

# IMPLEMENTACION DE ENTRENADORES DE COMUNICACIONES EN PLACAS PCB

R. Serrano, J.M. Górriz, J. Ramírez, C.G. Puntonet  
*Departamento Teoría de la Señal Telemática y Comunicaciones. Facultad de Ciencias.*  
*Universidad de Granada. España.*  
gorriz@ugr.es

## 1. Sistema de comunicación simple basado en la técnica de ancho de pulsos PWM.

En el primer modulo desarrollado (Fig. 2) se estudia y realiza el sistema de modulación de ancho de pulso, Pulse Width Modulation, o PWM<sup>1</sup>. Se basa en una comparación entre una señal de referencia (señal triangular en nuestro montaje) y una señal de entrada (señal a modular, sinusoidal en nuestro montaje), para obtener una señal cuadrada de una anchura variable que depende del resultado de la comparación. Esta técnica suele venir implementada por hardware en diversos microcontroladores como los del fabricante microchip, y es por ello la importancia de entender y saber en qué consiste.

El entrenador de este primer sistema utiliza los circuitos integrados TL082<sup>2</sup> y LM111<sup>2</sup> (Fig. 2) junto a distintos componentes pasivos de forma que podamos, una vez finalizada esta parte, entender que es, para que sirve y como funciona un modulador PWM de una manera sencilla. El sistema se consta de:

- Subsistema de modulación (Fig. 3)  
El oscilador.  
El comparador.

-Subsistema de demodulación  
Convertor PWM a PAM (Fig. 5)  
Filtrado (Fig. 5)

### 1.1. Subsistema de modulación.

El sistema de modulación consta de un generador de onda triangular (biestado) y un comparador entre la onda triangular generada y la señal de entrada al sistema.

La máxima amplitud de la señal modulante admisible por el sistema, es la máxima amplitud de la señal triangular generada en  $V_{\text{triang}}$  (Fig. 3), ya que a partir de este valor tenemos una señal continua a la salida del comparador. Por tanto el rango de la señal de entrada posible en  $V_{\text{in}}$  (Fig. 3) para un funcionamiento adecuado del modulador es el siguiente:

$$V_i \leq 2 \left( 1 + \frac{R6}{R7} \right) V_{th} = 9.2V$$

(1)

Se ha comprobado coincide el valor teórico y el experimental dado por el modulador (9.2V).

En la tabla 1, se muestra una comparativa de los resultados obtenidos para el periodo y la frecuencia de la señal triangular, denotada en la (Fig. 3) como " $V_{\text{triang}}$ ", en la simulación con Spice, en teoría y en la experiencia.

La amplitud de la señal triangular en el modulador del entrenador de comunicaciones es de 2.22V (4.44V pico a pico). A continuación medimos el ancho de los pulsos a la salida del subsistema, en función de la amplitud de la señal moduladora,  $V_{\text{in}}$ . Para ello, introducimos un escalón en  $V_{\text{in}}$  (Fig.

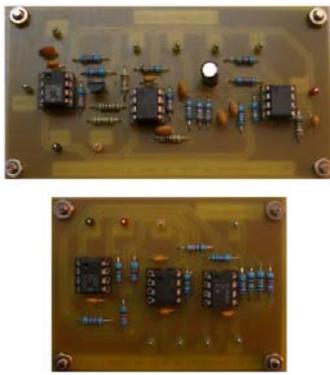


Figura 2. Entrenador basado en PWM.

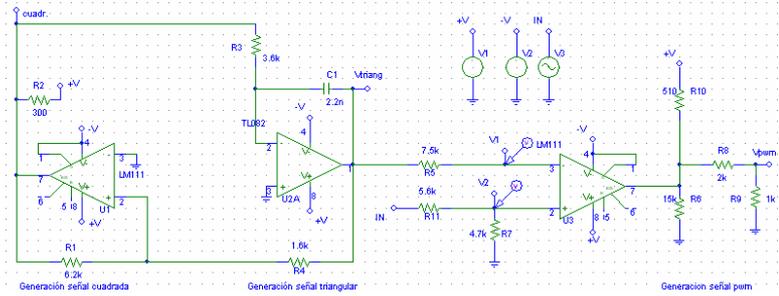


Figura 3. Esquemático del sistema de modulación.

	Exp.	Spice	Teór.
Periodo $\mu$ s	10.0	9.6	9.2
Frec. KHz	116.0	104.2	142.0

Tabla 1. Medidas salida generador

$V_i$ (V)	T ( $\mu$ s)						
0.1	4.2	-0.2	3.6	1.0	6	-1.5	1.3
-0.1	3.7	0.5	4.9	-1.0	1.4	2.0	7.3
0.2	4.2	-0.5	3.3	1.5	6.7	-2.0	0.8

Tabla 2. Ancho de pulsos VS amplitud señal moduladora.

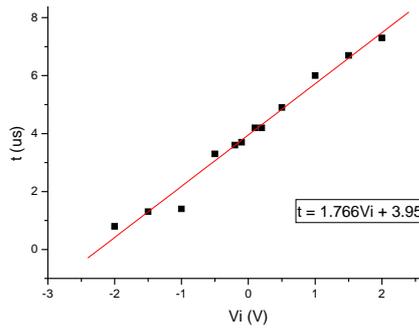


Figura 4. Simulación del demodulador en Spice.

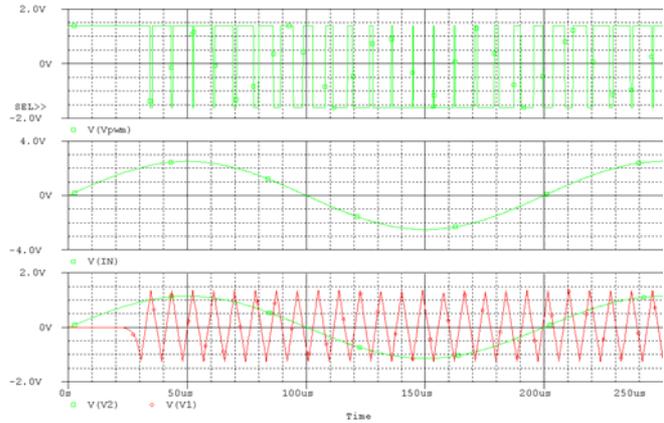


Figura 6. Ancho pulsos VS  $V_i$  (Tabla 2)

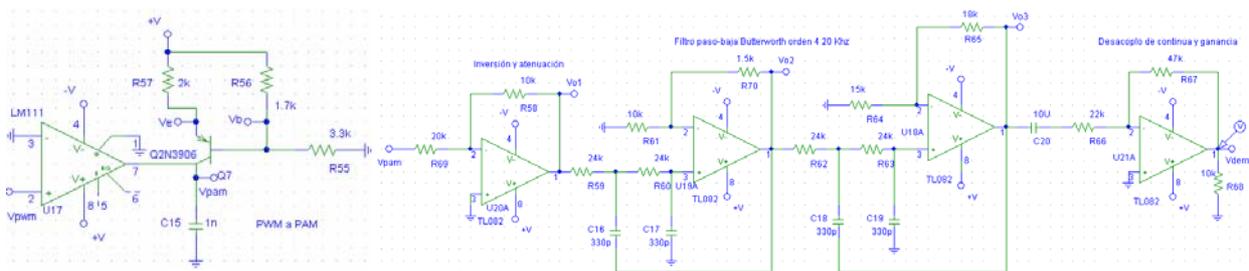


Figura 5 Esquemático de izquierda a derecha: Convertor PWM-PAM y modulo de filtrado.

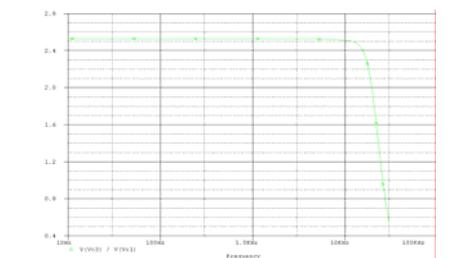


Figura 7.  $V_0/V_i$  vs Frecuencia filtro Spice

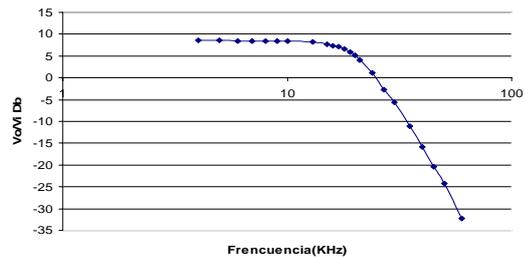


Figura 8  $V_0/V_i$  vs Frecuencia(KHz), filtro del entrenador.

3), de manera que para cada tramos del escalón de entrada midamos obtengamos un valor positivo y otro negativo, es decir, un pulso en alto y otro bajo. Las medidas que obtenemos se muestran en la Tabla 2 y en la Fig.6. Se puede observar claramente que tiene un comportamiento lineal. En las medidas realizadas en el entrenador, observamos un rango de linealidad de unos 8V, a partir de este margen la dependencia entre tensión de entrada y anchote pulso pierde tal linealidad.

### 1.2. Subsistema de demodulación.

El sistema de demodulación es de tipo indirecto, ya que la señal tendrá que ser tratada en dos fases para llegar a la señal demodulada.

- La primera fase es un conversor de PWM a PAM (Fig. 5), el cual convierte la señal de entrada, es decir la PWM, en una señal diente de sierra (modulada PAM). Podemos observar que la señal PWM se aplica al terminal V+ del comparador LM111<sup>2</sup> (Fig. 5 izquierda), por lo que si esta es positiva, la salida del mismo estará a nivel alto y en el caso contrario, a nivel bajo. Estas transiciones no se realizarán de modo brusco, por la presencia del condensador C<sub>15</sub> entre la salida y tierra. La corriente que circula por C<sub>15</sub> es la corriente de colector del transistor bipolar, polarizado mediante el divisor de tensión formado por las resistencias R<sub>56</sub> y R<sub>55</sub>, siendo R<sub>57</sub> la resistencia de emisor. Cuando el comparador aumenta su tensión de salida acercándose a nivel alto, el condensador se irá cargando y por tanto la tensión de colector-emisor del transistor tenderá a cero, produciéndose antes de esto la saturación del transistor. Esto ocurrirá o no dependiendo del tiempo en alto del comparador y de la capacidad del condensador C<sub>15</sub>.

- La segunda fase en la demodulación (Fig. 5 derecha) es filtrar paso baja la señal modulada en PAM, de forma que obtengamos el valor promedio, es decir, la envolvente de la señal. Antes se coloca una etapa previa que consiste en un amplificador inversor con el operacional TL082<sup>2</sup> que produce atenuación para adecuar la señal a la entrada del filtro. Según los valores empleados, es obvio que la atenuación se produce en un factor dos. El filtro que utilizamos es un filtro de Butterworth<sup>3</sup> de 4º orden con estructura Sallen y Key (consta de dos etapas de 2º orden en cascada).

En la Fig. 7, mostramos la simulación realizada en Spice y en la Fig.8 los valores medidos en el laboratorio para el entrenador de comunicaciones basado en sistema de modulación PWM. Observamos, como la Fig.9, realizada en el laboratorio, se asemeja casi de forma exacta al filtro paso-bajo teórico analizado de 4º orden anteriormente con una frecuencia de corte de 20 KHz .

### 1.3. Entrenador de comunicaciones completo.

En el laboratorio, tras realizar el conexionado pertinente, se procedió a la comprobación de la funcionalidad del entrenador para distintas entradas, el resultado fue que para todos los tipos de entrada introducidos mediante el generador de señales, la señal de salida tras pasar por todo el sistema se correspondía con la entrada introducida salvo un factor de continua y una ligera distorsión. Además, en comparación con otros sistemas realizados en placa board de inserción, se reducía en gran medida la presencia de ruido, debido entre otros factores a las características de la conmutación producida en el LM311. En el diseño de los entrenadores se han colocado condensadores entre la alimentación y tierra junto a los integrados para reducir este efecto desagradable.

Para ver la respuesta del entrenador al completo realizamos medidas para obtener el diagrama de bode desde la entrada V<sub>in</sub> (Fig. 3) del modulador, a la salida V<sub>dem</sub> del demodulador (Fig. 5), con medidas únicamente hasta 35 KHz, dado que a partir de este valor, el ruido era mayor que la propia señal y nos impedía tomar medidas fiables, algo normal pues se ha diseñado el filtrado para una frecuencia de corte de 20 KHz. El resultado lo mostramos en la Fig.9, observándose como la frecuencia de corte se sitúa en los 20 KHz. En el caso de que se deseara utilizar este sistema para transmisión de señales, éstas deberán estar limitadas con un ancho de banda no superior al establecido

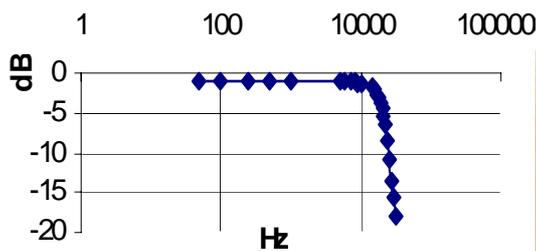


Figura 9 Diagrama de bode en laboratorio.

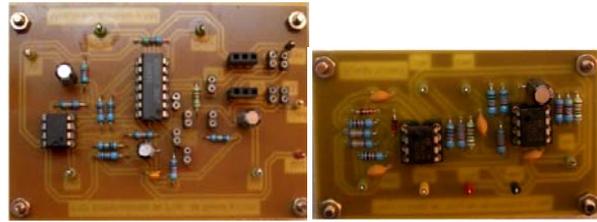


Figura 10. Entrenador de comunicaciones

por la frecuencia de corte.

De igual modo debido a la atenuación realizada en el modulo de filtrado (Fig. 5 derecha), la señal de salida tendrá una amplitud más pequeña que la de entrada, lo cual supone un inconveniente para la transmisión de señales de muy poca amplitud pues para éstas la relación señal ruido a la salida podría ser insuficiente para las especificaciones de la aplicación, impidiendo la obtención de resultados adecuados.

## 2. Sistema de comunicación simple basado en la técnica de modulación en amplitud.

Este entrenador de comunicaciones (Fig. 10) implementa un sistema de modulación de amplitud. Se basa en un multiplicador analógico balanceado usando el circuito integrado LM1496<sup>6</sup>. Con el entrenador estudiaremos varias situaciones:

- Modulador de portadora suprimida.
- Doblador de frecuencia.
- Modulación AM.
- Demodulación por detección de envolvente.

### 2.1. Modulador AM de portadora suprimida.

El entrenador de comunicaciones, una vez se le añadan los valores de componentes pasivos adecuados como muestra el esquemático de la Fig. 11, y conectando dos señales, una de 10 KHz correspondiente a la señal  $V_s$  y la portadora de 100KHz en  $V_p$ , generaremos una señal modulada en amplitud con ausencia de portadora, lo que se conoce con el nombre de DSB-SC<sup>4</sup>. Para ello lo que se hace es ajustar el potenciómetro "R21" de la Fig. 11 de forma que la polarización de los transistores del lm1496 que reciben a la señal modulante sea la misma.

El valor del potenciómetro "R<sub>21</sub>" que hace esto es justo el valor central, es decir, el potenciómetro del entrenador de comunicaciones que en este caso es de 10K $\Omega$  debería estar situado en 5K $\Omega$ . Con ello conseguimos en la simulación (Fig. 12) que la polarización sea simétrica y las corrientes de polarización se cancelen mutuamente y solo contribuya el término AC debido a la señal modulante. En el análisis de Fourier realizado en la Fig. 12, en la izquierda mostramos el caso con el potenciómetro centrado en 5K $\Omega$ , donde se elimina completamente la portadora en 100KHz y a la derecha mostramos el caso en el que el potenciómetro no queda centrado (con un valor de 1K $\Omega$ ) por lo que, como se observa en el análisis, no se elimina la portadora de 100Khz.

Las medidas en laboratorio del entrenador de comunicaciones para la diferencia en dB entre las amplitudes de las bandas laterales y la de la portadora se muestran en la tabla 3. Si partimos de un valor de 5k $\Omega$  a medida que se va disminuyendo el valor del potenciómetro se acentúa más la diferencia en dB entre las bandas laterales y la de la portadora, es decir, tiene más peso la portadora (su amplitud se va asemejando más a la de las bandas laterales). Por el contrario, a medida que se va aumentando el valor del potenciómetro se llega a un momento en el que, por ejemplo para el caso de 10k $\Omega$ , la amplitud del armónico correspondiente a la portadora es superior a la de las bandas laterales, la diferencia en este caso en dB es negativa (esto mismo ocurriría si el potenciómetro se ajustase en un valor totalmente opuesto a los 10k $\Omega$ , es decir en 0k $\Omega$ ). Finalmente cuando el valor del potenciómetro

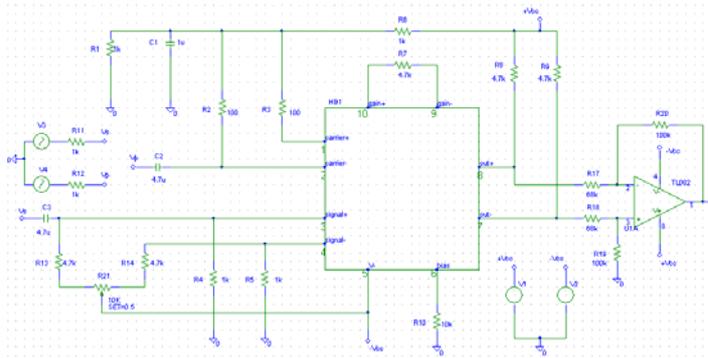


Figura 11. Modulador AM portadora suprimida.

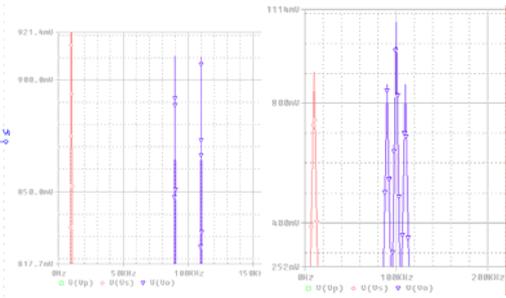


Figura 12. Fourier.  $V_0$  función frecuencia.

Pot.(K $\Omega$ )	Simulación.(dB)	Experiencia. (dB)
2	4.65	3.4
4	14.93	9.6
5	" $\infty$ "	27.0
7	8.17	5.0
10	-1.78	-

Tabla 3. Diferencia de amplitud en dB entre bandas laterales y portadora

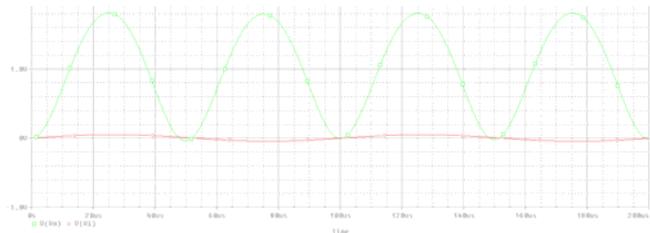


Figura 13. Amplitud en función de la frecuencia

	Portadora	B. lateral izq.	B. lateral dcha.	<sup>1</sup> Diferencia (dB)
<b>Fundamenta</b>	94kHz (31.5dB)	84kHz (11dB)	104kHz (11dB)	20.5dB
<b>1° armónico</b>	296kHz (42.8dB)	286kHz (21.7dB)	306kHz (21.7dB)	21.1dB
<b>2° armónico</b>	500kHz (43.5dB)	488kHz (32.8dB)	508kHz (32.6dB)	10.7dB

Tabla 4. Valores en laboratorio de la distorsión armónica y generación de armónicos portadora.

es tal que se encuentra justo en la mitad (5k $\Omega$ ), el circuito resultante es simétrico por lo que desaparece la portadora e idealmente la diferencia en dB es infinita.

En la tabla 4, se obtienen los valores en laboratorio para el entrenador de comunicaciones de la distorsión armónica y generación de armónicos para la amplitud de la portadora, ya que los efectos son más evidentes. Al aumentar la amplitud de la portadora llega un momento en el que el circuito modulador trabaja en conmutación, puesto que los transistores del par diferencial balanceado del LM1496<sup>6</sup>, operan en corte y saturación. Debido a esta situación, se multiplica una señal cuadrada (portadora) con una señal senoidal (modulante), obteniéndose a la salida del circuito una repetición del espectro, el cual idealmente está centrado a la frecuencia de la portadora (100kHz). Así se tendrá el espectro "fundamental" y una repetición del mismo en frecuencias  $(2n+1)F_p$  con n entero y  $F_p$  la frecuencia de la portadora, es decir, repeticiones en 300kHz, 500kHz, etc. Evidentemente las bandas laterales de dichos armónicos estarán centradas en  $(2n+1)(F_p \pm F_m)$ , con  $F_m$  la frecuencia de la modulante.

El ancho de banda del modulador DSB-SC, manteniendo constante la frecuencia de la portadora y variando la frecuencia de la señal modulante, y viceversa, variando la frecuencia de la portadora y dejando fija la de la señal modulante con amplitudes de portadora y modulante respectivamente de 0.5V y 2V (valores pico-pico) son los siguientes:

\*La diferencia es entre la amplitud de la portadora y la de las bandas laterales en dB.

- En el primer caso el ancho de banda experimental es de unos 830kHz.
- En el segundo caso el ancho de banda experimental fue de unos 800kHz.

Como vemos ambos valores muy parecidos dada la simetría del circuito balanceado del integrado LM1496<sup>6</sup>.

## 2.2. Doblador de frecuencia.

Este es un caso particular del anterior y se trata de usar la misma señal tanto para la entrada de portadora como de la modulante. A la salida obtenemos la multiplicación de dos señales idénticas en frecuencia pero de diferentes amplitudes debido a los valores de las resistencias en los divisores de tensión de la entrada de portadora y de modulante.

Este hecho se traduce en la generación de una señal de frecuencia doble a la usada desplazada de nivel una cierta cantidad DC correspondiente a un nivel de continua.

En la Fig. 13 se tienen los resultados de la simulación para una señal de 1V de amplitud y frecuencia de 10kHz en color rojo. Véase como la frecuencia de la señal de salida (color verde) es de 20kHz, desplazada en amplitud una cierta cantidad debida a la componente DC mencionada anteriormente. El valor de este nivel DC depende de las tensiones diferenciales de las dos entradas, de la corriente de polarización, de la tensión térmica y de la resistencia de colector o de salida del par diferencial balanceado.

El ancho de banda del entrenador de comunicaciones medido experimentalmente fue de 390kHz aproximadamente. Además la frecuencia de la señal de salida, medida experimentalmente, es de unos 20kHz.

## 2.3. Modulación AM.

En este apartado se estudia el caso comercial de modulación AM<sup>5</sup>. Este tipo de modulación es similar al estudiado en la modulación DSB-SC con la salvedad de que en este nuevo caso es necesario generar una señal portadora de amplitud mayor que la de las bandas laterales.

El circuito usado es el mismo que el visto en los puntos de modulación DSB-SC y el doblador de frecuencia, con la diferencia de que las resistencias R13 y R14 (ver Fig. 11) en lugar de ser de 4.7kΩ serán de 1kΩ.

El índice de modulación, que relaciona la amplitud de la portadora y de las bandas laterales puede variar entre 0 y 1, de forma que la envolvente de la señal modulada sea siempre positiva para poder usar como demodulador la técnica de detección de envolvente que veremos en el apartado 2.4 del presente documento. Si el índice fuera superior a 1 la envolvente cruzaría por cero y no se podría usar esta técnica con el consecuente de la pérdida de información ya que no se podría recuperar la señal modulante que es la que contiene la información.

Así pues, y según el circuito de la Fig. 11, el índice de modulación<sup>7</sup> vendría dado por la Ec. 2:

$$\mu \equiv \frac{V_{signal} - V_s}{V_{carrier} - V_p} = \frac{V_s}{V_p} \frac{R_5}{R_5 + R_{13} + R_{14} + Pot} \quad (2)$$

Donde  $V_s$  es 2V,  $V_p$  es 0.5V,  $R_5$ ,  $R_{13}$  y  $R_{14}$  son de 1kΩ, y el valor de "Pot", hace referencia al potenciómetro que es de 10kΩ.

Sustituyendo los valores y dejándolo en función de "Pot", el índice obtenido se muestra en la Ec. 3.

$$\mu = \frac{2}{0.5} \frac{1}{3 + Pot} = 4 \frac{1}{3 + Pot} \quad (3)$$

Valor potenciómetro (K $\Omega$ )		Índice de modulación		
R <sub>xx</sub>	R <sub>yy</sub>	Teórico	Simulación	Experimental
4.37	4.79	0	0	0
7.5	1.57	0.44	0.34	0.22
8.66	0.41	0.8	0.62	0.54
8.82	0	1	0.82	0.74

**Tabla 5.** Resultados para el índice de modulación

En tabla 5, se muestran los resultados del índice de modulación en distintos casos.

Los resultados experimentales para la portadora obtenidos con el analizador de espectro fueron:

$$R_{xx} = 4.37K\Omega, R_{yy} = 4.79K\Omega \rightarrow \text{Atenuación} = -110.0\text{dB}$$

$$R_{xx} = 7.50K\Omega, R_{yy} = 1.57K\Omega \rightarrow \text{Atenuación} = -66.8 \text{ dB}$$

$$R_{xx} = 8.66K\Omega, R_{yy} = 0.41K\Omega \rightarrow \text{Atenuación} = -62.1 \text{ dB}$$

$$R_{xx} = 8.82K\Omega, R_{yy} = 0K\Omega \rightarrow \text{Atenuación} = -59.8 \text{ dB}$$

La amplitud de la portadora se comprueba de forma práctica en el entrenador de comunicaciones que aumenta al girar el potenciómetro hacia un extremo. Así cuanto mayor es el índice de modulación, menor es el nivel de portadora y la selectividad aumenta.

#### 2.4. Demodulación por detección de envolvente.

Para concluir con este entrenador, se desarrolla el sistema de demodulación de señales AM basado en la detección de envolvente. El circuito de detección puede verse en la Fig.14.

Por un lado la señal modulada entra al detector de envolvente de la figura superior teniendo a la salida solo la parte positiva de la señal modulada AM (la parte negativa es rectificada en los diodos). Posteriormente esta señal "rectificada" se hace pasar por un filtro de 4º orden tipo Butterworth<sup>3</sup> con estructura Sallen-Key cuya frecuencia de corte es de 20kHz (igual que el del entrenador basado en la técnica PWM). Debido a esto la señal modulante que es la que lleva la información no deberá pasar de dicha frecuencia para que pueda recuperarse en su integridad. En definitiva lo que hace el filtro es obtener el valor promedio de la señal rectificada. Finalmente en la última etapa se le da un poco de ganancia para poder visualizar la señal demodulada correctamente (Fig.15).

Se mide experimentalmente el ancho de banda de este modulador/demodulador resultando éste en unos 15.5kHz.

La señal demodulada experimentalmente en el laboratorio presentaba las siguientes características.

- Amplitud (pico-pico) = 261mV
- Frecuencia = 10kHz

También se comprueba cómo al colocar el potenciómetro en un valor tal que el índice de modulación resultante era superior a la unidad la señal recuperada o demodulada no es la esperada, es decir, no recuperamos la señal senoidal con frecuencia de 10kHz.

Los resultados experimentales obtenidos en el laboratorio para la determinación del ancho de banda se muestran en la tabla 6. Se observa que la amplitud de la señal de salida, resultante de la demodulación, se atenúa cuando aumentamos la frecuencia de la señal de entrada por la presencia del filtro paso baja de 4º orden colocado para recuperar el valor medio de la señal de salida del detector de envolvente.

Por otro lado, la frecuencia de corte obtenida de unos 15.5kHz parece razonable pues el filtro paso baja implementado presenta una frecuencia de corte de unos 20kHz. La amplitud de la señal

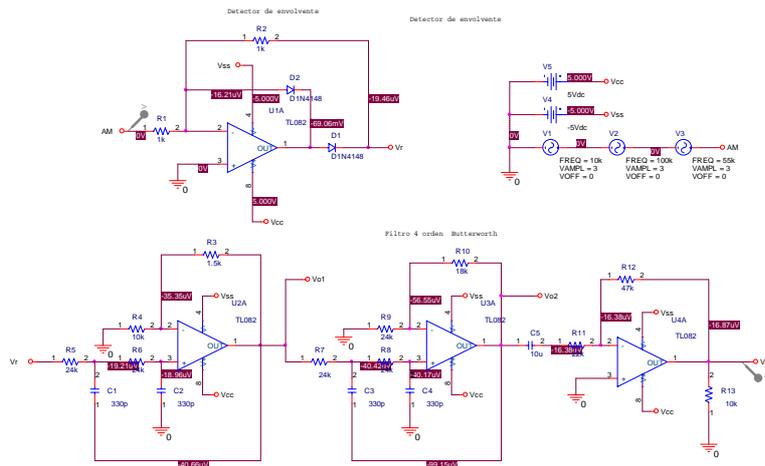


Figura 14. Esquemático del circuito de detección de envolvente.

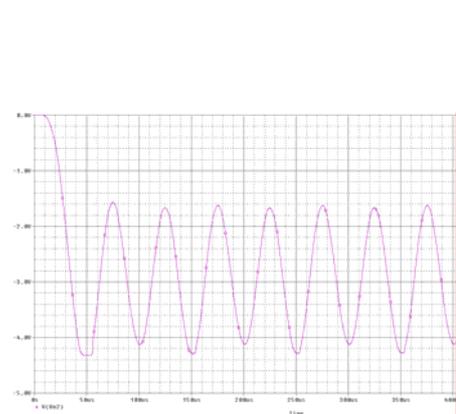


Figura 15. Salida demodulada.

demodulada a dicha frecuencia de corte (15.5kHz) resultó ser de unos 170mV, que es  $\sqrt{2}$  veces inferior al valor de la misma a la frecuencia de 10kHz (frecuencia de la señal modulante).

### 3. Sistema de captación de señales mediante PLL.

Una definición muy general de un bucle de fase fija o bucle cerrado en fase (Phase-Locked Loop, PLL<sup>8</sup>) puede ser la siguiente: sistema electrónico capaz de sincronizar un oscilador interno, en frecuencia y fase, con una señal externa.

Los elementos del bucle (Fig. 16) son los siguientes:

- Comparador de Fase (Phase Comparator, CP): Este circuito proporciona una tensión  $V_d$  a su salida proporcional a la diferencia de fase entre las dos señales de entrada.
- Filtro Pasa-Baja (LPF) y Amplificador (LPF): Estos dos bloques ayudan a modificar la función de transferencia en bucle cerrado del sistema a la hora de realizar un diseño.
- Oscilador Controlado por Tensión (VCO): Se trata de un oscilador cuya frecuencia de oscilación  $f_0$  es función de un cierto nivel de tensión de entrada  $V_0$ . Cuando dicho nivel de entrada es nulo, el VCO genera una frecuencia  $f_f$  llamada frecuencia de oscilación libre.

Analizaremos las distintas partes del entrenador (Fig. 17) por separado y estudiaremos después el sistema PLL completo cuyo esquemático mostramos en la Fig. 18. Para ello dividiremos el estudio en distintos apartados que referimos a continuación:

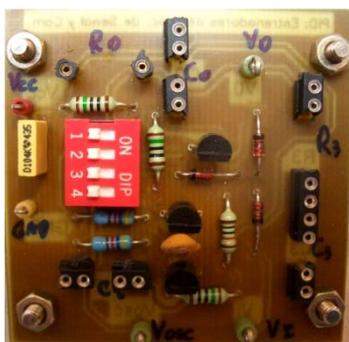
- Oscilador controlado por tensión.
- Comparador de fase.
- Filtro de bucle
- Frecuencia libre de oscilación.
- Dinámica del PLL en bucle cerrado.
- Función de transferencia en bucle cerrado.
- Filtro bucle Lead-lag.

#### 3.1. Oscilador controlado por tensión.

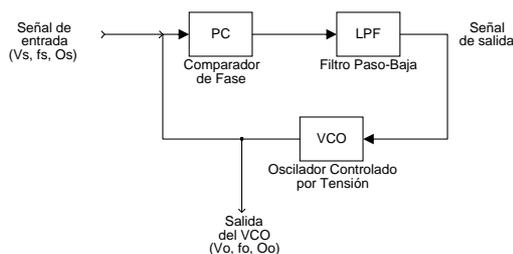
Primero obtenemos en la Ec.6, la expresión de la frecuencia de oscilación teórica para el circuito de la Fig. 18 y concretamente la zona llamada "VCO", en función de los valores de  $R_b$ ,  $C$  y  $V_0$  de forma que podamos compararla con los resultados de la simulación y los valores en laboratorio obtenidos por el entrenador.

Frec. (kHz)	V <sub>demodulada</sub> (mV)	Frec. (kHz)	V <sub>demodulada</sub> (mV)
1	382	15	177
4	354	16	161
7	318	17	145
10	261	18	136
12	228	19	123
13	207	25	74
14	190	30	51.6

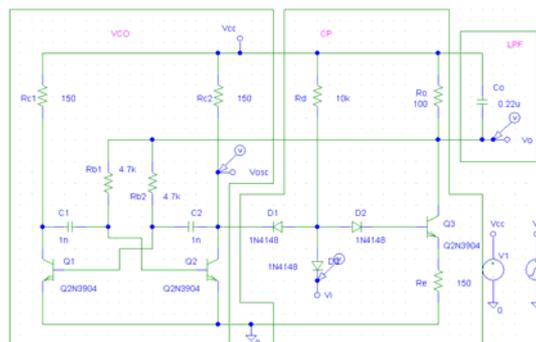
**Tabla 6.** Medidas del ancho de banda del entrenador.



**Figura 17.** Entrenador basado en PLL



**Figura 16.** Esquema básico de un PLL.



**Figura 18.** Esquemático del entrenador PLL.

En la tabla 7, mostramos las medidas obtenidas de forma teórica, simulada y en laboratorio del entrenador de comunicaciones.

$$f = \frac{1}{2Rb1C \ln \frac{Vb+4}{Vb-0.8}} = \frac{106.4kHz}{\ln \frac{Vb+4}{Vb-0.8}} \quad (4)$$

Como se observa en las gráficas aunque la expresión de la frecuencia de la Ec.4 no es lineal, en el rango de tensiones entre 3 y 5 voltios obtenemos una recta. Podemos calcular el factor  $K_0$  (pendiente de la recta) de conversión tensión/frecuencia para los tres casos, y esto lo mostramos en la tabla 8.

### 3.2. Comparador de fase.

El funcionamiento del comparador de fase, mostrado en la Fig. 18 e indicado con “CP” es muy simple. El puente de diodos actúa como puerta NAND para la base del transistor de manera que solo cuando ambas entradas valgan 5V conducirá D1 (D2 y D3 estarán en OFF) y el transistor estará en ACTIVA dando a la salida  $V_{ss}=3.272V$ . Cuando una de las entradas está en 0V el transistor está en OFF siendo la salida  $V_{cc}=5V$ . Esto se muestra en la simulación de la Fig. 22 con un desfase de  $45^\circ$  (1us), y ambas señales a una frecuencia de 125 KHz.

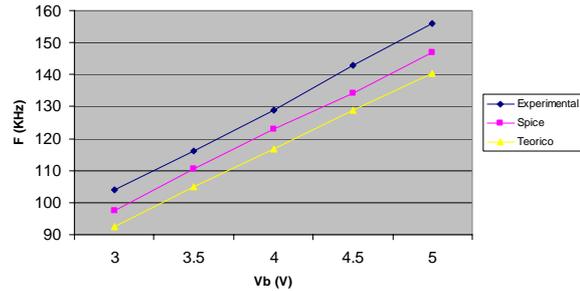
En la Fig. 21, muestro los valores tomados en simulación y los valores obtenidos en laboratorio para el comparador de fase sin conectar a las otras etapas. Sólo se representan los datos hasta un desfase de  $\pi$ , ya que en el rango de  $\pi$  a  $2\pi$ , la pendiente es negativa lo que hace que la realimentación sea positiva y el sistema se haga inestable. Se pierde el enganche.

Haciendo la regresión para las curvas de la Fig. 21 y teniendo en cuenta que sólo se ha hecho para la pendiente positiva, obtenemos el valor del factor  $K_d$  (tabla 9) o valor de la pendiente para simulación y para valores de laboratorio.

La ganancia en bucle abierto,  $K_v$ , para el PLL se muestra en la tabla 10 y como se observa los valores teóricos son muy cercanos a lo que se obtiene con el entrenador de comunicaciones.

$V_b$ (V)	Frecuencia (KHz)		
	Experimental	Spice	Teórico
3	104	97.6	92.5
3.5	116	110.4	104.8
4	129	123	116.9
4.5	143	134.2	128.8
5	156	147	140.5

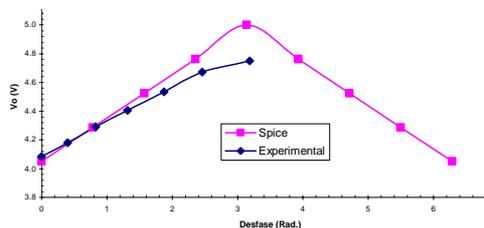
**Tabla7.** Frecuencia oscilación frente a tensión



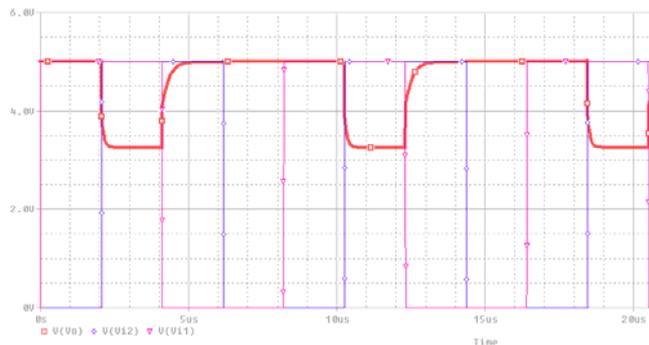
**Figura 20.** Representación datos tabla 6.

$f=K_0 \cdot V_b + B$	Experimental	Spice	Teórico
$K_0$ (KHz / V)	27.23	24.48	24.52
B (KHz)	18.70	24.36	24.36
$K_0$ (Krad./Vs)	171.1	153.8	154.1

**Tabla8.** Cálculo factor de conversión  $K_0$ .



**Figura 21.** Representación datos tabla 6.



**Figura 22.** Representación datos tabla 6.

### 3.3. Filtro de bucle.

En el esquema de la Fig. 18, el LPF (tipo RC) está formado por la impedancia de salida del CP ( $R_o = 100 \Omega$ ) y el condensador  $C_o = 0.22\mu F$ . La frecuencia de corte es 7.23 KHz. Un filtro RC solo tiene una caída de  $-20\text{dB/dec}$  en las bandas de transición y de Stop, por lo que a la salida aparece la frecuencia de la señal de entrada en forma de rizado. Este rizado tiene una amplitud de 0.14 V, valor en principio bastante elevado, pero no afecta gravemente al funcionamiento del PLL, ya que es muy atenuado en el VCO, al comportarse este como un integrador.

### 3.4. Frecuencia libre de oscilación.

Cuando el PLL no se encuentra en cierre este oscila en su llamada frecuencia libre de oscilación  $f_o$ . El valor de esta coincide también con la frecuencia que se produce con un desfase de  $90^\circ$ . Experimentalmente, la frecuencia libre de oscilación del VCO obtenida fue de 145kHz, con una tensión de salida de 4.84V y en SPICE medimos una frecuencia libre de oscilación de 135.3kHz, con una tensión de 4.69V.

### 3.5. Dinámica del PLL en bucle cerrado.

- Rango de cierre: Este término es el máximo rango de frecuencias en las que el PLL puede seguir las variaciones de frecuencia de la señal de entrada.
- Rango de captura: es aquel mediante el cual el PLL se sincroniza inicialmente con la frecuencia de la señal de entrada. Este es un proceso no-lineal, dependiente del filtro de bucle.

En la tabla 11, mostramos los resultados teóricos y obtenidos en laboratorio con el entrenador de comunicaciones. Se observa que el rango de cierre no depende del filtro (en todos los casos medimos valores cercanos para el rango de cierre), mientras que el rango de captura disminuye al aumentar el condensador, o sea, al disminuir la frecuencia de corte del filtro.

### 3.6 Función de transferencia en bucle cerrado.

- PLL de orden cero.

$V_o = Kd * \Delta\theta + V_{oo}$	Experimental	Spice	Teórico
Kd (V/rad)	0,238	0,302	0.296
$V_{oo}$ (V)	4,088	4,050	4.070

**Tabla9.** Cálculo factor de conversión  $K_0$ .

$K_v = K_0 K_d$	Experimental	Spice	Teórico
$K_v$ (KHz/rad)	6.481	7.393	7.256
$K_v$ (Krad/srad)	40.72	46.45	45.61

**Tabla10.** Cálculo ganancia bucle abierto  $K_v$ .

$C_o$ ( $\mu$ F)	Rango de captura (kHz)		Rango de cierre (kHz)	
	Experimental	Teórico	Experimental	Teórico
-	136,3 - 153,1	129,21 - 140,78	136,2 - 153,1	129,21 - 140,78
0,11	137,3 - 153,0	130,56 - 139,44	137,2 - 153,1	129,21 - 140,78
0,22	138,2 - 152,5	131,34 - 138,66	137,1 - 153,0	129,21 - 140,78
0,44	138,8 - 150,7	132,18 - 137,82	136,6 - 152,8	129,21 - 140,78

**Tabla11.** Obtención de rangos de captura y cierre.

En este primer caso no tenemos filtro. La función de transferencia será la mostrada en la Ec. 5.

$$F(s) = 1 \quad H(s) = \frac{Kd}{s + K_v} \quad (5)$$

- PLL de primer orden.

En este caso el filtro  $F(s)$  se comporta como un filtro paso-baja de primer orden.

Calculamos de nuevo los rangos de captura y cierre para tres valores de capacidad correspondientes a un sistema amortiguado, subamortiguado y con amortiguamiento crítico. Comprobaremos el funcionamiento de dichos sistemas insertando una señal FM de 5 V a la entrada del PLL con una modulante cuadrada de frecuencia 300Hz. Esto generará a la salida del PLL una señal demodulada cuadrada donde poder medir el sobredisparo y determinar el tipo de sistema resultante.

Elegimos las capacidades de 0.11 $\mu$ F, 0.22 $\mu$ F y 0.44 $\mu$ F. Los rangos de captura y cierre ya se determinaron teórica y experimentalmente en el apartado 3.5 anterior.

Añadimos un filtro paso-baja de primer orden a la salida del PLL para medir el sobredisparo con frecuencia de corte superior a la frecuencia natural del PLL ( $\omega_n$ ). El filtro usado se muestra en la Fig. 23, con frecuencia de corte de 333.33 KHz, por lo que será mucho mayor que la frecuencia natural del PLL. En la tabla 12, presentamos los cálculos teóricos de frecuencia de corte del filtro de bucle, frecuencia natural del sistema y factor de amortiguamiento para cada condensador usado y en la tabla 13, medimos el sobredisparo y calculamos el amortiguamiento y también el ancho de banda.

### 3.7 Filtro de bucle Lead-lag.

Hemos visto que la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento no son independientes, sino que están ligados por  $\omega_1$ ,  $K_v$  y  $\delta$ . Entonces si elegimos un ancho de banda reducido, podemos encontrar un factor de amortiguamiento muy pequeño. Para solucionar este problema, se puede usar una configuración LEAD-LAG que se corresponde con la mostrada en la Fig.24.

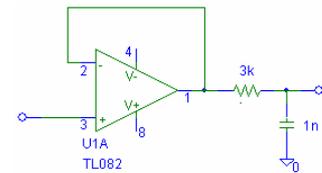
Así, para diseñar el PLL con ancho de banda de 2kHz y amortiguamiento crítico tomamos:

$$\tau_1 = \frac{K_v}{\omega_n^2} = 0.2633ms \quad \tau_2 = \left( \frac{2\delta K_v}{\omega_n} - 1 \right) \frac{1}{K_v} = 0.08847ms \quad (6)$$

Resolviendo el sistema anterior, nos resultan los siguientes valores de los componentes:  $R_0=100\Omega$ ,  $C_0=10nF$ ,  $R_2=52\Omega$ ,  $C_2=1.7\mu F$ .

$C_o$ ( $\mu\text{F}$ )	Frecuencia de corte del filtro $\omega_1$ (rad/s)	Frecuencia natural del sistema $\omega_n$ (rad/s)	Factor de amortiguamiento $\delta$
0,11	90909,09	61585,38	0,707
0,22	45454,55	43547,44	0,522
0,44	22727,27	30792,69	0,369

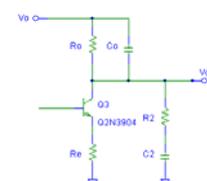
**Tabla12.** Cálculos teóricos para cada condensador usado.



**Figura 23.** Filtro paso-baja.

$C_o$ ( $\mu\text{F}$ )	Factor de amortiguamiento	Factor amort. experimental	Sobredisparo exper. (mV)	Ancho de banda (krad/s)
0,11	0,707	0,689	256	65,6
0,22	0,522	0,492	240	49,2
0,44	0,369	0,301	170	35,3

**Tabla13.** Medidas experimentales de sobredisparo y ancho de banda.



**Figura 24.** Filtro bucle lead-lag.

Implementando este circuito en el laboratorio, obtenemos un sobredisparo de 45mV y los rangos de captura y cierre prácticamente iguales, de valores:

- Rango de captura: 132.5 - 152.3 kHz
- Rango de cierre: 132.5 - 152.5 kHz

#### 4. Conclusiones

El principal objetivo del proyecto docente objeto de esta memoria, es desarrollar material complementario al existente en el laboratorio para fomentar el aprendizaje con nuevas herramientas como son los módulos en Pcb's, los cuales no limitan al alumno a seguir utilizando los sistemas antiguos de montaje en placa board, y dan una herramienta más para el estudio de las técnicas de procesamiento digital de señales más usuales disminuyendo notablemente todos los ruidos parásitos que se producen en las placas de inserción usuales.

El proyecto desarrolla cinco entrenadores individuales por cada sección, de forma que puedan coexistir cinco grupos de trabajo por sesión al mismo tiempo. En total se compone de veinticinco pcb's las cuales facilitan la interacción teórica del alumno con la práctica.

Este proyecto, sigue creciendo implementando y desarrollando diversos entrenadores de comunicaciones de este tipo que mejoren la formación del alumno en los campos de procesamiento de señales digitales y comunicaciones, de forma que en un corto espacio de tiempo se dispongan de una gran diversidad de módulos que cumplan las necesidades docentes de la titulación con un coste reducido.

#### Referencias

- [1] Dennis Roddy, John Coolen. *Electronic Communications, 4 ed.*. Prentice Hall, 1995
- [2] RS Amidata. *Catálogo 2008.* (2008).
- [3] Sergio Franco. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits, 3 ed.*. McGraw Hill, 2002
- [4] Simon Haykin. *Communication Systems, 4 ed.*. John Wiley & Sons, 2001
- [5] Paul H. Young. *Electronic Communication Techniques. 3 ed.* MPC, New York, 2001
- [6] Hejhall, R. . *MC1596 Balanced Modulator*, Motorola, Phoenix, AZ, USA
- [7] Gary M. Miller. *Modern Electronic Communication.* Prentice Hall, 2001
- [8] B. Meskoob y S Prasad. *IEEE Transaction on Education.* Vol 37. No4 Nov 2004