JUAN BERMUDEZ

NUEVA GENERACION DE INSTRUMENTOS MUSICALES ELECTRONICOS

PREMIOS mundo electrónico de Boixareu Editores

Versión Gratuíta
Revisada por el Autor

JUAN BERMUDEZ COSTA

NUEVA GENERACION DE INSTRUMENTOS MUSICALES ELECTRONICOS

Estimado lector del Siglo XXI:

La liquidación de derechos de autor de Diciembre de 1989 señalaba que quedaban en existencia *cero* ejemplares de este libro. En el apartado 5º del contrato suscrito con **Marcombo, S.A.** se dice que *"...agotada la primera edición si el EDITOR no manifiesta su deseo de proceder a la reimpresión en el plazo de un año, el AUTOR queda liberado del compromiso ... con la editorial"*.

Es decir, entiendo que soy dueño intelectual de estas páginas para hacer con ellas lo que quiera, y lo que me place es ponerlo a libre disposición de los amigos que quieran leerlas o utilizarlas *a título individual, sin finalidad comercial*, y *sin afán de lucro*. De lo contrario hay que discutirlo amigablemente poniéndose en contacto conmigo vía e-mail.

Total, como las descargas piratas por internet ya no hay quien las controle, y como parece que 36 años después de haberlo escrito aún despierta un cierto interés, aquí tienes la versión oficial sancionada por el propio autor. Es más, no sólo he aprovechado para corregir algunas erratas del texto y dibujos que se colaron durante la producción editorial, sino que he sustituido numerosas ilustraciones por otras en color, así como algunos bloques de texto que habían quedado anacrónicos.

Espero que su lectura te proporcione la misma satisfacción que a mí me produce saber que, la síntesis sustractiva y los sintetizadores analógicos no han muerto. Que con sus sonidos de gran plasticidad y maleabilidad, seguimos aprendiendo cosas sobre la electrónica, la física del sonido, la psicoacústica y, sobretodo, que nos ayudan a desarrollar la vena artística de la producción electrónica de sonido. Que lo disfutes con salud. (Julio-2011). **J.B.**

Para contactar con el autor: jubeco@telefonica.net

© Juan Bermúdez Costa, 1977-2011.
Reservados todos los derechos
en cualquier idioma por el autor.

Editor de la Primera Edición:

marcombo
BOIXAREU EDITORES

ISBN: 84-267-0213-9
Depósito Legal, B. 37.389 - 1977
Impreso en España
Printed in Spain
Impreso en Imprenta Clarasó, S. A.
Villarroel, 15 - Barcelona-11

Dedicado a
Pedro Rodriguez Viñas
y Montserrat Bermúdez Costa

LOS SINTETIZADORES, EL LIBRO, Y YO

Fui muy precoz en esto de la electrónica. Con doce años ya había construido mi primera radio de galena con diodo de germanio OA85 o utilizado los primeros transistores OC75. Con trece era un ávido lector de revistas como la Revista Española de Electrónica, Radioelectricidad y la venerable Radiorama, una revista para aficionados avanzadísima a su tiempo. Los *radio-amateurs* eran mayoría por entonces pero, las radio-frecuencias no eran lo mío y siempre me sentí mucho más atraído por las aplicaciones de la electrónica en el incipiente mundo de la grabación y reproducción de audio.

Recuerdo haber ensayado docenas de circuitos de simulación de máquinas de tren de vapor, sirenas, bongos, canarios electrónicos, mezcladores, címbalos, multivibradores, teremines, etc. Mi sueño de pre-adolescente era meter, algún día, todos aquellos ingenios ruidosos en una caja, con un panel de control lleno de botones, y disponer de una especie de máquina para generar toda suerte de efectos especiales de sonido.

Con catorce años (1967) comencé a estudiar electrónica y a trabajar profesionalmente en lo mismo. Descubrí un desfase brutal entre los planes de estudio y el mundo real. Estudié válvulas durante dos años mientras que, en mi trabajo diario, se utilizaba circuitería lógica con transistores de silicio. En la escuela no estudiamos semiconductores hasta el tercer curso porque, en España, *no habían libros de texto en castellano sobre transistores,* lo que da una idea del gran retraso, no sólo político y social, que sufríamos los españolitos inquietos de entonces. Así pues, mi verdadera universidad la encontré en las páginas de las revistas extranjeras de electrónica, que podían comprarse en este país a precios abusivos: Radioplans, Electronique Practique, Wireless World, Popular Electronics, Elektor, Radioelectronics, Electronics Today International.

El Sintetizador NAIROBI, comenzado a construir hacia 73-74, en una foto tomada hacia 1976. Sirvió como recipiente de los numerosos circuitos de prueba y ensayos que culminaron con los propuestos y publicados en este libro.

A todo esto, casi nadie en el mundo mundial había oído todavía un sintetizador. La primera vez que me sucedió a mí fué en una disco, con diecisiete años. En un entorno tal que así, pincharon "Lucky Man" de EL&P, y al llegar al inspiradísimo solo de Keith Emerson, hacia el final del tema, nunca volví a ser el de antes. Mis sinapsis sufrieron un shock tal, que me empujaron a tomar carrerilla y no parar hasta descubrir cómo puñetas se hacían aquellos maravillosos sonidos. Aquellos timbres tenían para mí un poso de familiaridad por los experimentos hechos años antes pero, la musicalidad que adquirían en manos de un músico creativo sobrepasaban cualquier cosa oída con anterioridad. Al poco descubrí "Switched-On Bach" que no se editó en España hasta 1970, y en El Corte Inglés lo tenían relegado a la sección de discos de efectos especiales.

La constancia en aprender todo lo que se podía de las revistas *guiris*, tuvo premio al poco tiempo en forma de una serie de tres artículos titulado "Electronic Sound Synthesizer", escritos por Tim Orr y D.W.Thomas, y publicados en Wireless World entre Agosto y Octubre de 1973. Hace poco, leí que Larry Fast vivió la misma experiencia iniciática con los sintetizadores a partir de ese mismo artículo, donde se proporcionaban esquemas y detalles constructivos de ese nuevo instrumento. La teoría introductoria resultó providencial, pero los circuitos electrónicos propuestos resultaron ser el peor diseño de sintetizador que haya visto jamás. No lo descubrimos hasta después de gastar un dineral e invertir un montón de horas diseñando los circuitos impresos, pero la mala experiencia fué un poderoso incentivo para lanzarse a la piscina, y adentrarse en la aventura de un diseño propio.

Casi simultáneamente, otro de los puntos de inflexión en el conocimiento de los novísimos sintes de sonidos fué el breve artículo de Don Lancaster titulado "Introduction to Electronic Music" aparecido en Popular Electronics en Octubre de 1973. En éste había un listado con las direcciones de los fabricantes pioneros de entonces y comencé a pedir información técnica y comercial por correo ordinario (Berners-Lee, el inventor de internet debería andar todavía con pantalón corto). Obtuve abundante y variada documentación de todos y cada uno de ellos excepto de Donald Buchla, de quien nunca obtuve respuesta alguna.

La construcción de aquella caja de efectos sonoros, imaginada años antes, dio comienzo hacia el 73-74 en forma de un mueble y un panel único, con una serie de módulos previstos que se fueron diseñando, ensayando, y completando poco a poco, a medida que íbamos aprendiendo sobre la marcha. En esa época fue decisiva la ayuda recibida por parte de Ramón Serra y Josep Mª Pijoan, que se implicaron mucho en aquel proyecto, aunque después cada cual siguió caminos profesionales distintos.

Pijoan, que estaba especialmente dotado para los trabajos manuales construyó el teclado del NAIROBI a partir de un teclado mudo de piano de 5 octavas. Por entonces era imposible hacerse con un teclado suelto de plástico y se las arregló para instalar 61 contactos preformados uno a uno, a base de hilo de retención y malla de cable coaxial, plateados para evitar la oxidación del cobre, y montados sobre un pequeño circuito impreso adosado a cada tecla. También instaló 61 muelles de retroceso para que cada tecla volviera a su posición de reposo al soltarla. Serra se hinchó a diseñar circuitos impresos, a papel y lápiz, pasarlos a limpio sobre papel de poliéster, e insolar placas de prototipos. Raramente cometía un error de conexionado en sus diseños.

Don Jose Mª Boixareu Vilaplana y Juan Bermúdez en un momento del acto de entrega del "Premio Mundo Electrónico" a la mejor obra de "Electrónica de Afición".

La obligada interrupción por el servicio militar obligatorio, me alejó físicamente del NAIROBI pero, relegado en una emisora del Pirineo Catalán donde hacía de operador morse de radiotelegrafía, tuve muchas horas para escribir este libro. Ya había un acuerdo previo con Marcombo en el sentido de que *salvo imponderables*, estaban dispuestos a publicarlo, así que aproveché el tiempo y antes de licenciarme, el libro estaba escrito. Marcombo-Boixareu Editores lo inscribió en la Primera Convocatoria de los "Premios Mundo Electrónico", un galardón creado con la intención de estimular a los estudiosos, con la plasmación de obras que pudieran contribuir al desarrollo de la tecnología aplicada.

Nueva Generación de Instrumentos Musicales Electrónicos recibió el **Premio Mundo Electrónico** a la mejor obra de Electrónica de Afición en 1977. A partir de ahí, la historia de este libro pasó a manos de los lectores, que son quienes de verdad han considerado que ha sido valioso, y así me lo han hecho saber a lo largo de estos años. Les estoy muy agradecido a todos.

AGRADECIMIENTOS

Debo expresar mi gratitud a las firmas **E.M.S.**, **MOOG Music Inc.**, **ARP Instruments** y otras que en su momento me facilitaron diversas documentaciones técnicas, material gráfico y comercial sobre sus equipos.

Pero además, teniendo en cuenta que la idea del sintetizador de sonidos no tiene un origen único, debemos presentarles nuestros respetos a numerosos diseñadores pioneros, menos conocidos que Robert Moog, Alan R. Pearlman, Peter Zinnovieff o Harald Bode, y que sin embargo su ingenio individual ha tenido un papel primordial en nuestra pasión y disfrute por los sintetizadores de sonidos. La lista no es exhaustiva pero ahí van unos pocos de los más prolíficos: Bernie Hutchins, Tim Orr, Jim Scott, David Cockerell, Gene Zumcheck, Chad Hunt, Denis Colin, David Friend, Tom Oberheim, Dave Rossum, Scott Wedge, John Bowen, Barry Wilkinson, Trevor Marshall, John S. Simonton, Ian Fritz, Yasuhiko Mori, Serge Tcherepnin, Terry Mikulic, Nile A. Steiner, y tantos otros que me dejo en el tintero.

Del conjunto de las ideas de estas gentes, siguen alimentándose hoy en día numerosísimas páginas web especializadas en el tema. Entre todos hemos olvidado de qué cabecita surgieron, y no estaría de más reconocerles el mérito. **J.B.** (Julio 2011)

Indice

		Págs.
Prólogo		XI
Símbolos utilizados		XIII
Capítulo 1	**Evolución tecnológica de los métodos de generación de sonido**	1
Capítulo 2	**Física del sonido**	11
	Conceptos de la producción y propagación del sonido	11
	Generalidades del sonido de origen electrónico	12
	Tono/frecuencia	13
	Timbre/estructura armónica	14
	Intensidad/sonoridad	18
	Intensidad dinámica	20
	Percepción auditiva	22
Capítulo 3	**Producción electrónica de sonido**	26
	La técnica operacional en instrumentación musical	26
	Resistencia de entrada	28
	Excursión de la tensión de salida	28
	Resistencia de salida	28
	Potencia de salida	29
	Relación de rechazo de variaciones de alimentación	29
	Consumo de potencia en vacío	29
	Rechazo de la señal en modo común	29
	Ganancia en bucle abierto	29
	Ganancia en bucle cerrado	30
	Corriente de polarización de entrada	30
	Corriente máxima de salida en cortocircuito	30
	Máxima velocidad de variación	30
	Respuesta a los transitorios	30
	Corrección de la tensión "offset"	31
	Ancho de banda en bucle abierto	31
	Compensación en frecuencia	32

		Págs.
	Ruido	33
	Versatilidad del amplificador operacional	33
	Sumador/inversor	33
	Amplificador no inversor	35
	Seguidor de tensión	36
	Amplificador diferencial	36
	Integración	37
	Generación de señales	38
	Composición armónica	47
	Métodos de procesado y tratamiento	49
	Modulaciones	52
	Modulación en amplitud	52
	Modulación en frecuencia	55
	Modulación del timbre	58
	Circuitos integrados musicales	59
Capítulo 4	**Sintetizador de sonidos**	63
	Teclados	68
	Convertidores exponenciales	72
	Osciladores controlados por tensión (VCO)	81
	Filtros	94
	Amplificadores controlados por tensión (VCA)	110
	Generadores de ruidos	117
	Moduladores en anillo	121
	Reverberación	124
	Generadores de envolvente	127
	Mezcladores	131
	Osciladores de modulación	132
	Secuenciadores	133
	Muestra y almacenamiento (Sample & Hold, S & H)	136
	Seguidor de envolvente	140
Capítulo 5	**Construcción de unidades modulares para música electrónica**	143
	Consideraciones generales sobre el sistema modular	143
	Componentes pasivos	144
	Banco de osciladores controlados por tensión	146
	Amplificador controlado por tensión	153
	Filtro/oscilador controlado por tensión	155
	Generador de envolventes ADSR	157
	Generador de ruidos	157
	Oscilador de modulación (LFO)	160
	Modulador en anillo	162
	Mezclador audio/control	163
	Seguidor de envolventes/preamplificador	164
	Teclado controlador	167
	Secuenciador	169
	Muestra y almacenamiento (Sample & Hold)	171

		Págs.
	Banco de filtros fijos	172
	Reverberación	175
	Fuentes de alimentación	177
Capítulo 6	**Equipos comerciales**	182
	Mini-Moog	182
	Sonic-6 Moog	185
	Moog-55, sistema modular	188
	E.M.S. — AKS	190
	E.M.S. SYNTHI-VCS3	193
	ARP 2300 AXXE	196
	ARP 2800 Odyssey	197
	ARP 2600	198
Capítulo 7	**Instrumentos de procesado y controladores**	203
	Desplazadores de frecuencia (Frecuency Shifters)	203
	Moduladores de fase (Phasings)	210
	Controlador de cinta (Ribbon)	214
	Seguidor de tono o convertidor de tono a tensión (pitch-to-voltage-converter PV-C)	217
	Controlador joystick	219
	Estudios computados	220
	Mellotrón	224
	Controlador de percusión	225
Capítulo 8	**Programación del sintetizador**	228
	Discografía seleccionada de música electrónica	240
	Programaciones	241
Glosario		252
Referencias bibliográficas		260
Ampliación Discografía Música Electrónica (1900 a 2006)		261-268

Prólogo

Intentaré explicar en pocas palabras el motivo que me ha movido a llevar a cabo la redacción de la presente obra.

Ante todo mi completa fascinación por todos los aspectos relacionados con la música electrónica, el técnico fundamentalmente y por supuesto el artístico. También otro poderoso motivo ha sido la consecuencia de haber podido vivir y observar de cerca el serio problema de asimilación con el que el músico progresivo actual se enfrenta ante los avanzados y complejos medios de que actualmente se disponen para la creación musical.

Preciso es evidenciar el papel extremadamente importante que el técnico de sonido tiene en el ámbito musical moderno, no tan sólo como responsable de la impecabilidad de una mezcla y amplificación en una situación en directo o en la de una grabación de estudio, sino que profundizando más en su cometido me atrevo a afirmar que, visto el panorama actual de la música, el técnico de sonido *debe ser como un músico más en un grupo* tomando una participación activa, incluso en el aspecto de la composición de las obras.

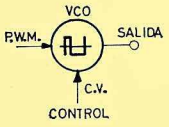
Es improbable que un buen teclista tenga igual capacidad de asimilación de los aspectos técnicos complejos y de creación musical; si ello ocurre será probablemente un caso islado y poco común. De ello se desprende la necesidad imperante de una mayor colaboración técnico-músico, para abordar la música electrónica con resultados altamente elaborados.

Con la presente exposición de los aspectos técnicos más importantes relacionados con los sintetizadores, pretendo dejar clara la idea de sus capacidades, así como ayudar a mitigar el confusionismo popular, a nivel de técnicos y músicos, que se ha creado acerca de toda esta nueva generación de instrumentos musicales electrónicos, que están tomando carta de naturaleza en la producción musical de nuestros días.

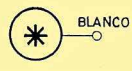
EL AUTOR

SÍMBOLOS UTILIZADOS EN ESTE TEXTO PARA LA CONFECCIÓN DE LOS DIAGRAMAS DE PROGRAMACIÓN DE SINTETIZADORES Y SISTEMAS DE MÚSICA ELECTRÓNICA

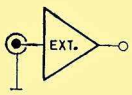
Oscilador de modulación, no controlado por tensión. La forma de onda que se halla dentro del círculo representa la señal utilizada.



Oscilador de tono VCO, controlado por tensión. La forma de onda que se halla en el interior del círculo representa la señal o señales empleadas en éste. Las siglas P.W.M. significan la entrada de control por tensión del ancho del impulso. La entrada inferior de control o C.V. es la que determina la frecuencia de trabajo del dispositivo.

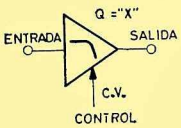


Generador de ruidos. La indicación *blanco* se refiere a la naturaleza de la salida del generador empleada. Puede utilizarse también la salida *rosa* o la de *tensión aleatoria.*

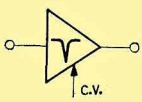


Símbolo utilizado para representar un amplificador de señales exteriores al sintetizador.

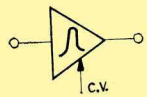
Monitor. Sistema de amplificación de potencia y reproductor que se emplea para *escuchar* las señales generadas electrónicamente.



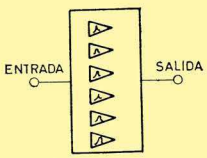
Filtro de paso bajo controlado por tensión. La flecha indica la entrada o entradas (si hay más de una) de control cuyos efectos se suman. *Q* indica la resonancia con la que trabaja éste.



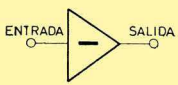
Filtro de corte de banda, controlado por tensión.



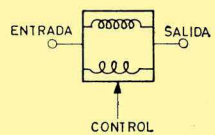
Filtro de paso de banda controlado por tensión.



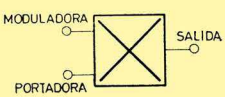
Banco de filtros fijos resonantes. Ecualizador.



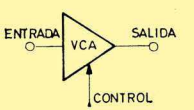
Inversor de fase (180°) ganancia 1 si no se indica lo contrario.



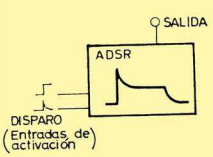
Reverberador. Controlado por tensión, si se incluye la flecha de control.



Modulador en anillo, cuando se utiliza como procesador de señales de audio, acoplado en alterna. Si se utiliza como *Multiplicador* en aplicaciones de control, acoplado en continua.

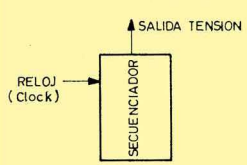


Amplificador controlado por tensión. VCA

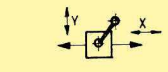


Generador de envolventes ADSR. Con objeto de simplificación, en los esquemas de programación, se sustituye la entrada doble de señales de disparo (trigger y gate) por una única señalada como TRIGGER. Se sobreentiende que se dispara con las dos señales cuando procede el control del teclado o con una cuando lo es a partir de una señal de control procedente de un LFO, etc.

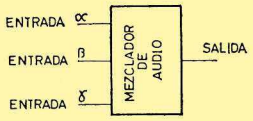
Símbolo empleado para representar al teclado controlador. Lo mismo reza con respecto a las señales de disparo; se indica una sola línea TRIGGER.



Secuenciador.



Controlador JOYSTICK, las flechas en movimiento vertical indican la salida de tensión proporcionales al eje *Y* y las horizontales al eje *X*.



Mezclador de audiofrecuencias. El mismo símbolo si se utiliza como mezclador de señales de control, sólo que no se especifica "de audio".

NOTA: Los elementos restantes empleados en los ejemplos vienen autoespecificados, por ello no se incluyen en esta clasificación previa.

CAPÍTULO 1

EVOLUCION TECNOLOGICA DE LOS METODOS DE GENERACION DE SONIDO

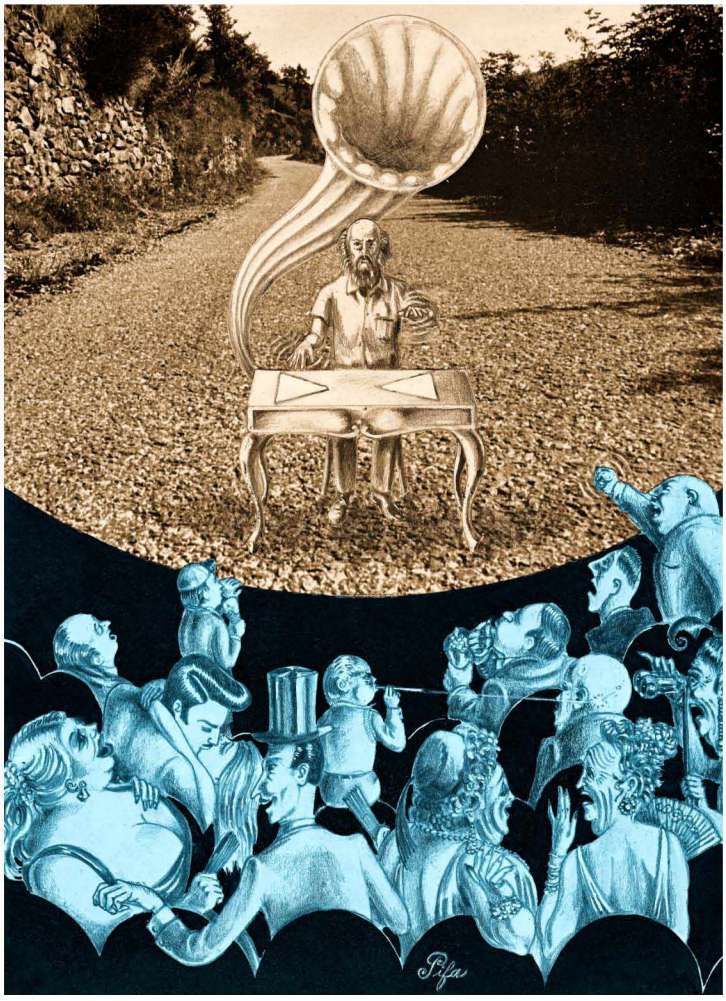
Las siguientes páginas resumen los aspectos histórico-biográficos de los acontecimientos que han determinado el actual estado tecnológico de los métodos de producción musical por medios electrónicos; su interés es puramente anecdótico e introductorio a la materia que se trata posteriormente.

La música electrónica es la definición generalizada del resultado, en materia de composición musical, de los sistemas de creación de sonidos con la ayuda de procedimientos electrónicos.

No ha existido jamás un instrumento musical que haya sido concebido de la noche a la mañana, sino que todos los conocidos clásicamente son resultado de constantes mejoras y refinamientos que, a través del tiempo, han ido recibiendo hasta llegar a sus actuales condiciones. Lo mismo es válido para instrumentación electrónica musical, aunque esta última ha tenido una íntima vinculación con la expansión tecnológica que la electrónica ha venido experimentando en los últimos años. Mientras por una parte el piano se ha tomado algunos siglos para su evolución, los instrumentos musicales electrónicos han pasado por muchísimas más facetas de diseño en tan sólo cuarenta años.

La mayoría de los primeros instrumentos musicales electrónicos no constituyeron más que simples ejercicios que la tecnología existente permitía a los diseñadores, aunque ya entonces fueron diseñados para tratar de salvar algunas dificultades inherentes a los instrumentos clásicos existentes. Por mencionar un ejemplo, el teclado de piano, que es, por una parte, un poderoso método de ejecución musical que facilita al músico un cómodo acceso a cualquiera de las doce notas de una escala musical temperada, no lo es, en cambio, cuando se dedica a trabajar con escalas micro o macro-tonales, tampoco y debido a su naturaleza de sintonía fija es posible efectuar en él glissandos o deslizamientos de una nota a otra, etc.

Manteniendo la cronología de la aparición de dispositivos para la producción electrónica de sonido, el más antiguo del que se tiene noticia es el *Telharmonium* cuya fecha de origen se sitúa en 1900 y del que aparecieron más datos en la publicación de la época *Electrical World,* número 58 de 1906 bajo firma de su creador THADDEUS CAHILL'S.



León Theremin ante una atenta y sorprendida audiencia.

En 1920, el doctor CARL EMIL SEASHORE de la Universidad de Iowa inventa el audiómetro y el test de aptitud musical *Seashore,* también experimenta con nuevos tonos generados por procedimientos puramente eléctricos. El doctor EMIL preconizó, ya en aquellos tiempos, la producción de nuevos colores tonales.

El *Theremin* (1923), cuyo creador LEON THEREMIN hizo de él realmente el primer instrumento musical electrónico; bajo el slogan *el instrumento que se toca*

sin ser tocado, ante una sorprendida audiencia en 1928 y en New York el profesor THEREMIN ofrecía demostraciones de su método de obtener música del éter.

Este instrumento no tiene medio visible de control y se toca simplemente moviendo las manos sobre dos placas metálicas o antenas. Interiormente el *theremin* consta de dos osciladores inductancia-capacidad de alta frecuencia, uno insensible a cualquier influencia externa y el otro concebido de forma que su frecuencia sea modificada en función de los cambios capacitivos que representan la mayor o menor proximidad de las manos a una de las antenas. Las salidas de estos dos osciladores son combinadas de forma que el resultado es un tono de audio variable, que es la diferencia de frecuencia entre las dos. A medida que la mano del operador se acerca a la antena sensitiva, la diferencia entre las dos frecuencias aumenta y con ello la frecuencia del tono de audio. Para controlar la amplitud de salida se utiliza una segunda antena que forma parte de un conjunto parecido. Dado que no existe ningún contacto físico que ofrezca una referencia táctil o visual del tono que se genera, el *theremin* es un instrumento de difícil ejecución y también divertido.

Otro instrumento de la época, éste de origen francés, fue el *ondes maternot,* cuyo creador MAURICE MATERNOT lo diseñó hacia el año 1928 con la idea de superar algunas de las dificultades que antes apuntábamos sobre el piano. Éste era similar a los órganos modernos en los que el teclado se utiliza para determinar la frecuencia de un circuito tanque inductancia-capacidad.

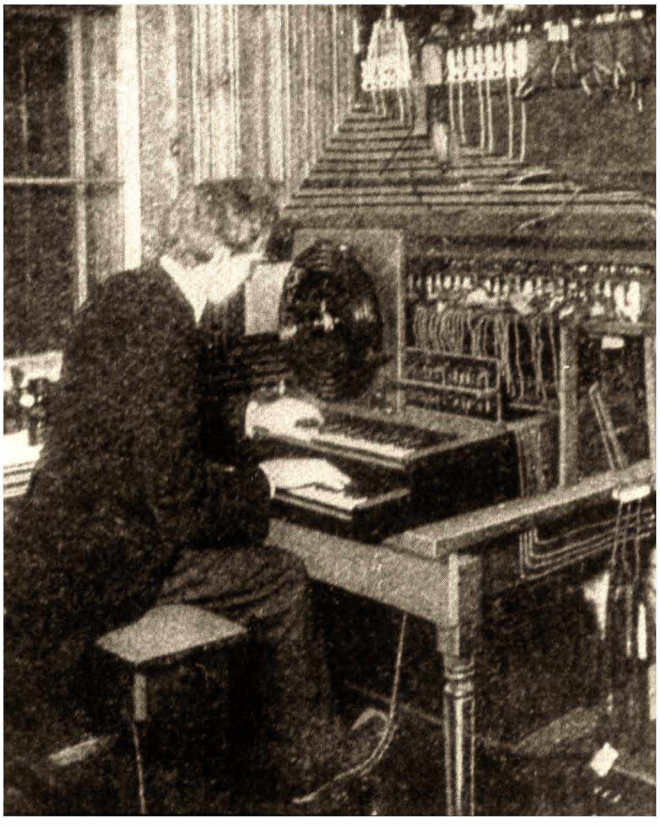
El *maternot* consiste en una inductancia con múltiples tomas en su bobinado para producir las distintas frecuencias correspondientes a la escala cromática; además del teclado existe un anillo accionable con el dedo controlando un dispositivo deslizante que varía la frecuencia de un segundo oscilador. Dicho dispositivo deslizante modifica la frecuencia de este oscilador gracias a un ingenioso método de variación de capacidad, de forma que la frecuencia de la nota coincida con la posición del anillo controlador. La combinación del teclado y del deslizante posibilita que el músico haga un verdadero glissando de una nota a otra, o añadir un vibrato con un simple movimiento de mano y sin sacrificar la facilidad de operación de un teclado.

El *ondioline* y el *trautonium* fueron también contemporáneos del *maternot* aunque significantemente mejorados.

El primero fue el precursor en el uso de los dispositivos que no fuesen simples osciladores senoidales. Un oscilador de relajación producía un diente de sierra cuya frecuencia era controlada por un teclado. La salida del oscilador activaba una serie de divisores de frecuencia y las salidas se combinaban al estilo de las técnicas modernas empleadas actualmente en algunos órganos. El *ondioline* era capaz de generar una buena variedad de sonidos y los comentaristas de la época opinaban que un hábil operador casi podía hacer hablar al instrumento.

El *trautonium* apareció en el mismo año que el *theremin* y se debe al profesor FRIEDERICH TRAUTWIEN. Este instrumento puede considerarse como uno de los primitivos métodos de síntesis electrónica de sonido, que empleó el control por tensión. Consistía en un oscilador de relajación a base de un tiratrón de gas,

cuya rejilla de mando estaba controlada por un sistema a base de un bobinado resistivo, que podía entregar unas 1.200 notas por octava en lugar de las 12 clásicas.



Thadheus Cahill en persona interpretando al teclado del **TELEHARMONIUM**, el instrumento creado por él en 1906. La idea comercial, era la de servir música a través de las lineas telefónicas, y se escuchaba por medio del teléfono, fué la precursora del Hilo Musical. El principio de generación electromecánica de señales (ruedas fónicas) se recuperó hacia 1935 con la aparición del órgano **HAMMOND.**

En la feria mundial de New York se presentó en 1939 otro instrumento denominado *voder,* que según las actuales definiciones puede ser considerado como un verdadero sintetizador, aunque desafortunadamente el *voder* estaba concebido con la intención de reproducir la palabra humana y no como instrumento musical.

En 1948 un ingeniero parisino, PIERRE SCHAEFFER, comienza a realizar diversos experimentos de composición con sonidos naturales procesados y montados sobre cinta magnética y eventualmente utiliza también señales puramente eléctricas; es lo que se conoce como música concreta, término éste precisamente aplicado a estos trabajos por la manipulación de sonidos concretos como material sonoro de la composición. El alemán KARLHEINZ STOCKHAUSEN se ha consagrado como uno de los compositores más decisivos de la música concreta. También en el *Instituto de Fonológica Musical* de *Radio Milán* se han efectuado diversas composiciones de marcado interés.

En 1955 fueron construidos al amparo de RCA y bajo la dirección de los

doctores HARRY OLSON y HERBERT BELAR los sintetizadores MARK I y MARK II. El MARK II todavía existe y se halla en funcionamiento en *Columbia Princeton Electronic Music Center*. Sus medidas son 518 cm (17 pies) de largo por 213 cm (7 pies) de alto y está valorado en medio millón de dólares. Este monstruo constituye un estudio de música electrónica que utiliza una banda de papel perforado para efectuar el control de dos canales independientes, cada uno de los cuales contiene informaciones específicas sobre cinco parámetros del sonido, frecuencia (sintonía fina), octava, timbre, envolvente (especificada en tiempos de ataque-duración-decaimiento) y volumen (figura 1.1).

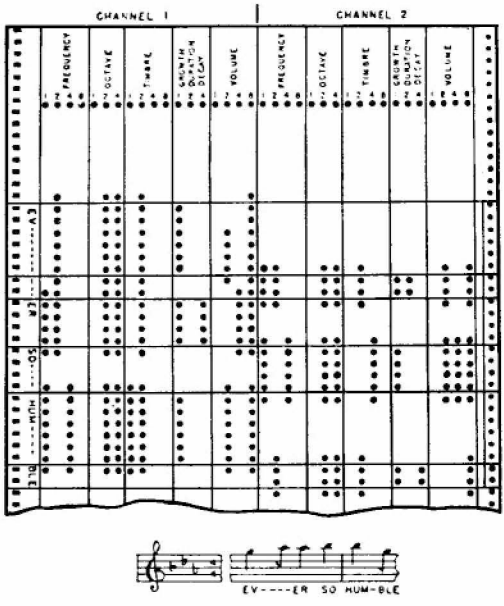


Fig. 1.1 Muestra de una partitura y de la perforación sobre la banda de papel de un MARK II (RCA).

Cada uno de ellos actúa sobre multitud de diapasones, bancos de osciladores, divisores de frecuencia, relés y controladores de amplitud.

Los compositores se percataron con rapidez de las capacidades de un equipo así. Éste fue el objetivo principal propuesto en la construcción del MARK II, el cual puede generar prácticamente cualquier sonido que especifique el compositor y poder imitar perfectamente los sonidos de muchos instrumentos convencionales.

Pero el MARK II no tiene aptitud para la operación en tiempo real; cada característica del sonido a producir debe ser cuidadosamente calculada y trazada en función del tiempo y el resultado debe ser perforado sobre una banda de papel. En aquellos días del MARK I, la técnica de grabación sobre cinta no estaba en un momento álgido tecnológicamente y los resultados se grababan sobre discos multisurco. Cuando todas las partes de una pieza habían sido gra-

badas en surcos separados del disco, los sonidos de ésta se mezclaban y se volvía a grabar de nuevo sobre otro disco conteniendo todo el material del disco maestro.

La aportación de los doctores OLSON y BELART con el MARK II fue en realidad mucho mayor que la de la simple adición de la palabra *sintetizador* al vocabulario músico-electrónico.

Fueron los primeros conjuntos específicamente diseñados para la producción de música electrónica, ofreciendo todos los osciladores, filtros y amplificadores localizados en un mismo equipo y lo mejor de todo, independientemente de lo embarazoso de la operación, un método racional de controlar todos los dispositivos simultáneamente. Por otra parte también fue el precursor en la utilización de las fuentes de ruido blanco como parte de un instrumento electromusical. El ruido blanco, del que se hace un somero estudio en el capítulo 4.º, es absolutamente imprescindible para sintetizar sonidos de címbalos o platillos, por mencionar sólo dos.

Hacia 1948 y casi simultáneamente con la aparición del MARK I, los exponentes del nuevo arte usan sistemas especiales de grabación sobre discos de 78 r.p.m., que si bien resultaban rudimentarios, se servían de ellos para conseguir diversos efectos. Se grababa a velocidades variables entre 20 y 200 r.p.m., y mediante trenes de pickups se obtenían diversos tipos del efecto eco. Con discos de surco cerrado se generaban sonidos repetitivos que se alteraban y utilizaban posteriormente mediante la utilización de la aludida variación de velocidad.

Lo que en realidad sí constituyó un enérgico avance en la evolución de la composición musical y de las técnicas empleadas por el músico electrónico, fue la aparición de la cinta magnética en 1920 y el objeto principal, el de superar las dificultades de montaje que el primitivo hilo de acero presentaba.

Los orígenes del magnetófono se remontan a 1898 en que fue diseñado, construido y patentado por un ingeniero danés llamado VALDEMAR POULSEN quien lo denominó *telegráfono*. En este primitivo registrador magnético se utilizaba una cuerda de piano metálica como soporte de grabación, que se deslizaba a una velocidad de 20 m/s, y obviamente tenía limitaciones en la respuesta de frecuencias y en la dinámica de grabación. Más tarde, con la aparición del triodo de vacío de LEE DE FOREST (1912), se utilizaron sistemas de amplificación, en conjunción con el telegráfono, para salvar el enorme inconveniente de su bajo nivel de salida, aunque de todas formas la inherente pésima relación señal-ruido no se vio apenas mejorada y quedó como grave defecto intrínseco del aparato. Fueron CARPENTER y CARLSON quienes, en 1927, contribuyeron en forma importante a mejorar las técnicas de grabación magnética con la incorporación de la premagnetización con corriente de alta frecuencia, pilar básico de todos los siguientes métodos de grabación magnética de alta calidad. En 1940 AEG producía ya su aparato *magnetophon* que reproduce satisfactoriamente frecuencias desde unos 50 Hz hasta los 12-13 kHz.

Se desarrollan las técnicas sobre cinta magnética y se consigue crear una extraordinaria gama de efectos de sonido, mediante yuxtaposición y empalmes de fragmentos de cintas grabadas con diversas fuentes de sonido, completán-

dose mediante alteraciones de velocidad, alteraciones de timbre, mezclas e inversiones del sentido de desplazamiento de la cinta frente a los cabezales.

Todos estos métodos y otros más elaborados todavía, son los que se han venido usando, y aún se usan en ocasiones, como medio de expresión musical. A este respecto TOM DISSEVELT escribe en la portada de su disco de ritmos electrónicos, "...ayudado por KID BALTAM, un hombre experto en electrónica, empleo los sonidos que me proporciona un generador de señales senoidales, un generador de señales cuadradas, uno de señales en diente de sierra, un generador de ruidos, un filtro de paso de banda y un modulador en anillo. Los recojo auxiliado de magnetófonos y luego los atenúo, exalto, altero su tono cambiando la velocidad y los apilo en estratos...".

Aunque el resultado del empleo de la cinta magnética como elemento de composición musical es altamente sorprendente, adolece de grandes inconvenientes como son la necesidad del más escrupuloso trabajo y precisión en el control de los mandos y el más molesto de todos, la extraordinaria lentitud del sistema.

Imagínese que está ante la consola de un laboratorio de sonido y que dispone de todo tipo de equipos electrónicos de audio como osciladores, filtros, amplificadores, moduladores y — cómo no — grabadores de cinta magnética. Sintoniza un oscilador, primero, al tono deseado mediante sus controles de frecuencia; acciona luego los mandos de un filtro para conseguir el timbre deseado y más tarde, al grabar, conformar la curva de volumen mediante algún tipo de amplificador previsto a tal efecto. Esta técnica, sin incluir el posterior empalmado del montaje, ocupa un buen número de operaciones y una serie de minutos para que el resultado sea tan sólo una nota completa..., y todo ello a condición de que las operaciones hayan sido rigurosamente correctas. Repitiendo el proceso varias veces se puede obtener una cadencia completa de notas. Por supuesto que el tiempo no es real, por lo que las notas pueden ser grabadas según una secuencia no real, con objeto de ganar algún tiempo cortándolas en pedazos de diversos ángulos con objeto de condicionar las características de ataque y decaimiento del sonido (figura 1.2). Posteriormente se efectúa el montaje de estos pedazos de cinta magnética sobre otra que sirve de soporte. La misma operación debe hacerse para las líneas de acompañamiento y las rítmicas; el trabajo finaliza con el transporte definitivo a una cinta maestra que contendrá todo el material sonoro grabado.

La sensibilidad que se precisa en un trabajo de este tipo debe ser perfecta, ya que en ocasiones la extraordinaria precisión que se necesita en el montaje exige horas de trabajo para la obtención de tan sólo algunos segundos de composición musical aprovechable; además el compositor no tiene posibilidad de oír el sonido mientras lo está fabricando. Otro grave problema de este sistema, en especial para el músico, es la imposibilidad de que éste ejecute las obras ante público, resignándose a un frío trabajo de laboratorio en el que la relación músico-oyente queda forzosamente anulada o reducida a una escucha *enlatada* de disco o grabación magnética.

Tal y como se ha venido conociendo hasta finales de los sesenta, la mú-

sica electrónica, tanto en sus técnicas de ejecución como en los resultados meramente artísticos, no pasaba de ser un experimento estético en el que una serie de elementos típicos de generación como los que utilizó TOM DISSELVELT junto a combinaciones de laboratorio sobre cinta magnética más o menos complejas, han producido siempre obras más emparentadas con la pericia técnica que con la creatividad musical propiamente dicha.

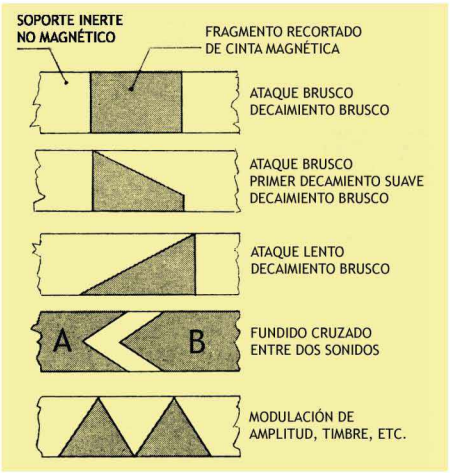
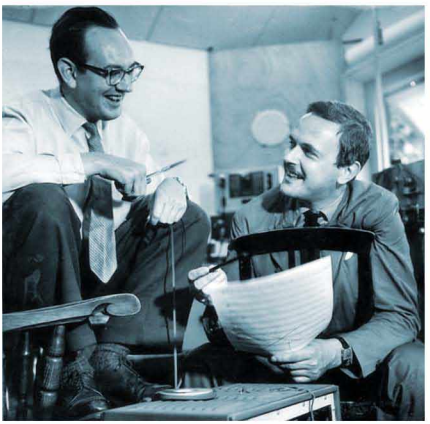


Fig.1.2 Ejemplos de montaje de fragmentos de cinta magnética y algunos de los efectos sonoros obtenidos.

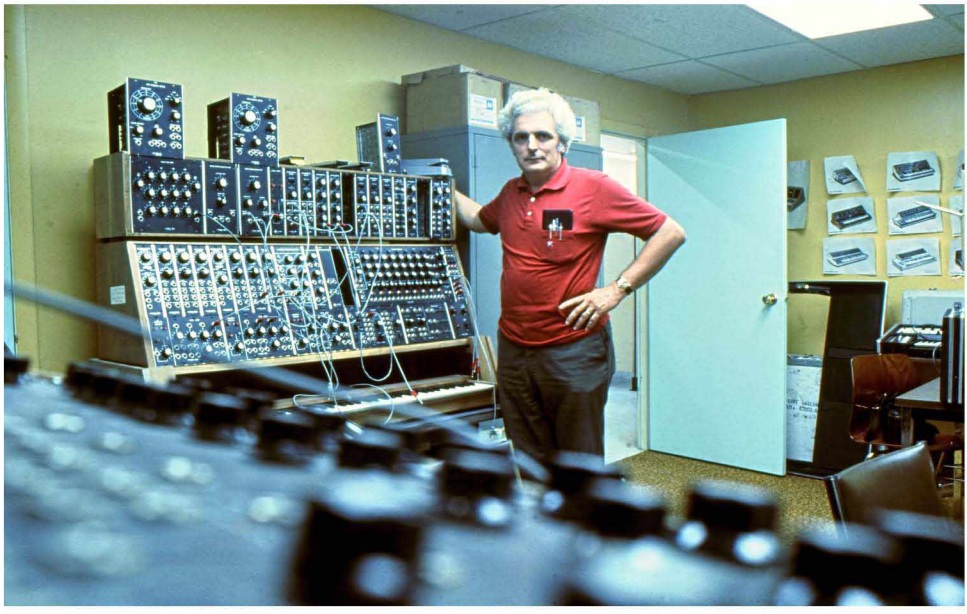
Tom Dissevelt y Dick Raaijmakers, dos inspirados compositores holandeses de la era de la *Tape Music*, que trabajaron en los Laboratorios Philips desde 1956 al 1963



La evolución tecnológica ha venido a satisfacer cada vez más los problemas y las necesidades de disponer de medios más refinados. A este respecto, a mediados del año 1964 el doctor ROBERT A. MOOG con la colaboración del músico HERBERT DEUTSCH desarrolló dos rudimentarios VCO, que según el mismo MOOG fueron simples extensiones de la reciente tecnología del transistor uniunión (UJT), y un amplificador de ganancia controlada por tensión (voltaje) que era una forma de amplificador diferencial construido enteramente con componentes discretos. Algún tiempo después — en octubre de 1965 — MOOG puso a punto un filtro de paso bajo y uno de paso alto controlados por tensión. De la colaboración MOOG-DEUTSCH surgieron otras ideas como los generadores de envolvente, los teclados con memoria analógica, etc.

En octubre de 1964 MOOG presentaba ante una convención de *Audio Engineering Society* un trabajo escrito titulado *Módulos para música electrónica controlados por tensión*. Con toda evidencia el concepto del *control por tensión* instaurado por este eminente investigador del medio, no se aplica únicamente al sintetizador MOOG, sino que constituye el fundamento de todos los criterios básicos de los equipos actuales en funcionamiento.

En 1967 *Moog Music Inc.* producía una línea completa de elementos modulares que revolucionaron este campo, todos ellos haciendo gala de una extraordinaria versatilidad y facilidad de operación para la producción de los so-



Robert Moog el inventor y gurú del *Sintetizador Controlado por Voltaje*, en una imagen tomada en la factoría Norlin en 1977. Moog, inspiración de muchos que hemos apreciado y admirado su trabajo, traspasó el **21 de Agosto de 2005** a los 71 años de edad. Bob, We Love You!

nidos. El concepto puede parecer ridículamente simple: *Los parámetros de los elementos de proceso son función de la suma de diversas tensiones de control en lugar de serlo la posición de unos botones.*

Como ejemplo de la simplicidad de operación que el control por tensión confiere al sistema, veamos una comparación entre un elemento relativamente simple como es un amplificador controlado por tensión utilizado como conformador de la curva amplitud/tiempo y la técnica convencional del empalmado de cintas magnéticas. Cuando se utilizaba esta última, las características antes aludidas debían duplicarse manualmente y nota a nota girando los controles de volumen al registrar un sonido o bien mediante el ángulo de corte de la cinta magnética. En el caso del MARK I y el MARK II esto era algo más cómodo y preciso, aunque de todas formas la información de tales características debía ser introducida para cada nota individual en la banda de papel perforado.

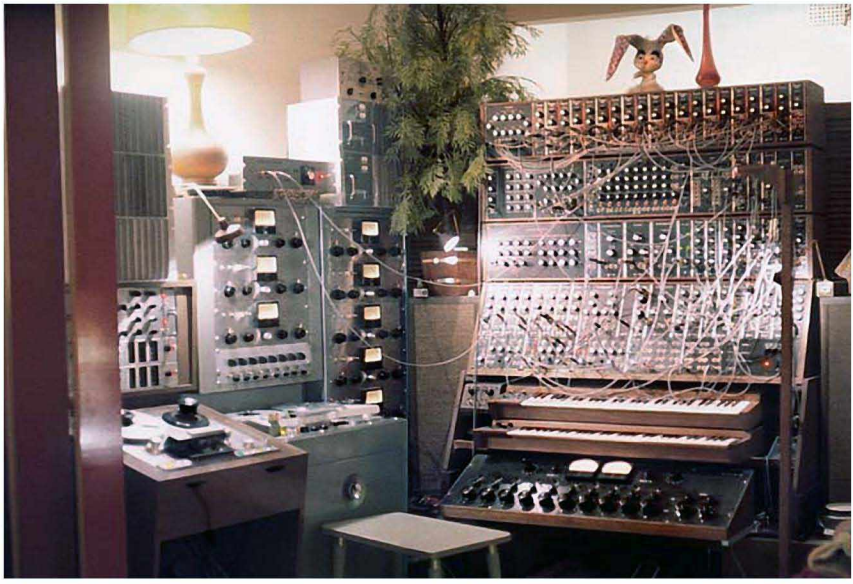
Con el método de Moog la tarea del ajuste de la curva de ganancia-tiempo se efectúa simplemente mediante un generador de envolvente automático, que produce una forma de onda repetible cada vez que se aprieta una tecla cualquiera. El músico ajusta este generador de envolventes para reproducir cualquier característica envolvente de un instrumento real o imaginario y los circuitos asociados reproducen automáticamente las características amplitud/tiempo para cada nota individual que se toca sobre el teclado. Si se desea un efecto diferente basta reajustar unos botones sobre el generador de envolventes; además la suma de tensiones de la que es capaz este método provee al músico un medio de producir más de un

efecto a la vez y a partir de un único módulo de procesado. Si en el anterior ejemplo, el operador decide añadir una modulación en amplitud de baja frecuencia o trémolo al sonido, no tiene más que añadir a las entradas de control esta segunda tensión lentamente cambiante.

Musicalmente, el suceso histórico más revelador de las posibilidades del sintetizador controlado por tensión, fue el trabajo de WENDY CARLOS con la grabación de la obra *Switched on Bach* ya que los resultados, en lo que concierne a la aceptación del público, de este disco fueron totalmente inesperados. CARLOS es ingeniero de grabación y posee una increíble capacidad para el trabajo con la mesa de mezclas y el grabador de cinta. CARLOS junto con BENJAMIN FOLKMAN trabajó durante semanas en la grabación del álbum *Switched on Bach* que es una prodigiosa demostración de virtuosidad con los medios electrónicos interpretando muy fielmente obras del compositor JUAN SEBASTIÁN BACH.

En una convención de *Audio Engineering Society* en octubre de 1968, CARLOS expuso una serie de variadas técnicas de composición de estudio electrónico, como estudios computarizados, secuenciadores, máquinas multipista. Como ilustración musical a sus conferencias se ofreció la audición del tercer movimiento del *Concierto de Branderburgo* que había terminado de grabar muy recientemente. La reacción del público, altamente tecnificado y crítico, fue una ovación masiva favorable a aquella nueva técnica y a aquel sonido inédito hasta entonces.

Los capítulos siguientes pretenden ser un estudio del estado actual de esta rama tecnológica que es la ingeniería musical, así como una visión de las posibilidades musicales presentes y futuras.



El rudimentario estudio de 8 pistas de **WENDY CARLOS** en 1968, donde se grabó el legendario álbum **SWITCHED-ON BACH**, el disco de música clásica más vendido de todos los tiempos, por mucho que les escueza a los puristas. El cuerpo superior de este *Moog customizado* a la medida de Wendy, es un Vocoder configurado con módulos estándard modificados. A la izquierda, en el cuerpo inmediatamente inferior, se ve un VCO polifónico diseñado exprofesamente por Bob Moog (Foto © 1999 W.C)

CAPÍTULO 2

FISICA DEL SONIDO

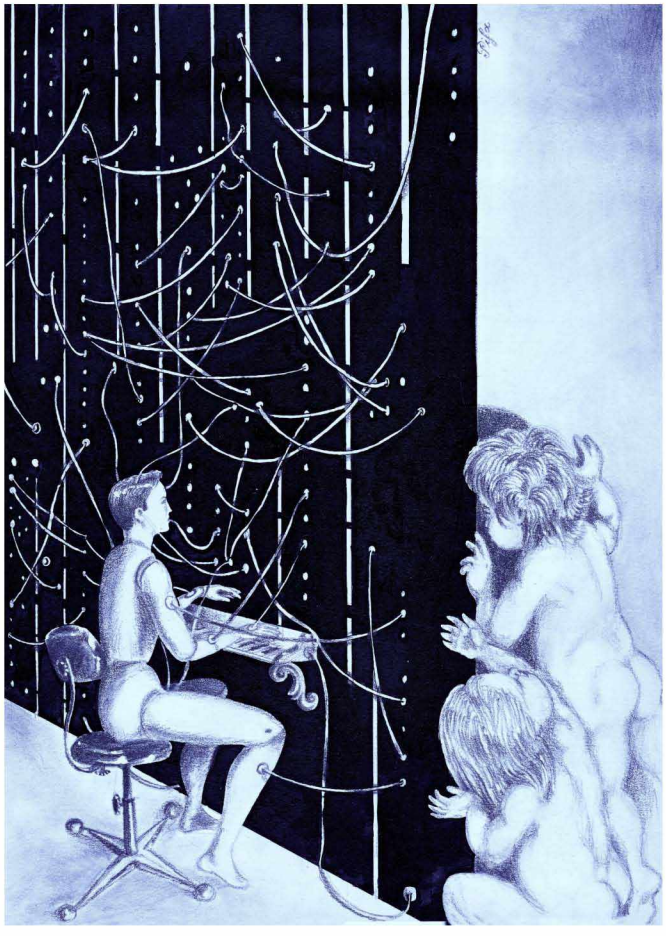
Con un sintetizador medio en sus manos casi cualquier músico puede ser capaz de crear sonidos, simplemente, efectuando manipulaciones al azar y girando botones. Esto puede darle resultados durante un cierto tiempo (poco) tras del cual se convertirá en una víctima más del sonido fácil y falto de toda elaboración y en el mejor de los casos (al menos el más honesto) llegará a la conclusión de cuán grande es el caos sonoro que puede constituir este instrumento manejado por manos inexpertas.

Si lo que se pretende con un sintetizador es realizar un trabajo serio, creando sonidos con un sentido musical específico o con un carácter definido, resulta *imprescindible* saber qué es lo que diferencia un sonido de otro y qué se debe hacer para fabricarlo. Esto requiere, además del perfecto conocimiento de la mecánica operativa de un sintetizador determinado, unos conocimientos de la física y de los fenómenos del sonido que facilitarán mucho el acometimiento de esta rama tecnológica con un mínimo de rigor científico. Esto es lo que constituye el objeto de este segundo capítulo.

CONCEPTOS DE LA PRODUCCIÓN Y PROPAGACIÓN 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.

GENERALIDADES DEL SONIDO DE ORIGEN ELECTRÓNICO

El sonido se propaga en forma de ondas las cuales no son otra cosa que variaciones de la presión del aire.

Una cuerda de guitarra puesta en vibración desplaza el aire que se halla

alrededor de ella como consecuencia de la agitación a que somete con su movimiento a las moléculas de dicho fluido. El choque entre estas moléculas provoca la transmisión de las vibraciones originales a través del espacio existente entre el foco emisor y el receptor auditivo (oído, transductor, etc.). El emisor de vibraciones no tiene por qué ser forzosamente una cuerda, puede ser la membrana de un tambor, una lámina vibrante como en las armónicas o los labios del músico en los instrumentos de metal como las trompetas. En el caso de un sonido generado electrónicamente el fenómeno de la agitación molecular del aire se origina en el cono de un altavoz.

Cuando se procede a la grabación de un sonido procedente de algún instrumento acústico, un transductor en forma de micrófono convierte las variaciones de presión del aire en señales eléctricas análogas a éstas. La representación gráfica de ambas variaciones superpuestas debe ser idéntica salvo que un gráfico estará expresado en voltios/tiempo y el otro en dinas/cm^2/tiempo.

Cuando estas variaciones de tensión son reproducidas a través de un amplificador de audio con su correspondiente altavoz reproductor, el proceso se invierte y de nuevo dichas variaciones de tensión se convierten en energía sonora. Si todos los eslabones de la cadena grabación/reproducción han sido lo suficientemente perfectos y cuidadas las operaciones de registro, las vibraciones reproducidas en el altavoz deben ser idénticas a las del foco emisor original y teóricamente indistinguibles; esto desgraciadamente no ocurre nunca por imperfecciones inherentes a los sistemas de grabación/reproducción y a los transductores.

Como sea que el altavoz efectúa una operación análoga a la de la cuerda vibrante u otro objeto productor de sonido, moviendo el cono mediante una corriente alterna, y puesto que en principio es posible generar electrónicamente cualquier forma imaginable de onda — aunque sea difícil en algunos casos — resulta evidente la posibilidad de generación de ondas sonoras, no a partir de un objeto físico sino efectuando un proceso de síntesis de una señal por medios electrónicos y convertirla posteriormente en sonido audible.

Existen a efectos fisiológicos tres propiedades fundamentales que determinan por sí mismas el carácter de un sonido cualquiera, musical o no.

Éstas son el tono, el timbre y la intensidad.

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 buena 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 y la inversa es el período o tiempo que dura una vibración completa medida en segundos.

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.

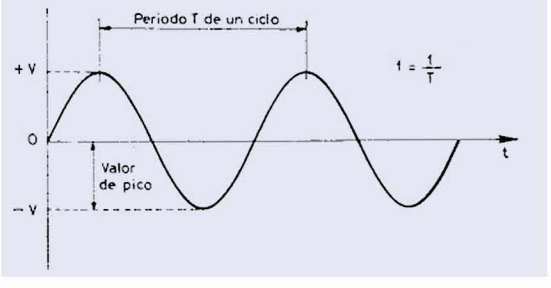


Fig. 2.1 Período y frecuencia.

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 un 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 2.1 como el elemento básico constructivo de cualquier señal acústica o eléctrica imaginable. Es el punto de partida para construir otras complejas.

Para ilustrar esta definición nos serviremos de la figura 2.2 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 2 veces la de la *A*. Ésta es, por tanto, 2.º armónico de la fundamental *A*.

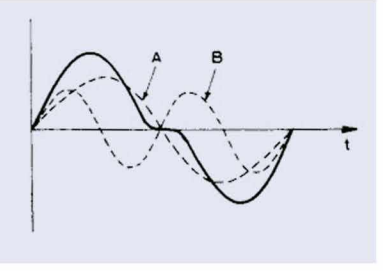


Fig. 2.2 Fundamental A, Segundo Armónico B y Resultado de la adición

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.

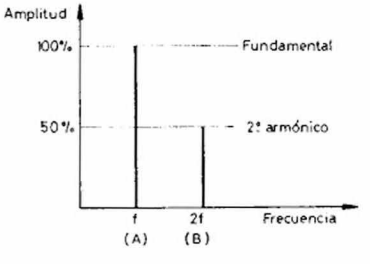


Fig. 2.3 Contenido armónico relativo de la señal de la figura 2.2.

Se puede representar gráficamente el contenido armónico relativo mediante los gráficos del espectro de frecuencia. El de una señal compleja como la de la figura 2.2 ofrecería el aspecto de la figura 2.3. 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.

En la figura 2.4 se muestra un nuevo ejemplo, esta vez más complejo, del modo de construir aditivamente 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 (3*f*, 5*f*, 7*f*, 9*f*, etc.), propiedad ésta de las formas de onda simétricas cuadradas.

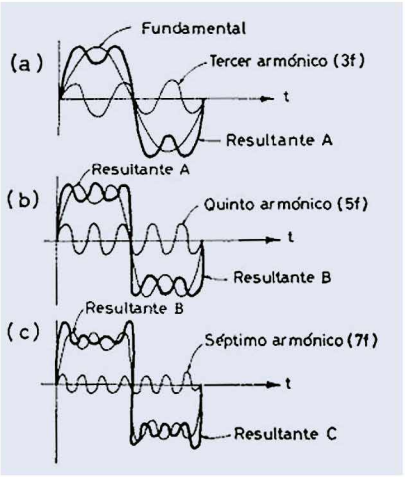


Fig. 2.4 Formación aditiva de una señal cuadrada simétrica. Detalle de los 3 primeros armónicos.

En (*a*) una onda senoidal cuyo período es igual 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 5*f* y la semblanza 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 del veintiunavo armónico para llegar a una razonable conformación de la onda cuadrada ideal.

La siguiente serie de gráficos de la figura 2.5 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.

Existe un instrumento electrónico destinado a observar el contenido espectral de las señales de audio denominado *analizador espectral.*

Constituye un elemento raro y de difícil inclusión en un laboratorio que no esté muy específicamente dedicado al estudio del sonido. El analizador espectral traza sobre una pantalla, al estilo de un osciloscopio, las frecuencias en el eje *X* u horizontalmente y la amplitud o energía parcial de una pequeña zona del espectro a observar en el eje *Y* o verticalmente. El principio fundamental del espectrógrafo (también se le llama así) está representado en la figura 2.6 en el cual se emplean, un osciloscopio, un filtro de paso de banda de elevado factor *Q* y un rectificador de media onda.

La frecuencia central del filtro es barrida en una gama definida mediante una señal de baja frecuencia en forma de diente de sierra, la cual también efectúa la deflexión horizontal del haz del osciloscopio. La salida del filtro de paso de banda se rectifica en media onda y se aplica al amplificador vertical, produciéndose en pantalla una representación vertical en el tiempo correspondiente a los contenidos parciales de energía que forman la señal presente a la entrada del filtro.

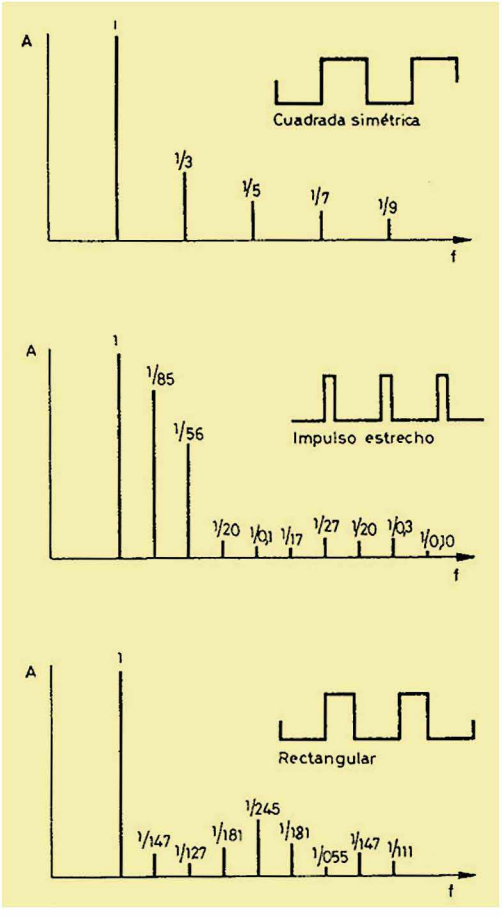


Fig. 2.5 Contenido relativo armónico de tres casos de onda cuadrada.

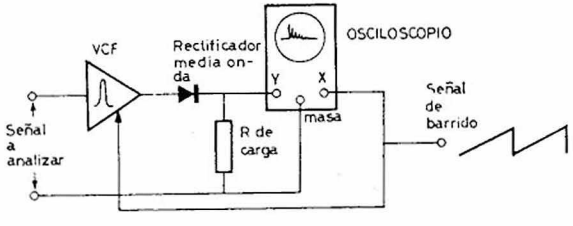


Fig. 2.6 Bloque esquemático del espectrógrafo.

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 citar un 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 y los 12.000 Hz y se escuchan, por tanto, hasta seis 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.

INTENSIDAD/SONORIDAD

El oído humano percibe los sonidos bajo una gran variedad de combinaciones de las características subjetivas como son el tono y el timbre.

La intensidad constituye otra característica obvia del sonido que requiere un cierto estudio de sus efectos en la percepción.

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} μbar (que constituye el umbral de audición) hasta unos 200 μbar (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 hacerse una idea de la asombrosa capacidad de acomodación a una amplia gama de presiones sonoras.

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

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

donde n es el nivel de sonoridad expresado en dB, I_o es el valor de intensidad umbral que percibe el oído humano, que es $I_o = 10^{-16}$ W/cm^2, equivalente a 2×10^{-4} µbar 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 : 10^8 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 *belio* es la unidad de medida adoptada y se debe a ALEXANDER GRAHAM BELL (inventor del teléfono).

En la práctica el belio constituye una unidad excesivamente grande y se utiliza la décima parte de éste o decibelio (dB). El decibelio no expresa valores absolutos como los ohmios o los amperios 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

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_o}{P_i}$$

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 al umbral de audición del oído humano, es decir 2×10^{-4} µbar, 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 SPL APROXIMADO
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 distrito 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 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

Basándonos en estas definiciones podemos agrupar los términos y establecer una tabla entre las sensaciones 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. Ésta es una de las principales razones por las que en los sintetizadores se utilizan las respuestas exponenciales, como más adelante veremos, para simular cambios lineales subjetivos al oído.

SENSACIÓN SUBJETIVA EN EL	VOLUMEN	CORRESPONDE A CAMBIOS FÍSICOS DE	AMPLITUD
SENSACIÓN SUBJETIVA EN EL	TIMBRE	CORRESPONDE A CAMBIOS FÍSICOS DE	FORMA DE ONDA
SENSACIÓN SUBJETIVA EN EL	TONO	CORRESPONDE A CAMBIOS FÍSICOS DE	FRECUENCIA

INTENSIDAD DINÁMICA

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. Esto último puede sorprender a muchos, pero si dispusiéramos de un medio preciso de medida de temperatura del parche de un tambor una vez golpeado con insistencia, comprobaríamos la veracidad de este comentario. 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, que aparentemente sólo es una curiosidad física, 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 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. Las armónicas e instrumentos de lengüeta tampoco tienen un decaimiento largo como consecuencia de su escasa capacidad de seguir vibrando mucho tiempo después que el músico ha cesado de aplicarle energía con su soplido. 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 (violoncelo, violín), 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 simplemente como una más de las muchas que tienen.

Todo lo citado anteriormente está ilustrado en los gráficos de la figura 2.7.

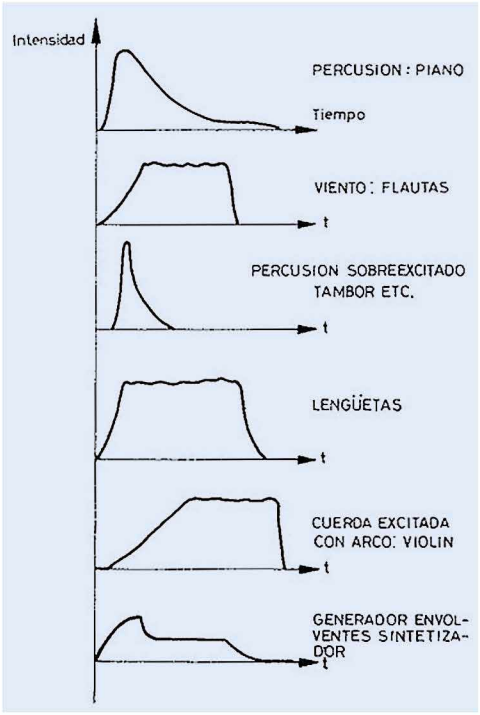


Fig. 2.7 Intensidad dinámica de diversos instrumentos convencionales.

PERCEPCIÓN AUDITIVA

El oído humano, receptor y eslabón final de toda cadena de generación o reproducción sonora, consiste en un maravilloso mecanismo anatómico que convierte las variaciones de presión sonora en impulsos neuroeléctricos que son interpretados por el cerebro. Muchas de las funciones del sistema auditivo humano poseen un asombroso paralelismo con otras puramente artificiales de la electrónica.

Un oído sano percibe con toda normalidad una gama de frecuencias comprendida entre 30 y 17.000 Hz, extendiéndose en casos especiales desde los 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 percep-

ción máxima en lo referido a gamas de frecuencia 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 12-13.000 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.

El mecanismo anatómico del sistema auditivo humano se localiza casi en su totalidad en el cráneo, donde ocupa el interior del hueso temporal.

Se divide en tres partes denominadas respectivamente, oído externo, oído medio y oído interno.

El oído externo está constituido por el pabellón auricular u oreja y el canal auditivo, de unos 30 milímetros de longitud por 7 de diámetro, que penetra en el interior del hueso temporal. En el otro extremo del canal auditivo se encuentra el tímpano, que es una membrana de tejido fibroso y ligeramente ovalada de unos 9 mm de ancho por 10 mm de largo, sensible a los cambios de presión sonora.

En el otro lado del tímpano está el oído medio. Las dimensiones de esta cavidad son $15 \times 15 \times 2$ mm aproximadamente y se halla relleno de aire. De esta cavidad parte la *trompa de eustaquio* cuya longitud es de unos 36 mm y que pone en comunicación el oído medio con la nasofaringe. Gracias a ello el oído medio se halla a la misma presión de aire que el oído externo y el tímpano puede vibrar con una elasticidad uniforme en ambos sentidos. En el oído medio se encuentran tres huesecillos ensamblados cuyos nombres son martillo, yunque y estribo. El martillo está adosado al tímpano y a través del yunque y el estribo se transmiten y amplifican las vibraciones que llegan al oído interno por la ventana oval donde se apoya el estribo.

El oído interno o laberinto, de estructura muy compleja, es la parte que convierte las vibraciones en impulsos nerviosos y los envía al cerebro para su interpretación como sensación sonora. El oído interno consta de dos partes principales: los conductos semicirculares y el caracol. Los conductos semicirculares, en número de tres, se encuentran repletos de un líquido y constituyen el órgano de nuestro sistema de equilibrio. El caracol o cóclea cuya estructura espiral tiene algo menos de tres vueltas, se encuentra también lleno de líquido y contiene las células sensibles al sonido.

La excitación de los órganos del oído se produce cuando el sonido es captado por el pabellón auricular y penetra por el conducto auditivo externo; éste actúa como un resonador acústico para las frecuencias audibles y la zona de mayor rendimiento está situada entre los 2.000 y 5.000 Hz en donde llega a conseguirse que la presión en el extremo interior del canal, justamente donde está emplazado el tímpano, sea el doble que la presión del exterior por efecto de la resonancia.

Los desplazamientos del tímpano son del orden de 10^{-10} cm bajo niveles bajos de presión sonora y crea compresiones y rarefacciones del aire en el oído

medio. La cadena de huesecillos martillo-yunque-estribo actúa como sistema mecánico que disminuye la amplitud de los desplazamientos del tímpano y aumentan la intensidad de las ondas sonoras unas tres veces, aplicando esta fuerza a la ventana oval del oído interno a través del estribo.

La cadena canal auditivo-tímpano-martillo-yunque-estribo aplica las vibraciones sonoras a la perilinfa del caracol. La relación de áreas entre el tímpano y la ventana oval (30 aproximadamente) hace que el estribo tenga un efecto de pistón y produce un incremento de la presión que recibe el oído interno; esto, más el efecto de resonancia del canal auditivo, más el de palancas mecánicas de la cadena de huesecillos, representa una amplificación de unas 180 veces.

Todo este proceso de amplificación constituye una especie de adaptación de impedancias por la cual las ondas sonoras que se producen en un medio ligero y comprimible — el aire — se transforma en vibraciones para mover un líquido denso y difícil de comprimir — la perilinfa —.

Una vez llegadas las vibraciones al canal vestibular, a través de la ventana oval, las ondas de presión hidráulica avanzan por él hasta el extremo del caracol y regresan por el conducto timpánico, disipándose sobre la ventana redonda. Dichas ondas hidráulicas (recuérdese que los canales vestibular y timpánico están llenos de un líquido llamado perilinfa) producen en la membrana basilar una agitación de tipo ondulante que se desplaza desde la parte cercana al estribo hasta el extremo del conducto coclear. En dicha membrana se produce la excitación del *órgano de Corti* en el cual existen entre 24.000 y 30.000 fibras nerviosas cuya longitud es tanto mayor cuanto más cerca están del vértice del caracol; su función es la conversión de las variaciones de presión hidráulica en impulsos eléctricos. Dichas fibras actúan como diapasones (eléctricamente como filtros de paso de banda resonantes) cada una de las cuales es sensible a una frecuencia definida, poniéndose en movimiento cuando las ondulaciones producidas por un sonido en la ventana basilar, son de la frecuencia correspondiente.

Todas estas fibras constituyen el nervio auditivo, que se encarga del transporte de los impulsos nerviosos hasta el cerebro donde se procesa la información recibida.

Puede afirmarse que la cóclea constituye un sistema anatómico de análisis de sonido, en el cual existe una localización determinada de sensibilidad para cada frecuencia. Aunque la respuesta a un tono puro no se localiza en un punto absolutamente definido, sí se sabe que, dependiendo de la frecuencia de excitación, las fibras incitadas estarán en una parte u otra del caracol. Excitados por un tono complejo los estímulos se localizan en diversos puntos.

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.

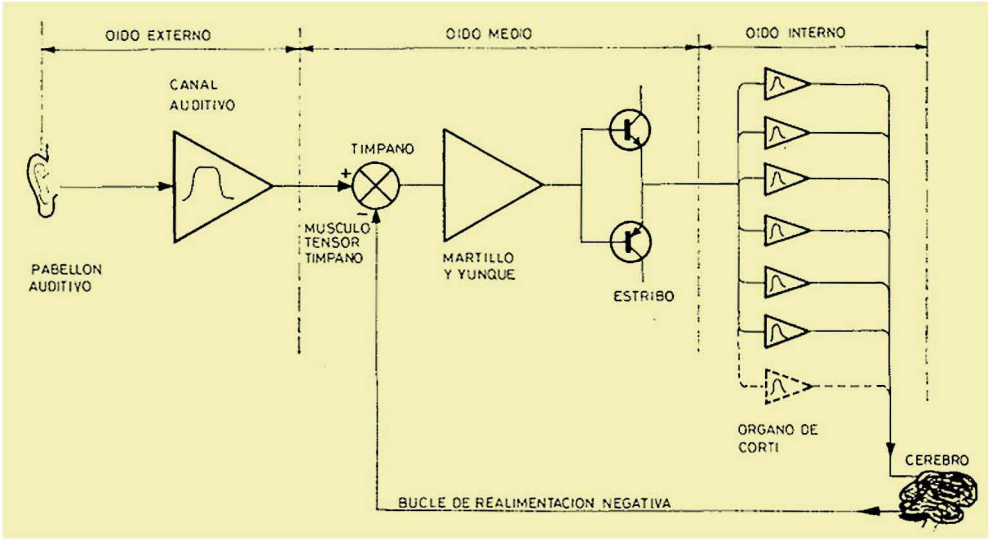


Fig. 2.8 Comparación entre el mecanismo anatómico auditivo y circuitería y conceptos electrónicos.

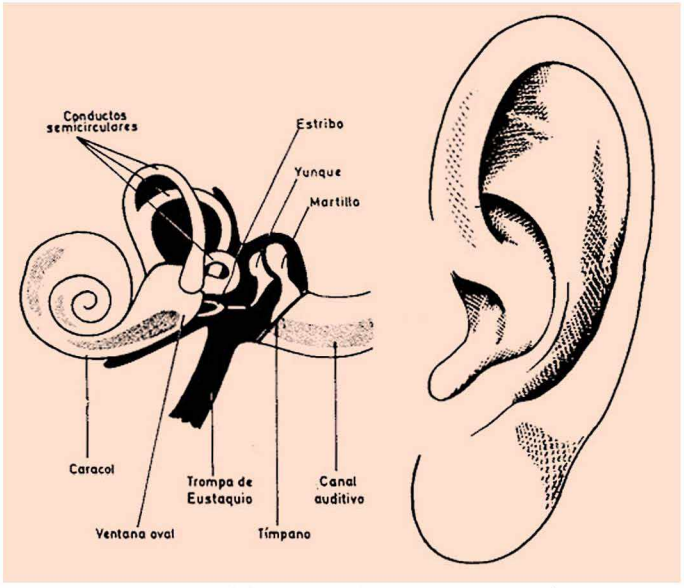


Fig. 2.9 Corte esquemático de los órganos del oído.

Cuando aparece un incremento de sonido, un músculo tensa el tímpano reduciendo su capacidad para vibrar; también se modifica la posición de los huesecillos de modo que el estribo toma un ángulo de incidencia distinto con respecto a la ventana oval y la fuerza aplicada sobre ésta es distinta. Todo este proceso recuerda un control automático de ganancia, que es lo que constituye efectivamente.

Las figuras 2.8 y 2.9 ilustran todo este estudio.

CAPÍTULO 3

PRODUCCION ELECTRONICA DE SONIDO

LA TÉCNICA OPERACIONAL EN INSTRUMENTACIÓN MUSICAL

Dada la enorme importancia que en la metodología de producción moderna del sonido tiene el amplificador operacional y su técnica asociada, se ha considerado necesaria la inclusión de una sección dedicada a un corto estudio fundamental del amplificador operacional (A.O.) y su tecnología de aplicación. Esto resultará de interés para el lector que no esté familiarizado con esta técnica y al ya conocedor de ésta le servirá como introducción a la circuitería musical que más adelante se estudia.

El amplificador operacional constituye el pilar en el que descansan muchos criterios de diseño de la instrumentación musical moderna, especialmente en el caso del sintetizador de sonidos, tema eje de esta obra.

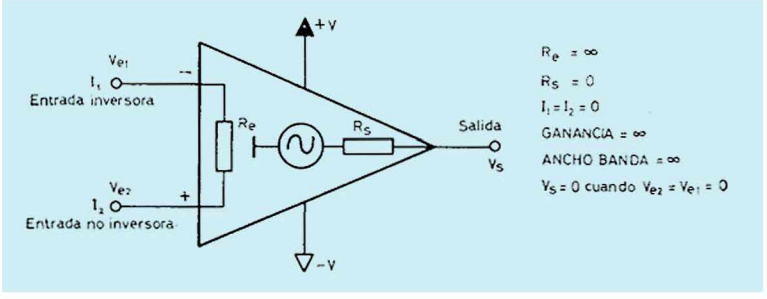


Fig. 3.1 Características ideales del amplificador perfecto.

Los amplificadores operacionales actuales están referidos en general a dispositivos integrados, cuyas prestaciones se aproximan extraordinariamente a la quimérica concepción del ingeniero sobre el amplificador ideal (figura 3.1). Si éste existiera en realidad, sus características serían las siguientes; 1.º Ganancia

infinita en bucle abierto, es decir, que con un pequeñísimo cambio en la tensión de una de sus entradas se debería producir un cambio de proporciones infinitas en la tensión de salida; además ésta debería ser constante e independiente de cualquier variable física como tiempo, temperatura y frecuencia. 2.º Impedancia de entrada infinita; ningún consumo de potencia de la señal de control. 3.º Impedancia de salida cero; la excursión de tensión a la salida continuaría siendo la misma incluso con una carga de cero ohmios. 4.º Ancho de banda infinito; los tiempos de transición cero. 5.º Diferencia de fase constante entre la señal de entrada y la de salida. 6.º Equilibrio perfecto como amplificador de corriente continua, es decir, tensión cero de salida para tensiones cero de entrada. Obviamente, un tal dispositivo es imposible de realizar aunque sí es posible realizarlo en forma aproximada a tales especificaciones.

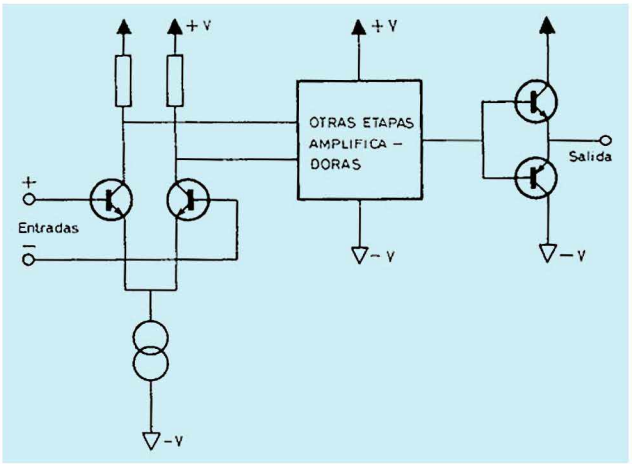


Fig. 3.2 Bloques amplificador operacional.

Un amplificador operacional real está compuesto de tres bloques: una etapa diferencial de alta impedancia de entrada, con muy poca deriva y gran ancho de banda, una etapa de fuerte ganancia en tensión y otra de muy baja impedancia de salida que aísla la etapa de alta ganancia de la carga externa (figura 3.2).

Todo ello alimentado mediante una fuente de alimentación bipolar con el común de ambas puesto a masa, posibilita al A.O. para efectuar excursiones de tensión a su salida en ambas direcciones de polaridad con respecto al nivel cero o masa.

Con esta unidad básica que es el amplificador operacional, pueden efectuarse centenares de funciones. Diseñando adecuadamente la circuitería asociada, se dispone de una técnica extremadamente versátil y de bajo precio que ofrece un atractivo potencial al técnico en sistemas musicales.

Existen una serie de factores que nos alejan de las características ideales enumeradas anteriormente y que son objeto de este corto estudio para conocer todos los factores puestos en juego al trabajar con A.O. reales. Un problema

importante de un A.O. real es su valor de ganancia en bucle abierto. Recordemos que idealmente ésta debería ser infinita, pero por multitud de razones de orden práctico no es posible aumentar indefinidamente el número de pasos de amplificación, por lo cual la ganancia es de un valor finito. Otros factores altamente determinantes de la falta de idealidad de un operacional son las variaciones de ganancia en función de la temperatura, envejecimiento, frecuencia, presencia de ruido de fondo, error de cero, etc. A estos dos respectos, hay que señalar la extrema importancia que tiene el primer paso amplificador en ambas características y en las globales del amplificador operacional.

Las siguientes definiciones constituyen un glosario de los parámetros más importantes de un amplificador operacional real.

RESISTENCIA DE ENTRADA *(input resistance)*

Cuando una de las dos entradas — la positiva o la inversora — es puesta a masa, el valor de la resistencia de entrada es el que se observa desde la otra entrada. El valor aproximado en operacionales para usos generales es de unos 500.000 ohmios, aumentando el valor de ésta en función de la calidad del elemento. La aplicación de un lazo o bucle de realimentación modifica el valor de ésta considerablemente pudiéndose aumentar o reducir a voluntad, dependiendo del valor de la resistencia en serie con la entrada negativa (montaje inversor) o aumentarla hasta varios megaohmios en el montaje no inversor.

EXCURSIÓN DE LA TENSIÓN DE SALIDA *(output voltage swing)*

Esta característica define la magnitud de la oscilación de tensión hacia positivo y negativo, que puede efectuar un operacional sobre una carga resistiva definida. En general ésta es algo menor que la total de alimentación, es decir, para una configuración clásica alimentada a ± 15 voltios, se puede esperar que sin incurrir en descrestamiento se obtengan valores de ± 12 a ± 14 voltios. No existe ninguna razón por la cual un operacional no pueda trabajar satisfactoriamente en gamas de tensión de alimentación menores; así pues pueden ser usados valores por debajo del máximo especificado para cada tipo siendo sólo afectada la característica que nos ocupa en este punto.

RESISTENCIA DE SALIDA *(output resistance)*

El valor medio es de unos 100 ohmios y la medida se efectúa en configuración de bucle abierto, con un pequeño nivel de señal a unos 400 Hz aproximadamente para eludir las derivas de corriente continua. La impedancia de salida es sustancialmente reducida cuando se aplica realimentación negativa. De todos modos la máxima carga aplicable al operacional no viene determinada por ésta sino por la intensidad que puede suministrar el par de salida, unos 10 mA típicamente.

POTENCIA DE SALIDA *(output power)*

Los amplificadores operacionales para utilización general han sido diseñados para suministrar muy bajas potencias de salida y es necesario añadir una etapa con transistores discretos si se requiere mayor potencia.

RELACIÓN DE RECHAZO DE VARIACIONES DE ALIMENTACIÓN *(supply power rejection ratio)*

Esta relación muestra la capacidad de equilibrio de la salida en c.c. ignorando las fluctuaciones de la tensión de alimentación o de las señales espurias llegadas a través de esta última. Son valores típicos cambios de 100 μV por 1 V de fluctuación en la alimentación. En aplicaciones de amplificación de c.c. cuyas prestaciones son críticas, debe estabilizarse la tensión de alimentación de modo que si en un diseño se toleran variaciones de 10 μV en equilibrio cero, la alimentación deberá proyectarse con una tolerancia de estabilidad no menor que 100 mV.

CONSUMO DE POTENCIA EN VACÍO *(power consumption)*

Incluso cuando no tiene ninguna carga conectada, un amplificador operacional consume potencia como consecuencia de las corrientes de reposo que determinan las condiciones de funcionamiento de la circuitería interna. Este valor también se cita bajo carga cero y usualmente es del orden de unos 50 a 100 mW.

RECHAZO DE LA SEÑAL EN MODO COMUN *(common mode rejection)*

Esta característica es propia de los amplificadores de entrada diferencial y define el hecho de que si aplicamos a sus dos entradas la misma señal, idealmente deberíamos tener a su salida una tensión nula. Sin embargo, con un dispositivo real esto no se cumple perfectamente y existirá cierta tensión debido a asimetrías en las características del primer paso de amplificación del A.O. Se expresa en dB y son valores típicos 80-90 dB de rechazo en modo común.

GANANCIA EN BUCLE ABIERTO *(open loop gain)*

Define la ganancia en tensión de un amplificador operacional a bajas frecuencias y sin red alguna de realimentación. Los valores típicos son de 50.000 a 200.000 para una oscilación de la tensión de salida de ± 10 V. La tensión de entrada necesaria para producir esta excursión de salida sería de unos 50 μV. En la práctica es rarísimo el empleo de la plena ganancia. Es necesaria una ganancia tendiente a ∞ para que las prestaciones de un montaje dependan enteramente de las redes de realimentación y no del dispositivo activo en sí.

GANANCIA EN BUCLE CERRADO *(closed loop gain)*

Se refiere a la ganancia cuando se le ha aplicado algún tipo de realimentación negativa.

CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA *(input bias current)*

Un A.O. real necesita para su correcto funcionamiento cierta intensidad de corriente continua que entre o salga de sus entradas inversora y no inversora respectivamente. Esto es necesario para que queden exactamente polarizados los dos elementos que forman la etapa amplificadora de entrada, es decir la corriente de base de los dos transistores de entrada clásicos de un A.O. o las corrientes residuales de puerta de los A.O. de entrada FET. Los valores de corriente de polarización pueden variar entre unos 5 pA de un operacional FET tipo NE536 y unos 80 nA del popular 741.

CORRIENTE MÁXIMA DE SALIDA EN CORTOCIRCUITO *(output short-circuit current)*

La máxima corriente que suministra la salida del operacional cortocircuitada con masa o con cualquiera de las dos vías de alimentación ± V.

MÁXIMA VELOCIDAD DE VARIACIÓN *(slew rate)*

Consideremos que una señal de gran amplitud y frecuencia es introducida en un A.O. Dado que muchos de los elementos de éste, tales como las uniones de los semiconductores, las conexiones, etc., se comportan como capacidades parásitas, es obvio que se precisará un tiempo finito para cargarlas y descargarlas, todo ello limita la velocidad a la que puede cambiar la tensión de salida. Supongamos que la excursión de la tensión de salida sea pequeña, del orden de 1 V p.p.; el problema de la limitación de velocidad es exiguo incluso cerca del límite de frecuencia del amplificador operacional. En cambio si se opera con una considerable excursión de tensión a la salida — supongamos unos 20 V p.p. — a la misma extremidad anterior de frecuencia la gama de limitación es considerable y se produce una distorsión. El tipo 741 tiene un ancho de banda de 100 kHz frente a pequeñas señales, pero su respuesta de 1 V/μS limita el ancho de banda a 10 kHz con excursiones de 20 V p.p. Por definición, el "slew rate" de un operacional limita la excursión de tensión disponible a altas frecuencias y es la principal fuente de distorsión a frecuencias elevadas y altos niveles de salida. El uso de realimentación negativa no reduce en absoluto esta distorsión, ya que se trata de un problema intrínseco del mismo elemento.

RESPUESTA A LOS TRANSITORIOS *(transient response)*

Por definición es el tiempo requerido para que la salida de tensión cambie desde 10 % a 90 % de su valor final frente a una función escalón aplicada a la

entrada en condiciones de bucle cerrado. El método clásico de expresar esta característica dinámica del amplificador operacional es, por medio de un gráfico, como el de la figura 3.3.

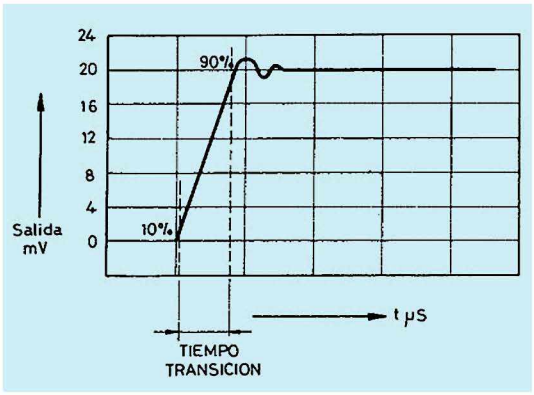


Fig. 3.3 Respuesta a transiciones.

CORRECCIÓN DE LA TENSIÓN "OFFSET" *(offset error adjustment)*

En teoría cortocircuitando los terminales de entrada, deberíamos tener una tensión nula a la salida. Este caso no es el de un operacional real, en el cual, y a pesar del extremo cuidado con que se fabrica, aparece cierta tensión continua producida básicamente por las diferencias que existen entre las dos tensiones base-emisor o puerta (graduador)-surtidor en los transistores o en los FET de la etapa diferencial de entrada del amplificador. Se define como tensión de corrección del offset la que debemos aplicar a los terminales de entrada, o los dispuestos exprofesamente para tal ajuste, para que su tensión continua de salida tenga un equilibrio perfecto sobre cero.

ANCHO DE BANDA EN BUCLE ABIERTO *(open loop bandwith)*

Constituye otra importante característica dinámica de un amplificador operacional. La figura 3.4 muestra una curva de respuesta típica de un operacional tipo 741 sin red de realimentación negativa. Se evalúa como frecuencia en que la

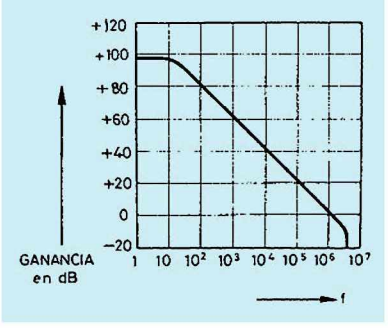
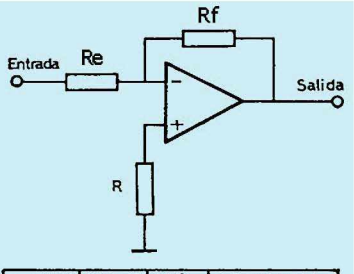


Fig. 3.4 Ancho de banda en bucle o lazo abierto de un 741.

ganancia de tensión es igual a la unidad. A medida que la frecuencia se reduce, la ganancia sube 6 dB/octava. Conociendo el ancho de banda y la ganancia es posible confeccionar una tabla de la respuesta de la frecuencia en bucle cerrado según la figura 3.5.



GANANCIA	Re	Rf	ANCHO BANDA
1	10K	10K	1MHz
10	1K	10K	0,1MHz
100	1K	100K	0,01MHz
1000	0,1K	100K	0,001MHz

Fig. 3.5 Respuestas en bucle cerrado de un 741.

COMPENSACIÓN EN FRECUENCIA *(frecuency compensation)*

Como consecuencia de su elevada ganancia, los A.O. se utilizan invariablemente en configuraciones con realimentación negativa. Ésta debe estar controlada para asegurar la estabilidad en función de la frecuencia, o cuando la diferencia de fase entrada-salida cambia drásticamente. Cuando no se establece esta compensación de fase, la ganancia del bucle de realimentación se hace mayor que la unidad cuando el ángulo de fase se aproxima a 180°. En este caso la realimentación es negativa a bajas frecuencias, haciéndose positiva gradualmente a medida que se aumenta el valor de éstas cayendo el operacional en una oscilación indeseable y parásita. Para prevenir esta tendencia, la respuesta de frecuencia y las características de deslizamiento de fase se controlan mediante la llamada compensación de frecuencia, constituida por una combinación de resistencia-capacidad o sólo capacidad. Una forma clásica de compensación es la utilización de una resistencia y un condensador en serie; en este caso el grado de realimentación negativa aumenta en forma proporcional a la frecuencia como consecuencia de la disminución de reactancia del condensador, y el grado máximo de realimentación a altas frecuencias viene fijado por la resistencia cuyo valor permanece inalterable con la frecuencia. Otra forma corriente de compensación es la llamada limitación de salida, que consiste en conectar un condensador de baja capacidad entre la salida y la entrada inversora. Existen algunos tipos de A.O. que no precisan compensación y cuyas características están especificadas por el fabricante. Como detalle de interés histórico, el operacional 709 apareció mucho antes que el 741 y el primero a su vez fue precedido por otros de reducidas cualidades que precisaban de una provisión de componentes exteriores para efectuar las compensaciones. El avance tecnológico permitió a los fabricantes de circuitos integrados incorporar condensadores en el mismo chip,

haciéndolos estables sin la necesidad de componentes exteriores; ejemplos de ello son el 741 y el 748, que presenta diversas mejoras en algunos aspectos comparado con el 741. El 748 requiere un pequeño condensador exterior y es capaz de un ancho de banda mucho mayor que el 741.

RUIDO *(noise)*

En ausencia de señales en sus entradas, todo amplificador operacional real tiene una tensión a su salida, denominada ruido interno de fondo, que es una función aleatoria estacionaria e intrínseca de los materiales semiconductores con que está construido. Se distinguen tres clases de ruido, el blanco, el rosa y el ruido a escalones. El blanco es debido a la naturaleza aleatoria de los procesos de difusión de portadores minoritarios y de generación-recombinación de pares electrón-hueco. La densidad espectral de esta señal es uniforme en un amplio ancho de banda. El ruido rosa es debido a propiedades superficiales de los semiconductores. La densidad espectral corresponde a un decremento de 6 dB/octava a partir de 1.000 Hz y a frecuencias elevadas este ruido desaparece. Finalmente el ruido de ráfaga o de trenes de impulsos ("burst noise") se caracteriza por variaciones bruscas de amplitud y duración de naturaleza aleatoria. En el capítulo 4.º se hace un estudio mucho más completo del ruido como fuente de señal aleatoria y de su empleo en música electrónica.

VERSATILIDAD DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Vamos a describir aquí algunas de las configuraciones fundamentales sobre las que están basadas en la mayoría de los casos los criterios de diseño y los principios funcionales de la circuitería empleada en música electrónica.

Originalmente, el término "operacional" fue usado para describir la capacidad de efectuar operaciones matemáticas por métodos analógicos y, en efecto, para lo que se emplea corrientemente el A.O. es para realizar sumas, diferencias, multiplicaciones, divisiones, integraciones y diferenciaciones. Veremos aquí tan sólo algunas de las fórmulas más corrientes puesto que el objeto de esta obra no es la técnica operacional.

SUMADOR/INVERSOR

Vamos a referirnos a la figura 3.6 para el estudio de esta configuración de empleo muy generalizado. La resistencia intrínseca de entrada del amplificador operacional en sí misma es mucho mayor que el valor de las resistencias de entrada R_e y de realimentación R_f y se supone de valor infinito. En el caso $R_e =$ $= 1.000$ ohmios, la resistencia de entrada de un operacional es típicamente de un valor no inferior a 1 megaohmio. Consideremos asimismo que la ganancia en bucle abierto de este operacional es también muy superior a la ganancia final del montaje en sí, típicamente nunca menor de 50.000. Estas consideraciones son

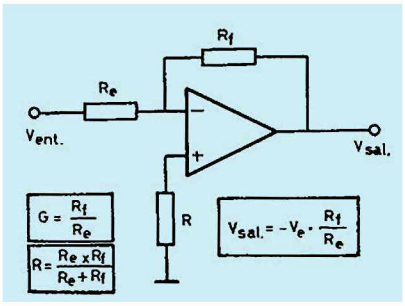


Fig. 3.6 Sumador/inversor.

muy importantes para demostrar que la tensión que existe en la entrada toma valores tan ínfimos que puede considerarse que es cero y, por tanto, el mismo potencial que masa. Según la ley de Ohm puede establecerse que:

$$I_{Re} = \frac{V_{Re}}{R_e} = I_{Rf} = \frac{V_{Rf}}{R_f}$$

donde

V_{Re} = caída de tensión en R_e
V_{Rf} = caída de tensión en R_f

Cuando no hay ninguna señal de entrada se cumple que

$$V_{\text{entrada}} = V_{Re} \text{ y } V_{\text{salida}} = V_{Rf}$$

Entonces la ganancia es:

$$G = \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} = \frac{V_{Rf}}{V_{\text{ent}}} = \frac{R_f}{R_e}$$

o sea independiente de la ganancia intrínseca del operacional. El nivel de tensión existente en la entrada negativa es, con una entrada de señal de 1 voltio y suponiendo una ganancia de 50.000 en bucle abierto, y de 5 en bucle cerrado,

$$1 \cdot \frac{5}{50.000} = 10 \ \mu\text{V}$$

es decir, prácticamente cero. Esto demuestra dos cosas: que la resistencia de entrada está determinada por el valor óhmico de la resistencia R_e, y que en el caso de un montaje sumador de tensiones o mezclador de señales alternas, ningún tipo de interacción entre entradas perturba el funcionamiento en calidad de sumador analógico casi perfecto (figura 3.7).

Esta configuración puede presentar problemas ante la necesidad de una elevada ganancia y una elevada impedancia de entrada simultáneamente.

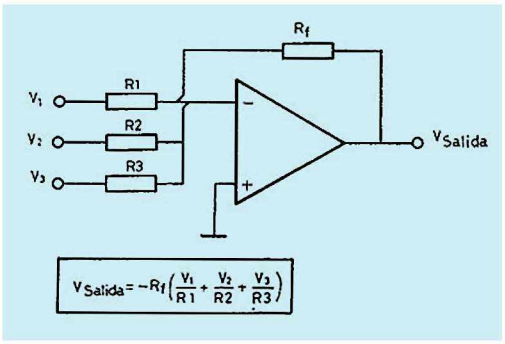


Fig. 3.7 Montaje sumador/inversor.

Para solventar esta dificultad ha sido desarrollado el circuito de la figura 3.8 en el que la ganancia en tensión es:

$$G = \frac{R_f}{R_e} \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$$

Este divisor de tensión compuesto por R_1 y R_2 hace posible que el grado de realimentación negativa sea mucho menor — a voluntad — aumentando la ganancia global y manteniendo el valor de R_f razonablemente elevado. La impedancia de salida es reducida en función de la ganancia del bucle, es decir, que en un am-

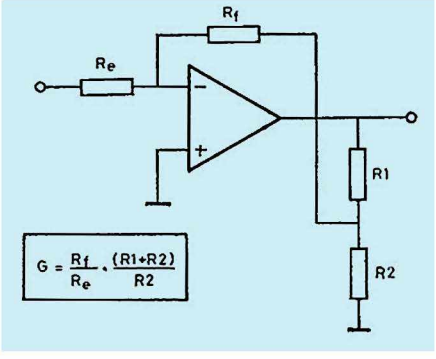


Fig. 3.8 Montaje de alta ganancia.

plificador de ganancia 10 cuya resistencia de salida intrínseca sea de 150 ohmios su impedancia de salida se reduce a 15 ohmios. La denominación "inversor" es consecuencia de la inversión de fase (180°) en caso de señales de c.a. o de polaridad en las de c.c. que tiene lugar entre la señal de entrada y la de salida.

AMPLIFICADOR NO INVERSOR

La característica más sobresaliente de este montaje es la elevada impedancia de entrada que presenta, típicamente del orden de los 200 a 400 megaohmios a niveles medios y bajos de ganancia. Ésta viene determinada como en el caso

del amplificador inversor por la simple relación óhmica de dos resistencias según la fórmula:

$$G = \frac{(R_1 + R_2)}{R_2}$$

Esta configuración presenta diversas desventajas frente a la modalidad inversora, como son el empeoramiento de la característica de rechazo en modo común, una menor estabilidad y la imposibilidad de que la ganancia sea menor que la unidad (figura 3.9).

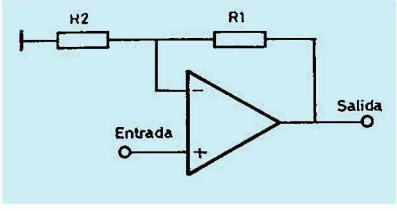


Fig. 3.9 Amplificador no inversor.

SEGUIDOR DE TENSIÓN

Este montaje consiste en una especial configuración de amplificador no inversor de ganancia unidad. Idealmente debería cumplirse $R_{entrada} = \infty$ y $R_{salida} = 0$. En un operacional real, la impedancia de entrada — depende del tipo por supuesto — toma valores elevadísimos, del orden de 400 megaohmios para un tipo corriente como el 741. Constituye un excelente montaje cuando se precisan adaptaciones de impedancia o memorias analógicas (figura 3.10).

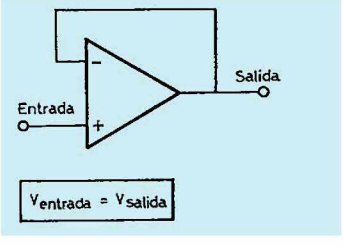


Fig. 3.10 Seguidor de tensión.

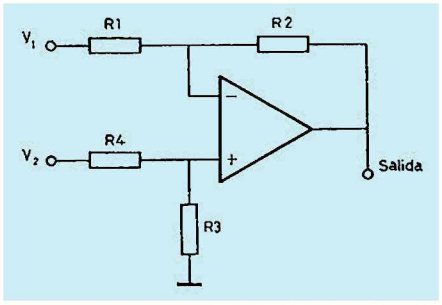
AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Ésta constituye otra configuración de bastante empleo en circuitería musical. Su salida es esencialmente proporcional a la diferencia de tensiones entre las dos entradas de señal. La figura 3.11 muestra la conexión de este circuito y las ecuaciones básicas para determinar sus impedancias de entrada, ganancia y tensión de salida son:

$$Z_{entrada} = R_1$$

$$G = \frac{R_2}{R_1} \text{ si se cumple } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

$$V_{\text{salida}} = (R_2/R_1) \times (V_2 - V_1)$$



$G = \frac{R2}{R1}$ si se cumple $\frac{R2}{R1} = \frac{R3}{R4}$

$V_{salida} = (R2/R1) \times (V_2 - V_1)$

$Z_{entrada} = R1$

Fig. 3.11 Amplificador diferencial.

INTEGRACIÓN

Esta operación es de una importancia fundamental en sistemas musicales electrónicos. La veremos continuamente en filtros, osciladores, etc. El circuito integrador utiliza un condensador como impedancia conectada en la red de realimentación de un inversor. La fórmula expresa que la salida es en realidad la integral de la tensión presente en su entrada con respecto al tiempo y que el valor de R y C deciden el valor de la ganancia de la etapa (figura 3.12).

$$V_{\text{salida}} = \frac{1}{RC} \int V_{\text{ent}} \, dt$$

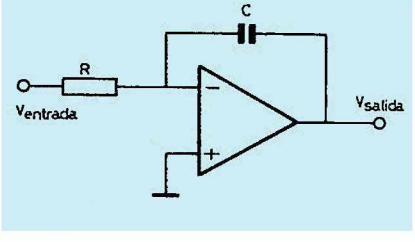


Fig. 3.12 Integrador.

Las cinco configuraciones citadas constituyen en alguna forma la base de toda la circuitería operacional usada en ingeniería musical. En los restantes usos — que son muchos — las simples resistencias de entrada son sustituidas por impedancias complejas de uno u otro tipo que se usan para modificar la respuesta de funcionamiento del operacional a fin de obtener diferenciadores, sistemas de amplificación no lineal (convertidores exponenciales y logarítmicos), circuitos de

amplificación selectiva, etc. El capítulo 4 trata de una amplia gama de aplicaciones y sistemas basados en la técnica operacional.

GENERACIÓN DE SEÑALES

Vimos en el capítulo 1 cómo los físicos de primeros de siglo especulaban con la idea de la realización de instrumentos musicales empleando métodos electrónicos y electromecánicos para la generación de las señales. Con pocas excepciones (algunos de los órganos HAMMOND lo son) la instrumentación musical electrónica actual utiliza osciladores electrónicos como fuentes primarias de sonido.

Un oscilador es por definición un dispositivo electrónico que genera una señal periódica mantenida en el tiempo.

Las señales se clasifican, en orden a su regularidad de repetición, en periódicas y aperiódicas. Las primeras tienen una sucesión de valores instantáneos de tensión, idénticos ciclo a ciclo y por lo tanto un tono y forma de onda definidos; su importancia es primordial como elemento básico de la generación del sonido dado que muchos de los sonidos musicales tienen una forma de onda periódica; un clarinete, una flauta o una trompeta entregan señales periódicas en su emisión sonora. En cambio, las señales aperiódicas o desprovistas de un tono definido, no presentan ninguna constancia en la repetición de su forma de onda. La lluvia, los truenos, el viento, las explosiones, los chorros de vapor, son sonidos despojados de cualquier periodicidad en su forma de onda y por lo tanto atonales. En la figura 3.13 tenemos la representación gráfica aproximada de

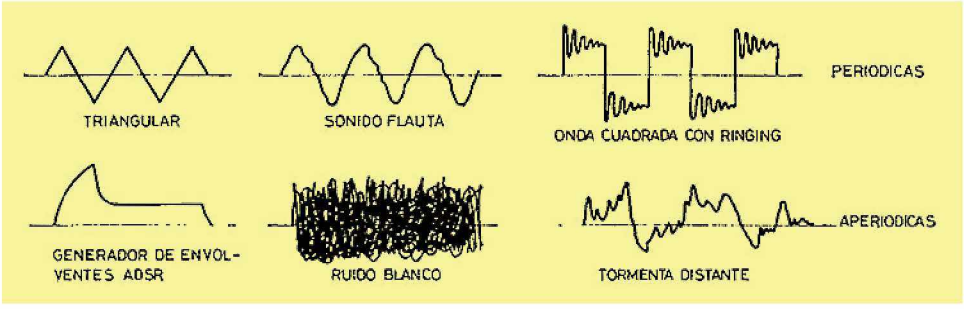


Fig. 3.13 Formas de onda.

seis tipos distintos de señal. En la parte superior se aprecian respectivamente una señal triangular, la forma de onda de un tono de flauta y una onda cuadrada con sobreoscilaciones producidas por los frentes de subida y bajada. En las tres se ve claramente la repetición de los valores instantáneos de tensión ciclo a ciclo: son señales periódicas. Las tres inferiores muestran, respectivamente, el ciclo de un generador de envolventes tipo ADSR, cuya periodicidad depende exclusivamente de la de repetición de las señales de activación, una muestra de ruido blanco totalmente aperiódica y, finalmente, el aspecto aproximado de la señal

que — captada por un micrófono — presenta en un osciloscopio una tormenta distante.

La señal senoidal es la más elemental forma de onda periódica y puede generarse de diversas formas. Como principio básico el ejemplo más idóneo es el electromecánico de la figura 3.14. Cuando se le imprime un movimiento rotativo a una espira de hilo conductor dentro de un campo magnético, se genera entre los extremos del hilo una fuerza electromotriz inducida. En la práctica las ondas senoidales se generan mediante osciladores electrónicos cuyo principio funcional es el de realimentar positivamente un paso de amplificación mediante una red LC o RC que reintroduzca en fase la señal desde la salida a la entrada del mismo. La figura 3.15 representa un oscilador senoidal que emplea una red

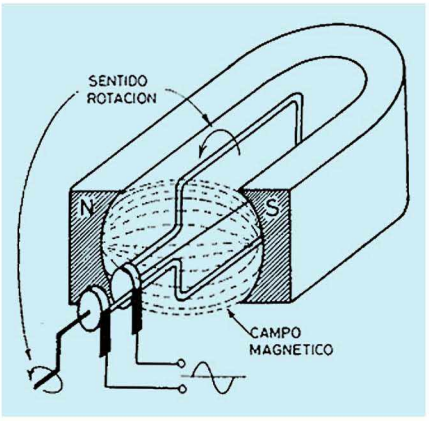


Fig. 3.14 Generador senoidal electromecánico.

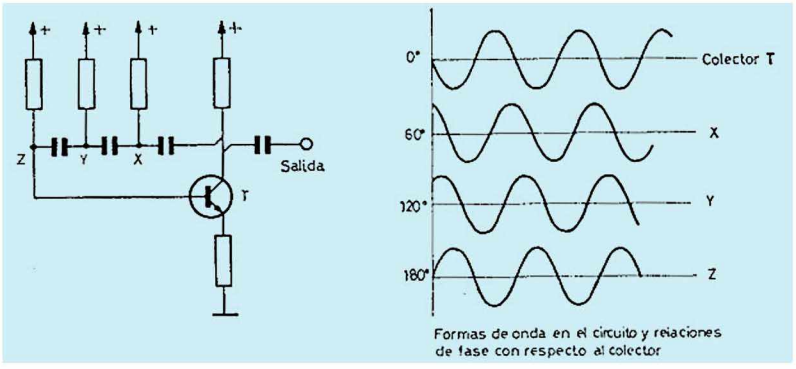


Fig. 3.15 Oscilador senoidal de desfase.

RC que produce un desfase de 180° realimentando positivamente la entrada del paso amplificador T y manteniéndose de esta forma la oscilación. Cada célula RC provoca un giro de 60° en la tensión de realimentación desde el colector hasta la base. El desplazamiento de fase con las tres células es de 180° y sólo se pro-

duce a una frecuencia determinada para unos grupos RC definidos, por lo cual dichos elementos determinan la frecuencia de oscilación según la expresión

$$f = \frac{1}{2\pi C \sqrt{6R^2 + 4R_1R_c}}$$

Pueden generarse señales complejas mediante circuitos exprofesamente diseñados para ello o conformarse a partir de ondas senoidales mediante circuitos denominados conformadores de onda. Las señales cuadradas pueden obtenerse por encuadramiento a través de múltiples configuraciones; partiendo de ondas senoidales pueden utilizarse métodos como el de la figura 3.16, en el cual se

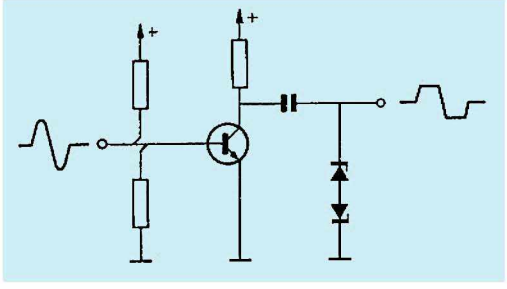


Fig. 3.16

hace trabajar un amplificador en configuración de emisor común con una ganancia muy elevada, de modo que la señal amplificada aparezca recortada en el colector, y se aplica a través del condensador de acoplamiento a los diodos zener dispuestos como carga. En estos últimos aparece una señal cuadrada rudimentaria con frentes de subida y bajada relativamente lentos, por lo que es necesario disponer varios pasos en cascada para obtener una señal cuadrada de una calidad y simetría razonables.

Un segundo método mucho más preciso y utilizado ampliamente en música electrónica es el *disparador* o *trigger de Schmitt*. Este circuito detecta el momento en que una señal aplicada a su entrada es mayor o menor que unos umbrales de referencia perfectamente determinados. Una de las principales características de este circuito — que lo distingue de un comparador de tensión — es que presenta histéresis de funcionamiento, es decir, que el disparo y el bloqueo se producen a dos niveles distintos definibles mediante el adecuado modo de diseño. En la figura 3.17 se muestra un disparador realizado con amplificador operacional.

El cálculo empleado para determinar el margen de la histéresis, es decir, la zona entre la tensión umbral superior y la inferior viene dado por la ecuación

$$V_h = \Delta V_s \frac{R_e}{R_f}$$

donde

V_h = tensión histéresis;
ΔV_s = máxima excursión de tensión entre + V y — V a la salida del operacional;

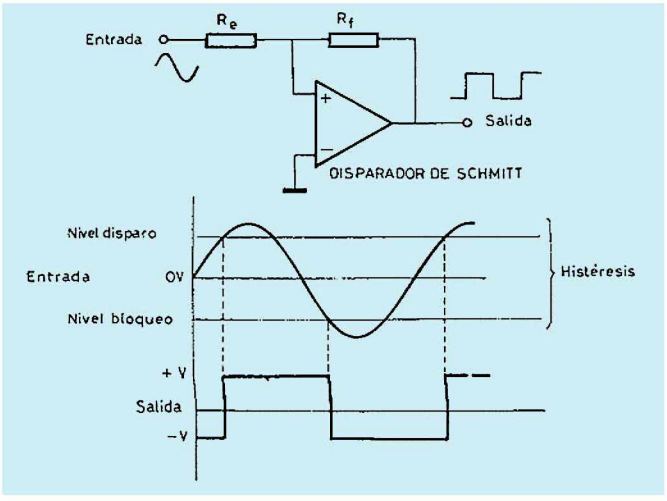


Fig. 3.17

R_e = resistencia de entrada;
R_f = resistencia de realimentación.

Conociendo las tensiones superior e inferior deseadas se puede despejar la relación de valores óhmicos entre las resistencias de entrada y de realimentación del operacional mediante la ecuación

$$\frac{R_e}{R_f} = \frac{V_{sup} - V_{inf}}{\Delta V_s}$$

Nótese que la magnitud de la zona muerta o de histéresis es simplemente $R_e/R_f \cdot \Delta V_s$ y por lo tanto el máximo valor resistivo que puede adoptar la resistencia de entrada R_e es igual al de R_f, en cuyo caso dicha zona muerta es entonces la excursión completa de alimentación y el disparador *(trigger)* queda siempre en el estado en que haya entrado a la conexión.

Un tercer método de generación de ondas cuadradas es el empleo de un circuito denominado multivibrador astable. Este circuito, clásico en este cometido, conmuta su salida automática y periódicamente a dos estados estables de tensión produciendo una señal cuadrada. Se pueden realizar multivibradores con amplificadores operacionales asegurando — mediante los valores escogidos — un porcentaje de realimentación positiva mucho más elevada que el grado de realimentación negativo, para asegurar la oscilación con un circuito como el de la figura 3.18. En esta configuración la frecuencia de trabajo puede determinarse mediante la fórmula:

$$f = \frac{1}{2RC \log (1 + 2R_1/R_2)}$$

La señal de rampa o diente de sierra, consiste en una tensión que se eleva lineal o exponencialmente en el tiempo para pasar bruscamente a nivel cero o al de partida al llegar a un valor determinado de tensión. Para engendrar este tipo de señal, se carga un condensador por una fuente de corriente constante (carga lineal) o a través de alguna red resistiva (exponencial). Un dispositivo sen-

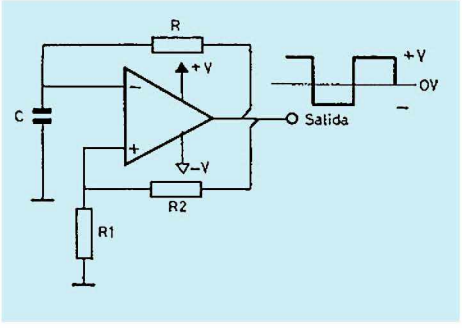


Fig. 3.18 Multivibrador astable.

sible a la tensión detecta el momento en que el condensador alcanza la máxima tensión prevista y entonces actúa algún sistema de descarga brusca que deja al condensador en las condiciones iniciales del ciclo. Esto constituye el principio fundamental del oscilador de relajación y está ilustrado en la figura 3.19. En la práctica el dispositivo de descarga automática puede estar formado por multitud de elemen-

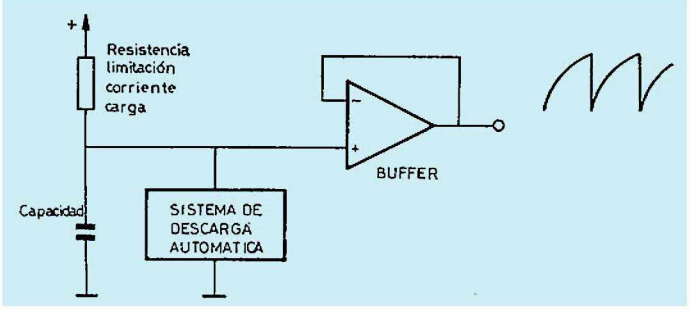


Fig. 3.19 Bloque funcional básico de oscilador de relajación.

tos. Uno clásico es el transistor uniunión (UJT). En el circuito de la figura 3.20 se carga el condensador C a través de R y se produce en el primero un diente de sierra que se saca al exterior mediante el adaptador-separador (buffer) de impedancias. La curva de carga no lineal se produce como consecuencia de la disminución progresiva de la corriente de carga a medida que la capacidad va almacenando energía en sus placas.

Las principales limitaciones de este circuito se traducen en una serie de errores que deben ser tenidos en cuenta a la hora de utilizar esta configuración en un oscilador destinado a utilizarlo como oscilador de tono en un sintetizador. Primero la frecuencia mínima no puede ser llevada a extremos muy bajos a base de limitar la corriente de carga del condensador C debido a la existencia de una

corriente de fugas I_{EB2o} del diodo que forman el electrodo emisor y la base 2 cuando se halla polarizado en sentido inverso o lo que es lo mismo, en el estado de bloqueo del UJT. Dicha corriente de fugas es similar a la de un diodo de silicio y debe ser tenida en cuenta. También en montajes con el transistor UJT

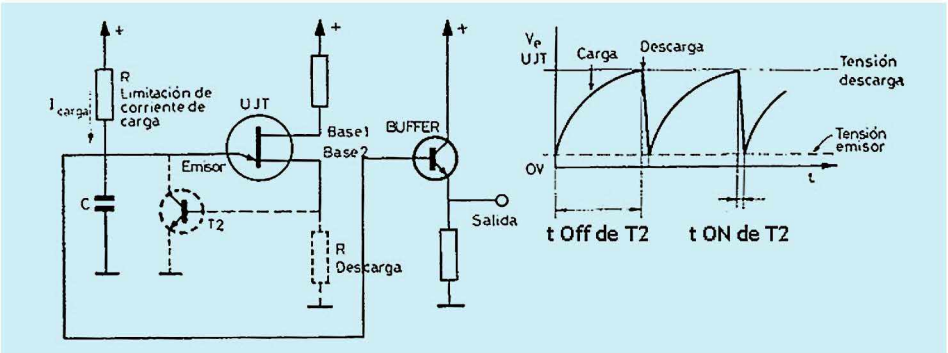


Fig. 3.20 Oscilador de relajación con UJT.

existe una limitación de la frecuencia máxima de trabajo impuesta por el tiempo de descenso de la tensión en el emisor durante la descarga del condensador al finalizar un ciclo. A frecuencias elevadas se produce un tiempo de descarga de considerable duración con respecto a la frecuencia de oscilación. Sin embargo, introduciendo unos pocos componentes más, el tiempo de descarga puede ser reducido incrementándose de este modo el valor máximo de frecuencia a la que puede operar sin un error demasiado grande. El funcionamiento del conjunto con los componentes en punteado es como sigue: cuando el nivel de tensión en el condensador C llega al valor en el que el UJT se hace conductor entre el emisor y la base 2, aparece un pulso de tensión en la resistencia de descarga que hace también conductor al transistor bipolar T2 descargándose de este modo en forma más rápida el condensador C. Escogiendo adecuadamente T2 con una baja corriente de fugas I_{CEo}, el orden de reducción del tiempo de descarga es de unas cuatro a cinco veces.

La frecuencia de oscilación puede determinarse mediante la fórmula

$$f \simeq \frac{1}{RC \ln (1/1 - \eta)}$$

para casos en que el tiempo de conducción del transistor sea mucho menor que el de corte $T_{on} \ll T_{off}$. η es la relación de mérito intrínseca que constituye un parámetro estable de cada uniunión.

En otra versión más elaborada del oscilador de relajación puede sustituirse el UJT por un transistor de efecto de campo (FET) según la figura 3.21. En este circuito se monitoriza la salida del integrador mediante un comparador que lleva su salida a $+V$ cuando la rampa lineal supera un potencial establecido por la tensión de referencia. El FET descarga bruscamente el condensador del integra-

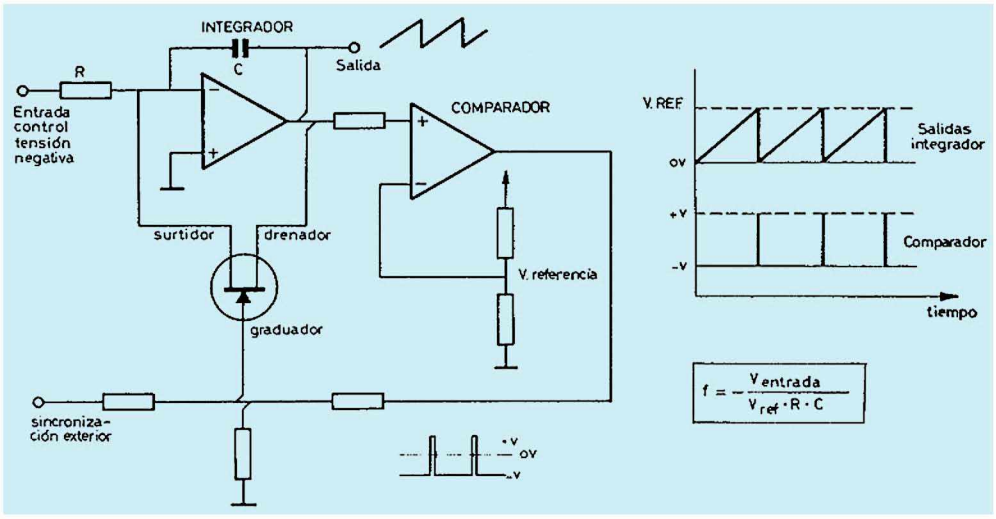


Fig. 3.21 VCO relajación.

dor y recomienza el ciclo con una frecuencia que es totalmente dependiente de la tensión presente en la entrada de control. Este circuito constituye un verdadero oscilador controlado por tensión y como veremos en capítulos sucesivos, base de funcionamiento de muchos VCO empleados en música electrónica.

Las señales triangulares pueden producirse integrando una señal cuadrada o mediante los llamados generadores de función cuyo principio operativo es muy similar al descrito en la figura 3.21.

Para el primer método emplearemos el diagrama de tiempos tensión del integrador mostrado en la figura 3.22. En el punto A, a la salida del integrador la tensión aumenta en sentido positivo. Cuando la onda cuadrada cae a $+V$ en

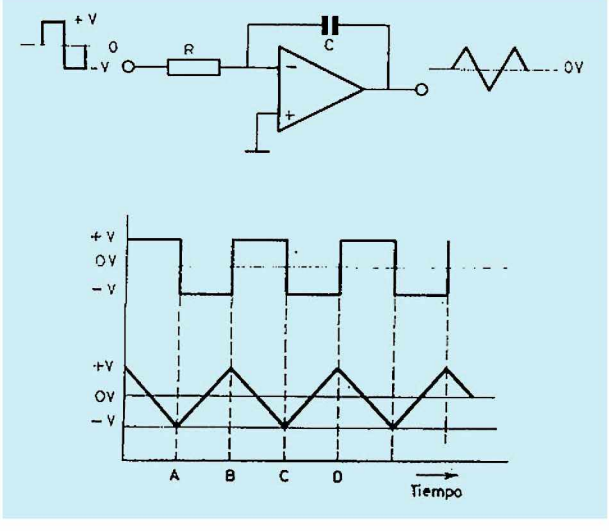


Fig. 3.22 Generación de onda triangular mediante la integración de una cuadrada.

la entrada del integrador, se invierte la dirección de la rampa a su salida y la onda triangular se dirige con su pendiente hacia negativo. Esto sólo constituye el principio fundamental del integrador puesto que este circuito por sí solo no es adecuado cuando se precisa una amplitud constante de la señal triangular ya que las constantes de tiempo de integración dependen de la frecuencia, de R y de C.

El segundo método utiliza un integrador y un disparador de Schmitt formados con dos amplificadores operacionales; la conexión de los mismos se indica en la figura 3.23, en la que ambos circuitos están conectados en serie con el otro que cierra el bucle entre ellos. Supongamos que inicialmente la salida del disparador

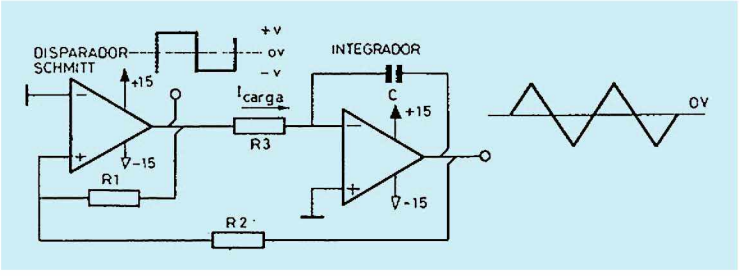


Fig. 3.23 Generador de funciones.

está a un potencial próximo al de alimentación $+ V$ que se aplica al integrador. La salida de éste descenderá linealmente hacia un valor negativo y con una velocidad dependiente del valor de R3 y C. Esta tensión negativa irá creciendo hasta un punto en el que — con dependencia de los valores R1 y R2 — la entrada positiva del disparador sea más negativa que la inversora; entonces la salida de éste pasa a un valor cercano a $- V$ y el ciclo recomienza con la inversión del sentido de la rampa a la salida del integrador. Esta configuración también constituye la base de uno de los más importantes métodos de generación de señales no senoidales y se utiliza extensivamente en diseños de VCO.

También se utilizan a menudo, en lo que a generación de señales se refiere, los llamados circuitos de transferencia no lineal o distorsionadores no lineales para obtener aproximaciones razonables de determinadas formas de onda a partir de otras distintas. En especial esto es válido para las señales senoidales que se obtienen a partir de otra más compleja como la triangular. Resulta evidente que este último ejemplo pretende reducir el contenido armónico de una señal, que en este caso es la triangular, aunque el empleo más frecuente de los dispositivos de transferencia no lineal persigue la generación de nuevas formas de onda más complejas a partir de otras más simples. Antes de seguir adelante con dichos dispositivos es conveniente establecer una diferenciación clara entre los circuitos de distorsión no lineal y de distorsión lineal. Los últimos no generan nunca nuevas frecuencias sino que producen cambios en la amplitud o la fase de las señales complejas cuyos armónicos o componentes de frecuencia ya existen. Un claro ejemplo de dispositivo de distorsión lineal lo constituyen los filtros en genegal y los moduladores de fase *(phasings)* los cuales producen alteraciones en

la estructura armónica de un material de audio pero no generan nuevas componentes.

Es bien conocido que lo que se desea invariablemente de un amplificador de alta fidelidad es una perfecta reproducción de las señales aplicadas en su entrada. Si de lo que se trata, por ejemplo, es de amplificar una señal senoidal pura, lo deseable es que a la salida de éste no se halle más que la componente de frecuencia que se inyectó en la entrada. Desafortunadamente las alinealidades de la circuitería interna del equipo hacen aparecer siempre, en mayor o menor grado, un porcentaje de señales no deseadas, lo que se conoce como distorsión armónica.

Si provocamos de forma deliberada tales alinealidades en un circuito tendremos un método para generar armónicos a partir de señales que no las tengan o alterar su contenido en las que ya las posean.

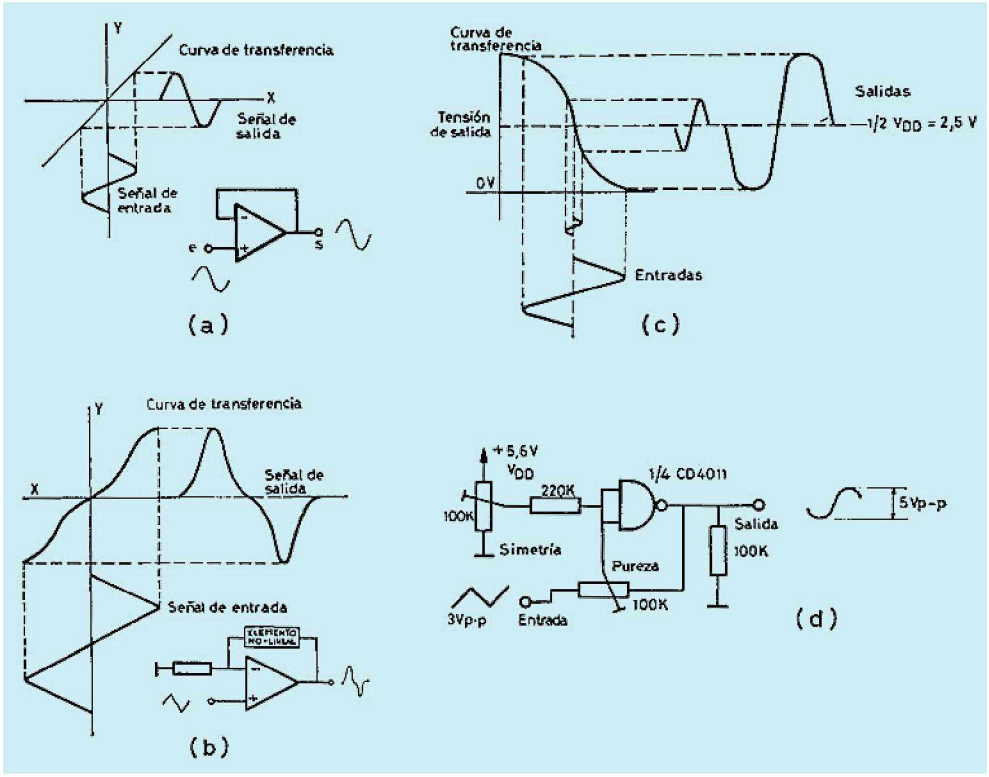


Fig. 3.23 A (*a*) Circuito con función de transferencia lineal. (*b*) Circuito con función de transferencia no lineal. (c) Característica de transferencia en tensión de una puerta NO-Y COS/MOS tipo CD4011 en condiciones de trabajo lineal. Obsérvese la linealidad y la pérdida de la misma en función de la amplitud de la señal aplicada a la entrada. (*d*) Circuito de aplicación práctica. El potenciómetro de ajuste de pureza, regula la ganancia en bucle cerrado y debe ser ajustado de forma que se obtenga un redondeo de la señal triangular lo más aproximado a una senoide.

El grado de alinealidad de un circuito determinado es, en muchos casos, una función de la amplitud aplicada al dispositivo ya que en circuitos que son aceptablemente lineales cuando se procesan señales de bajo nivel se degenera tal linealidad si funcionan con señales de mayor amplitud. Esto resulta lógico puesto que todo método de amplificación que utiliza un valor finito de tensión de alimentación cae forzosamente en dicha falta de linealidad. Si aplicamos una señal senoidal de gran amplitud a un paso amplificador — un emisor común trabajando en clase A, por ejemplo — produciremos con toda seguridad un descrestamiento de la señal cuyo nivel sea aproximadamente igual al de alimentación; esto es una clase de distorsión armónica pues hemos producido armónicos a partir de una señal que no los posee. De ahí que la concepción de tratamiento no lineal dependa en gran parte de las amplitudes aplicadas al dispositivo considerado.

En la figura 3.23*A* vemos tres ejemplos ilustrativos y un circuito de aplicación práctica de los conceptos enumerados más arriba.

En (*a*) se muestra la curva de transferencia de un circuito amplificador de respuesta lineal y ganancia uno. En (*b*) es la curva de transferencia no lineal de un circuito que se utiliza supuestamente para modificar la forma de onda de una señal triangular, obteniéndose una nueva estructura armónica. En (*c*) la curva de transferencia del circuito de aplicación práctica (*d*) que propone la utilización de una puerta NO-Y (NAND) de tecnología COS/MOS para aprovechar su función de transferencia no lineal cuando es forzada a operar a niveles de señal elevada. El circuito práctico (*d*) puede ser utilizado para obtener de modo aproximado señales senoidales a partir de una triangular.

COMPOSICIÓN ARMÓNICA

Pasemos ahora a considerar una serie de particularidades sobre la estructura armónica de las cuatro formas de onda empleadas con más frecuencia para la composición musical electrónica que son: la senoidal, la cuadrada, el diente de sierra y la señal triangular (figura 3.24). Estos datos constituyen una referencia de gran interés para elaborar determinados timbres y cualidades tonales mediante la correcta combinación de ellas y posterior tratamiento con los elementos de proceso que más adelante veremos.

Una forma de onda compleja es tal, puesto que está constituida de muchas frecuencias de señal senoidal. Las senoidales son la única forma de onda pura y bloque constructivo de todo sonido, de acuerdo con el método de FOURIER. La forma de onda diente de sierra contiene todas esas frecuencias, cada una de las cuales, y tras de la fundamental, es de amplitud ligeramente menor que la anterior. La forma de onda triangular contiene todas aquéllas, también a excepción de que cada uno de los armónicos sucesivos tenga una amplitud mucho más reducida que en el caso del diente de sierra, por ello su sonido no es tan brillante. Una cuadrada contiene sólo los múltiplos impares, lo que se desprende de la observación de su estructura armónica en la figura 3.24, el sonido de ésta es subjetivamente más hueco dada esta falta de armónicos pares.

Un método de descubrir la estructura armónica de una forma de onda com-

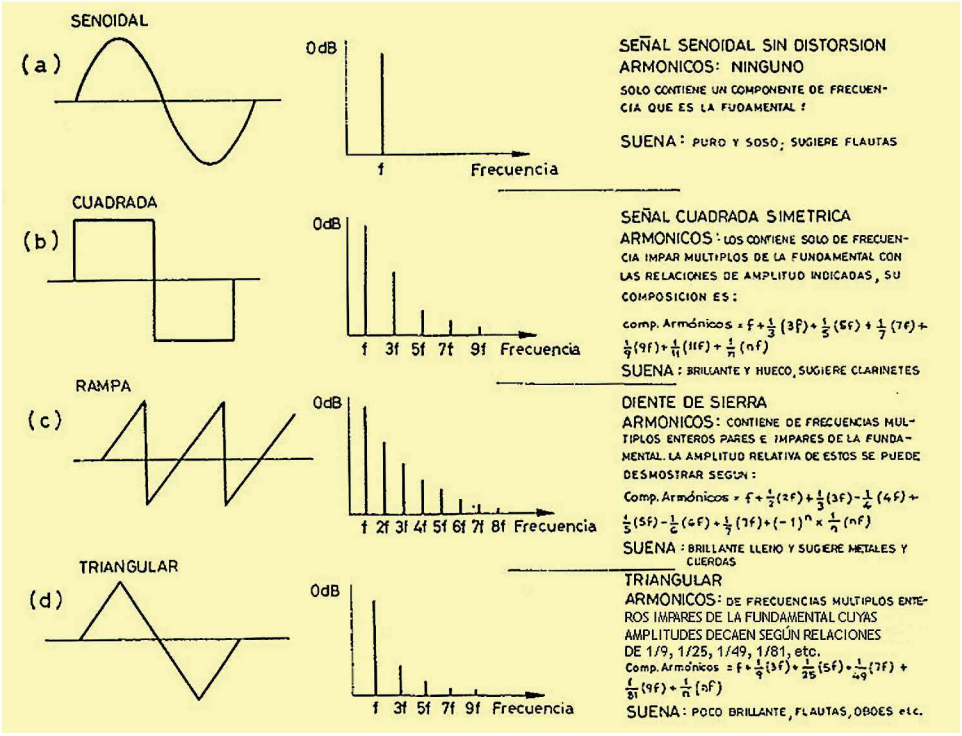


Fig. 3.24

pleja, puede ser avanzando el "Q" o regeneración positiva del filtro hasta llegar justo antes de que el filtro entre en oscilación, entonces barriendo lentamente la frecuencia de corte, la salida de este filtro nos mostrará todos los armónicos presentes en cualquier sonido que se haya introducido en su entrada.

Como punto de partida, para aprender a sintetizar los timbres conocidos con señales electrónicas vamos a analizar muy a groso modo las formas de onda según los instrumentos orquestales que sugieren. Las cuerdas recuerdan el diente de sierra con algunos armónicos exaltados, a consecuencia de las cajas de resonancia. La familia de los metales también generan dientes de sierra, y la única excepción es que los armónicos aparecen después de la fundamental y acompañados con la transición del ataque; como primera aproximación, esto puede realizarse barriendo un filtro con el generador de envolvente. Los instrumentos de viento, con una única lengüeta, generan ondas cuadradas; los clarinetes y los saxos generan señales parecidas a los pulsos y finalmente el fagot y el oboe, así como la flauta, suenan aproximadamente como las senoidales.

Otro factor no menos importante es la influencia del contexto en el que aparece un sonido. Por ejemplo, un diente de sierra es más propenso a ser interpretado por el cerebro como una trompeta o cualquier otro instrumento de metal si se confunde con otros sonidos que sugieran un clima orquestal.

El sintetizador es el único instrumento, por el momento, que tiene la habilidad de crear una infinita gama de matices, de timbre y tono. Con una gama tan grande de colores disponibles, la decisión sobre qué cualidad tonal es la más idónea para una composición musical dada, es, a menudo, un factor que se pasa por alto en la programación de un sonido. La razón básica para escoger un timbre en particular es el efecto sicológico que se pretende conseguir, es decir, la cualidad emocional que evoca. Al igual que se producen estados emocionales como resultado del uso de cada color en el espectro de luz visible (lo que es bien conocido en la iluminación espectacular), el efecto es similar cuando se opera a partir de tonos en el espectro audible. Esto puede ilustrarse considerando empíricamente unas analogías entre diversas formas de onda y los colores del espectro visual. Así puede decirse que un diente de sierra puede sugerir un timbre caliente y agresivo como el color rojo. Una onda senoidal un frío y distante sonido como el color azul. Una onda cuadrada algo intermedio. Un diente de sierra filtrado o una triangular puede resultar un sonido majestuoso como el color violeta. El ruido es algo de sensación gris y los diferentes matices dependen de las frecuencias que se hallen presentes con preponderancia en este ruido, así se define el ruido blanco, el rosa, etc.

MÉTODOS DE PROCESADO Y TRATAMIENTO

En instrumentación clásica, la forma de onda y el contenido espectral generado por un instrumento dependen por una parte de las vibraciones de los diversos medios usados como generadores, tales como lengüetas metálicas, columnas de aire, cuerdas, etc., y por otra de los dispositivos acústicos en que se desarrollan, como son las cajas de resonancia de guitarras, violines, etc.

Los métodos electrónicos empleados para producir las sensaciones tonales son numerosos. Nos referiremos aquí a los sistemas de generación puramente electrónicos e íntimamente vinculados a las modernas técnicas de los sintetizadores.

Existen fundamentalmente cuatro métodos distintos para la generación y modificación de señales complejas, llamados *Síntesis digital, Síntesis por modulación, Síntesis aditiva* y *Síntesis sustractiva.*

El método de *Síntesis digital,* pertenece a un método de generación escasamente empleado aunque es de reciente incorporación al mercado el sintetizador HARMONIC de la firma *Rocky Mount Instruments* (RMI) cuyo elemento de generación de tonos se basa enteramente en este principio. La figura 3.25 representa una configuración clásica de un secuenciador digital (ver *Secuenciadores* en el capítulo 4) que en este caso entrega una secuencia ordenada y repetitiva de quince tensiones distintas, predeterminadas y ajustables mediante P1 a P15. Estos niveles, que en la utilización clásica como secuenciador se usan como ajuste de la sucesión de distintas tensiones para el control de VCO y VCF, aquí definen la complejidad de la forma de onda controlando las intensidades relativas de cada armónico. El VCO que debe poder ser controlado a partir de un teclado constituye el generador de impulsos de reloj que hacen avanzar al contador de tecnología

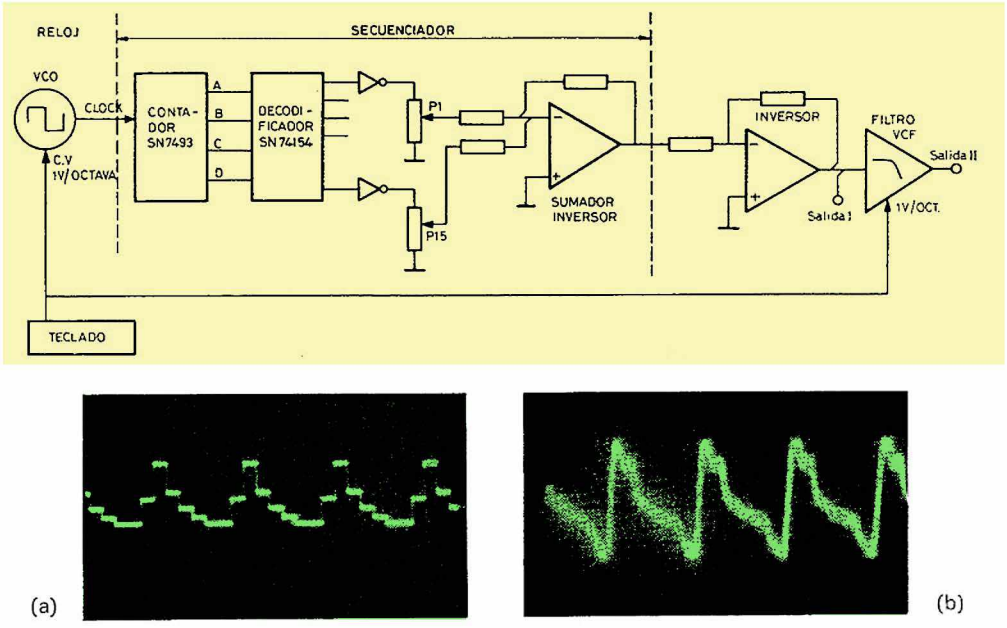


Fig. 3.25 Bloque funcional básico y formas de onda de un método de síntesis digital. (*a*) Fotografía tomada sobre osciloscopio a la salida I, y (*b*) sobre la salida II.

TTL 7493. La frecuencia de los impulsos de reloj debe ser igual a la de la señal de audio multiplicada por los pasos del secuenciador. Por ejemplo, para generar un LA central de 440 Hz con un secuenciador de 24 pasos (el Moog 960 secuencer) la frecuencia de los impulsos de reloj serán $440 \times 24 = 9560$ Hz. Prácticamente cualquier secuenciador comercial con posibilidad de ser avanzado a altas velocidades y con reloj exterior (VCO de 1 V/octava) puede ser utilizado para generar señales de audiofrecuencia por este procedimiento.

La forma de onda en una configuración de este tipo puede alterarse arbitrariamente mediante el ajuste individual de tensión asociado con cada paso del secuenciador. También mediante el filtro de paso bajo que se incluye con objeto de convertir la secuencia de escalones en una función continua, se obtiene un grado apreciable de cambio en el resultado y calidad final de la forma de onda compleja.

La *Síntesis por modulación* es una técnica empleada muy frecuentemente en música electrónica. Basada en algún tipo de alteración periódica del sonido, consiste en añadir pequeños índices de modulación en amplitud y/o frecuencia (principalmente) como medio de ornamentación de los tonos discretos, que, a juicio del compositor, resultan excesivamente regulares y fríos en los momentos que se desea añadir mayor realismo o una aproximación al sonido de algún instrumento tradicional. Por contra, las modulaciones de gran profundidad producen sonidos de estructuras complejas que las más de las veces se caracterizan por una relación inarmónica total que recuerdan tonos metálicos. Se exceptúan

de esto último los casos en los que las señales moduladoras y portadoras están relacionadas en frecuencia por valores numéricos enteros. En el apartado de la modulación se efectúa una revisión de esta modalidad de producción tonal.

El método de *Síntesis aditiva* es en la práctica un sistema extraordinariamente laborioso y caro y, por tanto, poco empleado. Tal como vimos en el capítulo 2.º en el apartado *Timbre/estructura armónica,* cualquier forma de onda compleja periódica puede ser descompuesta en una serie de componentes senoidales. La operación inversa es la denominada síntesis aditiva en la que las formas de onda se sintetizan añadiendo señales senoidales con la frecuencia, la amplitud y la relación de fase correctas. Presenta graves inconvenientes de orden práctico, y no desde el punto de vista del tiempo consumido en su empleo, sino problemas técnicos y económicos. En primer lugar deben generarse un gran número de ondas senoidales, lo que en sí tampoco constituye un grave inconveniente; el verdadero problema reside en el correcto control de sintonía de toda una cadena de VCO sin problemas de seguimiento de la tensión de control *(tracking).* Otro lo es la mezcla de sus señales con las respectivas relaciones de fase y envolventes particulares a cada componente de frecuencia. Finalmente, el más fundamental desde el punto de vista de los resultados es el exagerado coste de un banco de osciladores, amplificadores controlados y generadores de envolvente capaces de tales prestaciones. Todos estos inconvenientes hacen de la síntesis aditiva una técnica disociada, en general, de los métodos de generación controlados por tensión y limitada a sistemas digitales de generación con memorias ROM o a sistemas mecánicos como el caso del clásico órgano HAMMOND; los controles DRAWBARS de éste trabajan bajo este principio aditivo.

Si bien el método aditivo es un proceso de suma de señales senoidales, la simple acción de mezcla lineal de dos señales triangulares, por citar un tipo, en un sintetizador clásico controlado por tensión constituye en cierto modo un proceso de adición.

Finalmente, la *Síntesis sustractiva* constituye un método de extensiva utilización en sintetizadores controlados por tensión junto con la síntesis por modulación y en parte la aditiva. Es lo que se podría definir como un método diametralmente opuesto al aditivo; aquí en lugar de añadir señales de estructura simple, la idea fundamental es la de partir de fuentes ricas en cuanto al contenido espectral (ver *Composición armónica* en este capítulo) y procesar la distribución armónica mediante distintas configuraciones filtrantes, atenuando unos armónicos determinados y exaltando otros en forma selectiva y controlada.

Existe un excelente precedente biológico del método sustractivo de síntesis sonora: la voz humana. Ésta se genera en las cuerdas vocales con un elevado contenido armónico; la cavidad bucal y la lengua constituye un resonador acústico extremadamente versátil y controlable que resalta, atenúa y articula los sonidos procedentes de nuestra garganta mediante distintas posiciones de la lengua y aberturas de la boca. ¿Quién no ha silbado alguna vez en imitación del canto de los pájaros?... ¿y qué instrumento es el que precisamente ofrece esta capacidad de simulación?...

La síntesis sustractiva se efectúa en la práctica con una muy variada gama

de configuraciones filtrantes y amplificaciones selectivas como son los filtros de paso bajo, los de paso alto, de paso de banda, rechazo de banda, etc., en versiones controladas por tensión o como bancos de filtros fijos resonantes (figura 3.26). En el capítulo 4.º se amplía este particular en el apartado referente a los filtros.

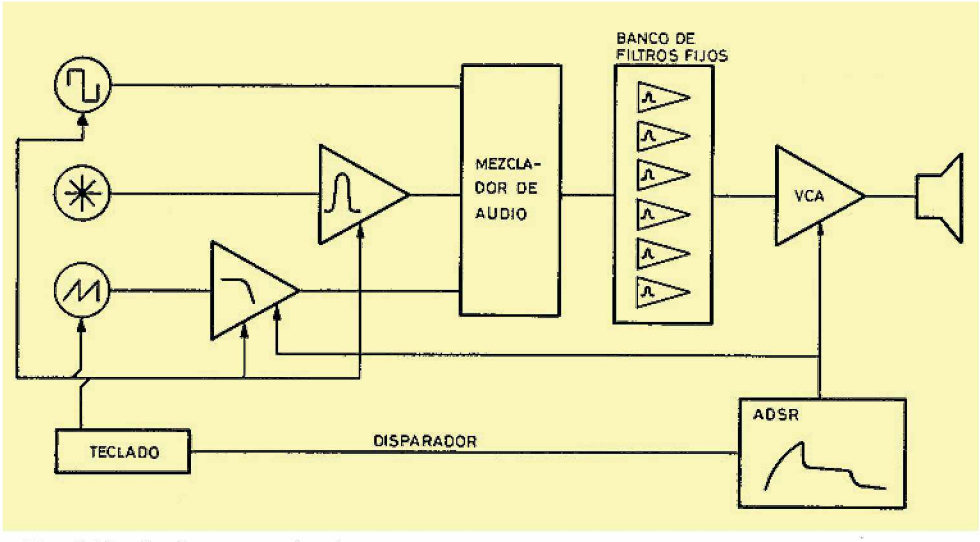


Fig. 3.26 Configuración de elementos típicos que intervienen en la síntesis sustractiva.

MODULACIONES

Las modulaciones constituyen una valiosa herramienta de trabajo en la producción de música electrónica para generar sonidos complejos.

La modulación es un proceso en el que se utiliza una señal periódica (moduladora) para efectuar el control de determinados parámetros de una segunda señal (la portadora o modulada). Además de las formas clásicas de modulación empleadas en sistemas de telecomunicación (frecuencia y amplitud), en el proceso de señales de audiofrecuencia se utilizan otras formas mucho más especializadas como son la modulación de timbre, la modulación del ancho de un impulso — que es una forma especial de modulación de timbre —, la modulación de banda lateral única y portadora suprimida, el deslizamiento de frecuencia, descrito en el capítulo 7.º en el apartado *Desplazadores de frecuencia (Frecuency Shifters)* y finalmente, una clase espectacular de distribución sonora en el espacio denominada modulación de situación.

MODULACIÓN EN AMPLITUD

Esta clase de modulación es un proceso por medio del cual la amplitud de una señal denominada *portadora* es afectada en su amplitud, de conformidad con la de una segunda llamada moduladora y con un grado que recibe el nombre

de profundidad de modulación, expresado en porcentaje. Supongamos la conexión de elementos según la figura 3.27. La señal de un oscilador senoidal de frecuencia y amplitud fija (1.000 Hz, por ejemplo) es aplicada a la entrada de un modulador en amplitud, que en términos de unidades modulares de sintetizador es un amplificador controlado por tensión (VCA). La entrada de control de este VCA será tratada con otra señal senoidal de frecuencia variable entre 1 y 20 Hz. A la salida de éste se obtiene una señal modulada en amplitud; auditivamente la sensación producida será la de un tono de intensidad variable o con el familiar efecto trémolo. En valores muy bajos de la frecuencia de modulación el volumen (se aprecia perfectamente) sube y baja, pero a medida que ésta aumenta y más concretamente alrededor de los 15 Hz, todo lo más que se percibe con respecto a la inteligibilidad de las subidas y bajadas de volumen será un tono confuso, compuesto de la frecuencia del tono fundamental (1.000 Hz) y de las dos bandas laterales producidas por el proceso de la modulación, una superior y otra inferior. Puede establecerse una analogía del principio de la generación de bandas laterales a partir de una cierta frecuencia, haciendo girar rápidamente una moneda sobre su canto en una superficie plana. El ojo no discierne a partir de cierta velocidad la secuencia caras-cruces, lo más que ve es una imagen borrosa suma de las dos imágenes en la retina.

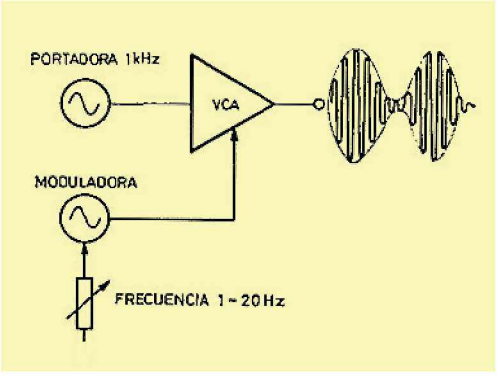
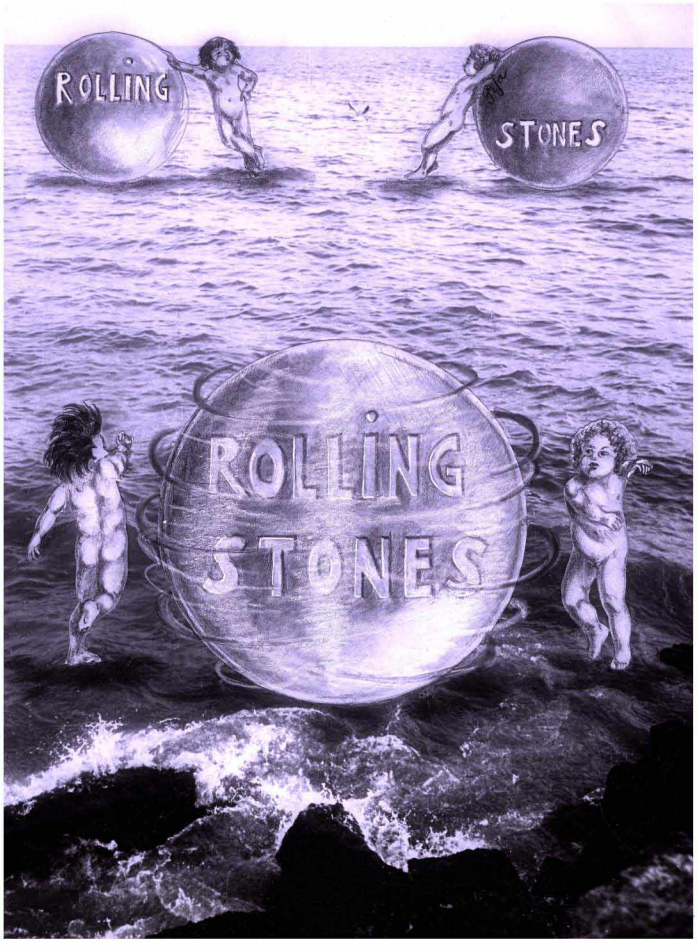


Fig. 3.27 Modulación en amplitud.

La banda lateral superior es el resultado de la suma de la frecuencia de portadora más la frecuencia de modulación y la banda lateral inferior consiste en la diferencia de frecuencia entre la portadora y la moduladora. Si se escucha detenidamente este tono "confuso" se podrá apreciar que el tono fundamental de 1.000 Hz permanece estacionario e inmodulado y que las bandas laterales son las que en realidad suben y bajan de tono en función de la frecuencia de modulación. Esto se aprecia con facilidad, cuando la portadora y la moduladora son señales senoidales. En caso de utilizar señales de estructura armónica compleja, aparecen multitud de bandas laterales que hacen que el sonido aparezca muy confuso. La profundidad de modulación sólo afecta a la energía de las bandas laterales, pero no a la posición de éstas con respecto a la portadora.



Analogía óptica del efecto de Modulación en Amplitud.

El examen espectral de este proceso modulante para dos señales senoidales se revela en la figura 3.28. En *B* aparecen sólo dos bandas laterales como producto de dos senoidales y en *C* aparecen dos por cada componente de frecuencia de éstas. Este tipo de proceso depara una gran variedad de coloraciones. Se utiliza indistintamente para la modificación de señales procedentes de otros instrumentos externos al sintetizador o de sonidos generados electrónicamente.

Existe otra forma especial de modulación en amplitud, denominada modulación por supresión de portadora o modulación balanceada, también referida a la antigua modulación en anillo. La modulación balanceada suprime completamente la señal portadora y sólo aparecen los productos de la modulación, es decir, las bandas laterales superior e inferior. Como consecuencia de ello la percepción de la portadora desaparece y el resultado es un sonido no armónico debido a que la presencia de estos componentes espectrales son múltiplos y submúltiplos no enteros de la portadora. La técnica de la modulación

balanceada es muy útil para la confección de estructuras sonoras complejas. Véase lo expuesto al respecto de la operación de los moduladores en anillo, del capítulo 4.º

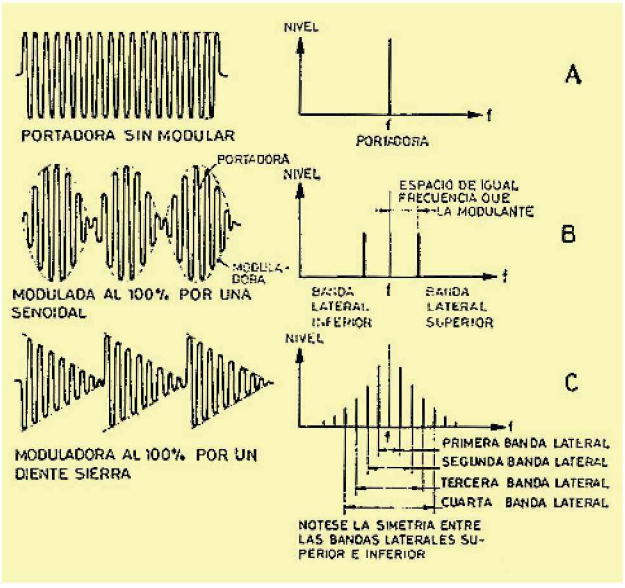


Fig. 3.28 Productos de la modulación de amplitud.

MODULACIÓN EN FRECUENCIA

Este tipo de modulación es el que históricamente ha venido siendo más utilizado por los músicos tradicionales; cuando un violonchelista mueve simultáneamente con el arco sus dedos sobre el mástil, está efectuando lo que en términos de música clásica se denomina un vibrato. Como su denominación revela, la modulación en frecuencia consiste en cambios periódicos del valor de la frecuencia de un tono. A efectos de música tradicional, los vibratos toman valores muy bajos de frecuencia, del orden de los 6 Hz y se utilizan como medio de expresión dinámica conjuntamente con las acciones del arco sobre las cuerdas, como es el caso también del violín. A cadencias tan bajas de modulación, se puede oír perfectamente las subidas y descensos del tono musical. En música electrónica se puede modular a cualquier frecuencia y, cuando se efectúa a cadencias superiores a los 15 Hz, la señal resultante contiene un espectro complejo e inarmónico que suena de forma chirriante y es útil para sintetizar sonidos metálicos y percusivos como el golpeo sobre un yunque de herrero.

Siguiendo el método demostrativo de la modulación en amplitud (AM) consideremos la configuración de la figura 3.29. Ésta se efectúa aplicando una señal de control periódica a un oscilador controlado por tensión, de relación lineal frecuencia/tensión para mayor simplicidad de la explicación. La modulación en frecuencia de un VCO exponencial entrega un espectro mucho más complejo, cuya demostración matemática es extraordinariamente complicada.

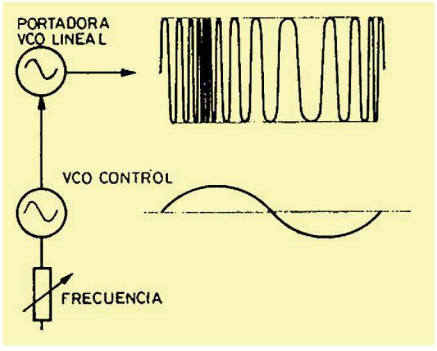


Fig. 3.29 Modulación en frecuencia.

Como en el caso de la modulación en amplitud, elevamos progresivamente la frecuencia del oscilador de control, partiendo de 1 Hz aproximadamente. El efecto oído será desde el de un sonido parecido al de las sirenas de los coches de policía, pasando por un vibrato musical, y al llegar a los 15 Hz el tono tomará un enmascaramiento característico debido a la presencia de las bandas laterales, pero habrán más de dos y no como en el caso del primer ejemplo de AM, es decir, el espectro de frecuencia es mucho más complejo incluso tratándose de señales senoidales. Las bandas laterales de cualquier tono modulado en frecuencia aparecen a ambos extremos de la portadora a intervalos iguales a la frecuencia de la señal modulante. Con una portadora de 5.000 Hz modulada por otra de 100 Hz, aparecen bandas laterales espaciadas 100 Hz de forma simétrica respecto de la de 5KHz a los 4.900 Hz, 5.100 Hz, 4.800 Hz, 5.200 Hz, 4.700 Hz y 5.300 Hz y así hasta el infinito, pero el número de bandas laterales es totalmente dependiente de un término que se conoce como índice de modulación. Esta denominación es la relación existente entre la desviación de frecuencia máxima a que es sometida la señal modulada y la frecuencia de la señal de modulación. Según esto podemos decir que

$$\text{Índice modulación} = \frac{\text{Máxima frecuencia desviación}}{\text{Frecuencia señal moduladora}}$$

Otro ejemplo: la señal portadora un tono de 440 Hz modulado en frecuencia se eleva hasta 540 Hz y desciende a 340 Hz; es evidente que el extremo de desviación es de 100 Hz $(540 - 440 = 100)$ y $(440 - 340 = 100)$ y depende de la amplitud de la señal moduladora. Si la frecuencia de esta última es 20 Hz, aplicando la fórmula del índice de modulación éste será:

$$\text{Índice modulación} = \frac{100}{20} = 5$$

El índice de modulación expresa el número de bandas laterales a cada extremo de la señal portadora; en este caso es 5 por encima y 5 por debajo de su frecuencia. De esta forma podemos establecer en forma precisa el espectro de frecuencia de cualquier señal modulada en frecuencia y desarrollar la tabla del espectro.

TONO PORTADORA 440 Hz
ÍNDICE MODULACIÓN 5
MÁXIMA DESVIACIÓN 100 Hz

Desviación — n Hz		*Desviación + n Hz*	
440 — 100 = 340	B	440 + 100 = 540	B
340 — 100 = 240	A	540 + 100 = 640	A
240 — 100 = 140	N	640 + 100 = 740	N
140 — 100 = 40	D	740 + 100 = 840	D
40 — 100 = — 60	A	840 + 100 = 940	A
	S		S
	I		S
	N		U
	F.		P.

La amplitud de cada banda lateral es muy irregular y depende fundamentalmente del índice de modulación; no ocurre como en el caso de la AM en la cual la energía de las bandas laterales depende de la amplitud de la señal moduladora.

Hasta aquí sólo nos hemos referido a casos de modulación en frecuencia con señales senoidales. Cuando la señal modulante contiene diversas componentes de frecuencia, el espectro de la señal modulada contendrá muchas más bandas laterales, producidas por la suma y diferencia de todos los armónicos de la señal de modulación, además de la producida por la fundamental de ésta.

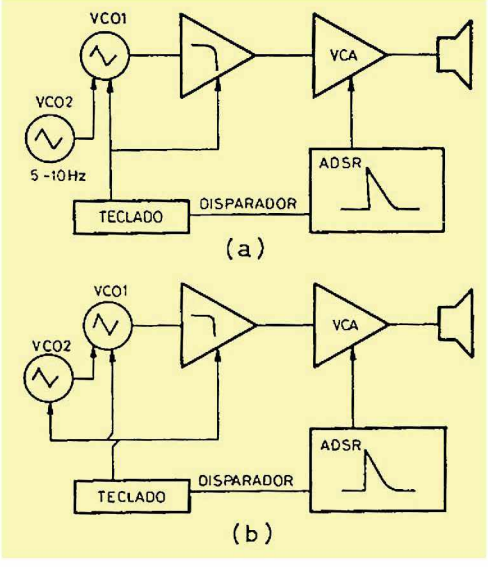


Fig. 3.30 Programa con modulación en frecuencia sin seguimiento (a), y con seguimiento (b).

En la práctica pueden efectuarse multitud de ensayos aplicando el principio de la modulación en frecuencia. Una configuración bien corriente es la de la figura 3.30 (*a*). En ésta el VCO2 se utiliza para añadir una modulación lenta y poco profunda al VCO1; se obtiene un buen efecto de vibrato y el conjunto puede sonar como lo que diríamos un órgano de batalla. Esta forma de modulación se denomina en los círculos músico-electrónicos como modulación sin seguimiento, puesto que la frecuencia es constante e independiente de la tensión de control del teclado.

En el segundo ejemplo [figura 3.30 (*b*)] sintonizando los VCO1 y VCO2 a relaciones no enteras de frecuencia y a octavas diferentes (el VCO2 más baja), el sonido resultante es un tono chirriante e inarmónico, pero constante, a lo largo de toda la excursión de frecuencia a través del teclado. Pueden ensayarse diferentes sintonías y profundidades de modulación. Musicalmente y ajustando en el generador de envolventes ataques y decaimientos rápidos, podemos disponer de lo que podríamos denominar escala de yunques afinados o campanas.

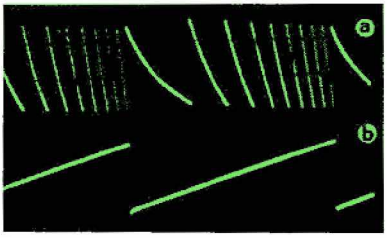


Fig. 3.31 Modulación en frecuencia. El efecto auditivo de esta modulación es el de la clásica sirena de inmersión en los submarinos.

En la figura 3.31 se muestra la fotografía de un oscilograma de modulación de frecuencia correspondiente al muy extendido efecto de sirena de ambulancia. La forma de onda superior (*a*), es la modulada en frecuencia y la inferior es la tensión de control o señal moduladora (*b*).

MODULACIÓN DEL TIMBRE

Aplicando una tensión periódicamente variable a la entrada de control de un VCF, el color o la estructura armónica del tono presente en la entrada de éste resulta modulado por la acción de la señal de control. El tipo de efecto producido es fundamentalmente parecido al de un "wha-wha" automático, especialmente a bajas cadencias de la tensión de control. Podría definirse también como una modulación en amplitud selectiva. Esta definición es aplicable también a cambios periódicos en el timbre de un sonido, y no es preciso que se produzca a partir del proceso con un VCF. Existe otra forma especial de modulación de timbre, denominada modulación de la anchura de impulso (PWM) que consiste en el cambio periódico de la relación marca-espacio de una señal rectangular; con toda evidencia la distribución armónica cambia en función de esta relación.

CIRCUITOS INTEGRADOS MUSICALES (Ver nota del autor en página 62)

Existen no pocos circuitos integrados cuyas prestaciones entran de lleno en toda una serie de funciones típicamente vinculadas a la música electrónica. El interés de disponer de una lista que recoja un considerable número de tipos distintos de circuitos integrados agrupados por funciones puede ser considerable para el diseñador puesto que en ella puede encontrar puntos de partida para proyectar su sistema. Sin embargo, cabe también decir que si bien muchos de los circuitos integrados, presentados en forma agrupada seguidamente, pueden servir como base de un módulo para música electrónica, con resultados ampliamente satisfactorios en algunos casos, en otros la visión no es tan optimista al menos en términos de unidades altamente satisfactorias. Esto último es especialmente válido para los osciladores controlados por tensión (VCO) para los cuales y en el momento de escribir estas páginas, no existe ningún integrado que sustituya ventajosamente a los montajes discretos.

He aquí los más interesantes, agrupados por fabricantes.

Tipo	*Firma*	*Aplicaciones en música electrónica*
MFC6040	Motorola	Atenuador electrónico. Amplificador controlado por tensión. Modulador de amplitud.
MC1495	Motorola	Multiplicador analógico de cuatro cuadrantes. Doblador de frecuencia. Modulador balanceado. Empleo en VCA y VCF.
MC3401	Motorola	Cuatro amplificadores operacionales del tipo Norton. Preamplificadores de bajo coste. VCO y VCA de bajo coste. Filtro bicuadrático con una sola unidad.
MM5837	National	Generador digital de ruido blanco/rosa. Generación de secuencias de tensión pseudoaleatorias. Cajas de ritmos. Ensayos acústicos.
LO25	SGS-ATES	Moduladores en anillo.
SAJ110	SGS-ATES	Divisor de frecuencias de siete etapas para órganos electrónicos. Generación de subarmónicos en sintetizadores.
M250	SGS-ATES	Generador de ritmos. Baterías automáticas.
8013	Intersil	Multiplicador analógico de cuatro cuadrantes. VCA. VCF. Moduladores balanceados.

Tipo	*Firma*	*Aplicaciones en música electrónica*
8007	Intersil	Operacional de entrada FET. Memorias analógicas de teclados. Sample & Hold. Integradores en filtros y osciladores controlados por tensión.
8038	Intersil	Generador de funciones. Oscilador controlado por tensión. Oscilador de modulación. Funciones triangular, cuadrada y senoidal disponibles simultáneamente.
CD4046	RCA	Phase locked loop. Seguidores de tono experimentales. Sincronización osciladores. Conversión tensión-frecuencia. Sintetizador de frecuencias.
CA3091	RCA	Multiplicador analógico de cuatro cuadrantes. Modulador en amplitud. Doblador de frecuencia. VCF. VCA.
CA3060	RCA	Triple amplificador operacional de transconductancia variable. Filtros activos. VCF. Giradores. Mezcladores. Moduladores en amplitud. Multiplicador de dos cuadrantes. Sample & Hold.
CA3080	RCA	Ídem que el CA3060.
CA6078	RCA	Operacional de bajo ruido 1/f y ruido a escalones. Banco de filtros fijos. Giradores. Fuentes de corriente de referencia en convertidores exponenciales.
CA3019	RCA	Cuatro + Dos diodos monolíticos apareados. Moduladores en anillo al viejo estilo. Interruptor analógico en osciladores tipo integrador-disparador de Schmitt.
CA3039	RCA	Seis diodos independientes monolíticos.
CA3046	RCA	Cinco transistores NPN apareados. Convertidores exponenciales con dispositivo termostático. Amplificador diferencial para VCA. Filtros controlados por tensión empleando la red en escalera de Moog.
CA3096	RCA	Convertidores exponenciales para operar al amplificador de transconductancia variable OTA CA3080. 3 NPN + 2 PNP.
SN7493	Texas Instruments	Contador de cuatro bits en TTL. Secuenciadores. Generación de subarmónicos. Divisor de frecuencias programable.

Tipo	*Firma*	*Aplicaciones en música electrónica*
μA726	Fairchild	Par monolítico NPN con temperatura controlada por termostato interior. Convertidores exponenciales en VCO Y VCF.
S2566	American Microsystems Inc. (AMI)	Generador de ritmos musicales. Generación de ocho ritmos distintos y salida para ocho instrumentos.
S8890	AMI	Generador de ritmos musicales. Generación de diez ritmos distintos. Salida para nueve instrumentos.
S2470	AMI	Divisor de frecuencias de siete etapas. Órganos electrónicos. Generación de subarmónicos en sintetizadores.
AD281	Analog Devices	Par monolítico apareado. Convertidores exponenciales. VCA.
IT30A	Intersil	Par monolítico apareado. Convertidores exponenciales para VCA, VCF y VCO.
XR2240	Exar	Circuito de temporización programable. Generación de trenes de impulsos pseudoaleatorios. Generador de tonos pseudoaleatorios.
XR2207	Exar	Oscilador controlado por corriente con salidas simultáneas de señal triangular y cuadrada. Programable a cuatro frecuencias distintas mediante circuitería lógica autocontenida. Conversión de tensión y/o corriente en frecuencia. Secuenciador de tonos pseudoaleatorios. Generador de barrido. Oscilador de modulación programable.
XR205	Exar	Generador de funciones senoidal, cuadrada, impulso, triangular y diente de sierra. Modulación interna de frecuencia y amplitud.
XRC101	Exar	Cinco transistores monolíticos idénticos NPN. Amplificadores de pequeña señal. VCF en red escalera tipo Moog. Convertidores exponenciales de temperatura controlada.
XRC102	Exar	Cuatro transistores monolíticos PNP. Convertidores exponenciales.
XRC103	Exar	Dos transistores NPN de elevada corriente + tres transistores Schottky. Disparador de gran rapidez para VCO.

Tipo	*Firma*	*Aplicaciones en música electrónica*
XRC106	Exar	Un modulador balanceado + una fuente de corriente PNP + una fuente de corriente NPN. Modulador en anillo. Fuentes de corriente constante en cadena de resistores y circuitos de teclado. Control por corriente amplificadores operacionales OTA.
XR2208	Exar	Multiplicador de cuatro cuadrantes + Amplificador operacional y separador independientes. Procesos en amplitud señales de audio y subaudio.
555	Signetics	Circuito monolítico de temporización. Relojes de avance en secuenciadores. Osciladores de modulación. Disparador de Schmitt. Secuenciadores de tiempos variables entre pasos. Monoestables de cualquier punto en la circuitería musical. Retardo de disparo en los generadores de envolventes. Generadores de envolventes tipo Ataque-Decaimiento. Control de contacto *(touch control)* de parámetros musicales, etc.

Nota del autor: El dios Cronos ha sido particularmente cruel con esta tabla de circuitos integrados que, en su momento, tuvieron cierta cabida en el diseño de circuitos para sintetizador. Hoy, en 2011, han dejado de fabricarse casi todos excepto el **CA3080** (que ha quedado superado por el **LM13700**), el **CA3046** (que se ha utilizado masivamente en circuitos musicales de todos los pelajes y sigue utilizándose pese a las dificultades que presenta su obtención). El CD4046, el 555 , el XR2207 y el 8038 siguen en el mercado.

A principio de los 80, de la iniciativa de **CURTIS ELECTROMUSIC SPECIALITIES** y de **SOLID STATE MUSIC**, aparecieron en el mercado las primeras familias de integrados LSI que contenían -en un sólo chip monolítico- funciones completas de **VCO** (CEM3340; SSM2030), **VCF** (SSM2040; CEM3320; CEM3328), **VCA** (CEM3360), **ADSR** (CEM3310/3312; SSM2055, etc. Más adelante, la oferta se vió ampliada con chips conteniendo un sintetizador monofónico completo como el CEM3394/3396 (que utilizaron de modo exhaustivo Oberheim, AKAI, Sequential, Bit) y aún con variantes dotadas de interface directo con microprocesadores, para la gestión y memorias de sonidos. También Matsushita,Yamaha, Mitsubishi e Hitachi han tenido una amplia presencia en el sector de los sintetizadores y procesadores de sonido con sus propias familias de integrados, que hemos visto en numerosos instrumentos de origen japonés.

Sin embargo, casi todos esos chips han dejado de fabricarse y la ley de la oferta y la demanda, ha puesto el precio de los remanentes por las nubes. De ahí que, por más atractivos que resulten por la simplicidad de diseño que ofrecen, sólo deberían tenerse en cuenta como repuestos para la reparación y la restauración de *instrumentos vintage*.

Para nuevos diseños de sintes al viejo estilo *luthier-analógico*, siguen habiendo Arrays, Operacionales, OTA´s, Comparadores, Puertas Lógicas, Transistores y Diodos, que permiten hacerlo de forma muy económica y con una gran libertad creativa en todos los sentidos. Esa parece la actual tendencia de los DIY'ers que pululan por internet.

CAPÍTULO 4

SINTETIZADOR DE SONIDOS

El sintetizador es un instrumento musical capaz de generar una inagotable variedad de sonidos complejos y es la pieza maestra de un estudio moderno de música electrónica por su relativa simplicidad de operación y por su accesibilidad económica al músico privado. La enumeración de sus posibilidades se hace poco menos que imposible puesto que, literalmente, millones de sonidos son obtenibles con cualquier modelo de características y flexibilidad medias. La mayor limitación de sus posibilidades está impuesta fundamentalmente por el grado de imaginación del operador y por su dominio técnico del instrumento. Específicamente, el sintetizador está diseñado para generar sonidos, muchos de los cuales no pueden ser creados por ningún otro método; otros necesitarían complicadísimos y laboriosos trabajos sobre cinta magnética. Puede utilizarse como pseudo-instrumento, es decir, como simulador del sonido de determinados instrumentos convencionales o modernos.

En el sintetizador se disponen de medios extremadamente flexibles para controlar los parámetros que definen las características de cualquier sonido (frecuencia, timbre e intensidad) lo que se traduce en la gran facilidad que el sintetizador posee para manipular el sonido.

La mayoría de sintetizadores comerciales son muy similares en sus conceptos básicos y difieren solamente por el método mecánico en que se programan para determinar su producción sonora, por sus específicas unidades de procesado, por sus accesorios y por los detalles exactos de sus características. El común denominador de todos ellos es que sus unidades fundamentales de generación y proceso, son controlables por tensión.

Se utiliza conjuntamente, para fines musicales, con un teclado convencional que normalmente es del tipo monofónico, es decir, que no tiene la posibilidad de entregar acordes de dos o más notas a la vez. Esto es debido a que el teclado sólo puede producir (por los métodos que más adelante describiremos) una sola tensión a la vez como información de la tecla que se está tocando. Un instru-

mento polifónico de este tipo sería considerablemente complejo puesto que virtualmente se necesitaría un sintetizador completo para cada nota que tuviera que tocarse simultáneamente. Consiste en bloques análogos a determinadas funciones de los instrumentos clásicos; un oscilador hace las funciones de una cuerda de guitarra, de una lengüeta de armónica, etc., los filtros simulan las propiedades de las cámaras resonantes y los VCA junto con los generadores de envolvente, las características dinámicas de la intensidad.

Hay que descartar la idea errónea de que el sintetizador es una especie de "super órgano". Con un sintetizador se pueden crear sonidos aperiódicos y desprovistos de tono, tales como los de oleaje, truenos, viento, trinos de pájaros, etc., y con un órgano no. Tampoco existe en este último la posibilidad de efectuar un glissando entre notas, de controlar los ataques y los decaimientos en forma continua o las cualidades tímbricas casi infinitamente, etc.

La circuitería envuelta en el órgano electrónico está diseñada generalmente sobre esta línea: un banco de doce osciladores producen notas según una escala cromática de una octava, la más alta del teclado, y una cadena de divisores de frecuencia entregan las notas de las octavas por debajo de ésta.

Aunque ésta es la concepción básica, existen excepciones como es el caso del órgano HAMMOND que usa ruedas mecánicas llamadas acústicas, para la generación de los tonos.

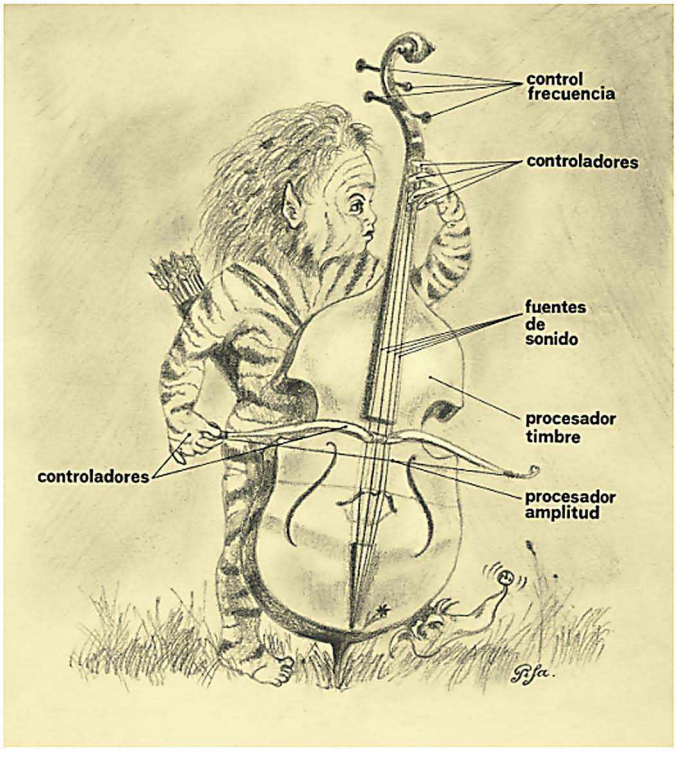
En el sintetizador, en cambio, las técnicas productoras del sonido son bien distintas; las formas de onda se generan en osciladores capaces de ser sintonizados individualmente a cualquier frecuencia y desde luego tampoco son necesarios doce como en el caso de un órgano, ya que la enorme versatilidad de éstos y su teoría de funcionamiento hacen que tres o cuatro sean suficientes para un completísimo trabajo.

Cada oscilador es totalmente variable en cualquier gama de frecuencias requeridas, de audio o subaudio, y no sólo mediante métodos manuales de sintonía, sino que además lo es mediante este especial método denominado "control por tensión", es decir, que los tonos generados son una función del valor de tensión aplicado a una entrada especial llamada de control. Si se produce un cambio en el valor de esta tensión, el tono variará de acuerdo con este cambio.

No resulta difícil apreciar cuán enormemente práctico resulta esto. En primer lugar, este medio de cambiar el tono puede ser creado automáticamente y a cualquier cadencia mediante tensiones variables; segundo, la posibilidad de controlar cualquier número de dispositivos en tándem y seguir así juntos y en sincronismo a las evoluciones de la tensión de control. Todo esto, hecho mediante sistemas clásicos sería poco menos que imposible. Precisaríamos, por ejemplo, de un operador que fuese girando los botones de control de frecuencia simultáneamente, o lo que es lo mismo, un individuo con muchas manos y con precisión matemática en sus movimientos. El control por tensión actúa realmente como una "supermano" que controla instantáneamente y con gran precisión todos los parámetros que se precisan de acuerdo con la configuración de un programa.

La organización del sistema (figura 4.1) nos lleva a definir al sintetizador

como una serie de unidades modulares con funciones específicas de generación, modificación y control programables entre sí, mediante interruptores en configuraciones preorganizadas, casos como los del SONIC SIX de la firma MOOG o del ODISSEY de ARP; con jacks telefónicos como en el sistema MOOG modular o matrices de programación deslizantes o a base de patillas o pins como las usadas en equipos de E.M.S. y ARP 2.500.



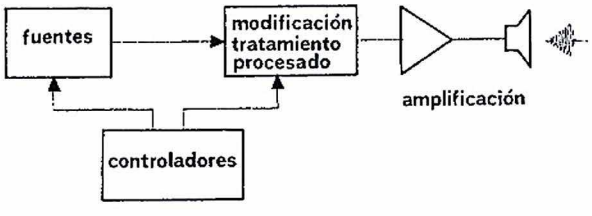


Fig. 4.1 Organización de sistema en un sintetizador y comparación de la terminología con un instrumento de cuerda tradicional.

Esta operación de "programar" junto con la adecuada manipulación del resto de controles, diales o conmutadores de los diferentes módulos y mediante los criterios técnicos expuestos con anterioridad referidos a filtrados dinámicos, modulaciones en frecuencia y amplitud, mezclas, etc., se define como síntesis o reunión de muchas pequeñas partes formando así sonidos con la estructura armónica y el carácter deseado.

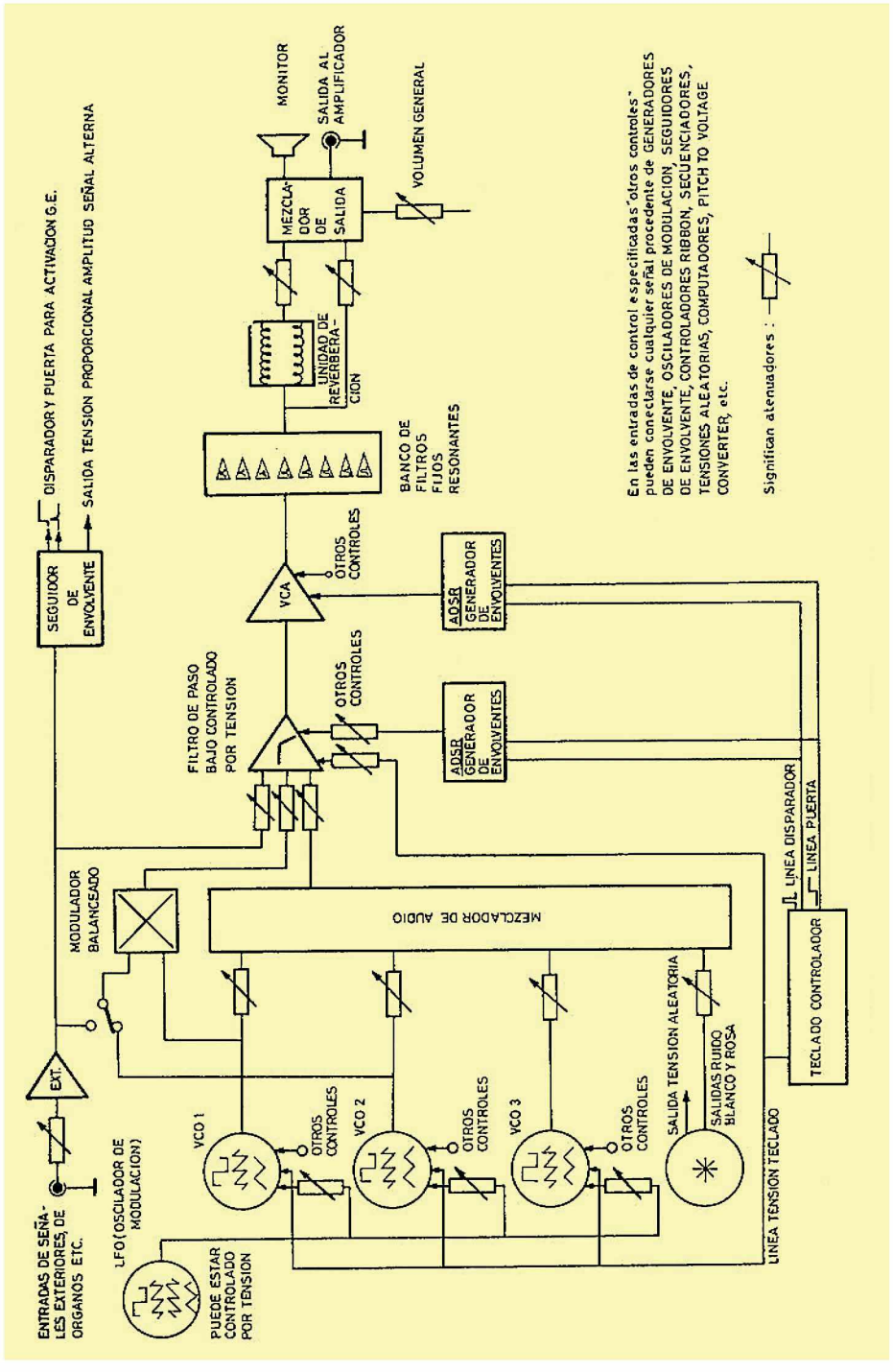


Fig. 4.2 Diagrama Funcional Estándard de un Sintetizador de Sonidos Controlado por Tensión. Sólo de muestran los módulos más comunes.

La técnica del control por tensión no se limita sólo a la frecuencia de los osciladores. Muchos circuitos usados en el sintetizador, se diseñan de forma que su función principal sea controlada mediante tensiones.

Otros circuitos están destinados a producir estas tensiones de control de modo que, conectados a las unidades de que antes hablábamos, actúan como elementos de gobierno de éstas. La finalidad específica de una señal de control es gobernar los elementos controlados por tensión, que generalmente son VCO; sin embargo, la propia señal de audio, que normalmente es controlada, puede utilizarse también como señal de control. Según esto, hay que tener en cuenta que un elemento controlable por tensión responde tanto a una señal de audio como a una señal de control. En sintetizadores se utiliza corrientemente la palabra señal de control para designar tensiones que, convertidas en sonido, pueden hacerse audibles, aunque no existe ninguna objeción, al menos en principio, en el empleo de una señal de audio como control, como en el caso del modulador en anillo, en el que es imposible saber cuál de las dos señales es la de sonido y cuál la de control. Desde un punto de vista más general puede decirse que el control de una tensión (llamémosla de señal) por otra (llamémosla de control) es una interacción de dos tensiones, que es lo verdaderamente perseguido, independientemente de sus denominaciones identificativas.

Examinando el diagrama funcional del sintetizador (figura 4.2) apreciamos muchas de las relaciones posibles que pueden existir entre módulos.

Este equipo básico que encontraremos, con menor o mayor número de unidades, en todos los sintetizadores comercialmente existentes, se dividen en tres grupos según la funcionalidad de cada uno. El equipo de generación de sonido, que está compuesto de osciladores de audio controlados por tensión en un número mínimo de dos, en la mayor parte de modelos comerciales generan los tonos audibles y a veces los de subaudio y entrega diversas formas de onda a su salida; mediante mezclas proporcionales de estas señales se confeccionan múltiples texturas de sonido. Los generadores de ruidos blanco y rosa están siempre presentes en cualquier modelo y completan el equipo de generación de señales audibles. El aumento del número de osciladores, así como la cantidad y variedad disponible de formas de onda, repercute enormemente en las posibilidades finales.

El procesado, tratamiento o modificación del sonido, corre a cargo básicamente de un filtro controlado por tensión (VCF) que modifica en forma dinámica la estructura armónica de las señales que pasan a través de él, y de un amplificador controlado por tensión, que en unión de un generador de envolventes modifica la característica amplitud-tiempo de este sonido, imprimiéndole el ataque-decaimiento deseado. Una notable extensión de la capacidad y posibilidades del procesado la proporciona el aumento del número de unidades de estos elementos y la utilización adicional de reverberadores, moduladores, mezcladores, bancos de filtros, etc.

El control por tensión se efectúa por una extensa familia de sistemas, algunos de ellos muy intrincados en cuanto a su concepción. El teclado es el controlador por excelencia y la pieza fundamental para ejecución de pasajes musi-

cales, aunque no existe ninguna dificultad para manejar el sintetizador sin la ayuda de éste. Una posibilidad adicional que poseen casi todos los teclados de estos instrumentos es la de poder desarrollar por medio de ellos escalas microtonales y macrotonales. Esto consiste en aumentar o disminuir el número de semitonos por octava y, por tanto, el intervalo de frecuencia entre dos notas adyacentes y así entre todas las del teclado.

Los generadores de envolvente, osciladores de modulación (LFO), generadores de tensiones aleatorias, "Sample & Hold" y secuenciadores forman parte importantísima del equipo de control. En cuanto a los controladores que convierten las acciones físicas del músico en variables eléctricas para aplicarlas al control de la estructura del sintetizador, existen además del teclado, los *controladores "Ribbon"*, el *controlador de percusión,* y el *seguidor de tono* o sea el *convertidor de tono-tensión (pitch to voltage converter)* que es esencialmente un dispositivo de traducción tonal en tensiones proporcionales a la fundamental de un sonido complejo.

Finalmente y como elementos integrados en sistemas avanzados citaremos las memorias digitales y los sistemas de estudio computarizados. De todos ellos se efectúa una revisión en el capítulo 7.

Por último y antes de pasar al estudio detallado de todas las funciones modulares existentes, hay que apuntar otra posibilidad del empleo de un sintetizador y es la de canalizar señales exteriores a través de los módulos de procesado, pudiendo modificar de este modo el carácter de los sonidos de voces e instrumentos de tipo eléctrico como guitarras, pianos eléctricos, violines eléctricos, órganos electrónicos, etc., lo cual amplía más todavía la enorme gama de posibilidades.

La gran ventaja del sintetizador, que constituye un verdadero instrumento de expresión artística, estriba en la participación cálida y directa del músico en la creación de sonidos que, generados por otros medios convencionales, necesitarían un proceso complicado de laboratorio a partir de sonidos grabados. El compositor puede crear e inventar sonidos, imitar los de la instrumentación convencional con notable similitud en muchos casos, o trabajar con secuencias automáticas demasiado rápidas o complejas para poder ser efectuadas por la mano del artista.

El estudio de las unidades modulares que a continuación se efectúa, está hecho según el orden lógico de unidades que intervienen desde que apretamos una tecla hasta que sale la señal al exterior.

TECLADOS

El teclado es el controlador más popularmente utilizado en los sintetizadores y fundamentalmente se trata de una fuente que suministra diferentes niveles discretos de tensiones proporcionales a la tecla que se oprime.

Los músicos utilizan corrientemente los teclados de instrumentos polifónicos y saben que éstos son capaces de entregarles muchas notas a la vez cuando oprimen al mismo tiempo varias teclas; éste no es el caso del sintetizador.

La mayoría de teclados suministran únicamente una tensión cada vez por lo cual aplicado a un VCO no es posible producir más de una nota simultáneamente. Existen algunos, sin embargo, que entregan dos o más tensiones, una correspondiente a la tecla más baja y otro a la más alta de una serie de teclas que se oprimen simultáneamente. Esto no implica una mejora significativa, aunque menos es nada. Aquí nos limitaremos simplemente a estudiar el sistema más generalizado basándonos en la figura 4.3 que entrega una sola tensión correspondiente a la tecla más baja que se oprima.

Algunos de los teclados que acompañan a los sintetizadores comerciales tienen posibilidades adicionales como son la de producir una tensión proporcional a la velocidad o a la presión con que se oprime una tecla, lo que puede utilizarse para acentuar la intensidad de determinadas notas de un fraseo musical. Ello ofrece al músico algunas posibilidades más de expresión típicamente vinculadas a la instrumentación convencional.

Las habilidades del teclado y de la circuitería asociada al mismo son las siguientes:

1. Produce un impulso positivo y de duración definida cada vez que se oprime una tecla cualquiera de las cuarenta y nueve que suponemos en el teclado. Dicha señal se utiliza para iniciar el ciclo de los generadores de envolvente.

2. Un escalón de tensión que va desde cero voltios a un valor positivo y de duración igual al intervalo de tiempo que está oprimida la tecla. Se utiliza como información del tiempo "sostenimiento" en los generadores de envolvente y para iniciar la pendiente "relajamiento".

3. Uno de los cuarenta y nueve niveles de tensión discretos e igualmente espaciados que se generan como información de la tecla que está apretada.

4. Un control manual llamado *portamento, deslizamiento,* etc., que ajusta en forma continua el deslizamiento de frecuencia que se produce entre dos notas cualesquiera cambiando lentamente desde la última nota oprimida a la próxima que se oprime, barriendo todas las notas intermedias.

5. Una memoria analógica del tipo "muestra y almacenamiento" que almacena el valor de la última tensión correspondiente a la tecla que se ha oprimido. Esta memoria es necesaria puesto que sin ello la tensión de salida que controla los VCO desaparecería tan pronto se soltaran las teclas y la nota generada cambiaría bruscamente a la frecuencia de sintonía inicial de los VCO, lo que haría inútil el sistema de envolvente, especialmente cuando fuese ajustado un largo tiempo de decaimiento en el generador de envolventes.

La circuitería funciona como sigue. El transistor T1 junto con los componentes asociados DZ1, R1, R2 y R3 forman una fuente de corriente constante que atraviesa la cadena de resistencias R4-R52, todas ellas de idéntico valor óhmico. Las caídas de tensión en cada una de estas resistencias se ajustan mediante R2 en 1/12 voltio de forma que cumpla la normalización que se ha adoptado por todos los fabricantes, que es la entrega de 1 voltio/octava o intervalo estándar de la tensión de teclado (figura 4.3).

Por medio de los contactos del teclado se aplican las tensiones presentes en la barra bus a las entradas de los operacionales IC1 e IC2 montados como

separador y comparador respectivamente, presentando ambos impedancias de entrada muy elevadas lo que significa que la cadena de resistencias trabaja virtualmente en vacío. En condiciones de reposo IC2 tiene en su salida una tensión negativa elevada, próxima al valor de la alimentación — V. Cuando una tensión supera el valor de la tensión de referencia que entrega el divisor R54-R55 (que deberá ser menor que la caída en R52) la salida de IC2 sube brusca-

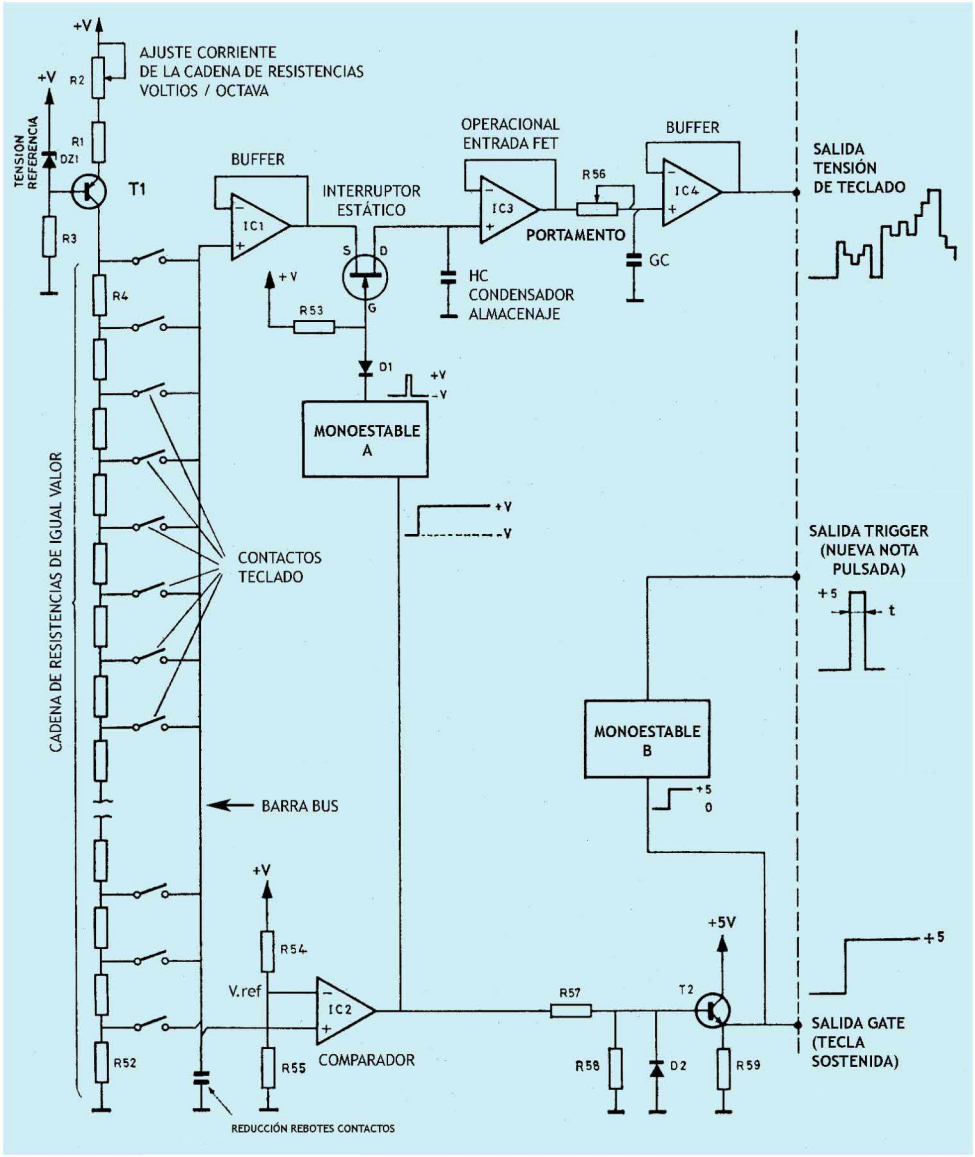
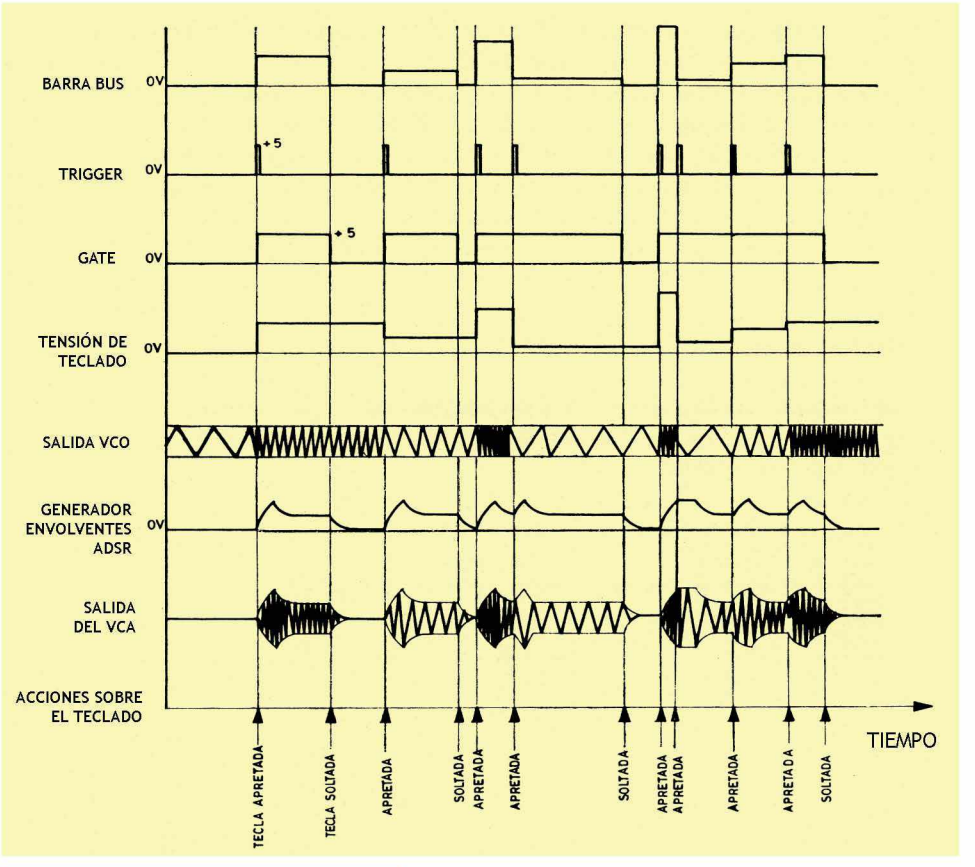
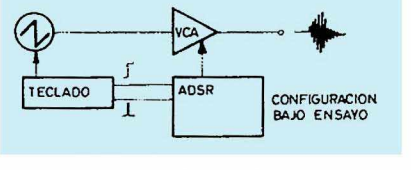


Fig. 4.3 Circuito electrónico simplificado, típico del Teclado Controlador de un Sintetizador Analógico.





mente a un valor próximo a $+V$, disparando por una parte el monoestable y por otra entregando la información de que una tecla está apretada. Cuando esta tensión desaparece IC2 lleva nuevamente su salida a $-V$. Entretanto, el monoestable A ha entregado un impulso positivo y de duración corta, que ha cerrado el interruptor FET almacenándose en el condensador H.C. la tensión que se hallaba a la salida del separador *(buffer)* IC1.

Mediante IC3, que es un amplificador operacional con entrada FET y montado como seguidor de tensión, sacamos al exterior esta tensión almacenada en H.C. Dada la impedancia de entrada de IC3 extremadamente alta y la baja corriente de fugas del condensador H.C., la tensión así memorizada puede permanecer un largo tiempo sin que pueda apreciarse una importante deriva.

El tiempo variable del deslizamiento entre notas se consigue mediante un

simple circuito resistencia-capacidad, monitorizando y haciendo posible la salida al exterior a través del seguidor IC4 que presente una elevada impedancia de entrada, unos 400 megaohmios, y muy baja de salida, menos de 100 ohmios.

El transistor T2 junto con R57, R58, R59 y D2, convierte las excursiones de $-V$ a $+V$ en niveles normalizados de 0 a 5 voltios, usados como información del intervalo "tecla apretada" y disparo del monoestable B encargado de generar el disparo de "inicio de ciclo de los generadores de envolvente" El diagrama tiempos-tensiones mostrando en la figura 4.4 revela gráficamente todo el proceso involucrado en el funcionamiento del teclado y unidades asociadas.

CONVERTIDORES EXPONENCIALES

Hay que destacar el término "exponencial" que se aplica a la respuesta frecuencia/tensión de control en los filtros y muy especialmente de los VCO que intervienen en un sintetizador.

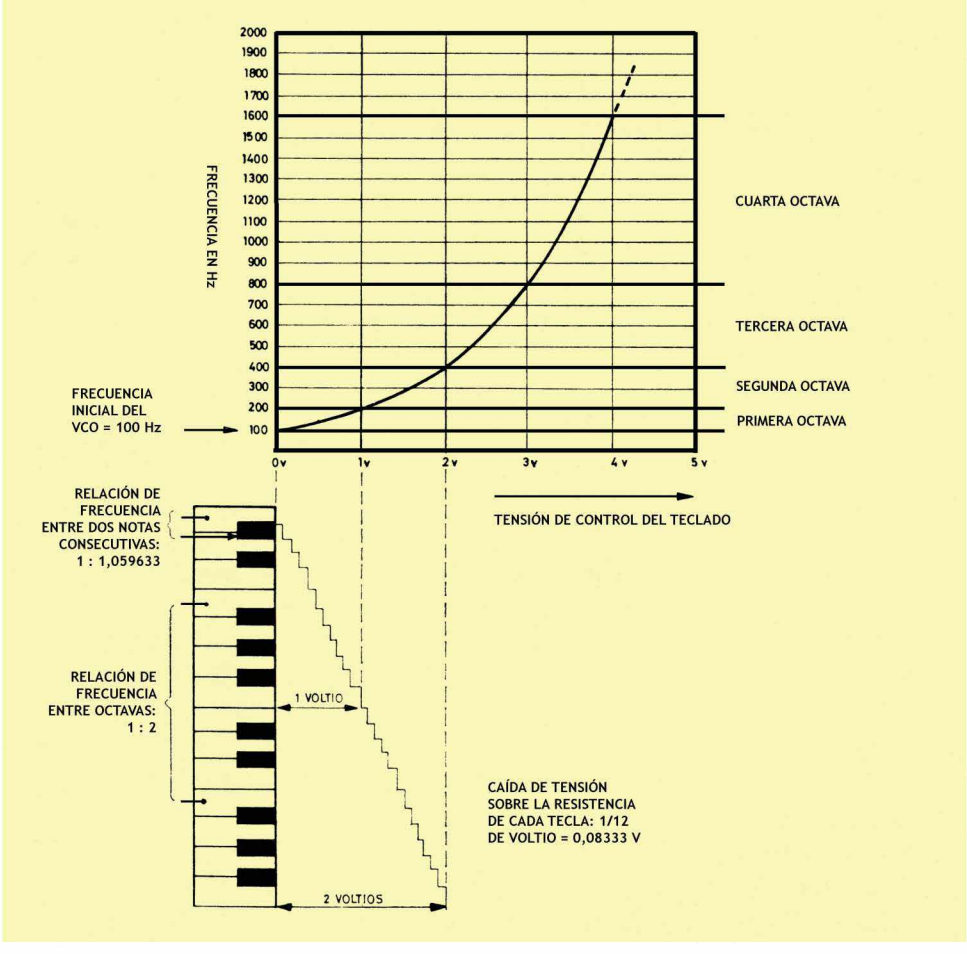


Fig. 4.5 Intervalo estándart de la Tensión de Control de Teclado y progresión de la distancia de frecuencia entre notas contiguas, en función de la octava musical.

Refiriéndonos a osciladores controlados por tensión y gobernados desde teclados controladores como el descrito en la anterior sección, que entregan incrementos lineales de tensión, el compromiso fundamental de funcionamiento es el de que los VCO respondan a relaciones 2 : 1 de frecuencia, frente a cambios de 1 voltio por octava con objeto de que se cumplan los requisitos que definen una escala temperada o de Bach. Como se sabe, ésta la constituyen doce notas cuyos intervalos o separación de frecuencia entre octavas es de 2 : 1 y cuyos intervalos entre notas contiguas cualesquiera son $\sqrt[12]{2}$ o 1,059463094.

Se ha realizado un gráfico que relaciona la tensión de teclado con la frecuencia de las notas y la progresión de la distancia entre notas contiguas en función de las octavas musicales. Se trata de la figura 4.5, que aclara conceptos que veremos más adelante. Basándonos en una nota LA quinta (A = 440 Hz), y multiplicando y dividiendo sucesivamente por 1.059, se ha elaborado la tabla de frecuencias musicales de una escala temperada que se representa a continuación.

	1.ª oct.	2.ª oct.	3.ª oct.	4.ª oct.	5.ª oct.	6.ª oct.	7.ª oct.	8.ª oct.	9.ª oct.
F (Fa)	21,8	47,3	87,3	174,6	349,2	698,5	1396,9	2793,8	5587,7
F #	23,1	46,2	92,5	185	370	740	1480	2960	5920
G (Sol)	24,5	49	98	196	392	784	1568	3136	6272
G #	26	51,9	103,8	207,7	415,3	830,6	1661	3322,4	6645
A (La)	27,5	55	110	220	440	880	1760	3520	7040
A #	29,1	58,3	116,5	233,1	466,2	932,2	1864,7	3729,3	7458
B (Si)	30,9	61,7	123,5	246,9	493,9	987,8	1975,5	3951,1	7902,1
C (Do)	32,7	65,4	130,8	261,6	522,3	1046,5	2093	4186	8372
C #	34,6	69,3	138,6	277,2	554,4	1108,7	2217,5	4435	8869,9
D (Re)	36,7	73,4	146,8	293,7	587,3	1174,7	2349,3	4698,6	9379,3
D #	38,8	77,8	155,6	311,1	622,3	1244,5	2489,7	4978	9956,1
E (Mi)	41,2	82,4	164,8	329,6	659,3	1318,5	2637	5274	10548

La escala temperada es la que se utiliza en los pianos y en la que los bemoles son los mismos valores de frecuencia que los sostenidos correspondientes.

Aquí vamos a hacer un pequeño alto en la tecnología electrónica para describir una cuestión musical que probablemente habrá asaltado el pensamiento de más de un músico. Hasta ahora nos hemos referido a teclados que aplicados al control de unos VCO nos entregan escalas igualmente temperadas. Existen otras escalas reconocidas musicalmente como la pitagórica y la de temperamento justo. La pregunta puede ser la siguiente. ¿Es posible obtener escalas de temperamento justo con un sintetizador? En este momento el estado tecnológico aplicado a los sintetizadores no permite un cómodo acceso a dicha escala. Los sintetizadores son fundamentalmente instrumentos que operan con la escala igualmente temperada de doce tonos por octava.

Volviendo a cuestiones de la tecnología involucrada en el sintetizador, diremos que en apariencia no existen unas diferencias abismales en lo que se re-

fiere al resultado de emplear osciladores de respuesta lineal en lugar de los exponenciales. De hecho, existen algunos diseñadores especialistas del sector que han utilizado osciladores lineales en sus sintetizadores, como es el caso de JOHN SIMONTON de *Paia Electronics* o el de BARRY WILKINSON y TREVOR MARSHALL diseñadores del sintetizador *International 4600* aparecido en la revista E.T.I. en 1974.

Con todo, la inmensa mayoría de ingenieros y técnicos dedicados al diseño de sintetizadores profesionales han adoptado los dispositivos de respuesta ex-

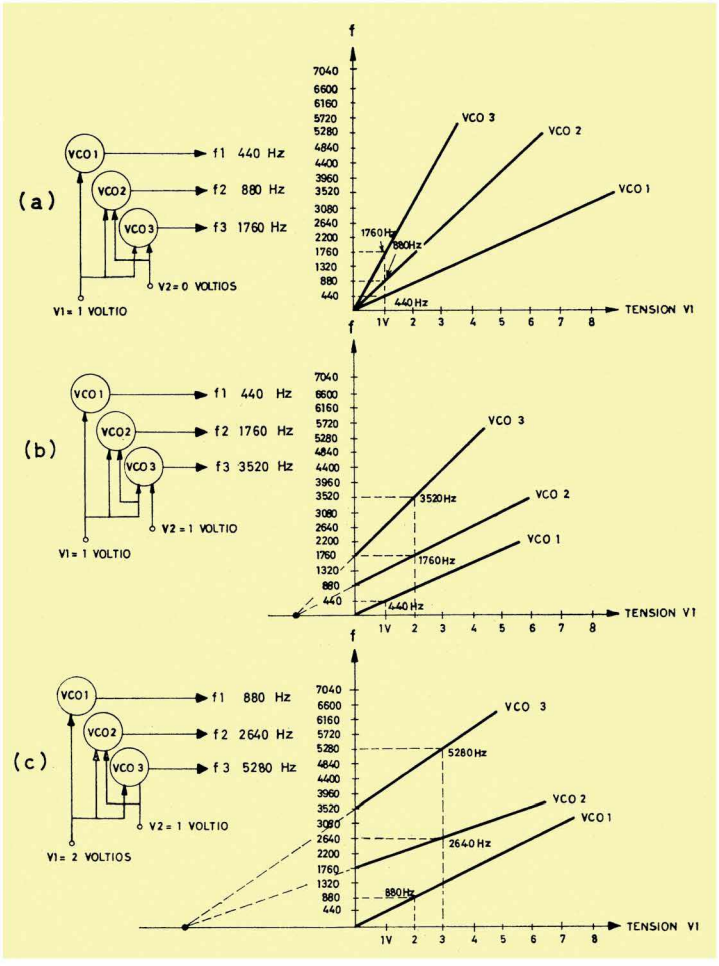


Fig. 4.6 Demostración gráfica de la imposibilidad de trasposición por tensión en osciladores lineales. Nótese que VCO2 y VCO3, aunque en una zona imaginaria, parten del mismo punto puesto que reciben la misma tensión de control, no en cambio VCO1 que excepto en el caso (*a*) recibe tensiones distintas y de ahí que no se mantenga la relación 2 : 1 con los otros dos osciladores.

ponencial por razonamientos que, con toda seguridad, son los mismos que se describen a continuación. A efectos de una evaluación correcta entre los métodos lineales y los exponenciales y de la subsiguiente justificación de los méritos de las unidades de respuesta exponencial tomaremos dos puntos en consideración, que van a ser el seguimiento o *tracking* en el argot músico-electrónico y la transposición.

Tenemos tres osciladores conectados como el de la figura 4.6, los cuales se hallan controlados por la tensión de control V_1 de valor nominal igual a 1 voltio. Con la tensión de control $V_2 = 0$ voltios, deseamos que los tres VCO sigan con una relación de frecuencias 2 : 1 para incrementos de 1 voltio en la entrada de V_1. Las frecuencias nominales a las que se hallan VCO1, VCO2 y VCO3 son 440, 880 y 1.760 Hz respectivamente. La relación 2 : 1 es, desde luego, entre osciladores con respecto al anterior, es decir, VCO3/VCO2 = 2/1 y VCO2/VCO1 = 2/1.

Podemos ver que en el caso de emplear osciladores lineales las frecuencias de trabajo vienen determinadas por la expresión $f = k \cdot V_c$, donde f es la frecuencia, k es una constante y V_c el valor nominal de la tensión de control y así serán

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= 440 \cdot V_1 = 440 \cdot 1 = 440 \text{ Hz} \\ f_2 &= 880 \cdot V_1 = 880 \cdot 1 = 880 \text{ Hz} \\ f_3 &= 1.760 \cdot V_1 = 1.760 \cdot 1 = 1.760 \text{ Hz} \end{aligned}\right\} \text{ Fig. 4.6 (a)}$$

En el caso de los osciladores exponenciales necesitamos colocar la tensión de control como exponente de la función y entonces tenemos que las frecuencias de trabajo vienen determinadas por la expresión $f = K \cdot 2^{V_c}$, donde f es la frecuencia, K es una constante representada por la frecuencia inicial cuando la tensión de control es de valor cero, 2 es la escala convenientemente escogida para que se produzcan cambios de relación 2 : 1 y V_c es el valor nominal de la tensión de control.

Así las mismas frecuencias iniciales que en el caso lineal vendrán determinadas por

$$\begin{aligned} f_1 &= 220 \cdot 2^{V_1} = 220 \cdot 2 = 440 \text{ Hz} \\ f_2 &= 440 \cdot 2^{V_1} = 440 \cdot 2 = 880 \text{ Hz} \\ f_3 &= 880 \cdot 2^{V_1} = 880 \cdot 2 = 1.760 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Vemos que, en principio, ambos sistemas satisfacen el requisito de seguimiento de frecuencia. El próximo paso del experimento es añadir 1 voltio al VCO2 y al VCO3 cambiando para ello V_2 de 0 a 1 voltio. Las salidas de frecuencia en los VCO lineales serán

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= 440 \cdot V_1 = 440 \cdot 1 = 440 \text{ Hz} \\ f_2 &= 880 \cdot (V_1 + V_2) = 880 \cdot 2 = 1.760 \text{ Hz} \\ f_3 &= 1.760 \cdot (V_1 + V_2) = 1.760 \cdot 2 = 3.520 \text{ Hz} \end{aligned}\right\} \text{ Fig. 4.6 (b)}$$

y para los exponenciales

$$f_1 = 220 \cdot 2^{V_1} = 220 \cdot 2 = 440 \text{ Hz}$$
$$f_2 = 440 \cdot 2^{(V_1+V_2)} = 440 \cdot 2^2 = 1.760 \text{ Hz}$$
$$f_3 = 880 \cdot 2^{(V_1+V_2)} = 880 \cdot 2^2 = 3.520 \text{ Hz}$$

es decir, que en ambos métodos — el lineal y el exponencial — la relación de frecuencias entre osciladores es la misma y por el momento el seguimiento se mantiene correcto. El paso final es ahora cambiar V_1 para ver si los resultados continúan siendo correctos. Tanto en el caso de los lineales como en el de los exponenciales pasamos la entrada V_1 de 1 voltio a 2 voltios, con lo que se pretende transponer en una octava los valores de frecuencia y así VCO1 debería pasar a exhibir una frecuencia de 880 Hz, VCO2 pasar a 3.520 Hz y VCO3 a 7.040 hertzios. Veamos si ello se cumple en ambos casos. Para los lineales se producirá

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= 440 \cdot V_1 = 440 \cdot 2 = 880 \text{ Hz} \\ f_2 &= 880 \cdot (V_1 + V_2) = 880 \cdot 3 = 2.640 \text{ Hz} \\ f_3 &= 1.760 \cdot (V_1 + V_2) = 1.760 \cdot 3 = 5.280 \text{ Hz} \end{aligned}\right\} \text{ Fig. 4.6 (c)}$$

lo cual es lo mismo que decir que la relación de éstos ha degenerado en una discordancia no deseada y, por tanto, no válida para nuestros propósitos que eran los de la transposición. En los exponenciales, sin embargo, se produce

$$f_1 = 220 \cdot 2^{(V_1+V_2)} = 220 \cdot 2^2 = 880 \text{ Hz}$$
$$f_2 = 440 \cdot 2^{(V_1+V_2)} = 440 \cdot 2^3 = 3.520 \text{ Hz}$$
$$f_3 = 880 \cdot 2^{(V_1+V_2)} = 880 \cdot 2^3 = 7.040 \text{ Hz}$$

o sea que se mantienen sintonizados al unísono y de forma concordante.

Resumiendo, vemos que los osciladores lineales pueden mantener un seguimiento de frecuencia (tracking) en tanto se les aplique a los tres la misma tensión de control. Ello se ve claramente en los gráficos tensión-frecuencia que se han ido trazando para cada paso de los lineales. En éstos se pone de manifiesto que una tensión idéntica aplicada a los VCO2 y VCO3 los desplaza erróneamente en relación a VCO1, pero, independientemente de que éstos se desafinen con respecto a VCO1, la relación entre VCO2 y VCO3 sigue siendo 2 : 1 puesto que el paso final de los cálculos de frecuencia revela que f VCO2 = 2.640 Hz, y f VCO3 = 5.280 Hz y 5.280/2.640 = 2/1.

Por ello deducimos que los osciladores lineales no pueden ser transpuestos mediante tensiones a menos que la transición de tensión que define esta transposición sea idéntica para los tres osciladores y la tensión de control aplicada también. La transposición en osciladores lineales debe ser llevada a cabo mediante un conmutador que seleccione otra capacidad de temporización, que para una misma gama de tensiones de control entregue otras frecuencias; éste es el caso del sintetizador *International 4600*. La acción de tener que cambiar ma-

nualmente puede ser molesta o inadmisible en un grado que depende de la aplicación. En pequeños sintetizadores con uno o dos VCO, esto puede que no sea un gran inconveniente aunque sí bastante molesto. En sintetizadores profesionales la operación de tener que accionar una serie de botones para una simple transposición de tono en cuatro o cinco osciladores es inadmisible y más si se tiene en cuenta la enorme incomodidad que representa en una actuación en vivo en la que las manos deben estar lo más libres posible. Para acabar de redondearlo todo supongamos el caso de un sintetizador controlado por un microcomputador. Un microcomputador puede ajustar automáticamente la tensión en respuesta a un programa, ¡pero no puede accionar botoneras!... Pueden diseñarse interruptores de estado sólido controlados por tensión, pero el problema del control se complica absurdamente con una proliferación innecesaria de palabras digitales que definan tal o cual parámetro. En cambio, en los osciladores exponenciales la tensión de transposición, la de control, la de sintonía, etc., son una misma, lo que aplicado al último ejemplo del microcomputador se traduce en el control de un oscilador o banco de osciladores mediante una única palabra de n bits, dependiendo n de la resolución deseada en caso de barridos de frecuencia, del número de octavas controladas, etc.

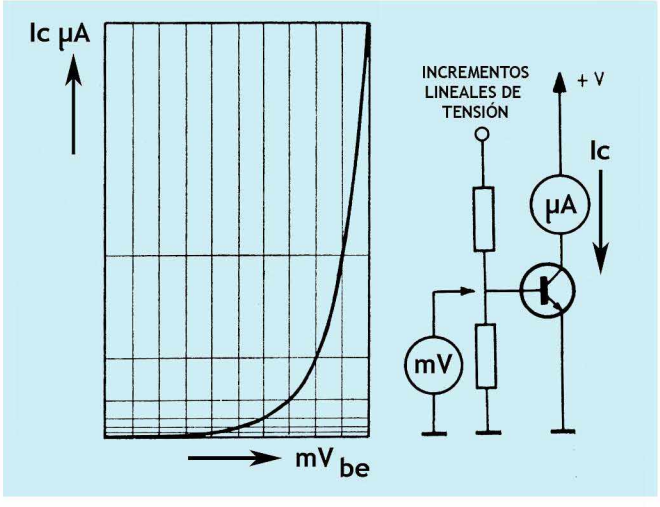


Fig. 4.7 Gráfico de la relación exponencial que existe entre los incrementos lineales de la tensión *base-emisor* de un transistor de silicio, y su *corriente de colector* Ic. A unos 25 grados centígrados, a cada incremento de 18mV se dobla la corriente Ic.

Una vez vista la supremacía del control exponencial sobre el lineal, pasemos a ver aspectos involucrados con la conversión exponencial.

El dispositivo que enlaza la cadena del divisor lineal de la tensión de control del teclado con cada oscilador propiamente dicho, y que hace posible la cómoda utilización de los mismos, es un circuito empleado frecuentemente en cálculo analógico del llamado convertidor exponencial o antilogarítmico.

Es una verdadera suerte comprobar que tal convertidor existe y que se trata del simple y común transistor bipolar de silicio de elevado factor β (típicamente el mínimo es de 250 para conversión exponencial). En la figura 4.7 en que se muestra una configuración de ensayo y un gráfico en el cual se trazan

la característica de la corriente de colector en función de las tensiones aplicadas a incrementos iguales en la unión base-emisor. Se desprende de su observación la existencia de una relación fija exponencial que se extiende fácilmente a una gama de 6 décadas ($10^6 : 1$).

La ecuación fundamental teórica que demuestra esto mismo para valores de $V_{be} > 100$ mV es

$$I_c = I_s e^{qV_{be}/K_B T}$$

donde

$I_s =$ Corriente de saturación o de fuga

$e =$ Base del logaritmo natural: 2,71828

$q =$ Carga del electrón $= 1600 \cdot 10^{-19}$ culombios

$V_{be} =$ Tensión entre base y emisor en milivoltios

$K_B =$ Constante de Boltzman $= 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ julios/°K

$T =$ Temperatura absoluta en °K $(273 +$ °C$)$

En la práctica los transistores destinados a esta aplicación deben tener la característica de corriente de corte de colector I_{ceo} lo más baja posible, con objeto de obtener buenos resultados incluso con corrientes extremadamente bajas, del orden de 10 nA. Una configuración clásica en convertidores exponenciales es la de la figura 4.8 denominada de *base puesta a masa.*

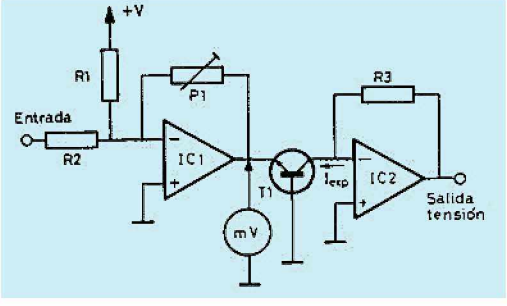


Fig. 4.8 Convertidor exponencial de configuración base a masa.

En este circuito el amplificador operacional IC1 atenúa las tensiones de entrada, las invierte y por medio de R1 aplica un valor de tensión negativa de unos pocos milivoltios al emisor de T1. Esta tensión sitúa la unión base-emisor de T1 en una zona del codo de conducción a partir de la cual a cada incremento idéntico de tensión, T1 responde doblando su corriente de colector I_c. En la entrada del convertidor exponencial se aplica la tensión procedente del teclado controlador y cuyo estándar es 1 voltio/octava. Ello significa que P1 será el elemento determinante del factor escala y deberá ser ajustado de tal modo que a cada incremento de 1 voltio en la entrada, la I_{exp} doble su valor anterior. A la salida del convertidor exponencial tendremos una tensión proporcional a la I_{exp} según $V_{sal} = R_3 \cdot I_{exp}$. Éste es el principio básico aplicado generalmente.

Las variaciones alrededor de los convertidores exponenciales se refieren a dos puntos, primero a si convierten tensión de control en corriente o si simplemente convierten tensión de control de progresión lineal en tensión de control de progresión exponencial, como es el caso de la figura 4.8.

Otro punto sobre el que se dan variaciones en la circuitería de los convertidores exponenciales es el que se refiere al método de compensar el correcto funcionamiento en función de la temperatura. Efectivamente éste es uno de los mayores problemas que se desprenden del funcionamiento de los convertidores exponenciales sin compensación alguna, y es que la corriente de colector se ve sensiblemente afectada por las mínimas variaciones de temperatura ambiente que afectan la tensión de saturación V_{be}, lo que es fácilmente deducible si nos remitimos de nuevo a la ecuación teórica del transistor en la que el término I_s es dependiente del cambio de temperatura. Es bien conocido que en semiconductores de silicio el umbral de conducción disminuye a razón de — 2,3 mV por cada grado centígrado de aumento en la temperatura de la unión. Esto sin compensación alguna adecuada sería un verdadero desastre, desde el punto de vista de la afinación del instrumento en cuestión, siendo necesario el reajuste del intervalo para cada pequeño cambio de temperatura.

Se utilizan para la compensación varios sistemas, aunque el de mantener la temperatura del transistor a un valor fijo y constante parece ser el más didáctico para la explicación que nos ocupa.

Dada la imposibilidad de enfriar el transistor de conversión cuando se eleva la temperatura ambiente, la solución al problema consiste en hacer que el transistor T3 del circuito de la figura 4.9, forme parte de un circuito integrado en el

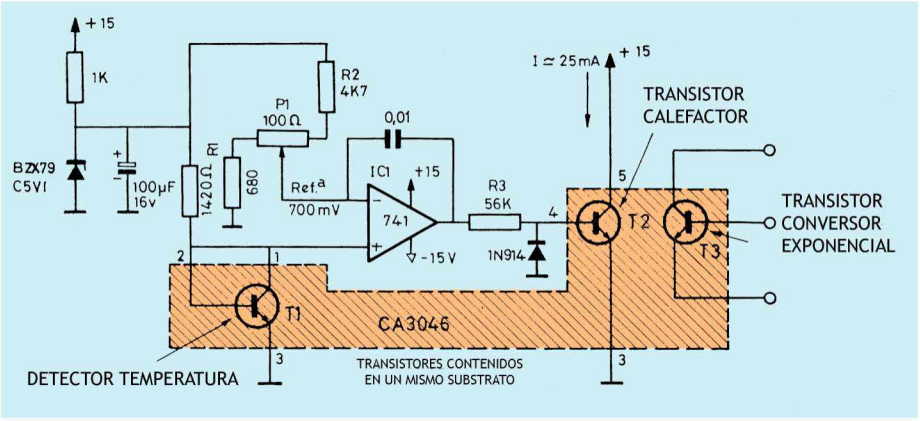


Fig. 4.9 Estabilización Térmica de un Convertidor Exponencial mediante un transistor que calienta el chip monolítico y otro que detecta la temperatura; un sistema económico y preciso, ampliamente utilizado.

que en el mismo substrato existan varios transistores idénticos, del que es un buen ejemplo el CA3046 de la firma RCA. Se trata de una agrupación de cinco transistores NPN contenidos en un mismo substrato y encapsulados en un chip dual-in-line. El esquema interior y el conexionado se ven en la figura 4.10. Si utilizamos el coeficiente de temperatura negativo (— 1,9 mV/°C) de uno de

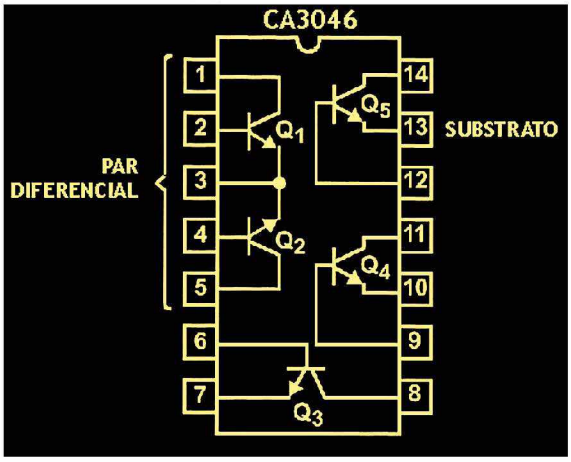


Fig. 4.10. Conexionado interno del célebre array de transistores **CA3046** (MC3346/HA3046). Se ha utilizado hasta la saciedad en multitud de diseños de VCO's, VCF's, VCA's, Convertidores Logarítmicos/Anti-Logarítmicos y en general, allí donde se ha precisado de varios transitores NPN aparejados. El **CA3096**, que es primo hermano de éste y cuenta con 3 transistores NPN y 2 PNP, también ha rendido innumerables servicios a los diseñadores de sintes analógicos.

esos cinco transistores, como información del valor de temperatura que posee el substrato y otro de los transistores como calefactor del chip tendremos, mediante un sistema que puede muy bien ser el de la figura 4.9, un chip termostático calentado que puede trabajar a una temperatura elevada y constante frente a variaciones ambientales de temperatura. Los valores del circuito de la figura 4.9, son reales y el conjunto funciona como sigue.

Cuando queda el circuito conectado bajo tensión, se considera que la tensión de referencia que aplica el cursor de P1 a la entrada negativa de IC1 está por debajo de la caída V_{be} de T1 que está montado como diodo. La temperatura elegida a la que trabajará de forma permanente el chip es de 50 °C. Examinando la característica de tensión en función de la temperatura que para cada transistor nos suministra el fabricante, vemos que con una corriente de 3 mA V_{be} es 700 mV. El valor calculado de R1 es de 5,1 V/0,003 A = 1.700 ohmios, aunque por diferencias del valor exacto de la tensión Zener, el prototipo se debió ajustar a 1.420 ohmios. Como el amplificador operacional trabaja como un comparador de tensión y es evidente que aplicará tensión al transistor calefactor T2, en tanto la caída V_{be} de T1 no iguale la tensión de referencia ajustada mediante P1, este último será el determinante de la temperatura final del chip y, por tanto, su cursor deberá ser llevado a 700 mV mediante la lectura proporcionada por un voltímetro digital. La β típica del transistor calefactor es de 100 por lo que la corriente total de calefacción será aproximadamente I_{base} por este factor o $(14/56\ \text{K}) \cdot 100 = 2{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 100 = 25$ mA. Siendo 14 el valor máximo de tensión a la salida del operacional y 56 K el valor óhmico de la resistencia de base. El diodo 1N914 se incluye para evitar la destrucción de T2 por polarización inversa y el condensador de 0,01 μF estabiliza el funcionamiento del conjunto. Todos los componentes empleados deben ser de la máxima calidad, empleando para las resistencias el tipo de óxidos metálicos del 1 % y el potenciómetro de ajuste de la tensión de referencia debe ser del tipo Cermet de pista cerámica. El conjunto estabiliza la temperatura del chip en tan sólo unos 35 ó 40 segundos dependiendo sin embargo de la propia del ambiente. Si se emplean los

tres transistores restantes debe tenerse en cuenta que la patilla 13 del circuito integrado CA3046 está conectada al substrato a través de un diodo y que ésta debe conectarse al punto más negativo de todo el circuito en el que intervenga. Cuando la tensión V_{be} del transistor T1 se hace igual al valor prefijado en la referencia IC1, lleva su salida a $-V$ cesando la generación de calor interno. El sistema es realimentado térmicamente por T1 y este ciclo se va repitiendo en la misma medida de las variaciones ambientales de temperatura.

Bajo esta misma idea se ha concebido el circuito integrado monolítico μA726 FAIRCHILD (figura 4.11), que está montado en un encapsulado de alta resistencia térmica y activado caloríficamente mediante un sistema termostático interior, y un par de transistores de excelentes características para el caso que nos ocupa están disponibles mediante conexiones al exterior. La gran ventaja de este circuito integrado reside en la rápida respuesta térmica inherente a su construcción monolítica.

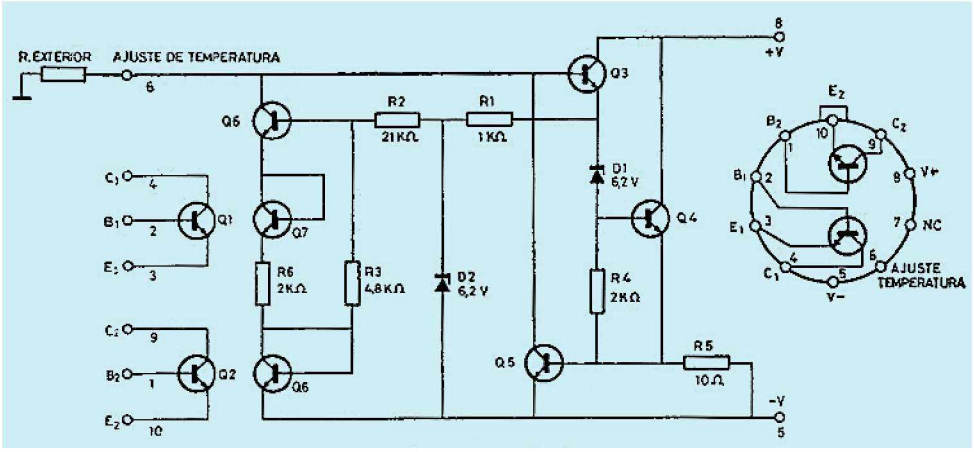


Fig. 4.11 El celebrado μA726 de Fairchild con estabilizador de temperatura incorporado.

OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN (VCO)

Los osciladores de audio controlados por tensión son las fuentes básicas de sonido que existen en cualquier sintetizador.

En éstos el valor de la frecuencia de oscilación viene determinado por la suma de tensiones presentes en sus entradas de control. La mayoría de ellos suelen tener intrínsecamente respuesta exponencial frecuencia/tensión normalizada a 1 voltio/octava; sin embargo, pueden utilizarse también los lineales en conjunción con teclados especiales que les suministren la tensión de control según ley exponencial mediante algún método de generación digital. A este respecto puede ser de interés revisar el proyecto de BARRY WILKINSON y TREVOR MARSHALL sintetizador "*International 4600*" aparecido en la revista E.T.I. enero-septiembre de 1974.

El control de frecuencia en lo que respecta a las gamas y al método de sin-

tonía se efectúa bajo dos tendencias. La primera la encontramos en los sintetizadores MOOG modulares y en el MINI-MOOG, en los que las gamas de frecuencia se seleccionan mediante un conmutador calibrado en pies, como en los registros de los órganos de tubos, que varía en cada posición el alcance en sí del teclado y mediante un segundo control de variación continua de ± 2 octavas se efectúa la sintonía fina; otra tendencia es la de la firma E.M.S. en la que sus equipos se ven provistos de un único dial multivuelta (10 vueltas) que efectúa un barrido continuamente variable en toda la gama del oscilador, usándose como mando de sintonía gruesa y fina. Las gamas de frecuencia de estos VCO acostumbran a cubrir sobradamente la banda de audio, además de una extensión a la de subaudio que llega a tomar valores de un ciclo cada 60 segundos en su extremo más bajo.

El concepto "estabilidad" aplicado a los osciladores VCO define la seguridad de permanencia en sintonía de éstos. Normalmente se expresa como *estabilidad por deriva térmica* y los porcentajes típicos oscilan entre 0,1 % y 1 %. Es preciso hacer hincapié sobre la extremada precisión que un VCO empleado en sistemas profesionales debe tener en cuanto a su precisa respuesta exponencial y, por tanto, de sintonía, y a su ausencia de derivas térmicas frente a cambios de temperatura, además de la necesidad de que mantenga apareadas estas características frente a otros VCO iguales. Las actuaciones en directo con otros instrumentos, la grabación en estudios según técnicas multipista y el empleo de varios osciladores en paralelo, son algunas de las situaciones que exigen que un VCO sea un elemento de resultados constantes y repetibles cuantas veces sea necesario.

En sintetizadores profesionales y con VCO de elevadas prestaciones, pueden efectuarse experiencias de gran interés con los batidos que se producen cuando se utilizan varios de aquéllos en paralelo. Inicialmente se sintonizan todos a la misma frecuencia, pero las pequeñas variaciones individuales introducen batidos de frecuencia entre las señales; los tonos fundamentales y los armónicos. El batido es un fenómeno que se produce acústica o eléctricamente y que se debe a la interferencia entre dos o más señales, reforzándose o anulándose en forma ondulante y produciendo un sonido de una extraordinaria riqueza e interés musical. Es el mismo caso que el de una orquesta en la que diversos instrumentos tocan la misma partitura y en el que la imposibilidad de que todos toquen idénticamente es bien evidente.

En algunos sistemas profesionales se utilizan métodos de sincronización de frecuencia entre osciladores, que si se utilizan con habilidad pueden servir para la obtención de interesantes efectos timbrales; de todos modos la sincronización de uno u otro modo tiende a destruir el efecto de batido y en algunos casos lo elimina totalmente.

Se utilizan fundamentalmente dos métodos distintos en los que persiste, sin embargo, el concepto de que un oscilador es tomado como maestro o de referencia y los otros se hacen esclavos de éste. Uno es conocido como método de *sincronización brusca* y el otro es el de *enclavamiento de fase (phase-locking);* cada uno posee sus propias ventajas e inconvenientes. El primero se utiliza en los modelos ODYSSEY y el 2600 de la firma ARP, y se basa en el simple concepto

de que cuando el diente de sierra del VCO maestro cae a cero a causa de su sistema automático de descarga por finalización del ciclo, la rampa de los VCO esclavos también es puesta a cero, cualquiera que sea el punto de la rampa lineal de carga en que esté. Esto se realiza mediante lo que podríamos llamar una puerta lógica "O" en el circuito de descarga de los esclavos (figura 4.12*A*). Aquí la frecuencia

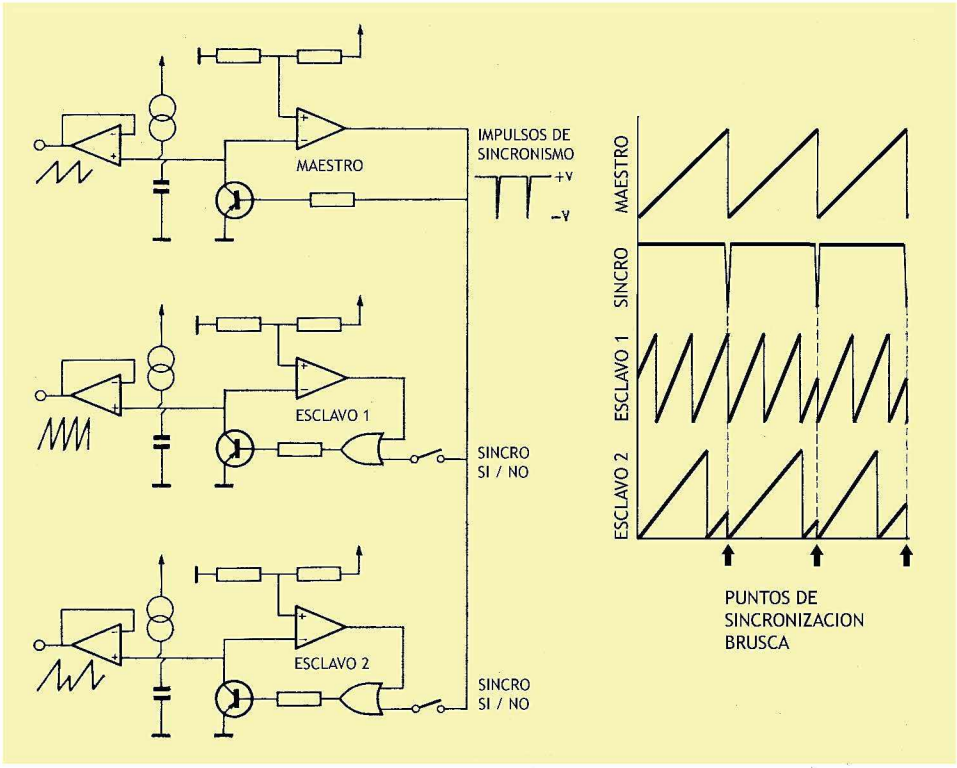


Fig. 4.12A Principio de la Sincronización Brusca entre Osciladores VCO.

de éstos debe ser mayor que la del maestro, para que las señales de salida tengan una coherencia de forma, aunque con todo éstas toman aspectos raros. La descarga forzada como método de sincronización es muy útil para producir efectos timbrales de gran belleza, especialmente cuando el oscilador esclavo es sometido a una modulación de frecuencia mientras la frecuencia del maestro permanece inmodulada. La figura 4.12*B* es la fotografía de las formas de onda que producen en la pantalla del osciloscopio dos osciladores: *a* es la procedente del oscilador maestro y *b* es la del esclavo. Las pequeñas flechas indican el punto de descarga forzada a que se ve obligada la forma *b* por acción de la *a*.

El método de enclavamiento de fase se utiliza en los osciladores Moog 921 de su serie modular profesional. Se basa en la clásica técnica del *phase-locked loop* o bucle detector de fase y se aplica a parejas de osciladores en las que uno es el es-

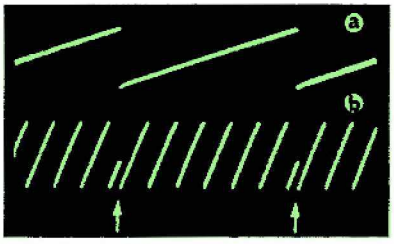


Fig. 4.12B Vista oscilográfica de una sincronización brusca entre dos osciladores. En (*a*) oscilador maestro y en (*b*) oscilador esclavo.

clavo y otro el maestro. Sólo la frecuencia del esclavo se ve afectada por el método de sincronización. La onda senoidal del maestro se multiplica analógicamente con la del esclavo; si los dos osciladores están sincronizados a idénticas frecuencias, la salida del multiplicador sólo dependerá de su relación de fase. Si ambas salidas están en fase, se efectúa el producto:

$$\text{sen } \omega t \times \text{sen } \omega t$$

lo que da

$$\tfrac{1}{2}(2 - \cos 2\omega t)$$

que es una función siempre mayor que cero. Cuando la diferencia de fase es 180°, el resultado será menor que cero y en el caso de que la diferencia sea de 90° se produce

$$\text{sen } \omega t \times \cos \omega t.$$

Si ahora introducimos en la salida del multiplicador un filtro de paso bajo que elimine las componentes alternas, obtendremos una señal refleja de la fase entre los dos osciladores y que, aplicada a una de las entradas de control de frecuencia del VCO esclavo, produce realimentación negativa que se hace estable cuando el desfase entre los dos es de 90°. Este método trabaja correctamente cuando las relaciones de frecuencia de los osciladores corresponden a cualquier múltiplo entero, pero no puede efectuar la detección de fase con relaciones no enteras como 2 : 3, 5 : 7, etc. La gran ventaja de este sistema es que la corrección de frecuencia se efectúa a través de la entrada de control, no siendo afectadas las formas de onda que entrega el oscilador (figura 4.12*B*).

En estos osciladores están disponibles en su salida diversas formas de onda que corresponden a diversos tipos de contenido armónico, con objeto de hacer más versátil el procesado posterior. Estas diversas formas se clasifican en dos grupos: las estáticas y las dinámicas. Las primeras son simplemente las de su constitución armónica y, por tanto, su timbre no varía y permanece inalterable durante su generación; en cambio, en las segundas puede variar continuamente (dentro de unos límites) su contenido armónico relativo. Todo ello demuestra la posibilidad de variar de forma manual o por tensión controlada la simetría de las formas de onda. La rectangular, cuya marca-espacio se hace variable, es un ejemplo típico de onda dinámica. Bajo algunos criterios de diseño o en sistemas de cierto refinamiento se provee a los osciladores de medios para variar continua-

mente la simetría de todas las formas de onda que entregan. Por ejemplo, los osciladores de sintetizadores que fabrica la firma británica E.M.S. tienen esta interesante posibilidad, gracias a la cual se obtienen con sólo dos formas de onda en cada oscilador una gran diversidad de timbres (ver modelos VCS3 y AKS). En el sistema modular Moog 55, la simetría de la señal rectangular puede ser controlada por tensión simultáneamente en los nueve osciladores de que dispone, además de manualmente en cada uno de ellos.

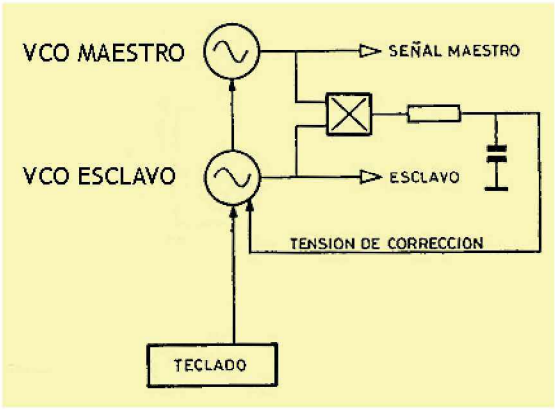


Fig. 4.12C Conexionado de dos VCO con sincronización por **Enclavamiento de Fase en Lazo Cerrado**. Coloquialmente se conoce como *Sincro Pelele* (del inglés PLL o Phase Locked Loop). Lo atractivo de este sistema es que al estabilizarse la sincronización, las salidas de los VCO adoptan una diferencia de fase de 90 grados. En esas condiciones, si se modula ligeramente en frecuencia el VCO esclavo, se obtiene un bellísmo efecto de modulación de fase de gran musicalidad. El Polymoog, diseñado por David Luce, explota a conciencia esta característica en la parte de generación polifónica de notas.

Esta operación de variar la relación marca-espacio es lo que se denomina modulación de la anchura del impulso [PWM *(pulse width modulation)*]. Este tipo de modulación se presta a interesantes servicios en lo que respecta a la imitación instrumental y a la generación de sonidos de gran magnificencia. Si observamos por medio de un osciloscopio la forma de onda de un instrumento musical convencional, como por ejemplo el de la guitarra, apreciaremos que la forma de onda al manipular sus cuerdas no es constante y que cambia en la misma medida de su atenuación natural. Esto es fácilmente imitable en un VCO que disponga de esta facilidad funcional y constituye un ejemplo de aplicación de la modulación de anchura del impulso.

Cabe hacer mención, en lo referente a las ondas de salida, de que en algunos de los modelos comerciales se dispone simultáneamente de las mismas señales con inversión de fase, es decir, en caso de un diente de sierra existe salida de una versión ascendente y de otra descendente y esto resulta de mucha utilidad cuando el VCO se usa como oscilador de modulación para generar glissandos en las dos direcciones, en imitación del canto de pájaros, o cuando la relación de fase en una síntesis aditiva pueda tener importancia en el resultado final.

La figura 4.13 revela la sincronización que existe entre formas de onda en un VCO cuya onda madre es la triangular, o un diente de sierra.

Un VCO cualquiera puede ser modulado en frecuencia por otro, produciéndose una inagotable gama de vibratos, sirenas, trinos y glissandos; también y mediante sus señales de salida, puede modular el timbre de un sonido contro-

lando la frecuencia de corte de un VCF y produciendo barridos del tipo WOW MEOW, WHA-WHA en forma cíclica; para ello el VCO suele tener gamas de extrabaja frecuencia.

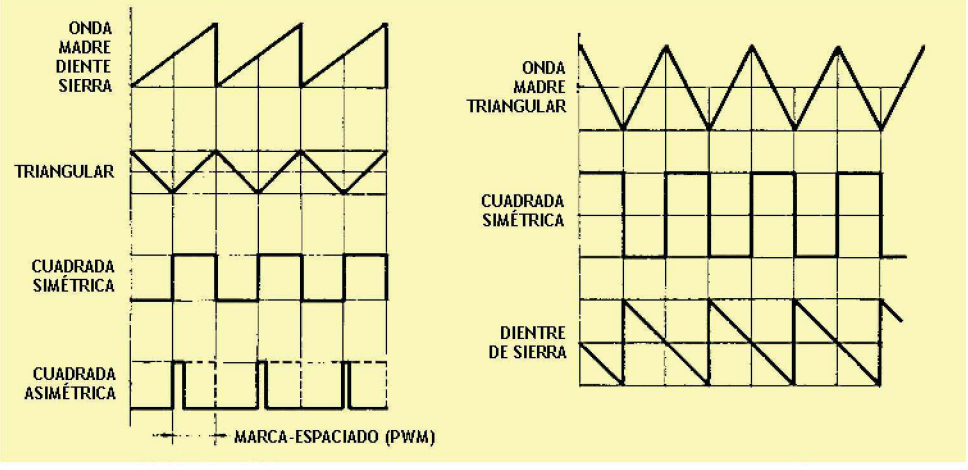


Fig. 4.13 Sincronización de formas según la onda madre original.

Como vimos en la figura 3.24 del anterior capítulo, las formas de onda básicas sugieren un porcentaje básico de instrumentos o sonidos conocidos de acuerdo con sus armónicos; el diente de sierra sugiere sonidos de metal como las trompetas, la cuadrada simétrica, el sonido hueco del clarinete, la triangular de flauta, el pulso de duración corta de las lengüetas, etc.

Las tecnologías involucradas en el diseño de VCO son diversas, aunque todos están proyectados bajo conceptos similares. En principio existen dos formas de abordar el problema del diseño del proceso cíclico de un oscilador que genere formas de onda no senoidales. Primero es puesta a cero una rampa descargando un condensador bruscamente. Esto produce un diente de sierra y es el principio básico del oscilador de relajación. En un segundo método la dirección de la corriente de carga se invierte a partir de unos umbrales prefijados, lo que produce una forma de onda triangular. Véase *Generación de señales* en el capítulo 3.º

Una de las configuraciones prácticas más simples de VCO es, sin duda, el de la figura 4.14, constituido simplemente por un integrador en el que la capacidad de integración está shuntada por un diodo SHOCKLEY. La tensión en bornes del condensador se eleva progresivamente con una pendiente que esencialmente depende de la tensión aplicada a la entrada de control C.V. Cuando la tensión de avalancha es superada por la existente en bornes del condensador C, éste descarga rápidamente sobre la resistencia limitadora R2, hasta que la tensión sobre C es ligeramente menor a la mínima que asegura circulación de corriente de mantenimiento del diodo SHOCKLEY; éste se bloquea y recomienza el ciclo dis-

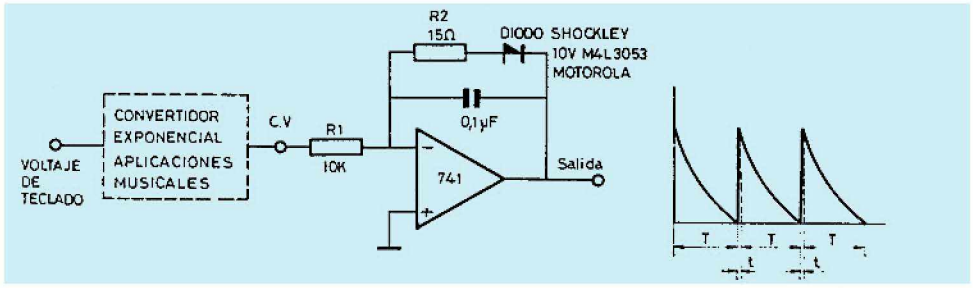


Fig. 4.14 VCO simple.

poniéndose a la salida del operacional de una señal en forma de diente de sierra, cuya frecuencia es directamente proporcional a la tensión de control. La linealidad tensión-frecuencia de este VCO con los valores indicados es, a pesar de su extremada simplicidad, del orden de 0,2 %. Básicamente los sistemas de generación de dientes de sierra son similares al sistema del diodo SHOCKLEY y la generación de ondas triangulares emplea el principio de la figura 4.15.

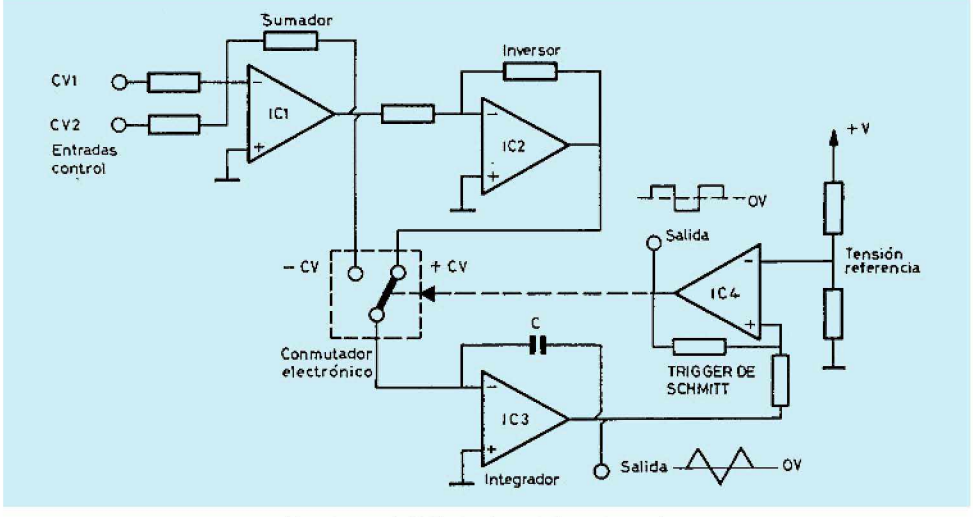


Fig. 4.15 VCO onda madre triangular.

Las tensiones presentes en C.V.1 y C.V.2 son sumadas algebraicamente por IC1. A su salida disponemos de éstas con polaridad invertida; IC2 nos las vuelve a invertir de forma que disponemos de los mismos valores de tensión, pero de polaridades opuestas. Éstas son conmutadas alternativamente y a partir de unos umbrales sobre integrador, mediante el interruptor electrónico controlado por el disparador de Schmitt IC4, de esta forma se mantiene la oscilación y las amplitudes constantes de las formas de onda generadas a lo largo de una extensa gama de frecuencias. La relación de variación de frecuencia de este tipo de VCO llega

fácilmente a 1 : 1000, dependiendo el límite superior de la frecuencia de los cuidados de diseño.

En ambos métodos descritos hasta aquí se dan transiciones de estado en los elementos de descarga o inversión de la corriente de carga; idealmente los tiempos de conmutación de estas transiciones deberían ser cero. En la práctica, si consideramos que el tiempo de transición es t y el período de la señal es T, se produce un error de linealidad igual a $\frac{T}{t}$. Como este tiempo de conmutación t es fijo e independiente de la frecuencia, el error se hace más patente cuando el valor de T se aproxima al de t, lo que se produce al elevarse la frecuencia de oscilación. Este defecto define el máximo valor de la frecuencia de trabajo con un error de linealidad tolerable. Para solventar esta dificultad se han ideado diseños en los que como comparadores se utilizan amplificadores operacionales sin compensar o bien de alta velocidad de respuesta.

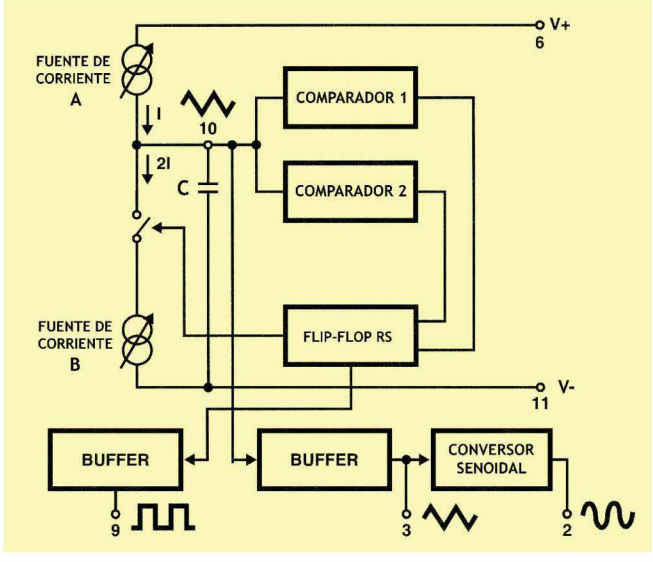


Fig. 4.16 Diagrama Funcional del VCO de aplicaciones generales ICL8038 de INTERSIL. Sorprende que un integrado como éste se siga fabricando 40 años después de su aparición en el mercado.

La alternativa integrada de todo lo visto anteriormente sobre VCO nos la ofrece la firma INTERSIL con su circuito integrado monolítico 8038.

Éste puede generar con gran precisión ondas senoidales, triangulares y cuadradas por sí mismo y sin componentes adicionales. Opera en una gama de frecuencias que va desde 0,001 Hz hasta 1 MHz manteniendo buena estabilidad frente a cambios de temperatura y tensión de alimentación. Originalmente la relación de mínima/máxima para una misma gama de frecuencias es de 1 : 1000 aunque mediante el uso de componentes exteriores es posible aumentarla. Este CI está construido según las más modernas tecnologías, incluyendo resistencias de óxidos metálicos y diodos SHOTTKY.

Su funcionamiento está basado en el diagrama de bloques de la figura 4.16.

El condensador exterior es cargado y descargado alternativamente por dos fuentes de corriente constante. Cuando la A está funcionando, la B está parada; esto está controlado por el flip-flop. Si suponemos que inicialmente el flip-flop tiene cerrada la fuente B y abierta la A, el condensador se cargará a través de ésta, lo cual hace que aparezca una rampa de tensión que crece linealmente. Cuando esta tensión supera el umbral del comparador 1 — lo que se produce a unos 2/3 de la tensión de alimentación — el flip-flop cambia de estado pasando a abrir la fuente B y cerrar la A, lo que es causa de la descarga lineal de C hasta

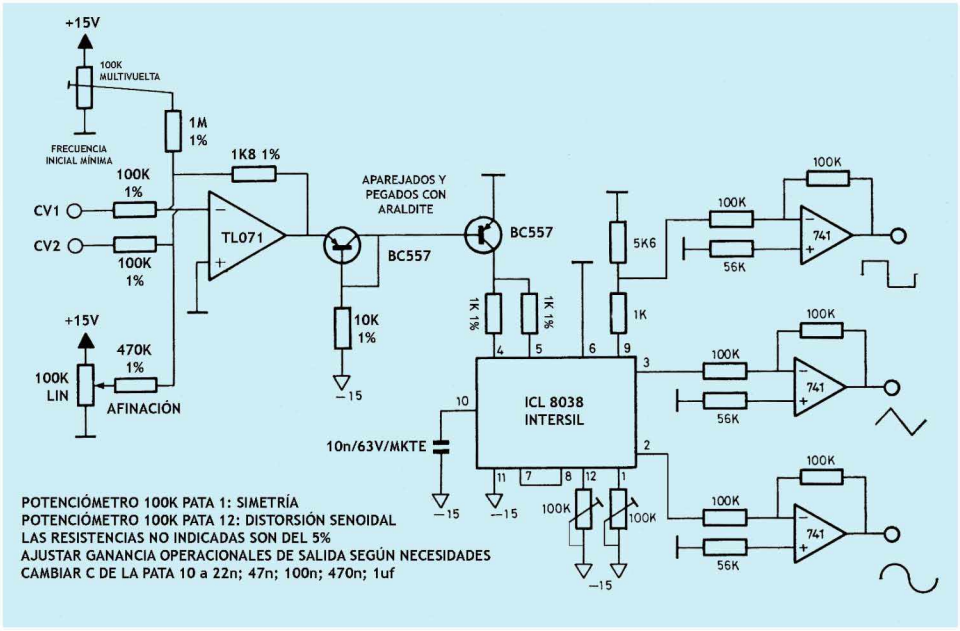


Fig. 4.17 VCO experimental con respuesta tensión/frecuencia exponencial de 1V/oct. No tiene estabilización térmica, ni falta que hace. La finalidad de este circuito sólo es electrónico-didáctica.

que la tensión en éste llega a 1/3 de la tensión de alimentación, volviendo de nuevo el flip-flop al estado primitivo. Bajo dicho principio el ciclo se repite indefinidamente. La onda triangular que se desarrolla en C se saca al exterior mediante un separador. La onda senoidal se obtiene mediante una red no lineal de conversión a partir de la triangular, conteniendo una distorsión armónica inferior a 1 %. La onda cuadrada se genera en el flip-flop y también es sacada al exterior mediante otro separador cuyo transistor de salida es del tipo colector abierto; de esta forma la onda cuadrada puede hacerse independiente, si se desea, del resto de la tensión de alimentación y usarse, por ejemplo, con tecnologías TTL. La figura 4.17 muestra un esquema práctico de aplicación de este interesante circuito integrado. Hay que señalar que este circuito constituye sólo un punto de partida para realizar ensayos con un VCO. Los requerimientos de cualquier empleo serio de un oscilador controlado por tensión son superiores a los

que esta configuración puede entregar; sin embargo, en sintetizadores experimentales de un solo oscilador o como oscilador de modulación, no productor de la señal principal, puede resultar atractivo.

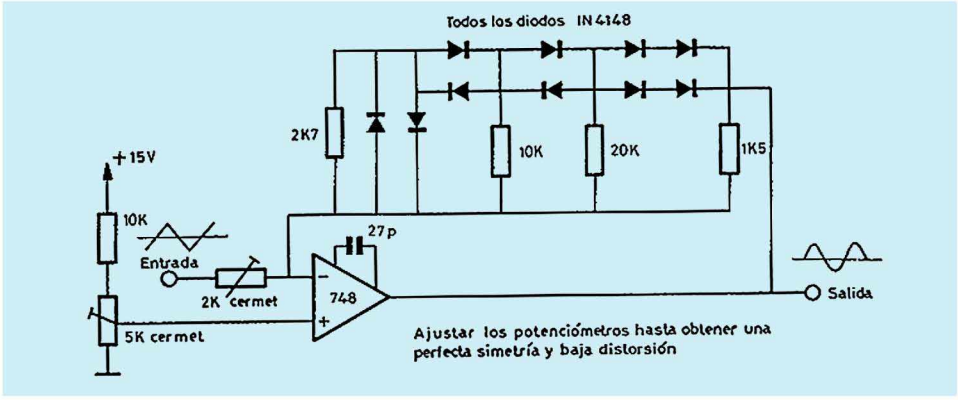


Fig. 4.18 Conformador senoidal.

Se utilizan distintos métodos para la obtención de formas de onda a partir de la onda madre y difieren entre sí según los criterios de diseño y la forma de esta onda. La obtención de las formas de onda senoidales se efectúa invariablemente partiendo de una triangular por medio de una red no lineal, algunas de las cuales son extremadamente complicadas. Un circuito muy típico empleado para este cometido es el de la figura 4.18 en el cual la señal senoidal se reconstruye segmento a segmento con la ayuda de una red de diodos polarizados diferentemente e incluidos en el bucle de realimentación de un operacional, y partiendo de una onda triangular, siendo ésta modificada mediante la no linealidad en la ganancia de esta red de diodos-resistencia. El resultado es una excelente aproximación a la función senoidal con porcentajes de armónica que no superan a 3 %.

Otro circuito mucho más preciso es el de la figura 4.19 que permite obtener una función senoidal a partir de una señal triangular de ± 5 voltios. Mediante los ocho diodos (cuatro por semiciclo) y resistencias de óxidos metálicos de 2 %, este circuito permite la obtención de una señal con una distorsión armónica total inferior a 1 %.

Finalmente un tercer método mucho menos perfecto que los dos anteriores, pero suficiente para la mayoría de las necesidades medias, es el de la figura 4.20. En él se combinan ambas características no lineales, la de la corriente drenador-surtidor o fuente para una tensión constante de puerta-surtidor de un FET situado en el codo de la característica y la de dos diodos de señal para reconstruir en forma aproximada la señal senoidal. Ésta no es ni mucho menos de una gran pureza, pero su contenido armónico es lo suficientemente bajo como para admitir su utilización en sistemas de poco compromiso. La principal ventaja de este método es, sin duda, la simplicidad de funcionamiento, el bajo costo y la puesta a punto sin ningún tipo de ajuste.

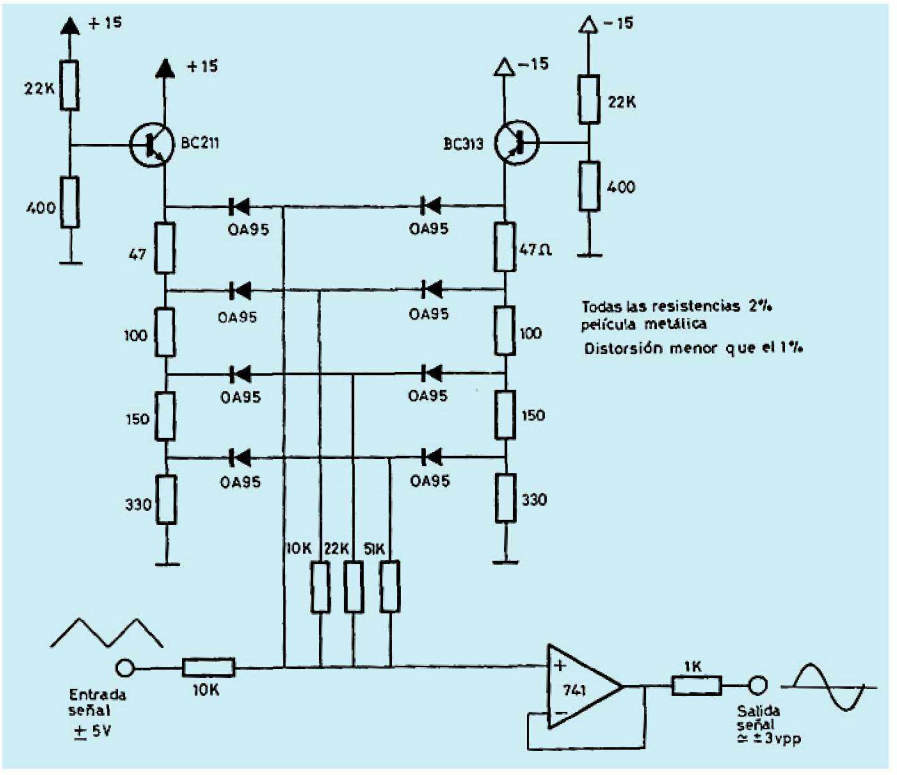


Fig. 4.19 Conformador ondas senoidales a partir de una triangular.

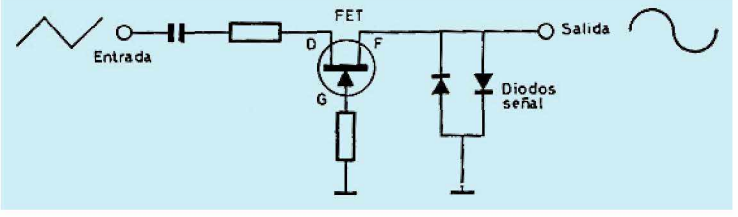


Fig. 4.20 Conformador senoidal simple.

Otra forma de onda muy prodigada en todos los equipos actualmente existentes es la rectangular de marca-espacio ajustable y su versión controlada por tensión PWM o modulación de la anchura del impulso. Puede realizarse de diversas formas, aunque casi todas ellas se basan en la variación de la tensión de referencia de un comparador. En la figura 4.21 se muestran dos alternativas, una realizada con componentes discretos y otra realizada con un operacional montado como disparador de Schmitt. En la primera, la onda que nos ocupa se produce a partir de una triangular [figura 4.21 (*a*)]. El transistor T1 trabaja como un interruptor dependiente del nivel de tensión que se prefija mediante el

potenciómetro de ajuste relación marca-espacio, la variación obtenible con los valores de la figura es del orden de 15 % a 85 %. T2 es un seguidor de emisor que posibilita la salida al exterior con una baja impedancia de salida; en 4.21 (*b*) la tecnología es más avanzada y el uso de operacionales mejora mucho el funcionamiento además de ofrecer la posibilidad de modular la anchura mediante tensiones exteriores. En este circuito puede usarse cualquier forma de onda periódica para la conversión a rectangular. También se ha dispuesto cierto grado de realimentación positiva en el comparador, lo que le proporciona una histéresis de disparo típica del disparador de Schmitt, asegurando de este modo la regularidad del punto de disparo y bloqueo.

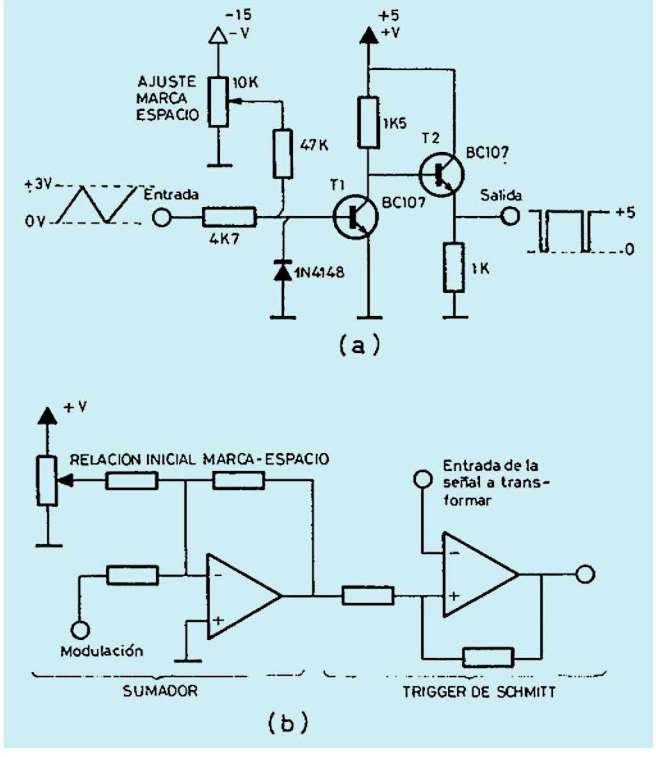


Fig. 4.21 (*a*) Conformador variable marca-espacio, (*b*) conformador operacional PWM.

Resulta usual la necesidad de la obtención de una onda triangular a partir de una en forma de diente de sierra, cuando el corazón de un oscilador controlado por tensión está fundado bajo la alternativa del método de relajación. Existen varios métodos propuestos para dicha conversión. Dos de ellos se muestran en la figura 4.22; en (*a*) la señal triangular desarrollada sobre nivel cero aparece invertida en el colector de T1 y sin inversión en el de T2 en virtud del montaje diferencial; los diodos D1 y D2 transfieren a Rc las partes de tensión más elevadas existentes en los colectores de T1 y T2 respectivamente. Durante la mitad inferior de cada ciclo la señal diente de sierra, aparece invertida y de mayor am-

plitud en el colector de T1; esta parte se transfiere a través del diodo D1, que es polarizado positivamente y se hace conductor, sobre Rc y durante la segunda mitad del ciclo la tensión se hace más positiva en el colector de T2 y el diodo D2 se polariza más positivamente que su cátodo, por lo que éste conduce y se bloquea D1 cesando la transferencia en sentido negativo, siendo positiva la polaridad que

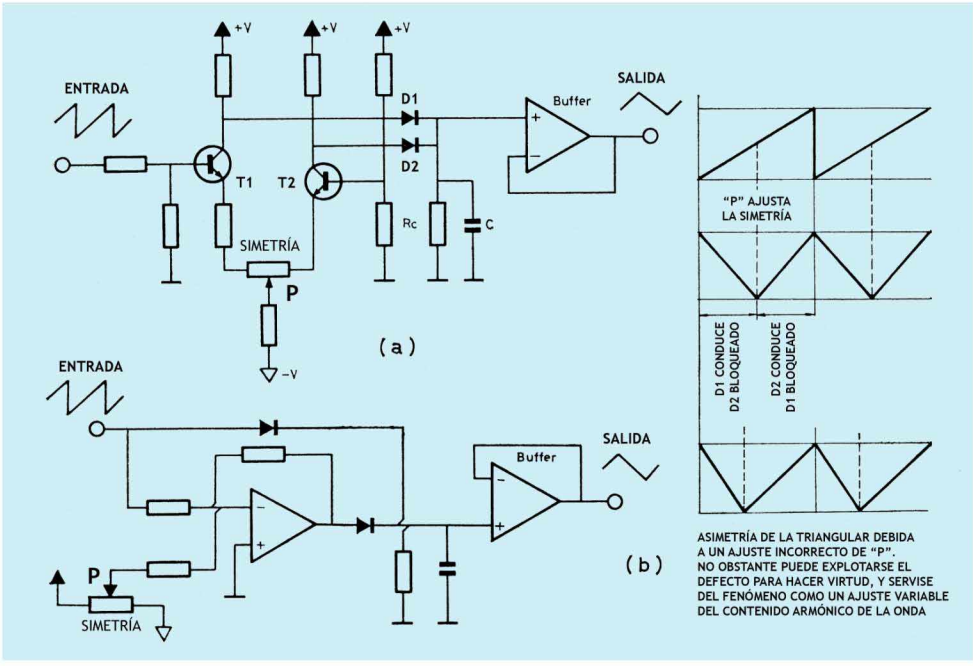


Fig. 4.22. Obtención de una Onda Triangular a partir de un Diente de Sierra. Ambos circuitos hacen lo mismo, con idénticos resultados. Uno está implementado con transistores (salvo el buffer) y el otro con amplificadores operacionales. Dos soluciones de diseño para llegar al mismo objetivo.

la rampa tiene en el colector de T2. La reconstrucción que se efectúa sobre Rc da por resultado una señal triangular cuya amplitud es la mitad que la del diente de sierra. El punto de inversión de la conducción de los diodos D1 y D2 está regulado por P, lo que repercute en la simetría de la señal triangular. La conmutación de los diodos produce un pequeño transitorio que coincide con la descarga del diente de sierra; éste puede eliminarse mediante un pequeño condensador C que no perturba en lo más mínimo a la señal triangular. La versión con técnica operacional del mismo método se presenta en (*b*).

Finalmente veamos la conversión de la triangular en diente de sierra. La idea básica de este circuito es la de hacer trabajar un operacional como inversor o como seguidor en forma sincronizada con la onda cuadrada de un oscilador a base de un integrador-disparador. La señal triangular queda invertida de polaridad en la segunda mitad de cada ciclo mediante la conmutación alternativa de la onda cuadrada que se halla en fase con cada inversión del sentido de la rampa.

Dado que la señal triangular está asociada a un offset de tensión es necesario añadir una tensión a la entrada inversora que sitúe la segunda mitad de la rampa a continuación de la primera; si no se previene esto, la señal resultante aparece con doble frecuencia que la de la triangular (fig. 4.23).

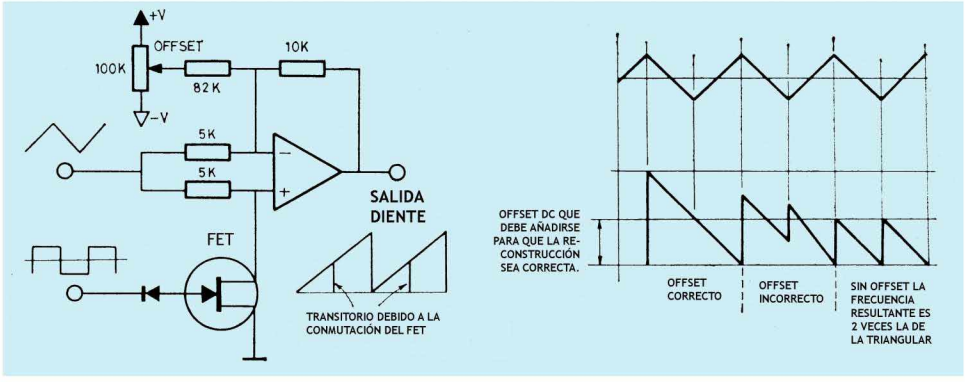


Fig. 4.23 Diente de sierra a partir de triangular.

FILTROS

Un filtro electrónico es por definición un circuito sensible a la frecuencia que detiene el paso de unas bandas y facilita el de otras, es decir, que selecciona o rechaza ciertas componentes de frecuencia de un sonido. En música electrónica se utilizan como equivalentes eléctricos de los resonadores acústicos en instrumentos musicales u otros objetos físicos.

Un sencillo ejemplo de resonador acústico lo tenemos hablando al extremo de un tubo hueco y largo. El sonido que llega al otro extremo de éste posee un carácter netamente diferente al de origen, debido a que determinados armónicos, se han visto favorecidos en su conducción a través de él y, en cambio, otros no. Las frecuencias correspondientes a una longitud de onda doble que la longitud del tubo serán en principio reforzadas con relación a otras frecuencias y el resultado es un desequilibrio en el timbre del sonido con respecto al original. Las cajas de resonancia de un violín o de un sitar indio son ejemplos de resonadores acústicos; en efecto, las vibraciones de las cuerdas de ellos no serían apenas audibles sin el refuerzo que la resonancia acústica de la caja representa. Los resonadores de este tipo trabajan a una sola frecuencia, caso distinto al de los VCF utilizados en los medios electrónico-musicales, que pueden ser sintonizados y cubrir toda la gama de audiofrecuencia.

Dos configuraciones de filtro "típicas" pueden darse en los sintetizadores y estudios para música electrónica, 1.° como filtros controlados por tensión (VCF) *(voltage controlled filter)* y 2.° como bancos de filtros fijos también denominados ecualizadores gráficos.

Antes de entrar en los detalles que caracterizan estos filtros y la tecnología asociada a los equipos comercialmente existentes, revisaremos las definiciones y

términos teóricos que encontraremos a menudo relacionados directamente con este tipo de dispositivos y que son los pilares sobre los que se sustenta toda su teoría de funcionamiento.

Examinemos la figura 4.24 correspondiente a las representaciones gráficas de los cuatro tipos fundamentales de respuesta amplitud-frecuencia, conocidos como filtros de banda de paso o pasabanda, de paso bajo, de paso alto y de rechazo de banda; que son los más corrientemente utilizados.

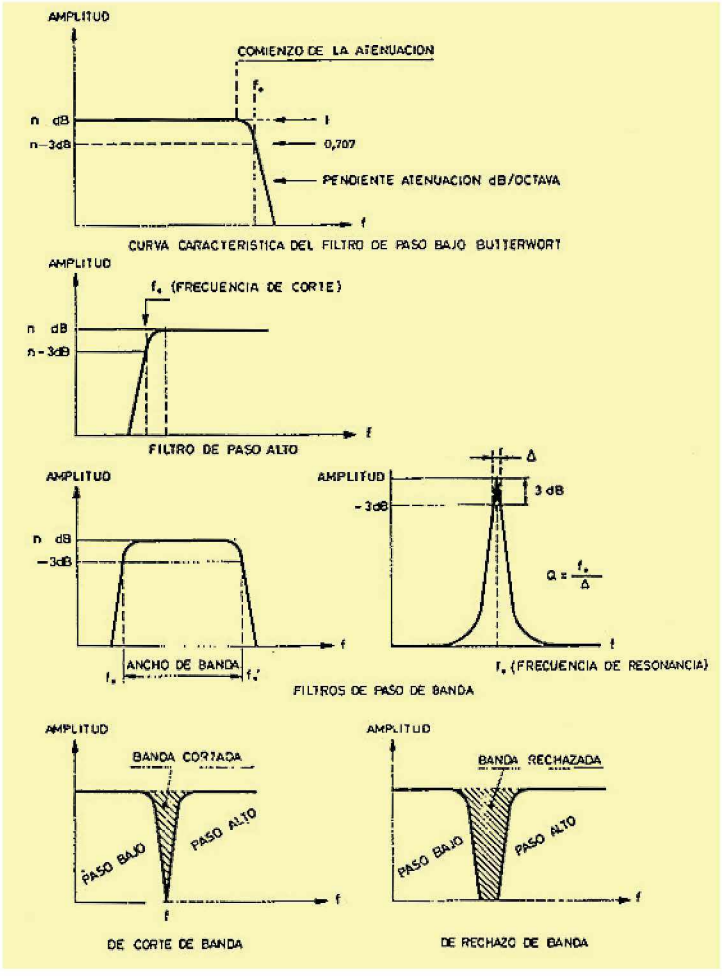


Fig. 4.24
Gráficos que muestran la relación entre la Frecuencia y la Amplitud de los Filtros más comunes utilizados en música electrónica y audio.

Se encuentran también algunos otros tipos de filtros en dispositivos para música electrónica como los pasatodo, aplicados como redes de desfase en circuitos de moduladores de fase *(phasing)* y desplazadores de frecuencia *(frecuency shifter)*, que serán oportunamente tratados en un capítulo sucesivo.

Empecemos por definir como filtro de paso bajo a aquel que permite el paso a frecuencias que estén por debajo de su frecuencia de corte y que atenúan

o eliminan las de valor superior a ésta, con una pendiente que depende esencialmente del *orden* o número de polos del filtro. El filtro de paso bajo es el más usado corrientemente en sistemas de música electrónica y particularmente en versión controlada por tensión. El filtro de *paso alto* es simplemente el de función complementaria del de paso bajo, aunque es mucho menos utilizado que el primero. El filtro de *paso de banda,* atenúa las frecuencias que se hallan por encima y por debajo de su frecuencia de resonancia o f_o lo que es deducible examinando el diagrama que representa gráficamente su respuesta amplitud-frecuencia. Ocupa también un lugar privilegiado en este campo. Finalmente el filtro de *rechazo de banda,* que es el complemento del de paso de banda, y que excluye sólo las frecuencias en una estrecha banda alrededor de su frecuencia de resonancia, se llama también filtro en V dada la forma gráfica que representa su respuesta.

Si seguimos con la observación del gráfico de respuesta del filtro de paso bajo en la figura 4.24, se deducen varias zonas principales que definen las características de este filtro activo. Primero la parte horizontal superior en la que la ganancia permanece constante, para descender de forma imperceptible al acercarse a la frecuencia de corte y después en forma más o menos abrupta al alcanzar ésta. Este descenso constante de ganancia en función de la frecuencia, que se define como *pendiente* se halla íntimamente vinculada al orden del filtro y, por tanto, al número de polos de éste. La *frecuencia de corte,* se define por convención como aquella en que la ganancia del filtro decrece — 3 dB con respecto a la amplitud máxima, o sea en una relación de $1/\sqrt{2} = 0{,}707$.

La definición anterior es válida para los filtros de paso bajo y de paso alto. Para los de paso de banda se definen dos frecuencias de corte f_o y f'_o cuando el ancho de banda en éstos es tal que la frecuencia de corte de la rama de paso bajo no es la misma que la del paso alto. En cambio, si éstas son iguales, el filtro tiene una banda de paso pequeña que se denomina frecuencia de resonancia.

El llamado *orden* de un filtro es un término matemático que describe el número de células RC y que determina la disminución regular de ganancia o pendiente (en dB/octava), y que se designa n. Una pendiente de filtro de 6 dB/octava significa que, si en la zona de pendiente regular la ganancia es n dB para una frecuencia f, para la frecuencia mitad o $f/2$ será $n - 6$ dB. Recordemos que en música la octava de una nota corresponde a un tono cuyo valor de frecuencia es doble en la octava superior y mitad en la inferior.

Por definición, el orden de un filtro será 1 cuando su pendiente de atenuación sea de 6 dB/octava; un filtro de orden 2 tendrá una pendiente de $2 \times 6 = 12$ dB/octava; uno de orden 4, $4 \times 6 = 24$ dB/octava y así $n \times 6$ dB para filtros de orden n.

Básicamente todos estos diferentes tipos de filtros activos están constituidos por redes pasivas RC o LC, que se introducen en los bucles de realimentación de elementos activos (operacionales, transistores, etc.) funcionando estas redes como dispositivos cuya impedancia depende de la frecuencia, de ahí que la ganancia de estas etapas de amplificación dependa también de la frecuencia. En técnica operacional estas redes se conectan generalmente entre la salida y la entrada inversora en pasos de amplificador inversor.

Los inductores apenas son usados para estas aplicaciones a causa de que su coste, peso y volumen son elevados en audiofrecuencias.

Las redes pasivas RC más elementales están representadas en la figura 4.25, así como su introducción en el bucle de realimentación de un amplificador operacional. Se les denomina respectivamente diferenciador e integrador; el *diferenciador* constituye la más elemental forma de filtro de paso alto; en éste la reactancia del condensador disminuye a medida que aumenta la frecuencia; por el contrario, en el filtro de paso bajo o integrador, la relación reactancia-resistencia disminuye a medida que aumenta la frecuencia y también las caídas parciales de tensión en virtud de esto. El filtro de paso de banda es una combinación de ambos

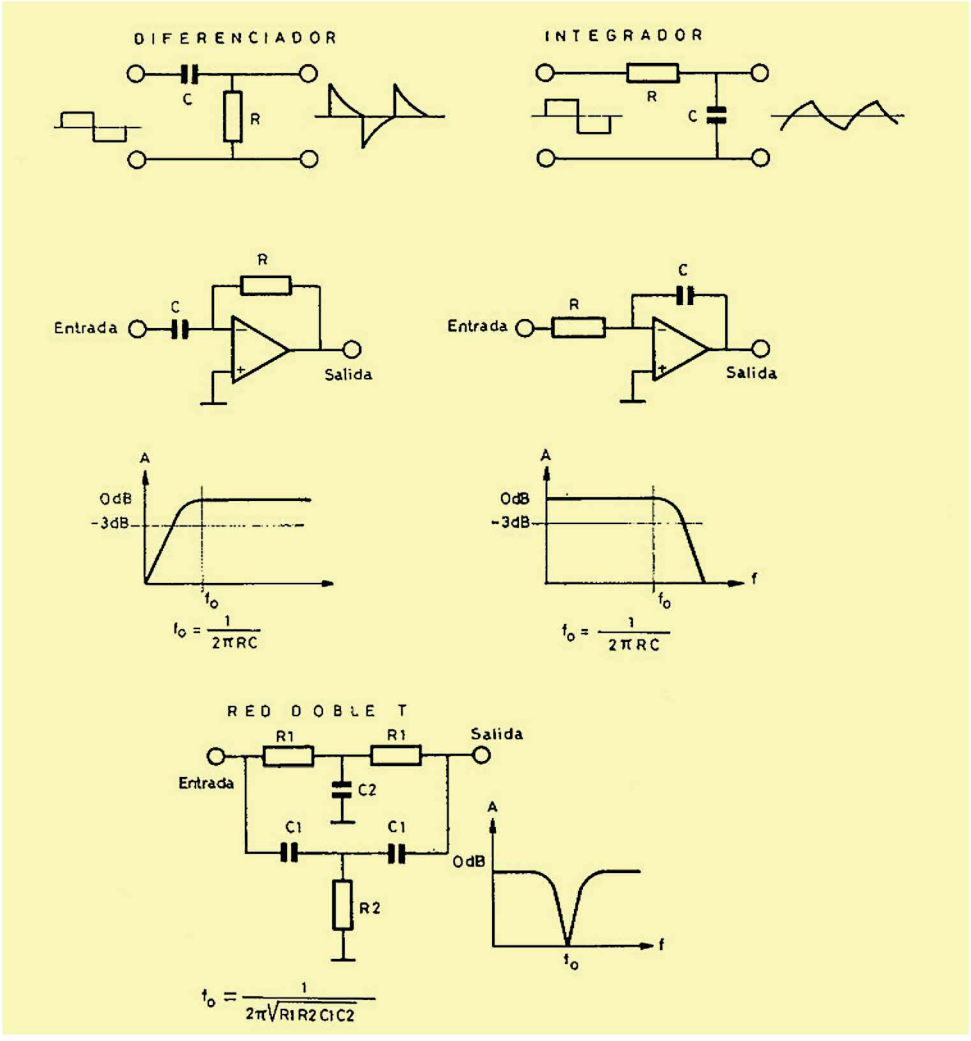


Fig. 4.25 Redes pasivas más elementales, inclusión en elemento activo.

y se usa en dispositivos para música electrónica, tales como pedales WHA-WHA, ecualizadores, filtros anti-larsen, etc.

La red doble T, que es como se llama comúnmente al filtro RC de rechazo de banda o *corte,* presenta entre los bornes de entrada y los de salida una impedancia teóricamente infinita en la frecuencia de resonancia o:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

cuando los valores de los componentes cumplen las relaciones:

$$R2 = \tfrac{1}{2}R1 \quad \text{y} \quad C2 = 2C1$$

En algunas situaciones, es preciso que un filtro pueda hacerse sintonizable; en el diseño de una red doble T las tres resistencias (idealmente) deberían ser variadas simultáneamente, mediante un potenciómetro triple por ejemplo.

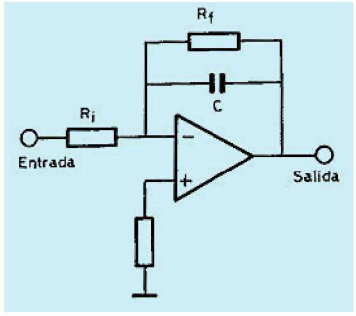


Fig. 4.26 Filtro activo de paso bajo de primer orden.

El factor Q de la red pasiva doble T es muy pequeño, del orden de 0,25, pero asociado con un amplificador operacional de ganancia definida, el Q puede ser considerablemente aumentado. En un montaje inversor de ganancia 10, en que se introduzca una red doble T este factor de calidad se eleva a 2,5 y para otro de ganancia 50 el Q toma un valor de 12,5. En la práctica este circuito introducido en el bucle de realimentación de un elemento activo produce menos realimentación negativa a medida que la frecuencia se acerca a la central f_o del mismo; esto se traduce en un pico de ganancia correspondiente a la frecuencia de resonancia y, por tanto, el filtro queda convertido en uno de paso de banda.

El resultado de agrupar en cascada redes elementales resistencia-capacidad es que las atenuaciones de cada célula elemental se suman, para formar con dos filtros de orden 2 uno de orden 4. Entre célula y célula se dispone la correspondiente etapa de amplificación que aísla entre sí las células, minimizando la interacción y compensando la pérdida por inserción de un filtro no activo en una línea de señal. Esto es de gran utilidad puesto que pueden confeccionarse filtros de pendientes tan abruptas como 120 dB/octava mediante diez células elementales de orden 2.

Consideremos ahora el circuito activo de la figura 4.26 en el cual usamos una realimentación a base de una resistencia R_f *(feedback)* shuntada con un con-

densador C; a bajas frecuencias la reactancia capacitiva es muy grande con respecto a R_f y la magnitud de la ganancia será $G = R_f/R_i$; efectivamente en estas condiciones el condensador puede considerarse como fuera del circuito; pero al elevarse la frecuencia la reactancia de C es cada vez menor que R_f y entonces la ganancia será:

$$G = \frac{X_c}{R_i} = 1/2\pi RCf$$

Queda así demostrado que este circuito responde a las variaciones de frecuencia como un filtro de paso bajo, que es en realidad lo que constituye. Éste atenúa la señal, para un incremento de frecuencia a una octava superior, a la mitad de su valor nominal, lo que expresado en decibelios es:

$$20 \log 1/2 = -6 \text{ dB/octava}$$

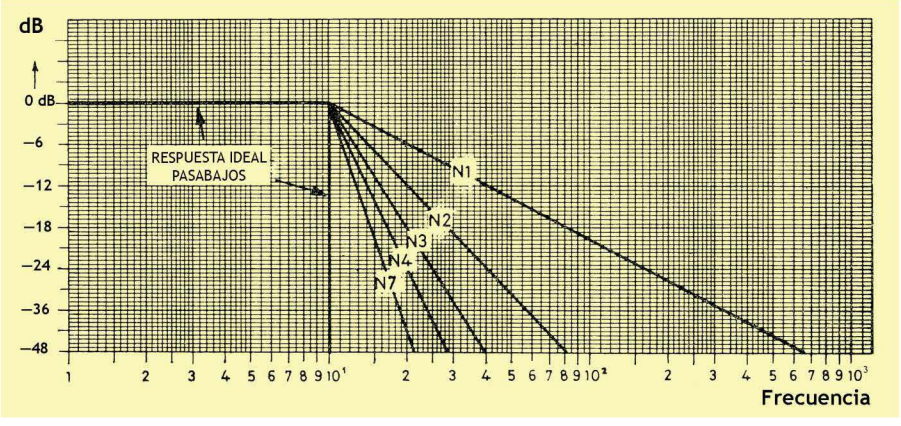


Fig. 4.27 Gráfico de pendientes en función de los polos de un filtro.

Esta simple etapa constituye un filtro de primer orden, un sólo polo y de característica Butterworth, con buena aproximación a la *respuesta ideal* de un filtro de paso bajo. En la figura 4.27 se representa gráficamente la respuesta que, en teoría, debería presentar un filtro de paso bajo, la teórica de la característica Butterworth, así como las pendientes de atenuación que proporcionan el montaje en cascada de dos, tres, cuatro y siete secciones de filtro de primer orden. La diferencia que existe entre la teórica Butterworth y las que se obtienen prácticamente con el empleo de las células de orden 1 no reviste ninguna gravedad práctica y musicalmente, en especial si se tiene en cuenta que los filtros empleados en música electrónica se usan preferiblemente con un cierto grado de realimentación positiva, lo que produce el llamado *corner peaking* o incremento del extremo (figura 4.28) que se utiliza como control del factor Q del filtro. Revisemos algunas características más de este tipo de filtro para ver cómo se provoca dicho efecto.

En el gráfico de la figura 4.28 podemos apreciar la respuesta de fase de una sección de filtro de primer orden; en la frecuencia de corte el deslizamiento de fase es típicamente de 45°. Este efecto de fase es acumulativo y en filtros de cuarto

orden (24 dB/octava) formados con cuatro secciones de primer orden (6 dB/octava), de empleo muy generalizado en sintetizadores, ocurre lo siguiente: a frecuencias bajas el deslizamiento total de las cuatro células de filtrado es de 0°, a frecuencias muy altas, por encima de la de corte, la fase es de 90° + 90° + 90° + 90° = 360° que equivale a 0°. En la frecuencia de corte la diferencia de fase entre la señal de salida y la entrada es de 45° + 45° + 45° + 45° = 180°; si añadimos un inversor de fase (180°) en la salida de tal filtro y reintroducimos esta señal en la entrada, las señales que estén en fase con las de la entrada serán exaltadas a un nivel dependiente del grado de realimentación positiva (que es de lo que efectivamente se trata) y el resto (caso de una señal compleja), por encima y por debajo de la frecuencia de corte, serán más o menos atenuadas según sean sus relaciones de fase. La verdadera realimentación positiva se produce con señales cuya frecuencia sea igual a la de corte del filtro y esto se traduce en una zona de mucha ganancia inmediatamente encima de aquéllas. Este fenómeno es el denominado *corner peaking*.

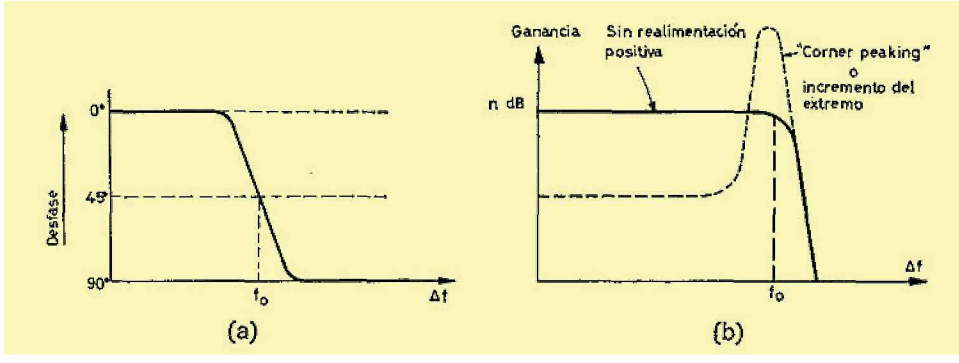


Fig. 4.28 (*a*) Respuesta de fase de un filtro de paso bajo, primer orden. (*b*) Respuestas de un filtro de paso bajo, 4.° orden, con y sin realimentación positiva.

En los casos en que la realimentación positiva es poco enérgica, el filtro es resonante y produce oscilaciones amortiguadas superpuestas a la señal de audio que se procesa. Son conocidas como *ringing* y el fenómeno es el gran utilidad para producir sonidos con diversas características resonantes. El efecto ringing es de una gran exquisitez sonora y añade mucho interés a determinados sonidos sintetizados.

Cuando sigue el aumento de realimentación positiva, el filtro cae finalmente en una oscilación mantenida cuya frecuencia es la de corte. Puede ser utilizado entonces como un oscilador más, especialmente si su respuesta de frecuencia con respecto a la tensión de control (caso de los VCF) es exponencial y está normalizada a 1 voltio/octava. La señal entregada por este oscilador improvisado es senoidal y de una gran pureza.

La respuesta de un paso bajo con un "corner peaking" acentuado, es prácticamente la de un filtro de paso de banda y el ajuste del grado de resonancia o realimentación positiva constituye un verdadero control del factor Q. Así lo declara

la firma británica E.M.S. al anunciar las posibilidades de los filtros con que equipa sus modelos.

En lo que respecta a las técnicas usadas para la obtención de VCF hay que apuntar que existen métodos para efectuar el control de la frecuencia de corte mediante tensiones y que todos ellos son de tecnología muy ingeniosa.

Se pueden tomar dos alternativas para variar la frecuencia de sintonía de un filtro activo RC, la primera es variar el valor de R y la segunda el de C; la última puede ser realizada mediante diodos varicap en los que la capacidad de la unión PN es una función del valor de la tensión de polarización inversa. De todos modos el valor de las capacidades obtenibles por este método no es adecuado para su uso en audiofrecuencias, por lo que los otros sistemas se basan en la variación de R en las redes dependientes de la frecuencia.

Pueden realizarse resistencias controladas por tensión utilizando la resistencia drenador-surtidor de un transistor de efecto de campo (FET) mediante la variación de la tensión aplicada graduador(puerta)-surtidor.

El circuito de la figura 4.29 es un ejemplo de aplicación de la característica de variación de resistencia drenador-surtidor.

La resistencia equivalente es:

$$R_{df} = \frac{R_o}{1 - (V_{pf}/V_p)}$$

en donde R_o es el valor de resistencia cuando la tensión graduador-surtidor es igual a cero ($V_{pf} = 0$) y V_p es la tensión de extricción o estrangulamiento (pinch-off) del FET.

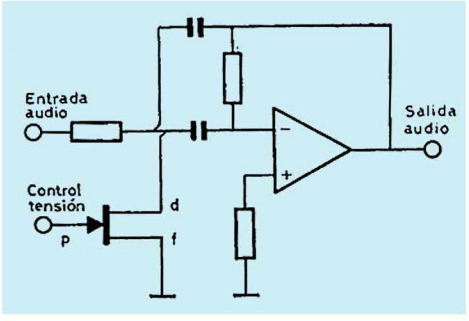


Fig. 4.29 VCF con transistor de efecto de campo como elemento controlable por tensión.

Usando un control de tensión negativa en la puerta del FET y con valores de 0 a — 5 voltios se obtiene una gama de variación de relación 1 : 10 en su frecuencia de sintonía, lo que corresponde a unas cuatro octavas. Este método adolece del inconveniente de la limitación a la zona de linealidad tensión-resistencia y la poca dinámica.

Otro circuito que sorprende por su simplicidad es el de la figura 4.30. Se trata de un filtro de paso de banda en el que en la red pasiva doble T se ha sustituido una resistencia fija por la resistencia equivalente que presenta el diodo D al variarle la polarización directa aplicada al ánodo a través de la resistencia R_d.

La unión PN de un diodo de señal puede ser considerada como una impedancia que varía de forma inversamente proporcional a la corriente que lo atraviesa, es decir, que a bajas corrientes, la impedancia que presenta es alta y a la inversa.

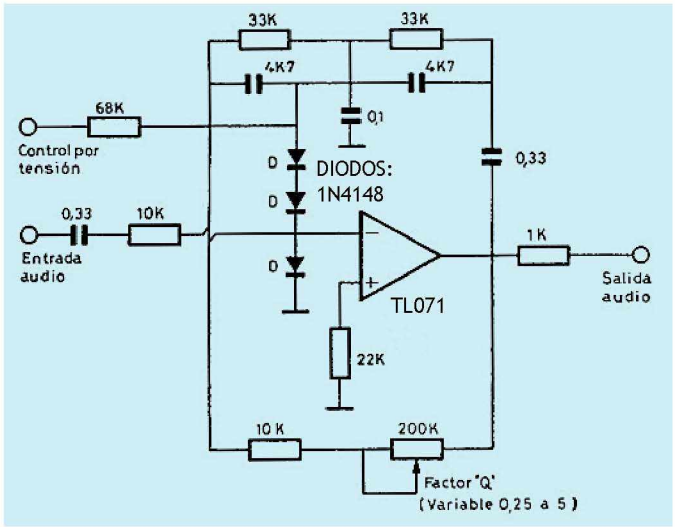


Fig. 4.30 Filtro Pasabanda para fines didácticos, cuya fc puede controlarse por tensión. El factor Q es también variable.

La variación de la resistencia equivalente va desde unas decenas de ohmios hasta valores por encima de 1.200 ohmios aproximadamente. Puede resultar de gran interés el ensayo del circuito de la figura 4.30. Con los valores indicados la frecuencia central del filtro puede variar en una década aproximadamente y el factor Q es variable entre 0,25 y 5, y la inclusión de dos diodos más en la red de control está hecha con intención de aumentar la gama de control. La frecuencia de este filtro puede reducirse a la mitad duplicando las tres capacidades de la red doble T, y duplicarla disminuyendo éstas a la mitad.

Los dos métodos hasta aquí descritos consisten en rudimentarios procedimientos de gobierno de la frecuencia de corte de un filtro activo mediante una tensión.

Los filtros de paso bajo y de paso alto existentes en los equipos profesionales de MOOG MUSIC Inc. funcionan basándose en versiones actualizadas del sistema patentado por ROBERT A. MOOG en 1965. El principio del sistema está mostrado en la figura 4.31.

Consta de un par de diferenciales T1 y T2 en el que las resistencias de carga de colector han sido sustituidas por los pares de transistores T3-T4, T5-T6, T7-T8 y T9-T10 que, junto con los condensadores C, forman un filtro de paso bajo. Las resistencias sucesivas del filtro de paso bajo son realmente las de resistencia serie equivalente colector-emisor de los transistores y las capacidades que están representadas por los condensadores C que shuntan las resistencias existentes entre dos emisores de un par y los colectores del par anterior.

La reactancia de un condensador depende de la frecuencia, siendo su valor

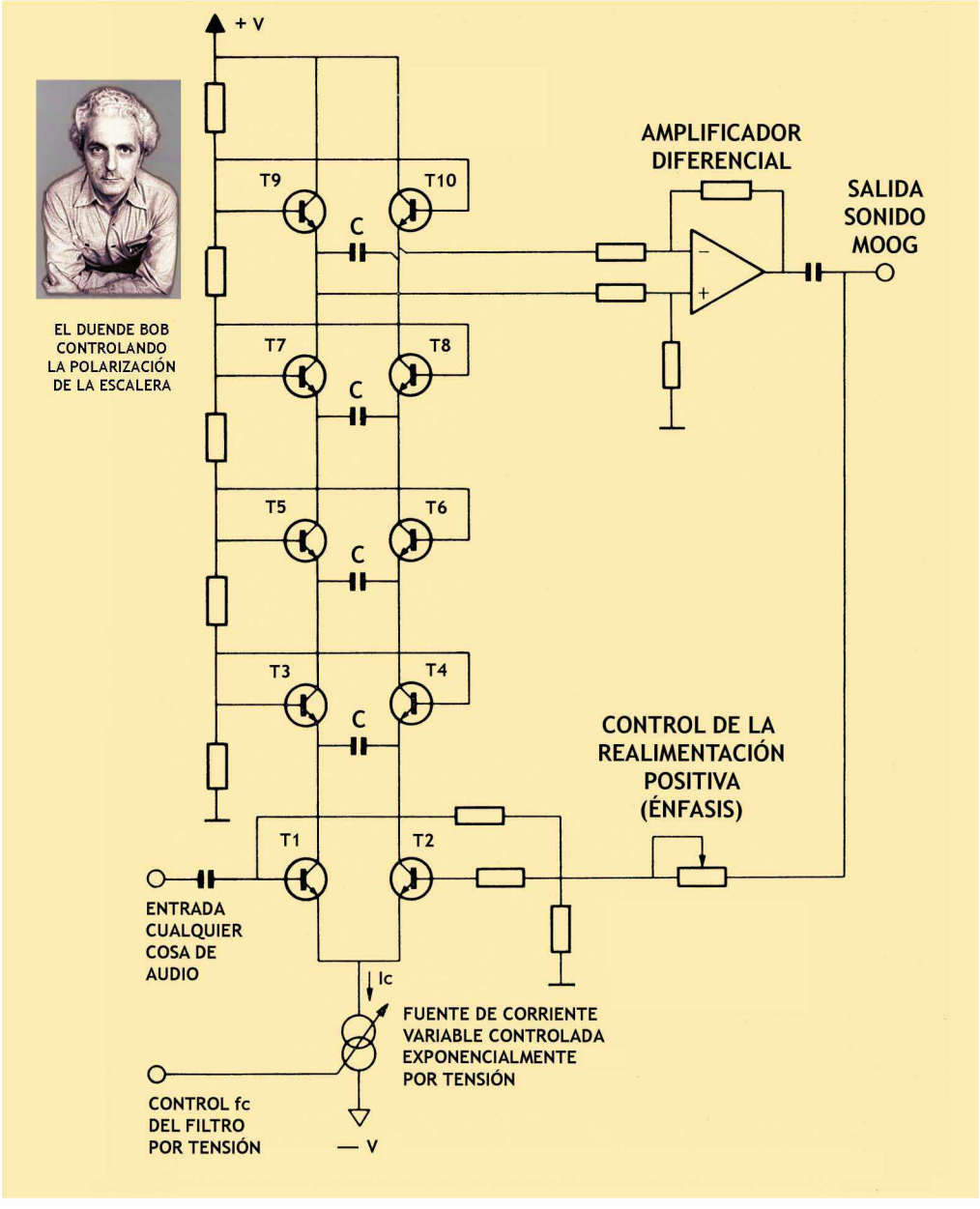


Fig. 4.31 La famosa Red en Escalera de MOOG : **"El Filtro"** Pasabajos Controlado por tensión. Un puñado de transisores, condensadores y resistencias bien puestas, con las que se han creado y se crean los sonidos de miles y miles de composiciones musicales, y algunas obras maestras. Fíjate tú, los analógicos...

inversamente proporcional a la frecuencia. La fórmula que define el valor de su reactancia es

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

y a frecuencias bajas X_c es elevada. Escogiendo adecuadamente el valor de la capacidad C, la reactancia será elevada con relación a las resistencias que existen entre emisores y colectores. A consecuencia de ello, la señal pasará a la célula siguiente sin apenas atenuación apreciable a través de la red de resistencias serie equivalentes colector-emisor que no dependen de la frecuencia. Es preciso señalar que hasta ahora suponemos que el valor de la corriente de control I_c permanece invariable. Al elevar la frecuencia, X_c se hace más pequeña frente al valor fijo de las resistencias colector-emisor y la resultante de X_c y R_{c-e} es la atenuación progresiva a medida que nos acercamos a la frecuencia de corte del filtro, en ésta se cumple:

$$\sum R_{c-e} = \sum X_c$$

es evidente que C es un valor fijo de capacidad en este montaje y que la frecuencia de corte del filtro se ajusta mediante la variación de la corriente I_c que se obtiene a partir de una fuente variable de corriente controlable por tensión, lo que queda demostrado admitiendo que:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_1 C} \times R_{c-e1}$$

R_{c-e1} es el valor de resistencias equivalentes a colector-emisor y f_1 la frecuencia de corte; si admitimos que el valor de R_{c-e} se *dobla* lo evidente es que la frecuencia de corte del filtro habrá disminuido en una octava. En general si la resistencia R_{c-e} aumenta n veces, f_c disminuirá en la misma proporción. Los filtros de esta índole poseen relaciones de variación de su frecuencia de corte del orden de 1 : 1000 o más.

La relación entre la tensión de control y la frecuencia de corte es exponencial como en el caso del control de los VCO; un aumento de 1 voltio en la tensión de control da lugar a un aumento doble de la frecuencia f_o; otro aumento de $1 + 1 = 2$ voltios, hará aumentar cuatro veces a f_o y así sucesivamente. Aplicando una realimentación positiva mediante el potenciómetro P, se introducen dosis variables de realimentación positiva, el filtro de paso bajo se convierte en resonante, produciéndose el susodicho *corner peaking*.

La señal de salida se extrae diferencialmente, entre los emisores de los transistores T9 y T10 que finalizan la *escalera filtrante*, a través de un operacional montado como amplificador diferencial.

Otro diseño de sobresaliente originalidad es el representado en la figura 4.32. Este método fue presentado por una publicación inglesa y protegido bajo patentes. El conjunto consta de tres secciones principales: (1) el convertidor tensión-frecuencia (VCO); (2) el filtro de paso bajo propiamente dicho, y (3) el separador de entrada. El amplificador separador fija una impedancia de entrada adecuada y constante. La ganancia y nivel tensión de offset superpuesta a la señal de audio, hace posible la actuación de los interruptores estáticos SW1 y SW2. Los interruptores estáticos usados en este sistema son bidireccionales y controlables a voluntad por una tensión, están construidos en tecnología CMOS y presentados bajo la nomenclatura CD4016 de RCA en encapsulado dual-in-line

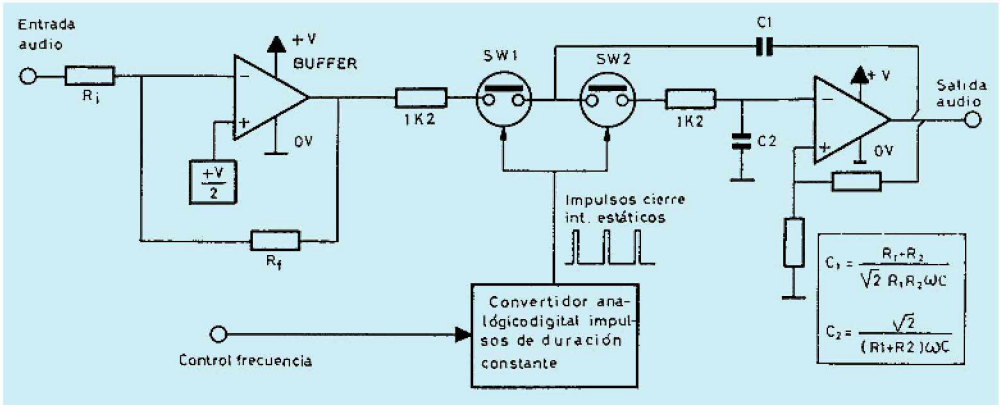


Fig. 4.32 Filtro de paso bajo controlado digitalmente por convertidor A/D.

que contienen cuatro de estos elementos completamente independientes entre sí. Su resistencia aproximada cerrados es de unos 300 ohmios y abiertos 10^{12} ohmios.

Si inicialmente consideramos que estos interruptores están cerrados, el filtro de paso bajo constituye una configuración clásica de filtro activo de segundo orden Butterworth, con una pendiente de 12 dB/octava. Si los interruptores son abiertos y cerrados a una velocidad variable durante un tiempo definido, la resistencia efectiva de la rama R del filtro será

$$\frac{R \times \text{tiempo total}}{\text{tiempo cerrado}}$$

Si utilizamos un oscilador como control de estos interruptores, cerrándolos por períodos definidos de 200 nanosegundos y haciendo variable la repetición del cierre tendremos que, para una frecuencia de 1 MHz, la resistencia efectiva será

$$R_{\text{efectiva}} = \frac{(1.200 + 300) \times 10^{-6}}{200 \times 10^{-9}} = 7.500 \text{ ohmios}$$

Si ahora reducimos la frecuencia de troceo a 100 kHz, la resistencia media aumentará 75 kΩ. Como la frecuencia de corte de este filtro es proporcional a la resistencia y ésta lo es a su vez a la frecuencia de troceo, haciendo que dicha frecuencia sea variable por medio de una tensión, tendremos un filtro controlable por tensión. Se hace trabajar el convertidor tensión/frecuencia a frecuencias no más bajas de unos 25 kHz en que la frecuencia de troceo empezaría a hacerse audible. Esto constituye un requisito indispensable en este tipo de filtros controlados por la conmutación si/no de una resistencia fija en la rama R de un filtro activo con la intención de que aparezca variable. Hay que señalar que la frecuencia de troceo se toma unas 20 veces mayor que la superior de corte del filtro, es decir, si ésta se halla en la zona de los 10 kHz, la mínima de troceo será alrededor de unos 200 kHz. Los interruptores estáticos, se activan mediante alguna

fuente ultrasónica de señales cuadradas. El circuito integrado 8038 de INTERSIL o el 555 de SIGNETICS pueden constituir buenos puntos de partida para efectuar ensayos al respecto.

Otro de los métodos utilizados, para el tipo de control que nos ocupa, es la inclusión de un multiplicador analógico en el bucle de realimentación de un filtro activo, con objeto de variar su constante de tiempo. La gama dinámica de un filtro de esta índole es del orden de 1 : 10 a 1 : 100 dependiendo fundamentalmente del tipo de multiplicador utilizado, figura 4.33.

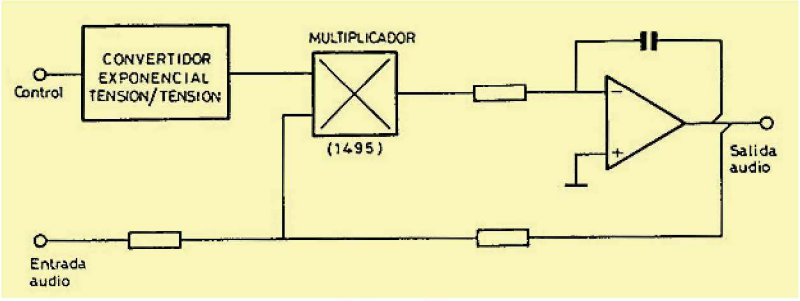


Fig. 4.33. Filtro VCF implementado con un multiplicador de cuatro cuadrantes. Los resultados que ofrece son mediocres, pero cuando no existían los OTA's, no quedaban muchas más opciones.

En la figura 4.34 se propone un método que puede que sea rudimentario, pero en virtud de su simplicidad su ensayo puede ser de interés, los valores que se indican son orientativos. Aquí el control de la frecuencia de corte se efectúa por medio optoelectrónico. Consta de dos unidades activas de filtrado de características Butterworth y tipo de paso bajo, cuya pendiente total es de 24 dB/octava. En la rama *R* se han introducido cuatro resistencias dependientes de la luz, cuyo valor se controla mediante la iluminación que les proporciona el diodo

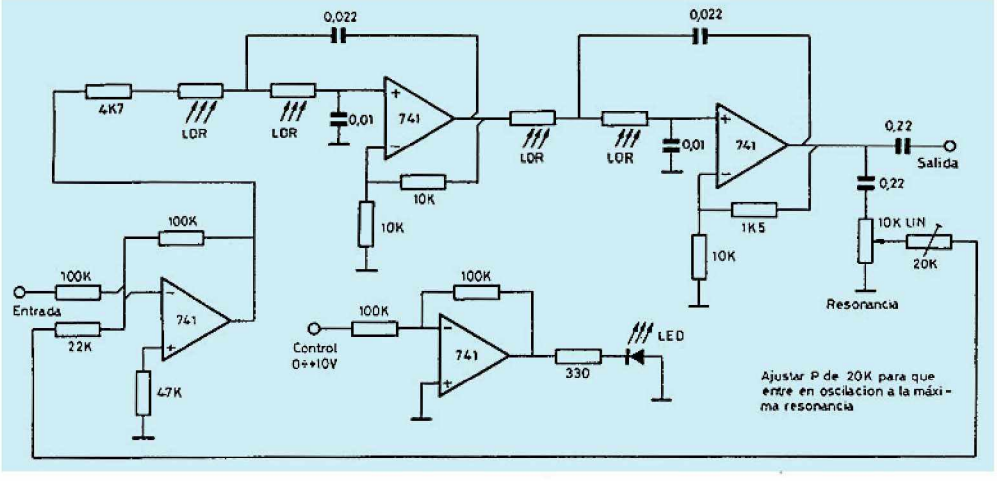


Fig. 4.34 Filtro de paso bajo (4.° orden — 24 dB/octava) controlado optoelectrónicamente.

emisor de luz (LED). La gama total puede ser bastante elevada y depende del máximo nivel de iluminación del LED. Las fotorresistencias y este último deben montarse al abrigo de la luz. Se ha dispuesto una red de realimentación positiva con objeto de poder hacerlo resonante.

Para finalizar estas descripciones sobre los tipos de filtros y controles existentes, hay que reseñar algunos particulares referidos a un tipo denominado UAF (filtro activo universal) que no tiene la difusión que en modelos comerciales tienen los de paso bajo de cuatro polos; estos tipos de filtros forman parte de algunos sistemas como el ARP 2600 (sistema modular) o el ELECTROCOMP 101.

Este diseño de filtro activo universal tiene sólo dos resistencias que deben ser controladas por tensión. Esto se realiza mediante circuitos multiplicadores analógicos o bien con ayuda de amplificadores de transconductancia variable (OTA). El UAF entrega simultáneamente respuestas de paso alto, de paso bajo, de paso de banda y corte de banda para una misma señal de entrada (figura 4.35),

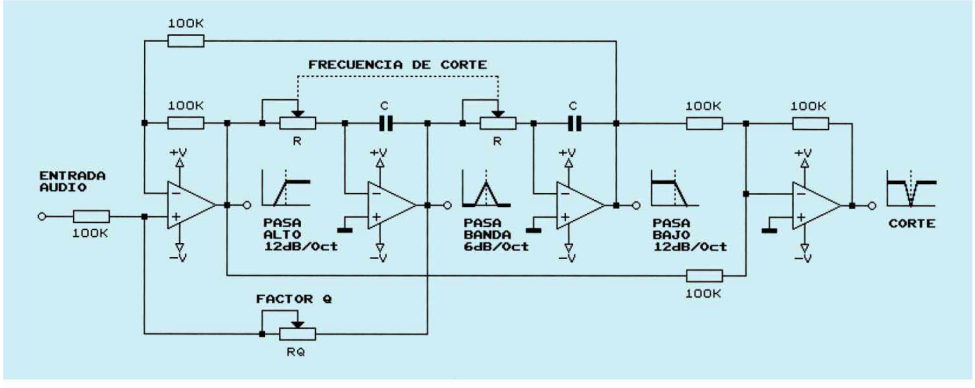


Fig. 4.35 Filtro activo universal.

de ahí el fuerte atractivo que puede presentar su uso para el experimentador en sistemas pequeños. Las pendientes de atenuación tienen un total de dos polos lo que significa de 12 dB/octava para las salidas de paso alto y de paso bajo y de 6 dB/octava en la de paso de banda. No representan la última palabra en lo que a filtros se refiere ya que dejan bastante que desear en términos de simulación instrumental, debiéndose hacer un marcado hincapié en el hecho de la drástica diferencia que existe entre los resultados del uso de filtros de paso bajo y de paso alto separados para efectuar funciones de paso de banda y corte de banda construidos a partir de los primeros y los UAF (figura 4.35*A*).

Si por una parte resulta difícil el resumir las técnicas que se vienen empleando a base de los VCF, no resulta menos difícil la enumeración de las aplicaciones musicales de éstos, ya que son innumerables. Los filtros constituyen la herramienta *vital* de cualquier sistema de música electrónica, en cuanto al enor-

me grado de control dinámico que ejerce sobre las propiedades timbrales de los sonidos sintetizados o de los auténticos canalizados a través de éstos. Sus servicios son igualmente valiosos tanto en la simulación instrumental como para la creación de sonoridades inéditas y de fantasía. La modificación electrónica de los sonidos naturales, permite al compositor un acceso a una amplia gama de nuevas cualidades sonoras, manteniendo la información fundamental.

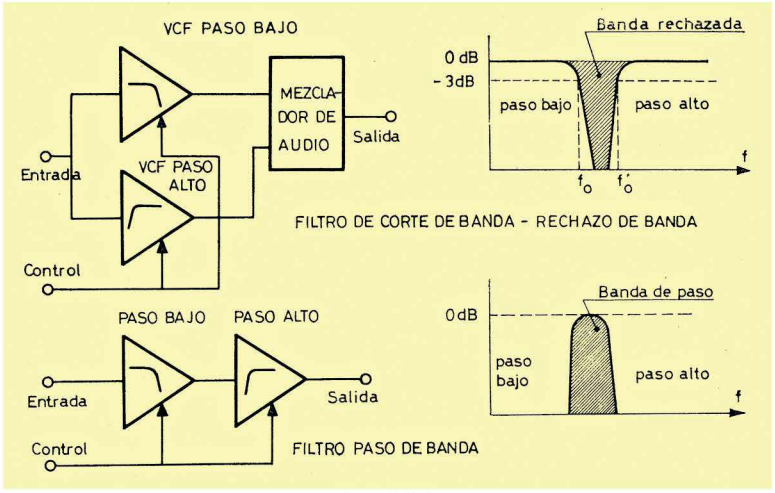


Fig. 4.35A

Las pendientes de que están dotados los filtros que tradicionalmente vienen incorporándose en modelos comerciales (18 a 24 dB/octava), son las responsables de los acusados cambios de timbre en el sonido sintetizado y que popularmente se conocen como el MEOW-MEOW, WOW, WHA-WHA, etc. Mediante filtrados con control dinámico, es decir, controlando los VCF por medio de diversas formas de onda y frecuencia el sonido de alguna fuente de señal que, por citar alguna, puede ser un generador de ruido blanco, se producen una extensa gama de sonidos que imitan los jets supersónicos, lluvia, viento, truenos, olas y demás sonidos de frecuencia indefinida.

En lo que se refiere a la técnica de simulación instrumental, en el capítulo 8 se revisan un buen número de situaciones en las que los filtros juegan un importante papel. En la práctica el control por tensión se efectúa por medio de un generador de envolventes, que es particularmente útil cuando se trata de sintetizar sonidos cuya estructura armónica varía en función de la atenuación natural de cada nota; el trombón es un buen ejemplo. En este instrumento el sonido comienza con un porcentaje bajo de armónicos para luego aumentar el número de ellos en función de la fuerza con que se sopla. Para obtener este efecto se conecta el generador de envolventes al control por tensión de un filtro de paso bajo (figura 4.36), ajustando un tiempo largo de ataque y corto del decaimiento. Los armónicos indeseables se consideran eliminados en condiciones de reposo gracias al

control fijado a un valor de f_o inicial, que no debe ser menor que el de la nota que se toca, pero a medida que el valor de la tensión de control del generador de envolventes aumenta, la frecuencia de corte del filtro también se desplaza hacia las frecuencias altas, añadiéndose progresivamente a la señal fundamental los armónicos que estaban eliminados en las condiciones de reposo, correspondiendo este proceso a la variación dinámica que en realidad experimenta la estructura armónica del sonido de un trombón.

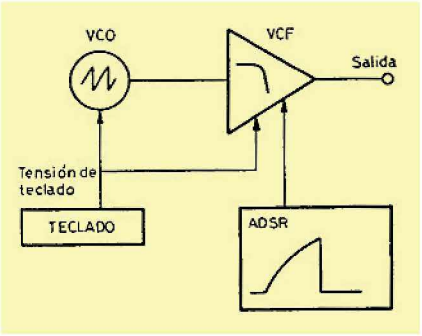


Fig. 4.36

El caso de la imitación de sonidos pinzados, como el de la guitarra, es opuesto al del trombón. La cuerda de guitarra emite un gran porcentaje de armónicos al ser pellizcada, disminuyendo el contenido de éstos a nivel de su propia y natural atenuación; aquí el generador de envolventes debería ser ajustado con un tiempo rápido de ataque y un decaimiento lento.

La otra modalidad de filtros que, agrupados en forma modular, hallamos incluidos en algunos sintetizadores son los *bancos de filtros fijos,* también denominados ecualizadores gráficos. Este dispositivo proporciona un medio extremadamente flexible de confeccionar de forma manual y preajustada la estructura armónica de cualquier material de audio, mediante la inserción de éste en la línea de señal de audio que se desee modificar. Los cambios en el carácter del sonido son ajustados mediante la variación de ganancia/atenuación de filtros de paso de banda sintonizados a frecuencias fijas y espaciados por octavas o medias octavas entre sí. Los bancos de filtros fijos se utilizan en general para conformar la respuesta de frecuencias de una programación determinada, de forma que la estructura armónica resultante varía continuamente en función de la frecuencia. Esta técnica denominada "*formant filtering*", suministra unos sutiles cambios timbrales entre nota y nota lo que hace aparecer a los sonidos sintetizados mucho más reales. Es de extraordinaria utilidad para reconstruir las resonancias naturales de la instrumentación convencional, caso del carácter del sonido de un violín que en su parte baja de la gama de frecuencias que genera aparece sustancialmente diferente a la gama superior.

La figura 4.37 muestra un diagrama de bloques de un ecualizador. Estos circuitos utilizan el método de realimentación negativa que ofrece diversas ventajas como son, baja distorsión, bajo nivel de ruido y precisión en el uso de potenciómetros lineales como controles de la ganancia/atenuación de cada filtro. En la frecuencia central de cada filtro de paso de banda la ganancia está determinada

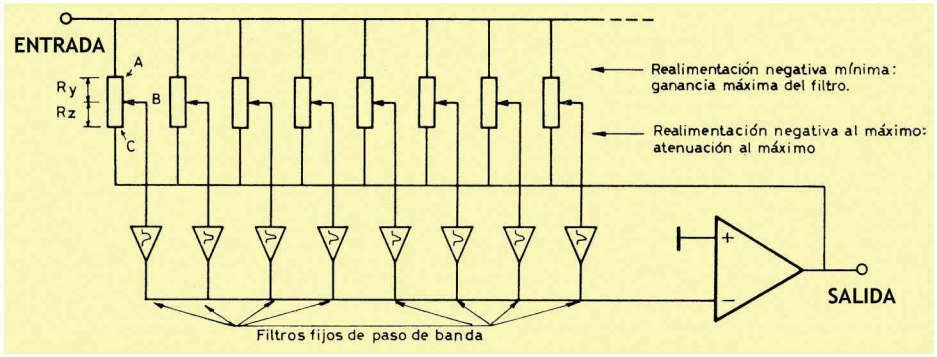


Fig. 4.37 Diagrama de bloques del banco de filtros.

por la relación R_y/R_z. La máxima atenuación se produce en cada filtro cuando el cursor del potenciómetro se halla en el extremo C, la máxima ganancia cuando está en A y ganancia unidad cuando la posición es la central.

El resultado final depende de las múltiples posiciones que pueden adoptar los controles de ganancia/atenuación correspondientes a cada filtro.

AMPLIFICADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN (VCA)

Los amplificadores VCA empleados en los sintetizadores tienen muchas aplicaciones en el procesado de las señales de audio, aunque la operación para la que fundamentalmente se utilizan conjuntamente con un generador de envolventes es la de modificar la característica amplitud-tiempo de un sonido de amplitud constante con el fin de conferirles un interés musical. El conjunto formado por un VCA y un generador de envolventes imparte a los sonidos que modifica características ataque-decaimiento de la intensidad variables, lo que permite la simulación de la dinámica de diversos instrumentos.

Otra posibilidad que ofrece el VCA, en combinación con osciladores de modulación, es la de poder efectuar modulaciones en amplitud de la señal que se procese, mediante las cuales se producen diversas formas de modulación, trémolos y generación de bandas laterales. Cuando la frecuencia de la señal de modulación que se emplee está en la gama de audio, el resultado es un efecto timbral equiparable a la modulación en anillo.

La ganancia de un amplificador controlado por tensión es proporcional a la tensión de control, lineal o exponencialmente; en efecto, muchos equipos comerciales incorporan ambas posibilidades en sus VCA. Técnicamente la diferencia existente entre uno y otro método se demuestra mediante las expresiones

$$G_{\text{tensión lineal}} = k \cdot V_c$$

y

$$G_{\text{tensión expon.}} = k^{V_c}$$

Fig. 4.38 Efecto gráfico. Respuesta de un VCA en modo lineal y exponencial.

La figura 4.38 muestra gráficamente la diferencia para una misma señal de entrada entre la envolvente lineal y la exponencial; esto ofrece dos efectos distintos en lo que a percepción del sonido se refiere. En la figura 4.39 el gráfico mostrado pertenece a la ganancia en modo lineal y exponencial del VCA de un sintetizador ARP 2600.

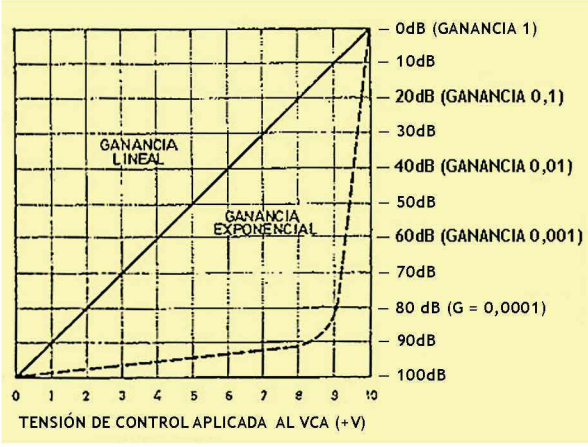


Fig. 4.39 Gráfico de ganancia exponencial-lineal de un VCA del ARP 2600 Synthesizer.

Técnicamente existen una serie de requerimientos básicos que el diseño de un VCA debe cumplir lo más fielmente posible; el grado de calidad con el que opera, depende directamente de la precisión con que cumple estos requisitos. Por definición, la ganancia debe aumentar en forma lineal (si no se persigue lo contrario) con respecto al aumento lineal en la tensión de control; debe ser bilateral eléctricamente para poder trabajar con señales alternas, no añadir coloración alguna y, por tanto, introducir la mínima distorsión armónica; tampoco debe transportar al exterior y superpuesto a la señal de audio la información de la envolvente en forma de niveles de tensión continua, que producirían molestos porrazos en el sonido, y finalmente una buena gama dinámica del orden de los 70-100 dB.

Realmente el cumplimiento de éstos no es fácil para el técnico de diseño. En la figura 4.40 se muestra algunos de los defectos típicamente vinculados a los malos sistemas.

Pasemos a proponer algunas de las soluciones circuitales más populares involucradas en el diseño de VCA efectuando el mismo ciclo que en caso de los filtros y, por tanto, empezando por los métodos más simples.

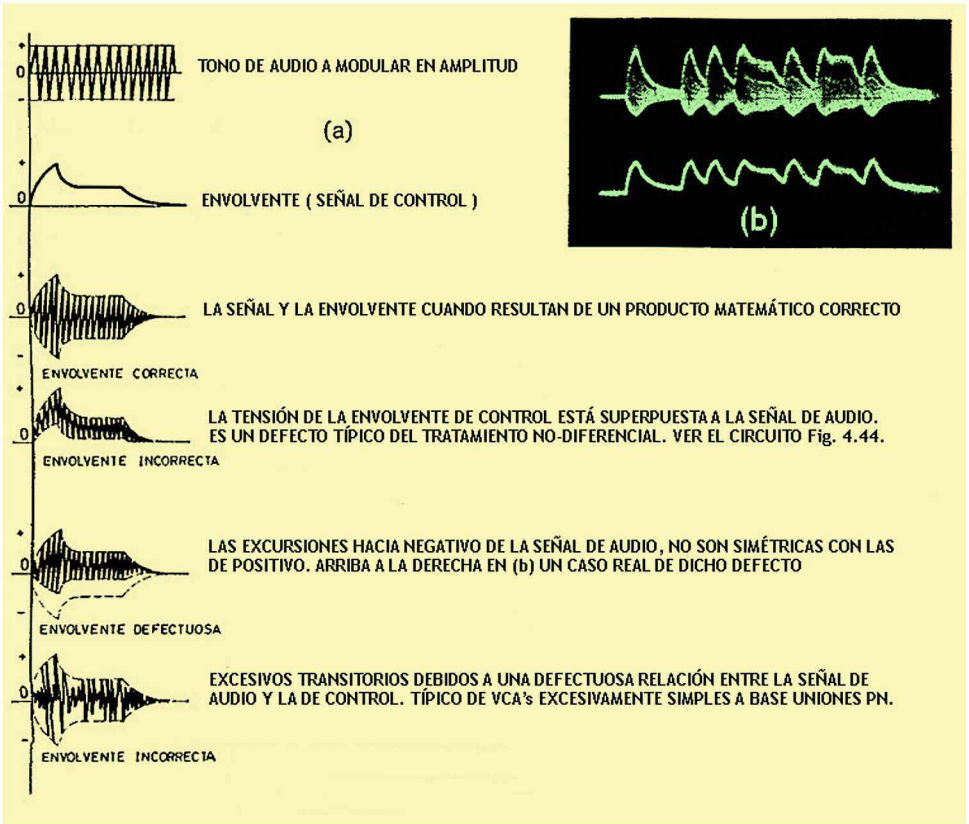


Fig. 4.40 Varios ejemplos gráficos del mal comportamiento del circuito de un VCA, bien sea por un diseño deficiente, o por una avería. La distorsión armónica deliberada que introduce el VCA, tiene también un papel decisivo en la "huella sonora" del instrumento. Muchísimo más de lo que se cree.

La figura 4.41 muestra una forma de control de la amplitud de una señal en virtud de que la impedancia que presenta un diodo de silicio frente a señales alternas de poca amplitud depende de la relación $r = \dfrac{K_B T}{q(I + I_s)}$. A la temperatura de 20 °C el valor de $K_B T/q$ es igual a 26 mV y en la mayoría de aplicaciones el valor de I es mucho mayor que el de I_s (corriente de saturación); por ello puede tomarse la fórmula que sigue para expresar la resistencia de un diodo:

$$r = \frac{26 \times 10^{-3}}{I} = \Omega.$$

Con esto un diodo atravesado por una corriente directa de 0,5 mA presenta una impedancia de unos 52 ohmios y puede ser superpuesta a esta corriente una señal alterna. La razón del uso de un anillo de diodos y de una alimentación simétrica resulta evidente, y es la de posibilitar el paso en forma bipolar. La variación de transferencia se efectúa variando la corriente que circula por los diodos D1 a D4 a través de R3-R4. El operacional invierte la polaridad de la tensión de control

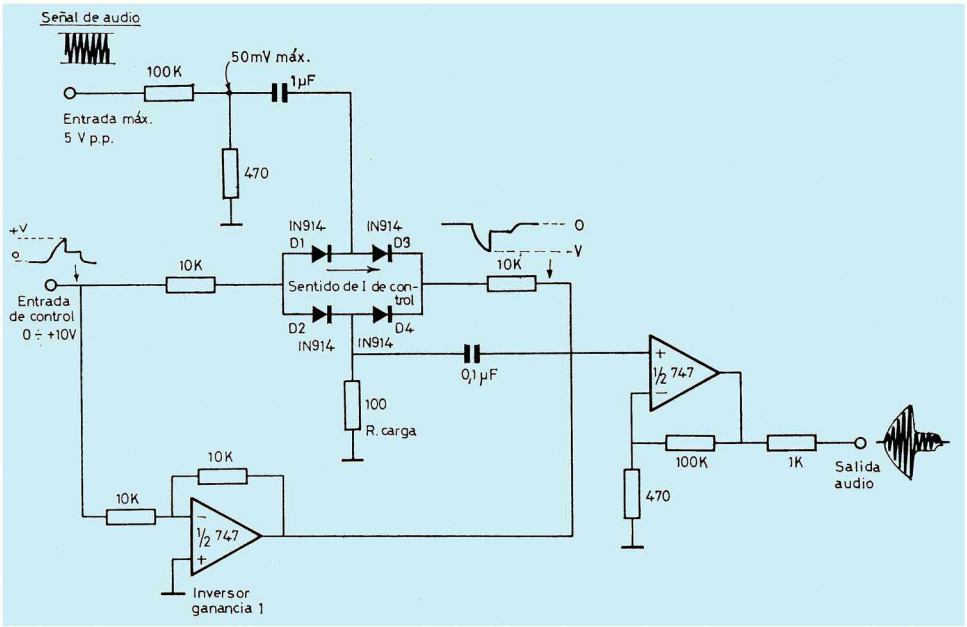


Fig. 4.41 Atenuador controlado por tensión, con anillo de diodos.

polarizando negativamente los cátodos de D3 y D4 y haciendo posible el paso de los semiciclos negativos y D1 y D2 los positivos de la señal alterna. Este sistema opera con una distorsión que no es del todo intolerable, pudiendo ser utilizado en sistemas muy simples en los que las prestaciones no sean un grave compromiso.

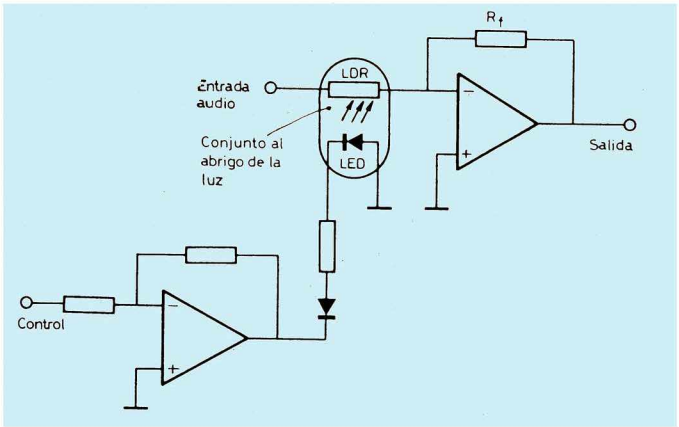
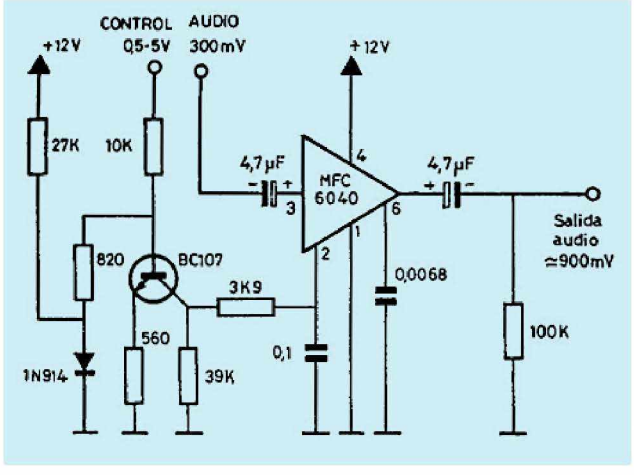


Fig. 4.42 VCA con control de ganancia optoelectrónico.

Otro método sencillo que da muy buenos resultados es el de la figura 4.42 en el que la variación de ganancia se efectúa por medio de un sistema optoelectrónico. La ganancia de un amplificador operacional montado como inversor es

$$G = \frac{R_f}{R_e}$$

Es evidente que si sustituimos R_e por una resistencia dependiente de la luz (LDR), cuyo valor nominal es directamente proporcional a la cantidad de luz que le proporciona el diodo LED y si, a su vez, la luminosidad de este último es controlada mediante tensiones variables, tendremos que la ganancia del conjunto será una función de la tensión de control que es precisamente lo perseguido en un VCA.



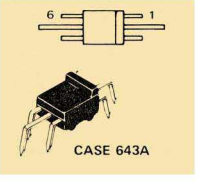


Fig. 4.43 Bloque atenuador MFC6040. Fué un integrado con una brevísima vida industrial. Se utilizó en pedales de expresión de órganos electrónicos y poco más. Motorola trató de introducir una nueva linea de encapsulados que fué un fracaso. Sin ningún interés más allá del puramente histórico.

MOTOROLA fabrica un circuito integrado tipo MFC6040 denominado "atenuador electrónico", cuya distorsión armónica es del orden de 3 % a — 35 dB. Esto puede resultar inadecuado en algunos sistemas críticos, pero para la mayoría de sistemas pequeños puede ser un buen punto de partida para el diseño de un VCA (figura 4.43).

La figura 4.44 muestra un amplificador diferencial, el cual amplifica la diferencia entre las dos señales de entrada. Si una de ellas se deriva a masa, el circuito queda convertido en amplificador de entrada única. La ganancia es directamente proporcional a la corriente de emisor de T3, y por tanto, dependiente de los cambios de tensión en la entrada de control, siendo el resultado obtenido en la salida, un producto de la tensión envolvente y del tono de audio de la entrada. El mayor inconveniente de este circuito es que las caídas de tensión en R_c siguen la de tensión envolvente y en la práctica, a causa de esto, se producen molestos estruendos *(thump)* en el sonido cuando se efectúa el control por tensión con ataques rápidos. Una buena solución consiste en añadir una segunda resistencia de carga en el colector de T1 y extraer la señal mediante un operacional montado como amplificador diferencial (figura 4.45). Un buen amplificador diferencial sólo am-

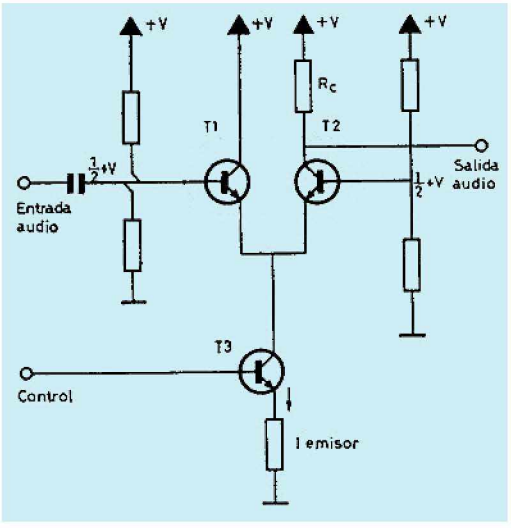


Fig. 4.44 Amplificador diferencial como VCA.

plifica la diferencia entre las dos señales de entrada y en este caso la tensión continua que constituye la envolvente varía simultáneamente en ambos colectores de T1 y T2, pero la característica de rechazo común de I_{c1} hace que en la salida sólo aparezca la señal alterna "diferencia" existente entre los colectores. Este montaje entrega una señal de salida exenta de la componente continua que representa la tensión de control. Su uso está muy extendido en sintetizadores comerciales de-

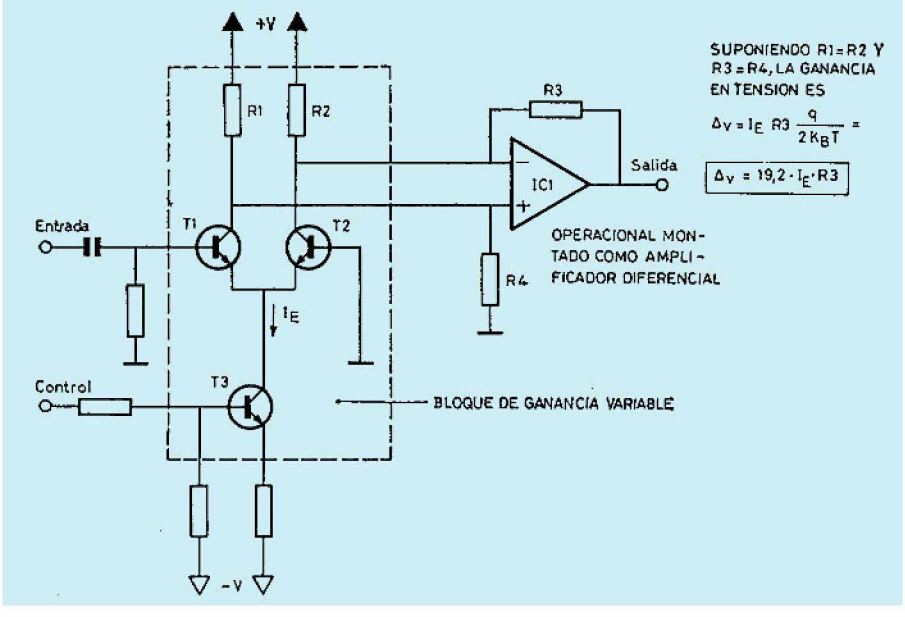


Fig. 4.45 Multiplicador de dos cuadrantes, de transconductancia variable.

bido a sus buenas características: impedancias de entrada y salida adecuadas, buena controlabilidad, gama dinámica extensa y baja distorsión.

Otra alternativa es el uso del multiplicador de cuatro cuadrantes, presentado siempre bajo forma de circuito integrado. Un multiplicador de cuatro cuadrantes es un verdadero multiplicador electrónico que entrega directamente un producto de la entrada de audio y la de control (figura 4.46). En él la cancelación de la envolvente se produce automáticamente. La dinámica típica del elemento en cuestión es del orden de los 40 a 60 dB. Las desventajas de este método son el coste, la poca gama dinámica y el cuidadoso ajuste que precisan a cambio de unas prestaciones fácilmente obtenibles con métodos menos complejos y caros, como el multiplicador de dos cuadrantes. La gama dinámica del oído humano excede en mucho de los 100 dB, por lo que en el diseño de un VCA de aplicaciones musicales es conveniente utilizar un multiplicador de dos cuadrantes para obtener una dinámica no inferior a 80-100 dB.

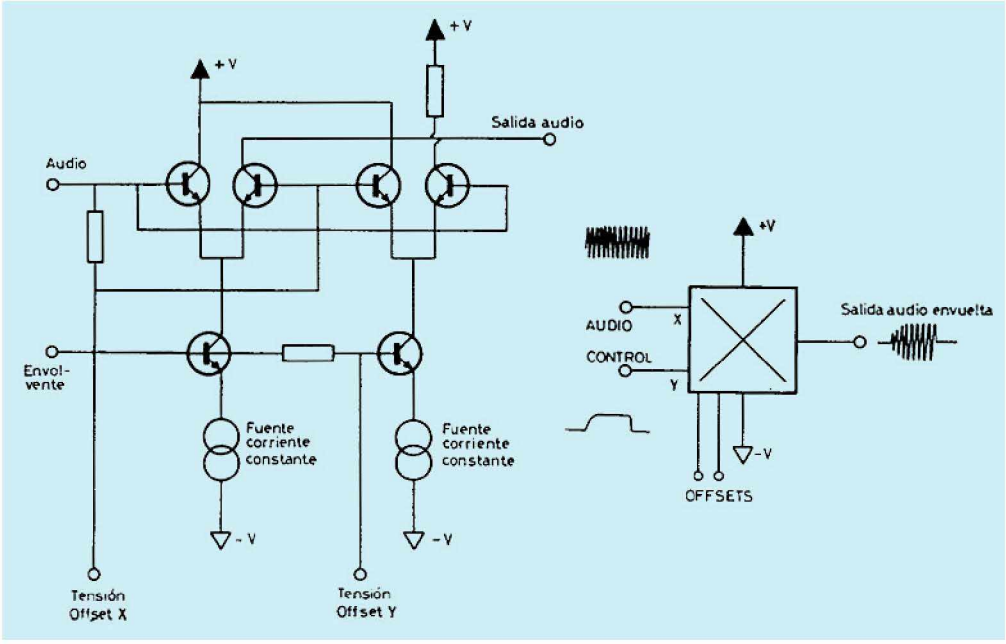


Fig. 4.46 Multiplicador de cuatro cuadrantes como corazón de un VCA.

Es de incorporación relativamente reciente el multiplicador de dos cuadrantes conocidos como OTA, que constituye un bloque especial basado en el principio de la transconductancia variable. Consta de una entrada diferencial a transistores que es activada exteriormente mediante una corriente que controla la ganancia de forma similar al amplificador diferencial de la figura 4.44. Se puede obtener mucha más información al respecto en el boletín de datos y aplicaciones de RCA ICAN 6668.

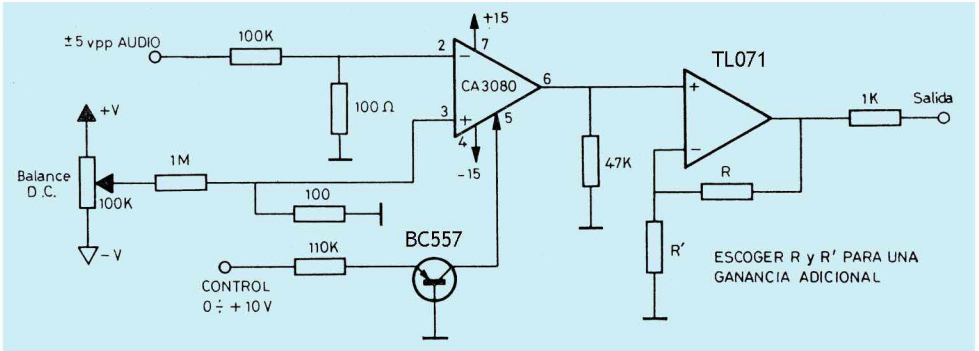


Fig. 4.47 OTA CA3080 como corazón de un VCA.

El conexionado del OTA CA3080 es análogo al de un circuito operacional 741 y, en efecto, las conexiones son idénticas salvo que posee una adicional en el terminal 5 que controla dicha ganancia. La salida de este bloque es una fuente de corriente bilateral cuya ganancia interna es linealmente variable desde cero, mediante el control por corriente introducido en el terminal 5. Con corriente de control cero, la ganancia es cero hasta un máximo definido que ofrece la máxima ganancia útil. Posee dos entradas, la inversora y la no inversora; el bloque amplifica la diferencia entre las tensiones de entrada y la convierte en corriente por lo que la ganancia en tensión de esta configuración, que trabaja en bucle abierto se determina por la resistencia de carga dispuesta en su salida. Otras condiciones importantes a tener en cuenta son la de no sobrepasar nunca en sus entradas el nivel de los ± 10 mV con objeto de prevenir la distorsión y el redondeo de señales, la de no superar jamás el valor de 2 mA de la corriente de control porque de lo contrario el OTA tendría una disipación excesiva con la consiguiente destrucción del dispositivo. Existe además otra buena razón para no superar la corriente de control y es la pérdida de linealidad; con un máximo de 0,5 mA es improbable que ello ocurra. RCA presenta este OTA bajo la nomenclatura CA3080 y su empleo permite confeccionar VCA de extremada simplicidad y de extraordinarias características. La figura 4.47 muestra una aplicación práctica de este interesante circuito integrado.

GENERADORES DE RUIDOS

Salvo en el MARK I y en el MARK II de RCA, con los instrumentos electrónicos musicales existentes antes de hacer su aparición el sintetizador controlado por tensión, el músico no había tenido prácticamente ninguna oportunidad de trabajar con esta interesante fuente de sonido que constituye el ruido aleatorio que usualmente se considera como buena aproximación al llamado ruido blanco.

Con la asimilación de los revolucionarios conceptos de Moog y su genial idea del control por tensión en las síntesis de sonidos, el uso de generadores de

ruido blanco han adquirido una decisiva importancia en los medios de producción de sonido electrónico y, hoy por hoy, se aplican ampliamente como fuentes de señal de audio o control.

En la planificación que MOOG hace del sintetizador incluye estos generadores como fuentes básicas de sonido a partir de las cuales se sintetizan sonidos de címbalos, castañuelas, platillos, gongs, percusiones, sand-paper, oleajes, viento, lluvia, reactores, explosiones, truenos, disparos, etcétera, y así una inagotable variedad de sonidos de esta índole cuyo común denominador es el de no tener una frecuencia definida ni tampoco un sentido musical propiamente dicho. Asimismo los sonidos generados por muchos instrumentos orquestales son acompañados por un cierto grado de siseos, imperfecciones y efectos espurios que les dan carácter y personalidad propia. También en la fase de ataque de determinados instrumentos se producen una serie de transitorios iniciales; esto puede ser imitado en un sintetizador mediante la adición de pequeñas cantidades de ruido filtrado (llamado también coloreado) al tono de audio fundamental.

La característica que define un ruido es la de no tener una frecuencia definida sino muchas a la vez. Si tomamos un aparato radiorreceptor de FM y lo sintonizamos entre dos estaciones oiremos un intenso soplido. Este soplido es como ejemplo general ruido blanco, en este caso todas las audiofrecuencias de las emisoras desintonizadas producen este efecto.

La forma de onda de un ruido blanco visualizado en un osciloscopio presenta constantes variaciones de frecuencia y amplitud y dista mucho de la forma perfectamente definida de una señal periódica tal como una onda triangular o una cuadrada (figura 4.48).

Técnicamente diremos que el ruido blanco está formado por un número indefinido de señales simples cuyos niveles de energía correspondientes a cada una de estas frecuencias son igualmente para un ancho de banda determinado. Así pues, un ruido blanco cuyo ancho de banda es 15 kHz estará compuesto de iguales cantidades de señales de todas las frecuencias, desde variaciones de tensión extremadamente lentas hasta señales cuya frecuencia llegará a 15 kHz.

La denominación *blanco* se le ha dado por analogía con la luz; es perfectamente conocido el hecho de que mezclando aditivamente y en idénticas proporciones luz roja, verde y azul la resultante es una coloración blanca; por ello y siguiendo esta tónica existen otras clasificaciones del ruido en función de la forma de distribución del espectro de sus frecuencias, denominándose ruido rosa, ruido gris, etc.

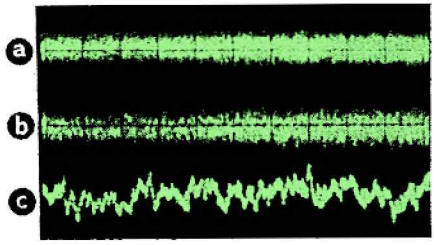


Fig. 4.48 Señales aleatorias visualizadas en un osciloscopio. En (*a*) ruido blanco, (*b*) ruido rosa, y (*c*) tensión aleatoria.

En la figura 4.49 se puede observar las relaciones amplitud-frecuencia que un análisis de *Fourier* revela sobre el contenido espectral de varias "coloraciones" del ruido, cada uno de los cuales tiene su propia característica debido a su contenido de frecuencias. El llamado ruido blanco, que es el más generalizado, tiene igual energía que todas las frecuencias aunque en realidad esto no es realizable físicamente porque precisaría de una densidad espectral de potencia constante desde cero hertzios a infinito. En la práctica el ruido blanco al que nos referimos en las aplicaciones musicales tiene un ancho de banda limitado, de ahí que su denominación sea la de ruido aleatorio en el que las amplitudes parciales no pueden predecirse para un instante determinado.

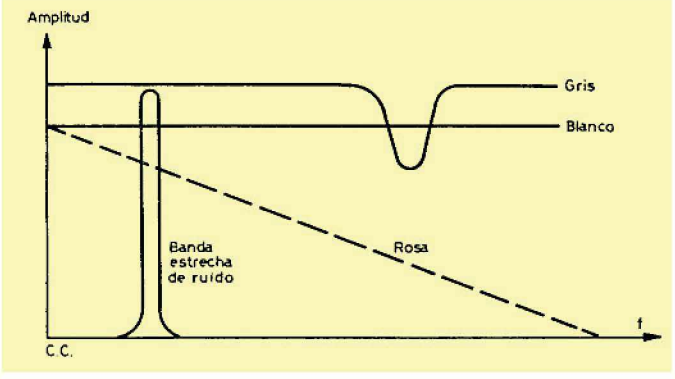


Fig. 4.49 Espectro de frecuencias de los tipos más clásicos de ruido.

Cuando la energía de las diferentes frecuencias decae en amplitud a medida que aumenta la frecuencia, la denominación que toma este ruido es el de rosa; si esta variación del nivel se da solamente en alguna zona del ancho se dice que el ruido es gris.

La generación eléctrica de ruidos está basada principalmente en el aprovechamiento de los fenómenos de naturaleza térmica en las resistencias; este efecto se denomina ruido JOHNSON y fundamentalmente la cantidad de ruido generado por éstas es directamente proporcional a su valor óhmico.

El ruido térmico toma valores de tensión eficaz que vienen dados por la expresión:

$$V^2 n_{eff} = 4KTR_m B$$

en el cual K es la constante de BOLTZMANN

$$1{,}374 \times 10^{-23} J/^{\circ}K;$$

T es la temperatura absoluta en grados Kelvin; R_m es el valor óhmico de la resistencia y B es la banda de frecuencia en la que se mide el ruido en Hz.

Basándonos en la anterior expresión podríamos decir que en una resistencia de 10 megaohmios se obtienen unos 130 μV eficaces de ruido térmico a una temperatura de 300 °K y en una banda de 10 kHz. Si introducimos una señal de este tipo en un amplificador de banda ancha, podremos usarla como fuente de ruidos.

De todos modos este sistema resulta muy poco práctico si se tiene en cuenta que existen otras alternativas que entregan niveles de señal mucho mayores y de una pureza espectral excelente. Los diodos zener constituyen un buen ejemplo de ello y en general cualquier unión semiconductora polarizada en sentido inverso entrega niveles importantes de ruido debido a la condición de trabajo conocida como avalanchas de corriente inversa, y con un simple paso de amplificación se completa un generador de ruidos de esta índole.

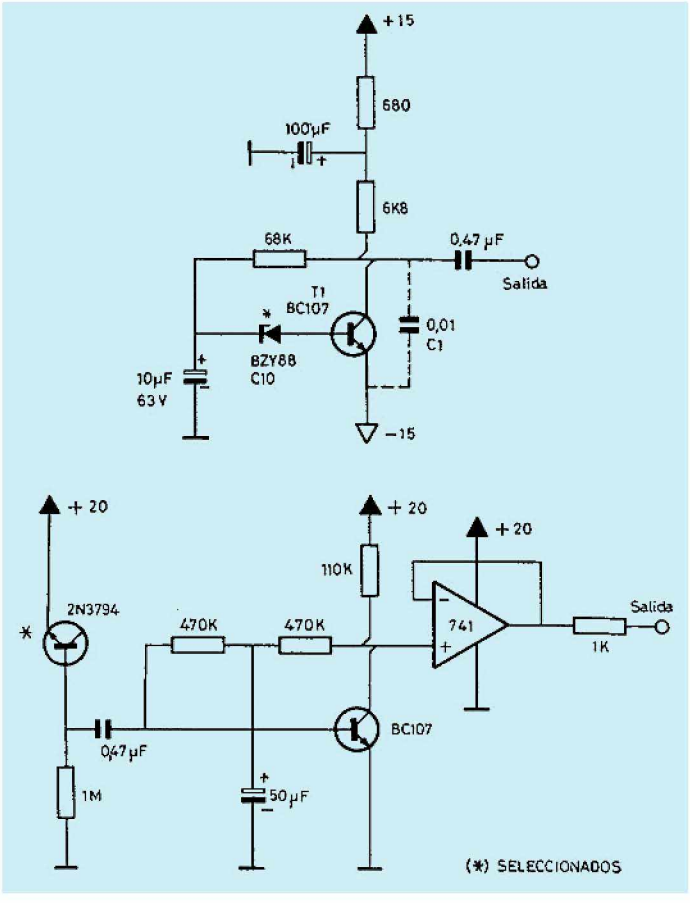


Fig. 4.50 Dos bases funcionales de generación de ruidos.

La figura 4.50 es el esquema de un circuito típico de generación de ruido, constituido básicamente por un transistor y un diodo zener. El diodo zener actúa como fuente de ruido y también estabiliza el punto de trabajo del transistor. Añadiendo un condensador C1 entre colector y emisor de T1, el ruido blanco de salida queda convertido en rosa. Con los valores especificados para tensión de la alimentación y los componentes se obtiene a la salida un nivel que excede de los 10 voltios eficaces de ruido blanco y algo menos en el caso del ruido rosa. Es

preciso efectuar un cierto grado de selección de los transistores destinados a los generadores de ruidos; la probabilidad de localizar un transistor satisfactoriamente ruidoso es de 20 % aproximadamente para una serie que no ofrezca precisamente un bajo ruido.

Existe también otra alternativa que es la generación digital de ruido. Este método entrega una buena señal de pureza espectral y además no es necesaria ninguna selección previa de componentes.

La generación digital de ruido aleatorio está basada en el uso de un registro de desplazamiento realimentado, que produce una secuencia pseudoaleatoria en forma de diferentes tensiones que cambian a una frecuencia dependiente de los pulsos del reloj. Esta secuencia de variaciones de niveles realizada a altas velocidades se asemeja al ruido aleatorio, aunque un detallado examen de éste revela la naturaleza periódica de la señal así generada; por ello el término más adecuado a este tipo de generadores es de pseudogenerador de ruido. Este sistema entrega un elevado contenido de armónicos y una banda muy amplia en lo que se refiere al espectro.

Finalmente hay que decir que el ruido blanco se presta, con interesantes resultados, a todo tipo de procesado de audio, que se utiliza para la modificación de ondas periódicas; en otras palabras, puede ser modulado en amplitud, filtrado, envuelto, modulado en anillo, tratado a través de un variador de frecuencia *(frecuency shifter)*, etc.

MODULADORES EN ANILLO

La modulación en anillo pertenece a un tipo de procesado que se ha venido utilizando extensivamente en la producción de música electrónica desde los años cincuenta. La explicación matemática de este tipo de modulación es algo compleja aunque fundamentalmente puede decirse que efectúa un proceso de suma y diferencia de las componentes de frecuencia de las señales presentes en sus entradas: la portadora y la moduladora. A la salida de un modulador en anillo la señal será una mezcla de las formas

$$S = (f_1 + f_2)\,(f_1 - f_2)$$

llamando f_1 a la señal portadora y f_2 a la señal de modulación.

La modulación balanceada o en anillo es en realidad una forma especial de modulación en amplitud, en la que los componentes de frecuencia de la portadora no aparecen en la salida sino que sólo lo hacen los productos de la modulación (ver capítulo 3 *Modulación en amplitud*).

Supongamos una señal senoidal de 10 kHz (una sola componente de frecuencia) como portadora en una modulación balanceada cuya señal moduladora sea un tono de señal triangular de 400 Hz (componentes de frecuencia impares, $3f$, $5f$, $7f$, $9f$, etc.). El análisis espectral de frecuencias de tal caso de modulación estará compuesto por la mezcla de las sumas y diferencias de los valores numéricos parciales entre la triangular y la senoidal. Así aparecerán para los primeros cuatro armónicos de la triangular, bandas laterales superiores de

$$10.000 + 400 = 10.400 \text{ Hz}$$
$$10.000 + 1.200 = 11.200 \text{ Hz}$$
$$10.000 + 2.000 = 12.000 \text{ Hz}$$
$$10.000 + 2.800 = 12.800 \text{ Hz}$$
$$10.000 + 3.600 = 13.600 \text{ Hz}$$

e inferiores de

$$10.000 - 400 = 9.600 \text{ Hz}$$
$$10.000 - 1.200 = 8.800 \text{ Hz}$$
$$10.000 - 2.000 = 8.000 \text{ Hz}$$
$$10.000 - 2.800 = 7.200 \text{ Hz}$$
$$10.000 - 3.600 = 6.400 \text{ Hz}$$

El proceso se ilustra en la figura 4.51 (*a*). Obsérvese que la portadora no aparece en dicho producto, como era el caso de la modulación en amplitud simple. De ahí que en telecomunicación se le suela llamar a esta clase de modulación en amplitud "de portadora suprimida".

El primitivo modulador en anillo tomaba el aspecto de la figura 4.51 (*b*) y empleaba cuatro diodos conectados ánodo-cátodo-ánodo-cátodo-ánodo-cátodo-ánodo-cátodo formando así un anillo — de ahí su nombre —. Este circuito es de fácil

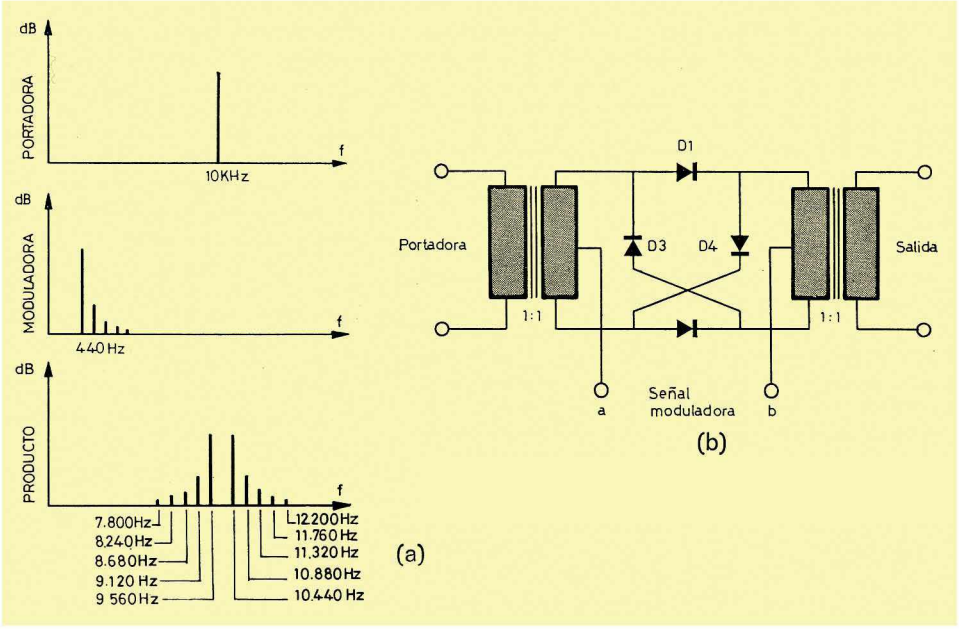


Fig. 4.51 (*a*) Espectros involucrados en la modulación en anillo. (Ver texto.) (*b*) Primitivo modulador en anillo.

realización y no requiere alimentación alguna, pero los transformadores deben ser de gran calidad junto con diodos apareados.

El funcionamiento es como sigue: La señal portadora produce una intensidad suficiente para atravesar los diodos D1 y D2 a condición de que la señal de modulación sea mucho más positiva en el punto *A* que en el punto *B* y si la amplitud de esta última es mayor que la de la portadora. Cuando la señal de modulación cambia de fase, en *A* existirá un potencial más negativo que en *B*; entonces se producirá el bloqueo de los diodos D1 y D2, y será posible la conducción de los diodos D3 y D4. Esta forma de conducción y bloqueo alternativo en función de la señal de modulación hacen que la portadora sea suprimida a la salida por la moduladora. La figura 4.52 muestra una imagen fotográfica de este proceso.

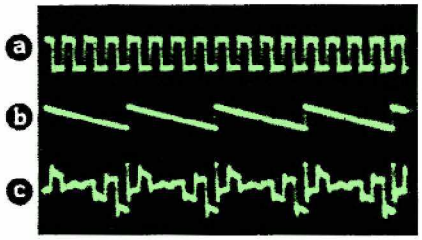


Fig. 4.52 (*a*) Portadora, (*b*) moduladora, y (*c*) producto.

Modernamente se emplean circuitos integrados exprofesos para tal aplicación lo que permite extender la gama de operación desde corriente continua o muy lentamente variable. De este modo es posible utilizarlos en una más amplia gama de funciones dedicadas a la generación de sonido. Pueden ser utilizados como VCA conectando a una entrada la señal de audio y en otra la de control. También sirven para generar envolventes complejas aplicando una señal de modulación en la entrada correspondiente a la portadora y la señal envolvente en la de la moduladora.

En los casos de modulación a partir de señales de estructuras armónicas complejas el resultado auditivo es, en ocasiones, poco agradable debido a que muchas de las nuevas frecuencias generadas por este proceso no mantienen una relación numérica entera y, por tanto, ninguna relación musical. Tales sonidos recuerdan los caracteres vibratorios complejos de instrumentos tales como las grandes campanas de iglesias, los carillones, los cascabeles, etc., los cuales tienen resonancias que no mantienen relación musical alguna. Entonces el modulador en anillo resulta de gran utilidad e interés para simular estas propiedades.

Corrientemente el modulador en anillo se utiliza en la región de las audiofrecuencias. He aquí algunos experimentos de interés realizables con este dispositivo.

Tomando dos VCO sintonizados independientemente a un intervalo de una quinta, es decir, la frecuencia de un oscilador que sea 1,5 veces la del otro, la salida del modulador en anillo será una mezcla — si suponemos tonos de 100 Hz y 150 Hz — de 250 Hz y 50 Hz. Mezclando esta señal con las dos originales de los VCO el resultado es un acorde musical concordante. Pueden obtenerse multitud de efectos cuando los VCO están sintonizados al unísono o con una octava de diferencia, etc. [figura 4.53 (*a*)].

Otra aplicación del modulador en anillo es la de doblar la frecuencia de los tonos aplicados simultáneamente a ambas entradas de éste. Si suponemos un tono de 440 Hz tendremos que:

$$S = (440 + 440) + (440 - 440) = 880 \text{ Hz}$$

Deben evitarse los acordes puesto que tienden a distorsionar el efecto del doblado de frecuencia, aunque puede ensayarse si se desean obtener efectos extraños. En la práctica el doblado de frecuencia sólo se produce perfectamente con ondas senoidales [figura 4.53 (*b*)].

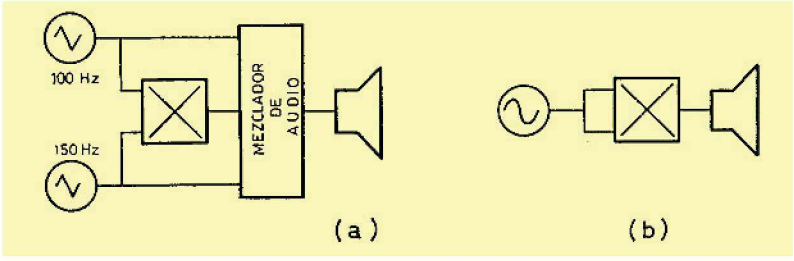


Fig. 4.53

Se producen diversos efectos de percusión metálica e inarmónica introduciendo en una entrada una señal de frecuencia constante o variable de diversas formas de onda y en la otra la señal procedente de un tambor, bombo o cualquier otro instrumento de percusión. Esta última puede ser sustituida también por una voz, órgano electrónico, guitarra, piano eléctrico, etc.

REVERBERACIÓN

El fenómeno de la reverberación en el sentido acústico, implica la presencia de una serie de ecos seguidos el uno del otro, producidos cuando una fuente sonora cesa súbitamente su emisión en una estancia grande. La reverberación es, pues, la suma total de todas las infinitas reflexiones a las que se ve sometido un sonido y que llegan al elemento receptor con diferentes retardos.

El tiempo de reverberación es el lapso que transcurre entre el instante en que cesa un sonido en su origen hasta su total extinción. Depende de la frecuencia, de las dimensiones de la habitación, de la amortiguación acústica que presenten los cortinajes, tapizados u otros elementos absorbentes del sonido y de muchos otros factores. Una sala de conciertos presenta, aproximadamente, un tiempo de reverberación de 1 a 2,5 segundos y una catedral o iglesia de grandes dimensiones de 6 a 8 segundos (estos valores son exclusivamente orientativos).

PETER GROGONO escribe en el "*Shynthi Educational Handbook*" "la música electrónica es, en alguna forma, como la música instrumental grabada en una habitación sin la más mínima reverberación...". Por tanto, la reverberación artificial tiene como principal misión corregir esta falta de realismo que los sonidos gene-

rados electrónicamente adolecen, pasándolos a través de alguna unidad de reverberación sintética que simule las características acústicas de la producción sonora en las grandes estancias cerradas.

Los métodos de obtención de este efecto son diversos. En estudios de grabación se ha venido utilizando una habitación vacía en la cual se situaba un altavoz en un extremo y un micrófono en otro. La ventaja de este aparatoso procedimiento es la de la obvia calidad del efecto obtenido como consecuencia de su producción bajo condicionamientos naturales. En el sintetizador, con toda evidencia, es imposible introducir o disponer de toda una habitación vacía para producir el efecto.

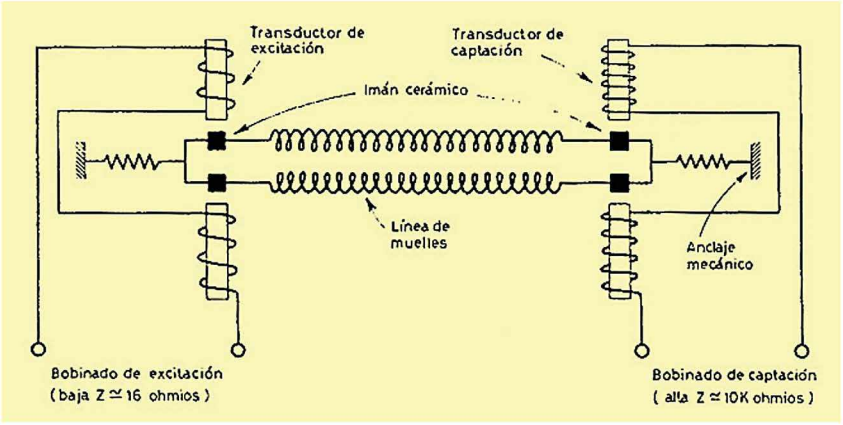


Fig. 4.54 Línea de muelles. Esquema mecánico.

La línea de muelles y la lámina metálica son los dos dispositivos utilizados más comúnmente en este cometido. El principio de funcionamiento electromecánico es el mismo en ambos casos; la señal a reverberar se aplica a través de un amplificador para excitar un transductor electromagnético parecido a la bobina móvil de un altavoz; en general se trata de un imán cerámico con libertad de movimiento perpendicularmente a la bobina de excitación; este imán está fijado a dos muelles de distintas longitudes que se ven sometidos a una vibración rotacional cuando se energiza el transductor de excitación; otro transductor similar se halla situado en el otro extremo de los muelles y su misión es la de convertir de nuevo las vibraciones mecánicas, transportadas a través de la línea de muelles, en fuerza electromotriz inducida. Las vibraciones de la línea de muelles están sometidas a una serie de reflexiones alternativas hasta su total extinción, lo cual simula perfectamente el efecto natural de atenuación del efecto reverberante (figura 4.54).

El reverberador tipo "Plate" o de lámina metálica está constituido por una hoja metálica flexible en la cual se ha fijado un transductor de excitación en un extremo y otro de captación o micrófono de contacto al estilo de la línea de muelles. Cuando la señal se convierte en vibraciones, éstas se propagan en multitud de direcciones a través de la lámina y el transductor de captación recoge las di-

versas reflexiones que simulan las mismas condiciones acústicas que se producen en un recinto cerrado.

Debe observarse una precaución con las líneas de retardo mecánico contra la extraordinaria sensibilidad a los porrazos, vibraciones y golpes que se traducen en estrépitos y estruendos; esto se previene mediante fijaciones mecánicas flotantes que amortigüen al máximo los movimientos bruscos. Sin embargo, esto también puede ser aprovechado para producir efectos de tormentas y explosiones y de hecho diversos músicos-compositores pop lo han utilizado para la puesta en escena de sus espectáculos musicales; uno de ellos es Keith Emerson.

Desafortunadamente todas las líneas de muelles tienen resonancias que se ponen de manifiesto fácilmente si la señal de excitación es demasiado enérgica. Por el contrario, si ésta es demasiado baja no se produce suficiente reverberación. De ahí que sea un verdadero compromiso el diseño correcto de una buena unidad. Como consecuencia de la mala respuesta de frecuencias, los reverberadores de muelles añaden porcentajes apreciables de coloración al sonido que se procesa a través de ellos. En mayor o en menor grado siempre es preciso ensayar ecualizaciones de las cuales no es posible dar muchos detalles puesto que no existe ninguna norma al respecto, dado que cada firma presenta diferencias bastante marcadas. Únicamente es válido apuntar que, en general, las frecuencias muy bajas producen efectos desagradables al ser reverberadas y que las pérdidas en la transducción suelen hacerse importantes a los 2.000-4.000 Hz. De ello se deduce la conveniencia de limitar la banda pasante del amplificador de excitación del muelle.

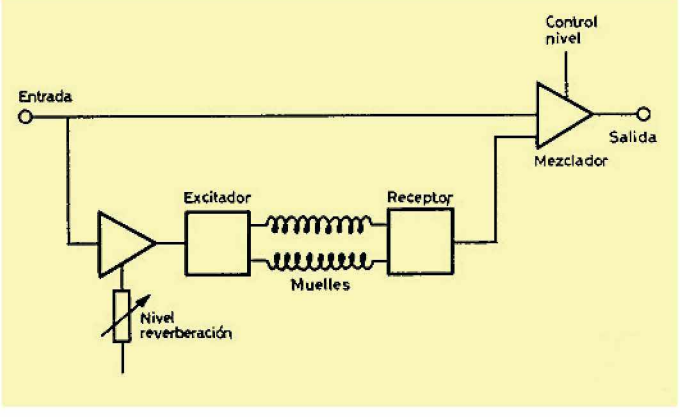


Fig. 4,55 En el AKS y el VCS3 de EMS, la proporción entre señal directa y reverberada, se controla por tensión.

Algunos fabricantes recomiendan, en sus hojas de especificaciones, excitar las líneas de muelles a corriente constante con objeto de hacer más uniforme la excitación frente a la variación de impedancia del transductor en función de las frecuencias. La experiencia demuestra a este respecto que, sin embargo, se produce un alza en la respuesta a frecuencias elevadas, lo cual produce sonidos desagradables.

En cualquier caso, para una más completa y perfecta simulación del fenómeno reverberante y también con objeto de aminorar las resonancias, se suelen utilizar diferentes líneas de retardo conectadas en paralelo y de tiempos distintos de re-

tardo, cada una con su excitación independiente y sus salidas mezcladas a partes iguales. De tal combinación resultan unas bellísimas ondulaciones en el sonido a resultas de la mezcla de señales, cuyas relaciones de fase cambian constantemente entre sí a consecuencia de las múltiples reflexiones hasta su total extinción.

En los sintetizadores E.M.S. VCS3 y AKS, el grado de reverberación puede ser alterado con un control manual y la adición o no del efecto en sí puede ser controlado por tensión (figura 4.55). Este refinamiento puede que parezca superfluo a la vista de determinados criterios de diseño, puesto que ello puede ser programado mediante la división de la señal hacia el reverberador y hacia el VCA, respectivamente, según se ilustra en la figura 4.56.

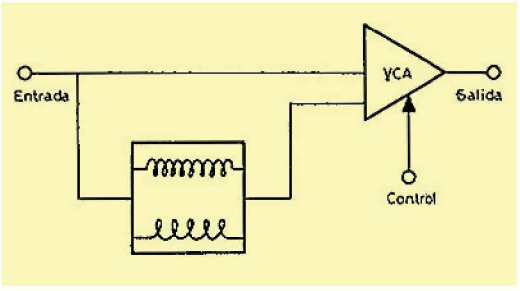


Fig. 4.56 Reverberación controlada por tensión.

GENERADORES DE ENVOLVENTE

Los generadores de envolvente constituyen elementos de importancia decisiva en la configuración de un sintetizador, puesto que con el simple ajuste manual de unos controles es posible disponer de un perfecto y extenso control de la dinámica de las notas, en conjunción con un VCA, o bien modificar las características timbrales que varían en función de los decaimientos o de los ataques asociados a un filtro controlado por tensión (VCF).

Todos los generadores de envolvente efectúan básicamente la misma función, que es la de producir una secuencia aperiódica especializada, de tensión cambiante, a partir de una orden de inicio de ciclo o activación que está generalmente producida por la circuitería que detecta el cierre de una o más teclas del teclado controlador. Se acepta que las tensiones generadas son de naturaleza aperiódica porque las señales de disparo que provienen del teclado corresponden a las acciones de las manos del músico cuando ejecuta una pieza musical y la sucesión de notas son, por lo general, aperiódicas. Pero en el caso de que un generador de envolvente sea activado regularmente mediante alguna fuente automática periódica de señales de disparo — como puede ser un oscilador de modulación —, la secuencia de tensiones suministradas serán de una periodicidad idéntica a la de la fuente de inicio del ciclo.

Existen típicamente cuatro tipos de generador de envolvente, el ataque-duración-decaimiento (ADD), el tipo AR o ataque-relajamiento, el AD o ataque-decaimiento y el ADSR o ataque-decaimiento-sostenimiento-relajamiento, que como veremos más adelante es una combinación de los dos últimos.

El primero inicia su ciclo por medio de un impulso único y suministra tres estados de tensión en secuencia (figura 4.57); primero el *ataque* que parte de cero a un valor máximo positivo predeterminado con una constante de tiempo ajustable manualmente, luego sigue el intervalo *duración* en el que la tensión permanece estacionaria durante un tiempo ajustable, y finalizado éste, comienza la fase de decaimiento en la que la tensión desciende de nuevo hacia cero con una

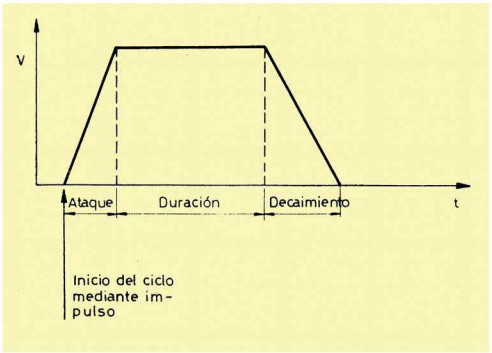


Fig. 4.57 Curva característica del generador de envolvente ADD.

pendiente función del ajuste *decaimiento* que se ha fijado de antemano. Estos generadores de envolvente no permiten, por lo general, el control de la *duración* en función del lapso en que se mantiene apretada una tecla, no son muy populares y salvo en el VCS3 y el AKS no forman parte de ningún otro equipo comercial. En el artículo de T. ORR y D. W. THOMAS, "*Electronic Sound Synthesizer*" aparecido en *Wireless World* en agosto-octubre de 1973, se propone un generador de envolvente de este tipo.

El generador ataque-relajamiento es la más simple expresión en lo que a generadores de envolvente se refiere. Se activan a partir de un escalón de tensión de duración igual al intervalo que se mantienen apretadas las teclas, y básicamente está compuesto de una red RC con diferentes caminos de carga y descarga;

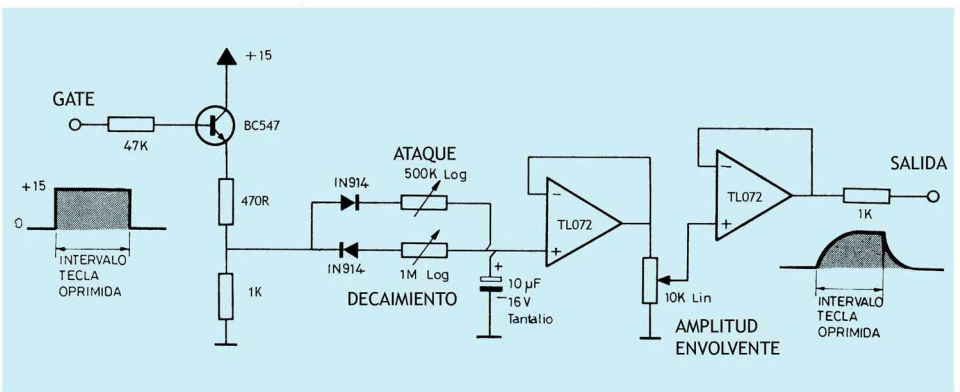


Fig. 4.58 Generador de envolvente AR.

esto permite ajustar individualmente las dos constantes de tiempo ataque-relajamiento. La figura 4.58 muestra el modo de funcionamiento de estos generadores de envolvente.

El tipo ataque-decaimiento (AD) inicia su ciclo producido a partir de un impulso y no tiene duración alguna; es decir, transcurrida la transición de ataque y habiendo llegado a un valor máximo de tensión, comienza inmediatamente la de decaimiento; esto se puede efectuar mediante un circuito como el de la figura 4.59. En condiciones de reposo, T1 es conductor y, por tanto, la tensión en su colector se considera cero; cuando llega un impulso positivo de inicio de

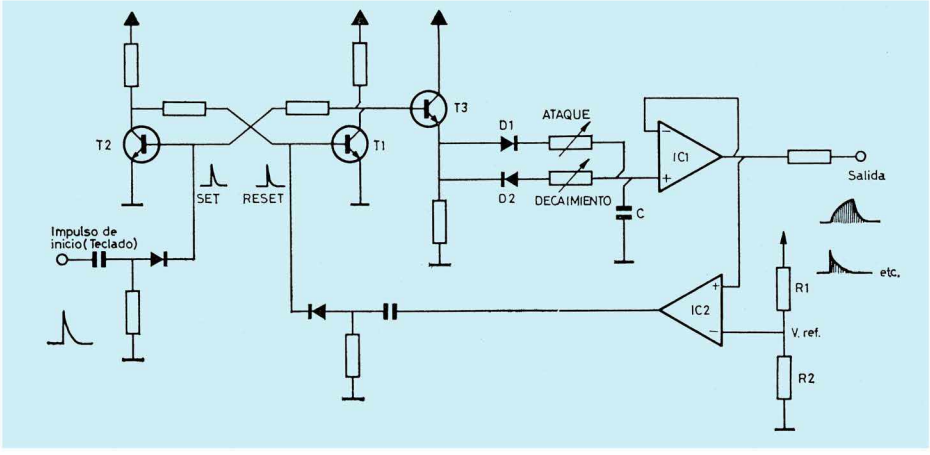
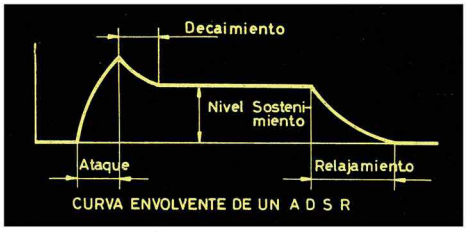
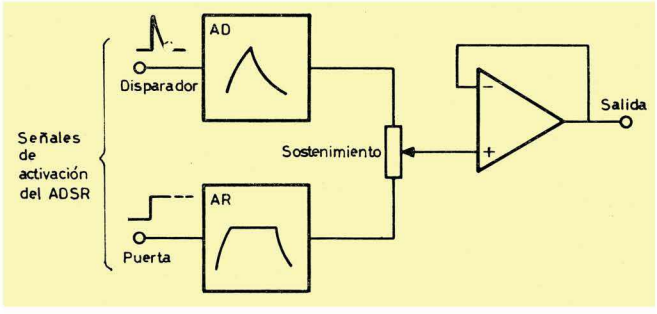


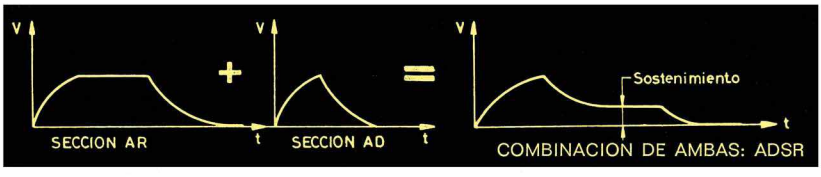
Fig. 4.59 Generador de envolvente AD.

ciclo, éste se diferencia y rectifica y se hace conductor a T2, con lo que cambia el estado del biestable y aparece una tensión positiva en el emisor de T3. Cuando ocurre esto, el condensador C se carga exponencialmente a través del diodo D1 y del potenciómetro de *ataque*. IC1 es un seguidor de tensión que hace posible la salida de baja impedancia, IC2 es un comparador que controla el valor máximo de tensión a que se carga C; una vez superado este valor (determinado por R1-R2), la salida del comparador pasa a $+V$ y aplica un impulso positivo a la base de T1 que pone al biestable en el estado inicial, C se descarga según curva exponencial a través del potenciómetro de *decaimiento,* de D2 y la resistencia de emisor de T3.

Finalmente, el tipo ADSR es el más versátil generador de envolvente y se halla incluido en la mayoría de sintetizadores comerciales; tiene tres lapsos de tiempo ajustables ataque-decaimiento-relajamiento y un nivel de sostenimiento. La figura 4.60 muestra una serie de gráficos en los que se aprecian asimismo las posibilidades de ajuste. Básicamente están construidos con una sección AR y otra AD, se disparan simultáneamente pero de forma independiente por medio de las señales que se ha dado en llamarles *trigger* (disparo) y *gate* (puerta); el uso de las dos independientes permite el redisparo de la sección AD aún estando alguna de







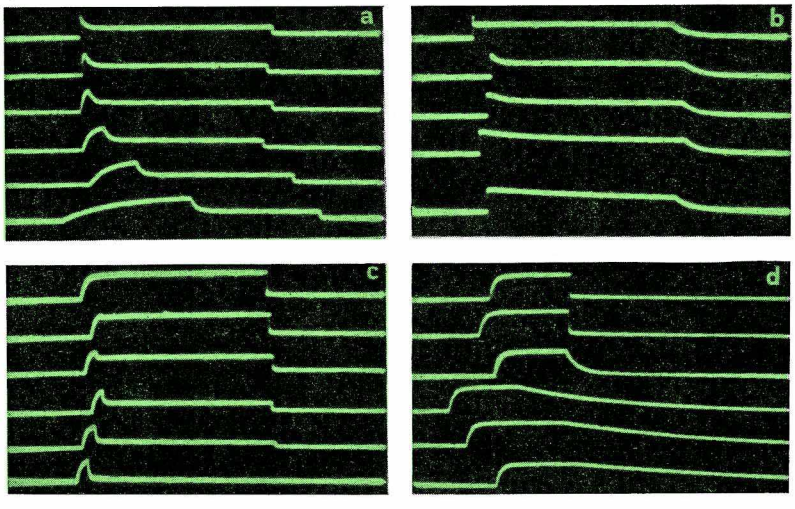


Fig. 4.60 Bloques de un generador de envolvente tipo ADSR, y fotografías de diferentes transiciones del mismo. (Abajo): *a*) seis tiempos distintos del ATAQUE, *b*) cinco tiempos distintos del DECAIMIENTO, *c*) seis niveles de SOSTENIMIENTO, y *d*) seis tiempos de RELAJAMIENTO.

las teclas apretadas, los tiempos de *ataque* deben ser idénticos para la sección AD y AR, por lo que deberá utilizarse — en la mayoría de casos — un potenciómetro doble. En el capítulo 5.º se presenta un proyecto completo de uno de estos generadores de envolvente.

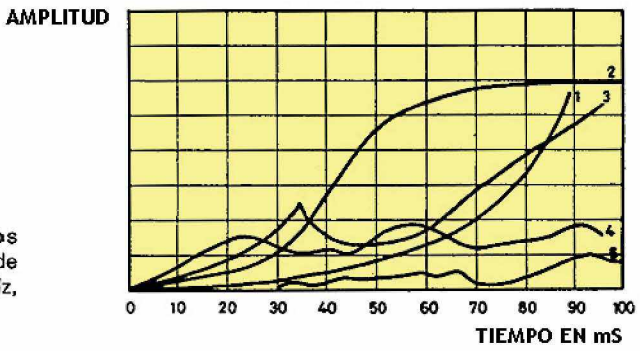


Fig. 4.61 Ataque de los cinco primeros armónicos de una nota de violín de 435 Hz, según Fritz Winckel.

En la figura 4.61 se representan las características del *ataque* de los cinco primeros armónicos de un violín. FRITZ WINCKEL en su obra "*Music, sound and sensation: a modern explanation*" presenta diversos gráficos de este tipo; de él hemos tomado este apunte con objeto de hacer un marcado hincapié sobre lo significativo de la fase de ataque en cualquier instrumento, que determina de un modo muy notable las cualidades de cada uno. Aquí, en el del violín, el primer armónico sufre un retardo en su aparición de unos 20 milisegundos y el quinto de unos 40 milisegundos; esto justifica la existencia de un quinto parámetro ajustable que algunos generadores de envolvente de equipos muy elaborados ofrecen (el MOOG 55 y el SYNTHI 100). Este parámetro es el *retardo de ataque*. Resulta de gran interés y utilidad disponer de esta posibilidad en sistemas muy completos y versátiles puesto que permite simular con más precisión las propiedades de determinados instrumentos. El *retardo de ataque* es, por lo general, completamente ajustable entre unos pocos milisegundos y varios segundos. Es obvio que un generador de envolvente con retardo de ataque debe ser utilizado en asociación con otros generadores de envolvente formando la configuración que se conoce como "banco de generadores de envolvente de ataques complejos".

MEZCLADORES

La definición fundamental de mezclador es la de un dispositivo que permite la combinación de una serie de señales en cualquier proporción con objeto de obtener una señal compuesta reflejo de aquéllas.

En música electrónica se precisa en repetidas ocasiones un mezclador que permita la confección de estructuras tímbricas complejas por combinación de otras menos complejas. Otras de sus funciones son la distribución de grupos de señales en dos o más canales con objeto de efectuar modulaciones de situación, grabaciones multipista o amplificación multicanal.

Los mezcladores de audio convencionales difieren, de los que usualmente se incorporan en los sintetizadores para música electrónica, en aspectos tales como que manejan señales de mayor nivel que los primeros, en que generalmente están acoplados directamente con objeto de que sirvan indistintamente para mezclar señales de audiofrecuencia o tensiones de variación lenta (señales de control). Asimismo se les encomienda otras funciones como es la inversión de polaridad y, por tanto, de fase, como atenuadores, y en algunos casos como preamplificadores de señales exteriores al sintetizador.

La circuitería involucrada en éstos son básicamente sumadores analógicos montados alrededor de algún tipo de amplificador operacional.

OSCILADORES DE MODULACIÓN

Resulta muy interesante disponer de una fuente de señal de control que permita efectuar las clásicas funciones de modificación como vibratos, trémolos, modulación de timbre, en anillo, PWM o controles como disparos de generadores de envolvente, generación de órdenes de muestreo en los Sample & Hold, avance de secuenciadores, etc.

Los osciladores de modulación no se utilizan como fuente de señales de audio puesto que poseen, por lo general, gamas de frecuencia extremadamente bajas y no son controlables por tensión; su clasificación en orden a sus aplicaciones caen de lleno en la de los controladores.

En algunos sintetizadores comerciales prevalece el criterio de utilizar uno de los VCO sintonizados a gamas bajas como fuente de señal de modulación. Esto es en realidad un despilfarro de posibilidades, puesto que el coste y la precisión exigidas a un VCO destinado a la producción de tonos musicales, no son en absoluto necesarios en un oscilador de modulación; además, si a un equipo pequeño tipo MINI-MOOG o VCS3 se le priva de uno de los tres *únicos* osciladores que posee, la capacidad de generar distintas texturas tímbricas simultáneamente se ve considerablemente disminuida y esto constituye un punto de reflexión para el diseñador a la hora de elegir entre el compromiso número de unidades-coste global.

Las gamas de frecuencia que deben presentar son del orden de 0,01 Hz a 10 Hz o más, con número de formas de onda disponibles suficientemente elevado para que la operación de modular y controlar sea lo más versátil posible. Típicamente un oscilador de modulación (LFO) completo debe entregar señales triangulares, senoidales, cuadradas, dientes de sierra ascendentes y descendentes y rectangulares de simetría variable.

El número de LFO que deben equipar un sintetizador se estima en 1 para trabajos corrientes de ejecución musical, 2 para trabajos muy completos, variados y de investigación y 2 ó 3 asociados a un mezclador que permite combinar sus salidas para sintetizadores con muchas posibilidades simultáneas de modulación de difícil descripción. En el capítulo 5.º se describe uno de estos osciladores con todas las posibilidades enumeradas.

SECUENCIADORES

El secuenciador es un generador de señales de control de extremada versatilidad (probablemente el que más tiene) que produce una serie ordenada de tensiones ajustables de forma predeterminada y en secuencia cíclica (si no se desea lo contrario).

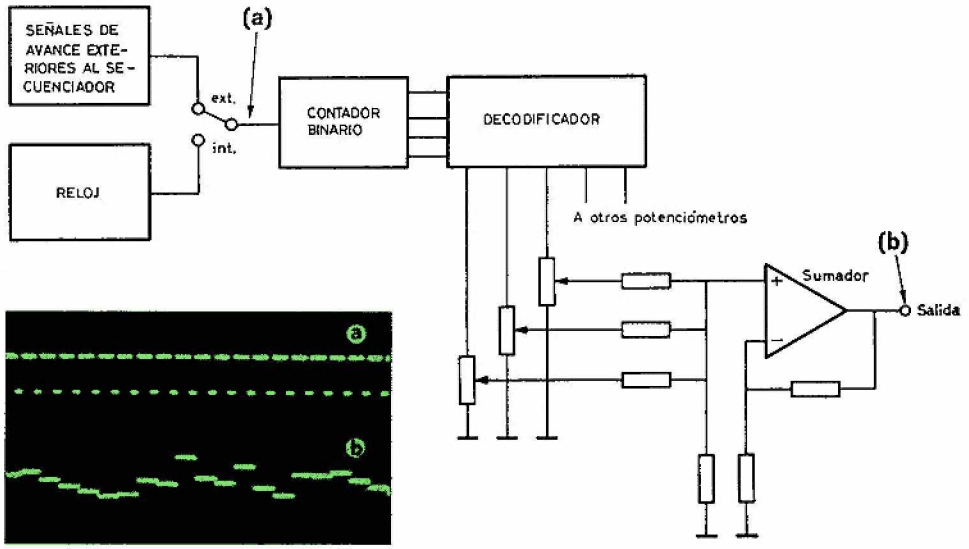


Fig. 4.62 Bloques del secuenciador y formas de onda asociadas.

El número de aplicaciones del secuenciador es prácticamente ilimitado. Se trata de un elemento cuya utilización por parte de los compositores es relativamente reciente y su potencial creativo no está totalmente desarrollado.

Técnicamente existen diversos métodos para la realización de un secuenciador; principalmente se utilizan métodos digitales para la función básica del secuenciador, que es la del conteo. La figura 4.62 muestra los bloques fundamentales que todo secuenciador con corazón digital posee.

El reloj es un oscilador especializado que se encarga de generar impulsos de frecuencia variable (en ocasiones controlada por tensión) cuya misión es la de avanzar pasos en el contador digital.

El contador propiamente dicho es una forma de registro de desplazamiento o contador binario que entrega las palabras correspondientes a cada número decimal que define una posición del secuenciador.

Estas palabras binarias se convierten en equivalentes a unidades decimales mediante un decodificador. En la salida de este último se disponen sendos potenciómetros, tantos como etapas tenga el secuenciador, y tantos por etapa como

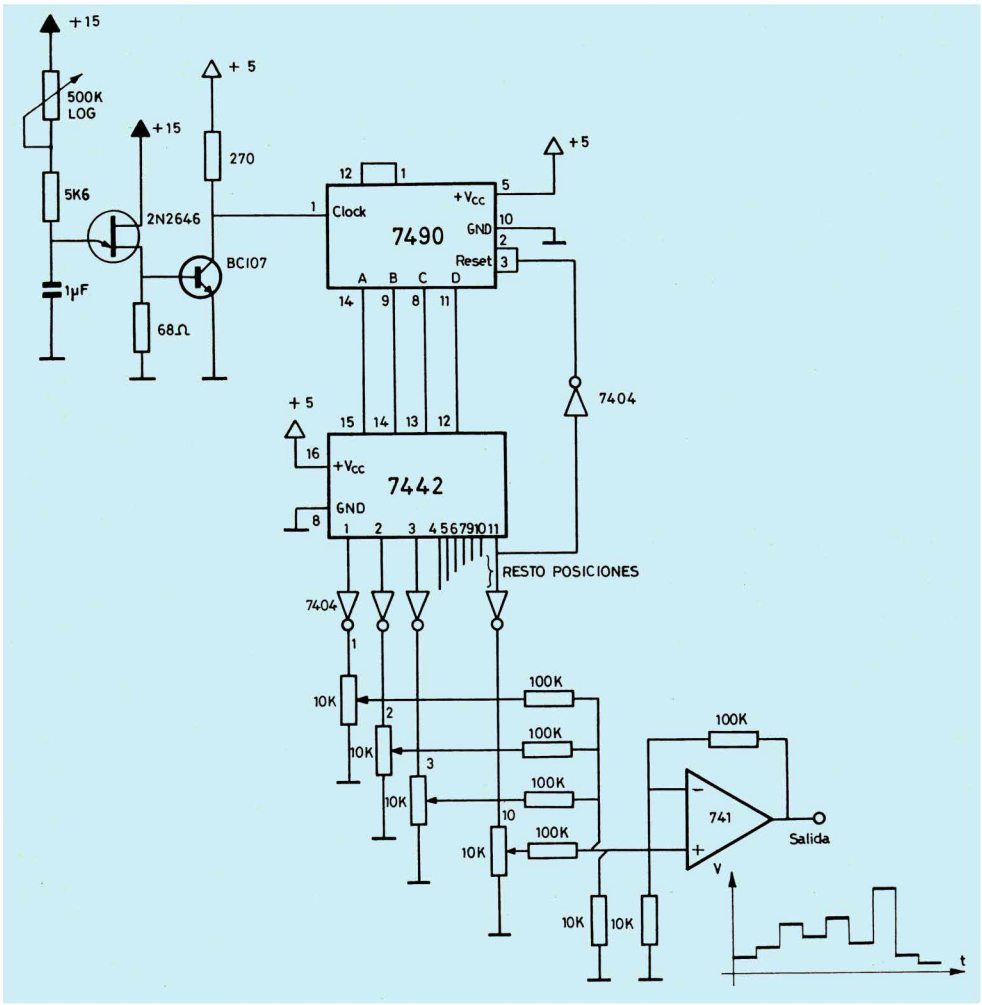


Fig. 4.63 Secuenciador simple.

canales de control independiente con que se haya dotado al secuenciador. Finalmente, los valores de tensión presentes en los cursores de los potenciómetros son sumados mediante alguna forma de circuito adicionador analógico para su posterior empleo como señal de control.

El circuito de la figura 4.63 constituye la base elemental del que se presenta en el capítulo 5.º Su construcción y ensayo puede resultar muy instructivo para quienes deseen experimentar las posibilidades de estos circuitos.

La utilización del secuenciador en la composición musical es una tarea de difícil enumeración. Fundamentalmente, los secuenciadores se vienen utilizando

para una de las más peculiares operaciones, que es la de conectar su salida de tensión a la entrada de control de uno o más VCO; el resultado es el de una melodía que se repite incansablemente y predeterminada por el ajuste de los potenciómetros, los cuales definen cada tono individual que se va sucediendo. Las posibilidades de un secuenciador son mayores que la de producir simplemente una cadencia *obstinato* de tonos musicales.

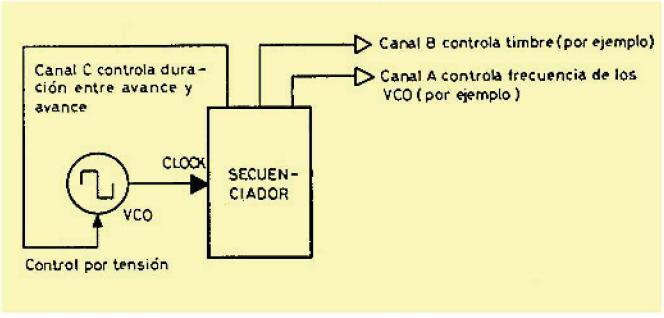


Fig. 4.64 Ejemplo de conexión del secuenciador para obtener distintas duraciones entre pasos.

La duración individual de cada tono puede ajustarse a condición de que el reloj sea controlado por tensión y el secuenciador entregue más de un canal de salida de tensiones. Mediante una configuración como la de la figura 4.64, la frecuencia de repetición de los impulsos de avance son una función de la tensión que le suministra el canal C. Así, a cada paso del secuenciador la tensión suministrada es distinta y la cadencia entre avances sucesivos es evidente, será una función del nivel de tensión entregada individualmente.

Con secuenciadores de más de un canal de salida de tensión se pueden controlar asimismo más de un parámetro musical, así es que junto con el control de la frecuencia de los VCO, definimos el *tono;* mediante otro canal la duración de las notas o el *tempo* y con el tercer canal podemos controlar algún tipo de modificador dinámico de la estructura armónica (como un desplazador de frecuencia o un filtro controlado por tensión), es decir, del timbre.

Como vimos en el capítulo 3.°, "*Métodos de procesado y tratamiento*" *(síntesis digital)* también se puede utilizar el secuenciador para generar tonos de audio, en los que cada armónico puede controlarse individualmente en amplitud. La frecuencia del reloj debe aumentarse considerablemente, de forma que una secuencia completa ocupe tan sólo el tiempo de un ciclo del tono de audio a generar. Esto debe tenerse en cuenta a la hora del diseño de un secuenciador que esté previsto para la operación a altas velocidades de avance, cuidando el proyecto del circuito impreso, el desacoplo individual de cada circuito integrado (especialmente empleando tecnología TTL) y las capacidades parásitas del cableado, etc.

Muchos de los secuenciadores comerciales están ya preparados para esta forma de operación y no presentan ninguna dificultad de funcionamiento, si bien los fabricantes suelen especificar la máxima velocidad de avance. El reloj exterior que se utiliza para esta operación puede ser perfectamente un VCO capaz de oscilar a frecuencias elevadas.

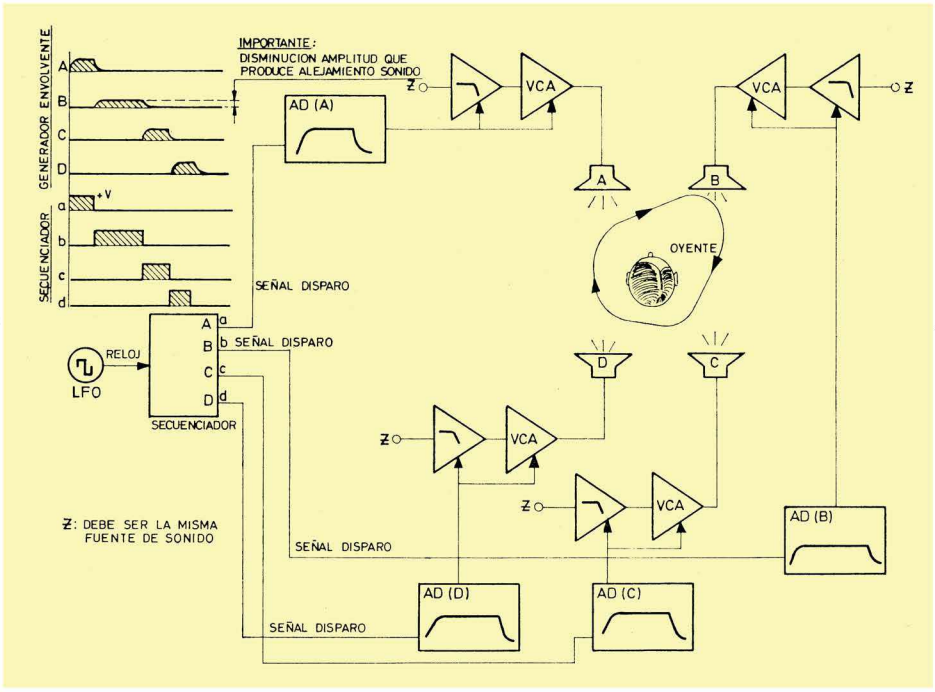


Fig. 4.65 Configuración para la producción de una modulación de timbre y espacial simultánea. Se emplea un secuenciador de cuatro pasos. Las señales de disparo para los generadores de envolvente se obtienen directamente de las salidas de los inversores (fig. 4.63) 7404. Si hacemos todas las envolventes iguales, obtendremos una moción de tipo circular que situará la fuente de sonido Z en cada canal independientemente y con una duración igual a la de cada paso del secuenciador. Si se extiende la duración de una de las cuatro envolventes y disminuimos su amplitud, la impresión obtenida será la de una órbita sonora elongada, éste es el caso ilustrado en la figura. Efectuando ensayos, alterando los tiempos de cada envolvente, ataque-duración-decaimiento así como la velocidad misma de avance del secuenciador, pueden obtenerse imágenes sonoras espaciales de muy variados efectos.

Un secuenciador como el presentado en el capítulo 5.º (y he aquí otra aplicación) puede ser utilizado para disparar secuencialmente un banco de generadores de envolvente también como los del capítulo 5.º. Esta configuración, mostrada en la figura 4.65 puede controlar multitud de parámetros; en este caso concreto se efectúa una modulación de situación y de timbre simultáneas sobre un sistema de amplificación de cuatro canales independientes.

MUESTRA Y ALMACENAMIENTO (SAMPLE & HOLD, S & H)

Esta unidad, constituye un dispositivo de alteración de formas de onda, aplicándose las formas resultantes invariablemente como señales de control de diversos parámetros del sintetizador.

Permite crear efectos de gran similitud en muchos aspectos a los del secuenciador.

El dispositivo efectúa un troceado de la señal de entrada en escalones discretos, mediante la captura de valores de tensión instantáneos de dicha señal y el almacenamiento de éstos. La figura 4.66 muestra el principio de funcionamiento de este sistema. El interruptor analógico controlado por tensión SW1 se cierra por un breve instante, al que se denomina *orden de toma de muestra,* y entonces aparece en C el valor instantáneo correspondiente al momento en que se halla la rampa descendente del diente de sierra que hemos utilizado como ejemplo de señal de entrada.

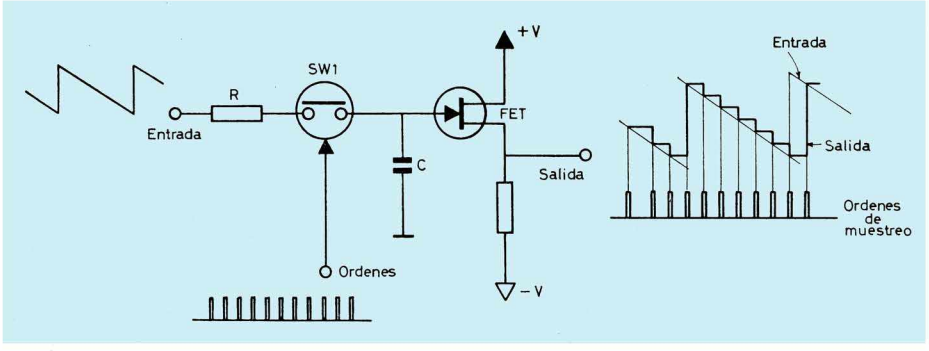


Fig. 4.46 Principio funcional del Sample & Hold.

Al abrirse SW1, en C queda memorizado este último valor de tensión hasta la llegada de una nueva orden de muestreo. El FET constituye un seguidor de tensión de elevadísima impedancia de entrada, que monitoriza la tensión en C y hace posible su salida sobre una baja impedancia. Este circuito constituye una verdadera memoria analógica. La velocidad de carga del condensador de almacenamiento C, depende de la resistencia de salida de la fuente de señal designada R. Si ésta es baja y el tiempo de toma es largo, a la salida del separador aparecerá la secuencia de tensiones instantáneas correspondientes con exactitud a los valores instantáneos de la señal de entrada. En otras palabras, presentará una buena linealidad con respecto a la señal de entrada, pero si la resistencia de salida es elevada y los tiempos de la orden de muestreo (que generalmente se producen mediante un monoestable) son excesivamente cortos, se producirá un error de linealidad desde el punto de vista eléctrico. Esto quizá no tenga demasiada importancia, puesto que desde el punto de vista del resultado musical no altera la calidad de los resultados. Esto es lo que precisamente se persigue en los S & H que incorporan algún dispositivo de limitación *slew* como el presentado en el capítulo 5.º

Comúnmente el S & H se utiliza para generar secuencias de carácter periódico o aleatorio, cuya tensión, aplicada a un VCO, produce una forma elemental de melodía a su salida. Esta melodía puede, por tanto, ser hecha aleatoria o estar

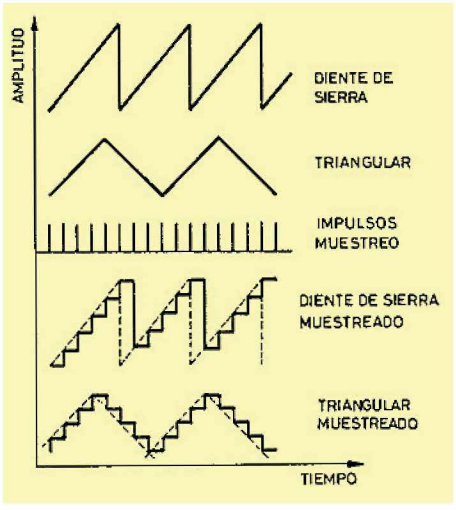


Fig. 4.66A Gráfico operacional del S & H (muestreo y almacenamiento).

periódicamente relacionada. En el gráfico de la figura 4.66*A* vemos el efecto del muestreo de un diente de sierra y de una señal triangular. En ambos casos, aplicadas como señal de control a un VCO producirán una escala ordenada de notas o arpegio, pero si a la entrada del S & H aplicamos deliberadamente una señal cuya sucesión de valores instantáneos sea completamente imprevisible (caso del ruido blanco), el resultado será el de una secuencia de tensiones aleatoriamente cambiantes que en el VCO producirán una melodía cuyas notas serán del todo imprevisibles aunque con la sucesión de ellas periódica (figura 4.67). Si lo que se pretende es destruir incluso esta periodicidad en la sucesión de notas de dicha me-

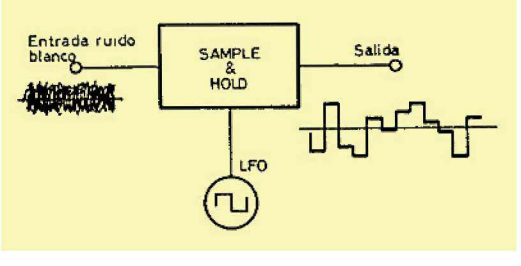


Fig. 4.67

lodía aleatoria, las órdenes de muestreo deberán ser también de naturaleza aleatoria lo cual puede obtenerse con la configuración de la figura 4.67*A*, en la que se emplea un comparador que produce una orden de muestreo cada vez que algún pico de señal aleatoria supere el nivel prefijado mediante la tensión de referencia. Nótese que la cadencia de muestreo estará directamente relacionada con este nivel de referencia.

Las cadencias rápidas de muestreo — aleatorias o no — entre los 5 Hz y 15 Hz, aplicadas al control de un VCO sintonizado en el extremo superior de frecuencia (entre 8 y 12.000 Hz), producen interesantes texturas parecidas al ta-

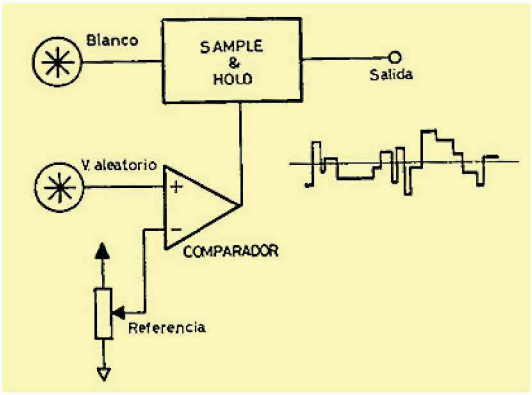


Fig. 4.67 Configuración para obtener secuencias de voltajes con un tempo aleatorio.

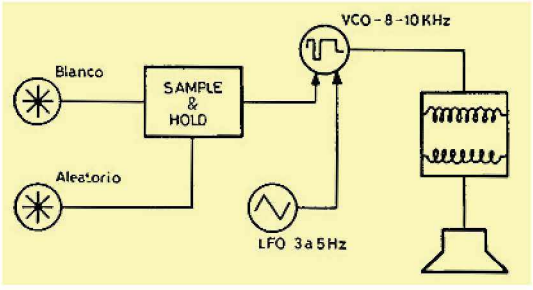


Fig. 4.68 Campanillas de cristal.

ñer de un grupo de campanillas de cristal. Se sugiere ensayar la programación de la figura 4.68.

Otra de las interesantes experiencias realizadas con un S & H es la de descomponer la tensión de control que entrega un generador de envolvente en escalas de peldaños discretos, para aplicarlos posteriormente al control dinámico de otras características del sonido, como son típicamente el timbre y la intensidad. En el caso ilustrado en la figura 4.69 se imprimirá al sonido un carácter harto interesante que añadir a la lista de efectos especiales que venimos describiendo en estas páginas. En el caso del control de un filtro, mediante la programación vista en 4.67, el resultado será el de unos cambios espontáneos en el timbre.

Finalmente, otra aplicación más para el Sample & Hold, destinada esta vez a la producción de un efecto muy poco común incluso en el ámbito musical-electrónico. En este programa (figura 4.70) la secuencia de tonos que engendra el

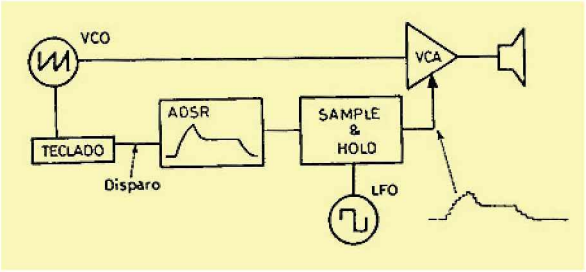


Fig. 4.69 Una interesante configuración para darle una vuelta de tuerca adicional a una envolvente ADSR lenta. Si la frecuencia del LFO se controla desde el teclado (VCO en modo LFO), y el S&H controla un VCF, los efectos obtenibles son bastante inéditos.

VCO poseerá una cierta afinidad con el nivel de señal introducida en la entrada del S & H así como la intensidad, que será una función de la expresión misma con que se articulan las palabras ante el micrófono. Este programa ha sido desarrollado fundamentalmente con la idea de producir efectos especiales a partir de la voz, aunque no existe inconveniente alguno en que sean ensayadas otras fuentes de sonido procedentes de algún instrumento, o bien, grabadas de antemano.

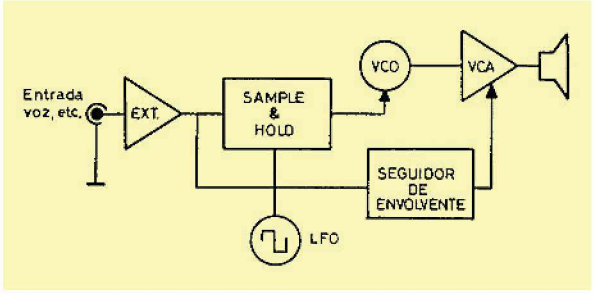


Fig. 4.70 Efectos especiales en afinidad con la voz u otros sonidos.

SEGUIDOR DE ENVOLVENTE

Este dispositivo, también conocido como extractor de envolventes, es una unidad que produce una tensión proporcional al valor instantáneo de amplitud de una señal de audio.

Básicamente consiste en un rectificador de precisión que detecta la amplitud de la señal alterna de entrada y la convierte en una tensión continua. El principio de funcionamiento de éste puede deducirse del circuito de la figura 4.71.

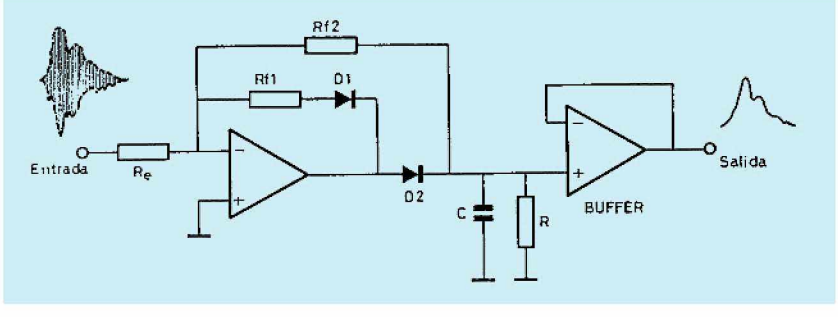


Fig. 4.71 Rectificador y filtrado de precisión aplicado a la extracción de envolvente.

La caída de tensión que presenta un diodo de silicio polarizado directamente en cualquier montaje rectificador es del orden de 0,7 V, lo que limita singularmente la precisión de un montaje de esta índole, siendo ello la causa de la existencia de una zona muerta, de 1 V aproximadamente, que se pierde. La técnica operacional viene a salvar este inconveniente mediante la aplicación de la circuitería adecuada a uno de los más simples métodos concebibles para la operación que nos ocupa.

Cuando la tensión a la entrada del operacional IC1 se eleva hacia positivo, la salida de éste se dirige a negativa en virtud de la propiedad inversora de este montaje, siendo la ganancia del operacional igual a la ganancia en bucle abierto mientras no se alcance el umbral de conducción de D1 (D2 permanece bloqueado), por tanto, la tensión a la entrada que hará conductor a D1 será igual a 0,7/ganancia en bucle abierto. Supongamos que el operacional usado como rectificador de precisión es uno del tipo 741, que presenta una ganancia en bucle abierto típica de 200.000 para una excursión de tensión a la salida de ± 10 V. La tensión precisa en la entrada para que el diodo D1 se haga conductor será $0{,}7/G_o = 0{,}7/200.000 = 3{,}5 \times 10^{-6} = 3{,}5$ μV. A partir de esta tensión, el bucle de realimentación R_{f1} entra en función y la ganancia del conjunto será R_f/R_e comportándose como un clásico amplificador inversor. Entretanto D2 sigue bloqueado, puesto que trabajamos en el semiciclo positivo, pero cuando la señal pasa por cero, aparecerá en la salida la semionda de la señal de entrada con una zona muerta de tan sólo 3,5 μV, lo que es casi perfecto.

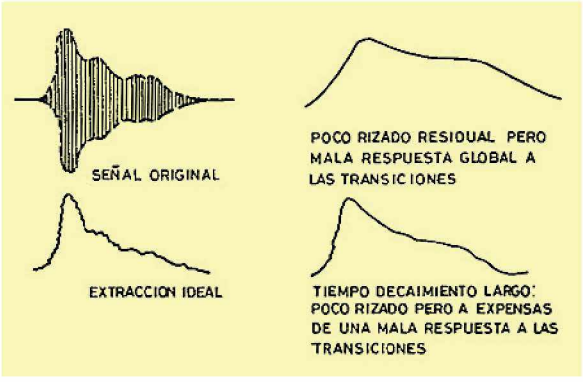


Fig. 4.72 Consideraciones sobre la extracción de envolvente.

La función de C y R es la de reducir el rizado o señal componente alterna sobrepuesta al nivel de continua. La elección de tales componentes significan un compromiso entre la rapidez de respuesta a señales con transiciones rápidas y el factor de rizado. Los buenos extractores de envolvente suelen tener la posibilidad de selección de diversas constantes de tiempo de la red de filtrado, con objeto de permitir la cómoda adaptación a cualquier tipo de señal de entrada y poder regular óptimamente dicha relación rizado/respuesta.

En la figura 4.72 vemos varios ejemplos en los que un extractor de envolvente puede responder con respecto a las transiciones de la señal de entrada.

En lo concerniente a las aplicaciones hay que precisar que este elemento se desarrolló fundamentalmente para extraer la envolvente de la instrumentación convencional o voces y aplicarla como control dinámico de la intensidad, timbre e incluso de la frecuencia de los VCO con objeto de imprimir control a sonidos generados electrónicamente mediante instrumentos clásicos. En el capítulo 5.°, y junto con la descripción de una eficiente unidad de extracción, se sugieren tres formas distintas de empleo de este dispositivo.

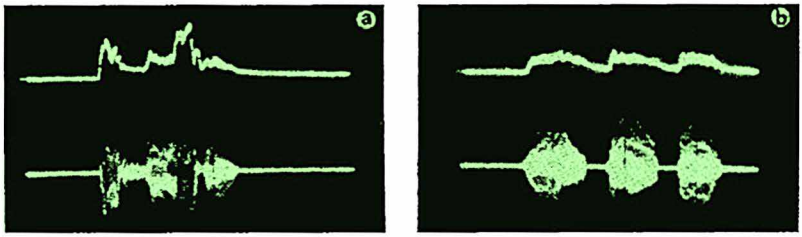
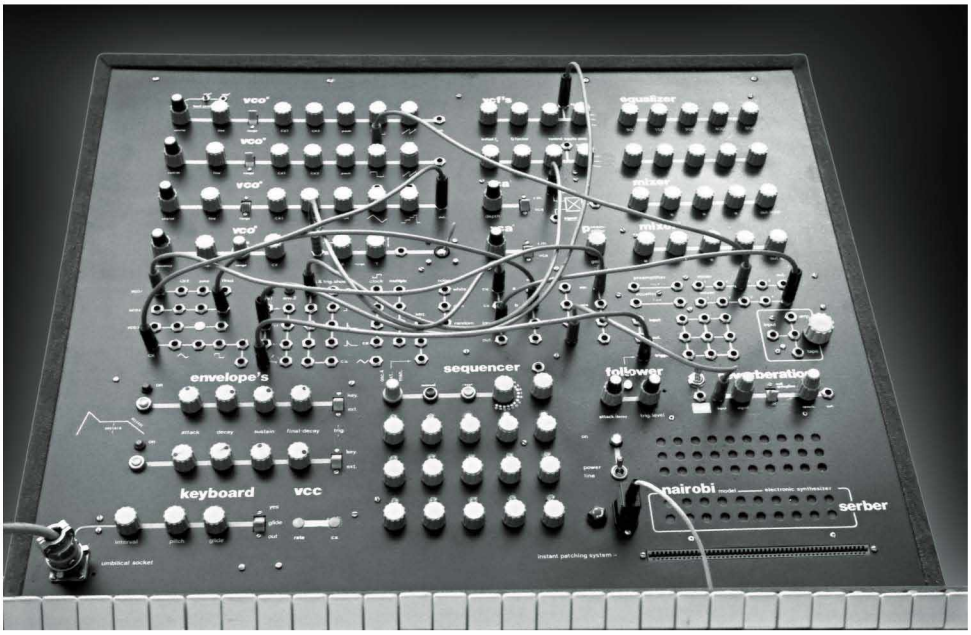


Fig. 4.73 En (*a*) [arriba] extracción de envolvente de la palabra Barcelona. [Abajo] palabra Barcelona. En (*b*) [arriba] extracción de envolvente de la palabra Autobahn. [Abajo] palabra Autobahn.

En las fotografías de los oscilogramas reproducidos en la figura 4.73 se muestran dos ejemplos del aspecto que toma una extracción de envolvente. En la parte superior de éstas se ven las extracciones correspondientes a las palabras Barcelona y Autobahn.



Antes de entrar en el Capítulo 5, me he permitido rescatar esta imagen del **SINTETIZADOR NAIROBI**, cuya construcción comenzó hacia 1973. En sus entrañas existieron de verdad los circuitos que se presentan en las siguientes páginas.

Durante años fué una especie de criatura en constante mutación a la que, tan pronto se le trasplantaba un nuevo filtro VCF, como se le injertaba otra placa con un ensayo alternativo para los RESONADORES, o un MODULADOR EN ANILLO con un chip recién aparecido.

También quiero apuntar que, algunos de los circuitos que aparecen en CONSTRUCCIÓN DE UNIDADES MODULARES PARA MÚSICA ELECTRÓNICA, hoy en 2011, han quedado tecnológicamente desfasados y sólo deberían contemplarse por el valor histórico de cómo se diseñaban los sintes hace 35 años.

CAPÍTULO 5

CONSTRUCCION DE UNIDADES MODULARES PARA MUSICA ELECTRONICA

En este capítulo se facilitan datos concernientes al método de diseño de las funciones modulares más importantes que intervienen en la construcción de una unidad completa de síntesis para la generación, tratamiento y control del sonido electrónico.

CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE EL SISTEMA MODULAR

La concepción más deseable desde todo punto de vista es la modular. Una larga serie de cualidades defienden este criterio de agrupación de circuitos electrónicos organizados funcionalmente. Desde el punto de vista de la construcción, un sistema modular permite la expansión progresiva en la medida en que el músico va planteando nuevas necesidades en conjunción, casi siempre, con sus propios progresos con esta técnica de expresión musical.

Desde el punto de vista del servicio, la sustitución de una parte defectuosa se convierte en una simple operación que puede ser efectuada incluso en circunstancias poco favorables, como durante la preparación de una obra musical fuera del estudio o en una actuación en directo. Lo mismo es válido si se desea efectuar la sustitución de algún módulo específico por otro más actualizado o eficiente que el primitivo.

La selección del número de módulos, así como la variedad, constituye un asunto de difícil decisión por lo poco generalizable que es esta operación. La elección de una colección inicial de unidades puede efectuarse después del examen de las que incorporan los equipos comerciales de distintos grados de complejidad, aunque en general y como punto de partida, un generador de envolvente o dos, dos VCO, un VCA, un VCF, un generador de ruidos y un controlador tipo teclado, permiten efectuar un buen número de experimentos de gran interés para el re-

ción incorporado al campo de la música electrónica. Las expansiones futuras de este equipo elemental están directamente relacionadas con las necesidades de organización del método de trabajo musical de cada uno y por las posibilidades puramente pecuniarias.

Existen, por otra parte, lo que podríamos llamar *reglas de obligado cumplimiento* con respecto al alambrado de un sintetizador, que deben ser observadas cuidadosamente si se desea que el equipo trabaje de modo satisfactorio.

En primer lugar es esencial que todas las señales de audio y de control estén referidas a cero voltios, lo que significa que la red de puestas a masa debe estar cuidadosamente estudiada. Las carcasas de los potenciómetros de un grupo perteneciente a un módulo deben estar unidas eléctricamente mediante malla de puesta a masa y conectada a la masa del circuito impreso que contiene la unidad funcional. Lo mismo reza para un grupo de jacks (si es que se adopta este método de programación) pertenecientes a un mismo módulo. La alimentación de estos últimos deberá efectuarse mediante algún tipo de manguera de conexiones que les suministren las tensiones de trabajo directamente desde la fuente de alimentación y jamás a través de otro módulo, puesto que las componentes alternas se introducirían por toda la red de cableado y se presentarían problemas de más o menos gravedad que es mejor eliminar ya desde la concepción original de un sistema. Estas precauciones deben observarse incluso si la fuente de alimentación presenta un excelente factor de regulación y buen rechazo del rizado, consideraciones asimismo de vital importancia.

No es necesario que el cableado que transporta señales de audio o de control esté apantallado; los niveles de tensión así como las impedancias de entrada (100 kilohmios) y de salida (1 kΩ) hacen innecesaria esta medida.

Muchos de los circuitos usados en el sintetizador son francamente críticos y pueden funcionar mal a consecuencia de las trazas de resina que queda entre las pistas del circuito impreso tras de la operación de soldadura. Entre tales circuitos están incluidos los de muestra y almacenamiento, los VCO, los del teclado, etc. La resina que contiene el estaño utilizado puede fácilmente puentear las pistas del circuito impreso sirviendo a modo de caminos de fuga entre dichas pistas. Ello puede provocar la deriva de la tensión memorizada en las memorias analógicas o puede ser causa de no linealidades en los VCO, VCA y VCF. Para eliminar la resina, utilice algún tipo de disolvente que sea muy volátil — como el tetracloruro de carbono — para limpiar y extraer las trazas de resina una vez montado el circuito. También es conveniente barnizar con spray plástico todo el circuito una vez terminado y verificado. Esto previene posibles problemas debido a la humedad o suciedad depositada sobre las placas.

COMPONENTES PASIVOS

Es importante hacer reseña de la importancia que debe atribuírsele a los componentes pasivos utilizados en los diseños que se citan a continuación. Su calidad y selección es decisiva en el rendimiento y precisión de algunos de los módulos.

Si bien es cierto — tal y como se verá — que el termostato del convertidor exponencial del VCO se halla dispuesto para compensar la etapa de conversión exponencial, no es menos cierto que no puede hacerlo con el oscilador entero. Sin la ayuda del termostato o de un adecuado sistema de compensación de la temperatura, la frecuencia del oscilador derivaría continuamente haciendo imposible o poco menos que inútil el servicio de éste. Sin embargo y dado que nada existe que posea características ideales y que de todas las causas de deriva en componentes la que más concierne directamente al equipo musical electrónico es la temperatura, como ya se ha repetido en varias ocasiones, la cuestión está en eliminar o minimizar en lo posible la dependencia de los componentes pasivos a tales variaciones puesto que también ellos son sensibles a la temperatura.

Los dos componentes pasivos más comunes empleados en la circuitería de los módulos para música electrónica son la resistencia y el condensador. En electrónica de consumo los más empleados habitualmente son de los tipos de carbón y cerámicos, respectivamente. Aunque lógicamente los circuitos aquí presentados también trabajarían con estos componentes ordinarios a condición única de que sus valores y características eléctricas sean los correctos, no es menos cierto, sin embargo, que en un planteo serio del trabajo de montaje y diseño, se precisan componentes de prestaciones superiores para obtener una mejor estabilidad y rendimiento del sistema.

Cuando decimos que es preciso utilizar mejores tipos de resistencias, el requerimiento puede estar referido a dos conceptos, o mayor precisión sobre el valor absoluto (la tolerancia) o de mayor estabilidad térmica (el coeficiente de temperatura). La elección final recae siempre sobre las resistencias conocidas como de película metálica, cuya necesidad es absoluta en el caso de las entradas de control de 1 V/octava. Las resistencias de metal film (MF) están concebidas para aquellas aplicaciones donde se precisa una alta estabilidad de valor resistivo absoluto y un coeficiente de temperatura bajo. Típicamente una resistencia MF tiene un coeficiente de temperatura (TC) de 50 a 100 ppm/°C (partes por millón sobre grado centígrado) para los tipos del 1 % de tolerancia y de unas 200 ppm/°C en las del 2 %, frente a unos 500 o más ppm/°C de las de película de carbón. En cambio una resistencia compensadora de temperatura como la utilizada en el convertidor exponencial del filtro/oscilador presentado más adelante tiene lo que podríamos llamar una muy mala estabilidad en temperatura: 3500 ppm/°C. Sin embargo, esta falta de estabilidad se utiliza para compensar un efecto inverso en el convertidor exponencial. Si no se dispone de esta resistencia al realizar el montaje, puede ser sustituida por otra del mismo valor (2 kΩ), pero en este caso *de carbón.*

En lo referido a los condensadores utilizados en determinadas partes de los circuitos, los que probablemente se muestran más críticos son los de almacenamiento de tensión en los Sample & Hold, los de memorización de la tensión de teclado, los determinantes de la frecuencia de corte en los filtros y en el integrador del oscilador controlado por tensión.

Estos condensadores deben ser de poliestireno, policarbonato o similares para minimizar la corriente de fugas de dieléctrico y para una alta estabilidad térmica

de la capacidad. Definitivamente no deben emplearse los cerámicos ni los de papel. Como ilustración de los efectos adversòs de emplear condensadores de los últimos tipos mencionados, hay que señalar que el de 0,0047 μF del integrador que forma parte del oscilador que se ve más adelante, constituye un punto de tal vulnerabilidad que si se dispone uno del tipo cerámico, tan sólo tocándolo con los dedos y debido al calor que desprenden éstos, puede producirse un desplazamiento sustancial de la frecuencia de trabajo a la que se halle el VCO, esto es especialmente detectable a frecuencias del orden de 4000 Hz.

Las resistencias de 100 kΩ que en el nodo de suma de los osciladores y filtro se indican "aparejadas al 0,1 %" deberán escogerse de una partida de 100 kΩ (1 %) en origen y con la ayuda de un óhmetro digital seleccionarlas para que su valor absoluto sean 100.000 ohmios, ± 100 ohmios (0,1 %), es decir, las comprendidas entre 99.900 ohmios y 100.100 ohmios estarán incluidas en el 0,1 % de precisión. Este aparejamiento es preciso para que el seguimiento de un grupo de osciladores frente a un cambio de la tensión de control produzca en los mismos un cambio de frecuencia sin desviaciones notables del valor esperable de esta última y manteniendo las relaciones de frecuencia entre ellos libres de las molestas frecuencias de batido.

BANCO DE OSCILADORES CONTROLADOS POR TENSIÓN

Existen pocas áreas del diseño de circuitería para música electrónica que hayan recibido tanta atención como la dispensada a los osciladores controlados por tensión (VCO), módulo clave del sintetizador, debido a que además de ser la principal fuente de sonido sintetizado, el oído humano es mucho más sensible a las variaciones de frecuencia que a cualquier otro parámetro del sonido. Típicamente un oído educado detecta variaciones del orden del 0,1 % con respecto a un tono dado mientras que las variaciones mínimas de amplitud detectables son del orden del 10 %.

Las características que presenta el VCO de la figura 5.1 le hacen merecedor del calificativo grado profesional, puesto que puede equipararse con más de uno de los existentes en los modelos más populares de sintetizadores comerciales. Los resultados están garantizados a condición de que el montaje esté efectuado con sumo cuidado y de que la selección de componentes haya sido rigurosa. En general no se recomienda la construcción de ninguna de las unidades que se describen en estas páginas a quienes no dispongan para el calibrado de los módulos de, por lo menos, un voltímetro digital que efectúe lecturas con precisión y repetibilidad (para el apareamiento de resistencias), un osciloscopio, y a ser posible un frecuencímetro digital. Sin los dos primeros es virtualmente imposible efectuar el ajuste que es precisa para su correcto funcionamiento.

El criterio de diseño que guió el que aquí se presenta se orientó hacia la prestación, como mínimo, de las siguientes características:

1. Respuesta exponencial normalizada a 1 V/octava con precisión suficiente para cubrir en forma correcta la gama de frecuencias de la instrumentación convencional. Ya se vio en el capítulo 4 y en el apartado que hace referencia

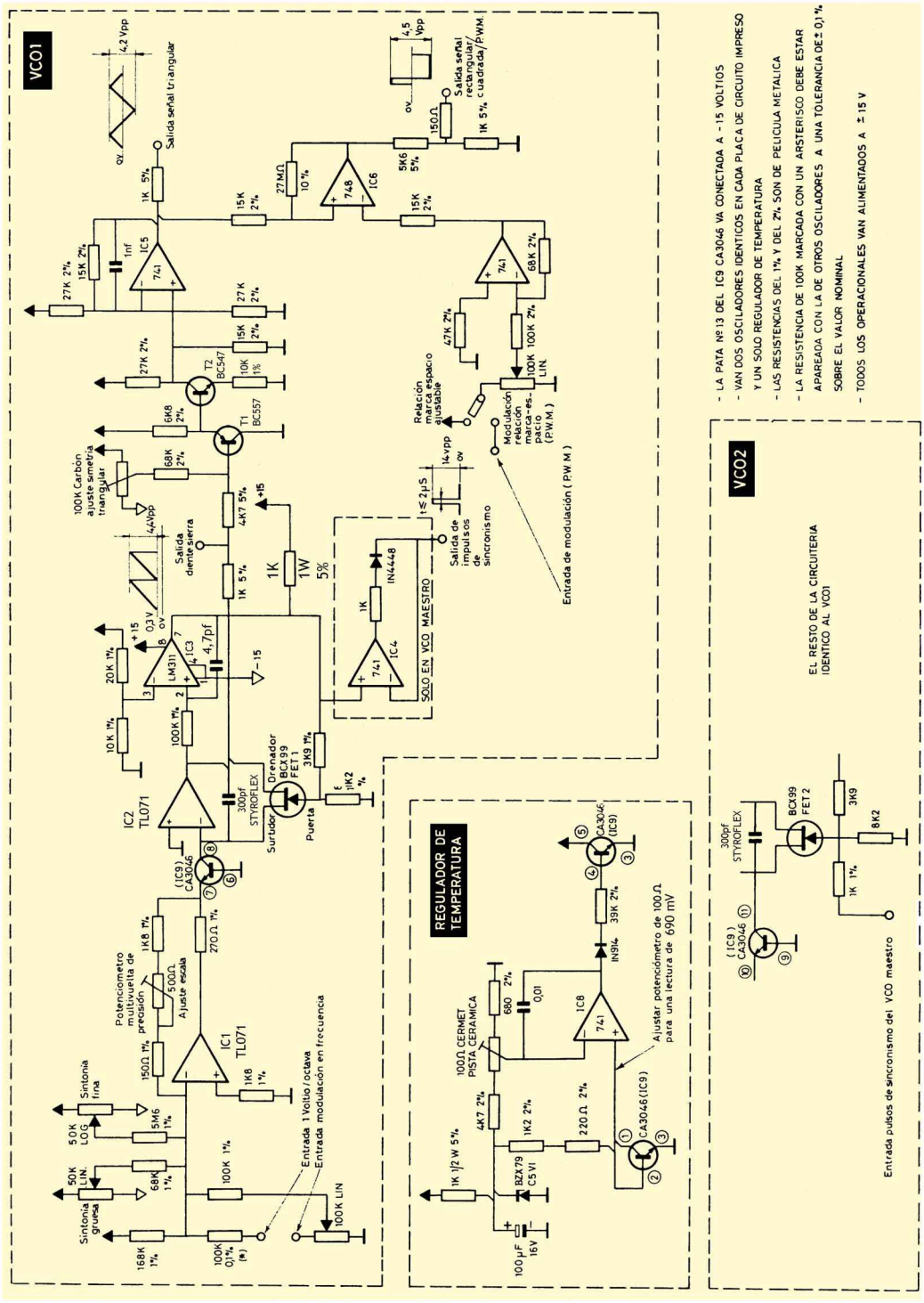


Fig 5.1 Banco de Osciladores VCO estabilizados en temperatura mediante array de transistores controlado termostáticamente. (Diseño de 1976)

a los convertidores exponenciales las ventajas de este modo de respuesta.
2. Estabilidad de la frecuencia de sintonía y de la escala frente a las variaciones de temperatura ambiental donde se halle el sintetizador en funcionamiento.
3. Gama de frecuencias lo más amplia posible cubriendo sobradamente la banda audible completa mediante control por barrido de tensión y no por conmutador selector de gamas.
4. Resistencias — de entrada de control y salida de señales — normalizadas a 100 kΩ y 1 kΩ respectivamente.
5. Capacidad de sincronización con otros osciladores.
6. Variedad de formas de onda disponibles simultáneamente.
7. Entradas de control con atenuador para efectuar modulaciones y/o barridos de la frecuencia de trabajo.

La evaluación de seis osciladores prototipos construidos tras la fase de diseño arrojan el siguiente balance de prestaciones resumidas en el mismo orden que se han planteado las exigencias que deberían satisfacer el diseño.

1. Aplicando 1 voltio de variación en la entrada de control de 1 V/octava se produce un cambio de frecuencia de una octava. La precisión es mayor o igual al 0,27 % entre $\simeq$ 9 Hz y $\simeq$ 5.000 Hz lo que significan más de 9 octavas útiles musicalmente dentro de esta precisión con respecto a la respuesta exponencial ideal. Estos datos se han extraído tomando una serie de lecturas sucesivas de la frecuencia sobre un frecuencímetro FLUKE 1900A y aplicando, una vez sintonizado el oscilador a un valor inicial de 9 Hz, incrementos de 1 voltio $\pm$ 0,02 V a la entrada de control de 1 V/octava.

$V_{control}$	*Lectura teórica de frecuencia*	*Lectura real de frecuencia*	*Relación de frecuencia con respecto de la anterior octava*
	Condiciones iniciales		
+ 1,30 V	9 Hz	9 Hz	
+ 2,30 V	18 Hz	18 Hz	1 : 2,00
+ 3,30 V	36 Hz	36 Hz	1 : 2,00
+ 4,30 V	72 Hz	72 Hz	1 : 2,00
+ 5,30 V	144 Hz	144 Hz	1 : 2,00
+ 6,30 V	288 Hz	288 Hz	1 : 2,00
+ 7,30 V	576 Hz	576 Hz	1 : 2,00
+ 8,30 V	1152 Hz	1150 Hz	1 : 1,998
+ 9,30 V	2304 Hz	2289 Hz	1 : 1,99
+ 10,30 V	4608 Hz	4532 Hz	1 : 1,98
+ 11,30 V	9216 Hz	8946 Hz	1 : 1,974

2. La estabilidad de frecuencia demostrada en seis ensayos de una hora de duración efectuados a distintas frecuencias es mejor que el ± 0,14 %. A modo de orientación de este dato es interesante apuntar que el Mini-MOOG [1] presenta una estabilidad térmica a corto plazo del ± 0,25 % y el Electrocomp 101 del ± 0,1 %, según los datos de sus respectivos fabricantes.

3. La gama de frecuencia absoluta del oscilador que nos ocupa, va desde un ciclo cada 25 segundos — dependiendo este valor del de la capacidad exacta del condensador del integrador — hasta un máximo de 75 kHz (esta última lectura, con una importante alteración de las formas de onda). A 20 kHz las formas de onda mantienen su simetría en forma correcta, sin alteraciones notables de forma de onda o de amplitud.

4. La resistencia de entrada del control principal de tensión (1 V/octava) es de 100 kΩ ±0,1 % dependiendo esta tolerancia de la selección aludida anteriormente en el apartado de componentes pasivos. Las resistencias de salida son de 1 kΩ ± 5 % para las señales diente de sierra y triangular, así como también de 1 kΩ lo es la de la rectangular-cuadrada. Esta última es

$$\frac{5{,}6\ \text{k}\Omega \times 1\ \text{k}\Omega}{5{,}6\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega} = 850 + 150 = 1.000\ \text{ohmios}$$

Estas resistencias de salida permiten que dichas tèrminaciones de señal puedan ser cortocircuitadas a masa sin dañar el amplificador operacional respectivo o que puedan unirse en un jack múltiple varias señales de salida obteniéndose de tal unión una mezcla que comprende la media de las amplitudes de todas ellas. La característica de este método rudimentario de combinar varias señales es que la mezcla resultante se efectúa siempre a los mismos niveles, es decir, 50 % y 50 % si se combinan dos salidas, 33 %, 33 % y 33 % si se combinan tres, 25 %, 25 %, 25 % y 25 % si se combinan cuatro, etc. Por otra parte, la resistencia de salida de una estructura combinada de n salidas desciende a $\frac{1\ \text{k}\Omega}{n}$, donde 1 kΩ es la resistencia de salida y n es el número de salidas combinadas.

5. La sincronización que se ha utilizado es del tipo brusco que obliga a finalizar el ciclo del oscilador esclavo a cada finalización del ciclo del maestro; se mantienen de esta forma la relación del número de ciclos por segundo entre ambos osciladores y por lo tanto la afinación y el apareamiento entre una serie de osciladores. Véase la discusión sobre el método de operación de la sincronización brusca en el capítulo 4, *Osciladores controlados por tensión.*

6. Las formas de onda que de modo simultáneo puede entregar este oscilador son la triangular, el diente de sierra y la rectangular-cuadrada de relación marca-espacio controlable manualmente o por tensión o modulación del ancho del impulso (PWM). La amplitud de todas ellas es de unos 4,5 V p.p. La señal diente de sierra se desarrolla sobre cero voltios hasta unos + 4,5 V y la triangular y la cuadrada efectúan excursiones sobre cero voltios hasta ± 2,25 V.

7. Aunque en el esquema de la figura 5.1 únicamente se muestre una entrada de control para efectuar modulaciones en frecuencia, pueden añadirse cuantas sean

[1] Aquí nos referíamos a los VCO de los mini-MOOGS con número de serie anterior al 10.175. A partir del 10.176, se utilizó el µA726 para el convertidor exponencial, y la estabilidad y el *tracking* se vieron sensiblemente mejorados, aunque hay opiniones en el sentido que, la mayor perfección de los VCO le hizo perder musicalidad al instrumento.

precisas conectando resistencias de 100 kΩ al nodo de suma del operacional sumador de tensiones de control, tipo LM307, junto con potenciómetros de 10 kΩ a 100 kΩ cuyo cursor se halle conectado al otro extremo de dichas resistencias al estilo de la que se halla conectada ya como entrada de control con atenuación según se muestra en dicha figura.

Quedan hasta aquí vistas las prestaciones y características reales de este módulo que será de capital importancia tanto si se emprende la construcción de un sintetizador pequeño con fines experimentales como si el planteo del constructor es el de realizar uno más complejo para la utilización en el campo de la interpretación musical profesional.

Antes de continuar adelante con la explicación paso por paso de la circuitería que constituye este oscilador, veamos primero algunos conceptos que serán útiles durante el abordaje del diseño de cualquier oscilador similar. Cuanto menos, éstos fueron los tenidos en cuenta durante el diseño del presente.

Dada la sensibilidad del transistor del convertidor exponencial a las variaciones de temperatura, es preciso dotarlo de un sistema que lo haga lo más insensible a dicha variable. Una vez escogido el método termostático para mantener constantes las características de dicho transistor se deberá tener en cuenta que la corriente a través del transistor calefactor del chip deberá ser mayor que la suma de las corrientes máximas a través de los transistores que se utilizan para el convertidor propiamente dicho con objeto de prevenir que la disipación de estos últimos no induzcan al conjunto monolítico a quedar fuera de la gama de regulación de temperatura. También debe observarse cuidadosamente la precaución de conectar la patilla 13 del integrado CA3046 a — 15 V ya que desde cada transistor monolítico a sus convecinos existe un posible camino conductor a través del substrato si las uniones PN que aíslan a éstos entre sí se polarizan erróneamente. Para eliminar esta posibilidad dicho substrato se conecta al punto de potencial más negativo del sistema que en el caso que nos ocupa es — 15 voltios, quedando de esta forma todas las uniones intertransistor polarizadas inversamente y por lo tanto aisladas entre sí.

La capacidad del integrador hay que escogerla de forma que se mantenga el siguiente compromiso; debe ser lo suficientemente elevada como para que la gama de frecuencias extrabajas se consiga sin la necesidad de aproximarse demasiado al valor próximo de la corriente de corte de colector I_{CEO} puesto que de lo contrario se producirían inestabilidades en el valor de frecuencia. Por otra parte no puede adoptarse un valor elevado de capacidad ya que el tiempo necesario para descargarlo a cada finalización del ciclo debe ser una fracción pequeña del tiempo total de un ciclo a valores de frecuencia elevada útiles musicalmente. De poner una capacidad muy elevada la resistencia de descarga que viene representada por la del FET entre los electrodos drenador-surtidor haría el proceso muy lento y a medida que suba el valor de frecuencia, esta última va cayendo más y más por debajo de los valores esperados frente a los incrementos de tensión V_{be} aplicados al transistor de conversión exponencial los cuales deben doblar la frecuencia para un ΔV_{be} dado. Tampoco debe hacerse trabajar al transistor en cuestión cerca del extremo superior de corriente máxima de colector puesto que aquí trabajando en configu-

ración de base común lo hace en forma de generador de corriente y el estudio del circuito equivalente del amplificador con base común revela la existencia de una resistencia interna del emisor r_e que sin circuitería de compensación también puede ser causante de errores en el extremo superior de frecuencia como en el caso del tiempo de descarga por la resistencia del FET.

La corriente de polarización del operacional montado como integrador debe ser una fracción muy pequeña de la corriente de carga del condensador (del orden del 1 %) para que no se produzcan errores de la escala a frecuencias bajas en las que la corriente de carga es extremadamente pequeña. Como ejemplo supongamos la frecuencia de 10 Hz; la corriente de carga para obtener esta frecuencia es aproximadamente

$$I = C\left(\frac{dV}{dt}\right); \quad I = 4{,}7 \times 10^{-9} \times \frac{5\ V}{1/10} = 2{,}35 \times 10^{-7}\ A$$

El circuito del oscilador opera del siguiente modo; el operacional IC1, suma, invierte y atenúa las señales de control procedentes de los potenciómetros de sintonía, de la entrada normalizada a 1 V/octava y de la entrada de control atenuada para modulaciones y barridos.

Los incrementos de tensión que deben aplicarse al emisor del transistor de conversión tensión/corriente, según ley exponencial, deben ser negativos puesto que la base de éste se halla conectada a cero voltios y por tanto para establecer una circulación de corriente por la unión base-emisor es preciso aplicar potenciales más negativos en este último electrodo. Dichos incrementos de tensión son del orden de 22 mV (a la temperatura de 50° C a la que se halla el chip) para que la corriente de colector reaccione en cambios de corriente de relación 2 : 1, lo que significa el cambio de frecuencia en octavas en respuesta a incrementos de tensión de progresión lineal.

Dado que la tensión de control es de 1 V/octava y los incrementos útiles para nuestro caso son de 22 mV, será preciso atenuar — que lo que justamente hace IC1 — dotando al operacional sumador de una ganancia de 1.000 mV/22 milivoltios = 0,022 en tensión. La ganancia en tensión de este operacional en cuestión es ajustable con el potenciómetro multivuelta y puede variarse desde 0,0245 como máximo hasta un mínimo de 0,0195. Esto permite aparejar una serie de osciladores de forma que respondan exactamente a 1 V/octava.

La resistencia de 270 ohmios dispuesta a la salida del operacional e incluida en el bucle de realimentación tiene como misión evitar la destrucción del transistor del convertidor exponencial en el caso de que la suma de tensiones de las entradas den un máximo de tensión a la salida del operacional próxima a — 14 V (excursión máxima de la tensión de salida del operacional) con lo cual la corriente será — 14/270 = 0,051 A, un valor prudencial que previene al transistor de tal destrucción.

El IC2 constituye el integrador y se trata de un operacional μA740 de entrada FET cuya corriente de polarización es de unos 200 pA e IC3 es un comparador de tensión de precisión y de gran rapidez cuya misión es hacer conductor al transistor FET1 cada vez que la rampa lineal ascendente a la salida del inte-

grador supera la tensión de referencia (+ 5 V, aplicada a la entrada negativa del comparador de tensión) descargando bruscamente el condensador del integrador y recomenzando cíclicamente el proceso de ascenso de la rampa. El condensador de 47 pF y la resistencia de 100 kΩ presentes en la entrada positiva del comparador le confieren un cierto grado de histéresis que permite que se descargue totalmente el condensador de integración. A la salida del integrador IC2 disponemos de la señal diente de sierra para su utilización. Para conformar la señal triangular a partir del diente de sierra existen los transistores T1, T2 y el operacional IC5. T1 trabaja como un seguidor de emisor cuyo nivel de continua aplicado a su base a través del potenciómetro de 100 kΩ y la resistencia de 68 kΩ, polarizan al T2 de tal modo que las condiciones de trabajo en las que se halla le permiten operar como amplificador inversor hasta la mitad de la rampa del diente de sierra quedando tras de esta primera mitad saturado y por lo tanto la tensión en su colector sigue la rampa ascendente reconstruyéndose de esta forma la señal triangular. El operacional IC5 actúa como separador (buffer) y elimina con el condensador de 500 pF el pequeño transitorio debido a la brusca puesta a cero de la rampa. El circuito conformador de la onda rectangular de marca-espacio variable opera bajo el principio de un comparador de tensión (IC6) a cuyas entradas se aplican la señal triangular por una parte y una tensión variable (PWM) a través del sumador IC7 con objeto de modular, barrer o dejar fijada la relación marca-espacio de la rectangular. Dicho operacional IC6 es del tipo 748 al que no se le ha aplicado compensación alguna con intención de hacer más rápidos los frentes de subida y bajada de la señal de salida.

Pueden sincronizarse parejas de osciladores al unísono o a cualquier otra relación de frecuencia para lo cual el VCO maestro deberá ser el de menor frecuencia y tener conectada la salida de impulsos de sincronismo a la entrada de sincronización del esclavo. El proceso de ajuste de la escala es como sigue: una vez construidos los osciladores y comprobando que se disponen de las tres formas de onda correctamente se toma la señal triangular de uno de los osciladores como tono de referencia a una frecuencia de unos 500 Hz aproximadamente.

Aplicar tras de esto + 1 V en la entrada de control de 1 V/octava del oscilador que va a ser calibrado y sintonizar a oído este mismo a idéntica frecuencia que el usado como tono de referencia. Utilícese también para ello y siempre que sea posible un osciloscopio y el método de comparación de frecuencias y fase de las figuras de Lissajous. Deberá sintonizarse el VCO bajo calibrado de modo que la figura sobre la pantalla del osciloscopio quede lo más inmóvil posible. Aplicar entonces + 2 V en la entrada de control y retocar el potenciómetro de escala hasta que la frecuencia del oscilador sea exactamente el doble con respecto al VCO de referencia. Volver a aplicar + 1 V y sintonizar el oscilador de nuevo; todas estas operaciones son interactivas y deberán repetirse varias veces hasta que la aplicación alternada de + 1 V y de + 2 V provoque un cambio exacto de una octava con respecto del tono del VCO de referencia.

Es recomendable que antes de comenzar la operación de calibrado de la escala hayan transcurrido unos 20 minutos de funcionamento de ambos osciladores, esto asegura que ambos habrán alcanzado el régimen térmico y se hallarán ya es-

tabilizados. No se debe tocar el chip del convertidor exponencial (CA3046) durante las operaciones que se citan puesto que se variaría la temperatura y el ajuste sería erróneo. Es normal la temperatura elevada que al tacto se aprecia en dicho chip. (La temperatura de trabajo escogida es de 50 grados)

AMPLIFICADOR CONTROLADO POR TENSIÓN

Este VCA, al igual que el VCO descrito anteriormente, exhibe unas excelentes características que le hacen adecuado para cualquier tipo de sistema en el que se precise un VCA de prestaciones de elevada fiabilidad, tales como buena linealidad frente a la señal de control, buena gama dinámica, etc.

Esencialmente es un dispositivo de multiplicación analógica conexionado como un multiplicador de dos cuadrantes. En efecto la señal de audio es bipolar y trabaja sobre el eje X y la señal de control que es de polaridad única (de cero a positivo) trabaja en el eje Y. Para el lector interesado en profundizar en teoría de multiplicadores analógicos le puede ser interesante remitirse a la nota de aplicación núm. 534 de RCA "four-quadrant multiplier" CA3091 D en la que se detallan ampliamente símbolos, términos y definiciones sobre estos dispositivos.

El VCA en cuestión se ha diseñado utilizando como corazón de la unidad un modulador/demodulador doble balanceado del tipo MC1496. Éste posee salidas diferenciales que no están equilibradas de un modo preciso con respecto a cero voltios por lo que es necesario extraer de modo diferencial la señal producto entre el material de audio y la envolvente de control. La relación lineal entre la señal de audio y la de control viene expresada por

$$\frac{V_{\text{señal}} \times V_{\text{control}}}{5} = V_{\text{salida}}$$

De hecho, el 1496 tiene dos grupos de entradas diferenciales; un grupo está polarizado aproximadamente a cero voltios y el otro grupo lo está a unos — 4 V. La señal de audio — bipolar — se inyecta en una de estas últimas acoplada capacitivamente mientras que la señal de control se aplica a una del otro par de entradas.

Cuando no existe tensión de control en la entrada correspondiente, debe producirse la máxima atenuación. Ésta se ajusta mediante el potenciómetro de 50 kΩ de pista cerámica siendo éste el único calibrado necesario. Deberá efectuarse aplicando una señal de unos 5 V p.p. de forma triangular a la entrada de audio y sin tensión de control alguna, es decir cero voltios, la atenuación a la salida del amplificador diferencial se regulará a la máxima posible con la ayuda del susodicho potenciómetro indicado como "equilibrio A.C.". La señal residual en los prototipos realizados por el autor es del orden de unos 10 mV p.p. para el nivel de entrada indicado. Ello significa que la atenuación de este VCA sin señal de control es de unos — 54 dB. Es probable que pueda mejorarse esta cifra hasta unos — 60 dB o más, con tal de aparear las resistencias de 20 kΩ que van conectadas a las patillas 6 y 12 del MC1496, así como las cuatro de 100 kΩ asociadas al amplificador diferencial. El apareamiento óptimo sería al 1 % o menor. Es con-

veniente que el potenciómetro de equilibrio A.C. sea accesible desde el exterior del panel de mandos por medio de un pequeño destornillador. Esto tiene por objeto poder reajustar, esta anulación de señal alterna en condiciones de control nulo, sin necesidad de abrir el equipo para el retoque.

Durante esta operación de calibrado antes aludida deberá ser desconectado

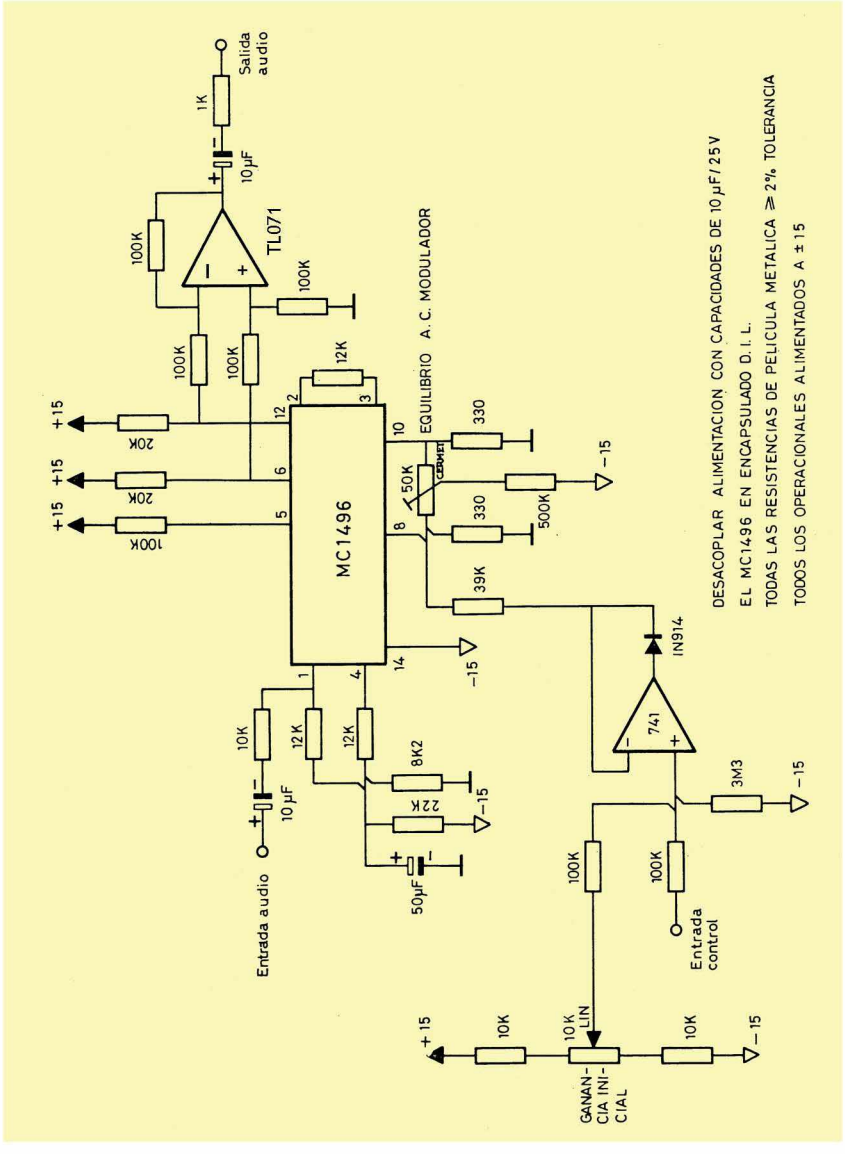


Fig. 5.2 Amplificador Controlado por Tensión (diseño del año 1974).

Nota: Escogí publicar este VCA basado en el MC1496, que todavía se fabrica, porque al escribir el libro era un integrado bastante común y tenía experiencia con él. El entonces nuevo OTA CA3080 era aún de difícil obtención fuera de los EE.UU. Si se desea ensayar un circuito de VCA, es preferible remitirse al de la página 117, Fig. 4.47.

el cursor del potenciómetro de ganancia inicial para asegurar que la tensión de control sea realmente cero.

El potenciómetro de ganancia inicial se ha dispuesto para poder controlar en forma manual la ganancia del VCA durante las operaciones de sintonía del oscilador y en general durante la programación. También resulta útil para cancelar posibles offsets de tensión que se hallen presentes en la salida de determinados elementos de control (el extractor de envolvente es uno). Su utilización también resulta práctica para reducir subjetivamente los tiempos de decaimiento si éste se lleva a valores negativos de la tensión en su cursor (fig. 5.2).

FILTRO/OSCILADOR CONTROLADO POR TENSIÓN

El filtro presentado en la figura 5.3 presenta una respuesta de paso bajo y la pendiente total es de 24 dB/octava. La gama de frecuencias a la que es posible sintonizarlo es continuamente ajustable desde 1 Hz a 22 kHz, siendo estos dos extremos una función del valor de las capacidades de los cuatro integradores (150 pF), si se desea aumentar o disminuir estos límites, es simplemente asunto de disminuir o aumentar dichas capacidades. La unidad puede ser utilizada indistintamente como filtro de paso bajo controlado por tensión o VCO de cuadratura. Para esta última función se utilizan las salidas *X* e *Y* a través de un adaptador de impedancias, salidas que entregan señales senoidales con una diferencia de fase de 90 grados. Para utilizar la unidad como oscilador es preciso accionar el control manual de regeneración hasta provocar la oscilación entretenida. El filtro se compone de cuatro integradores controlados por tensión IC1 a IC4, para lo que se han utilizado cuatro OTA tipo CA3080, que son operacionales de transconductancia variable. La constante de integración y, por tanto, la frecuencia de sintonía del filtro, se controlan mediante la corriente aplicada a la entrada de control de los CA3080. Ésta procede del convertidor exponencial formado por el par monolítico AD281 y el IC7 más los componentes asociados. El operacional IC5 constituye el sumador e inversor de las señales de control y sintonía. El IC6 invierte, atenúa y compensa la escala en función de la temperatura por medio de la resistencia de compensación de 2KQ81. Ésta debe disponerse en íntimo contacto con grasa de silicona con el AD281.

El sistema de compensación así como el par monolítico tienen por objeto que el filtro/oscilador responda según la característica normalizada de 1 V/octava.

Si la precisión requerida no es muy grande y pueden tolerarse variaciones del factor de las escalas, se puede sustituir el AD281 por otro par monolítico PNP de alta ganancia, bajo ruido y baja corriente de corte de colector. En tal caso también se puede sustituir la resistencia de compensación de 2 kΩ por una de carbón, pero la estabilidad de frecuencia del filtro ante variaciones de temperatura, probablemente, será mucho menor. El método de ajuste de la respuesta de 1 V/octava es el mismo que para el VCO presentados en páginas anteriores. El potenciómetro de ajuste *Cermet* de 100 kΩ se utiliza para ajustar un recorte simétrico en el punto Z cuando el filtro trabaja como oscilador.

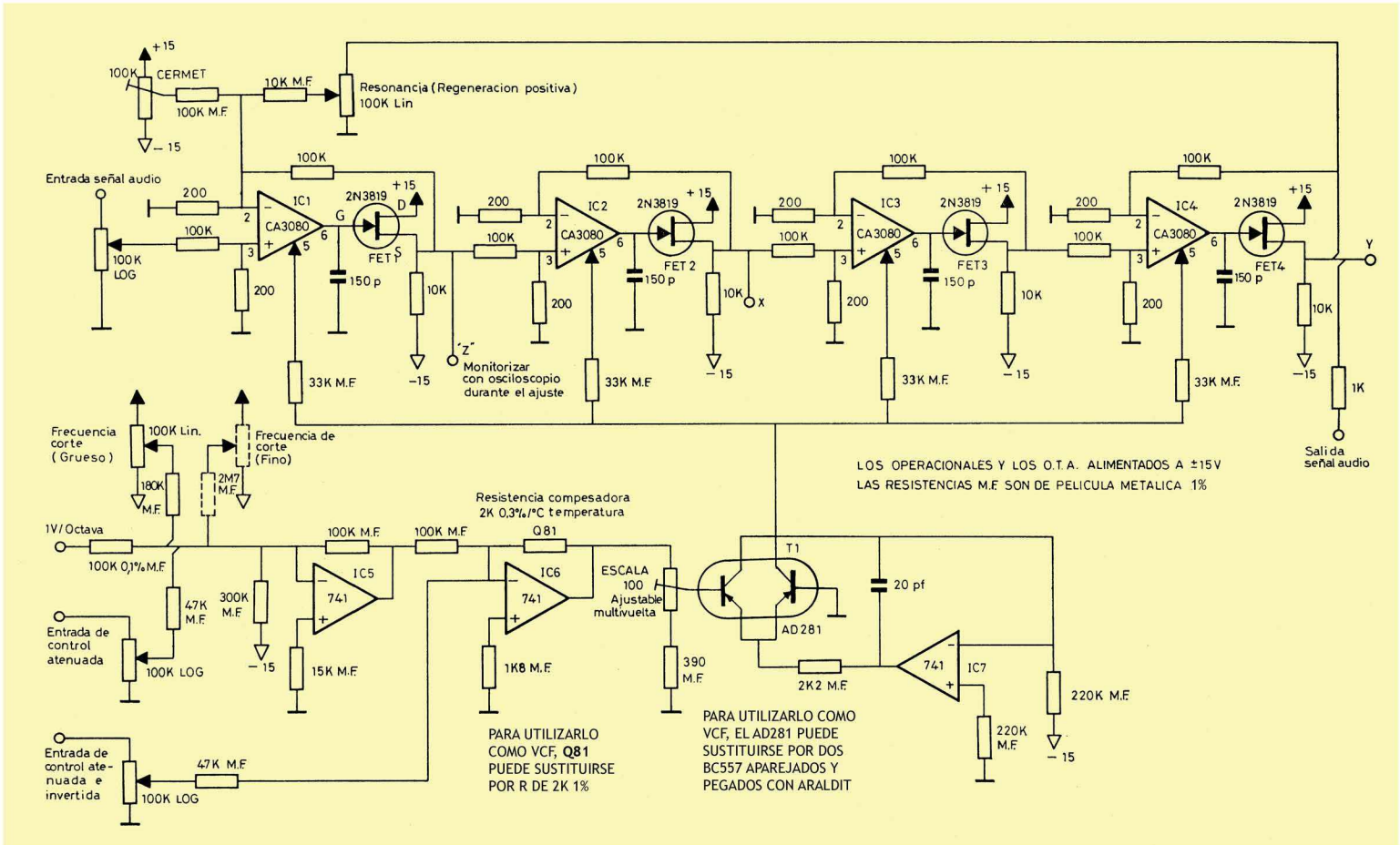


Fig. 5.3 Filtro Pasabajos Controlado por Tensión / Oscilador Senoidal (Diseño: hacia 1976). Un circuito de filtro VCF de 24dB/octava, muy popular y utilizado que, con mejoras tecnológicas, ha sobrevivido al paso del tiempo. La idea original de esta estructura de célula filtrante, se debe a Terry Mikulic que la publicó en Electronotes Nº 33 en 1974, así que no hay que creerse todas las fantasmadas que se dicen en Internet.

GENERADOR DE ENVOLVENTES ADSR

La teoría de funcionamiento del Generador de Envolventes como el representado en la Fig 5.4 quedó expuesta en el capítulo 4°, así que no volveremos a repetirlo.

El circuito que se presenta se ha realizado con el conocidísimo temporizador 555, que integra todos aquellos elementos necesarios a nuestras necesidades: una báscula RS; un comparador de ventana; buffer capaz de suministrar una corriente de salida elevada que permita la carga rápida de un condensador; un camino de descarga separado del de carga. El comparador de ventana tiene los umbrales de disparo internos fijados a 1/3 y 2/3 de la tensión de alimentación (+5V y +10V cuando ésta es de +15V), que son las tensiones a las que se produce la activación y el bloqueo de la báscula RS.

Ambas partes AD y AR son idénticas salvo en el modo de activación del 555.La AD lo hace por impulsos hacia negativo y la AR por flancos. Cuando llega la orden trigger/gate, los colectores de T1 y T2 se van a 0V y activan ambos 555. A su vez en la pata 3 aparecen +15V que, a través de la 100R, el potenciómetro de ATAQUE y el diodo 4148, cargan el condensador de 10µ. Cuando este condensador alcanza los +10V, la pata 6 (Umbral) lo detecta, y la pata 3 pasa a 0 voltios. En la pata 7 tenemos un transistor en colector abierto acaba de hacerse conductor y, a través de 820R y el valor del potenciómetro de DECAIMIENTO, se descarga el condensador de 10µ. El diodo 4148 sirve al propósito de impedir la descarga del condensador a través de la pata 3 cuando pasa a cero voltios.

El circuito de Reset incondicional (T3 y componentes asociados) obliga a la envolvente a iniciar el DECAIMIENTO/RELAJAMIENTO, sea cual sea la fase de ATAQUE en la que se halle. Eso revierte en una mejor articulación de la envolvente cuando se interpretan fraseos o secuencias de notas rápidas.

Los dobles operacionales TL072 IC3 e IC4 son simples seguidores de tensión que hacen disponible la señal de la envolvente en muy baja impedancia, y con una amplitud que va desde 0V a +10V..

La activación por separado de las secciones AD Y AR mediante las señales de activación Trigger y Gate hacen que este Generador de Envolventes sea re-disparable, es decir que la sección AD puede reiniciar su ciclo con independencia de si hay una o varias teclas ya pulsadas. La propiedad de detectar una nueva tecla apretada viene dada por el diseño del Circuito de Teclado pero, en cualquier caso hace falta un Generador de Envolvente capaz responder a esta multidetección de nota nueva, y el de este ejemplo lo es.

Si se desea experimentar para obtener variantes menos tópicas de la clásica envolvente ADSR tal y como se conoce, se puede disminuir el valor del condensador de 10µ de la sección AD a 1/3 parte (3,3µ) o 1/4 parte (2,2µ), y mantener los 10µ de la sección AR. Al alterar las relaciones entre Tiempos de ATAQUE de AD y AR, que pasan a ser 1:3 o 1:4, el control SOSTENIMIENTO, gana una funcionalidad desconocida. Y gobernando un VCA exponencial se multiplican las posibilidades. En el pié de la Fig 5.4 se comentan algunas de las aplicaciones funcionales de este sencillo, barato y versátil circuito ADSR.

GENERADOR DE RUIDOS

Este generador de señales aleatorias (figura 5.5) está basado en el generador de ruido blanco presentado en el capítulo 4 (figura 4.50). Es posible que la selección sea algo laboriosa para encontrar un diodo zener suficientemente ruidoso. Puede ser necesario adquirir varios diodos del tipo que se indica a diferentes distribuidores detallistas y de diversas marcas y luego escoger el que entrega la mayor cantidad de ruido.

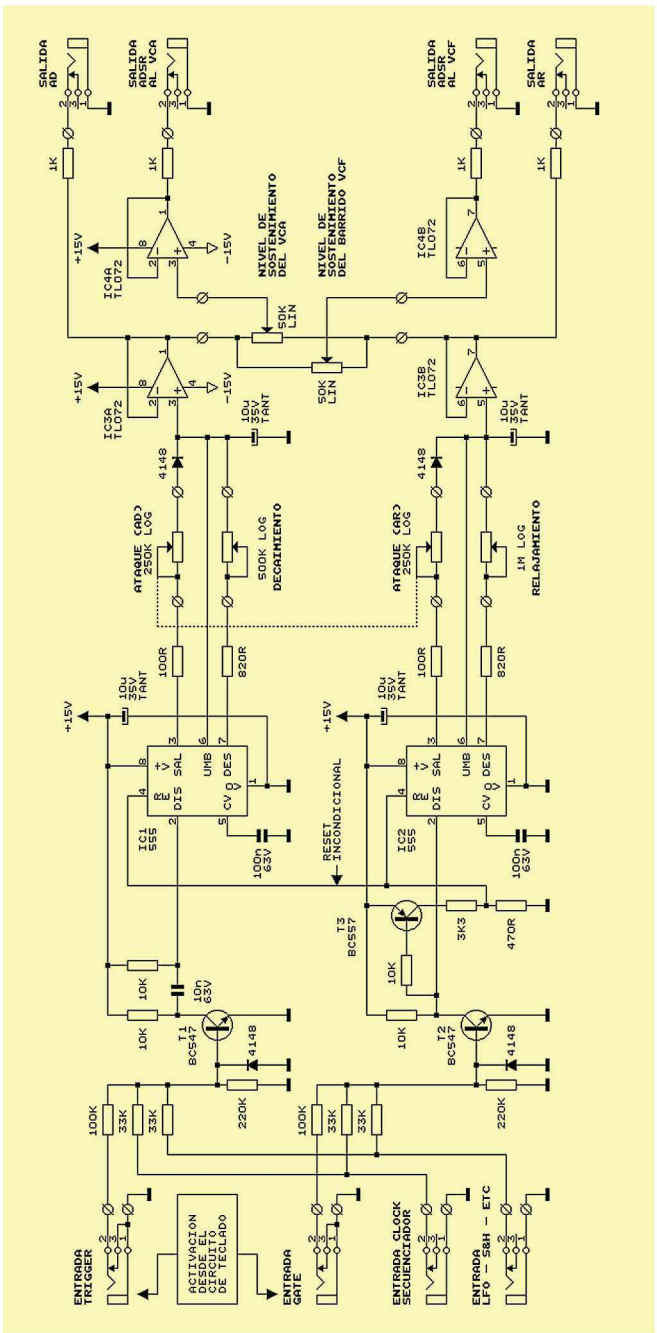


Fig. 5.4 **Generador de Envolventes que entrega simultáneamente señales de control AD, ADSR y AR.** Como se ve, dispone de dos Salidas ADSR separadas para el VCA y el VCF, con el nivel de SOSTENIMIENTO ajustables también por separado. Eso permite que con una envolvente con iguales constantes de tiempo, puedan obtenerse efectos diferenciados sobre el timbre y la intensidad dinámica del sonido. También cabe experimentar con distintas constantes de tiempo en AD/AR. Con uno sólo circuito como éste se dispone así de una buena variedad de opciones de modulación. Por ejemplo, la salida AD se puede utilizar para efectuar barridos PWM del VCO, mientras que la AD puede dedicarse a barrer la frecuencia de un segundo filtro VCF con características distintas del principal.

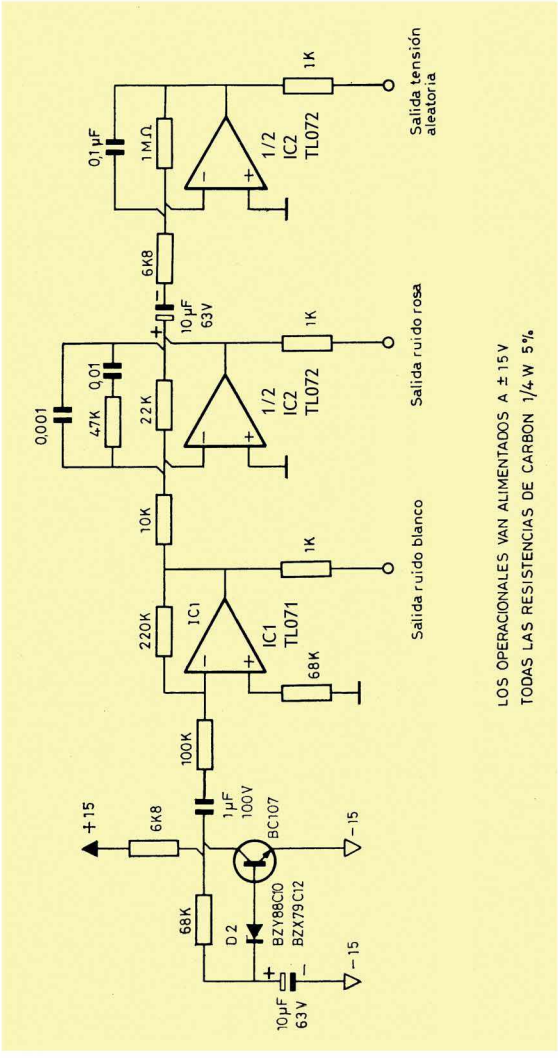


Fig. 5.5 Generador de ruidos.

El operacional IC1 efectúa una amplificación adicional a la del transistor T1; es necesario comprobar a la salida del IC1 mediante un osciloscopio, de forma que no quede recortada la señal por una posible "excesiva ganancia" del IC1; si así fuese deberá reducirse el valor de la resistencia de realimentación de 220 kΩ. El operacional IC2 constituye una etapa de filtrado que presenta una atenuación

de variación lenta y de naturaleza aleatoria con un ancho de banda desde 0,25 Hz hasta unos 15 a 20 Hz.

OSCILADOR DE MODULACIÓN (LFO)

Es muy interesante disponer de una fuente de señales de muy baja frecuencia para efectuar modulaciones y controles tales como disparar de forma periódica los generadores de envolvente para la producción de efectos especiales de sonido. La utilización de un VCO de los empleados en la generación de escalas musicales, aunque es posible por su gama de extrabaja frecuencia, constituye un pequeño despilfarro para este tipo de aplicaciones. Por el coste de un VCO pueden construirse dos o tres LFO que ofrecerán más posibilidades. Si además de la proliferación de formas de onda de la que se ha dotado al LFO presentado en la figura 5.6, añadimos la posibilidad de utilizar un par o tres de ellos con sus salidas combinadas en un mezclador, el resultado es el de una fuente de modulación y control de posibilidades extremadamente complejas y de gran atractivo para el investigador de efectos extraños y rebuscados.

IC1 e IC2, constituyen el corazón de la unidad y consta de un integrador y un comparador montados en bucle cerrado. Por la misma razón que en el caso del VCO que describimos anteriormente, para el IC1 se ha utilizado un LM308, el cual presenta una característica de corriente de polarización mucho más baja que la de un 741 y esto favorece el extremo inferior de frecuencia. En la gama baja (capacidades de 0,47 μF + 0,0047 μF) se extiende por debajo de los 0,01 Hz en su extremo inferior hasta 10 Hz en el superior. En la gama alta, es decir, con la capacidad de 0,0047 μF, únicamente la relación de frecuencia se mantiene en $1 : 10^3$ y los valores extremos de la misma van desde 1 Hz hasta 1000 Hz, aproximadamente. Si no hubiese opción en la obtención de un LM308, puede sustituirse por un 741 y si resulta afectado el extremo inferior de frecuencia, habrá que aumentar la capacidad de 0,47 μF. Los conformadores de onda son clásicos y el único que precisa de algún ajuste es el de la onda senoidal. Esta calibración deberá efectuarse con ayuda de un osciloscopio, actuando sobre los dos potenciómetros ajustables dispuestos a tal efecto. Debe obtenerse el mayor grado posible de pureza de la señal senoidal, puesto que de lo contrario apenas existiría diferencia entre una señal modulada por la triangular y otra modulada por la senoidal, y lo que se pretende es precisamente que ambas señales constituyen dos posibilidades de modulación diferentes.

Las salidas de señal cuadrada y rectangular variable pueden ser utilizadas para disparar el generador de envolventes descrito en estas páginas, simplemente conectando éstas a la entrada de disparo exterior de que dispone el citado generador. Los niveles de salida se han normalizado a ± 5 voltios para todas las señales excepto para la cuadrada y la rectangular que entregan ± 10 voltios para poder disparar con seguridad el G.E. y también avanzar el secuenciador como una señal de reloj. Estos LFO no son controlables por tensión sino por frecuencia mediante el correspondiente potenciómetro.

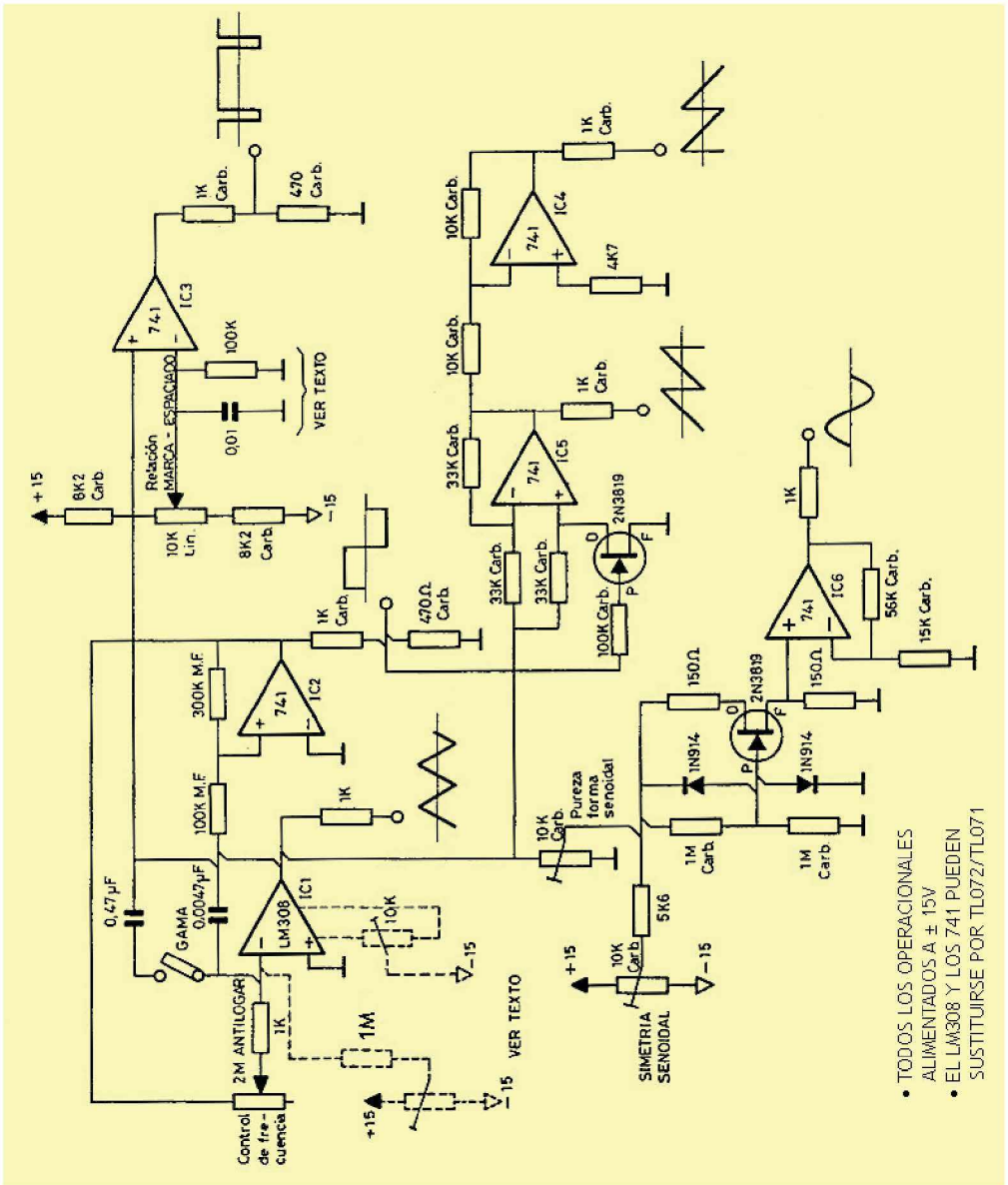


Fig. 5.6 LFO — oscilador de modulación y control.

Si se presentan problemas de excesiva asimetría en la señal triangular, o bien no se alcanza el extremo inferior de frecuencia en la gama baja, en el caso de LM308 se ajusta el offset con el potenciómetro de 100 kΩ conectado entre $+V$ y $-V$ y cuyo cursor tiene una resistencia de 1 MΩ conectada a la entrada inver-

sora, y en el caso del 741 se conecta un potenciómetro entre las patillas 1 y 5 y el cursor se conecta a $-V$.

El condensador de 0,001 μF y la resistencia de 100 kΩ, asociados al operacional IC3, deben estar situados lo más cerca posible de la entrada negativa de éste.

MODULADOR EN ANILLO

Tan sólo indicaremos aquí el modo de calibrar esta unidad (figura 5.7). Inyectar una señal cuadrada en la entrada de señal portadora y aplicar un osciloscopio a la salida del operacional 741. Ajustar el potenciómetro de 200 ohmios

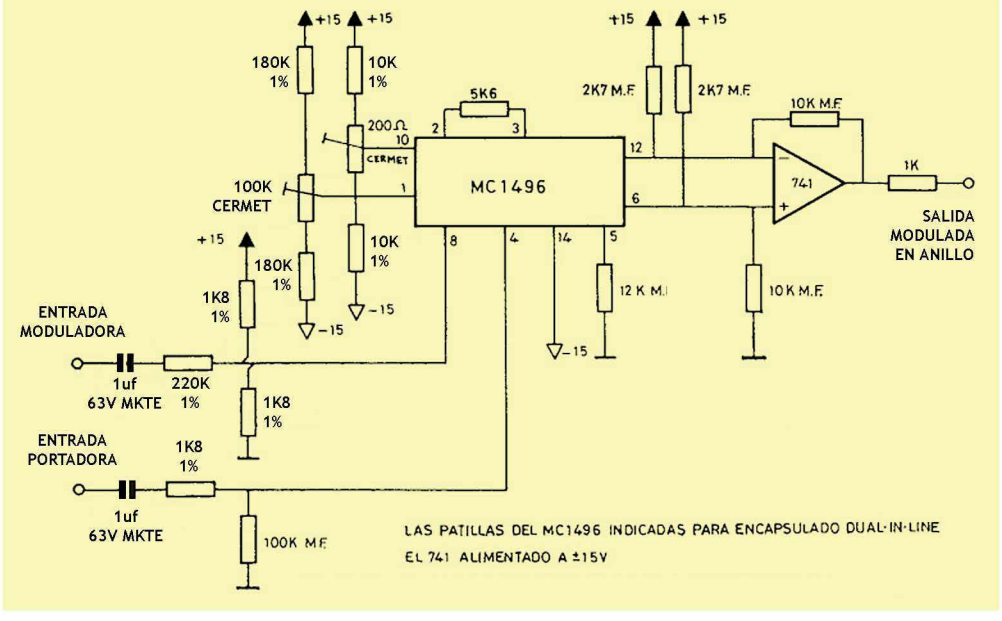


Fig. 5.7 Modulador en Anillo (Ring Modulator) basado en el multiplicador de cuatro cuadrantes badado en el MC1496, que todavía se fabrica (Diseño de 1974).

hasta obtener la mínima señal posible a la salida de este operacional. La señal inyectada deberá ser de unos 1.000 Hz y de una amplitud de unos 5 voltios pico a pico. Posteriormente se invierte la operación y se aplica dicha señal a la entrada de modulación; mediante idéntico procedimiento que antes, accionar el potenciómetro de 100 kΩ para obtener la mínima señal a la salida del 741. Una vez realizadas estas operaciones, precintar con laca de uñas o algún otro tipo de precinto los potenciómetros de ajuste. Ya está listo el modulador en anillo para su correcto funcionamiento. El rechazo de "señal" para una señal de unos 5 V p.p. a la entrada es de unos 55-60 dB y el rechazo de "portadora" para idéntica señal de entra-

da es de unos — 40 dB. Se entiende que ambas medidas se han tomado independientemente.

MEZCLADOR AUDIO/CONTROL

Este circuito (figura 5.8), ha sido diseñado de forma que pueda mezclar indistintamente señales de audiofrecuencia o de control. Las impedancias de entrada y salida han sido normalizadas según la norma usada en esta obra, y en los

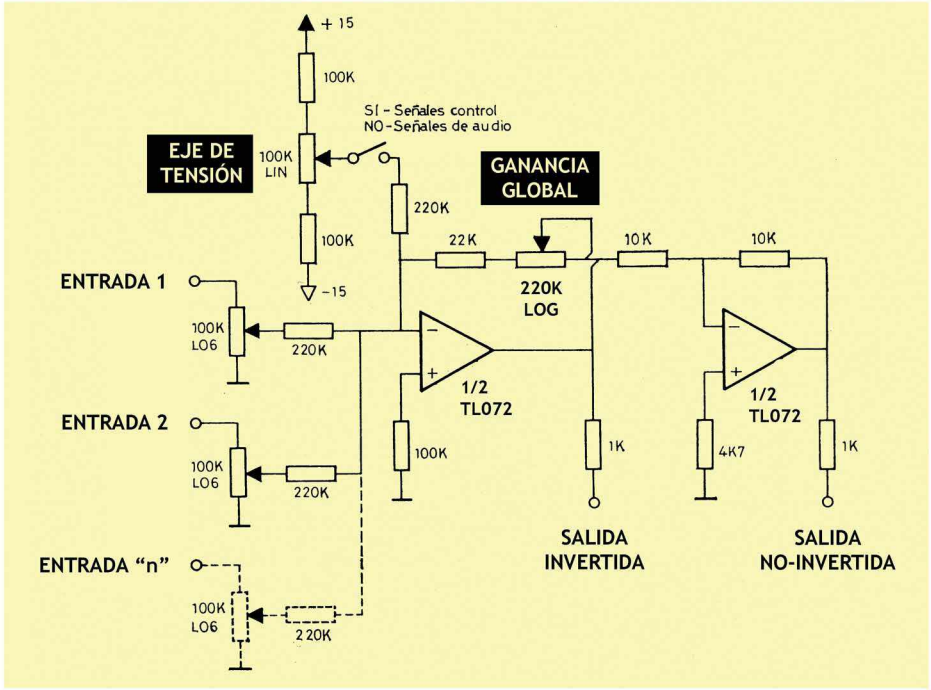


Fig. 5.8 Mezclador para Señales de Audio y/o Señales de Control, que suministra a la vez dos salidas con polaridades invertidas (control) o audio en oposición de fase de 180 grados.

equipos comerciales. Cada entrada (puede tener las que se deseen pero no se recomiendan más de cuatro o cinco por mezclador) posee su propio atenuador y el mezclador está provisto de un ajuste de ganancia variable entre + 1 y — 10. Se dispone de dos salidas, una invertida y otra no con respecto a la señal de entrada y sobre nivel cero. Si se desea — y en especial para aplicaciones de control — este nivel cero relativo a la salida del operacional puede variar entre + 5 V y — 5 V, sobre los que en cualquier valor intermedio se desarrollan las resultantes de la mezcla. Este eje de tensión variable también es afectado por la ganancia general y a ganancia — 10 la variación es sólo de — 0,5 V a + 0,5 V.

Este mezclador puede utilizarse como inversor de fase o como una fuente

de control fijo o semivariable de tensión que entrega dos salidas contrapuestas. Las aplicaciones se irán descubriendo, sin duda, a medida que se vayan planteando distintas necesidades y por vía de ensayos.

SEGUIDOR DE ENVOLVENTES/PREAMPLIFICADOR

Este conjunto (figura 5.9) incorpora una serie de funciones de marcado interés para quienes deseen procesar y modificar señales de fuentes exteriores al sintetizador, como son guitarras eléctricas, pianos eléctricos, órganos, instrumentos acústicos a través de un micrófono de contacto y voces, etc.

El amplificador operacional IC1 es un simple paso amplificador con ganancia de aproximadamente 100 y está destinado a hacer compatibles los bajos niveles de señal que en general entregan los instrumentos citados, con los relativamente elevados que se manejan en el sintetizador modular que es objeto de estas descripciones.

El preamplificador de entradas exteriores permite introducir — a través de él — una señal cualquiera de un mínimo de 10 mV sobre 100 kΩ y poderla aplicar a la entrada de un VCF, VCA, modulador en anillo, etc.

Se ha previsto una conmutación lineal/no lineal en este preamplificador, con objeto de añadir armónicos en las señales tales como voz, guitarra, flautas, etc., que no posean suficiente brillantez como para ser procesadas a través del sintetizador.

Se trata en esencia de añadir dos diodos en antiparalelo en el bucle de realimentación, con objeto de convertir el amplificador lineal en uno aproximadamente logarítmico.

La sensibilidad de entrada se regula mediante el potenciómetro del *nivel de entrada del preamplificador.*

El IC2, es un comparador de tensión cuya salida *trigger* se utiliza para iniciar el ciclo en un generador de envolvente, avanzar un secuenciador, etc. El nivel a que actúa el comparador (es decir, que pone su salida de — 15 a + 15) se determina mediante el potenciómetro *ajuste nivel de disparo (trigger),* y es continuamente variable entre 0 y + 15 voltios.

El comparador permanece en estado de reposo con su salida a cero voltios, pero cuando el nivel de señal presente en su entrada negativa es igual al potencial ajustado de antemano sobre el nivel de *trigger,* pasa bruscamente a + 15 V durante el intervalo de tiempo en que la señal de audio mantiene esta amplitud. El disparador actúa conjuntamente con el extractor de envolvente, por lo que la velocidad de respuesta del primero dependerá de las constantes de tiempo que se hayan prefijado en este último. El transistor T1 convierte las excursiones — V a + V en niveles 0 a + 15 V que son especialmente útiles para el disparo de generadores de envolvente o para avanzar secuenciadores. El LED mandado por el transistor T2 se ilumina cuando se produce una condición de disparo. La utilidad del extractor fue ya indicada en el capítulo 4. Para la realización práctica de este circuito, se ha utilizado un tipo de amplificador operacional conocido por el nom-

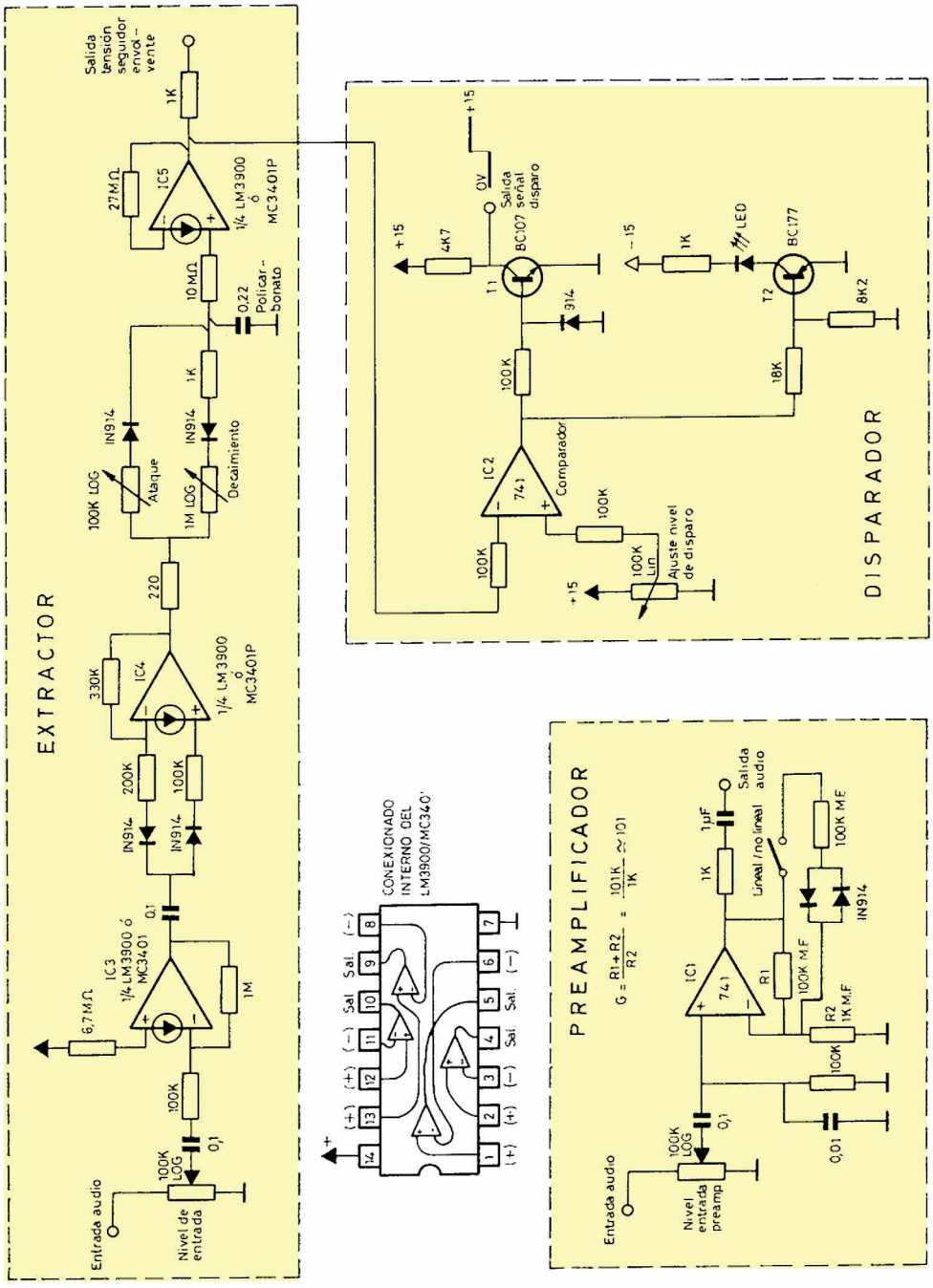


Fig. 5.9 Preamplificador señales externas y extractor de envolvente/disparador.

Nota del autor: Diseño muy antiguo y muy superado. Sólo a efectos ilustrativos.

bre de *Norton*. El circuito eléctrico de este seguidor de envolvente emplea tres de los cuatro operacionales *Norton* que contiene el chip tipo LM3900 o un MC3401 (ambos son equivalentes). La mayoría de seguidores de envolvente están constituidos por algún tipo de detector de picos o de un rectificador de onda completa. Estas configuraciones son satisfactorias en algunas aplicaciones muy determinadas, pero el problema más generalizado que plantea un seguidor es la falta de un método adecuado para ajustar la constante de tiempo de un filtro de paso bajo para que en la extracción de la envolvente no aparezca el rizado de la señal original. Esto impone la necesidad de determinar, para cada tipo de señal, unas constantes de tiempo en función de la naturaleza de la entrada de señal de modo que se minimizen las pérdidas en todas las transiciones a que es sometida la envolvente de un instrumento determinado. El circuito que aquí se presenta no cons-

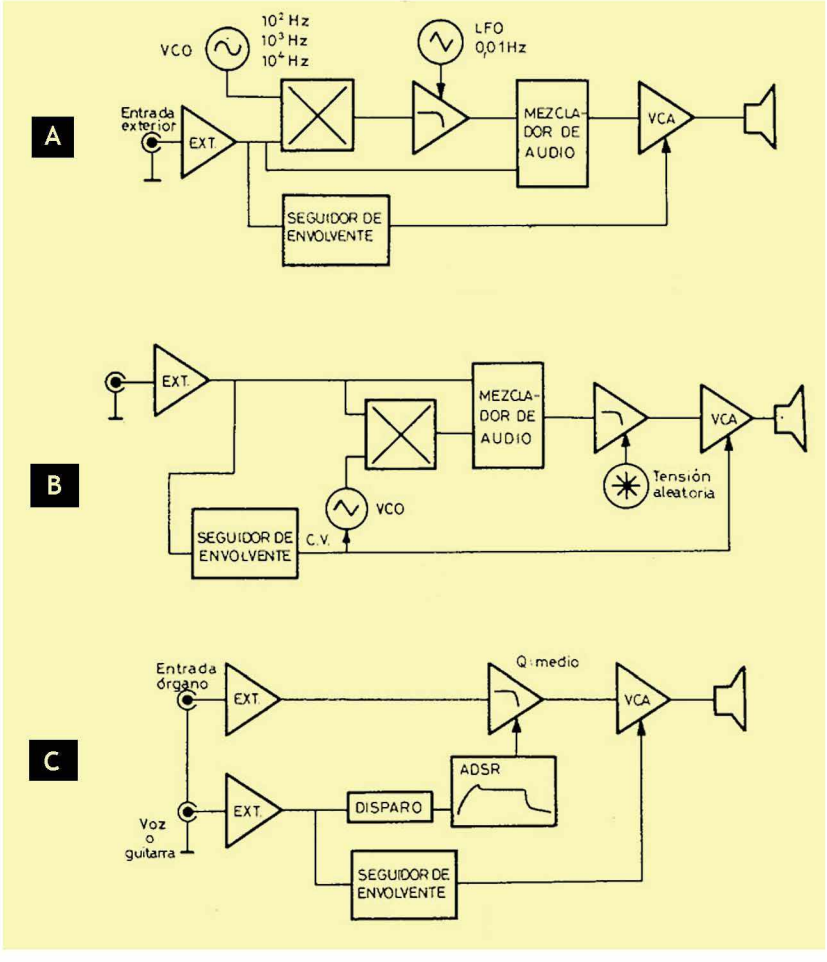


Fig. 5.10 Tres sugerencias de empleo del seguidor de envolvente.

tituye la panacea de la extracción de la envolvente, pero permite un buen control que es totalmente satisfactorio en muchas de las áreas de la experimentación. Los controles *ataque/decaimiento* ajustan las constantes de tiempo del filtro, de modo que los transitorios iniciales de una envolvente son tratados de distinta forma que los de extinción.

El operacional IC3, actúa como amplificador de señal sobre el siguiente paso IC4 que forma un rectificador de onda completa. El IC5 es un separador que extrae la señal procedente de la etapa de reducción de rizado compuesta de los potenciómetros de 100 kΩ y 1 MΩ y los diodos junto con el condensador de filtro de 0,22.

La unidad extractora de envolvente está construida con un único LM3900, lo que la hace económica y compacta. En el capítulo 8 se sugieren algunas aplicaciones para esta interesante función del sintetizador. Resulta muy espectacular reenvolver un sonido electrónico mediante voz humana. En la figura 5.10 se indican algunas interesantes experiencias a realizar con este módulo.

TECLADO CONTROLADOR

La operación de la circuitería asociada a este teclado es muy similar a la que se vio en ejemplo de funcionamiento del capítulo 4. IC1 trabaja como generador de corriente constante junto con T1 para la cadena de resistencias. Esta fuente de corriente puede trabajar con teclados de dos, tres, cuatro, cinco o seis octavas, simplemente añadiendo el número correcto de resistencias. Todas las resistencias entre teclas deben ser del mismo valor y escogidas con tolerancia de origen de 1 % o menor. En el esquema de la figura 5.11 se indican valores de 100 ohmios, pero puede utilizarse cualquier valor comprendido entre 20 y 180 ohmios. El potenciómetro de ajuste multivuelta de 10 kΩ "voltios/octava", se regula de forma que en una resistencia cualquiera de la cadena haya una caída de 1/12 voltio o lo que es lo mismo, en doce resistencias contiguas la caída sea exactamente de 1 voltio. El operacional IC2 es un separador para las tensiones

presentes en la barra bus del teclado. La resistencia de 1 MΩ, la de 68 kΩ y el diodo de silicio 1N4148, mantienen la salida de IC2 en — 0,6 V, aproximadamente, si no existe ninguna tecla oprimida. Cuando la tensión de la barra bus excede el nivel de masa, es decir, que efectúa una transición desde — 0,6 V a algún valor positivo, el comparador IC3 lleva su salida a + 15 V y T2 suministra un nivel de +15 voltios que corresponde a la señal de control *gate*. El IC4 es un diferenciador que actúa ante cualquier cambio de tensión de 1/12 voltio y dispara el monoestable IC5 que se ha construido con un integrado especializado en aplicaciones de temporización tipo NE555. Dicho monoestable entrega un impulso positivo y de duración definida de unos 25 ms que aparece en el terminal 3; este monoestable se ha dispuesto con objeto de evitar falsos disparos producidos por los rebotes y transitorios debidos al cierre de los contactos mecánicos del teclado. Cuando el terminal 3 del IC5 vuelve a cero, aparece en el terminal 3 otra señal impulsiva de

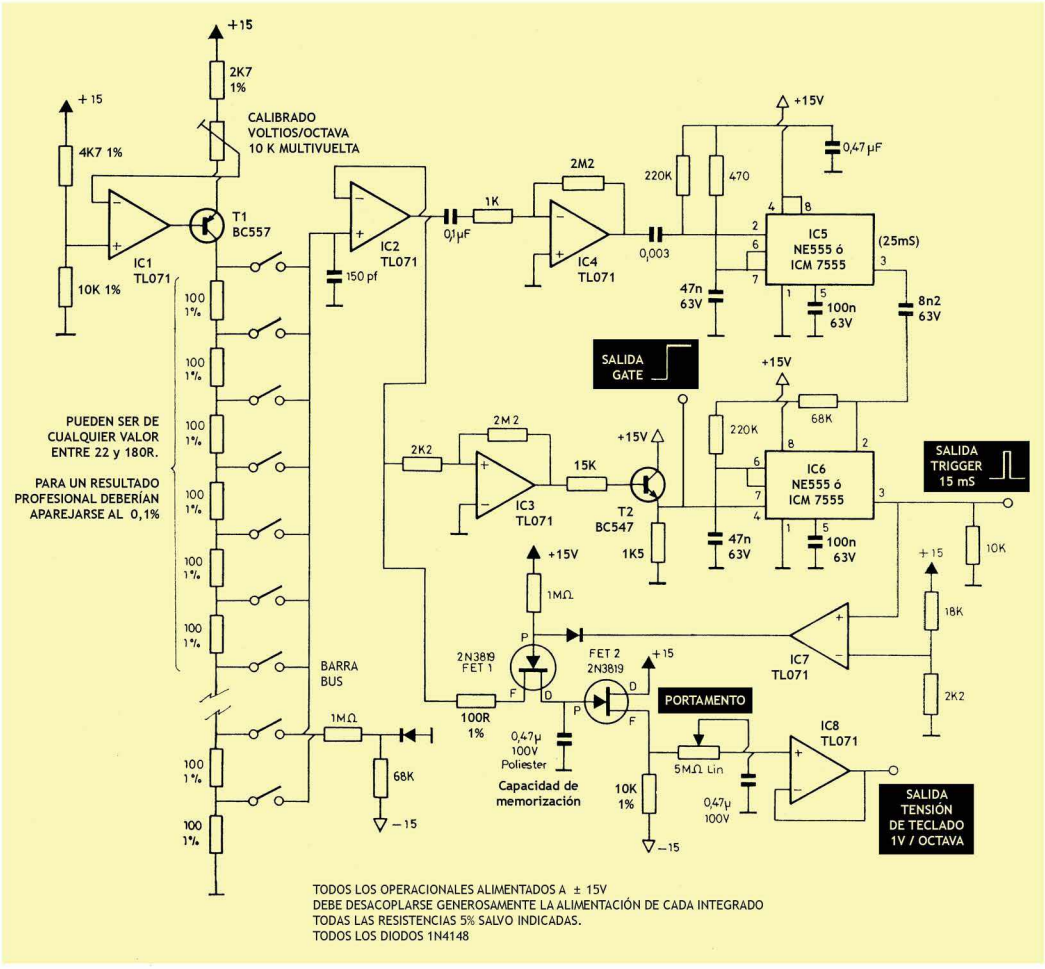


Fig. 5.11 Teclado controlador.

unos 15 ms de duración del IC6; esta señal es la que se utiliza para disparar la sección ataque-decaimiento de los generadores de envolvente y para activar la memoria analógica.

El operacional IC7 está montado como comparador y convierte los niveles de 0 a +15 V del disparador en niveles de + 15 a — 15 V que se aplican a la puerta del FET1, que trabaja como interruptor que se cierra a cada orden de disparo, almacenándose en el condensador de memorización la tensión presente a la salida de IC2, correspondiente a la tecla que se está tocando. El FET2 constituye un seguidor de tensión que permite la salida al exterior de las tensiones memorizadas. El IC8, el potenciómetro de 5 MΩ y el condensador de 0,47 µF constituyen el circuito del *portamento*. La deriva que presenta la memoria analógica

es menor que 0,1 % por hora. El circuito del portamento se ha situado después de la memoria con objeto de que actúe plenamente incluso si las teclas son tocadas brevemente.

Nótese que la Salida de Tensión de Teclado de 1V/Octava carece de la resistencia de 1K que se ha estandarizado en todos los módulos del sintetizador vistos hasta aquí. En este caso se hace la excepción puesto que, si se añadieran 1000 ohmios a la muy baja impedancia de salida del operacional, la linea de control CV de los osciladores tendrían una resistencia efectiva de 100K + 1K = 101 K, y estaríamos introduciendo un error del 0,99 % en la sensibilidad de 1V/Octava del VCO. Un error de casi el 1% es inadmisible en términos de afinación musical. Si a esa salida le conectásemos en paralelo 4 entradas de VCO, la caída de tensión sobre la R de 1K sería de 38,4 mV, y el error equivalente al 3,84 %, es decir, un desastre para la precisión que se espera del control de frecuencia en octavas.

SECUENCIADOR

Nota del autor: El diseño de este secuenciador data de 1974-75 y aunque funcional, está completamente obsoleto hoy día en 2011. Además la tecnología TTL sólo puede operar con +5V, lo que complica innecesariamente el diseño global. A contemplar sólo por la perspectiva histórica.

La parte esencial de esta unidad de control secuencial es un contador binario de cuatro bits en tecnología TTL tipo 7493. Los impulsos de conteo para el avance del secuenciador se pueden obtener de tres fuentes distintas para que la unidad sea lo más versátil posible.

En primer lugar el dispositivo puede ser avanzado manualmente mediante el pulsador de avance manual y el selector de avance dispuesto en esta posición. Se ha provisto esta modalidad de funcionamiento con objeto de poder seleccionar todas las posiciones del secuenciador manualmente y una a una, para programar cómodamente cada parámetro que más tarde se controlará de forma automática. La posición de avance con reloj interior introduce los impulsos que genera el temporizador monolítico 555 en el contador. La gama de repetición que entrega este oscilador de relajación es lo suficientemente amplia para la mayoría de aplicaciones corrientes, tales como generación de melodías, modificación secuencial del timbre, etcétera; no obstante, si se desea extender los límites máximo y mínimo de frecuencia existe la tercera opción del modo de avance, que se efectúa mediante la *entrada reloj exterior*. En ésta se puede introducir virtualmente cualquier señal procedente de un VCO, de un generador de tensión aleatoria, de la salida de disparo de un preamplificador de señales exteriores, etc., con un nivel mínimo de 1,5 V. Por lo demás cualquier señal cambiante de 0 a + 15 voltios o de — 15 a + 15 voltios, servirá para avanzar el contador un paso a cada transición.

La longitud total de la secuencia, es decir, el número de pasos puede seleccionarse desde 16 como máximo hasta 2 como mínimo. Esto se realiza mediante el conmutador selector de la longitud de secuencia. Un pulsador de puesta a cero de la secuencia devuelve a la posición inicial al secuenciador tantas veces como sea oprimido, y si esto se utiliza con discreción puede ser interesante para determinados tipos de expresión con el secuenciador.

Se han previsto 16 diodos emisores de luz (LED), de los cuales sólo se ilumina

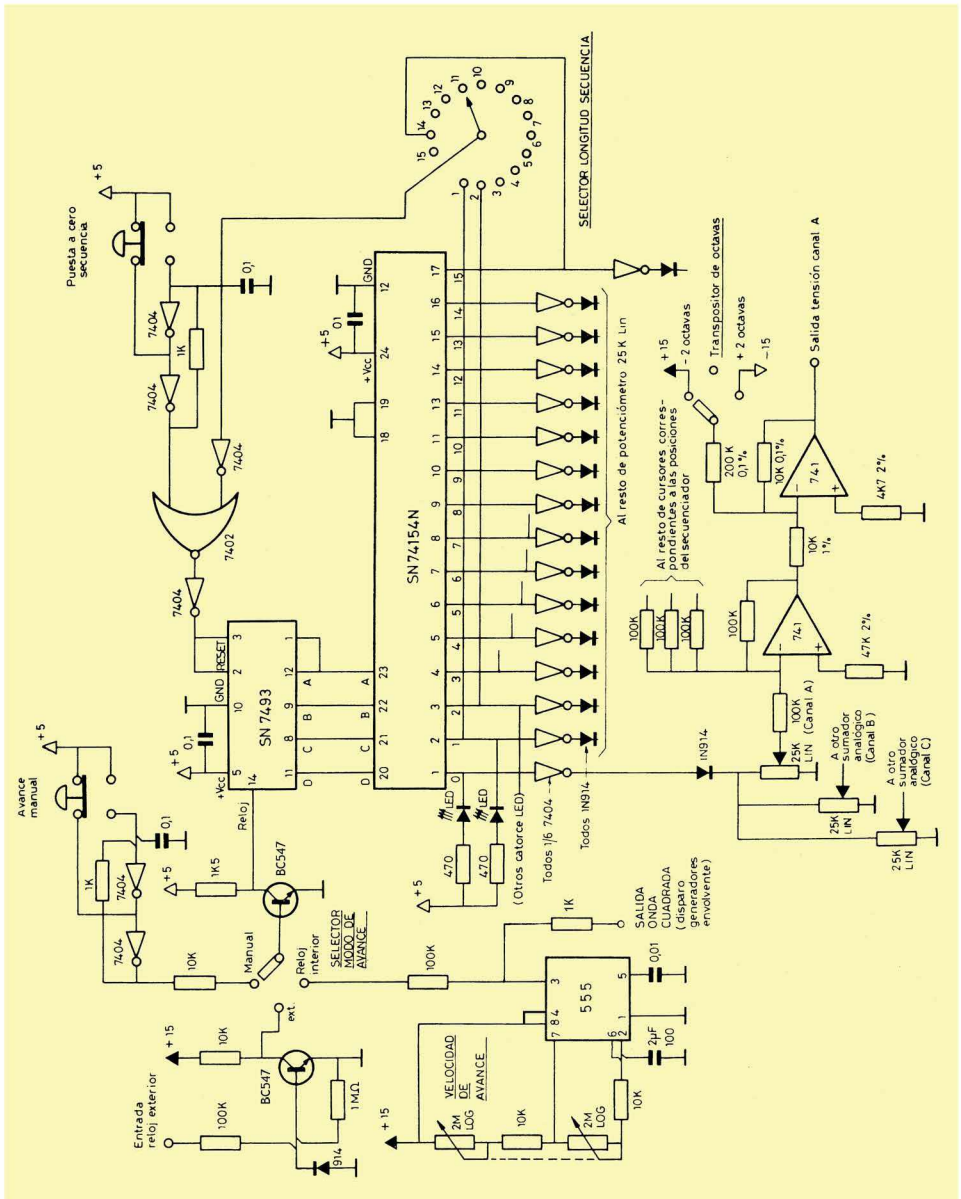


Fig. 5.12 Secuenciador programable.

uno cada vez. Esto constituye un visualizador de la posición de la secuencia, así como de la cadencia de repetición de la misma.

El integrado SN74154N es un convertidor de 4 líneas en 16, es decir, un de-

codificador que transforma la información binaria que aparece en las líneas A, B, C y D del contador en decimal. Este decodificador mantiene todas sus salidas a nivel lógico 1 excepto en la posición decodificada que se halla en 0; por ello ha sido necesario introducir los inversores 7404, que suministran un nivel positivo próximo a 5 voltios por cada posición en activo del secuenciador. A la salida de dichos inversores se hallan los tres potenciómetros de 25 kΩ en paralelo, correspondientes a la sección analógica del secuenciador y mediante los cuales están disponibles tres tensiones ajustables independientemente y en salidas también independientes; estos tres canales se utilizan para controlar distintos parámetros musicales, y si uno de ellos se programa en un VCO que a su vez se utilice como reloj de avance, es posible determinar la duración individual de cada posición del secuenciador.

Se ha previsto también la inclusión de un transpositor de octavas para cada canal que, conectado a un VCO, permite la transposición precisa a dos octavas por debajo o dos por encima de las que desarrolla la secuencia. En la posición central del transpositor la secuencia no es afectada. Es preciso respetar las tolerancias indicadas en las resistencias que realizan dicha transposición con objeto de que ésta sea verdadera y precisa. La gama total ajustable en los potenciómetros es de unas 4 ½ octavas que, junto a la transposición, cubre 8 ½ octavas, sin tener que manipular para nada en la frecuencia inicial de los VCO que generen los tonos de la secuencia.

En el esquema de la figura 5.12 sólo aparece una de las tres secciones de suma y transposición a cargo de los dos 741; también se ha dibujado un 7400 a las salidas del decodificador. Resulta evidente que es necesario disponer quince inversores lógicos más, así como los 45 potenciómetros restantes.

Es conveniente desacoplar la alimentación sobre cada integrado TTL mediante pequeñas capacidades de 0,1 μF.

MUESTRA Y ALMACENAMIENTO (SAMPLE & HOLD)

El mecanismo básico así como las aplicaciones de esta unidad en música electrónica, fueron ya descritas en el capítulo 4. La parte de control del circuito representado en la figura 5.13 es un temporizador monolítico tipo NE555 IC4 capaz de reproducir intervalos de temporización con precisión, alimentado entre las líneas de 0 y 15 V.

La operación de muestreo de la señal de entrada, puede efectuarse mediante el reloj interior o por medio de señales exteriores. Esta última facilidad es de un marcado interés para el control del muestreo a partir de una fuente aleatoria de tensión con lo cual el tiempo entre la toma de muestras será completamente aleatorio. Las entradas de señal deben mantenerse en la gama que hemos normalizado en estos circuitos y es la de — 5 a + 5 V. El operacional IC1 está montado como inversor separador que aísla la tensión de entrada de la que toma el FET1, que aquí constituye el interruptor que se cierra durante el tiempo que dura la toma de la muestra de tensión que hay presente en el drenador del mismo. El

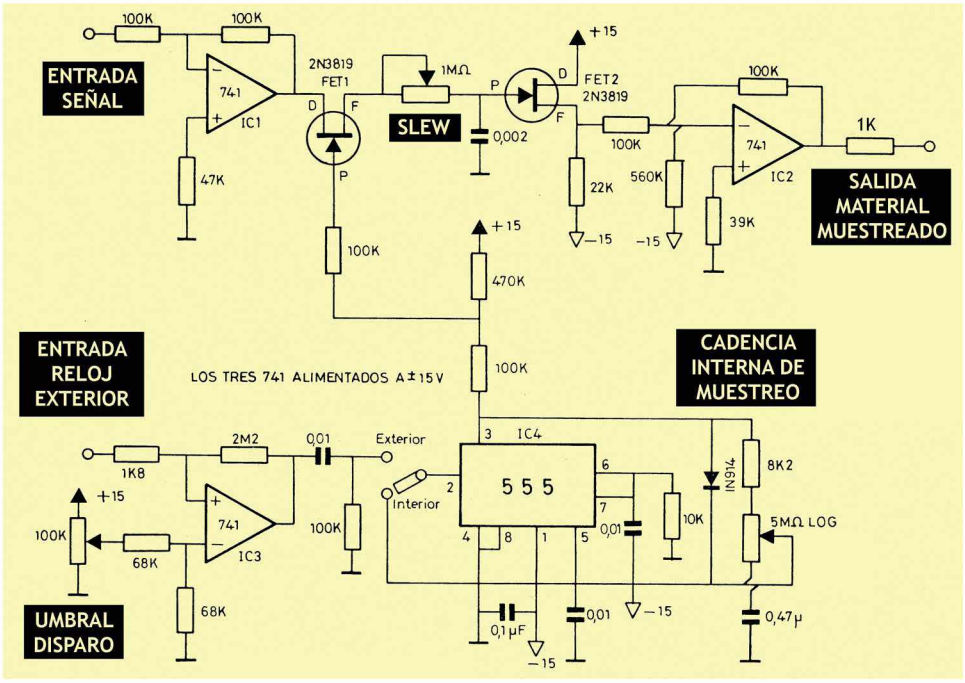


Fig. 5.13 Muestra y almacenamiento (Sample & Hold).

FET2 junto con el condensador de 0,002 μF (de poliestireno) constituyen la memoria analógica que *almacena* las muestras de tensión que le llegan a cada corte del FET1. El IC2 sirve para la nueva inversión y dispone la salida en nivel cero de corriente continua por medio de la resistencia de 560 kΩ. Si este nivel de c.c. no está exactamente situado en el cero, sino que deriva unos milivoltios hacia + *V* o a — *V*, puede disponerse un potenciómetro de ajuste de 100 kΩ entre + y — 15 voltios cuyo cursor ataque, a través de una resistencia de 1 MΩ, el nodo de suma del IC2; esto ajustará correctamente cualquier error del cero. Se ha incluido una limitación de *slew* que permite extraerle más posibilidades al S & H. Con la resistencia de éste ajustada a cero, la operación del S & H es la normal. La cadencia del reloj interno va desde, aproximadamente, una orden de muestreo cada 0,5 hasta unos 240 Hz. La máxima cadencia aplicable mediante reloj exterior a la fuente de control exterior es de unos 8.000 Hz.

BANCO DE FILTROS FIJOS

Esta unidad de ecualización constituye un elemento de modificación estática que ofrece interesantes prestaciones al compositor o al operador de los medios musicales electrónicos. Permite exaltar o atenuar independientemente áreas del

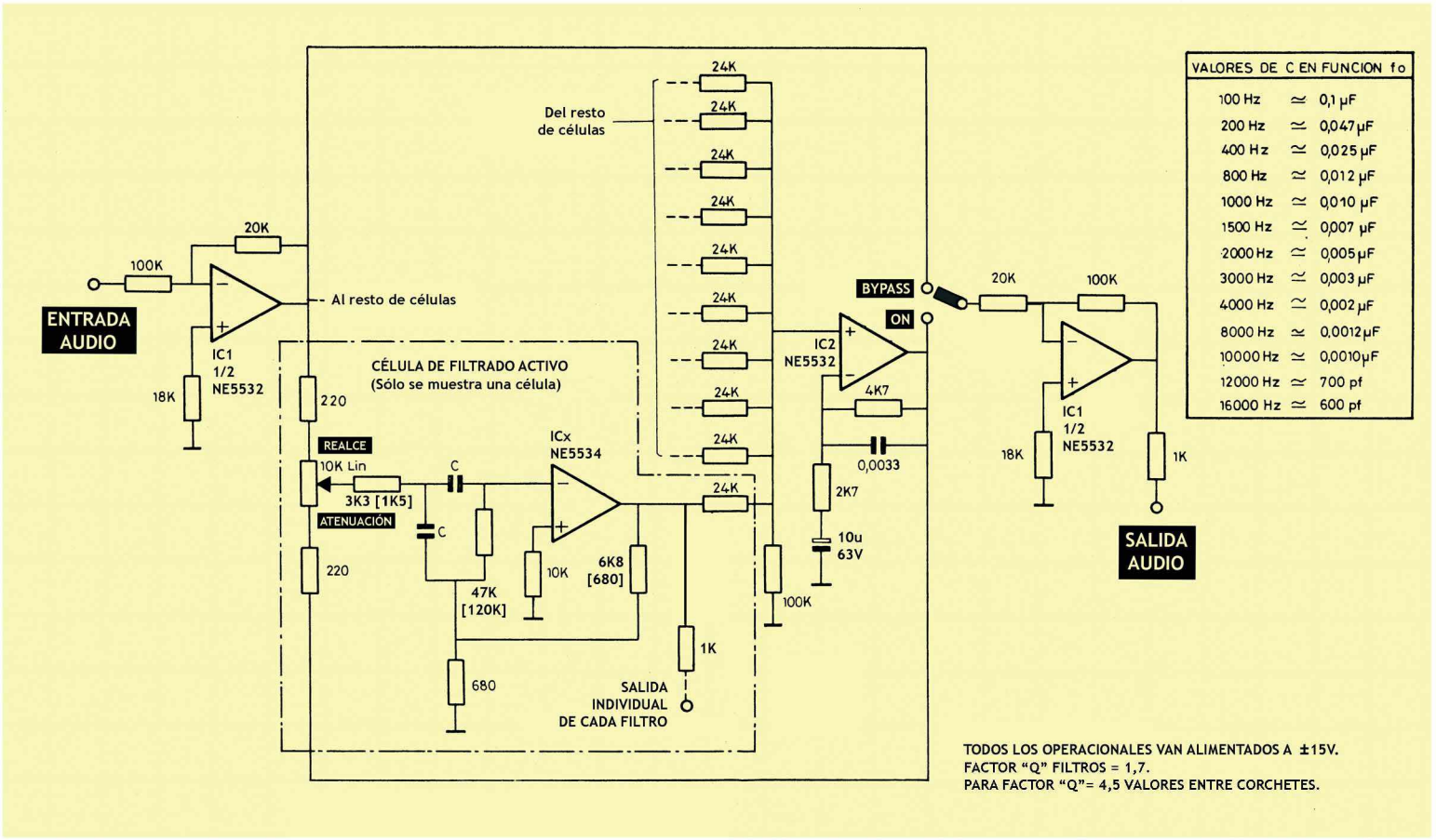


Fig . 5.14. Banco de Filtros Fijos. (Diseño revisado en 2011)

espectro de audio mediante el accionamiento del potenciómetro correspondiente a la banda que se desee corregir.

El circuito del ecualizador es el de la figura 5.14 y se divide en cuatro secciones de las cuales IC1 es un amplificador-separador que presenta la impedancia de entrada normalizada (100 kΩ) y una impedancia de salida suficientemente baja para atacar al banco de filtros de paso de banda situados a continuación. La ganancia de este primer paso se ha fijado en -14dB, lo cual hace posible la operación de la unidad con señales de audio de elevado nivel como las que se manejan en el sintetizador (5 V p.p.) junto a una fuerte exaltación de la ganancia de cada banda sin incurrir en distorsión por recorte.

Los filtros de paso de banda tienen como elemento activo un operacional de bajo ruido tipo NE 5534 . Se ha elegido éste con objeto de mantener lo más elevada posible la relación señal-ruido del conjunto, incluso con un elevado número de bandas en posición de máxima exaltación en la cual son más patentes los efectos acumulativos del ruido individual de cada célula de filtro.

El potenciómetro de 10 kΩ dosifica a voluntad la cantidad de realimentación positiva o negativa que se introduce en cada filtro de paso de banda, según se halle su cursor más próximo a un extremo o a otro. En la figura 5.14 se muestra sólo una célula de filtrado. En la tabla que se incluye en dicha figura se indican las capacidades adecuadas para diversas frecuencias de actuación que cubren ampliamente la gama de audio; si se desea intercalar alguna frecuencia de trabajo no indicada en dicha tabla, resultará fácil decidir cuáles serán los valores aproximados de capacidad examinando el valor inmediato superior e inferior correspondientes a las mismas relaciones de frecuencia. Escogidas las nuevas capacidades resulta más conveniente obtener los valores resultantes mediante combinaciones de valores normalizados que entreguen un valor total con error por defecto y no por exceso; posteriormente, al comprobar cuál es la frecuencia exacta de resonancia, puede hacerse la corrección mediante la inclusión de pequeñas capacidades en paralelo con las principales en el caso de que aquélla no fuera la correcta.

El amplificador no-inversor IC2, recoge todas las señales procedentes de las células activas de filtrado, reconstruyendo de este modo la señal de audio original aunque con las amplitudes relativas de sus armónicos alteradas en función del posicionamiento de los potenciómetros del banco de filtros.

IC3 es un paso con ganancia 5, que devuelve la amplitud original de las señales de entrada en condiciones de no-modificación, es decir, con todos los potenciómetros en su posición central. El conmutador excluido-incluido, selecciona mediante un simple accionamiento manual, la inserción o no del ecualizador en un procesado.

Si resulta necesario tener salidas individuales de cada filtro para poder — por ejemplo — tratar con diferentes envolventes distintos sectores del espectro, no hay más que extraerlas de la salida de cada NE5534 a través de una resistencia de 1K con objeto de definir la impedancia de salida y proteger este elemento activo de posibles cortocircuitos a masa o con alimentación.

El factor Q de los filtros pasabanda con los valores indicados en el esquema

es del orden de 1,7. Esta cifra puede que no sea satisfactoria para aquellas aplicaciones en las que se persiga una actuación mucho más drástica del banco de filtros. Cambiando los valores siguientes es posible aumentar dicho factor Q hasta aproximadamente 4,5. Las resistencias de 3K3 del cursor de los potenciómetros de exaltación/atenuación pasarlas a 1K5, la resistencia de 47 kΩ conectada a la entrada inversora del operacional IC x pasarla a 120 kΩ y finalmente la de 6K8 a la salida de dicho operacional pasarla a 680 ohmios.

REVERBERACIÓN

Esta unidad de procesado (figura 5.15) constituye un interesante elemento que añade presencia y corrige la falta de vida o realismo que adolecen muchos de los sonidos sintetizados.

No debería prescindirse de esta unidad en ningún sistema que se precie de completo y no como única unidad sino que dos o tres de ellas sería idealmente el número preciso para poder trabajar con diferentes profundidades de reverberación simultáneamente, o incluso si se desea aumentar extraordinariamente el retardo disponiendo dos unidades de éstas en serie. Las líneas de muelles recomendadas para realizar este proyecto, son las que presentan tiempos largos de reverberación, del orden de 7 segundos o más. El proyecto original se realizó con una *Hammond,* siendo los resultados de total satisfacción.

La entrada de audio, se efectúa sobre una impedancia aproximada de 23 kΩ, dicha señal se divide hacia dos caminos, una directa y otra la reverberada. Existen controles independientes que regulan el nivel individual de cada una de estas señales. Esto permite una mejor posibilidad de regulación.

La señal que va a ser retardada se aplica a través de un acoplamiento RC que limita deliberadamente la respuesta de frecuencias inferiores con objeto de no inducir efectos desagradables en la reverberación. Ya se comentó que las frecuencias bajas no producen un buen efecto al ser reverberadas y en cambio tienden a provocar resonancias en la línea de muelles. El circuito de excitación de la línea de muelles es un amplificador de potencia basado en el circuito integrado 741. La ganancia en bucle cerrado es, aproximadamente, 1 que minimiza el efecto de la distorsión de cruce provocada por las caídas de tensión V_{be} del par complementario de salida.

Dependiendo del tipo y marca de linea de muelles utilizado, puede ser necesario limitar de forma deliberada la excitación de éstas a frecuencias elevadas de audio (lo que incluye los armónicos de orden elevado), ya que producen un efecto desagradable, poco natural, y alejado del fenómeno natural de la reverberación. La red RC serie 10K+150pf está dispuesta con esta finalidad, y conviene experimentar para dar con los valores óptimos.

La señal retardada se recoge y mezcla junto con la señal directa en un amplificador operacional de bajo ruido, tipo NE5534 , que puede ser sustituido por cualquier otro tipo de bajo ruido. Un interruptor permite anular instantáneamente el efecto de reverberación en caso de producirse resonancia a consecuencia de una excitación demasiado enérgica o de un porrazo en la línea de muelles. La sección compuesta del amplificador operacional tipo Norton y los componentes

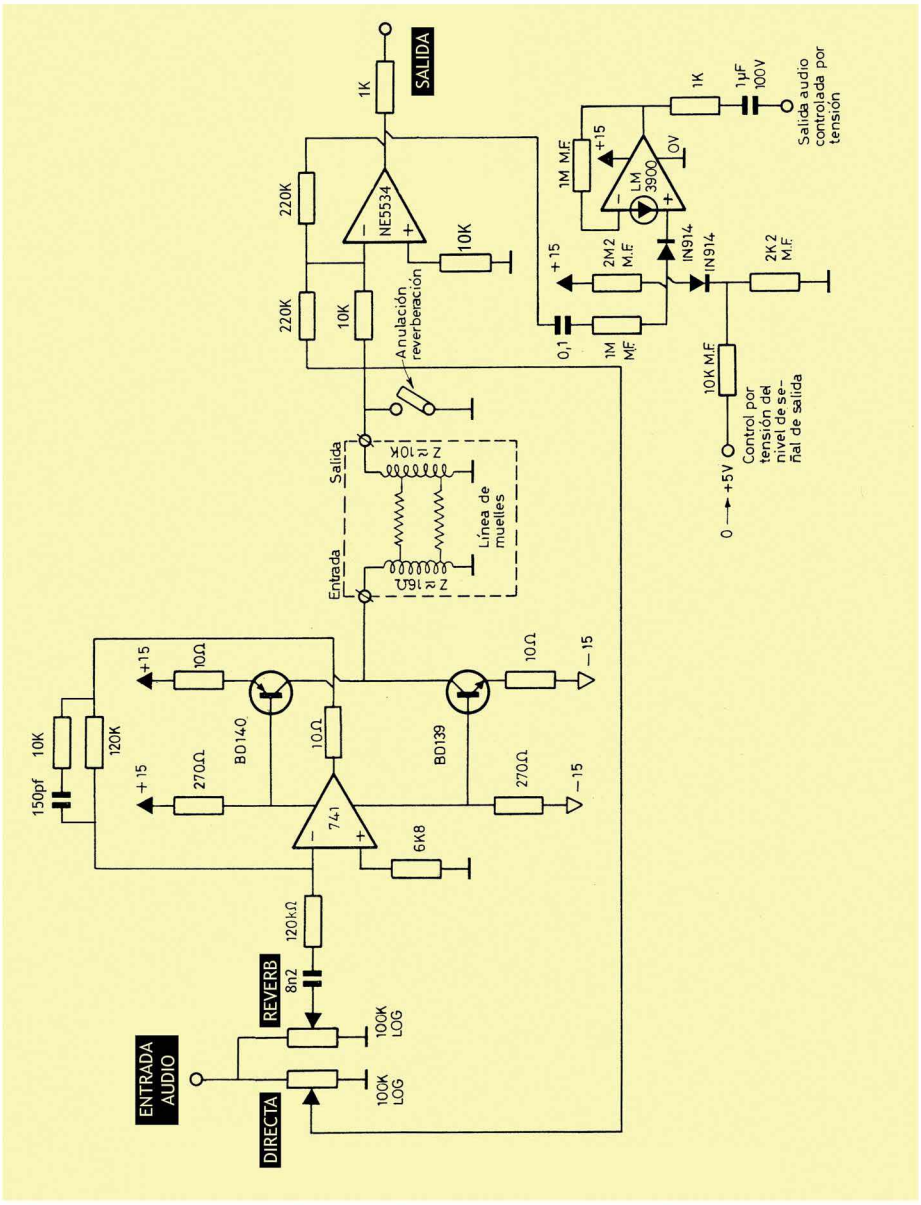


Fig. 5.15 Módulo de Reverberación (Diseño: hacia 1973. No se recomienda la parte del VCA)

asociados constituyen un VCA que permite el control por tensión de la salida de señal reverberada. La gama dinámica de éste es de unos 40 dB aproximadamente para una tensión de control de 0 a 5 V. Esto añade más posibilidades al conjunto. Para esta realización se ha previsto la utilización del cuarto operacional *Norton* que

habíamos dejado inactivo en el circuito del generador de envolventes descrito en páginas anteriores.

Así se aprovechan las cuatro unidades del LM3900 y sólo es necesario reunir la circuitería de la unidad de reverberación y la del seguidor en un mismo circuito impreso.

Si se opta por esta alternativa será necesario extremar las precauciones durante el proceso de diseño del circuito impreso a fin de evitar bucles de masa y acoplamientos a través de las líneas de alimentación.

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Muchas unidades son sensibles a las fluctuaciones de la tensión de alimentación y su funcionamiento es inaceptable si no se dispone de una alimentación servocontrolada que la regule a un valor fijo y estable frente a cualquier variable exterior como carga, temperatura, tiempo, fluctuaciones de la tensión de red, etc.

Las derivas de la tensión de alimentación pueden cambiar el valor de la tensión de referencia en el comparador de tensión del VCO (LM311), la frecuencia de sintonía, puesto que los potenciómetros de sintonía gruesa y sintonía fina se hallan conectados entre ± 15 V así como también la corriente inicial del convertidor exponencial, por citar los puntos vulnerables de un módulo crítico como es el oscilador controlado por tensión.

El diseñador del sistema debe decidir la ubicación física de la fuente de alimentación y se puede orientar hacia escoger una de carácter general central que alimente todo el conjunto o una de carácter local para cada módulo. De hecho, los reguladores monolíticos utilizados en este circuito están fundamentalmente concebidos para el uso como reguladores locales para eliminar los problemas de distribución y ruido inherentes en un sistema de regulación única.

También algunos constructores utilizan fuentes de alimentación separadas para alimentar independientemente el circuito del teclado y las secciones principales del oscilador, alimentando los conformadores de onda y el resto de la circuitería de los módulos con otra fuente distinta e independiente de la primera.

El proceso de diseño de una fuente de alimentación es primero escoger una configuración no regulada para luego añadir el sistema de estabilización propiamente dicho.

El transformador de alimentación deberá escogerse con el primario adaptado a los valores normalizados de las redes de alimentación de c.a. Es muy deseable trabajar con transformadores provistos de dos primarios (115 + 115) que se conectan en serie para redes de 230 V o en paralelo y en fase en redes de 125 V. Este tipo de transformador presenta un rendimiento mucho mayor puesto que en ambos casos se utiliza la totalidad del bobinado primario.

Preferentemente se utilizarán transformadores de alimentación toroidales puesto que presentan ventajas sustanciales con respecto a los convencionales tales como el de un campo magnético disperso prácticamente nulo, con lo cual se evitan problemas de ubicación en unidades compactas, siendo innecesario apantallarlos para que no induzcan zumbidos, ningún tipo de vibración ni zumbido mecánico

— dado que no tiene chapas ni entrehierro —, son francamente compactos y planos, lo que permite incluso disponerlos sobre el mismo circuito impreso de la fuente de alimentación conservándose de este modo la estructura totalmente modular del sistema, presentan muy poca distorsión de onda lo cual favorece la eficacia del filtrado y la regulación, frente al rechazo del rizado *(ripple),* etc.

Centrándonos en la problemática del diseño, siguen a continuación una serie de conceptos válidos para el diseño, en general, del sector no regulado de la fuente.

La corriente que debe ser capaz de entregar el secundario del transformador debe ser tan alta, como mínimo, como la máxima corriente eficaz requerida en la alimentación estabilizada.

Referente a la rectificación utilizada en este montaje, se utilizan dos diodos (con el transformador de toma media) en lugar de un puente rectificador por dos razones, primero porque únicamente existe caída de tensión en un solo diodo simultáneamente, perdiéndose tan sólo un total de 1,4 V en lugar de los 2,8 V que tendría lugar en el caso del puente rectificador. La otra es porque con un total de cuatro diodos en lugar de ocho se realiza la rectificación para la fuente de alimentación bipolar de ± 15 V.

La tensión inversa de los diodos (VR) rectificadores debe ser, cuanto menos, el doble del valor de la tensión de pico (V_p). Asimismo deberán ser capaces de soportar la corriente de pico que se produce a cada conexión de la fuente de alimentación a la red, durante la cual el condensador de filtro se halla totalmente descargado y a través de dichos diodos circula un pico de corriente que está limitado por la resistencia equivalente del bobinado del transformador. Dicha corriente de pico viene determinada por la expresión

$$I_p = \frac{V_{eff}}{R_{eq}}$$

es decir, por la relación entre la tensión eficaz del secundario y la resistencia equivalente del transformador siendo a su vez esta última

$$R_{eq} = \frac{R_{\text{primario}}}{\text{relación de transformación}} + R_{\text{secundario}} = \Omega$$

Otro factor a considerar en el diseño de la fuente y necesario para el cálculo de la capacidad de filtrado como para escoger los diodos es la tensión de pico V_p una vez rectificada. Aceptando en el peor de los casos una caída de tensión de 0,7 V en los diodos, y partiendo de un transformador con toma media como el empleado tendremos que

$$V_{\text{pico}} = 1{,}4 \frac{V_{eff}}{2} - 1{,}4 \text{ V}$$

No deben cortarse los terminales de los diodos rectificadores puesto que la longitud original de éstos ayudan a la disipación del calor generado en la unión.

La carga almacenada en el condensador de filtro en el valor de la tensión de pico V_p es igual a

$$q = C \cdot V_c = C \cdot V_p$$

siendo q la carga almacenada, C el valor de la capacidad y V_c la tensión sobre el condensador.

En el tiempo de 1/100 de segundo, la carga que debe suministrar el condensador es Δq, lo que es simplemente una cienava parte de I_o o corriente máxima que se precisa en la carga de salida conectada a la fuente de alimentación. Esta carga extraída del condensador de filtro no debe llevar su tensión por debajo del mínimo requerido en la entrada del regulador para que su funcionamiento sea el satisfactorio. La ecuación se convierte entonces en

$$C \cdot V_p - \Delta q = C \cdot V_L$$

lo cual es lo mismo que decir que

$$C(V_p - V_L) = \Delta q = \frac{I_o}{100}$$

quedando la ecuación de diseño del condensador como

$$\text{Capacidad mínima} = \frac{I_o}{100 \text{ Hz } (V_p - V_L)}$$

$$V_L = \text{tensión sobre la carga} = V_{\text{regulada}}$$

Para la operación de estabilización de los voltajes de ± 15V se propone la utilización de los reguladores LM317T y LM337T, que ofrecen unas buenas características y seguridad de funcionamiento para la experimentación, a condición de respetar algunas indicaciones. Estos reguladores sólo poseen una entrada, una salida, y un tercer terminal que permite un ajuste fino del voltaje de salida y pertenecen a una generación posterior que los reguladores de tres terminales de tensiones fijas, como los archiconocidos y megautilizados LM7815 y el LM7915. El LM317T y el LM337T ofrecen unas prestaciones muy mejoradas con respecto a aquellos para las aplicaciones de audio.

Existen diversas versiones y, las que llevan el sufijo T pueden entregar hasta 1,5A, pero conviene no sobrepasar de 1,2 A para no degradar las especificaciones. Es difícil estropearlos porque ofrecen total protección frente a sobrecargas de corriente y por exceso de temperatura pero, cuanto más fríos trabajen, mejor cumplen las espectativas de regulación y estabilidad. Asi pues, hay que dotarlos de un buen radiador (o fijarlos a chasis debidamente aislados) porque cuanto más fríos trabajan, mejor se comportan. Sólo hay un caso en que su destrucción instantánea está asegurada, y es cuando -por la razón que sea- se produce un cortocircuito en el condensador de filtro de entrada al regulador (pata 2). En este caso, si no se toma una precaución sencilla y barata, el condensador de filtro de salida (el/los conectados a la pata 3) se descarga a través del circuito interno del regulador y se destruye. Pero, añadiendo un diodo (1N4007) polarizado en sentido inverso entre la salida y la entrada del regulador, de producirse la eventualidad del cortocircuito, el condensador de salida tiene un camino de descarga instantánea y el regulador ni se entera.

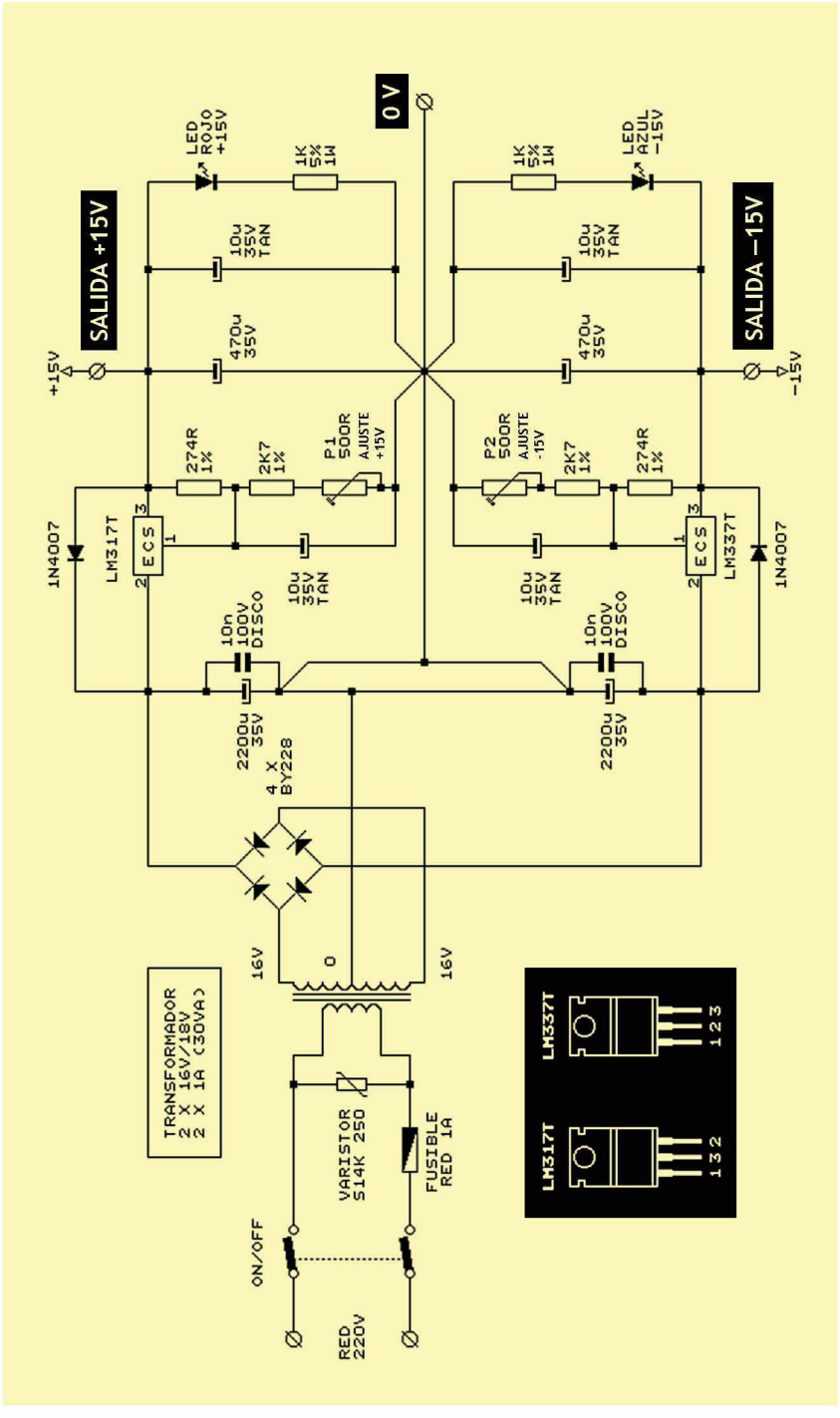


Fig. 5.16 Fuente de alimentación sugerida para fines experimentales. (Diseño 2011)

La regulación de linea (estabilización frente a las fluctuaciones del voltaje de red) es del 0,01%. La regulación de carga (estabilidad frente a los cambios de consumo) en salida de los ±15V es del 0,3%. La estabilidad del voltaje de salida frente a los cambios de temperatura está en torno a los 50 ppm/°C. Como se ve, sólo por estas características son muy superiores a las de los clásicos 7815/7915, mucho más ruidosos que la pareja 317/337, pero hay más.

El rechazo de rizado depende en gran media del filtrado aplicado en el terminal de la tensión de referencia (pin 1). Añadiendo un tántalo de 10u entre el pin 1 y masa, pueden alcanzarse rechazos de 75-80 dB. Aumentando el valor de esa capacidad no se detecta una mejora significativa de esa cifra, sin embargo, sí es importante utilizar condensadores de tántalo puesto que presentan un factor de potencia y una impedancia más baja que los electrolíticos normales, lo que los hace más idóneos para la supresión de perturbaciones de frecuencias elevadas.

Puede confundir el hecho de observar en el esquema un condensador de 10n en paralelo con el de 2200u. La incidencia sobre la capacidad total es despreciable pero, en realidad, con la combinación de ambos, lo que se persigue es disminuir la impedancia interna. Los electrolíticos presentan un inductancia que crece con la frecuencia, que equivale a la disminución de microfaradios y a una merma en la eficacia del filtrado. Disponiendo un condensador cerámico en paralelo con aquellos, se consigue que la impedancia total se mantenga baja. Por esa misma razón, a la salida de ambos reguladores se han dispuesto en paralelo un electrolítico de 470u y otro de 10u de tántalo.

En el esquema de la Fig. 5.16, se muestra la disposición ideal para que el ruido debido a las corrientes de carga/descarga de los electros de filtro de 2200u, no comprometan la estabilidad de la regulación. Como se ve, la salida de 0V está unida en estrella en un sólo punto a los condensadores de salida, y la rama de resistencias que determina la tensión de salida de ambos reguladores. Desde este punto, hay un segundo camino que va directo a la unión del negativo y el positivo de los filtros de 2200u, y un tercer camino separado que conecta esa unión al terminal 0V del transformador de alimentación.

Los led rojo y verde no sólo sirven como indicadores de la presencia de tensión a la salida. La principal función es la de disponer una carga fija a la salida de los reguladores para que puedan arrancar y funcionar de modo estable, incluso si la fuente está en vacío. Si no se utilizan los leds, habría que mantener las resistencias de 1K conectadas de modo permanente.

Y para finalizar, llamar la atención sobre el hecho de que la numeración de los pines es distinta para el LM317T que para el LM337T; véase el gráfico de la Fig. 5.16.
También, señalar la conveniencia de utilizar primeras marcas como On Semiconductor (antigua Motorola), National Semiconductor, ST Microelectronics, Texas Instruments, Fairchild, y olvidarse de marcas poco conocidas *made in China/Hong-Kong* ya que, por lo general son inferiores a los originales y sus características se desvían mucho de lo que se espera.

CAPÍTULO 6

EQUIPOS COMERCIALES

Se ha incluido este capítulo, no con el ánimo de hacer publicidad de una serie de fabricantes, sino a modo de revisión de los aspectos técnicos en los que se ven materializadas todas las consideraciones que hasta aquí se han hecho sobre el sintetizador. Los equipos que se revisan a continuación son — a entender del autor — los más representativos que existen comercialmente. En los comentarios a favor o en contra de determinados puntos, no se pretende favorecer a ninguno en concreto puesto que todos ellos poseen sobradas cualidades particulares.

Los datos técnicos han sido extraídos, en general, de las hojas de especificaciones, literatura promocional y manuales de operación de los propios fabricantes. Todos ellos se reservan el derecho de modificar estas especificaciones.

Moog Music Inc.
160 Broadway St.
Asheville, NC 28801
U.S.A.

moogmusic.com

MINI-MOOG

Se puede afirmar que éste es uno de los sintetizadores más populares que existen en el mercado y que tiene una justa fama gracias a sus prestaciones. Constituye un instrumento compacto y diseñado en especial para actuaciones en directo en las que es más necesario una gran rapidez de selección de un nuevo programa, que una gran paleta de coloraciones sonoras.

Lleva incorporados dos controladores accionados con la mano izquierda, exclusivamente existentes en los sintetizadores de esta firma, denominados *ben-*

der o flexionadores del tono y de la cantidad de modulación. Éstos permiten dos tipos de expresión dinámica de gran interés, en especial el *bender* del tono que permite imitar con gran similitud el mismo efecto que se produce al *estirar* la cuerda en la ejecución con guitarra eléctrica, o del vibrato sobre el violín. Posee entradas de control exterior de la frecuencia de los osciladores, de la de corte del VCF y de la ganancia del VCA; asimismo se pueden disparar exteriormente ambos generadores de envolvente mediante cierre de un interruptor. Acepta señales exteriores que entran directamente al mezclador a través de un preamplificador, con objeto de ser procesadas a través del VCF y del VCA. Posee una excelente rigidez mecánica para el duro trato que reciben todos los instrumentos que intervienen en situaciones en vivo, giras, etc. Sus inconvenientes son: la poca flexibilidad de programación y, por tanto, limitadas posibilidades de generación de efectos de sonido; no poseen modulador en anillo y, por tanto, imposibilidad de producir sonidos de campanas y tonos inarmónicos, así como de modificar sonidos exteriores. Tampoco ofrece la posibilidad de sincronización entre osciladores.

Especificaciones técnicas

Cinco fuentes de sonido: tres VCO cuyas frecuencias se extienden desde 0,1 Hz hasta 20 kHz en seis gamas, y entregan señales triangulares, diente de sierra, diente de sierra invertido (sólo el oscilador número 3), triangular y diente mezcladas (sólo los osciladores números 1 y 2) y tres anchos de rectangular. Una fuente de señal aleatoria de ruidos blanco, rosa y aleatorio, y un preamplificador de entrada con una sensibilidad de 10 mV mínimo y 2 V máximo sobre 100 kΩ. Los osciladores presentan una estabilidad de permanencia en sintonía de ± 0,25 por ciento. Los elementos de modificación están compuestos de: VCF de amplia gama, continuamente variable desde 40 Hz a 20 kHz, es decir, unas nueve octavas; la pendiente es del orden de los 24 dB/octava y posee un control variable de dosificación de la realimentación positiva. Posee dos amplificadores VCA, uno de los cuales está exclusivamente controlado por el generador de envolventes correspondiente y el otro por un controlador opcional exterior. La gama dinámica de cada VCA es de 80 dB. Los controladores incluyen un teclado de tres octavas y media que actúa permanentemente sobre la frecuencia de los VCO1 y VCO2, y opcionalmente también actúa sobre el VCO3 y sobre la frecuencia de corte del VCF. A cada opresión de una tecla se inicia un ciclo en ambos generadores de envolvente que controlan, respectivamente, uno de los VCA y el VCF. Las gamas de tiempo de ambos generadores de envolvente son, para los tiempos de ataque y decaimiento, desde un mínimo de 10 ms a 10 s como máximo. El nivel de sostenimiento es completamente ajustable desde 0 a 100 % de la amplitud de la envolvente. Sobre el teclado actúa a voluntad un control de deslizamiento variable desde 1 ms por octava a 1 segundo. Los controladores *bender* producen un desplazamiento arriba o abajo en la frecuencia de los VCO de un mínimo de 5 semitonos en el de *tono* y desde 0 a 1 ¼ octavas el de modulación de frecuencia.

En la figura 6.1 se muestra el esquema de bloques de este instrumento, así como el aspecto exterior en 6.2.

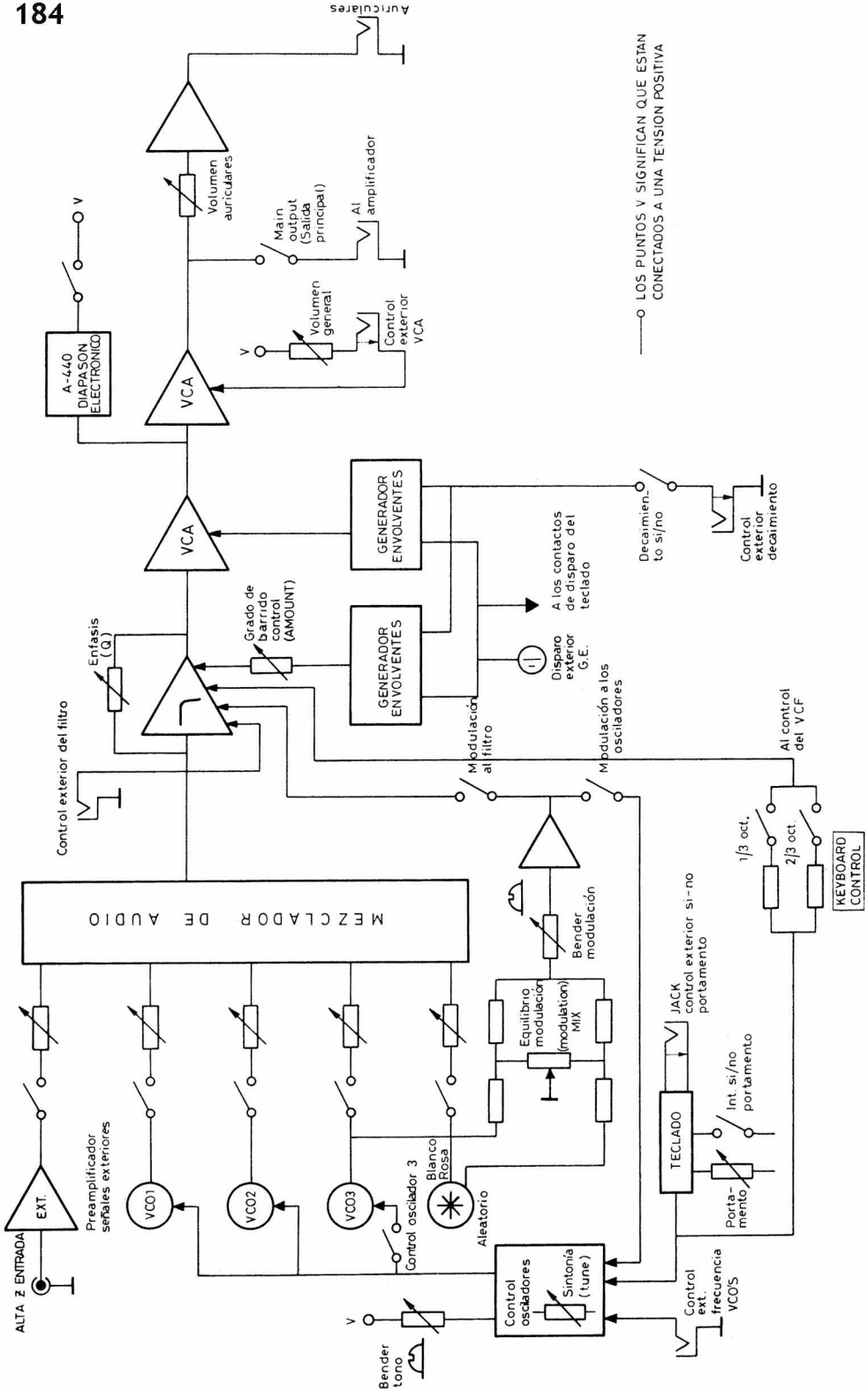


Fig. 6.1 Esquema de Bloques del Sintetizador Mini-MOOG

Fig. 6.2 Sintetizador Mini-MOOG

SONIC-6 MOOG

El Sonic-6 (figuras 6.3 y 6.4) es un sintetizador autocontenido con teclado de cuatro octavas y amplificador monitor incorporado en un robusto mueble de plástico. Todos los controles están lógica y convenientemente localizados en el panel de mandos con respecto a sus funciones en el sintetizador.

Los generadores de sonido que incorpora son 2 *osciladores de tono* (VCO) que entregan formas de onda triangular, diente de sierra y rectangular variable desde cuadrada simétrica hasta un estrecho impulso (no es controlable por tensión el ancho).

Ambos osciladores poseen una gama de frecuencias que se extiende desde el extremo de subaudio hasta los 7.500 Hz y pueden ser controlados por la tensión principal de teclado. Se halla dotado de un atenuador que permite dividir esta tensión y trabajar con escalas microtonales o igualmente temperadas indistintamente. Otras entradas de control provienen de los osciladores de modulación para la producción de efectos de sonido diversos, del generador de envolvente que barre la frecuencia de los osciladores a partir de la sintonía inicial donde se hallen y modulación de un oscilador de tono por otro para la producción de tonos inarmónicos mediante modulación en frecuencia con seguimiento. Cada uno de los osciladores posee además un control de sintonía que lo hace variable en $\pm$ 1 octava y un conmutador de transposición de $+2$, 0, -2 octavas (no es posible sincronizar ambos osciladores, son totalmente independientes).

El generador de ruidos, no requiere comentario, genera ruido blanco y rosa.

El equipo de modificación se compone del amplificador controlado por tensión, que aquí se denomina "articulator", y que se halla asociado en permanencia con el generador de envolvente. El filtro de paso bajo es controlado por tensión mediante el generador de envolvente, desde la tensión principal del teclado y por los osciladores de modulación. Opcionalmente puede controlarse exteriormente mediante un pedal, por ejemplo.

El modulador en anillo combina ambas salidas de los osciladores de tono y de los de modulación y acepta señales exteriores a través del preamplificador que a tal efecto se halla en la parte derecha del teclado junto a las entradas de control exterior.

El mezclador de salida extrae las señales del modulador en anillo y de los

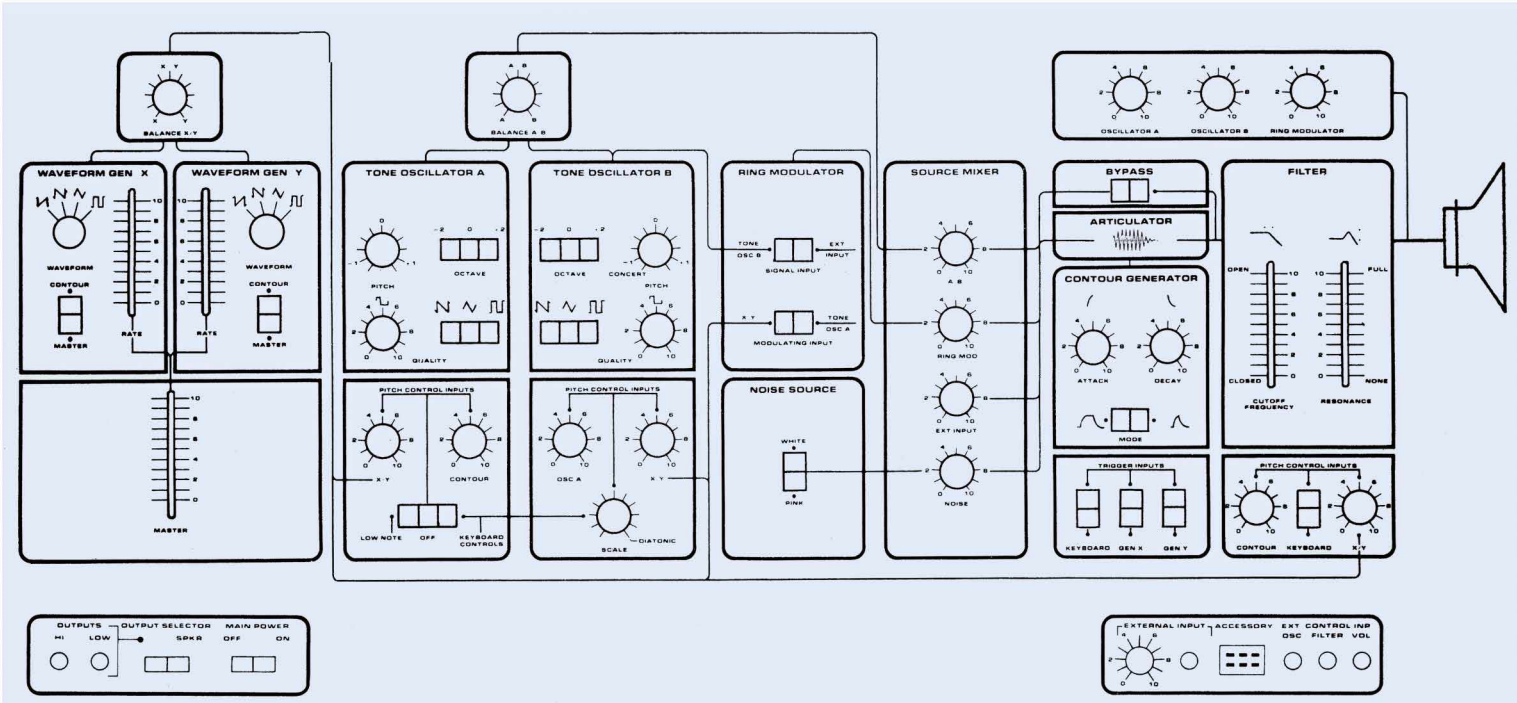


Figura. 6.3 Organización del Panel de mandos del **Moog Sonic-6**. Curiosamente, este sintetizador no fué diseñado por Bob Moog sino por un ingeniero ucraniano que trabajó para Moog hasta finales de los 60. Moog y **Gene Zumcheck** no simpatizaron nunca en lo personal, y éste no fué capaz de convencer a su jefe para que sacara un instrumento orientado al sector de la enseñanza con los módulos pre-configurados. Asqueado abandonó, y creó su propia compañía que se llamaría **muSonics.** El modelo que lanzó fué el **Sonic-V**, cuyo diseño electrónico era mucho más moderno y avanzado (integrados, OTAS, y arrays) que los muy discretos y transistorizados de Robert Moog. Zumcheck utilizó por vez primera y antes que nadie en el sector, el **uA726** en los VCO. Años después, para evitar la bancarrota de Moog se produjo la fusión **Moog-muSonics.** Tras realizarle unos pocos cambios cosméticos y adaptarle el filtro patentado de Moog, el Sonic-V de Zumcheck, pasó a ser el **Sonic-6** de Moog. Pero la química entre ambos siguió sin funcionar y la industria perdió un prometedor ingeniero de sintetizadores, muy avanzado a su época en diseño de circuitería, respecto de lo que hacían en ese momento el propio Moog, ARP o EMS. Basta con ojear los esquemas de 1973 para verlo claro.

Fig. 6.4 Aspecto del Sintetizador **Moog Sonic-6**

dos osciladores de tono. El otro mezclador "source mixer" permite la mezcla proporcionada de las señales de los osciladores de tono, modulador en anillo, entrada exterior y generador de ruidos. La facilidad de disponer de dos mezcladores permite la realización con comodidad de eventos simultáneos.

Entre los controladores encontramos uno fundamental, que es el teclado; éste entrega dos tensiones de control, una la principal y otra la secundaria, lo que permite la operación con dos notas independientes, es decir, de una pseudopolifonía. La tensión principal de teclado se emplea para controlar el tono principal de los VCO y también para controlar al filtro en seguimiento o tándem con los osciladores, para la obtención de timbres constantes a lo largo de todo el teclado.

Los osciladores de modulación y control generan señales dientes de sierra ascendente, descendente, triangular y cuadrada, con una gama que va desde 0,1 Hz a 200 Hz. La frecuencia puede ser ajustada independientemente en cada oscilador, simultáneamente desde el control "master" o incluso puede ser barrida por el generador de envolvente.

El generador de envolvente suministra una señal que va desde 0 a + 10 V y que puede o no ser sostenida por la acción del teclado y en intervalos de tiempo, tanto de ataque como de decaimiento, que se extienden desde los 2 ms a los 15 s. Puede ser disparado, además de por el teclado, por ambos osciladores de modulación. (Este generador de envolventes es un simple AR o AD seleccionable, no posee en cambio la posibilidad ADSR, lo cual resta muchas posibilidades al equipo.)

El Sonic-6 acepta el control exterior mediante pedal, del volumen y de la frecuencia de corte del filtro. También es posible introducir señales exteriores que pueden ser moduladas en anillo, reenvueltas o filtradas.

La frecuencia de ambos osciladores de tono puede ser cambiada exterior-

mente desde un secuenciador, un controlador de cinta (ribbon) o incluso desde un controlador de percusión.

Un conector para "accesorios" suministra las tensiones de trabajo necesarias para las unidades exteriores.

En la parte izquierda del teclado se hallan el control general de volumen, el control del portamento y el bender de tono que opera en la misma forma que en el caso del MINI-MOOG.

En general, las deficiencias de este completísimo sintetizador son en opinión del autor las ya mencionadas; es decir, ausencia de PWM en los osciladores de tono, imposibilidad de sincronización entre ambos osciladores de tono y un generador de envolventes que no está a la altura del resto de unidades que incorpora este sintetizador. De todos modos se pueden subsanar dichas deficiencias mediante un mínimo de operaciones en el interior del sintetizador. Añadir estas posibilidades al Sonic-6 representa aumentar en mucho las prestaciones que ya de origen son excelentes.

MOOG-55, SISTEMA MODULAR

Este sintetizador (figura 6.5) constituye uno de los equipos más logrados y completos para su utilización en estudio, aunque existen músicos y compositores que lo utilizan en vivo.

Posee un total de 36 funciones modulares de generación, modificación y control. El sistema 55 posee un teclado de cinco octavas que se sitúa en el lugar más conveniente en el estudio, como puede ser encima del órgano si se trabaja con otros instrumentos.

La programación se efectúa mediante la interconexión entre módulos con ca-

Fig. 6.5 El **MOOG-55**, el sintetizador más apetecido de todos los tiempos. A la derecha una foto de detalle del Oscilador 921. A pesar de la enorme mitificación que existe en torno a este instrumento, el diseño electrónico de esta familia de módulos que contituyeron el **SYSTEM-12/15/35/55**, permaneció muy transistorizado, con mucho cableado interno y con pocas revisiones hasta que dejó de fabricarse en 1980, lo que lo hizo enormemente caro, y sólo accesible a músicos con *posibles* y grandes instituciones académicas.

bles y jacks telefónicos en cada extremo. Hay diversidad de opiniones acerca de los distintos métodos de programación. La ventaja de éste es que su puesta en práctica es mucho más fácil porque muestra claramente la operación que con él se realiza y en una actuación en directo resulta mucho más rápida. Por otra parte, la experiencia demuestra que el aparente caos de conexiones, no constituye tan grave inconveniente como aparece a primera vista, en especial si se organiza el trabajo adecuadamente identificando los jacks y cables con diferentes colores, uno para cada tipo de señal: audio, controles, modulaciones, etc.

Muchas de las funciones que frecuentemente adoptan las mismas conexiones de programación ya han sido realizadas interiormente y se seleccionan mediante interruptores, lo que simplifica en mucho la programación. Su gran capacidad y flexibilidad le hacen protagonista principal de los más avanzados estudios de composición y grabación. Detallar aquí todas sus posibilidades sería poco menos que imposible.

A continuación se indican las características y el número que tiene asignado de cada módulo y cuántos de cada de los que forman el equipo.

1 oscilador 921 controlado por tensión. Su gama de frecuencias se extiende de 0,01 Hz a 40 kHz en dos márgenes de 0,01 a 400 Hz y de 1 Hz a 40 kHz. Tiene tres jacks de entrada de control de frecuencia exponencial con respuesta normalizada a 1 voltio/octava y 0,1 % de precisión de 30 Hz a 14 kHz. Señales de salida disponibles simultáneamente: senoidal, diente de sierra, rectangular, además de otras seis señales seleccionables mediante conmutador con salidas positivas y negativas disponibles simultáneamente. La señal rectangular puede ser modulada en anchura (PWM) por tensión y también manualmente desde 10 % hasta 90 %.

2 excitadores (drivers) osciladores 921A. Este módulo actúa como control maestro de hasta 12 osciladores 921B. Normalmente en el sistema 55 se le asigna el control de tres *únicamente*. Puede controlar simultáneamente la modulación del ancho del impulso en los tres osciladores y la frecuencia.

6 osciladores 921B controlados por tensión. Su gama de frecuencias se extiende de 1 Hz a 40 kHz en seis márgenes. Entrega señales senoidales, dientes de sierra, rectangulares, disponibles simultáneamente. Tiene jacks de entrada de control de frecuencia, acoplados en c.a. y en c.c. que permiten efectuar la forma de modulación lineal en frecuencia. Este conjunto así formado con un 921A y tres 921B está preparado para ser sincronizado por el método de enclavamiento de fase, que permite obtener sintonías libres de batidos en toda la gama de audio.

5 amplificadores 902 controlados por tensión. Presentan una gama dinámica bastante amplia, del orden de los 80 dB. Mediante un interruptor pueden seleccionarse dos tipos de respuesta, lineal y exponencial. El control por tensión se efectúa mediante tres entradas de control, que se suman.

1 generador de ruido aleatorio. Suministra dos salidas dobles de ruidos, blanco y rosa respectivamente.

1 filtro de paso bajo 904A controlado por tensión. Como control manual de la frecuencia central y control por tensión de 60 Hz a 20 kHz. Regeneración variable manualmente desde cero hasta la oscilación (realimentación positiva). El control

por tensión se efectúa por medio de tres entradas que se suman y responden exponencialmente a 1 V/octava.

1 filtro de paso alto 904B controlado por tensión. Control manual y por tensión de la frecuencia de corte de 60 Hz a 20 kHz a través de tres jacks de entrada de control.

5 generadores de envolvente 911. Con control de cuatro parámetros: ataque, decaimiento, sostenimiento y relajamiento y tiempos completamente ajustables desde 2 milisegundos a 10 segundos.

1 retardador doble de disparo 911A. Se utiliza para retardar el comienzo del ciclo de los 911, desde 2 milisegundos a unos 10 segundos. La utilidad de este módulo se describe en el capítulo 4, *Generadores de envolvente.*

1 banco de filtros fijos 914. Permite el control separado de 14 bandas distintas de la gama de audio en las frecuencias de 125, 175, 250, 350, 500, 700, 1.000, 1.400, 2.000, 2.800, 4.000 y 5.600 Hz.

Secuenciador 960. Este elemento modular permite utilizar una gran variedad de niveles de tensión preprogramados, que se suceden a una velocidad predeterminada por un reloj interior o cualquier señal exterior. La secuencia más larga realizable con un solo 960 es de 24 escalones con única salida, o tres de 8 independientes que pueden ser utilizados individualmente como control de tres tipos diferentes de parámetros musicales: tono, timbre, intensidad, etc. También se utiliza a menudo para la realización de pasajes melódicos repetitivos y a velocidad no realizables por ningún buen teclista. La operación de marcha o paro del secuenciador puede ser efectuada indistintamente por métodos manuales o controlados por tensión. Una serie de pilotos luminosos indican la posición de la secuencia.

Completan toda esta serie de módulos otros de funciones muy especializadas dentro del equipo, como atenuadores, mezcladores, interruptor secuencial, distribuciones múltiples de señales, etc. La figura 6.5 presenta una vista fotográfica del Moog-55 y de un detalle del módulo 921 VCO.

EMS
Electronic Music Studios

ELECTRONIC MUSIC STUDIOS
Trendeal Vean Barn,
Ladock, Truro, Cornwall
TR2 4NW
ENGLAND

sales@ems-synthi.demon.co.uk

E.M.S. - AKS

Éste es uno de los más sorprendentes sintetizadores que existen en la actualidad. A pesar de su pequeño tamaño ofrece una versatilidad y una flexibilidad de programación extraordinaria a la vez que incorpora los más avanzados criterios de diseño, y en especial lo que se refiere a su teclado-memoria de concepción totalmente digital.

E.M.S. se ha planteado el problema de diseño de un secuenciador, desde un punto de vista fuera de lo corriente, e introduce en el AKS los más recientes desarrollos en circuitería digital, para la realización de una memoria de 1.536 bits o

256 palabras de 6 bits cada una. La melodía a grabar se ejecuta sobre un teclado que no tiene partes móviles (actúa capacitivamente) y la nota que está siendo tocada — una sola a la vez — se introduce en la memoria a cada impulso del reloj. En una memorización de tiempo definido y ajustando en el reloj una secuencia de 20 segundos de duración, se obtiene una buena resolución. También es posible la selección de un tiempo más largo de duración para una secuencia completa, aunque entonces la definición de la sucesión de notas resultará apreciablemente empeorada. La operación inversa entrega aún más resolución, pero el tiempo total de la secuencia queda limitado.

La duración de una secuencia se monitora mediante el instrumento de medición que está situado en la parte superior izquierda, y se puede ajustar continuamente desde un mínimo de 700 milisegundos a un máximo de 100 segundos. La indicación visual del instrumento medidor informa en todo momento la cantidad de memoria que ha sido ya utilizada; esto es de particular interés durante la grabación de una secuencia. El teclado puede ser utilizado independientemente de ésta para tocar una segunda voz, si se desea, acompañado del secuenciador.

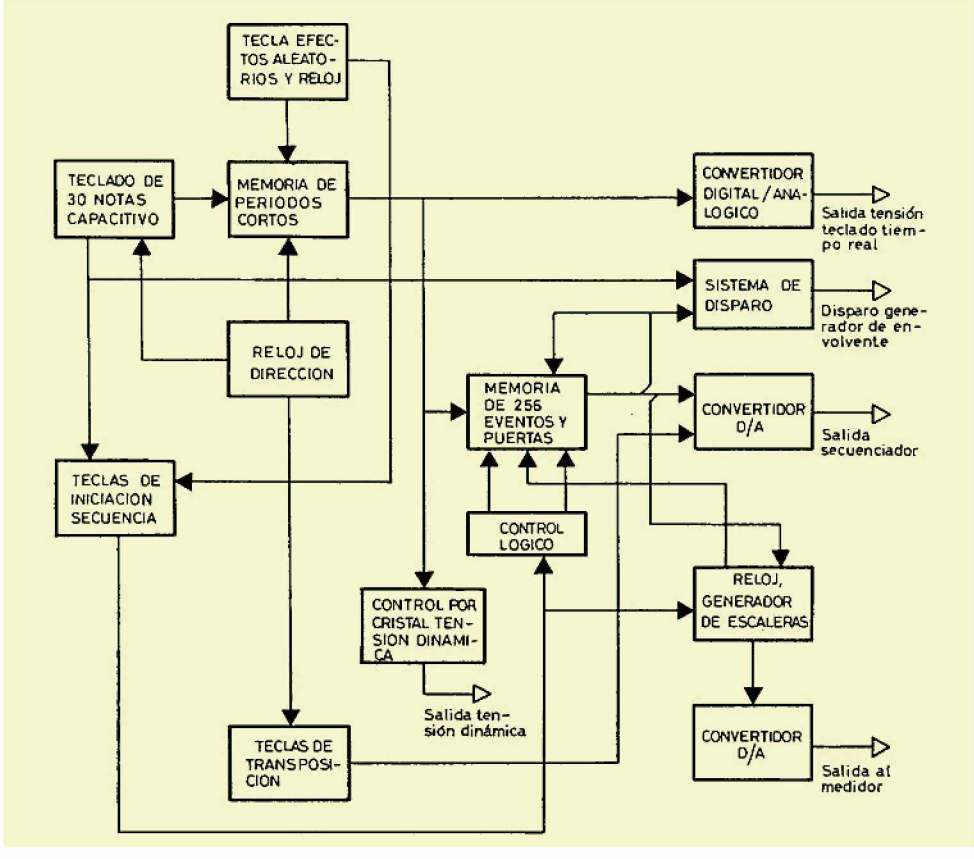


Fig. 6.6 Diagrama de Bloques del Secuenciador digital AKS de EMS, años luz por delante de los secuenciadores coetáneaos de la competencia como el 960 de Moog, o el 1601 de ARP.

En la figura 6.6 se muestra el esquema de bloques de la memoria del AKS. Cada tecla que se toca — tan sólo con la yema de los dedos, pues no es necesario ejercer fuerza ni presión para accionarlas — genera una palabra de cinco bits que es representativa de la nota que se está tocando, y otra de un bit utilizada para la iniciación de ciclo del generador de envolvente. Estos seis bits de información digital se almacenan en una memoria del tipo registro de desplazamiento. Dos convertidores D/A traducen en tiempo real la información digital que proviene directamente del teclado, y otro la almacenada en la memoria que contiene una secuencia. Esto explica la posibilidad de usar simultáneamente la secuencia grabada y el teclado en tiempo real. Diversas posibilidades accesorias tales como teclas de transposición de medio tono, un tono, una tercera mayor y una quinta mayor, además de una de cadencia aleatoria de notas y grabación (que mientras está bajo el contacto del dedo pone a cero todo el material memorizado y para el reloj) completan los dispositivos de control más importantes existentes en el teclado del AKS.

El resto del AKS está construido básicamente con los mismos circuitos empleados en el VCS3 y presenta las mismas especificaciones en cuanto al resto de funciones clásicas del sintetizador. La figura 6.7 muestra una de las hojas de archivo de programa que permiten tener siempre constancia de los datos de un determinado tipo de sonido sintetizado. La figura 6.8 es una vista del SYNTHI-AKS.

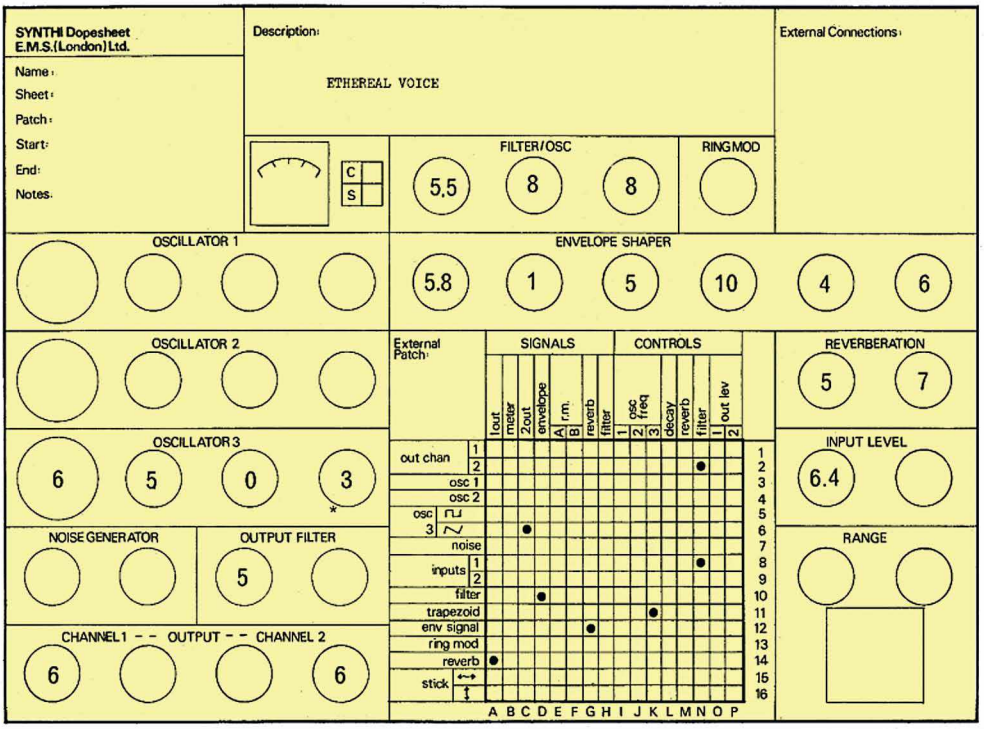


Fig. 6.7 Memoria de papel y lápiz en la que se recogen la programación de pins y los ajustes realizados sobre el panel de un AKS. (Synthi Book of Sounds de David Stevens).

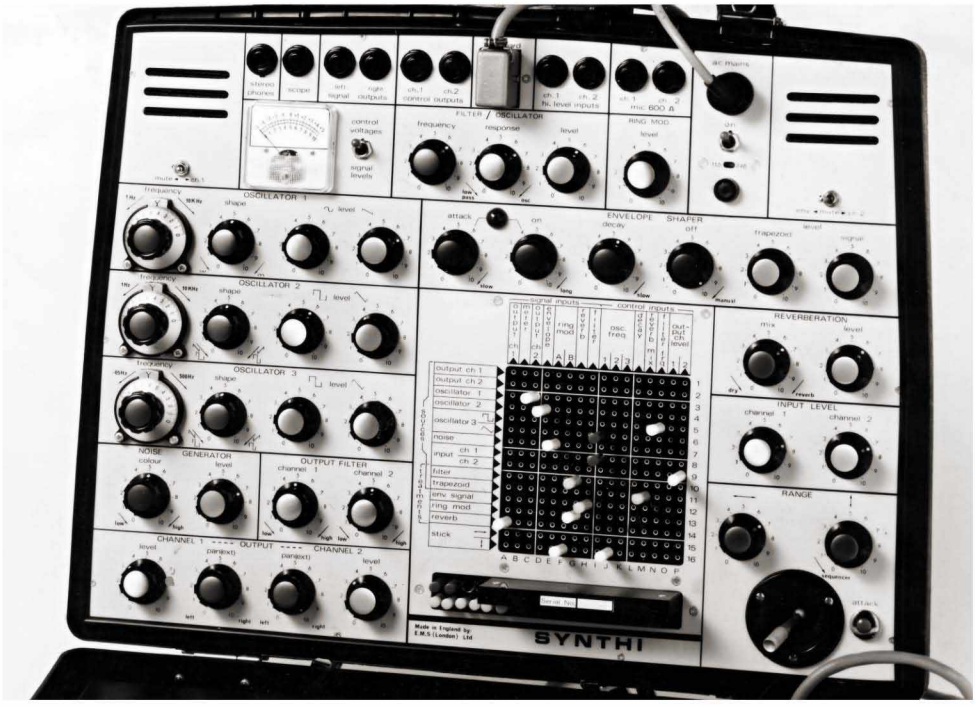


Fig. 6.8 Vista en detalle del panel de mandos del sintetizador **EMS** modelo **AKS**.
Lo admirable de su diseño es la enorme versatilidad que ofrece para la producción de efectos sonoros con una ingeniosa y estudiada economía de módulos. El **AKS** y el **VCS3** vienen a confirmar la máxima de **Brian Eno** quien dice que, *"la limitación deliberada de medios agudiza el ingenio"*. Con otras palabras, mi abuela decía lo mismo.

E.M.S. SYNTHI-VCS3

Tanto en el VCS3 como en el AKS, todos los numerosos jacks que se emplean en el sistema modular Moog para interconectar las funciones del sintetizador, han sido sustituidas por una pequeña matriz de patillas (pins) de 16 × 16 puntos, mediante los cuales la operación de programar resulta sencilla y fácil cuando se adquiere un poco de habilidad en ello. Este método es particularmente útil en este tipo de pequeños sintetizadores ya que facilita un completo aprovechamiento de todas las posibilidades de combinación. En la mayoría de sistemas es preciso tener en cuenta cuáles son las señales de control (normalmente referidas entre cero y un nivel positivo) y cuáles las de audio, que experimentan excursiones sobre nivel cero en sentidos positivo y negativo. En los SYNTHI no es necesario cuidado alguno a este respecto, lo cual reporta una considerable economía del número de unidades (sin merma de las posibilidades), del conexionado y, lo que es más importante, una notable ampliación de las combinaciones posibles. Cualquier tensión puede ser utilizada para producir o un sonido o como control. Todas las consideraciones quedan reducidas en este sistema a dos: que las tensiones de lenta variación se utilizan como controles y los rápidos (audibles) como sonidos. El

VCS3 presenta las mismas especificaciones que el AKS salvo que está presentado en dos paneles más espaciosos y alojado en un sólido mueble de madera.

Los tres osciladores y el generador de ruido constituyen las cuatro fuentes principales de señal. El filtro y el generador de envolvente son las dos funciones básicas de modificación de que se dispone, aunque también se pueden utilizar como fuentes de señal. Otros tratamientos adicionales son los de dos amplificadores de salida, que están preparados para ser controlados por tensión, también un modulador en anillo y una unidad de reverberación controlada por tensión. Se ha incorporado un controlador bidimensional *joystick* y provisiones para la entrada de señales exteriores de instrumentos eléctricos, monitorización por osciloscopio, auriculares y para amplificación exterior estereofónica. Constituye una verdadera innovación la inclusión del método que E.M.S. denomina "presto-patch". Este sistema consiste en la inserción de una pequeña tarjeta de circuito impreso en un conector situado en la parte inferior de la matriz de programación, que contiene una serie de conexiones equivalentes a la introducción de cualquier número de patillas o terminales en la citada matriz. Esto resuelve el problema de la necesidad del paso de un programa a otro con rapidez en situaciones en directo. En éstas se pueden tener preparados varios "presto-patch" con sonidos específicos o efectos de complicada programación y disponer de ellos en forma mucho más rápida, restando sólo el reajuste de los controles manuales del panel de mandos, que puede efectuarse con ayuda de las hojas de programación mencionadas (figura 6.7).

Las especificaciones técnicas más importantes de los módulos son: 2 VCO cuya gama de frecuencias va desde 1 Hz a 10 kHz por medio del control multivuelta de sintonía manual. El extremo superior se extiende por encima de los 10 kHz mediante control por tensión. Las formas de onda que entregan pueden variar continuamente en lo que respecta a la simetría mediante el control "forma" (shape), de modo que se obtienen una buena diversidad de timbres con tan sólo dos formas de onda por cada oscilador. El número 1 entrega una senoidal y un diente de sierra y el número 2 una cuadrada y una triangular. El oscilador número 3 se ha previsto para funciones de control y/o audio y la gama de frecuencias va desde un límite inferior extremadamente bajo, 0,025 Hz (1 ciclo cada cuarenta segundos) hasta 500 Hz. Las señales son triangular y cuadrada con idénticas posibilidades de alteración de simetría, lo que permite obtener un sinfín de formas rectangulares, dientes de sierra ascendentes o descendentes, etc. La figura 6.9 muestra gráficamente la forma de operación de este sistema. El modulador en anillo constituye un elemento clásico y la única característica digna de mención es el rechazo de la señal de entrada, 60 dB. El filtro/oscilador presenta una gama de frecuencias de corte de 5 Hz a 10 kHz y la pendiente es de 18 dB/octava. También está provisto de un control variable de regeneración que lo convierte a voluntad en un oscilador senoidal de baja distorsión. El generador de envolvente y el VCA se presentan aquí como una unidad permanentemente conectada, si bien es posible el acceso a la *tensión trapezoidal*, que es como E.M.S. denomina a la envolvente que se utiliza como señal de control. El generador de envolvente es del tipo *ataque-duración-decaimiento* y presenta tiempos de 2 milisegundos a 1

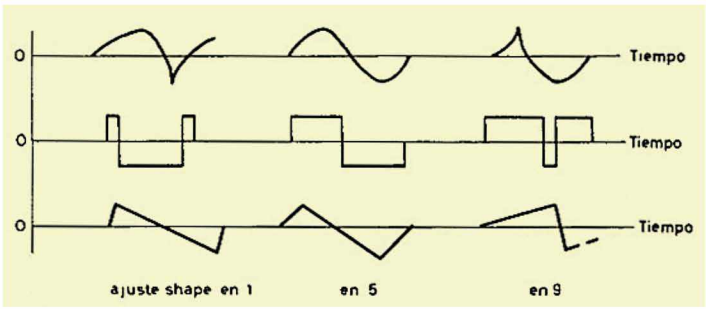


Fig. 6.9 Efecto del ajuste del «Shape».

segundo para la primera transición, de 0 a 2,5 segundos para la duración y de 3 milisegundos a 15 segundos para el decaimiento (esta última transición es también controlable por tensión). Transcurrida una secuencia completa de este generador de envolvente es posible redispararlo a través del teclado, desde un botón exprofeso que está junto al *joystick* o de forma automática si el control *off* se halla en otra posición que no sea *manual,* entonces se produce un proceso cíclico de auto-

Fig. 6.10 Sintetizador **EMS VCS3** y teclado convencional **DK1**

disparo cuya cadencia se regula precisamente mediante el control *off*. La unidad de reverberación está constituida por un par de muelles con retardos de 25 ms y 30 ms respectivamente. La cantidad de reverberación es controlable por tensión. La figura 6.10 es una vista del VCS3. Tanto el VCS3 como el AKS pueden ser controlados desde el teclado-memoria digital o desde otro teclado, al estilo convencional, que E.M.S. denomina DK1.

Otro soberbio sintetizador fabricado por esta firma es el SYNTHI 100 que se describe en el capítulo 7.

EQUIPOS ARP

La Firma **ARP Instruments Inc.** Cesó su actividad comercial en 1981 por razones financieras, y no existe, que sepamos, ninguna representación oficial.

ARP 2300 AXXE

Se trata de un minisintetizador (figura 6.11) especialmente concebido para pequeños grupos y principiantes en el manejo de este instrumento electrónico, pero no por ello se han sacrificado en él las elevadas prestaciones de los equipos

Fig. 6.11 Sintetizador **ARP-2300** conocido también como **AXXE**

ARP. Contiene un solo VCO de amplia gama de frecuencias, 16 Hz - 16 kHz, que produce señales en diente de sierra y cuadrada con posibilidad de PWM. Otro oscilador, un LFO, genera señales senoidales y cuadradas que se emplean para crear efectos de vibrato, trémolo, trinos y modulaciones; su gama es de 0,2 a 20 Hz. Un filtro de paso bajo de 24 dB/octava regula el contenido armónico; es controlable por tensión y por medios manuales. Se incluye un generador de envolvente tipo ADSR, y un mezclador de señales de audio combina ambas señales del VCO y del generador de ruidos; también acepta señales exteriores. También dispone de un "Sample & Hold" que posibilita a la creación de una variedad de efectos aleatorios nada comunes. El teclado controlador de tres octavas lleva asociadas las posibilidades clásicas de transposición (que extienden la capacidad a 7 octavas) y del portamento.

ARP 2800 ODYSSEY

Este sintetizador, pequeño aunque extremadamente versátil, ha sido diseñado en íntima colaboración con músicos que han definido de forma muy objetiva

las necesidades y prestaciones que un equipo debe ofrecer al artista en escena, es decir, que está fundamentalmente concebido para situaciones en vivo. No se le han incorporado funciones redundantes ni poco eficientes para el trabajo en directo; por el contrario, se le ha dotado de pedales de control que permiten mayor libertad a las manos con lo que se facilita en mucho una ejecución musical acompañada de otros instrumentos de teclado, como el piano eléctrico o el órgano.

Ello no lo hace menos útil para el investigador avanzado, el cual encuentra en el Odyssey todas las funciones básicas del sintetizador así como una estudiada planificación del sistema de programación, en la cual es posible efectuar multitud de combinaciones y sonidos. En el Odyssey se han sustituido los clá-

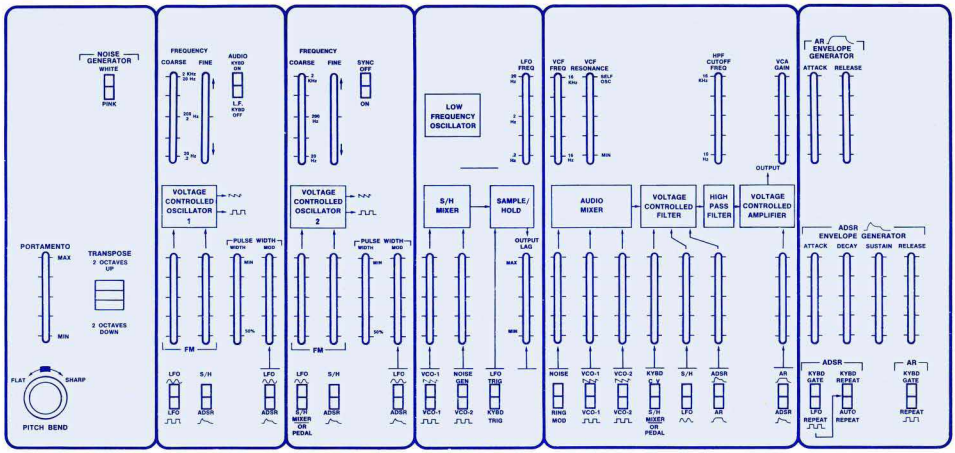
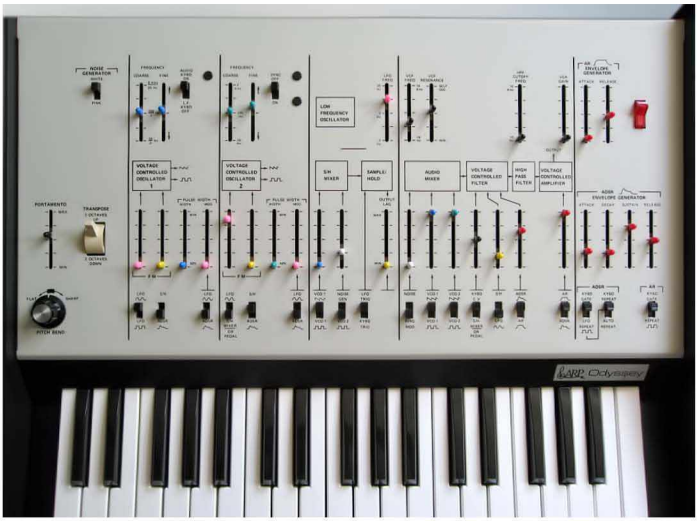


Fig. 6.12 El **ARP 2800 ODYSSEY** en su primera encarnación, comercializada entre 1972 y 1974. Se sustituyó del 74 al 76 por el **2810** (con panel negro y VCF de 24dB/octava) y aún se lanzaría una tercera versión, el **2823**, con panel negro y leyendas en color naranja y blanco, que estuvo en el mercado hasta 1981, cuando ARP bajó la persiana por problemas financieros. Las tres versiones fueron, sin duda, los *best seller* de esta firma.



sicos controles potenciométricos rotativos por los del tipo deslizantes rectos, junto a botones de mando, de colores, que permiten una rápida inspección visual de un ajuste determinado, lo cual es de especial interés y utilidad bajo las malas condiciones de iluminación que suelen acompañar las actuaciones.

La distribución de funciones modulares se muestra en la figura 6.12 y las características técnicas más importantes de cada elemento son las siguientes.

Contiene dos VCO: el número 1 con dos gamas de frecuencia, una extrabaja de 0,2 a 20 Hz y otra de 20 Hz a 20 kHz, igual que el VCO número 2. Las señales del número 1 son diente de sierra y cuadrada con posibilidad de PWM; el número 2 ofrece idénticas posibilidades, además de la capacidad de *sincronización brusca* en la cual el VCO número 1 es el maestro y el VCO número 2 el esclavo. La gama de frecuencias de corte del VCF es de 16 Hz a 16 kHz y presenta un factor Q máximo de 20 antes de que entre en oscilación. La gama dinámica del VCA es del orden de los 80 dB. Se ha incluido un filtro variable de paso alto sintonizable por medios manuales exclusivamente; la gama es de 16 Hz a 16 kHz y su utilización es de interés cuando se pretende añadir brillantes acabados a los sonidos sintetizados. El mezclador de audio y el modulador en anillo digital completan los elementos de procesado. Los controladores están representados por dos generadores de envolvente, uno tipo AR y otro tipo ADSR, un Sample & Hold, un oscilador de modulación LFO y el teclado asociado a los clásicos *portamento* y *transposición,* además de una pseudopolifonía la cual permite que los dos VCO puedan ser controlados independientemente por la nota más alta y por la nota más baja de una serie, que se opriman simultáneamente. También está provisto del correspondiente generador de ruidos.

ARP 2600

El modelo 2600 (fig. 6.13) es otro de los rígidos y compactos sintetizadores que ARP fabrica. Está diseñado para cualquier tipo de aplicación en la que se precise una unidad muy completa y precisa de generación de sonido.

Gracias a la gran flexibilidad que presenta puede utilizarse indistintamente para composición, investigación, enseñanza de música electrónica y ejecución en

Fig. 6.13 El **ARP 2600** en versión MKI, popularmente conocido como el ARP gris. Su **Low Pass Filter** era copia de la Red en Escalera de Moog y estaba encapsulado con la referencia 4012 para disimular, como en el **ODYSSEY.** En los mentideros de la época se dijo que Moog Music acudió a los tribunales por infringir la patente. Lo cierto es que **Bob y Alan** llegaron a un acuerdo económico amistoso y se puso punto y final al litigio.

directo. Posee tres osciladores controlados por tensión con señales rectangular (PWM), triangular, diente de sierra, cuadrada y senoidal; generador de ruido aleatorio; filtro de paso bajo controlado por tensión; dos generadores de envolvente; un VCA; un modulador en anillo acoplado en c.c. y en c.a. seleccionable a opción; un seguidor de envolvente; un preamplificador para micrófono con tres ganancias seleccionables de 20-40-60 dB; reverberador, y mezclador con distribución panorámica a dos canales. La figura 6.14 es un diagrama de la impresión serigráfica del panel de mandos del 2600, en el que se puede apreciar la configuración fundamental y las relaciones preestablecidas entre módulos. Éstas pueden ser modificadas mediante la inserción de cables de programación en los jacks que están dispuestos a tal efecto en el panel del 2600, pudiendo efectuar configuraciones diversas y adaptadas a la conveniencia de cada uso. El ARP 2600 puede expandirse mediante la adición de módulos de la serie 2500. Las especificaciones técnicas completas de este sintetizador son las siguientes:

VCO1

Gama de frecuencia: 0,015 Hz a 20 kHz, en dos márgenes.
Formas de onda: cuadrada, dientes de sierra.
Deriva térmica: 0,10 semitonos.
Gama de sintonía fina: ± 5 octavas.
Máxima profundidad vibrato: ± 1 octava.
Máxima desviación de frecuencia por el generador de envolvente ADSR: + 4 octavas.
Máxima gama desviación frecuencia por el Sample & Hold: ± 5 octavas.
Característica control tensión desde el teclado: 1 voltio/octava.
Nivel de salida de las señales 10 voltios p.p.

VCO2

Gama de frecuencia: idéntica al VCO1.
Formas de onda: triangular, senoidal, diente sierra y PWM.
Ancho del impulso variable: entre 5 % y 95 %.
Máxima profundidad del trino (modulado por el VCO1 con onda cuadrada): + 1,2 octavas.
Modulación del ancho del impulso también por medio de ruido.
El resto de especificaciones iguales que en el VCO1.

VCO3

Gama de frecuencia: idéntica que el VCO1.
Formas de onda: cuadrada (PWM) y diente de sierra.
Fuentes de modulación: generador de ruidos, VCO2 — senoidal — y desde el ADSR.
El resto de especificaciones iguales que en el VCO1.

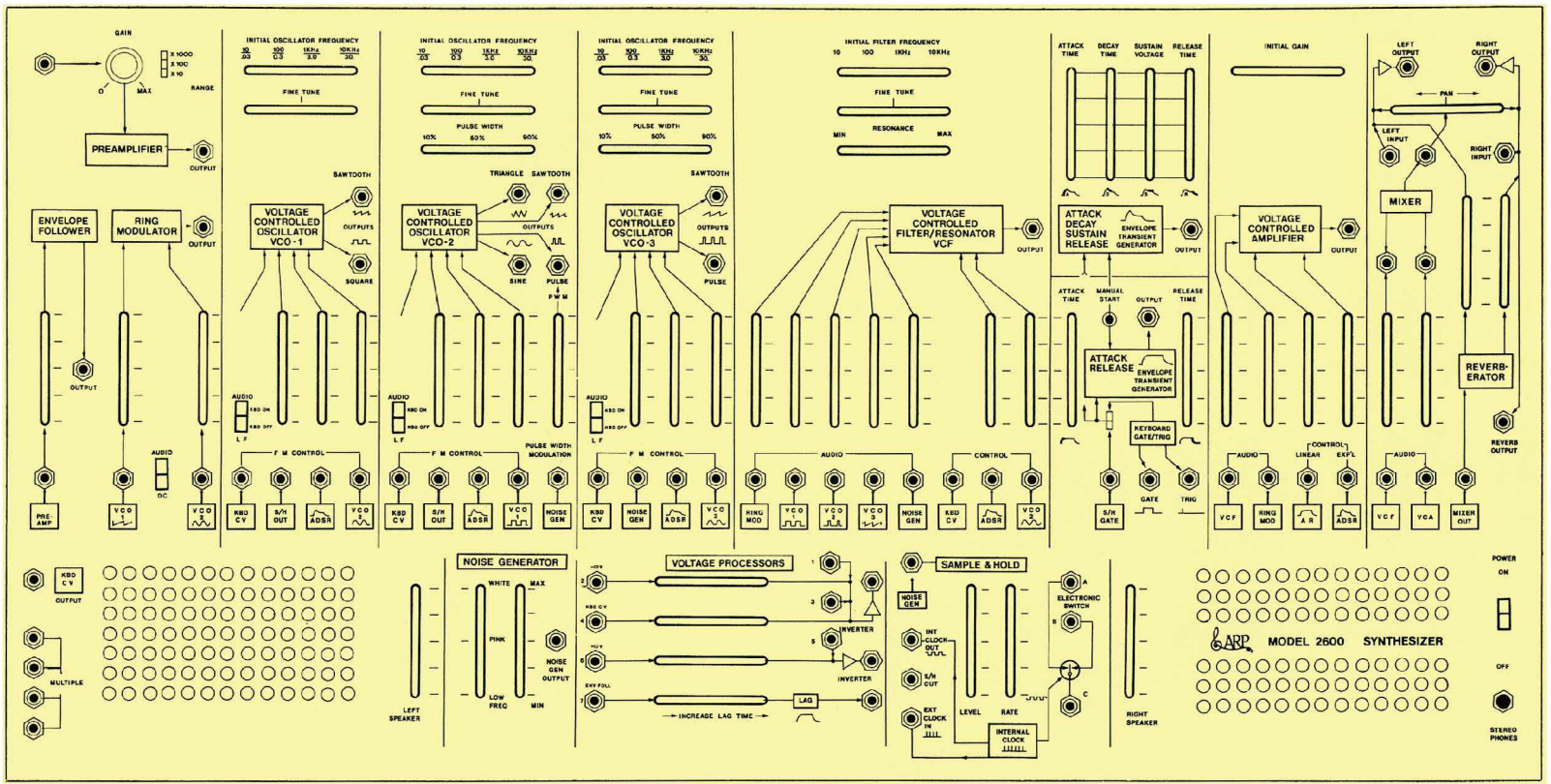


Fig. 6.14. Organización del panel de mandos del **ARP-2600**. Fué el primer sintetizador del mercado en combinar la idea de los módulos pre-configurados con jacks de conexión normalizada, que permitían alterar las relaciones iniciales entre ellos, ofreciendo un amplio y despejado margen para la investigación. Se fabricó desde 1970 hasta 1981, en tres versiones estéticas distintas, y se intervino en la circuitería en numerosas ocasiones para mejorarlo.

VCA

Gama dinámica: 80 dB.

Ganancia lineal: $V_{\text{salida}} = \dfrac{V_{\text{entrada}} \times \text{tensión de control}}{10}$

Ganancia en modo exponencial: 10 dB/voltio.

VCF

Gama de frecuencia: 10 Hz a 10 kHz.
Q máximo antes de la oscilación: 20.
Respuesta al control por tensión: 1 voltio/octava.
Máxima modulación por VCO1, VCO2 o VCO3: $\pm$ 5 octavas.
Máximo barrido por el ADSR: $+$ 10 octavas.
Pendiente: 24 dB/octava.

MODULADOR EN ANILLO

Rechazo portadora: 80 dB.

SEGUIDOR DE ENVOLVENTE

Impedancia de entrada: 100 kΩ.
Impedancia de salida: 1 kΩ.

PREAMPLIFICADOR

Impedancia de entrada: 100 kΩ.
Ganancia: 20-40-60 dB.

GENERADOR DE ENVOLVENTE ADSR

Tiempo de ataque: 3 ms - 3 s.
Tiempo decaimiento: 3 ms - 3 s.
Nivel sostenimiento: 0-10 V.
Relajamiento: 3 ms - 3 s.

GENERADOR DE ENVOLVENTE AR

Tiempo de ataque: 1 ms - 3 s.
Tiempo de decaimiento: 1 ms - 3 s.

GENERADOR DE RUIDOS

Blanco, rosa, aleatorio.

SAMPLE & HOLD

Ganancia: 1.
Deriva: 0,5 mV/minuto.
Reloj exterior: frentes de + 8 voltios.

PROCESADOR DE TENSIONES

Ganancia: — 1.
Tiempo de retardo: 1 ms - 1 s.

Un **ARP 2600 MK4** de la última generación. Otro ejemplo de sintetizador analógico muy deseado, tanto en la década que se mantuvo en fabricación (1970-1980) como ahora, treinta años después, que sigue siendo considerado como un instrumento *vintage* perfectamente válido y con una identidad sonora que los modernos sintes digitales no suelen proporcionar.

Del 2600 se hicieron alrededor de 3000 unidades, aunque conoció tantas variantes que, hoy en día se hace difícil determinar con exactitud la época y la versión. Le hicieron *la estética* por lo menos tres veces. Sometieron sus *entrañas electrónicas* a un número indeterminado de modificaciones; por imperativo legal, por perfeccionamiento de la circutería, o para mejorar el proceso de fabricación. Para complicar más el galimatías, los números de serie fueron *reseteados* en el 71 y en el 75 y comenzaron a contar de nuevo desde cifras indeterminadas. Se ha especulado que, en este baile de números de serie, alguna cosa tuvo que ver el acuerdo *económico amistoso* entre Pearlman y Moog por utilizar su filtro patentado.

De cualquier manera, **ARP Instruments** fué uno de los fabricantes con poca pereza para mejorar continuamente sus productos, y en apostar fuerte por el lanzamiento de nuevas ideas. Por desgracia, el fracaso comercial que significó el sintetizador de guitarra **AVATAR**, borró a ARP del mapa, cuando fué una compañía pionera con muchas y buenas ideas, que merecía haber subsistido hasta nuestros días, como es el caso de Moog Music Inc.

CAPÍTULO 7

INSTRUMENTOS DE PROCESADO Y CONTROLADORES

DESPLAZADORES DE FRECUENCIA (FRECUENCY SHIFTERS)

Un desplazador de frecuencia o *frecuency shifter* (F.S.) es un modificador de señales que desplaza el espectro completo de un material de audio determinado a un incremento definido de frecuencia. Pongamos un ejemplo para ilustrar este proceso. Si doblamos la velocidad de reproducción de un tono musical grabado sobre cinta magnética, diremos que éste ha aumentado en una octava; en consecuencia cada uno de los armónicos componentes de este tono también han aumentado su frecuencia en una octava, o sea, se ha doblado su frecuencia. En cambio, si la frecuencia de un tono supongamos de 100 Hz, es desplazada en forma electrónica mediante un desplazador de frecuencia por un incremento de 100 Hz, el tono básico (la fundamental) subirá en una octava, pero el valor de frecuencia de cada armónico "sólo" será incrementado en 100 Hz y no en el doble del valor de frecuencia.

Resulta evidente el drástico cambio que se produce en la estructura armónica del tono en cuestión. De la figura 7.1 se deduce que un desplazador de frecuencias altera las relaciones originales entre los armónicos y la frecuencia fundamental de un sonido, electrónico o no.

Musicalmente, más que un dispositivo de transposición, constituye un medio de obtención de una extremada variedad de transformaciones del color de un sonido. La cantidad de desplazamiento puede ser grande o pequeña, fija o hecha variable de forma periódica o no, es decir, que en general son completamente ajustables y todas y cada una de estas posibilidades de control ofrecen resultados altamente interesantes.

Los desplazadores de frecuencia son de una extraordinaria eficacia en el proceso de sonido de la instrumentación convencional, voz humana e instrumentación musical electrónica. Como consecuencia de la complejidad de la estructura armónica de las formas de onda de estas fuentes sonoras, el desplazamiento de

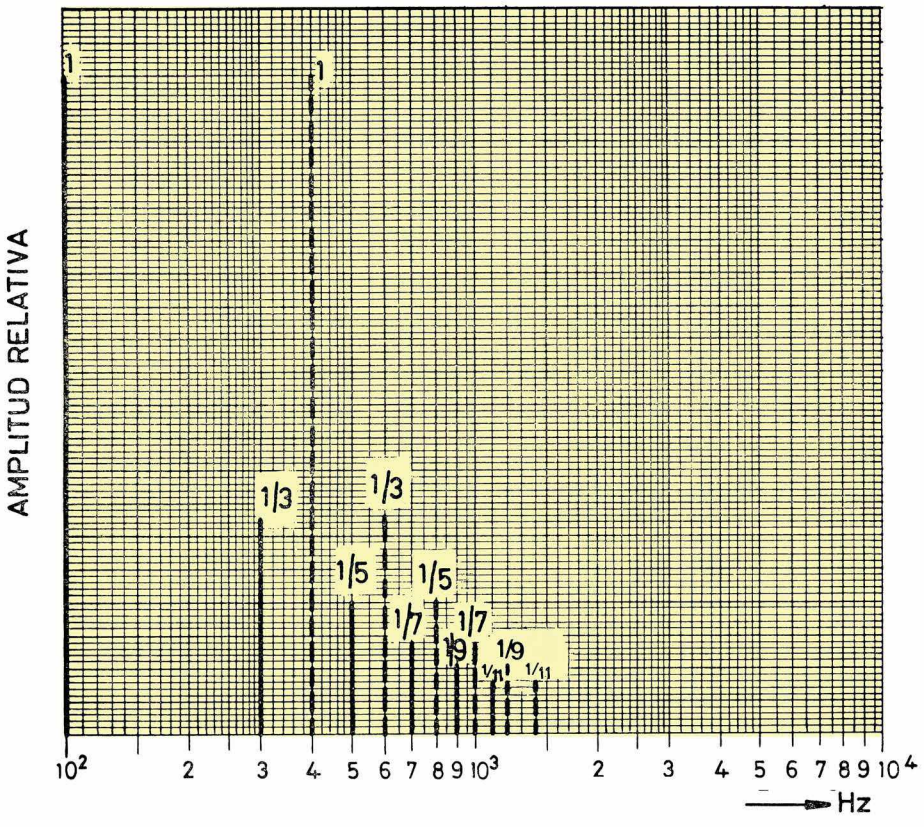


Fig. 7.1 Gráfico de los cinco primeros armónicos de un tono de 100 Hz y forma de onda cuadrada; discontinua: los mismos componentes pero desplazados hacia arriba 300 Hz mediante un desplazador de frecuencia.

frecuencias de las mismas produce unas drásticas variaciones en el color de los tonos procesados por el instrumento de modificación en cuestión, ofreciendo sonoridades sorprendentes y de difícil descripción, sus cualidades y tono aparente resultan enormemente alterados, sin que por ello sea afectada la inteligibilidad de un modo muy significativo.

Se puede considerar al desplazador de frecuencia como un módulo electrónico más de la colección que ya hemos visto en capítulos precedentes; el símbolo sugerido es el de la figura 7.2. En éste tenemos una entrada de audio por la cual introducimos el material a procesar y dos salidas denominadas *desplazamiento arriba* y *desplazamiento abajo,* que corresponden al resultado del proceso descrito anteriormente y al mismo pero en forma negativa (desplazada hacia abajo). Esto es, si un tono es desplazado *n* hertzios, la salida *abajo* sufrirá las mismas modifica-

ciones pero el proceso de suma en el valor de las frecuencias aquí se verifica en forma de sustracción. Las dos salidas están siempre disponibles de forma simultánea y en algún caso incluso se dispone de una tercera salida mezcla de ambas.

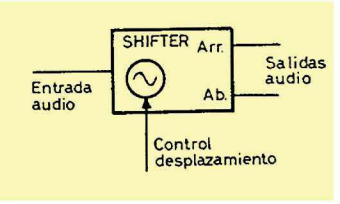


Fig. 7.2 Símbolo sugerido para el desplazador de frecuencia.

El grado de diferencia de frecuencia entre las estructuras armónicas de las salidas con respecto a la de entrada es función de la cantidad de desplazamiento de frecuencia, que por lo general se determina mediante una tensión siguiendo la técnica del *control por tensión* clásica de la mayoría de unidades modulares del sintetizador. En efecto, más adelante veremos que dicha tensión de control actúa sobre un oscilador denominado "*de cuadratura*" y que forma parte fundamental del desplazador.

Los tonos generados mediante osciladores electrónicos de compleja estructura armónica se convierten en muy penetrantes al ser procesados a través de un desplazador; si resulta conveniente se puede controlar la frecuencia de desplazamiento junto con la tensión de control de los VCO; entonces resultan tonos cuya sensación tímbrica se mantiene constante a lo largo de toda la excursión de notas; asímismo, se obtienen más y más posibilidades añadiendo una etapa de la clásica técnica de filtrado dinámico entre los osciladores y el desplazador (figura 7.3).

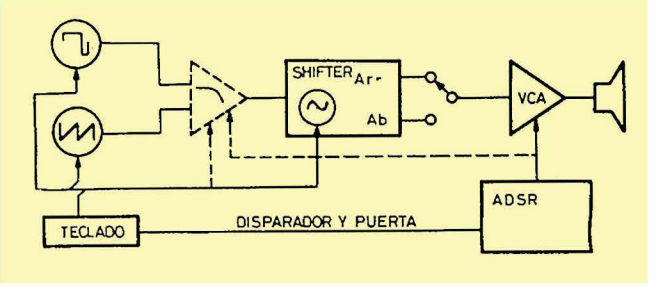


Fig. 7.3

En sonidos cuyo tono es indefinido, como es el caso de los tambores, bombos y cajas de las baterías, se pueden conseguir alteraciones de gran espectacularidad modificándolos a través del F.S. El efecto obtenido en el caso de tambor se asemeja al que se produciría si fuese posible variar dinámicamente y de forma continua el tamaño del instrumento. Esto crea radicales cambios en el carácter de la pieza sobre éste o éstos (pueden ser procesados todos los elementos de la batería). Existen muchas y más variadas situaciones en las que puede utilizarse un F.S. Se pueden lograr efectos corales de indiscutible belleza cuando una señal es desplazada unos pocos hertzios y mezclada con la original; este desplazamiento

puede modularse mediante una tensión de control de lenta variación, con lo que son acrecentadas la riqueza y sensibilidad de este sonido.

Pueden ser simuladas variantes del efecto *phasing* (descrito en este mismo capítulo) mediante un desplazador de frecuencia, si se mezcla adecuadamente la señal presente en su entrada con una de las salidas y aplicando desplazamientos pequeños, del orden de 0,05 Hz hasta 1 Hz, aproximadamente.

Esta configuración entrega *(phasing simulado)* entre ambas salidas — arriba, abajo — una señal que proporciona una imagen sonora móvil entre dos canales de escucha, lo cual puede ser de gran interés como efecto estereofónico por la sensación espacial que su escucha produce.

Otra aplicación muy práctica del F.S. es la de su empleo en sistemas de sonorización de alta potencia, en *conciertos pop* o en eventos de estas magnitudes en los que el acoplamiento acústico de cualquiera de los muchos micrófonos que suele haber pueden producir desagradables incidentes en el espectáculo en cualquier momento. El acoplamiento acústico se suele prevenir mediante estudiadas posiciones de las cajas acústicas y de los micrófonos, por reducción del volumen general, mediante micrófonos de alta direccionalidad, etc. Si se inserta un desplazador de frecuencia entre la salida de la mesa de mezcla y la amplificación de potencia, y se desplaza todo el espectro de frecuencia unos pocos hertzios (entre 2 y 5) el sonido aparece virtualmente sin cambio alguno en su carácter, pero el efecto de realimentación acústica positiva resulta extraordinariamente reducido y esto proporciona ganancias superiores a los 10 dB en los micrófonos.

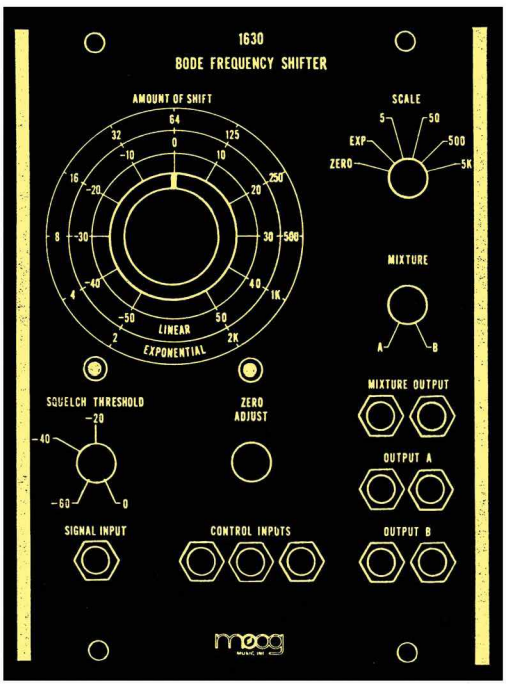


Fig. 7.4 Panel de mandos del 1630 Bode F.S.

Fig. 7.5 Aspecto del Frecuency Shifter 20/20 de 360 Systems

Existen comercialmente tres unidades que pueden ser de gran utilidad al músico electrónico que proyecte la inclusión de un desplazador de frecuencia en su equipo existente.

Uno de éstos es el "*1630 Bode frecuency shifter*" de la firma Moog, de presentación modular y compatible con todos los sistemas de la serie 900. Las gamas de desplazamiento están dispuestas en cuatro escalas, de ± 5, ± 50, ± 500 y ± 5.000 Hz y la unidad puede ser controlada por tensión, exponencial o linealmente, mediante tres entradas que suman el efecto de las tensiones de control.

Dispone de tres salidas dobles de desplazamiento arriba/abajo y mezcla de las dos (figura 7.4).

Otro F.S. de probados servicios es el "*20/20 frecuency shifter*" de la firma 360 Systems (figura 7.5). Este modelo está básicamente concebido como unidad de proceso para actuaciones en directo y para el tratamiento de señales de instrumentación convencional. Las gamas — aquí en tres escalas — van de ± 0,5 a 50 Hz, de ± 5 a 500 Hz y de ± 50 a 5.000 Hz, controlables mediante un botón, un pedal o bien por tensión. Las salidas de que dispone el 20/20 son las clásicas del desplazamiento arriba-abajo y una tercera modulada en anillo entre la señal senoidal del oscilador de cuadratura interno y la señal de entrada.

Finalmente existe otro F.S. de la firma británica E.M.S., el *phase frecuency shifter* cuyas prestaciones se ven avaladas por unas excelentes características. El oscilador de cuadratura está realizado con circuitería digital CMOS y basado en un generador WALSH de funciones que sintetiza un par de ondas ortogonales en 32 niveles que simulan formas de onda senoidal y cosenoidal. El contenido armónico de estas señales generadas digitalmente se suprime mediante dos filtros de paso bajo de 12 dB/octava produciendo dos señales senoidales puras. La gama de frecuencias de este oscilador va desde 0,05 a 1.000 Hz, que es justamente la gama de desplazamiento de la que es capaz este desplazador de frecuencia. También puede ser controlado por tensión como los dos anteriores. Las salidas entregan una mezcla equilibrable entre la señal de entrada no procesada y la salida desplazada hacia arriba y abajo; también existe una salida de las señales seno/coseno del oscilador de cuadratura.

Técnicamente el proceso de deslizamiento de frecuencia se conoce como *modulación de banda lateral única y portadora suprimida,* y se efectúa mediante dos métodos de los cuales el *método de fase* es el más utilizado en música electrónica y principio funcional de ambos equipos el *phase frecuency shifter* de E.M.S. y el "*1630 Bode F.S.*" de la firma Moog. El otro método se conoce con la denominación *método de desplazamiento heterodino* o *Klangumwandler,* este sistema ha sido usado en sistemas de radiodifusión en Alemania.

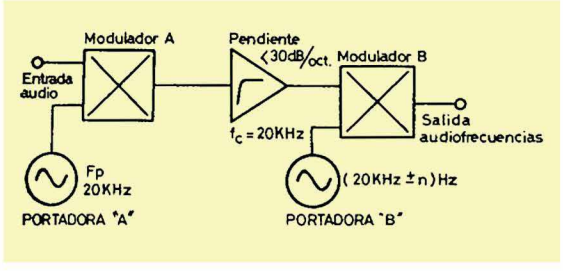


Fig. 7.6 Desplazador de frecuencia tipo Klangumwandler.

El esquema funcional de bloques del *Klangumwandler,* está representado en la figura 7.6. Las señales de audio a procesar se introducen en una de las entradas del modulador *A,* junto con una portadora de frecuencia muy elevada, unos 20 kHz. En la salida del modulador en anillo están presentes ambas componentes de frecuencia, resultados de la suma y diferencia de frecuencias, respectivamente entre la portadora y la señal de audio. Esta señal compuesta, se procesa a través de un filtro de paso alto cuya frecuencia de corte tiene justamente el mismo valor que la portadora (20 kHz). Esto bloquea el paso de la banda lateral inferior y permite el paso únicamente a la superior, que es nuevamente introducida en otro modulador B, el cual tiene en su otra entrada otra portadora similar de alta frecuencia. La suma de ambas frecuencias ultrasónicas se hallará en la región de las ultrasónicas; pero si ambas son de frecuencia próxima, su diferencia estará en la región de las de audio y será una réplica de la señal de audio presente en la entrada del modulador A.

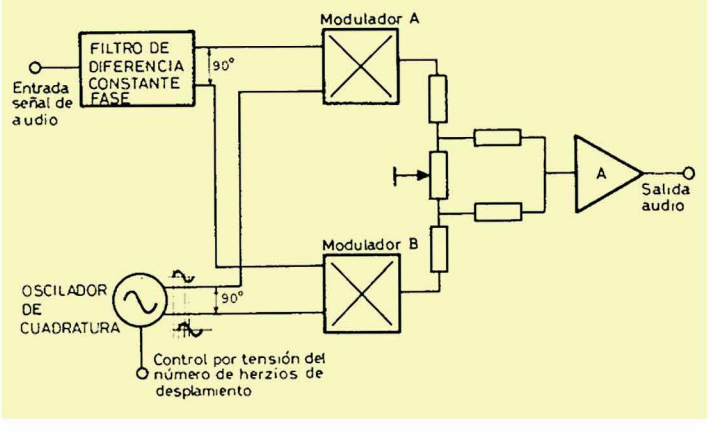


Fig. 7.7 Desplazador de frecuencia tipo fase.

Gracias a este método de doble heterodinaje y al filtrado de la banda lateral inferior, la frecuencia del material de audio se puede desplazar un número de ciclos equivalente a la diferencia entre las dos portadoras ultrasónicas. Suponiendo que la portadora $A = 20$ kHz y la portadora $B = 20{,}5$ kHz, el material de audio será desplazado hacia abajo 500 Hz. El desplazamiento *arriba-abajo* depende de la diferencia entre las dos portadoras.

La calidad del resultado obtenido por este método depende fundamentalmente de la agudeza del filtro selector de la banda lateral superior. Si no se emplean filtros de pendientes muy abruptas, el rechazo de las frecuencias inferiores a la de corte no es lo suficientemente satisfactorio. Típicamente el mínimo recomendado es de 30 dB/octava o más. El límite superior de frecuencias a la que este tipo de desplazador puede operar satisfactoriamente es del orden de los 10 kHz y el inferior unos 200 Hz.

Para la explicación del *método de fase* nos basaremos en el diagrama de bloques de la figura 7.7. En este método la señal de audio que va a ser procesada se aplica a una red activa compuesta de dos filtros de deslizamiento de fase, cuya concepción de diseño se ha orientado de forma que sus salidas mantengan una diferencia constante de fase de 90° para todas las señales de la banda de audio (figura 7.8).

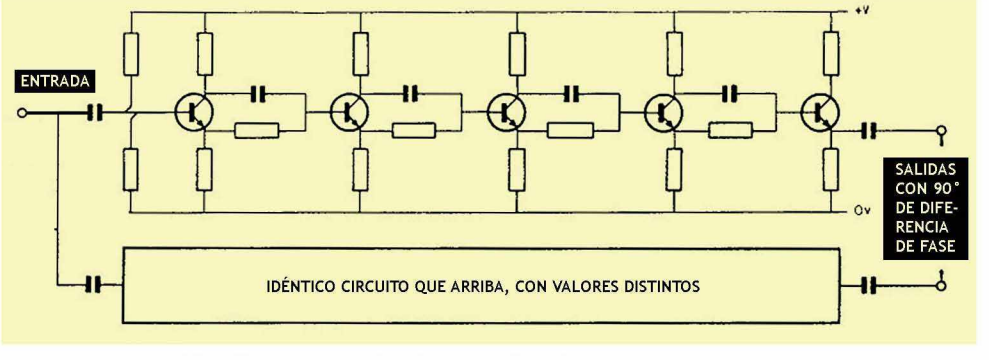


Fig. 7.8 Circuito ejemplo de filtro de diferencia constante de fase.

Las salidas del filtro de diferencia constante de fase se aplican a dos moduladores balanceados, mientras que la señal portadora proviene de un oscilador de cuadratura cuyas señales de salida están disponibles con una diferencia de fase constante de 90°, y se introducen en las segundas entradas de los moduladores. La frecuencia de la señal portadora suministrada por el oscilador de cuadratura es precisamente la de desplazamiento al que se somete el material de audio. Las señales adelantadas de fase se introducen en el modulador A y las retardadas en el B; la suma de las dos salidas de ambos moduladores es una forma de onda cuya frecuencia es igual a la suma aritmética de la señal de audio o *programa* y la de la portadora.

El lector interesado en profundizar más en el estudio de este método de fase puede consultar el análisis matemático del sistema que Bode y Moog efec-

tuaron en un trabajo presentado a *Audio Engineering Society* en 1972 titulado "A High-accuracy Frecuency Shifter for Professional Audio Applications".

MODULADORES DE FASE (PHASINGS)

Los pedales y módulos conocidos como *phasings* han ganado mucha popularidad en los últimos tiempos por la buena gama de recursos y posibilidades que este tipo de modificadores ofrecen al músico.

En grabaciones discográficas el efecto *phasing* — nombre con el que se conoce popularmente — suele aplicarse sobre baterías, guitarras eléctricas, sintetizadores, sintetizadores de cuerda o "strings synthesizer", mellotrones, etc. En directo, el "phasing" se utiliza a menudo en guitarras eléctricas, violines eléctricos o pianos.

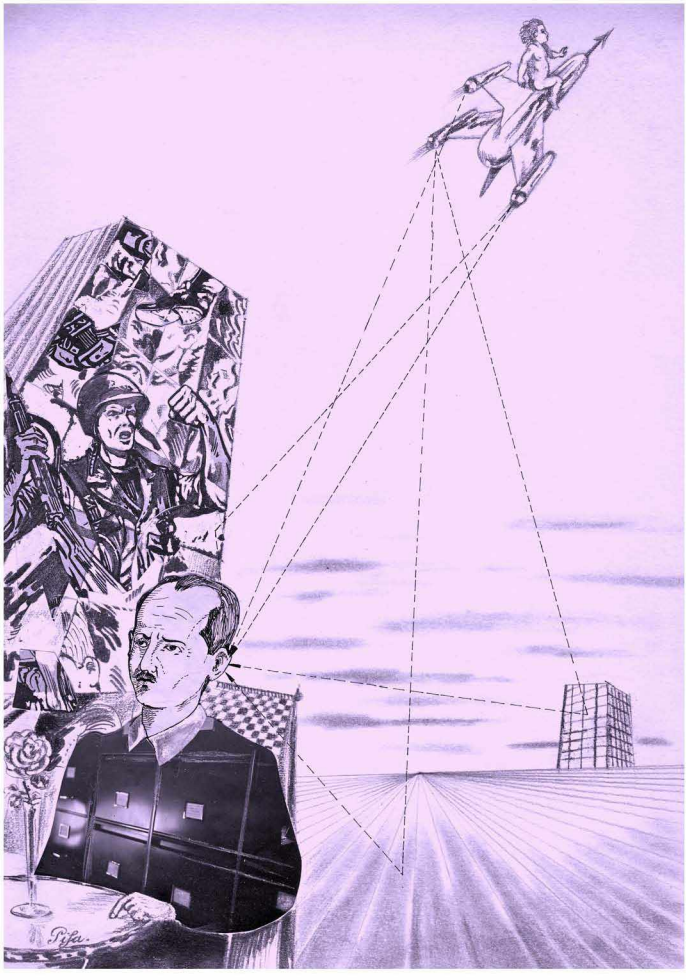


Fig. 7.9 Alegoría sobre el efecto phasing en el que el oyente percibe efectos de refuerzo y cancelación debidos a los distintos tiempos que transcurren entre el origen del estímulo sonoro, y la percepción auditiva de las numerosas reflexiones y retardos que intervienen.

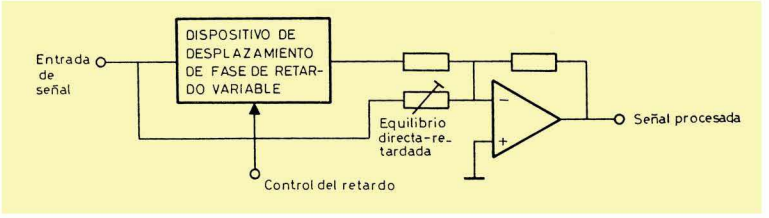


Fig. 7.10 Esquema de bloques de un «phasing» o modulador de fase.

Es realmente difícil describir cómo suena este efecto aunque, como idea general, podemos remitirnos a explicarlo en términos de cómo lo comparan los músicos. El phasing también se conoce en el argot como skying o jetsound. Este último (sonido jet) no constituye una atribución gratuita sino que define en gran modo este tipo de efecto, puesto que un sonido, pongamos por ejemplo, de un redoble rápido sobre batería *(break)* procesado por phasing se asemeja enormemente al que producen algunos aviones reactores al despegar. En los aeropuertos se escuchan estas fuentes de sonido con una particularidad y es que el ruido del reactor llega al mecanismo auditivo tanto en forma directa como retardada dadas las reflexiones que sobre la pista y edificios circundantes sufre dicho sonido, además el avión está en constante movimiento de desplazamiento durante el despegue y las condiciones de escucha se ven afectadas por las variaciones de tiempo que toma el sonido para llegar a nuestro oído, se producen pues unas cancelaciones o refuerzos en determinadas zonas del espectro de este sonido en función de la posición y/o alejamiento del avión. Los espectrogramas de sonido que éstos emiten revelan en efecto una serie de cortes en el espectro de sonido, que emiten exactamente como si algún tipo de filtro (corte) interviniera en la percepción de éste.

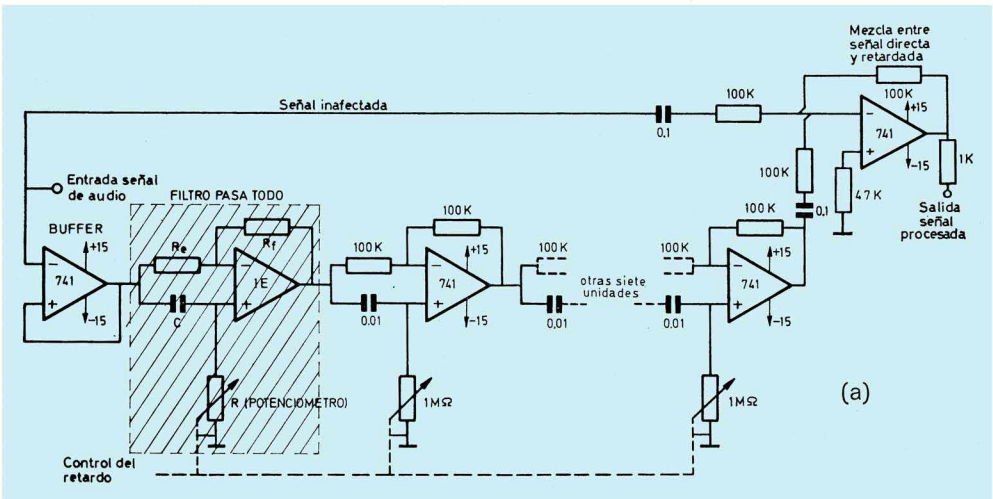
El dibujo de la figura 7.9 ayuda a comprender perfectamente este fenómeno y también el mecanismo de producción del efecto phasing.

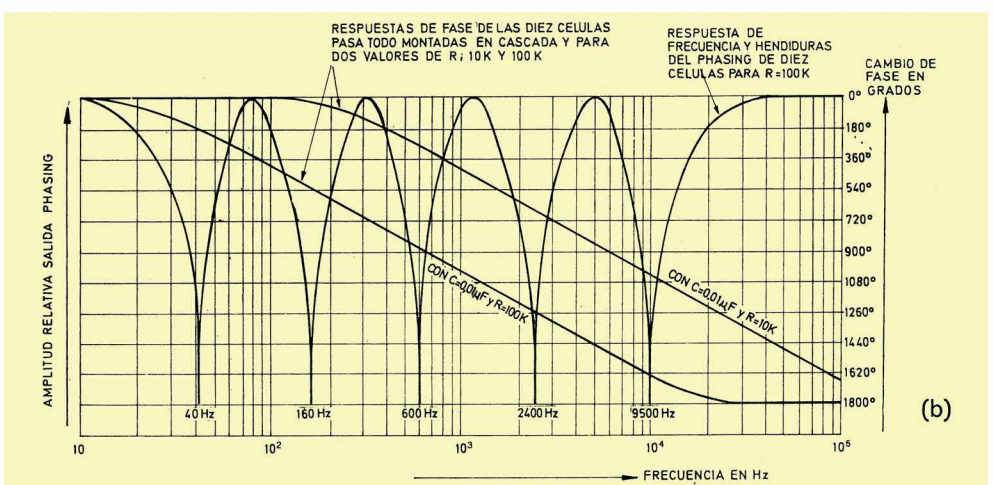
Electrónicamente, el phasing es el producto de la mezcla verificada a iguales amplitudes entre una señal y otra versión de la misma, pero retardada.

Cuando en una configuración como la representada en bloques en la figura 7.10 se combinan una señal directa con otra igual pero desplazada de fase con respecto a esta directa, se producen una serie de hendiduras o cancelaciones en determinadas zonas de la respuesta en frecuencia de dicha configuración, dependiendo éstas de las relaciones de fase entre los distintos componentes de frecuencia que adoptan ambas señales, la directa y la desfasada. La atenuación de frecuencias en las cuales el desfase es cero, es nula, y se consideran zonas de refuerzo y en las que existe cierto desfase o desfase total (180°) se atenúan o cancelan totalmente.

El desfase de señal se obtiene — por lo general — con una serie de filtros pasatodo dispuestos en cascada. Estos filtros poseen la característica de frecuencia plana, pero la característica de desplazamiento de fase es dependiente de la frecuencia que se les aplica, así como de R y C.

El variador de fase o filtro pasatodo funciona de la siguiente forma — tomamos como ejemplo la célula sombreada de la figura 7.11 *a*.





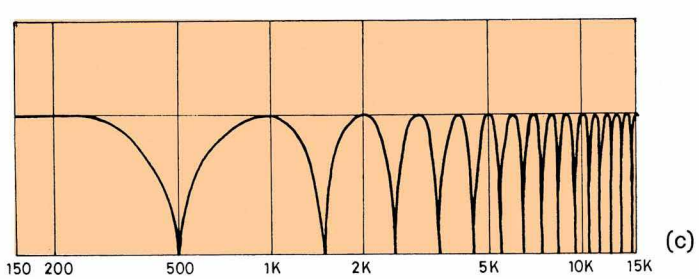


Fig. 7.11 (*a*) Circuito experimental de un «phasing». (*b*) Respuesta de fase de las células pasatodo y respuesta de frecuencia de la unidad productora de efecto «phasing». (c) Respuesta de frecuencia típicamente asociada a un «flanger», resultado de la combinación de una señal con la misma, retardada 1 ms.

Cuando el valor resistivo del potenciómetro R es bajo, y a efectos prácticos podemos considerarlo cero, puesto que se halla conectado como resistencia variable, la entrada no inversora del amplificador operacional se halla conectada a masa y el circuito opera como un vulgar inversor de ganancia — 1 si se acepta que la relación $R_f/R_e = 1$, dicha inversión es de 180°. Cuando el valor resistivo del potenciómetro se aproxima a infinito, lo que a efectos prácticos significa 1 MΩ aproximadamente, la señal alterna a la salida del buffer es virtualmente la misma que la que existe en la entrada positiva del operacional IC puesto que está acoplada tan sólo a través de la capacidad *C*. Como no hay tensión alguna sobre la resistencia de entrada R_e no circula tampoco ninguna corriente por la resistencia de realimentación R_f, de modo que la señal de salida se realimenta totalmente a la entrada inversora, lo que consituye un claro comportamiento de amplificador no inversor; la relación de fase entre la señal de salida y la de entrada es cero grados.

Concluyendo, vemos que variando la resistencia efectiva de los potenciómetros (como es el caso práctico) la variación total de fase obtenible con una sola célula de este tipo va desde 0° hasta 180°. Ya que la respuesta de frecuencias es plana, la amplitud de salida es constante e independiente del desfase introducido. Nótese que el desfase sí es dependiente de la frecuencia y éste no se produce igualmente para todas las frecuencias puesto que interviene la red RC como determinante de tal deslizamiento. De hecho, y con un valor elevado de R, las frecuencias elevadas sufren un desfase de 180° mientras que las más bajas se ven sometidas a un desfase despreciable.

Refiriéndonos al montaje práctico en sí, vemos que la entrada de señal se divide en dos caminos, uno va hacia el mezclador de señal directa-desfasada y otro que ataca un adaptador de impedancias (buffer) que a su vez introduce la señal en la red de filtros pasatodo.

El desfase total cuando se conectan varias células en cascada es acumulativo y si se disponen un total de diez filtros el desfase total a frecuencias elevadas es de 1.800°.

En general, las unidades "phasing" comerciales están basadas en variaciones de esta configuración mostrada en 7.11 *a*, aunque en éstas los potenciómetros en tándem son sustituidos por resistencias variables mediante una tensión como, por ejemplo, la resistencia drenador-surtidor de un FET, optoelectrónicamente mediante fotocélulas LDR iluminadas variablemente o incluso con el circuito integrado de tecnología CMOS CD4049 conectado adecuadamente. Este último se trata de una agrupación de seis FET complementarios, cuya resistencia puede ser controlada aplicando tensiones en sus puertas.

El número de hendiduras en la respuesta del "phasing" está directamente relacionado con el número de filtros pasatodo que debe ser siempre par. Así, con el esquema de aplicación práctica en el que se sugieren diez filtros pasatodo, se producirán cinco hendiduras a frecuencias que dependerán del valor de los potenciómetros. En el gráfico de la figura 7.11 *b* se muestra la respuesta de frecuencia para un caso $R = 100$ kΩ, así como la respuesta de fase para este mismo valor, y otro de $R = 10$ kΩ.

Es preciso observar una marcada diferencia entre el efecto "phasing" y el "flanging" que a menudo se confunden dada su similitud a oídos no expertos.

Técnicamente consiste en una combinación de una señal de amplitud definida y otra gemela a ella misma pero retardada en el tiempo en un intervalo que llamaremos T.

En una señal retardada por un intervalo T el ángulo de fase con respecto a la original está definido por la expresión: $\phi = 2\pi fT$, donde T es el retardo en segundos, f es la frecuencia de las señales, $2\pi = 6{,}28$ y ϕ el ángulo de fase.

Hasta aquí las cosas — quizá — no se muestran muy distintas con respecto al phasing, pero nótese que aquí el retardo es constante en función de la frecuencia (no como ocurría con los filtros pasatodo) y que las hendiduras de su respuesta de frecuencia se producen a valores de ésta armónicamente relacionados, manteniendo una relación numérica entera. La figura 7.11 *c* muestra el gráfico típico de respuesta de frecuencia de un "flanger". Nótese que adopta forma de peine, de ahí que se denomine filtro en peine a la configuración de un "flanger".

En el gráfico de dicha figura la frecuencia a la que se produce la primera cancelación o hendidura para un retardo de 1 ms será:

$$f_{h1} = \frac{1}{2T} = \frac{1}{2 \times 10^{-3}} = 500 \text{ Hz}$$

para la segunda hendidura será

$$f_{h2} = \frac{2}{T} - \frac{1}{2T} = \frac{2}{1 \times 10^{-3}} - \frac{1}{2 \times 10^{-3}} = 1.500 \text{ Hz}$$

y así la frecuencia de la hendidura de orden n será

$$f_{hn} = \frac{n}{T} - \frac{1}{2T}$$

los refuerzos vienen expresados por

$$f_{\text{refuerzo}\,n} = \frac{n}{T}$$

siendo ésta la frecuencia del pico de refuerzo, como puede observarse en la figura 7.11 *c*.

Los "flanger" se realizan invariablemente con líneas de retardo analógicas, lo que significa que el retardo es igual para todas las frecuencias, y los resultados se verifican de un modo distinto al caso del phasing. Las líneas de retardo analógicas realizan básicamente la función de recibir en su entrada una señal que se restituye en su salida transcurrido un tiempo que puede oscilar desde unas fracciones de milisegundo a un segundo, determinado éste por la circuitería asociada a la línea de retardo propiamente dicha. A las que aquí nos referimos son, en realidad, registros de desplazamiento analógicos basados en el principio de la transferencia de carga. Existen cuatro tipos de circuito integrado que realizan esta función en la actualidad: el TDA1022 (512 etapas de retardo), el SDA1024,

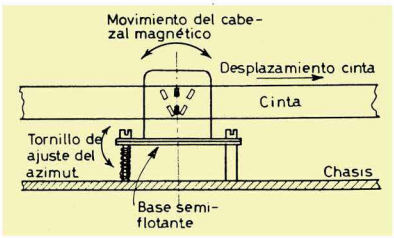


Fig. 7.12 Obtención efecto «phasing» (variación de fase), mediante un grabador magnetofónico estéreo.

de la firma Reticón, con 512 etapas de retardo, el TCA350, de ITT, con 185 etapas de retardo y el MN3001, de Matsushita, con 512 etapas también. El lector interesado en profundizar con más detalle en estos dispositivos, puede remitirse al artículo "Línea de retardo analógica TDA1022", aparecido en la revista Miniwatt, vol. 16, núm. 2.º

Finalmente, existen otros métodos de efectuar el efecto phasing; utilizando un magnetofón estereofónico y grabando el mismo material en ambos canales; durante el proceso de reproducción, el cabezal magnético se separa de su base semiflotante utilizando el tornillo destinado al ajuste del azimut y ambas señales del canal derecho e izquierdo se mezclan (figura 7.12). Otro método de producción de este efecto ha sido expuesto en el apartado que trata del desplazador de frecuencia.

También para conseguir efectos parecidos al phasing pueden utilizarse versiones controladas por tensión de los filtros de corte de banda conexionados según la figura 7.13. La frecuencia de corte de cada uno de los filtros deberá estar situada en distintas partes del espectro. La figura muestra la conexión de filtros de corte en paralelo, pero también da excelentes resultados una configuración a base de los mismos puestos en serie.

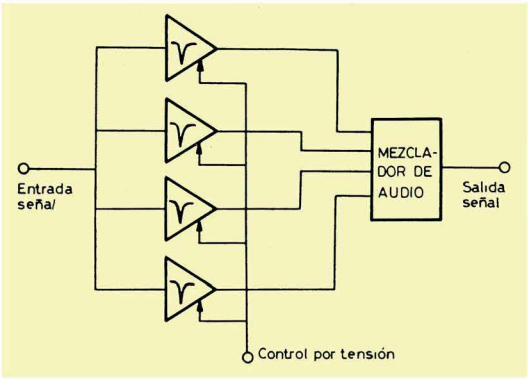
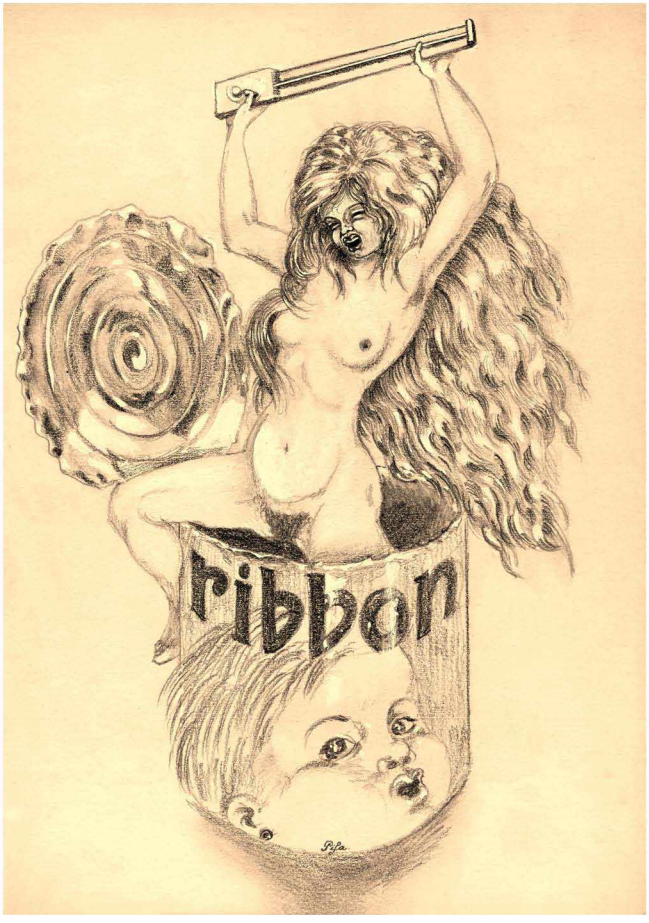


Fig. 7.13 Simulación efecto «phasing» mediante *batería de VCF* de respuesta corte.

CONTROLADOR DE CINTA (RIBBON)

El controlador de cinta, más conocido como *ribbon,* fue desarrollado por Moog.

El ribbon es un dispositivo que se asocia al teclado para suplir las dificulta-



Homenaje al músico pop Keith Emerson, habitual devoto del controlador ribbon y virtuoso de la ejecución musical con sintetizadores.

des de expresión dinámica de éste. Está constituido por una delgada cinta de vinilo resistivo, de unos 60 cm, sobre la cual está suspendido un hilo metálico tenso. El conjunto tiene el aspecto de un mástil de guitarra con una única cuerda (figura 7.14).

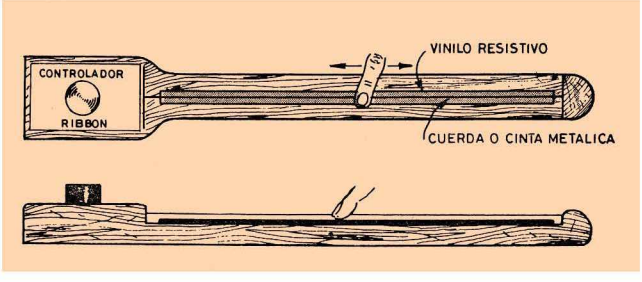


Fig. 7.14 Aspecto aproximado que ofrece el controlador ribbon y acción de un dedo.

Este dispositivo entrega una tensión proporcional al punto donde el dedo hace presión sobre la cuerda metálica y toca la cinta de vinilo.

Moviendo el dedo de izquierda a derecha se produce una tensión continuamente variable, que puede ser utilizada para controlar la frecuencia de los osciladores y generar glissandos en imitación de guitarras hawaianas o como control de otro parámetro del sonido (timbre, intensidad). La variación de tensión que produce la excursión de extremo a extremo del dedo es ajustable de acuerdo según convenga entre límites de 0 y 5 voltios.

El funcionamiento eléctrico del ribbon se deduce de la figura 7.15 y es muy similar al correspondiente a uno de los métodos asociados a los teclados controladores.

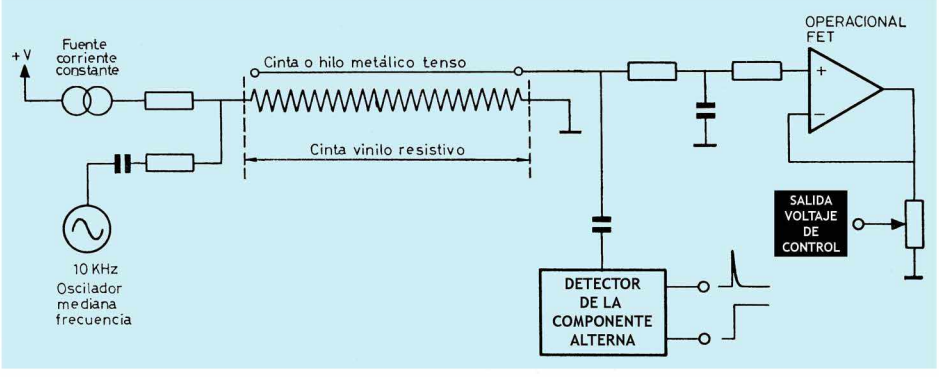


Fig. 7.15 Esquema funcional del controlador ribbon.

El oscilador de media frecuencia superpone al nivel de c.c. de la resistencia de vinilo una señal de c.a. que aparece en el hilo metálico cada vez que éste es puesto en contacto con la cinta resistiva; el circuito detector controla esto último y entrega dos señales de control usadas para disparar los generadores de envolvente y como información del tiempo que se mantiene la cuerda apretada. El operacional FET memoriza el último valor de tensión que apareció en la cuerda controladora.

SEGUIDOR DE TONO O CONVERTIDOR DE TONO A TENSIÓN (PITCH-TO-VOLTAGE-CONVERTER PV-C)

Este dispositivo constituye uno de los más refinados controladores que la ingeniería musical ha puesto en manos del músico. Es un nexo de unión entre la instrumentación tradicional y los modernos sintetizadores controlados por tensión.

La función fundamental de este elemento es convertir el tono de audio en una tensión precisamente proporcional al tono, para su aplicación posterior a un o unos VCO y que actúan al unísono con el tono fundamental del instrumento convencional o con cualquier otro intervalo musical.

Para una correcta utilización de los *seguidores de tono* (denominación castellana sugerida) es necesario tener una idea de la considerable complejidad que implica su funcionamiento. En primer lugar hay que hacer hincapié en el hecho de que un seguidor de tono no es únicamente un convertidor de frecuencia en tensión como puede parecer a primera vista. El tono musical es una sensación subjetiva, resultado del proceso cerebral de las sensaciones sonoras captadas por el mecanismo auditivo y que depende del contenido armónico de un tono y de la gama de repetición de una forma de onda. El problema consiste esencialmente en encontrar un circuito que interprete las sensaciones tonales de modo parecido a como lo hace nuestro cerebro y que entregue una tensión proporcional a éstas.

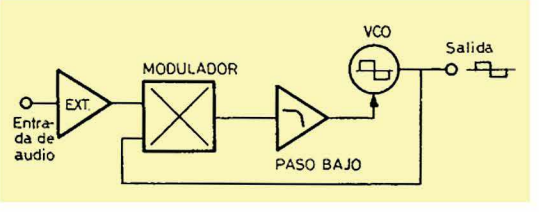


Fig. 7.16 Configuración *experimental* del seguimiento de tono con un PLL.

En la conversión de un tono en tensión intervienen parámetros variables siempre asociados a cualquier tipo de producción sonora musical; todas éstas son cualidades subjetivas, tono, timbre e intensidad, que no pueden ser evaluadas mediante simple circuitería electrónica.

Puede controlarse un sintetizador por medio de un PV-C a través de una guitarra, voz humana a través de un micrófono, armónica, saxofón, etc., emitiendo una única nota a la vez; es decir, su utilización se ciñe en especial a los *solos* monofónicos y no a los acordes. Las entradas de tonos indefinidos como tambores, etc. no son convertidos en forma satisfactoria, pero puede ser utilizada dicha tensión de control como fuente de efectos aleatorios.

El método comúnmente empleado y que ofrece resultados francamente buenos para la conversión de un tono en tensión, consiste en aislar la fundamental de un tono determinado mediante complejos y sutiles sistemas de filtrado y después convertirla en tensión mediante un conversor frecuencia/tensión.

A nivel experimental y con bastantes limitaciones pueden realizarse ensayos utilizando una configuración *phase-locked-loop* (PLL) como la de la figura 7.16, en la cual se intenta obtener un seguimiento de la frecuencia del oscilador con la entrada de audio, que puede ser una voz o algún instrumento como un órgano electrónico. El conjunto no trabaja muy satisfactoriamente, pero su ensayo merece la pena, al menos para dejar constancia de que el problema a nivel tecnológico de la conversión de un tono en tensión es difícil. Las irregularidades del seguimiento se producen como consecuencia de la complejidad armónica que la voz humana tiene en comparación con una señal electrónica de amplitud y forma de onda constantes.

Existen muy pocas unidades comerciales que realizan esta función, siendo las más dignas de mención el *P/VC* de la firma Electronic Music Studios (E.M.S.) y el "*frecuency follower*" de 360 Systems. El P/VC es mucho más completo

que el segundo, ofreciendo además de la función básica otras adicionales como las de un seguidor de envolvente que entrega un duplicado inversible, o efecto de cinta pasada al revés, de la envolvente del sonido original con respuesta exponencial o lineal seleccionable mediante un conmutador previsto al efecto en el panel de mandos. También un VCO que puede servir como referencia del correcto seguimiento del dispositivo con respecto a la señal de entrada se halla incluido en esta unidad.

CONTROLADOR JOYSTICK

Este tipo de controlador mecánico es en esencia un transductor de posición que entrega dos tensiones independientes y proporcionales a la posición del bastoncillo de control, permitiendo el control simultáneo de dos o más parámetros musicales interactivamente.

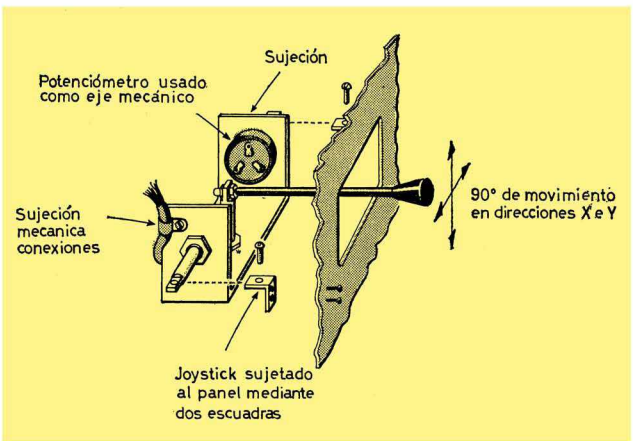


Fig. 7.17 Ejemplo de Joystick de construcción artesanal tal y como aparece en Wireless World (Agosto-Octubre 1973)

El joystick más corriente es el denominado *X-Y*, similar a los utilizados en los telemandos para aviones de aeromodelismo. Éste entrega dos tensiones de salida que están físicamente relacionadas una a otra por un ángulo de 90° sobre los ejes de *X* e *Y*, es decir, que la tensión *X* de salida es proporcional a los movimientos horizontales izquierda-derecha del bastoncillo de control y otro, el *Y*, a los verticales arriba-abajo.

En la figura 7.17 vemos una de las disposiciones mecánicas que pueden adoptar este dispositivo, si bien no es más que un diseño *casero* para ilustrar la operación del joystick. Comercialmente los controladores bidimensionales adoptan sistemas mecánicos distintos, mucho menos voluminosos y con una rotación casi total del eje de los potenciómetros.

Se puede hacer variable un tercer parámetro del joystick, que es el de la rotación sobre el mismo eje del bastoncillo. En este caso el control se denomina *X-Y-Z*. La figura 7.18 ilustra la mecánica de éste que permite el control simultá-

neo e independiente de tres parámetros musicales, los cuales pueden ser tono, timbre e intensidad.

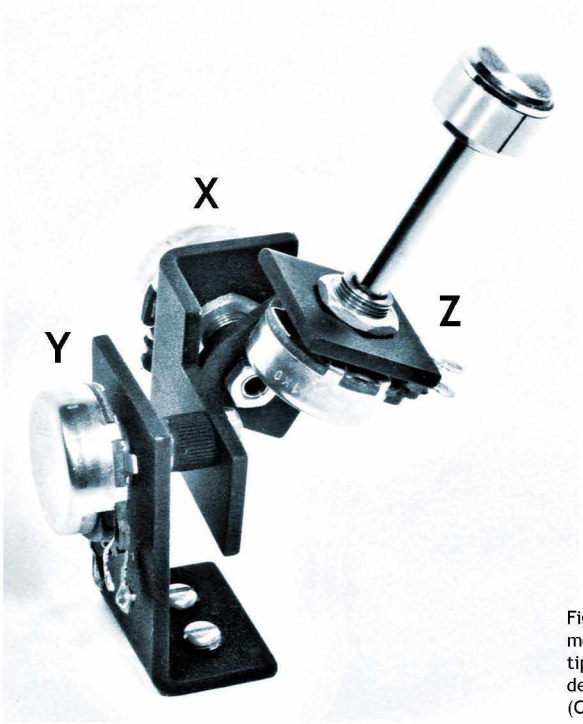


Fig. 7.18 Vista en detalle de la mecánica de un controlador experimental tipo X-Y-Z que responde a la rotación de los potenciómetros en los tres ejes. (Construído por Josep Mª Pijoan en 1976)

ESTUDIOS COMPUTADOS

La primera intención con la que se utilizó un computador en la producción electrónica de sonido fue la de que generase tonos digitalmente para su posterior aplicación a un sistema de audio, amplificación o grabación.

Esto es extraordinariamente molesto y difícil para el músico por la gran inversión de tiempo que representa especificar cada parámetro de modo correcto, además de que la espontaneidad de una composición quedaba reducida a una fría y más o menos perfecta automatización.

La problemática actual de un estudio moderno de música electrónica computado, que los ingenieros tienen planteada es la concepción de un equipo cuya complejidad se mantenga dentro de lo razonable y en el que la proliferación de controles manuales no incurra en lo absurdamente impracticable.

En esencia, el problema es el del manejo y manipulación de una gran cantidad de datos y parámetros con rapidez.

En sistemas actuales el control se efectúa a través de alguno de los méto-

dos convencionales de entrada de datos tales como tarjetas perforadas, teletipos, etcétera, que contienen cifras representativas de los parámetros del sonido.

Desde el punto de vista del músico es muy deseable tener un equipo con el que se pueda obtener un sonido cualquiera (sintetizador) y mediante una simple operación, que puede ser apretar un botón, *memorizar* todos los parámetros determinantes de este sonido (computador digital) de forma que estén disponibles los datos en la memoria para volverlos a utilizar en cualquier momento con idénticos resultados y características.

Existen innumerables ocasiones y situaciones en los que el computador resulta de gran utilidad; es suficientemente rápido para poder efectuar cálculos durante la ejecución musical y sin riesgo alguno de degradación de la calidad de ésta; una composición completa puede ser almacenada digitalmente y ser reproducida a cualquier cadencia y, además, cuando el compositor abandona el estudio pueden ser memorizados todos los ajustes para que, en días o semanas más tarde, cuando reemprenda el trabajo, pueda partir exactamente del punto en el que lo había interrumpido, sin preocuparse de por quién o cómo ha sido manipulado el sintetizador durante su ausencia. Esto último es especialmente interesante en universidades en las que grupos de estudiantes trabajan cortos períodos en el estudio.

En Gran Bretaña, un investigador destacado en este campo, llamado PETER

Fig. 7.19 Estudio Putney de Gran Bretaña.

ZINOVIEFF, ha sido uno de los pioneros en la idea de un estudio computado en el cual el computador opera sobre un sintetizador controlado por tensión a través de un *interface* que traduce la información digital a niveles de tensión.

En tal montaje el sintetizador responde con una capacidad ilimitada de posibilidades y precisión. El estudio (fig. 7.19) contiene un sintetizador Synthi 100 de la E.M.S., un procesador PDP8 con memoria magnética de 4 K y 32 K en disco, un teletipo y un convertidor digital/analógico y analógico/digital.

El compositor utiliza el sistema de muchas formas guiado por un programa generalizado denominado MUSYS.

Puede utilizarse como un secuenciador gigante que modifica, almacena y reproduce eventos ejecutados sobre el Synthi 100, aunque ésta es quizá la operación de mayor despilfarro de las inmensas posibilidades operacionales que un estudio de música electrónica con computador ofrece. Es corriente la utilización de este sistema para "escuchar" el sonido de un instrumento, analizarlo, memorizarlo y reproducirlo más tarde junto a una línea melódica que el compositor haya decidido.

Con estas prespectivas es también lógico que pueda "escuchar" una voz humana, y duplicar los tonos de frases habladas y así toda una larga lista de extravagantes aplicaciones de control y generación sonora.

El *Estudio computado Putney* ofrece el aspecto que vimos en la fotografía 7.19. Examinando ésta de izquierda a derecha, descubrimos en primer término un AKS, el teletipo de entrada de datos al computador, el computador propiamente dicho en el primer rack de la izquierda, dos racks centrales conteniendo dispositivos de generación-tratamiento (construidos anteriormente al desarrollo del Synthi 100); el rack de la derecha bajo el osciloscopio modular contiene el interface D/A A/D; más a la derecha del micrófono está el sintetizador de estudio Synthi 100 y una máquina grabadora de estudio Ampex de cuatro pistas con sistema de reducción de ruido DOLBY A.

La fotografía de la figura 7.20 presenta una visión frontal del Synthi 100, uno de los sintetizadores para música electrónica más formidables que se han desarrollado.

Uno de los más impresionantes servicios que ofrece es el de su secuenciador digital, con una capacidad de almacenamiento de 10.240 bits, lo que lo hace capaz de controlar en forma precisa y simultánea 6 parámetros sonoros: frecuencia (tres voces), intensidad, estructura armónica y localización entre dos canales, en secuencias de hasta 256 eventos sucesivos; se trata realmente de un pequeño computador especializado equipado con convertidores D/A y A/D.

La programación se efectúa sobre dos matrices de programación de 60×60 puntos de conexión, una para las señales y otra para los controles.

La generación de sonido corre a cargo de doce osciladores controlados por tensión, con capacidad de sincronización "phase-lock" en todos ellos para mantener una perfecta sintonía en las síntesis aditivas y sustractivas. Están disponibles diversas formas de onda y diversas gamas de frecuencia entre todos los osciladores. Dos generadores de ruido completan el equipo de generación de señales de audiofrecuencia.

La modificación y tratamiento se efectúa mediante cuatro VCF de paso bajo y otros cuatro de paso alto, dos unidades de reverberación controladas por tensión, un banco de filtros fijos, tres moduladores en anillo y tres VCA asociados permanentemente a sus correspondientes generadores de envolvente, también se incluyen ocho amplificadores de salida controlados por tensión. El equipo de control está formado por dos teclados de cinco octavas cada uno, de los cuales entrega tres tensiones de salida, proporcionales a la nota y a la velocidad y una señal de disparo para iniciar el ciclo de los generadores de envolvente. También hay disponibles dos seguidores de envolvente, un convertidor de tono-tensión, dos joysticks y un secuenciador (al que nos hemos referido antes), un generador de tensión aleatoria de distribución de cambios rectangulares.

Fig. 7.20 Vista del sintetizador de estudio Synthi 100.

Para propuestas de monitorización existen en el mismo sintetizador un osciloscopio de dos canales Telequipment y un frecuencímetro Dawe cuya gama de lectura se extiende hasta 1 MHz, además de multitud de conexiones de entrada y salida de señales para el envío de señales procedentes o destinadas al resto del equipo del estudio de grabación. Todas las conexiones de las matrices de programación salen al exterior mediante conectores dispuestos a tal efecto, que hacen posible la conexión para su control de modo completamente automático por un computador digital.

MELLOTRÓN

Sobre este instrumento, que paradójicamente nada tiene que ver con la tecnología involucrada con el sintetizador, hemos querido incluir una ligera descripción precisamente para impugnar la falsa creencia de que es un derivado de la instrumentación que nos ocupa en esta obra.

El Mellotrón fue originalmente introducido en el mercado, a mediados de los 60, con intención de equipar al teclista con una orquesta "portátil". El Mellotrón original era una pieza pesada, compleja y cara, por lo que en 1970 se desarrolló una segunda generación del instrumento basado en el mismo principio y que se conoce como "línea 400".

El Mellotrón es un instrumento de teclado que contiene una colección de cintas magnéticas que se utilizan para la reproducción de los tonos musicales.

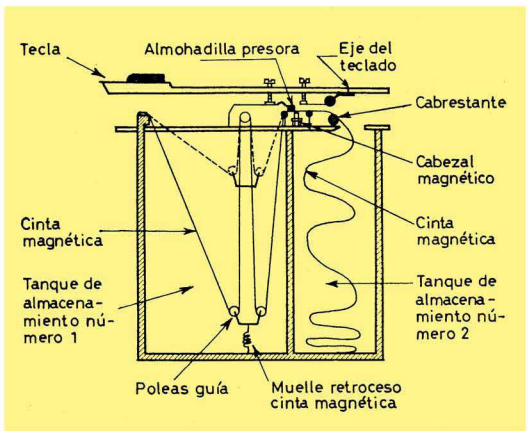


Fig. 7.21
Sistema de transporte de cinta de un Mellotrón 400.

En la figura 7.21 se muestra el mecanismo asociado a cada tecla, cada una de las cuales controla una cinta magnética con una nota de la escala cromática grabada. Dado que tales cintas magnéticas no son un bucle sino que poseen una longitud definida y no se hallan en montaje sinfín, la duración máxima de emisión sonora una vez oprimida una tecla es de 8 segundos, tras de los cuales desaparece dicha emisión sonora. Se acepta que, en general, existen pocas piezas que precisen de una única nota con duración mayor que la indicada y al mismo tiempo se asegura que el ataque de la nota será intacto con respecto al instrumento original. La cinta se desliza desde el tanque de almacenamiento número 1 a través de varias poleas-guía, de la cabeza de lectura y del cabrestante, que es una barra mecanizada con precisión, cuya longitud se extiende a lo largo del teclado y que se halla acoplada a un motor de corriente continua servocontrolado.

Existe una almohadilla presora que se acciona mediante una lámina de bronce fosforoso que se halla fijada en la parte inferior de la tecla que pone en contacto la cinta con el cabezal magnético.

Casi la totalidad de la cinta se halla en el tanque número 1 por la acción de

las poleas-guía y del muelle de retroceso. En esta posición de reposo la sección de cinta que contiene el "ataque" está en posición adyacente al cabezal de lectura. Cuando se oprime una tecla, el mecanismo actúa muy similarmente al de un grabador de cinta magnética en su posición "PAUSA" y que se pone nuevamente en reproducción. La cinta y el cabrestante se ponen en contacto y simultáneamente la almohadilla presora oprime la cinta contra el cabezal; la nota grabada se oye durante todo el tiempo que se mantenga la presión sobre la tecla hasta el momento en que se suelta y las poleas-guía del tanque número 1 reponen la cinta en el punto de partida por la acción del muelle de retroceso.

Este mismo sistema se multiplica a lo largo del teclado para cada nota. La velocidad del motor que acciona al cabrestante es controlada por un servoamplificador que, a su vez, está controlado por un único potenciómetro. Esto permite al músico la puesta en sintonía del Mellotrón con otros instrumentos además de diversos tipos de glissando.

Las cintas son de un ancho no normalizado y cada una tiene grabadas tres pistas que permiten la reproducción de tres instrumentos distintos (el equipo estándar de cinta incluye trompetas, flautas y violines) y utiliza un método enteramente mecánico de selección de la pista; las guías de la cinta son fijas por lo que lo móvil son los cabezales cuyo bloque completo está montado sobre una guía deslizante. Mediante este desplazamiento se selecciona la pista deseada. Una ventaja derivada de este método es que el músico puede actuar con combinaciones de dos instrumentos situando el cabezal entre dos pistas. Un pequeño defecto del Mellotrón es que mientras los ataques corresponden a la transición precisa que presenta cada instrumento imitado, los decaimientos cesan de improviso cuando se sueltan las teclas y ello no corresponde a un verdadero decaimiento. De todos modos este defecto queda enmascarado con la utilización de acordes o procesando el instrumento a través de un sistema de reverberación.

Otra interesante característica del Mellotrón, que se presta por sí misma a aplicaciones de gran creatividad, es que las cintas, el tanque de almacenamiento y las guías de transporte pueden ser totalmente retiradas de la unidad y ser sustituidas por otras que utilicen cintas de ancho normalizado de 1/4". De este modo el músico-compositor puede preparar el Mellotrón con cualquier tipo de voces o sonidos que más le interesen para su propia labor de creación musical.

CONTROLADOR DE PERCUSIÓN

Este elemento constituye una innovación reciente de la firma Moog y su aspecto es el de un tambor de bongo corriente, aunque en realidad se trata de un controlador accionado por una baqueta (figura 7.22). Golpeando la membrana de dicho tambor se produce un estrecho impulso que consiste en la información sonora de audio. La amplitud máxima de este impulso se memoriza mediante una memoria analógica tipo Sample & Hold la cual suministra una tensión proporcional a la fuerza con que se golpeó dicha membrana.

Simultáneamente, el disparador de Schmitt que genera la orden de toma de

muestra en el Sample & Hold, entrega un impulso que puede utilizarse para disparar el ciclo en los generadores de envolvente o para accionar cualquier elemento "disparable" del sintetizador como, por ejemplo, secuenciadores o algún segundo Sample & Hold.

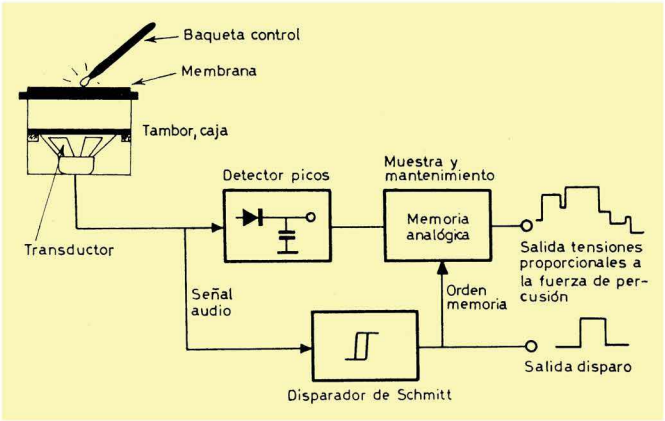


Fig. 7.22 Diagrama funcional del controlador de percusión.

El controlador de percusión es un dispositivo que puede interesar mucho al percusionista verdaderamente innovador, puesto que le permitirá crear efectos totalmente inéditos controlados por la acción de sus baquetas. Un ejemplo suficientemente explicativo del exotismo del que puede ser capaz el controlador de percusión es el siguiente: Imaginemos que un banco de osciladores se halla controlado por la salida de tensión proporcional a la fuerza de batido. La señal de los VCO

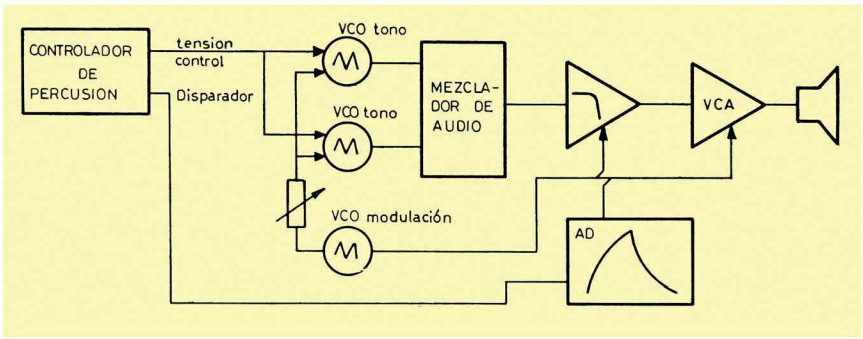
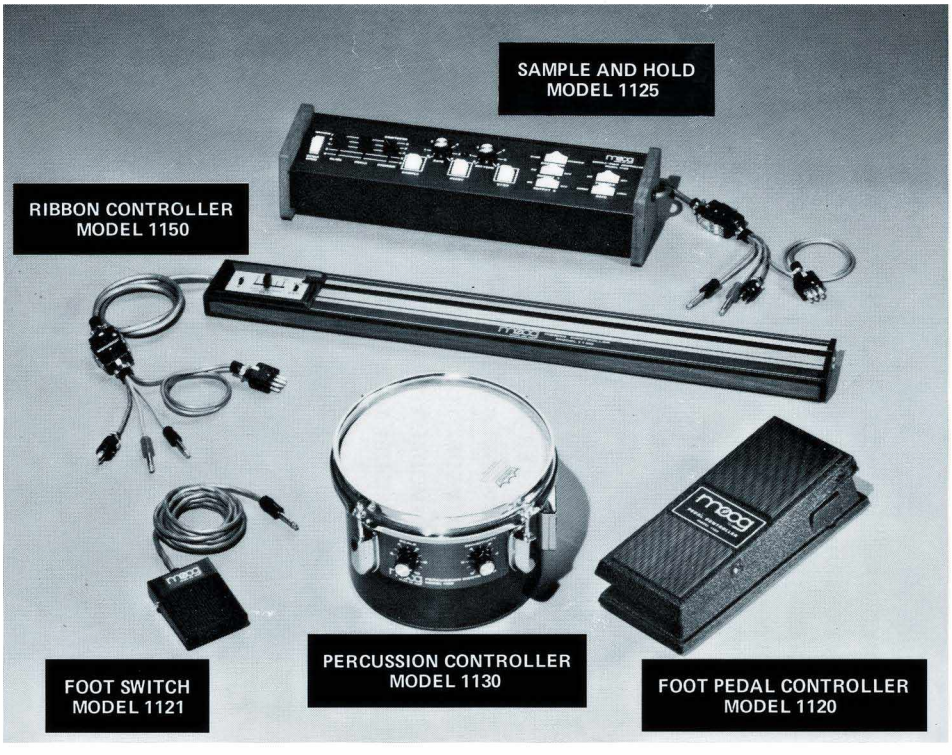


Fig. 7.23 Posible configuración de empleo para el controlador de percusión.

es también modulada en frecuencia por el oscilador de señal triangular y éste, a su vez, queda sometido al barrido de frecuencia del generador de envolventes AD. Las señales de ambos osciladores de tono se mezclan y se procesan posteriormente a través de un filtro de paso bajo cuyo factor Q deberá ajustarse al máximo. El VCA y el generador de envolvente articulan todo el sonido dándole las características deseadas.

El baterista controla por la simple acción de sus baquetas el tono de los osciladores, de modo que, cuanto más fuertemente golpea sobre el parche del tambor, más alto será el tono obtenido. Por otra parte, a cada batido, dispara el generador de envolvente que envuelve el tono de los dos osciladores, barre la frecuencia de corte del filtro y varía la frecuencia de modulación de los osciladores de tono. Esta simple configuración ya sería capaz de generar una gran variedad de sonoridades por un método de control virtualmente inédito en el campo de la expresión musical por medios de percusión. El sonido electrónicamente generado podría también mezclarse con el sonido real del tambor adoptando el diagrama de bloques de la figura 7.23 en la que no está representado en tambor.



Familia de Controladores Moog en el catálogo de 1979

CAPÍTULO 8

PROGRAMACION DEL SINTETIZADOR

En los capítulos precedentes hemos comentado el enorme potencial creativo de generación de sonidos, conocidos o desconocidos, que el sintetizador es capaz de ofrecer al músico como consecuencia de su infinidad de variables.

Se puede afirmar — sin riesgo a equivocarnos — que prácticamente *cualquier* sonido puede imitarse o crearse con el sintetizador, tampoco es menos cierto que muchos de los ajustes de todo el conjunto de mandos que intervienen activamente en una programación determinada son críticos, y que deben estar hechos con un gran sentido lógico y precisión, especialmente en lo que respecta a la simulación de sonidos naturales.

El propósito de este capítulo es el de facilitar al técnico o al músico una serie de sugerencias que le pueden servir de punto de partida para sus propias experiencias encaminadas hacia el principal objetivo de la tecnología presentada en esta obra, que es el de hacer sonido y trabajar con él.

Trabajando con sistemas de música electrónica es vital tener en cuenta el aspecto de la amplificación, y precisamente existe un punto que muchas de las veces pasa desapercibido al técnico, por tratar al sintetizador como a un instrumento más, a la hora de efectuar una sonorización para una actuación en directo o simplemente con objeto de monitorar su salida en el estudio. Este punto al que nos referíamos es evidentemente el de la calidad del sistema de amplificación.

Es bien conocido por los fabricantes de equipos amplificadores para guitarras eléctricas que durante el diseño de un sistema de amplificación-reproducción se cuidan muchísimo las propiedades *coloreantes* de una caja acústica y en especial la elección de un altavoz.

En una cadena de alta fidelidad se persigue que todos sus eslabones reproduzcan, amplifiquen o capten el sonido con la mayor precisión posible.

Este criterio no siempre se aplica al sistema de amplificación de una guitarra puesto que en muchos casos se provoca deliberadamente una distorsión del amplificador y una coloración más o menos grande en el altavoz, con objeto de

incorporar un carácter tímbrico y una dureza al sonido altamente deseadas por el guitarrista. Esto es lo que ha hecho que determinadas marcas de amplificación como VOX, FENDER y MARSHALL se hayan consagrado como poseedoras de una *personalidad propia* en sus sonidos amplificados.

Dicho criterio no es válido para amplificar sonido de sintetizadores. Es un craso error creer que un amplificador cualquiera destinado a voces, guitarra o bajo dará buenos resultados con una fuente de sonido electrónica; todo lo más servirá *para "salir del paso"* y desde luego se perderán muchas de las sutilezas sónicas que son capaces de generar los sintetizadores. Para escuchar éstas en forma correcta deben ser amplificadas y reproducidas exclusivamente por un sistema que posea verdaderas características de alta fidelidad.

Casi invariablemente, la primera idea que acude al pensamiento de una persona poco familiarizada con los aspectos relativos al sintetizador, es la de utilizarlo como simulador de la instrumentación musical clásica. A la pregunta de si es posible hacerlo sonar como un violín deberemos contestar afirmativamente, pero con una serie de reservas; el sonido del violín puede sintetizarse aunque no el de un buen violín (al menos con un sintetizador corriente), ya que es un instrumento cuyo controlador es un simple teclado que no permite al músico obtener la exacta expresión que persigue, pues carece de la facultad de articulación que posee un instrumento de cuerda y tampoco es muy sencillo simular con el sintetizador las características resonantes de la caja acústica; hacerlo electrónicamente precisaría de no menos de 30 a 40 filtros de paso de banda de segundo orden.

Por todas estas razones es necesario recordar que la verdadera función del sintetizador no es la de imitar, sino que es la de *crear* sonidos totalmente inéditos e irrealizables por otros métodos. La imitación es función adicional del sintetizador y, por tanto, no se le puede pedir que sus sonidos tengan una extraordinaria semejanza con los de los instrumentos que imita o simula. Con esto no es que desestimemos las posibilidades de un sintetizador; por el contrario, lo que nos proponemos es dar a conocer algunos problemas remanentes, con intención de fomentar el trabajo orientado a solventar estas dificultades.

Termina este capítulo con una colección de configuraciones y sugerencias para la creación de un buen número de imitaciones instrumentales y de efectos de sonido, aunque nada dará tan buenos resultados como la propia imaginación del operador y la experimentación. También resulta de gran interés para familiarizarse con el sonido electrónico y estimular la inspiración de nuevas ideas, la escucha de grabaciones discográficas efectuadas por procedimientos electrónicos. Al final de esta sección se reseña una selección discográfica cuya escucha consideramos recomendable.

Todas las programaciones sugeridas son meramente puntos de partida y no trabajos definitivos del procedimiento de síntesis de tal o cual sonido. En muchos casos, las indicaciones se han generalizado extraordinariamente con dos intenciones puestas en ello. La primera que esta guía orientativa sea aplicable al mayor número de sintetizadores y por supuesto al sistema modular descrito en el capítulo 5. La otra intención es la de que el operador ejercite su imaginación y descubra

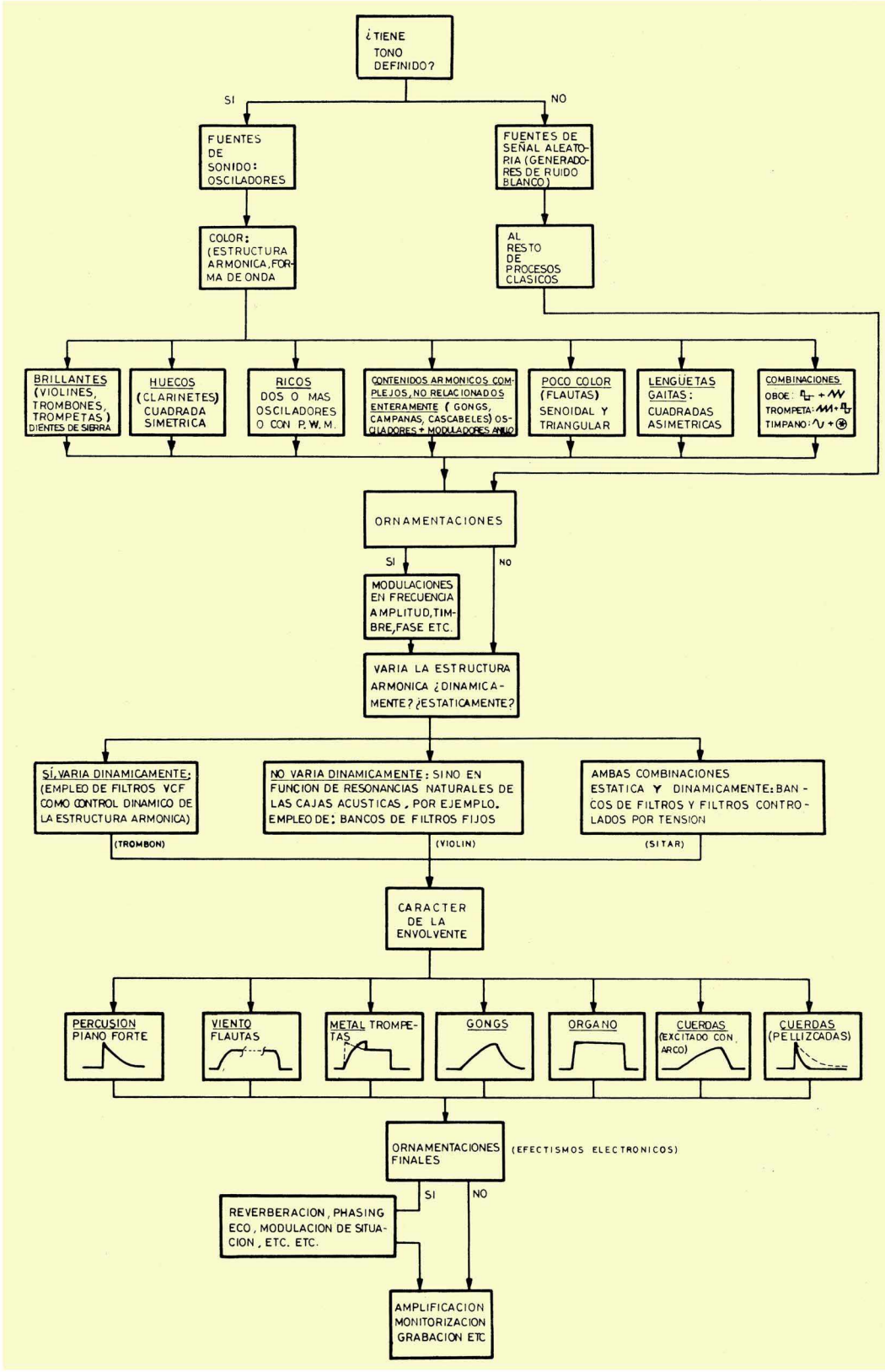


Fig. 8.1 Organigrama del orden operativo para llevar a cabo una síntesis sonora.

por él mismo la importancia y la función de cada elemento integrante de un programa.

Las configuraciones que se muestran pueden dividirse en tres categorías: *simulación instrumental, generación de efectos sonoros* y *procesado de fuentes externas al sintetizador.* Con respecto a la primera categoría y como regla general aplicable al inicio de la síntesis de un sonido instrumental, cabe hacer una serie de reflexiones ordenadas sobre las operaciones a efectuar y el orden a seguir Éstas pueden muy bien orientarse según el organismo de la figura 8.1.

Las gamas de frecuencia del oscilador u osciladores empleados en la simulación tienen considerable importancia en orden al realismo de la imitación.

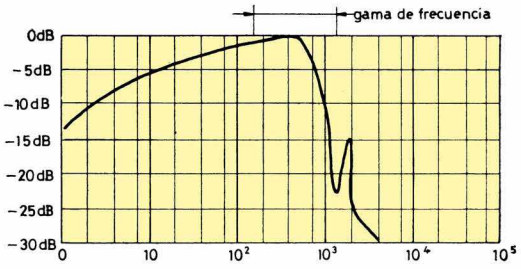
Las gamas elevadas se emplean para simular violines, las medias para violas y pianos y las más inferiores para cuerdas bajas con los violoncellos, contrabajos y bajos eléctricos. La regulación del contenido armónico debe estar precisamente escogida con la intención de simular con verdadero realismo las características resonantes de un instrumento determinado. Si una trompeta tiene cierta gama tonal, el filtrado dinámico (VCF) o los formantes *(bancos de filtros fijos)* deben situarse exclusivamente sobre las notas que cubren normalmente; las extensiones por encima o por debajo de estos límites causan un exceso de brillantez o bien de suavidad que no corresponden fielmente al instrumento en cuestión.

Una buena fuente de información sobre estos aspectos la constituye la escucha de todos estos instrumentos y aun la observación de la señal por medio de un osciloscopio con memoria y el estudio de su contenido armónico mediante el análisis espectral. De todos modos no se pretende ocultar un hecho fácilmente comprobable el cual es que, si se observa la forma de onda de un instrumento acústico convencional, no veremos ni siquiera dos ciclos exactamente iguales durante el intervalo estacionario de emisión sonora y muchísimo menos en las transiciones de ataque o decaimiento en los que intervienen profundos cambios de la estructura armónica.

De hecho existen instrumentos cuyas variaciones en la forma de onda son ya muy importantes para una misma nota tocada a diferentes octavas. Es más, en dos instrumentos idénticos, violines, pianos, etc., la forma de onda puede ser diferente incluso en el mismo tono musical; a esto hay que añadir el factor humano, la técnica particular de cada músico que arranca las notas de su instrumento a su modo...

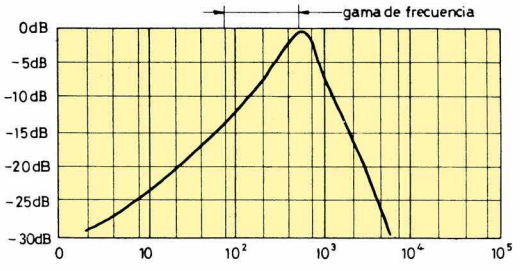
Por todo ello una información al respecto de la forma de onda o del espectro fijo de un instrumento no es demasiado útil, aunque sí lo es al menos como punto de partida. Así pues, en las figuras 8.2 *a* a *f* y 8.3 se facilitan datos de interés sobre las gamas aproximadas de frecuencia, limitación de espectro y resonancias naturales, y la envolvente de una serie de instrumentos típicamente vinculados a la ejecución musical clásica.

La generación de efectos sonoros de naturaleza definida es bastante más delicada que otras operaciones y en muchos casos son necesarios ajustes precisos y un buen número de ensayos y tentativas para obtener el resultado apetecido. El procesado de sonido es otra de las poderosas e interesantes posibilidades de los sintetizadores. Introduciendo el sonido de un instrumento eléctrico o acústico



(a) RESONANCIA DEL CUERNO INGLÉS

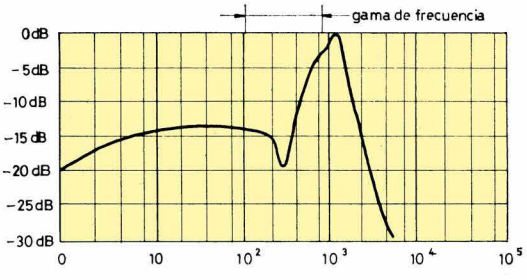
Envolvente: Se divide en dos lapsos, uno de los cuales posee ataque de unos 50 ms y el segundo de unos 400 ms. Puede obtenerse por combinación de dos generadores de envolvente, uno con retardo de ataque. El sostenimiento está mezclado con 10 % de ruido aleatorio.



(b) RESONANCIA DEL TROMBÓN

Envolvente: El tiempo de ataque es del orden de los 60-70 ms. Se precisa incluir un portamento para simular los efectos de deslizamiento de este tono.

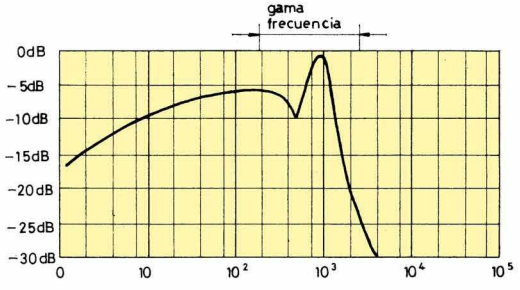
Armónicos: Partir de señales diente de sierra.



(c) RESONANCIAS TROMPETA

Envolvente: La envolvente se simula mediante un ataque de unos 50 ms y un impulso inicial de amplitud seguido de un sostenimiento bastante fijo e invariable durante toda la emisión de sonido.

Armónicos: Se parte de diente de sierra junto con impulsos de corta duración.



(d) RESONANCIAS FLAUTA

Envolvente: Ataque de unos 50 ms junto con una modulación en amplitud pronunciada de unos 7 Hz y entre un 60 y 75 % de profundidad.

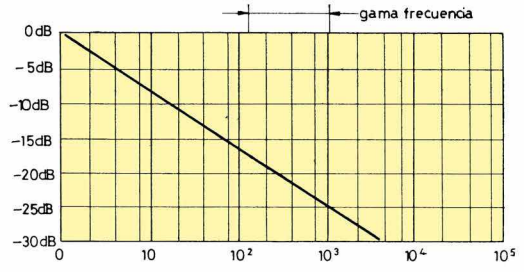
Armónicos: Pocos; partir de ondas triangulares.

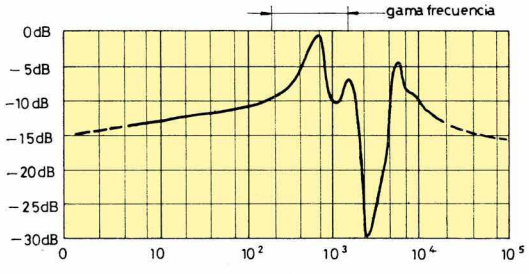
Fig. 8.2 (*a*) Gráfico resonancias cuerno inglés. (*b*) Gráfico resonancias trombón. (*c*) Gráfico resonancias trompeta. (*d*) Gráfico resonancias flauta.

(e) RESONANCIAS CLARINETE

Envolvente: Ataque de unos 50 ms mezclado con un 10 % de ruido aleatorio.

Armónicos: Impares; partir de ondas cuadradas y añadir si se desea un pequeño porcentaje de armónicos pares (sierra) para apurar el carácter.





(f) RESONANCIAS OBOE

Envolvente: Ataque: sobre los 60 ms. Decaimiento sobre 100 ms + un 10 % ruido aleatorio.

Armónicos: Todos, dientes de sierra + + cuadrada.

Fig. 8.2 (continuación) (e) Gráfico resonancias clarinete. (f) Gráfico resonancias oboe.

a través de sus módulos de modificación y tratamiento se pueden alterar sus características hasta límites insospechados. Es interesante experimentar con mezclas del sonido original y del procesado; esto suele dar mucho mejor resultado que el procesado únicamente. Utilícense las sugerencias apuntadas en las siguientes configuraciones correspondientes.

Algún músico puede considerar estas prestaciones como muy restrictivas, esto sólo es verdad si se considera al sintetizador desde el punto de vista de los instrumentos convencionales de teclado. Es mucho mejor entender que en el sintetizador se genera una melodía con la mano derecha mientras que la izquierda trabaja sobre varios diales y controles de forma que la melodía resulte lo más expresiva posible. Esto equivale a decir que el sintetizador requiere un tratamiento distinto al de cualquier otro instrumento para explotar al máximo su potencial creativo. Una muestra de lo que lo hace distinto a muchos instrumentos — como ya se vio anteriormente — es su incapacidad para hacer acordes, a menos que se posea un moderno y caro modelo como el Poly-Moog. Otra de las muestras clarificantes de que el sintetizador es distinto a los demás instrumentos de teclado es que, al revés que lo que ocurre con el piano, oprimiendo más fuertemente las teclas no se produce un sonido más fuerte, como resultado de que la intensidad dinámica no está gobernada por el teclado mismo sino por lo que se haya ajustado de antemano en el sistema de generación de envolventes o incluso con un pedal al estilo del de un órgano electrónico.

Flauta	DO4 C4	—	DO7 C7	261 Hz a 2093 Hz
Cuerno inglés	SOL3 G3	—	DO6 C6	196 Hz a 1046 Hz
Violín	SOL3 G3	—	DO6 C6	196 Hz a 1046 Hz
Viola	DO3 C3	—	MI4 E4	130 Hz a 329 Hz
Trompeta	MI13 E3	—	LA5 A5	164 Hz a 880 Hz
Piano	LA0 A0	—	DO8 C8	27 Hz a 4186 Hz
Oboe	LA3 A3	—	SOL6 G6	220 Hz a 1568 Hz
Tuba	FA1 F1	—	FA4 F4	43 Hz a 349 Hz
Cuerno francés	SI1 B1	—	FA5 F5	61 Hz a 689 Hz
Violoncelo	DO3 C2	—	MI3 E3	65 Hz a 164 Hz
Contrabajo	MI1 E1	—	MI3 E3	41 Hz a 164 Hz

Fig. 8.3 Gamas de frecuencia aproximadas de los tonos de varios instrumentos clásicos.

Los distintos sintetizadores que existen en el mercado ofrecen, por supuesto, distintas alternativas en cuanto a los dispositivos para una expresión realmente artística durante la ejecución de una pieza, pero las ideas básicas presentadas a continuación son aplicables a la mayoría de ellos. La idea es tornar las funciones controladas por tensión en control ejercido manualmente con objeto de hacer más humano el sonido, más imperfecto. Para ello se debe estar realmente familiarizado con el instrumento y especialmente en lo que atañe a cómo los diferentes controles afectan al sonido, lo que se obtiene siempre mediante horas de ensayo al igual que un estudiante de violín o de piano ensaya horas y horas para conseguir ser un virtuoso de su instrumento. He aquí pues una serie de ejemplos de lo que se puede hacer con un sintetizador para añadir interés y expresividad a la ejecución musical.

El portamento es uno de los efectos que, a menudo, se utiliza demasiado gratuitamente puesto que una vez accionado el interruptor del mismo el sintesista se olvida de él, cuando el efecto sería mucho más sutil utilizado únicamente en algunas notas. Keith Emerson hace una excelente utilización de ello en la pieza TARKUS (cara 3) del álbum WELCOME BACK MY FRIENDS TO THE SHOW THAT NEVER ENDS, de Emerson Lake & Palmer.

Otro aspecto interesante que tiene que ensayarse es con respecto al control de envolvente de las notas. Un sonido que se presenta constantemente con idén-

ticas características de ataque-decaimiento es mucho menos atractivo que otro al que se le impriman variaciones en dicho carácter. Es preciso cuidar estos detalles técnicos de ejecución, puesto que un sonido excesivamente regular da una fría sensación de elemento mecánico, lo que repercute indudablemente en la integración de los medios electrónicos en el conjunto de instrumentos más o menos convencionales. Una forma de añadir pequeñas irregularidades en la envolvente es la siguiente. Una vez se ha ajustado un tiempo de decaimiento, se está gobernado a que dicha transición sea igual para todas las notas, al menos en la mayoría de sintetizadores (el AKS tiene control por tensión del tiempo de decaimiento) el caso contrario se da en la instrumentación convencional en la que las notas bajas, generalmente, tiene decaimientos mucho más largos que con las notas agudas, véase el caso del piano. Variando manualmente — con la mano izquierda — el ataque o el decaimiento mientras se ejecuta una línea melódica, puede añadir una sensación mucho más colorista que si se abandona al control siempre automático y perfecto de los generadores de envolvente. Supongamos que se toca un pasaje stacatto con un tiempo de decaimiento corto en cada nota, sobre la última nota de la intervención solista, puede girarse el botón de decaimiento hacia el máximo tiempo con lo que se obtiene un final de intervención que se extingue lentamente en lugar de desaparecer casi de modo instantáneo. Otro ejemplo es que si se está tocando una sucesión de notas con ataque muy corto puede probarse de aumentar el tiempo de una forma completamente aleatoria en determinadas notas. El resultado puede ser francamente interesante.

El Mini-Moog y otros sintetizadores tienen la ventaja de tener a mano izquierda dos grandes ruedas de control, que no son más que un par de potenciómetros a los que se han fijado dichas ruedas a modo de grandes botones de mando, diseñados de forma que sea cómoda la expresión con la mano izquierda. Uno de estos controles actúa sobre el tono de la nota, así girando la rueda en un sentido el tono sube y en el otro desciende. Un sistema de retorno elástico permite que la rueda vuelva sola a su posición central y que pueda volverse al tono primitivo al dejar de manipular dicha rueda. La otra rueda (y siempre hablando del Mini-Moog) controla la profundidad de modulación en frecuencia por el oscilador 3, de forma que a medida que se adelanta la rueda se obtiene mayor grado de inyección de vibrato sobre la señal principal que generan los osciladores 1 y 2. Sin embargo, no es absolutamente preciso tener controladores de este tipo, diseñados a tal efecto para quedar relegados únicamente a estas dos utilizaciones. Cualquier botón del sintetizador puede ser un controlador potencial de la expresión, sabiendo jugar con él adecuadamente durante una ejecución musical. En los sintetizadores que carecen de tales ruedas de control, siempre queda la opción nada despreciable del acceso a los botones del panel de mandos, que las más de las veces pueden ofrecer las mismas posibilidades que los elementos de expresión tales como las ruedas del Mini-Moog o del controlador ribbon.

Muchos sintesistas utilizan el sonido de dos osciladores, uno como maestro y otro como auxiliar, ligeramente desintonizado para obtener un efecto coral rico y majestuoso. El principio es similar al de la utilización de una guitarra de doce cuerdas en lugar de seis, o como también es el caso del empleo de tres cuerdas

por cada nota en el piano. Un efecto muy dramático puede obtenerse partiendo de una pareja de osciladores muy bien sintonizados al unísono, de forma que batan lo menos posible y entonces desintonizando progresivamente, con la mano izquierda, cada vez más y más el oscilador auxiliar entretanto se va desarrollando la melodía con la derecha para restablecer finalmente el oscilador al tono primitivo. Aunque este efecto podría ser controlado automáticamente con tensión (con una señal senoidal de muy baja frecuencia, por ejemplo) el efecto sería demasiado regular y puede darse el caso de que el mayor grado de desintonía coincida con la sección de la melodía que menos lo necesita. Si se efectúa este control manualmente, el músico puede imprimir un énfasis a determinadas notas del fraseo, creando de este modo una sensación (estado de irritación, de bienestar, etc.) al oyente durante las partes del solo que se estimen como más convenientes. Esta técnica que podría llamarse de desintonía selectiva puede ser muy sugerente de lo que la pieza musical pretenda expresar. Para finalizar este solo, una posibilidad final es la de desintonizar el oscilador auxiliar hasta subirlo o bajarlo en una octava exactamente con respecto al oscilador maestro.

Estos trucos requieren práctica y buen oído, pero no resultan demasiado difíciles una vez se familiariza con el método. Tampoco es conveniente utilizarlos desmesuradamente. Lo más problemático es cuando por distracción se pierde el control de los botones en cuyo caso puede sonar horriblemente desafinado, por ello practicar esta técnica es vital antes de enfrentarse ante un público en una actuación en directo. Para prevenir tales eventualidades es conveniente programar el sintetizador de forma que pueda localizarse rápidamente el oscilador causante del problema y eliminarlo por medio del mezclador, así se salva la papeleta ante el espectador.

Usualmente, la frecuencia de corte de los VCF se programa con un generador de envolventes y todos los comentarios tras de esta observación hacen aplicable lo visto anteriormente sobre generadores de envolvente. Sin embargo, y de alguna forma, este método está excesivamente utilizado y rompiendo una lanza en favor de la originalidad puede probarse el control manual de la frecuencia de corte del filtro durante una cadencia de notas, obteniéndose diversas variantes del efecto wha-wha al estilo de los empleados en las guitarras eléctricas. Otro efecto raramente utilizado es el de controlar el filtro mediante el secuenciador cuyo avance puede ser periódico mediante un reloj interior o mediante la señal "gate" procedente del teclado. Esta configuración produce unos resultados altamente interesantes.

Una posible dificultad con la que tropezará el no iniciado, llegada la ocasión de materializar un programa resuelto sobre papel como los que se presentan al final de este capítulo, es el de cómo conectar entre sí los diferentes módulos. Desde aquí no se pueden prestar grandes ayudas al respecto puesto que, para beneficio de todos, existen una gran variedad de sintetizadores y con ellos una diversidad en la mecánica de la programación.

Estimamos que el método de jacks es uno de los más atractivos de los que se vienen utilizando puesto que combina una buena flexibilidad, facilidad de entendimiento y facilidad en el manejo.

El sintetizador Moog 55 utiliza este método y tomamos el panel del mismo como objeto de esta simulación de programa e interconexión entre módulos para materializarlo. En las figuras 8.4 y 8.5 vemos ambas cosas, la configuración teórica y el cableado sobre el panel del 55. Este programa se ha realizado arbitrariamente y con la intención de involucrar un buen número de unidades. Caso de realizarse, cabe decir también que puede ser fuente de un buen número de efectos, es lo que podríamos llamar configuración estándar.

El teclado controlador así como el ribbon permiten acceso a sus salidas de tensión a través del panel jj. La tensión de teclado se aplica a dos puntos simultáneamente, primero para deslizar en tándem con la de los VCO la frecuencia de corte del filtro de paso bajo tipo 904b y segundo para el control en tándem del

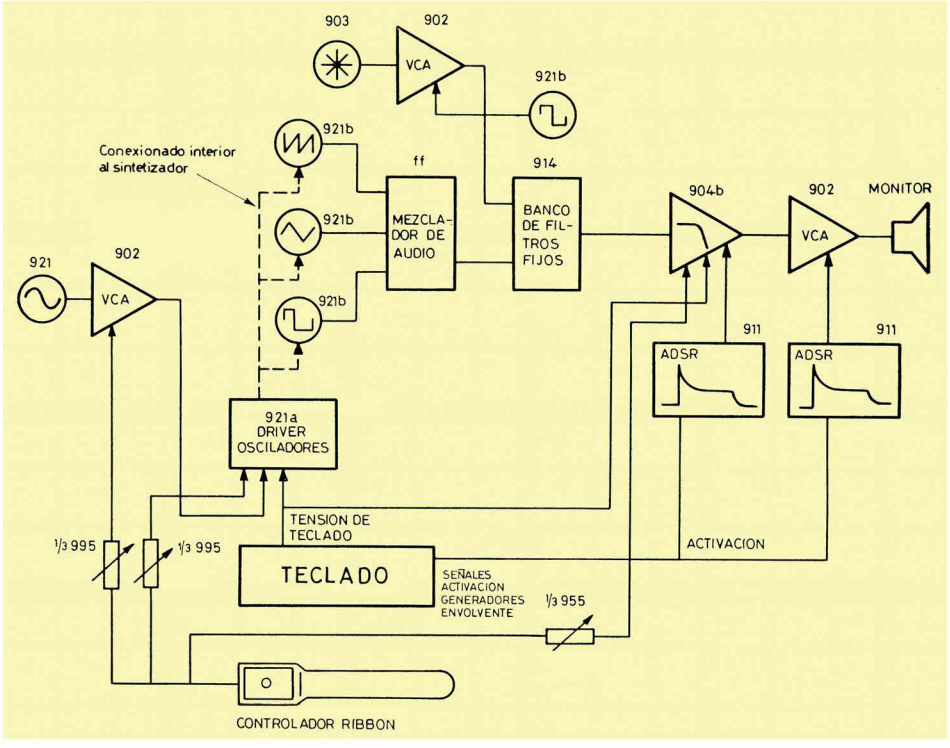


Fig. 8.4 Programa muestra a realizar en el Moog 55.

banco de tres osciladores 921b. Este control simultáneo lo efectuamos desde el driver de osciladores tipo 921a, que es en realidad un sumador de precisión que aplica simultáneamente a los tres osciladores la tensión de control. Esta disposición cableada internamente facilita extraordinariamente las operaciones de programación y sintonía conjunta de los tres osciladores. Al driver 921a también le llegan señales de control procedentes del controlador ribbon a través de un tercio

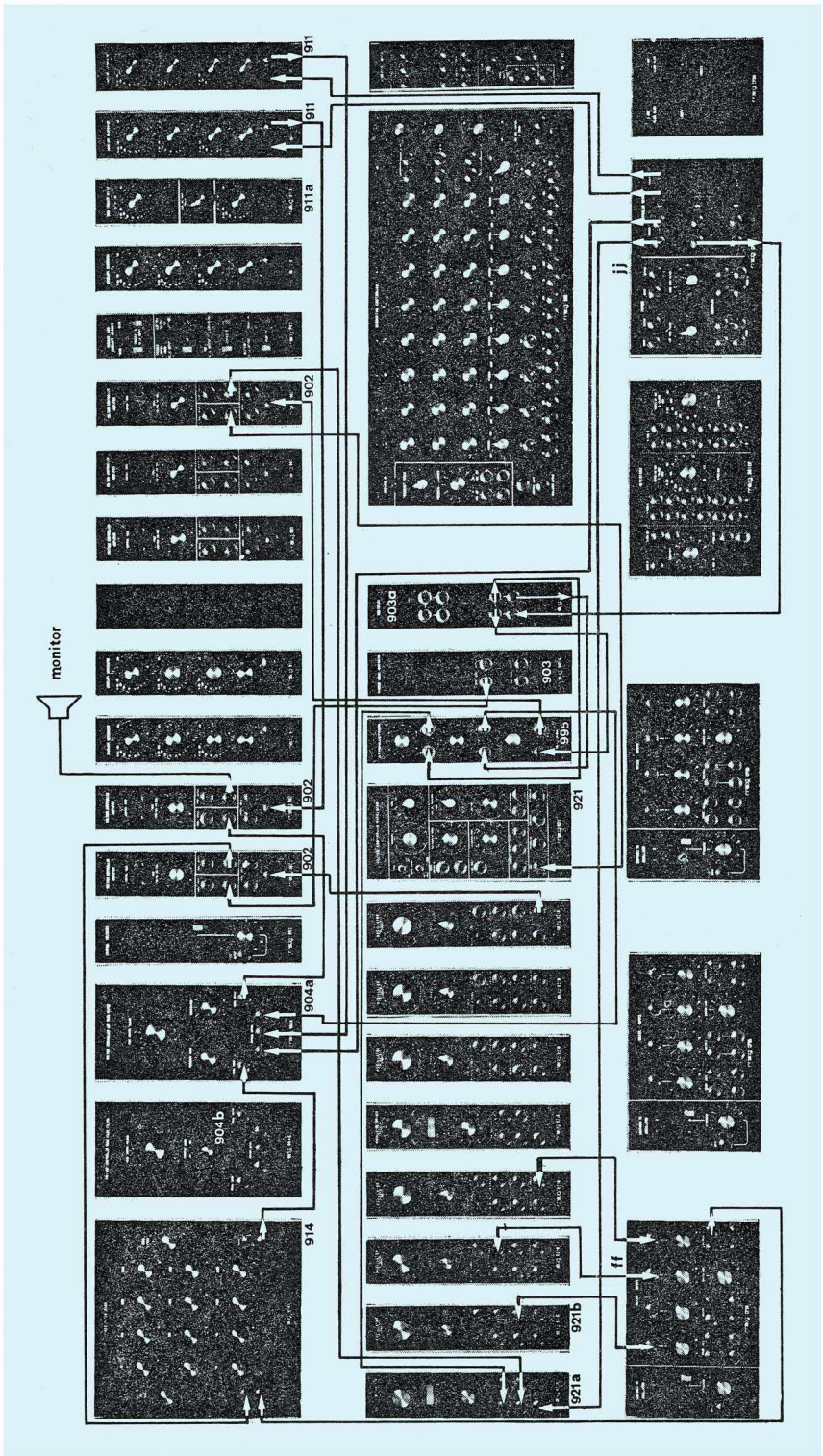


Fig. 8.5 Programa muestra realizado sobre un sintetizador Moog 55.

914	Banco de filtros fijos
904-A	Filtro de paso bajo VCF
902	VCA
911	Generador de envolventes
921-A	Excitador banco osciladores 921-B
921-B	VCO
921	Oscilador maestro
995	Atenuador triple
903	Generador de ruidos
ff	Mezcla consola
jj	Salida teclado y ribbon
903-A	Múltiple doble
960	Secuenciador
904-B	Filtro de paso alto VCF
911-A	Retardo trigger doble
962	Interruptor secuencial

Fig. 8.5 (continuación) Clave numérica de los módulos Moog.

de atenuador tipo 995 y asimismo del conjunto del conjunto de VCO 921a y VCA 902 gobernado por el ribbon, mediante el cual es posible efectuar vibratos cuya profundidad de modulación se controla por medio de dicho ribbon. La frecuencia de modulación es la propia a la que se halla sintonizado el oscilador maestro 921.

El controlador ribbon permite realizar una serie muy diversa de barridos y cambios de drásticas dimensiones (al estilo de los que efectúa Keith Emerson en la pieza Blues Variation del álbum Pictures at an Exhibition de Emerson Lake & Palmer), tanto en la frecuencia de los VCO como en la de corte del filtro de paso bajo 904b.

Para las salidas del banco de VCO 921b se han escogido un diente de sierra en el primero, una triangular en el segundo y una rectangular de relación marca-espacio controlable por tensión desde el driver 921a (que no se halla conectado para tal posibilidad). Se combinan seguidamente en el panel *ff* que es un mezclador tras del cual se ha conectado un banco de filtros fijos de doce bandas tipo 914. En la otra entrada del banco de filtros fijos se han aplicado salvas *(burts)* de ruido blanco que proceden de un módulo 903 y cuya amplitud se ve entrecortada por la acción del VCA 902 y otro oscilador 921b con salida de onda cuadrada perteneciente al segundo banco de osciladores que posee el Moog 55. El espectro de sonido a la salida del banco 914 se limita gracias al filtro de paso bajo 904b que se halla controlado por tres fuentes de control cuya acción puede ser o no simultánea, a condición de conectar o no los jacks correspondientes. Estas tres fuentes de control como vimos parcialmente, son la tensión de teclado, el controlador ribbon y un generador de envolvente tipo 911. Tras del filtro se articula toda la señal con un VCA 902 gobernado por otro generador de envolvente 911. Ambos generadores de envolvente se activan a cada opresión de cualquiera de las teclas del controlador. Finalmente, a la salida del VCA 902 se conecta un amplificador monitor que permite la escucha de toda la configuración descrita.

DISCOGRAFÍA SELECCIONADA DE MÚSICA ELECTRÓNICA

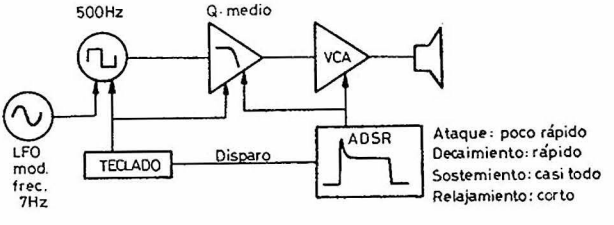
SWITCHED ON BACH, de *Walter Carlos* (Columbia, S-63501).
EL SINTETIZADOR BIEN TEMPERADO, de *Walter Carlos* (Columbia, S-63656).
CLOCKWORK ORANGE, de *Walter Carlos* (Columbia, S-65048).
SONIC SEASONINGS, de *Walter Carlos* (Columbia, CBS-77290).
SWITCHED ON BACH II, de *Walter Carlos* (Columbia, S-65974).
WALTER CARLOS BY REQUEST (Columbia, M-32088).
AUTOBAHN, DE KRAFTWERK, *Ralf Hutter & Florian Schneider* (Vértigo, 6360 620).
KRAFTWERK, de *Ralf & Florian* (Vértigo, 6360 616).
BLUES CURRENT, de *John Murtaugh* (Polydor, 2425014).
ENSEMBLES FOR SYNTHESIZER (Columbia, MS-7051).
THE NONESUCH GUIDE TO ELECTRONIC MUSIC (Nonesuch Records, HC-73018).
TRAGOEDIA (Nonesuch Records, H-71198).
SILVER APPLES OF THE MOON (Nonesuch Records, 71174).
COMPOSITION FOR SYNTHESIZER (Columbia, MS-6566).
SYNTHESISM (Nonesuch Records, H-71245).
SOUND 2000, de *Klaus Wundelich* (Telefunken, núm. CPS 9438).
SPACE EXPERIENCE, de *John Keating* (EMI, J 066-05.113 Q).
MOOG!!, de *Claude Denjean* (Decca, PFS 4212).
CLASIC MOOG, de *Guy Boyer* (Mercury, 6459 68).
MOOG SYNTHESIZER MUSIC, de *Heinz Funk* (Chappel recorder music library, CAL-4002).
JOHN KETING INCORPORATED HITS IN HIFI, 1 (EMI, J 062-05613).
CUADROS DE UNA EXPOSICIÓN, de *Isao Tomita* (RCA, ARL1-0838).
ODISEA DEL ESPACIO (Gaviota, 150-045).
OKKO, SITAR & ELECTRONICS (BASF, 31 53 049).
MESSE POUR LE TEMPS PRESENT, de *Pierre Henry & Michel Colombier* (Phillips, 836.839 DSY).
TRÍOS, por *Tristam Cari* (sólo es obtenible a través de E.M.S.).
MÚSICA PARA UN GUATEQUE SIDERAL (single) (Phillips, 430 736 PE).
RADIOACTIVITY, de *Kraftwerk* (EMI, J062-82.087).
EL SINTETIZADOR CLÁSICO, de *Mike Hankinson* (Command, LP-0072).
MINORISA FUSIOON (Pieza "Las llaves del subconsciente", de *Martí Brunet* [Ariola 88863-I]).
PROVOCATIVE ELECTRONICS (por el profesor *Meyers* y asociados [Command, LP0092]).
PHAEDRA, *by Tangerine Dream* (Virgin, 87761I).
RUBYCON, *by Tangerine Dream* (Virgin, 88754I).
RICOCHET, *by Tangerine Dream* (Virgin, 89679I).
STRATOSFEAR, *by Tangerine Dream* (Virgin, 281146I).
MOONDAWN, *by Klaus Schulze* (Ariola, 27556 I).
SYNERGY, Electronic realizations for Rock orchestra (Passport Records, PPSO-98009).
TRANS EUROPE EXPRESS, *by Kraftwerk* (EMI, 10-C064-85.110).
ALBEDO, 39 VANGELIS (RCA, SPL1-9410).

Nota del Autor:
Este listado ha crecido considerablemente, y lo hemos extendido y trasladado a partir de la página 261.

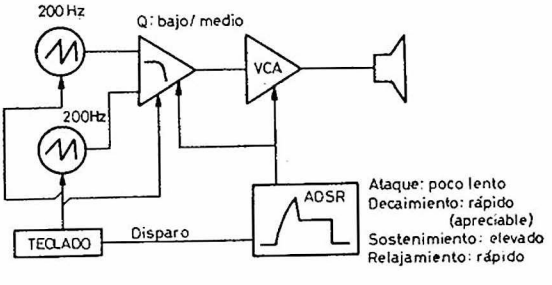
PROGRAMACIONES

Configuración básica clarinete
Trompeta (metales)
Sonido sintetizador (estéreo)
Marimba
Clarinete
Sonido sintetizador (monofónico)
Flauta simple
Oboe
Cuerda tocada con arco
Xilófono
Flauta
Gong chino
Piano eléctrico
Guitarra
Violín
Banjo
Violines (estéreo)
Bajo eléctrico
Órgano de jazz
Platillos afinados
Envolventes complejas
Modulación de timbre y espacial simultánea
Respiración jadeante
Sonido jet
Campanillas
Arpegios ascendentes y descendentes
Divisor octavas experimental
Llanto de bebé
Aullido lobos
Ruido campo batalla
Voz acuática burbujeante
Ruidos industriales
Secuencia aleatoria de tonos cambiantes
Tormentas-vendavales
Procesado de sonido I, II, III, IV

Configuración básica clarinete

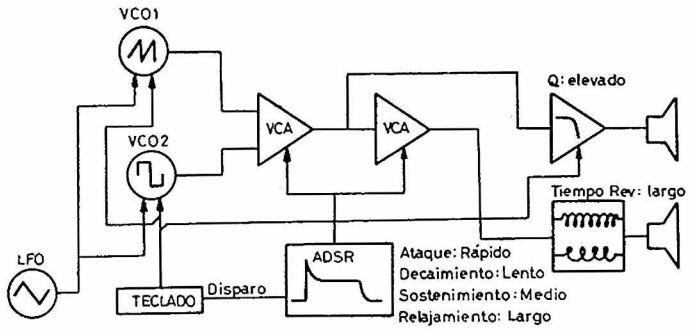


Trompeta (metales)



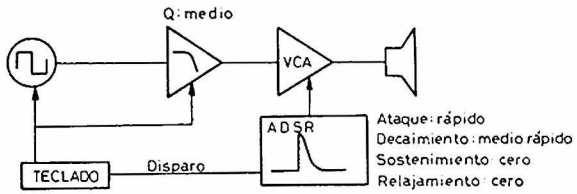
Los dos VCO sintonizados al unísono.

Sonido sintetizador efecto desplazamiento

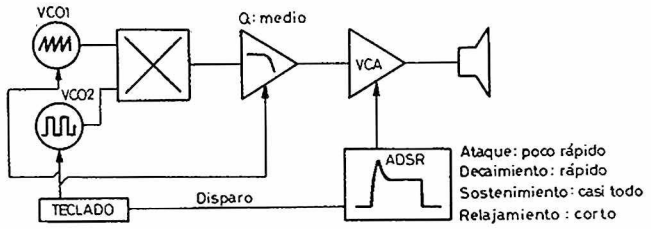


EL VCO1 y el VCO2 sintonizados dos octavas aparte y al unísono.

Marimba

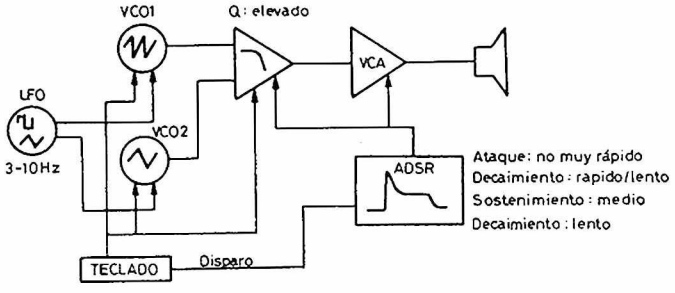


Clarinete



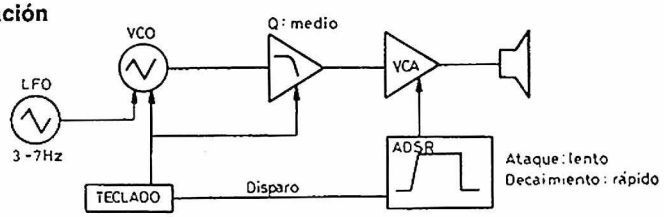
Sintonizar VCO1 y VCO2 al unísono.

Sonido sintetizador

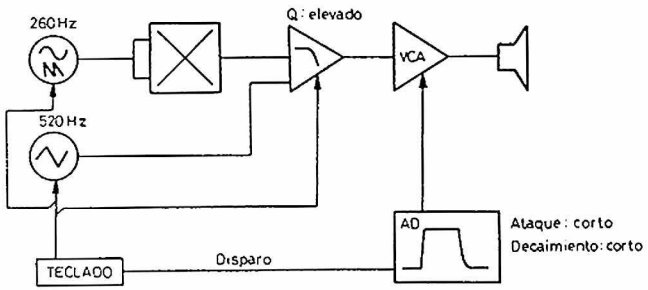


Sintonizar VCO1 y VCO2 una octava aparte y al unísono. Seleccionar la modulación del LFO al efecto deseado.

Otra flauta de configuración más simple



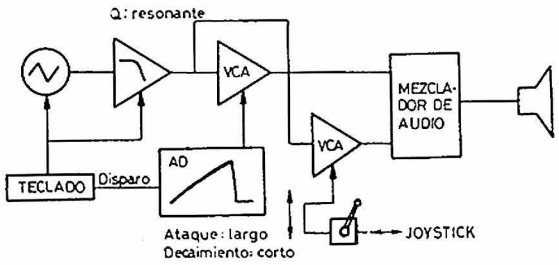
Oboe



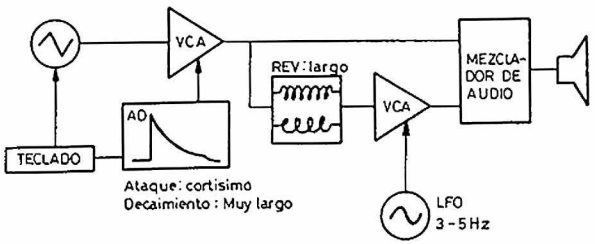
VCO1 y VCO2 sintonizados una octava aparte y al unisono. Ajustar frecuencia corte VCF para correcta imitación timbrica.

Cuerda con expresión dinámica

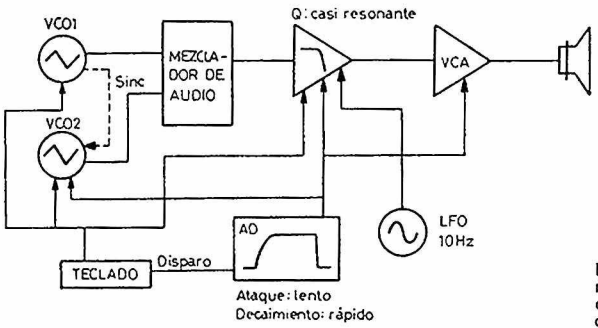
Aqui el filtro opera en forma resonante y hay que sintonizarlo a la misma frecuencia que el VCO, es decir, libre de batidos. El joystick se utiliza como controlador de la expresión que un arco imprime a los instrumentos de cuerda, como el violoncelo.



Xilófono

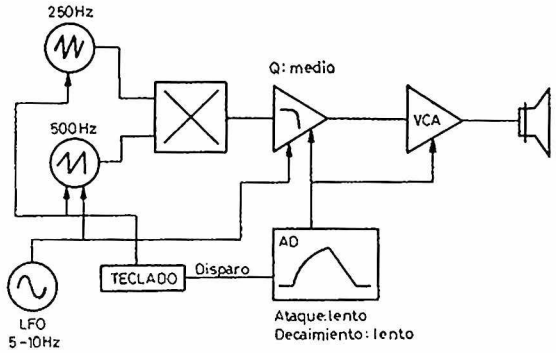


Flauta

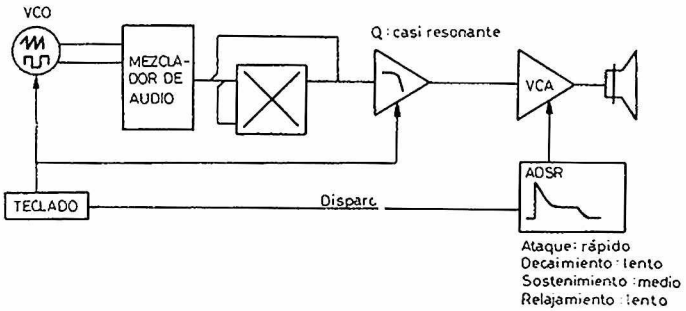


Los dos osciladores VCO1 y VCO2 sintonizados al unísono y si es posible sincronizados, VCO1 maestro y VCO2 esclavo.

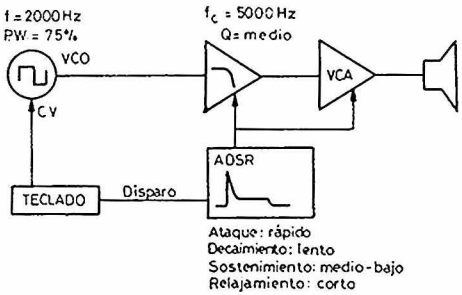
Gong chino



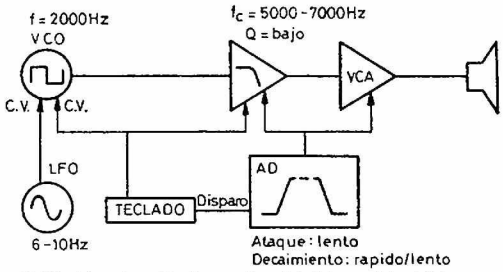
Piano eléctrico



Guitarra

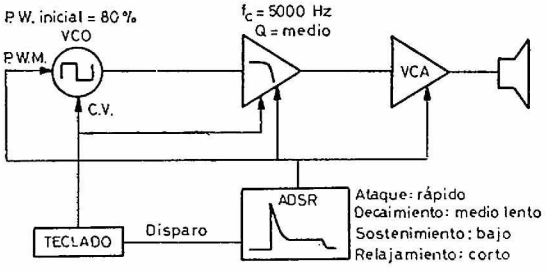


Violín

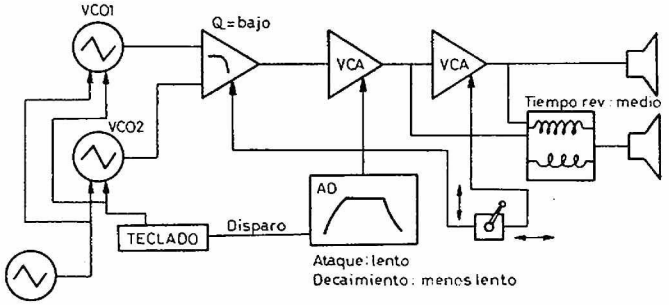


(LFO, determina vibrato y profundidad de modulación)

Banjo

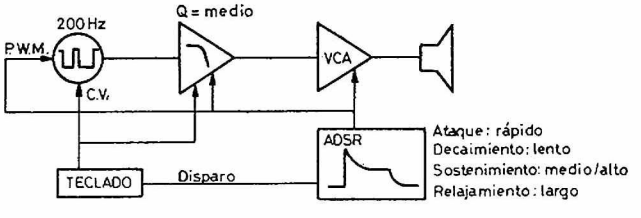


Violines



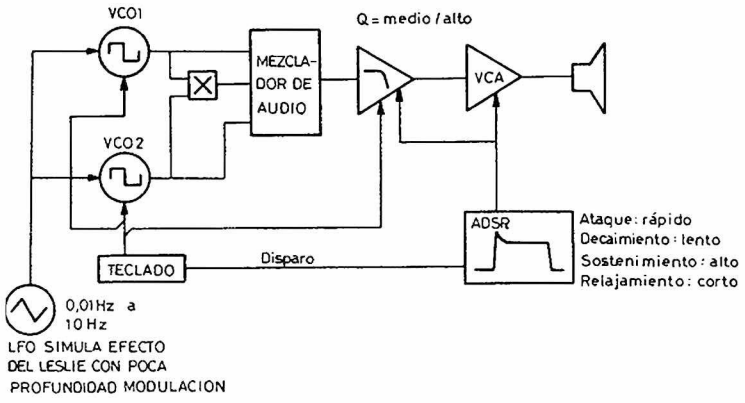
Sintonizar los dos VCO al unísono. La frecuencia de corte del VCF debe ajustarse al efecto timbral deseado. El Joystick controla vert.: timbre, horiz.: expresión simulación arco.

Bajo eléctrico



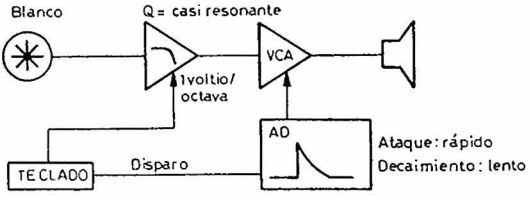
La modulación de la anchura del impulso (PWM) con toda la profundidad posible.

Órgano jazz

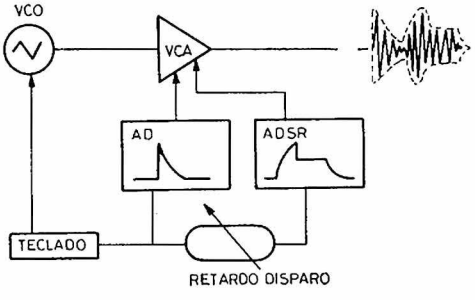


VCO1 y VCO2 sintonizados al unísono y a idéntica frecuencia. El nivel de salida del modulador en anillo a ½ de nivel. Profundidad PWM: toda la posible.

Platillos afinados

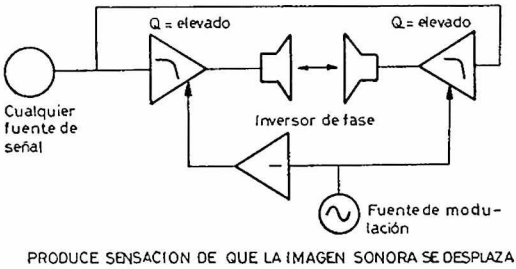


Envolventes complejas



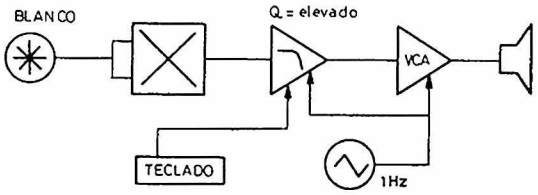
Existen ocasiones en que es necesario envolver de forma más compleja que la que un simple generador de envolventes posibilita. Esta configuración ofrece unas innumerables posibilidades de variación de la curva envolvente.

Modulación de timbre y espacial simultánea

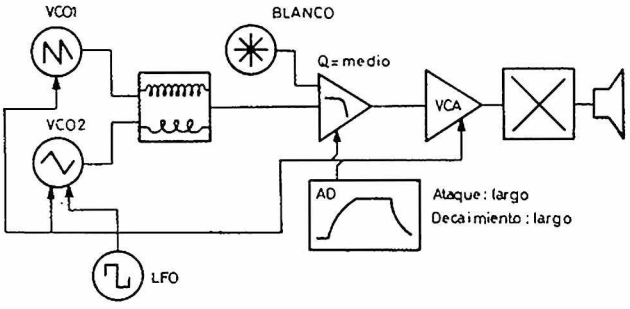


PRODUCE SENSACION DE QUE LA IMAGEN SONORA SE DESPLAZA ENTRE LOS DOS ALTAVOCES

Respiración jadeante

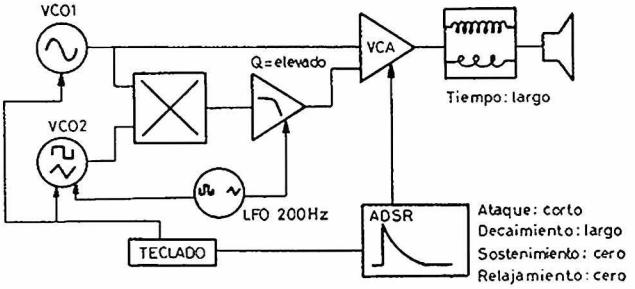


Sonido jet



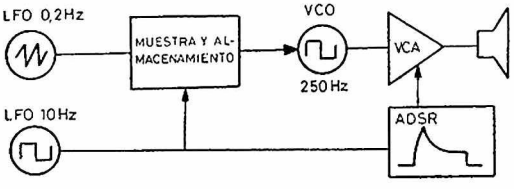
Campanillas

VCO1 y VCO2 sintonizados una octava aparte. Accionando la frecuencia de corte del VCF se obtienen una buena variedad de timbres.

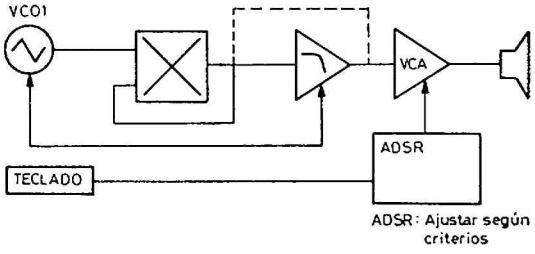


Arpegios ascendentes o descendentes

Si la señal del LFO es un diente de sierra ascendente, la sucesión de los tonos es también ascendente, y a la recíproca si el diente es descendente.

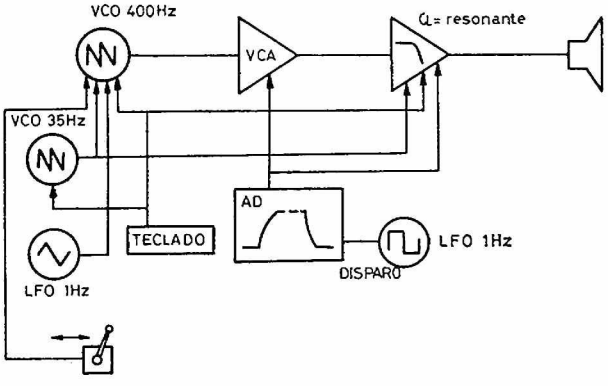


Divisor de octavas experimental



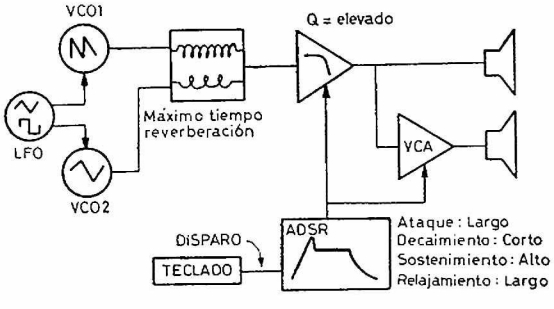
Idealmente, y si el nivel de entrada al modulador es suficiente la frecuencia del VCO es dividida por dos. Ensáyese la conexión en línea de puntos.

Configuración experimental, simulación llantos bebé



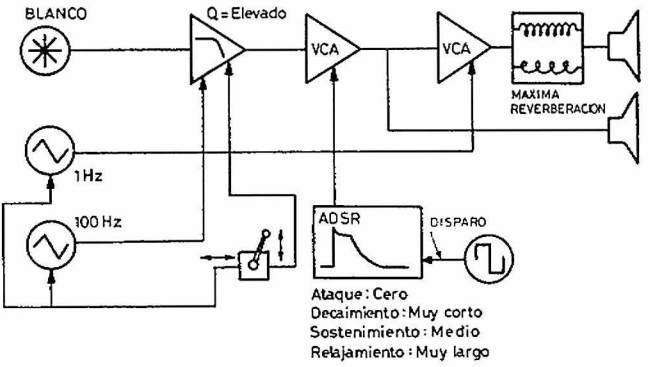
Esta configuración constituye tan sólo un punto de partida para la realización del efecto enunciado. Contrólese mediante movimientos al azar de la frecuencia de corte del VCF.

Aullidos de lobos distantes



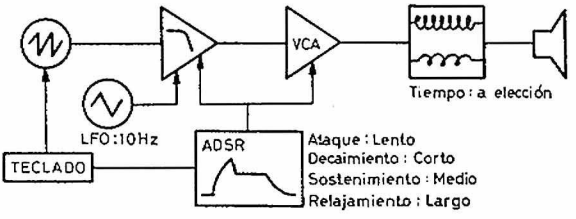
VCO sintonizados al unisono. El teclado se utiliza como disparador manual del ADSR.

Simulador ruidos campo de batalla



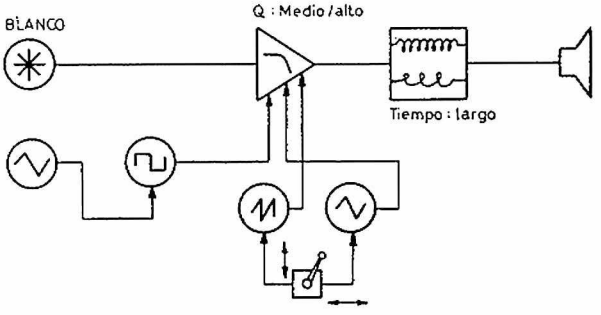
Controlar tiempo de relajamiento desde muy largo a muy corto.

Voz acuática burbujeante



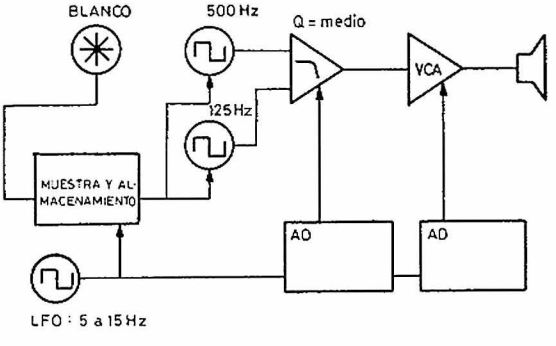
Ajustar la frecuencia de corte del VCF para un óptimo efecto de burbujeo.

Ruidos industriales, maquinaria, motores



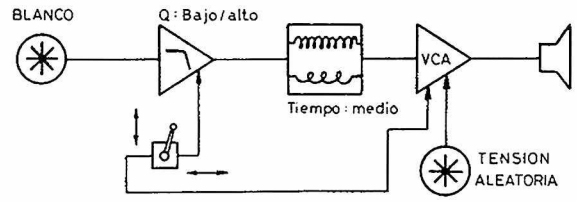
Las profundidades de modulación, así como las frecuencias deben determinarse mediante ensayos en orden a la obtención del efecto deseado. Se puede partir de valores alrededor de los 100 Hz.

Secuencia de tonos cambiantes aleatoriamente

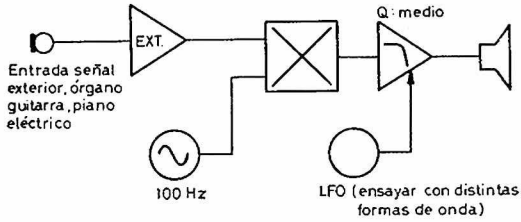


Ajustar los generadores de envolventes según efecto deseado.

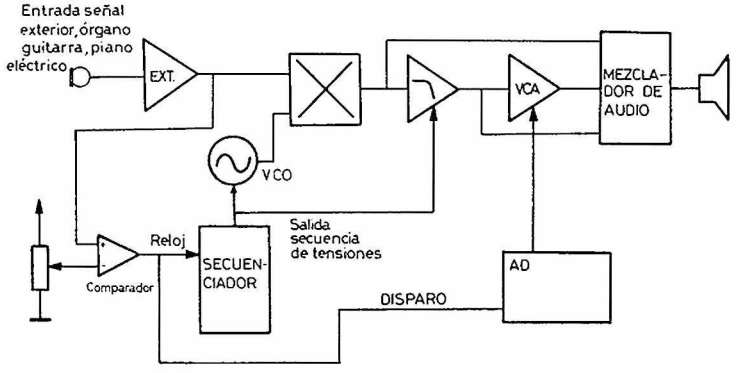
Tormenta/vendaval



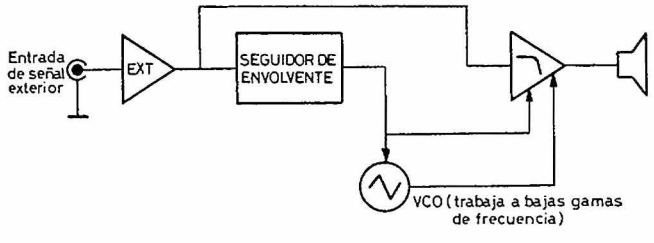
Procesado de sonido I



Procesado de sonido II

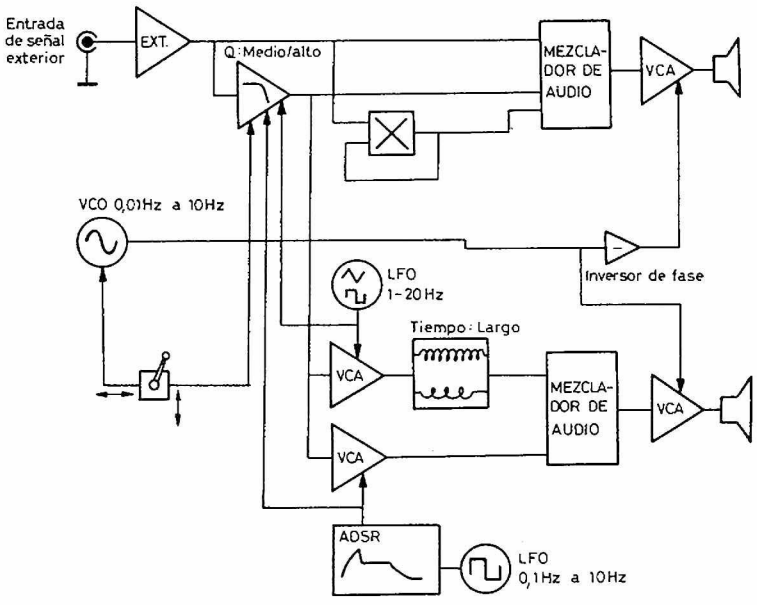


Procesado de sonido III



Este programa ofrece una buena variedad de efectos de auto wha-wha acompañado de un efecto burbujeante del cual es responsable el VCO.

Procesado de sonido IV



Este procesador constituye una completísima unidad de modificación y tratamiento del sonido de instrumentación de tipo eléctrico como guitarras, órganos, etc. El nivel de salida del VCO controla la anchura del efecto espacial de movimiento entre los dos canales de salida. La velocidad de esta modulación de situación se controla mediante los movimientos horizontales del joystick. Los cambios tímbricos del sonido procesado se controlan desde el ADSR, el joystick — movimiento vertical — y por el oscilador de modulación LFO. No tienen por qué actuar de forma simultánea todos estos controles, a lo largo de una ejecución se pueden ir combinando todos ellos obteniéndose un magnífico resultado si son aplicados con discreción y con un correcto equilibrio entre el sonido original y el procesado. Ensaye a fondo todas las posibilidades y combinaciones.

GLOSARIO

ADSR. Siglas pertenecientes a la configuración de un generador de envolventes complejas. En éstos, cada tiempo de transición *ataque, decaimiento, sostenimiento y relajamiento,* es por lo general, ajustable.

Analógico/digital, convertidor. Dispositivo de conversión de una magnitud analógica (frecuencias, tensiones) en una representación digital en forma de palabras de varios bits, para su almacenamiento en memorias o cualquier otro tipo de manipulación de tipo lógico.

Ancho de banda. Diferencia entre los extremos superior e inferior en la gama de respuesta de frecuencia o generación de cualquier dispositivo electrónico, filtro, amplificador, generador de ruidos, grabador de cinta, etc.

Armónico natural. Componente senoidal de frecuencia múltiplo entero de una fundamental. También en términos musicales se refiere a la cualidad agradable de un sonido.

Ataque. Iniciación de cualquier sonido musical o no; constituye una transición de tiempo que determina en grado sumo el carácter de un sonido. También es el tiempo correspondiente a la primera transición de un generador de envolventes.

Atenuador. Dispositivo, por lo general potenciométrico, que introduce una pérdida de señal en forma continuamente ajustable.

Audiofrecuencia. Señal cuya frecuencia pertenece a la gama audible, es decir, 15 Hz a 20 kHz.

Batido. Fenómeno de interferencia que produce una variación periódica de intensidad a causa de la cancelación y el refuerzo entre dos tonos de frecuencia próxima. La frecuencia del batido corresponde a la diferencia entre éstas de dos tonos, es decir, un tono de 1.000 Hz y otro de 1.005 sumados batirán cinco veces por segundo. Existen los llamados *batidos de primer orden,* que son los producidos por las frecuencias fundamentales de dichos tonos, y de *segundo orden,* los producidos por los armónicos múltiplos enteros de frecuencia.

Batido cero. Efecto que producen dos o más osciladores sintonizados al unísono en los que el efecto de batido queda reducido a una muy lenta variación de la intensidad (caso de señales senoidales) e intensidad y timbre (caso de señales complejas).
Con osciladores sincronizados por uno

u otro medio desaparece este fenómeno y se dice que su sintonía está exenta de batido.

Blanco, ruido. Señal con un espectro plano, es decir, de igual energía por ancho de banda, que recuerda en alguna forma a un chorro de vapor.

Buffer. Adaptador de impedancias.

Comparador. Circuito generalmente realizado con un amplificador operacional y que se utiliza principalmente para comparar la amplitud de una señal con una tensión de referencia. La salida del comparador cambia de un valor negativo, $-V$, próximo al de alimentación, a otro positivo próximo a $+V$, cuando la señal de entrada excede el nivel de referencia.

Constante de tiempo. Tiempo que la tensión o la corriente de un circuito tarda para alcanzar aproximadamente 63 % de su valor final permanente, o para descender a 37 % aproximadamente de su valor inicial. La constante de tiempo de un condensador de capacidad C faradios, en serie con una resistencia de R ohmios es RC.

Controlado por tensión (voltaje), dispositivo. Circuito realizado generalmente de forma que los puntos de trabajo de una unidad (oscilador, filtro, etc.) pueden ser modificados en función de la tensión aplicada a una entrada especial denominada de control.

Controlador. Dispositivo que transforma el control de algún parámetro musical en parámetros eléctricos como la tensión. El controlador por excelencia es el teclado seguido de los controladores ribbon, joystick, de percusión, secuenciadores, etc.

Convertidor tono-tensión. Dispositivo que traduce la cualidad subjetiva "tono" en una tensión proporcional, con la intención de controlar diversos parámetros del sintetizador a través de un instrumento convencional (guitarra). Estos dispositivos trabajan bajo conceptos y tecnología sustancialmente compleja, el problema de la conversión P/V no debe confundirse con el de la conversión de frecuencia en tensión, mucho más simple conceptualmente.

Corner peaking. Efecto debido a la realimentación positiva añadida a un filtro de paso bajo y que mejora extraordinariamente la respuesta en la región inmediata a la frecuencia de corte. Añade una especie de respuesta de paso de banda a la propia del filtro de paso bajo.

Corriente. Flujo de electricidad. Consiste, por lo general, en un desplazamiento de electrones, pero puede ser también de iones positivos o negativos y de huecos. No puede circular corriente sin que exista un gradiente de potencial (tensión) que la haga fluir a través de una resistencia. Su cuantía o cantidad de flujo es la intensidad.

Corriente alterna (c.a.). Corriente eléctrica cuyo valor varía continua y periódicamente con respecto a un nivel cero de referencia y, por lo general, senoidalmente.

Corriente continua (c.c.). Corriente eléctrica que siempre circula en el mismo sentido.

Decaimiento. Transición final de un sonido musical. En el generador de envolventes tipo ADSR el decaimiento corresponde a la segunda sección de transiciones y el tiempo correspondiente al decaimiento en instrumentos convencionales es el relajamiento de los ADSR.

Decibelio (dB). Décima parte de un belio. Es la unidad logarítmica utilizada para expresar la ganancia o atenuación de potencia o tensión de un dispositivo aislado o de un equipo en conjunto. La diferencia en decibelios entre dos señales es igual a 10 multiplicado por el logaritmo vulgar de su razón de potencias, o 20 multiplicado por el logaritmo vulgar de su razón de tensiones o intensidades. La potencia se dobla cuando existe una ganancia 3 dB.

Diferenciador. La forma más elemental de un filtro de paso alto, compuesto de una resistencia y un condensador.

Dinámica, gama. Relación que existe entre la máxima y la mínima señal que puede ser procesada en un sistema. Se expresa en dB.

Distorsión. Cualquier alteración de una forma de onda. En sistemas de procesado no armónico, preamplificadores, VCA, mezcladores, etc., se producen básicamente dos clases de distorsión, denominadas *armónica* y de *intermodulación.*
La primera produce armónico, o sea, múltiplos enteros de una señal de entrada senoidal, debido a la alinealidad del circuito. La de intermodulación es producida por sumas y diferencias de las fundamentales y los respectivos armónicos, cuando dos o más señales pasan a través de un sistema de procesado.

Eco. Repetición retardada de un sonido.

Ecualizador. En música electrónica, banco de filtros fijos utilizados para obtener o alterar la respuesta de frecuencia de un sistema.

Electroacústica. Técnica en que están implicadas la electricidad y la acústica y que se utiliza en los procesos de conversión de señales eléctricas en acústicas y viceversa.

Envolvente. Representación gráfica de las evoluciones y descensos de intensidad durante la emisión de sonidos en un instrumento musical. La envolvente, también se refiere a la tensión variable empleada en procesos de síntesis para el control de importantes parámetros musicales, como son la variación dinámica de la intensidad y la limitación o exaltación del contenido armónico. La envolvente, también puede ser extraída del sonido de un instrumento convencional mediante los llamados seguidores de envolvente.

Escala igualmente temperada. Escala de doce tonos que se halla sometida a una relación 2 : 1 en la frecuencia entre octavas. Entre dos notas adyacentes cualesquiera, la relación de frecuencia es $\sqrt[12]{2} = 1.059...$
La sintonía igualmente temperada permite que las melodías puedan ser transpuestas a octavas superiores o inferiores a voluntad.

Escala macrotonal. Escala musical con menos de doce tonos por octava.

Escala microtonal. Escala igualmente temperada, con más de doce tonos por octava. Se emplean con frecuencia los de 19 y 31 tonos por octava.

Espectro. 1. Conjunto de los componentes de frecuencia de una forma de onda compleja. 2. Representación gráfica de estos componentes denominados, en general, armónicos.

Fase. Situación de un punto de una onda o cualquier otra magnitud alterna o periódica con respecto al principio de ciclo. Normalmente se expresa en grados, representando 360° el ciclo completo. El oído humano es relativamente insensible a las diferencias de fase, lo cual es de interés para el

método aditivo de síntesis, en el cual esta relación no constituye un punto de vital importancia. A este respecto el oído actúa como un analizador Fourier de amplitud y no de fase. Las relaciones de fase se ven considerablemente alteradas por el fenómeno de la reverberación sin que constituya esto un grave problema para el oyente.

Filtro. Circuito sensible a las variaciones de frecuencia. En música electrónica los filtros son de utilidad para modificar la estructura armónica del material de audio, ya sea dinámicamente (filtros controlados por tensión) o como dispositivos selectivos sintonizados a distintas frecuencias (bancos de filtros fijos, ecualizadores).

Filtro de estado variable. Filtro multimodo que para una misma entrada de señal entrega respuestas correspondientes a los de paso bajo, paso de banda, paso alto y corte. Está compuesto de dos integradores y un sumador en bucle cerrado.

Flanging. Lo mismo que jetsound y phasing.

Fletcher-Munson, curvas de. Familia de curvas que muestra las características del oído humano para diferentes niveles de intensidad, comprendidos entre el umbral del dolor y el de audición.

Forma de onda. Configuración de una onda obtenida por representación gráfica de una característica de la misma con relación al tiempo.

Fourier, series de. Método corrientemente utilizado en el análisis armónico de una señal periódica.

Fourier, transformación de. Análisis espectral de señales no periódicas.

Frecuencia. Número de ciclos por cada segundo de una magnitud periódica. En audiofrecuencia, a mayor frecuencia, tono más alto. Se mide en hertzios (Hz).

Frecuencímetro digital. Instrumento de lectura directa y digital que entrega el valor de frecuencia por totalización del número de ciclos en un tiempo predeterminado y preciso. Este contador de frecuencias tiene muchas aplicaciones en un estudio de música electrónica como es el trabajo de sintonía de frecuencia precisa de un banco de osciladores.

Generador de envolventes. También denominado generador de perfil, de contorno, de ataque, etc. Circuito que produce una tensión de control que se inicia — por lo general — con la presión de una tecla. Se utiliza para controlar la amplitud de una nota delineándola en el tiempo. Véase ADSR.

Inarmónico. Componente de frecuencia de un espectro, que no es un múltiplo entero de ninguna de las demás componentes ni de la fundamental. Musicalmente se refiere a sonidos chirriantes y sin ningún tipo de armonía.

Interface. Cualquier tipo de circuito que hace compatible el acoplamiento de dos dispositivos de diferentes familias. Por ejemplo, un seguidor de tono o convertidor de tono en tensión (picht-to-voltage converter) es un "interface" entre la guitarra y el sintetizador, para controlar este último por medio del primero.

Joystick. Controlador mecánico potenciométrico y bidimensional, que entrega dos tensiones proporcionales una a los movimientos del eje *X* y otra al

eje *Y*. Este dispositivo posibilita el control de dos parámetros interactivamente.

LFO. Siglas inglesas de low frecuency oscillator, u oscilador de baja frecuencia, de extremo inferior tan bajo como 0,01 Hz o más. Se utilizan como fuentes de señales de control, para modulaciones, avanzar secuenciadores o disparos periódicos de generadores de envolvente.

Limitador slew. Seguidor de tensión con un retardo variable, cuya utilización más común es la del procesado de tensión y señales de control de frentes de variación bruscos. Por ejemplo los frentes de subida y bajada de una señal cuadrada pueden ser retardados o *redondeados* con este dispositivo eliminando los "clicks" que se producirían en el parámetro controlado.

Mezclador. Unidad que efectúa la suma algebraica de dos o más entradas. En música electrónica existen unidades específicamente diseñadas para la mezcla de señales de control y señales de audio.

Modulación. Proceso de modificación periódica de algún parámetro o característica de una señal denominada "portadora" por otra denominada "moduladora". Los procesos de modulación se usan extensivamente en el proceso de modificación o generación en música electrónica.

Modulación de fase (phasing). Efecto especial obtenido por mezcla de una señal con una versión retardada de la misma. Llamado también flanging y jetsound.

Módulo. Unidad funcional individual y autocontenida, de prestaciones definidas y utilizada en música electrónica como parte integrada o separada de un sintetizador. En general, tienen entradas y salidas de señal y entradas de control. Módulos típicos del sintetizador son los VCO, VCA, VCF, los moduladores en anillo, generadores de ruido, secuenciadores, generadores de envolvente, etc.

Monofónico. En música electrónica, sintetizador que sólo puede emitir una nota a la vez. En instrumentación tradicional, la trompeta, la flauta e incluso la misma voz humana, son de emisión monofónica. En reproducción sonora, puede estar referido al método opuesto a la estereofonía.

Muestra y almacenamiento (Sample & Hold). Efectúa la operación de capturar un valor instantáneo de tensión y memorizarlo, frente a una orden de control.

Muestreo, sistema de. Se refiere a cualquier variedad de dispositivos que descomponen una forma de onda en una secuencia de escalones discretos en el tiempo.

Múltiple. Punto común destinado a la conexión de varias señales juntas con el propósito de la distribución múltiple.

Música concreta. La música concreta está basada en el empleo de métodos electroacústicos en su producción. Las fuentes de sonido que se emplean son, en general, sonidos naturales (no sintetizados) y prácticamente cualquier objeto puede ser usado a tal efecto; desde una puerta chirriante a un martillo neumático, el canto de un pájaro, etc. La mecánica de manipulación de este tipo de creación musical, es la de grabar, modificar y montar la composición mediante las clásicas técnicas de empalmado y montaje sobre cinta magnética.

Música electrónica. La música electró-

nica cubre un área extensísima de métodos de producción. El común denominador de la técnica de creación es el empleo en todos los casos de fuentes de sonido únicamente electrónicas, además de todo el complejo de modificación, tratamiento y registro.

Nivel cero. Nivel de referencia utilizado como comparación de intensidades de un sonido o señal. El umbral de audición se considera en medición de sonido como nivel cero.

No lineal. Referido a un dispositivo en el que la señal de salida no varía en proporción directa con la entrada. Véase relación V_{be}/I_c de un transistor de señal.

Nodo de suma. En técnica operacional, punto donde se suman o reúnen la señal de entrada con la de realimentación. En un montaje inversor, la entrada negativa.

Octava. Intervalo entre dos tonos musicales cuya relación de frecuencias es 2 : 1. Matemáticamente es tal como $\log_2 (f_2/f_1) = 1$ donde $f_2 > f_1$. La distancia en octavas entre un tono de 100 Hz y otro de 3.200 Hz es igual al $\log_2 32 = 5$ octavas.

Pasatodo, filtro. Se refiere a un filtro activo que permite el paso a todas las frecuencias con idéntica amplitud, su interés particular es por sus características de desplazamiento de fase.

Paso alto, filtro de. Permite el paso de señales de frecuencia superior a la propia de corte y atenúa o elimina las que están por debajo de ésta.

Paso bajo, filtro de. Permite el paso de señales de frecuencia inferior a la propia de corte y atenúa o elimina las que están por encima. El filtro de paso bajo en versión controlado por tensión es de lo más utilizado en sistemas de música electrónica.

Paso de banda, filtro de. El filtro de paso de banda permite el paso de solamente una determinada gama de frecuencias, eliminando o atenuando todas las componentes de frecuencia por encima y por debajo de su frecuencia de corte.

Pérdidas de azimut. Atenuación en la reproducción de altas frecuencias en grabadores de cinta magnética como consecuencia de la desalineación de los cabezales de lectura con respecto al plano de la cinta magnética.

Phasing. Ver Modulación de fase.

Polifónico. Sistema musical electrónico capaz de generar más de una voz simultáneamente. Los sintetizadores son fundamentalmente monofónicos, aunque han aparecido instrumentos polifónicos con tecnología de sintetizador. Ejemplo de ello es el POLYMOOG.

Portamento. Cambio gradual y continuo del tono, de una nota a otra con una velocidad ajustable. El trombón y la guitarra hawaiana son dos instrumentos con posibilidad de portamento. En cambio el piano o el órgano sufre cambios discretos en el tono de sus notas. También se conoce este efecto como "glide" (deslizamiento). Todos los sintetizadores tienen esta posibilidad.

Procesador Lag. Ver Limitador slew.

Programación. En sintetizadores para música electrónica, se refiere a una conexión temporal entre módulos por medio de diversos métodos (jacks, interruptores, matrices de pins, matrices de conmutadores deslizantes, etc.) con

el fin de obtener una configuración determinada productora o modificadora de sonido.

Psicoacústica. Estudio de las implicaciones en el mecanismo órgano auditivo-cerebro y su aplicación a los sonidos musicales.

P/V converter. Ver Convertidor tono-tensión.

PWM. Abreviación inglesa de *pulse-width-modulation* o modulación de la anchura del impulso. Se refiere al control por tensión de la relación marca-espacio de una onda rectangular. Constituye una forma especial de modulación de timbre muy empleada en simulación de señales cuya estructura armónica varía dinámicamente durante la producción de una nota simple.

"Q", factor. Factor de calidad de un filtro de paso de banda, que es igual a la frecuencia central dividida por el ancho de la banda pasante en el punto que la respuesta sufre una pérdida de 3 dB.

Realimentación. Básicamente consiste en introducir parte de la señal de salida de un dispositivo electrónico a la entrada, dependiendo de la relación de fase entre entrada y salida el que la realimentación sea negativa o positiva.

Recorte, distorsión por. Tipo de distorsión provocada intencionadamente en dispositivos de procesado de sonido, basados generalmente en la utilización de algún paso amplificador trabajando en una zona no lineal. Los fuzz-box y distorsionadores para guitarra, trabajan bajo este principio.

Relajamiento. Transición final de un generador de envolventes ADSR, también denominada decaimiento final. En fuentes naturales de sonido referido a la extinción final.

Resonancia, frecuencia de. Frecuencia en que un filtro presenta mayor ganancia.

Ribbon, controlador. Controlador desarrollado por R. A. Moog, cuyo aspecto físico es el de un mástil de guitarra con una cinta o hilo metálico suspendido sobre un elemento resistivo rectilineo. Al aplicar el dedo sobre la cinta se obtiene una tensión proporcional a la porción donde se aplica la presión, suministrando una tensión de control de variación continua a discreción del operador.

Ringing. Oscilación amortiguada que se produce en un filtro resonante frente a cambios bruscos de la señal de entrada, como son los frentes de subida y bajada de una señal cuadrada. En música electrónica se utiliza muy generosamente esta propiedad de los filtros de paso de banda de elevado factor Q, o en los de paso bajo con cierto grado de realimentación positiva. Véase Corner peaking.

Rosa, ruido. En general consiste en una fuente de ruido blanco filtrado de modo que se produce una atenuación progresiva en las bandas superiores del espectro del ruido blanco. Parecido al ruido que hace el viento que se cuela por las rendijas de las ventanas.

Ruido. Señal de naturaleza aleatoria de generación intencionada y utilizada en multitud de efectos y síntesis de sonidos y ruidos sin un todo definido como tormentas, etc. En música electrónica es corriente la utilización de los ruidos llamados blanco y rosa.

Sample & Hold. Ver Muestra y almacenamiento.

Secuenciador. Dispositivos modulares que producen una serie de eventos en bucle cerrado, como controles de tensión, disparos de generadores de envolvente, etc.. Aplicados al control de un VCO éstos generan una melodía definible de antemano. Existen secuenciadores capaces de ser programados en tiempo real sobre el mismo teclado (Synthi AKS).

Seguidor de envolventes. Módulo musical-electrónico consistente básicamente en un rectificador de precisión y un filtro de paso bajo que, combinados, producen una tensión proporcional a la amplitud de una señal de entrada. Se utiliza para reenvolver una señal generada electrónicamente con la envolvente de un instrumento real.

Seguidor de tono. Ver convertidor tono-tensión.

Senoidal, onda. Forma de onda con una única componente de frecuencia, cuya representación gráfica es la del seno de un ángulo a través de 360°.

Sonoridad. Medida de la sensibilidad del oído humano frente a la intensidad sonora.

Sostenimiento. Referido a la tercera sección de un generador de envolventes ADSR.

Subarmónico. Frecuencia producida por la división entera de una forma de onda.

Sustain. Tipo de procesador de sonido para guitarras eléctricas cuya función básica es la de alargar la duración de una nota a partir de una pulsación en una cuerda.

Timbre. Musicalmente el "color" de un tono. Está directamente relacionado con el contenido armónico y es la cualidad que permite discernir entre el sonido procedente de dos instrumentos diferentes, aún de la misma frecuencia e intensidad.

Tono. Sensación subjetiva relacionada a la frecuencia de una señal, se refiere en términos musicales a la altura o bajura del sonido.

Transductor. Dispositivo que convierte información de parámetros físicos en señales electricas equivalentes.

Transitorio. Evento irregular en el tiempo, se refiere en general a la sección ataque o decaimiento de los instrumentos convencionales.

Trémolo. Modulación en amplitud de baja frecuencia — unos 7 Hz — y poca profundidad.

UAF. Filtro activo universal que entrega respuestas de filtros de paso bajo, de paso de banda, de paso alto y de corte de banda simultáneamente.

VCA. Amplificador controlado por tensión.

VCF. Filtro controlado por tensión.

VCO. Oscilador controlado por tensión.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Libros

OWNER'S MANUAL - THE ARP 2600 SYNTHESIZER (ARP Instruments).

SETTING UP YOUR MOOG SYNTHESIZER (Moog Music Inc.).

THE SYNTHI EDUCATIONAL HANDBOOK by Peter Grogono (ELECTRONIC MUSIC STUDIOS), London.

SYNTHI BOOK OF SOUNDS by David Stevens (ELECTRONIC MUSIC STUDIOS), London.

LEARNING MUSIC WITH SYNTHESIZERS by Friend, Pearlman & Piggott (Hal Leonard Publisher).

PERFORM NOW (Ionic Industries).

THE SHYNTHI 100 Professional Electronic Music Studios (E.M.S. leaflet).

DICCIONARIO DE ELECTRÓNICA Y TÉCNICA NUCLEAR, John Markus (Editorial Marcombo).

Artículos

VOLTAGE-CONTROLLED ELECTRONIC MUSIC MODULES by Robert Moog. (Journal of the Audio Engineering Society, July of 1965).

A HIGH ACCURACY FRECUENCY SHIFTER FOR AUDIO PROFESSIONAL APPLICATIONS by Harold Bode & Robert Moog. (Audio Engineering Society Preprint 865.)

INTRODUCCIÓN A LA PSICOACÚSTICA de José Manuel Astorga (Mundo Electrónico, número 44).

INTERNATIONAL 4600 SYNTHESIZER by Barry Wilkinson & Trevor Marshall (Electronics Today International).

TIMBRE & VOICING CIRCUITS FOR ELECTRONIC MUSIC by Don Lancaster (Popular Electronics, June 1975).

IMITATING MUSICAL INSTRUMENTS WITH SYNTHESIZED SOUND by Don Lancaster (Popular Electronics, August 1975).

ELECTRONIC SOUND SYNTHESIZER by T. Orr & D. W. Thomas (Wireless World), August-October of 1973.

Varios trabajos publicados en *Electronotes* por Bernie Hutchins, Nicholas Collins, han sido utilizados para preparar el capítulo 5.° con autorización del editor.

A TIME-SHARED HYBRID SOUND SYNTHESIZER *by David Friend* (Journal of the Audio Engineering Society V.19, number 11, December 1971).

COMPUTER CONTROL OF SOUND APPARATUS FOR ELECTRONIC MUSIC by James Gabura & Gustav Ciamaga. (Journal of Audio Engineering Society, January 1968, V.16, number 1).

AMPLIACIÓN DISCOGRAFÍA DE MÚSICA ELECTRÓNICA

La oferta discográfica ha crecido considerablemente en todos estos años transcurridos desde la aparición de este volumen en 1977. Aún reconociendo que es un poco *cajón de sastre*, me ha parecido interesante para el lector añadir el listado de todas aquellas grabaciones de las que tengo conocimiento hasta hoy en 2011, y pido disculpas por dejarme en el tintero a muchos artistas que, por archiconocidos, sería redundante citar. Me refiero a los Tangerine, Schulze, Wakeman, Tomita, Kraftwerk, Vangelis, Y.M.O, etc.

No se facilitan nombres de discográficas ni referencias de las grabaciones, porque *todas ellas* se localizan fácilmente vía internet, utilizando sólo el nombre del compositor y el título de la obra.

Esencialmente, al margen de las valoraciones artísticas sobre las que caben todas las opiniones, hay que destacar el valor histórico de muchos de los registros pioneros que se listan. Algunos se han hecho públicos por primera vez en forma de recopilación, y otros son re-ediciones que han permanecido en el anonimato o en el olvido durante décadas.

1900-1967. COMPOSITORES PIONEROS (Recopilatorios)

1900-1935_Musica Futurista_The Art Of Noises

1921-2007_An Anthology of Noise & Electronic Music

1939-1967_Early Modulations_Vintage Volts

1940-1960_Forbidden Planets_Music from the Pioneers of Electronic Sound

1948-1980_The Early Gurus Of Electronic Music_OHM (2000)

1952-1970_Pioneers Of Electronic Music_New World Records

1957-1972_Vladimir Ussachevsky_Electronic and Acoustic Works

1957-1992_Iannis Xenakis - Electronic Music

1958-1961_CAGE-BERIO-MIMAROGLU_Electronic Music

1961_Columbia-Princeton Electronic Music Center (1964)

1961-1973_Columbia-Princeton Electronic Music Center (1998)

1962-1967_Vladimir Ussachevsky Electronic Film Music (1990)

1947-2007. THEREMIN MUSIC

1947-1949_Samuel Hoffman_Waves In The Ether (2003)

1947_Les Baxter & Samuel Hoffmann_Music Out Of The Moon

1948_Samuel Hoffman_Perfume Set To Music

1950_Rocketship-XM_Theremin Samuel Hofman (BSO)

1950_Samuel Hoffman_Music For Peace Of Mind

1975_The Moogs Present CLARA ROCKMORE Virtuoso Theremin

1987_Clara Rockmore_The Art of the Theremin

1999_Theremin Wizard Barney_The Truth About Lightning

2000_Lydia Kavina_Spellbound!_Original Works for Theremin

2004_Barbara Buchholz_Theremin Russia With Love

2005_Lydia Kavina_Music for the Ether

2006_Clara Rockmore's Lost Theremin Album

2007_Pamelia Kurstin_Thinking Out Loud

1947-2008. ONDES MARTENOT

1947_Andrě Jolivet_Concerto for Ondes Martenot & Orchestra

1955_Nelly Caron_Musique pour Ondes Martenot

1963_Jacques Charpentier_Concertino Alla Francèse Pour Ondes

1964_ Messiaen_3 Petites Liturgies

1968_Avant Garde Project 177

1968_Messiaen_Turangalila Symphony

1970_Camille Sauvage_Caminou

1972-1973_Chaynes_Tarquinia

1973_Edgar Varèse_Ecuatorial (Ondes Martenot)

1974_Sylvette Allart_De L'Onde a L'Infini

1974_Toru Takemitsu_Legacy for the future

1975_Landowski & Bondon

1976_EMSCQ_Saint Marcoux & Ishuma

1978_L'Ensemble D'Ondes de Montreal

1980_Avant Garde Project 176

1980_Les Ondes Martenot par le Sextuor Jeanne Loriod

1980_Ondes Martenot 50 Anniversaire de Leur Invention

1981_Elmer Bernstein_Heavy Metal The Score

1984_Alain Louvier_Houles

1985_Elegie_Calmel Stabat Mater

1989_Koechlin_Chanson & Ondes Martenot

2003_Thomas Bloch_Performs Music for Ondes Martenot

2008_Ensemble d'Ondes de Montreal_Fete des Belles Eaux

1950-1973. PIERRE HENRY (Tape Music)

1950-1952_Pierre Henry_Le Microphone Bien Tempere

1962_Pierre Henry_Maléfices

1967_Pierre Henry_Messe Pour Le Temps Présent Et Musique Concréte

1973_Pierre Henry_Machine Dance

1951-1962. ATTILIO MINEO - Man in Space with Sounds

1953-1969. RAYMOND SCOTT Synthesizer - Manhattan Research Inc

1954-2003. BBC Radiophonic Workshop

1955. RCA Synthesizer

1956-1963. POPULAR ELECTRONICS - Early Dutch Electronic Music From Philips Research Laboratories

1956. LOUIS & BEBE BARRON - Forbidden Planet

1957. Panorama of MUSIQUE CONCRÈTE

1959-1977. ORAMICS SYSTEM Synthesizer - Daphne Oram

1959-1995. JAN BOERMAN - The Complete Tape Music of Jan Boerman

1959-1996. Dick Raaijmakers - The Complete Tape Music of Dick Raaijmakers

1960-1970. MOOG POP HITS from the 60's & 70's

1961-2005. TOD DOCKSTADER

1961_TOD DOCKSTADER_Eight Electronic Pieces

1964_TOD DOCKSTADER_Quatermass

2005_TOD DOCKSTADER_Aerial Vol.1

2005_TOD DOCKSTADER_Aerial Vol.2

2006_TOD DOCKSTADER_Aerial Vol.3

1962-1969. COMPUTER MUSIC

1964-1969_Computer Music_Nonesuch

1962_Music from Mathematics & IBM 7090 Computer

1963-1997. TRAUTONIUM - OSKAR SALA

1963_Oskar Sala_The Birds Sound Effects

1970_Oskar Sala_Resonanzen

1979_Oskar Sala_Elektronische Impressionen

1990_Oskar Sala_My Fascinating Instrument

1997_Oskar Sala_Der Trautonium_Spieler Oskar Sala

1997_Oskar Sala_Subharmonic Mixtures

1964-1971. ANS Synthesizer from Russia - Archive Tapes

1966-1971. BEAVER & KRAUSE

1966_Beaver & Krause_The Nonesuch Guide to Electronic Music

1969_Beaver & Krause_Ragnarök Electronic Funk

1970_Beaver & Krause_In A Wild Sanctuary

1971_Beaver & Krause_Gandharva

1966-1998. PERREY & KINGSLEY

1966_Perrey & Kinsgley_The In Sound From Way Out!

1967_Perrey & Kingsley_Kaleidoscopic Vibrations

1968-1974_Gerson Kingsley_God Is a Moog (Issued 2006)

1968_Jean Jacques Perrey_The New Amazing Electronic Sound

1969_Gershon Kingsley_Music To Moog By

1970_Gershon Kingsley & Leonid Hambro_Switched-On Gershwin

1970_Gershon Kingsley_First Moog Quartet (Remasterizado 2003)

1970_Jean-Jacques Perrey_Moog Indigo

1972_Jean-Jacques Perrey_The Happy Moog

1993_Jean-Jacques Perrey_The Amazing New Electronic Pop Sound

1998_Jean-Jacques Perrey_Good Moog

1966-2002. STEVE REICH - Lost Pieces

1966-2006. PERSIAN ELECTRONIC MUSIC YESTERDAY & TODAY

1966. FRESH CREAM - Classic Moog

1967-1972. WENDY CARLOS

1968_Wendy Carlos_ Switched-On Bach

1969_The Well Tempered Synthesizer (2001 Remastered)

1972_Wendy Carlos_A Clockwork Orange (Original Score)

1972_Sonic Seasonings

1974_Switched On Bach II

1975_By Request (2003 Remastered)

1982_TRON

1999_Switched-On Classical Boxed Set

1967-1976. MORT GARSON

1967_Mort Garson_The Zodiac Cosmic Sounds

1968_Mort Garson_The Wozard of Iz

1969_Mort Garson_Electronic Hair Pieces

1969_Mort Garson_The Wozard Of Iz

1971_Mort Garson_Black Mass Lucifer

1971_Mort Garson_Music For Sensuous Lovers

1975_Mort Garson_Ataraxia The Unexplained

1976_Mort Garson_Plantasia

1967-1984. ELIANE RADIGUE

1967-1968_Eliane Radigue_Jouet Electronique & Elemental I

1974-1982_Eliane Radigue_Adnos I-III_Table Of The Elements (2002)

1984_Eliane Radigue Mila's Journey Inspired By a Dream

1967. ELECTROSONIKS - NatLab Electronic Music (Philips)

1967. KAZDIN & SHEPARD - Everything You Always Wanted To Hear On The Moog

1968-1969. MARTIN DENNY - Exotic Moog + LES BAXTER Moog Rock

1968-2010. EMS Synthesizers Music

1968_White Noise_An Electric Storm

1972_Mike Hankinson_The Unusual Classical Synthesizer

1974_White Noise_Concerto For Synthesizer

1977_Tim Blake_Crystal machine

1978_Tim Blake_New Jerusalem

1980_Metamorphoses (Grabación efectuada con un Synthi-100 en Rusia)

1991_Tim Blake_Magick

2009_The Synthi Group Vol-1

2009_The Synthi Group Vol-2

2010_The Synthi Group Vol-3

1968. ANDREW RUDIN - Tragoedia

1969. CHRISTOPHER SCOTT - Switched-on Bacharach

1969. DICK HYMAN - The Age Of Electronicus

1969. DICK HYMAN - The Electric Eclectics

1969. HUGO MONTENEGRO - Moog Power

1969. RICHARD HYMAN - Genuine Electric Latin Love Machine

1969. SAGITTARIUS - The Blue Marble (Re-edición en 2008)

1969. SY MANN - Switched On Santa

1969. THE MOOG MACHINE - Switched-On Rock

1969. WALTER E. SEAR - The Copper-Plated Integrated Circuit

1970-1973. MOTHER MALLARD'S PORTABLE MASTERPIECE Co

1970. BLUES CURRENT - John Murtaugh

1970. CLAUDE DENJEAN - Moog!

1970. HANS WURMAN - Chopin à la Moog

1970. MARTY GOLD - Moog Plays The Beatles

1970. MIKE MELVOIN - The Plastic Cow Goes Mooooooog

1970. RALPH CARMICHAEL - The Electric Symphony

1970. RICK POWELL - Switched-On Country

1970. THE ELECTRIC CONCEPT ORCHESTRA - Moog Groove

1971. EBERHARD SCHOENER - Destruction of Harmony

1971. OKKO - Sitar & Electronics

1972-73. HOT BUTTER - Popcorn

1972-1975. TONTO's Expanding Head Band

1972-1974_Tonto's Rides Again_Zero Time

1975_TONTO's Expanding Head Band_Tonto Rides Again

1972. DELIA DERBYHIRE - Electrosonic

1972. KLAUSS SCHULZE - Irrlicht

1972. RUTH WHITE - Short Circuits

1972. SID BASS - Moog España (Una rareza *kitsch* delirante e hilarante)

1973. ARTHUR BROWN'S KINGDOM COME - The Journey

1973. BOB CALLAGHAN - Instrumental Moog Synthesizer

1973. RICHARD HAYMAN & WALTER SEA - Electronic Evolutions

1974-1983. SERGE Synthesizers Music

1974-1980_The Serge Synthesizer Vol. 2

1979-1998_The Serge Synthesizer Vol. 1

1983_Serge Musician's Tape

1974. CZESLAW - Niemen Aerolit

1974. SYNTHESONIC SOUND - Ye Olde Moog

1975-1982. LARRY FAST

1975_Larry Fast_Synergy_Electronic Realizations For Rock Orchestra

1977_Larry Fast Synergy_Sequencer (Remasterizado 2003)

1978_Larry Fast_Cords

1981_Larry Fast_Synergy Audion (Remasterizado 2003)

1982_Larry Fast_The Jupiter Menace

1975. DENNY MORRIS - Chartbusting Moog

1975. JOHN KEATING - Space Experience-1

1975. JOHN KEATING - Space Experience-2

1976-1982. ZANOV

1976_Zanov_Green Ray

1982_Zanov_Moebius

1982_Zanov_In Course of Time

1976. MOTHER MALLARD'S PORTABLE MASTERPIECE Co - Like A Duck To Water

1976. TIMO LAINE_Symphonic Slam (360 Systems Guitar Synth)

1977-1980. SPACE ART

1977_Space Art_Onix

1977_Space Art_Trip In The Center Head

1980_Space Art_Play Back

1977. THE ELECTRIC MOOG ORCHESTRA - Star Wars

1978. FRÉDÉRIC MERCIER - Pacific

1979. JOOP STOKKERMANS - The Magic of the ARP-Synthesizer

1980. PATRICK GLEESON - Rainbow Delta

1980. ROGER POWELL - Air Pocket

1981-2003. LOGIC SYSTEM

1981_Logic System_Logic

1981_Logic System_Venus

1982_Logic System_Orient Express

2003_Logic System_History of Logic System

1981. DIDIER BOCQUET - Sequences

1982. DANE CONOVER - Trees - Sleep Convention

1982. JOËL FAJERMAN - La Aventura de Las Plantas

1986. FRÉDÉRIC MERCIER - Aventure

1987. STAR INC - Synthesizer Spectacular

1989-1996. Arcade Music Compilation - SYNTHESIZER GREATEST

2006. RUSSEL B - SYNTHESIZER GREATEST HITS VOL-1

1987. AMIN BHATIA - The Interstellar Suite

1990-1992. LOOKING EAST - Electronic Music From East

1990_Looking East_Poland

1991_Looking East_CSFR

1991_Looking East_East Germany

1991_Looking East_Hungary

1992_Looking East_Bulgaria

1992_Looking East_Estonia And Russia

1995. Synthesizer Greatest - The Movie Themes

1995. SERGIO KOVAL - Clon

1996. THE MOOG COOKBOOK_The Moog Cookbook

1997-2009. KLAUSS

1997_CIELOS MÓVILES (Grabado entre 1994 y 1995)

2000_ METALES PERFECTOS (Grabado entre 1998-2000)

2006_ANTOLOGÍA (Compilación 1994-2004)

2009_E (Grabado entre 2003 y 2008)

1997. COLDCUT - Atomic Moog 2000 - Boot The System

1997. KOTO - Plays Synthesizer World Hits

1997. THE MOOG COOKBOOK - Ye Olde Space Bande

1998. VISIT VENUS - Music for Space Tourism - The Endless Bummer

2000. ESKALATION - Different Music for Bassoon, Wind Synthesizer and Sampled Percussion

2002. ROBERT RICH & IAN BODY - Outpost

2004. MOOG - Original Film Soundtrack

2005. ROBERT RICH & IAN BODY - Lithosphere

2006. CRÊME ORGANIZATION - A Tribute To Robert Moog (Varios Artistas)