

UNIVERSIDAD POLITECNICA
DE
CANARIAS

Escuela Univ Politec.de Las Palmas

titulo: modulador fonico a baja frecuencia

rama: telecomunicación

especialidad: imagen y sonido

alumno: José Miguel Viñé Vega

tutor: D. Manuel Cubero Enrici

Fdo. D. Manuel Cubero Enrici Fdo. Jose M. Viñé Vega

INDICE

- 1.- Introducciòn al diseño de un modulador fònico a baja frecuencia.
 - 1.1.- Aplicaciones y principio bàsico del modulador fònico.
 - 1.2.- Diagrama en bloques, funcionamiento fìsico y dificultades teòricas-pràcticas.
 - 1.3.- Tecnología a utilizar.
- 2.- Estudio y càlculo de sus bloques.
 - 2.1.- Unidades de filtros.
 - 2.1.a.- Pequeño estudio de aproximaciòn de filtros.
 - 2.1.b.- Estructuras de filtros a utilizar.
 - 2.2.- Rectificador de presiciòn.
 - 2.3.- Estudio espectral del efecto musical.
 - 2.4.- Convertidor de T/C.
 - 2.5.- Modulador.
 - 2.6.- Etapas de entrada y salida
 - 2.7.- Fte. de alimentaciòn
- 3.- Esquemas elèctricos y ctos. impresos.
- 4.- Ajustes del equipo.
- 5.- Presupuesto.

1.- INTRODUCCION AL DISEÑO DE UN MODULADOR FONICO A

BAJA FRECUENCIA

1.1.- Aplicaciones del modulador fónico a baja frecuencia y Principio básico del diseño:

Una de sus aplicaciones aparece en el campo de la medicina:

Utilizándose para el aprendizaje de la lengua hablada por parte de minusválidos con problemas de pronunciación y articulación de las palabras, mediante la emisión de sonidos vocales que le sirven de modelo a individuos con este tipo de problemas.

También suele utilizarse como terapia para individuos con problemas de comportamiento frente a sus semejantes, incluso para la investigación del comportamiento, reacciones y posible comunicación con los animales.

Otra aplicación aparece en el campo de la información y el espectáculo: como puede ser la radio, el teatro o el cine:

En este campo es muy importante la obtención de efectos especiales, así como sonidos metalizados, voces ásperas que den la sensación de terror y temor, o para dar la impresión de objetos que hablan e incluso

modificarle la voz en un momento dado, dando la impresión de haber cogido un catarro, o haberse transformado en un extraterrestre, etc.

El principio básico del diseño está en el campo de la música:

La mayoría de los grupos musicales, y sobre todo los grupos Pop, siempre están en la creación de nuevos sonidos para la elaboración de sus canciones y discografía.

Pues el principio básico del modulador fónico a baja frecuencia es hacer música que habla.

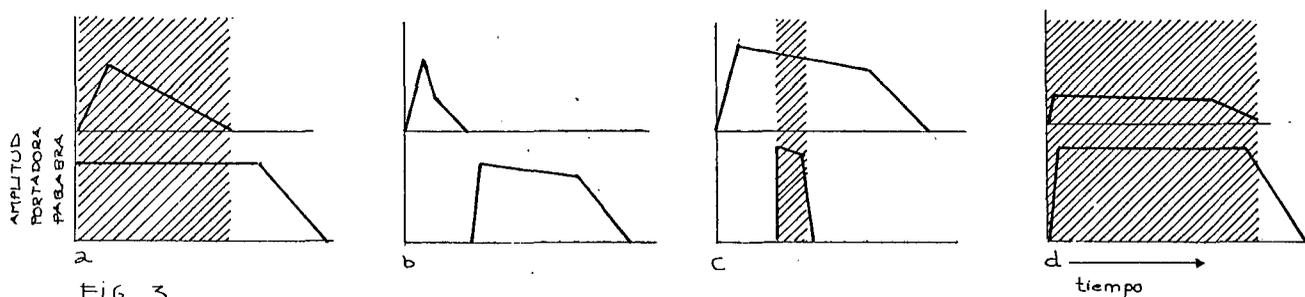
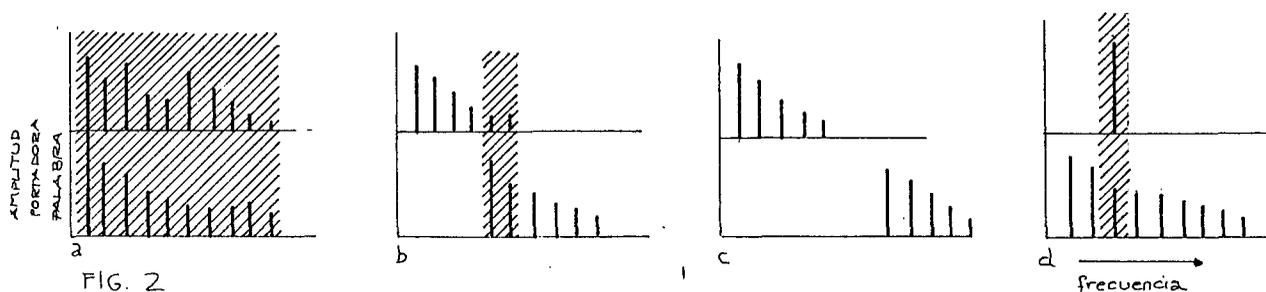
Esto se consigue superponiendo una señal fónica o palabras articuladas frente a una señal musical procedente de algún instrumento musical, que llamaremos portadora.

Para obtener un buen resultado de este efecto, hay que lograr que la señal fónica se superponga lo más que se pueda con la portadora, es decir, que exista una correcta concordancia tanto en tiempo como en frecuencia.

Por lo tanto, deberán emitirse simultáneamente la señal fónica y la portadora para obtener una concordancia en el tiempo.

En cuanto a la concordancia en frecuencia, se dividirá el espectro fónico y la portadora en canales de frecuencia de bandas estrechas, y de idénticas características tanto para la señal fónica como para la portadora.

El espectro fónico es más dinámico y rico en armónicos en la gama de frecuencia comprendida entre 300 Hz y 3.000 Hz; en el cual centraremos estos canales de bandas estrechas, mediante una serie de filtros de bandas estrechas, para conseguir una mayor concordancia en frecuencia.



Donde podemos observar en la figura 2a,3a, una correcta concordancia tanto en tiempo como en frecuencia, con lo que la superposición de la señal fónica con la portadora es perfecta.

En la 2b,3b, no se producirà el efecto de música que habla debido a que no se han emitido simultáneamente la señal fónica y la portadora.

En la figura 2c,3c, aunque se hayan emitido simultáneamente las dos señales, discrepan mucho en frecuencia, con lo cual, la señal fónica no se superpondrà a la portadora.

En la figura 2d,3d, aunque se han emitido simultáneamente las dos señales, discrepan un poco en frecuencia dentro de la misma gama de frecuencia del canal seleccionado, con lo cual se superpondrà la señal fónica con la portadora, siendo el efecto de música que habla aceptable.

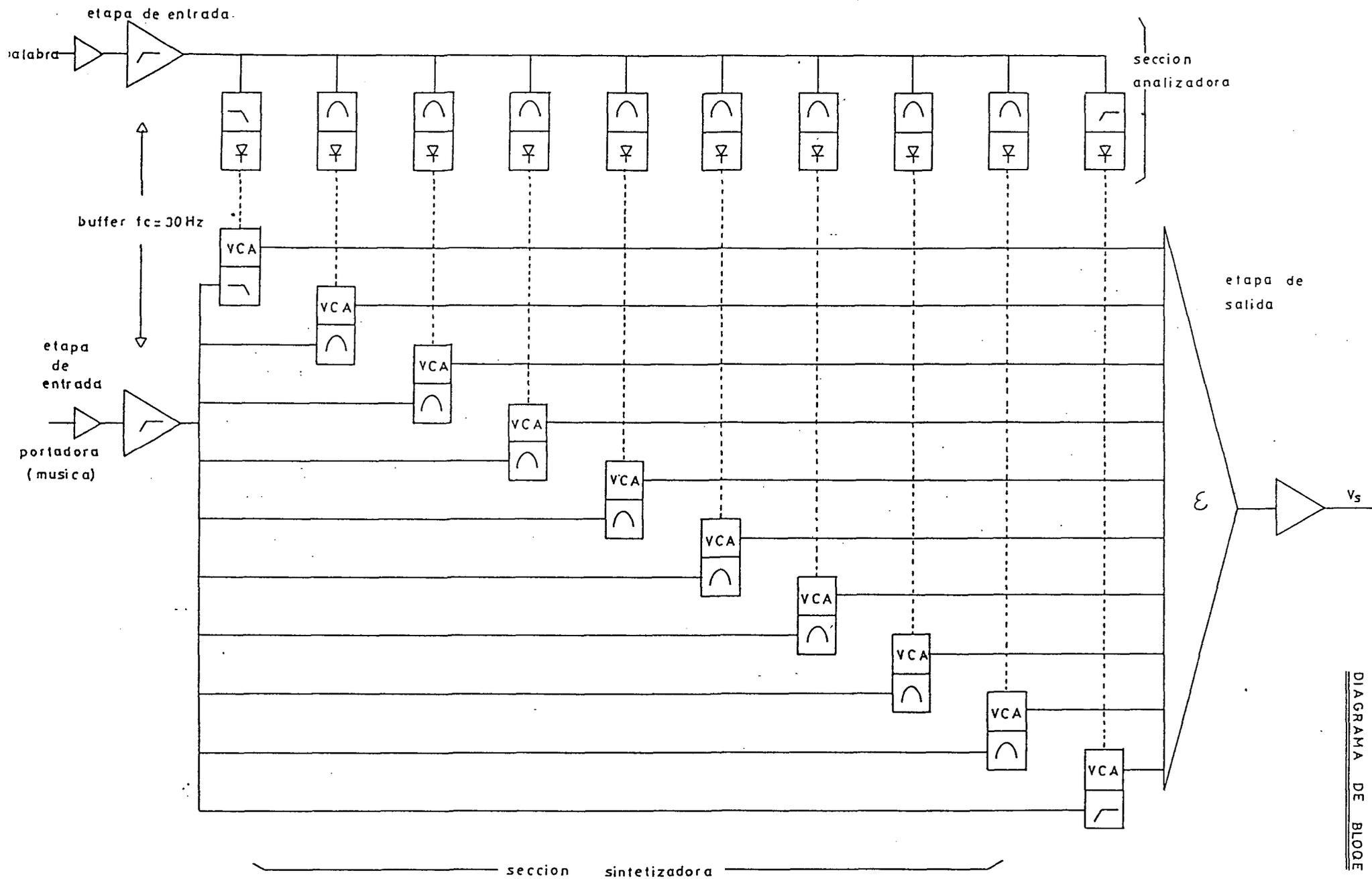


DIAGRAMA DE BLOQUE

1.2.- Diagrama en bloques, funcionamiento físico y dificultades teóricas-prácticas:

Como hemos dicho en el apartado anterior, el espectro fónico y la portadora, se dividirá en una serie de filtros de bandas estrechas, que cuanto más canales y más estrechos los anchos de bandas de estos canales introduzcamos, mejor será el efecto conseguido. Por lo tanto el corazón del proyecto está en los filtros de estos canales.

Tanto la señal fónica como la portadora, estarán dotadas de unos amplificadores de entrada, que deben de caracterizarse: por una buena relación señal/ruido y una alta impedancia de entrada.

Debido a la gran variedad de micrófonos, existentes en el mercado, como son los micrófonos que dan niveles de tensiones inferiores a las unidades de milivoltios, que normalmente precisan de preamplificadores exteriores de micrófonos, o micrófonos que suelen dar niveles de tensiones del orden de centenas de milivoltios o incluso hasta algunos voltios, como son los micrófonos de calidad. Debido a esta gran variedad de micrófonos existentes en el mercado, al amplificador de entrada de la señal fónicas, se la ha provisto de un ajuste de ganancia, dependiendo de la sensibilidad

o del tipo de micrófono a utilizar.

A los amplificadores de entrada, le sigue un buffer, que no es otra cosa que un filtro de zumbido con una frecuencia de corte de unos 30 Hz.

Después del Buffer, le sigue una serie de canales de filtros, que como hemos dicho, cuantos más canales y más estrechos sean sus anchos de bandas, mejor será el efecto que se desea lograr. En nuestro caso con 10 canales de filtros, se consigue un efecto bastante bueno y no se encarece tanto al equipo.

Estos filtros deben caracterizarse por:

- a.- deben ser filtros con pendientes rápidas, de 36dB/oct o 24 dB/oct (siendo bastante buena y aceptable).

$$\text{db/oct} = 6 \times n^{\circ} \text{ condensadores}$$

- b.- deben ser de bandas muy estrechas, para obtener una buena concordancia en frecuencia, y su consiguiente superposición de la señal fónica frente a la portadora. Para conseguir filtros con anchos de bandas estrechos, se obtiene con filtros de factor de calidad altos.

$$Q \geq 5$$

c.- Estos filtros deben llegar a conseguir una gran integibilidad de la palabra (señal fónica), esto se logra manteniendo el factor de calidad constante para todos los canales y variando se ancho de banda.

$$Q = \frac{f_o}{f_H - f_L} = \frac{f_o}{\Delta B}$$

Por lo tanto estos filtros deben ser de bandas estrechas y con distintos anchos de bandas.

Los filtros descritos hasta ahora serán 8 filtros pasos bandas con estructura de Rauch, que tratarán la gama de frecuencia de 300 Hz a 3.000 Hz.

Las frecuencias inferiores a 300 Hz y superiores a 3.000 Hz serán tratadas por un filtro de paso bajo y otro de paso alto respectivamente; estos filtros tendrán estructura de Sallen-Key.

Tanto la señal fónica (sección analizadora) como la portadora (sección sintetizadora), sus gamas de frecuencias estarán divididas en 10 canales o filtros que serán tratadas de igual forma tanto para la señal fónica como para la portadora.

Como lo que nos interesa es el nivel de la señal fónica (que es la que va a determinar el nivel de salida de la señal modulada) y no las fluctuaciones más o

menos rápida de dicha señal, entonces a la salida de cada filtro de la sección analizadora, le seguirá un rectificador y un filtrado (cuya frecuencia de corte debe estar en función de la frecuencia central del canal de la sección analizadora que se va a rectificar), para obtener los niveles de tensiones continuas de la señal fónica que es lo que nos interesa.

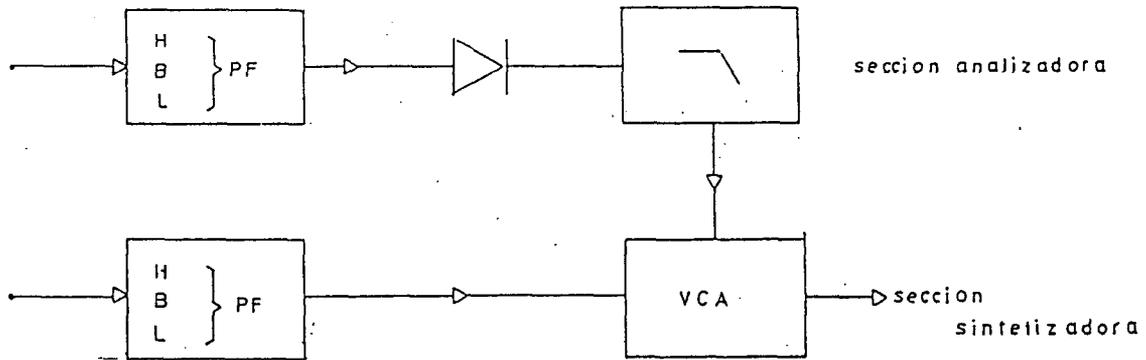


fig 4

Estos niveles de tensiones continuas de la señal fónica, servirán de control a un VCA (Amplificador Controlado por Tensión), para efectuar la modulación con la portadora procedente de los canales de la sección sintetizadora.

Aquí nos encontramos con el problema de qué VCA utilizar, ya que los VCA existentes en el mercado no suelen tener una buena relación señal/ruido, originándose ruidos a la salida de los VCA's debido a los niveles de tensiones continuas de la señal fónica procedente de la sección analizadora, incluso con ausencia de la portadora.

De entre los operacionales existentes, se ha elegido los OTA (Amplificadores Operacionales de Transconductancia) para los VCA's, que aunque son bastante aceptables, no es la solución más favorable que se desearía.

Para evitar este problema, se le dotará a los VCA's de unos ajustes de calibración para desechar los OTA's más dudosos de fabricación.

A la salida de los VCA's, con lo cual, ya la señal fónica está modulada con la portadora, pero por separado, es decir, por canales para obtener una mayor concordancia en frecuencia, le sigue un amplificador-sumador, con lo cual se suman todos los canales y se obtiene el efecto deseado, que no era otro más que el de obtener música que habla.

El problema que presenta el sumador es que debe presentar una elevada impedancia de entrada, ya que los OTA's presentan una gran impedancia de salida.

Por último, al sumador le sigue un amplificador de salida que se debe de caracterizar:

-por una buena relación señal-ruido.

-una alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida.

-por una gran potencia de ataque a la salida.

1.3.- Tecnología a utilizar:

Debido al gran número de operacionales a utilizar en el proyecto, nos vemos obligados a echar mano del TL-084 (con 4 operacionales en un mismo integrado) de gran fiabilidad y de buenas características.

El OTA a utilizar es el CA-3080, con una relación de rechazo de la fuente de Tensión de unos 76 dB.

Los Amplificadores de entrada y salida serán el TDA 1034, por su excelente relación señal/ruido, su elevada impedancia de entrada, su baja impedancia de salida y su buena potencia de disipación.

Como sumador se utilizará el LM-301, por su elevada impedancia de entrada, para poder acoplarlo al CA-3080 el cual presenta una alta impedancia de salida.

Se utilizará el 741 para completar, un operacional que falta en cada tarjeta de filtros, por ser uno de los más económicos, aunque presentan un elevado offset de salida, que se subsanará con un ajuste de calibración.

	V_S	V_E	T_{μ}			OFFSET				V_Q	Z_e	Z_{θ}	P_D	CMRR	F_P	F_T
			P_{TOT}	MIN. $^{\circ}C$	MAX. $^{\circ}C$	V_{EO}	PSRR	I_{EO}	I_{ER}							
TDA 1034 B	$\pm 20 V$	$\pm 20 V$	/	25	85	0'5 mV.	100 dB	20 μA	05 μA	$\pm 13 V$	100 K Ω	0'3 Ω	150 mW	100 dB	200 KHz	10 MHz
TDA 1034 NB	$\pm 20 V$	± 20	/	25	85	05	100	10	0'4 μA	± 13	100 K Ω	03 Ω	150	100	200 KHz	10 MHz
TL-084	± 18	± 15	500 mW	0	70	10	80	0'2	0 2 μA	± 13	/	/	4 x 60 mW	90	/	/
LM 301	± 18	± 15	500 mW	0	70	2	96	3	70 μA	± 13	2 M Ω	/	50	90	150 KHz	1 MHz
CA 3080	± 18	± 18	125 mW	0	70	0'4	76	0'12 μA	2 μA	/	26 K Ω	15 M Ω	30	110	/	2 MHz
741	± 22	± 15	/	0	70	2	96	20	80 μA	± 13	2 M Ω	75 Ω	/	90	/	/

TABLA 1

2º. Estudio y Cálculo de sus bloques.

2.1. Unidades de filtros.

2.1.a.- Pequeño estudio de aproximación de filtros.

Filtros activos:

La respuesta de los filtros paso bajo viene dada por la f. de transferencia.

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + c_1s + c_2s^2 + \dots + c_ns^n} = \frac{A_0}{(1+a_1s)(1+a_2s+a_2s^2)} =$$
$$= \frac{A_0}{(1+a_1s+b_1s^2)(1+a_2s+b_2s^2)}$$

Ecuación 1.1

Veamos los tres tipos de filtros principales:

-Filtros de Butterworth:

Se caracteriza por la respuesta plana dentro de la banda pasante y por su buena pendiente abrupta, aunque presenta un sobrepulso cerca de la frecuencia de corte.

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + a_1s + b_1s^2}$$

para que la respuesta sea lo más plana posible dentro de la banda pasante la función transferencia debe depender del exponente más alto

$$|A(j\omega)| = \frac{A_0}{[1 + (b_1s^2)^2]^{1/2}}$$

$$a_1 \cdot 1 = 0$$

$$2^{\text{do}} \text{ orden } a_1 = 1.414 \quad ; \quad 20 \log 6 - 20 \log \left[1^4 + (a_1^2 - 2)1^2 + 1 \right]^{1/2}$$

$$\text{dB} = 20 \log 6 - 20 \log \left[1^4 + 1 \right]^{1/2}$$

Los coeficientes a_i , b_i de Butterworth:

$$a_i = 2 \cos \frac{(2i - 1) n}{2 n} \quad \text{para } i = 1 \dots n/2$$

$$b_i = 1$$

n de
orden
par

$$a_1 = 1$$

$$b_1 = 0$$

$$a_i = 2 \cos \frac{(i - 1) n}{n} \quad \text{para } i = 2 \dots \frac{n+1}{2}$$

$$b_i = 1$$

n de
orden
impar

$b_i = 1$, menos para el primer orden donde $b_1 = 0$

para normalizar la caída de 3 dB en la frecuencia de corte.

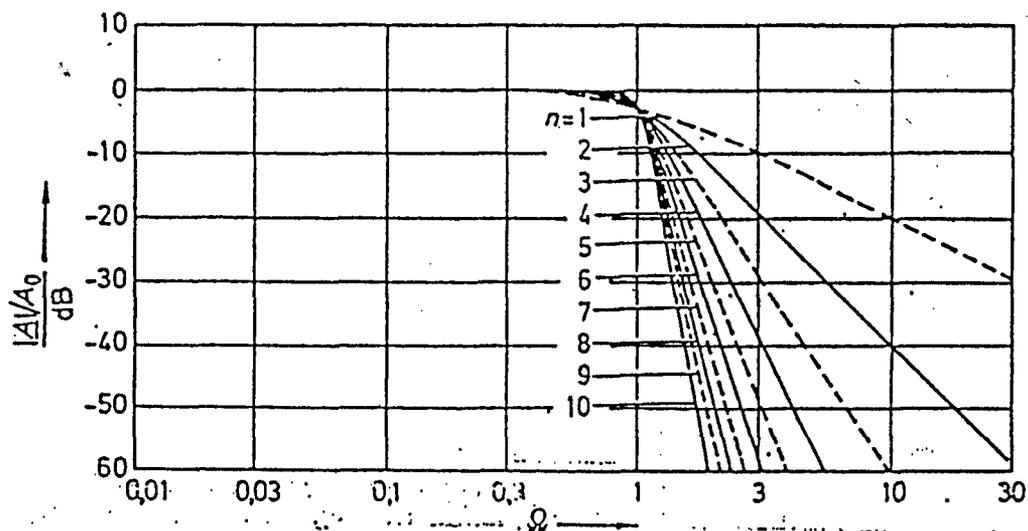
$$\frac{A_o^2}{(\sqrt{2})^2} = \frac{A_o^2}{1 + b_1}$$

$$b_1 = 2 - 1 = 1$$

Por lo tanto $|A(j\omega)| = \frac{A_0}{(1 + \omega^4)^{1/2}}$

En general $|A(j\omega)| = \frac{A_0}{[1 + \omega^{2n}]^{1/2}}$

$$\text{dB} = 20 \log A_0 - 20 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n} \right]^{1/2}$$



Respuesta amplitud-frecuencia de filtros de paso bajo de Butterworth.

fig 5

-Filtros de Chebyshev:

Estos filtros presentan también una pendiente abrupta algo mayor que los de Butterworth, pero presentan unos rizados dentro de la banda pasante, con un sobreimpulso en la f_corte. Además cada una de las células de 1^{er} o 2^{do} orden que compone el filtro resultante presentan unas f_o distintas, cosa que no ocurre en los de Butterworth.

La f. transferencia.

$$|A(j\omega)| = \frac{KA_0}{[1 + E^2 T_n^2(x)]^{1/2}}$$

donde

$$\begin{cases} K = 1 \text{ para orden impar} \\ K = 1 + E^2 \text{ para orden par} \end{cases}$$

E = factor de ondulación

$$T(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1}x) & \text{para } 0 \leq x \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1}x) & \text{para } x > 1 \end{cases}$$

$$b'_i = \frac{1}{\cosh^2 \gamma - \cos^2 \frac{(2i-1)\pi}{2n}}$$

$$a'_i = 2 b'_i \operatorname{sen} h\gamma \cdot \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n}$$

} para n de orden par

i = 1...n/2

$$b'_1 = 0 ; \quad b'_i = \frac{1}{\cos h^2 \gamma - \cos^2 \frac{(i-1)\pi}{n}}$$

$$i = 2 \dots \frac{n+1}{2}$$

para n
de
orden
impar

$$a'_1 = \frac{1}{\operatorname{sen} h \gamma} ; \quad a'_i = 2 b'_i \cdot \operatorname{sen} h \gamma \cdot \cos \frac{(i-1)\pi}{n}$$

donde

$$\gamma = \frac{1}{n} \operatorname{sen} h^{-1} \frac{1}{E}$$

Normalizando la caída de 3 dB a la f corte $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$

$$(1 + a_i \alpha S + b_i \alpha^2 S^2) \begin{cases} a_i = \alpha \cdot a'_i \\ b_i = \alpha^2 \cdot b'_i \end{cases}$$

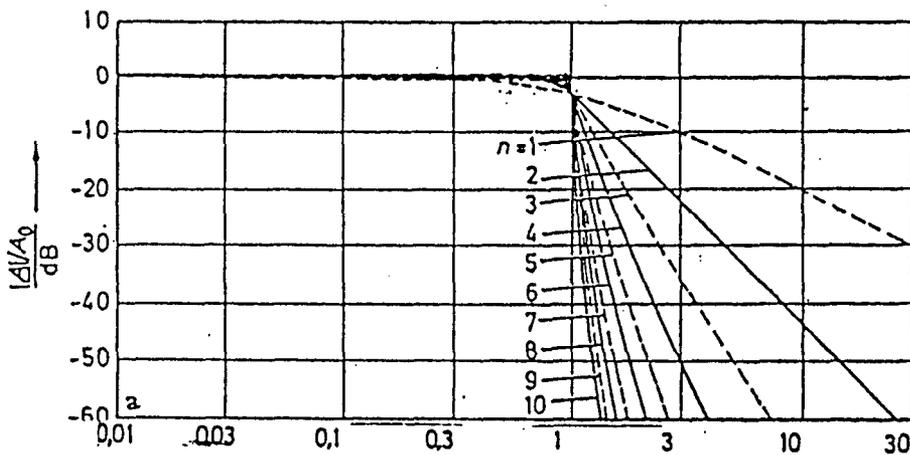


fig 6

Respuesta amplitud-frecuencia de filtros de paso bajo de Chebyshev.
(a) Ondulación 0,5 dB.

-Filtro de Bessel:

El filtro de Bessel no presenta ningún sobreimpulso, pero no tiene una pendiente tan abrupta. Estos filtros se caracterizan por responder con un deslizamiento de fase proporcional a la frecuencia, obteniéndose así una onda cuadrada ideal, sin sobre impulso.

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + a_1 s + b_1 s^2} = \frac{A_0}{1 + ja_1 \omega - b_1 \omega^2}$$

$$\phi = -\tan^{-1} \frac{a_1 \omega}{1 - b_1 \omega^2}$$

$$t_{gr} = - \frac{d\phi}{d\omega}$$

$$T_{gr} = \frac{t_{gr}}{T_c} = - \frac{1}{2\pi} t_{gr} \omega_c \quad \text{retardo de grupo normalizado}$$

$$T_{gr} = - \frac{\omega_c}{2\pi} \frac{d\phi}{d\omega} = - \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{d\omega} = \frac{a_1}{2\pi} \frac{(1 + b_1 \omega^2)}{1 + (a_1^2 - 2b_1)\omega^2 + b_1^2 \omega^4}$$

Esta expresión se hace independiente de la frecuencia si los coeficientes de ω^2 son idénticos en el numerador y denominador.

$$b_1 = a_1^2 - 2b_1 \rightarrow b_1 = 1/3 a_1^2$$

normalizando en la fc: la caída de 3 dB

$$1/2 = \frac{1}{(1 - b_1)^2 + a_1^2}$$

$$a_1 = 1.3617$$

$$b_1 = 0.6180$$

Para filtros de órdenes más elevados, seguir este cálculo es muy complicado, originándose un sistema de ecuaciones no lineales.

Entonces el camino a seguir es por medio de la ecuación 1.1

$$c'_1 = 1$$

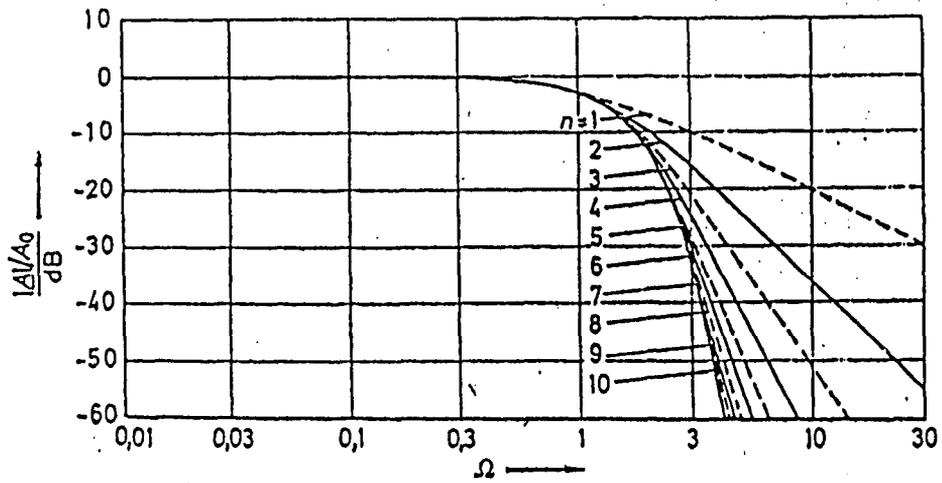
$$c'_i = \frac{2(n - i + 1)}{i(2n - i + 1)} c'_{i-1}$$

Luego se normaliza a la caída de 3 dB para obtener los c'_i y descomponiéndolo en factores de 1^{er} y 2^{do} orden para calcular los a_i y b_i .

Donde la fase y el retardo de grupo se obtienen sumando de cada uno de los filtros en cascada.

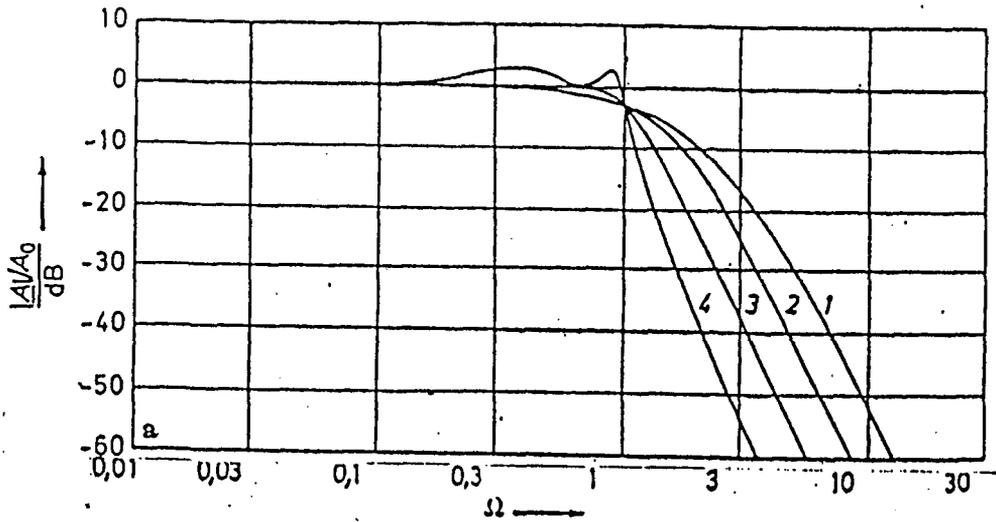
$$\phi = -\sum_i f g^{-1} \frac{a_i \omega}{1 - b_i \omega^2}$$

$$T_{gr} = \frac{1}{2\pi} \sum_i \frac{a_i (1 + b_i \omega^2)}{1 + (a_i^2 - 2b_i) \omega^2 + b_i^2 \omega^4}$$



Respuesta amplitud-frecuencia de filtros de paso bajo de Bessel.

fig 7



Comparación de la respuesta amplitud-frecuencia para diferentes tipos de filtro.
(a) Cuarto orden.

Curva 1: Filtro de paso bajo con amortiguamiento crítico. Curva 2: Filtro de paso bajo de Bessel. Curva 3: Filtro de paso bajo de Butterworth. Curva 4: Filtro de paso bajo de Chebyshev con ondulación o rizado de 3 dB.

fig 8

Filtros activos

n	i	a_i	b_i	f_{ci}/f_c	Q_i
Filtros Bessel					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.3617	0.6180	1.000	0.58
3	1	0.7560	0.0000	1.323	—
	2	0.9996	0.4772	1.414	0.69
4	1	1.3397	0.4889	0.978	0.52
	2	0.7743	0.3890	1.797	0.81
5	1	0.6656	0.0000	1.502	—
	2	1.1402	0.4128	1.184	0.56
	3	0.6216	0.3245	2.138	0.92
6	1	1.2217	0.3887	1.063	0.51
	2	0.9686	0.3505	1.431	0.61
	3	0.5131	0.2756	2.447	1.02
7	1	0.5937	0.0000	1.684	—
	2	1.0944	0.3395	1.207	0.53
	3	0.8304	0.3011	1.695	0.66
	4	0.4332	0.2381	2.731	1.13
8	1	1.1112	0.3162	1.164	0.51
	2	0.9754	0.2979	1.381	0.56
	3	0.7202	0.2621	1.963	0.71
	4	0.3728	0.2087	2.992	1.23
9	1	0.5386	0.0000	1.857	—
	2	1.0244	0.2834	1.277	0.52
	3	0.8710	0.2636	1.574	0.59
	4	0.6320	0.2311	2.226	0.76
	5	0.3257	0.1854	3.237	1.32
10	1	1.0215	0.2650	1.264	0.50
	2	0.9393	0.2549	1.412	0.54
	3	0.7815	0.2351	1.780	0.62
	4	0.5604	0.2059	2.479	0.81
	5	0.2883	0.1665	3.466	1.42

n	i	a_i	b_i	f_c/f_s	Q_i
Filtros Butterworth					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.4142	1.0000	1.0000	0.71
3	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.0000	1.0000	1.272	1.00
4	1	1.8478	1.0000	0.719	0.54
	2	0.7654	1.0000	1.390	1.31
5	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.6180	1.0000	0.859	0.62
	3	0.6180	1.0000	1.448	1.62
6	1	1.9319	1.0000	0.676	0.52
	2	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	3	0.5176	1.0000	1.479	1.93
7	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8019	1.0000	0.745	0.55
	3	1.2470	1.0000	1.117	0.80
	4	0.4450	1.0000	1.499	2.25
8	1	1.9616	1.0000	0.661	0.51
	2	1.6629	1.0000	0.829	0.60
	3	1.1111	1.0000	1.206	0.90
	4	0.3902	1.0000	1.512	2.56
9	1	1.0000	0.0000	1.000	—
	2	1.8794	1.0000	0.703	0.53
	3	1.5321	1.0000	0.917	0.65
	4	1.0000	1.0000	1.272	1.00
	5	0.3473	1.0000	1.521	2.88
10	1	1.9754	1.0000	0.655	0.51
	2	1.7820	1.0000	0.756	0.56
	3	1.4142	1.0000	1.000	0.71
	4	0.9080	1.0000	1.322	1.10
	5	0.3129	1.0000	1.527	3.20

$$Q_i = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i}$$

Filtros activos

n	i	a_i	b_i	f_{ci}/f_c	Q_i
Filtros Chebyshev, óndulación 0,5 dB					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.3614	1.3827	1.000	0.86
3	1	1.8636	0.0000	0.537	—
	2	0.6402	1.1931	1.335	1.71
4	1	2.6282	3.4341	0.538	0.71
	2	0.3648	1.1509	1.419	2.94
5	1	2.9235	0.0000	0.342	—
	2	1.3025	2.3534	0.881	1.18
	3	0.2290	1.0833	1.480	4.54
6	1	3.8645	6.9797	0.366	0.68
	2	0.7528	1.8573	1.078	1.81
	3	0.1589	1.0711	1.492	6.51
7	1	4.0211	0.0000	0.249	—
	2	1.8729	4.1795	0.645	1.09
	3	0.4861	1.5676	1.208	2.58
	4	0.1156	1.0443	1.517	8.84
8	1	5.1117	11.9607	0.276	0.68
	2	1.0639	2.9365	0.844	1.61
	3	0.3439	1.4206	1.284	3.47
	4	0.0885	1.0407	1.521	11.53
9	1	5.1318	0.0000	0.195	—
	2	2.4283	6.6307	0.506	1.06
	3	0.6839	2.2908	0.989	2.21
	4	0.2559	1.3133	1.344	4.48
	5	0.0695	1.0272	1.532	14.58
10	1	6.3648	18.3695	0.222	0.67
	2	1.3582	4.3453	0.689	1.53
	3	0.4822	1.9440	1.091	2.89
	4	0.1994	1.2520	1.381	5.61
	5	0.0563	1.0263	1.533	17.99

n	i	a_i	b_i	f_{ci}/f_c	Q_i
Filtros Chebyshev, ondulación 1 dB					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.3022	1.5515	1.000	0.96
3	1	2.2156	0.0000	0.451	—
	2	0.5442	1.2057	1.353	2.02
4	1	2.5904	4.1301	0.540	0.78
	2	0.3039	1.1697	1.417	3.56
5	1	3.5711	0.0000	0.280	—
	2	1.1280	2.4896	0.894	1.40
	3	0.1872	1.0814	1.486	5.56
6	1	3.8437	8.5529	0.366	0.76
	2	0.6292	1.9124	1.082	2.20
	3	0.1296	1.0766	1.493	8.00
7	1	4.9520	0.0000	0.202	—
	2	1.6338	4.4899	0.655	1.30
	3	0.3987	1.5834	1.213	3.16
	4	0.0937	1.0423	1.520	10.90
8	1	5.1019	14.7608	0.276	0.75
	2	0.8916	3.0426	0.849	1.96
	3	0.2806	1.4334	1.285	4.27
	4	0.0717	1.0432	1.520	14.24
9	1	6.3415	0.0000	0.158	—
	2	2.1252	7.1711	0.514	1.26
	3	0.5624	2.3278	0.994	2.71
	4	0.2076	1.3166	1.346	5.53
	5	0.0562	1.0258	1.533	18.03
10	1	6.3634	22.7468	0.221	0.75
	2	1.1399	4.5167	0.694	1.86
	3	0.3939	1.9665	1.093	3.56
	4	0.1616	1.2569	1.381	6.94
	5	0.0455	1.0277	1.532	22.26

Filtros activos

n	i	a_i	b_i	f_{ci}/f_c	Q_i
Filtros Chebyshev, ondulación 2 dB					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.1813	1.7775	1.000	1.13
3	1	2.7994	0.0000	0.357	—
	2	0.4300	1.2036	1.378	2.55
4	1	2.4025	4.9862	0.550	0.93
	2	0.2374	1.1896	1.413	4.59
5	1	4.6345	0.0000	0.216	—
	2	0.9090	2.6036	0.908	1.78
	3	0.1434	1.0750	1.493	7.23
6	1	3.5880	10.4648	0.373	0.90
	2	0.4925	1.9622	1.085	2.84
	3	0.0995	1.0826	1.491	10.46
7	1	6.4760	0.0000	0.154	—
	2	1.3258	4.7649	0.665	1.65
	3	0.3067	1.5927	1.218	4.12
	4	0.0714	1.0384	1.523	14.28
8	1	4.7743	18.1510	0.282	0.89
	2	0.6991	3.1353	0.853	2.53
	3	0.2153	1.4449	1.285	5.58
	4	0.0547	1.0461	1.518	18.69
9	1	8.3198	0.0000	0.120	—
	2	1.7299	7.6580	0.522	1.60
	3	0.4337	2.3549	0.998	3.54
	4	0.1583	1.3174	1.349	7.25
	5	0.0427	1.0232	1.536	23.68
10	1	5.9618	28.0376	0.226	0.89
	2	0.8947	4.6644	0.697	2.41
	3	0.3023	1.9858	1.094	4.66
	4	0.1233	1.2614	1.380	9.11
	5	0.0347	1.0294	1.531	29.27

n	i	a_i	b_i	f_{ci}/f_c	Q_i
Filtros Chebyshev, ondulación 3 dB					
1	1	1.0000	0.0000	1.000	—
2	1	1.0650	1.9305	1.000	1.30
3	1	3.3496	0.0000	0.299	—
	2	0.3559	1.1923	1.396	3.07
4	1	2.1853	5.5339	0.557	1.08
	2	0.1964	1.2009	1.410	5.58
5	1	5.6334	0.0000	0.178	—
	2	0.7620	2.6530	0.917	2.14
	3	0.1172	1.0686	1.500	8.82
6	1	3.2721	11.6773	0.379	1.04
	2	0.4077	1.9873	1.086	3.46
	3	0.0815	1.0861	1.489	12.78
7	1	7.9064	0.0000	0.126	—
	2	1.1159	4.8963	0.670	1.98
	3	0.2515	1.5944	1.222	5.02
	4	0.0582	1.0348	1.527	17.46
8	1	4.3583	20.2948	0.286	1.03
	2	0.5791	3.1808	0.855	3.08
	3	0.1765	1.4507	1.285	6.83
	4	0.0448	1.0478	1.517	22.87
9	1	10.1759	0.0000	0.098	—
	2	1.4585	7.8971	0.526	1.93
	3	0.3561	2.3651	1.001	4.32
	4	0.1294	1.3165	1.351	8.87
	5	0.0348	1.0210	1.537	29.00
10	1	5.4449	31.3788	0.230	1.03
	2	0.7414	4.7363	0.699	2.94
	3	0.2479	1.9952	1.094	5.70
	4	0.1008	1.2638	1.380	11.15
	5	0.0283	1.0304	1.530	35.85

Utilizaremos los filtros de Butterworth.

donde llamaremos a $\alpha = \frac{a_i}{\sqrt{b_i}}$

TABLA 2

Orden	1ª Sección	2ª Sección	3ª Sección
1	1	-	-
2	1,414	-	-
3	1	1	-
4	1,848	0.765	-
5	1	1.618	0.618
6	1.932	1.414	0.518

2.1.b.- Estructuras de filtros a utilizar:

-Filtros Paso bandas:

Constarà de 8 filtros de idènticas características tanto para la secciòn analizadora (señal fònica) como para la secciòn sintetizadora (portadora). Por lo tanto haciendo el estudio y càlculo de una secciòn serà suficiente.

Las estructuras de filtros a utilizar seràn:
 con realimentaciòn positiva (estructura de Sallenkey)
 con realimentaciòn negativa (estructura de Rauch)

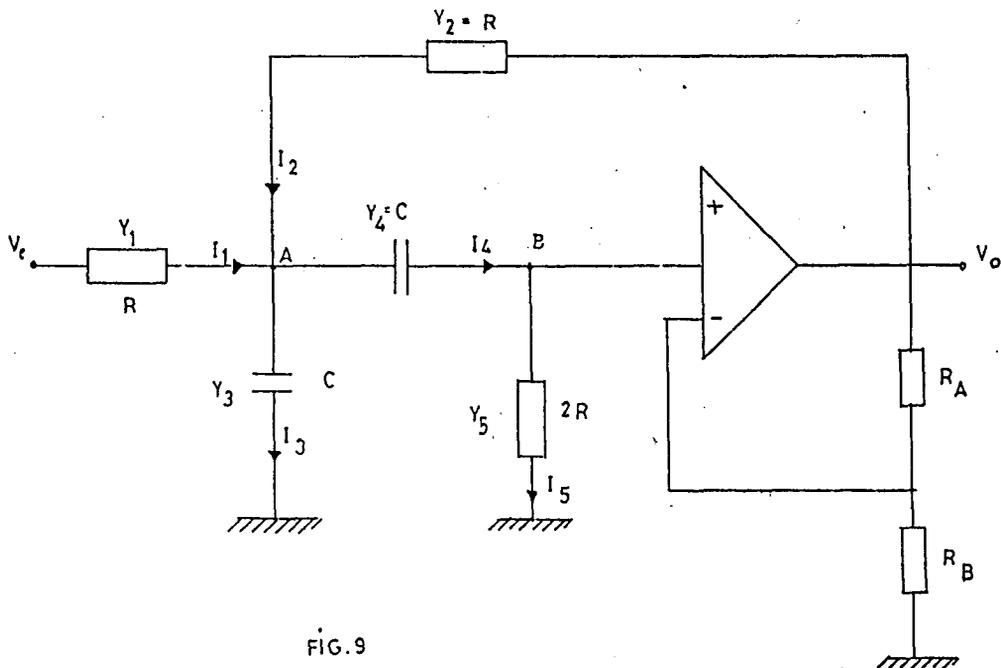


FIG. 9

F.P. Banda Sallen Key. 2º orden

Por nudos A) $I_1 + I_2 = I_3 + I_4$

B) $I_4 = I_5$

$$\begin{cases} I_1 = (V_e - V_A) Y_1 \\ I_2 = (V_o - V_A) Y_2 \\ I_3 = V_A \cdot Y_3 \\ I_4 = (V_A - V_B) Y_4 \\ I_5 = V_B \cdot Y_5 \end{cases}$$

del nudo B) $(V_A - V_B) Y_4 = V_B Y_5$

$$V_A = V_B \left(1 + \frac{Y_5}{Y_4} \right)$$

$$G = \frac{V_o}{V_B} \rightarrow V_B = \frac{V_o}{G}$$

del nudo A) $I_1 + I_2 = I_3 + I_4$

$$\frac{V_o}{V_e}(j\omega) = \frac{S \cdot G / R_1 C_3}{S^2 + S \frac{C_4 \cdot R_5 (R_1 (1-G) + R_2 + R_1 R_2 (C_3 + C_4))}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_5 \cdot C_4 \cdot C_3} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_5 C_3 C_4}}$$

$$+ \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_5 C_3 C_4}$$

Para simplificar cálculos

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ R_5 = 2R \\ C_3 = C_4 = C \end{cases}$$

$$\frac{V_o}{V_e}(j\omega) = \frac{S \cdot G / R_1 C}{S^2 + \frac{3-G}{RC} S + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

Comparando con la f. transferencia de un f.P. Banda de 2º orden el polo con la ecuación 2.1.

$$\frac{V_o}{V_e}(j\omega) = \frac{\left(\frac{\omega_o}{Q}\right) G \cdot S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q} S + \omega_o^2}$$

Ecuación 2.1

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_o = \frac{1}{RC} \\ Q = \frac{1}{3 - G} = \frac{1}{\alpha} = \frac{\sqrt{b_1}}{a_1} \\ G = 3 - \alpha \end{array} \right.$$

Observamos que el factor de calidad está limitado ya que cuanto más se aproxime la ganancia a 3 nos encontramos en un punto crítico, produciéndose una oscilación no amortiguada.

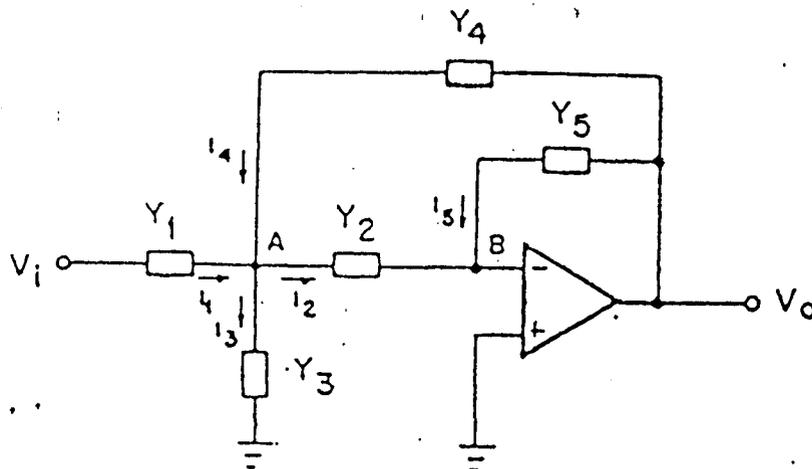


FIG 10

* F.P. Banda estructura de Rauch. 2^{do} orden.

Por nudos

A) $I_1 - I_4 = I_2 - I_3$

B) $I_2 - I_5 = 0 \quad I_2 = -I_5$

$$V_A = -V_0 \frac{Y_5}{Y_2}$$

$$\begin{cases} I_1 = (V_e - V_0) Y_1 \\ I_2 = V_A \cdot Y_2 \\ I_3 = V_A \cdot Y_3 \\ I_4 = (V_0 - V_A) Y_4 \\ I_5 = V_0 \cdot Y_5 \end{cases}$$

Resolviendo por nudos y haciendo

$$\begin{cases} Y_1 = 1/R_1 \\ Y_2 = s C_2 \\ Y_3 = 1/R_3 \\ Y_4 = s C_4 \\ Y_5 = 1/R_5 \end{cases} \quad \gamma \quad C_1 = C_2 = C$$

La f. transferencia del F. P. Banda con estructura de Rauch es:

$$\frac{V_0}{V_e} (j\omega) = - \frac{s \frac{1}{R_1 C}}{s^2 + \frac{2}{R_5 C} s + \frac{1}{R' R_5 C^2}}$$

Siendo $R' = R_1 // R_3$

comparando con la ecuaciòn 2.1

$$\left. \begin{aligned}
 + W_0 &= \frac{1}{\sqrt{R' R_5 C^2}} \\
 + Q &= \frac{R_5 C}{2 \sqrt{R' R_5 C^2}} = \frac{R_5 C W_0}{2} \\
 + G &= \frac{R_5}{2 R_1} \\
 + B &= \frac{f_r}{Q} = \frac{1}{n R_5 C}
 \end{aligned} \right\}$$

donde la ganancia, el factor de calidad y la frecuencia resonante se pueden elegir libremente.

Debido a que los F.P. Bandas deben ser: de bandas muy estrechas y con distintos anchos de banda para una mejor integibilidad, utilizaremos la estructura de Rauch.

Donde con un $Q \geq 5$ (banda estrecha)

$$Q = \frac{f_1}{f_{1H} - f_{1L}}$$

⋮

$$Q = \frac{f_8}{f_{8H} - f_{8L}}$$

distintos anchos
de
Bandas

Una
buena
integibilidad

Ademàs estos filtros deben tener una pendiente bastante ràpida, unos ± 24 dB/octava

$$\boxed{dB = n^a \text{ condensadores} \times 6}$$

De la ecuaciòn 2.1.

$$\frac{V_o}{V_e}(j\omega) = - \frac{G}{\frac{Q}{\omega_o} s + 1 + Q \frac{\omega_o}{s}}$$

$$|D(j\omega)| = \left[1 + Q^2 \left(\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 - 1}{\frac{\omega}{\omega_o}} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$dB = 20 \log G - 20 \log \left[1 + Q^2 \left(\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 - 1}{\frac{\omega}{\omega_o}} \right)^2 \right]^{1/2}$$

para un F. P. Banda de 2^{do} orden (1 polo) con un Q=1 presenta una pendiente de ± 6 dB.

$$\boxed{dB = 20 \log G^{(n/2)} - 20 \log \left[1 + Q^2 \left(\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o} \right)^2 - 1}{\frac{\omega}{\omega_o}} \right)^2 \right]^{n/4}}$$

siendo (n) el orden del filtro.

Ecuaciòn 2.2.

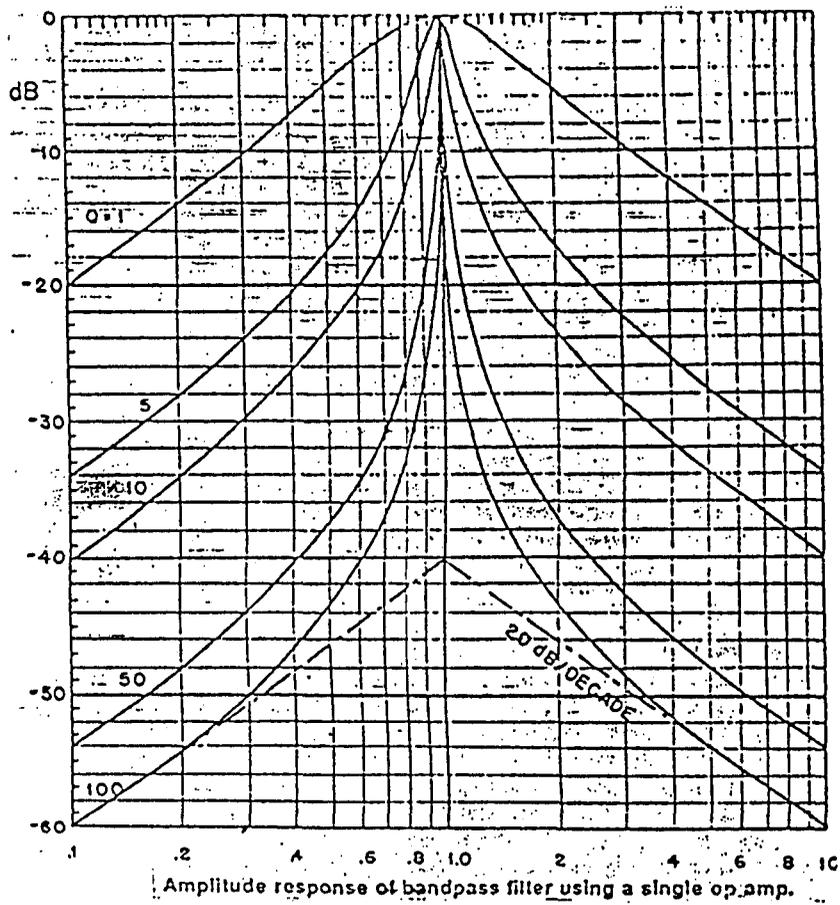


FIG 11

TABLA 3

Tipo de Filtro	Pendiente	Q_1 polo
2 ^{do} orden- 1 polo	± 6 dB/oct.	1 . Q_1 polo
4 ^{to} orden- 2 polo	± 12 dB/oct.	0.644 Q_2 polo
6 ^{to} orden- 3 polo	± 18 dB/octava	0.510 Q_3 polo
8 ^{to} orden- 4 polo	± 24 dB/octava	0.435 Q_4 polo

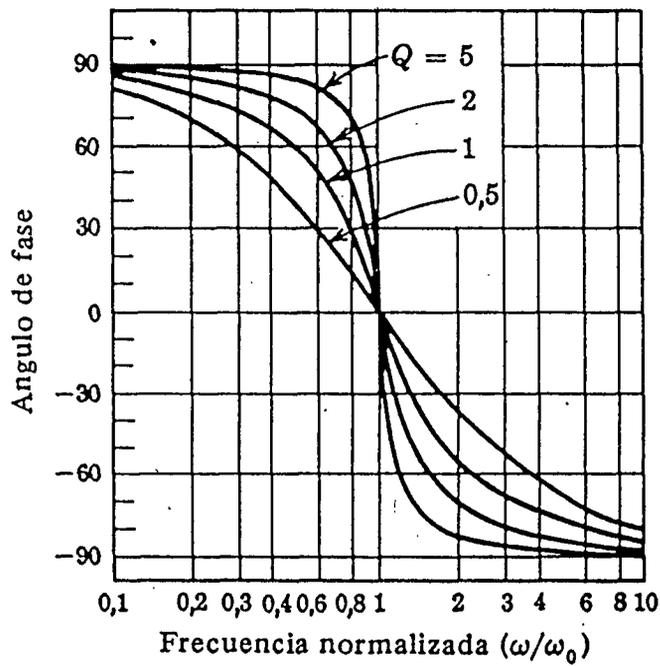


FIG 12

La fase

$$\theta(\omega) = - \arctg Q \left(\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1}{\frac{\omega}{\omega_0}} \right)$$

Ecuación 2.3.

Donde observamos de la ecuación 2.2., figura 11 y Tabla 3, que para un filtro 4^{to} orden con 2 polos y Q=10 se consigue una pendiente de ± 24 dB/oct.

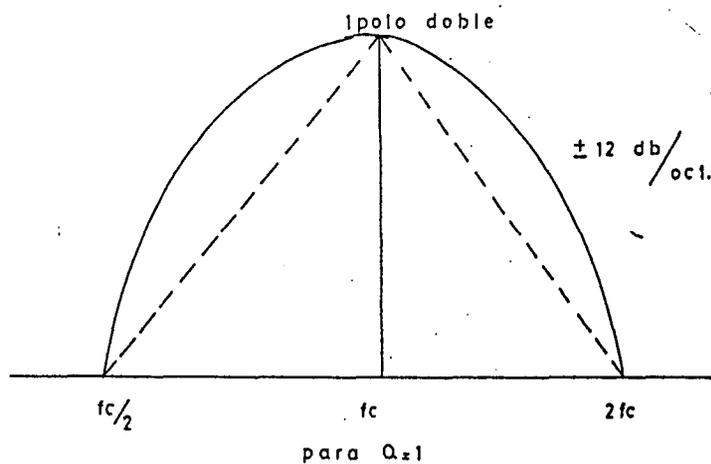


FIG 13

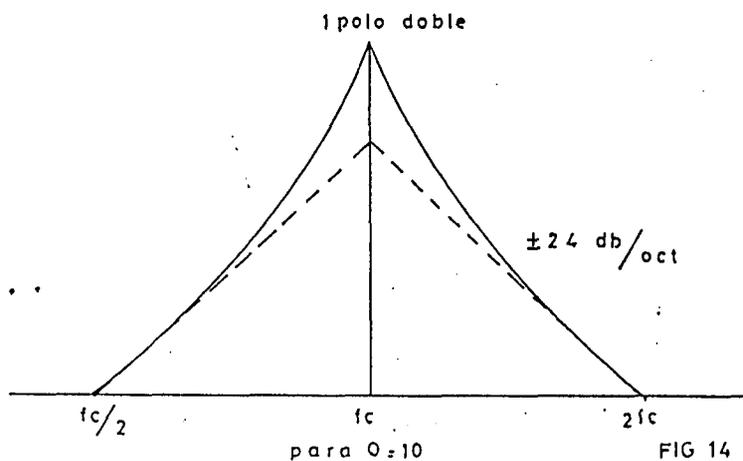
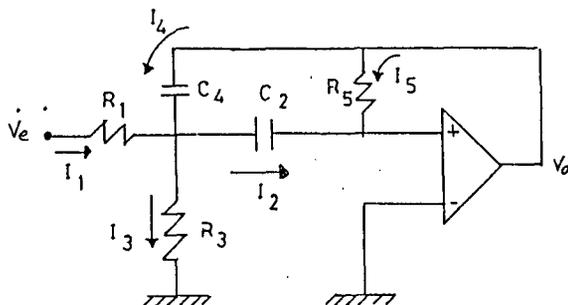


FIG 14

-Funcionamiento físico del F.P. Banda (Rauch).



$$C_1 = C_2 = C$$

$$V_o = V_{R5} = V_{C4} + V_{R3}$$

$$V_{R3} = V_{C2}$$

$$I_1 + I_4 = I_3 + I_2 ; \quad I_2 = -I_5$$

$$V_e = V_{R1} + V_{C2} = V_{R1} + V_{R3}$$

$$\underline{W = 0}$$

$$X_c = \infty \rightarrow (C_1 \text{ y } C_2 \text{ abiertos}) \rightarrow V_o = 0$$

$$\underline{W < W_0}$$

$X_c \uparrow\uparrow$ (La impedancia X_c disminuye pero sigue siendo alta)

Empieza a circular una pequeña corriente (I_2 e I_4) por lo tanto circula corriente por $R_5 \rightarrow V_o \neq 0$.

A partir de aquí según W (crece, se aproxima a W_0) la X_c va disminuyendo; con lo cual debido a la realimentación por C_4 , en C_2 va cayendo más tensión, es decir, circula más I_2 , con lo que circula más I_5 , por lo tanto V_o va aumentando.

$$0^\circ < \theta \leq 90^\circ$$

$$\underline{W = W_0}$$

$$X_c \downarrow$$

$X_c \sim R_1$, en X_{c2} cae la misma tensiòn que en R_1

$V_{xc} = \frac{V_e}{2}$ (calda de 3dB), esta es la màxima tensiòn que puede caer en X_{c2} , debido al divisor de tensiòn, por lo tanto aqui es donde se produce la màxima ganancia.

$$G = \frac{R_5}{2R_1}$$

$$\underline{W > W_0}$$

$$X_c \downarrow \downarrow$$

$X_c < R_1$, pero como en C_2 ya no puede caer màs tensiòn, V_{c2} disminuye, esto implica que I_3 disminuye, esto implica que I_4 disminuye, esto implica que I_2 disminuye. Si I_2 disminuye I_5 tambièn, por lo tanto V_o disminuye.

$$\underline{W = \infty}$$

$X_c = 0$ (C_4 y C_2 cortocircuito) \rightarrow R_3 y R_5 se anulan, siendo $V_o = 0$

Toda la tensiòn de entrada cae en R_1 .

$$\theta = 0$$

$$0^\circ < \theta \leq -90^\circ$$

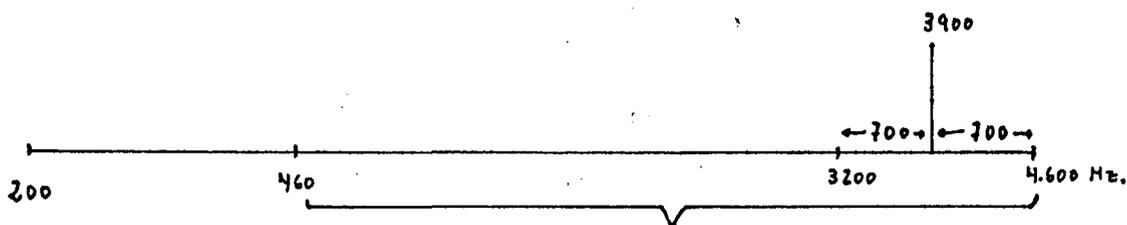
Centrando los 8 F.P. Bandas dentro del espectro fónico donde la voz es más dinámica y rica (200 y 4600 Hz).

A la F. transferencia del F.P. Banda de 4^{to} orden, formada por dos células de 2^{do} orden se le introduce un factor (ρ), para lograr un filtro de 2 polos distintos en vez de dos polos iguales, esto es para conseguir una respuesta más plana a la f_0 (resonante) en vez de tan picada si el polo fuese doble.

$$\frac{V_o}{V_i} (j\omega) = \frac{\frac{G^2}{Q^2} \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{\left[\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0} \rho \frac{1}{Q} + 1\right] \left[\left(\frac{s}{\omega_0} \frac{1}{\rho}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0} \frac{1}{Q\rho} + 1\right]}$$

donde

$$\rho^2 + \left[\frac{\rho \Delta \Omega}{b_1 (1 + \rho)^2} a_1 \right]^2 + \frac{1}{\rho^2} - 2 - \frac{(\Delta \Omega)^2}{b_1} = 0$$



Veamos la década

El 8^{vo} filtro P. Banda queremos situarlo entre 3.200 y 4.600 Hz. con una $f_0 = 3.900$ Hz.

$$\Delta \Omega = 1.400 \text{ Hz.}$$

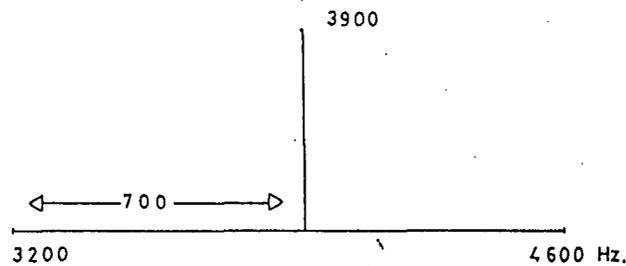
En la tabla de Butterworth $\left\{ \begin{array}{l} a_1 = 1,4142 \\ b_1 = 1 \end{array} \right\}$ para un filtro paso bajo de 2º orden.

con estos valores $\rho \approx 0,847$

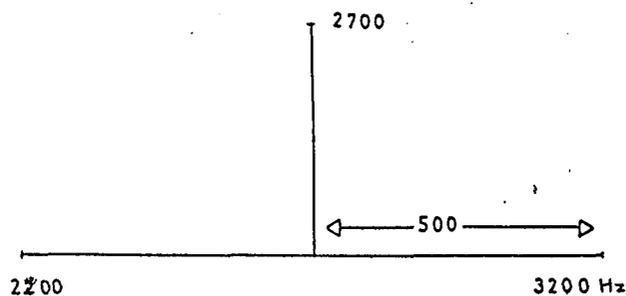
	fr
1ª etapa del filtro	$f_o/\rho = f_H \frac{f_H}{f_o} = 1.18$
2ª etapa	$f_o \cdot \rho = f_L$

Entonces manteniendo la relación $\frac{f_H}{f_o} = 1,18$ centraremos las restantes F.P. Bandas.

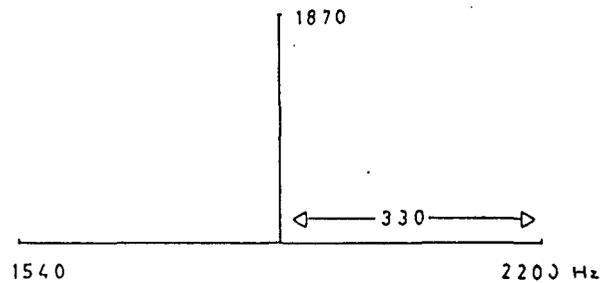
$$f_o = \frac{f_H}{1,18} = \frac{4.600}{1,18} = 3.898 \text{ H} \approx 3.900 \text{ Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 4.600 \\ f_L = 3.200 \end{array} \right.$$



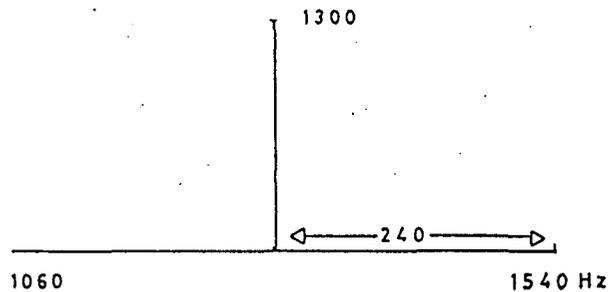
$$f_o = \frac{3.200}{1,18} = 2.712 \approx 2.700 \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 3.200 \\ f_L = 2.200 \end{array} \right.$$



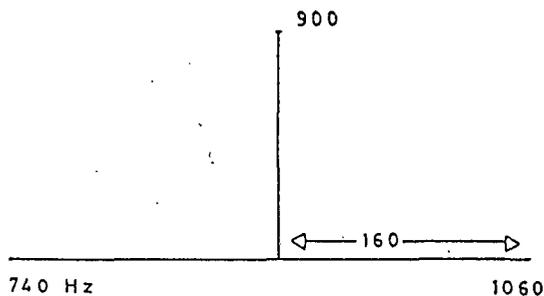
$$f_o = \frac{2.200}{1,18} = 1.865 \approx 1.870 \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 2.200 \\ f_L = 1.540 \end{array} \right.$$



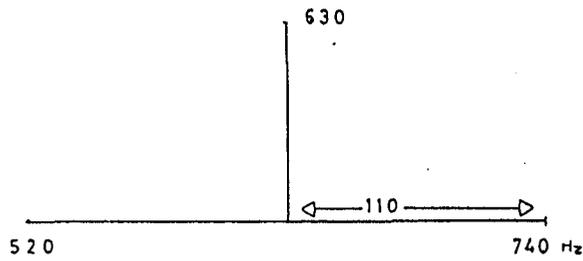
$$f_o = \frac{1.540}{1,18} = 1.305 \approx 1.300 \text{ Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 1.540 \\ f_L = 1.060 \end{array} \right.$$



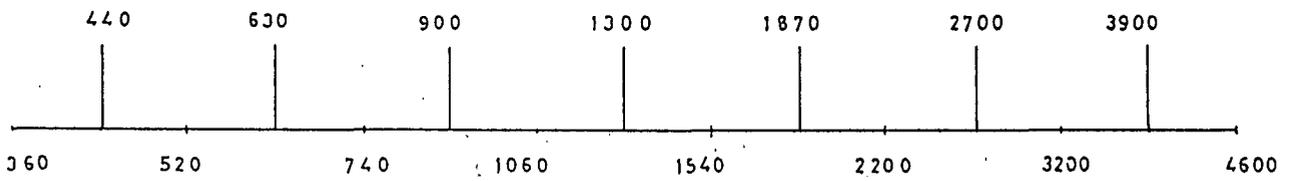
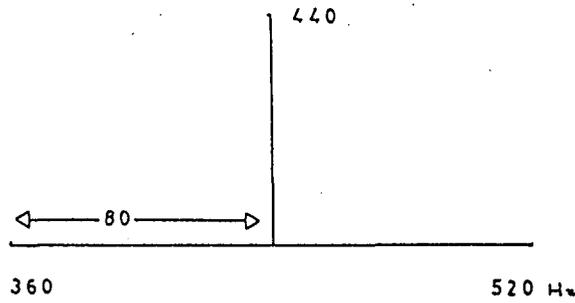
$$f_o = \frac{1.060}{1,18} = 898 \approx 900 \text{ Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 1.060 \\ f_L = 740 \text{ Hz} \end{array} \right.$$



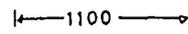
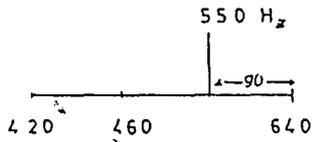
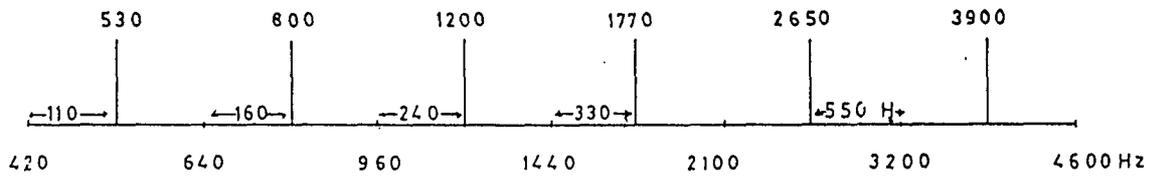
$$f_o = \frac{740}{1,18} = 627 \approx 630 \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 740 \text{ Hz} \\ f_L = 520 \end{array} \right.$$



$$f_o = \frac{520}{1,18} = 440 \text{ Hz} \quad \left\{ \begin{array}{l} f_H = 520 \\ f_L = 360 \end{array} \right.$$



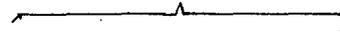
Nos hemos pasado 100 Hz por debajo; cojamos desde el penúltimo filtro y bajemos 100 Hz, menos el primero que lo dejamos tal como está por ir a continuación el F. Paso alto.



$$1100/2 = 550$$

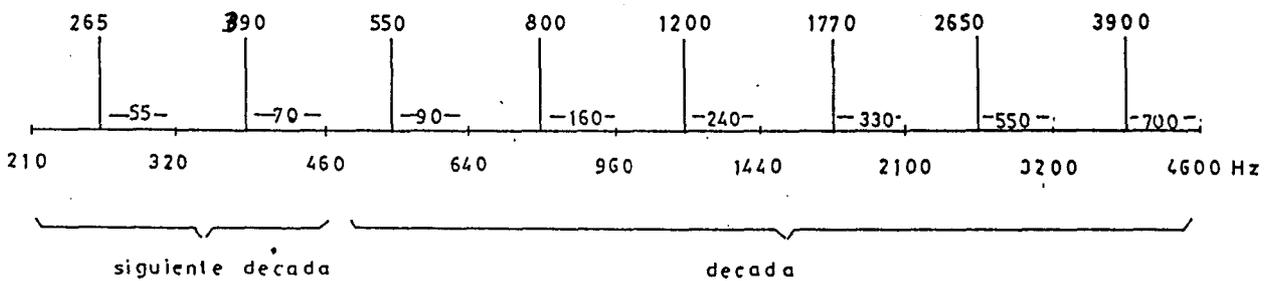
$$220 - 40 = 180 \text{ Hz}$$

$$180/2 = 90 \text{ Hz}$$



$$1.100/2 = 550 \text{ Hz}$$

Gama de frecuencia de los filtros paso bandas.



Standard Resistor and Capacitor Values

TABLA 4

RESISTORS

1. The following $\pm 5\%$ standard decade values are available. Those marked with * are most commonly obtained from electronic suppliers.

1.0*	1.8*	3.3*	5.6*
1.1	2.0	3.6	6.2
1.2*	2.2*	3.9*	6.8*
1.3	2.4	4.3	7.5
1.5*	2.7*	4.7*	8.2*
1.6	3.0	5.1	9.1

To obtain standard resistance values, multiply preferred number from decade table by powers of 10. Standard values are available from 10Ω to $22\text{ M}\Omega$.

2. The following $\pm 1\%$ values are available, but at a higher cost.

10.0	12.1	14.7	17.8	21.5	26.1	31.6	38.3	46.4	56.2	68.1	82.5
10.2	12.4	15.0	18.2	22.1	26.7	32.4	39.2	47.5	57.6	69.8	84.5
10.5	12.7	15.4	18.7	22.6	27.4	33.2	40.2	48.7	59.0	71.5	86.6
10.7	13.0	15.8	19.1	23.2	28.0	34.0	41.2	49.9	60.4	73.2	88.7
11.0	13.3	16.2	19.6	23.7	28.7	34.8	42.2	51.1	61.9	75.0	90.9
11.3	13.7	16.5	20.0	24.3	29.4	35.7	43.2	52.3	63.4	76.8	93.1
11.5	14.0	16.9	20.5	24.9	30.1	36.5	44.2	53.6	64.9	78.7	95.3
11.8	14.3	17.4	21.0	25.5	30.9	37.4	45.3	54.9	66.5	80.6	97.6

These standard values are available from 10Ω to $22.1\text{ M}\Omega$.

CAPACITORS

Capacitor values follow the standard 10% decade values for resistors. For active filters, the capacitors should be either Mylar or Tantalum. Those values marked with * below are most commonly available from electronic suppliers.

.001 μF *	.01 μF *	.1 μF *
.0012 μF	.012 μF	.12 μF
.0015 μF	.015 μF	.15 μF
.0018 μF	.018 μF	.18 μF
.002 μF	.02 μF	.2 μF
.0022 μF *	.022 μF *	.22 μF *
.0025 μF	.025 μF	.25 μF
.0027 μF	.027 μF	.27 μF
.0033 μF *	.033 μF *	.33 μF *
.0039 μF	.039 μF	.39 μF
.0047 μF *	.047 μF *	.47 μF *
.005 μF	.05 μF	.5 μF
.0056 μF	.056 μF	.56 μF
.0068 μF *	.068 μF *	.68 μF *
.0075 μF	.075 μF	.75 μF
.0082 μF	.082 μF	.82 μF

-Cálculo de los valores de sus componentes.

Comparando la f. Transferencia del F. P. Banda con estructura de Rauch y la ecuación 2.1.

$$\left. \begin{aligned} \frac{W_o}{Q} G &= \frac{1}{R_1 C} \rightarrow W_o = \frac{Q}{G R_1 C} \rightarrow \boxed{R_1 = \frac{Q}{G W_o C}} \\ \frac{W_o}{Q} &= \frac{2}{R_5 C} \rightarrow \left\{ \begin{aligned} W_o &= \frac{2 Q}{R_5 C} = \frac{Q}{G R_1 C} \rightarrow \boxed{G = \frac{R_5}{2 R_1}} \\ \boxed{R_5} &= \frac{2 Q}{W_o C} \end{aligned} \right. \\ W_o^2 &= \frac{1}{R' \cdot R_5 C^2} \rightarrow \boxed{R' = \frac{1}{R_5 W_o^2 C^2}} \quad \text{siendo } R' = R_1 // R_3 \end{aligned} \right\}$$

8^{vo} F.P.B

De la tabla 3

1^a Célula

2^a Célula

$$\left\{ \begin{aligned} Q_1 \text{ polo} &= 0,644 \cdot Q_2 \text{ polo} = 0,644 \cdot 10 = 6,5 \\ G_1 \text{ polo} &= (25)^{1/2} = 5 \\ f_o &= 3.200 \\ G &= 5 \\ Q &= 6,5 \\ C &= 5,6 \text{ nF} \\ f_o &= 4.600 \\ G &= 5 \\ Q &= 6,5 \\ C &= 5,6 \text{ nF} \end{aligned} \right.$$

$$R_1 = 10 \text{ K}$$

$$R_5 = 100 \text{ K}$$

$$R' = 790 \quad R_3 = 732 = 680$$

$$R'_1 = 8,2 \text{ K}$$

$$R'_5 = 82 \text{ K}$$

$$R'' = 470 \quad R'_3 = 470$$

Tomando valores STANDARS DE LA TABLA 4 con una tolerancia de $\pm 5\%$

Manteniendo estos valores constantes para las 7 F.P. Bandas restantes, y la relación $C \cdot f_0 = 21.840 \cdot 10^{-9}$ tomando valores STANDARS de un 10% de tolerancia para los condensadores.

f_0	265	390	550	800	1200	1770	2650	3900	Hz
C	82	56	39	27	18	12	8,2	5,6	nF

UNA DÉCADA

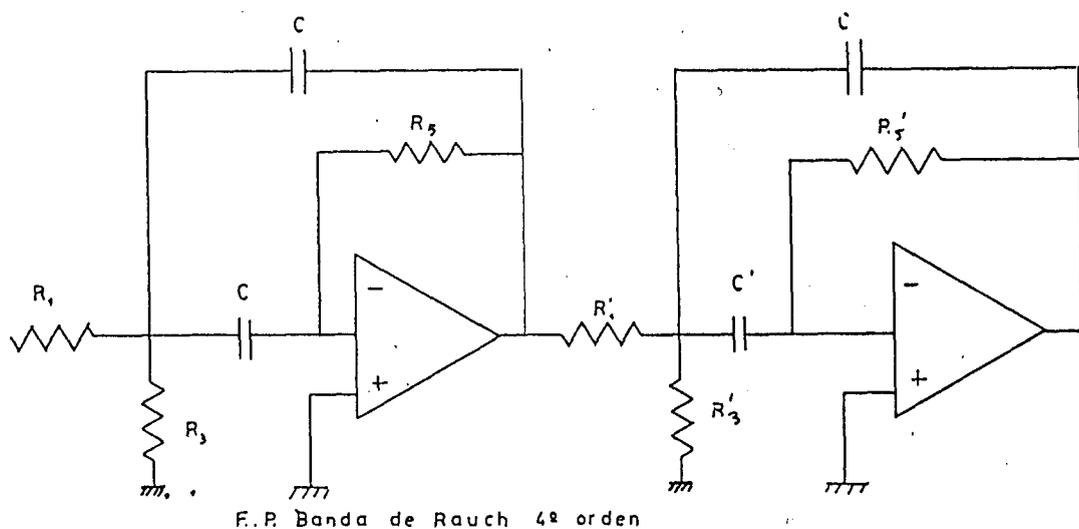


figura 15. F.P. Banda de Rauch 4^{to} orden

-Filtro Paso Bajo y P. Alto.

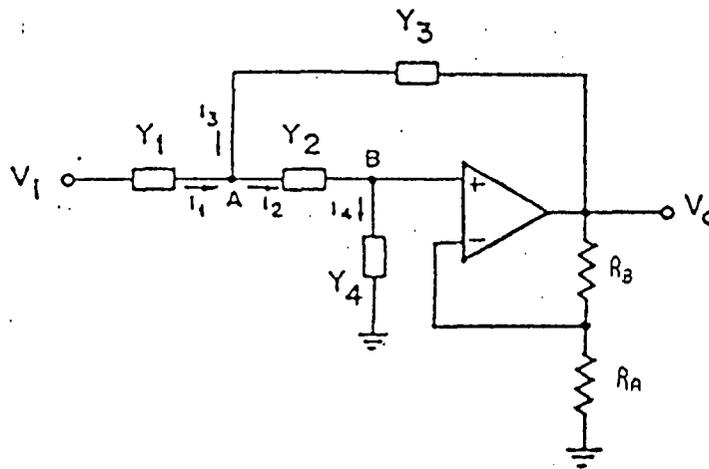


Figura 16. Estructura Sallen Key 2º orden.

Nudos A) $I_1 + I_3 - I_2 = 0$

B) $I_2 = I_4$

$$\begin{cases} I_1 = (V_1 - V_A) \cdot Y_1 \\ I_2 = (V_A - V_B) \cdot Y_2 \\ I_3 = (V_o - V_A) \cdot Y_3 \\ I_4 = V_B \cdot Y_4 \end{cases}$$

$$V_o = G \cdot V_B \rightarrow \boxed{V_B = \frac{V_o}{G}}$$

$$\boxed{G = 1 + \frac{R_B}{R_A}}$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_e} (j\omega) = \frac{G \cdot Y_1 \cdot Y_2}{Y_3 \cdot Y_4 + Y_2 \cdot Y_3 (1 - G) + Y_4 (Y_1 + Y_2) + Y_1 \cdot Y_2}}$$

Ecuación 3.4.

F. P. Bajo.

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_1 = 1/R_1 \\ Y_2 = 1/R_2 \\ Y_3 = S C_3 \\ Y_4 = S C_4 \end{array} \right.$$

$$\frac{V_o}{V_e} (j\omega) = \frac{G \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4} \right)}{s^2 + \left[\frac{1-G}{R_2 C_4} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_3} \right] s + \frac{1}{R_1 R_2 C_3 C_4}}$$

Haciendo $\left\{ \begin{array}{l} R_1 = R_2 = R \\ C_3 = C_4 = C \end{array} \right.$ en el cual situamos un polo doble.

$$\frac{V_o}{V_e} (j\omega) = \frac{G \frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{3-G}{RC} s + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

Funciòn transferencia de F. P, Bajo de Sallen Key 2º orden.
donde la funciòn transferencia de un F. P. Bajo viene dada por la ecuaciòn

$$\frac{V_o}{V_e} (j\omega) = \frac{G W_o^2}{s^2 + \alpha W_o s + W_o^2}$$

Ecuaciòn 2.5.

Comparando la función transferencia con la ecuación 2.5.

$$\left\{ \begin{aligned} W_0^2 &= \frac{1}{R^2 \cdot C^2} \\ \alpha \cdot W_0 &= \frac{3 - G}{R \cdot C} \end{aligned} \right.$$

de donde $\alpha = 3 - G$;

$$G = 3 - \alpha$$

$$G = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$\left. \begin{aligned} G &= 3 - \alpha \\ G &= 1 + \frac{R_B}{R_A} \end{aligned} \right\} \frac{R_B}{R_A} = 2 - \alpha$$

En cuanto α se aproxima más a 3, la ganancia interna se hace más difícil, sobre todo para los filtros de Chebyshev, donde el ajuste debe ser más preciso.

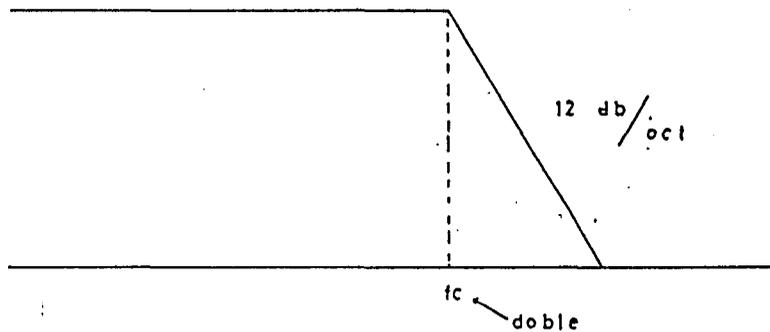


Figura 17. Respuesta de un F. P. Bajo 2^o orden.

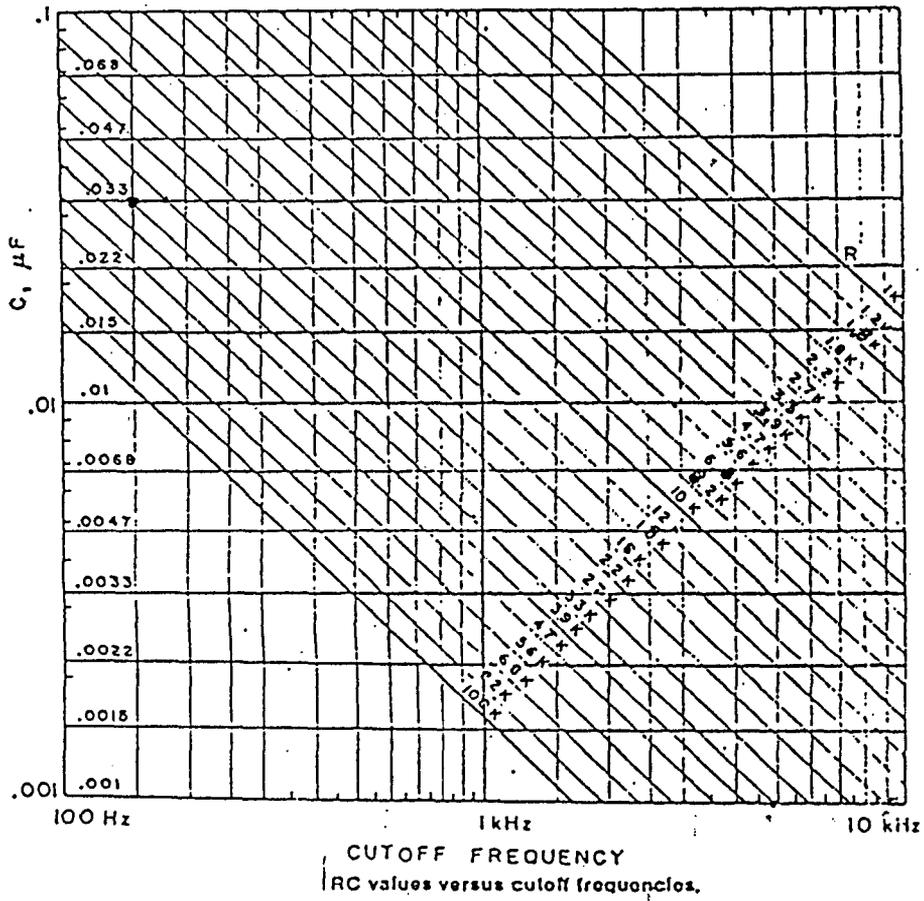
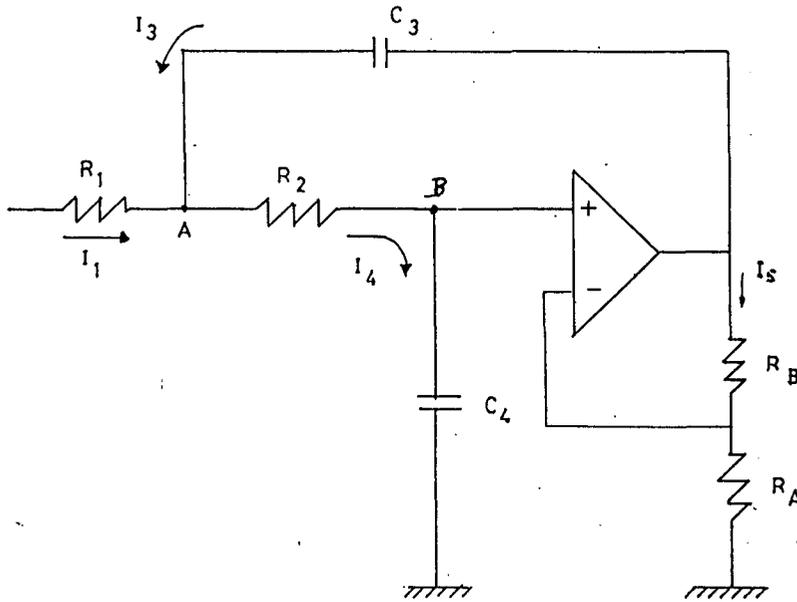


FIG. 18

-Funcionamiento físico del F.P. Bajo. (Sallen Key)



$$C_3 = C_4 = C$$

$$R_1 = R_2 = R$$

$$I_4 = (I_1 + I_3)$$

$$V_o = V_{RA} + V_{RB} = V_{C3} + V_{R2} + V_{C4}$$

$$\underline{W = 0}$$

$x_c = \infty$ (condensadores abiertos)

$I_1 = I_3 = 0 \rightarrow I_4 = 0$ Toda la tensión de entrada en el punto B.

$$I_5 \neq 0 \quad V_o = \frac{V_e}{R_A} (R_A + R_B) = \frac{V_B}{R_A} (R_A + R_B)$$

$$\underline{W < W_0}$$

$X_c \uparrow\uparrow$ (la impedancia en los condensadores baja ,
pero a estas frecuencias es bastante elevada.)

Empieza a circular una pequeña corriente I_1 e I_3 ,
produciéndose una pequeña caída en R_1 , pero debido a
la realimentación por C_3 , esa pequeña caída se recupera
en R_2 y C_4 .

$$I_4 \cdot X_{C4} \simeq \text{a casi toda la señal de entrada} = V_e$$

$$\text{Luego } V_o = \frac{V_e}{R_A} (R_A + R_B)$$

$$\underline{W = W_0}$$

$X_c \downarrow\downarrow$ aquí $X_c \simeq R$

I_1 e I_3 han crecido, lo cual debido a R_1 hay
una caída de tensión algo mayor que en el caso anterior,
que se intenta recuperar por la realimentación C_3 .

$$\text{Pero aquí } VR_2 = V_{C4}$$

Como $V_e = VR_1 + VR_2 + V_{C4} \rightarrow$ que en V_{C4} ha caído
como mínimo la mitad de V_e (caída 3 dB) $\rightarrow V_o$ decrece.

$$\underline{W > W_0}$$

$X_c \downarrow\downarrow\downarrow$ y es menor que $R \rightarrow V_{C4}$ decrece aún más, con
lo cual V_o decrece también.

$$\underline{W = \infty}$$

$X_c = 0$ (condensadores corto) \rightarrow que R_A , R_B y R_2 se anulan, con lo cual $V_o = 0$ y toda la tensión de entrada cae en R_1

-Cálculo de sus componentes.

$$\left. \begin{array}{l} f_0 = 200 \text{ Hz} \\ C = 33 \text{ nF} \end{array} \right\} R = \frac{1}{2 \pi f_0 C} = 24 \text{ K}$$

En la figura 18, para $f_0 = 200$ y $C = 33 \text{ nF}$, nos resulta una $R = 27 \text{ K}$

De la tabla 2 para un filtro 4^{to} Orden $\left\{ \begin{array}{l} \alpha = 1,848 \text{ para la 1ª Sección} \\ \alpha = 0,765 \text{ para la 2ª Sección} \end{array} \right.$

$$\left. \begin{array}{l} G_1 = 3 - \alpha = 1,152 \\ G_2 = 3 - \alpha = 2,235 \end{array} \right\} G_T = 2,57$$

Procuremos subir un poco la ganancia, lo más que podamos, ya que los F. P. Bandas tienen una $G = 25$, por ejemplo una $G = 5$

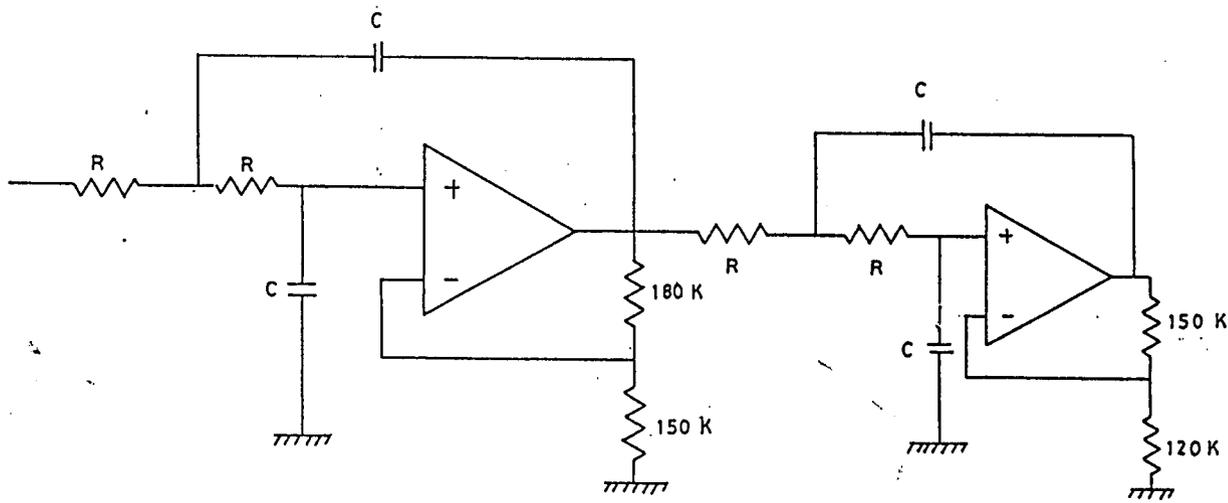
El que menos se aproxima a 3 es G_1

$$5 = G_1 \cdot 2,235$$

$$G_1 = \frac{5}{2,235} = 2,237$$

$$1^{\text{ra}} \text{ Sección} \quad \frac{R_A}{R_B} = G_1 - 1 = 1,237 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{fijamos } R_A = 150 \text{ K}\Omega \\ R_B = 180 \text{ K}\Omega \end{array} \right.$$

$$2^{\text{da}} \text{ Sección} \quad \frac{R_A}{R_B} = G_2 - 1 = 1,235 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{fijamos } R_A = 120 \text{ K}\Omega \\ R_B = 150 \text{ K}\Omega \end{array} \right.$$



$C = 3 \text{ nF}$
 $R = 27 \text{ K}$

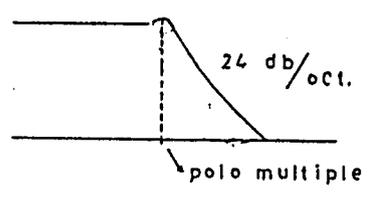


FIG. 19

-Filtro Paso Alto (Sallen Key).

Haciendo el cambio $\left\{ \begin{matrix} R \rightarrow C \\ C \rightarrow R \end{matrix} \right\}$ de la figura 19 se obtiene el F. P. Alto (Sallen Key) a partir de uno paso bajo.

$$\left\{ \begin{matrix} Y_1 = S C_1 \\ Y_2 = S C_2 \\ Y_3 = 1/R_3 \\ Y_4 = 1/R_4 \end{matrix} \right\} \parallel \frac{G W_o^2}{S^2 + \alpha W_o^2 S + W_o^2} / \text{p. bajo} \rightarrow \boxed{\frac{G S^2}{S^2 + \alpha W_o^2 S + W_o^2} / \text{p. alto}}$$

Ecuaciòn 2.6.

Sustituyendo estos valores en la ecuaciòn 2.4

y haciendo

$$\left\{ \begin{matrix} R_3 = R_4 = R \\ C_1 = C_2 = C \end{matrix} \right.$$

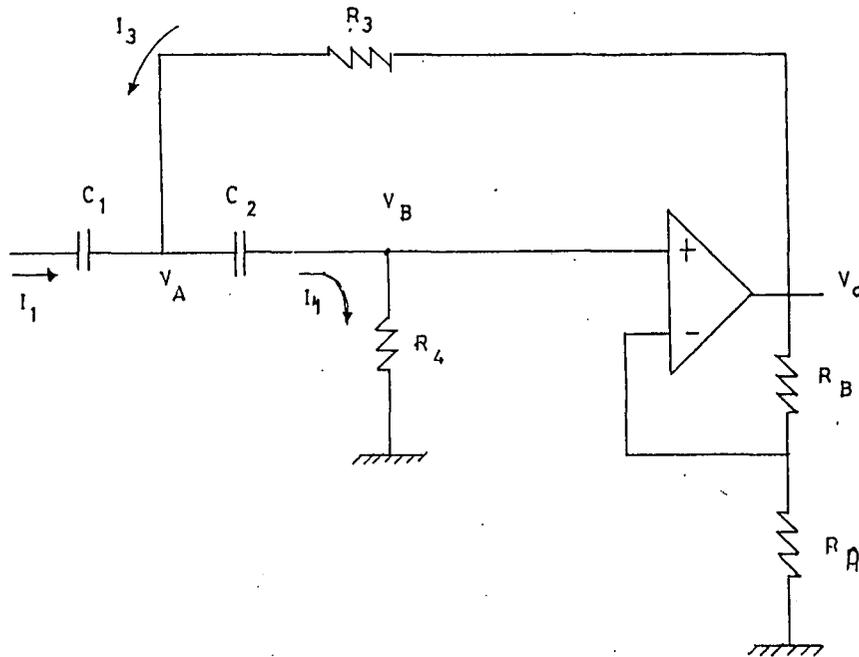
La funciòn de transferencia del F. P. Alto de Sallen Key.

$$\boxed{\frac{V_o}{V_e} (j\omega) = \frac{G \cdot S^2}{S^2 + \frac{3-G}{RC} S + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

y comparàndola con la ecuaciòn 2. 6.

$$\left\{ \begin{matrix} W_o = \frac{1}{RC} \\ \alpha W_o = \frac{3-G}{RC} \end{matrix} \right\} \rightarrow \alpha = 3 - G \left\{ \begin{matrix} G = 3 - \alpha \\ G = 1 + \frac{R_B}{R_A} \end{matrix} \right.$$

-Funcionamiento físico del F. P. Alto (Sallen Key).



$$R_3 = R_4 = R$$

$$C_1 = C_2 = C$$

$$I_4 = I_3 + I_1$$

$$V_o = V_{R3} + V_{C2} + V_{R4} = V_{RB} + V_{RA}$$

$$\underline{W = 0}$$

$$X_c = \infty \text{ (condensadores abiertos)} \quad I_1 = I_3 = 0 \rightarrow I_4 = 0 \rightarrow V = 0$$

$$\underline{W < W_o}$$

$X_c \uparrow \uparrow$ (la impedancia de los condensadores baja, pero sigue siendo alta). Empieza a circular una pequeña corriente, por lo tanto $I_4 = (I_1 + I_3) \rightarrow$

$V_B = I_4 \cdot R_4$, por lo tanto a la salida hay una pequeña tensión.

$$V_o = \frac{V_B}{R_A} (R_A + R_B), \text{ a partir de aquí,}$$

según W aumenta, V_o también aumenta.

$$\underline{W = W_o}$$

$X_c \downarrow$

$X_c \sim R$, las corrientes aumentan más habiendo una caída en C_1 , pero debido a la realimentación a través de R_3 , se intenta recuperar esa caída de tensión.

$$\text{pero } V_{C2} = V_{R4}$$

$$V_e = V_{C1} + V_{C2} + V_{R4} = V_{C1} + 2V_{R4}; \text{ que en } V_{R4} \text{ cae}$$

$\frac{V_e}{2}$ ya que $V_{C2} = V_{R4}$ y suponiendo que $V_{C1} = 0$ que no lo es, aquí se produce (caída 3 dB) $\rightarrow V_o \neq 0$

$$\underline{W > W_o}$$

$X_c \downarrow \downarrow \rightarrow X_c$ es menor que R , por lo tanto en R_4 cae más tensión que en X_c , y aunque hay una pequeña caída en X_{c1} , es recuperada por la realimentación, encontrándose en el punto B casi toda la tensión de entrada.

$$V_o = \frac{V_e}{R_A} (R_A + R_B)$$

$$\underline{W = \infty}$$

$X_c = 0 \rightarrow$ (C_1 y C_2 cortocircuitos) toda la tensión
de entrada en el Pto. B $V_o = \frac{V_e}{R_A} (R_A + R_B)$.

-Cálculo de sus componentes:

$$\begin{cases} f_c = 4.600 \text{ Hz} \\ c = 1 \text{ nf} \end{cases}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi \cdot 4600 \cdot 10^{-9}} = 34'6 \text{ K} = \underline{\underline{33 \text{ K}}}$$

El integrado a utilizar para los filtros es el TL-084

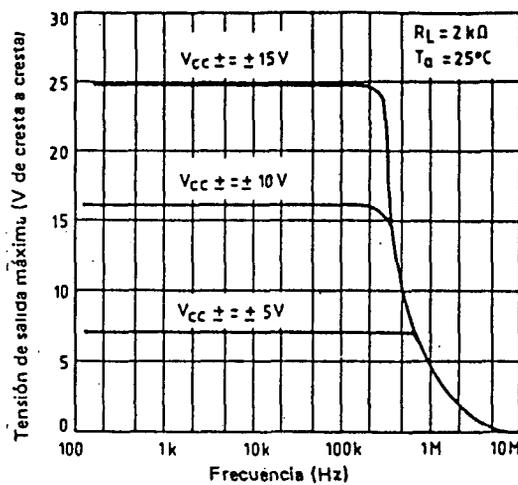


FIG. 20

- Amplitud máxima de salida en función de la frecuencia (serie TL 080, Texas Instruments).

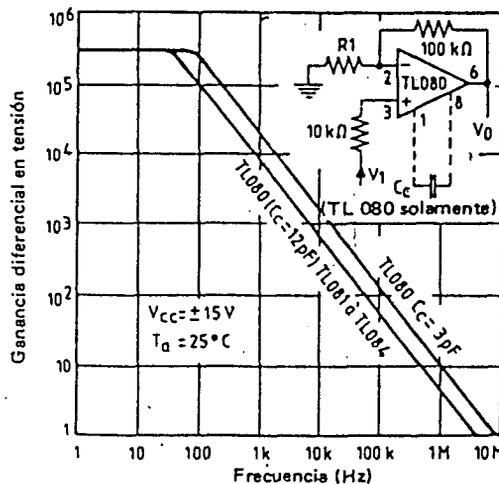


FIG. 21

- Influencia de la capacidad de compensación sobre la ganancia a circuito abierto (Texas Instruments).

Los amplificadores tienen unas curvas de respuesta en el cual suelen oscilar si no cumplen la condición $|AB| < 1$ cuando el ángulo de la fase de $|AB| = -180^\circ$.

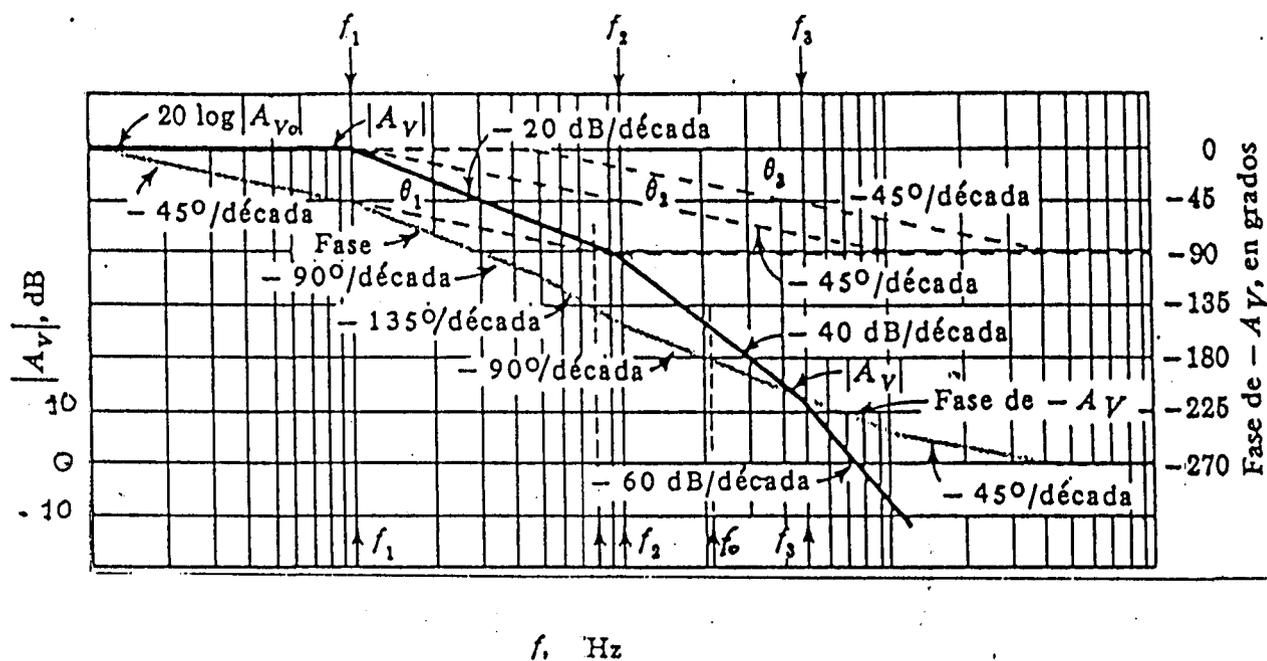


FIG. 22

$$\left. \begin{array}{l}
 f \leq 0.1 f_{p1} \rightarrow \theta = 0^\circ \\
 f = f_{p1} \rightarrow \theta = -45^\circ \\
 f \geq 10 f_{p1} \rightarrow \theta = -90^\circ
 \end{array} \right\} \begin{array}{l}
 0.1 f_p \leq f \leq 10 f_p \\
 \text{La fase decrece } 45^\circ/\text{d}\acute{e}\text{cada}
 \end{array}$$

Vemos en la figura que a f_0 $|AB| > 1$ y la fase $\theta = -180^\circ$, con lo que el amplificador oscilaría a esa frecuencia.

Los métodos de compensación para evitar estos problemas son:

- Compensación por polo dominante (lo veremos más adelante).

-Compensación por adelantos, que consiste en modificar la red de realimentación, sin modificar la curva característica del amplificador. Poniendo un condensador en la realimentación, se añade un cero en la f. de transferencia, adelantando así la fase unos 45° por década.

$$\text{donde } f_2 = \frac{1}{2n C_f R_f}$$

En el TL-084 la frecuencia donde $|Av| > 1$ (en cadena abierta) y la caída de fase es de 180° , es a unos 150 KHz pongamos $C_f = 30 \text{ pF}$.

Cogemos el valor $C_f = 33 \text{ pF}$ (standard)

$$R_f = \frac{1}{2n f_2 C_f} = \frac{10^9}{6,28 \cdot 150 \cdot 33} = 32 \text{ K}\Omega = 33 \text{ K}\Omega$$

Para un filtro de Butterworth 4^{to} orden

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= 3 - \alpha = 3 - 1.848 = 1.152 = 1.15 \\ G_2 &= 3 - \alpha = 3 - 0.765 = 2.2 \end{aligned} \right\} G_T = 5 \left\{ \begin{aligned} G_1 &= 2.3 \\ G_2 &= 2.2 \end{aligned} \right.$$

1^{ra} sección:

$$\frac{R_B}{R_A} = G_1 - 1 = 1.3$$

$R_B = R_f$ es el que va a formar el cero con C_f , si tomamos

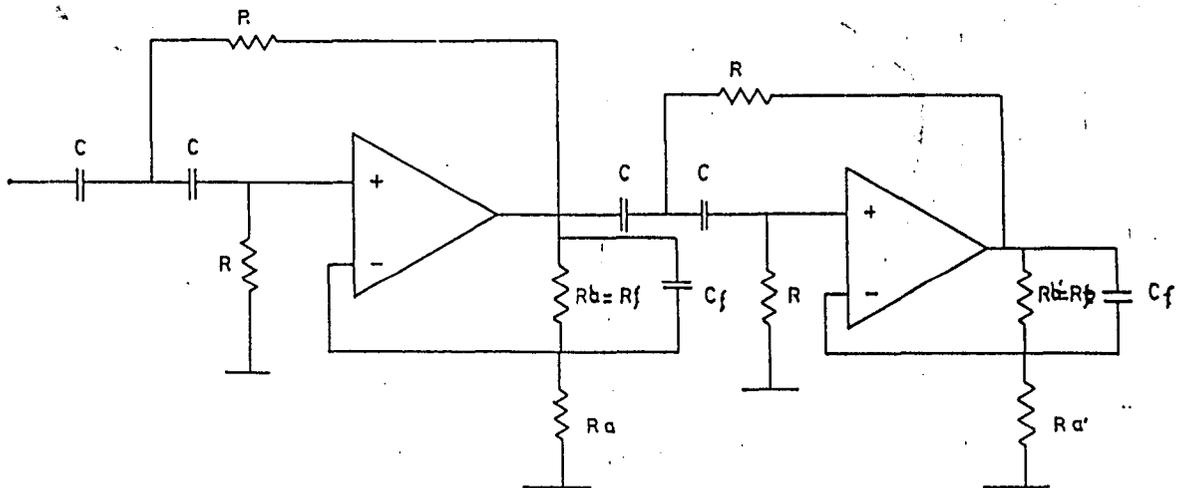
$$R_A = 33 \text{ K}\Omega$$

R_B nos va a salir un poco mayor que 33 Kn., así que tomemos $R_A = 39$ Kn (un pto. mayor de las Resistencias Standard), con lo cual R_B nos sale bastante mayor de 33 Kn y así el adelanto de fase nos sale $(+ 45^\circ/\text{dècada})$ a una frecuencia algo más pequeña que 150 KHz.

$$\underline{R_A = 39 \text{ Kn}} \rightarrow \underline{R_B = 50'7 \text{ Kn} = 56 \text{ Kn.}}$$

2^{da} Sección:

$$G = \frac{R'_B}{R'_A} = 1.2 \quad \underline{R'_A = 39 \text{ Kn}} \quad \underline{R'_B = 46'8 \text{ Kn} = 47 \text{ Kn}}$$



Filtro Paso alto 4^{to} Orden de Sallen Key.

$$c = 1 \text{ nf}$$

$$c_f = 33 \text{ pf}$$

$$R = 33 \text{ K}$$

$$R_A = R'_A = 39 \text{ K}$$

$$f_o = 4.600 \text{ Hz}$$

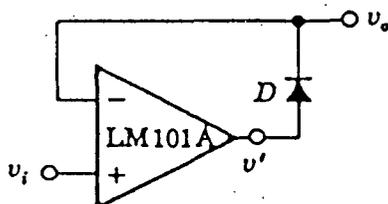
$$R_B = 56 \text{ K}$$

$$R'_B = 47 \text{ K}$$

2.2.- Rectificador de precisión de Alterna a Continua:

Cuando se rectifican señales de milivoltios, con circuitos rectificadores simples, sino se supera la tensión umbral ($V_t = 0,5$ volt.), la salida será siempre nula.

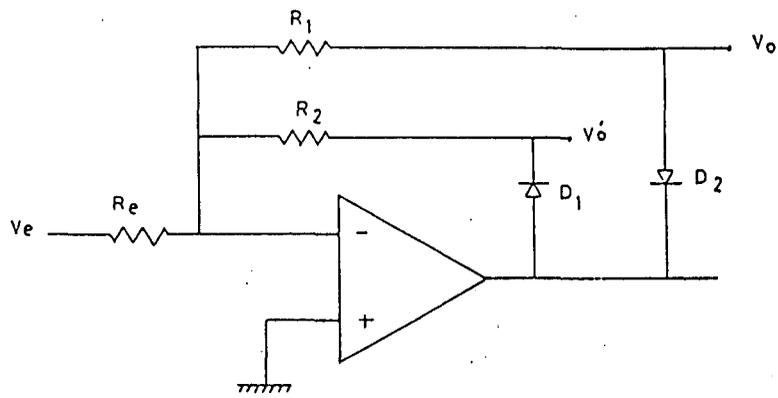
La rectificación será por medio de rectificadores de precisión.



rectificador precisión

de donde $V_i = \frac{V_t}{AV}$; de esta forma V_t queda dividida por la ganancia AV en dadas abierta del amplificador, quedando V_t virtualmente eliminada y el diodo se comporta como un rectificador ideal.

Normalmente $\frac{V_t}{AV} \leq 0.1 \text{ mV.}$



rectificador de precisión

Cuando $V_e > 0$

D_1 no conduce → $V'_o = 0$

D_2 conduce

$$I_e = -I_o \quad \frac{V_e}{R_e} = - \frac{V_o}{R_1} \quad \boxed{V_o = - \frac{R_e}{R_1} \cdot V_e}$$

Cuando $V_e < 0$

D_1 conduce

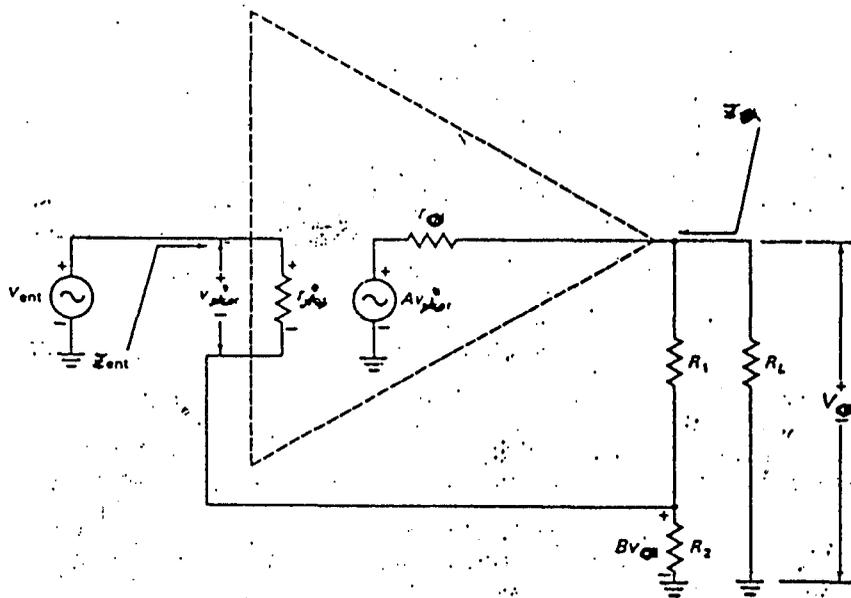
$$I_e = -I_o \quad \boxed{V'_o = - \frac{R_e}{R_r} \cdot V_e}$$

D_2 no conduce

$$\boxed{V_o = 0}$$

Los amplificadores Operacionales tienen una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida.

Un amplificador de Tensión, controlado por tensión, agrava más esta característica de los amplificadores operacionales.



$$V_e = I_i \cdot r_i + B V_o$$

$$V_o = \frac{A V_i}{r_o + R_L} \cdot R_L \quad \text{como } R_o \ll R_L \rightarrow V_o = A V_i$$

$$V_e = I_i \cdot r_i (1 + BA)$$

$$Z_e = \frac{V_e}{I_i} = r_i (1 + BA)$$

Para la impedancia de salida desconectamos R_L y aplicamos una Tensión V en la salida haciendo $V_e = 0$

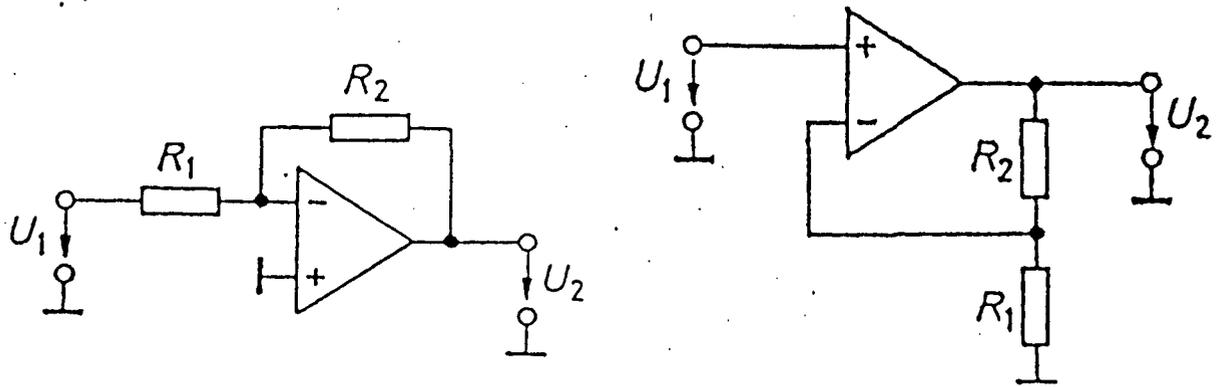
$$I = \frac{V - A V_i}{r_o}$$

$$\text{como } V_e = 0 \rightarrow V_i = -B V_o = -B V$$

$$I = \frac{V (1 + AB)}{r_o}$$

$$Z_o = \frac{V}{I} = \frac{r_o}{1 + AB}$$

donde apreciamos que la impedancia de entrada aumenta y la de salida disminuye, en los amplificadores operacionales realimentados, y cuando son de tensión controlados por tensión.



Típicos amplificadores de tensión controlados por tensión.

(A) con entrada inversora

$$Z_e = R_1$$

$$Z_o = \frac{r_o}{1 + AB}$$

(B) con entrada no inversora

$$Z_e = r_i (1 + AB)$$

$$Z_o = \frac{r_o}{1 + AB}$$

Por lo tanto la impedancia de salida de los filtros es de algunas centenas de ohmios, aproximándonos a lo ideal.

El rectificador de precisión es también una fuente de tensión controlado por tensión, donde la impedancia de entrada es:

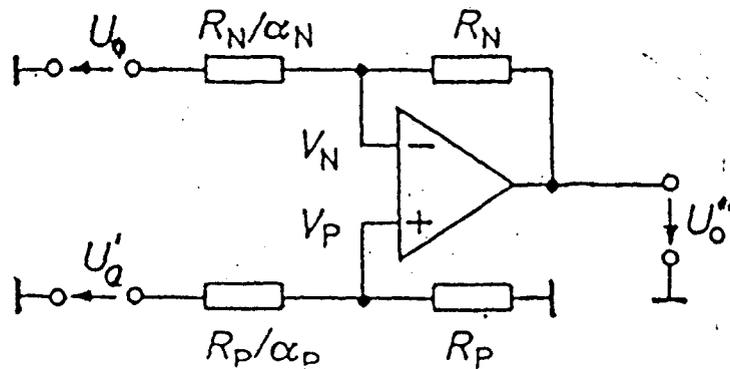
$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_e$$

Si hacemos

$$R_e = R_1 = R_2 = 3,3 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Cuando } V_e > 0 \left\{ \begin{array}{l} V'_o = 0 \\ V_o = -V_e \end{array} \right. \quad \text{Cuando } V_e < 0 \left\{ \begin{array}{l} V'_o = -V_e \\ V_o = 0 \end{array} \right.$$

Al rectificador de precisión le sigue un amplificador diferencial de corriente continua.



Para $V'_o = 0 \rightarrow V''_o = -\alpha_n V_o$

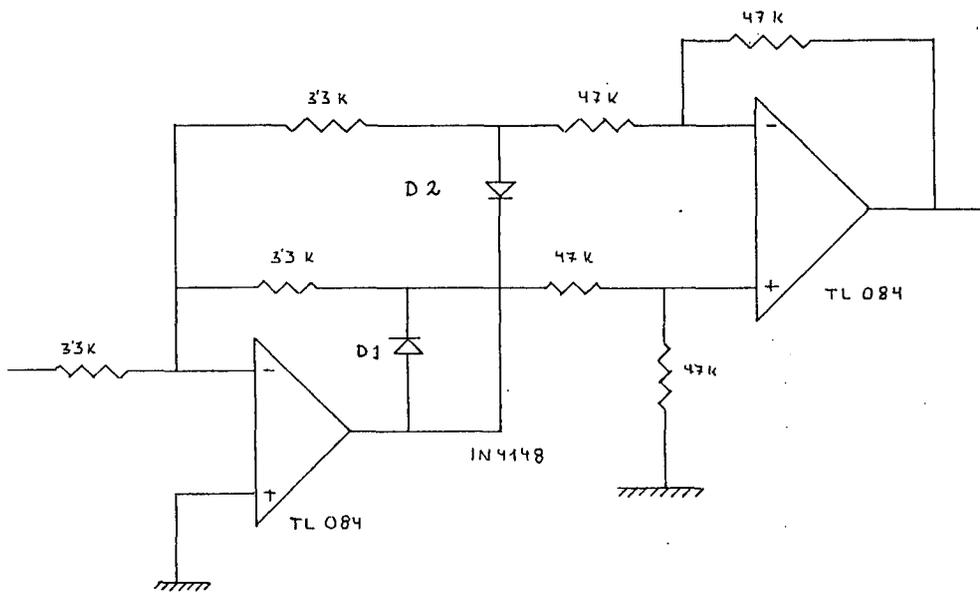
Para $V_o = 0$

$$V_p = \frac{V'_o \cdot R_p}{\frac{R_p}{\alpha_p} + R_p} = \frac{V'_o \cdot \alpha_p}{1 + \alpha_p}$$

$$\left. \begin{array}{l} V''_o = \frac{V'_o \alpha_p}{1 + \alpha_p} \cdot \frac{1}{\frac{R_n}{\alpha_n}} \cdot R_n \left(1 + \frac{1}{\alpha_n}\right) \\ V''_o = \frac{\alpha_p}{1 + \alpha_p} (1 + \alpha_n) \cdot V'_o \end{array} \right\}$$

Si $\alpha_n = \alpha_p = \alpha \rightarrow V''_o = \alpha \cdot (V'_o - V_o)$

Si $\left\{ \begin{array}{l} \alpha = 1 \\ R_p = R_n = 47 \text{ K}\Omega \end{array} \right. \quad \boxed{V''_o = (V'_o - V_o)}$

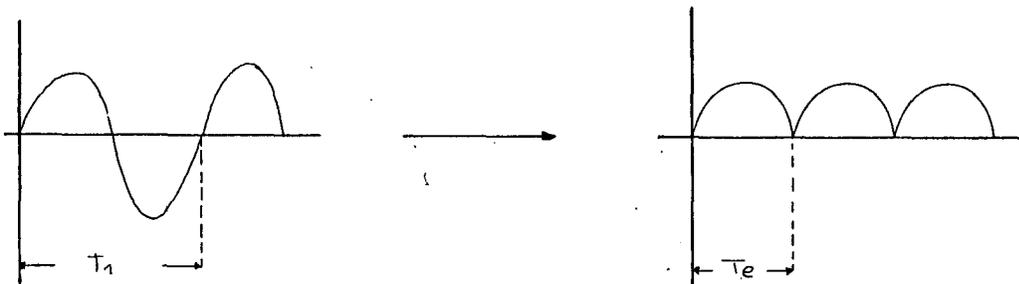


Despuès de la rectificaciòn de la se\u00f1al fònica, hay que hacer un filtrado.

Este filtrado tiene una constante de tiempo $T_f = R \cdot C$, y esta constante de tiempo debe ser mayor que el periodo de la frecuencia m\u00ednima de la se\u00f1al de entrada (T_e).

$$T_f > T_e$$

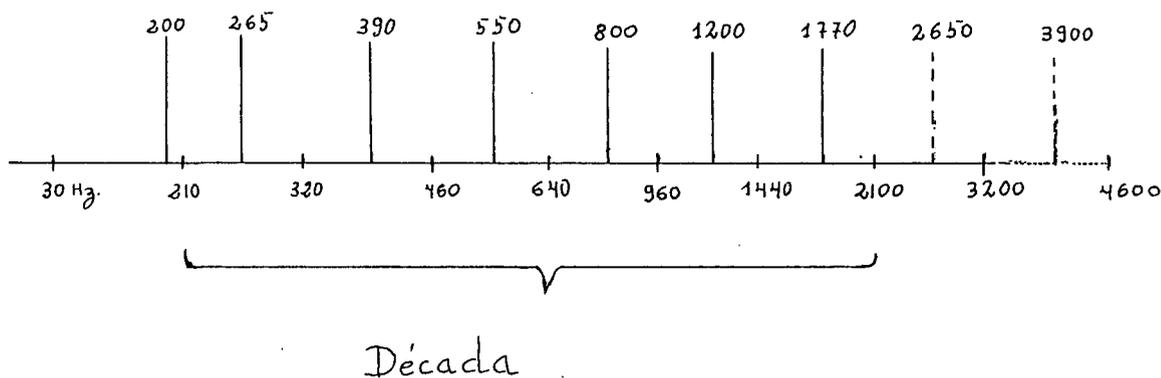
$f_e (+)$



Se\u00f1al rectificada

$$T_e = \frac{T_1}{2} = \frac{1}{2f_1}$$

Veamos los canales de los filtros.



Para el canal del filtro paso bajo la frecuencia mínima de la señal de entrada es de 30 Hz, después de la rectificación es de 60 Hz.

$$\text{Luego } T_e = \frac{1}{60 \text{ Hz}}$$

$$\text{Como } T_f > T_e \text{ pongamos } T_{f1} = \frac{1}{46 \text{ Hz}}$$

y la frecuencia máxima después de la rectificación es de 400 Hz.

$$T_e = \frac{1}{400} \quad \text{pongamos } T_{f3} = \frac{1}{320 \text{ Hz}}$$

Para el 2do. canal o 1er. filtro paso banda, la frecuencia mínima es de 210 Hz; después de la rectificación es de 420 Hz.

$$T_e = \frac{1}{420} \quad \text{pongamos} \quad T_{f_1} = \frac{1}{64 \text{ Hz}}$$

y la frecuencia máxima es de 320 Hz, después de la rectificación es 640 Hz.

$$T_e = \frac{1}{640} \quad \text{pongamos} \quad T_{f_3} = \frac{1}{460}$$

Por lo tanto, el filtro del rectificador consistirá de un depurador RC y un filtro Activo paso bajo con estructura de Sallen-Key.

Donde el depurador mantendrá la cte. de tiempo T_{f_3} , así para el canal del filtro Paso bajo $T_{f_3} = 320 \text{ Hz}$ y para el 2do. canal, 1er. filtro Paso banda $T_{f_3} = 460 \text{ Hz}$. Y para el filtro Activo mantendrá la cte. de tiempo T_{f_1} , que es la cte. de tiempo que verdaderamente cumple

$$\boxed{T_f > T_e}$$

Este filtro Activo de 2do. orden, tendrá dos polos, en el cual poniendo el segundo polo $f_2 = 10f_1$, el polo de f_1 será el polo dominante.

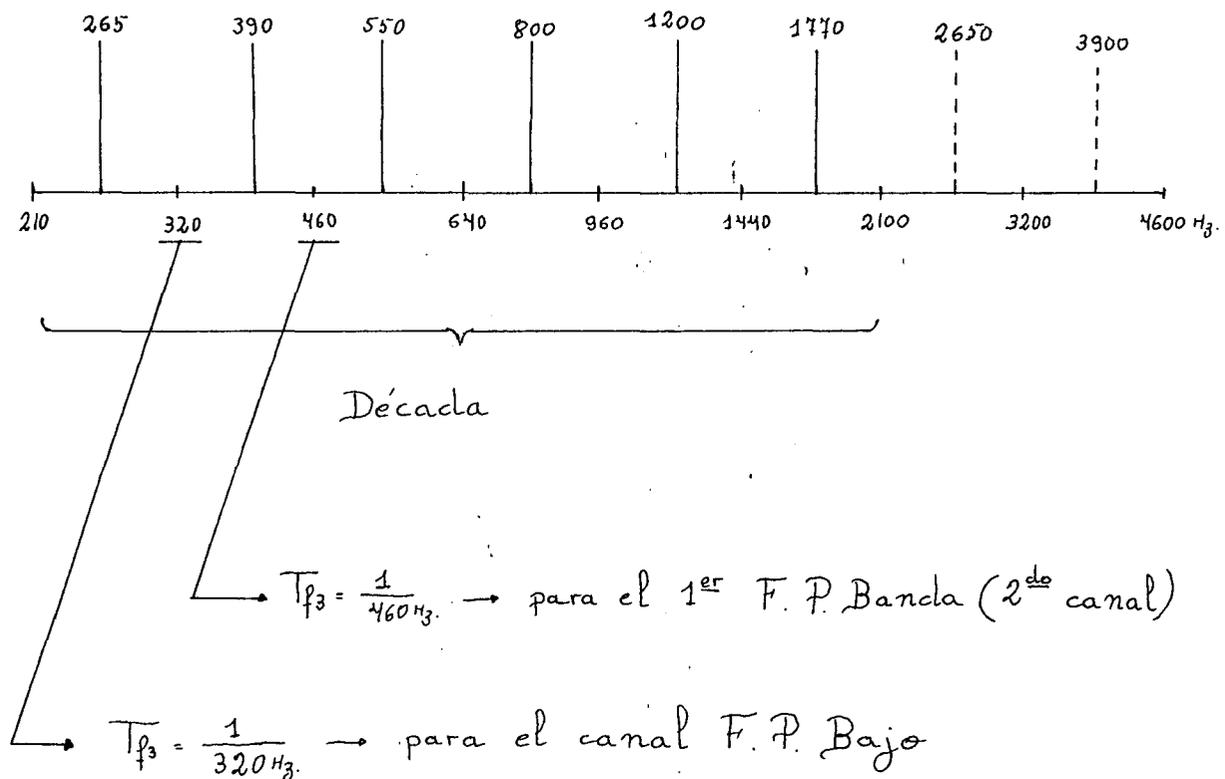
Para el cálculo de los componentes de este filtro rectificador, lo haremos a través del polo $f_2 = 10f_1$

Así $\left\{ \begin{array}{l} \text{para el canal del filtro P. bajo } f_2 = 10f_1 = 460 \text{ Hz} \\ \text{para el 2do. canal (1er F.P. Banda) } f_2 = 10f_1 = 640 \text{ Hz} \end{array} \right.$

y luego multiplicamos por 10 los valores obtenidos para la obtención del polo dominante (f_1).

-Cálculo de sus componentes:

Para el circuito depurador RC, fijamos $R = 10 \text{ K}\Omega$



Canal F.P. Bajo $T_{f_3} = \frac{1}{f_3} = R.C \rightarrow \frac{1}{320 \text{ Hz}} = R.C \rightarrow C=312,5 \text{ nF}$

Tomando valores standars $C = 330 \text{ nF}$

Canal F.P. Banda 1 $\rightarrow T_{f_3} = \frac{1}{460} = R C \rightarrow C= 220 \text{ nF}$

F.P. Banda 2 $\rightarrow T_{f_3} = \frac{1}{640} = R.C \rightarrow C= 150 \text{ nf}$

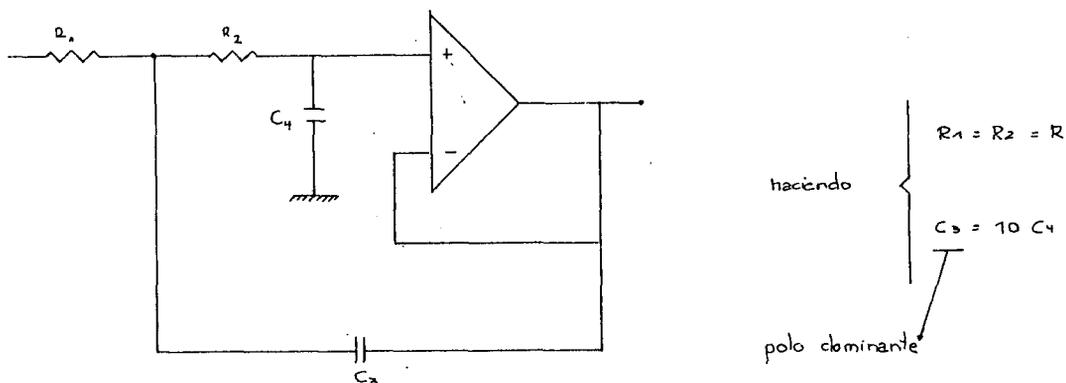
F.P. Banda 3 $\rightarrow T_{f_3} = \frac{1}{960} = R.C \rightarrow C= 100 \text{ nF}$

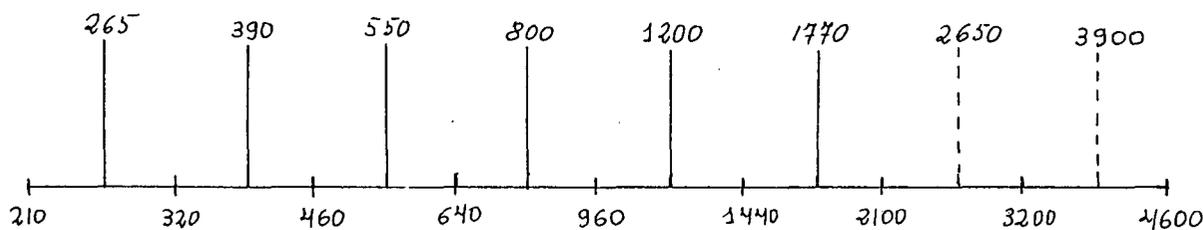
F.P. Banda 4 $\rightarrow T_{f_3} = \frac{1}{1440} = R.C \rightarrow C=68 \text{ nF}$

F.P. Banda 5: $\rightarrow T_{f_3} = \frac{1}{2110} = R.C \rightarrow C=47 \text{ nF}$

Para los restantes filtros depuradores (RC) de las restantes canales, sus valores seràn $\left\{ \begin{array}{l} R= 10 \text{ K} \\ C= 47 \text{ nF} \end{array} \right.$

cumplèndose $T_{f_3} > T_e$ de la frecuencia màxima.
En cuanto al F. Activo de 2do. orden con estructura de Sallen-Key





$T_{f_2} = \frac{1}{640}$ para el canal del 1^{er} F.P. Banda
 $T_{f_2} = \frac{1}{460}$ para el canal del F.P. Bajo

Para el canal F.P. Bajo ; $f_2 = 10 f_1 = 460$ Hz. Fijando $C_4 = 47$ nF

$$T_{f_2} = \frac{1}{460} = R.C \quad R = 46,2 \text{ K} \quad 47 \text{ K}$$

para el polo dominante $f_1 = 46$ Hz $\rightarrow C_3 = 10 C_4 = 470$ nF

fijando $R_1 = R_2 = R = 47$ K

Canal F.P. Banda 1 $T_{f_2} = \frac{1}{640} = R.C \quad C_4 = 33$ nF $\rightarrow C_3 = 330$ nF

Canal F.P. Banda 2 $T_{f_2} = \frac{1}{960} = R.C \quad C_4 = 22$ nF $\rightarrow C_3 = 220$ nF

Canal F.P. Banda 3 $T_{f_2} = \frac{1}{1440} = R.C \quad C_4 = 15$ nF $\rightarrow C_3 = 150$ nF

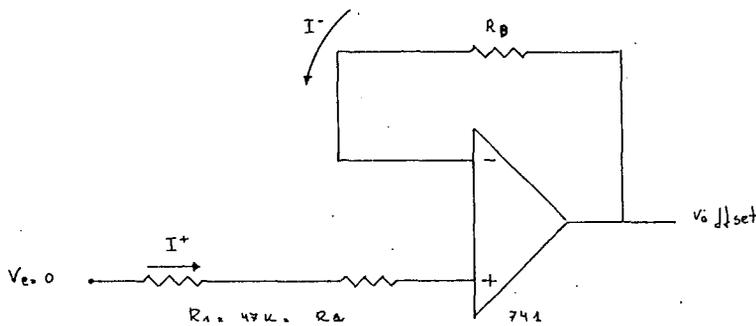
Canal F.P. Banda 4 $T_{f_2} = \frac{1}{2100} = R.C \quad C_4 = 10$ nF $\rightarrow C_3 = 100$ nF

Canal F.P. Banda 5 $T_{f_2} = \frac{1}{3200} = R.C \quad C_4 = 6,8$ nF $\rightarrow C_3 = 68$ nF

Y para los restantes canales. $\left\{ \begin{array}{l} R_1 = R_2 = R_3 = 47 \text{ K} \\ C_4 = 6,8 \text{ nF} \\ C_3 = 68 \text{ nF} \end{array} \right.$

cumpliendo $T_{f1} > T_e$ de la frecuencia mínima de la señal de entrada.

El integrado a utilizar es el 741, donde tendremos problemas de las tensiones de offset a la salida, que se sumarán a la componente continua de la señal fónica.



F.P. Bajo en continua

741 $\left\{ \begin{array}{l} \text{corriente offset de entrada } I_{EO} = 2 \text{ nA} \\ \text{corriente polarización de entrada } I_{ER} = 80 \text{ nA} \\ \text{tensión de offset de entrada } V_{EO} = 2 \text{ mV} \end{array} \right.$

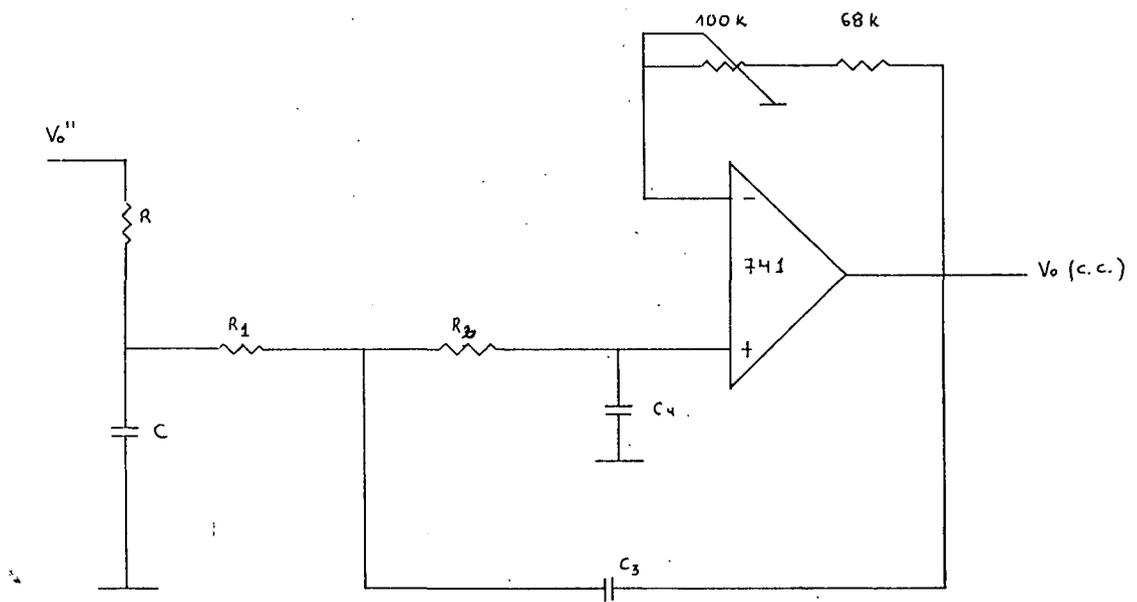
$$\left. \begin{aligned}
 I_{ER} &= \frac{I^+ + I^-}{2} = 80 \text{ nA} \\
 I_{EO} &= I^+ - I^- = 2 \text{ nA}
 \end{aligned} \right\} I = 79 \text{ nA}$$

Los operacionales suelen tener unas tensiones de offset de salida de unos 7,5 mV. por término medio.

$$7,5 \text{ mV} - I^- \cdot R = 2 \text{ mV} \rightarrow R = \frac{5,5 \text{ mV}}{79 \text{ n}} = 69 \text{ K}\Omega \approx 68 \text{ K}\Omega$$

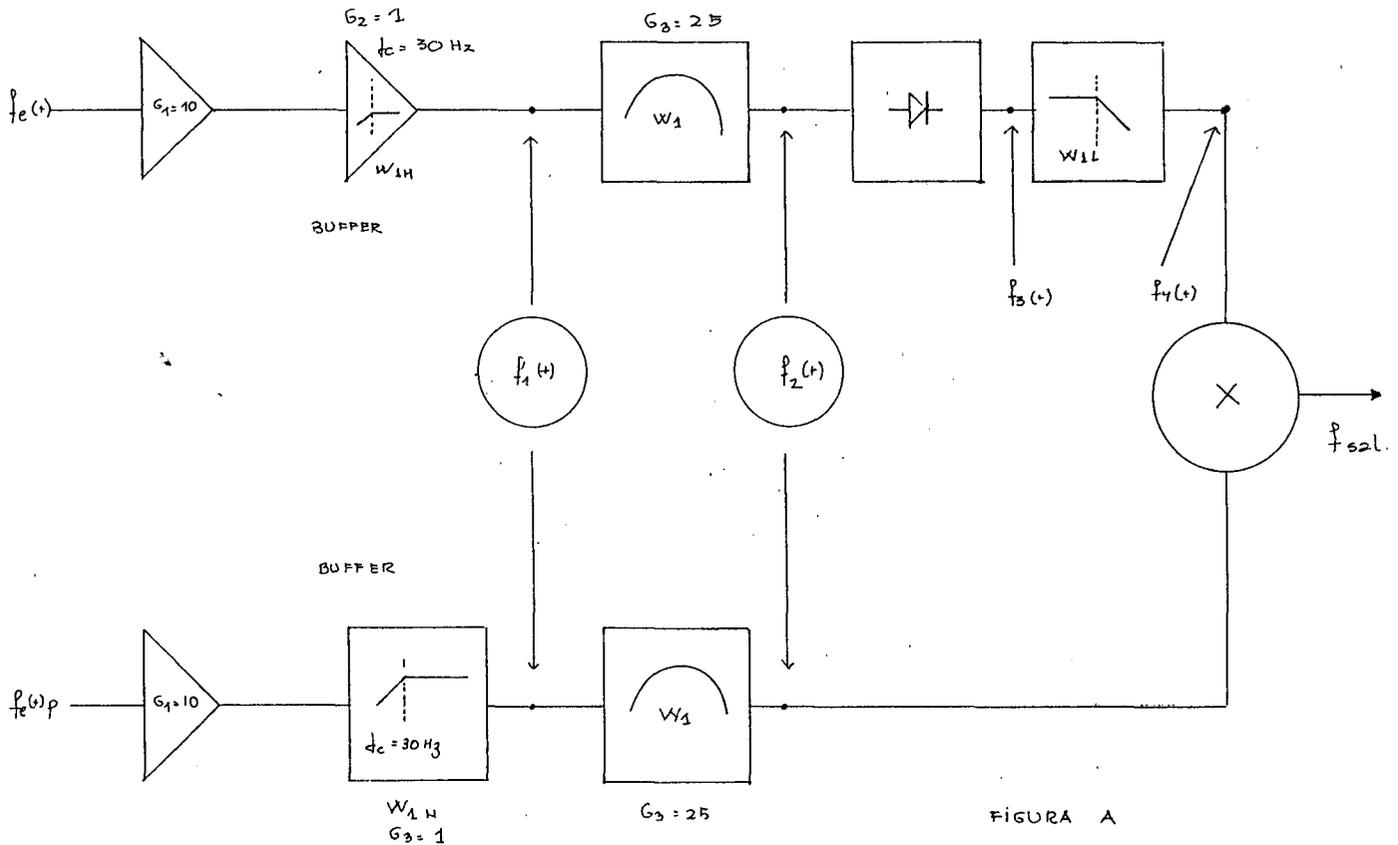
El gran problema de 741 es que suele tener bastantes tensiones de offset de salida, por lo tanto la R_B va a estar formado por una R de 68 K en serie con un potenciómetro de 100 K, para el equilibrio de la tensión de offset del 741, es decir, para eliminar lo más posible la tensión de offset de salida del 741.

		PASOS BANDAS										
		Bajo	1	2	3	4	5	6	7	8	Alto	
DERIVADOR	R	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	K
	C	330	220	150	100	68	47	47	47	47	47	nF
F. ACTIVO SALIDA - Key	$R_1=R_2$	47	47	47	47	47	47	47	47	47	47	K
	C_3	470	330	220	150	100	68	68	68	68	68	nF
	C_4	47	33	22	15	10	6,8	6,8	6,8	6,8	6,8	nF



2.3.-Estudio espectral del efecto musical:

Veamos el espectro de frecuencia, analizando un canal.



Para simplificar cálculos, supongamos $f_e(t) = f_e(t)p = \Delta \cdot \cos w_0 t$

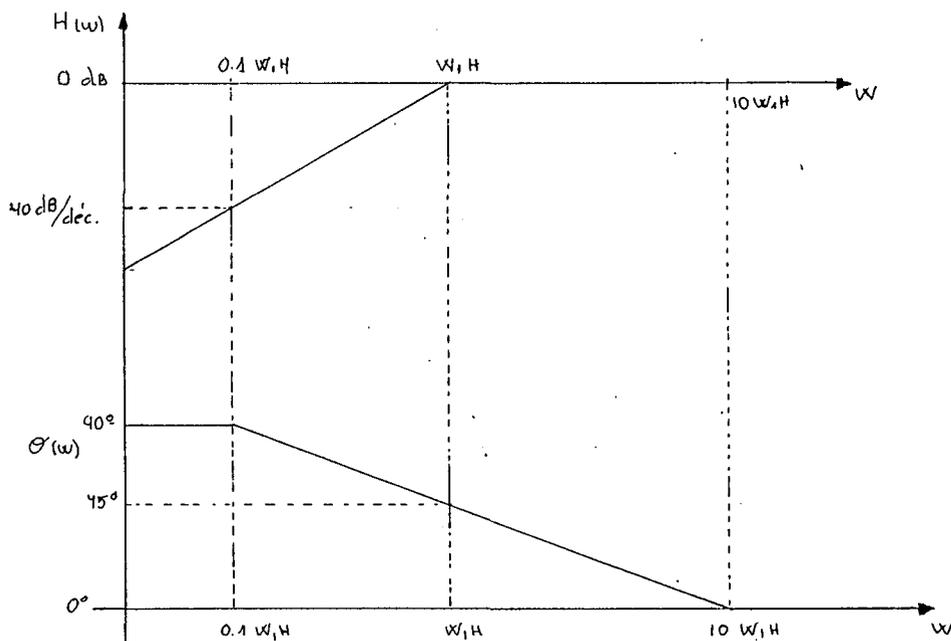
La f. transferencia del Buffer (filtro de zumbido), que es un filtro con estructura de Sallen-Key de 2do. orden y ganancia unidad, es:

$$H(\omega_{1H}) = \frac{G}{\left(\frac{\omega_{1H}}{J\omega}\right)^2 + \alpha \frac{\omega_{1H}}{J\omega} + 1} = \left| H(\omega_{1H}) \right| e^{\vartheta(\omega)}$$

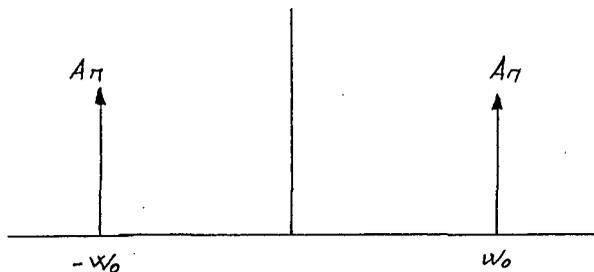
de donde
para los
filtros de
Butterworth

$$\left| H(\omega_{1H}) \right| = \frac{G}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{1H}}{\omega}\right)^4 + \alpha^2 \left(\frac{\omega_{1H}}{\omega}\right)^2 + 1}} \quad \approx \frac{G}{\left(\frac{\omega_{1H}}{\omega}\right)^4 + 1}$$

$$\vartheta(\omega_{1H}) = + \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{\omega_{1H}} \right)^2$$



El espectro de frecuencia de $f_e(t) = A \cdot \cos w_0 t$ es:



$$F_e(w) = A\pi [\delta(w + w_0) + \delta(w - w_0)]$$

$$\text{Luego } F_1(w) = F_e(w) \cdot H(w_{1H}) = \frac{10 A\pi}{\sqrt{\left(\frac{w_{1H}}{w}\right)^4 + 1}} \cdot e^{j\theta(w_{1H})}$$

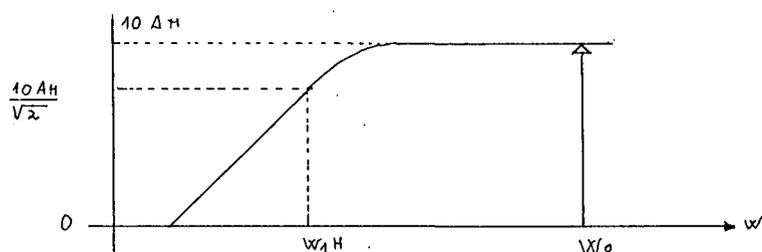
$$\left[\delta(w + w_0) + \delta(w - w_0) \right]$$

$$F_1(w) = \frac{10 A}{\sqrt{\left(\frac{w_{1H}}{w}\right)^4 + 1}} \left[1/2 \left(2\pi \delta(w - w_0) e^{j\theta(w_{1H})} + \right. \right.$$

$$\left. \left. 2\pi \delta(w + w_0) e^{-j\theta(w_{1H})} \right) \right]$$

$$f_1(t) = \frac{10 A}{\sqrt{\left(\frac{w_{1H}}{w}\right)^4 + 1}} \left[1/2 \left(e^{j\theta(w_{1H})} \cdot e^{jw_0 t} + e^{-j\theta(w_{1H})} \cdot e^{-jw_0 t} \right) \right]$$

$$f_1(t) = \frac{10 A}{\sqrt{\left(\frac{w_1 H}{W}\right)^4 + 1}} \cdot \cos\left(w_0 t + \theta(w_1 H)\right)$$



La función de transferencia del filtro paso banda, 4to. orden con estructura de Rauch es:

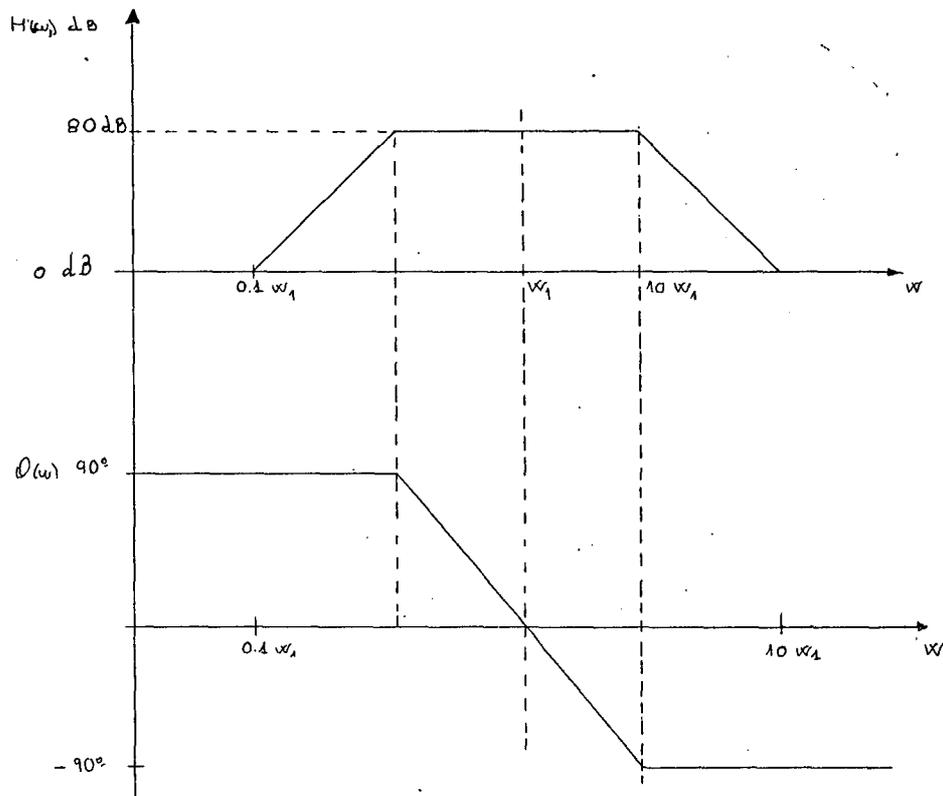
$$H(w_1) = \frac{G_3}{Q^2 \left(j \frac{w}{w_1} - j \frac{w_1}{w} \right)^2 + 2Q \left(j \frac{w}{w_1} - j \frac{w_1}{w} \right) + 1} =$$

$$\left| H(w_1) \right| e^{-\theta(w_1)}$$

$$\left\{ \begin{aligned} H(w_1) &= \frac{G_3}{\sqrt{Q^4 \left(\frac{w}{w_1} - \frac{w_1}{w} \right)^4 + 4Q^2 \left(\frac{w}{w_1} - \frac{w_1}{w} \right)^2 + 1}} \end{aligned} \right. \quad \text{R}$$

$$\approx \frac{G_3}{\sqrt{Q^4 \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega} \right)^2 + 1}}$$

$$\theta(\omega_1) \approx - \arctg Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega} \right)^2$$



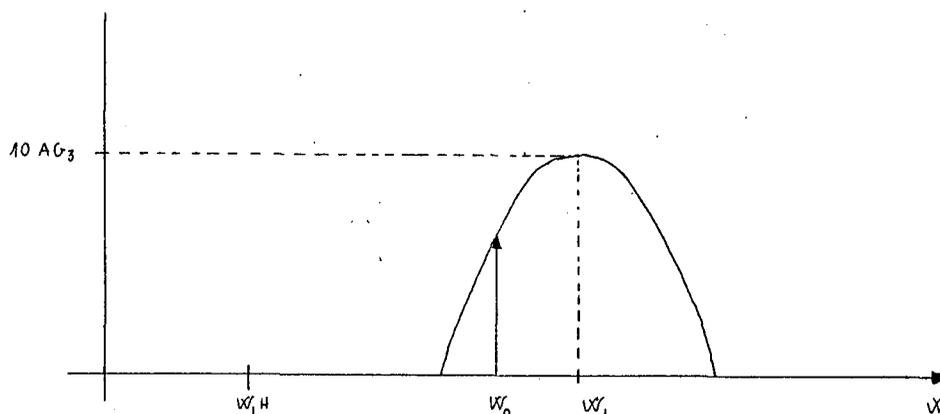
De donde $f_2(t) = f_1(t) * h(t_1)$

$$F_2(\omega) = F_1(\omega) \cdot H(\omega_1) = \frac{10 A \cdot G_3}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_{1H}}{\omega}\right)^4 + 1\right] \left[Q^4 \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)^4 + 1\right]}}$$

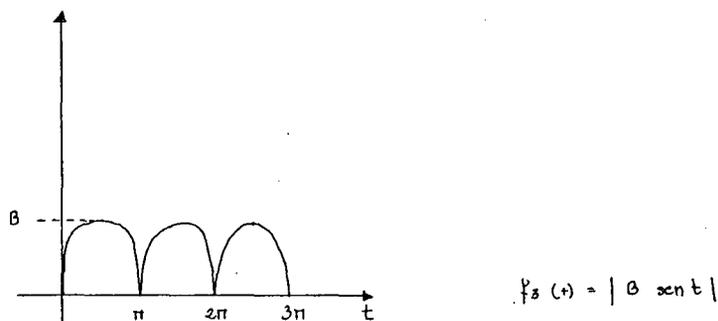
$$\left[\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0) \right] \cdot e^{\theta(\omega_{1H}) + \theta(\omega_1)}$$

$$f_2(t) = \frac{10 A \cdot G_3}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_{1H}}{\omega}\right)^4 + 1\right] \left[Q^4 \left(\frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)^4 + 1\right]}}$$

$$\cdot \cos(\omega_0 t + \theta(\omega_{1H}) + \theta(\omega_1))$$



La señal después del rectificador de onda completa es:



Llamemos $B = \frac{10 \text{ A G}_3}{\sqrt{\left[\left(\frac{W_{1H}}{W}\right)^4 + 1\right] \left[Q^4 \left(\frac{W}{W_1} - \frac{W_1}{W}\right)^4 + 1\right]}} \cdot \frac{1}{2}$

Pasamos al cálculo del espectro de $f_3(t) = |B \cdot \text{sen } t|$

$$F_n = \frac{1}{T} \int_0^T f_3(t) \cdot e^{-jW_R t} dt$$

$$F_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} B \cdot \text{sen } t \cdot \cos n w_R t dt$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T = \pi \\ W_R = \frac{2}{T} = 2 \end{array} \right.$$

$$F_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} B \text{sen } t \cdot \cos 2 n t dt$$

$$F_n = \frac{2}{T} B \left[\int_0^{T/2} \text{sen} (1 + 2n) t dt + \int_0^{T/2} \text{sen} (1 - 2n) t dt \right]$$

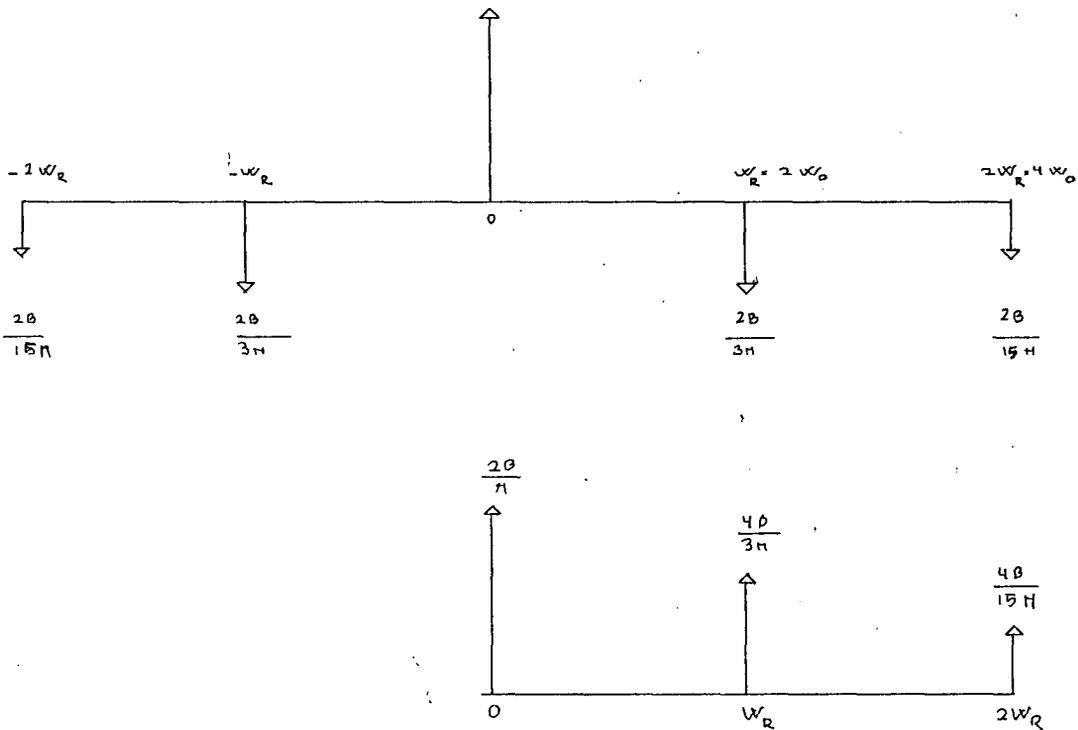
$$F_n = - \frac{B}{T} \left[\frac{\cos (1 + 2n) t}{(1 + 2n)} + \frac{\cos (1 - 2n) t}{1 - 2} \right]_0^{T/2}$$

$$F_n = \frac{B}{\pi} \left(\frac{1}{1+2n} + \frac{1}{1-2n} \right) =$$

$$= \frac{2B}{\pi(1-4n^2)}$$

de donde

$$\left\{ \begin{array}{l} F_0 = \frac{2B}{\pi} \\ F_1 = -\frac{2B}{3\pi} = F_{-1} \\ F_2 = -\frac{2B}{15\pi} = F_{-2} \end{array} \right.$$



Como lo que nos interesa es la componente continua de esta señal para luego multiplicarla con la señal $f_2(t)$ de la portadora $f_e(t)_p$, entonces seguidamente se filtra después del rectificador.

Estos filtros, como ya hemos dicho, constan de un depurador RC y un filtro Activo de 2do. orden con estructura de Sallen-Key, con ganancia unidad.

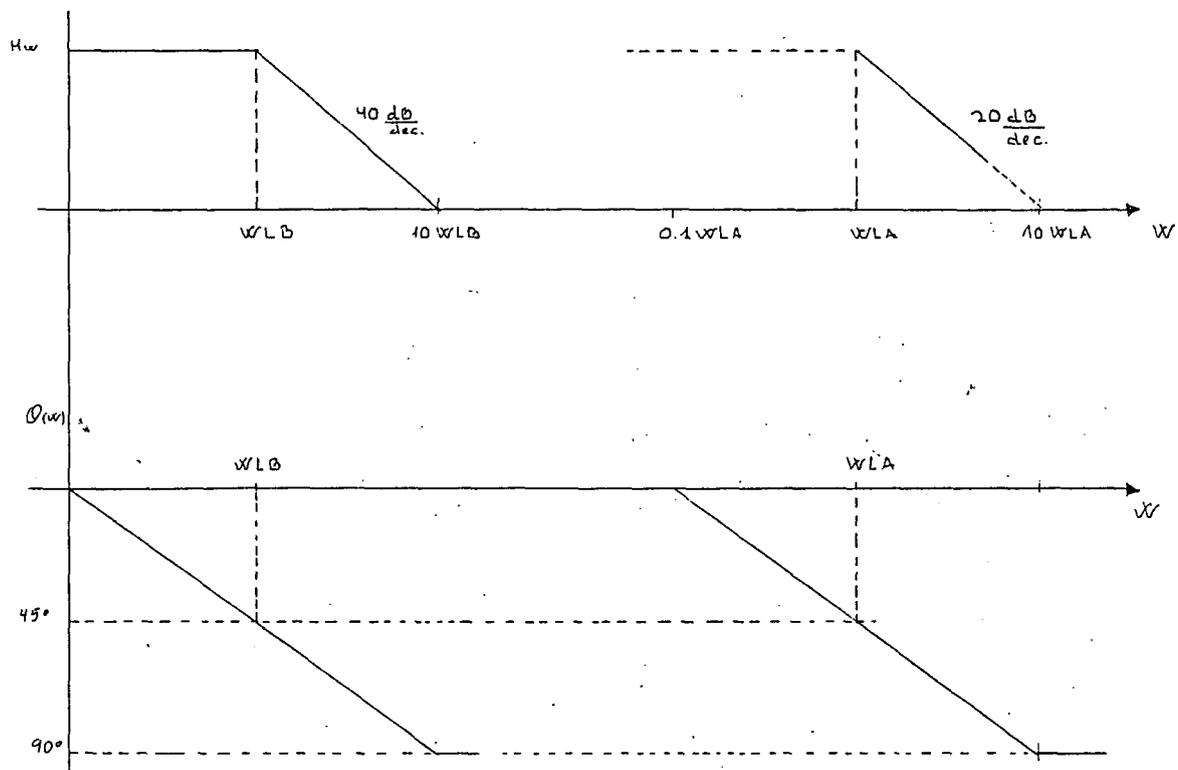
La función transferencia del depurador es:

$$H(WLA) = \frac{1}{\frac{W}{WLA} + 1} \left\{ \begin{array}{l} |H(WLA)| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W}{WLA}\right)^2 + 1}} \\ \Theta(WLA) = - \operatorname{arctg} \frac{WLA}{W} \end{array} \right.$$

Y la del filtro Activo es:

$$H(WLB) = \frac{1}{\left(\frac{W}{WLB}\right)^2 + \alpha \left(\frac{W}{WLB}\right) + 1} \left\{ \begin{array}{l} |H(WLB)| \approx \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W}{WLB}\right)^4 + 1}} \\ \Theta(WLB) = - \operatorname{arctg} \left(\frac{WLB}{W}\right)^2 \end{array} \right.$$

donde $WLB = W_1 L$ de la figura A

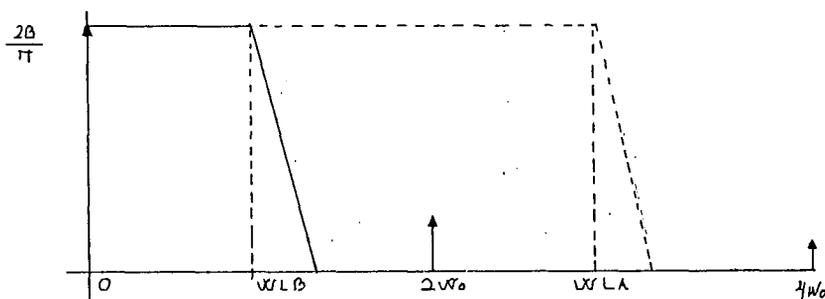


Al pasar por el depurador, filtrarà los dos primeros espectros de la señal rectificadora $f_3(t)$

$$f_{4A}(t) = \frac{2 B}{\pi} - \frac{4 B}{3 \pi} \cdot \cos \left[2 \omega_0 t + \theta(\omega_1 H) + \theta(\omega_1) + \theta(WLA) \right]$$

Y al pasar por el filtro Activo, se obtendrá la componente continua.

$$f_4(t) = \frac{2B}{\pi}$$



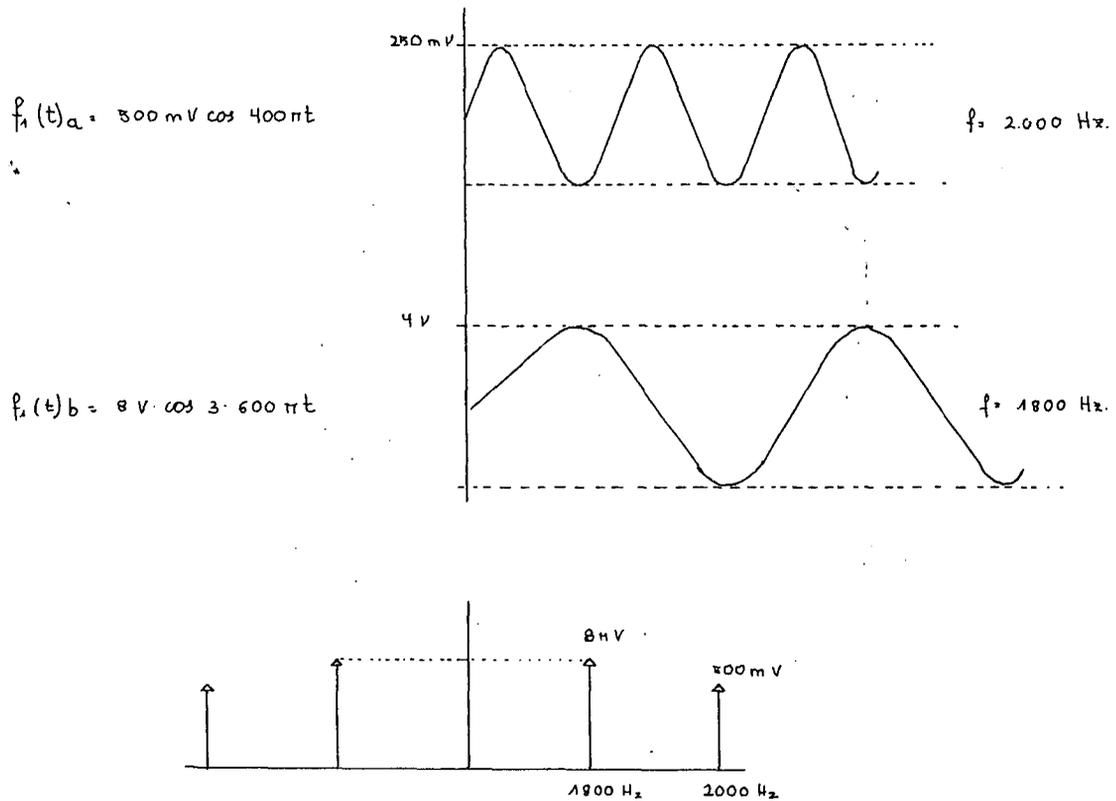
y estos niveles de continua se modulan con la señal $f_2(t)$ procedente de la portadora.

Comprobación

Se tomaron dos señales sinusoidales

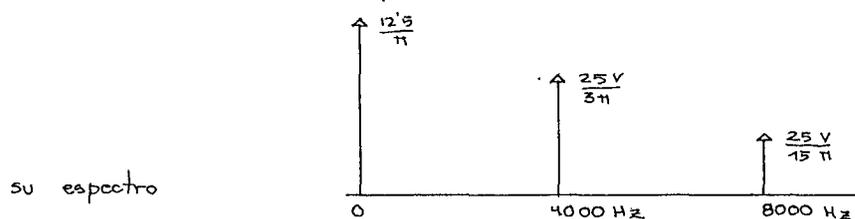
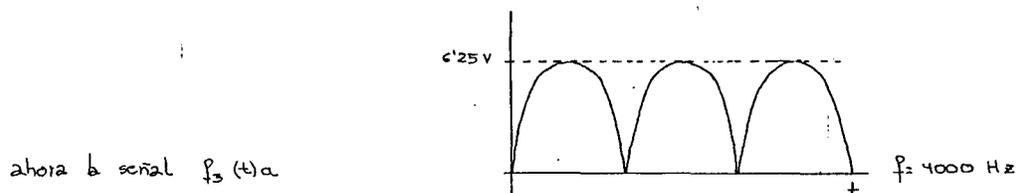
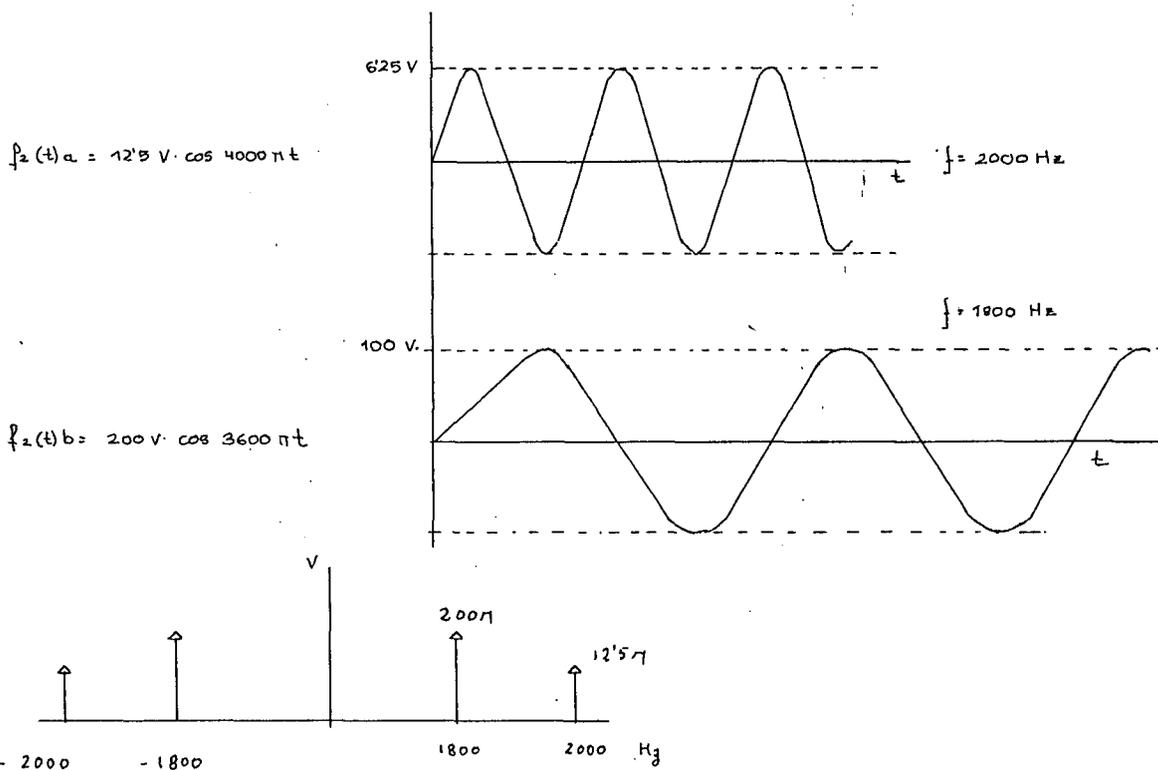
Una $f_e(t)_a =$ por la entrada a = 50 mV cos 4000 π t

Y otra $f_e(t)_p =$ por la entrada b (portadora) = 800 mV cos 3600 π t



Estas dos señales fueron filtradas por el 8^{vo} canal, con lo cual se está consiguiendo una excelente concordancia en frecuencia, si estas seña-

les se diferenciassen moltíssim en freqüència, su concordància en freqüència seria pèssima, pràcticament nula. Y si la diferència entre freqüències entre estas dos senyals estuïeran entre freqüències de canals pròxims, la concordància seria acceptable.

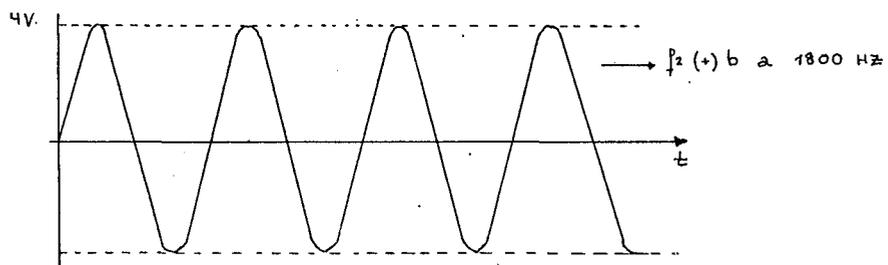


Al pasar por el depurador con una $f_c = 2.100$ Hz, y el filtro activo con una $f_c = 320$ Hz.

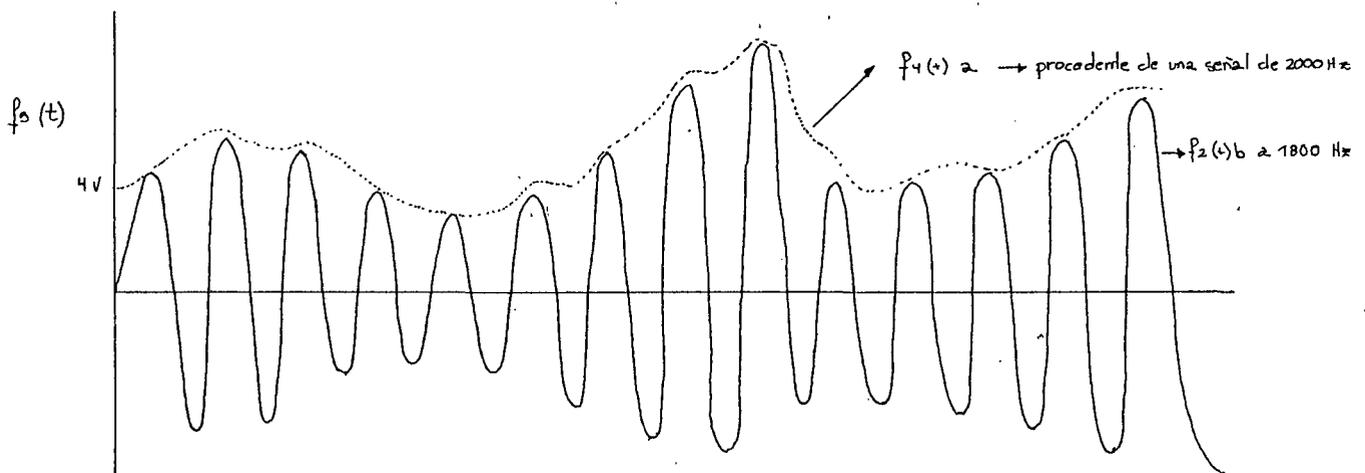
lo que nos queda es su componente continua.

$$f_4(t)_a = \frac{12,5}{\pi} = 4 \text{ voltios}$$

Luego esta señal $f_4(t)_a$, se multiplica o se superpone con la señal $f_2(t)_b$



Si se varia el nivel de tensión de $f_e(t)_a$, estos niveles de tensión continua también varía, obteniéndose



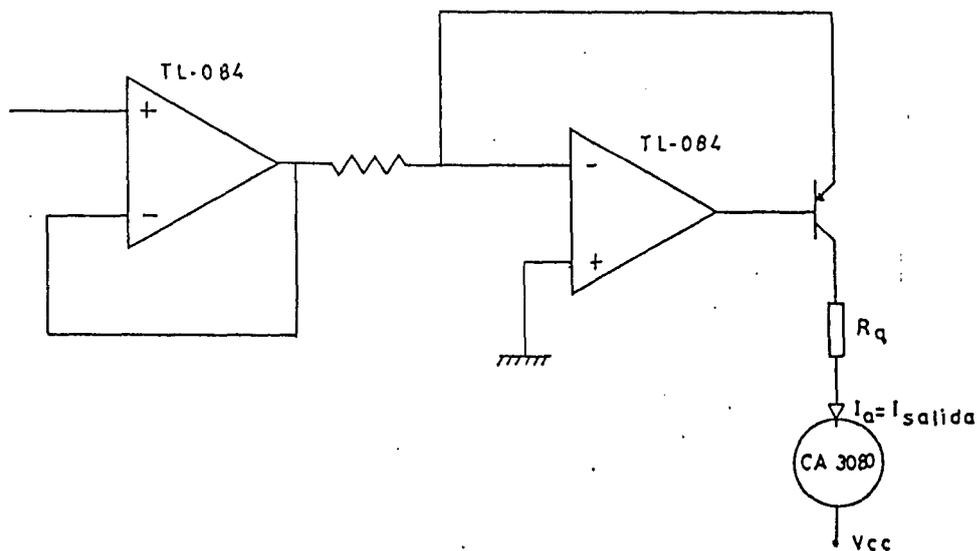
debido a que lo que se obtienen unos niveles de tensiones continua de la señal fónica, para que se superpongan lo más posiblemente a una portadora en frecuencia (concordancia en frecuencia) se ha dividido el espectro fónico y la portadora en canales.

...Estas tensiones continuas procedentes del rectificador se envían a unos amplificadores controlados por Tensión (VCA) para efectuar la superposición o multiplicación de la palabra (voz) sobre la portadora (música).

El VCA a utilizar es el CA-3080, el cual posee una entrada de control de corriente para efectuar dicha modulación.

Luego estos niveles de tensiones continuas hay que convertirlos en niveles de corrientes.

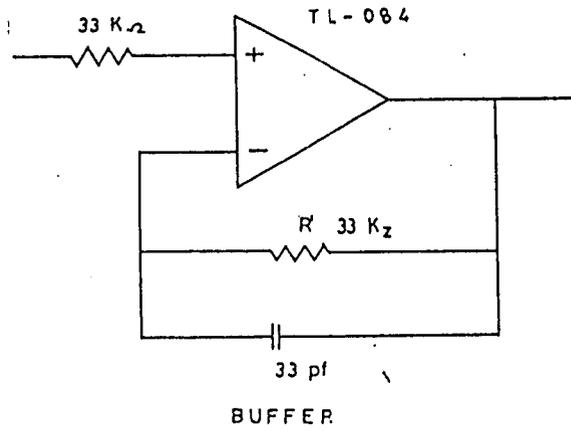
2.4.- Convertidor de tensión a corriente:



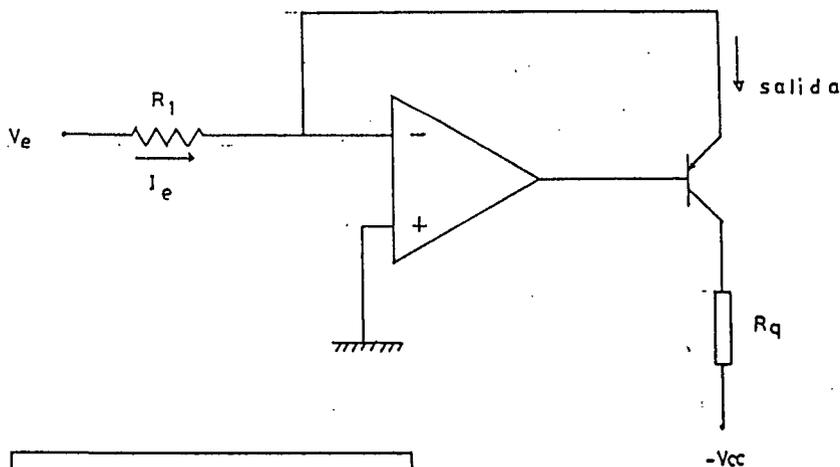
C. T/I está formado por un Buffer para separar la etapa anterior del resto.

La compensación por avance de fase, del TL-084 era a la frecuencia de 150 KHz., con un capacitor de $C = 30 \text{ pF} = 33 \text{ pF}$.

$$f_z = \frac{1}{2\pi R' C} \quad R' = 33 \text{ K}\Omega \rightarrow R = 33 \text{ K}\Omega$$



Tambièn està formado por una fuente de corriente de precisión controlado por tensión.



$$I_e = I_{sal.} = \frac{V_e}{R_1}$$

donde la corriente que circula por la carga es independiente del valor, que tome dicha carga.

Limitaciones para la Fte de corriente de precisión:

$$e) \quad I_{sal} / B_{cc} < I_{salida \text{ m\`axima del amplificador operacional}}$$

I_{sal}/B_{cc} es la corriente de base del Transistor, que es proporcionada por el Amplificador Operacional.

Las corrientes de salida m\`aximas de los Amplificadores Operacionales suelen estar comprendidas entre 10 a 25 mA.

Si esta condici\`on no se cumpliera el transistor estaria siempre en corte.

Corriente de entrada por la Bia del CA-3080.

	m\`inima	Typica	M\`axima
$I_A =$	0'8 mA	1 mA	1'2 mA

$$I_e = I_{sal} = I_A \quad \frac{I_A}{B_{cc}} \ll (10 \text{ mA a } 25 \text{ mA}). \quad \text{Condici\`on cumplida.}$$

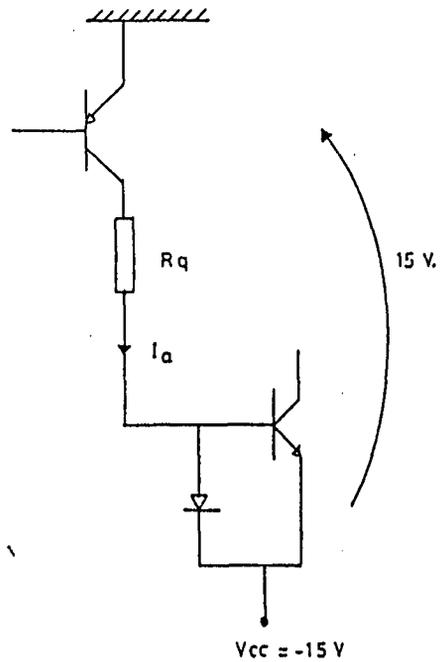
La tensi\`on de salida m\`axima del TL-084 a - 15 voltios es de unos 26 voltios pico a pico.

Como tenemos que conseguir que $I_e \text{ m\`axima} = 1'2 \text{ mA}$.

$$R_1 = \frac{26}{1'2} = 21'6 \approx 22 \text{ K}$$

b) La mayor resistencia de carga por la I_{sal} no supere la V_{cc}

Entrada por la vía al
CA-3080 donde la
impedancia del diodo ≈ 600



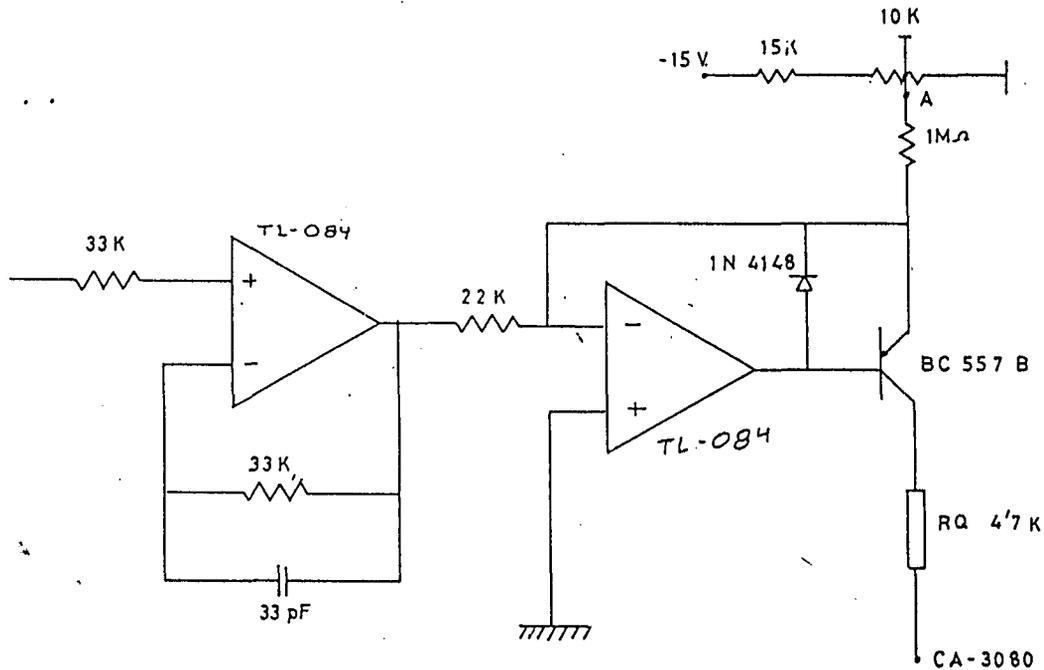
Si la R_Q crece, la caída de potencial en R_Q aumenta. Entonces $V_{CE} = 0$ voltios $0'2$ voltios, y el transistor entra en saturación.

$$R_Q = \frac{V_{cc}}{I_A} = \frac{15 \text{ v.}}{2 \text{ mA}} = 7'5 \text{ K} = 7 \text{ K} \approx 6'8 \text{ K}$$

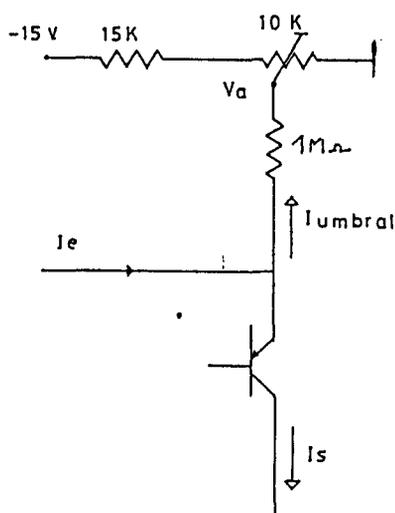
Por lo tanto la carga no debe excederse de este valor. Pongamos $R_Q = 4'7 \text{ K}\Omega$, un pto. menos en la tabla de valores.

Otro problema que presenta la fte. de corriente es: que cuando $V_e < 0$, la unión de base-emisor, se polariza en sentido inverso, entrando el transistor en corte, estando el colector a $-V_{cc}$, realimentándose por la entrada inversora y entrando en un enclavamiento en corte. Para evitar esto se suele insertar un diodo entre la base y emisor del transistor.

De tal forma que el diodo conduce mandando una Tensión $V_{\gamma} = 0.7$ a la realimentación inversora, evitando el enclavamiento del corte.



En cuanto al potenciómetro 10 K y las resistencias de 15 K y 1 MΩ es para fijar el umbral de la corriente I_A al CA-3080.



$$V_A = \frac{-15}{25 \text{ K}} \cdot 10 \text{ K} = -6 \text{ voltios}$$

$$0 < V_A < -6 \text{ v.}$$

$$I_{\text{umbral}} = \frac{6 \text{ v.}}{1 \text{ M}} = 6 \mu\text{A}$$

$$0 < I_{\text{umbral}} \leq 6 \mu\text{A}$$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
For Equipment Design

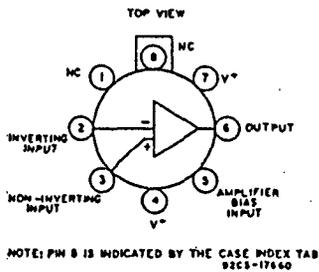
CA3080

CHARACTERISTICS	SYMBOLS	TEST CONDITIONS		LIMITS			UNITS
		Cr. V ⁺ = 15V, V ⁻ = -15V out I _{ABC} = 500 μA T _A = 25°C (unless indicated otherwise)	Typical Characteristics Curves	MIN.	TYP.	MAX.	
		Fig.	Fig.				
Input Offset Voltage	V _{IO}	-	3	-	0.4	5	mV
		T _A = 0 to 70°C				6	
Input Offset Current	I _{IO}	-	4	-	0.12	0.6	μA
Input Bias Current	I _I	-	5	-	2	5	μA
		T _A = 0 to 70°C				7	
Forward Transconductance (large signal)	g _m	-	14	8700	9600	13000	μmho
		T _A = 0 to 70°C		5400	-	-	
Peak Output Current	I _{OM}	-	6	350	500	650	μA
		R _L = 0, T _A = 0 to 70°C		300	-	-	
Peak Output Voltage:							
Positive	V _{OM} ⁺	-	7	12	13.5	-	V
Negative	V _{OM} ⁻	-		-12	-14.4	-	
Amplifier Supply Current	I _A	-	8	0.8	1	1.2	mA
Device Dissipation	P _D	-	9	24	30	36	mW
Input Offset Voltage Sensitivity:							
Positive	ΔV _{IO} /ΔV ⁺	-	-	-	-	150	μV/V
Negative	ΔV _{IO} /ΔV ⁻	-	-	-	-	150	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	-	-	80	110	-	dB
Common-Mode Input-Voltage Range	V _{ICR}	-	7	12 to -12	13.6 to -14.6	-	V
Input Resistance	R _I	-	15	10	26	-	kΩ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
Typical Values Intended Only For Design Guidance

CA3080

Input Offset Voltage	V _{IO}	-	3	0.3	mV
Input Offset Voltage Change	ΔV _{IO}	-	-	0.2	mV
		I _{ABC} = 5 μA Change in V _{IO} between I _{ABC} = 500 μA and I _{ABC} = 5 μA			
Peak Output Current	I _{OM}	-	6	5	μA
Peak Output Voltage:					
Positive	V _{OM} ⁺	-	7	13.8	V
Negative	V _{OM} ⁻	-		-14.5	
Magnitude of Leakage Current		10	11	0.08	nA
		I _{ABC} = 0, V _{TP} = 0 I _{ABC} = 0, V _{TP} = 36V		0.3	
Differential Input Current		12	13	0.008	nA
		I _{ABC} = 0, V _{DIFF} = 4V			
Amplifier Bias Voltage	V _{ABC}	-	18	0.71	V
Slew Rate:					
Maximum (uncompensated)	SR	-	-	75	V/μs
Unity Gain (compensated)		23		50	
Open-Loop Bandwidth	BW _{OL}	-	-	2	MHz
Input Capacitance	C _I	-	17	3.6	pF
Output Capacitance	C _O	-	17	5.6	pF
Output Resistance	R _O	-	18	15	MΩ
Input-to-Output Capacitance	C _{I-O}	19	20	0.024	pF
		f = 1 MHz			



CA3080

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values at $I_A = 25^\circ\text{C}$

DC Supply Voltage (between V^+ and V^- terminals)	36 V
Differential Input Voltage	± 5 V
DC Input Voltage	V^+ to V^-
Input Signal Current	1 mA
Amplifier Bias Current	2 mA
Output Short-Circuit Duration*	No limitation
Device Dissipation	125 mW

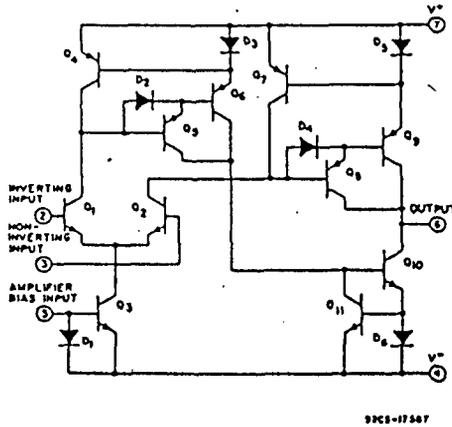
Temperature Range:

Operating	0 to $+70^\circ\text{C}$
CA3080A	55 to $+125^\circ\text{C}$
Storage	65 to $+150^\circ\text{C}$

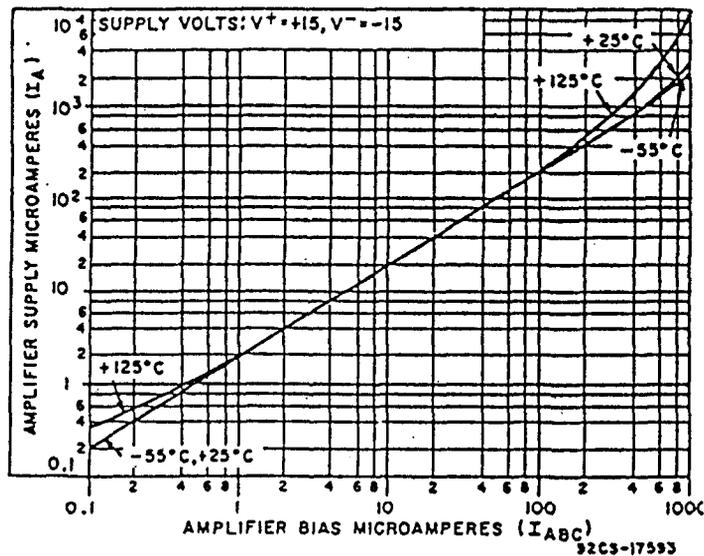
Lead Temperature (During Soldering):

At distance $1/16 \pm 1/32$ in. (1.59 ± 0.79 mm)	$+300^\circ\text{C}$
from case for 10s max.	

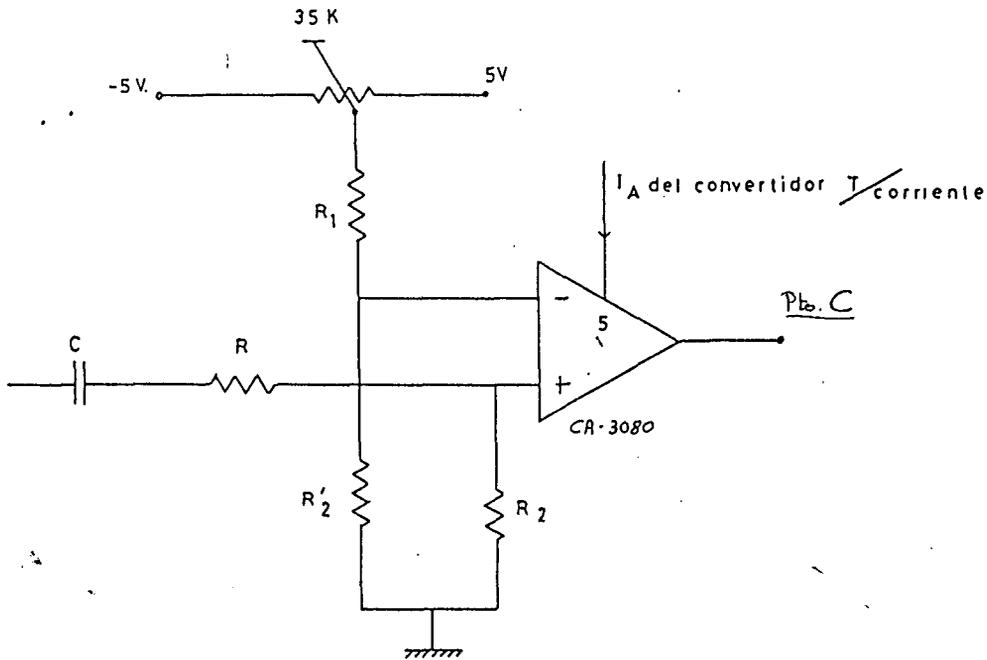
*Short circuit may be applied to ground or to either supply.



Schematic diagram for CA3080 and CA3080A.



2.5.- El modulador CA-3080:



la red R_1 y R_2' y el potenciómetro es para el equilibrado de la tensión de offset.

$$\pm V \left(\frac{R_2'}{R_1 + R_2'} \right) = \pm 7.5 \text{ mV}$$

Voltaje diferencial de entrada está en $\pm 5 \text{ V}$.

y la corriente de entrada en 1 mA.

$$\frac{10 \text{ V}}{25 \text{ K}} = 0.4 \text{ mA} \quad \text{Potenciómetro } 25 \text{ K}\Omega$$

Fijemos $R_1 = 100 \text{ K}\Omega$

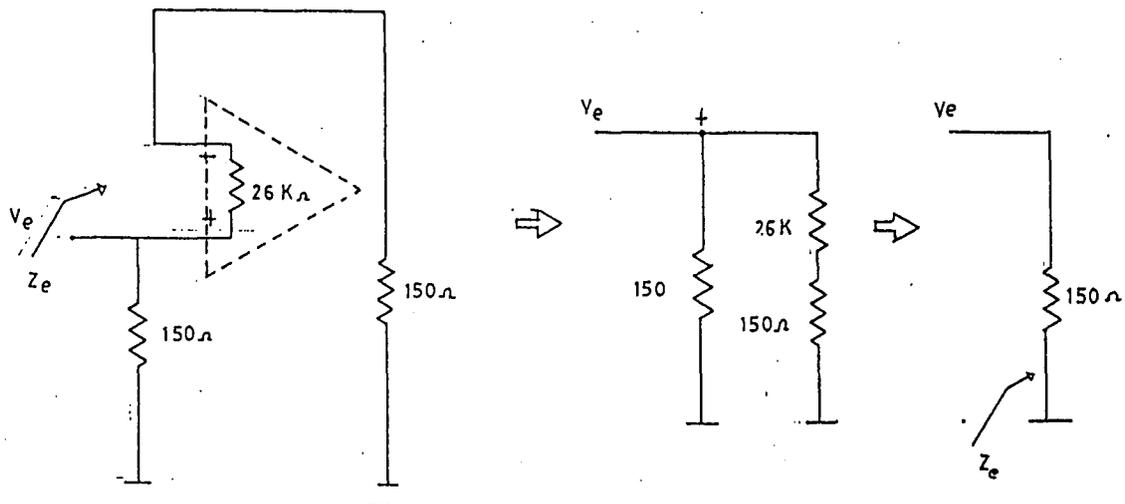
$$5 \left(\frac{R_2'}{100 \text{ K} + R_2'} \right) = 7.5 \text{ mV.}$$

$$R'_2 \left(1 + \frac{7'5 \cdot 10^{-3}}{5} \right) = \frac{7'5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^5}{5}$$

$$R'_2 = \frac{7'5 \cdot 10^{-3} (1 \cdot 10^5)}{5 (1 + \frac{7'5 \cdot 10^{-3}}{5})} = \frac{7'5 \cdot 10^2}{5 + 7'5 \cdot 10^{-3}} = 149'7 \approx 150 \Omega$$

$R_2 = 150 \Omega = R'_2$

La impedancia de entrada del CA-3080 es de 26 K pero ahora la hemos reducido a unos 150 .



por lo tanto pongamos R alta y mayor de 26

$R_1 = 47 K \Omega$

El condensador C es de acoplo para las tensiones continuas, debe ser lo más grande posible, para que la reactancia que presente a la mínima frecuencia sea baja.

Como la frecuencia baja de corte por el filtro de zumbido paso alto es de 30 Hz.

$$f_L \leq 30 \text{ Hz.}$$

$$f_L = \frac{1}{2 \pi (R + R'_2) C} \leq 30 \text{ Hz.}$$

$$C \geq \frac{1}{2 (R + R'_2) f} = \frac{1}{6.28 \cdot 47 \text{ K} \cdot 30} = 100 \text{ nF}$$

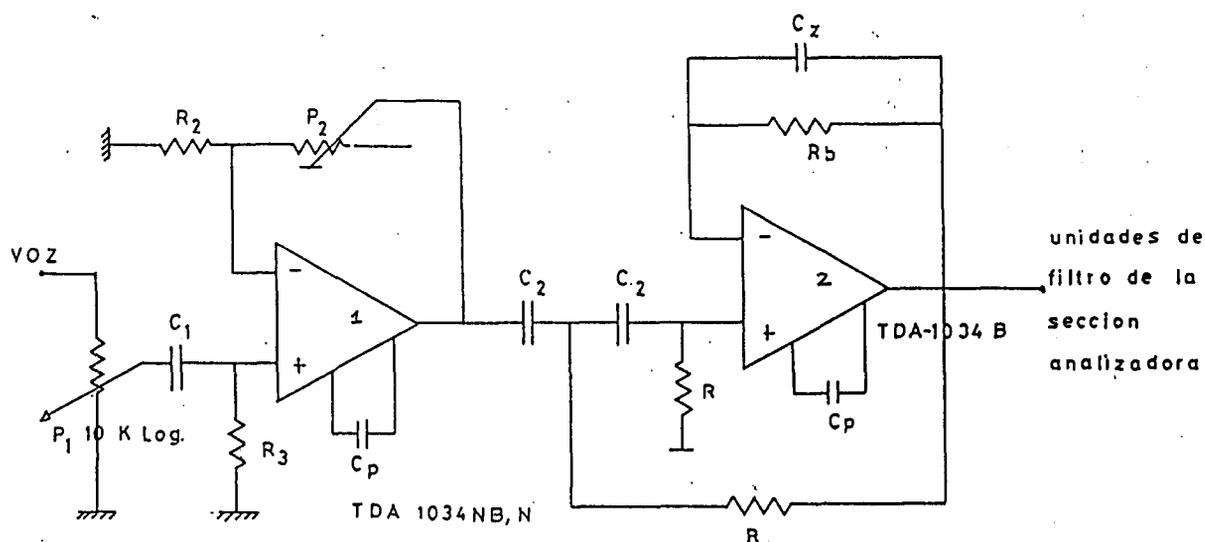
$$C \geq 100 \text{ nF} \rightarrow C = 180 \text{ nF}$$

2.6 Etapas de entrada y salida:

Estas etapas se caracterizan por utilizar operacionales con una buena relación señal ruido, y por un ataque suficiente (aproximadamente una $P_D \approx 150 \text{ mW}$)

El operacional a utilizar es el TDA-1034 ò NE-5534, sirvièndonos temporalmente del LF-357, vièndose la relación señal ruido deteriorada.

-Amplificador de entrada de la palabra (para micrófono).



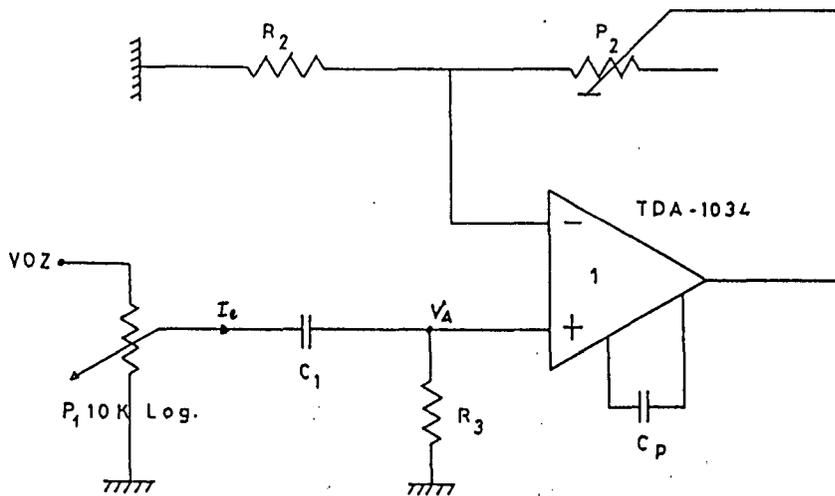
Constituida esta etapa por un preamplificador de micrófono de muy bajo ruido, seguido de un Buffer (separador), que a su vez actúa como filtro de zumbido.

La ganancia puede ajustarse desde 1 a 1000, para cualquier sensibilidad de entrada a travez de P_1 , entre 10 mV y 7'7 voltios.

La impedancia de entrada del TDA 1034 ($Z_e \approx 100 \text{ K}\Omega$), por lo que en la práctica podemos utilizar micrófonos de cualquier impedancia.

La ganancia variable a través de P_2 , es para el caso en que el micrófono se conecte con un preamplificador externo, en este caso la ganancia será de 12 aproximadamente; en caso contrario, normalmente será de 10.

Preamplificador de micrófono



$$I_A = I_E \left\{ \begin{array}{l} I_e = \frac{V_e}{R_3 + \frac{1}{sC_1}} \\ I_A = \frac{V_A}{R_3} \end{array} \right\} \frac{V_e}{R_3 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{V_A}{R_3}$$

$$V_A = \frac{V_O}{P_2 + R_2} \cdot R_2 \rightarrow \frac{V_e}{R_3 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{V_O \cdot R_2}{(P_2 + R_2) \cdot R_3}$$

$$\frac{V_O}{V_e} = \frac{\frac{(P_2 + R_2)}{R_2} R_3}{R_3 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{sC_1 \left(\frac{(P_2 + R_2)}{R_2} \right) R_3}{sC_1 R_3 + 1}$$

$$\frac{V_O}{V_e} = \frac{sC_1 R_3 \cdot G}{C_1 R_3 \left(s + \frac{1}{C_1 R_3} \right)} = \frac{G \cdot s}{s + \frac{1}{C_1 R_3}}$$

donde

$$G = 1 + \frac{P_2}{R_2}$$

El polo $C_1 R_3$ es un circuito de acoplo para corriente continua.

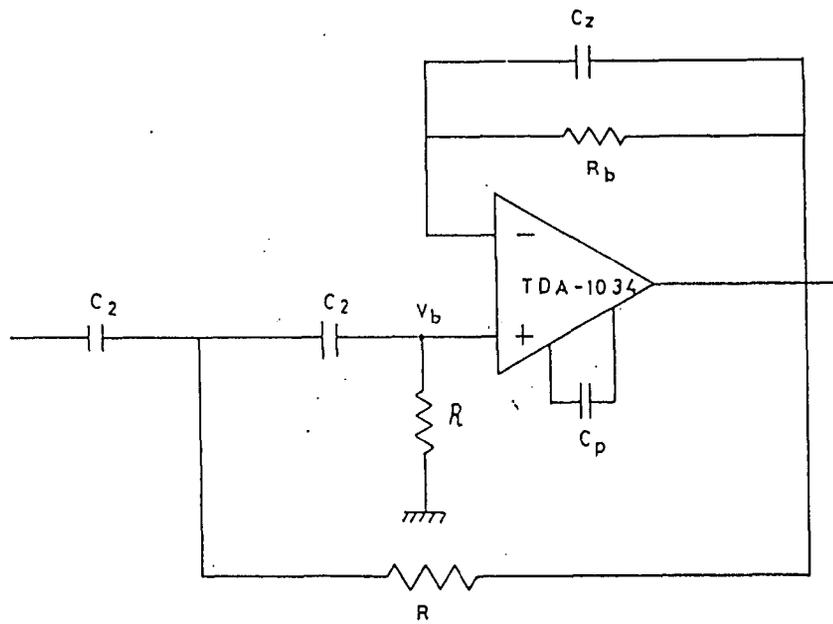
Cojamos C_1 mayor que 180 nF, $C_1 \approx 220$ nF

Pongamos $f \leq 20$ Hz pongamos $f \approx 3$ ó 4 Hz.

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1 R_3} \rightarrow R_3 = \frac{1}{2\pi C_1 f_1} = \frac{1}{6.28 \cdot 220 \cdot 10^{-9} \cdot 3} = 240K$$

$$R_3 \approx 220 K \Omega$$

Buffer (filtro de zumbido):



filtro paso alto de Sallen Key 2^{do} orden.

donde

$$f_o = \frac{1}{2 n R C_2}$$

frecuencia de corte del filtro paso alto.

$$G = \frac{V_o}{V_B} = 1 \rightarrow V_o = V_b$$

pongamos $\left\{ \begin{array}{l} R = 100 \text{ K}\Omega \\ f = 30 \text{ Hz} \end{array} \right.$

$$C_2 = \frac{1}{6.28 \cdot 10^5 \cdot 30} = 53 \text{ nF} \approx 47 \text{ nF}$$

$$R_B = R = 100 \text{ K}$$

El condensador C_p del TDA-1034 es una compensación por polo dominante. Donde, este polo dominante se coloca muy por debajo de los polos de la curva caracterlstica del TDA-1034.

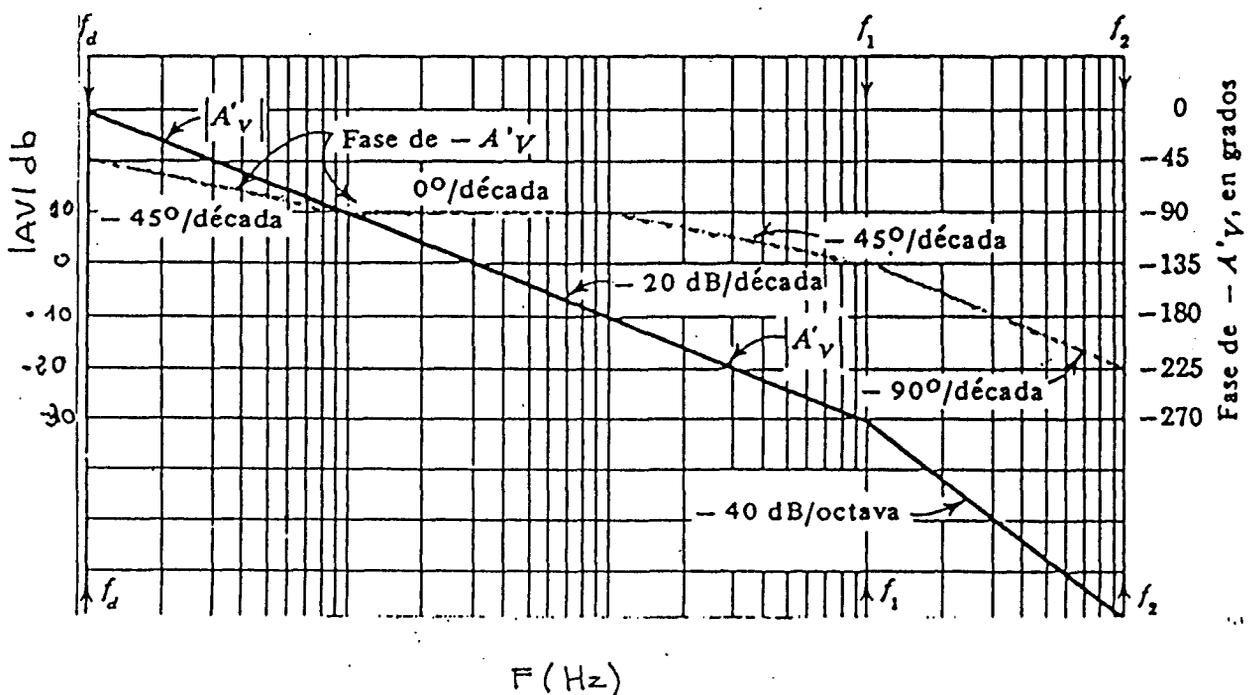
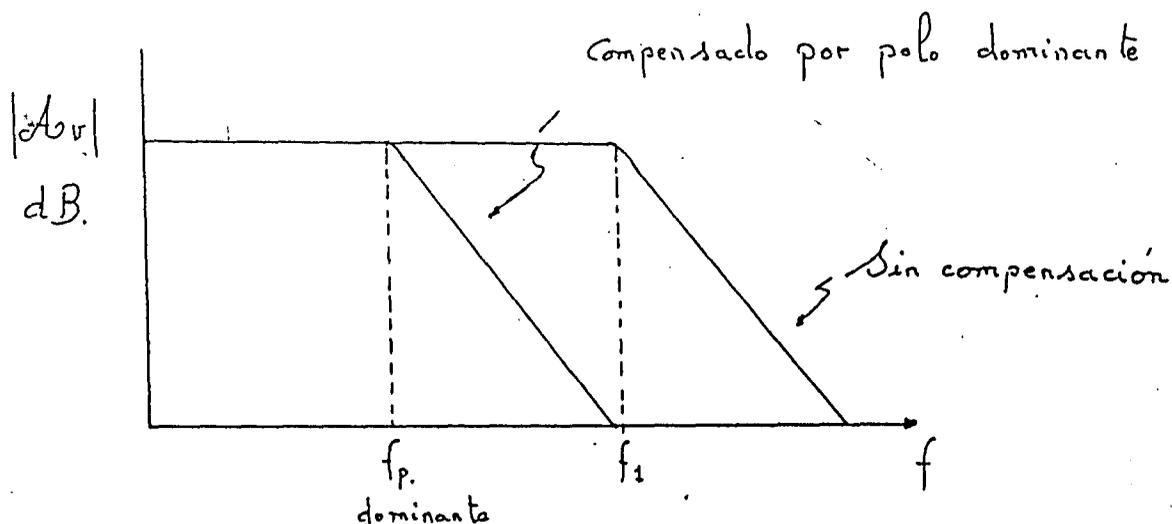
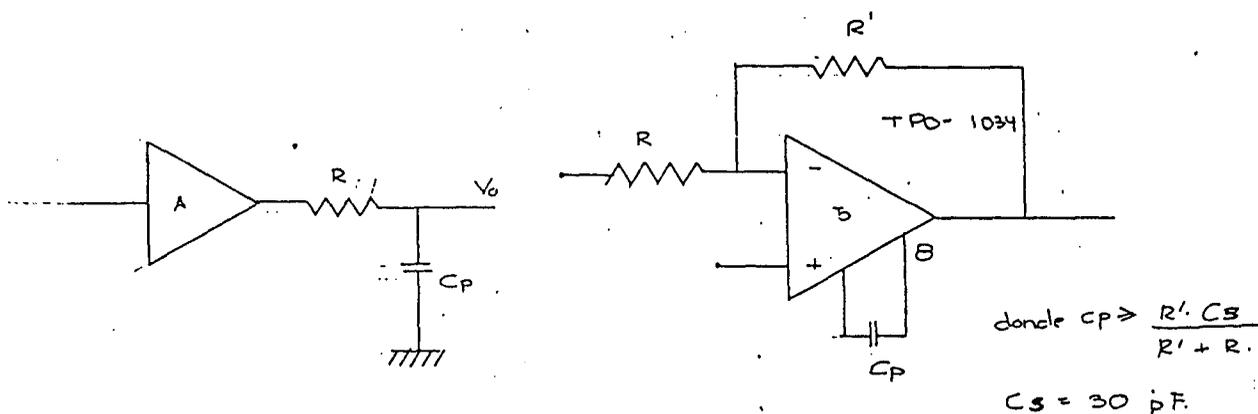


FIG. 23

Comparando la figura 22 y la figura 23, se observa que al colocar un polo muy por debajo del polo principal de las curvas características, lo que se intenta conseguir es que la ganancia sea menor que uno en donde el desfase es de -180° . El inconveniente de compensar por polo dominante es que se desperdicia ancho de banda, por lo tanto este método de compensación se suele evitar, a menos que el fabricante nos lo dé.



Esto se consigue con una simple red RC a la salida, o conectando un condensador entre las patillas que aconseja el fabricante, puesto que es donde presenta menos impedancia.



El fabricante aconseja un $C_p \approx 30 \text{ pF} \sim 33 \text{ pF}$

El condensador C_z del filtro de zumbido es una compensación por avance. Una vez compensado por polo dominante, el TDA-1034 puede oscilar a unos 50 KHz.

El TDA-1034

Tiene un ancho de Banda sin compensación de 100 MHz. Una vez compensado por polo dominante tiene un ancho de banda de 200 KHz por ganancia unitaria.

$$A_{B \text{ Lazo abierto}} \cdot G_{\text{unitaria}} = A_{B \text{ Realimentado}} \cdot G$$

$$200 \text{ KH} = AB \cdot 1 \rightarrow \boxed{AB = 200 \text{ KHz}}$$

por lo tanto el filtro de zumbido se compensará por avance

$$f_z = \frac{1}{2 \pi R_B C_z} \rightarrow C_z = \frac{1}{6.28 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^4} = 32 \text{ pF}$$

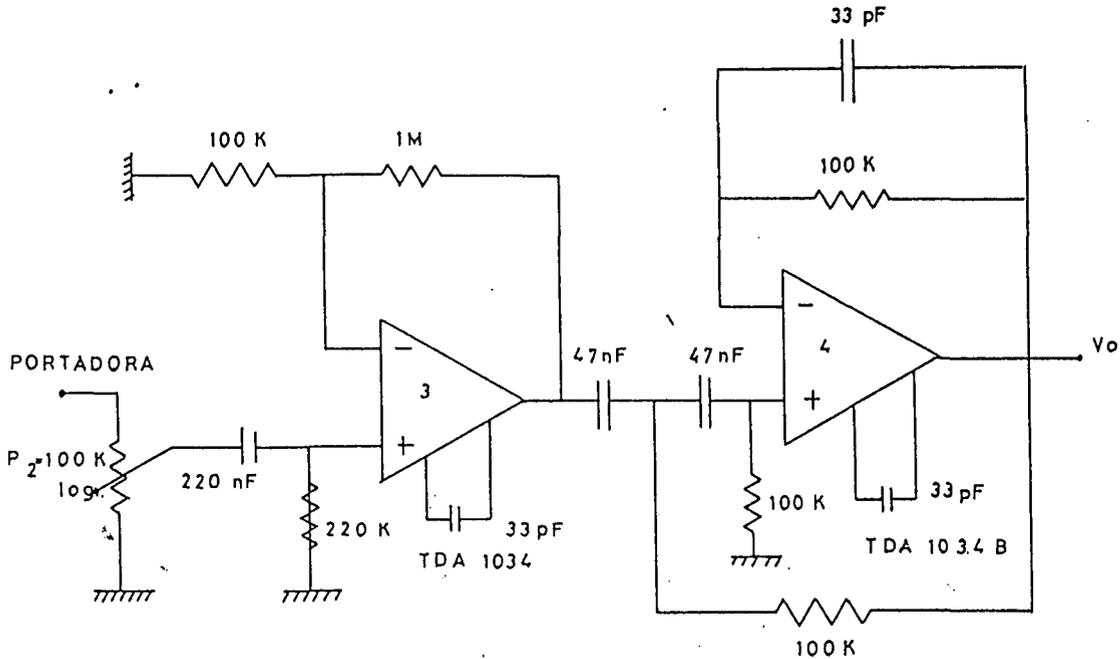
$$\boxed{C_z = 33 \text{ pF}}$$

El preamplificador de micrófono.

$$200 \text{ KHz} = AB \cdot 10 \rightarrow \boxed{AB = 20 \text{ KHz}}$$

por lo tanto el preamplificador de micrófono no necesita la compensación por avance.

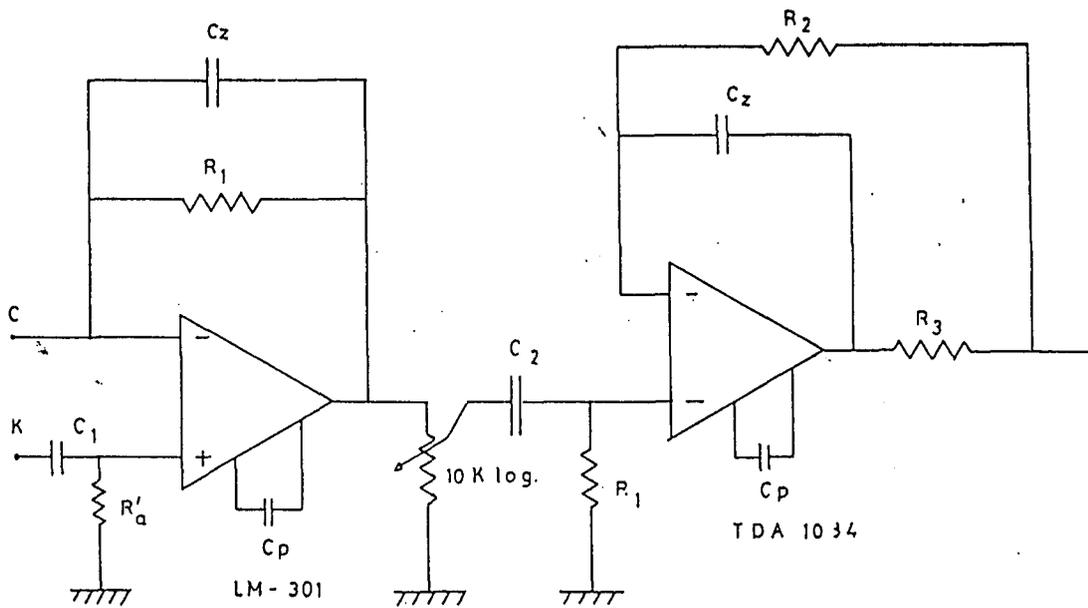
- Amplificador de entrada para la portadora (música):



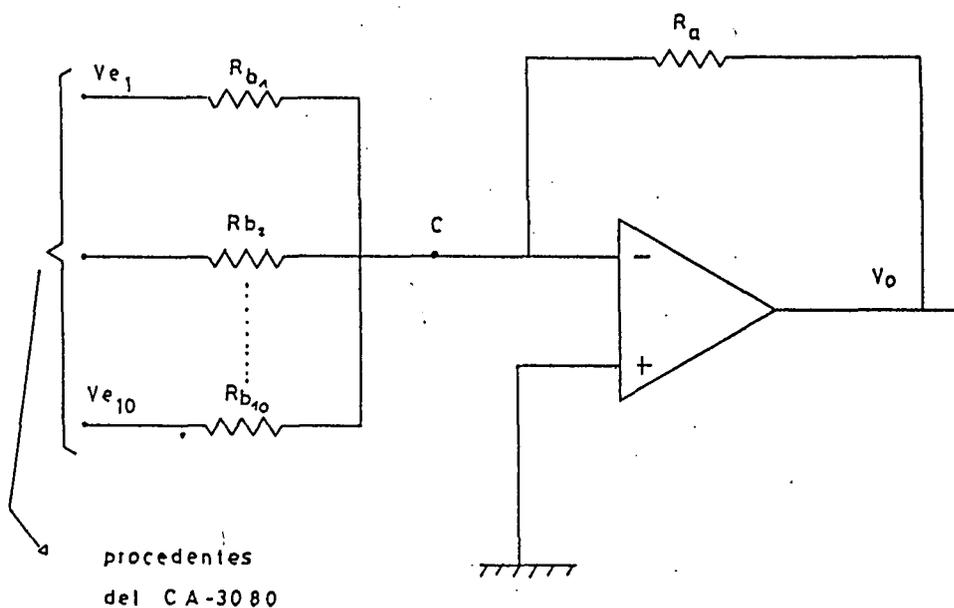
El amplificador de la portadora, es igual al de la voz: Un preamplificador de entrada con alta impedancia de entrada; buena relación señal ruido y una ganancia constante $A = 10$, y un buffer, que actúa como filtro zumbido a la $f_0 = 30$ Hz. Con una sensibilidad de unos 770 mV.

Etapa de salida:

Formada por un sumador y un buffer de salida de débil ruido y elevada potencia de ataque, (TDA-1034), con una impedancia de salida de algunos ohmios.



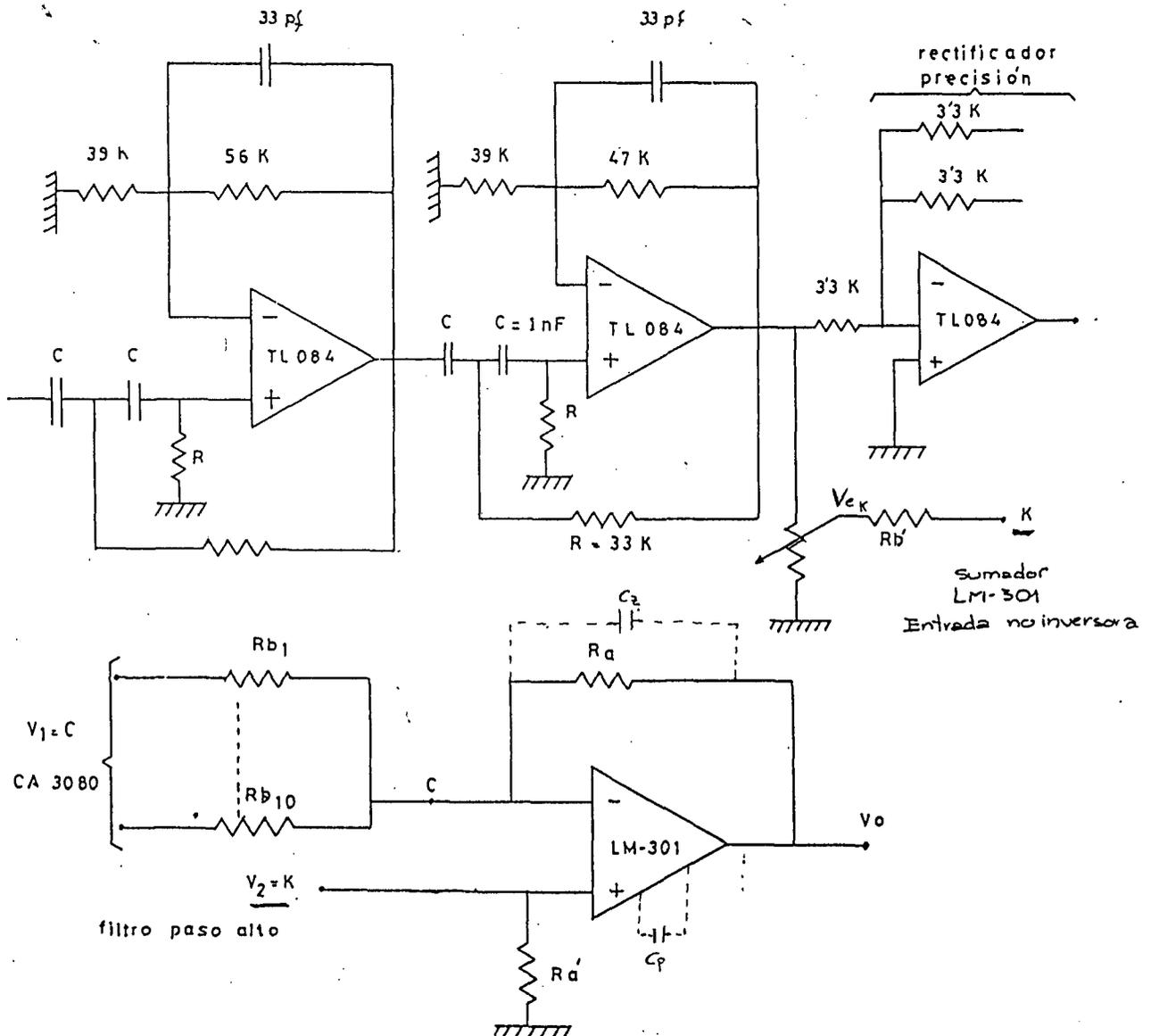
El sumador está formado por el LM-301.



Si $R_{B1} = R_{B2} = \dots = R_{B10} = R_B$

$$V_o = - \frac{R_A}{R_B} \underbrace{(V_{e1} + V_{e2} + \dots + V_{e10})}_{10 \text{ filtros}}$$

La entrada K al sumador es para añadir a la señal los sonidos sordos (como la (s) silvantes), ya que estos sonidos no tienen un espectro dinámico suficientemente ancho como para poder sintetizarlos. Por lo tanto se toma señal del filtro paso alto de la sección analizadora y se le añade a la salida.



Cuando $V_2 = 0$

$$V_o = - \frac{R_A}{R_B} (V_{e1} + V_{e2} + \dots + V_{e10})$$

Cuando $V_1 = 0$

Llamemos

$$R_{B1} // R_{B2} // R_{B3} \dots // R_{B10} = R_C$$

$$\frac{V_o}{R_A + R_C} \cdot R_C = \frac{V_{ek}}{R'_B + R'_A} \cdot R'_A$$

$$V_o = \frac{R'_A}{R'_B + R'_A} \cdot \frac{R_A + R_C}{R_C} V_{ek}$$

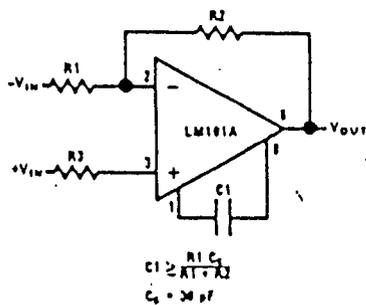
$$V_{OT} = \frac{R'_A}{R'_B + R'_A} \cdot \frac{R_A + R_C}{R_C} V_{ek} - \frac{R_A}{R_B} (V_{e1} + \dots + V_{e10})$$

La impedancia de salida del CA-3080 (amplificador de Transconductancia) típica es de $15 \text{ M}\Omega$.

$$R_{B1} = R_{B2} = \dots = R_{B10} = R_B = 15 \text{ M}\Omega$$

Compensaciòn del LM-301 por polo dominante.

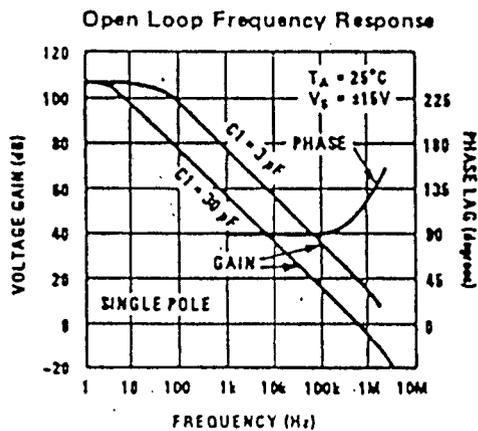
Single Pole Compensation



$$C_p \geq \frac{R_1 C_s}{R_1 + R_2}$$

$$C_s = 30 \text{ pF} \rightarrow$$

$$C_p \geq C_s = 33 \text{ pF}$$



Una vez compensado el LM-301 por polo dominante, hay un desfase de -180° , en el cual la ganancia es mayor que 1 (≈ 20 dB), a la frecuencia de unos 100 KHz, por lo tanto lo compensaremos también por adelanto (45° por década).

$$\text{Si tomamos } \begin{cases} C_z = 33 \text{ pF} \\ f_2 = 100 \text{ KHz} \end{cases}$$

$$R_A = \frac{1}{2 \pi f_2 C_z} = \frac{1}{6.28 \cdot 10^5 \cdot 33 \cdot 10^{-12}} = 48 \text{ K}\Omega = 47 \text{ K}\Omega$$

En cuanto a la entrada K (sonidos sordos o silvantes).

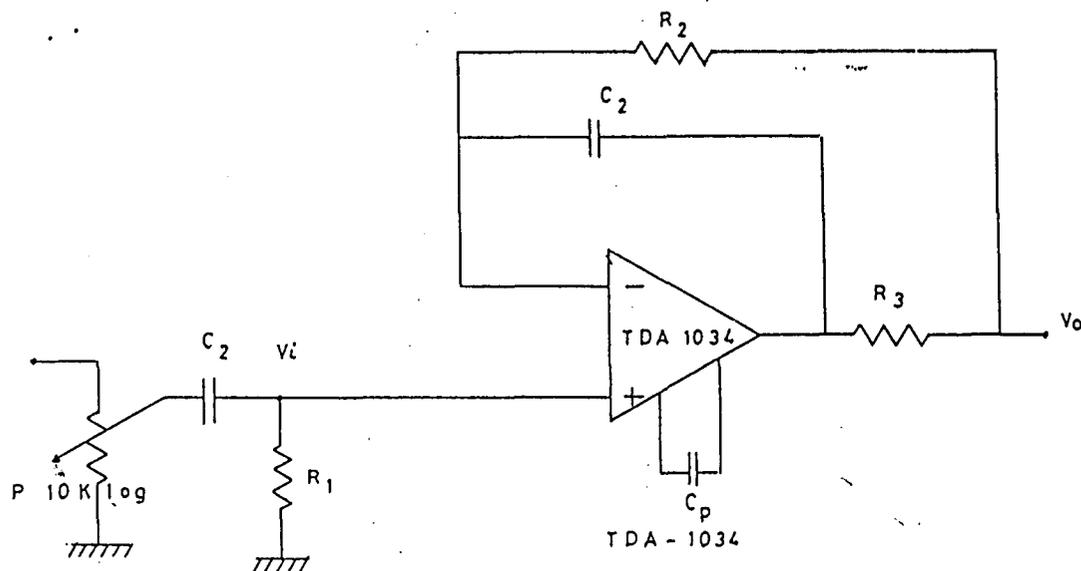
$$\text{tomemos } \begin{cases} C_1 = 220 \text{ nF de acoplo para tensiones continuas} \\ f_c \text{ del filtro paso alto es de } 4.600 \text{ Hz, cojamos} \\ \text{la frecuencia } f = 460 \text{ Hz (una década por debajo).} \end{cases}$$

$$(R'_A + R'_B) = \frac{1}{2 \pi f C_1} = \frac{1}{6.28 \cdot 460 \cdot 220 \cdot 10^{-9}}$$

$$(R'_A + R'_B) = 1.58 \text{ K}\Omega = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R'_A = R'_B = 1 \text{ K}\Omega$$

El Buffer de salida se caracteriza por su alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida (de algunos ohmios)



Tomemos $C_p = C_z = 33 \text{ pF}$, con lo cual queda compensado en frecuencia.

$C_2 = 220 \text{ nF}$ para el acoplo de corriente continua.

$$I_e = \frac{V_e}{R_1 + \frac{1}{s c_2}}$$

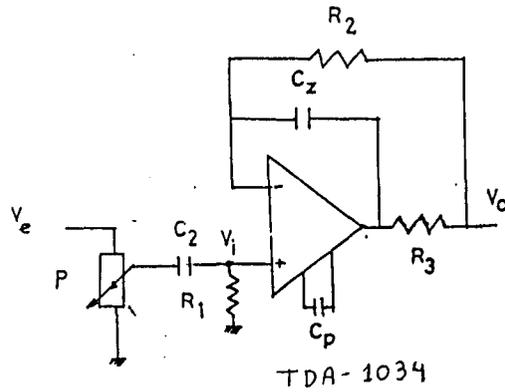
$$I_e = \frac{V_i}{R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = G \rightarrow V_i = \frac{V_o}{G}$$

$$\frac{V_e}{R_1 + \frac{1}{s c_2}} = \frac{V_o}{R_1 G}$$

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_e} &= \frac{R_1 G}{R_1 + \frac{1}{s c_2}} = \frac{G \cdot R_1 \cdot s c_2}{(s c_2 R_1 + 1)} \\ &= \frac{R_1 C_2 G s}{\frac{G R_1}{c_2} (s + \frac{1}{c_2 R_1})} \end{aligned}$$

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{Gs}{s + \frac{1}{C_2 R_1}}$$



$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 \rightarrow V_i = V_o$$

La resistencia R_3 debe tomar valores bajos, de tal forma que la diferencia de potencial en sus extremos sea mínimo, así esta resistencia queda como anulada, pero nos sirve contra protecciones de cortocircuitos en la salida.

Como ya hemos dicho el TDA-1034 una vez compensado por polo dominante presenta una $f = 50$ KHz, donde su ganancia es mayor que 1 y el desfase -180°

Como $C_z = 33$ pF $\rightarrow R_2 = 100$ K ; ponemos

$$R_1 = R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

2.7. Fuente de Alimentación:

Necesitaremos ± 15 voltios para alimentar a los operacionales y ± 5 voltios para el equilibrado de la tensión de offset para el CA-3080.

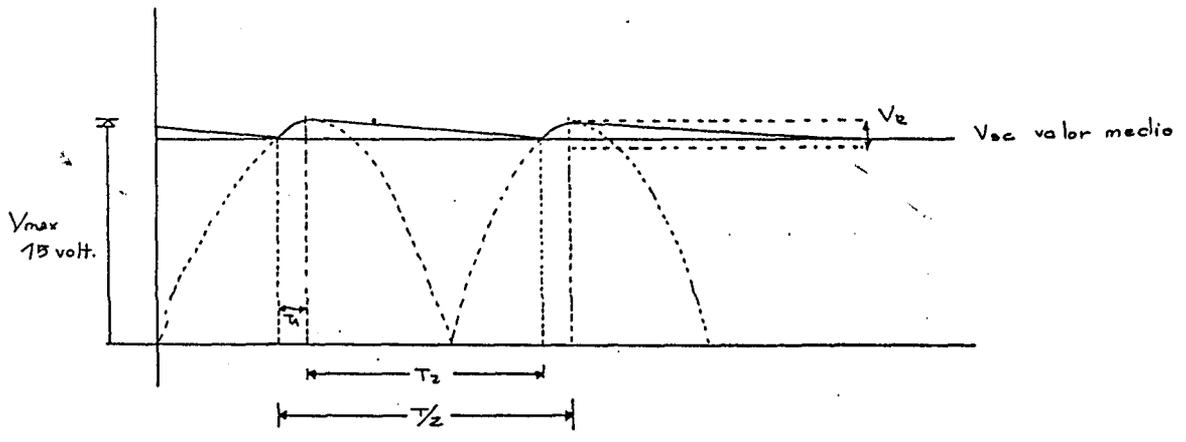
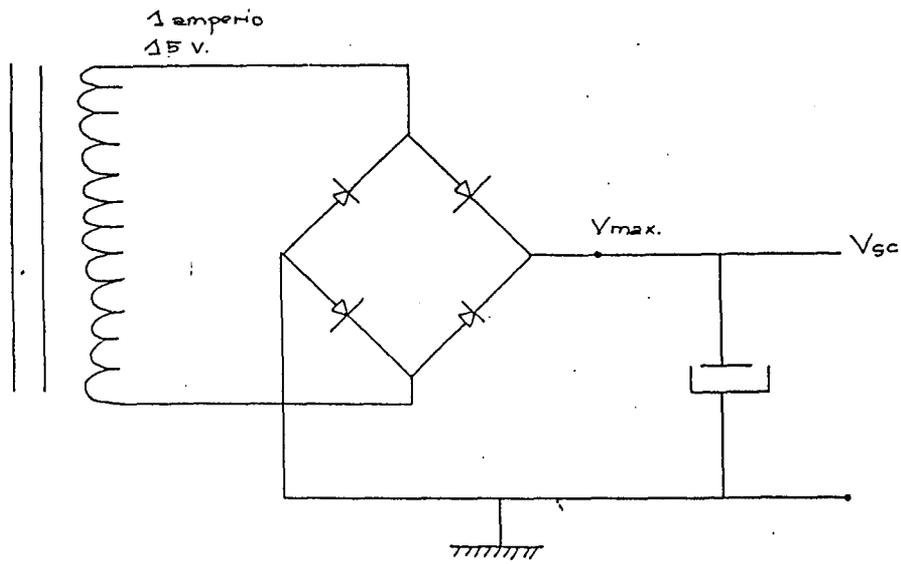
El consumo del equipo no excederá de 200 mA; por lo tanto con un transformador de doble red 15 ò 20 voltios/400 mA es suficiente.

Los puentes rectificadores a utilizar serán B40C2000, que pueden rectificar hasta 40 voltios con 2 Amperios.

Utilizaremos también unos reguladores de Tensión.

	I _q	V _{máx.} Entrada	V. Salida		C.	figura
			Mínima	Máxima		
7815CT	1000mA	17 - 35 Volt.	14'4V.	15'6 V.	100nF.	a
7915CT	1000mA	35 Volt.	14'4 Volt.	15'6 V.	"	b
78L05	100mA	30 Volt.	4'5 Volt.	5'5 V.	"	a
79L05	100mA	30 volt.	4'5 Volt.	5'25V.	"	b

Por lo tanto el transformador será doble red 15 vol/1 amperio.



$$V_{sc} = V_{m\grave{a}x} - V_r/2$$

valor medio de la tensi3n.

$$T_2 \approx T/2 = \frac{1}{2f}$$

$$V_r = \frac{I_{sc}}{2fc}$$

no deseamos una tensi3n de rizado mayor de 2 voltios pico a pico →

$$c \leq \frac{I_{sc}}{2f V_r} = \frac{1 \text{ Amp.}}{100 \cdot 2} = 5.000 \mu\text{F}$$

$$C = 4.700 \mu\text{F}$$

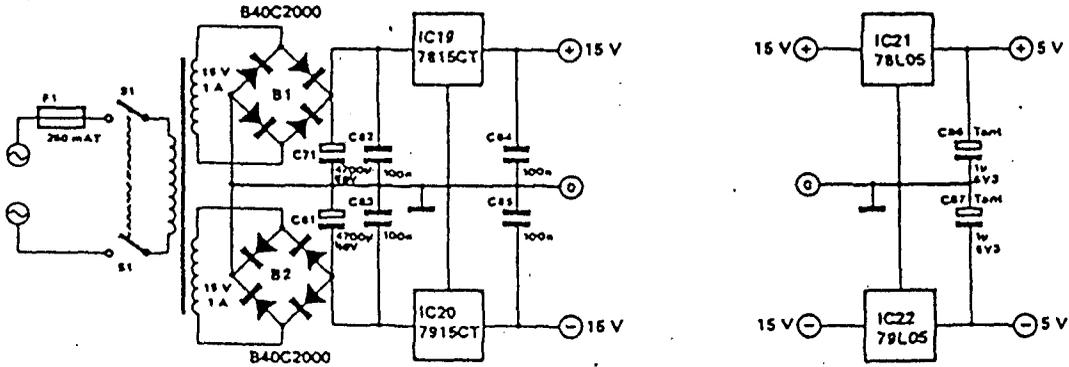
$$V_{sc} = V_{\max} - \frac{I_{sc}}{4.f.c}$$

valor medio de tensión de salida.

$$V_{sc} = 15 \text{ v.} - \frac{1 \text{ amp.}}{200 \cdot 4 \cdot 700 \mu\text{F}} = 14 \text{ voltios}$$

Con lo cual no supera ni a los 17 ni a los 35 voltios de los reguladores de Tensión 7815 CT ni 7915 CT

Fuente



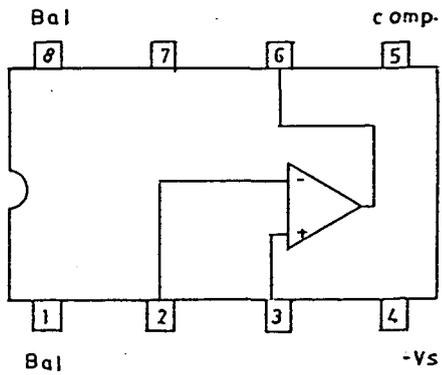
Los condensadores $C_{85} = C_{82} = C_{83} = C_{84} = 100 \text{ nF}$.

y $C_{87} = C_{86}$ son componentes determinantes en este tipo de reguladores.

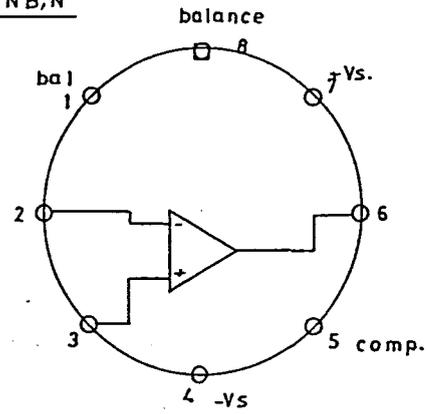
$$C_{87} = C_{86} = 1 \mu\text{F} / 6 \text{ V3}$$

es para evitar las posibles oscilaciones de los reguladores.

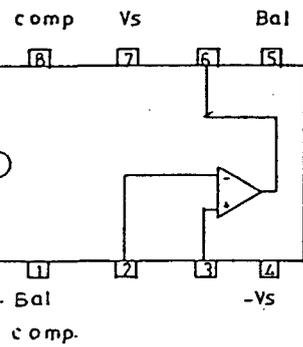
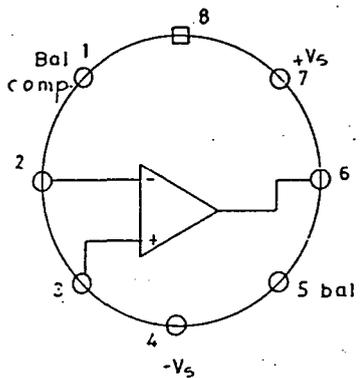
TDA 1034



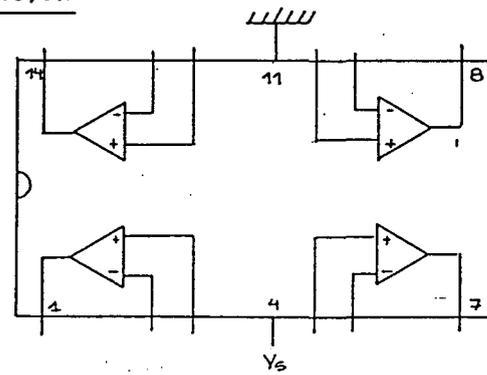
TDA 1034NB,N



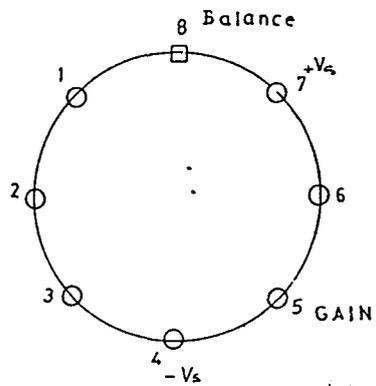
LM 301



TL 084CJ,CN



CA 3080



741RC

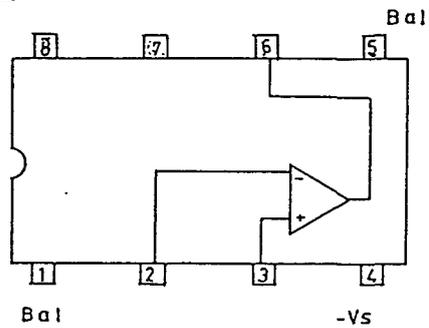


FIGURA "A"

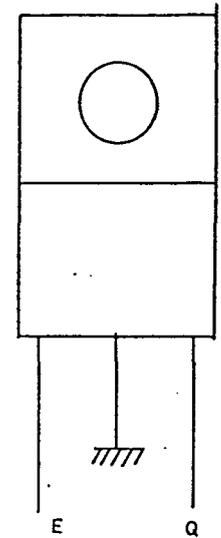
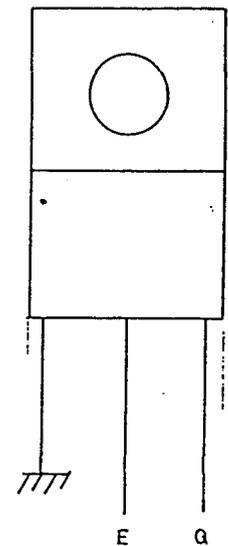
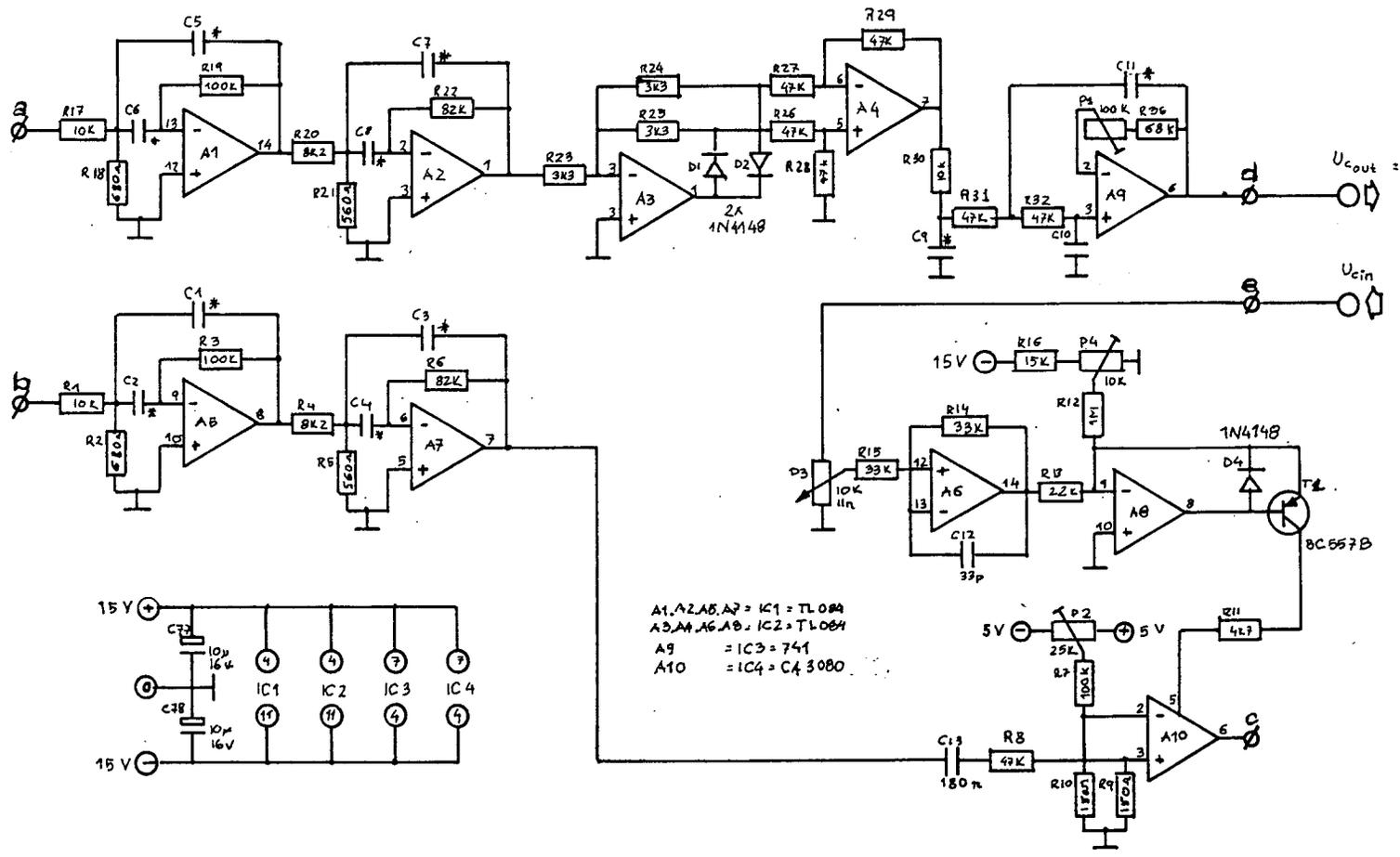


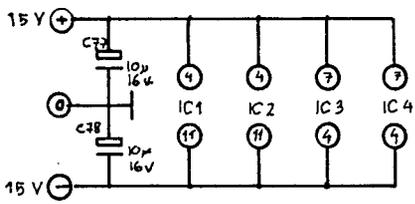
FIGURA "B"



3. ESQUEMAS ELECTRICOS Y CTOS. IMPRESOS

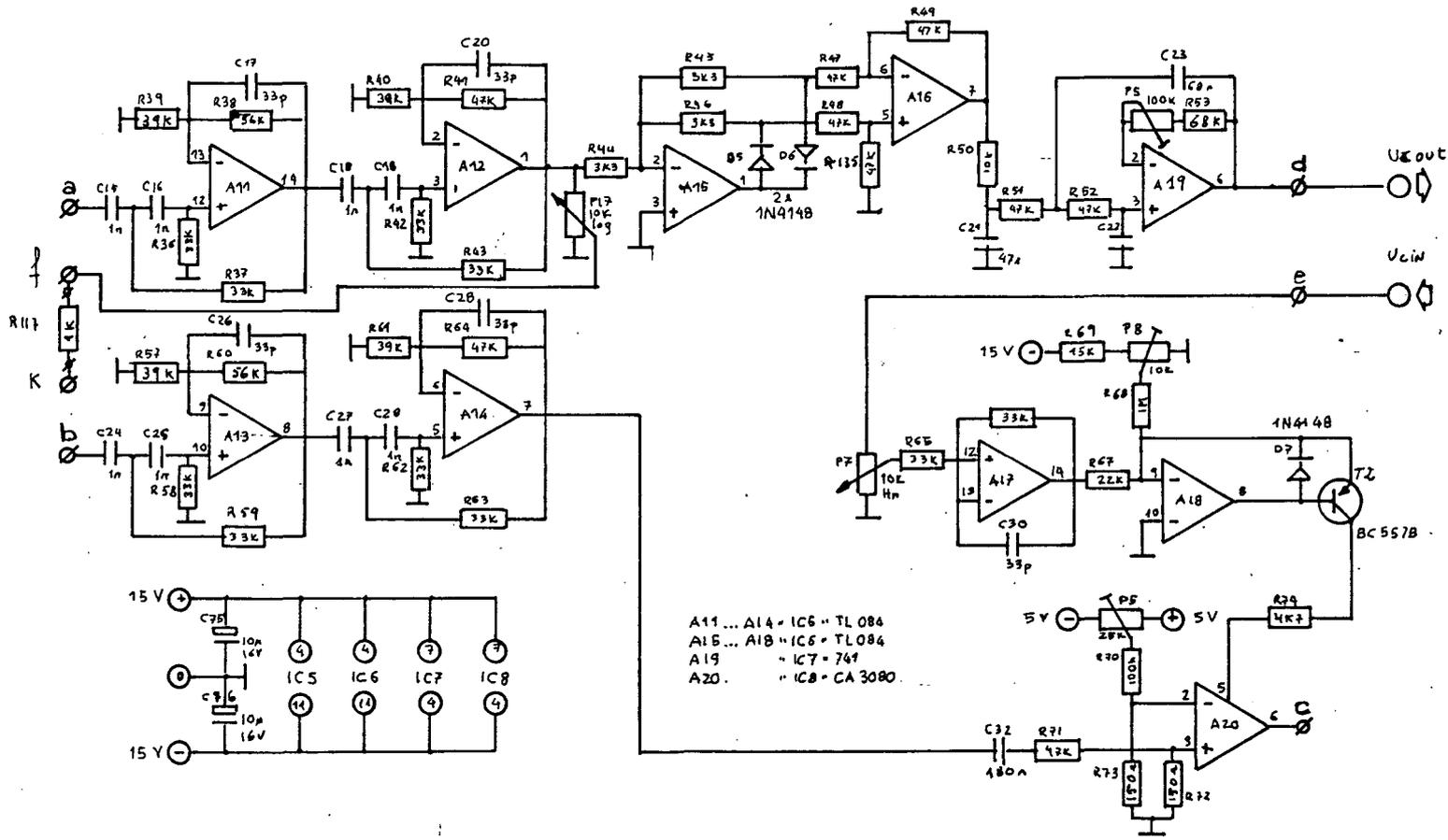


A1, A2, A5, A7 = IC1 = TL 084
 A3, A4, A6, A8, IC2 = TL084
 A9 = IC3 = 741
 A10 = IC4 = CA 3080

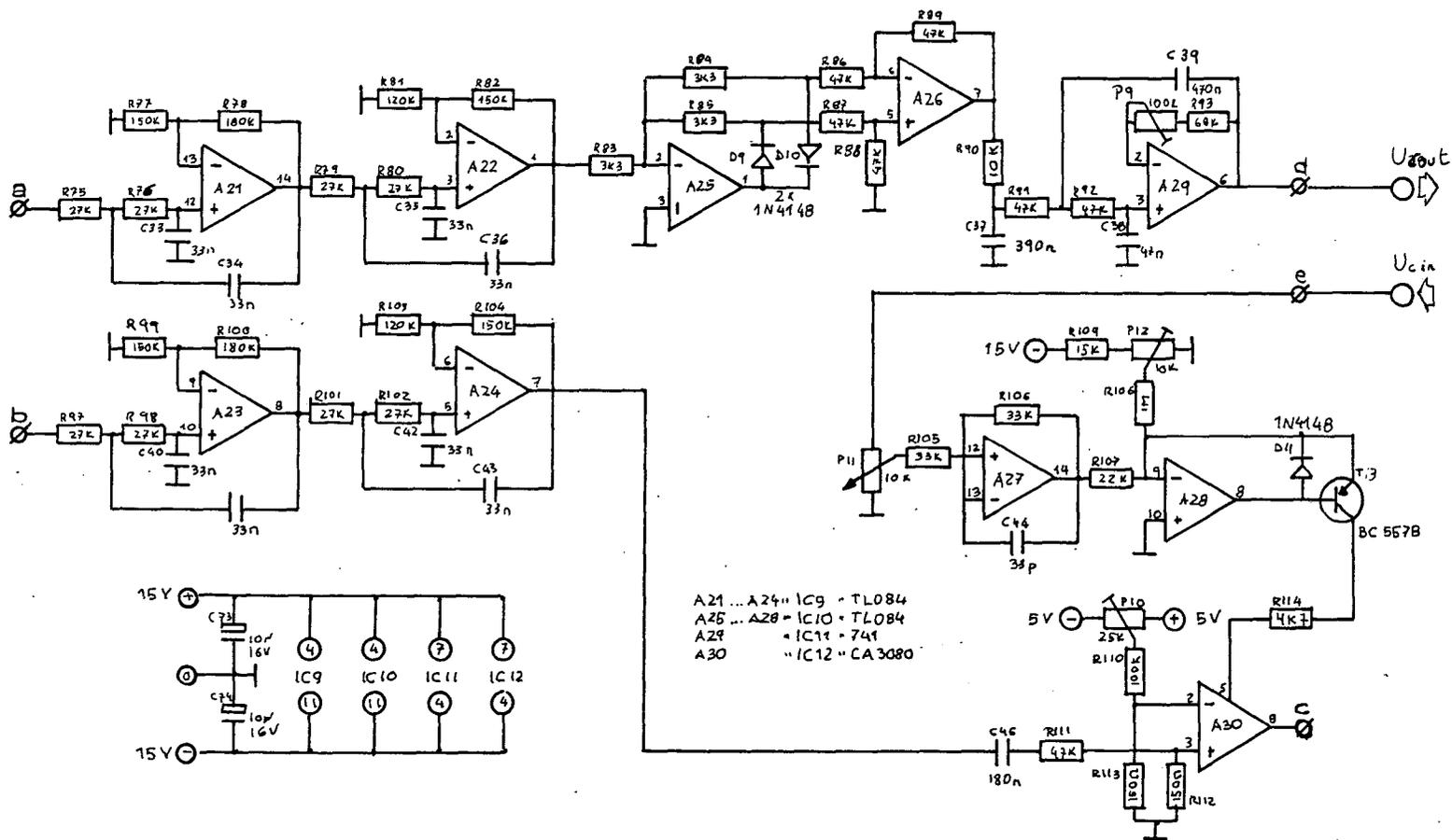


Filtro paso banda	Frecuencia central	Gama de frecuencias	C1... C	C9	C10	C11
BPF 1	265 Hz	210 - 320	82 n	220 n	33 n	330 n
BPF 2	390 Hz	320 - 460	56 n	150 n	22 n	220 n
BPF 3	550 Hz	460 - 640	39 n	100 n	15 n	150 n
BPF 4	800 Hz	640 - 960	27 n	68 n	10 n	100 n
BPF 5	1200 Hz	960 - 1440	18 n	47 n	6n8	68 n
BPF 6	1770 Hz	1440 - 2100	12 n	47 n	6n8	68 n
BPF 7	2650 Hz	2100 - 3200	8n2	47n	6n8	68 n
BPF 8	3900 Hz	3200 - 4600	5n6	47 n	6n8	68 n

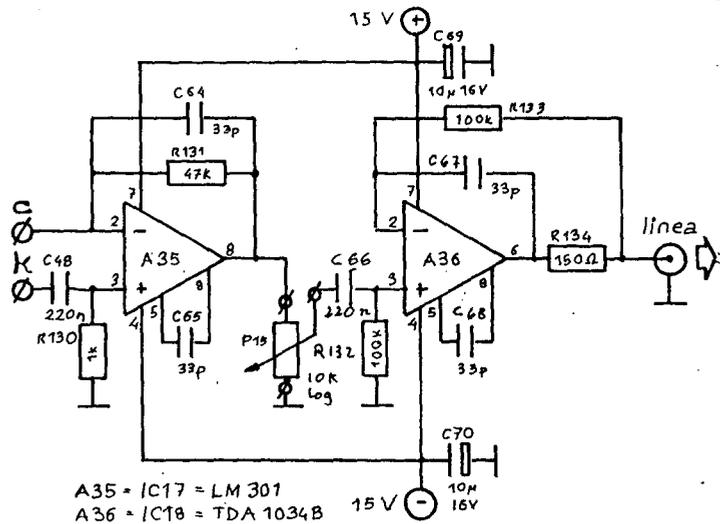
CIRCUITO COMPLETO DE UNA UNIDAD DE FILTRO PASO-BANDA



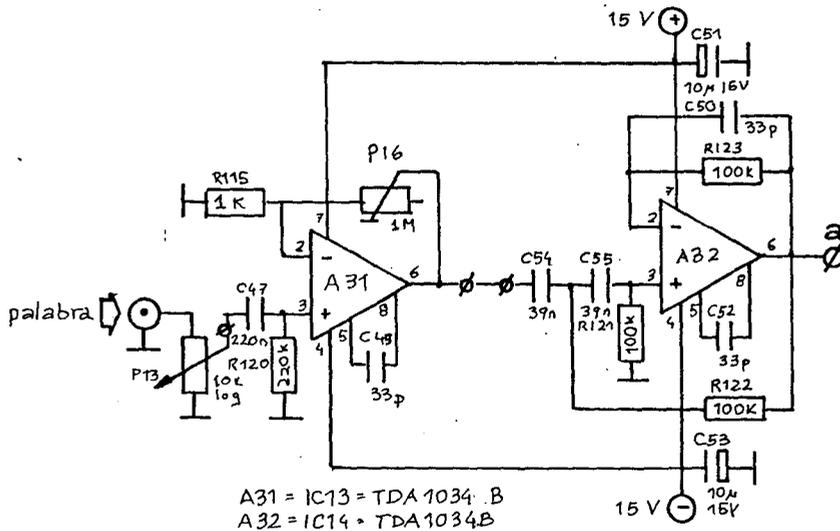
LA UNIDAD DE FILTRO PASO-ALTO



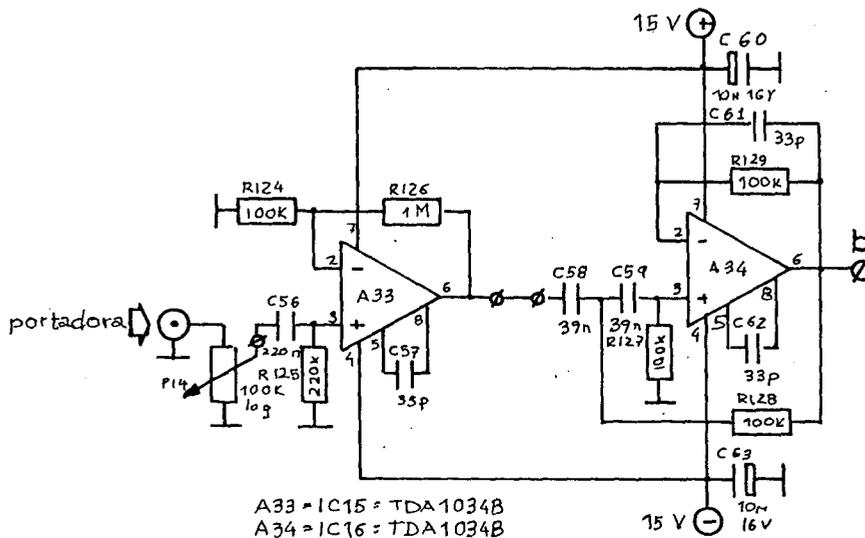
LA UNIDAD DE FILTRO PASO-BAJO



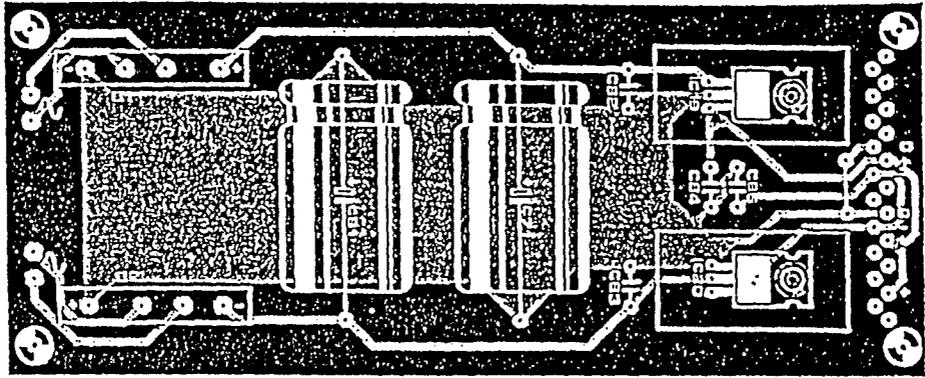
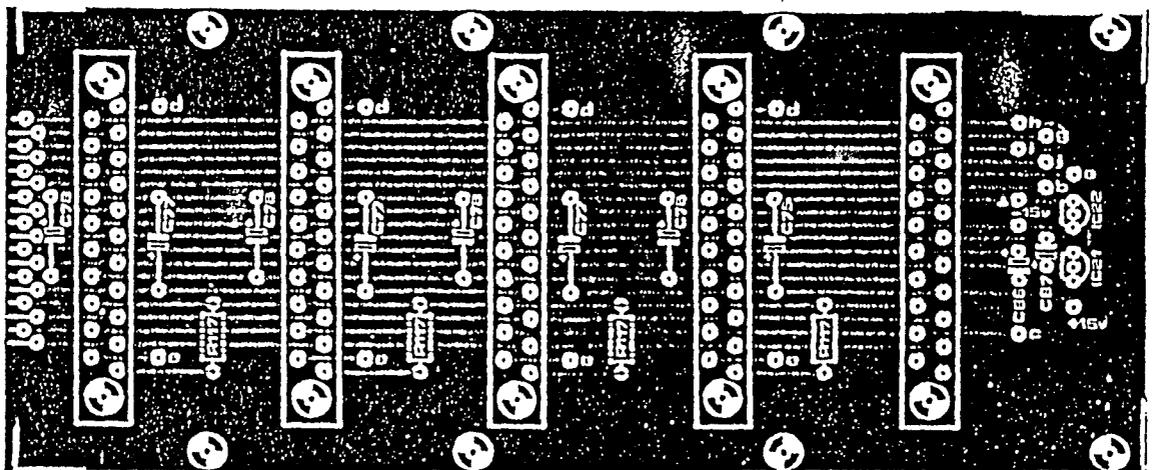
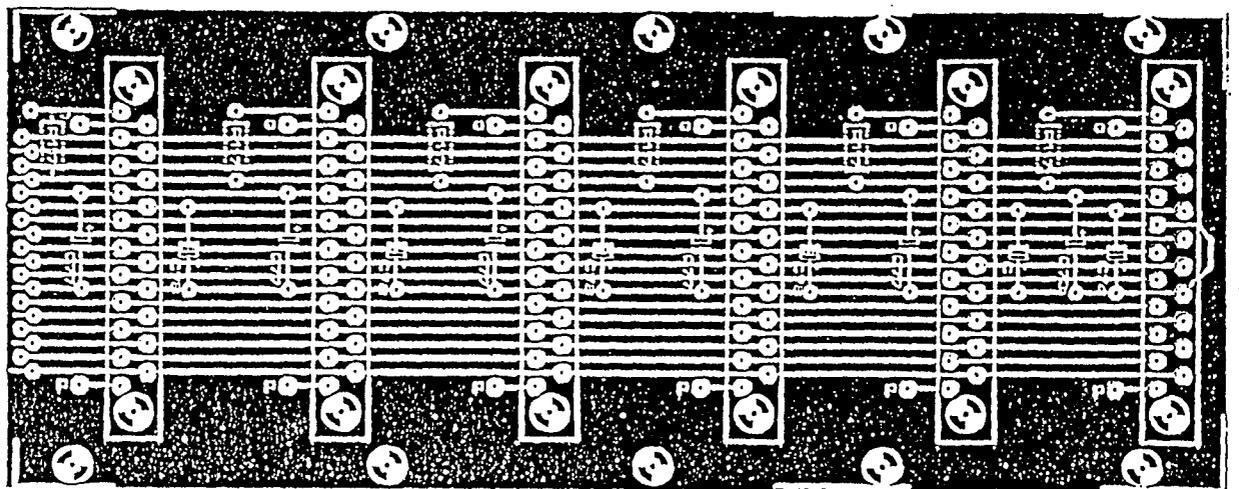
AMPLIFICADOR DE SALIDA

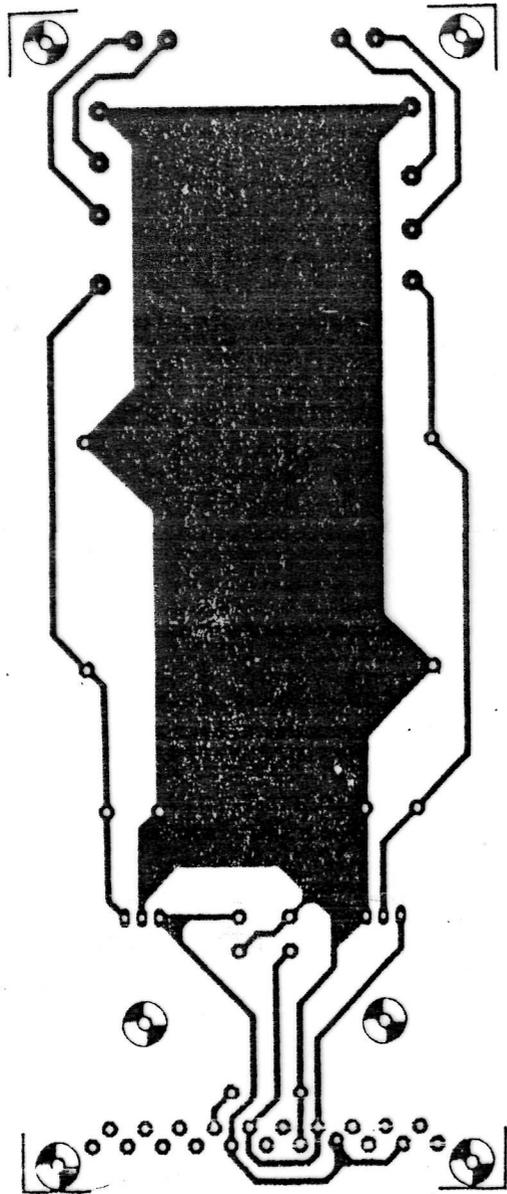


AMPLIFICADOR DE ENTRADA DE "PALABRA" PARA MICROFONO

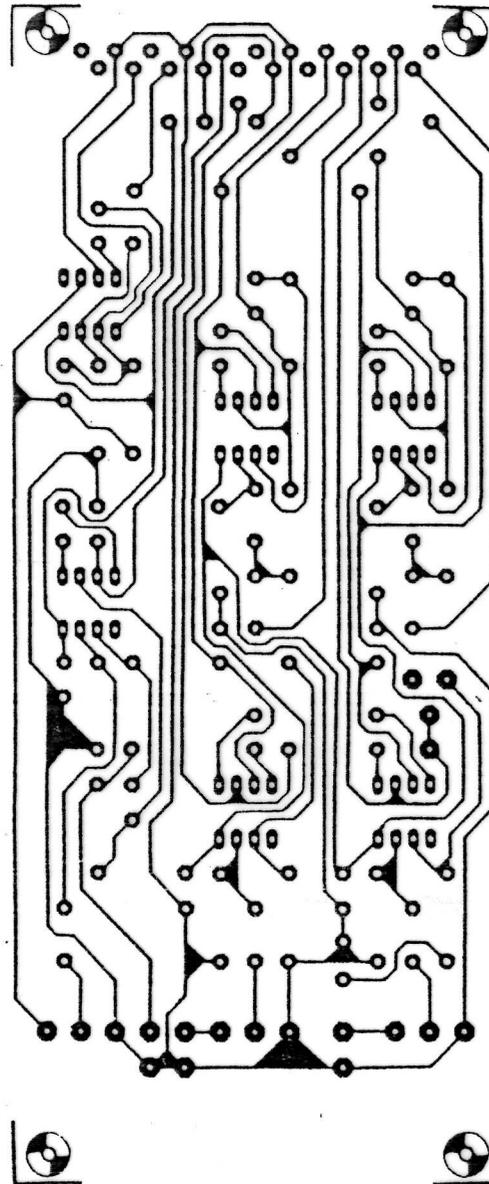


AMPLIFICADOR DE ENTRADA PARA LA SEÑAL "PORTADORA"

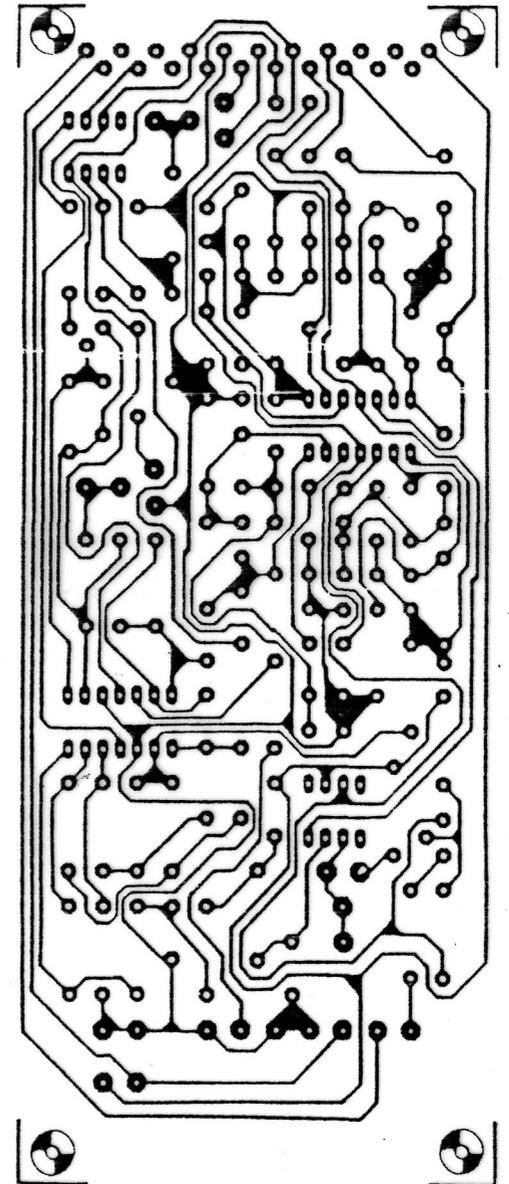




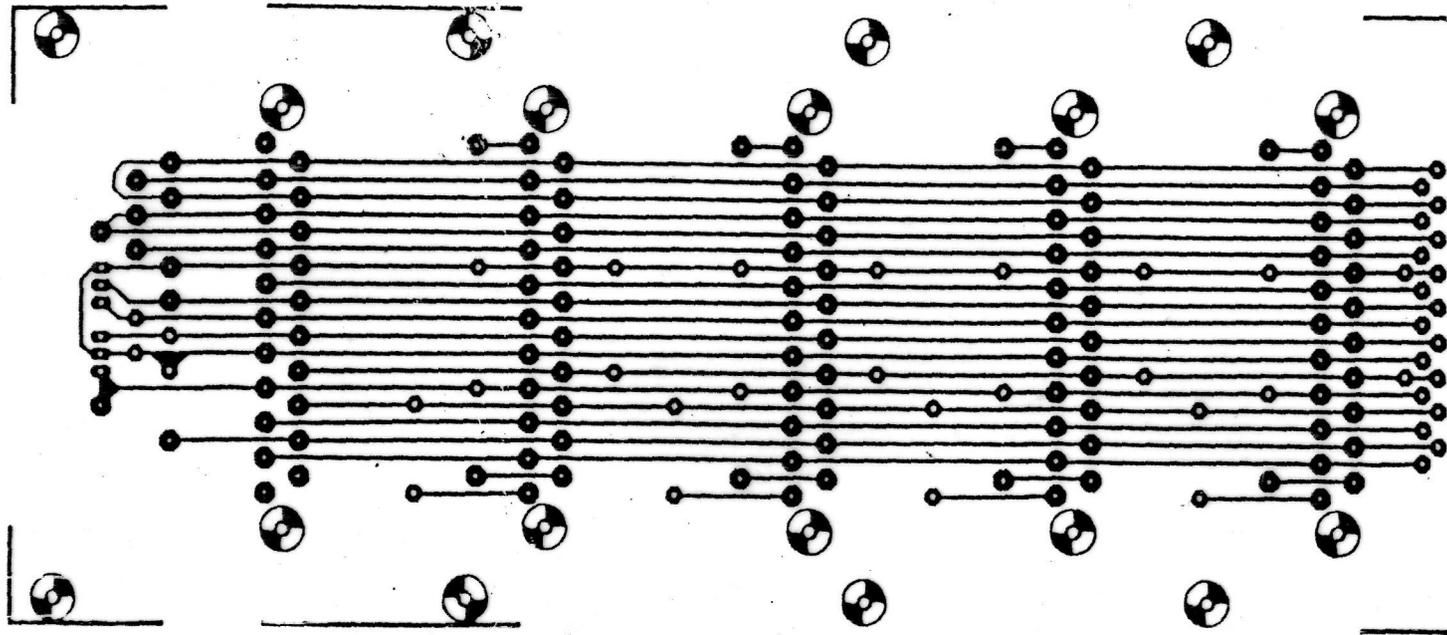
fte alimentación



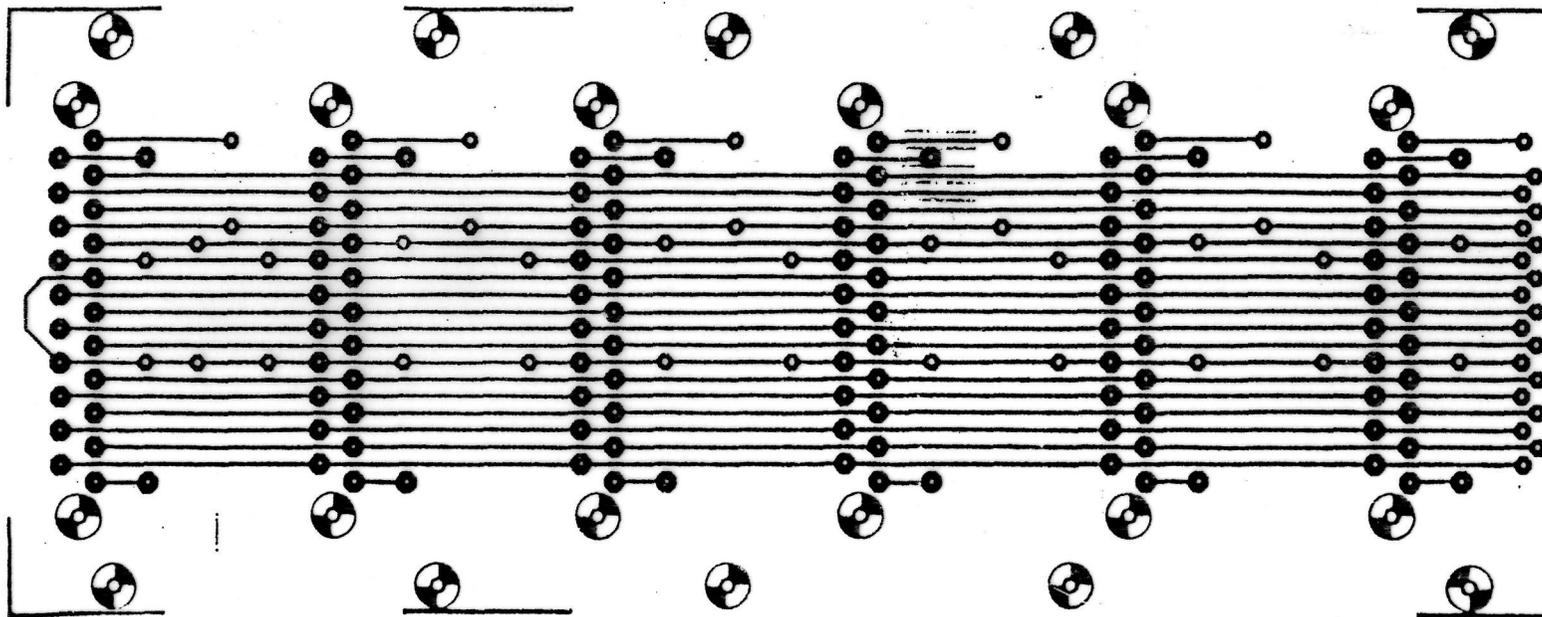
Placa de circuito impreso del módulo de entrada/salida.



Trazado de las pistas de cobre de la tarjeta universal de filtro.



cto. impreso tarjeta de bus. 1



cto impreso de tarjeta de bus 2

4 - Procedimiento de ajustes:

1.- Se ajustará la tensión de polarización del CA-3080

P_2 - de cada filtro paso banda.

P_{10} - del filtro paso bajo.

P_6 - para el filtro paso alto.

Esto se hace para evitar que la corriente de polarización procedente de la sección analizadora, no se presente en la salida del CA-3080.

Se conectan la salida V_{out} entrada V_{in} del panel frontal de cada filtro. Los potenciómetros ($8xP_3$, P_7 y P_{11}) se giran a la izquierda hasta que ofrezcan resistencia mínima, a excepción del módulo que hay que ajustar, que se gira a la derecha.

En la entrada de la palabra se aplica una señal de ruido constante. (soplando uniformemente por el micrófono; después, retocando el potenciómetro del correspondiente filtro, hay que conseguir que la salida del equipo sea mínima.

Si se dispone de equipos de medida, su ajuste será más preciso. Aplicando una señal de prueba (frecuencia 500 Hz o menos) a la entrada b superpuesta a una tensión fija continua y retocando el potenciómetro del módulo correspondiente, visualizar en osciloscopio que la señal salida sea mínima. Si esto no se consigue, sustituir el CA-3080 correspondiente.

2.- Fijar el nivel de corriente de los convertidores Tensión/corriente. Se debe fijar al mismo nivel para todos los módulos.

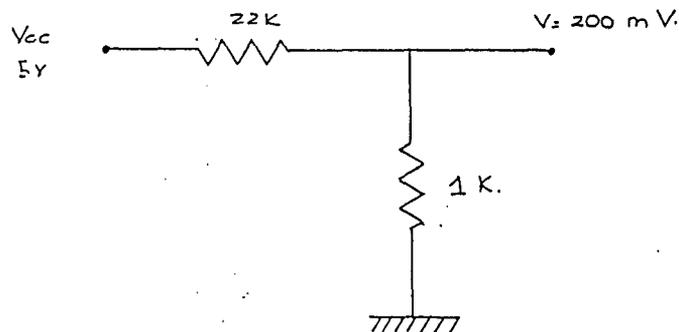
P₄- en los filtros paso banda.

P₁₂- en los filtros paso bajo.

P₈- en el filtro paso alto.

Se aplica la señal de prueba a la entrada (portadora), por ejemplo, un ruido blanco. Luego se introduce una tensión de unos 200 mV. por *V_{CM}*. del módulo en cuestión.

Esta tensión puede tomarse de los ± 5 voltios por medio de una red atenuadora de relación 25/1 (divisor tensión) de 22 K en serie con 1 K.



Los potenciómetros situados en el panel frontal se giran a la derecha (8x P₃, P₇ y P₄).

Luego se ajustan los potenciómetros 8x P₄, P₁₂ o P₈ hasta conseguir que aparezca una señal en la salida.

Si observamos que la tensión de prueba está fuera de la gama de ajuste de algún producto, aumentaremos o disminuirémos ligeramente su valor y repetiremos el proceso de ajuste.

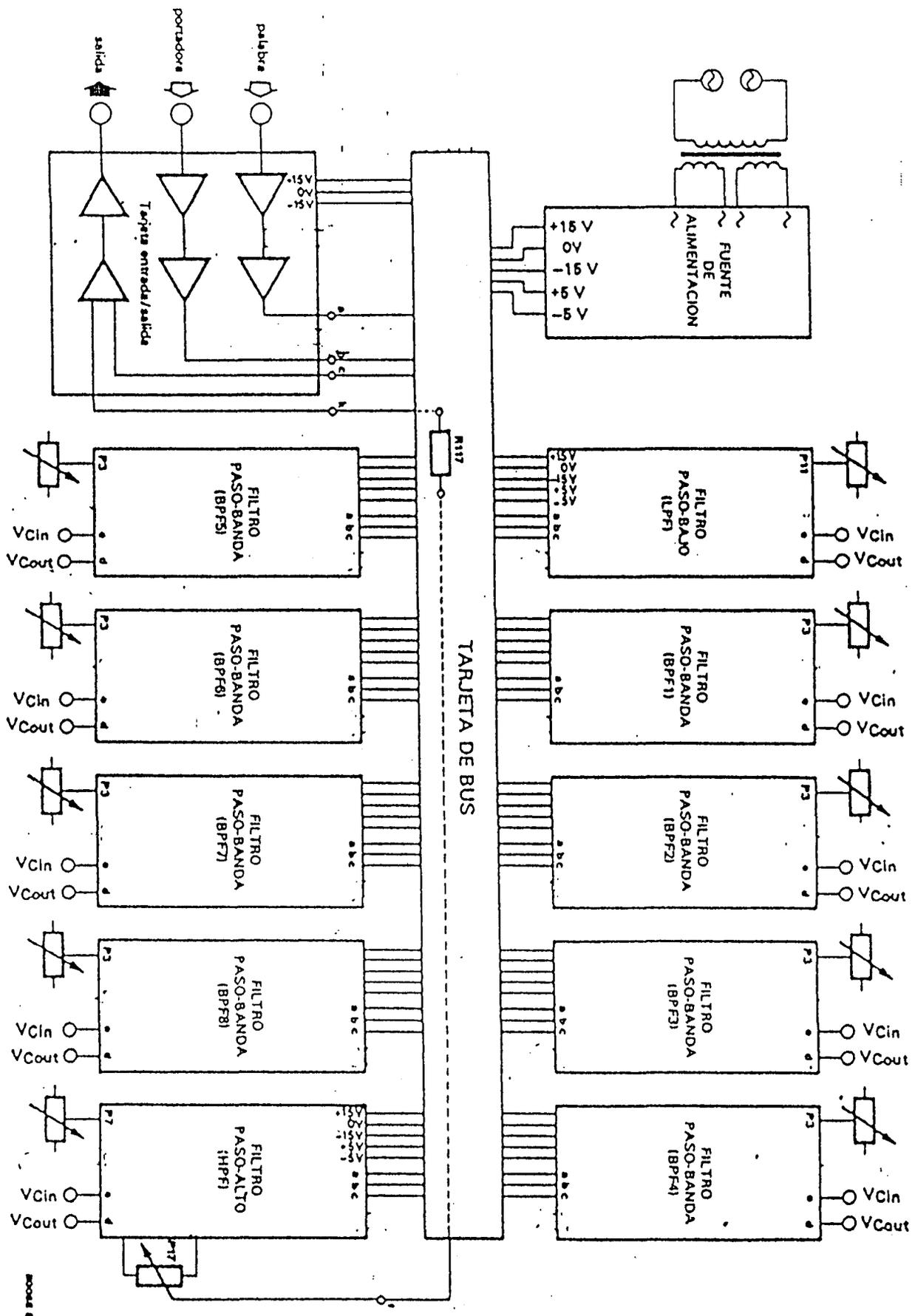
3.- Ajustar la Tensiòn de Offset del filtro del rectificador
(741)

P₁ - Banda

P₅ - Bajo

P₉ - Alto

Con ausencia de señaal en la entrada de la palabra,
intentar conseguir que la señaal de salida (V_{sal}) sea
mínima.



5- Presupuesto:

Resistencias	Unidades	Precio por unidad	Total
150 Ω	21	5	105
560 Ω	16	5	80
680 Ω	16	5	80
1 K	13	5	65
3 K3	30	5	150
4 K7	10	5	50
8 K2	16	5	80
10 K	26	5	130
15 K	10	5	50
22 K	21	5	105
27 K	7	5	35
33 K	27	5	135
39 K	4	5	20
47 K	73	5	365
56 K	2	5	10
68 K	10	5	50
82 K	8	5	40
100 K	7	5	35
120 K	12	5	60
150 K	4	5	20
180 K	2	5	10
220 K	2	5	10
1 M	2	5	10
Condensadores			
33 pF	24	35	840
1 n	8	35	280
5'6 n	8	35	280
6'8 n	5	35	175
8'2 n	2	35	70
10 n	1	35	35
12 n	8	35	280

Cond.	Unidades	Precio/unidad	Total
15 n	1	35	35
18 n	8	35	280
22 n	1	35	35
27 n	8	35	280
33 n	9	35	315
39 n	6	35	210
47 n	10	35	350
56 n	8	35	280
68 n	6	35	210
82 n	8	35	280
100 n	7	35	245
150 n	2	35	70
180 n	10	35	350
220 n	5	35	175
330 n	1	35	35
390 n	1	35	35
470 n	1	35	35
1 Ω /6V3	2	35	70
10 Ω /16 V	26	35	910
470 Ω /40V	2	75	150
Potenciòmetros ajustables			
100 K	10	35	350
25 K	10	35	350
10 K	10	35	350
1 M	1	35	35
Potenciòmetros lineales			
10 K	10	100	1000
Potenciòmetros logarítmicos			
10 K	3	100	300
100 K	1	100	100

Semiconductores	Unidades	Precio por unidad	Total
557B	10	50	500
1N4148	30	10	300
B40C2000	2	250	500
TL-084	20	500	10000
741	10	175	1750
CA-3080	10	500	5000
LM 301	1	175	175
TDA 1034	5	500	2500
nA 7815	1	175	175
78L05	1	"	"
nA 7915	1	"	"
79L05	1	"	"
Varios			
Zocacos	46	25	1150
Transf. 2x15V./1A.	1	1100	1100
Interrupt. bipolar red	1	250	250
Jacks hembras 3mm.	20	75	1500
Jacks hembras 6,3mm.	3	100	300
Conectores 21 pin machos	11	183	2013
Conect. 21 pin hembras	11	288	3168
Ctos impesos 70x168mm	12	900	9900
Ctos imprsos tarjeta de bus 87x210 y 87x225mm	2	1000	2000
Rack 45x10x26cm.	1	4700	4700
Cables planos 18 pin (por mtrs.)	1	235	235
TOTAL PRESUPUESTO			58.151

El equipo sale por algo menos de 60.000 ptas.