

X

UNIVERSIDAD POLITECNICA DE LAS PALMAS

ESCUELA UNIVERSITARIA POLITECNICA DE LAS PALMAS DE G.C.

TITULO DEL PROYECTO: Decodificación de señales de radiotelefonía tipo mediante ordenador.

CARRERA: Ingeniería T. de Telecomunicaciones.

ESPECIALIDAD: Radiocomunicaciones.

ALUMNO: D. Pedro Fco. Rodríguez Peña.

TUTOR: D. Roberto Jezieniecki Kleman.

DECODIFICACION DE SEÑALES DE RADIOTELETIPO MEDIANTE ORDENADOR

EL TUTOR: D. Roberto Jezierski Kleman.

EL ALUMNO: D. Pedro Fco. Rodriguez Peña.



INTRODUCCION

1. SEÑALES RTTY

- 1.1. Definición de código - 8.
- 1.2. El código CCITT nº2 - 8.
- 1.3. Formato de la señal - 13.
- 1.4. Velocidad de transmisión - 15.
- 1.5. Subportadoras - 19.
- 1.6. Métodos para generar las subportadoras - 27.
- 1.7. Importancia de la desviación de frecuencia - 31.
- 1.8. Comparación de la S/N en AM y FM - 37.
- 1.9. Desplazamientos usuales - 41.
- 1.10. Limitaciones del canal de transmisión - 44.

2. GENERADORES DE AFSK

- 2.1. Modulación AFSK - 47.
- 2.2. Moduladores AFSK mediante C.I. - 55.
 - 2.2.1. El XR-2206 - 56.
 - 2.2.2. El XR-2207 - 63.
- 2.3. Otros métodos. Ventajas e inconvenientes - 67.
- 2.4. Cálculo de un generador AFSK - 69.

3. DECODIFICADORES DE AFSK

- 3.1. Principios básicos de la decodificación - 75.
- 3.2. Filtros activos - 78.
- 3.3. Métodos prácticos para decodificadores - 88.
 - 3.3.1. Decodificadores selectivos - 88.
 - 3.3.2. Decodificadores automáticos - 103.
 - 3.3.3. Ventajas e inconvenientes - 110.



- 3.4. Dispositivos integrados decodificadores - 112.
 - 3.4.1. Decodificador de tonos 567 - 112.
 - 3.4.2. El demodulador FSK XR-2211 - 123.
- 3.5. Ventajas e inconvenientes - 133.
- 3.6. Cálculo y diseño del decodificador RTTY - 135.
 - 3.6.1. Configuración del decodificador - 135.
 - 3.6.2. Cálculo del bloque ANALOGICO - 136.
 - 3.6.3. Cálculo del bloque DIGITAL - 139.
- 3.7. Sintonía del demodulador - 147.
 - 3.7.1. Por medio de TRC - 147.
 - 3.7.2. Por medio de instrumento indicador - 150.

4. APLICACIONES EN RECEPCION DE SEÑALES MORSE

- 4.1. Características de una señal MORSE - 151.
- 4.2. Decodificadores de señales MORSE - 153.
 - 4.2.1. Generalidades - 153.
 - 4.2.2. Decodificadores integrados - 158.
 - 4.2.3. Decodificadores con filtros - 159.
- 4.3. Generadores para MORSE - 159.
- 4.4. Estudio y cálculo del decodificador - 162.
- 4.5. Ventajas e inconvenientes - 166.

5. FUENTES DE ALIMENTACION

- 5.1. Generalidades - 167.
- 5.2. Fuentes simples - 168.
- 5.3. Fuentes simétricas - 171.

GLOSARIO DE TERMINOS - 175.

BIBLIOGRAFIA - 173.

APENDICE I



- Software para decodificadores - 178

APENDICE II

- Esquemas eléctricos de los decodificadores - 185

APENDICE III

- Hojas de características - 186

APENDICE IV

- Prototipo Radio/modem RTTY-CW realizado en laboratorio

a) Introducción - 199

b) Descripción del equipo - 200

APENDICE V

- Presupuesto - 205



INTRODUCCION

El objetivo fundamental de la presente obra es la de acentuar la alternativa que presenta la técnica Informática y los Ordenadores en los Sistemas de Telecomunicación por Teletipos o Teleimpresores.

Ni duda cabe que aquel robusto y pesado teleimpresor mecánico en su totalidad, a sido reemplazado por modernos equipos electrónicos más ligeros y a su vez, más operativos. La gran 'inercia' que, de forma irremediable, afectaba a los primeros modelos, no es objeto de preocupación en nuestros días.

Aunque la mayoría de los equipos actuales van dotados de microprocesadores, su versatilidad se ve un tanto limitada dado que el software (programas) de los mismos es fijo, residente en una memoria en el interior del equipo. En estas líneas se encuentra reflejado el porqué de mi proyecto. Mi intención es la de presentar un equipo moderno, compacto, sumamente flexible a cualquier necesidad y haciendo uso de un simple microcomputador. Aunque mi proyecto en particular está destinado a comunicaciones por RADIO-Teletipo, que abreviadamente diremos RTTY, se puede extender al caso de comunicación por línea con sólo unas simples modificaciones.

El conjunto constaría de un microcomputador trabajando con cualquiera de los lenguajes de programación (yo he elegido el BASIC por su sencillez), un terminal de salida, que puede ser una pantalla o/e impresora y un MODEM, que es el equipo encargado de adaptar las señales tanto de emisión como de recepción provenientes de un Transceptor (transmisor-receptor).



¿Qué ventaja obtenemos de todo esto?. La respuesta es inminente: podemos tener programado el código que emplearemos, pudiendo ser no solo uno sino varios (Baudot, ARQ, Morse, ASCII, etc), seleccionándolos fácilmente a través de programa.

Podemos almacenar mensajes, dar prioridades y transmitirlos automáticamente; podemos tener almacenado un texto o mensaje y transmitirlo al recibir un mensaje o código preestablecido: funcionamiento similar al de un contestador automático complejo. El sistema realizará cualquier cosa antes programada.

Con este proyecto llegamos a la elaboración del elemento fundamental para la comunicación que es el MODEM. Para ello previamente haré un estudio sumamente práctico de la filosofía de esta técnica (RTTY); pongo especial interés en la concepción digital de los MODEM y haciendo uso de los avances en la técnica de C.I.

Referente al Software, dado que cada lenguaje es distinto de cualquier otro aún perteneciendo al mismo nombre, dejo que cada individuo elabore su propio programa de acuerdo a sus necesidades y posibilidades. Lo que si expongo en un Apéndice es el organigrama del algoritmo decodificador que mejores resultados prácticos a dado.



CLASES DE EMISIÓN

Clase de emisión	Designación	Clase de emisión	Designación
3.1 Modulación de amplitud:		Banda lateral única, portadora suprimida, un solo canal con información analógica:	
Emisión en la cual la portadora principal está modulada en amplitud (incluidos los casos en que las subportadoras tengan modulación angular).		Facsimil	J3C
Doble banda lateral, un solo canal con información cuantificada o digital, sin utilizar una subportadora moduladora:		Telefonía (2)	J3E
Telegrafía (para recepción acústica)	A1A	Televisión (vídeo)	J3F
Telegrafía (para recepción automática)	A1B		
Facsimil	A1C		
Transmisión de datos, telemedida, telemando	A1D		
Doble banda lateral, un solo canal con información cuantificada o digital, utilizando una subportadora moduladora:		Banda lateral única, portadora suprimida, dos o más canales con información cuantificada o digital:	
Telegrafía (para recepción acústica)	A2A	Telegrafía (para recepción automática)	J7B
Telegrafía (para recepción automática)	A2B		
Facsimil	A2C	Banda lateral única, portadora reducida o de nivel variable, un solo canal con información analógica:	
Transmisión de datos, telemedida, telemando	A2D	Telefonía (3)	R3E
Doble banda lateral, un solo canal con información analógica:			
Facsimil	A3C	3.2 Modulación de frecuencia (F) o modulación de fase (G) = Emisión en la que la portadora principal tiene modulación angular:	
Telefonía (1)	A3E	Un solo canal con información cuantificada o digital, sin utilizar una subportadora moduladora:	
Televisión (vídeo)	A3F	Telegrafía (para recepción acústica)	F1A, G1A
Doble banda lateral, dos o más canales con información cuantificada o digital:		Telegrafía (para recepción automática)	F1B, G1B
Telegrafía (para recepción automática)	A7B	Facsimil	F1C, G1C
Banda lateral residual, un solo canal con información analógica:		Transmisión de datos, telemedida, telemando	F1D, G1D
Televisión (vídeo)	C3F		
Banda lateral única, portadora completa, un solo canal con información analógica:		Telegrafía (para recepción acústica)	F2A, G2A
Telefonía (1)	H3E	Telegrafía (para recepción automática)	F2B, G2B
Banda lateral única, portadora suprimida, un solo canal con información cuantificada o digital, utilizando una subportadora moduladora:		Facsimil	F2C, G2C
Telegrafía (para recepción acústica)	J2A	Transmisión de datos, telemedida, telemando	F2D, G2D
Telegrafía (para recepción automática)	J2B		
Facsimil	J2C		
Transmisión de datos, telemida, telemando	J2D	Un solo canal con información analógica:	
		Facsimil	F3C, G3C
		Telefonía	F3E, G3E
		Televisión (vídeo)	F3F, G3F
		Dos o más canales con información cuantificada o digital:	
		Telegrafía (para recepción automática)	F7B, G7B

(1) La potencia de la portadora es 6 dB inferior, como máximo, a la potencia en la cresta de la envolvente.

(2) Una portadora se considera suprimida cuando su potencia es inferior en 32 dB, como mínimo (y de preferencia 40 dB o más), a la potencia en la cresta de la envolvente de la emisión.

(3) La potencia de la portadora reducida debe situarse entre 6 dB y 32 dB (y de preferencia entre 16 dB y 26 dB) por debajo de la potencia en la cresta de la envolvente de la emisión.



1. SEÑALES RTTY

1.1. Definición de "código"

Comenzaremos dando una definición de lo que significa la palabra "código". Por c. se entiende la asignación a los caracteres del alfabeto, a las cifras del sistema métrico decimal y a los signos de puntuación, determinadas combinaciones, segun un convenio, de elementos de señal.

Se podrían dar otras definiciones e incluso ampliarlas pero, para el tema que aquí nos ocupa, puede ser esta la más adecuada.

1.2. El código CCITT nº 2

Este código es el utilizado en el tráfico internacional por radioteletipo. Fue llamado Alfabeto Internacional Telegráfico Nº2 y adoptado y normalizado por el CCITT (Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique). También se le conoce como Código Baudot de 5 bits.

En las tablas I y II podemos ver tanto el código morse como el código baudot. Notamos que dispone de un repertorio completo de equivalencias entre los símbolos y el conjunto de signos. Vemos la importancia del grado de redundancia del código: la repetición es el medio más simple de introducir (o aumentar) la redundancia. En la tabla I te nemos representado el código morse y vemos que en caso de error, sería el operador experimentado el que se encargaría de efectuar las rectificaciones necesarias para interpretar correctamente el significado del mensaje.



A ---	punto
B -...	coma
C -..-	dos puntos
D --	interrogante o solicitud de repetición
E .	apóstrofe
F ---	unión
G ---	barra de fracción
H ---	paréntesis
I ..	comillas
J -..	signo de igualdad
K ---	recibido
L ---	error
M ---	fin de transmisión o mensaje
N ---	invitación para trasmítir
O ---	espera
P ---	fin
Q ---	inicio de transmisión
R ---	
S ---	
T ---	
U ---	
V ---	
W ---	
X ---	
Y ---	
Z ---	
À (Alemán) ---	
À o A (Español o Escan- dinavo) ---	
CH (Español y Alemán)	
È (Francés) ---	
Ñ (Español) ---	
Ö (Alemán) ---	
Ú (Alemán) ---	
1 -----	
2 -----	
3 -----	
4 -----	
5 -----	
6 -----	
7 -----	
8 -----	
9 -----	
0 -----	

TABLA I

Relación de letras y símbolos en codi-
go MORSE.

		CCITT no 2	CCITT Rec. 342	CCITT Rec. 476		
A	-	1 1 0 0 0	0 0 1 1 0 1 0	1 1 1 0 0 0 1	A	-
B	?	1 0 0 1 1	0 0 1 1 0 0 1	0 1 0 0 1 1 1	B	?
C	:	0 1 1 1 0	1 0 0 1 1 0 0	1 0 1 1 1 0 0	C	:
D		1 0 0 1 0	0 0 1 1 1 0 0	1 1 0 0 1 0 1	D	
E	3	1 0 0 0 0	0 1 1 1 0 0 0	0 1 1 0 1 0 1	E	3
F		1 0 1 1 0	0 0 1 0 0 1 1	1 1 0 1 1 0 0	F	
G		0 1 0 1 1	1 1 0 0 0 0 1	1 0 1 0 1 1 0	G	
H		0 0 1 0 1	1 0 1 0 0 1 0	1 0 0 1 0 1 1	H	
I	8	0 1 1 0 0	1 1 1 0 0 0 0	1 0 1 1 0 0 1	I	8
J	aviso	1 1 0 1 0	0 1 0 0 0 1 1	1 1 0 1 0 0 0	J	aviso
K	(1 1 1 1 0	0 0 0 1 0 1 1	0 1 1 1 0 0 0	K	(
L)	0 1 0 0 1	1 1 0 0 0 1 0	1 0 1 0 0 1 1	L)
M	,	0 0 1 1 1	1 0 1 0 0 0 1	1 0 0 1 1 1 0	M	,
N	,	0 0 1 1 0	1 0 1 0 1 0 0	1 0 0 1 1 0 1	N	,
O	9	0 0 0 1 1	1 0 0 0 1 1 0	1 0 0 0 1 1 1	O	9
P	0	0 1 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0	1 0 1 1 0 1 0	P	0
Q	1	1 1 1 0 1	0 0 0 1 1 0 1	0 1 1 1 0 1 0	Q	1
R	4	0 1 0 1 0	1 1 0 0 1 0 0	1 0 1 0 1 0 1	R	4
S	'	1 0 1 0 0	0 1 0 1 0 1 0	1 1 0 1 0 0 1	S	'
T	5	0 0 0 0 1	1 0 0 0 1 0 1	0 0 1 0 1 1 1	T	5
U	7	1 1 1 0 0	0 1 1 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 1	U	7
V	=	0 1 1 1 1	1 0 0 1 0 0 1	0 0 1 1 1 1 0	V	=
W	2	1 1 0 0 1	0 1 0 0 1 0 1	1 1 1 0 0 1 0	W	2
X	/	1 0 1 1 1	0 0 1 0 1 1 0	0 1 0 1 1 1 0	X	/
Y	6	1 0 1 0 1	0 0 1 0 1 0 1	1 1 0 1 0 1 0	Y	6
Z	+	1 0 0 0 1	0 1 1 0 0 0 1	1 1 0 0 0 1 1	Z	+

	CCITT nr. 2	CCITT Rec. 342	CCITT Rec. 476
retorno de carro	0 0 0 1 0	1 0 0 0 0 1 1	0 0 0 1 1 1 1
avance de linea	0 1 0 0 0	1 0 1 1 0 0 0	0 0 1 1 0 1 1
cambio a letras	1 1 1 1 1	0 0 0 1 1 1 0	0 1 0 1 1 0 1
numeros o signos	1 1 0 1 1	0 1 0 0 1 1 0	0 1 1 0 1 1 0
espacio entre palabras	0 0 1 0 0	1 1 0 1 0 0 0	0 0 1 1 1 0 1
no usado	0 0 0 0 0	0 0 0 0 1 1 1	0 1 0 1 0 1 1
solicitud de repetición		0 1 1 0 1 0 0	0 1 1 0 0 1 1
sincronismo alfa		0 1 0 1 0 0 1	1 1 1 1 0 0 0
sincronismo beta		0 1 0 1 1 0 0	1 1 0 0 1 1 0

TABLA II

Hexa-decimal	Decimal	Carácter ASCH				
20	32	espacio	53	83	S	
21	33	!	54	84	T	
22	34	"	55	85	U	
23	35	#	56	86	V	
24	36	\$	57	87	W	
25	37	%	58	88	X	
26	38	&	59	89	Y	
27	39	'	5A	90	Z	
28	40	(5B	91	[
29	41)	5C	92]	
2A	42	.	5D	93	-	
2B	43	+	5E	94	-	
2C	44	,	5F	95	a	
2D	45	-	60	96	b	
2E	46		61	97	c	
2F	47	/	62	98	d	
30	48	0	63	99	e	
31	49	1	64	100	f	
32	50	2	65	101	g	
33	51	3	66	102	h	
34	52	4	67	103	i	
35	53	5	68	104	j	
36	54	6	69	105	k	
37	55	7	6A	106	l	
38	56	8	6B	107	m	
39	57	9	6C	108	n	
3A	58	:	6D	109	o	
3B	59	,	6E	110	p	
3C	60	<	6F	111	q	
3D	61	=	70	112	r	
3E	62	>	71	113	s	
3F	63	?	72	114	t	
40	64	④	73	115	u	
41	65	A	74	116	v	
42	66	B	75	117	w	
43	67	C	76	118	x	
44	68	D	77	119	y	
45	69	E	78	120	z	
46	70	F	79	121	{	
47	71	G	7A	122	}	
48	72	H	7B	123	~	
49	73	I	7C	124	DEL	
4A	74	J	7D	125		
4B	75	K	7E	126		
4C	76	L	7F	127		
4D	77	M				
4E	78	N				
4F	79	O				
50	80	P	0A	10	LF	
51	81	Q	0D	13	CR	
52	82	R	1B	27	ESC	

Códigos control

TABLA III



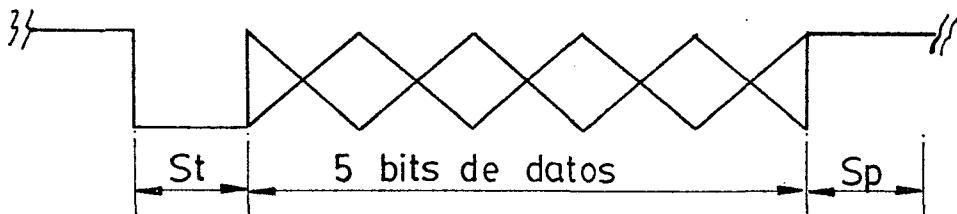
En el caso de los alfabetos orientales, que son más completos que los nuestros, necesitarían un tercer indicador de conmutación, con lo que el riesgo de error aumentaría considerablemente.

En la tabla II tenemos un código de 7 bits (Código Moore ARQ), con detección de error y posibilidad de corrección, representando así un importante progreso. Este código es totalmente sincrónico y por tanto no necesita impulsos de arranque y parada. Ofrece 128 combinaciones.

1.3. Formato de la señal

Vamos a ver el formato serie de un carácter Baudot o de teletipos. Como ya se dijo estudiaremos el sistema asíncrono, que es el que contiene los dos bits adicionales, de arranque y parada.

La señal en el dominio del tiempo es la representada en la figura 1.



El carácter está formado por 7 ó 7 1/2 elementos de señal, dependiendo de si el bit de parada dura 1 ó 1,5 bits.



El primero de los elementos se denomina bit de Inicio (también de Arranque o Start), siendo éste de estado lógico " 0 " (espacio). Luego le siguen cinco elementos de igual duración que son los portadores de la información del código de cinco elementos.

Finalmente se envía el elemento de Parada (Stop), que señala el final del carácter y tiene una duración de 1 ó 1 1/2 de los elementos de información. Este último bit es de estado lógico " 1 ".

El encargado de establecer el sincronismo entre emisor y receptor es el bit de Inicio; de esta forma el receptor examina la información de los siguientes cinco bits. Cuando llega el bit de Parada el circuito vuelve a las condiciones iniciales en espera del bit de Inicio.

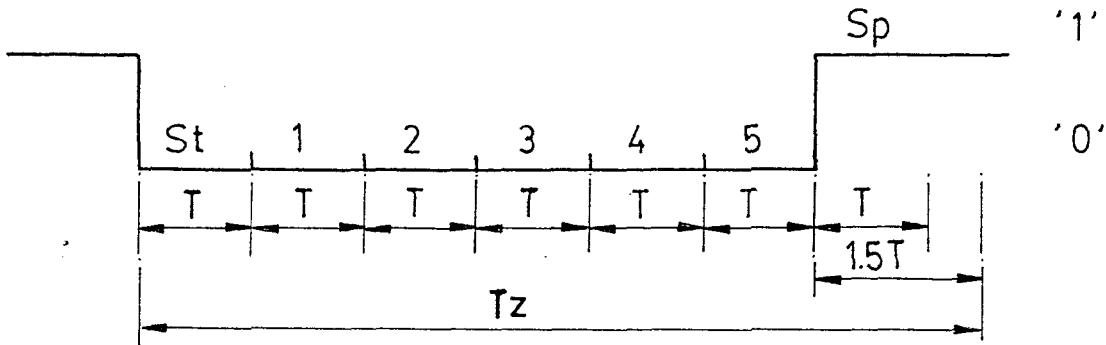
Se puede comprobar que el ritmo de sucesión en el sistema de arranque puede variar entre intervalos irregulares. Por lo tanto, el intervalo entre el último elemento de parada habido y el elemento de arranque siguiente es así indefinido, lo que a dado lugar a la denominación de " MODULACION ARRITMICA ".

La nomenclatura de tiempos en este formato la damos a continuación. Para ello consideremos nuevamente un carácter Baudot (fig. 2).

Como veremos más adelante, el valor de $T(ms)$ se determina para unas velocidades normalizadas y que están relacionadas con el Indice de Transmisión. Para un Indice de Transmisión (que se define como el inverso de T) de 50 baudios (donde el baudio es la unidad con la que se mide este índice), la duración de un bit de dato es de



Carácter BAUDOT



T : duración de un elemento

T_z : duración de un carácter

S_p : elemento de parada de duración T ó $1,5T$

S_t : elemento de inicio de duración T

(fig. 2)

20 ms (milisegundos), y la del impulso de Parada de 20 ó 30 ms dependiendo de si S_p es de duración T ó $1,5T$ respectivamente.

Para 50 baudios:

$$T = 20 \text{ ms}$$

$$S_p = 20 \text{ ó } 30 \text{ ms}$$

$$T_z = 140 \text{ ó } 150 \text{ ms} \text{ (dependiendo de } S_p \text{)}$$

1.4. Velocidad de Transmisión



En primer lugar, vamos a definir lo que se entiende por "velocidad de transmisión" o "índice de transmisión" y lo que sería "velocidad de transmisión real" de los datos.

Se denomina velocidad de transmisión (o índice) a la inversa de la duración de un impulso. La representaremos por "v".

En el caso anterior vimos que la duración del impulso T era de 20 ms:

$$T = 20 \text{ ms} \quad v = \frac{1}{T}$$

$$v = \frac{1}{20} \cdot 10^{-3}$$

$$= 50 \quad (\text{Baudios})$$

y la unidad que nos mide esta velocidad es el BAUDIO. Po demos calcular el número de bits por segundo teniendo en cuenta que, de los 7 ó 7 1/2 bits que tiene un carácter, sólo cinco contienen información. Por tanto, es lógico que refiramos la velocidad a estos bits de información.

Considerando las condiciones siguientes:

$$T = 20 \text{ ms}$$

$$S_p = 30 \text{ ms}$$

5 bits de información

Nº de bits: 7,5

tenemos que la velocidad de transmisión EFECTIVA (por ha cer referencia a sólo los 5 bits de información) es la siguiente.

$$v' = v \cdot \frac{\text{Nº bits inf.}}{\text{Nº bits}}$$



$$v' = 10^3 / 20 \cdot 5 / 7,5 \\ = 33,33 \text{ bits/seg.}$$

Cuando $S_p = T = 20 \text{ ms}$ tenemos que:

$$v' = 10^3 / 20 \cdot 5 / 7 \\ = 35,7 \text{ bits/seg.}$$

Pero, estos cálculos no nos dan una indicación por si mismos de la velocidad de transmisión real de los datos. De momento sólo nos hemos referido a la velocidad de un sólo carácter. La velocidad real de transmisión searía la velocidad con la que se suceden los caracteres. Lo que ocurre es que la velocidad o índice de transmisión limita la velocidad de sucesión máxima de caracteres, ya que a esta velocidad, los caracteres se suceden sin intervalo.

Como es muy usual la unidad de " carácter/minuto " tenemos la expresión de la velocidad como:

$$V = \frac{v}{7,5} \cdot 60 \quad (\text{en min.}^{-1})$$

caso de 50 baudios:

$$V = 50 / 7,5 \cdot 60 \\ = 400 \text{ caracteres por minuto}$$

La velocidad de transmisión de las señales de teletipo viene determinada en primer lugar por la forma de la señal y por la anchura del canal. La experiencia técnica demuestra que el compromiso óptimo entre la anchura de banda necesaria para la transmisión y la distorsión de los mismos por un estrechamiento de dicha banda es:



$$B = 1,6 \text{ v} \quad (\text{en Hz})$$

donde B es el ancho de banda óptimo.

En el caso estandar de 50 baudios tenemos que el ancho del canal debe ser:

$$B = 50 \cdot 1,6 = \underline{80 \text{ Hz}}$$

También hay que añadir que la relación señal/ruido interviene de modo inversamente proporcional en la velocidad telegráfica y que veremos posteriormente.

No sólo usamos 50 baudios para la transmisión, sino que también tenemos como velocidades normalizadas las expuestas a continuación:

45,45, 50, 75, 100, 110, 150, ...

En la tabla IV representamos la relación entre duración del elemento, duración del carácter, numero máximo de caracteres por minuto y palabras por minuto para una velocidad de 45,45 y otras velocidades corrientes según el uso europeo.

Para la conversión a palabras por minuto tenemos la siguiente expresión:

$$v = \frac{3}{4} \cdot w$$

v : en baudios

w : palabras por minuto (wpm)

Hacemos este inciso por ser wpm una unidad americana de velocidad, encontrándose en lugar del baudio.



1.5. Subportadoras

Vimos anteriormente el formato de una señal de teletipo: una secuencia de bits que conllevan una información codificada. Nos interesa transmitir vía radio toda esta información, con lo cual hemos de transformar el código en señales eléctricas que nos permita manipular o actuar sobre cualquier equipo de emisión.

Un método sencillo sería el de manipular un radioemisor directamente con estas señales eléctricas (código), produciéndose una modulación de todo o nada y al ritmo de la señal telegráfica. Este es un sistema de modulación conocido como Al y se empleó en un principio para la transmisión de señales en código MORSE. Se trataba de conectar y desconectar la portadora sin modular. La figura 3 nos da una idea, de forma ilustrativa, del modo de funcionamiento de esta modalidad.

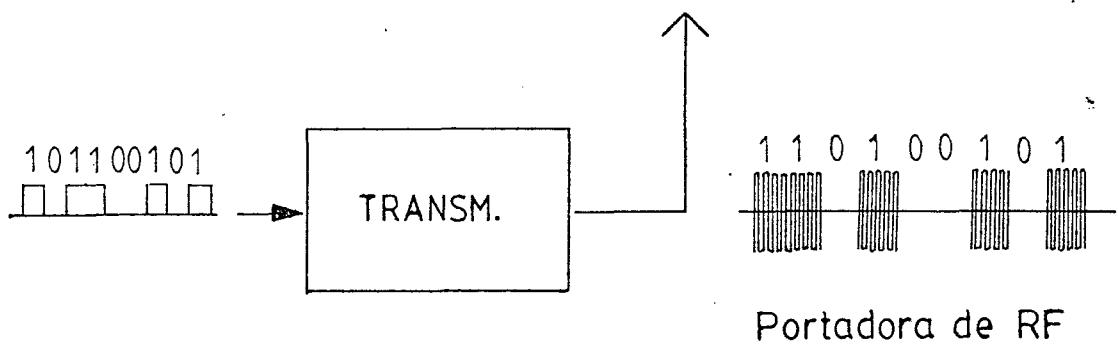
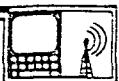


Fig. 3

La transmisión de señales inalámbricas por este método presenta unos inconvenientes extremadamente altos ya que sufre mucho el efecto de las perturbaciones. Como el receptor sólo puede referirse a las amplitudes de la se-



ñal, cualquier amplitud parásita distorsiona el contenido informativo; este fenómeno se acentua trabajando en onda corta y a grandes distancias. Hay que considerar la gran influencia de los fenómenos de desvanecimiento (fading) y los parásitos atmosféricos que afentan la seguridad de la información.

En el caso de señales morse, el oído humano es el que normalmente interpreta y decodifica. Cualquier error podría corregirse en el momento de interpretar la información. Las señales de teletipo son decodificadas mediante equipos electrónicos, siendo el caso que nos ocupa el de un ORDENADOR. El SOFTWARE (programas) del mismo es el encargado de establecer los criterios a la hora de interpretar los mensajes, con lo cual perdemos la flexibilidad del oído humano.

En su momento vimos la importancia de los elementos de arranque y parada como forma de sincronizar emisor y receptor. Tratamos de señales 'arrítmicas' y por tanto, la distorsión de uno de estos elementos supondría la destrucción de todo un carácter.

Tenemos que adoptar un método de transmisión que, siendo más complejo, permita la transmisión inalámbrica con el mínimo riesgo de error. La única forma de enviar estos datos sin que se vean afectados por las variaciones de amplitud es emplear la MODULACION EN FRECUENCIA. Ahora, el desvanecimiento y los parásitos atmosféricos alteran la amplitud de la señal, pero más fácilmente su frecuencia.

Hemos de tener en cuenta que la información se transmite a través de los dos estados lógicos que son el "0"



(espacio) y el "1" (marca). Esto contribuye a reducir aún más los problemas para la transmisión.

En principio, el funcionamiento sería sencillo: asignamos una frecuencia para la marca y otra para el espacio de forma que la variación de frecuencia siga el ritmo de la sucesión de ceros y unos procedentes del teletipo. En recepción se atendería a cada frecuencia recomponiendo la señal original. Adoptaríamos por tanto el sistema de modulación denominado F1.

Suponemos todo lo expuesto hasta ahora por considerar, en principio, la calidad de la modulación en FM superior a la de AM. Ahora hay que considerar aspectos muy importantes como podría ser trabajar en la banda de HF, que comprende el margen de 1,6 a 30 Mhz. En esta banda aparecen fenómenos de propagación bastante curiosos que actúan sobre las ondas en función de su frecuencia. Podemos notar el desvanecimiento de la señal o 'fading' debido a la aparición de capas ionizadas en la atmósfera (F1 y F2) o la interferencia de fase de diversas ondas recibidas en un mismo lugar, después de haber recorrido caminos diferentes a partir de la misma fuente. Cuando estas ondas convergen en fase, la recepción es óptima; de estar desfasadas se atenuan mutuamente, apareciendo variaciones de intensidad en un mismo lugar de recepción.

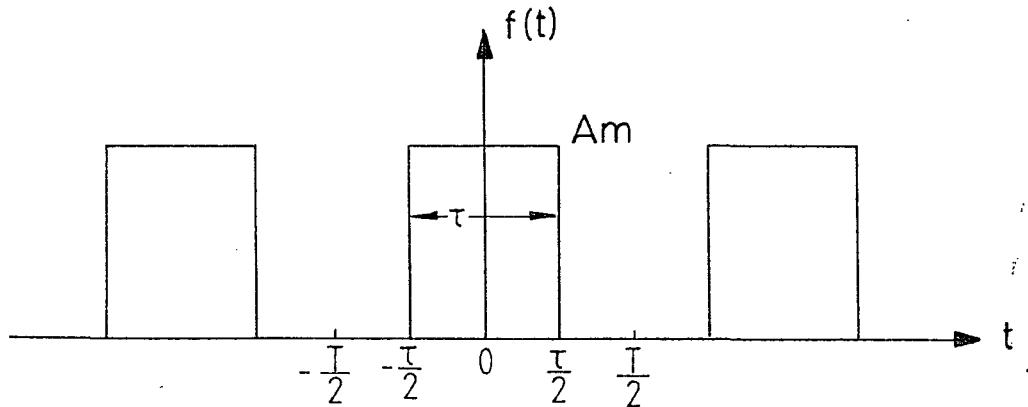
Las señales de FM soportan muy mal estos efectos, acentuando el deterioro por un incremento en el desplazamiento de la frecuencia. Esto se suele denominar como un "deterioro de la relación señal-ruido" debido a la desviación de frecuencia y a la relación de la velocidad del transmisor.

Para beneficiarnos de las ventajas que posee tanto



la modulación en AM como FM, la transmisión se hará de la siguiente forma: el mensaje en forma de código se modula en FM con dos tonos de audiofrecuencia y todo el conjunto se modula en AM para ser transmitido posteriormente trabajando en modo BLU. Ya veremos las diferencias y métodos para generar estas SUBPORTADORAS.

Son varios los aspectos por los que nos interesa transmitir (modular) directamente la señal de teletipo. Una primera consideración es el ancho de banda aunque no la más importante. Podemos apreciarlo mediante un ligero estudio espectral de la señal. Si consideramos la función impulso rectangular y analizamos su transformada tenemos que:



Según el análisis de Fourier en forma compleja, la señal $f(t)$ adopta la siguiente expresión:

$$f(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{jw_n t}$$

definimos el coeficiente C_n como

$$\begin{aligned} C_n &= a_n - b_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \cdot e^{j\theta_n} \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot e^{-jw_n t} \cdot dt \end{aligned}$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad = \quad \text{espectro de amplitud}$$

$$\theta_n = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad = \quad \text{característica de fase}$$

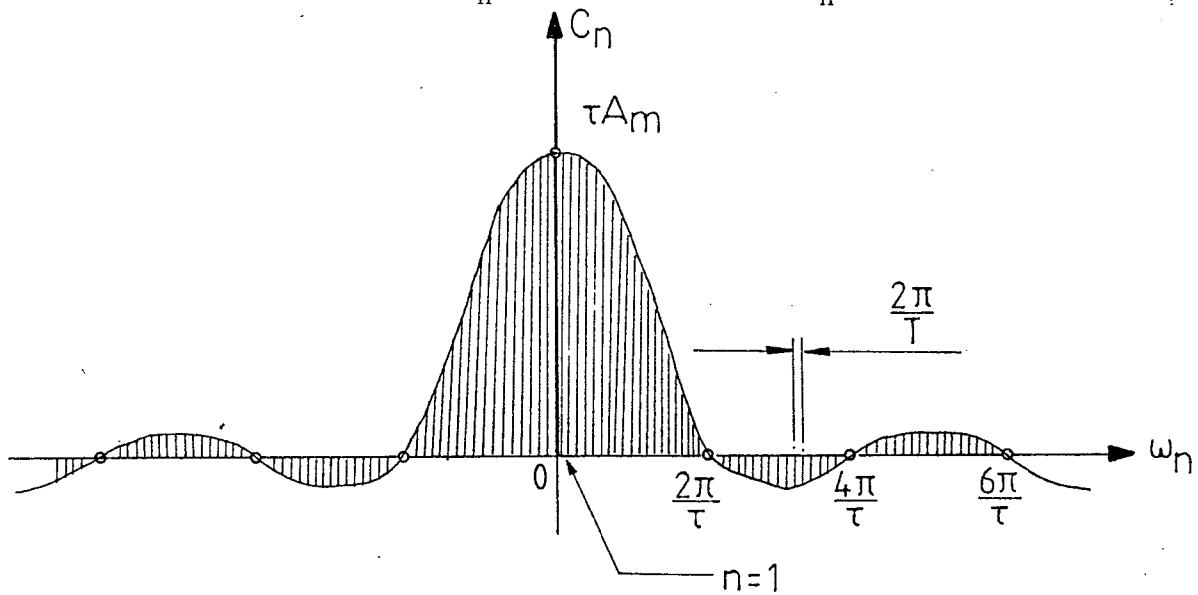
Aplicando esto al tren de impulsos rectangulares:

$$\begin{aligned} C_n &= \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A_m e^{-j\omega_n t} dt = \frac{-A_m}{j\omega_n} e^{-j\omega_n t} \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} \\ &= \frac{2A_m}{j\omega_n} \operatorname{sen} \frac{\omega_n \tau}{2} \end{aligned}$$

que queda de la forma

$$C_n = \tau A_m \frac{\operatorname{sen}(\omega_n \tau / 2)}{\omega_n \tau / 2}$$

Representando C_n con respecto a ω_n :



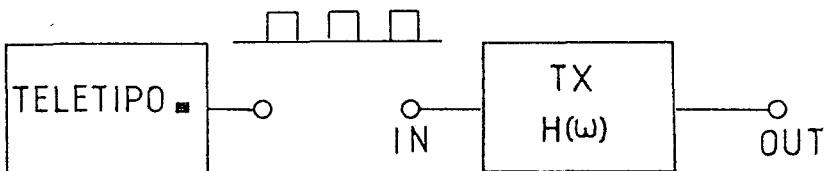


Cuando $\tau \ll T$ la energía se encuentra concentrada en su totalidad en:

$$0 < w_n < \frac{2\pi}{T}$$

Cuando el periodo T decrece, significando más pulsos por segundo, las líneas del espectro se separan más. Por lo tanto hay una relación inversa entre el ancho del pulso y el ancho de banda de su espectro.

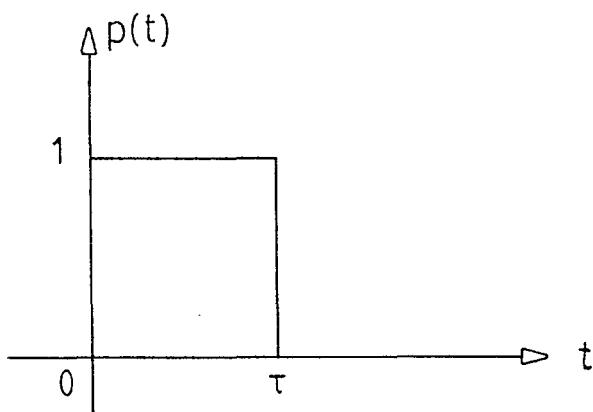
Nos interesa que el número de pulsos por segundo sea elevado y a su vez ocupar anchos de banda pequeños que nos permita trabajar en los canales estandar. Sabemos que un cambio pronunciado en la amplitud de una señal implica variaciones rápidas de dicha señal con el tiempo, lo que da lugar a componentes de alta frecuencia. Tenemos que considerar que el transmisor se comporta como un filtro, y como tal, tendrá una función o característica de transferencia.



Si definimos los pulsos a la entrada como:

$$p(t) = u(t) - u(t-\tau)$$

con $A_m = 1$ lo representamos en diagramas cartesianos.



Si tenemos que la función tabulada 'sinc' es:

$$S_i(x) = \int_0^x S_a(\tau) \cdot d\tau$$

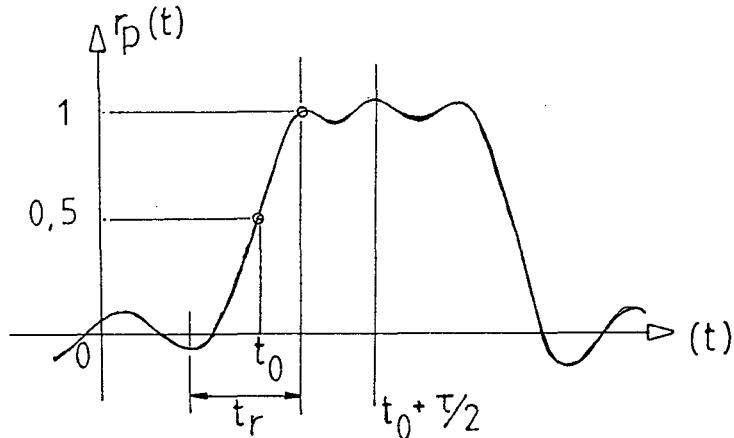
se demuestra que la salida del filtro (respuesta) es:

$$r(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \cdot S_i[w(t-t_0)]$$

donde w representa la frecuencia de corte del filtro. APLICANDO ESTO A NUESTRO CASO TENEMOS:

$$r_p(t) = \frac{1}{\pi} (S_i[w(t-t_0)] - S_i[w(t-t_0-\tau)])$$

que representado queda:





donde:

$$t_r = \frac{2\pi}{w} = \frac{1}{B}$$

siendo B el ancho de banda del filtro.

Podemos comprobar que la respuesta es una dispersión de la entrada, pudiendo influir aumentando la probabilidad de error.

Como primera conclusión tenemos que no nos interesa modular directamente la señal de teletipo por motivos de ancho de banda en transmisión: velocidad de transmisión muy limitada; deformación de los pulsos a la salida del transmisor y posterior deterioro por fenómenos de desvanecimiento y parásitos atmosféricos. Es más interesante que la información no dependa de amplitudes sino de otra magnitud más inmune a estos fenómenos: empleo de subportadoras con lo cual a cada estado lógico le corresponde una portadora de distinta frecuencia y próximas entre sí.

Posteriormente veremos la verdadera importancia del empleo de subportadoras para la detección en presencia de ruido.



1.6. Métodos para generar las subportadoras

En apartados anteriores vimos algunas de las ventajas al usar dos subportadoras en lugar de modular directamente la señal de teletipo (código). En este apartado veremos que hay dos procedimientos fundamentales para generarlas; estos son FSK Y AFSK. En realidad, el procedimiento no es más que uno, FSK, ya que el segundo, AFSK, es una variedad del primero.

Las siglas FSK (Frequency Shift Keyer) quieren decir Manipulación por Desplazamiento de Frecuencia. Nosotros asignamos una frecuencia distinta a cada estado lógico. Dichas frecuencias son próximas entre sí, de forma que un '1' ó un '0' las conmute a su valor asignado.

Tenemos que:

f_T = frecuencia del transmisor

f_M = frecuencia de marca

f_S = frecuencia de espacio

$$f_{M_{HF}} = f_T + f_M$$

$$f_{S_{HF}} = f_T + f_S \quad \text{Banda Lateral Superior (BLS)}$$

$$f_{M_{HF}} = f_T - f_M$$

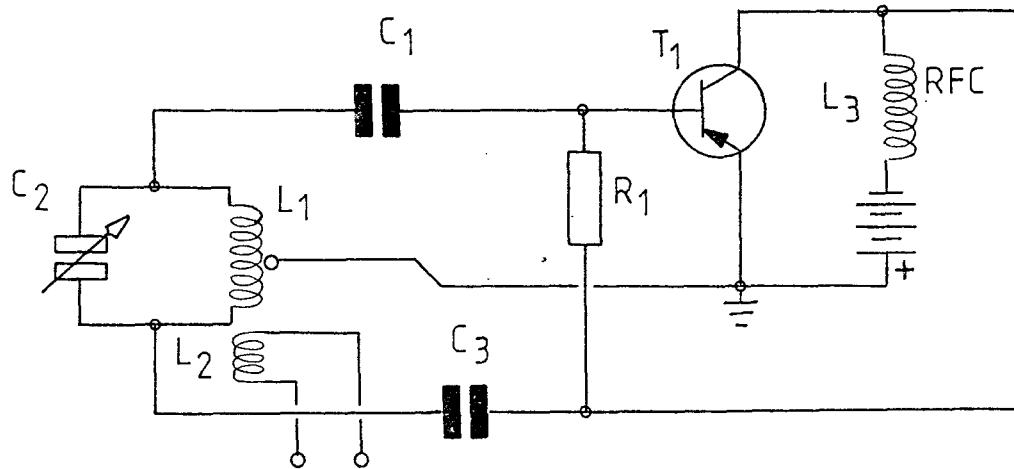
$$f_{S_{HF}} = f_T - f_S \quad \text{Banda Lateral Inferior (BLI)}$$

donde $f_{M_{HF}}$ y $f_{S_{HF}}$ son las frecuencias de salida del transmisor tanto en BLS (sumándose) o en BLI (restándose).

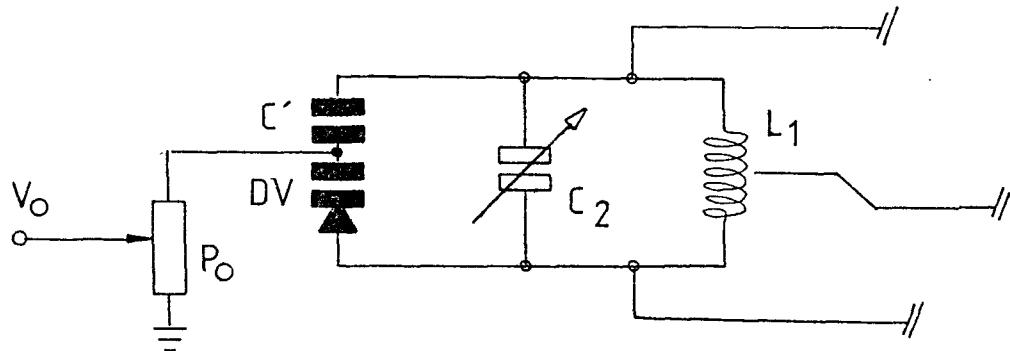
Vamos a ver de qué forma podríamos implementar esto



con nuestro equipo transmisor: supongamos que el oscilador local de nuestro equipo es del tipo Hartley para facilitar el ejemplo:



En él vemos que el circuito resonante es el formado por C_2 y L_1 . Aquí es donde actuamos introduciendo un diodo varicap que conmute a las frecuencias dadas para los valores binarios:



Aplicando los niveles lógicos a V_o , el oscilador variará al ritmo de la sucesión binaria procedente del teletipo. El método FSK funciona según este principio. Muchos equipos transmisores traen una toma de entrada para teletipo, actuando de forma directa sobre el oscilador sin tener que efectuar ninguna adaptación.

El sistema o procedimiento FSK tiene serios inconve



nientes: el primero es, como ya vimos, el tener que actuar sobre el circuito añadiendo dispositivos adicionales, lo cual puede ser poco rentable. Otro aspecto muy importante a tener en cuenta es que sólo puede emplearse en equipos de comunicaciones en los cuales el transmisor y el receptor sean módulos independientes. Los equipos transceptores están diseñados para trabajar en la misma frecuencia y por consiguiente, no correspondería con la estación del corresponsal al ser conmutados entre f_T y la frecuencia diferencia determinada por f_M y f_S .

Nuestra alternativa, y como caso particular de la FSK, es la AFSK donde la manipulación de frecuencia se hace por medio de dos tonos de audiofrecuencia (Audio-Frequency Shift Keyer). En el modo AFSK, a cada pulso rectangular procedente del teclado electrónico u ordenador se le asignan dos tonos de BF, según se trate de marca o espacio del código binario.

En los comienzos de la técnica del radioteletipo la conmutación se hacía fundamentalmente entre 2.125 y 2.975 Hz. Estos tonos se habían escogido por un lado, para alcanzar una buena supresión de la frecuencia imágen (de baja frecuencia) en los receptores de entonces de banda pasante ancha y por otro lado porque estas frecuencias al ser múltiplos de 425, podían ser medidas mediante figuras de Lissajous en comparación con emisoras de frecuencia patrón.

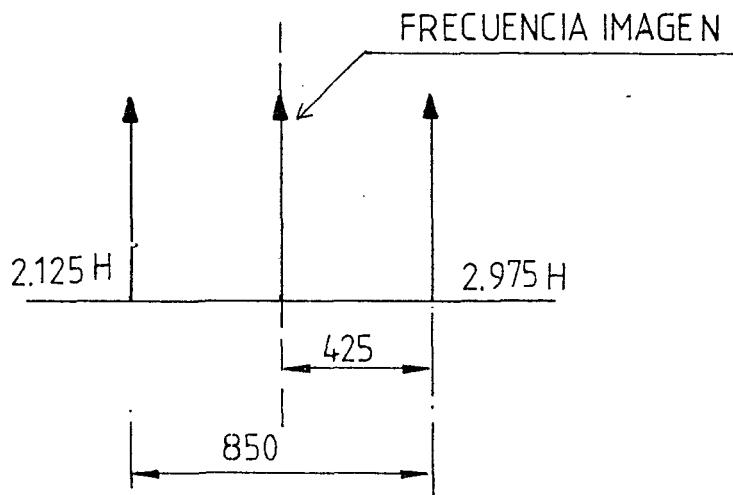
El concepto de frecuencia imágen en BF es la siguiente:

Marca : 2.125 Hz

Espacio : 2.975 Hz



Desplazamiento : 425 Hz



$$\text{Frecuencia imagen} : 2.125 + 425 = \underline{2.550 \text{ Hz}}$$

Se confeccionaban los filtros de entrada para que el tono correspondiente a la frecuencia imagen quedase fuera.

Estos argumentos son hoy en día anacrónicos. Con la utilización de equipos de BLU, con sus agudos filtros de cuarzo, la banda pasante se ha estrechado considerablemente, quedando el límite superior alrededor de 2,5 KHz.

Los tonos de BF fueron discutidos por la IARU en los acuerdos de Varsovia en 1975. Según estos acuerdos, cuando se trabaja con una excursión de 425 Hz, se han de utilizar las frecuencias de 1.275 y 2.125 Hz. La subportada imaginaria, magnitud teórica que no llega a manifes-



tarse, se situa entonces en 1.700 Hz.

$$\text{Subport. Imag.} = 1.275 + 425 = 1.700 \text{ Hz}$$

La tabla de frecuencias y desplazamientos de frecuencia habituales es la siguiente:

SEÑAL	FRECUENCIA	DESPLAZAMIENTO
Marca	1.275	0
Espacio 1	1.445	170
Espacio 2	1.575	300
Espacio 3	1.700	425
Espacio 4	2.125	850
Espacio 5	2.275	1.000

NOTA: las frecuencias y desplazamientos vienen dadas en Hz. La tabla anterior es normalizada.

1.7. Importancia de la desviación de frecuencia

En primer lugar analizaremos el ruido en un sistema de modulación angular. Para ello vamos a considerar al receptor con el diagrama que exponemos en la figura 4.

Vemos que el primer bloque corresponde a un filtro encargado de eliminar el ruido que se encuentre fuera de la banda $w_c \pm \Delta w$, donde w_c es la frecuencia de la portadora y Δw es la desviación de frecuencia. En la banda que nos queda tenemos la señal útil y el ruido. La banda de paso del primer filtro del receptor es:

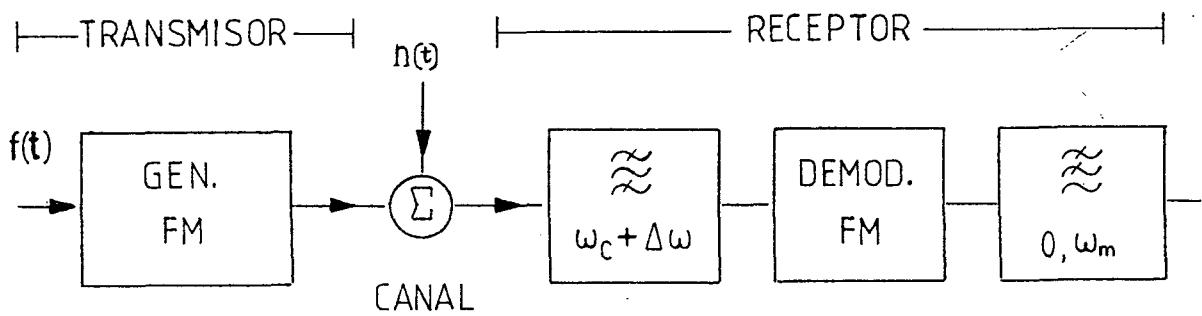
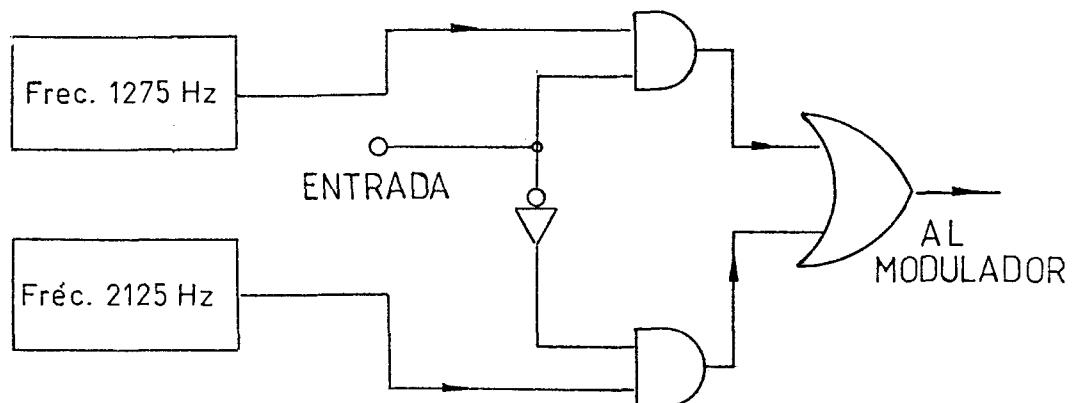


Fig. 4

$[w_c - \Delta w, w_c + \Delta w]$. A la salida del demodulador tenemos la señal $e_d(t)$, la cual contiene el mensaje (señal útil) más el ruido con un ancho de banda Δw . Como la señal útil (mensaje) tiene una frecuencia máxima de w_m , el siguiente bloque será un filtro con característica paso-bajo y de frecuencia de corte w_m con el fin de eliminar el ruido fuera de esa banda.

A continuación, y de forma únicamente ilustrativa, se representa el diagrama de lo que sería un generador de AFSK: ver figura 5.





f_1 y f_2 son las frecuencias correspondientes a cada valor binario. Ejemplo:

$$\begin{array}{ll} f_1 = 1.275 \text{ Hz} & \text{Marca} \\ f_2 = 2.125 \text{ Hz} & \text{Espacio} \end{array}$$

dependiendo de si la entrada es '1' ó '0', la puerta correspondiente inhibe el oscilador opuesto. La salida, que es AFSK, ataca la entrada de audio (MIC IN) del transmisor para ser modulada.

Este es uno de los muchos procedimientos, sólo teórico, para generar AFSK.

Vamos a calcular la potencia de la señal y del ruido a la salida suponiendo que las podamos hallar separadamente una de la otra. Para calcular una suponemos la otra cero y viceversa. La ecuación de una portadora de FM es:

$$f_c(t) = A \cos[w_c t + K_f \int f(t) dt]$$

Se demuestra que la potencia en FM con modulación o sin ella es la misma y vale:

$$\text{Pot}_{\text{FM}} = \frac{A^2}{2}$$

La señal a la salida del demodulador es proporcional a la frecuencia instantánea w_i ; llamando α a la constante de proporcionalidad:

$$\begin{aligned} \text{como } w_i &= \frac{d}{dt}[w_c t + k_f \int_0^t f(t) dt] \\ &= k_f f(t) + w_c \end{aligned}$$

$$S_o(t) = \alpha \cdot w_i$$



entonces:

$$S_o(t) = \underbrace{\alpha k_f f(t)}_{\text{señal útil } S'_o} + w_c$$

señal útil S'_o

Potencia señal entrada: $S_i = \frac{A^2}{2}$

Potencia señal salida : $S_o = \alpha^2 k_f^2 \overline{f^2(t)}$

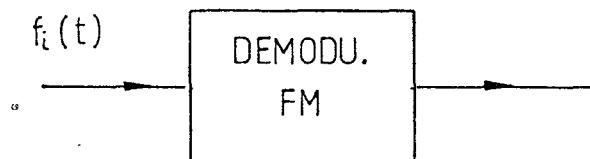
Tenemos que hacer los cálculos ahora para el ruido N_i y N_o . Si el ancho de banda a la entrada es de $2\Delta_w$ (del demodulador) tenemos:

$$N_i = \frac{1}{\pi} \int_{w_c - \Delta_w}^{w_c + \Delta_w} S_n(w) dw$$

donde $S_n(w)$ es el espectro de densidad de potencia de $n_i(t)$. Considerando al ruido como ruido blanco, con $S_n(w) = N/2$:

$$N_i = \frac{1}{\pi} \int_{w_c - \Delta_w}^{w_c + \Delta_w} N/2 dw = 2N\Delta f \quad (2\pi\Delta f = \Delta_w)$$

Para calcular N_o suponemos $f(t) = 0$. A la entrada del demodulador tenemos $f_i(t)$.



$$f_i(t) = f_c(t) + n_i(t)$$



$$\text{como } f(t) = 0 \implies f_i(t) = A \cos w_c t + n_i(t)$$

$$\begin{aligned} &= A \cos w_c t + n_c(t) \cos w_c t + n_s(t) \sin w_c t \\ &= [A + n_c(t)] \cos w_c t + n_s(t) \sin w_c t \\ &= E(t) \cos[w_c t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

donde:

$$E(t) = \sqrt{[A + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$$

$$\varphi(t) = -\tan^{-1} \left[\frac{n_s(t)}{A + n_c(t)} \right]$$

Aquí consideramos que el ruido es bajo y por tanto $A \gg n_c(t)$ y $n_s(t)$. Podemos aproximar con:

$$\varphi \approx -\tan^{-1} \left[\frac{n_s(t)}{A} \right] \approx -n_s(t)/A$$

Por la misma razón que antes, a la salida del demodulador tenemos que:

$$f_i(t) = E(t) \cos[w_c t + \varphi(t)] \quad (\text{entrada})$$
$$\theta(t)$$

$$f_d(t) = \alpha \cdot w_i \quad (\text{salida})$$

$$\begin{aligned} \text{como } w_i &= d/dt[\theta(t)] \\ &= d/dt[w_c t + \varphi(t)] \\ &= w_c + \dot{\varphi}(t) \end{aligned}$$

$$\text{como } \dot{\varphi}(t) \approx -n_s(t)/A \implies \dot{\varphi}(t) \approx -\dot{n}_s(t)/A$$

donde:

$$w_i = w_c - \dot{n}_s(t)/A \quad \text{por tanto}$$

$$f_d(t) = \alpha [w_c - \dot{n}_s(t)/A] = \alpha w_c - \alpha \dot{n}_s(t)/A$$



donde la componente $n_o(t)$ de ruido es:

$$n_o(t) = -\alpha \dot{n}_s(t)/A$$

Si $n_s(t)$ tiene un espectro de densidad de potencia $S_{n_s}(w)$ implica que $\dot{n}_s(t)$ tenga $\dot{S}_{n_s}(w)$

Por tanto se cumple que:

$$\dot{S}_{n_s}(w) = w^2 S_{n_s}(w)$$

También, si $S_{n_o}(w)$ es el espectro de densidad de potencia de ruido a la salida $-\alpha \dot{n}(t)/A$, vendrá dado por:

$$\begin{aligned} S_{n_o}(w) &= \frac{\alpha^2}{A^2} \dot{S}_{n_s}(w) \\ &= \frac{\alpha^2 w^2}{A^2} S_{n_s}(w) \end{aligned}$$

Al pasar la salida por un filtro de paso bajo con w_m de frecuencia de corte tenemos que la potencia de ruido a la salida es:

$$\begin{aligned} N_o &= \frac{\alpha^2 \mathcal{N}}{\pi A^2} \int_0^{w_m} w^2 dw \\ &= \frac{2}{3} (\alpha/A)^2 \frac{\mathcal{N} w_m^3}{2\pi} \end{aligned}$$

Por tanto, llegamos finalmente a:

$$\frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{6 K_f^2 f^2(t) \Delta_w}{w_m^3}$$

A la salida del demodulador la potencia de señal a ruido vendrá dada por:



$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi A^2}{N} \right) \frac{k f^2 \overline{f^2(t)}}{w_m^2}$$

Como la desviación de la frecuencia portadora es proporcional a k_f , el ancho de banda de la señal de FM será proporcional a k_f . Deducimos, como consecuencia muy importante que la razón de potencia señal a ruido a la salida del demodulador de FM es proporcional al cuadrado del ancho de banda en transmisión.

1.8. Comparación de la S/N en AM y FM

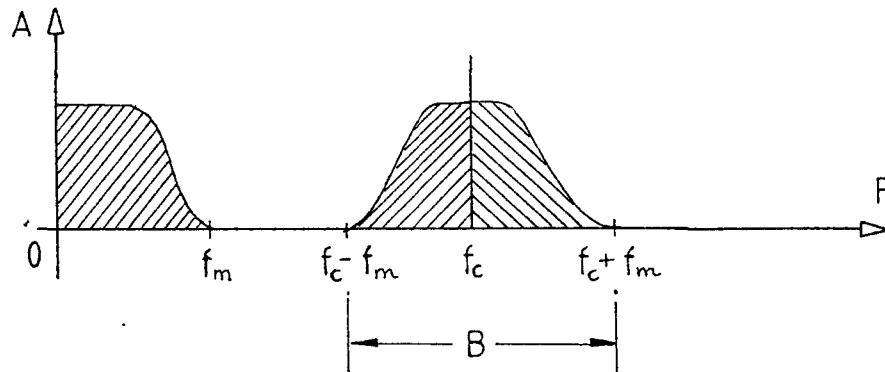
Vamos a comparar la relación S/N a la salida del demodulador para FM y AM. Supongamos que la transmisión se realiza en AM; considerando que $f(t)$ es la señal transmitida, a la salida del detector de envolvente tendríamos:

$$S_o = \overline{f^2(t)} \quad (\text{valor cuadrático medio})$$

La potencia de ruido N_o a la salida del detector de envolvente estaría dado por:

$$N_o = \overline{n_c^2(t)} = N_i$$

donde N_i es la potencia de ruido a la entrada del detector. En AM, el ancho de banda es $2f_m$:





por lo tanto, el ruido blanco de densidad $N/2$ hace que:

$$N_o = N_i = 2\sqrt{N}f_m$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{\overline{f^2(t)}}{2\sqrt{N}f_m}$$

Sustituyendo este resultado en la ecuación del apartado anterior:

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 3\left(\frac{Ak_f}{w_m}\right)^2$$

donde A es la amplitud de la portadora de FM. En la compa
ración AM-FM, vamos a suponer que la amplitud es la misma en cualquiera de las dos modalidades tomando el valor A.

Consideraciones:

$f(t)$ = señal sinusoidal

A = amplitud de la señal en FM y AM

m_{AM} = índice de modulación en AM de valor 100%

entonces tenemos que la desviación de frecuencia de la por
tadora de FM es:

$$\Delta_w = A \cdot k_f$$

y el índice de modulación está dado por:

$$m_f = \frac{\Delta_w}{w_m} = \frac{A \cdot k_f}{w_m}$$



donde w_m es la frecuencia de la señal modulante $f(t)$. Susituyendo en la ecuación tenemos:

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = 3 \cdot m_f^2$$

considerando razones de voltaje raíz cuadrático medio de señal a ruido en lugar de potencias:

$$\frac{[(S_o/N_o)_{FM}]_{vr}}{[(S_o/N_o)_{AM}]_{vr}} = \sqrt{3} \cdot m_f^2$$

De aquí se deduce que aumentando m_f se consigue mayor relación señal/ruido en FM que en AM. Supongamos $m_f=5$:

$$\begin{aligned}(S_o/N_o)_{FM} &= 3 \cdot m_f^2 (S_o/N_o)_{AM} \\ &= 3 \cdot 5^2 (S_o/N_o)_{AM} \\ &= 75 (S_o/N_o)_{AM}\end{aligned}$$

Vemos que para $m_f=5$ tenemos que en FM la relación es 75 veces mayor que en AM, siendo el ancho de banda necesario el dado por la figura 6.

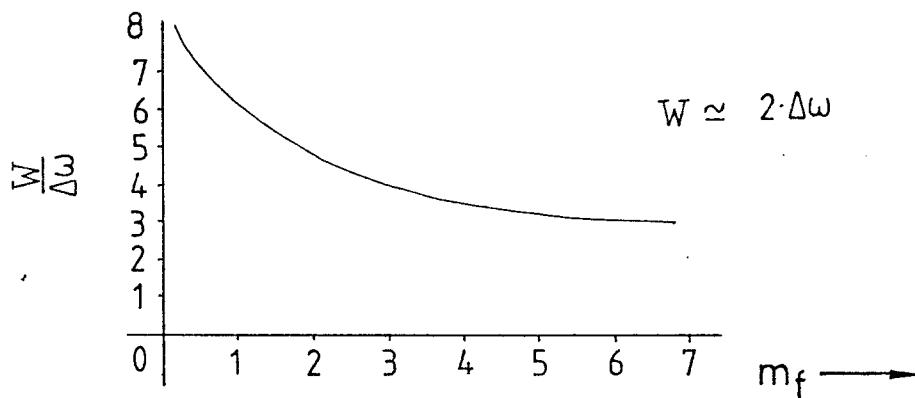


FIG. 6



- en AM el ancho de banda es: $2 w_m$
- en FM el ancho de banda para $m_f=5$ es, según la tabla anterior (figura 5) el siguiente:

$$W = 3,3 \Delta_w$$

como $\Delta_w = m_f w_m$ por tanto en FM:

$$3,3 \times 5 w_m \approx \underline{\underline{16 w_m}}$$

Es decir que si en FM la relación S/N aumenta 75 veces más que en AM, también aumenta el ancho de banda (FM) en unas 8 veces aproximadamente. Para valores muy grandes de m_f (mayores que 10) el ancho de banda B de FM es aproximadamente $2 \Delta f$.

$$B \approx 2 \Delta f \quad (m_f > 10)$$

Como:

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{1}{2} \left(\frac{B}{f_m} \right)^2$$

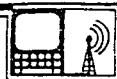
con lo cual:

$$\frac{(S_o/N_o)_{FM}}{(S_o/N_o)_{AM}} = \frac{3}{4} \left(\frac{B}{f_m} \right)^2$$

por lo tanto deducimos que:

$$(S_o/N_o)_{FM} = \frac{3}{4} \left(\frac{B}{f_m} \right)^2 \cdot (S_o/N_o)_{AM}$$

Mejorar en un factor de 2 (6db) la razón So/No para FM, implica incrementar el ancho de banda B en un factor de 2. Por cada incremento de dos a uno en la ocupación de la banda, la relación So/No se mejora en 6 db.



Se puede observar que en un sistema de FM podemos cambiar la razón S/N con ancho de banda en transmisión, cosa que no es posible en AM, donde el ancho de banda es fijo.

Hay que tener en cuenta que para un mejoramiento de la FM con respecto a la AM es necesario:

$$\frac{[(S_0/N_0)_{FM}]_{vr}}{[(S_0/N_0)_{AM}]_{vr}} = \sqrt{3} m_f$$

$$\underline{m_f > \frac{1}{\sqrt{3}} \cong 0.6}$$

En $m_f = 0.6$ es el punto de transición entre FM de banda angosta y FM de banda ancha. Por tanto, en FM de banda angosta no proporciona mejoramiento alguno sobre AM ya que el ancho de banda para FM de banda angosta y AM es el mismo e igual a $2w_m$.

También hay que mencionar que S/N en FM no crece indefinidamente con un incremento del ancho de banda ya que a medida que B aumenta, el ruido de entrada también aumenta llegando a igualarse la potencia de la portadora y la de ruido.

1.9. Desplazamientos usuales

Vamos a realizar unos cálculos del factor de perturbación con dos desplazamientos estandar en la técnica del radioteletipo. Estos desplazamientos son 170 y 850 Hz.

En FM y afectada por un ruido blanco gausiano, definimos el FACTOR DE PERTURBACION como:



$$S_{FM} = \frac{A_{st}}{A_n} \frac{1}{m_f}$$

donde:

S_{FM} : factor de perturbación

A_{st} : amplitud de la señal perturbadora

A_n : amplitud de la señal útil

m_f : índice de modulación

En FM el índice de modulación es:

$$m_f = \Delta w / f_m$$

Δw = desplazamiento de frecuencia

f_m = frecuencia máxima de la información

(para 50 baudios, $f_m = 80$ Hz)

En principio, de la expresión de S_{FM} se desprende que incrementando suficientemente m_f podemos mejorar dicho factor de perturbación. Mejoraremos S_{FM} cambiando el ancho de banda:

$$\Delta w_1 = 850 \text{ Hz} \quad (S_{FM1})$$

$$\Delta w_2 = 170 \text{ Hz} \quad (S_{FM2})$$

$$f_m = 80 \text{ Hz}$$

$$S_{FM} = \frac{A_{st}}{A_n} \frac{1}{m_f}$$

$$= \frac{A_{st}}{A_n} \frac{f_m}{\Delta w}$$

$$\frac{S_{FM1}}{S_{FM2}} = \frac{\Delta w_2}{\Delta w_1} = \frac{170}{850} = \underline{\underline{0,2}}$$



$$S_{FM_1} = S_{FM_2} / 5$$

Se puede ver que usando un desplazamiento de 850 Hz se reduce 5 veces el factor de perturbación con respecto al correspondiente a 170 Hz.

Anteriormente llegamos a una expresión similar a:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} \left(\frac{2\pi A^2}{N} \right) \frac{K_f^2 \cdot f^2(t)}{w_m}$$

que corresponde a la salida del demodulador: relación señal/ruido.

Vamos a calcular en cuanto mejora esta relación cambiando de 170 a 850 Hz de desplazamiento:

$$\begin{aligned} \frac{(S_o/N_o)_{850}}{(S_o/N_o)_{170}} &= \frac{K_f^2}{K_f^2} \\ &= \frac{\Delta w_1^2}{\Delta w_2^2} \quad \text{como } K_f = A \cdot \Delta w \end{aligned}$$

donde, tomando logaritmos para obtener dBs:

$$\text{mejora factor : } F(\text{dB}) = 10 \cdot \log \frac{\Delta w_1^2}{\Delta w_2^2}$$

$$F = 20 \log(850/170) = 13,979 - \underline{14 \text{ dB}}$$

La mejora de 170 a 850 Hz es de 14 dB.



En la práctica, con 850 Hz de desplazamiento y 50 baudios como velocidad telegráfica, se llegan a copiar señales de teletipo situadas 12 dB debajo del nivel de ruido, mientras que con 170 Hz sólo se llega a 3 dB.

Trabajando en onda corta, es aconsejable elegir los 850 Hz de desplazamiento ya que la probabilidad de ser copiado es mucho mayor que con sólo 170 Hz.

Algo importante es que un desplazamiento de 850 Hz no es recomendado especialmente en V-UHF. Vimos en la expresión primera que si m_f es muy grande, entonces S_{FM} disminuía. Un aumento de la excusión implica disminución en la sensibilidad del receptor (demostrado en el apartado 1.8). La ventaja que perseguíamos se ve anulada.

1.10. Limitaciones del canal de transmisión

Hasta ahora hemos hablado de velocidad de transmisión, anchos de banda, desplazamientos, ruido, etc. sin tener en cuenta que nos restringimos a un canal de transmisión.

La capacidad del canal limita todos los factores anteriores según una expresión que los asocia y que no demostraremos.

Si consideramos:

B = ancho de banda

C = velocidad en bits/seg.

S/N = relación señal/ruido

tenemos que:



$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

y donde C representa la capacidad del canal, siendo únicamente válida para ruido blanco gaussiano.

La ecuación anterior se conoce como ley de Shannon-Hartley y representa el teorema central de la Teoría de la Información.

En el caso hipotético de N=0 (canal sin ruido) la capacidad del canal es infinita. En el caso del ancho de banda B, cuando tiende a infinito, la capacidad del canal C tiende a un valor finito:

$$C = B \cdot \log_2 (1 + S/N)$$

$$\begin{aligned} B &= \text{infinito} \\ N &= \sqrt{B} \end{aligned}$$

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \frac{S}{\sqrt{B}} \log_2 \left(1 + \frac{S}{\sqrt{B}} \right)$$

que identificando con $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{1}{x} \log_2 (1+x) = \log_2 e = 1.44$

tenemos que :

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C = \frac{S}{\sqrt{B}} \log_2 e = 1.44 \frac{S}{\sqrt{B}}$$

Para transmitir una información a velocidad dada, podemos reducir la potencia de la señal transmitida siempre que el ancho de banda se incremente en forma correspondiente. Podemos reducir el ancho de banda a condición de incrementar la potencia de la señal.



Tenemos que recordar que C representa la máxima cantidad de información por segundo que se puede transmitir por el canal. Para alcanzar esta velocidad, la información debe procesarse y codificarse de la manera más eficiente, ya que no todos los sistemas de comunicación empleados alcanzan esta velocidad de transmisión.

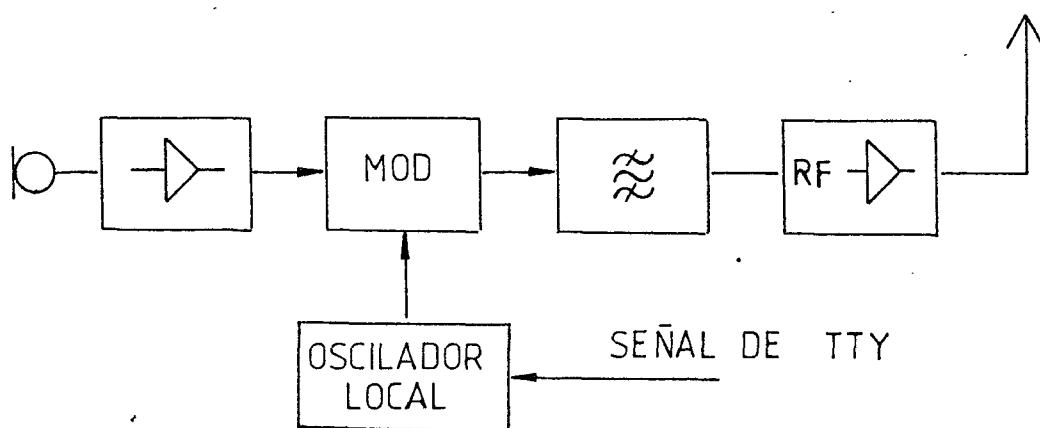


2. GENERADORES DE AFSK

2.1. Modulación AFSK

En el punto 1 vimos que para transmitir la señal de teletipo vía radio, era necesario, por cuestiones de ancho de banda, inmunidad al ruido y otras muchas razones, modular dicha señal, siendo el procedimiento más adecuado la modulación en frecuencia.

La información viene representada por un código materializado mediante los dos estados lógicos: nivel alto ó '1' (marca) y nivel bajo ó '0' (espacio). En el momento en que 'modulamos' en frecuencia asignábamos un valor de la misma en representación del estado lógico correspondiente. Es aquí donde surgen dos formas de obtener dichas frecuencias. Uno de los procedimientos es el FSK, que consistía en una manipulación por desplazamiento de frecuencia. La secuencia de impulsos binarios actuaban sobre el oscilador de un transmisor de RF correspondiendo un valor de la misma a cada estado:





Los pulsos pueden actuar de muchas formas para variar la frecuencia del oscilador local. La más simple es conectar y desconectar un condensador en el circuito tan que de dicho oscilador (ver figura 7) donde tenemos una f_i para cada estado lógico.

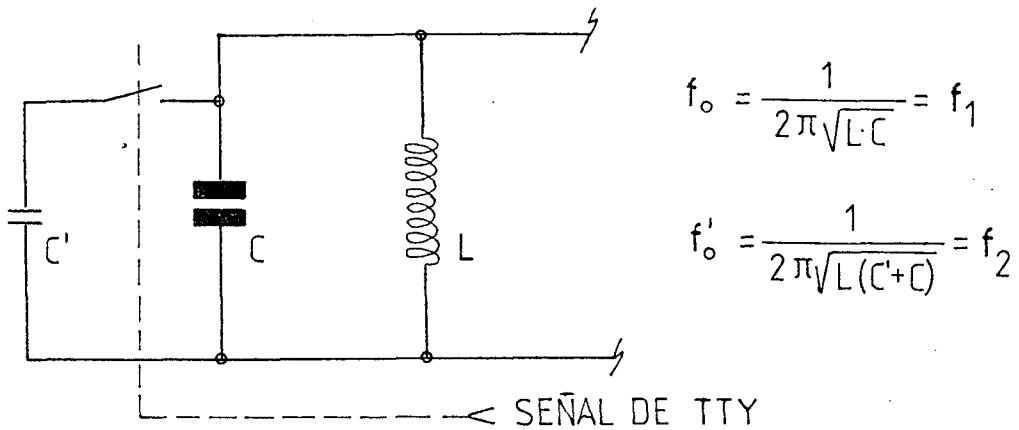
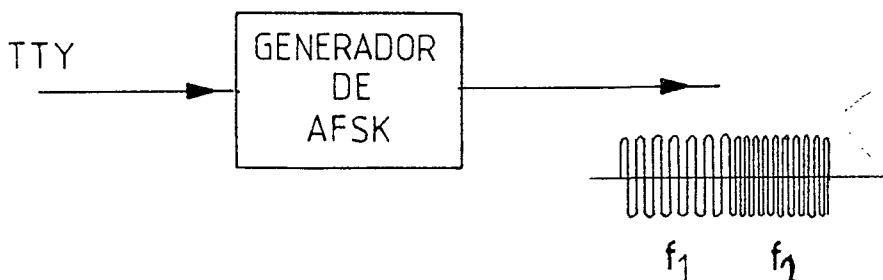


FIG.7

Vimos ya muchos inconvenientes al aplicar el procedimiento FSK clásico para la transmisión por radio de señales de teletipo. En este caso tendríamos que actuar sobre la circuitería del equipo, modificarla para satisfacer estas exigencias. Normalmente procuramos diseñar un sistema adaptable a cualquier equipo y sin intervenir, de forma directa, en él.

A raíz de esto surge un caso particular de la FSK, que es la AFSK. Se trata de una manipulación por desplazamiento de frecuencia que ahora son de AUDIO. La ventaja es inminente ya que obtenemos los mismos resultados sin tener que modificar electrónicamente el circuito transmisor.

Asignamos nuevamente a cada estado lógico una frecuencia, pero en este caso será un tono audible.



De esta forma tendremos nuestra información codificada mediante dos tonos audibles. Introducimos estos tonos en la entrada de audio (MIC) de un transmisor y este será modulado en AM de forma ordinaria.

Por eso decimos que desde el punto de vista de la señal RTTY (información), va codificada (modulada) en FM, mientras que para el equipo transmisor (sistema de transmisión) va modulada en AM. Por eso se denominan SUBPORTADORAS a los tonos de audio.

Existen infinidad de métodos para generar AFSK y todos tienen sus ventajas e inconvenientes. A modo de ejemplo vamos a citar algunos ejemplos sencillos para este fin. Tendremos siempre en cuenta:

- a) Utilizar las frecuencias normalizadas: 1.275, 1.445, 2.125, ... acordadas por la IARU.
- b) Se puede partir de un oscilador patrón por cuarzo, con lo cual obtendremos una gran estabilidad de frecuencia evitando los ajustes.
- c) El nivel de armónicos de la señal obtenida deberá ser mínimo para trabajar en VHF sin riesgo de variar en canales adyacentes.



Empleando el método de cuarzo patrón, buscamos en primer lugar el múltiplo común más pequeño de las frecuencias de audio que necesitamos:

$$1.275 = 3 \times 5 \times 5 \times 17 = 3 \times 5^2 \times 17 \quad (\text{Hz})$$

$$1.445 = 5 \times 17 \times 17 = 5 \times 17^2 \quad (\text{Hz})$$

$$2.125 = 5 \times 5 \times 5 \times 17 = 5^3 \times 17 \quad (\text{Hz})$$

El valor de la frecuencia patrón será el resultado del producto de las potencias afectadas con el mayor exponente:

$$3 \times 5^3 \times 17^2 = 108,375 \text{ KHz}$$

Las distintas frecuencias se obtendrían dividiendo el patrón según la figura 8.

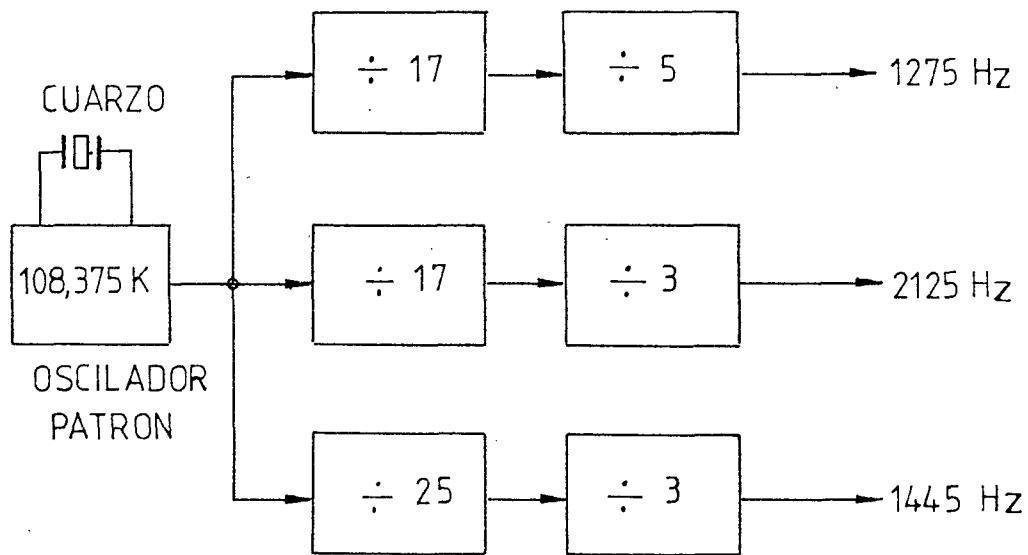


FIG. 8

Por lo tanto tenemos que en 108,375 Kc están contenidas todas las frecuencias normalizadas, como números enteros.

Lo comprobamos:

$$\begin{aligned} 108,375 &= 5 \times 17 \times 1275 \\ &= 3 \times 5 \times 5 \times 1445 \\ &= 3 \times 17 \times 2125 \end{aligned}$$

Como vimos que la marca era de frecuencia constante (1275 Hz) y que variamos la del espacio para conseguir los anchos de banda (desplazamientos) requeridos, para desplazamientos de 170 y 850 Hz, podemos variar el diagrama de la figura 8 simplificándolo:

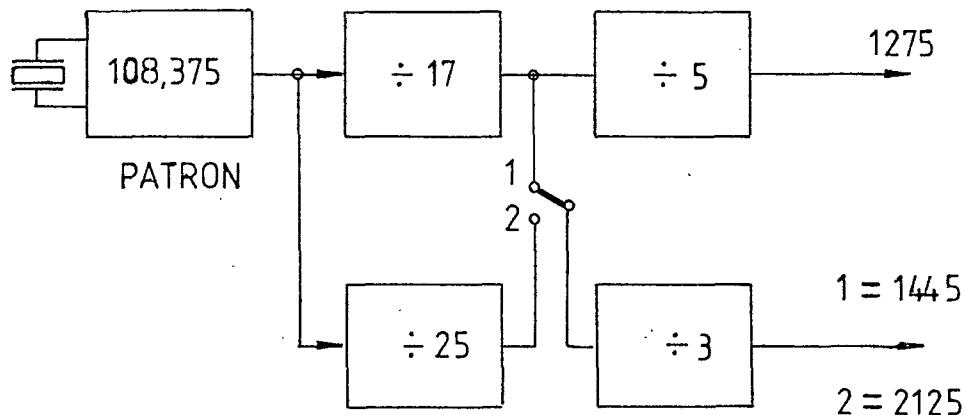


Figura 9

Mediante la conmutación a 1 y 2 obtenemos los desplazamientos de 170 y 850 Hz respectivamente.

Según el diagrama expuesto, todos los divisores tienen una relación de división impar, por lo que su señal



de salida no guarda la relación de manipulación 1:1.

Este detalle es importante para conseguir la frecuencia básica con amplitud igual y máxima, consiguiendo que los armónicos del pulso rectangular de salida sean mínimos. Podemos duplicar la frecuencia del cuarzo y dividir al final por 2 (salida), consiguiendo la relación 1:1 anteriormente citada.

Tenemos que tener en cuenta que los cuarzos son perfectos por encima de 1 Mhz. Luego podemos hacer uso de divisores con puertas TTL. Sobre la frecuencia anteriormente calculada, el primer valor normalizado sobre 1 Mhz patrón es:

$$108.375 \text{ Hz} \times 10 = \underline{1,08375 \text{ Mhz}}$$

De esta forma, aumentando la frecuencia del oscilador patrón emplearemos más circuitería, aunque el sistema sería más estable. Los cuarzos por encima de 1 Mhz serán siempre más baratos que los de valores inferiores.

El diagrama modificado resulta ser (fig. 10) el siguiente:

S_1 : conmutación normal-invertido

S_2 : conmutación desviación de frecuencia
(170 - 850 Hz)

X_{TAL} : cuarzo patrón de 1,08375 Mhz

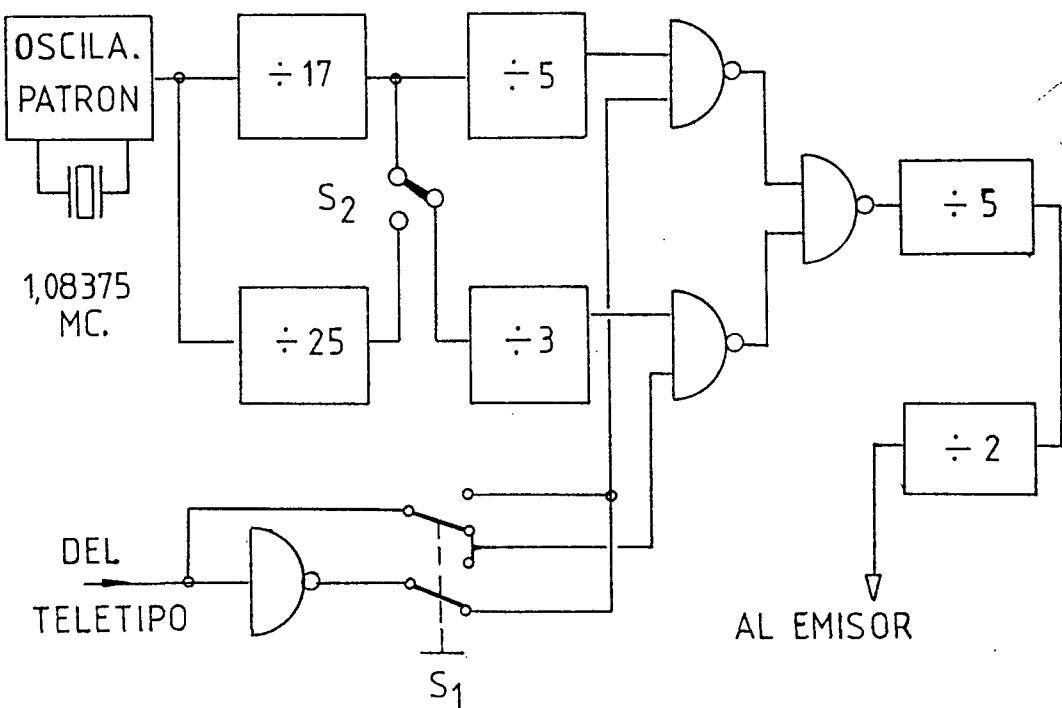


Figura 10

La misión del conmutador S_1 es proporcionar dos modos de funcionamiento: el 'normal', que es el estudiado hasta ahora y el 'invertido', cuyos principios son idénticos al anterior pero en lugar de usar la frecuencia más baja para la marca, lo hace para espacios. Los espacios son ahora de frecuencia fija y varían las marcas.

También, a modo de ejemplo, podríamos ver un esquema eléctrico de un oscilador de manipulación AFSK simplificado. La única condición que nos impone es una tensión positiva para el carácter de 'espacio', lo cual es muy poco usual (ver figura 11).

Mediante R_1-C_1 se ajusta la frecuencia del generador



de impulsos, formado por un transistor de unión. El desplazamiento es ajustado por medio de un conmutador S. El oscilador UJT genera 4.250 impulsos por segundo, con lo que el flip-flop divide por dos, proporcionando así una salida de 2.125 impulsos por segundo. El flip-flop también tiene como misión dar forma rectangular a los impulsos de audio, que luego serán pasados por un filtro de paso bajo que suprime todos los armónicos superiores a 3.000 Hz,

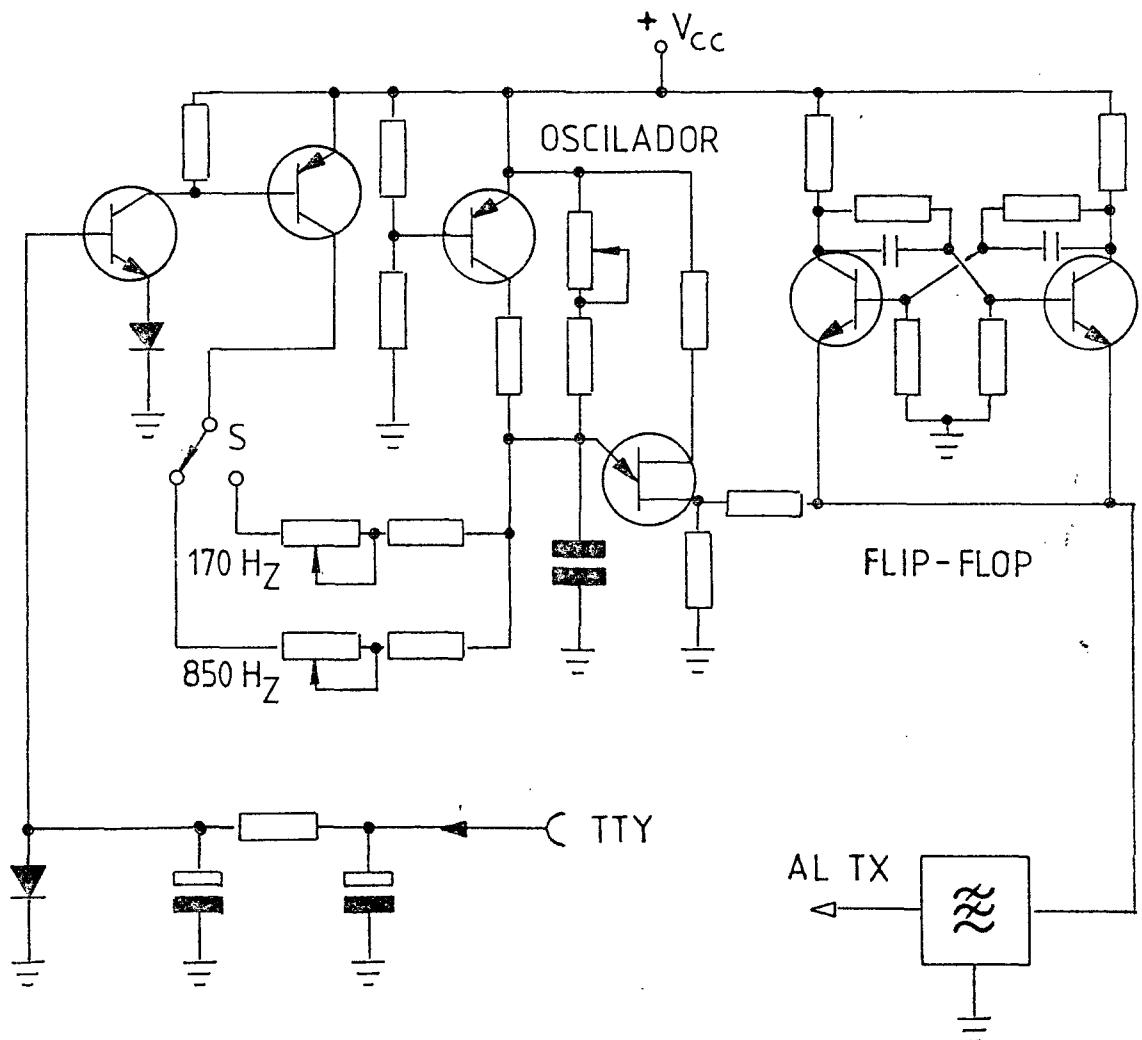


Figura 11

cambiando la onda triangular por una sinusoidal pura.



De una forma general, estos podrían ser dos modelos de generadores de AFSK, uno totalmente analógico, como es el que acabamos de ver, y otro digital visto en un principio.

El problema de los osciladores controlados por circuitos tanques, capacidades, etc, son las variaciones de frecuencia que en estos casos, trabajando con valores relativamente bajos, se hacen apreciables. Por el contrario, en los modelos que usan circuitos integrados, como el primer caso, parten de frecuencias muy estables y altas gracias al cristal de cuarzo. Al añadir divisores fijos, las derivas del propio cristal (mínimas) se reducen a medida que dividimos con cada bloque. Esto hace que los tonos o subportadoras sean de mucha estabilidad.

2.2. Moduladores AFSK mediante C.I.

En este caso no hacemos referencia a los moduladores o generadores que empleen la tecnología digital, sino a aquellos dispositivos integrados creados o concebidos para actuar como un modulador completo.

Estos circuitos, mediante una red de polarización exterior, son capaces de funcionar como uno de los más sofisticados generadores de AFSK y con distorsiones armónicas inferiores al 0,5%. Tal es el caso del XR-2206 y el XR-2207 de la firma EXAR Integrated System. En principio nos ceñiremos a estos dos modelos aunque cabe decir que existen otros dispositivos que, aunque no de diseño tan específico, pueden aplicarse para generar AFSK.



2.2.1. El XR-2206

El XR-2206 es un circuito integrado ideal para aplicaciones de FSK (y como consecuencia, para AFSK) que requieren a la salida una onda sinusoidal de espectro muy puro. Una de las ventajas que ofrece es su compatibilidad con los niveles CMOS y TTL, lo que amplía su cobertura para el trabajo con tecnología mixta. También cabe destacar su gran estabilidad de frecuencia y temperatura: típico 20 ppm/ $^{\circ}$ C. En el apéndice correspondiente se encuentra una información más detallada de sus características generales.

Como único dato característico digno de mencionar en esta primera parte es que a la salida del dispositivo tenemos señales sinusoidales de hasta 3 Vpp: una distorsión armónica ajustable hasta un 0,5 %, llegando al 2,5% en el caso peor sin ajustes.

Para comprender mejor su funcionamiento, analizaremos interiormente este circuito. Básicamente este circuito es un generador de funciones. Nos puede proporcionar tres formas de onda a su salida y en terminales independientes. Su diagrama de bloques es el mostrado en la figura 12. Este se corresponde con el diagrama esquemático de la figura 13.

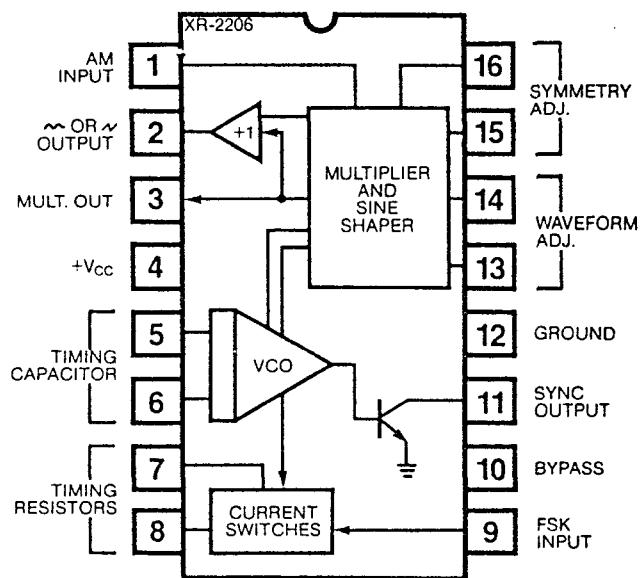
Principio de funcionamiento

El XR-2206 está compuesto por cuatro bloques principales: un VCO, un multiplicador analógico y conformador de onda senoidal, un amplificador buffer de ganancia unidad y un fijador o ajustador de conmutación de corriente.

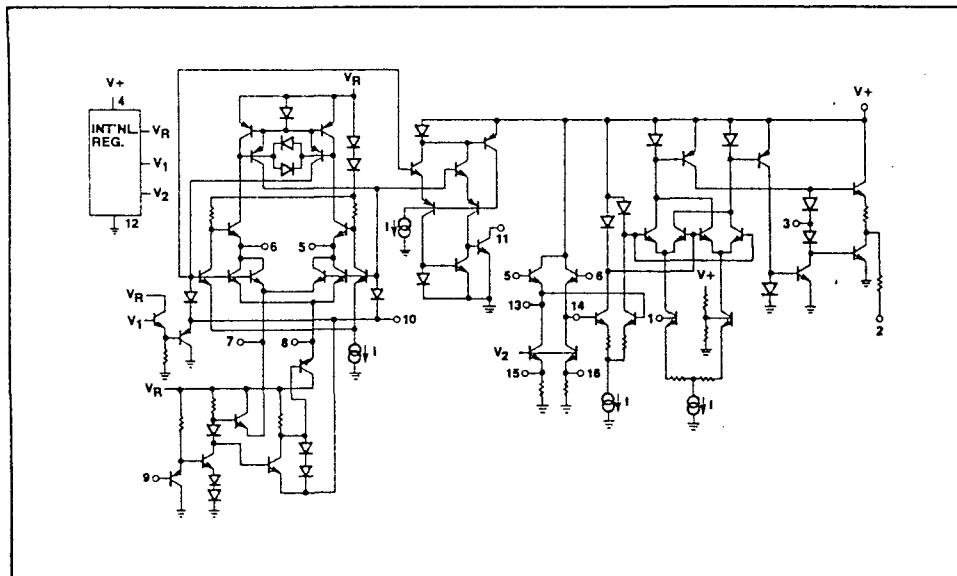


XR-2206

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



El VCO produce una frecuencia de salida proporcional a la entrada de corriente, la cual es producida por un resistor desde los terminales temporizadores (7 y 8) y masa. Asignando valores distintos a cada terminal podemos producir dos frecuencias independientemente y al ritmo de la variación de los niveles lógicos producidos a la entrada (terminal 9) provenientes del ordenador (en nuestro caso).

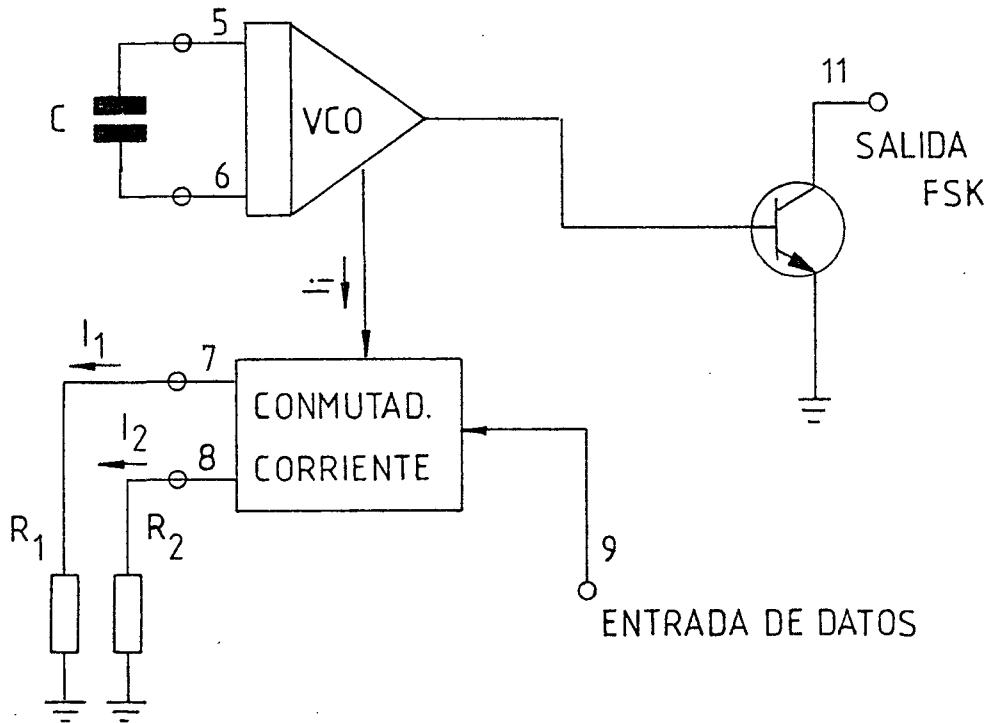


Figura 14

El proceso se esquematiza en la figura 14. R₁ y R₂ serán activados dependiendo de la polarización de entrada (terminal 9). Cuando en la misma tenemos una tensión igual o superior a 2 V, activamos -mediante el conmutador de corriente- sólamente R₁. Si por el contrario este nivel es igual o inferior a 1 V, se activará únicamente la resistencia R₂. Entonces, la frecuencia de salida puede ser manipulada entre dos niveles, f₁ y f₂ según:



$$f_1 = \frac{1}{R_1 C} \quad y \quad f_2 = \frac{1}{R_2 C}$$

El nivel de tensión a la salida (ter. 9) es aproximadamente el mismo que el existente en el terminal 3 de polarización DC. Polarizando mediante un resistor variable podemos ajustar este nivel en el rango de 0 a Vcc(+).

En las tablas de las figuras 15, 16, 17 y 18 podemos ver como afecta la resistencia de polarización en el terminal 3 al igual que los resistores temporizadores que determinan la frecuencia de salida. Se adjuntan tablas para evaluar el coeficiente de distorsión y las derivas con la temperatura (recordando usar P.T.C.).

Como la forma de onda que nos interesa es la senoidal, se detallará el resto en el apéndice correspondiente. Los restantes calculos para el XR-2206 serán detallados en el punto 2.4.

En la figura 19 vemos la conexión básica de este integrado como generador de FSK. Como dato a tener en cuenta es que la señal de entrada, en estas aplicaciones, debe encontrarse en el rango de algunos Hz y no más de 100 kilohertz.

Los datos de entrada provenientes del ordenador, son aplicados al pin 9 del circuito. Con esto se seleccionan las dos frecuencias (marca y espacio) dependiendo del nivel lógico:

$$\text{Nivel lógico alto : } f_o = \frac{1}{R_6 C_3} \quad (\text{Hz})$$

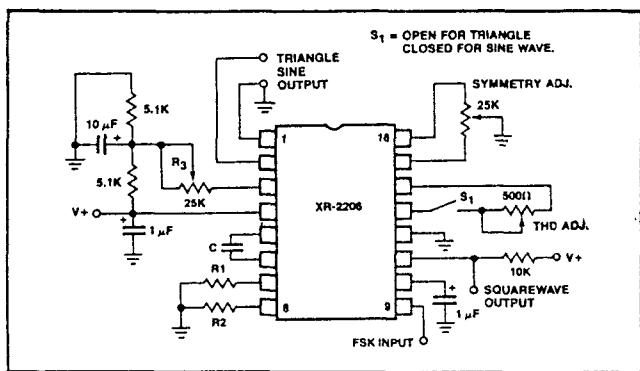
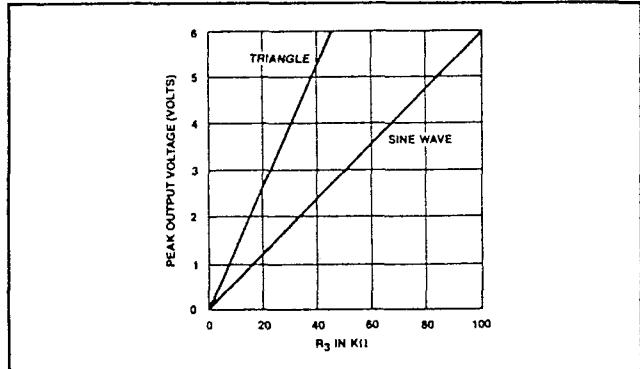


Figura 15



Output Amplitude as a Function of the Resistor, R_3 , at Pin 3.

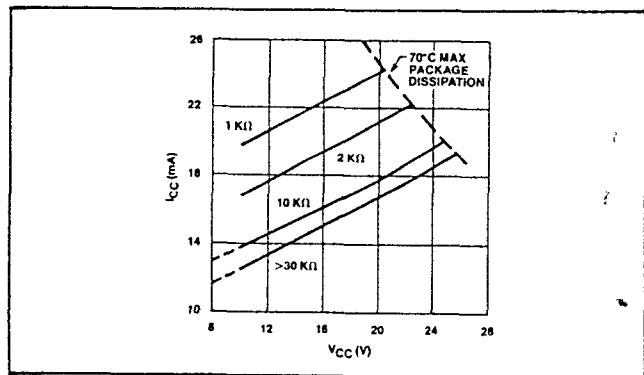
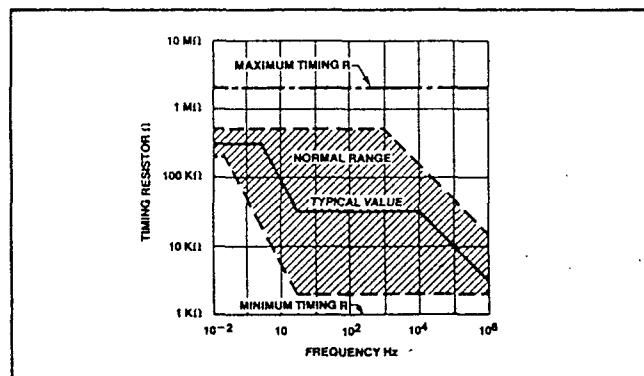


Figura 16

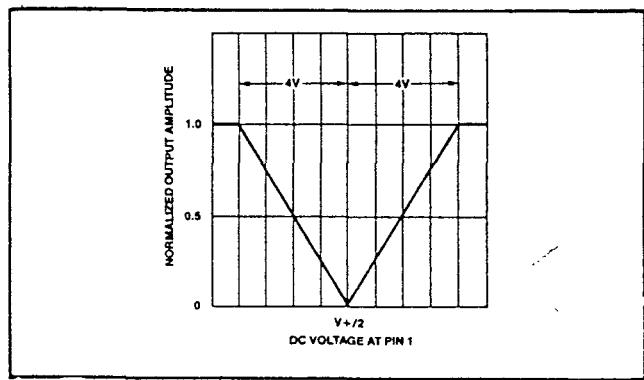
Supply Current versus Supply Voltage, Timing, R .



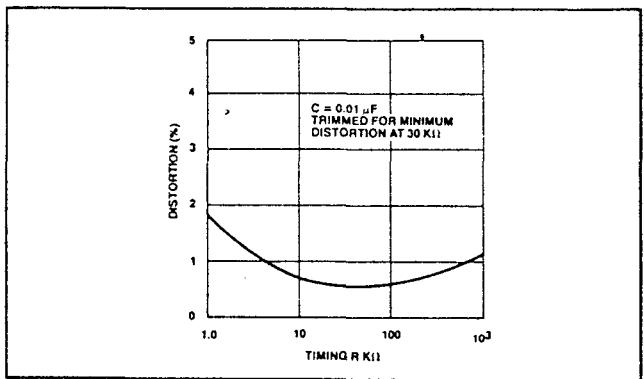
R versus Oscillation Frequency.



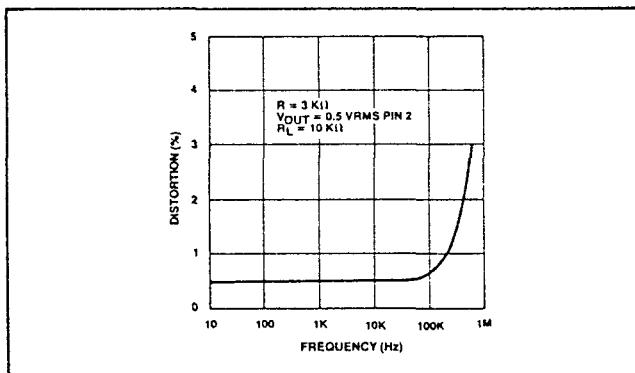
Figura 17



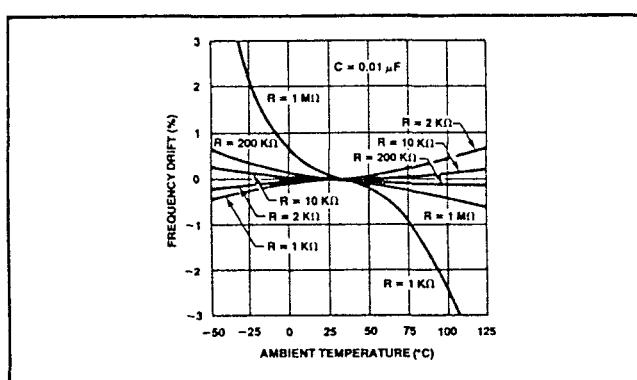
Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1).



Trimmed Distortion versus Timing Resistor.



Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.



Frequency Drift versus Temperature.

Figura 18



$$\text{Nivel lógico bajo : } f_o = \frac{1}{R_7 C_3} \quad (\text{Hz})$$

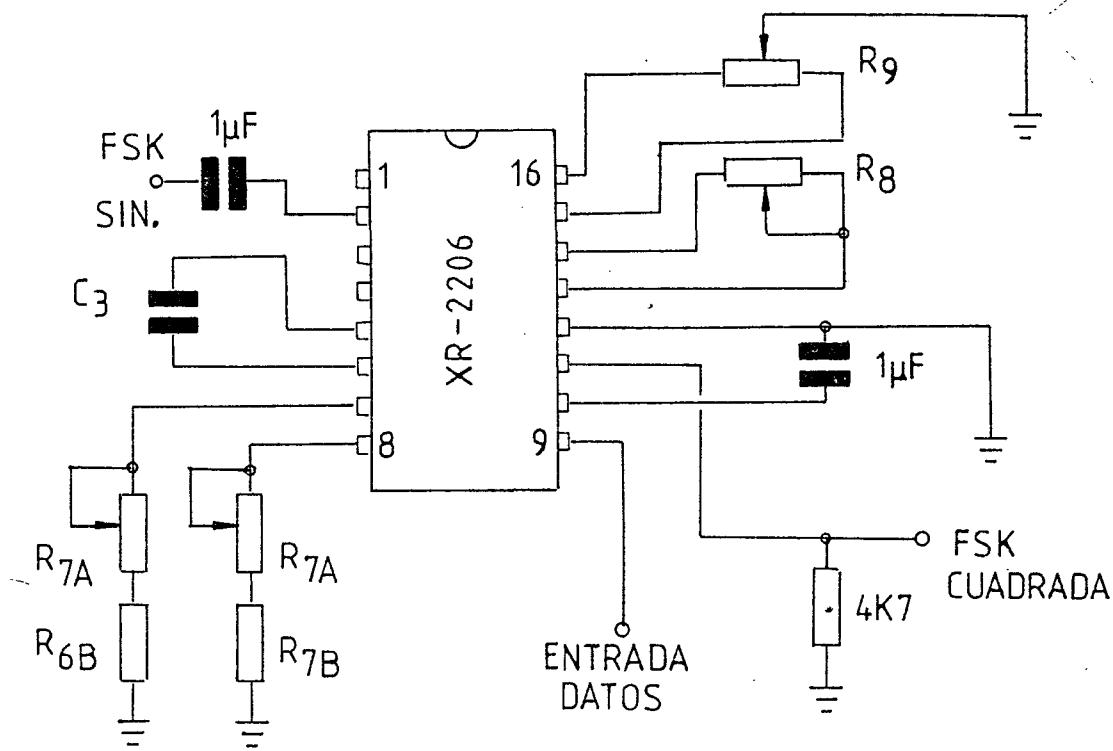


Figura 19

Para una óptima estabilidad es recomendable que R_6 y R_7 se encuentren en el rango de 10 K a 100 Kohmios. La tensión de la señal de entrada debe elegirse entre el rango de masa y $+V_{cc}$ (tensión de alimentación). Cualquier tensión fuera de este rango dañaría de forma inmediata el circuito.

Los potenciómetros R_8 y R_9 deben ser ajustados para una mínima distorsión armónica. En aplicaciones donde no sea necesaria minimizar dicha distorsión, bastará con dejar no conectados los pines 15 y 16 y reemplazar R_8 por una resistencia de 200 ohmios de valor fijo.

La salida se efectua por el terminal 2 y con una im



de 600 ohmios aproximadamente, cuando trabajamos con aco
plamiento AC.

2.2.2. El XR-2207

Se trata de un circuito integrado monolítico, el cual se halla formado por un VCO de excelentes caracte-
rísticas, tanto en estabilidad de frecuencia como el ran
go o margen de salida.

Puede proporcionar simultáneamente dos formas de on
da, triangular y cuadrada, en un rengó de 0,01 Hz hasta
1 Mhz. Es ideal para aplicaciones en decodificadores de
FM, FSK, generadores de tonos y barridos al igual que en
aplicaciones con PLL's. Para mayor informacion ver el
apéndice.

En la figura 20 se representa un diagrama funcional
de bloques de dicho integrado.

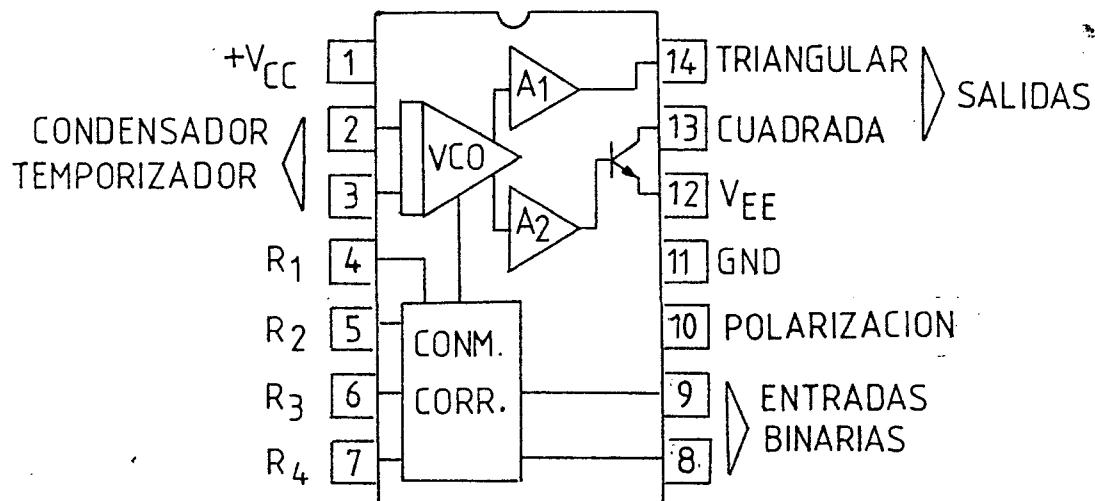


Figura 20

En la figura 21 se detalla el diagrama esquemático de la estructura interna del circuito.

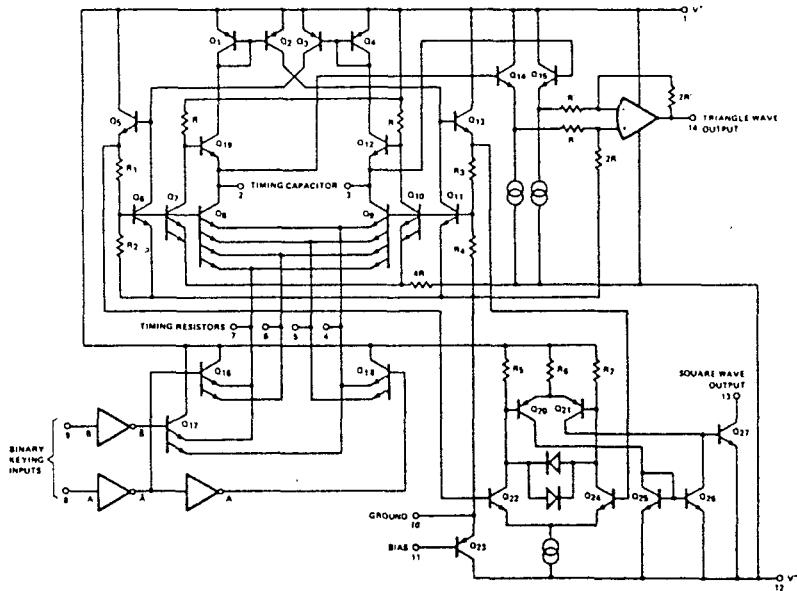
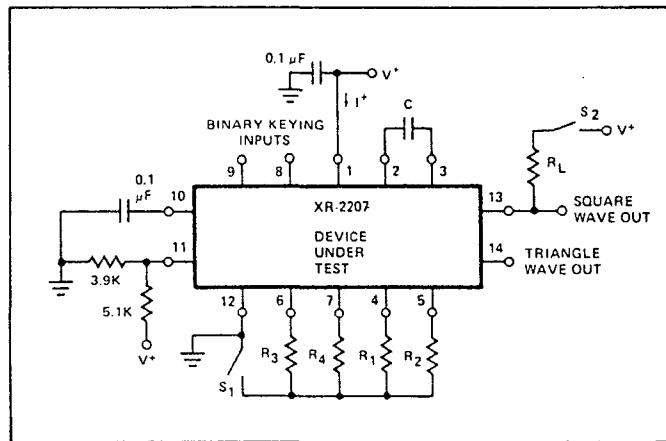


Figura 21

Principio de funcionamiento

En éste, al igual que el XR2206, podemos diferenciar cuatro bloques principales: un VCO, cuatro conmutadores de corriente que serán activados dependiendo de los valores binarios de las señales de entrada; por último, tiene dos amplificadores que funcionan como separadores (buffer) para cada una de las formas de onda. Al igual que el 2206, en este integrado sale una corriente que será limitada (produciéndose una tensión) por el valor de los resistores de tiempo. Estos son conmutados al ritmo de la variación de la señal de entrada (manipulación).

La figura 22 muestra a modo de ejemplo un conexión típico para estas aplicaciones. En la tabla de la fi-



Test Circuit For Single Supply Operation

Figura 22

NIVEL LOGI. PIN8 PIN 9	ACTIVAR RESISTOR TEMPORIZA.	FRECUENCIA DE SALIDA
L L	PIN 6	$1/C_0 R_1$
L H	PINS 6 Y 7	$1/C_0 R_1 + 1/C_0 R_2$
H L	PIN 5	$1/C_0 R_3$
H H	PINS 4 Y 5	$1/C_0 R_3 + 1/C_0 R_4$

Figura 23



gura 23 tenemos las expresiones de la frecuencia de salida en función de las entradas.

La frecuencia de oscilación es determinada por C y la activación de los resistores, de R₁ a R₄. Cada resistor tiene su activación dependiendo del estado lógico de la manipulación binaria de la señal de entrada que son los terminales 8 y 9. De la tabla anterior deducimos que si se activa un sólo resistor, la frecuencia de salida será 1/RC. En el resto de los casos será:

$$\text{bien } 1/(R_1//R_2)C \quad \text{si } 1/(R_3//R_4)C$$

La señal triangular tiene una impedancia de salida muy baja, del orden de 10 ohmios aproximadamente, mientras que la onda cuadrada tiene salida open-collector y requiere un resistor externo de carga hacia V+ de aproximadamente 5 K típico (rango 1K - 100 K).

La impedancia interna de los terminales de entrada 8 y 9 es de aproximadamente 5 K. Reconocen como nivel cero los valores de tensión inferiores a 1.4 V. En el caso de ser superiores a 3 V, serán reconocidos como niveles lógicos altos.

El ciclo de trabajo de la señal de salida vendrá dado por:

$$C.T. = \frac{1}{R_2 + R_3}$$

pudiendo ser variado entre 0.1% y 99.9%, escogiendo el valor adecuado de los resistores temporizadores. La frecuencia de oscilación vendrá dada por:



$$f = \frac{2}{C} \left[\frac{1}{R_2 + R_3} \right]$$

La frecuencia de oscilación puede ser modulada o efectuar un barrido sin cambiar el ciclo de trabajo por conectar R_2 y R_3 a una tensión común de control en vez de V^- .

2.3. Otros métodos. Ventajas e inconvenientes

A lo largo de toda la pregunta 2 hemos descrito los procedimientos para generar AFSK: la forma de modular los niveles de tensión que forman la señal RTTY procedente del ordenador. Por una parte vimos el procedimiento digital, que consistía en partir de un oscilador patrón muy preciso (haciendo uso de cristales de cuarzo) y comenzar a dividir hasta llegar a la frecuencia estandar para tele tipo (tonos de audiofrecuencia).

La gran ventaja de este procedimiento es la exactitud en la generación del tono. Las derivas son mínimas, pudiendo añadir en beneficio que el error producido por una alteración en el patrón, se ve dividido tantas veces como pasos divisores hayan hasta la frecuencia o tono deseado. Por otra parte, el número de circuitos integrados se hace notar contribuyendo a que no sea el método más barato. Otra desventaja es que en todo el proceso de generación sólo podemos trabajar con señales cuadradas, teniendo por tanto que convertirlas en senoidales al finalizar el proceso de división. El dispositivo quedaría dotado de filtros con características de transferencia lo suficientemente 'agudas' para evitar la radiación de armónicos.

El modelo antagónico, en muchas de sus características



cas, es el que emplea componentes discretos. Este es el caso del generador de AFSK con transistor UJT.

Si analizamos el esquema de la figura 11 vemos un generador AFSK completo, aunque con muchas limitaciones por supuesto. Tenemos un dispositivo sencillo, muy barato pero de características técnicas muy pobres. La calidad se ve ligada a un transistor UJT que funciona como oscilador patrón. Cualquier alteración por temperatura, variación de la tensión de alimentación, etc, influye en los tonos de salida, siendo más acusado en frecuencias relativamente bajas como podría ser un tono de 1.275 Hz.

Los demoduladores de RTTY van provistos de filtros activos (la mayoría) cuyos factores de calidad son extremadamente altos. La característica de transferencia se hace muy estrecha y corremos el riesgo de no ser copiados.

El demodulador de la figura 11 es el menos aconsejado: su sencillez va en detrimento de la calidad de generación AFSK.

El caso ideal es el empleo de dispositivos moduladores integrados. Todos ellos vienen compensados interiormente garantizando estabilidad de 20 ppm/ $^{\circ}$ C en frecuencia y temperatura. Podemos llegar a ajustar su distorsión armónica en un margen de 0.5 al 2.5% en el peor de los casos y sin ajustes.

Los generadores integrados son dispositivos que podemos calificar de económicos si tenemos en cuenta sus prestaciones. Hoy en día, si bien los circuitos demoduladores de AFSK no alcanzan en prestaciones a los tradicionales filtros activos como veremos más adelante, en cuanto a ge



neradores de AFSK se refiere, han desplazado a cualquier otro dispositivo.

No sólo influyen los factores de calidad de señal generada sino a la elaboración de equipos. El cálculo se hace muy sencillo y escueto; el número de componentes exteriores es mínimo e invariante. Todo esto acompañado de precios muy económicos.

Dentro de los moduladores AFSK integrados tenemos una amplia gama donde elegir. Sólo nos hemos detenido en una firma (EXAR Integrated Systems, Inc.) que los diseña para este propósito. Tal es el caso del XR-2206 que por su versatilidad se consiguen excelentes generadores de funciones proporcionando tres formas de onda simultáneamente, siendo su rango de trabajo desde 0.01 Hz hasta 1 MHz como valor típico.

Para dar por concluido este punto diremos que entre todos los métodos para generar AFSK, el que mayor relación calidad/economía guarda es el que emplea dispositivos integrados para este fin. No mencionaremos la circuitería ya que en este aspecto, difícilmente son superados por su sencillez.

2.4. Cálculo de un Generador AFSK

En primer lugar, y por todo lo estudiado anteriormente podemos comenzar eligiendo el XR-2206. Las razones por las cuales lo elijo son:

- 1.- Características que ofrece para este fin difícilmente superables con cualquier otro modelo.



2.- Facilidad de encontrarlo en el mercado y a precios perfectamente aceptables.

3.- Sencillez de diseño; poca circuitería exterior lo que favorece la realización de placas impresas; márgenes de alimentación y compatibilidad excelentes.

Las características de nuestro generador serán las siguientes:

- Tensión de alimentación : 12 VDC
- Nivel de salida : ajustable
- Consumo de corriente : 20 mA
- Frecuencias generadas : 2.125/2.297-2.975
- Distorsión armónica permitida : 2 %
- Impedancia de salida : 600 ohms

Lo primero que haremos es establecer las frecuencias de marca y espacio; en el uso de aficionados es muy típico el empleo de las frecuencias estandar(en Hz):

marca : 2.125

espacio : 2.295 (desplazamiento de 170 Hz)
2.975 (" 850 Hz)

El fabricante nos da una tabla de valores típicos para unas frecuencias dadas como ejemplo. De aqui evaluamos el orden de magnitud de partida; partimos de un valor típico para C_3 de 0.047 uf. A continuación calcularemos las resistencias temporizadoras.



FSK Band			XR-2207						XR-2206				
Baud Rate	f _L	f _H	R _{1A} R _{3A}	R _{1B} R _{3B}	R _{2A} R _{4A}	R _{2B} R _{4B}	C ₀	R _{6A}	R _{6B}	R _{7A}	R _{7B}	C ₃	
300	1070	1270	10	20	100	100	.039	10	18	10	20	.039	
300	2025	2225	10	18	150	160	.022	10	16	10	18	.022	
1200	1200	2200	20	30	20	36	.022	10	16	20	30	.022	

Units: Frequency - Hz; Resistors - kΩ; Capacitors - μF

Recommended Component Values for Typical FSK Bands

Marca

$$f_1 = 1/R_1 C \quad \text{como } f_1 = 2.125 \text{ Hz}$$

$$R_1 = 10^9 / (2.125 \times 47) = 10012,52 \text{ ohms.}$$

que podemos asignarle el valor estandar de 10K ajustable.

Espacio

a) 2.295 Hz

$$f_2' = 1/R_2' C \quad ; \quad R_2' = \frac{10^9}{2.295 \cdot 47} \\ = 9270,84 \text{ ohms.}$$

que como antes, asignamos el valor de 10K ajustables.

b) 2.975 Hz

$$f_2'' = 1/R_2'' C \quad ; \quad R_2'' = \frac{10^9}{2.975 \cdot 47} \\ = 7151,77 \text{ ohms.}$$



que como se encuentra en el margen de 10K, haremos lo mismo que en casos anteriores.

Estos serían los cálculos a priori. En la práctica modificaremos la disposición de resistores. Digamos que estos son datos referenciales de partida.

Como una distorsión del 2 % es más que aceptable para aplicaciones de teletipo, los terminales 15 y 16 quedan libres, conectando únicamente el 13 y 14 por un resistor fijo de 200 ohmios aproximadamente.

La amplitud de salida la controlaremos mediante un potenciómetro de ajuste de 50 K y el resto de los componentes se ajustan a la configuración estandar dada por el fabricante.

Nos quedaría solucionar el problema de la conmutación de frecuencias, es decir, seleccionar el desplazamiento en el cual deseamos trabajar.

Para evitar que los terminales queden conectados a masa (terminales 7 y 8 de conmutación) por el uso de potenciómetros y para tener más precisión en el ajuste, compartimos el valor del mismo en dos: uno fijo y el otro variable.

- Un valor de 5K ohmios variable es más que suficiente para ajustar a los valores de frecuencia dados.
- Sólo queda seleccionar el valor fijo para cada caso. Para 2.125 y 2.975 Hz teníamos un valor aproximado de 10K. Si tenemos 5K ajustables, el valor fijo lo tomamos por exceso: 6k8 sería el valor adecuado.



Para los 2.975 Hz cuyo valor resistivo era de 8K ohmios aproximadamente, debemos añadir a los 5K variables un valor fijo de 4K7 por exceso.

La configuración final del generador con todos sus valores es la que se muestra en la figura 24.

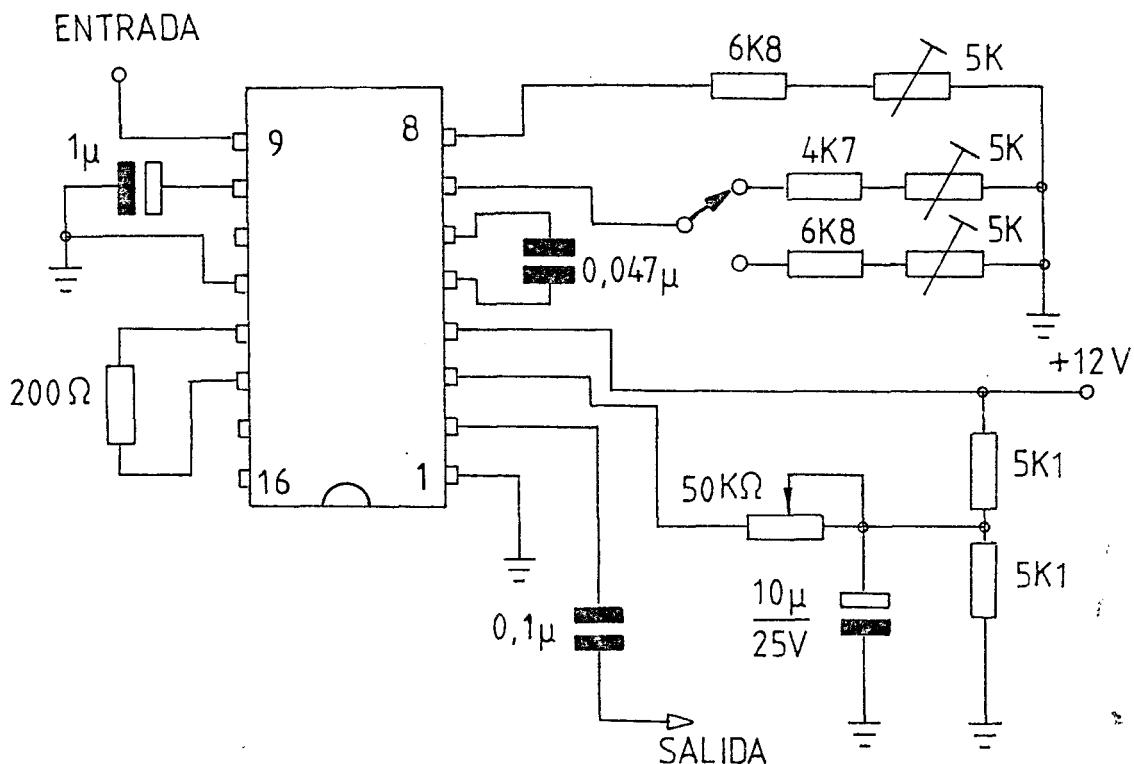
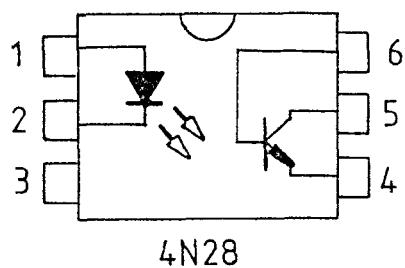


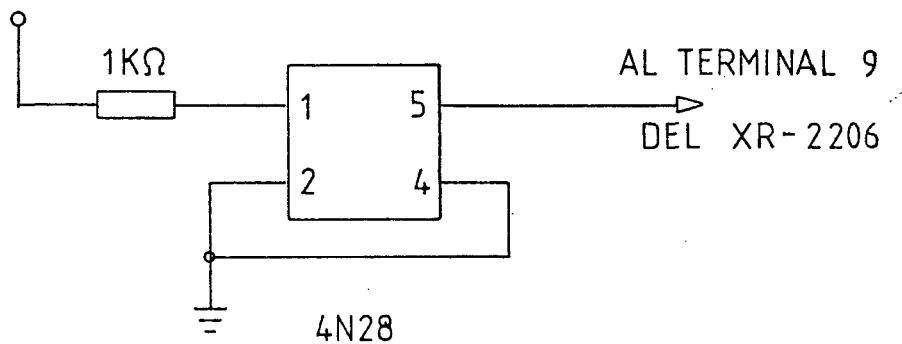
Figura 24

Por motivos de seguridad podemos aislar la entrada del modulador AFSK y la salida de datos del ordenador mediante el uso de un fotoacoplador. Ejemplo el 4N28.





ENTRADA



Si bien el demodulador o decodificador RTTY tiene una amplia gama de frecuencias para recepción, en nuestro generador sólo hemos previsto dos que son las más comunes y a su vez permitidas para trabajar en la banda de aficionados. En bandas comerciales, al no poder efectuar transmisiones de prueba, sería inutil dotar al equipo de capacidad para el trabajo en estas bandas. Esto sólo interesa a nivel de recepción.



3. DECODIFICADORES DE AFSK

3.1. Principios básicos de la decodificación

Nos encontramos con el problema totalmente inverso al desarrollado hasta ahora. Partíamos de un código materializado en forma de impulsos eléctricos que, después de 'modularlos' o codificarlos en tonos de BF, los enviamos por un equipo transmisor. Llegados al punto de destino, asumiendo las inclemencias de la propagación y todos los fenómenos que consigo lleva, nos toca efectuar el proceso contrario de recuperar la señal codificada, 'decodificarla' y obtener así la información primera.

Tenemos que, los niveles lógicos recibidos en los demoduladores o decodificadores distan de ser ideales, debido principalmente a que el tiempo de duración de un impulso puede no corresponder a la duración de referencia porque las ha cambiado o porque los impulsos parásitos han distorsionado el dato. Consideraremos la figura 25.

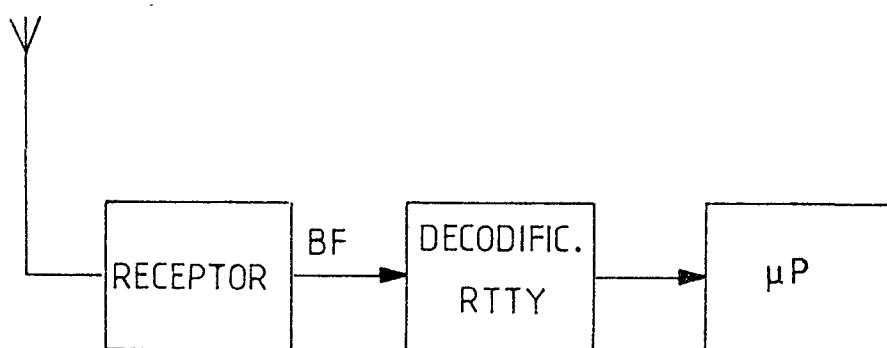
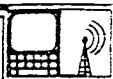


Figura 25



En ella vemos el lugar que ocupa el decodificador de teletipo en todo el proceso de transmisión-recepción.

En la salida de BF de nuestro receptor, tendremos a sintonizada la señal de teletipo, que vendrá dada por tonos audibles de las frecuencias estandar vistas en apartados anteriores. La forma de sintonizar una señal de teletipo se describirá más adelante. El tanteo no deja de ser una forma, un tanto burda, muy utilizada.

Partiendo de estas señales y para llegar a niveles lógicos capaces de ser leídos por un sistema de microprocesador, el decodificador presenta, generalmente, una estructura de bloques como la que representa la figura 26.

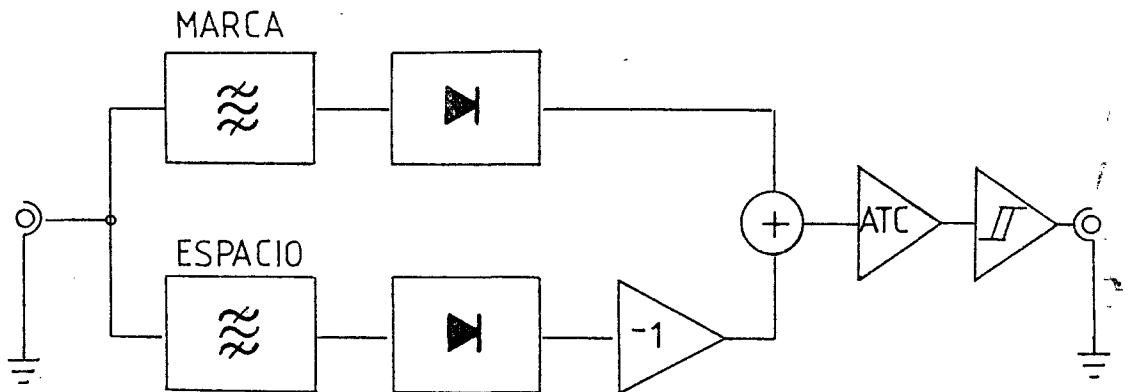


Figura 26

La salida de baja frecuencia está conectada a dos filtros en paralelo, cada uno de ellos sintonizados a la frecuencia de la marca y espacio respectivamente. A continuación actúan los detectores que nos traducen la señal o tono a un impulso de duración proporcional a ésta. Como la detección de un espacio implica un nivel lógico alto ('1')



en lugar de '0'), pasamos este nivel por un inversor que le da su verdadero valor y carácter de espacio. Las dos señales entran en un sumador que, al no estar presentes en el mismo instante de tiempo, conseguimos a la salida el formato de señal RTTY.

Todavía la señal puede presentar alteraciones y distorsiones, previniendo defectos de lectura del ordenador e incluso, para adaptar los niveles lógicos de tensión al mismo u otro sistema, se hace pasar la salida del sumador por un ATC (Automatic Threshold Control) o control automático de umbral para que restaure el valor correcto de los niveles y podamos atacar al siguiente y último paso que es un disparador Trigger que proporciona impulsos perfectamente conformados y estabilizados.

De una manera muy somera, este sería el tipo estandar de decodificador RTTY. También son muy usuales los del tipo 'discriminador' cuyo aspecto es el representado por la figura 27. También corresponde al diagrama anterior de forma cualitativa.

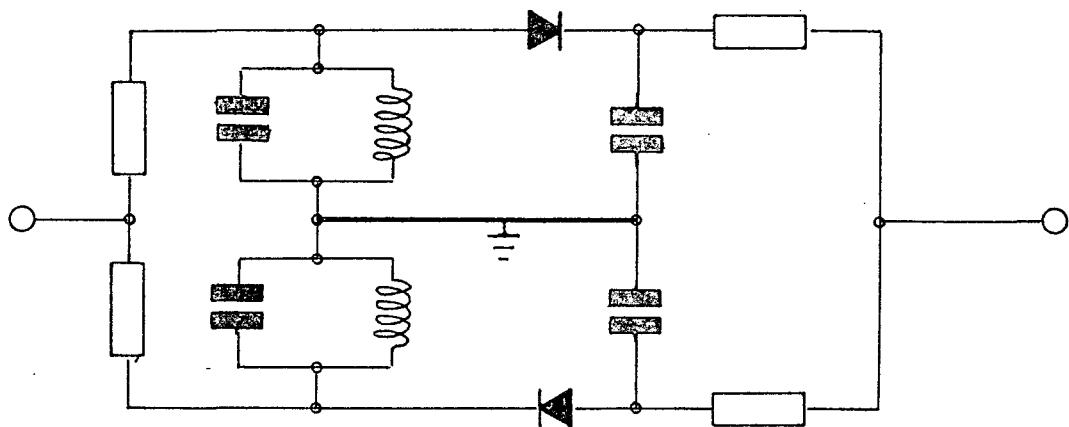


Figura 27



Podemos decir con casi absoluta certeza que en el diseño de decodificadores no se utiliza otra cosa que filtros. Es la forma más segura y fácil de obtener de modo selectivo las señales de marca y espacio, alcanzando así una máxima relación señal/ruido.

En un principio, los circuitos selectivos se hicieron con filtros LC pero, como veremos más adelante, con los filtros activos obtenemos considerables ventajas. Por su sencillez y facilidad de ajuste, estos filtros permiten copiar textos sin errores que en espectro de BF del receptor estan a 12 dB por debajo del ruido. Todo esto se conseguía a la primera etapa preselección y limitadora como veremos más adelante.

3.2. Filtros activos

En este apartado veremos los modelos de filtros activos más usados en las técnicas de teletipos. Se evitará el rigor matemático ya que no es materia que aquinos ocupe.

Cuando nos encontramos en las bandas de VHF (banda alta), la cual está generalmente libre de parásitos, se suelen realizar decodificadores ('demoduladores') de RTTY a base de PLL -bucle ennganchado en fase- para extraer la señal telegráfica sin selección de frecuencias de marca y espacio. En onda corta (toda la gama de HF) el problema es más complicado y requiere el uso de circuitos selectivos capaces de separar la señal la señal útil del espectro parasitario mucho más acusado.

Los filtros pasobanda y selectivos no pueden sustituirse por circuitos RC ya que las respuestas en frecuencia



poseen polos conjugados complejos. Habría que recurrir a inductancias que, en baja frecuencia, adoptan valores muy elevados resultando difíciles de construir y voluminosos. Actualmente se han afianzado los circuitos filtradores activos en los cuales la respuesta de frecuencia deseada se simula mediante realimentación positiva por elementos RC en amplificadores operacionales.

Dado que estudiar aquí todos los tipos de filtros sería inabordable, nos centramos en los más interesantes para nuestro fin. Se trata pues de los FILTROS SELECTIVOS.

De este tipo, los más usados en la técnica de teletipo es el denominado de CONTRARREACCION MULTIPLE, que posee la función de transferencia de un circuito resonante paralelo. Se representa en la figura 28.

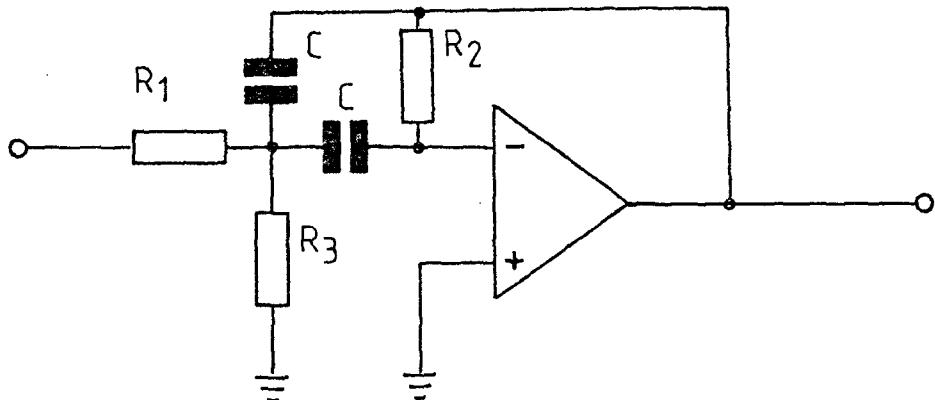


Figura 28

Las ecuaciones que nos determinan sus parámetros son las siguientes:

$$\text{Frecuencia de resonancia: } f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)}$$



$$\text{Factor de calidad: } Q = R_2 \pi C \cdot f_r$$

$$\text{Ancho de banda: } B = \frac{1}{\pi R_2 C}$$

$$\text{Amplificación de transferencia: } v_r = R_2 / 2R_1, (\text{ a } f_r)$$

Cuando R_1 es mucho mayor que R_3 la expresión de f_r adopta la forma:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3}}$$

La función de transference de este filtro es la siguiente:

$$H(p) = \frac{-R_2 \cdot C \cdot p}{R_1 R_2 C^2 p^2 + 2R_1 C p + 1 + R_1 / R_3}$$

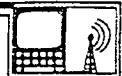
Este es un tipo de filtro de segundo orden perteneciendo al grupo de los que poseen la función de transferencia del tipo:

$$\frac{bp}{ap^2 + bp + 1}$$

vamos a ver un ejemplo de dimensionado del filtro. Tendremos en cuenta que el factor de calidad es directamente proporcional a la frecuencia de resonancia.

$$Q = K_2 \cdot f_r \quad \text{siendo } K_2 = R_2 \pi C$$

Ni C ni R_2 cambian al variar la frecuencia. Por lo tanto tenemos que una vez dimensionado el ancho de banda no se ve afectado al modificar la frecuencia de resonancia. Para modificar la f_r podemos hacer uso de una resis-



tencia manteniendo constante su ancho B.

Como dato de partida daremos un valor al ancho de banda; asignamos el valor estandar para 50 baudios que es 80 Hz. Tomando un valor estandar para C que podría ser de 27 nf, tenemos:

$$B = 1 / (\pi CR_2) \quad :: \quad R_2 = 10^9 / (3,1416 \cdot 27 \cdot 80)$$
$$= 147365,688 \text{ ohmios}$$

donde podemos normalizar al valor estandar: 150 K

Considerando la frecuencia de marca de 1.275 Hz tenemos que:

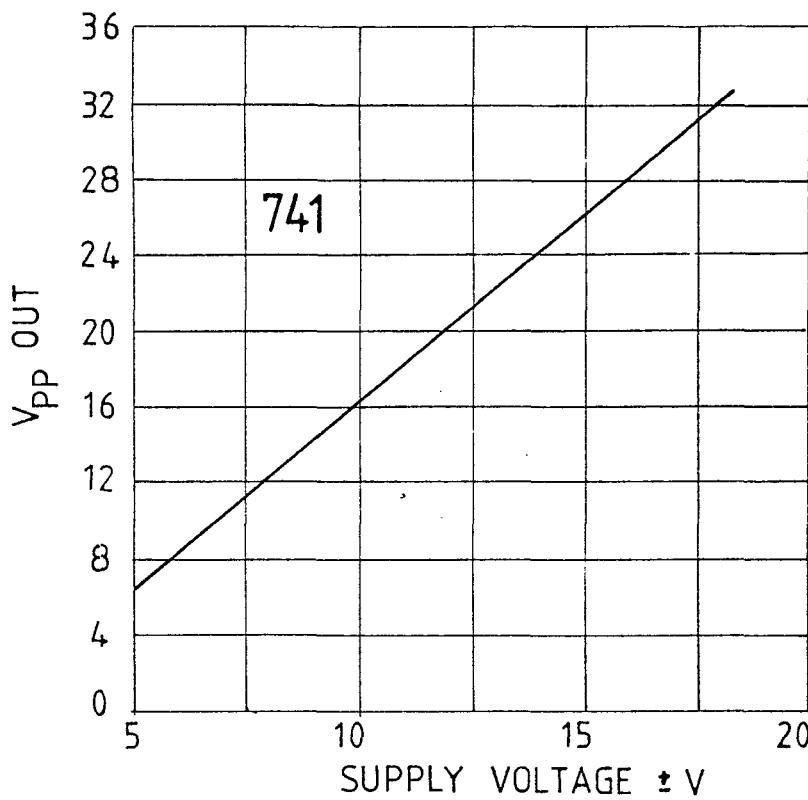
$$R_3 = \frac{1}{(2\pi Cf_r)^2 R_2} \quad :: \quad R_1 \gg R_3$$
$$R_3 = 1 / [(2\pi 27 \cdot 10^{-9} \cdot 1275)^2 \cdot 150.000] = 142,495 \text{ ohmios}$$

donde nuevamente su valor normalizado es: 140 ohmios

Nos queda R_1 que lo calculamos:

$$R_1 = R_2 / 2v_r$$

Vemos que interviene el término v_r o también llamado 'amplificación de transferencia'. Para ello debemos de conocer la amplitud máxima a la entrada del filtro con el fin de calcular v_r de forma que no sature al amplificador. Tenemos que tener en cuenta la gráfica del dispositivo que nos determina la tensión de salida como función de la tensión de alimentación.



De aquí podemos evaluar que si lo alimentamos con ± 12 voltios, la salida es de aproximadamente 20 v máximo. Si la señal de entrada tiene un valor máximo de 5 Vpp, la amplificación de transferencia no puede superar el valor 4 por riesgo de saturar el amplificador. Por supuesto, estos datos cambian con el dispositivo; tomamos por ejemplo el ua 741 CP por ser el más estandarizado.

$$\begin{array}{l|l} \text{si } V_{cc} = \pm 12 \text{ V} & \\ \hline V_{in} = 5 \text{ V} & \Rightarrow v_r = 4 \end{array}$$

$$\text{como } v_r = R_2/2R_1 ; R_1 = 150.000/(2 \times 4) = 18.750$$

cuyo valor normalizado es de 20 K ohms, y se cumple la condición de que :

$$R_1 \gg R_3$$

Hemos tomado el valor resistivo de 20K (por exceso) ya que de lo contrario se saturaría el amplificador al llegar el valor máximo de V_{in} .

La resistencia de salida la calculamos de la siguiente forma -siempre en el caso del 741-:

$$R_{out} = \frac{R_{out \text{ en vacío}}}{\text{Ampl. bucle}} \\ \text{circuito}$$

R_{out} en vacío y alrededor de 2000 Hz es de 500 ohms.

$$\text{Ampl. bucle} = \frac{\text{Ampl. en vacío a freq. trabajo}}{\text{Amplificación transfer.}}$$

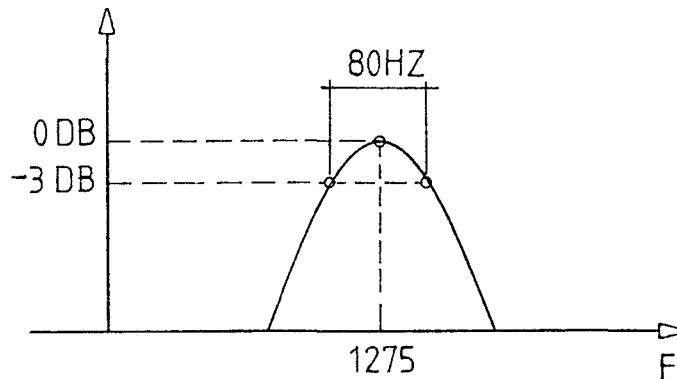
$$= 500/4 = \underline{\underline{125}}$$

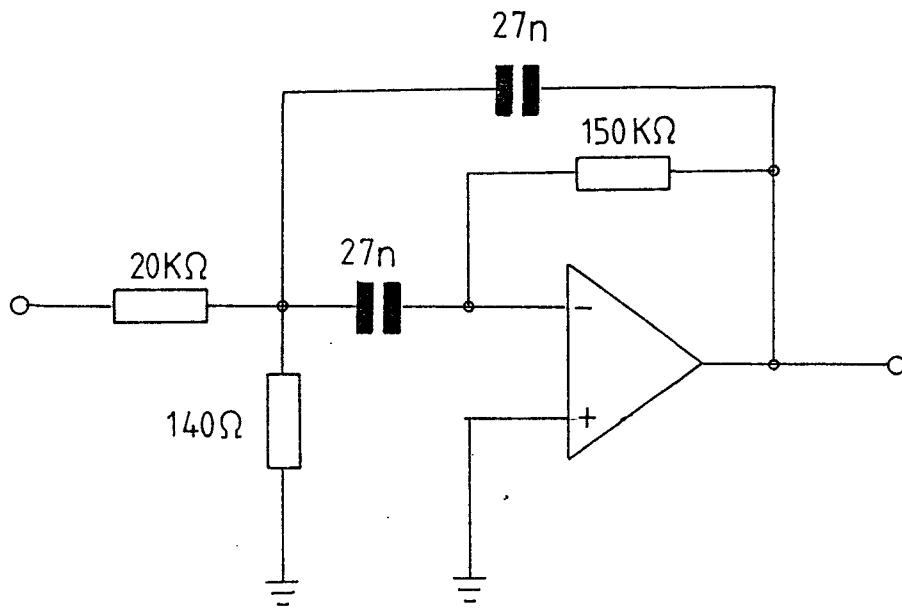
$$\text{Como para el 741 } R_{out} = 1 \text{ Kohms} \\ \text{vacío}$$

$$R_{out \text{ (circuito)}} = \frac{R_{out \text{ (vacío)}}}{125}$$

$$= 1000/125 = \underline{\underline{8 \text{ ohms.}}}$$

El circuito nos quedaría:





El factor de calidad de este filtro es:

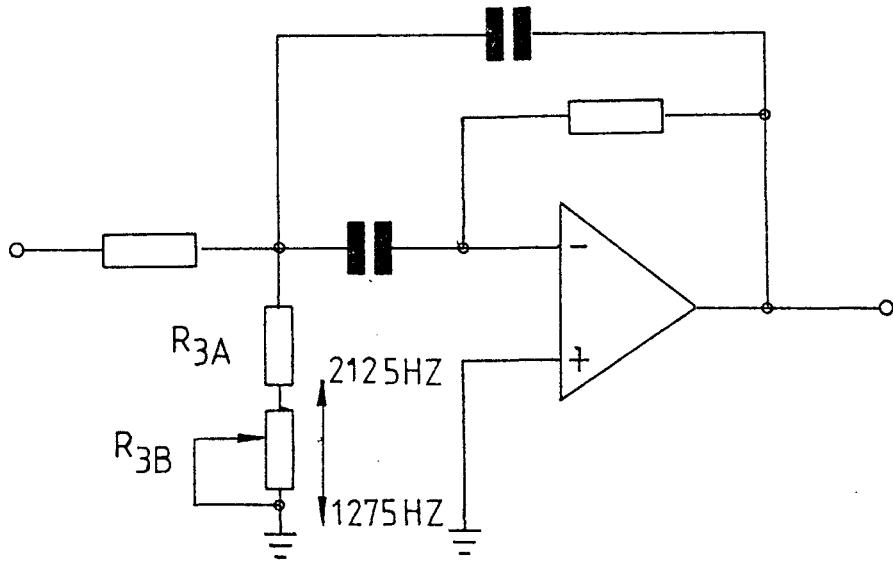
$$Q = K_2 \times f_r$$

donde $K_2 = \pi \times C \times R_2$

y nos queda que:

$$\underline{Q = 16.22}$$

Una nueva variante de este filtro es poder seleccionar la frecuencia de resonancia sin que varíe el ancho de banda. Para poder seleccionar una frecuencia variable dentro del rango utilizado: 1.275 - 2.125 Hz, podíamos haber dimensionado R_3 con este fin. Obtenemos un valor máximo y mínimo de R_3 , quedando el circuito con la siguiente configuración:

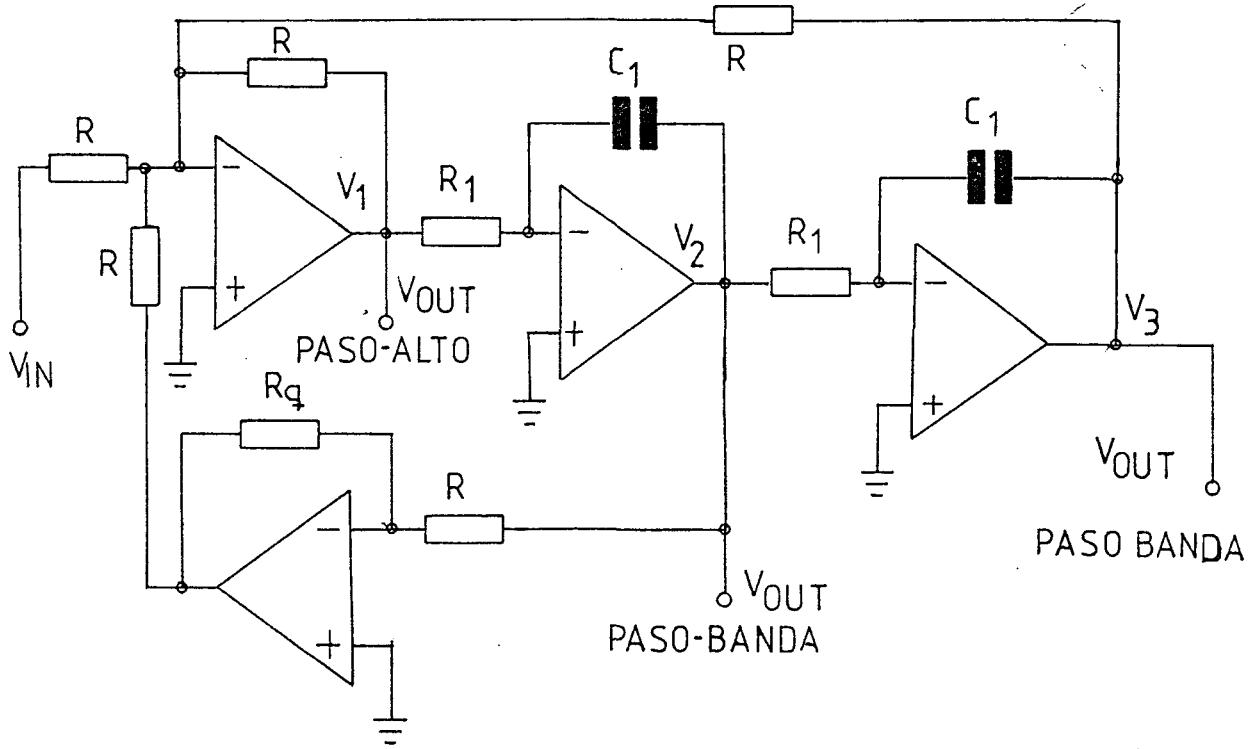


E1 State Variable Filter

He aquí otro de los filtros activos interesantísimos para la técnica de radiotelegrafía y teletipo. Se trata del filtro State Variable con empleo de dispositivos BIFET principalmente. Nos podemos preguntar ¿qué es un BIFET?. Pues bien, con el término BIFET, la casa Texas Instrument designaba a los amplificadores operacionales cuya entrada eran transistores tipo JFET.

Estos dispositivos se producen de acuerdo a una técnica conocida como ION IMPLANTATION. Resumiendo podemos decir que en proceso de producción de los semiconductores en lugar de realizarse por difusión de impurezas se hace por bombardeo con fuente de iones. La ventaja de este método está en la precisión con la que se controla la implantación y de manera uniforme sobre todo el área a tratar. Estos amplificadores operacionales se encuentran en la familia TL como puede ser el TL074, TL084, etc.

Centrándonos en el tema que aquí nos ocupa tenemos que este filtro toma la configuración siguiente:



Se trata por tanto de un circuito básico de segundo orden del cual obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$V_1 = -(V_{in} - V_2 \times \frac{R}{R_1} + V_3) \quad (1)$$

$$V_2 = -\frac{1}{R_1 C_1 \times s} \times V_1 \quad (2)$$

$$V_3 = -\frac{1}{R_1 C_1 \times s} \times V_2 = \frac{1}{(R_1 C_1)^2 s^2} V_1 \quad (3)$$

El comportamiento del circuito queda reflejado con estas tres ecuaciones. Reagrupando términos y sustituyendo valores podemos obtener nuevas expresiones:

$$V_1 = -(V_{in} + \frac{1}{R_1 C_1 s} \times V_1 \times \frac{R}{R_1} + \frac{1}{(R_1 C_1)^2 s^2} V_1) \quad (4)$$



$$(*) \quad V_1 = \frac{-V_{in} s^2}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} x s x \frac{Rq}{R} + \frac{1}{(R_1 C_1)^2}} \quad (5)$$

Escribiendo (1) en términos de V_{in} y V_2

$$sV_2 R_1 C_1 = (V_{in} - V_2 \frac{Rq}{R} - \frac{V_2}{R_1 C_1 s}) \quad (6)$$

$$(*) \quad V_2 = \frac{V_{in} x 1/R_1 C_1 x s}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} x s x Rq/R + \frac{1}{(R_1 C_1)^2}} \quad (7)$$

Escribiendo (3) en términos de V_{in} y V_3

$$V_3 s^2 (R_1 C_1)^2 = -(V_{in} + V_3 s R_1 C_1 \frac{Rq}{R} + V_3) \quad (8)$$

$$(*) \quad V_3 = \frac{-V_{in} x 1/(R_1 C_1)^2}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} x s x \frac{Rq}{R} + \frac{1}{(R_1 C_1)^2}} \quad (9)$$

Comparando (5), (7) y (9) con las expresiones estandar de filtros paso-altos, paso-banda y paso-bajo respectivamente, tenemos:

$$(*) \quad V_{out} = \frac{V_{in} x s^2}{s^2 + \frac{w_o}{Q} x s + w_o^2} \quad (\text{paso-alto})$$

$$(*) \quad V_{out} = \frac{V_{in} x s x w_o}{s^2 + \frac{s w_o}{Q} + w_o^2} \quad (\text{paso-banda})$$



$$(*) \quad V_{out} = \frac{w_o^2}{s^2 + \frac{sw_o}{Q} + w_o^2} \quad (\text{paso-bajo})$$

Podemos ver, después de todos estos desarrollos, que el mismo filtro tiene los tres tipos de filtro (paso-bajo, paso-alto y paso-banda) simultáneamente en los puntos V_3 , V_1 y V_2 respectivamente. Hay que aclarar que:

$$Q = R/R_q \quad :: \quad \text{Factor de Calidad}$$

$$w_o = 1/R_1 C_1 \quad :: \quad \text{Frecuencia Resonante}$$

Una característica muy importante es que el Factor de Calidad (Q) depende exclusivamente de R y Rq ; por lo tanto, podemos estrechar la banda de paso tanto como queramos. Se pueden conseguir filtros extremadamente selectivos gracias a esta configuración.

3.3. Metodos prácticos para DECODIFICADORES

Excluyendo los dispositivos integrados decodificadores de FSK, PLL y otros circuitos empleados con este fin, existen una serie de opciones a la hora de elaborar un demodulador-decodificador.

El dispositivo elegido depende principalmente del tipo de banda para el que es destinado, del tipo de parásitos que predominen en la misma, nivele de señal/ruido, etc. Todos ellos se conciben mediante filtros activos como elementos detectores de tono.

3.3.1 Decodificadores selectivos

Este es un grupo de demoduladores (decodificadores)



que emplean filtros selectivos para detectar los tonos de marca y espacio. Todos ellos están caracterizados por la etapa inicial preselección, que permite alcanzar óptimos valores de S/N.

La etapa preselección consta de dos filtros activos sintonizado cada uno a las frecuencias de marca y espacio y viene esquematizado en la figura 29.

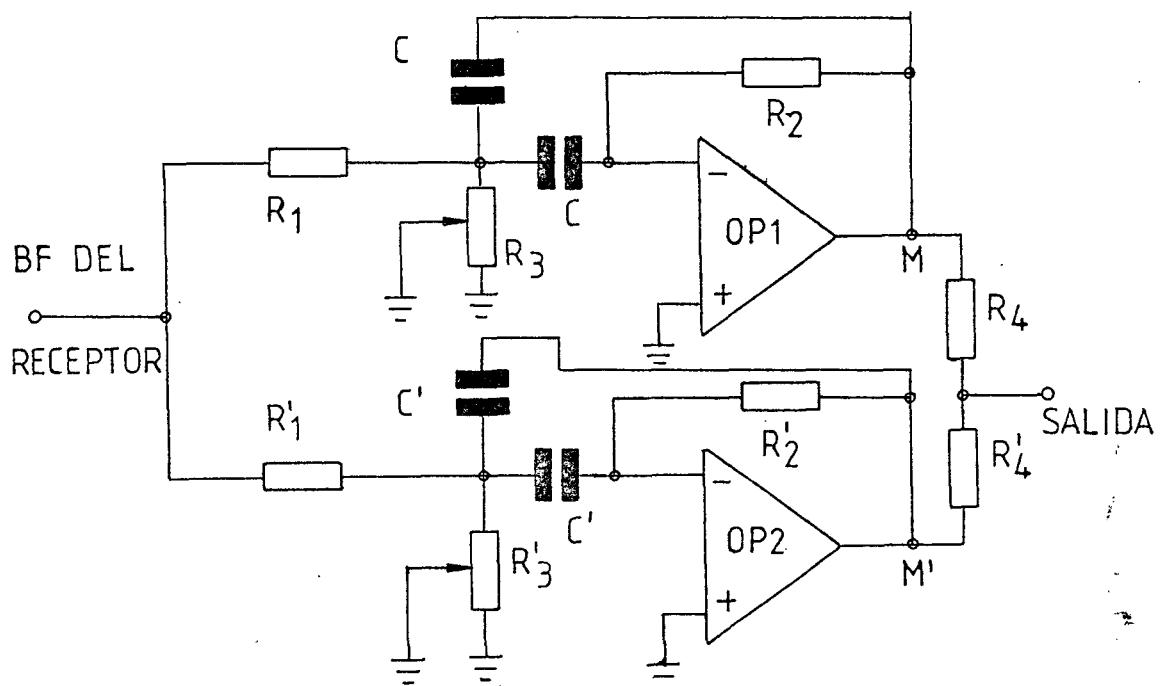


Fig.29. Esquema típico Preselector.

Para que el preselector trabaje a distintas frecuencias, uno de los filtros (el de espacio generalmente) lo conmutamos cambiando de esta forma el parámetro determinante de la frecuencia. La ecuación de un filtro selectivo es la siguiente:



$$f_r = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3}} \quad \text{cuando } R_f \gg R_3$$

ecuación que podemos poner como:

$$K^2 f_r^2 = 1/R_2 R_3 \quad \text{siendo } K=2\pi C$$

y donde despejando R_3 :

$$R_3 = 1/K^2 f_r^2 R_2$$

de esta expresión podemos obtener un valor para R_3 que permita el uso del preselector en las frecuencias deseadas.

$$f_r = 1.445 \text{ Hz} \quad :: \quad R_{3a}$$

$$f_r = 1.700 \text{ Hz} \quad :: \quad R_{3b}$$

$$f_r = 2.125 \text{ Hz} \quad :: \quad R_{3c}$$

y el circuito preselector quedaría modificado en su filtro selector de espacio según nos esquematiza la figura 30.

Otra característica importante de la preselección llevada a cabo con filtros selectivos de realimentación negativa múltiple es que pueden variar su frecuencia quedando inalterado su ancho de banda.

Gracias a la preselección atenuamos las señales parásitas presentes en el espectro de baja frecuencia, elevando así en nivel de señal útil.

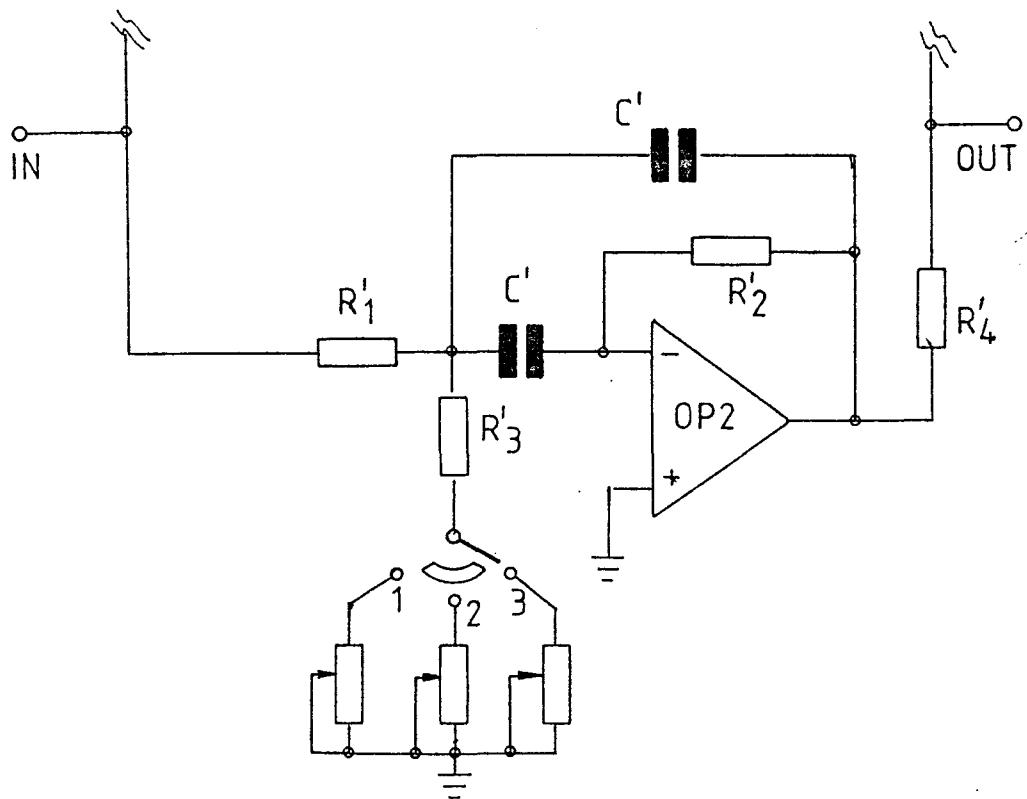


Figura 30

En este momento de la decodificación, después de la etapa preselectorla es importante una etapa limitadora, que nos suministra una señal de salida sin desvanecimientos y de nivel constante. Las señales a la salida del limitador son las de mayor nivel. El principio de funcionamiento del circuito es el siguiente (fig. 31).

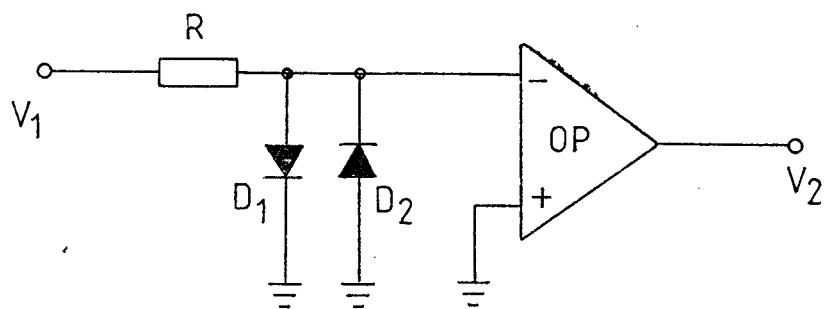


Fig 31. Limitador de BF



El operacional trabaja sin realimentación negativa que también se llama contrarreacción y aprovecha la amplificación en vacío. Si dicha amplificación es de 1000 (para el caso del 741, por ejemplo) y la señal de salida tiene una amplitud de ± 14 voltios (alimentando el operacional con ± 15 volts aproximadamente) tenemos que:

Amplificación : 1000 para $f=1\text{Khz}$

Tensión salida: ± 14 volts. (28 Vpp)

$$V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \times \text{Amplificación}$$

$$V_{\text{in}} = 30 \text{ mV}$$

$$V_{\text{out}} = 30 \times 10^{-3} \times 1000 = \underline{\underline{30 \text{ Vpp}}}$$

Como vemos, para una señal de entrada de 30 mV, el amplificador queda saturado. Como la amplitud de entrada suele ser siempre mucho mayor, el trabajo del amplificador es siempre en la zona de saturación. La frecuencia de la señal de entrada (pasos por cero) se mantiene invariable pero la amplitud queda limitada a un valor constante. A modo ilustrativo tenemos en la figura 32 los gráficos de las señales de entrada y salida donde se aprecia el efecto limitador.

Los detalles importantes a tener en cuenta en el empleo de limitadores por medio de amplificadores operacionales es:

- Simetrización de la señal de salida.
- Ancho de banda.

El primero de los casos lo solucionamos por medio de

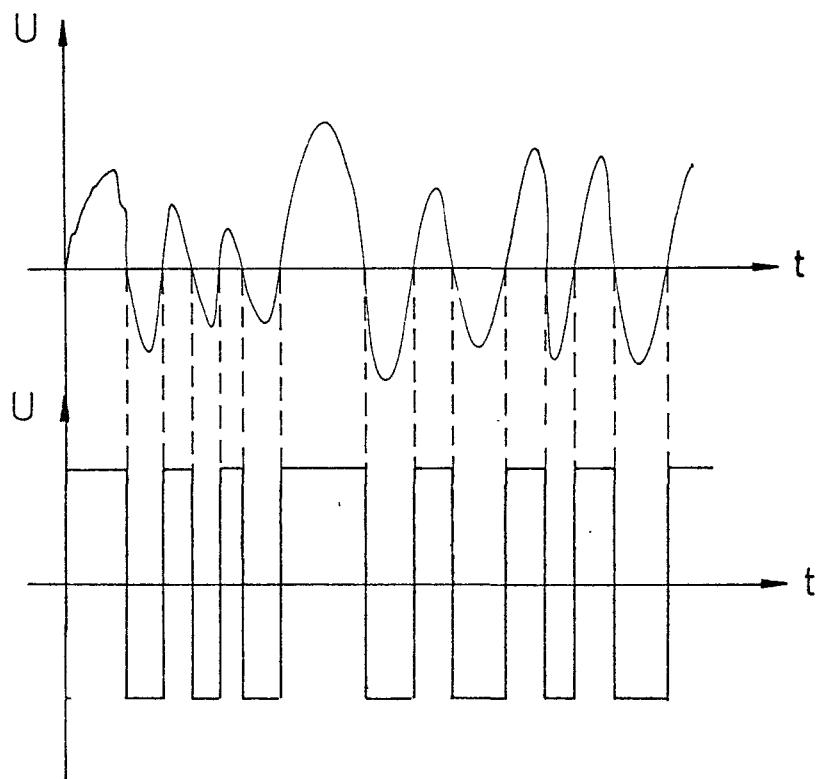
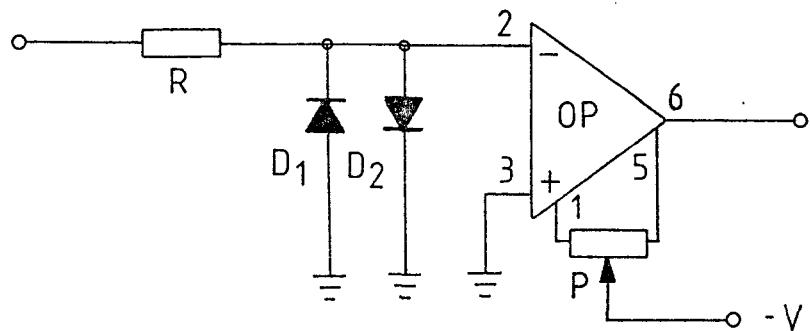


Fig 32. Característica del limitador

un balance de la señal de salida, que en el caso del operacional 741 se realiza por medio de un potenciómetro entre los terminales designados para este fin:



Ajustando P tendremos un igual nivel de recorte de las crestas positivas como negativas. La simetría es necesaria para poder extraer de la tensión rectangular pe-



riódica obtenida la máxima porción de amplitud de la frecuencia fundamental. Cuando queda perfectamente ajustado se deduce, del análisis de Fourier, que el valor de esta amplitud es 1/3 de la amplitud máxima de la señal de sa-lida.

El segundo factor antes mencionado es el ancho de banda del dispositivo, que vendrá dado por la máxima pen-diente del flanco (SLEW RATE) de la señal de salida. Va-mos al caso del 741:

- slew rate : 0.5 V/ μ s
- tensión de salida : 28 Vpp

para conmutar la señal de salida necesitamos:

$$\frac{0.5}{1\mu s} = \frac{28}{x} \quad \text{donde } x = 56 \mu s$$

Como en un periodo hay dos flancos tenemos que:

$$\text{son necesarios } 56 \times 2 = \underline{\underline{112 \mu s}}$$

Para un tiempo de 112 μ s corresponde una frecuencia de valor igual a la inversa del mismo:

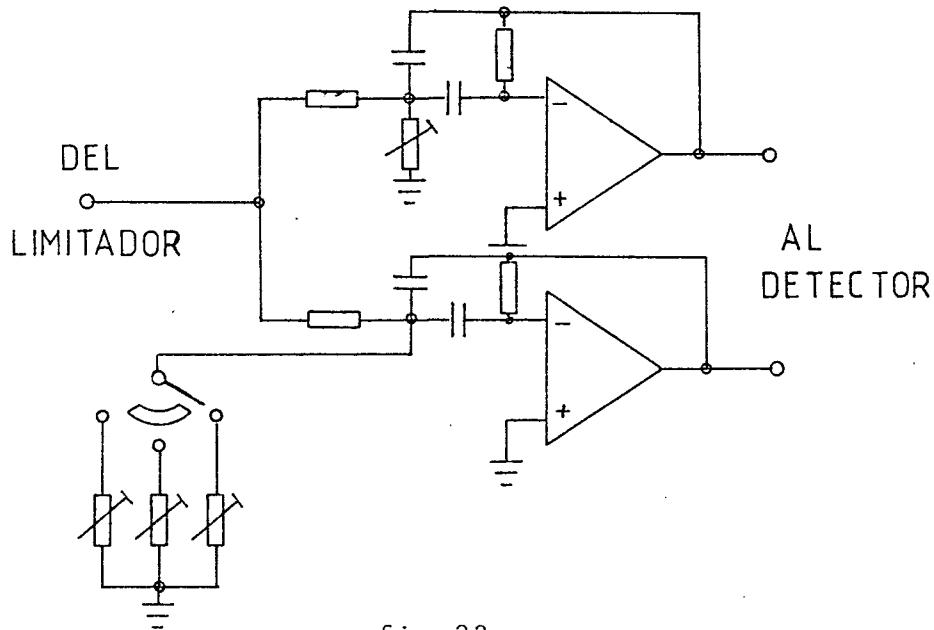
$$\begin{aligned} f &= 1/112\mu s = 8928.5715 \text{ Hz} \\ &= 9 \text{ KHz aprox.} \end{aligned}$$

Hemos calculado al límite de la capacidad del 741 que son 28 Vpp de salida. Diremos, a la vista de estos resultados, que el 741 lo podemos usar como limitador pa-ra frecuencias inferiores a 9 KHz. Esto es debido a que los elementos internos de compensación de este operacio-nal están dimensionados para pendientes de 0.5 V/ μ s.



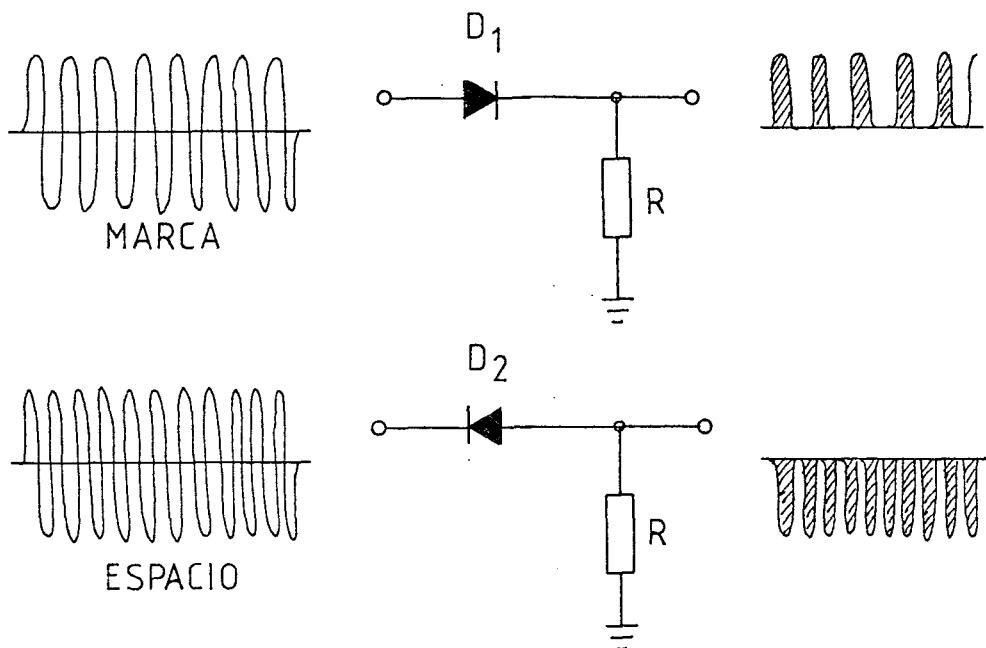
En el caso de necesitar pendientes mayores podemos recurrir a operacionales con compensaciones en fase aptos para estos fines como puede ser el 709, limitado en frecuencia hasta 1 MHz. En demoduladores de teletipos y para frecuencias subportadoras de no más de 2.975 Hz, el uso de pendientes similares a las del 741 son más que aceptables y suficientes.

Ya hemos completado las etapas preselectoras y limitadoras. Ahora seleccionaremos de forma definitiva los tonos de marca y espacio con el desplazamiento de frecuencia adecuado. Para ello emplearemos nuevamente los filtros selectivos (fig.33) sintonizados de forma fija para la marca y variable (conmutable) para el espacio con el fin de seleccionar el desplazamiento de trabajo.

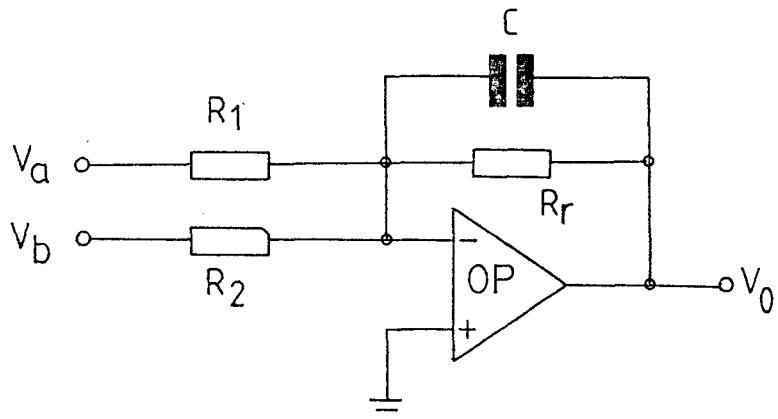


fig,33

La salida de estos filtros está conectada a rectificadores opuestos con el fin de obtener la marca y el espacio. De esta forma obtenemos las señales representadas en las figuras siguientes:



Para obtener el contenido de modulación de estas salidas (niveles alto y bajo según sea señal de marca o espacio) las haremos pasar por un filtro de característica paso-bajo y adiconador que sería un circuito del tipo:



Paso-bajo adiconador 1^{er} orden.

La frecuencia límite será la de un paso-bajo activo de una entrada y vendrá dada por la expresión que se muestra a continuación.



$$f_{\max} = 1/2 \pi R_r C \quad \text{y} \quad v_u = R_r / R_i$$

donde $R_i = R_1, R_2, \dots$, que me determinan la amplificación de transferencia al valor deseado.

El conjunto formado por detector y adiconador analógico queda representado por la figura 34 mostrada a continuación.

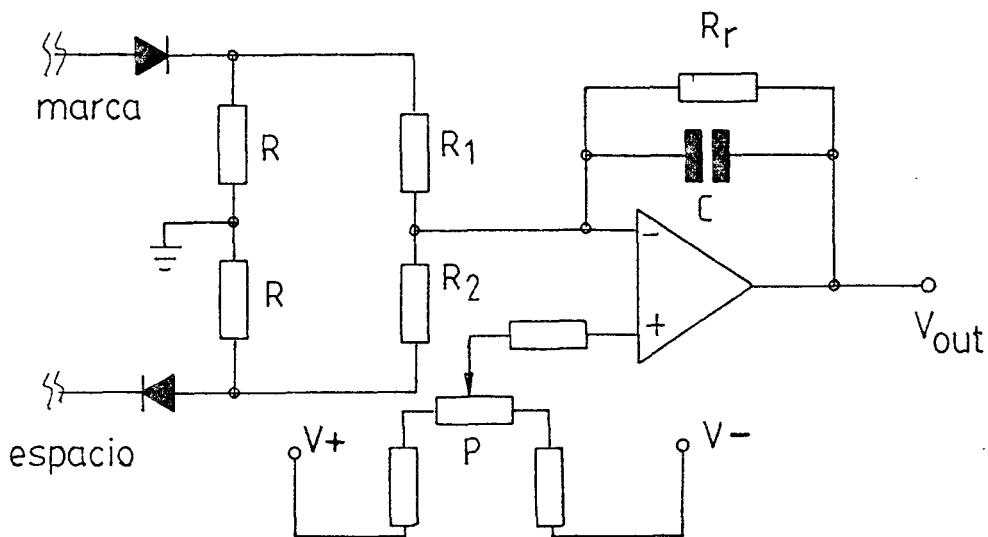


Fig 34. Detector-Adicionador

Para que el circuito encargado de leer los datos (que sería el ordenador) lo haga de acuerdo a un formato de señal, amplitud, etc, hacemos pasar la señal por un circuito disparador de Schmitt.

La característica de salida-entrada del dispositivo, así como la configuración viene representado en la figura 35. También se expondrán las ecuaciones del disparador aunque sin demostración por no ser de interés en lo que estamos tratando.

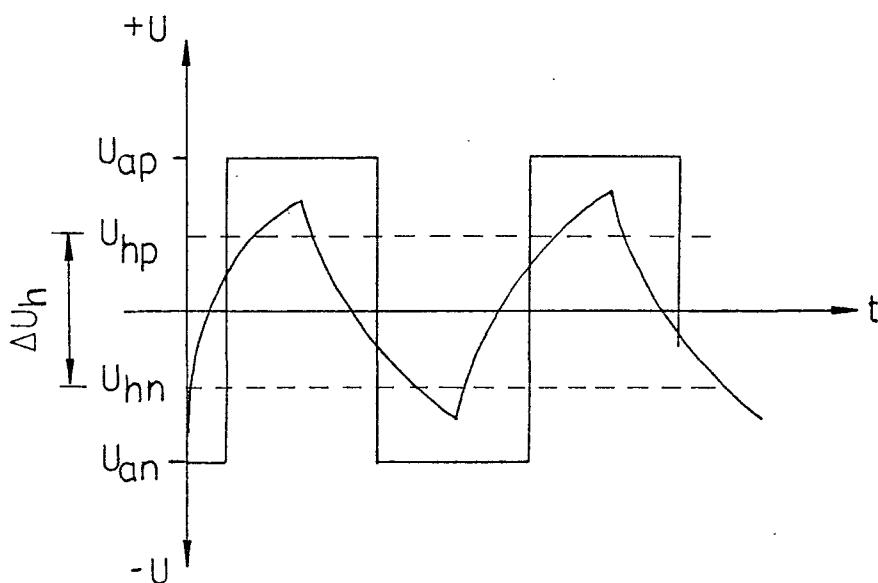
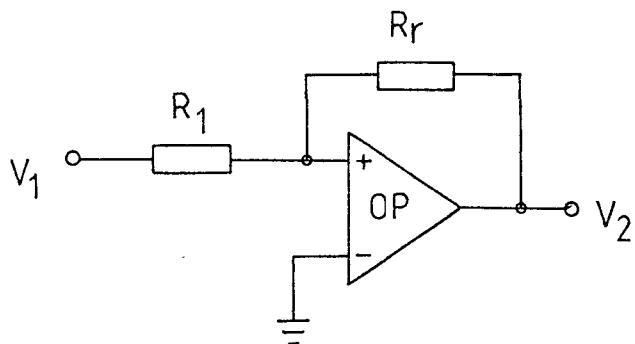


Fig. 35. Disparador de Schmitt y su característica de transferencia.

Las ecuaciones del disparador, que no se demostrarán, son las siguientes:

- Umbral de conmutación positiva: $U_{hp} = - \frac{R_1}{R_r} U_{an}$
- " negativo: $U_{hn} = - \frac{R_1}{R_r} U_{ap}$
- Histéresis de conmutación: $\Delta U_h = \frac{R_1}{R_r} (U_{ap} - U_{an})$



Para el 741 con tensión bipolar de ± 15 V para dar a su salida 28 V. aproximadamente y tomando los valores siguientes, podemos calcular el disparador:

$$U_{an} = -1V$$

$$U_{ap} = +1V$$

$$\Delta U_n = 2 \text{ Volts.}$$

entonces,

$$U_{hp} = - R_1 / R_2 \cdot U_{an} ; \text{ para } R_r = 140 \text{ Kohms.}$$

$$R_1 = 140 \cdot 10^3 \cdot 1/14 = \underline{10 \text{ Kohms.}}$$

En estos momentos tenemos una señal de salida conformada, apta para ser procesada por cualquier equipo tal como un teleimpresor, ordenador, etc.

Otra forma de concebir el circuito partiendo de la etapa detectora (inclusive) es el esquema de la figura 36. Vamos a utilizar el amplificador operacional trabajando en saturación. La ventaja que reporta este método es que la compatibilidad del circuito con el resto de los periféricos se puede realizar en esta etapa. El procedimiento consiste en alimentar al amplificador con las tensiones a las cuales queramos adaptarnos. Un ejemplo de esto podría ser a +5 voltios (estándar TTL). De igual forma, damos en este paso la condición de marca ('1') o espacio ('0') según predomine la entrada inversora (para el espacio) o la no inversora (para la marca). En definitiva, la condición es:

$V_+ > V_-$: marca

- C_1 y C_2 son condensadores de TANTALO de 1uf, 35v.
- IC : TL 084, etc.

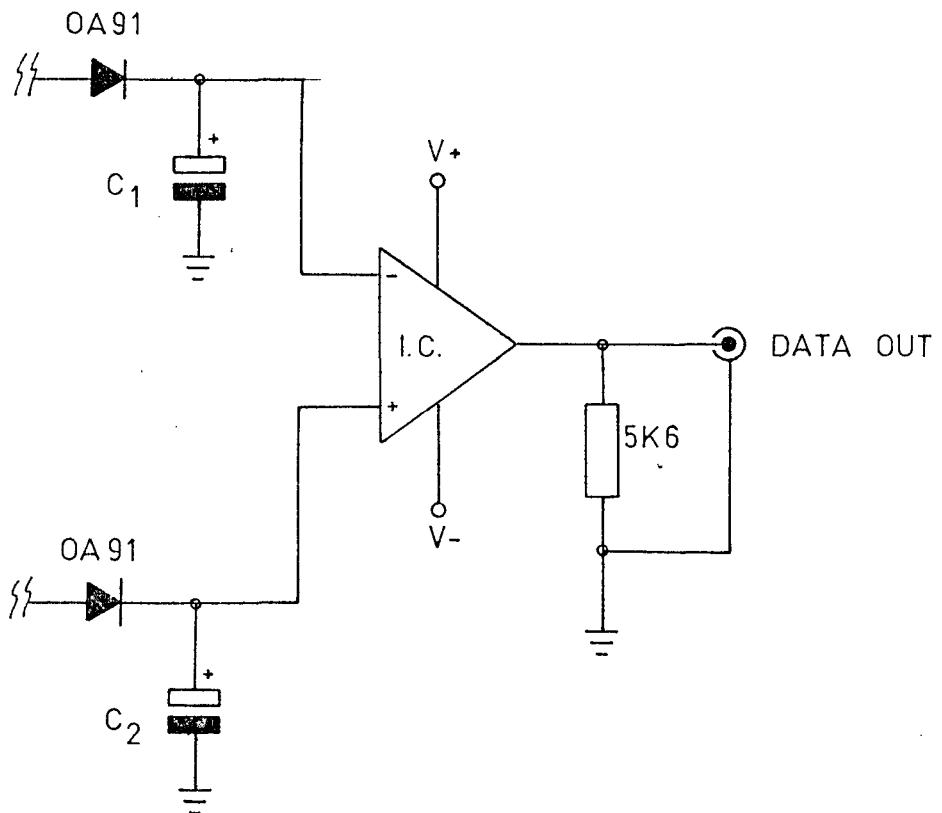


Figura 36. Conformador de salida y adaptador de nivel según norma RS 232 C, TTL u otra establecida.





Algunas de las causas que impulsan la
expansión de la población humana son:
• La mejora en la calidad de vida.
• La disminución de la mortalidad.
• La migración.
• La guerra.



V+ menor que V- : espacio

En este tipo de Decodificadores, que denominamos SELECTIVOS, tenemos que incluir la aplicación del filtro anteriormente estudiado STATE VARIABLE. .

Los resultados obtenidos de las pruebas hechas en el laboratorio nos obligan a destacar esta configuración para aplicaciones de radioteletipo. En la figura 37 tenemos el prototipo realizado con los valores prácticos de sus componentes. El factor de calidad del conjunto es de 23,55 aproximadamente. El conjunto va conectado después de la etapa limitadora. Como también se puede apreciar, la salida del filtro se hace empleando el procedimiento del amplificador saturado. Obtenemos así una salida compatible a la norma RS232C.

(*) En la figura 38 se representa un prototipo realizado en laboratorio, totalmente analógico, con el que se obtuvieron resultados satisfactorios. A modo de explicación del circuito diremos que la primera etapa es un amplificador de ganancia 10 con el fin de que los limitadores, constituidos por dos diodos en antiparalelo, trabajen satisfactoriamente. A partir de aquí es donde se produce la variante en el circuito. La banda de paso está determinada por un filtro activo de paso alto y frecuencia centrada en 1.290 Khz y limitada superiormente por un paso bajo de frecuencia 3.120 Khz. De esta forma hay una correspondencia con la frecuencia intermedia del receptor.

Aunque no es la forma general de concepción, representa una variante de óptimos resultados para la recepción de RTTY comercial.

(*) La figura 38 se corresponde con el pliego N°6 en el Apdo de planos y esquemas.



3.3.2. Decodificadores automáticos

El uso de estos dispositivos es mucho más restringido dado que su empleo implica unas condiciones de recepción muy buenas, ausentes de perturbación considerable.

Estas particularidades, de la recepción automática, se exponen detalladamente en el apartado 3.3.3. Podemos decir que la filosofía de estos demoduladores consiste en que las frecuencias de entrada pueden variar en un margen así como su desplazamiento. No es preciso ajustes como ocurría en el otro tipo, ya que con una sola indicación, normal o invertido, realizan el resto de su función:

Normal: frecuencia alta = espacio

Invertido: " = marca

También es posible trabajar en régimen de espacio solo, que es cuando se radia una de las frecuencias características de la señal de teletipo.

El diagrama de bloques de un demodulador automático es el representado en la figura 39. El primer módulo es un disparador de Schmitt. Con una alimentación simétrica de ± 15 voltios, tiene una histéresis de 150 mV, por lo que sólo se podrán recibir señales cuya amplitud sobrepase este nivel. La salida será una señal cuadrada de 28 Vpp.

En la figura 40 se representa el esquema eléctrico de un modelo de decodificador automático. Podemos observar que la salida del disparador está seguida de un circuito RC diferenciador; tendremos, entonces, una salida de 'delta', positivas y negativas. Mediante los diodos D1 y D2 se recortan los impulsos positivos y negativos respectivamente.

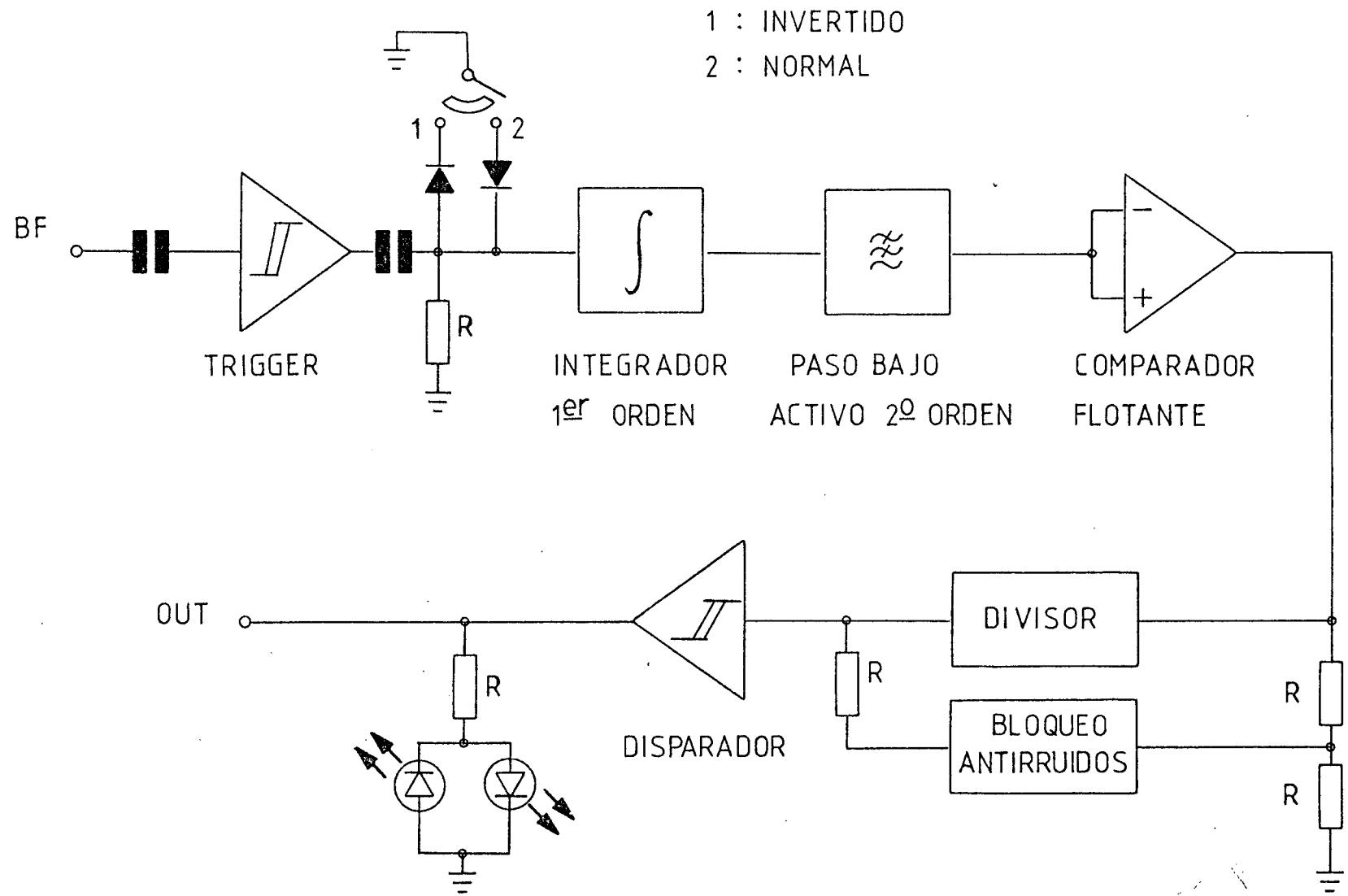


FIGURA 39





mente, según la situación relativa de la señal de RTTY (shift).

Poniendo D2 a masa asignaremos a la marca la frecuencia superior; de esta forma, los impulsos positivos se derivan a masa y los negativos pasan al integrador, formado por el amplificador OP₂, atravesando R₅. En él se suma la secuencia de impulsos, amortiguándose la señal por medio de R₆. El condensador y la resistencia R₆ se dimensionan para una frecuencia límite de 80 Hz. A la salida de OP₂ tenemos señales de teletipo demoduladas aunque con cierta 'modulación' de amplitud, debido a las frecuencias características.

Para una excursión de 170 Hz, la señal es de 1 Vpp, mientras que para 850 Hz esta señal toma un valor de 4 Vpp. El paso bajo de 2º orden activo se encarga del último filtrado de esta frecuencia característica y con amplificación de transferencia unidad para la misma frecuencia límite de 80 Hz.

A la salida de este operacional tenemos una tensión continua tanto más elevada cuanto más alta sea la frecuencia de entrada. Digamos que la señal de RTTY flota sobre un potencial de tensión continua que corresponde a la frecuencia intermedia entre ambas frecuencias características comutadas.

Cambiando esta frecuencia intermedia, que ocurre cuando cambiamos o variamos la sintonía en el receptor, cambia este nivel de tensión pero permanece la componente alterna que constituye la señal de teletipo. Como quiera que la componente de tensión continua va cambiando según la gama de frecuencia de entrada y la posición del SHIFT,



entre +12 V y -12 V, y la señal de teletipo superpuesta no constituye sino una pequeña parte de este cambio, no puede conectarse ningún disparador de Schmitt usual o comparador para la regeneración de los flancos.

Esta misión se confía al OP₄ (741), cuya configuración es la del llamado Comparador Flotante. Mientras que la entrada inversora está en contacto directo a través de R₉, con la fuente de señal punto de medida 3, la entrada de referencia recibe la misma señal a través de un paso bajo, de C₆ y R₁₀. La frecuencia límite del paso bajo está situada muy por debajo de la secuencia de la señal del teletipo, por lo que la entrada no inversora se mantiene en el potencial medio de la tensión continua portadora de la tensión alterna superpuesta.

Gracias a esta configuración el potencial de referencia del comparador está siempre situado entre los escalones de tensión superpuestos de las señales de RTTY, incluso cuando la componente de tensión continua varía a través de todo el alcance dinámico. A la salida del operacional OP₄ se obtiene la señal de teletipo de flancos abruptos con la que podría pilotarse un display, etc.

Para que en el caso de desaparecer la señal de teletipo el ordenador continúe escribiendo erróneamente, se coloca un dispositivo antirruidos. Para ello, la señal vuelve a enviarse a través del divisor de tensión R₁₁, R₁₂ y el paso bajo pasivo de R₁₃ y C₇, a la entrada de un disparador de Schmitt, constituido por OP₅, que trabaja con una histéresis de maniobra de aproximadamente 1 V. Al propio tiempo la señal de salida del comparador se diferencia a través de C₈ y R₁₆ de tal modo que en presencia de impulsos interiores superiores a 150 Hz, se cree



en C_9 una tensión negativa. Esta, tomada a través de P_1 se envía con R_{16} a la entrada del disparador, desplazando el umbral del disparador por ser del tipo aditivo. En cuanto a la entrada del demodulador se presente un ruido blanco o una señal interfirente de más alta frecuencia, el disparador conmuta a saturación negativa.

El limitador se ajusta (limitador de ruidos) de tal modo que permita el paso de una señal de teletipo limpia. Para tal fin se conduce el ruido del receptor de VHF a la entrada del demodulador, ajustándose P_1 de tal modo que el ordenador permanezca con poco margen en estado de reposo. La salida del disparador gobierna dos diodos luminiscentes que indican la alternancia de los estados característicos.

Para que el funcionamiento sea fiable, la amplitud de señal de entrada de baja frecuencia tiene que ser superior a 300 mv cresta -cresta. Sólo podrán recibirse señales de teletipo cuando la señal interferente sea inferior a la señal útil, bastando sin embargo una diferencia de amplitud de 1 dB, frente a los circuitos PLL capaces de detectar señales de teletipo siempre que éstas superen las interferencias en 6 u 8 dB.

Las características de este demodulador son las siguientes:

- Alimentación:	± 15 V
- Consumo (sin leds):	20 mA
- Asimetría máxima de alimentación:	10 %
- Sensibilidad entrada:	200 mV pp
- Resistencia de entrada:	1 Kohmio
- Desplazamiento (shift):	50 a 2000 Hz
- Rango de frecuencias:	0 - 4 KHz



- Velocidad máxima de seguimiento:	2 KHz s^{-1}
- Frecuencia mínima espacio funcio nando sin marca:	300 Hz
- Amplitud máx. del ruido de fondo durante pausas (func. sin marca):	150 mVpp
- Velocidad telegráfica:	20 - 100 baud.

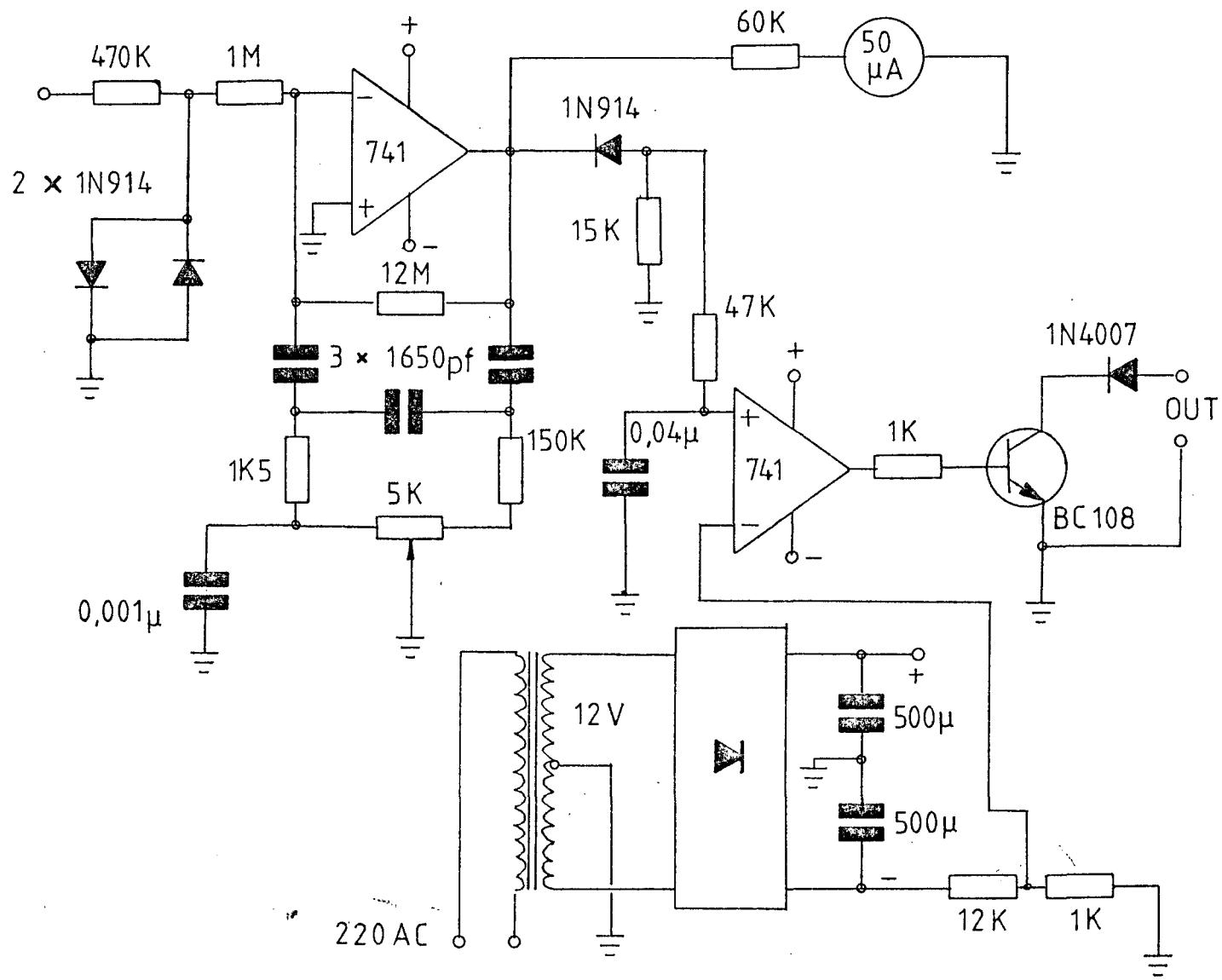
Para una velocidad de 75 baudios multiplicaremos por 0,7 el valor de los condensadores C_3 , C_4 , C_5 , C_7 y C_8 .

Cuando la transmisión sea de 100 baudios, el coeficiente multiplicador será de 0,5. Con esto se pretende que las anchuras de banda del filtrado sean óptimas.

Vista la filosofía de los demoduladores automáticos podemos analizar cualitativamente el prototipo expuesto en la figura 41.

A la entrada tenemos dos diodos conectados en anti-paralelo que trabajan como limitadores de señal. A continuación tenemos un filtro activo formado por un solo operacional (741) a cuya salida se conectado un microamperímetro como elemento indicador. Dicho microamperímetro de escala 0-50 μA está conectado entre el diodo detector de salida y masa como medidor de tensión. Los valores leídos estarán multiplicados por el factor de la resistencia de 15 K. Podremos leer que a los 2.295 Hz corresponden 1,5 voltios; a los 2.285 Hz, 1,25 V; a los 2.275 Hz, solo detectamos 0,75 V (atenuación de 6 dB); a los 2.265 Hz leemos 0,40 V y a los 2.255 tenemos sólamente 0,10 V, equivalente a una attenuación de 23 dB. A 2.245 Hz, nos es imposible leer tensión alguna, por lo que podemos afirmar que, a pesar de la sencillez, es bastante efectivo. Como calidad podemos decir que este simple y económico demodulador permite recibir señales de radioteletipo

Figura 41





con cualquier cambio o salto de frecuencia (shift).

3.3.3. Ventajas e inconvenientes

Hasta ahora hemos visto dos tipos diferentes de demoduladores; cada uno tiene una filosofía distinta en el procedimiento hasta llegar a la señal de teletipo. La única conincidencia está en la utilización de filtros activos para la decodificación.

¿Cuándo utilizar uno u otro?. Naturalmente, la respuesta está en función de la banda en la cual trabajemos con radioteletipo. Posiblemente, los demoduladores que denominábamos selectivos lleven siempre ventaja sobre cualquier otro tipo. Como se pudo comprobar, con estos demoduladores (decodificadores) se captaban señales en condiciones de perturbación muy acusada, pudiendo trabajar con cualquier desplazamiento, previamente seleccionado. Digamos que esta podría ser su única desventaja. Una vez localizada la señal de RTTY en nuestro receptor, se procedía a una serie de averiguaciones sobre el modo de transmisión empleado, desplazamiento, etc, implicando tiempo y más que nada, habilidad.

Llegados al demodulador denominado automático, el problema de las indagaciones se resumía únicamente a conocer si estamos recibiendo en modo normal o invertido, operación que sólo requiere el cambio en un conmutador viendo una recepción en pantalla coherente. Por el contrario, se ve acusado por inconvenientes más a tener en cuenta. Este tipo de demoduladores se concibe única y exclusivamente en condiciones muy poco afectadas por las interferencias, recepción fuerte y clara. Estas condiciones solo podremos encontrarlas trabajando en las bandas



de V-UHF, a diferencia del tipo basado en filtros selectivos capaces de trabajar en toda la gama de HF y mucho mejor en V-UHF.

Los modelos automaticos no necesitan ser ajustados ni sintonizados, sólo respetar los valores de los componentes. La tensión de alimentación no hace falta estar estabilizada, manteniendo la asimetría inferior al 10 % en todos los casos. Cuanto mayor sean las tensiones de alimentación mayor será la calidad de trabajo de los operacionales. Esta última característica es común a los dos tipos.

El apartado concluirá diciendo:

MODELO	APLICACION
Demod. selectivo	En la banda de HF principalmente. Condiciones muy afectadas por perturbaciones.
Demod. automático	Banda de V-UHF. Emisiones comerciales (fuertes) en la banda de HF. Muy poca actividad perturbadora.

3.4. Dispositivos integrados decodificadores

3.4.1. Decodificador de tonos 567

Entre los dispositivos integrados decodificadores podemos centrar nuestra atención en el 567, no sólo por su gran economía de precio sino por la sencillez con la que puede ser sintonizado y prestaciones.

El 567 es un PLL de alta estabilidad capaz de operar en un margen de 0,01 Hz hasta 500 KHz. La configuración interna de este circuito se representa en la figura 42.

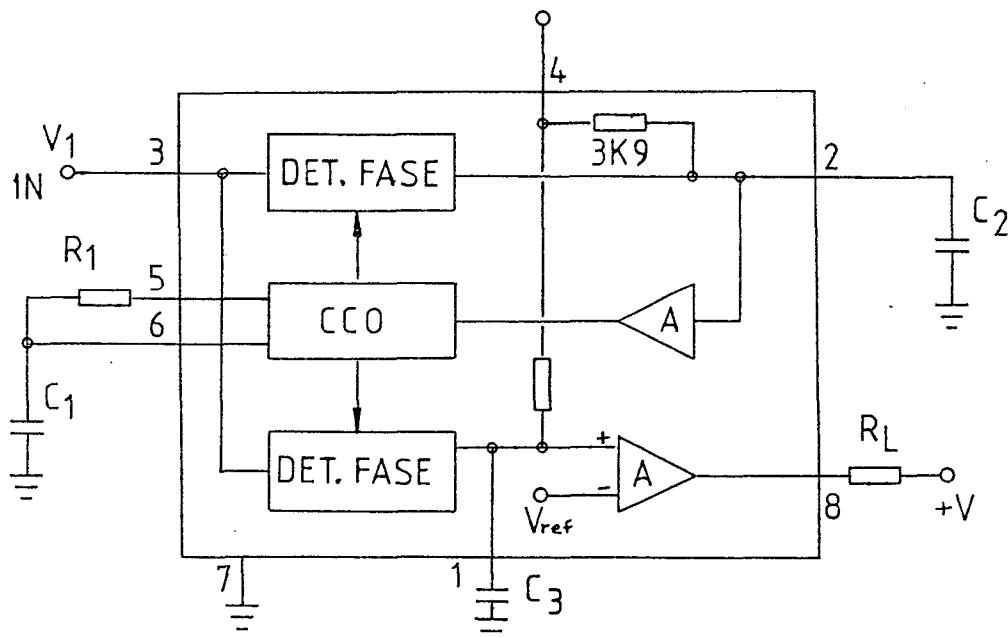


Figura 42. Decodificador 567

La frecuencia del oscilador se determina por el grupo $R_1 C_1$. Aproximadamente, esta frecuencia puede ser determinada por la siguiente expresión:



$$f_o \approx 1,1/R_1 C_1$$

El oscilador es controlado por corriente, de forma que la diferencia de fase entre la señal de entrada (terminal 3) y la propia f_o , da como resultado una tensión de error que después de ser amplificada por A_1 , entra en forma de corriente al oscilador.

Cuando 'engancha' el bucle (se produce cuando f_i es igual a f_o) el lazo queda en equilibrio y el detector de fase en cuadratura produce una tensión que a su vez controla un amplificador 'open collector', permitiéndonos pilotar grandes cargas.

El condensador C_2 constituye el filtro paso bajo del bucle, determinando el ancho de banda del circuito. Su magnitud puede ser evaluada de acuerdo a la expresión siguiente:

$$\text{Ancho de banda (BW)} = 1070 \sqrt{\frac{V_1}{f_o C_2}} \text{ en \% de } f_o$$

V_1 = tensión de entrada rms ($V_{in} \leq 200 \text{ mVrms}$)

C_2 = condensador pasa bajos (en uf)

El condensador C_3 constituye otro filtro paso bajo pero de salida. Por lo tanto, su valor no es tan crítico como el de C_2 .

En el empleo (diseño) del decodificador 567 hemos de tener en cuenta los siguientes pasos:

- Seleccionar R_1 y C_1 para la frecuencia central deseada. Para obtener una buena estabilidad frente a variaciones de



temperatura, se recomienda que R1 se encuentre en el rango de 2K a 20K ohmios.

- Seleccionar el condensador C2 de paso bajo haciendo referencia al gráfico que confronta (figura 43) el ancho de banda con amplitud de la señal de entrada. Conociendo esta última, obtenemos un valor de $f_0 C_2$ que nos da el ancho de banda deseado. En la práctica vemos que el margen de la señal de entrada (V_{in}) nos permite un ancho de banda para un valor de C2 constante.
- El valor de C3 no es crítico. Su misión es atenuar las frecuencias fuera de la banda de detección (figura 44), eliminando así las frecuencias espurias a la salida. Cuando el valor de C3 es demasiado pequeño, las frecuencias próximas a la banda de detección pueden hacer que la salida pase a un nivel alto o bajo e incluso se produzca un tren de pulsos durante la sintonía (variación del resistor R1). Cuando C3 es, por el contrario, demasiado grande, el cambio de nivel alto a nivel bajo puede ser retrasado hasta que la tensión en C3 supere la tensión de umbral. Este retraso puede ser deseado con el fin de evitar las frecuencias espurias a la salida en los cambios de frecuencia en la entrada. El valor mínimo, típico para C3 es siempre:

$$C_3 = 2 C_2$$

Vamos a dar un repaso a todos los terminales del decodificador 567 y analizar todos los valores que se presentan, así como las formas de onda que tienen lugar en dichos terminales.

Comenzando por el terminal de salida (pin 8), vimos



que se trataba de un 'open collector', constituido por un transistor. Cuando una señal perteneciente a la banda de paso se presenta a la entrada, se produce una saturación del transistor; la tensión en el colector toma un valor inferior a 1 voltio (típico 0,6), siendo la corriente máxima de 100 mA. El voltaje en el terminal 2 constituye la salida del detector de fase, siendo esta una función lineal de la frecuencia en el rango de 0,95 a 1,05 de f_o con una pendiente de 20 mV % de la desviación de frecuencia.

La tensión promedio en el terminal 1 es, durante el enganche, una función de las amplitudes de las señales pertenecientes a la banda de paso en concordancia con la característica de transferencia dada. El terminal 5 es la salida del oscilador controlado por corriente de forma de onda cuadrada cuya magnitud se aproxima al valor:

$$+ V - 2BV_{be} \approx + V - 1,4V$$

y tensión DC asociada de valor: $+ V/2$

Desde este terminal 5 podemos pilotar una carga de 1 Kohmio. El terminal 6 es una onda triangular exponencial de 1 voltio pico-pico con un nivel medio de continua (nivel DC) de $+ V/2$. De tener que efectuar alguna conexión en este terminal, se recomienda que ésta sea de alta impedancia. La figura 45a nos muestra la configuración típica del 567 y la 45b las formas de onda en los terminales de mayor importancia.

En el empleo del decodificador 567 hay que tener una serie de precauciones para evitar funcionamientos anómalos o falsas activaciones del dispositivo:



Figure 11 Typical connections

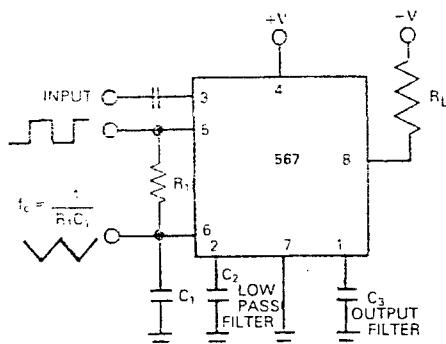


Figura 45a

Figure 12

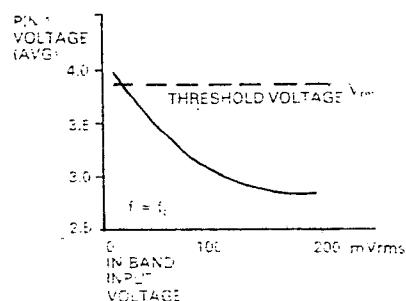
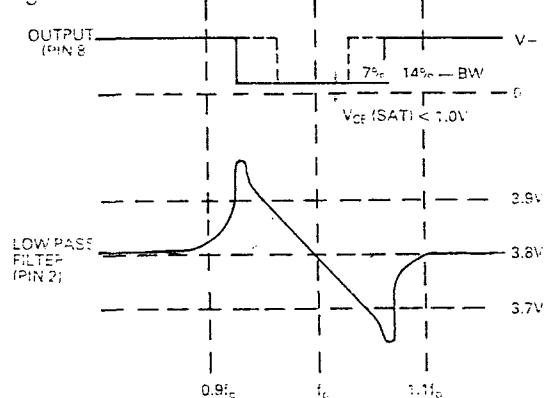


Figura 45b



- Cuando el dispositivo trabaja con señales de alto nivel (sobre los 200 mV), es conveniente la limitación de las señales a la entrada, con el fin de que el ancho de banda no se vea reducido aparentemente debido a las señales fuera de banda y el alto nivel de ruido, produciendo la supresión de las señales deseadas. El efecto del limitador trae inconvenientes. Se producen señales subarmónicas, siendo el conjunto sensible a frecuencias:

$$f_o/3, f_o/5, f_o/7, \text{ etc...}$$

- El 567 puede 'engancharse' en aquellas señales de valor próximo a $(2n+1)f_o$, al igual que dar salida para señales de valor $(4n+1)f_o$, siendo n números enteros 0,1,2,etc. Otras señales que pueden dar salida no deseada son $5f_o$ y $9f_o$. Teniendo en cuenta estas consideraciones, la entrada del dispositivo debe ser prevenida contra estos valores de señal.

- La máxima inmunidad contra el ruido y las señales fuera de banda la tenemos para señales de entrada cuyo nivel es inferior a 200 mVrms al igual que reduciendo el ancho de banda. Si disminuimos el factor de amortiguamiento del lazo obtenemos, en el caso peor, un aumento del tiempo de captura. Debemos tener en cuenta la gráfica de la figura 46.

- Debido a la alta velocidad de conmutación, que puede llegar a ser de 20ns, con la que opera el 567 debemos adoptar precauciones como la de mantener la longitud de los terminales al mínimo. La fuente de alimentación deberá filtrarse adecuadamente, colocando cerca del 567 un condensador de 0,01 uf o mayor; el retorno a masa deberá ser cuidadosamente escogido con el fin de prevenir bu-

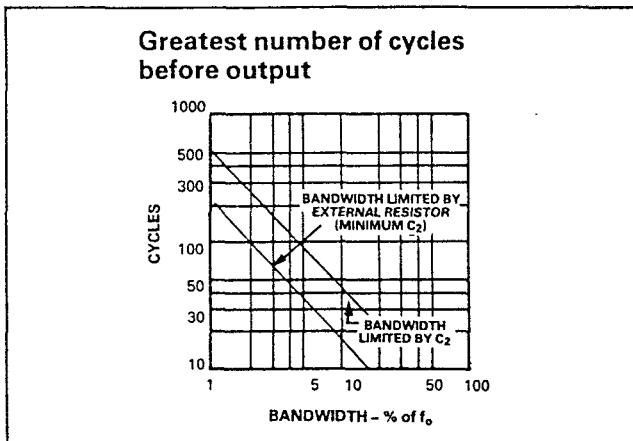


Figura 46

cles por tierra (masa) y variaciones de tensión no deseadas. Cualquier fluctuación en la tensión de alimentación puede desplazar suficientemente la banda de detección causando momentáneamente una perdida del enganche, dando a la salida frecuencias de bajo valor. Se puede subsanar este inconveniente haciendo que la fuente proporcione un nivel de corriente suficiente o aumentando el valor de las capacidades de filtro.

La máxima velocidad de operación la tenemos cuando el condensador C₂ toma su mínimo valor. Las expresiones que se dan a continuación sirven para calcular los valores de los capacitores C₂ y C₃ que permiten trabajar con la máxima velocidad, a una frecuencia f_0 dada. Tendremos en cuenta que el coeficiente máximo de información digital que permite la detección de información sin pérdida de la misma es $f_0/10$ baudios.

$$C_2 = 130/f_0 \text{ uf.} \quad :: \quad C_3 = 260/f_0 \text{ uf.}$$

Cuando el dispositivo se encuentra trabajando como detector de banda estrecha (menor que 8%), tanto C₂ como



C₃ no serán adecuados para prevenir el ruido y las señales fuera de banda. Como consecuencia se produce una respuesta en el tiempo lenta. Proporcionando una corriente adicional en el terminal 1, conseguimos detectar señales de bajo nivel, próximas a los 10 mV (ver figura 47).

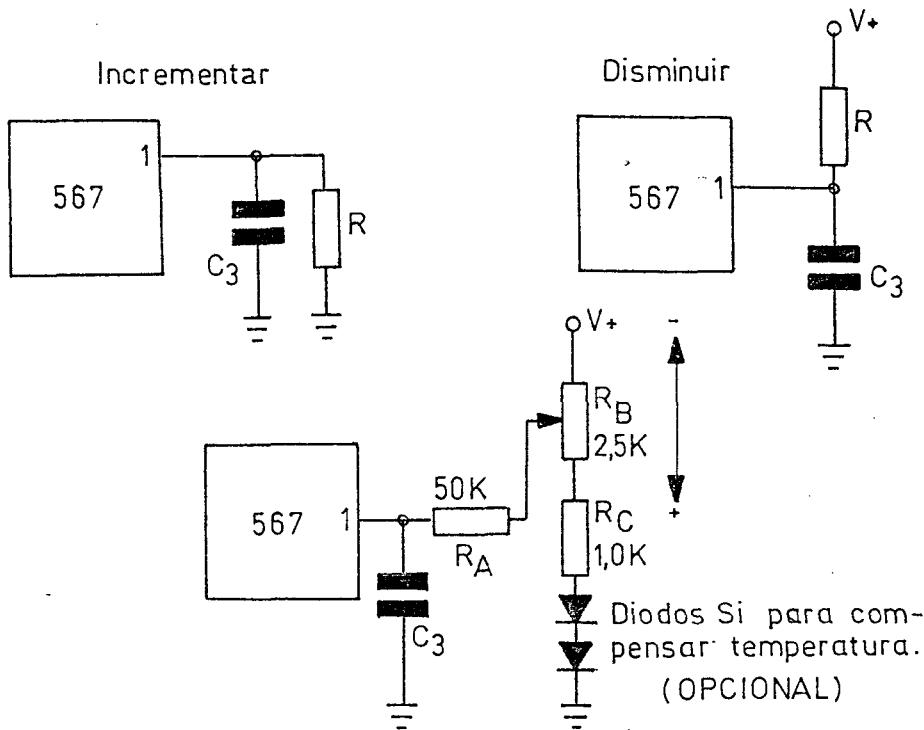


Figura 47.

Otro aspecto a considerar en el estado de salida es la fluctuación que se produce para valores de C₃ relativamente pequeños. Cuando el circuito pilota cargas como lámparas indicadoras, relés y dispositivos similares, el fenómeno en cuestión no afecta de forma considerable. El problema radica cuando se actúa sobre comparadores, puertas u otros dispositivos capaces de detectar estas alteraciones como propias de la señal de entrada.

Se puede prevenir esta fluctuación sin tener que ac



tuar sobre el valor de C_3 (incrementándolo) gracias a una simple realimentación de la salida (pin 8) y el terminal 1 a través de C_f y R_f . La figura 48 muestra los tres procedimientos empleados para este fin.

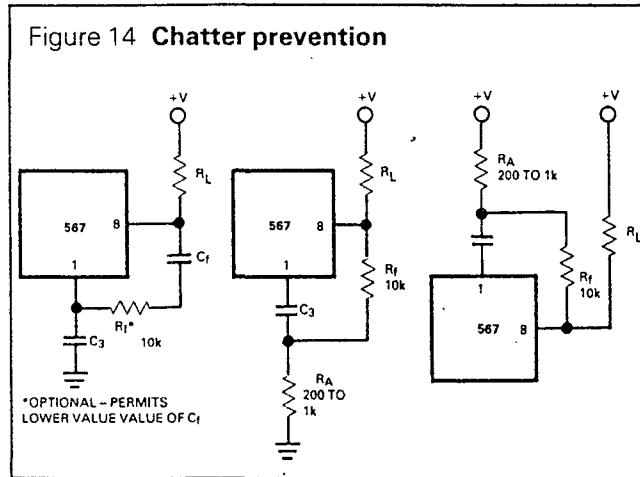


Figura 48

Para finalizar, nos quedan dos factores muy importantes que controlar. Estos factores son el Ajuste de la frecuencia central de la banda de detección o Asimetría y el método para la reducción del ancho de banda.

Para ajustar la simetría de la banda de detección emplearemos el método mostrado en la figura 49. En el caso de tener que reducir el Ancho de Banda sin necesidad de aumentar el valor de C_2 , lo que produciría una reducción del factor de amortiguamiento del lazo y como consecuencia, una respuesta en el tiempo lenta. La forma más efectiva de producir una reducción del ancho de banda es actuar sobre la ganancia del lazo. Una configuración similar a la representada en la figura 50 permite nuestro propósito trabajando con altas velocidades de

operación, así como con anchos de banda estrechos.

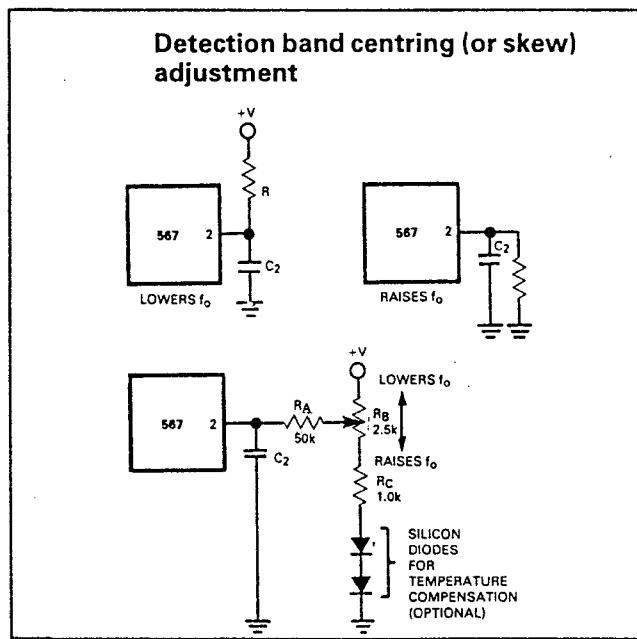


Figura 49

En dicha figura 50 se muestra el conexionado para este fin. Nótese que el reducido valor de impedancia en el terminal 2 requiere un valor de C_2 lo suficientemente elevado para dar al filtro la frecuencia de corte deseada. Cuando se usen más de tres 567, la red formada por R_B y R_C puede ser eliminada, quedando conectados juntos los resistores R_A . Entre esta unión y masa debemos conectar un condensador con el fin de eliminar las componentes de alta frecuencia.

En el apéndice correspondiente se encuentran las características técnicas de forma amplia del dispositivo decodificador 567. Hay que advertir que el integrado puede venir señalizado con las siglas NE567, etc., dependiendo de la casa fabricante. Nosotros hemos omitido esta terminología.

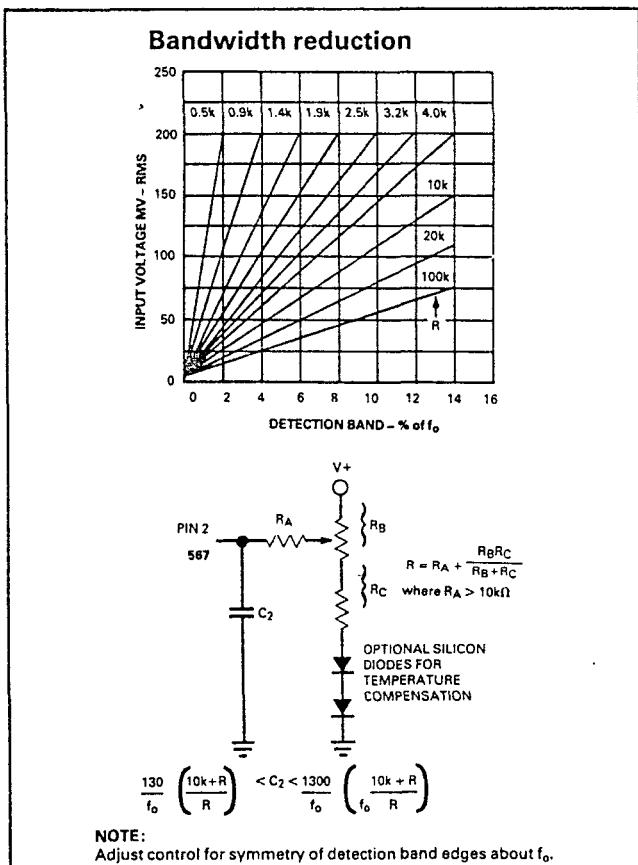


Figura 50. Reducción del ancho de banda.



3.4.2. El demodulador FSK XR-2211

Se trata de un PLL monolítico cuya configuración está especialmente diseñada para comunicación de datos. Su aplicación fundamental es trabajar como demodulador de FSK. Operando con tensiones entre 4,5 a 20 voltios es capaz de cubrir el rango de 0,01 Hz a 300 KHz. Su entrada admite señales analógicas comprendidas entre 2 mV y 3 V, siendo compatible con las familias DTL, TTL y ECL.

El XR-2211 se presenta como un chip de 14 pines DTL encapsulado en plástico o cerámico, dependiendo de las aplicaciones y temperaturas. El diagrama funcional de bloques es el representado en la figura 51.

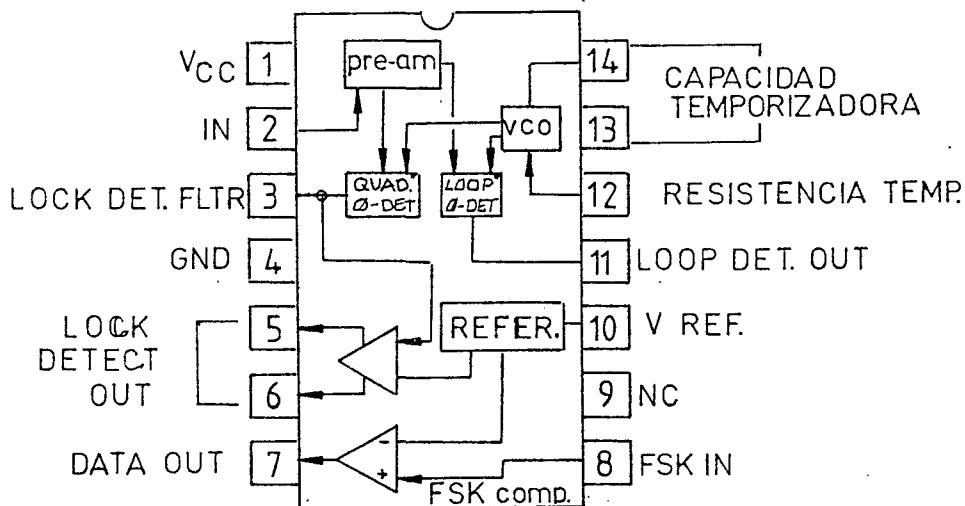


Figura 51. Diagrama de bloques del XR2211

El PLL está formado por un preamplificador de entrada, un multiplicador analógico usado como detector de fase y un VCO de gran precisión.



El preamplificador es usado tanto como limitador, como amplificador de señales de hasta 2 mV, con el fin de obtener un nivel constante.

El multiplicador detector de fase actua como una puerta OR-Exclusiva. Su salida (sin filtrar) produce las frecuencias suma y diferencia de la señales de entrada y salida del VCO. Para comprender mejor el funcionamiento del dispositivo en cuestión, se representan en las figuras 52 y 53 el diagrama de bloques funcional y su circuito de conexión generalizado respectivamente. Describimos a continuación cada uno de sus terminales.

- Voltaje de Referencia V_R (pin 10): Este terminal se encuentra interiormente polarizado a un nivel de tensión usado como referencia: $V_R = +V/2 - 650$ mV. Este nivel dc de referencia sirve para los terminales 5, 8, 11 y 12. El terminal o pin 10 debe ser derivado a masa a través de un condensador de 0.1 uf.
- Salida del Bucle detector de fase (pin 11): Este terminal proporciona una salida de alta impedancia para el bucle detector de fase. El filtro del lazo PLL está formado por R_1 y C_1 conectados al pin 11 (ver figura 53). En ausencia de señal de entrada o error de fase del PLL, el nivel de tensión en este pin es próximo a V_R . El voltaje de pico posible en la salida del detector de fase es igual a $\pm V_R$.
- Entrada de control del VCO (pin 12): La frecuencia del VCO es determinada por el resistor temporizador R_0 , conectado desde este terminal a masa. La frecuencia f_o del VCO vendrá dada por la expresión:

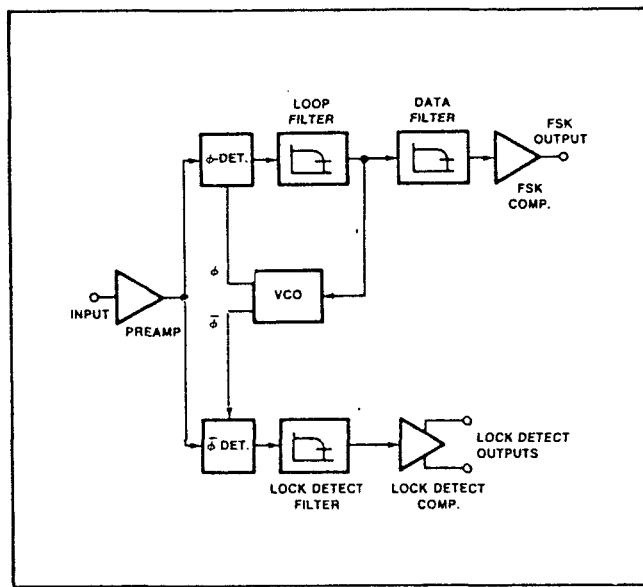


Figura 52. Diagrama de Bloques del XR2211

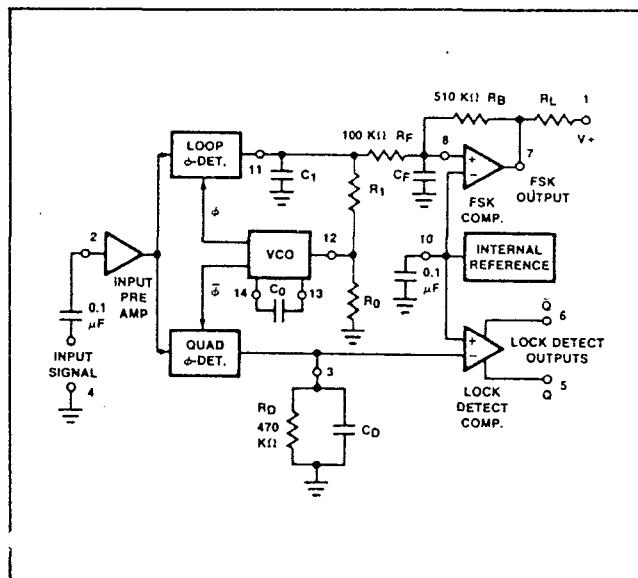


Figura 53. Conexionado general del circuito



$$f_o = \frac{1}{R_0 C_0} \text{ Hz}$$

donde C_0 es el condensador que junto con la resistencia anterior, da la constante de tiempo. Dicho capacitor se conecta entre los terminales 13 y 14. Para conseguir una óptima estabilidad en temperatura, R_0 debe encontrarse comprendida en el rango de 10 K a 100 K según se comprueba en los gráficos dados por el fabricante que se adjuntan.

Este terminal es un punto de baja impedancia e internamente se halla polarizado con un nivel dc igual a V_R . La corriente máxima de tiempo que pasa por el pin 12 deberá ser limitada a un valor menor o igual a 3 mA para un funcionamiento correcto.

- Capacidad temporizadora del VCO (pines 13 y 14): La frecuencia del VCO es inversamente proporcional al condensador temporizador C_0 , conectado entre estos terminales. Deberá ser un condensador no polarizado de valores comprendidos entre 200 pF a 10 uF.
- Ajuste de la frecuencia del VCO: Podemos dotar al circuito de un ajuste fino conectando un potenciómetro R_x en serie con R_0 en el pin 12.
- Frecuencia f_0 del VCO: El XR-2211 no dispone de un terminal de salida del VCO separado. La salida del VCO se encuentra internamente conectada a las secciones de los detectores de fase. De cualquier forma, por motivos de ajuste dicha frecuencia puede ser medida en el pin 3 , sin el condensador C_D conectado, en ausencia de señal de entrada y los terminales 2 y 10 unidos.



Las ecuaciones para el diseño son las siguientes:

1. Frecuencia central del VCO (f_o):

$$f_o = 1/R_0 C_0 \text{ Hz}$$

2. Tensión de referencia interna (medido en pin 10):

$$V_R = +V/2 - 650 \text{ mV}$$

3. Constante de tiempo del filtro paso-bajo del bucle:

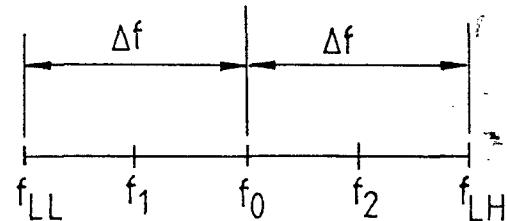
$$\tau = R_1 C_1$$

4. Factor de amortiguamiento:

$$\xi = 1/4 \sqrt{C_0/C_1}$$

5. Desviación de frecuencia:

$$\Delta f/f_0 = R_0/R_1$$



6. Constante de tiempo del filtro FSK:

$$\tau_F = R_F C_F$$

7. Ganancia de conversión del detector de fase del lazo:

$$K_\phi = -2V_R/\pi \text{ volt/rad}$$

8. Ganancia de conversión del VCO:



$$K_0 = -1/V_R C_0 V_1 \quad \text{Hz/Volt.}$$

9. Ganancia total del lazo:

$$K_T = 2\pi K_\phi K_0 = 4/C_0 R_1 \quad \text{rad/seg/volt}$$

10. Corriente de pico del detector de fase:

$$I_A = V_R (\text{volt}) / 25 \text{ mA}$$

El XR-2211 puede utilizarse como demodulador de FSK o bien como detector de tono. Vamos a dar la secuencia de pasos a seguir para el diseño en cada caso. Esta es solo una forma recomendada de proceder.

Como demodulador FSK:

a) Calcular la frecuencia central f_0 :

$$f_0 = (f_1 + f_2)/2 \quad \text{donde } f_1 \text{ y } f_2 \text{ son marca y espacio.}$$

b) Calcular el valor de R_0 (escogerlo) dentro del rango de 10K a 100K. Se recomienda un valor de 20K. Suele disponerse de un ajuste fino, R_X .

c) Calcular el valor de C_0 :

$$C_0 = 1/R_0 f_0$$

d) Calcular R_1 para dar un incremento de frecuencia igual a la desviación marca espacio.

$$R_1 = R_0 [f_0 / (f_1 - f_2)]$$



e) Calcular C_1 para determinar el factor de amortiguamiento del lazo.

Normalmente $\xi = 1/2$ (recomendado)

Entonces: $C_1 \approx C_0/4$ para un valor de $\xi = 1/2$

f) Calcular la capacidad del filtro de datos:

Para $R_F=100K$, $R_B=510K$ el valor recomendado de C_F

$$C_F = 3/\text{Baudios} \quad \mu\text{F}$$

El conexionado básico en esta modalidad es el representado en la figura 54.

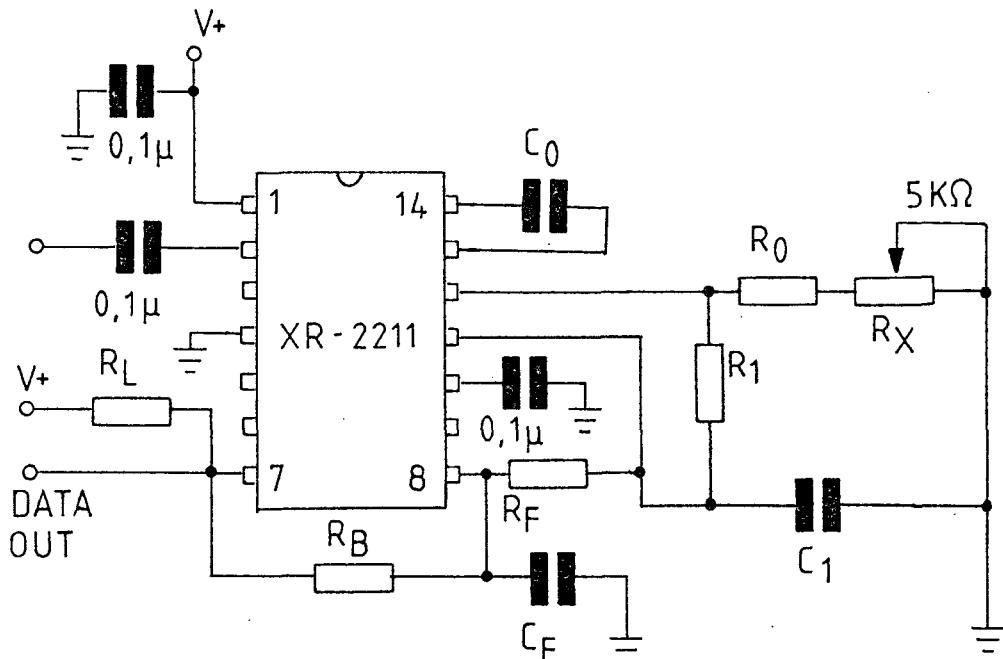


Figura 54. Conexionado en modo FSK



Como decodificador de tonos:

- a) Escoger R_0 dentro del rango 15K a 100K.
- b) Calcular C_0 para el ajuste a la frecuencia central f_0 a la frecuencia del tono f_s .

$$C_0 = 1/R_0 f_s$$

- c) Calcular R_1 para la desviación o ancho de banda.

$$R_1 = R_0 (f_0/\Delta f)$$

- d) Calcular el valor de C_1 para dar al lazo el factor de amortiguamiento impuesto.

$$C_1 = C_0 / 16 \xi^2$$

normalmente $\xi = 1/2$, obteniendo $C_1 = 0.25 C_0$

- e) Calcular el valor del capacitor C_D . Para prevenir fluctuaciones a la salida, con $R_D = 470K$:

$$C_D (\mu F) \geq 16 / \text{rango de captura en Hz}$$

Estos serían los pasos que, de una forma recomendada, debemos seguir en el calculo de circuitos decodificadores de tono, empleando el XR2211 como tal.

La figura 55 nos muestra el conexionado del integrado en el montaje como decodificador de tono.

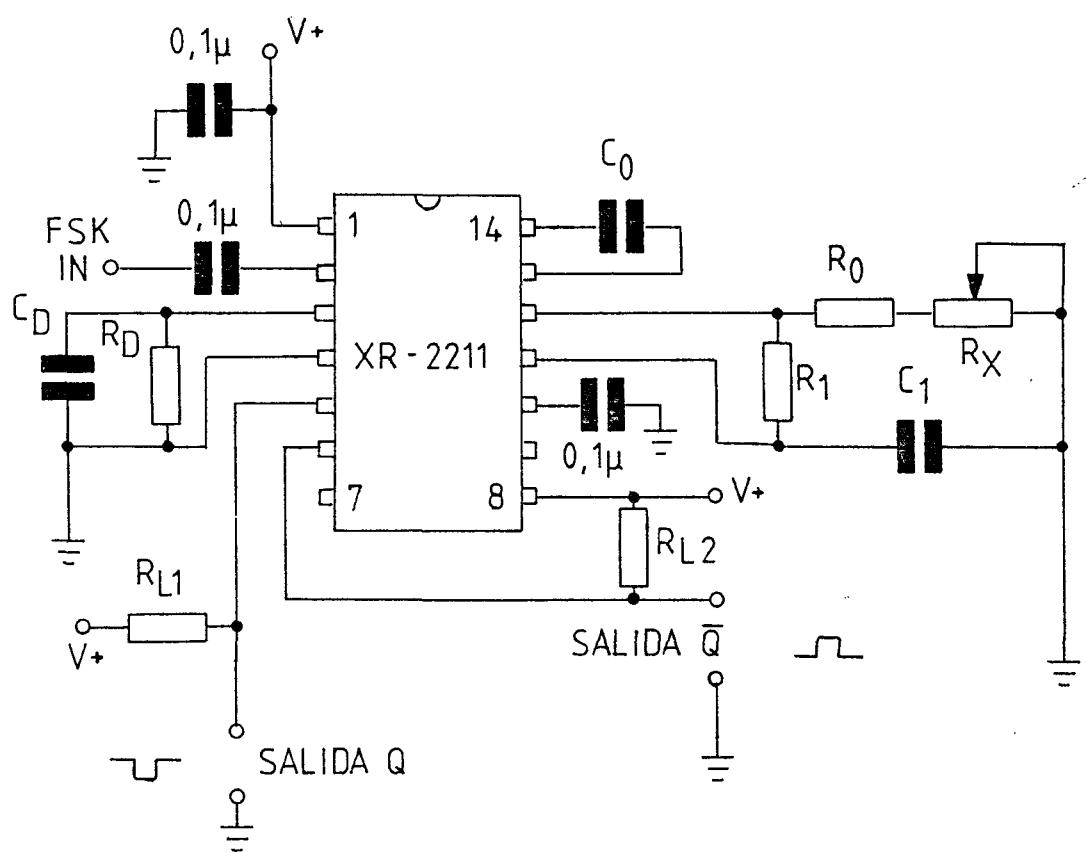


Figura 55. Conexionado como decodificador de tono

Para finalizar este apartado representamos en la figura 56 el esquema eléctrico interno del integrado 2211. En él podemos ver cada uno de los módulos que componen a dicho circuito y comprobar todo el proceso de funcionamiento del mismo.



EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM

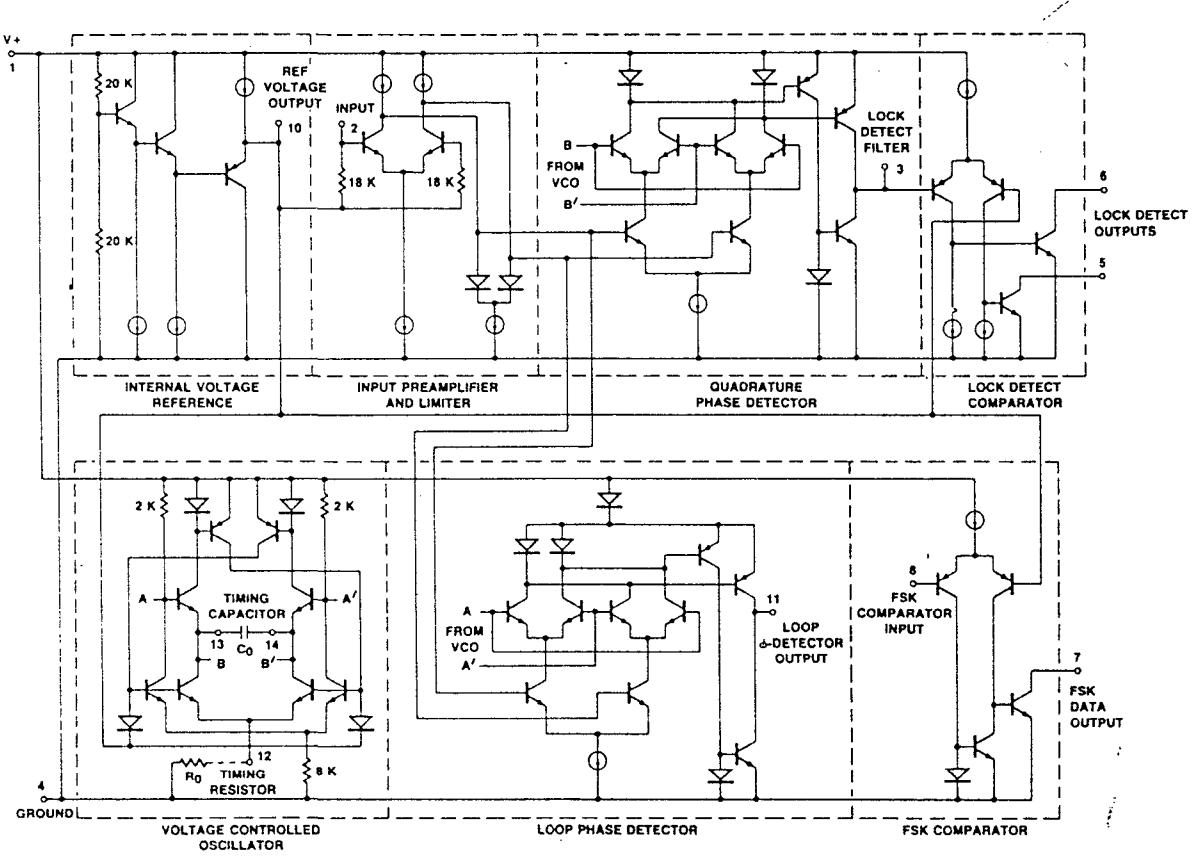


Figura 56. Esquema interno del circuito XR2211



3.5. Ventajas e inconvenientes

En el apartado 3.3.3, dimos un antícpio del problema existente con los Demoduladores (o decodificadores) de RTTY. Todo giraba en torno a las perturbaciones, bien sea por ruido, desvanecimientos, atmosféricos y un largo etc. Desde un principio tenemos los argumentos suficientes para afirmar que los demoduladores clásicos, es decir, los concebidos por filtros activos son siempre más eficaces en esta técnica. Gracias a estos filtros, distribuidos en las primeras etapas funcionando como preselectores, salvábamos señales muy por debajo del nivel de ruido.

Configuraciones como la del State Variable permitían estrechar la banda pasante tanto como queramos. Variábamos el factor de calidad Q con el solo giro de un potenciómetro. Los dispositivos integrados tenían la ventaja de tener una configuración fija, facilidad de sintonía, pocos componentes adicionales y lo más importante, amplio margen de funcionamiento. De igual forma, tienen grandes desventajas; en el supuesto de trabajar en canales exentos de señales interfirentes, funcionaban de forma óptima. Este es el caso de la transmisión de datos por linea, como la telefónica, entre ordenadores. El trafico de frecuencias en la misma es conocida y perfectamente distribuidas. Esto no ocurre a la salida de audio de un equipo receptor; se presentan infinitad de frecuencias y ruidos, cada una de nivel diferente y con carácter aleatorio. Los dispositivos integrados tenían problemas en el rechazo de frecuencias armónicas de la fundamental (f_0) del propio dispositivo.

Por estas razones surge la idea de un demodulador



para RTTY de configuración HIBRIDA, queriendo darse a entender con este término el uso de dos 'tecnologías' de implementación en este tipo de equipos. La etapa pre selectora y limitadora del modelo 'clásico' son aprovechadas para una mejoración de la relación Señal/Ruido, lo que equivaldría a que el integrado demodulador de AFSK trabaje de igual forma que en una linea de transmisión (dos hilos, teléfono, etc). Una vez realizada la relación S/N aplicamos toda la potencia de circuitos como el XR-2211, el NE567 y otros muchos dispositivos para este fin.

No por esto vamos a decir que los sistemas sin etas pas primarias dejen de funcionar; funcionan aunque más inseguras, con más probabilidad de error. Hay modelos constituidos sin preselectores ni limitadores, que no hacen uso de los integradores ni conformadores de onda, sólo empleando el integrado en cuestión. En qué condiciones funcionan estos circuitos sería la pregunta a esperar. Hay emisoras comerciales que transmiten con grandes potencias siendo, por tanto, menos difíciltosas para recibir las. Si a esto le añadimos características selectivas de equipos receptores, los cuales vienen dotados de filtros selectivos variables, el problema quedaría solucionado. El precio a pagar en este caso es infinitamente superior al coste de del mejor decodificador RTTY.



3.6. Cálculo y diseño del decodificador RTTY

3.6.1. Configuración del Decodificador

Hemos visto a lo largo de todo el tema a tratar el procedimiento a emplear para la decodificación o demodulación de señales de radioteletipo. Todos presentan unas ventajas y unos inconvenientes: unos se constitúian por el procedimiento clásico (filtros) que denominamos 'sistema analógico' y el segundo procedimiento importante era el 'sistema digital' que empleaba los últimos avances de la integración aplicada a demoduladores de FSK.

Nuestra intención es el diseño de un demodulador que lo denominaremos HIBRIDO, por tratarse de un sistema que aprovecha las ventajas de los principales modelos intentando conseguir los mínimos inconvenientes.

Lo más interesante era ver como el demodulador era capaz de detectar señales enmascaradas por el ruido, juzgando únicamente con el desplazamiento de la frecuencia y realzando la relación S/N. Esta última se conseguía gracias a las etapas PRESELECTORAS y LIMITADORAS. Nuestro prototipo constará de dos bloques:

- Bloque Analógico: en él se incluyen los amplificadores de señal, el preselector, la etapa limitadora excluyendo siempre la detectora. Con este primer bloque se pretende única y exclusivamente el realce de la relación Señal a Ruido.
- Bloque Digital: éste está constituido por la etapa detectora, conformadora y algún que otro filtro de paso banda. Es de la salida de esta etapa la que llega al micro-



procesador.

La configuración de bloques de nuestro demodulador HIBRIDO se muestra en la figura 57. En ella se puede distinguir perfectamente los dos bloques, correspondiendo el primero al analógico y el segundo al digital.

En la figura 58(!) se representa el esquema prototipo del modelo a calcular correspondiente al bloque analógico. En la figura 59(!) se muestra el correspondiente al bloque digital.

En el bloque analógico predomina, como elemento característico, el amplificador operacional. Con él realizamos todos los filtros necesarios en el preselector al igual que en el demodulador propiamente dicho (bloque digital). El circuito integrado empleado como operacional es el famoso 741, del cual daremos más detalles en lo sucesivo. Como anticipó diremos que el bloque digital se realizará tomando como base el 567 (decodificador de tonos) como veremos.

3.6.2. Cálculo del Bloque ANALOGICO

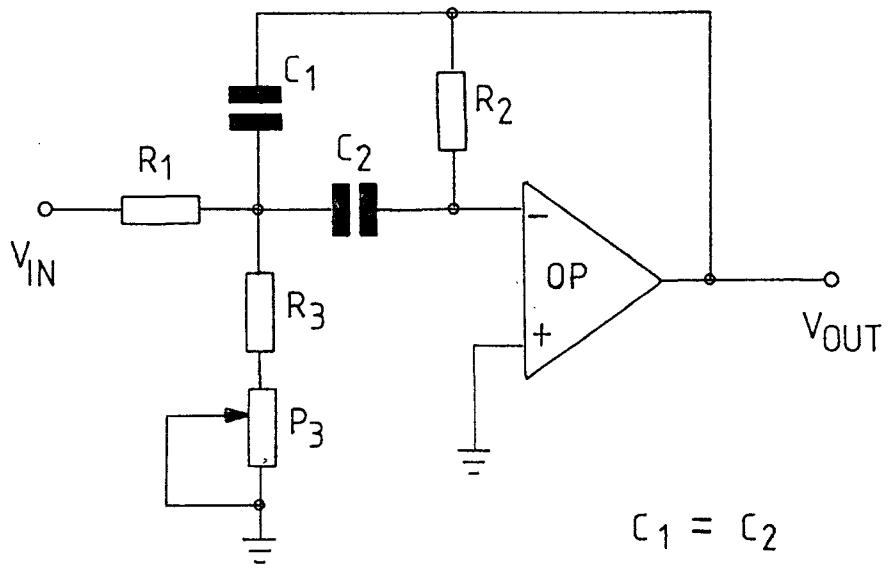
Vamos a establecer, como punto de partida, cuales son los tonos que debemos preseleccionar en la sintonía de nuestra primera etapa:

Marca : 1.275 Hz

Espacio : 1.445, 1.575, 1.700, 2.125 y 2.275 Hz

La configuración básica del filtro selectivo es la siguiente:

(!) Ver Planos APENDICE II



Para la marca:

tomamos un valor típico de C. Por ejemplo 33 nf.

como vimos en un principio: $B = 1,6 \times v$

tomando $v=45,45$ nos queda que $B = 1,6 \times 45,45 = \underline{72,72}$

calculamos ahora: $R_2 = \frac{1}{\pi C B} = 132.642 = \underline{130 \text{ Kohmios}}$

sustituyendo nos queda: $R_3 = \frac{1}{(2 \pi C f_r)^2 R_2} \approx \underline{110 \text{ ohmios}}$

Como del valor de R_3 depende la frecuencia fundamental del filtro la desglosamos en dos con el fin de poder ajustarla mejor. Los valores normalizados serían de 100 ohmios para el potenciómetro de ajuste, mientras que de valor 10 ohmios al resistor fijo.



Nos queda dimensionar la resistencia de entrada R_1 que corresponde a la expresión:

$$R_1 = R_2 / 2v_r$$

Como las señales de audio las tomamos generalmente de una salida auxiliar de BF que tenga el equipo (toma para auriculares), su nivel no es suficiente para el funcionamiento adecuado de la interface. Esto no ocurriría si tomásemos salida del propio altavoz, el cual está conectado a un amplificador de BF. Como pretendemos intervenir lo menos posible en la circuitería del equipo, amplificaremos suficientemente la salida auxiliar para nuestro propósito. Esto lo conseguimos aumentando el valor de v_r .

Cuando asignamos a $v_r = 12$ tenemos que:

Señales de hasta 50 mV de entrada producen:

$$\begin{aligned} V_{out} &= v_r \times V_{in} \\ &= 12 \times 50 \times 10^{-3} = 600 \text{ mV} \end{aligned}$$

Estos 600 mV son más que suficientes para que el limitador trabaje en la zona adecuada. Hay que tener en cuenta que casi siempre tendremos calores superiores a 50 mV. Podemos sustituir y obtener R_1 :

$$R_1 = 130 \text{ K} / (2 \times 12) = 5416,6 \text{ y aprox. } \underline{5K1 \text{ ohms}}$$

De la expresión de R_3 se puede comprobar que variando su valor desde 10 ohmios mínimo hasta 110 ohmios que corresponde al valor máximo, obtenemos valores de f_r den-



tro del rango de frecuencias para marca y espacio:

$$f_r = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_2 R_3}}$$

para $R_3 = 10$ ohmios tenemos que $f_r = 4.209,6$ Hz

para $R_3 = 110$ ohmios tenemos $f_r = 1.275,37$ Hz

Como se comprueba, cubrimos el rango deseado. Por lo tanto, el filtro de espacio tendrá la misma configuración y los mismos valores. La única modificación es que dispondremos de un número igual a las frecuencias seleccionadas de potenciómetros ajustados cada uno a un valor de f_r y conmutados por un selector.

El LIMITADOR es de igual configuración al visto en el apartado anterior. Prescindiremos del cálculo del mismo.

La etapa siguiente SINTONIZADA es de igual configuración que la preselección. La misión de la misma es evitar los armónicos producidos después del limitador, pudiendo introducirse en etapas posteriores.

3.6.3 Cálculo del Bloque DIGITAL

Como anticipamos anteriormente, este bloque se realiza en torno al 567 (decodificador de tono) cuya configuración básica se muestra en la figura 60. La frecuencia central del mismo se calcula gracias a la expresión aproximada:

$$f_o = 1,1/R_1 C_1$$



Para la frecuencia de la marca de 1.275 Hz:

$$R_1 C_1 = 1,1 / 1.275$$

$$= 8,63 \times 10^{-4} \text{ s.}$$

tomando un valor normalizado de $C_1 = 100 \text{ nf}$ queda

$$R_1 = 8.267,45 \text{ ohmios}$$

Tomando un valor típico de 10 Kohmios podemos comprobar que cubrimos todo el margen de frecuencias tanto para la marca como para el espacio. Cumplimos la condición dada por el fabricante de asignar a R_1 valores dentro del margen 2 K a 20 K gracias al valor tomado por C_1 .

Al igual que se hizo en el bloque analógico, podemos conmutar los valores de R_1 para obtener las frecuencias características del espacio.

El valor de C_3 no es crítico. Por tanto, lo podemos dimensionar mediante la fórmula siguiente:

$$C_3 = 260/f_o (\text{uf})$$

Dando a f_o un valor promediado de las frecuencias a las que el 567 debe trabajar, obtenemos un valor típico de aproximadamente 220 nf.

El valor de C_2 fue determinado experimentalmente en el laboratorio. Un valor comprendido entre 47 nf y 100 nf resulta más que suficiente para trabajar con estas frecuencias.

+ V_{CC} 5v.

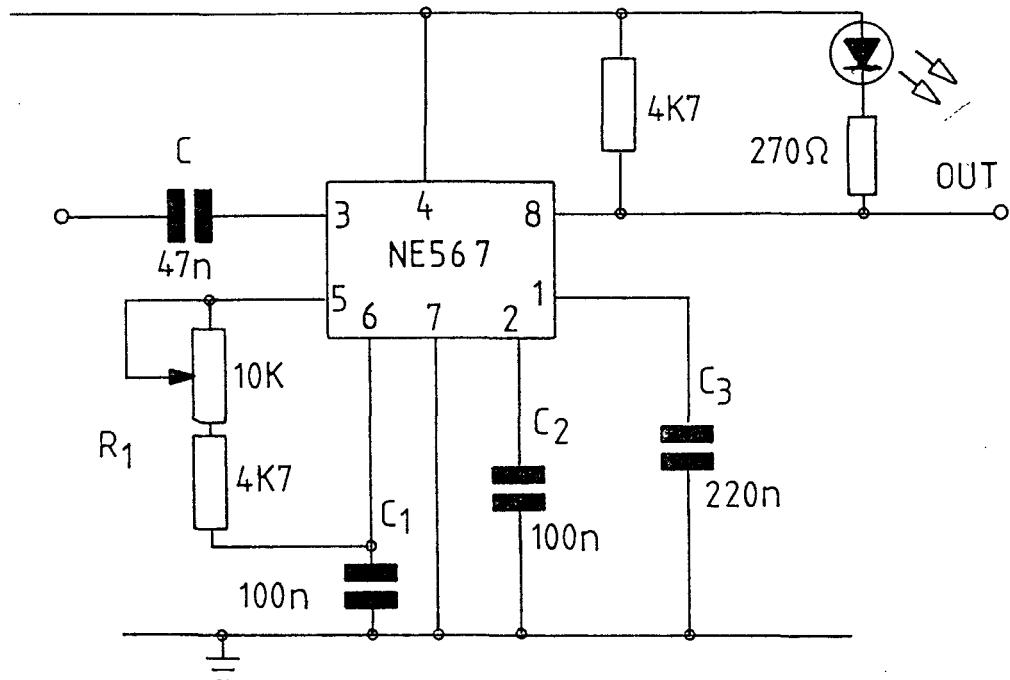


Figura 60 . Configuración básica del 567

Es evidente que la salida del 567 dista mucho del caso ideal. Dado que trabajamos en presencia de ruido y demás agentes perturbadores, las señales cuadradas o rectangulares en el pin 8 van acompañadas de 'picos' de ruido y otros parásitos. El sistema microprocesador puede encontrar problemas en la lectura de los mismos. Lo que haremos es integrar todos los niveles lógicos de salida para luego pasarlos por un comparador referido a una tensión de umbral. Todas aquellas señales que las superen son consideradas de estado 'alto', mientras que las que no, serán de estado 'bajo'. El procedimiento se representa en la figura 61 .

La configuración del integrador es la mostrada en la figura 62. Se realiza por medio de circuitos OTA (amplificadores de transconductancia) dado que son los más ade-

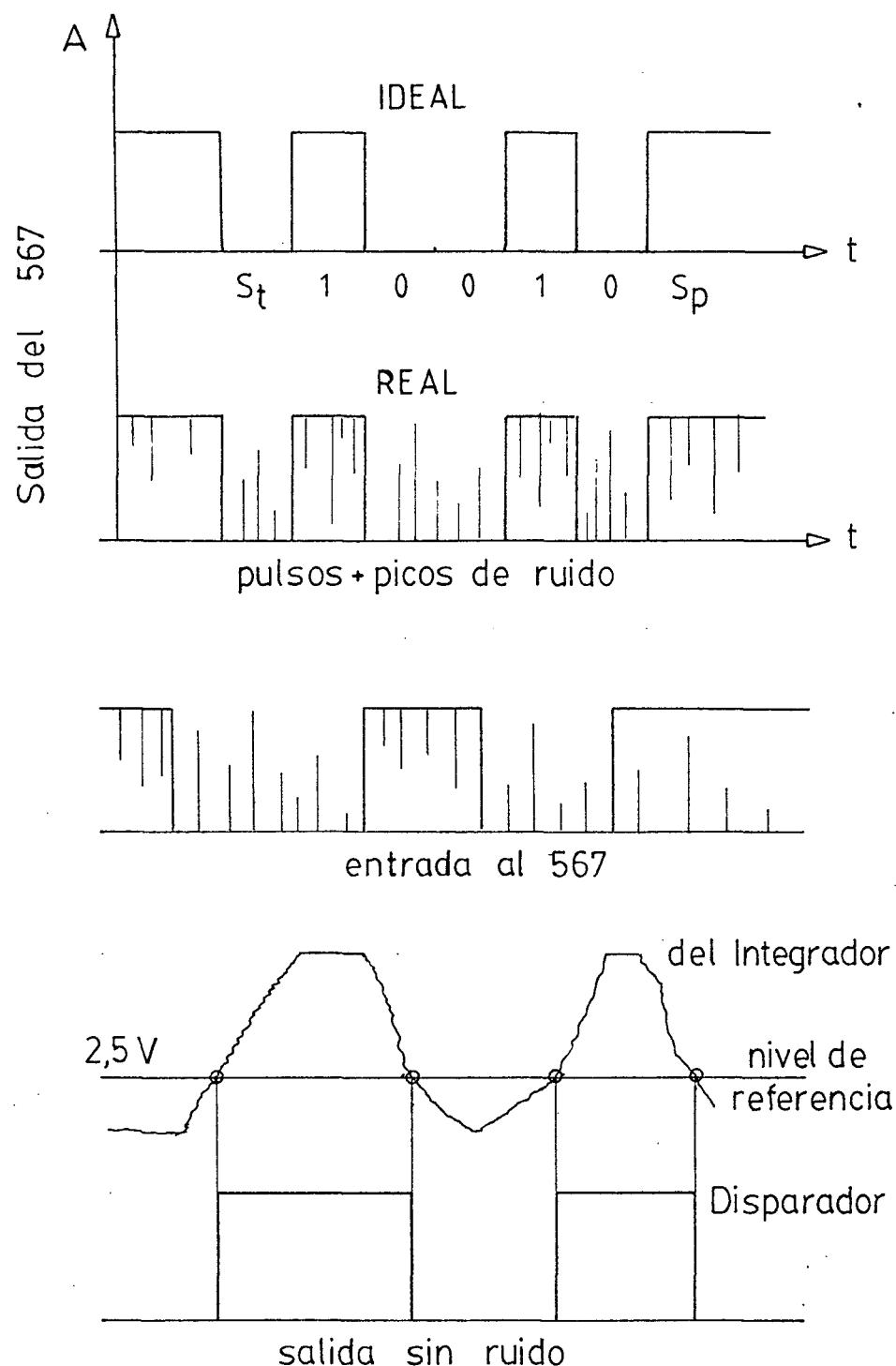


FIGURA 61

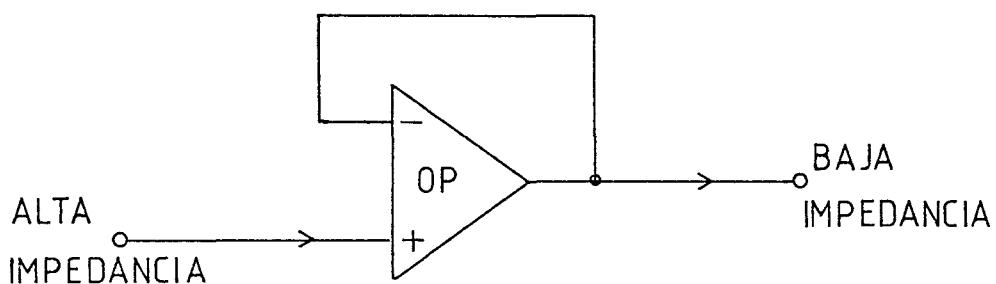


cuados para estos propósitos. La constante de tiempo de la integración viene dada por el valor de R. Esta constante se determinó experimentalmente al valor de 48,4 ms. El nivel medio de la señal de salida se regula a 1/2 de la tensión de alimentación. La tensión de referencia dada, que en nuestro caso será de 2,5 V dado que la alimentación se realiza a 5 Vdc, se lleva al terminal no inversor de dicho operacional. Evitaremos la entrada de corriente al mismo tanto de la tensión de referencia como por la entrada de señal, intercalando resistores de 47 K y 1 Mohmios respectivamente. Este último valor es elevado para que esta etapa no cargue el decodificador 567.

Dijimos que RC determinaba la constante de tiempo del integrador:

$$220 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-9} = \underline{48,4 \text{ ms}}$$

El problema es que al conectar la salida del integrador al disparador de Schmitt sobre cargamos el condensador C, quedando modificada la actividad del integrador. Si empleamos un operacional montado en configuración de SEGUIDOR DE TENSION tenemos una alta impedancia de entrada y muy baja de salida. Las etapas quedan unidas sin sobrecargarse una a otra. La configuración descrita es:



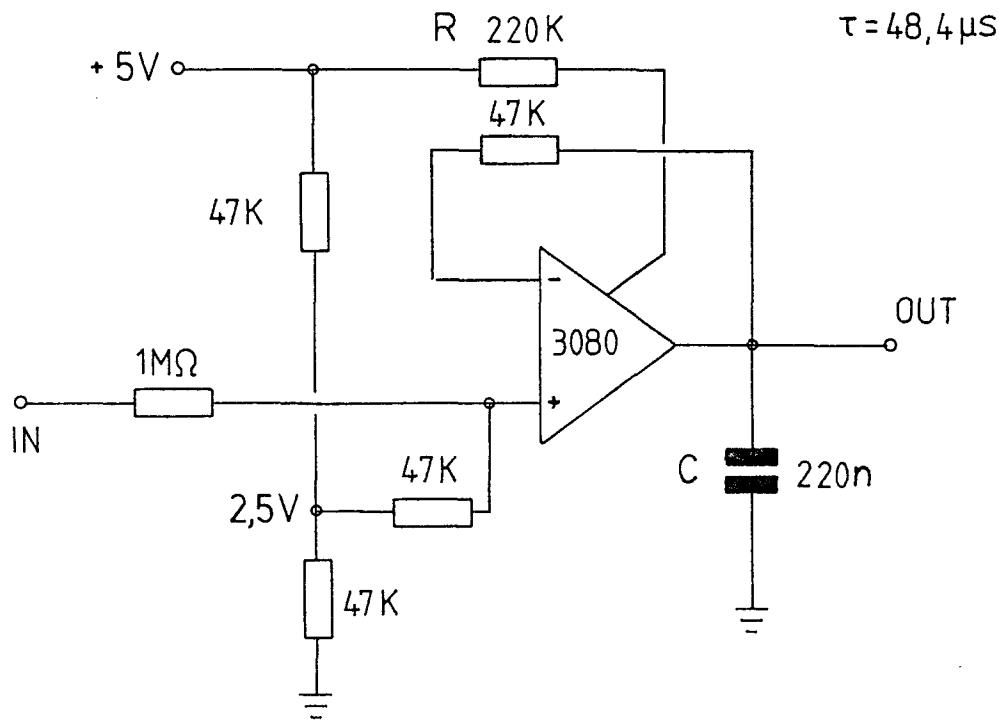


Figura 62. Configuración Integrador OTA

En la figura 63 se representa todo el conjunto que sigue al 567. Incluye el disparador de Schmitt referido a la tensión de disparo de 2,5 voltios.

Proponemos una etapa para la salida del disparador que funciona de acuerdo al siguiente principio: cuando falta una de las señales, bien sea de marca o espacio, la información de teletipo sigue todavía completamente disponible en la otra señal. La señal de espacio está desfasada respecto a la de marca, siendo idénticas en todo lo demás. Si la señal de marca está a nivel lógico alto, la de espacio estará a nivel bajo y viceversa. Como la OR-Exclusiva del circuito de marca, invierte la señal de marca, la salida de la segunda puerta contiene el espacio,

estando ambas señales en fase.

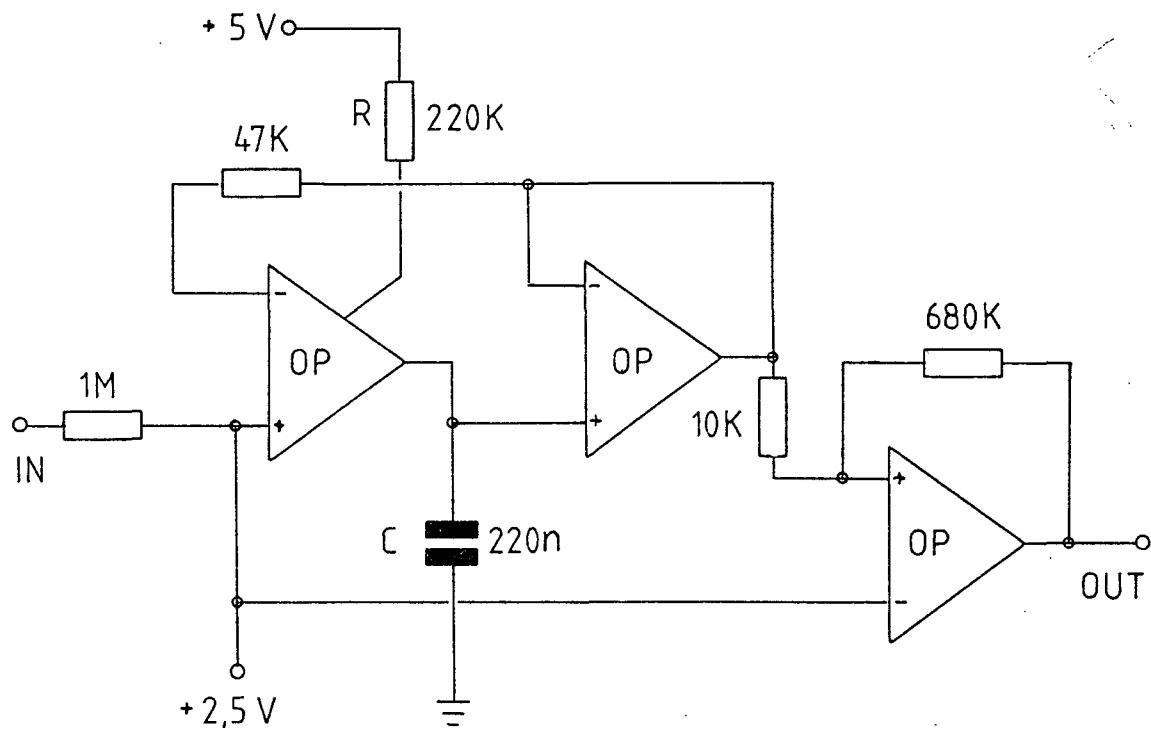


Figura 63. Integrador, Separador y Disparador

En la figura 64 se representa el esquema básico que cumple este propósito. Se incluye un amplificador final que combina ambas señales en su circuito de entrada inversora. Si debido a interferencias, parásitos, etc, desapareciera una de las señales, la señal restante excita dicho amplificador y no tenemos la pérdida de información.

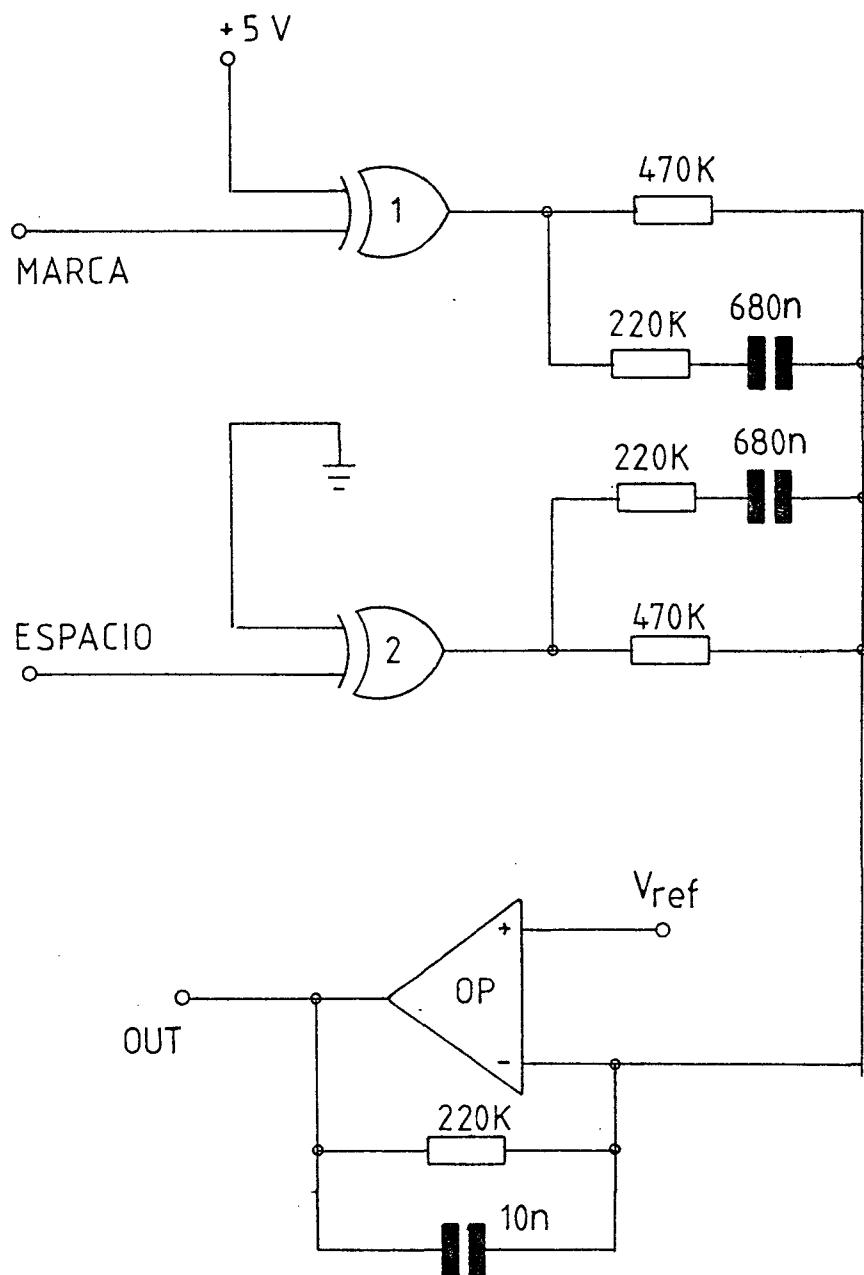


Figura 64. OR-Exclusiva y Amplificador final



3.7. Sintonía del demodulador

3.7.1. Por medio de TRC

Las etapas de selección de las frecuencias características recibidas tienen que ser ajustada con la máxima precisión. El método más efectivo es el empleo de un Tubo de Rayos Catódicos (TRC) al cual le aplicamos, en las placas de deflexión X e Y, las tensiones referentes a las señales recibidas. El punto ideal de conexión es la etapa posterior a la limitadora. En el caso de una correcta sintonía se consiguen dos elipses perpendiculares entre sí que aparecen alternativamente al ritmo de las señales de teletipo, según podemos observar en la fig. 65.

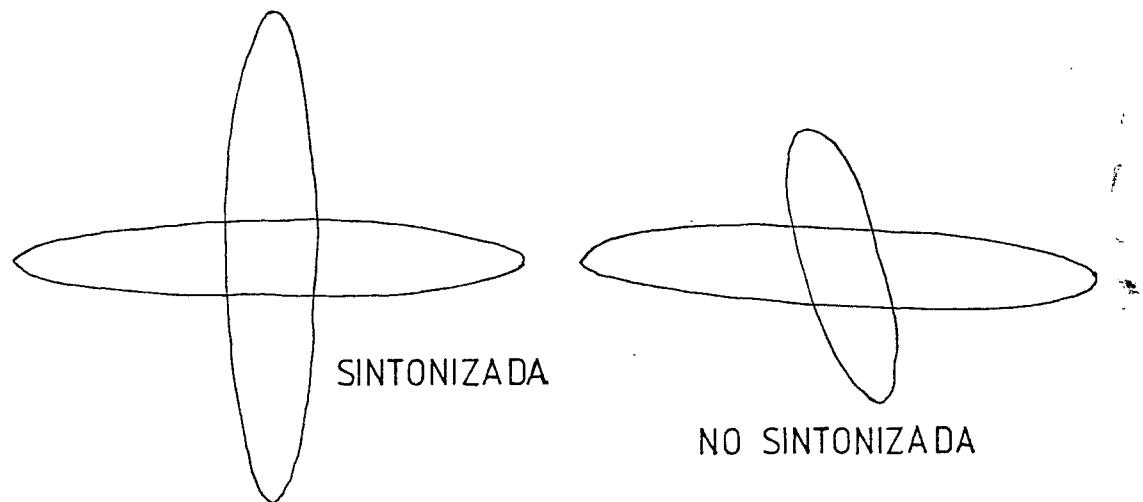


Fig. 65 . Sintonía de señales de teletipo

Obtendremos una deflexión perpendicular menor, correspondiendo a elipses estrechas, cuanto más estrechos sean los circuitos selectivos o cuanto mayor sea el desplazamiento para un ancho de banda determinado.



En la figura 66 se representa un circuito para la sintonía, también llamada osciloscópica, empleando un tubo de rayos catódicos de 3 cm (DH3-91). Los transformadores nos elevan la tensión ya que los niveles de las señales son insuficientes para controlar las placas de deflexión. Estos transformadores tienen una relación de 1:10 en tensión (equivalentes a 1:100 en impedancia) y hacen posible la deflexión sin ningún amplificador vertical ni horizontal. Las tensiones a la salida de los filtros que se introducirán en X e Y deberán tener amplitudes del orden de los 10 Vpp.

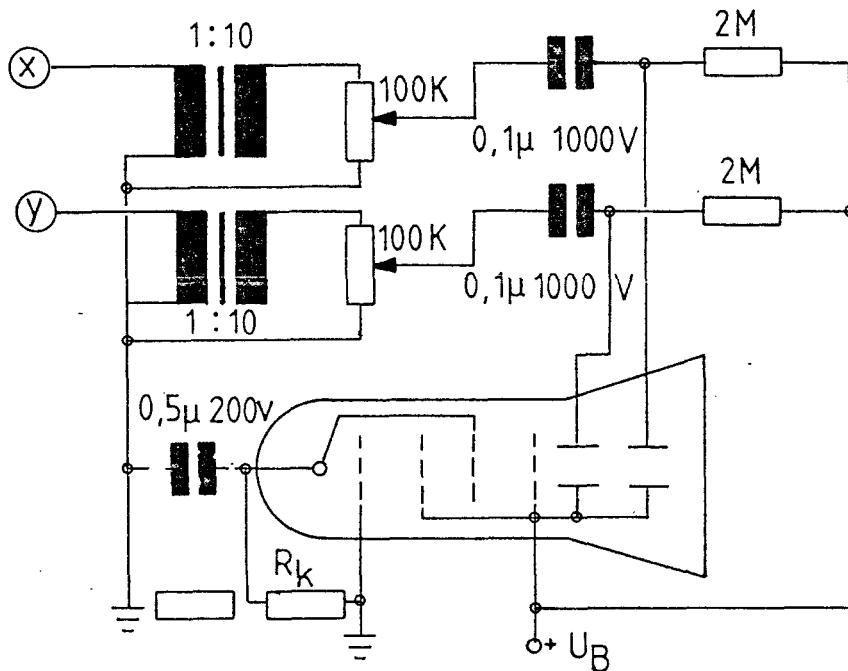
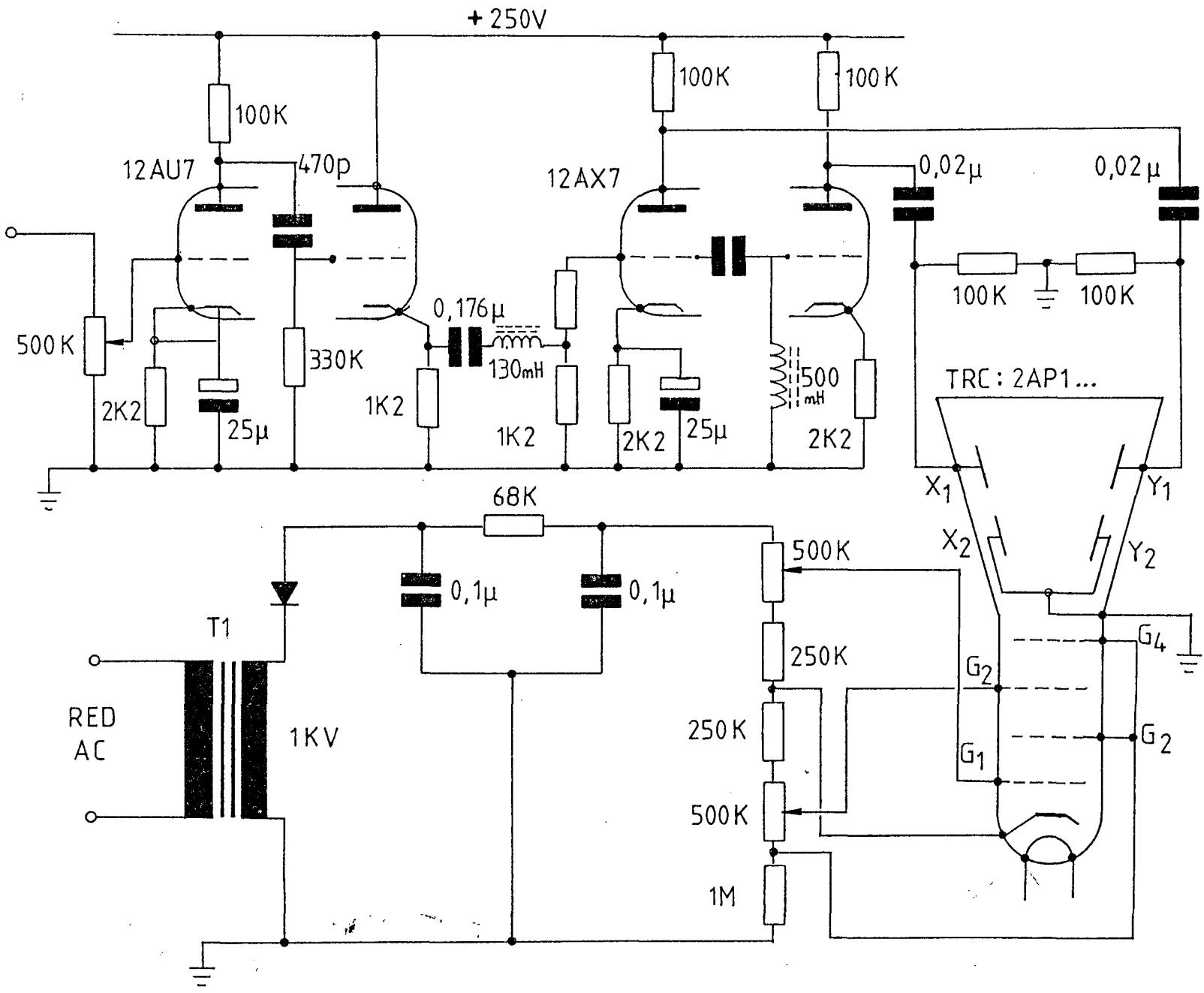


Figura 66 . Sintonía osciloscópica

En la figura 67 se muestra el esquema de un osciloscopio monitor para la sintonía de señales de RTTY. Formado por dos dobles triodos, incorpora su propio amplificador para ambos canales. A diferencia del anterior, éste toma la señal de audio directamente desglosándola en marca y espacio para su posterior representación.

Figura 67 . Osciloscopio sintonizador RTTY





3.7.2. Por medio de instrumento indicador

El circuito de la figura 68 utiliza un medidor de tensión como indicador de la correcta sintonía del demodulador. Se basa en que, de estar bien sintonizado, las señales de marca y espacio aparecerán alternativamente y con igual amplitud en los puntos señalizados con X e Y.

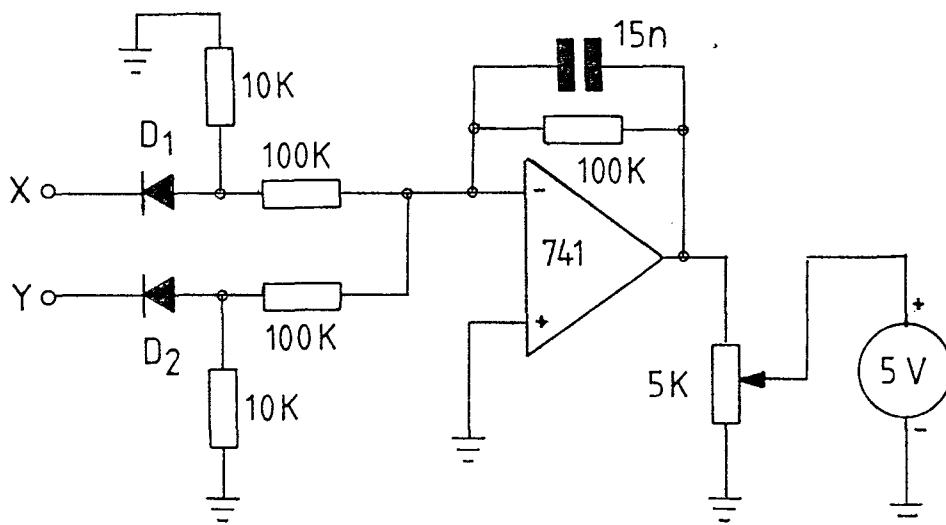


Fig 68. Sintonía por instrumento indicador

Ambas tensiones se rectifican y se hacen llegar al paso bajo aditivo formado por el operacional 741. Cuando tenemos una sintonía perfecta, aparecerá una tensión constante correspondiente a las señales seleccionadas. A continuación se intentará obtener el máximo valor de dicha tensión con la aguja tan quieta como sea posible.

El problema de este sistema es que sólo funciona cuando hay coincidencia entre los desplazamientos entre el emisor y el demodulador. No nos dice nada a cerca de las desviaciones.



4. APLICACIONES EN RECEPCION DE SEÑALES MORSE

4.1. Características de una señal MORSE

De la forma más simple diremos que el MORSE es un sistema de codificación de señales que utiliza combinaciones de puntos y rayas. Las duraciones de estos puntos y rayas están normalizadas a unos valores. Los intervalos entre puntos y rayas deben ser de una longitud inferior al doble de la duración de un punto. Entre dos letras de una misma palabra, la duración de un intervalo es superior al doble de la duración de un punto, pero inferior al cuádruple. Entre dos palabras, la pausa dura el equivalente a cuatro puntos. La figura 69 nos da la representación, un tanto teórica, de las duraciones relativas

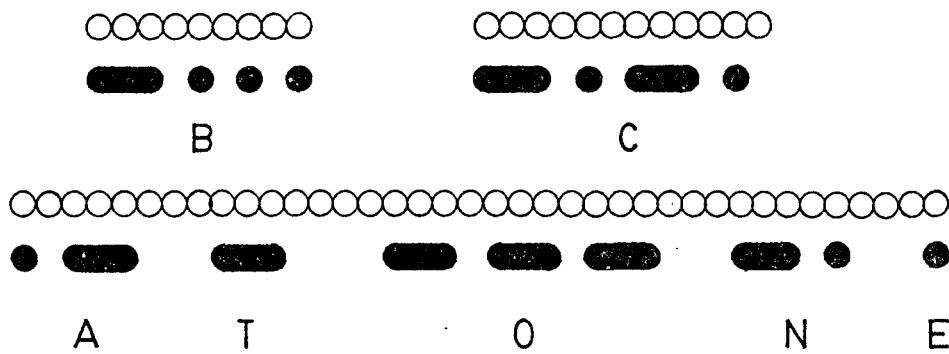


Figura 69

De no repetir en cierto modo las duraciones, no podríamos distinguir por ejemplo entre una letra y otra.

Estos puntos y rayas, para ser transmitidos, se traducen en un tono de audiofrecuencia y cuya duración es



proporcional a la del punto o raya. Dicho tono se envía por un sistema radiotransmisor para que el corresponsal, atendiendo a las duraciones relativas de los mismos, reconstruya el mensaje. No es necesario más extensión en el tema para el posterior desarrollo de la interface decodificadora de MORSE.

Algo muy importante a tener en cuenta es que la telegrafía en código MORSE está sujeta a medidas subjetivas dado que se realiza de una forma manual. Por tanto, no podemos hablar de duraciones absolutas sino relativas. El operador experimentado sabe adaptar su "oído" para reconocer los puntos y rayas en situaciones donde éstas varían constantemente. Podemos decir que cada operador tiene su duración aunque todos mantengan la misma relativa.

A la vista de este planteamiento vemos la tremenda problemática para un ordenador de adoptar tal flexibilidad en reconocer los distintos tiempos. En RTTY esto no ocurría ya que las señales se producían de forma mecánica (circuitos electrónicos) y de acuerdo a unos formatos universales.

Otro de los inconvenientes es que pueden aparecer, y de hecho aparecen, señales parásitas cuyas fuentes pueden ser muy diversas: perturbaciones atmosféricas, interferencias, superposición total o parcial de señales próximas, ruidos, etc. El operador experimentado, como ya se dijo, puede superar estas dificultades reproduciendo el mensaje cuando las señales están muy ocultas en el ruido envolvente.

Con absoluta seguridad podemos afirmar que en esta modalidad de transmisión-recepción el hombre conserva su



supremacía sobre la máquina.

En esta primera parte estudiaremos las posibilidades de un decodificador para señales MORSE de forma que transforme los tonos típicos reproducidos por el altavoz a señales cuadradas que representen los ceros y unos para ser leídos por el ordenador, libre de interferencias y ruidos. Digamos que esta vez realizaremos una interface RTTY para un solo tono y que en lugar de atender al estado de la señal de salida (alto o bajo) nos detenemos en su duración.

La segunda parte se expone en el apéndice correspondiente al final del texto. En él se explican las técnicas que se han de seguir para que por medio de 'software' (programas) leamos, de forma adecuada, las señales tanto de MORSE como de RTTY.

4.2. Decodificadores de señales MORSE

4.2.1. Generalidades

Los tonos de BF utilizados en las señales MORSE no están sujetos a una norma fija. Cada operador sintoniza su estación hasta que perciba un tono de buena calidad y a su vez, que le resulte agradable a su oído. Lo que sí podemos decir es que el tono recibido se elige en el margen de 700 Hz a 1000 Hz. En la transmisión se unifica para que se realicen con un tono de 1 KHz.

Lo más interesante, en un principio, sería filtrar la señal de BF procedente del altavoz para alcanzar unas condiciones de S/N aceptables. En todo el planteamiento restante, nosotros suponemos que la recepción se realiza



para un tono de 1 Khz. Esto siempre podremos conseguirlo variando el mando de sintonía del receptor hasta que la nota quede dentro de la banda de paso de nuestro filtro.

Como nos basaremos en todo el estudio realizado para teletipos, en este punto 4 abordaremos el tema de una forma más directa y sin demostraciones matemáticas.

Una configuración inicial y a modo de ejemplo que se nos ocurre es la de la figura 70. El primer paso consiste en un filtro centrado en 1 Khz. Le seguiría una etapa amplificadora para aumentar el nivel de la señal antes de atacar al detector. Continuaría un disparador de

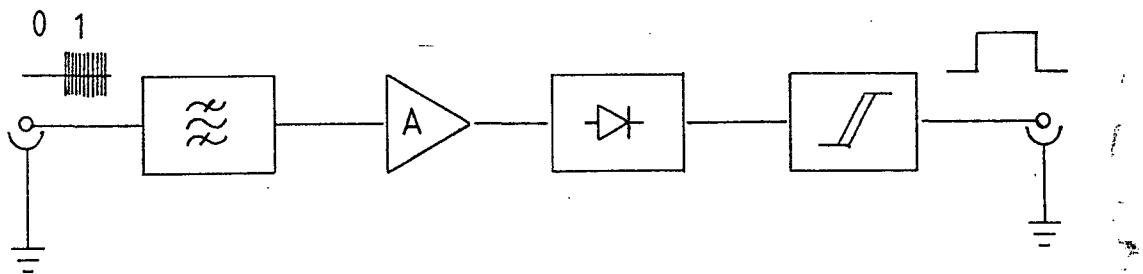


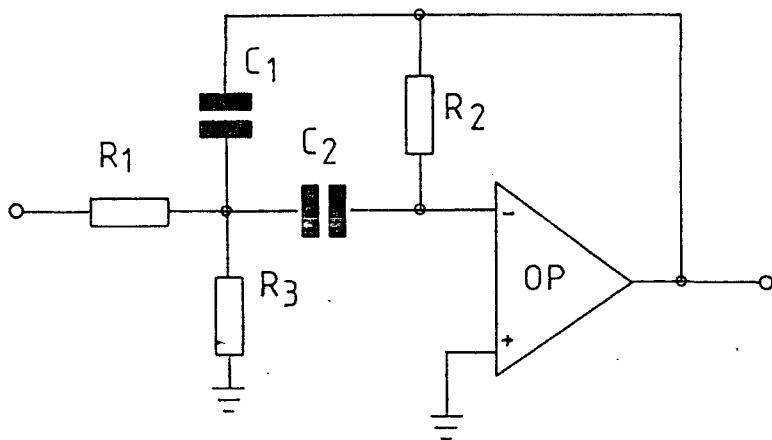
Figura 70

trigger que se encargaría de regular los flancos de la señal convirtiéndola en un pulso rectangular apto para ser leido por un sistema con microprocesador.

Con este primer diagrama vemos el proceso a seguir para llegar a un formato de señal dado. Podemos anticiparnos a decir que este circuito, en la práctica, no funcionaría por razones obvias. No hemos considerado ruido, armónicos, etc, todos esos factores producto de unas condi-

ciones prácticas, que son las reales. Nuestra misión es ahora mejorar este diagrama básico para hacerlo más inmune a los agentes perturbadores antes citados.

El filtro que constituye la primera etapa puede ser del tipo Selectivo Activo, siendo uno de los más apropiados para trabajar a esta frecuencia. Son sencillos de cálculo y ajuste, obteniendo resultados más que aceptables. Digamos que este primer filtro constituiría el PRESELECTOR de nuestra interface decodificadora. La configuración ya vista de este filtro sería:



Asignando a R_3 un valor ajustable, podemos variar la frecuencia de resonancia del filtro al valor del tono deseado. Para evitar los desvanecimientos de la señal, al igual que para obtener la máxima respuesta a la frecuencia del filtro, se dispone de un paso LIMITADOR. Para ello es conveniente amplificar antes la señal con lo que evitamos la atenuación del PRESELECTOR y permitimos que dicho LIMITADOR trabaje en la saturación. Los dos pasos mencionados quedan representados en la figura 71.

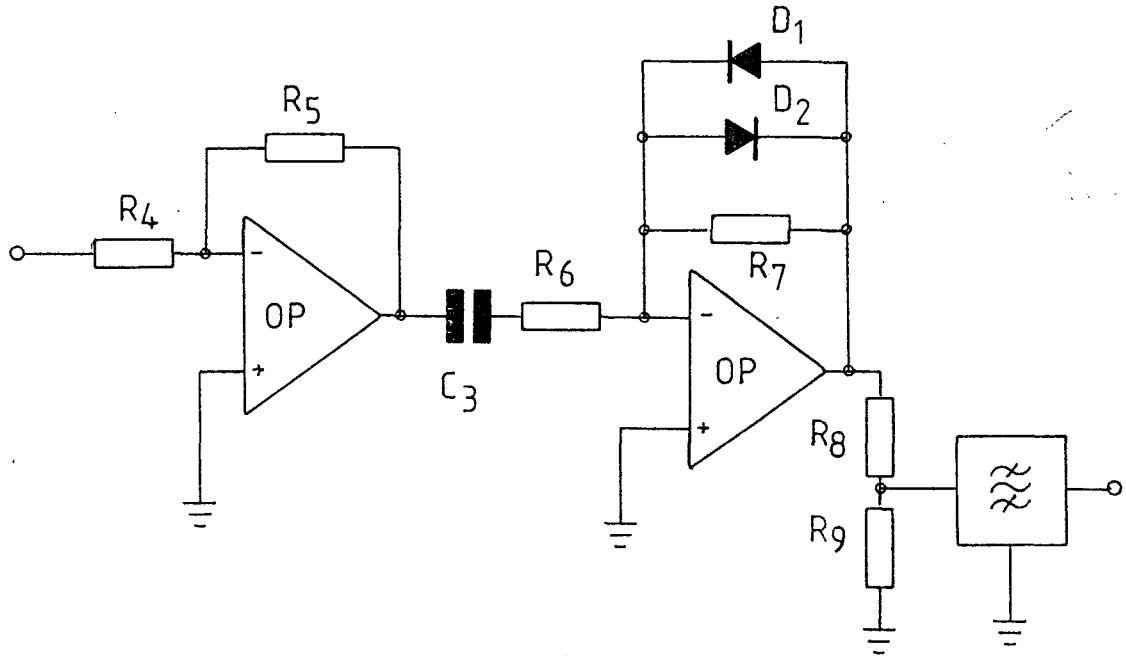


Figura 71

Despues de un paso LIMITADOR se producen armónicos no deseados. Es necesario intercalar otro filtro sintonizado a la frecuencia de 1 Khz con un buen rechazo a las frecuencias no deseadas. Ya es el momento de un DETECTOR, del cual obtenemos casi los puntos y rayas. El problema que nos persigue es que la forma de onda está ligeramente distorsionada, carente de 'forma' adecuada para ser interpretada de forma directa. El DISPARADOR DE Schmitt soluciona este problema de la conformación.

Por último, y para no cargar la salida del DISPARADOR, podemos dotar al circuito de una etapa SEPARADORA o BUFFER de la cual obtenemos la corriente necesaria para pilotar cualquier terminal. Podríamos hacer uso de los FO TOACOPLADORES quedando el terminal aislado eléctricamente de lo que sería la interface sin riesgos de fugas que puden dañar el sistema. En la figura 72 se representan estos últimos bloques del circuito.

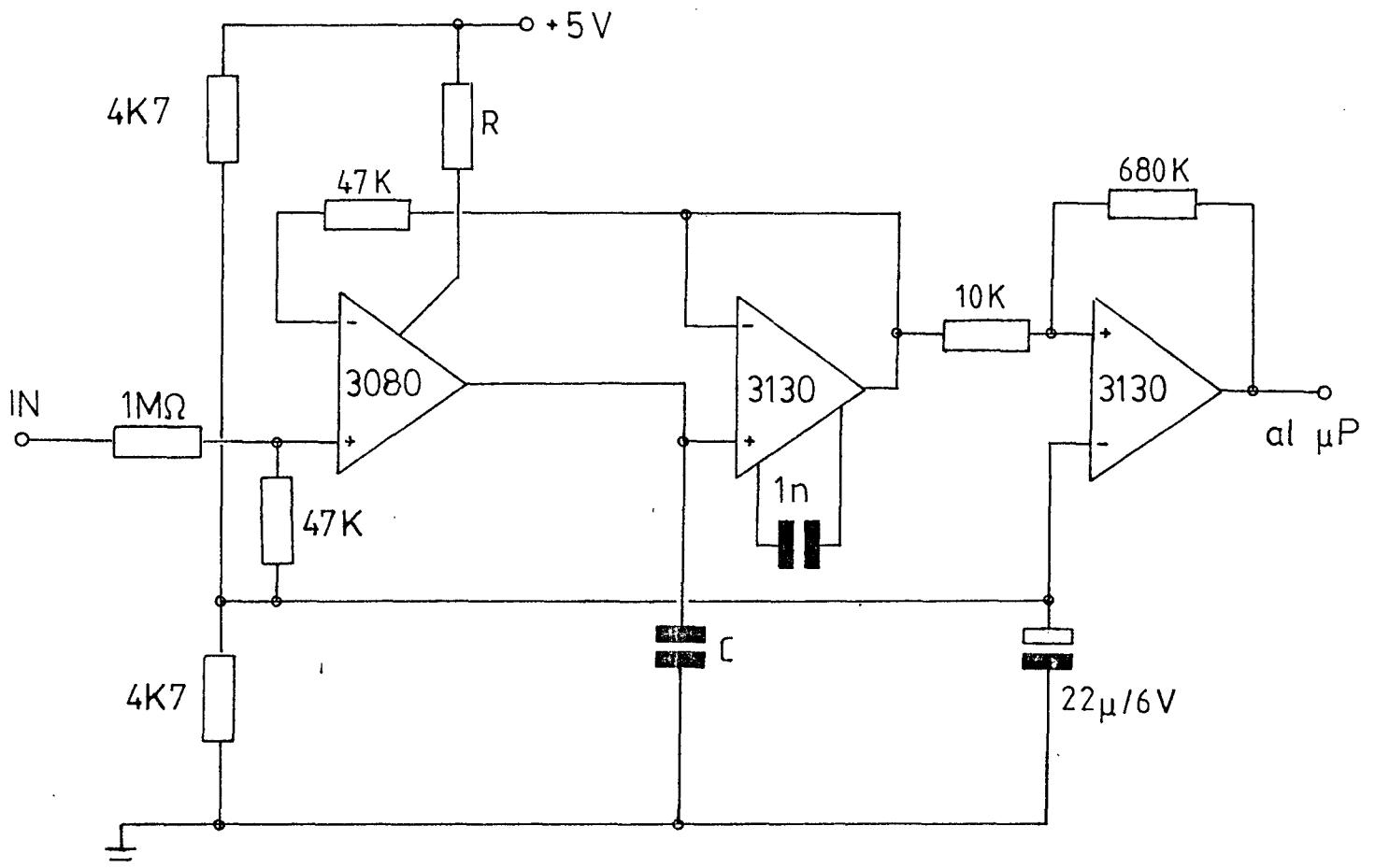


Figura 72





4.2.2. Decodificadores Integrados

En principio sería absurdo repetir el estudio de toda una familia de integrados destinados a la demodulación de FSK, puesto que lo visto para teletipo es perfectamente válido para el caso de señales MORSE. Sólo hemos de tener en cuenta que, en este caso, sólo existe un tono de BF.

Si bien el Software para decodificadores de telegrafía es bastante complejo y siempre sujeto a error, en cuanto a interface se refiere es mucho mas sencillo que las estudiadas para RTTY. Con esto quiero decir que no hacen falta integrados específicos y de complejas estructuras como podía ser el caso del XR-2206, etc, sino que nos valdría un simple detector de tonos como el 567. Podemos sintonizarlo al tono de manipulación MORSE, cuyo valor oscila entre 700 Hz y dotarlo de un conformador de onda en su salida para prevenir parásitos.

No cabe duda que el rendimiento del dispositivo integrado puede ser elevado añadiendo etapas anterior y posterior al mismo. Las etapas anteriores pueden ser simples filtros de característica paso-banda sintonizados a la frecuencia del tono de audio, tomando el conjunto carácter de PRESELECTOR. Al mismo le continuaría de forma imprescindible, el LIMITADOR, en el cual tanto se insistió en apartados anteriores.

Las etapas posteriores adicionales al 567 o similar sería un DISPARADOR SCHMITT, actuando como conformador de señal, con el fin de que los niveles correspondientes a marca y espacio tengan no solo la forma sino el nivel de tensión adecuados, listos para ser interpretado.



En la figura 73 se muestra un decodificador basado en el 567, cuya configuración adquiere un aspecto muy sencillo.

4.2.3. Decodificadores con Filtros

Al igual que lo dicho para RTTY, el decodificador MORSE íntegramente constituido por filtros activos es el método más eficaz. Podemos obtener un factor de calidad tan elevado como queramos aumentando las prestaciones del circuito. Este tipo de decodificadores resultan un tanto más complicados en cuanto a diseño se refieren. De igual forma, requieren un ajuste para que puedan ser sintonizados en el punto de trabajo requerido.

En nuestro caso, nunca emplearemos sistemas pertenecientes a un grupo, sino siempre de forma mixta según se vio en el punto anterior. Se trata del dispositivo integrado con elementos anteriores y posteriores.

4.3. Generadores para MORSE

El tono de una señal telegráfica oscila alrededor de 1000 Hz. Un valor muy típico son 700 Hz, siendo este totalmente arbitrario.

La mayoría de los transceptores, por no decir todos, van provistos de un oscilador a la frecuencia próxima a 1000 Hz y una entrada de manipulación, señalada como KEY (llave o manipulador). Generalmente esta entrada es activa a nivel bajo, lo que quiere decir que poniendo a masa la misma emitimos un tono de frecuencia dada. Esto sirve para operar en MORSE (CW). La figura 74 propone la solución tanto si el equipo dispone de entrada KEY como si

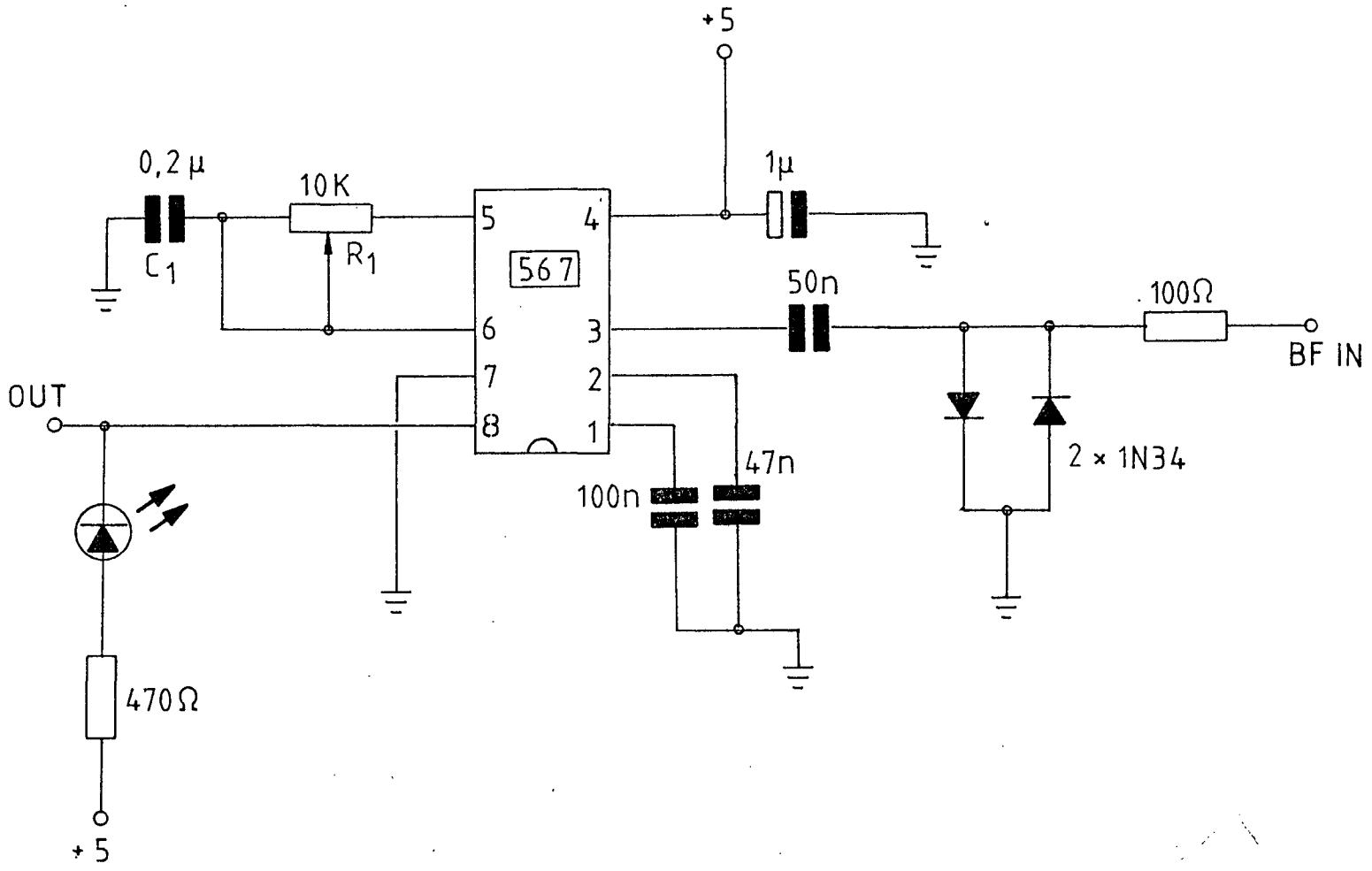


Figura 73



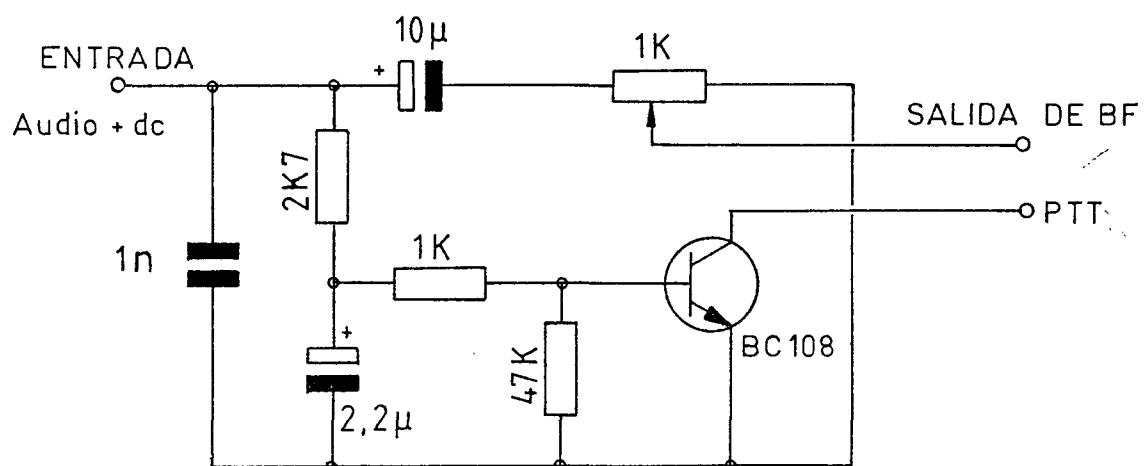


Figura 74a. Esquema del VOX -Control

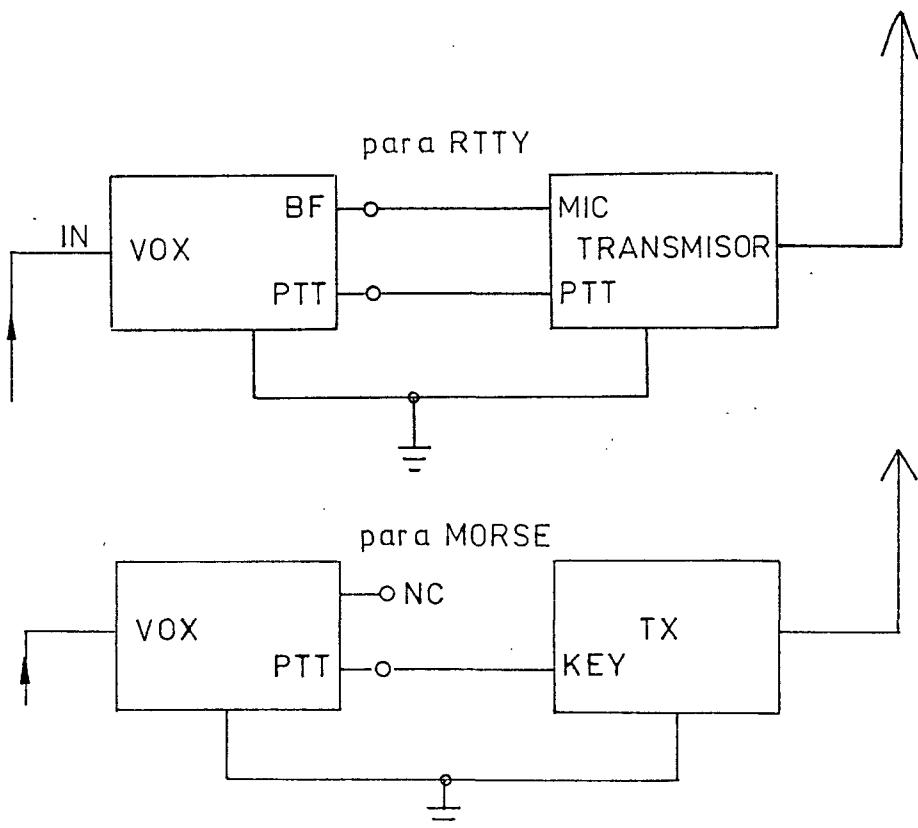
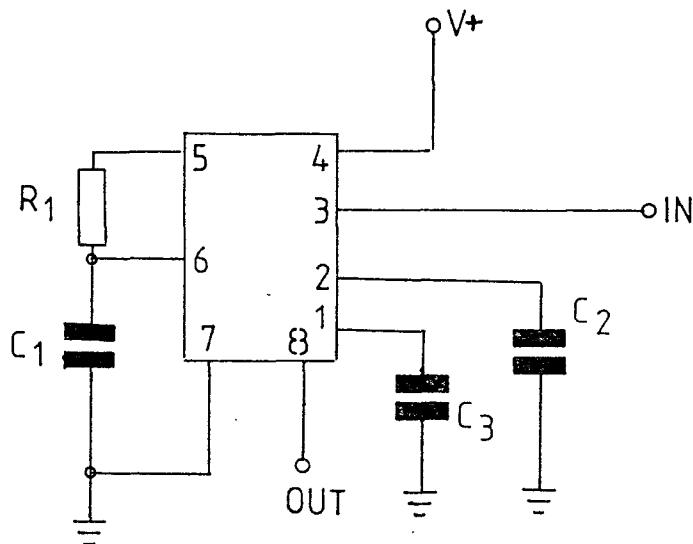


Figura 74b. Formas de interconectar el circuito VOX - Control

no. En cualquiera de los casos hace uso del llamado VOX CONTROL para que de forma automática active el transmisor en el momento de enviar una marca. En dicha figura propongo un modelo propio de circuito VOX para este fin.

4.4. Estudio y Cálculo del decodificador MORSE

El corazón del prototipo es el integrado detector de tonos 567. Su configuración es la mostrada a continuación al igual que el cálculo de la frecuencia resonante. Se calculará para una frecuencia de 1 Khz aproximadamente.



Como vimos, la frecuencia de salida va de acuerdo a la expresión:

$$f_0 = 1.1 / R_1 C_1$$

como $f_0 = 1000$ Hz tenemos que:

$$R_1 = 22 \text{ K}$$

$$C_1 = 47 \text{ nF}$$



El valor de R_1 queda desglosado en uno fijo y otro variable que nos permita correjir para obtener la detección a 1 KHz. Quedaría:

$$R_{1A} = 12 \text{ K}$$

$$R_{1B} = 10 \text{ K} \quad (\text{pot. ajuste lineal})$$

A este circuito base le antecede un Preselección, un Amplificador y un Limitador. Asignando valores a los expuestos en el apartado 4.2.1. anterior, tenemos que:

el filtro selectivo toma valores:

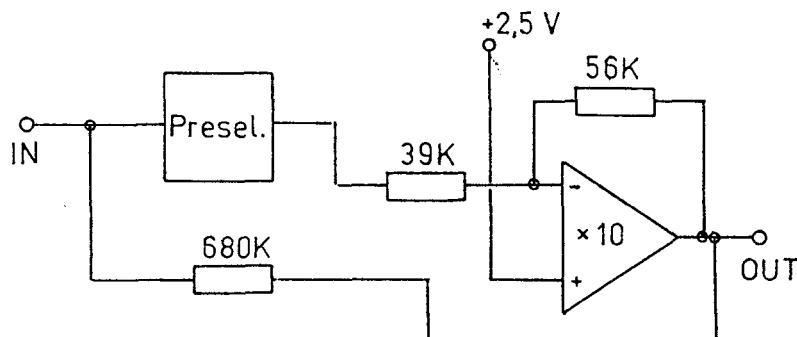
$$C_1 = C_2 = 27 \text{ nF}$$

$$R_2 = 39 \text{ K}$$

$$R_3 = 680 \text{ R}$$

$$R_1 = 22 \text{ K}$$

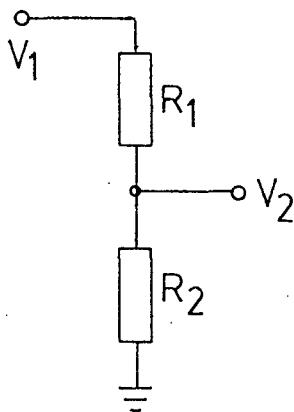
El amplificador que continua amplifica por 10 las señales provenientes del filtro selectivo PRESELECCION. Dado que la ganancia debe ser 10 (como valor suficiente para que trabaje correctamente el limitador), tenemos:





La estapa siguiente es la Limitadora, por medio de diodos en antiparalelo conectados en el bucle de realimentación de un amplificador operacional. Los valores de los componentes pueden ser similares a los propuestos en 4.2.1.

A la salida tendremos una señal limitada a 600 mV pico a pico. En el apartado 3.4.1 estudiamos las características del detector de tonos 567. Vimos que la máxima inmunidad al ruido la obteníamos por una parte reduciendo el ancho de banda o bien haciendo que la señal de entrada sea siempre inferior a 200 mV. Tendremos en cuenta este último aspecto ya que es el más sencillo; será suficiente un divisor resistivo:



$$V_1/V_2 = (R_1 + R_2)/R_2$$

$$\text{asignando valores: } R_1 = 10 \text{ K}$$

$$R_2 = 4K7$$

y como $V_1 = 600 \text{ mV}$ tenemos que:

$$V_2 = 600/3,127 = 191 \text{ mV}$$

asegurándonos de esta forma que no sobrepasará nunca los 200 mV recomendados por el fabricante.

Esta señal se introduce, a través de un condensador para eliminar cualquier tensión continua superpuesta, por el terminal 3 del 567, cuya configuración básica se mostró al inicio de la pregunta. De dicha configuración



queda por dimensionar C_2 y C_3 . Tenemos que:

$$C_3 = 2C_2 \quad \text{y} \quad C_2 = 130/f_0 \text{ (uf)}$$

que son los valores para trabajar con una velocidad de conmutación relativamente alta. Como $f_0 = 1\text{KHz}$:

$$C_2 = 130/1000 = 0,13 \text{ uf} = 130 \text{ nf}$$

$$C_3 = 2C_2 = 2 \times 130 = 260 \text{ nf}$$

y que asignando valores normalizados nos queda:

$$C_2 = 120 \text{ nf} \quad :: \quad C_3 = 270 \text{ nf}$$

Siguiendo el procedimiento descrito, el integrador OTA tendrá la misma configuración que la empleada en el Decodificador de RTTY, con la única diferencia de su constante de tiempo.

El valor práctico de esta constante en el caso de RTTY era de 48 ms. En el caso de señales morse, dado que la velocidad es mucho menor, la constante de tiempo también lo será. En el caso particular tenemos que:

$$\tau = R \cdot C \qquad \qquad R = 1 \text{ M}$$

$$= 470 \cdot 10^{-3} \text{ s.} \qquad \qquad C = 470 \text{ nf}$$

$$\tau = \underline{470 \text{ ms}}$$

Con este valor, las variaciones entre los niveles lógicos quedan deceleradas lo suficiente como para eliminar los picos de ruido adjuntos a la señal telegráfica morse. El principio de actuación de este último blo-



que podemos recordarlo con la figura 61.

La salida está lista para ser leída por un sistema
up bien directamente o a través de fotoacopladores, etc.

4.5. Ventajas e inconvenientes

Un poco este apartado sería la repetición del equi
valente anterior. Concebíamos los decodificadores Morse
de acuerdo a un sistema analógico y a otro digital. El
primero de ellos contiene todos aquellos decodificadores
morse que hacen uso exclusivo de filtros activos para
realizar la demodulación. A pesar de todo, este es el
sistema más eficaz para estas aplicaciones resulta un
poco más laborioso en cuanto a realización entre otras
cosas por sus ajustes. No es este el caso de los decodi
ficadores concebidos por medio de C.I., los cuales son
ligeramente menos eficaces pero si más fáciles de dise
ño.

Para estas aplicaciones hemos preferido usar deco
dificadores de tono tales como el 567, dado su facilidad
de diseño y los pocos componentes externos para su pola
rización y funcionamiento.



5. FUENTES DE ALIMENTACION

5.1. Generalidades

Como vimos en puntos anteriores, la estabilidad de los circuitos, tanto generadores como demoduladores, de AFSK radicaba no sólo en la temperatura sino en las fluctuaciones de la fuente de alimentación. Cualquier deriva de la misma repercutiría en su frecuencia característica.

Actualmente existen circuitos integrados REGULADORES de tensión con una estabilidad considerable aún con fuertes variaciones de tensión a su entrada. Prescindiremos de todas aquellas fuentes de alimentación que sean reguladas por motivos bastante importantes. Todas las fuentes reguladas llevan mecanismos compensadores externos; dado que dichas fuentes trabajan cerca de los emisores de RF, el propio Campo Eléctrico puede producir alteraciones en las tensiones de referencia de dicha fuente y dispararse a valores superiores de una forma incontrolada. Emplearemos fuentes de magnitud fija y fuertemente estabilizadas.

Tendremos especial interés en el rizado a la salida de la misma.

El generador y demodulador (decodificador) de RTTY precisa de tres tensiones de alimentación. Una de +5 V y otra de 12 voltios simétrica, es decir de ± 12 voltios. Esta última es necesaria para el preselector, con el fin de que trabaje con mayor margen dinámico.

A continuación desarrollaremos la fuente simple y luego la simétrica. Todos los cálculos necesarios serán expuestos en el apartado correspondiente.



5.2. Fuentes simples

A excepción del módulo analógico del demodulador de RTTY, todo se alimenta con una tensión fija de 5 voltios. Por lo tanto, debemos distribuir la tensión del transformador.

Necesitamos 5 Vdc y 300 mA aproximadamente. El transformador será de:

$$W = V \cdot I = 5 \times 300 \cdot 10^{-3} = 1,5 \text{ VA (vatio)}$$

Si tenemos en cuenta que el modelo normalizado es de

12-0-12 ; 2 VA

el cual puede ser conectado en paralelo obteniendo:

12 Vac ; 4 VA

A la salida del puente rectificador tenemos:

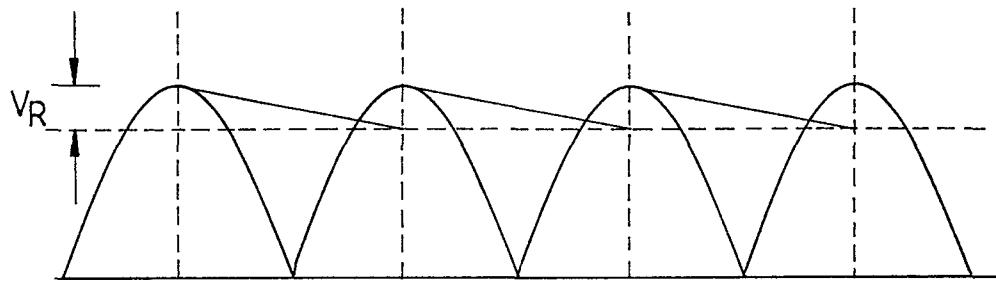
$$V_{RECT} = V_p - 1,4$$

$$= (V_{rms} \times 1,4) - 1,4$$

$$= 15,4 \text{ Voltios}$$

Todos los reguladores necesitan como mínimo 2,5 voltios más de su tensión de regulación. Un regulador de 5 voltios necesitaría una tensión a su entrada de 7,5 voltios como mínimo. El regulador empleado sería el denominado LM7805.

En la gráfica que se muestra a continuación representamos el valor V_R .



Dicha tensión la calculamos según

$$V_R = 15,4 - 7,5 = 7,9 \text{ voltios}$$

según el resultado anterior podemos calcular el condensador de filtro de acuerdo a la expresión:

$$C = \frac{t I}{V_R}$$

donde t es el periodo del voltaje de pico a la salida del puente rectificador. La frecuencia de la red es de 50 Hz con lo cual, a la salida del rectificador tendremos una frecuencia de 100 Hz. Según esto, tenemos que el valor de t es:

$$t = 1/f ; t = 1/100 = 0,01 \text{ seg.}$$

con lo cual el condensador toma el valor:

$$C = \frac{0.01 \times 300 \cdot 10^{-3}}{7,9} = 380 \text{ uf}$$



valor que aproximaremos al normalizado. La tensión de trabajo del mismo la calculamos:

$$T_C = V \times 1,4 = 12 \times 1,4 = 16,8 \text{ voltios}$$

que después de normalizar tenemos que:

$$C = 470 \text{ uf} / 25 \text{ voltios}$$

Para el puente son necesarios diodos como el tipo 1N4001, capaz de soportar una tensión de 50 voltios bajo una intensidad de 1 amperio. La fuente queda representada en la figura 75 .

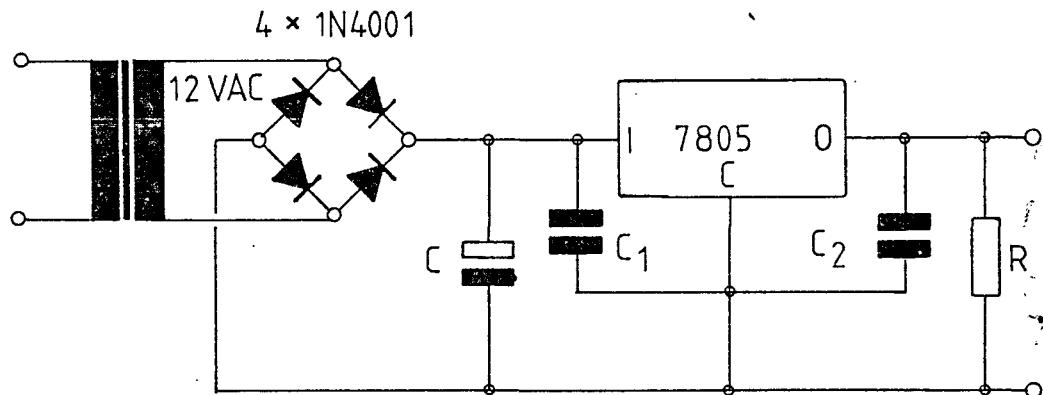


Figura 75. Alimentador de +5 VDC

Los condensadores C_1 y C_2 evitan la oscilación del integrado regulador. Por lo tanto deberán montarse tan cerca del regulador como sea posible. No son de valor crítico, aunque el fabricante de uno estandar. El resistor de salida (4K7) evita que el circuito quede trabajando en vacío. Cortocircuita la salida a un valor de 1,064 mA.



5.3. Fuente simétrica

En este caso emplearemos un regulador para tensiones negativas. El cálculo es análogo al anterior.

Transformador estandar de 15-0-15 / 300 mA

$$\begin{aligned}V_{RECT} &= V_p - 1,4 \\&= (V_{rms} \times 1,4) - 1,4 \\&= 15 \times 1,4 - 1,4 \\&= 19,6 \text{ voltios}\end{aligned}$$

$$V_R = 19,6 - 15 = 4,6 \text{ voltios}$$

$$\begin{aligned}C &= t \cdot I / V_R \\&= 0,01 \times 0,3 / 4,6 = 652 \mu\text{f}\end{aligned}$$

que tendrá un valor estandar de 1000 μf / 25 V.

El puente rectificador puede ser el W005 de 50 V 1 Amperio o similar.

La configuración de la fuente queda representada en la figura 76 .

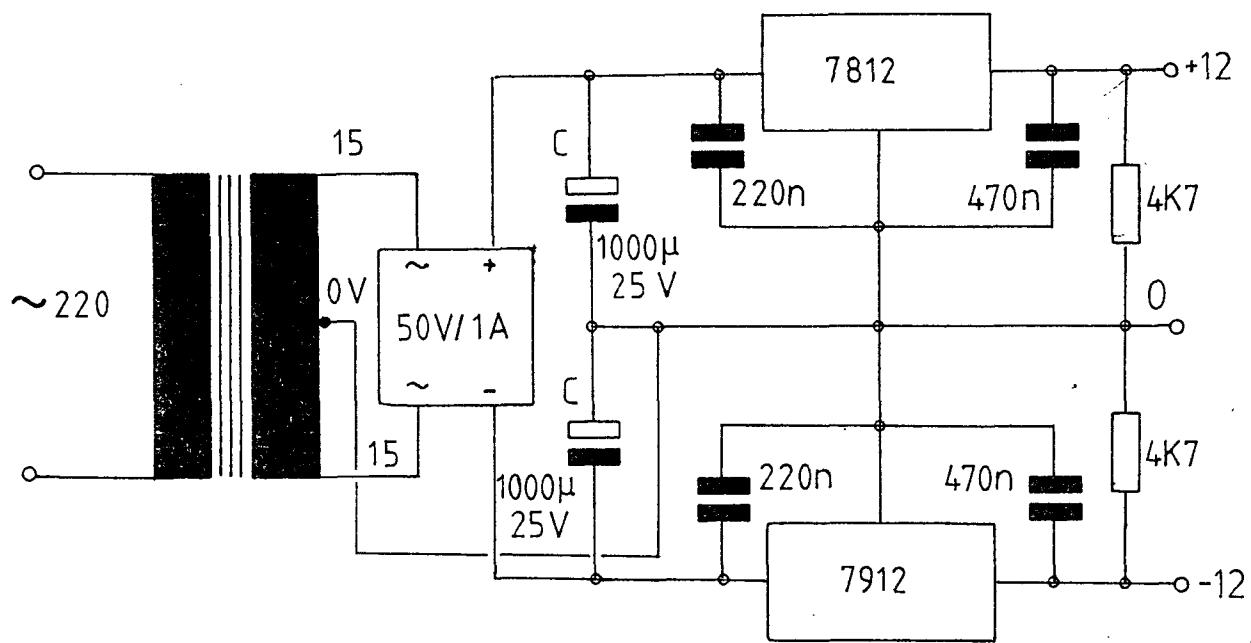


Figura 76 . Fuente simétrica



BIBLIOGRAFIA

- PRINCIPIOS DE LAS COMUNICACIONES ELECTRONICAS
por M. Mandl, Editorial Marcombo

- RTTY PARA RADIOAFICIONADOS
por H.J. Pietsch, Editorial Marcombo

- TEORIA DE COMUNICACION
por B.P. Lathi, Editorial Limusa

- SISTEMAS DIGITALES Y ANALOGICOS
por A. Papoulis, Editorial Marcombo

- FILTROS ACTIVOS
por Paul Bildstein, Editorial Paraninfo

- THE BIFET DESIGN MANUAL
de Texas Instruments

- AMPLIFICADORES OPERACIONALES
por García López y Gutierrez Iglesias, Editorial Paraninfo

- MODEM DESIGN HANDBOOK
manual EXAR

- RADIO HANDBOOK
por W.I. Orr, Editorial Marcombo

- COMMODORE 64
manual del usuario



- CIRCUITOS ELECTRONICOS: ANALOGICOS I
Apuntes de ETSIT de Madrid

- TRANSMISION DE LA INFORMACION
por Mischa Schwartz, Editorial Hispano Americana S.A.

- MANUAL DEL RADIOAFICIONADO MODERNO
varios autores, Editorial Marcombo

- RS DATA SHEET
hojas de datos de la casa RS

- CQ RADIO AMATEUR
edición española, números sueltos. Editorial Marcombo



GLOSARIO DE TERMINOS

α	cte proporcionalidad del Demodulador
AFSK	mod. por desplazamiento de freq. audio
AM	modulación en amplitud
A_m	amplitud de la señal
A_{st}	amplitud señal perturbadora
A_n	amplitud señal útil
B	ancho de banda
BLD	doble banda lateral
BLS	banda lateral superior
BLI	banda lateral inferior
BF	baja frecuencia
C	velocidad en bit/seg.
C_n	coeficiente serie Fourier
$e_d(t)$	señal útil
FM	modulación en frecuencia
FSK	modulación por desplazamiento de frecuencia
$f(t)$	señal información
f_M	frecuencia de la marca
f_S	frecuencia del espacio
f_T	frecuencia transmisión
θ_n	fase de Fourier
m_{AM}	coeficiente de modulación en AM
m_f	índice de modulación FM



N_i	potencia ruido entrada
N_o	potencia ruido salida
$n(t)$	señal ruido
Pot _{FM}	potencia en FM
RF	radio-frecuencia
RTTY	radio teletipo
S_t	bit de arranque
S_p	bit de parada
$S_i(x)$	función tabulada sinc
$S_{n_o}(w)$	espectro densidad de potencia salida
$S_{n_s}(w)$	espectro densidad de potencia entrada
$S_n(w)$	espectro densidad de potencia ruido
S_{FM}	factor de perturbación en FM
S_i	potencia señal entrada
S_o	potencia señal salida
$S_o(t)$	señal salida del demodulador
TTY	teletipo
t_r	tiempo de respuesta
τ	constante de tiempo
TRC	tubo de rayos catódicos
$u(t)$	pulso rectangular
v	velocidad de transmisión
v'	velocidad de transmisión efectiva
V	carácter/minuto



w	frecuencia o pulsación
W	velocidad en palabras por minuto
w_c	frecuencia portadora
w_i	frecuencia instantanea
Δw	desviación de frecuencia
w_m	frecuencia señal moduladora
T	duración de un elemento
T_z	duración de un caracter



APENDICE I :

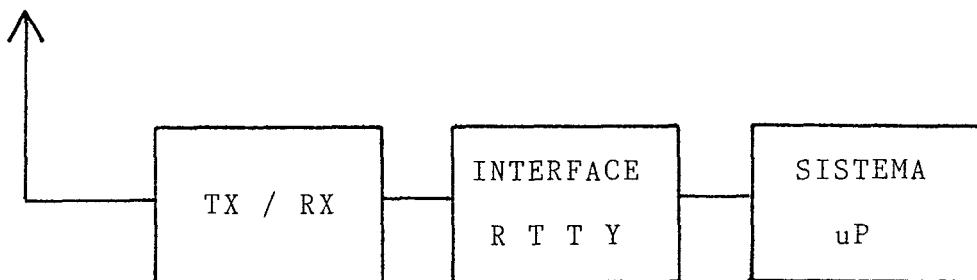
- SOFTWARE para decodificadores RTTY



A P E N D I C E I

* Software para Decodificadores RTTY

En apartados anteriores vimos el papel que juegan todas y cada una de las Interfaces que se han desarrollado a lo largo de todo el tema. El lugar que ocupa la Interface en la cadena del sistema de comunicación es la representada en el dibujo:



- Interface en la cadena de comunicación.

El sistema up consiste en un ordenador en cuya memoria se encuentra almacenado un programa (Software) capaz de interpretar la secuencia de estados lógicos provenientes de la propia Interface. He aquí donde se pone de manifiesto un aspecto importante en la cadena. Se trata de los Programas o Software del sistema.

Mediante ellos interpretamos esas series de bits, aparentemente aleatorias y carentes, a primera vista, de significado alguno. Un buen programa o, en otro sentido, un buen ALGORITMO facilita la interpretación reduciendo al máximo la probabilidad de error. En definitiva diremos que los programas decodificadores dan al sistema una gran versatilidad como podría ser la de almacenar textos



recibidos para luego recuperarlos listándolos e incluso reemitiéndolos. Pueden permanecer a la espera de recibir códigos dados para responder con mensajes que previamente hemos preparado. Se adaptan automáticamente a la velocidad a la cual reciben al igual que pueden trabajar en el sistema elegido tal como BAUDOT, ASCII, SSTV, MORSE, y cualquier otro sistema de codificación.

Todas estas posibilidades al igual que la generación de tonos de prueba y ajuste, puede ser controlada desde el programa, manteniendo invariable lo que denominaríamos Hardware (circuitería).

No es mi intención dar una clase de programación de ordenadores ni tampoco estudiar uno en particular ya que no viene al caso. Actualmente existen infinidad de marcas tanto de ordenadores como microcomputadores que serían igualmente válidos para incluirlos en nuestro sistema de radioteletipo y morse. Todos estos ordenadores tienen su propio lenguaje y siendo el mismo en todos, cada equipo le da un matiz especial a cada sentencia, tiene sus instrucciones particulares de entrada y salida, es decir, no podríamos listar un programa que fuese tipo y común para un grupo de ordenadores o microcomputadores.

Lo que si podemos plantear es el organigrama básico del algoritmo decodificador y las recomendaciones deducidas de la práctica con el fin de que cada uno elabore el programa RTTY o MORSE en función del equipo que posea y ayudado del manual de instrucciones facilitado por cada fabricante.

Vamos a centrarnos en la esencia del programa como



es el ALGORITMO decodificador.

En primer lugar, dicho algoritmo deberá ignorar los impulsos de corta duración debidos a interferencias y atmosféricos, problema que es más acentuado cuando trabajamos en Morse, donde la duración de los impulsos varía enormemente.

El método utilizado por todas las UARTs, que consiste en muestrear en la mitad de la duración del bit, no es muy fiable. Es preferible realizar una medida de la duración del impulso, compararla con la duración de referencia y si el resultado es superior a la mitad de la duración ideal, se trata de un nivel lógico alto (no es un parásito); en caso contrario sería un nivel lógico bajo y el impulso detectado no debe ser tenido en cuenta por el decodificador.

Este principio se aplica más fácilmente en la decodificación del código Baudot teniendo en cuenta que el método comparativo supone que en una comunicación de teletipo, la duración de los impulsos es invariable.

El problema más delicado que debe resolver el decodificador es la detección del bit de inicio del código Baudot. Tras la puesta en funcionamiento del equipo, éste detectará el primer paso de un nivel lógico alto a un nivel lógico bajo. En cuanto este se produce empieza una rutina de cuenta que será una rutina comparativa en la cual la duración del bit teórico es conocida por el programa: el usuario especifica el índice de transmisión basándose en estimaciones propias. Si la rutina comprueba que el nivel lógico es alto y permanece alto durante un tiempo superior a la mitad de la duración del impul-



so de referencia , considera que se trata de una salida erronea y vuelve al punto inicial.

En la decodificación MORSE, el procesador debe de terminar y memorizar la duración de un bit a partir de la señal que se le suministra. Retiene la duración del impulso más corto (ya sea un punto o la pausa entre un punto y una raya) y olvida todos los impulsos que reciba que tengan una duración inferior. El mismo procesador puede también compensar el dispositivo de rechazo de párásitos, mediante el integrador que hace uso la interface.

Tanto la interface RTTY como la interface MORSE van provistas de integradores cuya misión es el rechazo de las señales parásitas. La constante de integración está controlada por corriente, siendo posible controlarla por programa, necesitando fijar únicamente la longitud del impulso a partir del cual el integrador debe ser eficaz.

El organigrama perteneciente al ALGORITMO en cuestión se representa en la figura 77 al igual que el diagrama de lo que sería la configuración final de un sistema de teletipo y morse aplicando los procedimientos informáticos (figura 78).

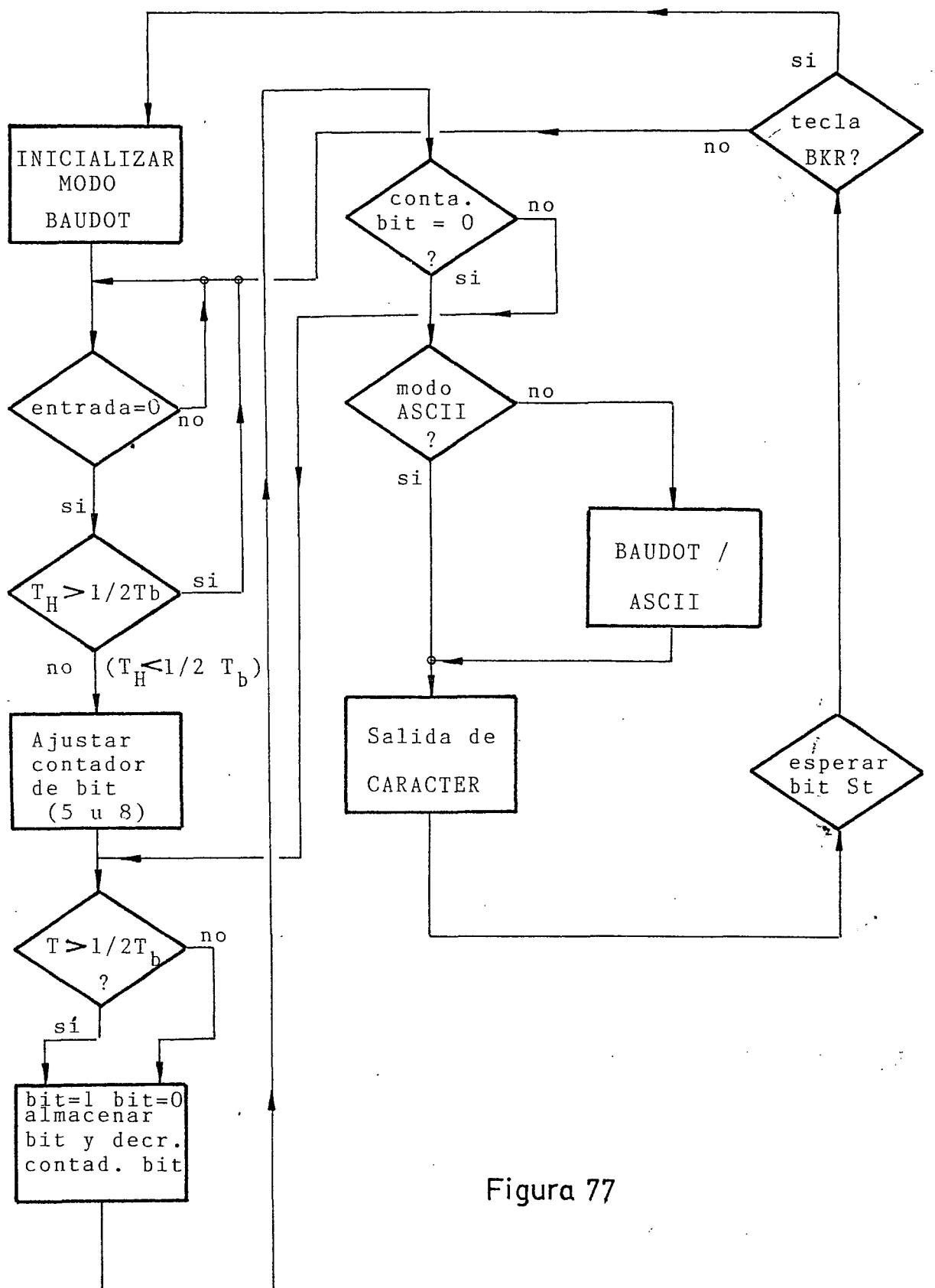


Figura 77

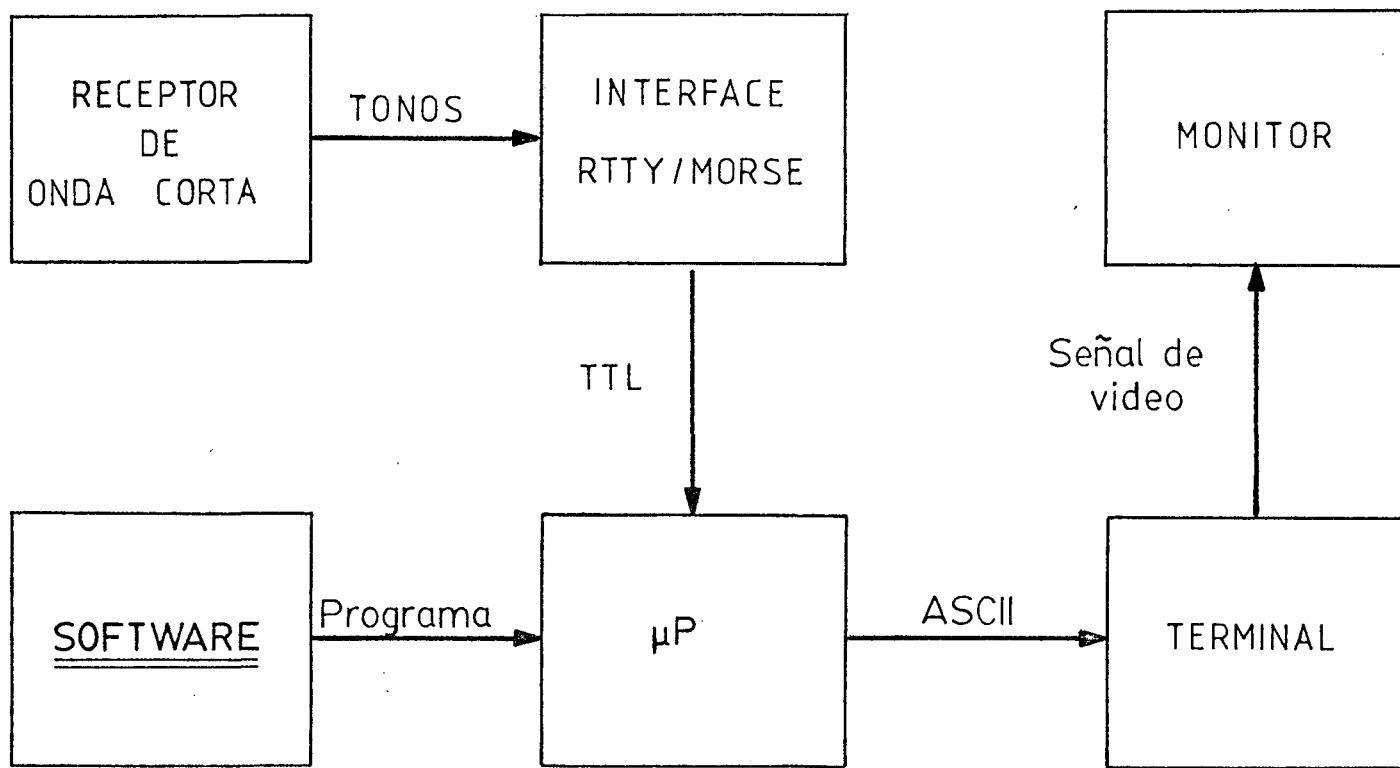


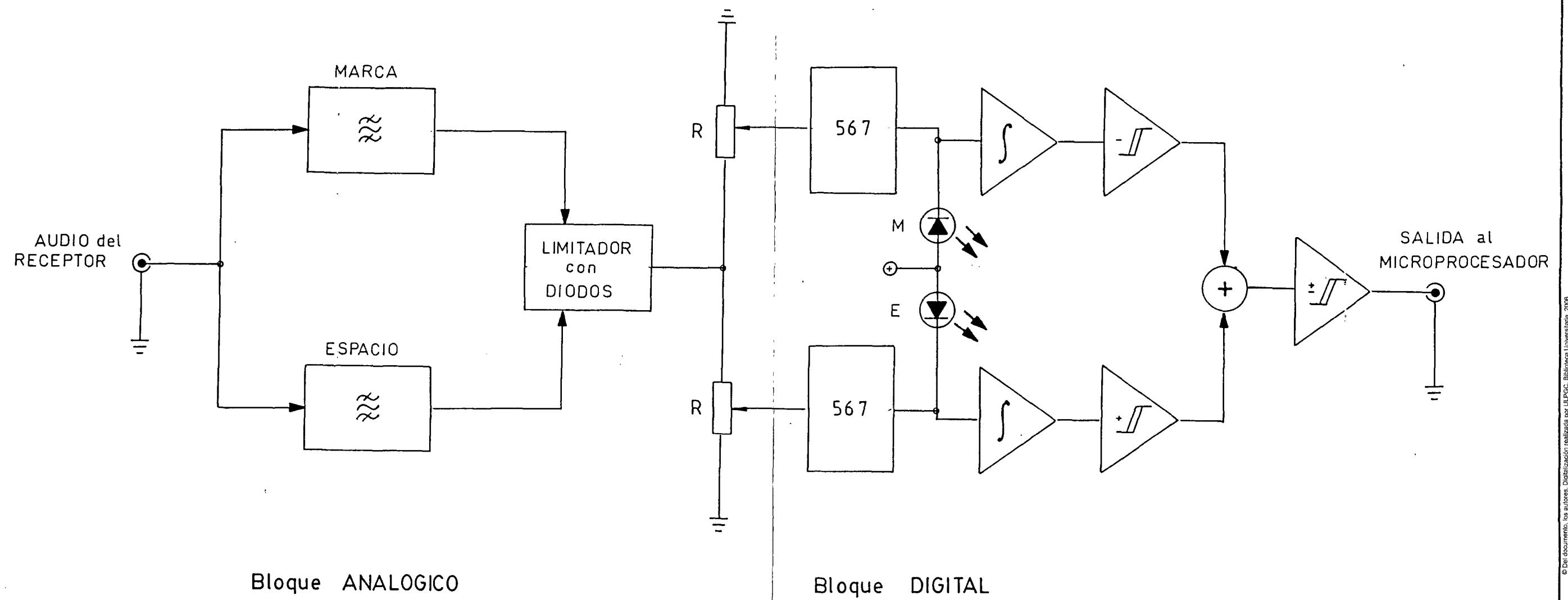
FIG. 78. Estructura de un sistema automatizado para la decodificación de emisiones en código MORSE y RTTY.



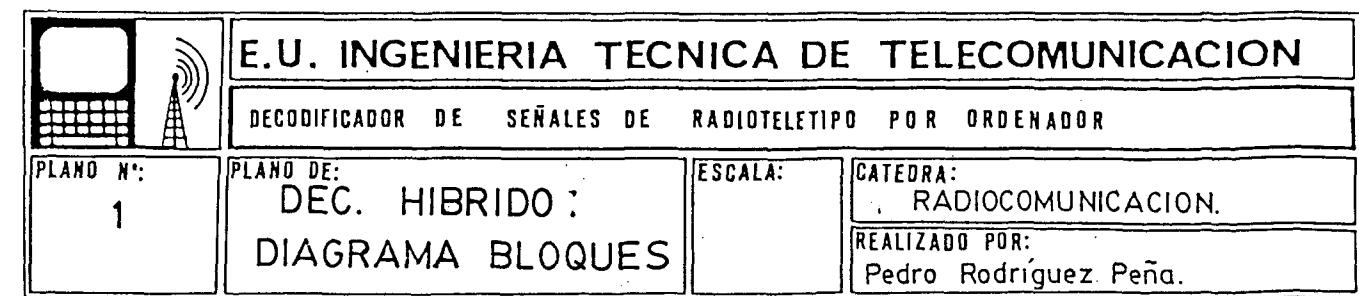


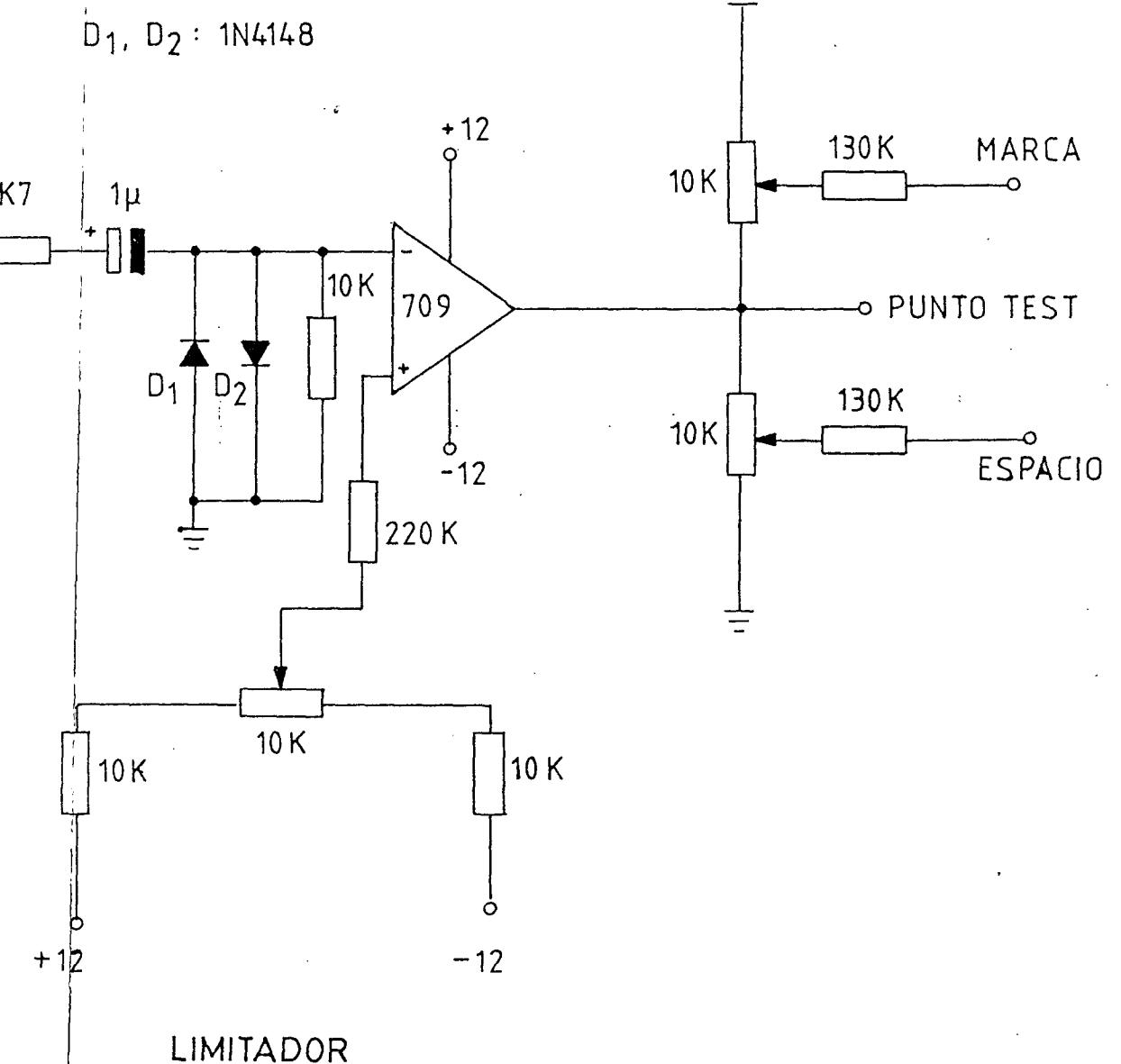
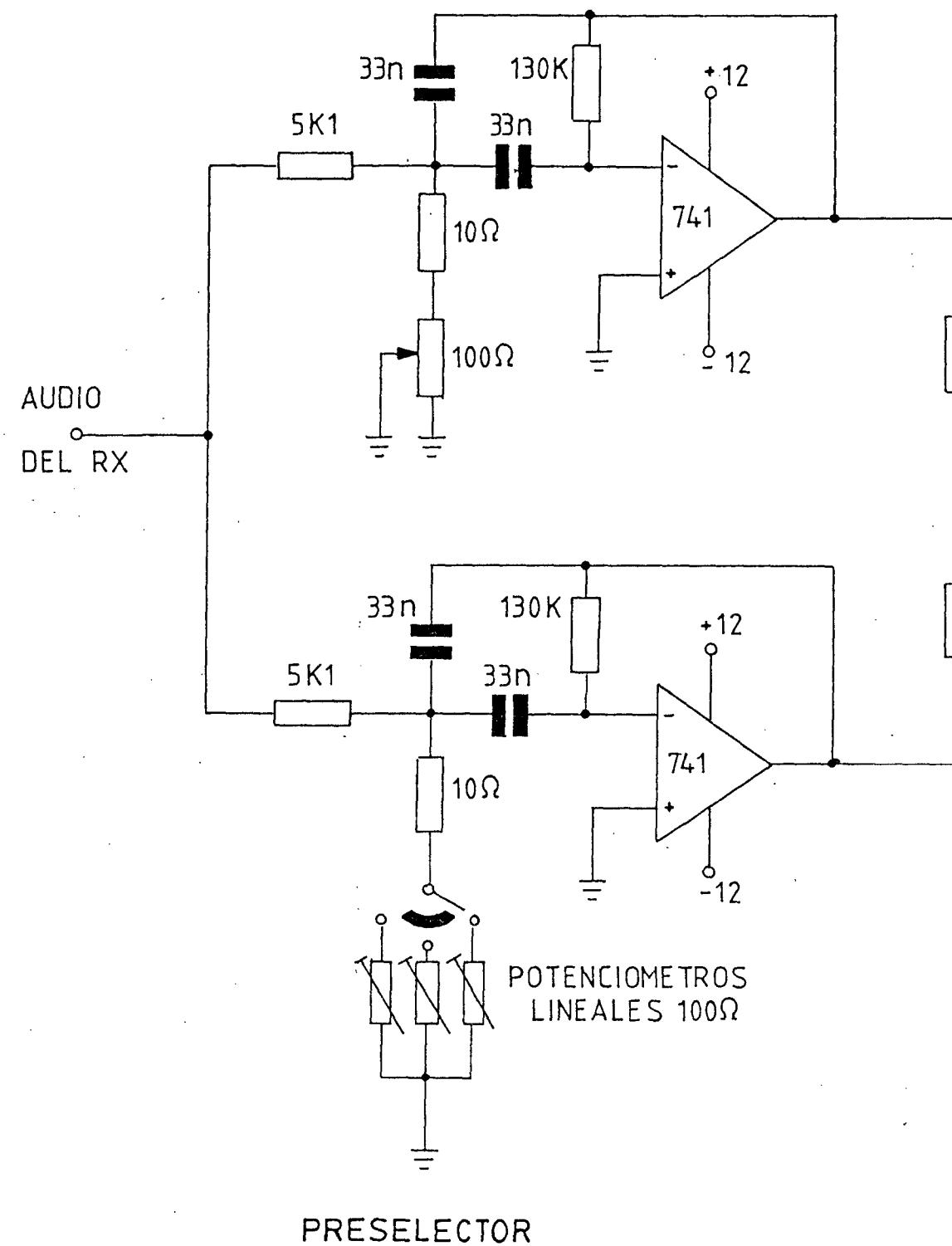
PLANOS Y ESQUEMAS ELECTRICOS

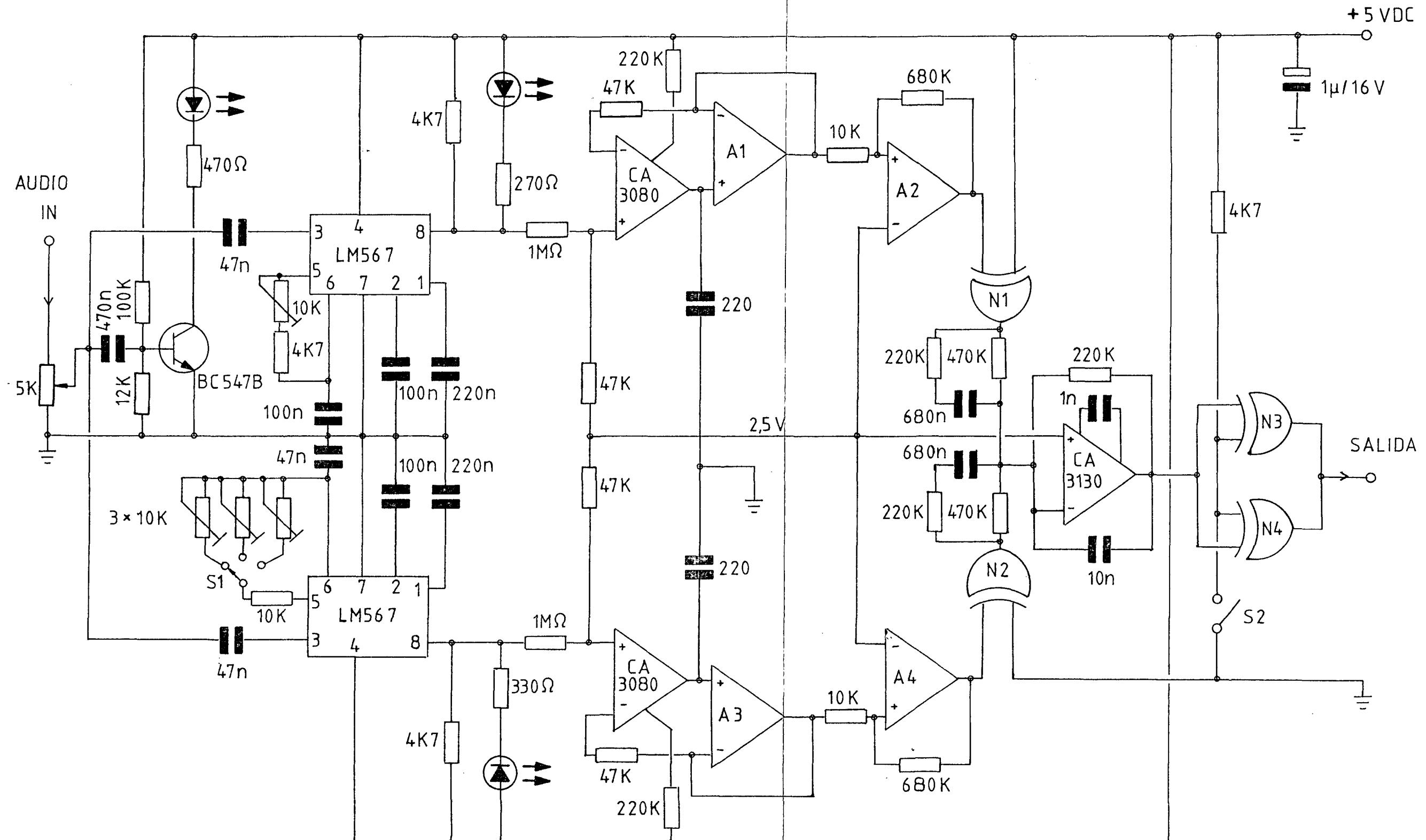
(APENDICE II)



(FIGURA 57)



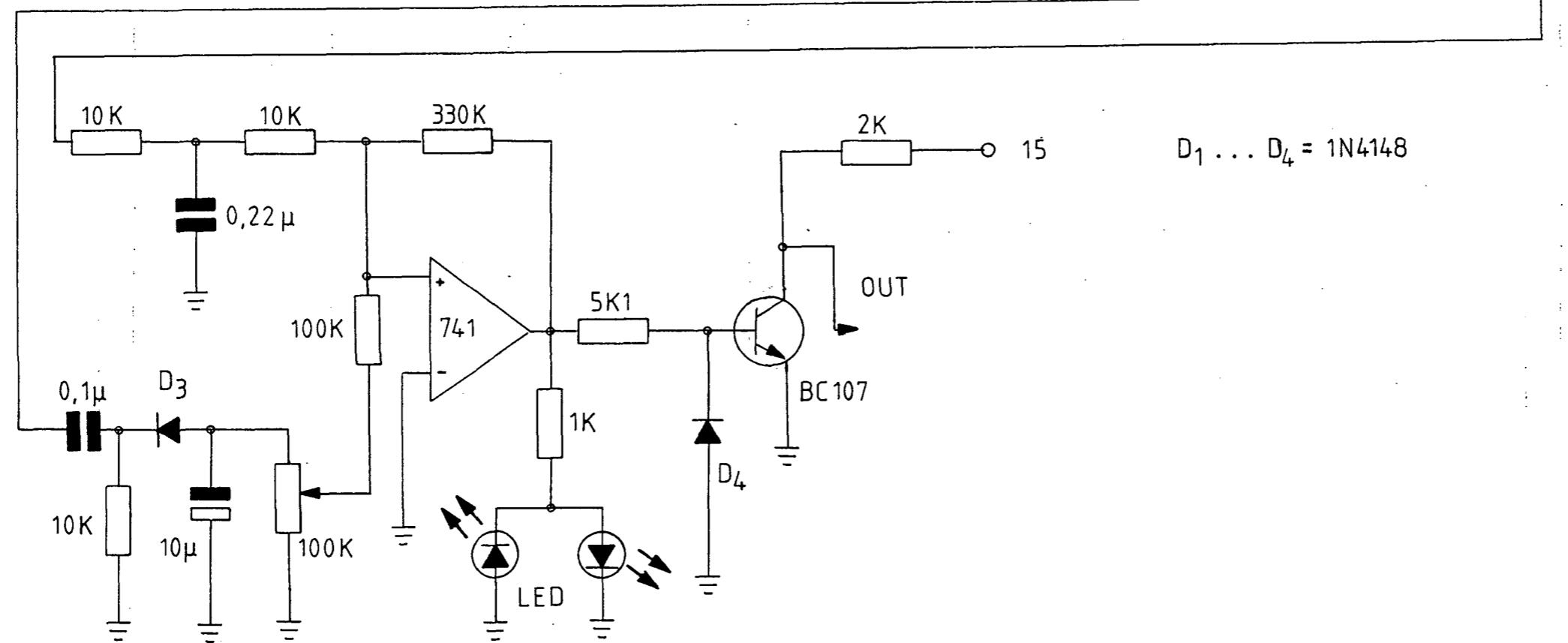
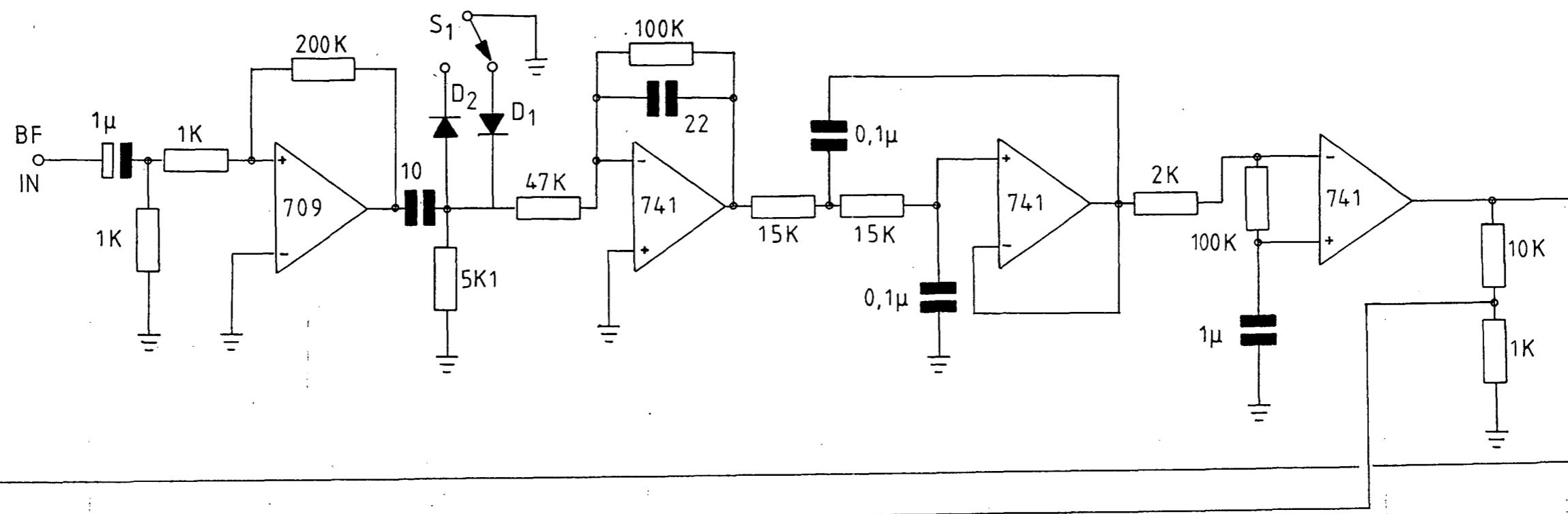




A1...A5 = 324

N1...N5 = 4030B

		E.U. INGENIERIA TECNICA DE TELECOMUNICACION		
DECODIFICADOR DE SEÑALES DE RADIOTELETIPO POR ORDENADOR				
PLANO N°: 3	PLANO DE: DEC. HIBRIDO: MODULO DIGITAL	ESCALA:	CATEDRA: RADIOCOMUNICACION.	REALIZADO POR: Pedro Rodriguez Peña.



E.U. INGENIERIA TECNICA DE TELECOMUNICACION

DECODIFICADOR DE SEÑALES DE RADIOTELETIPO POR ORDENADOR

PLANO N°:

4

PLANO DE:

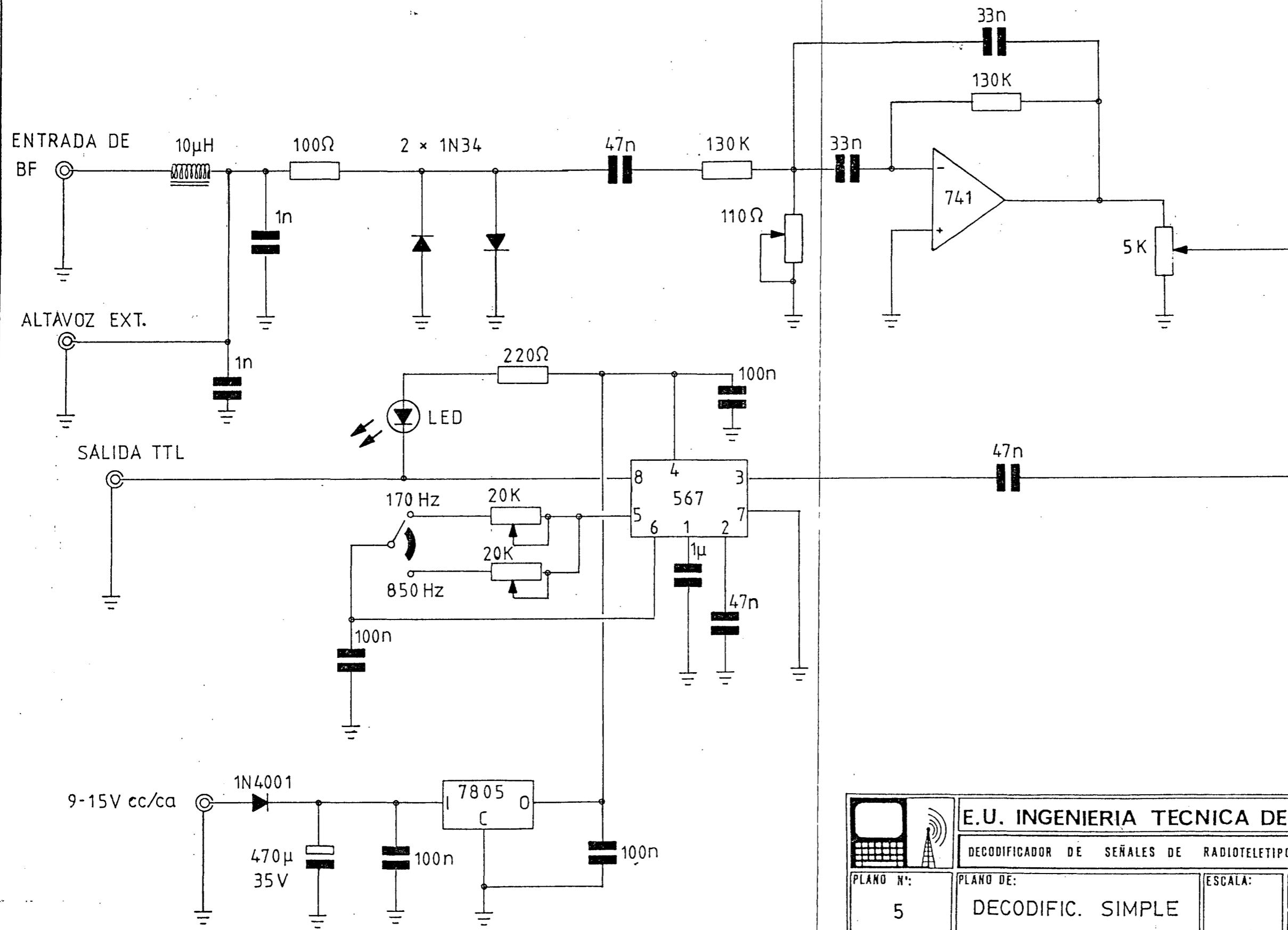
**DECODIFICADOR
AUTOMATICO RTTY**

ESCALA:

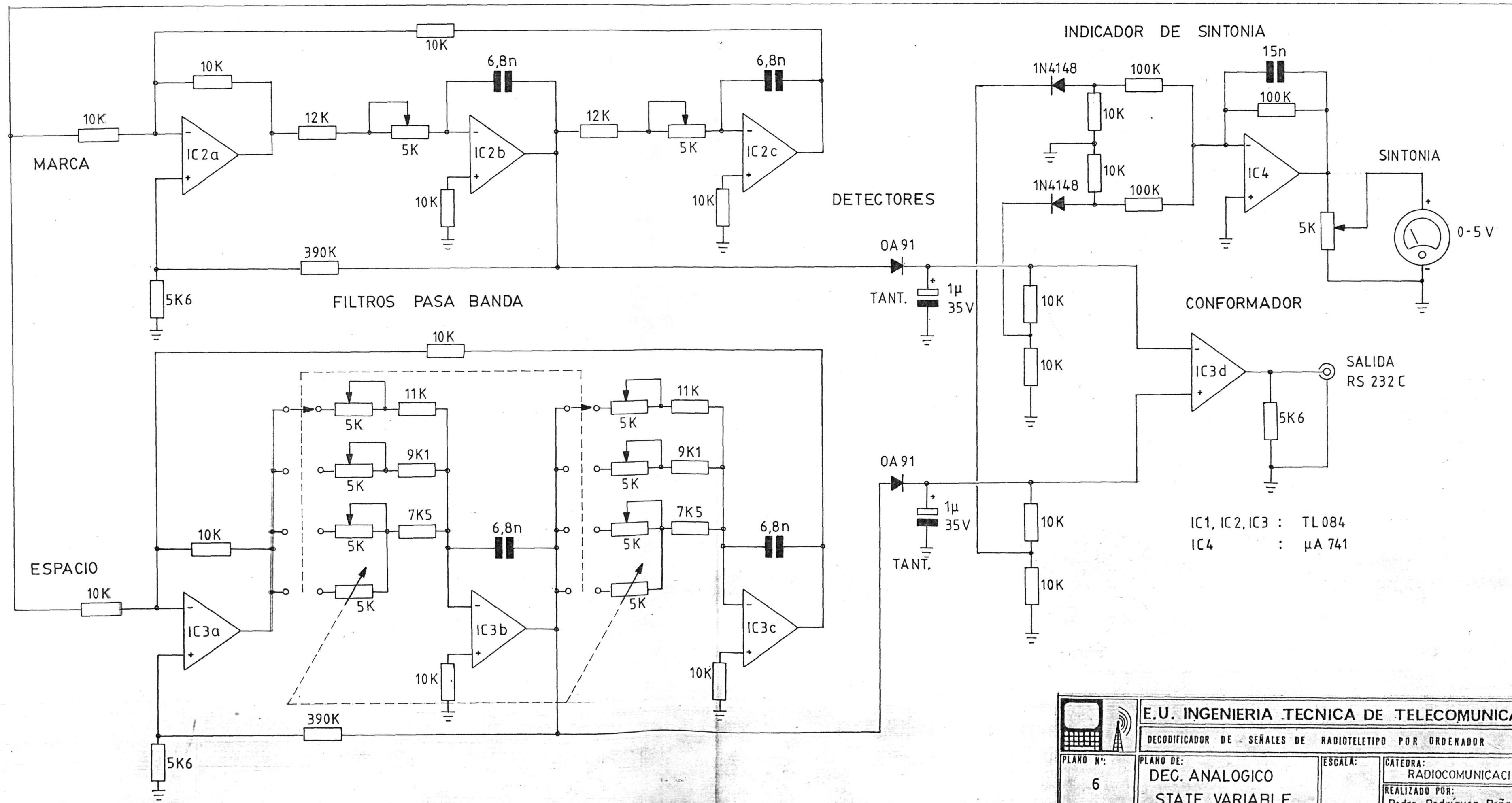
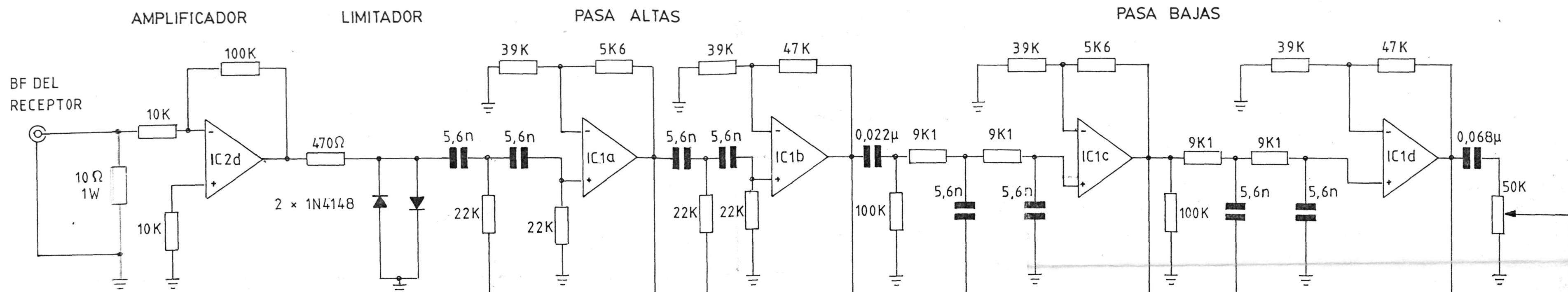
CATEDRA:
RADIOCOMUNICACION.

REALIZADO POR:
Pedro Rodriguez Peña.

Prototipo de un DEMODULADOR para RTTY según el método de tono único. Sintonizamos sólo el ESPACIO.



E.U. INGENIERIA TECNICA DE TELECOMUNICACION	
DECODIFICADOR DE SEÑALES DE RADIOTELETIPO POR ORDENADOR .	
PLANO N°: 5	PLANO DE: DECODIFC. SIMPLE
ESCALA:	CATEDRA: RADIOCOMUNICACION.
REALIZADO POR: Pedro Rodriguez Peña.	





HOJAS DE CARACTERISTICAS

(APENDICE III)

NE567 (307-294)

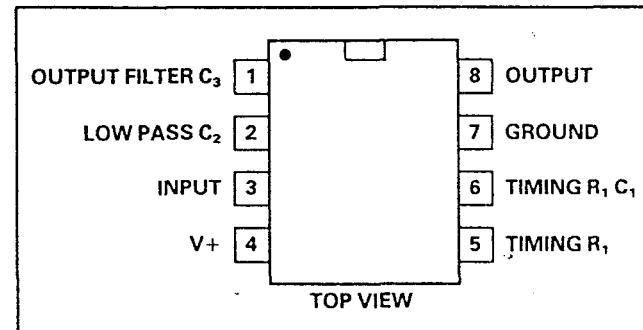
The RS NE567 tone and frequency decoder is a highly stable phase-locked loop with synchronous AM lock detection and power output circuitry. Its primary function is to drive a load whenever a sustained frequency within its detection band is present at the self-biased input. The bandwidth centre frequency, and output delay are independently determined by means of four external components.

Features

- Wide frequency range (0.01Hz to 500kHz)
- High stability of centre frequency
- Independently controllable bandwidth (up to 14 percent)
- High out-band signal and noise rejection
- Logic-compatible output with 100mA current sinking capability
- Inherent immunity to false signals
- Frequency adjustment over a 20 to 1 range with an external resistor

Absolute maximum ratings

Operating voltage	10V
Positive voltage at input	0.5V + V _S
Negative voltage at input	-10V _{DC}
Output voltage (collector of output transistor)	15V _{DC}
Storage temperature	-65°C to +150°C
Operating temperature	0 to +70°C
Power dissipation	300mW

**DC Electrical characteristics** (V+ = 5.0V; T_A = 25°C unless otherwise specified.)

Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Centre frequency¹					
Highest centre frequency (f _o)		100	500		kHz
Centre frequency stability ²	0 to +70°C	35±60			ppm/°C
Centre frequency shift with supply voltage	f _o = 100kHz	0.7	2		%/V
Detection Bandwidth					
Largest detection bandwidth	f _o = 100kHz	10	14	18	% of f _o
Largest detection bandwidth skew		3	6		% of f _o
Largest detection bandwidth-variation with temperature	V _i = 300mVrms	±0.1			%/°C
Largest detection bandwidth-variation with supply voltage	V _i = 300mVrms	±2			%/V
Input					
Input resistance		20			kΩ
Smallest detectable input voltage (V _i)	I _L = 100mA, f _i = f _o	20			mVrms
Largest no-output input voltage	I _L = 100mA, f _i = f _o	15			mVrms
Greatest simultaneous outband signal to inband signal ratio		+6			dB
Minimum input signal to wideband noise ratio	B _n = 140kHz	-6			dB
Output					
Fastest on-off cycling rate		f _o /20			
'1' output leakage current	I _L = 30mA	0.01	25		μA
'0' output voltage	I _L = 100mA	0.2	0.4		V
Output fall time ³	R _L = 50Ω	0.6	1.0		V
Output rise time ³	R _L = 50Ω	30			ns
		150			ns
General					
Operating voltage range		4.75			V
Supply current quiescent	R _L = 20kΩ	7	10		mA
Supply current – activated		12	15		mA
Quiescent power dissipation		35			mW

Notes:

1. Frequency determining resistor R₁ should be between 1 and 20kΩ.
2. Applicable over 4.75 to 5.75 volts. See graphs for more detailed information.
3. Pin 8 to Pin 1 feedback R_L network selected to eliminating pulsing during turn-on and turn-off.

XR-2211

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = V^- = 6V$, $T_A = +25^\circ C$, $C = 5000 \text{ pF}$, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$,
Binary Inputs grounded, S_1 and S_2 closed unless otherwise specified.

PARAMETERS	XR-2211/2211M			XR-2211C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL								
Supply Voltage	4.5	4	20	4.5	5	20	V mA	$R_0 \geq 10 \text{ k}\Omega$ See Fig. 4
OSCILLATOR SECTION								
Frequency Accuracy		± 1	± 3		± 1		%	Deviation from $f_0 = 1/R_0 C_0$
Frequency Stability							ppm/ $^\circ C$	$R_1 = \frac{1}{2}$
Temperature		± 20	± 50		± 20		%/V	See Fig. 8.
Power Supply		0.05	0.5		0.05		%/V	$V^+ = 12 \pm 1 \text{ V}$. See Fig. 7.
Upper Frequency Limit	100	300			300		kHz	$V^+ = 5 \pm 0.5 \text{ V}$. See Fig. 7.
Lowest Practical								$R_0 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 400 \text{ pF}$
Operating Frequency			0.01		0.01		Hz	$R_0 = 2 \text{ M}\Omega$, $C_0 = 50 \mu\text{F}$
Timing Resistor, R_0	5	2000	5	2000	100	100	$\text{k}\Omega$	See Fig. 5.
Operating Range	15	100	15				$\text{k}\Omega$	See Fig. 7 and 8.
LOOP PHASE								
DETECTOR SECTION								
Peak Output Current	± 150	± 200	± 300	± 100	± 200	± 300	μA	Measured at Pin 11.
Output Offset Current		± 1			± 2		μA	
Output Impedance		1			1		$\text{M}\Omega$	
Maximum Swing	± 4	± 5		± 4	± 5		V	Referenced to Pin 10.
QUADRATURE								
PHASE DETECTOR								
Peak Output Current	100	150			150		μA	Measured at Pin 3.
Output Impedance		1			1		$\text{M}\Omega$	
Maximum Swing		11			11		V pp	
INPUT PREAMP SECTION								
Input Impedance		20			20		$\text{k}\Omega$	
Input Signal								
Voltage Required to Cause Limiting		2	10		2		mV rms	
VOLTAGE COMPARATOR SECTIONS								
Input Impedance		2			2		$\text{M}\Omega$	Measured at Pins 3 and 8.
Input Bias Current		100			100		nA	
Voltage Gain		70			70		dB	
Output Voltage Low		300			300		mV	
Output Leakage Current		0.01			0.01		μA	$R_L = 5.1 \text{ k}\Omega$ $I_C = 3 \text{ mA}$ $V_O = 12 \text{ V}$
INTERNAL REFERENCE								
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	4.75	5.3	5.85	V Ω	Measured at Pin 10.
Output Impedance		100			100			

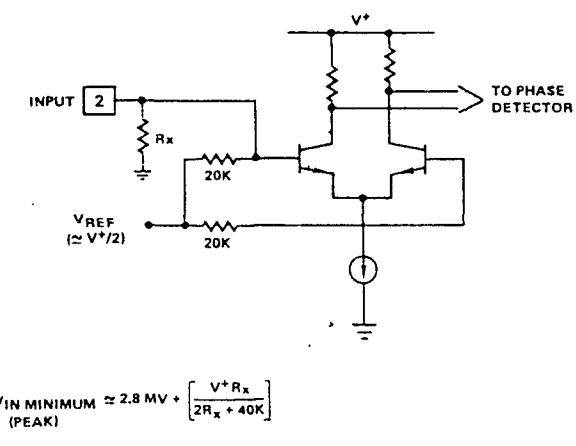


Figure 3: Desensitizing Input Stage

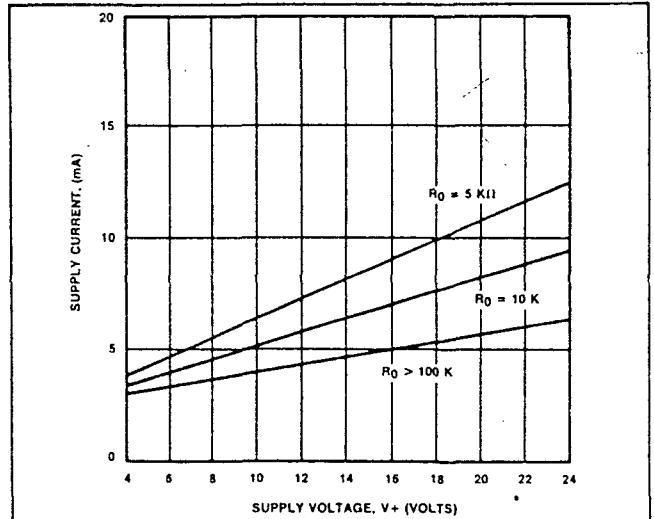


Figure 4: Typical Supply Current vs V^+ (Logic Outputs Open Circuited).

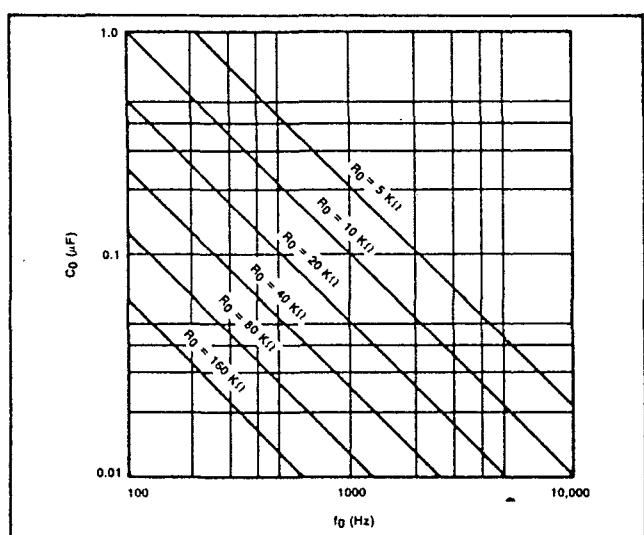


Figure 5: VCO Frequency vs Timing Resistor

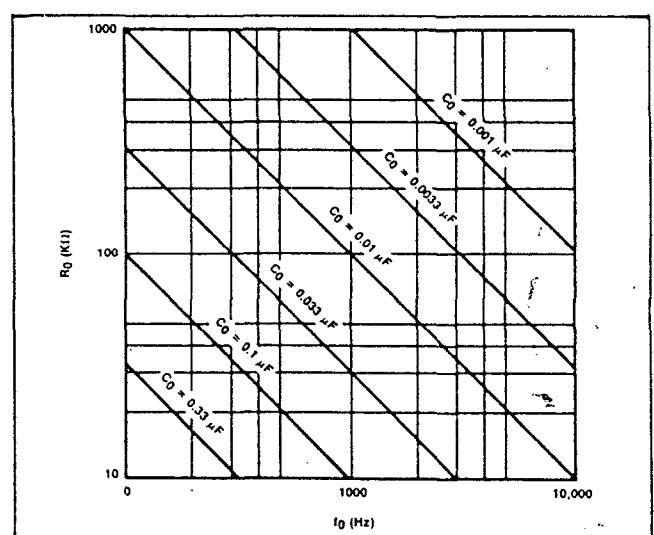


Figure 6: VCO Frequency vs Timing Capacitor

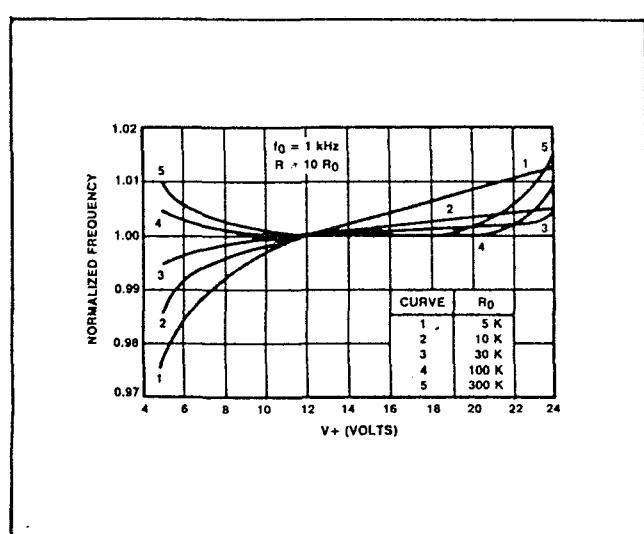


Figure 7: Typical f_0 vs Power Supply Characteristics

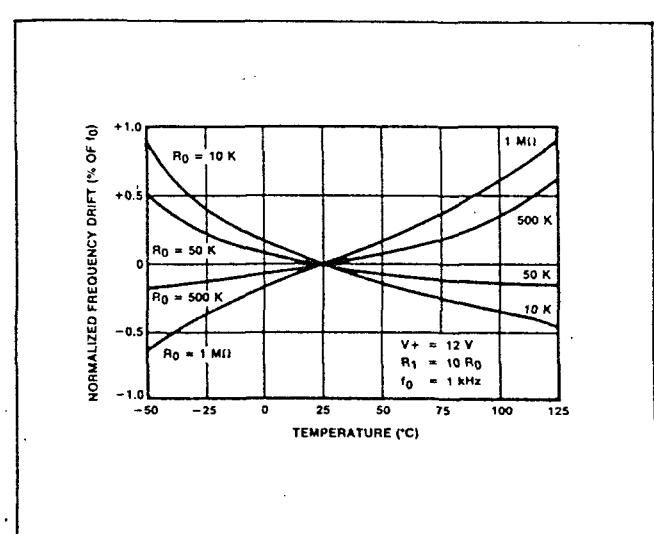


Figure 8: Typical Center Frequency Drift vs Temperature

XR-2207

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = V^- = 6V$, $T_A = +25^\circ C$, $C = 5000 \text{ pF}$, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$,
Binary Inputs grounded, S_1 and S_2 closed unless otherwise specified.

PARAMETERS	XR-2207/XR-2207M			XR-2207C			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Supply Voltage Single Supply Split Supplies	8 ± 4		26 ± 13	8 ± 4		26 ± 13	V V	See Figure 3
Supply Current Single Supply Split Supplies Positive Negative		5	7		5	8	mA	Measured at pin 1, S_1 and S_2 open See Figure 2
		5	7		5	8	mA	Measured at pin 1, S_1 , S_2 open
		4	6		4	7	mA	Measured at pin 12, S_1 , S_2 open
OSCILLATOR SECTION – FREQUENCY CHARACTERISTICS								
Upper Frequency Limit Lowest Practical Frequency Frequency Accuracy Frequency Matching Frequency Stability Temperature Power Supply Sweep Range	0.5	1.0 0.01 ± 1 0.5	50	0.5	1.0 0.01 ± 1 0.5	± 5	MHz Hz % of f_O % of f_O	$C = 500 \text{ pF}, R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ $C = 50 \mu\text{F}, R_3 = 2 \text{ M}\Omega$
	1000:1	3000:1			30 0.15 1000:1		ppm/ $^\circ C$ %/V f_H/f_L	$0^\circ < T_A < 75^\circ C$
		1 5	2		1.5 5 0.1		%	$R_3 = 1.5 \text{ k}\Omega$ for f_H $R_3 = 2 \text{ M}\Omega$ for f_L
		0.1	2000	1.5	2000		%	$C = 5000 \text{ pF}$ $f_H = 10 \text{ kHz}, f_L = 1 \text{ kHz}$ $f_H = 100 \text{ kHz}, f_L = 100 \text{ Hz}$ $\pm 10\%$ FM Deviation
							K Ω	See Characteristic Curves
Sweep Linearity 10:1 Sweep 1000:1 Sweep FM Distortion Recommended Range of Timing Resistors Impedance at Timing Pins DC Level at Timing Terminals	1.5	75 10	2000	1.5	75 10		Ω mV	Measured at pins 4, 5, 6, or 7
BINARY KEYING INPUTS								
Switching Threshold Input Impedance	1.4	2.2	2.8	1.4	2.2	2.8	V k Ω	Measured at pins 8 and 9, Referenced to pin 10
OUTPUT CHARACTERISTICS								
Triangle Output Amplitude Impedance DC Level Linearity Squarewave Output Amplitude Saturation Voltage Rise Time Fall Time	4	6 10 +100 0.1		4	6 10 +100 0.1		V _{pp} Ω mV %	Measured at pin 13
	11	12 0.2 200 20	0.4	11	12 0.2 200 20	0.4	V _{pp} V nsec nsec	Referenced to pin 10 From 10% to 90% to swing Measured at pin 13, S_2 closed
								Referenced to pin 12 $C_L \leq 10 \text{ pF}$ $C_L \leq 10 \text{ pF}$

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10 ±5		26 ±13	10 ±5		26 ±13	V	
Split-Supply Voltage		12		17		14	V	
Supply Current					14	20	mA	$R_1 \geq 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF, R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F, R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		±1	±4		±2		% of f_o	$f_o = 1/R_1 C$
Temperature Stability		±10	±50		±20		ppm/°C	$0^\circ C \leq T_A \leq 75^\circ C$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V, V_{HIGH} = 20V$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$R_1 = R_2 = 20 k\Omega$ $f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity							%	$f_L = 1 kHz, f_H = 10 kHz$
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 100 Hz, f_H = 100 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	
FM Distortion		0.1			0.1		%	±10% Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	µF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	kΩ	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/kΩ	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/kΩ	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/°C	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	µA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit contr
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

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

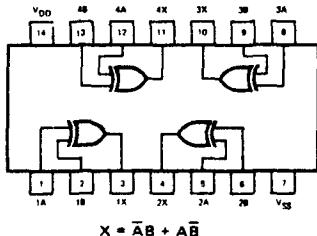
Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

4030B

QUAD EXCLUSIVE-OR GATE

DESCRIPTION — The 4030B CMOS logic element provides the Exclusive-OR function. The outputs are fully buffered for best performance. The 4030B is a direct replacement for the 74C86/54C86 and the 14507.

F4030 QUAD EXCLUSIVE-OR GATE



NOTE:
The Flatpak version has the same
pinouts (Connection Diagram) as the
Dual In-line Package.

DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS								UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS		
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V						
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
I_{DD}	Quiescent Power Supply Current	XC	1			2			4		μ A	MIN, 25°C	All inputs at 0 V or V_{DD}	
			7.5			15			30			MAX		
	Current	XM	0.25			0.5			1		μ A	MIN, 25°C		
			7.5			15			30			MAX		

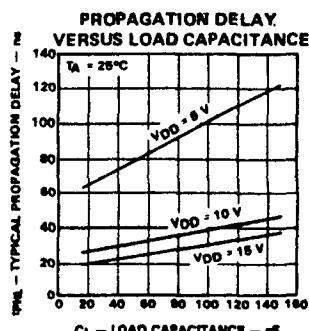
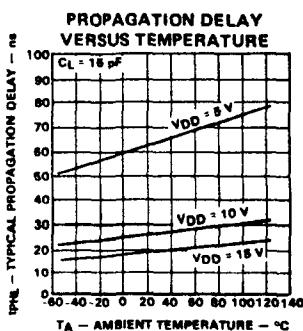
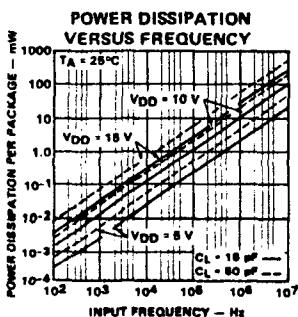
AC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS								UNITS	TEST CONDITIONS	
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay, A or B to X	85	170		45	90		27	72	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ k Ω	Input Transition Times < 20 ns
		85	170		45	90		27	72	ns		
t_{TLH}	Output Transition Time	50	100		23	50		17	35	ns		
		50	100		23	50		17	35	ns		

NOTES:

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



μ A555 Single Timing Circuit

Special Function Products

Description

μ A555 Timing Circuit is a very stable controller for precise accurate time delays or oscillations. In the delay mode, the delay time is precisely controlled by one external resistor and one capacitor; in the oscillator mode, the frequency and duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and a capacitor. By applying a trigger signal, the timing cycle is started and an internal flip-flop is set, preventing the circuit from any further trigger signals. To interrupt the timing cycle a reset signal is applied during the time-out.

The output, which is capable of sinking or sourcing 20 mA, is compatible with TTL circuits and can drive LEDs or indicator lamps.

TIMING CONTROL, NS TO HOURS

ASTABLE OR MONOSTABLE OPERATING MODES

ADJUSTABLE DUTY CYCLE

200 mA SINK OR SOURCE OUTPUT CURRENT

TTL OUTPUT DRIVE CAPABILITY

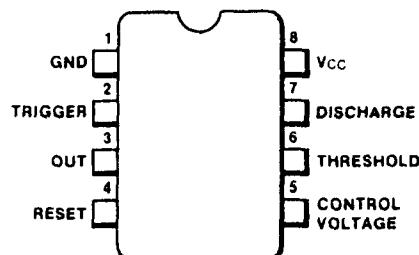
TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER °C

NORMALLY ON OR NORMALLY OFF OUTPUT

DIRECT REPLACEMENT FOR SE555/NE555

Connection Diagrams

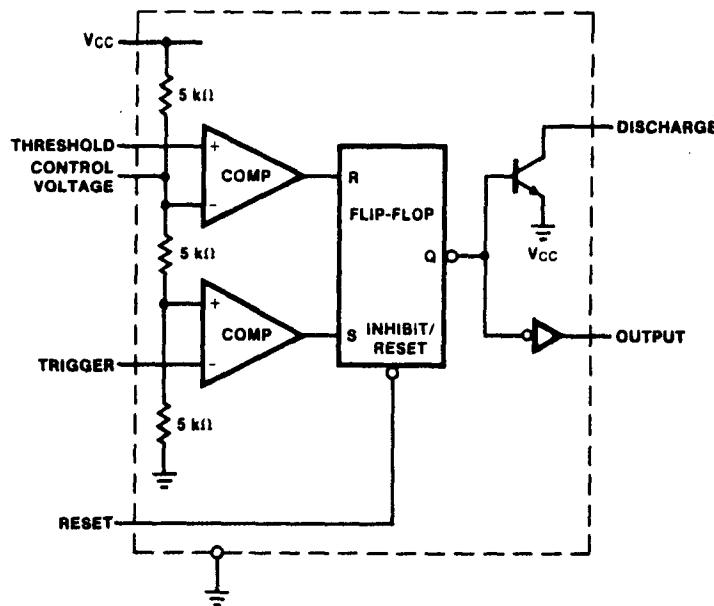
8-Pin DIP



(Top View)

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μ A555	Molded DIP	9T	μ A555TC

Circuit Diagram

µA555

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5.0\text{ V}$ to $+15\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Condition	Min	Typ	Max
Supply Voltage		4.5		16
Supply Current	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{ V}$, $R_L = \infty$ LOW State (Note 1)		3.0	6.0
Timing Error			10	15
Initial Accuracy	$R_A, R_B = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$		1.0	
Drift with Temperature	$C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ (Note 2)		50	
Drift with Supply Voltage			0.1	
Threshold Voltage			2/3	
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$		5.0	
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$		1.67	
Trigger Current			0.5	
Reset Voltage		0.4	0.7	1.0
Reset Current			0.1	
Threshold Current	Note 3		0.1	0.25
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.0	10	11
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$	2.6	3.33	4.0
Output Voltage Drop (LOW)	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_{SINK} = 10\text{ mA}$		0.1	0.85
	$I_{SINK} = 50\text{ mA}$		0.4	0.78
	$I_{SINK} = 100\text{ mA}$		2.0	2.5
	$I_{SINK} = 200\text{ mA}$		2.5	
	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $I_{SINK} = 8.0\text{ mA}$			
Output Voltage Drop (HIGH)	$I_{SINK} = 5.0\text{ mA}$		0.25	0.38
	$I_{SOURCE} = 200\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$		12.5	
	$I_{SOURCE} = 100\text{ mA}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$	12.75	13.3	
Rise Time of Output	$V_{CC} = 5.0\text{ V}$	2.75	3.3	
			100	
Fall Time of Output			100	

Notes

- Supply Current is typically 1.0 mA less when output is HIGH.
- Tested at $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ and $V_{CC} = 15\text{ V}$.
- This will determine the maximum value of $R_A + R_B$. For 15 V operation, the maximum total $R = 20\text{ M}\Omega$.

- For operating at elevated temperatures, the ~~can~~ be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $+150^\circ\text{C}$ junction to ambient.

μ A741

Operational Amplifier

Linear Products

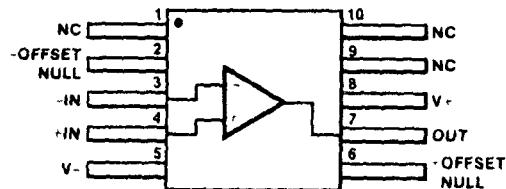
Description

The μ A741 is a high performance Monolithic Operational Amplifier constructed using the Fairchild Planar epitaxial process. It is intended for a wide range of analog applications. High common mode voltage range and absence of latch-up tendencies make the μ A741 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications.

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH-UP

Connection Diagram

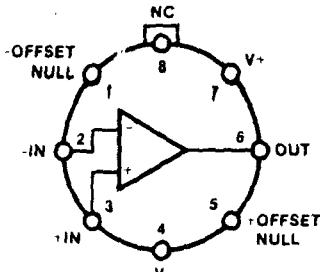
10-Pin Flatpak



(Top View)

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741	Flatpak	3F	μA741FM
μA741A	Flatpak	3F	μA741AFM

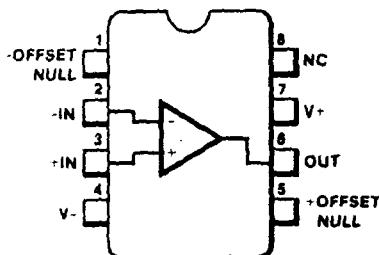
**Connection Diagram
8-Pin Metal Package**

(Top View)

Pin 4 connected to case

Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741	Metal	5W	μA741HM
μA741A	Metal	5W	μA741AHM
μA741C	Metal	5W	μA741HC
μA741E	Metal	5W	μA741EHC

**Connection Diagram
8-Pin DIP**

(Top View)

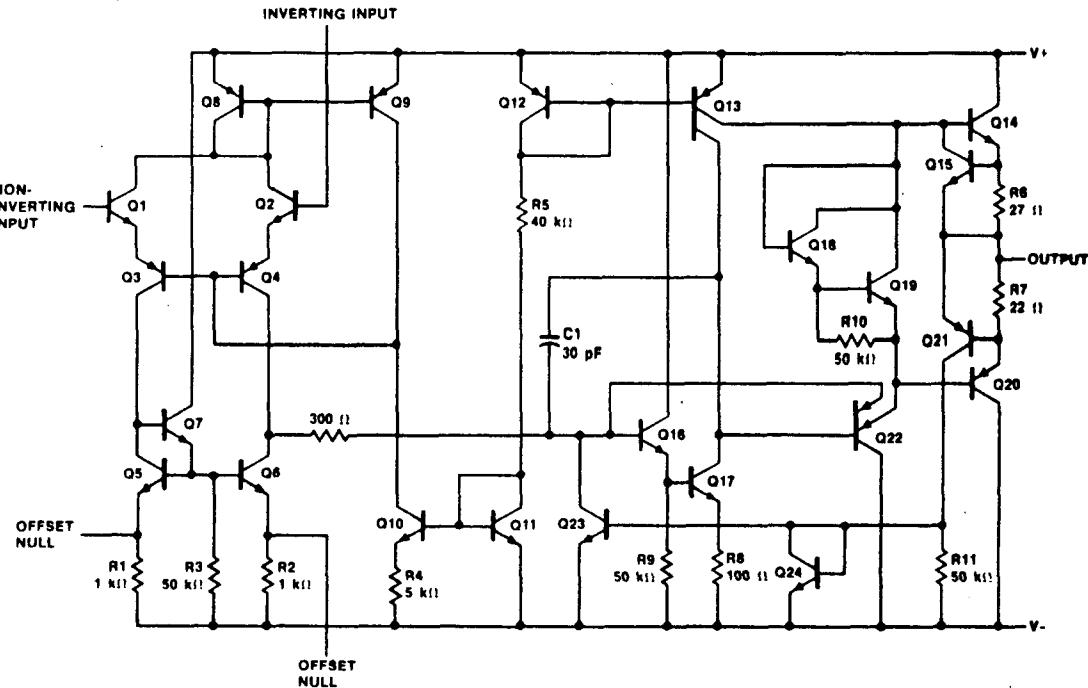
Order Information

Type	Package	Code	Part No.
μA741C	Molded DIP	9T	μA741TC
μA741C	Ceramic DIP	6T	μA741RC

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage			Operating Temperature Range
μA741A, μA741, μA741E	± 22 V	Military (μA741A, μA741)	-55°C to +125°C
μA741C	± 18 V	Commercial (μA741E, μA741C)	0°C to +70°C
Internal Power Dissipation		Pin Temperature (Soldering 60 s)	
(Note 1)		Metal Package, Flatpak, and Ceramic DIP	300°C
Metal Package	500 mW	Molded DIP (10 s)	260°C
DIP	310 mW	Output Short Circuit Duration	
Flatpak	570 mW	(Note 3)	Indefinite
Differential Input Voltage	± 30 V		
Input Voltage (Note 2)	± 15 V		
Storage Temperature Range			
Metal Package and Flatpak	-65°C to +150°C		
DIP	-55°C to +125°C		

Equivalent Circuit



Notes

1. Heating applies to ambient temperatures up to 70°C. Above 70°C ambient derate linearly at 6.3 mW/°C for the metal package, 7.1 mW/°C for the flatpak, and 5.6 mW/°C for the DIP.

- a. For supply voltages less than ± 18 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
- 3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or 75°C ambient temperature.

A741 and μA741C

Electrical Characteristics $V_S = \pm 15 V$, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified

Characteristic	Condition	μA741			μA741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10 k\Omega$		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Input Offset Current			20	200		20	200	nA
Input Bias Current			80	500		80	500	nA
Power Supply Rejection Ratio	$V_S = +10, -20$ $V_S = +20, -10 V$, $R_S = 50 \Omega$		30	150		30	150	μV/V
Input Resistance		.3	2.0		.3	2.0		MΩ
Input Capacitance			1.4			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			± 15			± 15		mV
Input Voltage Range					± 12	± 13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10 k\Omega$				70	90		dB
Output Short Circuit Current			25			25		mA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2 k\Omega$, $V_{OUT} = \pm 10 V$	50k	200k		20k	200k		
Output Resistance			75			76		Ω
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10 k\Omega$				± 12	± 14		V
	$R_L \geq 2 k\Omega$				± 10	± 13		V
Supply Current			1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85		50	85	mW
Transient Response (Unity Gain)	Rise Time	$V_{IN} = 20 mV$, $R_L = 2 k\Omega$,		.3		.3		μs
	Overshoot	$C_L \leq 100 pF$		5.0		5.0		%
Bandwidth (Note 4)			1.0			1.0		MHz
Slew Rate	$R_L \geq 2 k\Omega$.5			.5		V/μs

Notes

4. Calculated value from $BW(\text{MHz}) = \frac{0.35}{\text{Rise Time } (\mu\text{s})}$ 5. All $V_{CC} = 15 V$ for μA741 and μA741C.

6. Maximum supply current for all devices

 $25^\circ C = 2.8 \text{ mA}$ $125^\circ C = 2.5 \text{ mA}$ $-55^\circ C = 3.3 \text{ mA}$



APENDICE IV

- Prototipo RADIO/MODEM realizado en laboratorio



a) Introducción

Después de realizar una serie de pruebas en el laboratorio con modelos de decodificadores sintonizados, llegamos a la conclusión de que el modelo más adecuado era el sistema "automático" de decodificación.

Cuando hacíamos pruebas con decodificadores presintonizados comprobamos las dificultades que presentaban a la hora de sintonizar estaciones en HF, sumando a todo esto la inexperiencia en la sintonía de estos equipos para esta modalidad de comunicaciones. El CCIR estableció en su día unas normas ajustadas a esta modalidad; dado el creciente adelanto de la tecnología microelectrónica y los sistemas controlados por microprocesadores, las velocidades de transmisión se duplican e inclusive, se aprovecha para experimentar con nuevos formatos de palabras. Sólo las estaciones comerciales se ajustan a las normas establecidas como puede ser: 50 baudios de velocidad y 850 Hz de desplazamiento. Estas estaciones transmiten con potencias considerables, siendo menos afectadas por el "fading", tan acusado en HF.

La base de nuestro estudio serían emisoras comerciales, pudiendo ser recibidas todas ellas con decodificadores automáticos. Para no perder esas transmisiones en banda de aficionados construimos un preselector ajustado a las frecuencias standar amateur y con los desplazamientos de 170 y 850 Hz respectivamente.

Nuestro único "handicap" está en la sintonía de estaciones de radioaficionados los cuales, una vez conseguido sintonizarlas, finalizan sus emisiones. La solución a este problema es únicamente "práctica".



b) Descripción del circuito

En este apéndice presentamos un diagrama que representa el sistema automatizado para la transmisión y recepción de señales RTTY-CW. En él podemos ver el lugar que ocupa el radio-modem realizado en el laboratorio. De igual forma representamos otro diagrama de bloques perteneciente a la unidad construida y que serán los que se describan a continuación.

PRESELECTOR RTTY

Se trata de un módulo sintonizado a las frecuencias de transmisión estandar dentro de la banda amater, que es en la única que podríamos usar para experiencias de laboratorio. Este preselector tiene la ventaja de que puede ser incluido o inhibido del circuito decodificador mediante el conmutador S1. Haremos uso de este conmutador cuando seleccionemos la banda de trabajo: comercial o amater.

El Preselector contiene dos líneas o bandas, cada una de ellas sintonizadas a las frecuencias de marca y espacio. Estas bandas están compuestas por cuatro células o filtros selectivos sintonizados a las frecuencias de:

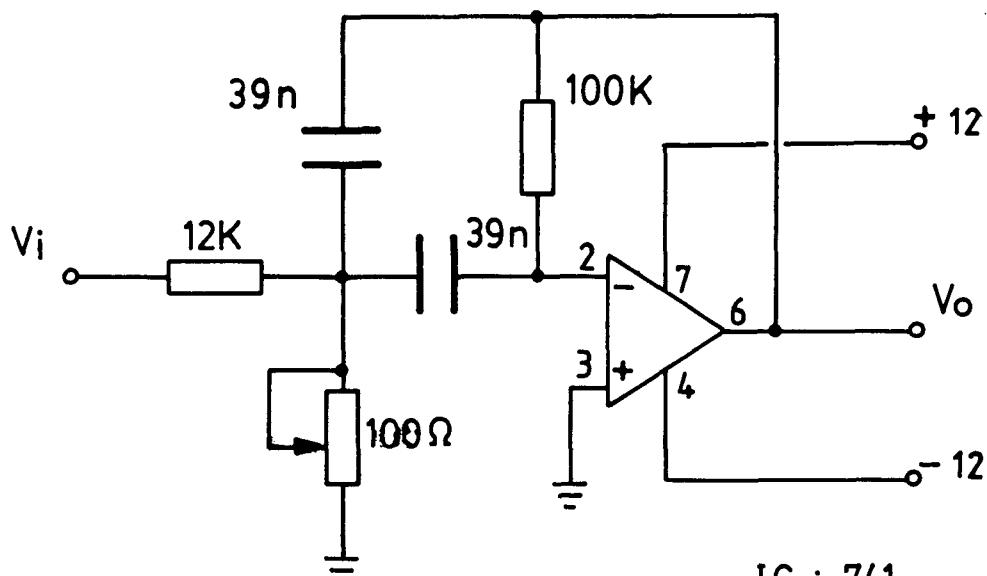
2.125 Hz frecuencia de marca

2.295 Hz " espacio I

2.975 Hz " " II

Las dos frecuencias de los espacios se ajustan a los desplazamientos normalizados de 170 y 850 Hz.

CELULA ELEMENTAL DE FILTRO



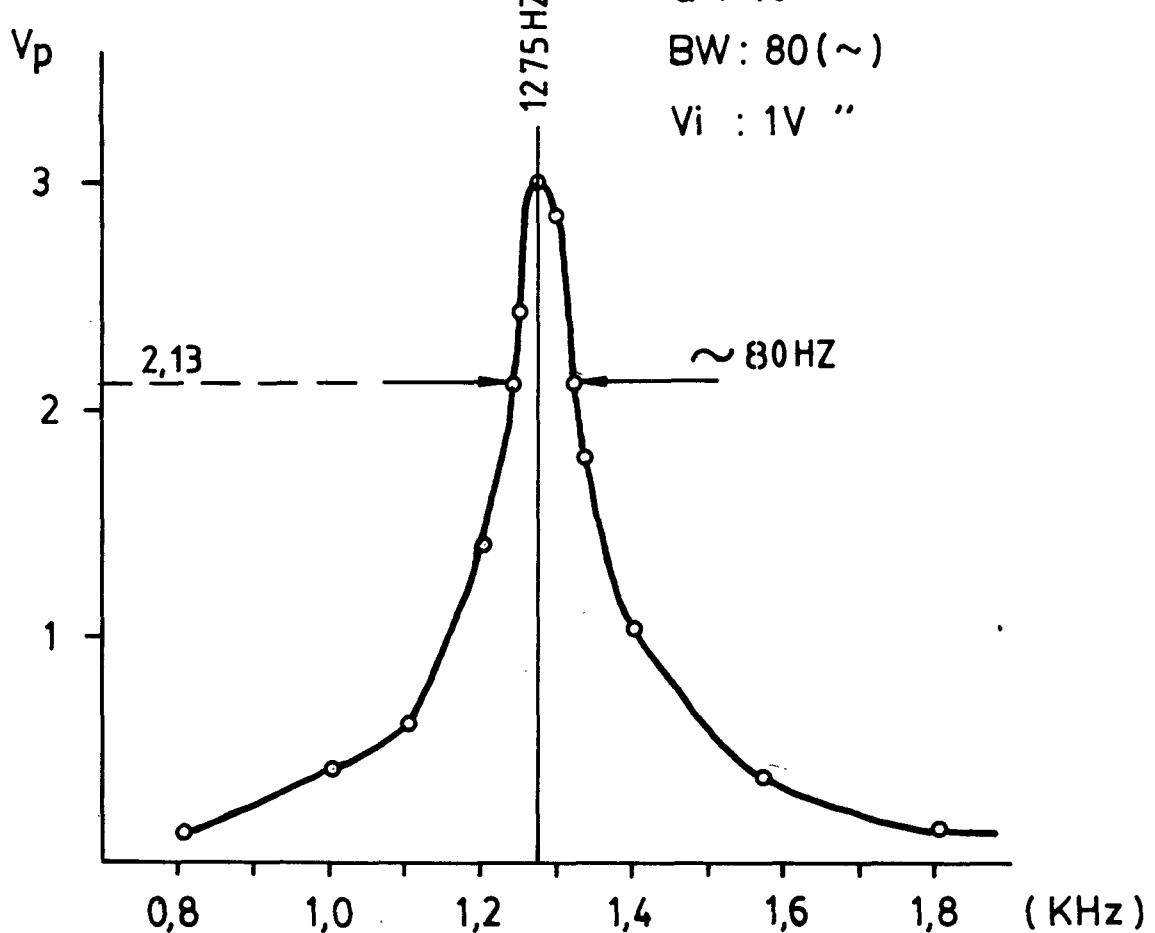
IC : 741

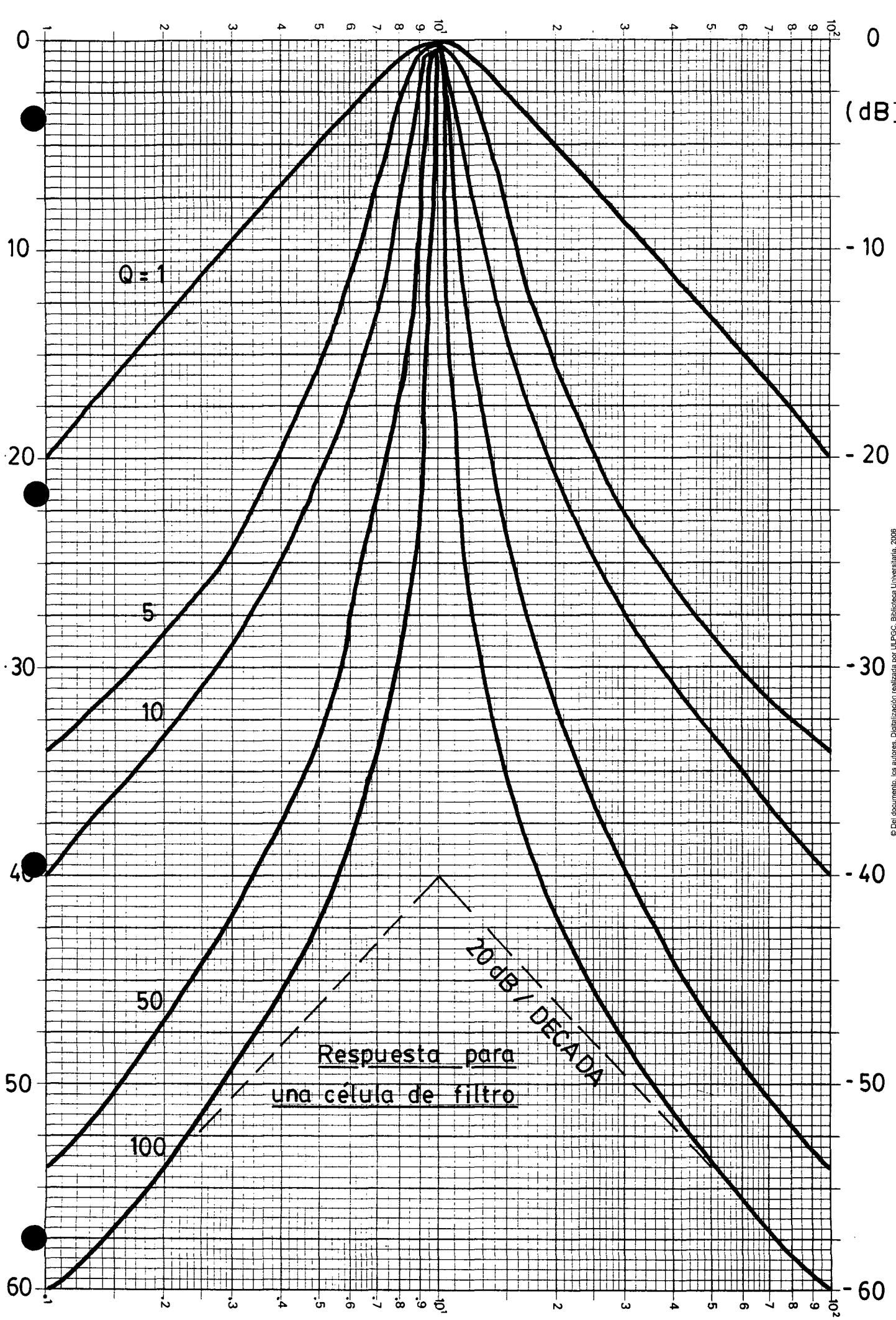
$G : 3,4 (\sim)$

$Q : 16$

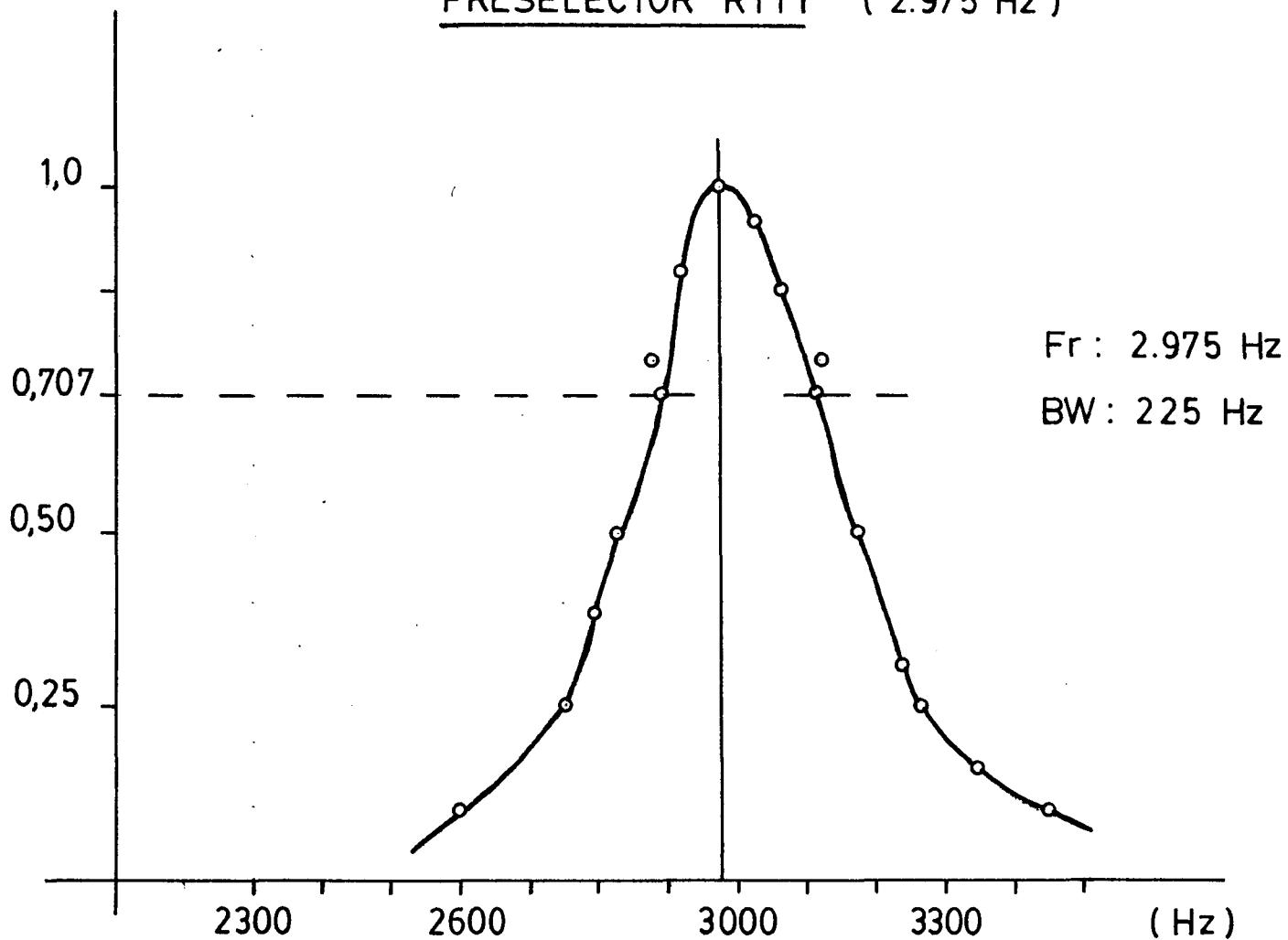
BW: $80 (\sim)$

$V_i : 1V "$





PRESELECTOR RTTY (2.975 Hz)





Las señales que provienen del receptor (salida de audio) atacan al IC1, que es un amplificador de ganancia 10, lo que garantiza el uso de una salida de grabación en el equipo receptor, cuyo nivel dejaría al limitador trabajando de forma "flotante".

El limitador está formado por dos siodos conectados en antiparalelo conjuntamente con una resistencia de 470 R. Este circuito garantiza un recorte a 600 mV. Es a partir de este punto donde entra en acción los filtros selectivos. Dado que ya se estudiaron con detenimiento en capítulos anteriores, pasaremos por alto los comentarios al respecto.

A la salida del preselector tenemos las señales correspondientes al tono de marca y espacio, con una notable reducción de ruido, o lo que es lo mismo, un gran realce de la realización S/N.

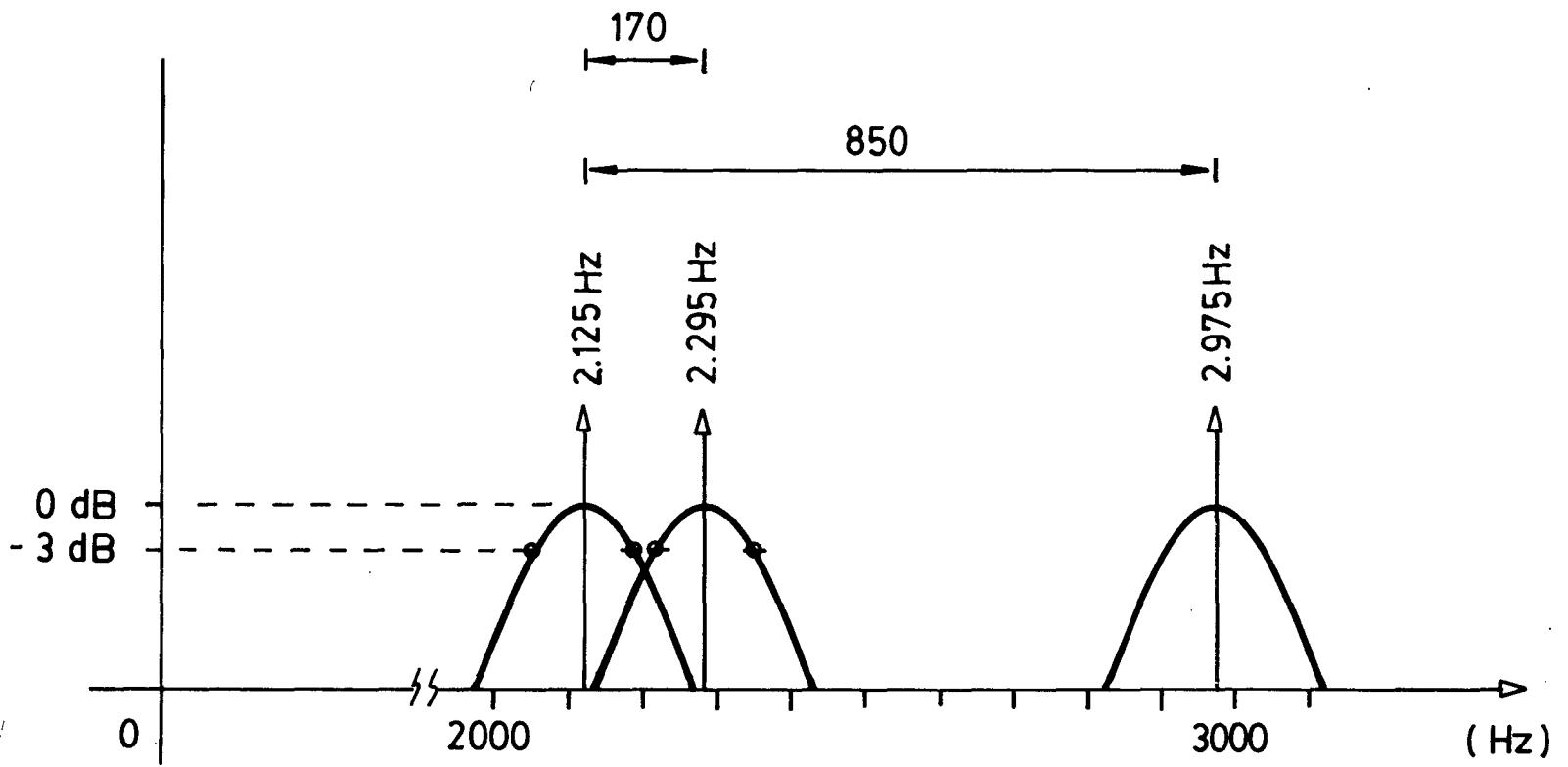
El ancho de banda se calculó para 200 Hz., siendo este último de unos 225 Hz medidos en laboratorio. El factor de calidad se nos sitúa en aproximadamente en 14,9 .

Con células simple de filtro obteníamos pendientes de 20 dB/década como máximo. Dado que nos interesaba una pendiente más escarpada nos decidimos por un filtro de octavo orden (4 polos) que nos ofrecía pendientes de ± 80 dB/déca da. Fijando la ganancia de lazo en 2,5 obtenemos señales a la salida de 1,5 Vpp, más que suficiente para pilotar cualquier etapa.

DECODIFICADOR RTTY

El amplificador de entrada está compuesto por los tran

SITUACION ESPECTRAL DE LOS TONOS "MARCA" Y "ESPACIO"



Ancho de banda: 200 Hz



sistores T1 y T2 y ataca al filtro pasa-banda de 700 y 1.300 Hz. Este está compuesto por los condensadores C1 ... C12 y las bobinas L1 ... L5, siendo la pendiente de este filtro aproximadamente de 40 dB/octava.

El amplificador/limitador está diseñado con un amplificador operacional de alta velocidad como es el LF 356, dos diodos y la puerta N1. La puerta N2 junto con la red de re~~tardo~~ asociada, actuan como discriminador de FM. Este sencillo pero eficaz circuito traduce las variaciones de frecuencia en su entrada (marca/espacio) en cambios de los trenes de impulsos a su salida. Estos impulsos (marca/espacio) se llevan a un circuito sample & hold (S/H) formado por T3, pasando previamente por el filtro paso-bajo compuesto por la red 4K7/220 n.

El funcionamiento del circuito de muestra y retención se basa en el uso del condensador de 56 n conectado al emisor de T3, que se carga a través de la resistencia de 18 K. Cuando conduce T3 se almacena el nivel del pulso en el condensador de 10 n de su colector. Este condensador puede mantener durante, relativamente, largos periodos su carga, ya que sólo puede cargarse muy lentamente a través de la, alta impedancia de la entrada no inversora del operacional IC2. La salida para el visualizador puede tomarse convenientemente de la entrada inversora de IC2, ya que la señal en este punto es básicamente la misma que la de la salida del sample & hold, que debe dejarse lo menos cargada posible. La función de IC2, a parte de servir como buffre para la salida del sample & hold, es actuar como un dispositivo automático de tensión umbral, ofreciendo una ganancia en alterna de 5,6 y de continua de 2.



Finalmente, el tren de impulso del RTTY (lógica de 12 V) puede tomarse de N4, tanto directamente como invertido, según la posición del interruptor Sw.

ADAPTADOR DE NIVEL

Básicamente se trata de un optoacoplador sometido a una tensión de referencia para el nivel con el que queremos trabajar (5 V en nuestro caso). El hacer uso de optoacopladores tiene la ventaja de estar completamente aislado eléctricamente y por tanto, la probabilidad de daño hacia el ordenador es prácticamente nula.

La salida del optoacoplador pilota un 74 LS14, que son buffer inversores trigger schmitt, que hacen que el pulso de salida quede perfectamente conformado entre los niveles establecidos (en este caso TTL).

El filtro formado por C1, R3 evita que cualquier sobreimpulso de corta duración pueda llegar al ordenador.

GENERADOR AFSK

El corazón de este módulo es el integrado de la casa EXAR INSTRUMENTS XR2206. Se trata de un generador de funciones cuyo principio de funcionamiento vimos en el capítulo 2. El nivel de salida lo ajustamos mediante el potenciómetro de 25 K hasta adaptarlo a la entrada de audio del equipo transmisor. Este módulo se encuentra ajustado a las frecuencias y desplazamientos estandar en las transmisiones de aficionado, dado que son en las únicas en que podemos efectuar las pruebas de emisión de esta modalidad.



FUENTES DE ALIMENTACION

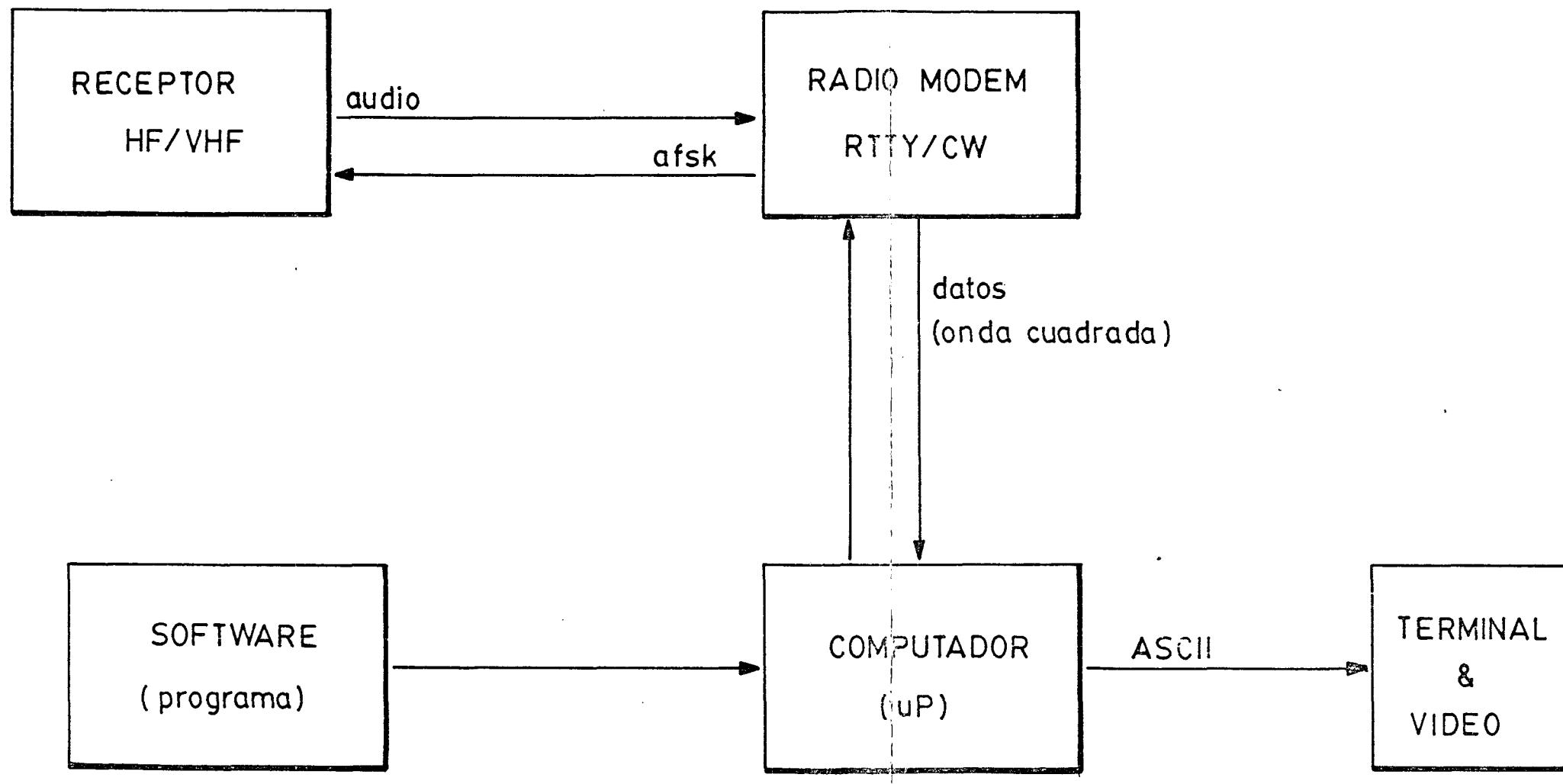
Se trata de un diseño convencional pero con una gran fiabilidad. Está dimensionada para proporcionar hasta 1 Amp, lo que permite trabajar con verdadero desahogo frente a los 350 mA que consume la interfase en el peor de los casos.

Consta de reguladores fijos de la serie 78 y 79 XX que garantiza no sólo fiabilidad sino un óptimo funcionamiento de las mayores fructuaciones de la tensión de entrada.

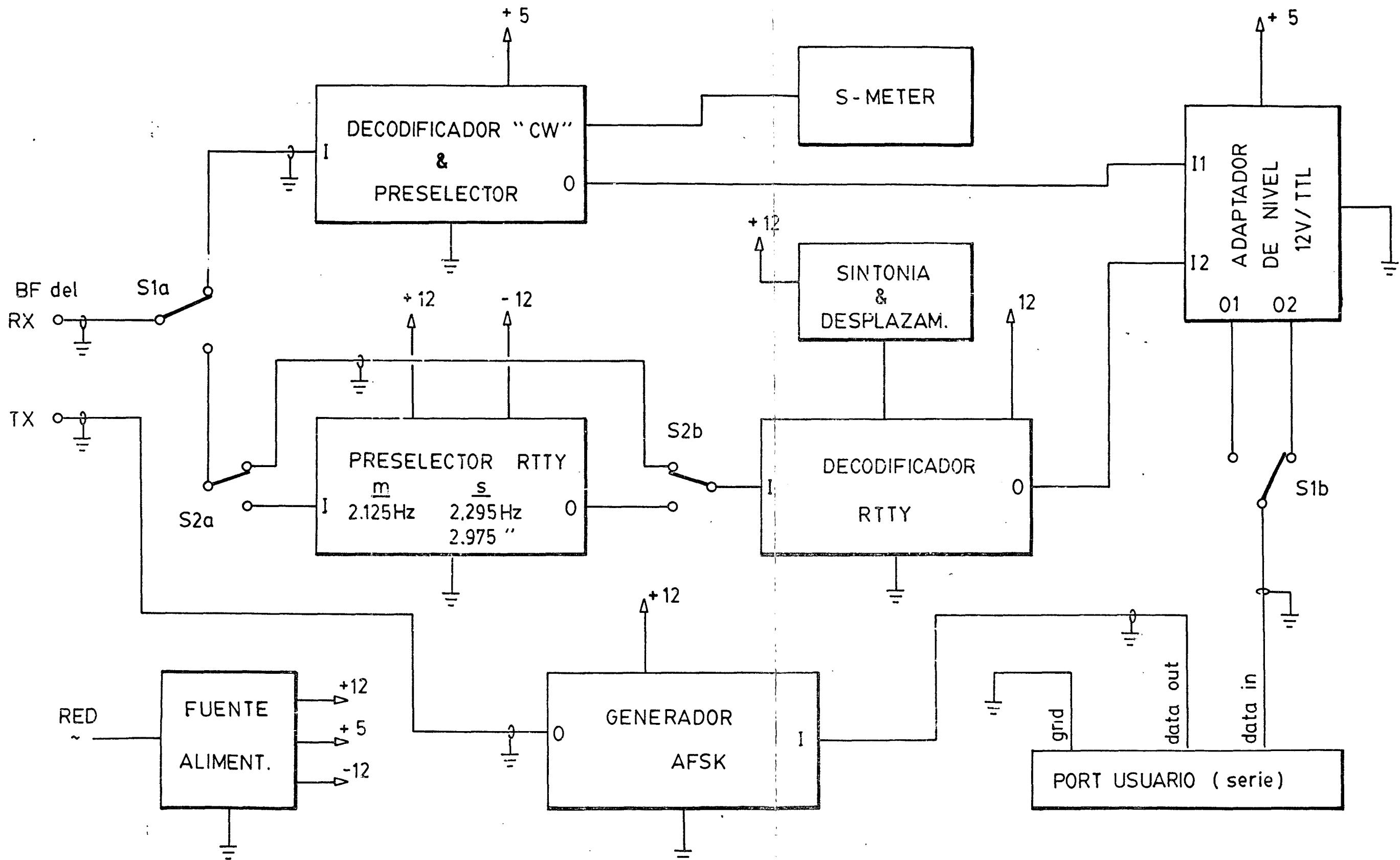
El sistema queda protegido por fusibles de 800 mA con lo cual se salva cualquier posible defecto en la red.

El resto de los módulos han quedado descritos en capítulos anteriores por lo que omitimos el volver a mencionarlos.

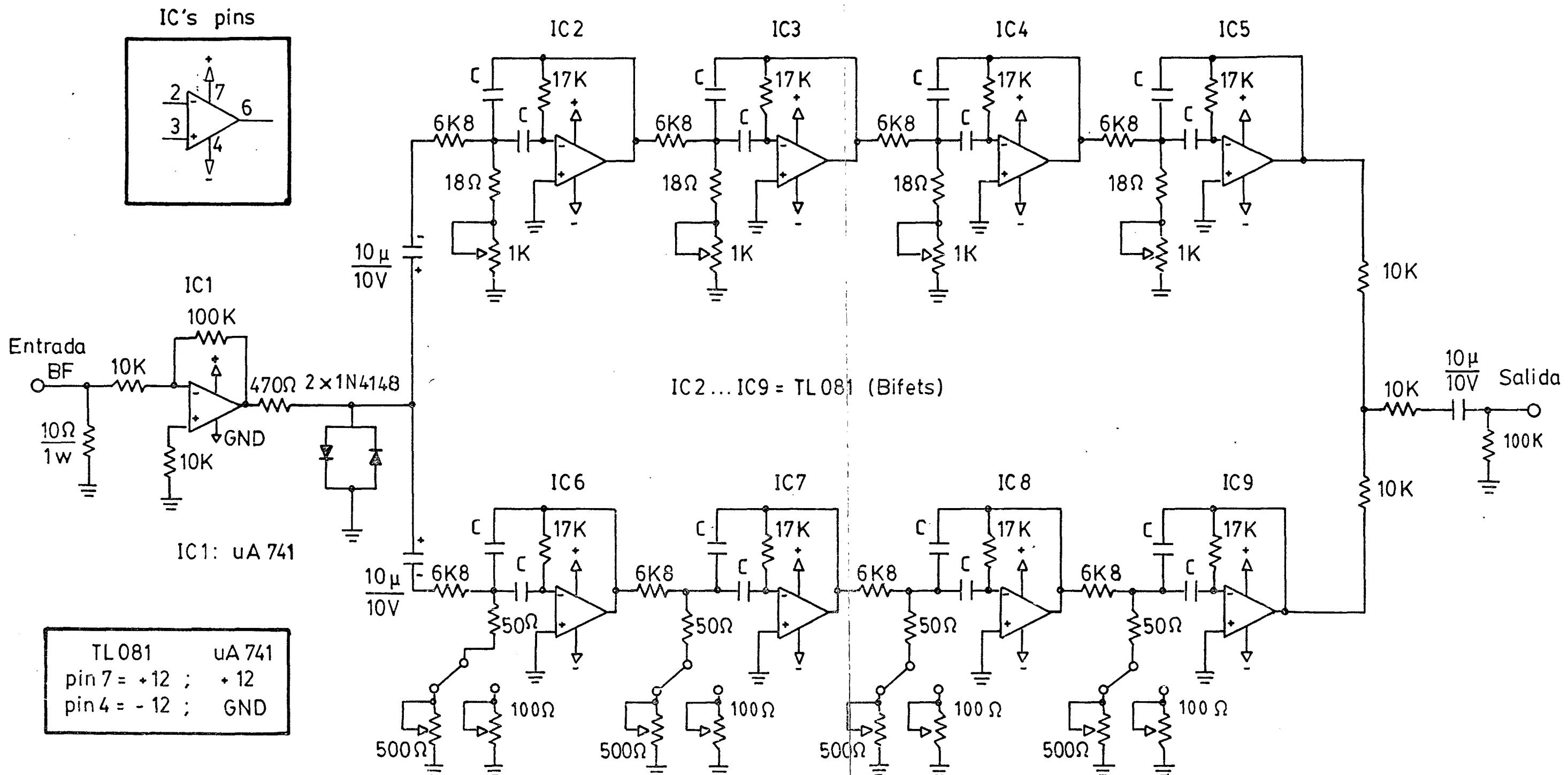
SISTEMA AUTOMATIZADO RTTY - CW



RADIO MODEM RTTY / CW

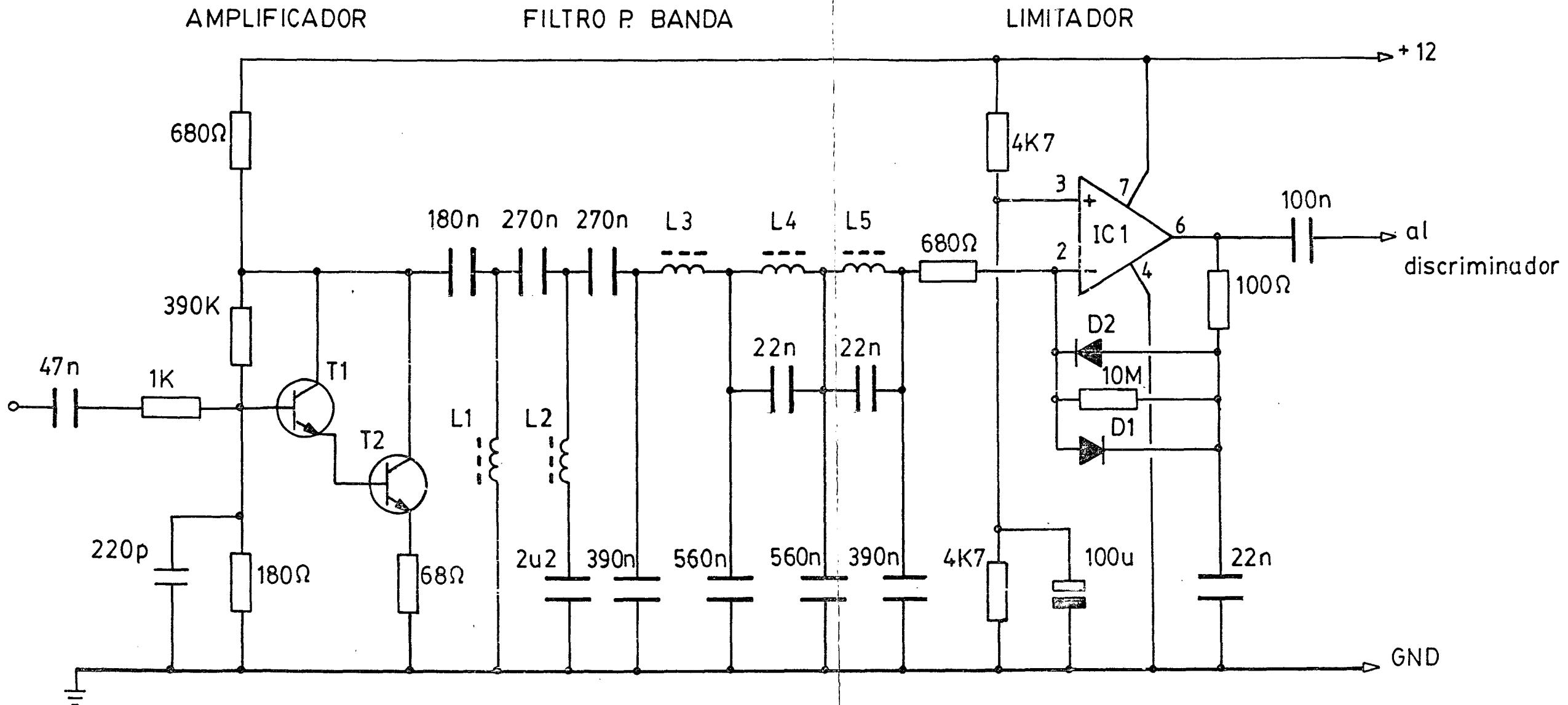


PRESELECTOR RTTY



- a) Todos los potenciómetros son de ajuste horizontal lineales
- b) Las resistencias de 1/2W y 5%
- c) Los condensadores con 'C' de 39n, 5%

DECODIFICADOR RTTY (I)



IC1 : LF 356

T1, T2 : BC 550C

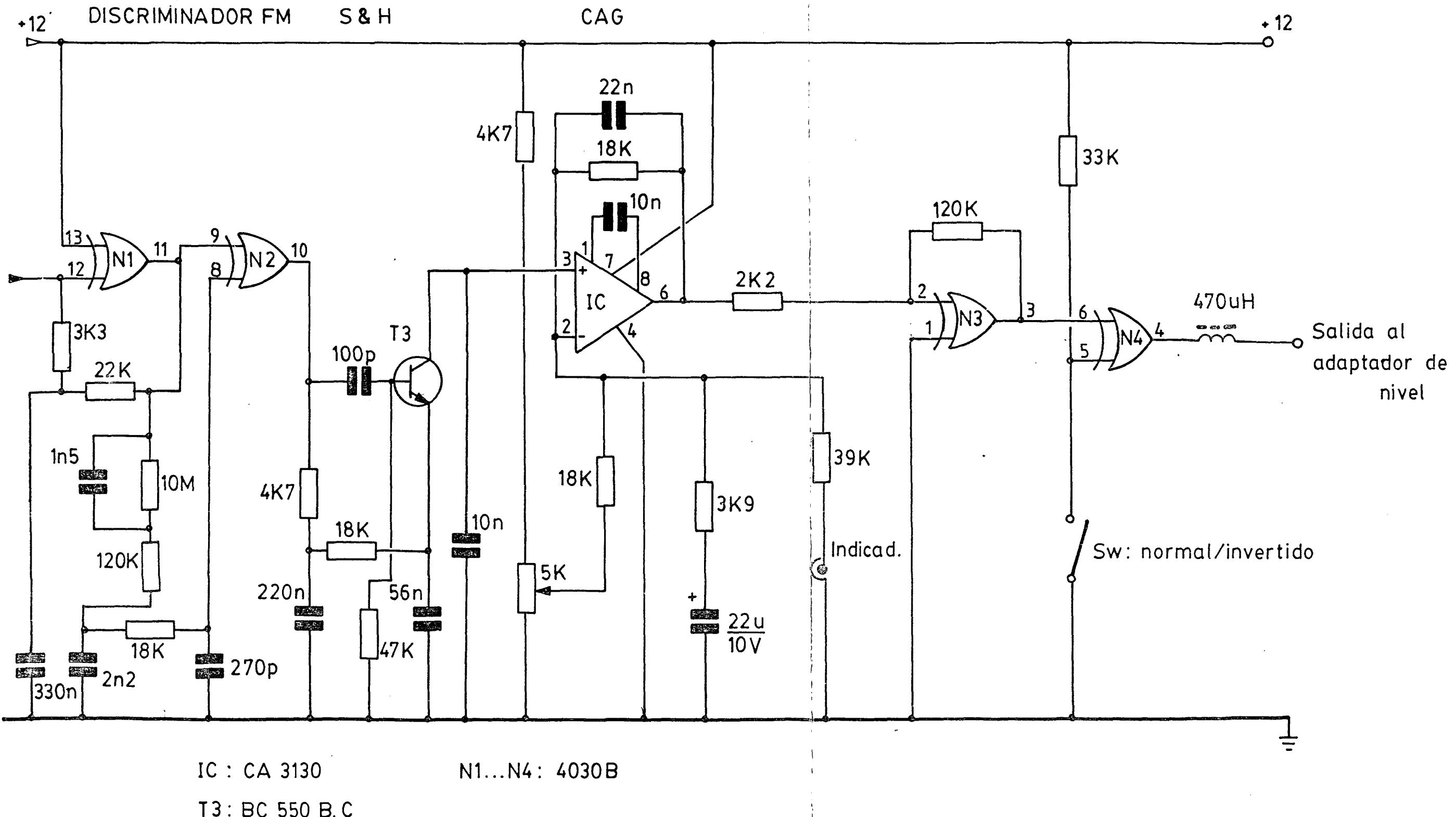
D1,D2 : 1N4148

L1...L5 : 68mH

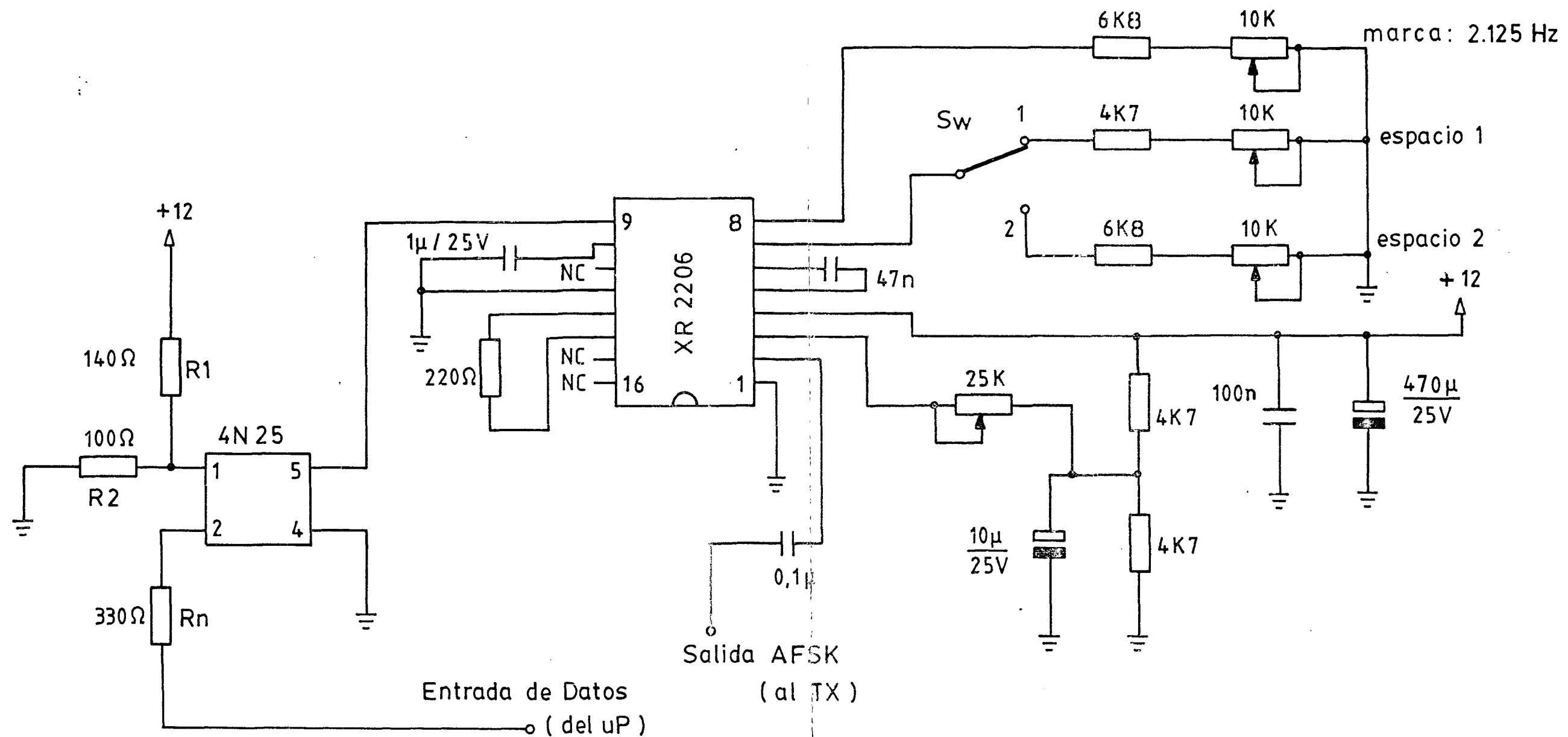
NOTA :

Todas las resistencias 1/2W, 5%

DECODIFICADOR RTTY (II)



GENERADOR AFSK

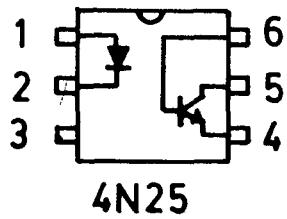
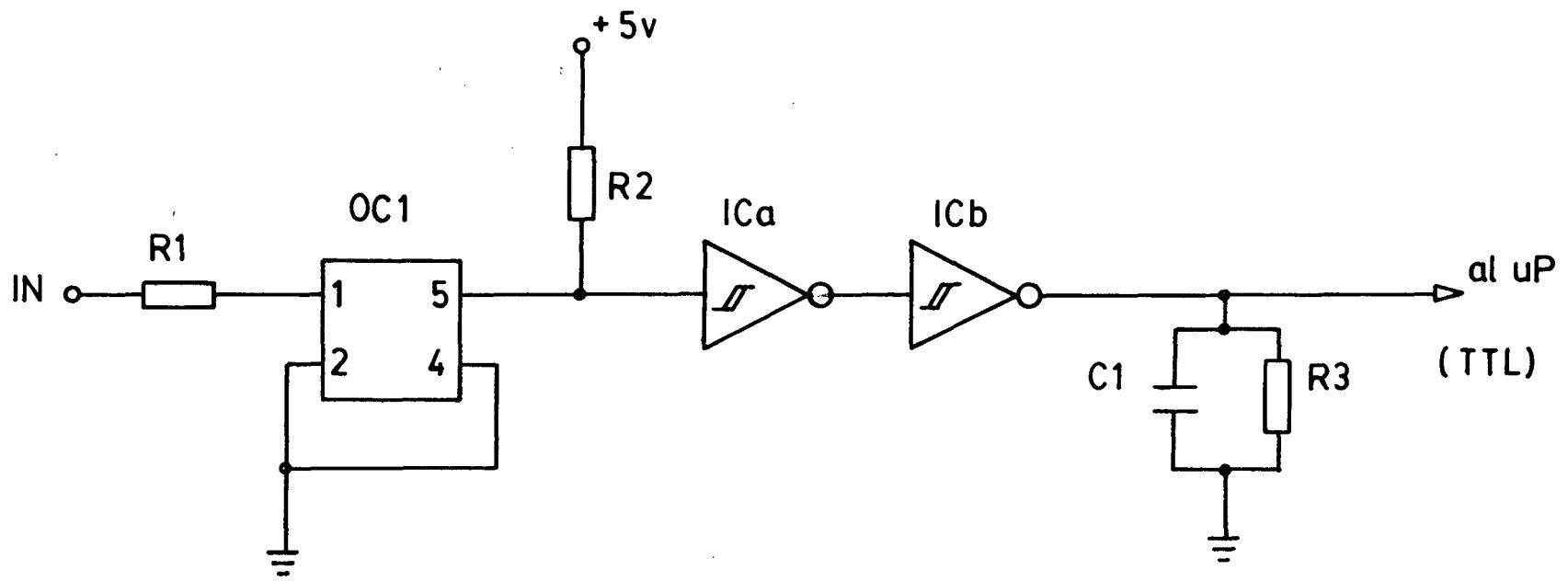


NOTAS:

- I) Todas las resistencias de 1/2W, 5%.
- II) Potenciómetros de 10K, ajuste multivuelta
- III) Rn depende de la salida computador. Calculada para TTL
También R1/R2

Posición Sw

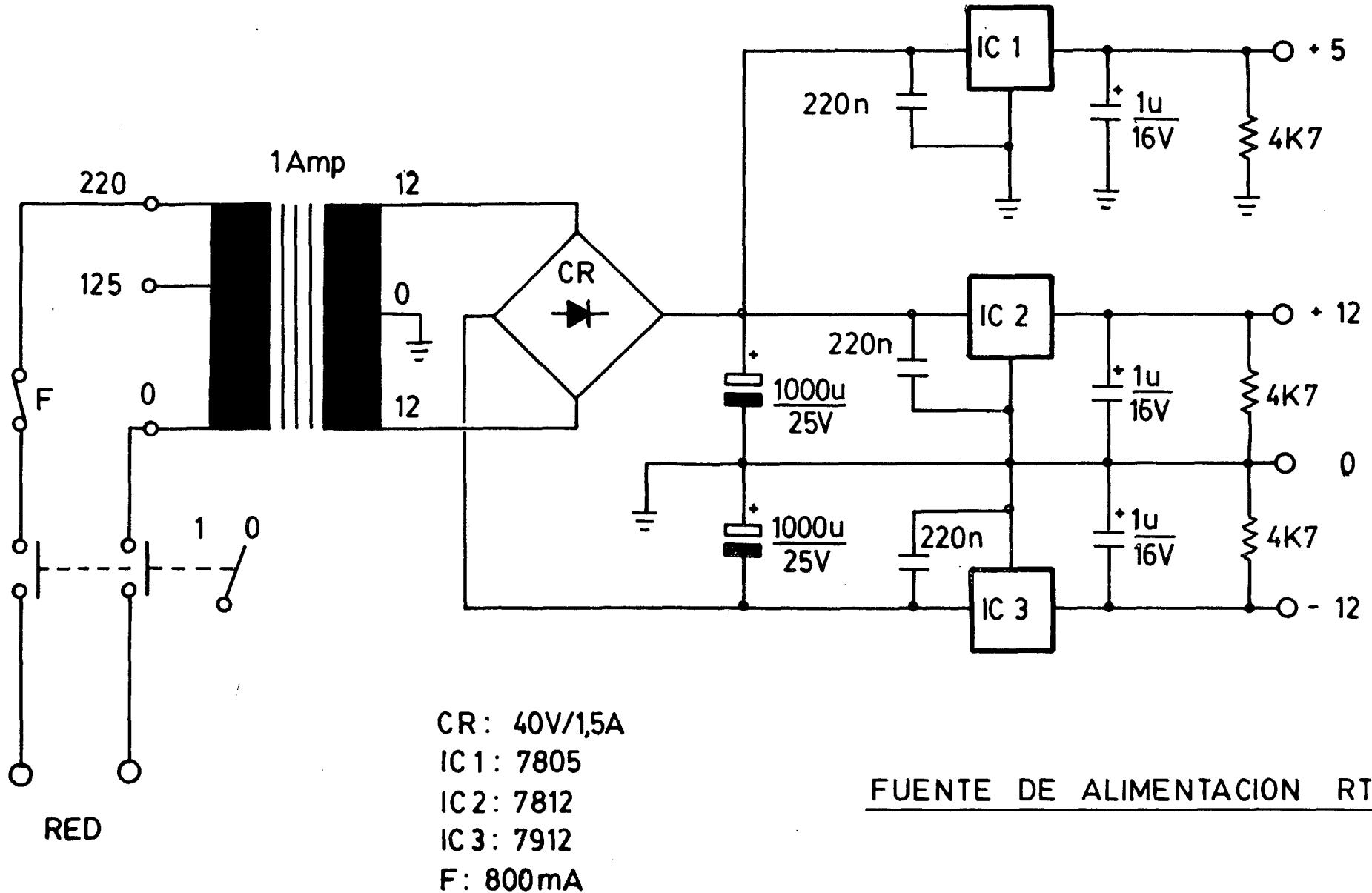
- | | |
|-----|----------|
| 1 - | 2.975 Hz |
| 2 - | 2.295 Hz |



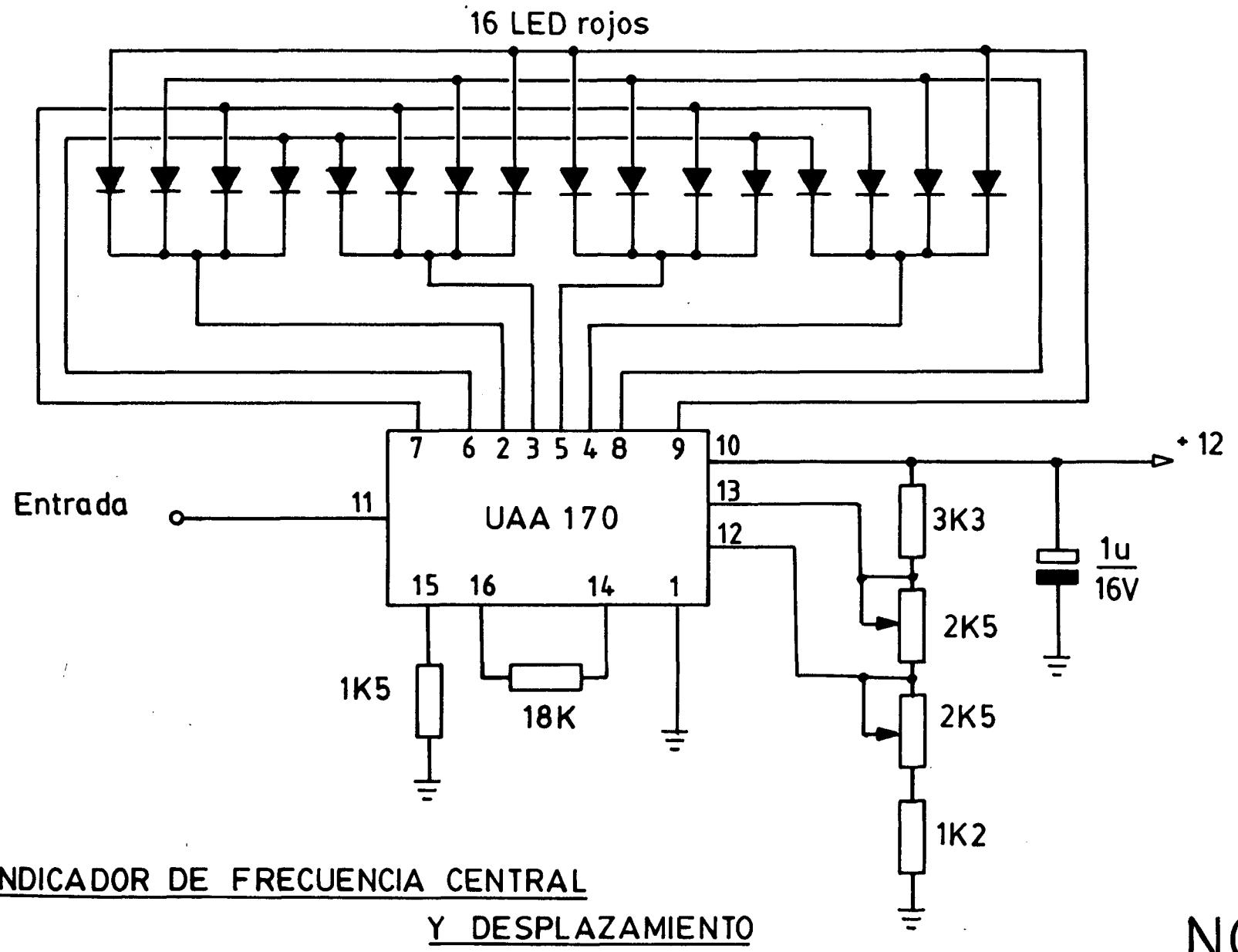
R1 : 1K1
 R2 : 10K
 R3 : 100K
 C1 : 220n
 OC1: 4N25
 ICa,b : 1/6 74LS14

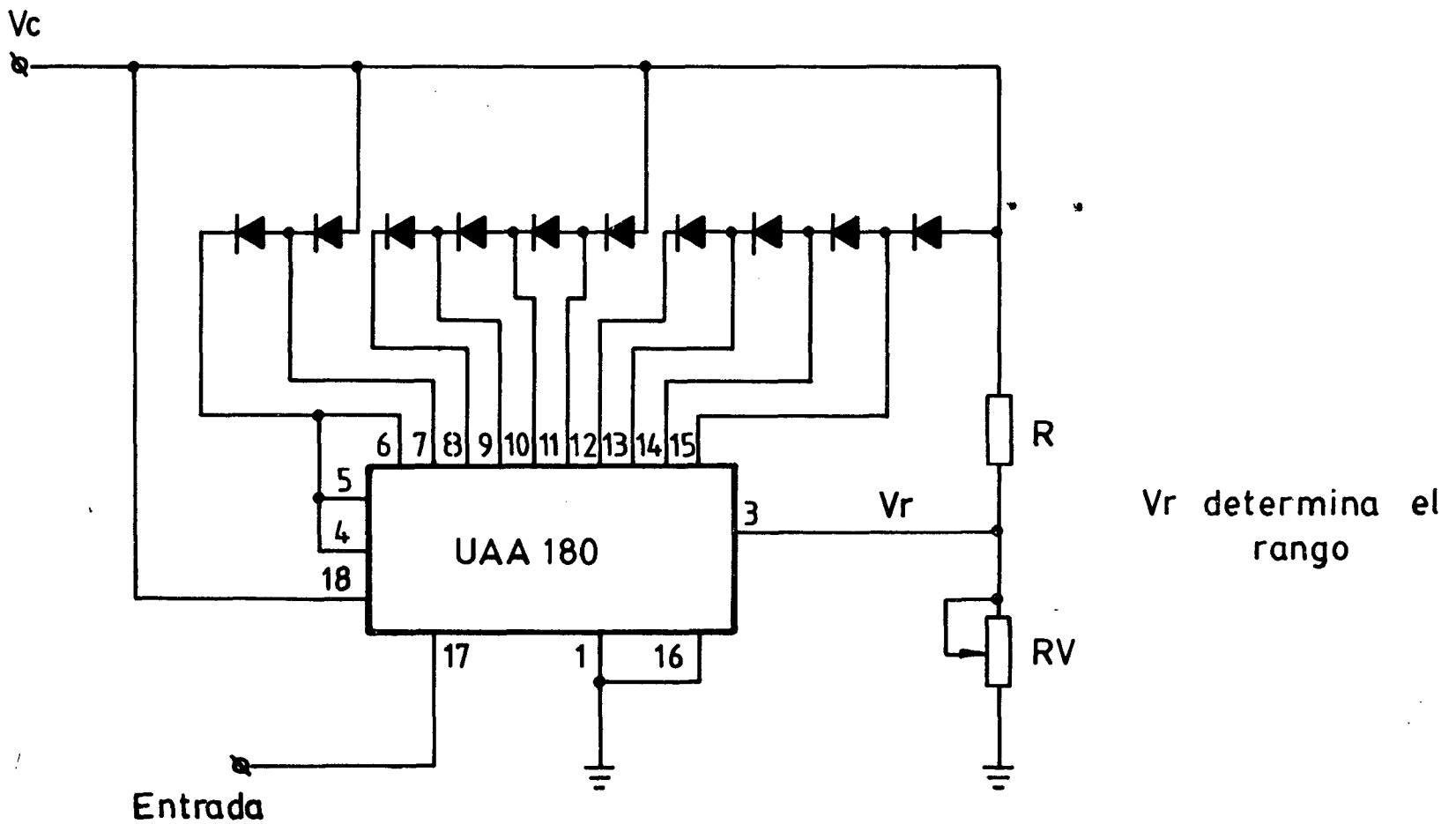
ADAPTADOR DE NIVEL 12v/TTL

NO.13



NO.14





INDICADOR DE SINTONIA-GANANCIA PARA CW

NO. 16



APENDICE V

- Presupuesto



PRESUPUESTO

A continuación detallamos la relación de material aproximado empleado en la realización de este Proyecto.
(Las cifras vienen expresadas en pesetas).

PRESELECTOR

33 resistencias 1/2 W, 5%	330
16 condensadores multilayer 39 n, 10%	320
3 condensadores 10 uF/10 v	60
2 diodos 1N4148	18
4 potenciómetros ajuste 1K	140
4 " " 500R	140
4 " " 100R	140
8 circuitos integrados, TL081	1600
1 circuito integrado, uA 741	70
Subtotal P		2.748

ADAPTADOR DE NIVEL

1 optoacoplador 4N25	246
3 resistencias 1/2W 5%	30
1 condensador 220 n poliéster	40
1 circuito integrado 74LS14	230

Subtotal An 546



FUENTE ALIMENTACION

1	transformador 220/12+12, 1A	1100
1	puente rectificador 1000V, 1,5A	125
3	reguladores	525
3	condensadores 220 n	60
5	condensadores electrolíticos	450
3	resistencia 1/2 W, 5%	30
	Subtotal FA	2.320

GENERADOR AFSK

1	circuito integrado 4N25	246
1	circuito integrado XR 2206	1500
3	potenciómetros multivuelta 10K	810
9	resistencias 1/2 5%	90
1	potenciómetro lineal ajuste 25K	35
6	condensadores varios	120
	Subtotal G	2.801

DECODIFICADOR RTTY

31	resistencias 1/2 W, 5%	310
3	potenciómetros ajuste	105
29	condensadores multilayer 10%	590
2	condensadores electrolíticos	100



DECODIFICADOR RTYY (continuación)

2	diodos 1N4148	18
16	diodos leds rojos	560
2	transistores BC550	100
1	circuito integrado 1F 356	236
1	" " CA 3130	375
1	" " MC 4030 B	120
1	" " UAA 170	300
5	bobinas 47 mH	795
2	bobinas 470 uH	100
Subtotal D		3.649

DECODIFICADOR CW

29	resistencias 1/2W 5%	290
3	potenciómetros ajuste	105
4	condensadores electrolíticos	150
4	diodos 1N4148	36
1	diodo AA119	125
1	circuito integrado LM324	375
1	circuito integrado LM567	260
1	circuito integrado CA3080	300
2	circuitos integrados 3130	750
2	dioidos leds	70
1	microamperímetro 100 uA	1485
Subtotal CW		4.046



MATERIAL VARIO

30 separadores y tornillos	200
25 zócalos	1750
1 bolsa espadines	500
1 caja metálica	4500
4 conectores	200
cable apantallado	200
1 conmutador 4c6p	350
1 piloto rojo	100
1 fusible y porta	100
1 conector regleta	300
4 conmutadores	500
1 potenciómetro 5K	150
transferibles y circuitos impresos	2000

Subtotal V	10.850
------------------	--------

Subtotal P	2.748
Subtotal AN	546
Subtotal FA	2.320
Subtotal G	2.801
Subtotal D	3.649
Subtotal CW	4.046
Subtotal V	10.850

TOTAL	26.960
-------------	--------