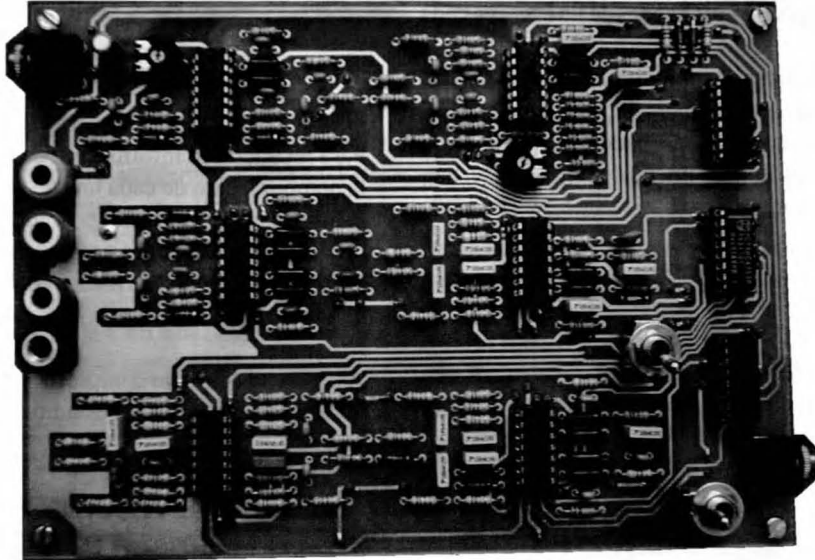


COMPRESIÓN ANALÓGICA DE AUDIO EN TIEMPO REAL

Marcelo Castro Chamorro

Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones por la EUP de Vilanova i la Geltrú (UPC)
Proyectista de Ingeniería Electrónica en la ETS d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (UPC)
Profesor asociado del Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la UPC
marcelo@tsc.upc.es <mailto:marcelo@tsc.upc.es>



Resumen- Frente a las realizaciones habituales de compresores de audio digitales, en este trabajo se presenta una propuesta novedosa de un compresor analógico para audio en tiempo real, inspirado en la filosofía de enmascaramiento frecuencial, base del formato de compresión de sonido MPEG-1 layer-3, conocido comúnmente como MP3.

El sistema que se presenta se generó como solución al trabajo propuesto por el profesor Alberto Poveda, del Departamento de Ingeniería Electrónica, para la asignatura “*Electrónica para audio, vídeo y comunicaciones*”, impartida en la *ETSETB*.

Se comienza con la descripción de los sistemas propuestos para implementar la codificación/compresión y la decodificación/descompresión de forma analógica de la señal de audio en tiempo real. A continuación se describe el prototipo implementado como proyecto para dicha asignatura, que ha sido una primera aproximación al diseño de todo el sistema, y que tenía como objetivo comprobar la viabilidad de éste en función de la inteligibilidad de la señal resultante.

1. INTRODUCCIÓN: COMPRESOR/DESCOMPRESOR ANALÓGICO DE AUDIO

Son muchos y variados los sistemas de codificación digital de la señal de audio, entre ellos los basados en

efectos psicoacústicos, que tienen en cuenta la capacidad auditiva del oído humano (principalmente las limitaciones de éste) para conseguir tasas de compresión elevadas [1]. Tomando como base de trabajo precisamente estas limitaciones, se puede pensar en la manera de implementar analógicamente y trabajando en tiempo real (esto es, sin necesidad de memorizar información) un sistema que sea capaz de realizar esta compresión.

Así, el sistema implementado se basa en el efecto de enmascaramiento frecuencial: toda componente frecuencial de una señal que se encuentre por debajo de un determinado nivel con respecto al resto de componentes frecuenciales de la misma señal no será percibida por el oído humano, es decir, a todos los efectos es como si no estuviera, de manera que se puede eliminar. De esta manera, el sistema debe trabajar dividiendo el espectro de interés en varias bandas y realizando comparaciones entre sub-bandas, eliminando aquéllas que en cada momento presenten un nivel inferior con respecto a sus bandas más cercanas.

Conceptualmente, lo que se lleva a cabo es la selección de unas bandas en detrimento de otras, y todo ello de modo pseudoinstantáneo (esto se justificará más adelante). Una vez realizada la selección de bandas, todas ellas deben compactarse en un intervalo frecuencial lo más reducido posible (por ejemplo, sería ideal conseguir reducir todo a unos 3 KHz para su transmisión vía cable telefónico). Es importante no perder de vista que cuanto menor sea el

ancho de banda definitivo peor calidad de sonido se obtendrá.

2. COMPRESOR - CODIFICADOR

El diagrama de bloques del sistema compresor es el que se muestra en la figura 1. En éste ya se han tenido en cuenta ciertas decisiones previas al diseño:

- La banda de interés será la comprendida entre 60 Hz y 8 KHz (las componentes superiores a este valor dentro de la banda de audio son habitualmente pequeñas).
- Se ha dividido el espectro en 7 bandas de una octava cada una.
- Cada una de las bandas se ha subdividido en 2 sub-bandas de media octava, de esta manera la lógica de control necesaria para seleccionar la sub-banda de mayor nivel en una banda se puede implementar simplemente mediante un comparador.

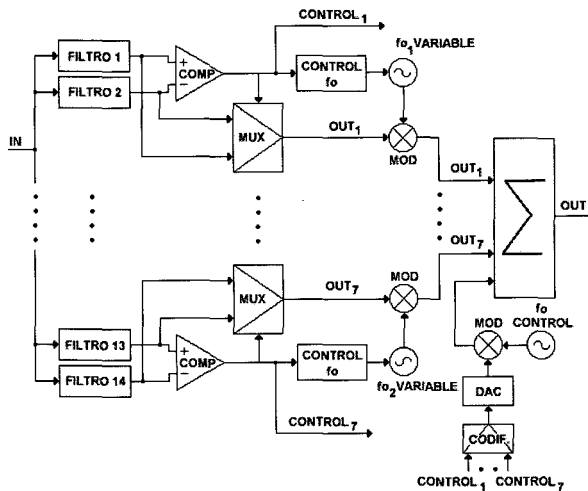


Figura 1: Compresor - codificador

Puede apreciarse como, mediante el comparador y el multiplexor, de cada una de las siete bandas se obtendrá una única sub-banda, que será modulada a una frecuencia determinada mediante un mezclador que recibirá como entrada la señal de un VCO, con objeto de que todas las bandas de la señal comprimida ocupen espectros frecuenciales contiguos. Dependiendo de la sub-banda que se conserve en cada instante y de las posibles frecuencias portadoras del resto de bandas conservadas, la lógica de control determinará un valor u otro para este VCO, que será quién fije la frecuencia portadora para cada banda.

Toda esta información de control debe ser tenida en cuenta en caso de que se desee volver a modular el resultado final de todas las bandas sumadas de cara a una posible transmisión vía radio.

3. DESCOMPRESOR - DECODIFICADOR

El proceso inverso al expuesto es el que se deberá llevar a cabo en el descompresor, un diagrama de bloques del cuál se muestra en la figura 2.

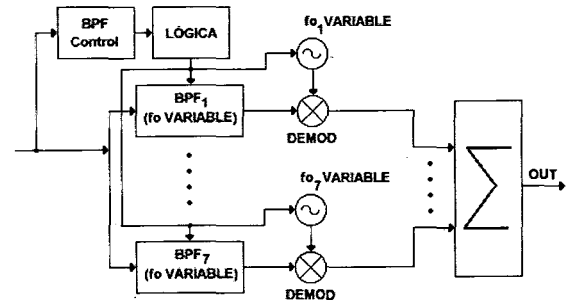


Figura 2: Descompresor - decodificador

Para recuperar la información de audio deberá realizarse la demodulación de cada una de las bandas en función de la información de control procedente del compresor. Una vez extraídas las bandas simplemente se han de sumar para reproducir la señal (con menos componentes frecuenciales que la original debido a la compresión inicial).

Así pues, el conjunto compresor-descompresor permite la transmisión de la señal de audio comprimida y en tiempo real.

4. IMPLEMENTACIÓN FÍSICA DEL PROTOTIPO

4.1. Introducción

Como ya se ha comentado, el prototipo implementado es una primera aproximación al diseño total del sistema, que incluye únicamente la selección de bandas, tal y como puede verse en el diagrama de bloques de la figura 3.

En este diagrama de bloques se realiza la eliminación de bandas frecuenciales sin compactar el espectro resultante, lo cuál permite hacerse una idea de la viabilidad del proyecto, puesto que sirve para comprobar la inteligibilidad de la señal resultante.

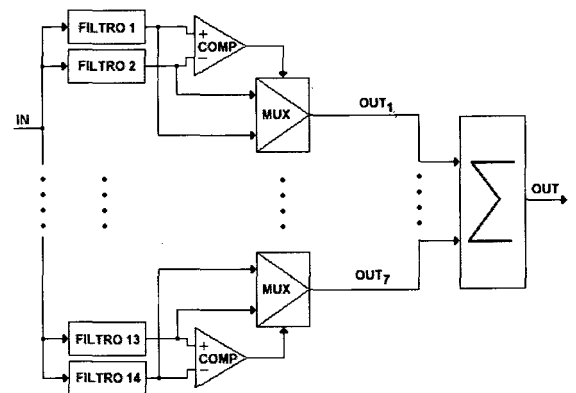


Figura 3: Diagrama de bloques del prototipo

4.2. Banco de filtros

La división frecuencial realizada puede contemplarse en la figura 4: en total hay 14 sub-bandas, lo que equivale a la utilización de 14 filtros pasa-banda.

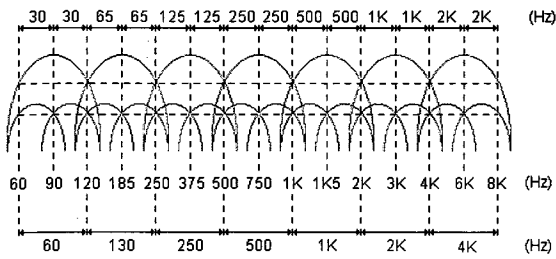


Figura 4: División frecuencial

La estructura utilizada para la implementación de los filtros, que se muestra en la figura 5, es del tipo Sallen-Key (filtros KRC) [2]. Una buena opción para simplificar el dimensionado es dar el mismo valor a los condensadores para todos los filtros y hacer iguales las resistencias de un mismo filtro (a excepción de Ra y Rb, que determinarán la ganancia K).

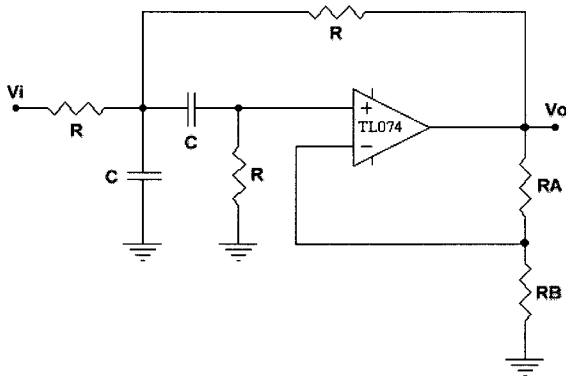


Figura 5: Filtro paso-banda de Sallen-Key o KRC

Siguiendo este criterio, el dimensionado de cada filtro obedece a las siguientes expresiones:

NP de filtro	Intervalo frecuencial (Hz)	fo central (Hz)	R calculada (Ω)	fo simulada (Hz)	R implementada (Ω)	fo medida (Hz)
1	60 - 90	75	30K	75.02	30K	73
2	90 - 120	105	22K	102.31	27K	102
3	120 - 185	152.5	15K	150.05	22K	146
4	185 - 240	212.5	11K	204.62	11K	280
5	250 - 375	312.5	6K8	330.99	4K7	325
6	375 - 500	437.5	7K5	441.33	8K2	420
7	500 - 750	625	3K6	625.22	3K6	700
8	750 - 1K	875	2K7	833.63	3K3	830
9	1k - 1.5K	1250	1K8	1250.44	2K2	1K
10	1.5K - 2K	1750	1K3	1731.37	1K3	2K
11	2K - 3K	2500	910	2473.39	910	2.52K
12	3K - 4K	3500	620	3630.31	620	3.53K
13	4K - 6K	5000	470	4788.92	470	5.2K
14	6K - 8K	7000	330	6820.58	330	7.5K

Tabla 1: Relación frecuencial y valores de resistencias del banco de filtros

$$Wn = \frac{\sqrt{2}}{R \cdot C} \text{ (Ecuación 1: frecuencia central del filtro)}$$

$$K = 1 + \frac{R_A}{R_B} \text{ (Ecuación 2: ganancia del filtro)}$$

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{4 - K} \text{ (Ecuación 3: factor de calidad del filtro)}$$

Fijando el valor de C a 100 nF, cada filtro se ha dimensionado a partir de la expresión dada por la ecuación 1. Una simulación Pspice realizada con los valores calculados de los componentes se muestra en la figura 6. En la tabla 1 se dan los valores elegidos para las bandas y sus frecuencias centrales, así como los valores calculados para las resistencias de cada uno de los filtros, y las frecuencias obtenidas como consecuencia de estos valores. En las dos últimas columnas de dicha tabla se muestran los valores de las resistencias reales utilizadas finalmente en el prototipo para compensar las tolerancias de los condensadores, así como las frecuencias centrales medidas en el mismo.

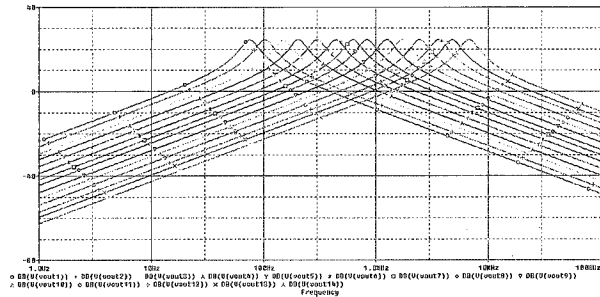


Figura 6: Simulación PSpice del banco de filtros

El amplificador operacional utilizado para los filtros y los comparadores ha sido el TL074. El multiplexor analógico a través del cual es seleccionada una de las sub-bandas de cada una de las bandas es el 74VHC4053.

4.3. Detectores de amplitud

A la hora de realizar las comparaciones entre las salidas de los filtros se ha de tener en cuenta un aspecto fundamental: al tratarse de una comparación instantánea sin ningún nivel adicional de continua sumado a ninguna de las señales, durante el semiciclo negativo la señal de mayor amplitud será más negativa que la de menor amplitud, ocasionando que el comparador cambie de nivel a su salida de manera que el multiplexor dejará pasar la señal que no corresponde, forzando así un mal funcionamiento del sistema durante dicho semiciclo (obviamente, durante el semiciclo positivo todo es correcto). Este hecho se ilustra en la figura 7.

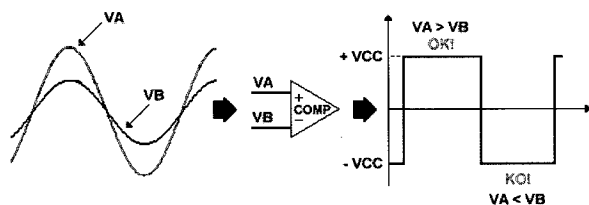


Figura 7: Problema en la comparación instantánea

Debido a esto, se debe realizar una comparación pseudoinstantánea, es decir, las señales que llegan a las entradas del comparador no son las salidas de los filtros directamente, sino que previamente se detecta su amplitud, de manera que siempre se realice la selección correcta, tal y como se muestra en la figura 8.

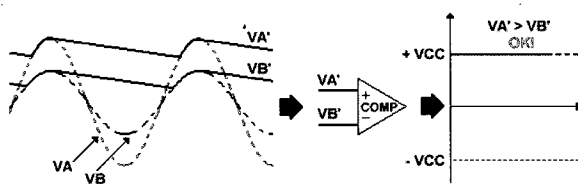


Figura 8: Solución al problema de la comparación instantánea mediante comparación con detectores de amplitud

Circuitalmente, el conjunto filtro-detector-comparador-multiplexor se muestra en la figura 9:

La constante de tiempo RC ha sido calculada en cada caso para un valor 3 veces mayor al periodo correspondiente a la frecuencia central de cada uno de los filtros, para tener así un margen de seguridad, y los diodos utilizados son de germanio, puesto que presentan una menor tensión umbral y entrarán en conducción más fácilmente.

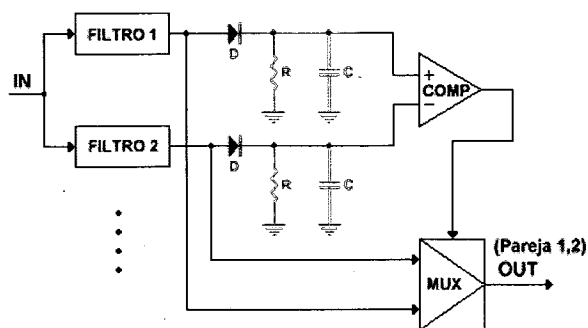


Figura 9: Conjunto filtro-detector-comparador-multiplexor

4.4. Estructura sumadora

Una vez realizada la selección de bandas, deben sumarse todas para obtener así la señal de audio comprimida resultante a reproducir. Esto se ha realizado mediante una estructura sumadora inversora clásica, como se muestra en la figura 10. A la hora del dimensionado se ha asegurado que, incluso en el peor de los casos, cuando el nivel de señal sea máximo, no se pedirá más corriente de salida a los amplificadores operacionales de la que pueden suministrar, 25 mA.

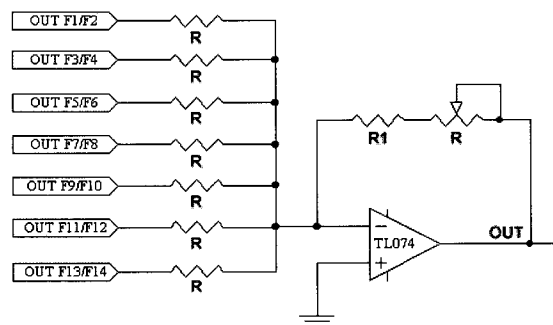


Figura 10: Estructura sumadora

4.5. Entrada y salida al sistema

Por último, solo queda mencionar cómo se ha llevado a cabo la implementación de la entrada y la salida al sistema. La primera se ha realizado mediante un seguidor de tensión con acople en AC, tal y como se muestra en la figura 11.

El condensador presenta una impedancia en módulo muy inferior, para el peor de los casos, a los 47 KW del

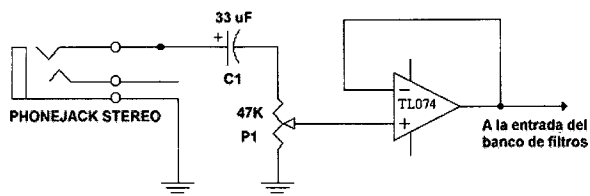


Figura 11: Seguidor de tensión con acople en alterna

potenciómetro. Mediante la manipulación de éste último es posible modificar la ganancia de todo el sistema sin alterar la impedancia de entrada del mismo.

Puede apreciarse también en la figura 11 que sólo se realiza la compresión de uno de los dos canales de una señal estéreo. El prototipo implementado ofrece una salida de doble canal, así como la posibilidad de escuchar por ambos canales de salida la misma señal (monoaural) o realizar una simulación de audición estéreo, mediante el sencillo circuito desfasador mostrado en la figura 12.

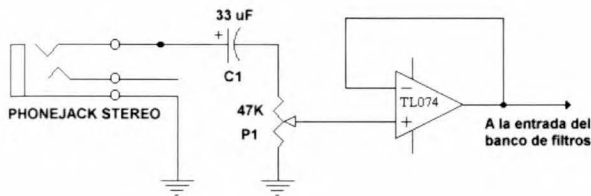


Figura 12: Desfasador para simulación estereofónica

Este circuito recibe como entrada la salida del sistema compresor, que se utilizará como uno de los canales estéreo, y proporciona la señal que deberá ir al otro canal estéreo. Manteniendo siempre una ganancia unitaria, introduce un desfase en la señal de entrada que oscila entre 0 y 180 grados, dependiendo de la frecuencia de ésta.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

El primer prototipo implementado ha ofrecido resultados positivos. La señal que se obtiene, a pesar de resultar desde un punto de vista auditivo más pobre, con menos matices (cosa que ya se esperaba y que resulta evidente debido a la eliminación de bandas frecuenciales), es del todo inteligible, lo cuál pone de manifiesto la viabilidad del proyecto, animando a una implementación futura de las etapas siguientes.

No obstante existe una gran cantidad de ruido a la salida, a pesar de haber eliminado el que procedía de la alimentación mediante condensadores de filtrado. Esto lleva a pensar que el origen de este ruido puede encontrarse en la ausencia de histéresis en los comparadores.

Desde un punto de vista puramente funcional el sistema aquí presentado permite una reducción en un 50% del ancho de banda necesario para transmitir la información de audio. Pueden obtenerse resultados similares partiendo de directrices de diseño totalmente diferentes: número de bandas y sub-bandas y criterio de elección de las mismas, tipo de filtros utilizado, orden y factor de calidad, determi-

nación de un umbral de corte para la discriminación de unas bandas en lugar de otras, etc. Todo esto afectará no sólo a la calidad de la señal obtenida, sino también a la complejidad del sistema.

6. AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer a mi compañero y amigo Jordi Vidal la realización de todas las figuras incluidas en este artículo, y al Doctor Alberto Poveda por proponer y guiar con sus consejos la realización de este proyecto.

REFERENCIAS

- [1] David Rincón Rivera, «MP3, sonido digital al alcance de todos», Buran nº14, diciembre 1999
- [2] S. Franco, «Design with operational amplifiers and analog integrated circuits», McGraw-Hill, 1998

AUTOR



Marcelo Castro es Ingeniero Técnico de Telecomunicaciones por la Escola Universitària Politècnica de Vilanova i la Geltrú (EUPVG), de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). En estos momentos trabaja sobre temas relacionados con la estimación espectral, para la realización de su Proyecto Final de Carrera de Ingeniería Electrónica, estudios que ha cursado en la Escola Tècnica Superior

d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona (ETSETB), también de la UPC.

Después de un corto paso por la industria, lleva varios años dedicado a la docencia técnica, siendo el actual el segundo a nivel universitario dentro de la propia UPC. Tras pasar el último año académico como profesor asociado del Departamento de Ingeniería Eléctrica, destinado en la Escola Universitària d'Enginyeria Tècnica Industrial de Barcelona (EUETIB), actualmente es profesor asociado del Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones en la EUPVG, donde imparte la asignatura "Análisis de Circuitos II" de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones.