

122
2aj



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
Facultad de Ingeniería

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN EQUIPO
DE TELECOMUNICACIONES POR FIBRA
OPTICA UTILIZANDO MODULACION
EN FRECUENCIA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A

ENRIQUE VALDEZ PIEDRA

Dir. Dr. Fco. Javier Mendieta Jiménez

MEXICO, D. F.

1987





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I. INTRODUCCION.....	2
II. CONCEPTOS BASICOS.....	7

ESTUDIO DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES
CON SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE.....

1.1 Modulación angular.....	8
1.2 Modulación en frecuencia.....	8
1.3 F.M. de banda ancha.....	10
1.4 Análisis espectral de F.M.....	11
1.5 Contenido de potencia de la portadora y de las bandas laterales de F.M.....	16
1.6 Relación señal-ruido.....	18
1.7 Generación y demodulación F.M.....	20
1.8 Síntesis.....	21
Bibliografía.....	22

EL PHASE-LOCK LOOP COMO MODULADOR/DEMULADOR F.M.....

2.1 Modelo del PLL.....	23
2.1.1 Términos usados.....	24
2.1.2 Reconocimiento general del modo de operación del PLL.....	26
2.1.3 Realización de los bloques fundamentales del PLL.....	28
2.2 Obtención de los parámetros del PLL.....	29
2.3 Ecuaciones generales linealizadas del PLL.....	30
2.4 Respuesta de la malla a algunas señales de interés.....	37
2.5 Síntesis.....	42
2.6 Transformadas de Laplace utilizadas en este capítulo.....	43
Bibliografía.....	44

**ESTUDIO DE LOS DISPOSITIVOS OPTOELECTRONICOS
USADOS COMO TRANSMISORES Y RECEPTORES EN**

SISTEMAS DE FIBRA OPTICA.....	45
3.1 Características de fuentes luminosas.....	45
3.1.1 Potencia.....	45
3.1.2 Ancho espectral.....	46
3.1.3 Velocidad.....	48
3.1.4 Linealidad.....	48
3.1.5 Comportamiento térmico.....	49
3.2 Formatos de modulación.....	50
3.3 Circuitos generadores de señal.....	50
3.4 Conceptos fundamentales de un receptor óptico.....	52
3.4.1 Corriente de un fotodetector.....	53
3.4.2 Relación señal-ruido.....	55
3.4.3 Fuentes de ruido.....	56
3.4.4 Receptor de transimpedancia y receptor integrador....	58
3.5 Receptor de transimpedancia.....	61
Bibliografía.....	70
CARACTERISTICAS DE LAS FIBRAS OPTICAS MULTIMODALES....	71
4.1 Principios básicos.....	71
4.2 Atenuación.....	77
4.2.1 Absorción.....	77
4.2.2 Dispersión.....	78
4.3 Distorsión.....	80
4.3.1 Efecto de la dispersión material.....	80
4.3.2 Efecto de la dispersión intermodal.....	81
4.3.3 Comparación de los distintos tipos de distorsión....	82
4.4 Ancho de banda.....	82
Bibliografía.....	84

III. REALIZACIÓN EXPERIMENTAL..... 86

DISEÑO DE UN CIRCUITO DE MODULACION..... 87

5.1	Elección de modulador.....	87
5.2	Comparación de moduladores.....	87
5.3	CD4046B y MC14046B.....	91
5.4	El circuito modulador.....	97
	Bibliografía.....	109

DISEÑO DE UN CIRCUITO DE DEMODULACION..... 110

6.1	El circuito demodulador.....	111
6.2	El PLL como un sistema realimentado de segundo orden.....	113
6.3	Filtro Butterworth y amplificador de salida.....	116
	Bibliografía.....	125

DISEÑO DEL SISTEMA OPTICO DE TRANSMISION-RECEPCION... 126

7.1	Circuito emisor.....	126
7.2	Circuito receptor.....	132
	Bibliografía.....	141

	CARACTERIZACION Y PRUEBAS DE CALIDAD.....	142
8.1	Realización del sistema de comunicaciones.....	142
	8.1.1 Transmisor.....	142
	8.1.2 Receptor.....	145
	8.1.3 Lista de partes.....	149
	8.1.4 Cambios factibles de componentes.....	153
8.2	Especificaciones finales.....	154
	8.2.1 Características eléctricas y mecánicas.....	154
	8.2.2 Características funcionales.....	155
	8.2.3 Características ópticas.....	155
	8.2.4 Algunas gráficas de interés obtenidas en el prototipo final.....	156
	8.2.5 Notas aclaratorias.....	164
8.3	Aplicaciones y comparación con un sistema existente en el mercado y que cumple una función semejante.....	165
	8.3.1 Observaciones respecto al equipo "Fiber Link".....	169
	APENDICE: PHASE-LOCK LOOP 4046B.....	170
A.1	Voltage Controlled Oscillator (VCO).....	172
A.2	Circuito de autopolarización.....	175
A.3	Comparador de fase.....	175
A.4	Información de diseño.....	176
A.5	Demodulación P.M.....	180
	Bibliografía.....	180
IV.	CONCLUSION.....	182

SECCION I: INTRODUCCION.

SECCION I: INTRODUCCION.

En plantas e industrias eléctricas, la transmisión de señales provenientes de transductores se ve, a menudo, afectada por interferencias electromagnéticas, ruido y diferencias de potencial entre los extremos emisor y detector; sobre todo, en zonas donde altos voltajes y altas corrientes están presentes.

El uso de sistemas de transmisión por fibra óptica ha alcanzado gran aceptación en la solución de tal problema, dadas sus características de inmunidad a la inducción electromagnética y su constitución dieléctrica, que permite aislar eléctricamente al transmisor del receptor. Además, eliminando un conductor eléctrico para transmisión (que siempre es una fuente de distorsión) se comienza a operar con señales de potencia pobre proveniente de sitios lejanos sin necesidad de un rechazo en modo común.

Las fibras ópticas presentan anchos de banda relativamente elevados; por ello son particularmente útiles en la transmisión de señales rápidamente variables ó de transitorios. Otra de sus ventajas es el reducido tamaño y peso.

El objetivo de este trabajo fue el diseño y construcción de un equipo transmisor-receptor para el envío, por fibras ópticas, de señales provenientes de transductores, cumpliendo ciertos requerimientos de calidad de operación en este tipo de sistemas y de transferencia a la industria para su fabricación y comercialización.

Las experiencias obtenidas por CESI (Centro elettrotecnico Sperimentale Italino), la institución que nos ha asesorado en la realización de esta tecnología, indican que los requerimientos de

operación conciernen, principalmente, a la linealidad entre la entrada y la salida, la relación señal-ruido y el ancho de banda.

Se ha elegido un sistema basado en la modulación de la frecuencia portadora de una señal eléctrica, que a su vez, modula la potencia radiada por un diodo electroluminiscente, obteniéndose una mejora inherente a ese tipo de modulación en la relación señal-ruido; ello, a expensas de un mayor ancho de banda en el canal de transmisión.

Detalladamente, el transmisor consta, en su primera etapa, de un amplificador no inversor que permite establecer una alta impedancia de entrada, seguido por un circuito sumador usado para trabajar en la zona lineal del siguiente circuito: un oscilador controlado por voltaje, obteniéndose una señal F.M. con gran índice de modulación. Tal señal es alimentada a una etapa de ganancia de corriente para, finalmente, excitar un diodo electroluminiscente infrarrojo.

En el receptor, un fotodiodo p-i-n de silicio, efectúa la conversión de potencia óptica a corriente eléctrica, misma que es amplificada en un esquema de transimpedancia, seguido por varias etapas de amplificadores inversores y una de comparación -detección de cruce por cero- para obtener una señal cuadrada F.M. que es demodulada en un "Phase-Lock Loop" (PLL). Por último, la señal demodulada es filtrada en un paso-bajas Butterworth de tercer orden y amplificada para obtener la señal de salida.

Tanto el transmisor como el receptor están alojados en envolventes metálicas con conectores ópticos convencionales para fibras ópticas multimodales y alimentados por corriente alterna.

Entre las características relevantes del sistema pueden citarse las siguientes:

- a) La alta linealidad (dispersión no lineal menor a 1%).
- b) La forma plana de la gráfica de la función de transferencia con un ancho de banda de 20 KHz.
- c) La buena sensibilidad del receptor (-33 dB_m), que permite enlaces de varios kilómetros.
- ch) La alta relación señal-ruido (52 dB mínima).
- d) La operación estable en un amplio intervalo de temperatura (0°C a 40°C).
- e) La alta impedancia de entrada (un mega-ohm).
- f) El bajo consumo de potencia (lo cual permite el uso de baterías).

La transferencia a la industria de este producto implica la satisfacción de requerimientos concernientes a la relativa sencillez en la electrónica diseñada, la fácil reproducibilidad en los circuitos, la disposición de puntos de prueba en el circuito impreso, la simplicidad en el ajuste del equipo, etc.

Debe hacerse patente el reconocimiento a:

Ing. Daniel Sánchez Domínguez:

Diseño del sistema óptico de transmisión. (Ver capítulo 7).

Ing. Roberto Byrd Martínez:

Diseño del sistema óptico de recepción. (Ver capítulo 7).

Ing. Daniel Pineda Cortés:

Asesoría en el diseño y la construcción del presente equipo de telecomunicaciones.

Revisión del presente trabajo escrito.

INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS.
DIVISION DE SISTEMAS DE POTENCIA.
DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES.

SECCION II: CONCEPTOS BASICOS.

SECCION II: CONCEPTOS BASICOS.

Los siguientes cuatro capítulos tienen la pura intención de invocar algunos conocimientos indispensables en la preparación de una sólida base de conocimientos teóricos. A grandes rasgos se presen--tan, a manera de resumen y en forma cualitativa, cuatro estudios diferentes: modulación en frecuencia (FM), phase-lock loop (PLL), dispositivos optoelectrónicos y fibra óptica multimodal. Son cuatro temas muy extensos y en ningún momento se pretende cubrirlos en forma exhaustiva.

A medida que se avance en la lectura del presente escrito, resultará evidente que, conforme a los objetivos de esta tesis, se ha dado un gran valor al conocimiento empírico, derivado de la experiencia, la observación y la medición.

CAPITULO 1
ESTUDIO DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES CON
SEÑALES MODULADAS ANGULARMENTE.

1.1) Modulación angular.

La modulación angular es un proceso no lineal; puede permitir el incremento de las relaciones señal-ruido sin que se tenga que aumentar la potencia transmitida. Lo anterior puede observarse de manera cualitativa: considérese una forma de modulación angular en donde la frecuencia instantánea de la onda modulada varía en función de la forma de onda del mensaje; esto es, modulación en frecuencia. La señal demodulada es proporcional al intervalo de variación de frecuencia (conocido como desviación), pudiéndose incrementar la potencia de la señal de salida aumentando la desviación.

Puede decirse que esta técnica de modulación quedó desarrollada desde 1936, cuando fue publicado el libro: "A Method of Reducing Disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulation" (mayor Ing. Edwin H. Armstrong), obra que propició la creación de la radio en F.M.

1.2) Modulación en frecuencia.

Puesto que en este proceso sólo se modula la frecuencia, la amplitud de la portadora permanece constante:

$$x(t) = A \cos e(t) \quad (1.2.1)$$

$$e(t) = \omega_0 t + \phi(t)$$

debe recordarse que la frecuencia angular (rad/seg) es la derivada de la posición angular respecto al tiempo:

$$\omega_1 = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad \phi(t) = \int \omega_1 dt \quad (1.2.2)$$

Si ω_1 cambia de valor, directamente en función de la señal moduladora, se tendrá una modulación en frecuencia, es decir, se genera información $x(t)$ haciendo variar al ángulo $\phi(t)$ de la portadora, con una señal modulante $m(t)$:

$$\omega_1 = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt}$$

$$\omega_1 = \omega_c + km(t) \quad (1.2.3)$$

donde "k" es una constante y "m(t)" es la señal mensaje (señal moduladora); puede advertirse que $x(t)$ también puede expresarse mediante notación exponencial:

$$x(t) = \text{Re} \left[A_c e^{j\phi(t)} \right] \quad (1.2.4)$$

por ello, la modulación angular también recibe el nombre de modulación exponencial; de este modo, $\phi(t)$ puede interpretarse como un ángulo de fase relativo, es decir:

el fasor: " $\cos \phi(t) + j \sin \phi(t)$ " difiere en posición angular del fasor: " $\cos \omega_c t + j \sin \omega_c t$ ". Tal diferencia es igual a $\phi(t)$.

Sustituyendo (1.2.3) en (1.2.2):

$$\phi(t) = \omega_c t + k \int m(t) dt + \phi_0$$

pero suponiendo nula la fase inicial ϕ_0 , la portadora de frecuencia modulada queda:

$$x_{FM}(t) = A \left[\cos \omega_c t + k \int m(t) dt \right] \quad (1.2.5.a)$$

$$x_{FM}(t) = A e^{j[\omega_c t + kg(t)]} \quad (1.2.5.b)$$

$$g(t) = \int m(t) dt \quad (1.2.6)$$

De lo anterior, puede suponerse que el mensaje no tiene componentes D.C. En forma física, un término D.C. produce un corrimiento de frecuencia.

En la práctica, cualquier componente D.C. del mensaje, por lo general, se elimina en los circuitos del demodulador.

1.3) F.M. de banda ancha.

Sabemos que el ancho de banda de la señal F.M. en banda angosta, es de $2 \omega_m$, donde ω_m es el ancho de banda de $m(t)$, y no tiene ventajas intrínsecas sobre la modulación lineal (especialmente en lo referente a la relación señal-ruido en la salida del sistema). La F.M. de banda angosta en raras ocasiones se usa para propósitos de transmisión, aunque, a veces se le encuentra como un paso intermedio en la generación de F.M. de banda ancha.

El término " $km(t)$ " de la ecuación (1.2.3) representa la desviación de la frecuencia de la portadora de su valor inicial (ω_c). Por lo tanto, la constante "k" controla dicha desviación.

Si se cumple que: $kg(t) \gg 1$ (véase 1.2.5), no será posible determinar una expresión precisa para el ancho de banda de una señal F.M. aunque está dado, aproximadamente, por:

$$W = 2 \left[k |m(t)|_{\max} + 2\omega_m \right] \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

donde " $k |m(t)|_{\max}$ " representa la desviación máxima de la frecuencia portadora (denotada por $\Delta\omega$), es decir:

$$W = 2[\Delta\omega + 2\omega_m] \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right]$$

pero, si se cumple que: $\Delta\omega \gg \omega_m$, esto implica que, (ver la anterior ecuación) $W = 2\Delta\omega$; en tal caso, si la frecuencia de portadora (ω_c) tuviera una desviación máxima $\Delta\omega$, entonces, la frecuencia de la señal F.M. variaría desde " $\omega_c - \Delta\omega$ " hasta " $\omega_c + \Delta\omega$ "; así, suponiendo que tal señal F.M. contiene frecuencias dentro de ese intervalo, su ancho de banda es de $2\Delta\omega$.

1.4) Análisis espectral de F.M.

La ecuación (1.2.5) proporciona la descripción del dominio del tiempo de una onda F.M. con mensaje arbitrario $m(t)$. No es un problema trivial obtener la descripción exacta de los espectros de F.M. salvo para algunas señales moduladoras sencillas, como ocurre en la modulación de tono, cuando $m(t)$ toma la forma:

$$m(t) = a \cos \omega_m t$$

Si $m(t)$ se aplica bajo condiciones adecuadas:

$$g(t) = \int m(t) dt = a \int \cos \omega_m t dt$$

$$g(t) = \frac{a}{\omega_m} \sin \omega_m t + t_0$$

considerando a t_0 nula (condiciones iniciales cero):

$$g(t) = \frac{a}{\omega_m} \sin \omega_m t \quad (1.4.1)$$

finalmente, sustituyendo (1.4.1) en (1.2.5.b):

$$x_{fm}(t) = A e^{j[\omega_c t + k(a/\omega_m)\text{sen}\omega_m t]} \quad (1.4.2)$$

ya se mencionó que: $ak = \Delta\omega$

$$a = |m(t)|_{\max}$$

donde "a" es la máxima desviación de la frecuencia portadora; de este modo (1.4.2) queda:

$$x_{fm}(t) = A e^{j[\omega_c t + (\Delta\omega/\omega_m)\text{sen}\omega_m t]} \quad (1.4.3)$$

obsérvese la expresión: " $\Delta\omega/\omega_m$ " (relación entre la desviación máxima de la portadora y la frecuencia de la moduladora); es conocida como: INDICE DE MODULACION (m):

$$m = \frac{ak}{\omega_m} \quad \text{ó} \quad m = \frac{\Delta(\omega)}{\omega_m} \quad (1.4.4)$$

Debe advertirse que "m" está definido sólo para modulación de tono y depende de la amplitud y de la frecuencia del tono modulador. La ecuación (1.4.2) queda:

$$x_{fm}(t) = A e^{j[\omega_c t + m \text{sen}(\omega_m t)]}$$

$$x_{fm}(t) = A e^{j\omega_c t} \left[e^{jm \text{sen}(\omega_m t)} \right] \quad (1.4.5)$$

con objeto de obtener una expresión que conduzca a la gráfica del espectro discreto de frecuencias, el segundo término de (1.4.5), que es una función periódica (periodo: $T = 2\pi/\omega_m$), puede desarrollarse en serie de Fourier:

$$e^{jm \operatorname{sen} \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn \omega_m t}$$

aclarando que:

$$C_n = \frac{\omega_m}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_m}^{\pi/\omega_m} e^{jm \operatorname{sen} \omega_m t} e^{-jn \omega_m t} dt$$

$$\text{donde: } T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0};$$

$$\omega_0 = \omega_m$$

esta última integral no puede evaluarse en forma cerrada; debe desarrollarse el integrando en una serie infinita. Tal integral ya está tabulada: $J_n(m)$, la Función de Bessel de primera clase, de orden "n" y de argumento "m"; entonces:

$$e^{jm \operatorname{sen} \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) e^{jn \omega_m t} \quad (1.4.6)$$

ahora, por (1.4.6) en (1.4.5):

$$x_{fm}(t) = A e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) e^{jn \omega_m t}$$

ó bien:

$$x_{fm}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos[\omega_c + n\omega_m] \quad (1.4.7.a)$$

pero, sabiendo que:

$$\begin{aligned} J_n(m) &= J_{-n}(m) && \text{si "n" es par} \\ J_n(m) &= -J_{-n}(m) && \text{si "n" es impar} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_{fm}(t) = A \left[\right. & J_0(m) \cos \omega_c t + \dots \\
 & + J_1(m) \cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t + \dots \\
 & + J_2(m) \cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \dots \\
 & \left. + J_3(m) \cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t + \dots \right] \quad (1.4.7.b)
 \end{aligned}$$

la anterior expresión hace evidente el hecho de que la señal moduladora $m(t)$ da lugar a bandas laterales, es decir: " $\omega_c \pm \omega_m$ ".... " $\omega_c \pm 2\omega_m$ ".... " $\omega_c \pm 3\omega_m$ "....etc. Véase las dos siguientes Figs.

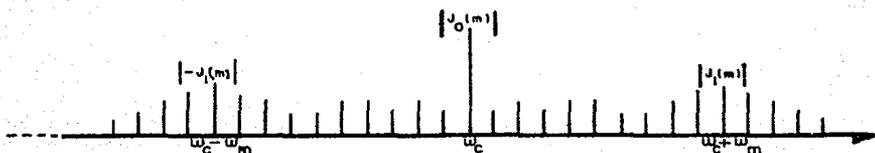


Figura 1.1 Espectro de F.M. con moduladora senoidal.

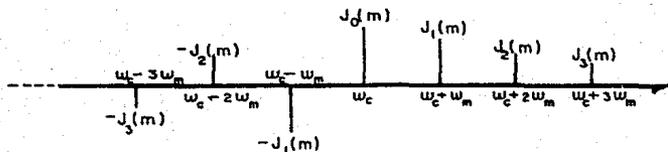
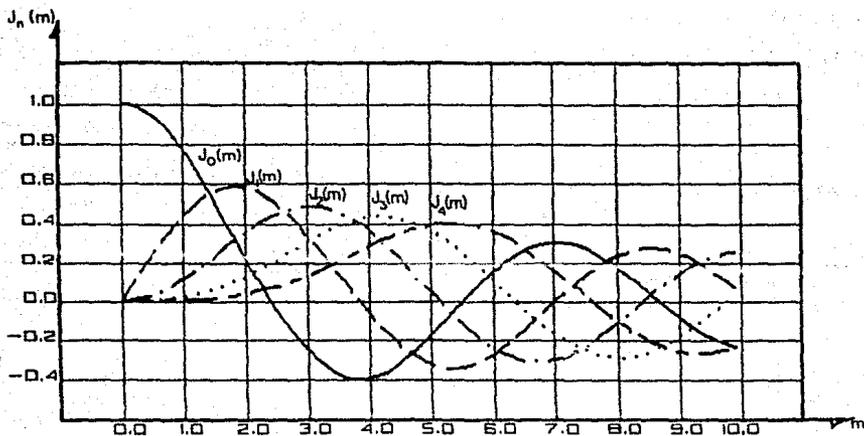


Figura 1.2 Detalle del anterior espectro de F.M.

Para aclarar un poco lo anterior, considérese la siguiente figura:



Algunos valores de "n" y de " $J_n(m)$ ":

n	$J_n(0.1)$	$J_n(0.2)$	$J_n(0.5)$	$J_n(1.0)$	$J_n(2.0)$	$J_n(5.0)$	$J_n(10.0)$	n
0	1.00	0.99	0.94	0.77	0.22	-0.18	-0.25	0
1	0.05	0.10	0.24	0.44	0.58	-0.33	0.04	1
2			0.03	0.11	0.35	0.05	0.25	2
3				0.02	0.13	0.36	0.06	3
4					0.03	0.39	-0.22	4
5						0.26	-0.23	5
6						0.13	-0.01	6
7						0.05	0.22	7
8						0.02	0.32	8
9							0.29	9
10							0.21	10
11							0.12	11
12							0.06	12
13							0.03	13
14							0.01	14

Figura 1.3 Función de Bessel de primera clase.

en la anterior figura puede observarse:

i) Los espacios en blanco corresponden a valores: $|J_n(m)| < 0.01$

Tablas completas de valores pueden obtenerse en: "Tables of functions" (E. Jahnke, F. Ernde). Dover Publications, 1945.

ii) La amplitud relativa de la línea portadora $J_0(m)$, varía con el índice de modulación y en consecuencia, depende de la señal moduladora.

iii) Lo anterior concuerda con el hecho de que, un índice de modulación grande, implica un ancho de banda grande.

Por lo tanto, una señal F.M. contiene un número infinito de componentes y su ancho de banda es infinito. Sin embargo, en la práctica, las amplitudes de las componentes espectrales de alta frecuencia (frecuencias superiores del espectro) son despreciables y la mayor parte de la energía de la señal F.M. queda contenida en las componentes espectrales situadas dentro de un ancho de banda finito.

En general, $J_n(m)$ es despreciable para " $n > m$ " (sobre todo cuando " $m \gg 1$ "), aunque pueden considerarse como bandas laterales significativas, aquellas cuya amplitud sea, por lo menos, el 1% de la portadora no modulada.

1.5) Contenido de potencia de la portadora y de las bandas laterales de F.M.

Una vez que se ha expresado a la señal F.M. como una suma discreta de componentes sinusoidales (ver 1.4.7.a):

$$x_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_c + n\omega_m)$$

es posible utilizar el teorema de Parseval para obtener la potencia

de $x_{fm}(t)$, que es igual a la suma de las potencias de las componentes individuales:

$$\overline{x_{fm}^2(t)} = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m)$$

pudiendo demostrarse (*) que la suma del segundo miembro es igual a la unidad para todos los valores de "m". Por lo tanto:

$$\overline{x_{fm}^2(t)} = \frac{A^2}{2}$$

Es sencillo ver que la potencia de la portadora sin modular (la sinusoida mostrada en 1.2.1) es $A^2/2$, por lo tanto, la potencia de una señal de P.M. es igual a la correspondiente a la portadora sin modular, aunque la señal modulada tiene componentes de portadora " $AJ_0(m)$ " y tiene "n" componentes de bandas laterales " $AJ_n(m)$ ". Pero, tales componentes pueden tomar valores como 2.4, 5.5, etc. (véase la figura 1.3), de modo que es posible que $J_0(m)$ adquiera el valor cero. Así pues, se afecta la magnitud de $J_0(m)$, variando al índice de modulación "m". Esto significa que, mediante la elección adecuada de "m", puede tenerse un aumento de la eficiencia de transmisión: $\eta = S_{o_{min}} / S_o$, es decir: ya que la información de la señal se tiene en las variaciones de frecuencia de la portadora y no en la portadora misma, es posible disminuir su potencia sin que se afecte la información de la señal P.M.; así, $S_{o_{min}}$ sería la potencia fija correspondiente a una señal con $J_0(m)$ nula. De este mo-

(*) Ver: "Treatise on Theory of Bessel Functions" (G.N. Watson). Cambridge 1922. Pag. 31.

do, puede interpretarse que, ante la elección adecuada de "m" se obtiene una eficiencia de transmisión cercana al 100%, con la mayor cantidad de potencia contenida en las componentes de banda lateral.

Adviértase que, aunque la potencia de portadora puede reducirse tanto como se desee, será constante e independiente del grado de modulación.

1.6) Relación señal-ruido. (m)



Figura 1.4 Diagrama a bloques para un circuito modulador/demodulador F.M.

Si bien es cierto que, grandes índices de modulación correspondientes a un ancho de banda amplio pueden incrementar la relación señal-ruido a la salida del sistema, al aumentar la desviación de frecuencia, el filtro paso-banda del receptor tendrá que atenuar en menor grado a las componentes del ruido hasta que, finalmente, la potencia del ruido en el filtro paso-banda se hará comparable con la potencia de la señal F.M. Se sabe que este efecto depende muy directamente de la relación "portadora F.M. a ruido" en el destino (el ruido de salida es inversamente proporcional a la potencia de

(m) Información de fácil acceso sobre el tema se tiene en:
 "Transmisión de información, modulación y ruido" (Schwartz).
 Pag. 428-444.
 "Introducción a la teoría y sistemas de comunicación" (Lathi).
 Pag. 323-333.

la portadora, es decir, a medida que la portadora aumenta, la potencia de ruido disminuye) y se le conoce como efecto umbral.

La relación portadora a ruido de la frecuencia modulada debe ser mayor a 10 dB para evitar el efecto umbral (lo cual implica que $m > 0.66$ si $S_o/N_o > S_i/N_i$) pero $m = 0.66$ corresponde a la transición entre F.M. de banda angosta y F.M. de banda ancha, que es cuando F.M. no proporciona mejoramiento de la razón señal a ruido en A.M.

Por otra parte, ya se ha mencionado que las componentes de alta frecuencia de la señal F.M., proporcionan una desviación de frecuencia menor, ya que carecen de suficiente amplitud. Por esto, la señal de F.M. no ocupa totalmente el gran ancho de banda que se le ha asignado.

El espectro de ruido introducido en el receptor sí ocupa el ancho de banda F.M. completamente. Entonces, pueden "enfatzarse" artificialmente las componentes de alta frecuencia de la señal moduladora de entrada en el transmisor; ó sea, antes de que el ruido se introduzca hasta el punto de que origine desviaciones de frecuencia. Luego, a la salida del demodulador del receptor, puede efectuarse la operación inversa: "deenfatizar" las componentes de alta frecuencia, ya que, al mismo tiempo, se atenúan las componentes de alta frecuencia del ruido.

En resumen, frente al mejoramiento de la relación señal-ruido (con respecto de A.M.), se tiene como desventaja, el gran ancho de banda requerido para la transmisión de la señal F.M.

1.7) Generación y demodulación F.M.

Una amplitud constante como característica de la modulación F.M. es una ventaja muy grande, ya que no deberán cuidarse aspectos como: disipación de potencia excesiva debida a picos de la forma de onda. Además, la distorsión de amplitud, prácticamente, no tiene efecto sobre la transmisión del mensaje, puesto que la información reside en los cruzamientos por cero de la onda (se asume que no tiene componente D.C.); esto último implica que el sistema será, hasta cierto punto, inmune a ruido aditivo. Por el contrario, la distorsión por retardo suele ser intolerable.

Cabe hacer mención, dada la importancia de la amplitud constante en la señal F.M., de que, a fin de eliminar ligeras variaciones de amplitud, se utilizan pequeños circuitos recortadores de picos conocidos como limitadores, que pueden estar formados, simplemente, de una resistencia y un diodo como limitador de la señal de voltaje.

Por otra parte, puede decirse que se cuenta con dos métodos de generación básicos: directo e indirecto.

La F.M. directa no requiere sino de un oscilador controlado por voltaje (VCO) cuya frecuencia de oscilación tiene una dependencia lineal respecto al voltaje aplicado. Su principal ventaja reside en las grandes desviaciones de frecuencia que permite. En cambio tiene como desventaja, cierta tendencia a variar su frecuencia portadora, debiendo estabilizarse mediante un circuito de control; una vez resuelto este inconveniente, se tendrá un transmisor de alta calidad: este es el generador a diseñar ya que, un circuito transmisor de F.M. indirecta consiste de: un integrador (donde se aplica la señal mensaje), un modulador de fase de banda angosta y un multiplicador de frecuencia para obtener F.M. de banda ancha (si no es

necesario un alto nivel de potencia, de lo contrario se incluye un amplificador de potencia de radiofrecuencia -RF-). Es comprensible que la estabilidad de frecuencia no se obtiene fácilmente debido al multiplicador de banda ancha, el cual, además, podría alcanzar cierto grado de complejidad.

Por lo que respecta al discriminador de frecuencia, debe producir un voltaje de salida linealmente dependiente de la frecuencia de entrada. Un circuito que ha alcanzado popularidad, cuando las frecuencias de trabajo no son muy elevadas, es el conocido como: "malla de sujeción de frecuencia" (PLL); tanto éste como el VCO son estudiados con alguna profundidad en los capítulos: (2), (5) y (6), así como en el apéndice (A).

1.8) Síntesis.

En la construcción del sistema ha de emplearse modulación F.M. de banda ancha (con índice de modulación mayor a la unidad, por ejemplo: 2.4 ó 5.5, definido para modulación de tono); de esta forma, se requiere un canal de transmisión de tal magnitud, que cuente con capacidad de aceptar, por lo menos, el doble de la desviación de frecuencia. Tal ancho de banda debe ser capaz de contener todas las componentes armónicas significativas de la señal F.M., misma que debe ser generada mediante un VCO con una alinealidad máxima del 1%, aunque será necesario asegurar que su amplitud sea constante en toda su desviación; además, es recomendable eliminar cualquier componente D.C. antes de demodular la señal F.M., operación a realizar mediante un PLL habilitado para aceptar el gran ancho de banda de la desviación de la portadora.

BIBLIOGRAFIA

- "INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION"
B.P. Lathi. Lima, tercera reimpresión (1980).
- "SISTEMAS DE COMUNICACION"
A.B. Carlson. McGraw-Hill (1980).
- "TRANSMISION DE INFORMACION, MODULACION Y RUIDO"
M. Schwartz. McGraw-Hill, primera edición (1980).

CAPITULO 2
 EL PHASE-LOCK LOOP (PLL)
 COMO MODULADOR/DEMODULADOR PM.

2.1) Modelo del PLL.

El concepto básico del PLL ha sido ampliamente utilizado desde que fue propuesto en 1922. Conocido a veces como "Lazo de Sujeción de Fase", tiene como diagrama a bloques fundamental:

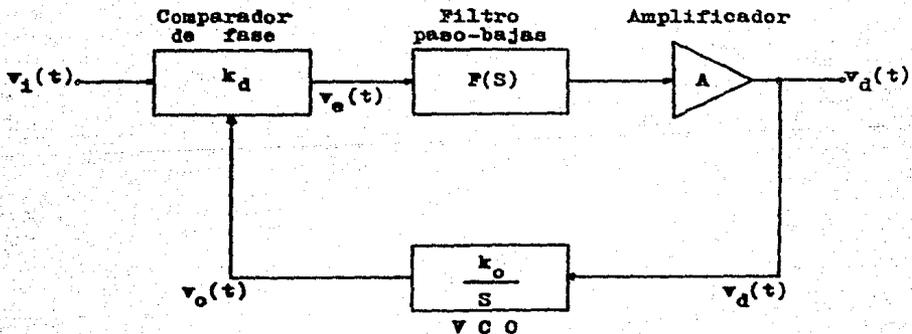


Figura 2.1 Diagrama a bloques del PLL.

2.1.1) Términos usados.

Es conveniente recordar un breve glosario de términos regularmente utilizados en la literatura de los PLL:

(a) Frecuencia libre de oscilación (f'_0).— También llamada frecuencia central, es la frecuencia a la cual opera el VCO cuando no se aplica señal variable con el tiempo, en la entrada de la malla del PLL.

(b) Rango de mantenimiento ($2f_L$).— También llamado rango de sincronización, es el intervalo de frecuencias sobre el cual, el PLL puede continuar sincronizado con la señal de entrada.

(c) Rango de captura ($2f_C$).— También llamado rango de adquisición, es el intervalo de frecuencias, centrado en f'_0 , donde el PLL puede entrar en sincronía con la señal de entrada. Nunca puede exceder al rango de mantenimiento.

(ch) Tiempo de adquisición ($t_L = \text{Lock-Up Time}$).— Es el tiempo requerido para que ocurra la sincronización del VCO con la señal de entrada; depende, principalmente, de el rango de captura seleccionado, con respecto al cual es inversamente proporcional. Debe decirse que, el tiempo de adquisición se ve afectado por un factor aleatorio como lo es la relación inicial entre las fases de entrada y del VCO.

(d) Ganancia del comparador de fase (k_d).— Igualmente conocida como sensibilidad del detector de fase, es la relación constante (cuando el PLL trabaja en el rango de mantenimiento) entre la salida de voltaje del comparador de fase y la diferencia de fase de las dos señales aplicadas a sus entradas. También se le llama factor de conversión k_d y tiene unidades: (volt/radián). Debe decirse que, cuando la señal de entrada al PLL tiene poca amplitud, k_d también queda en función de dicha amplitud.

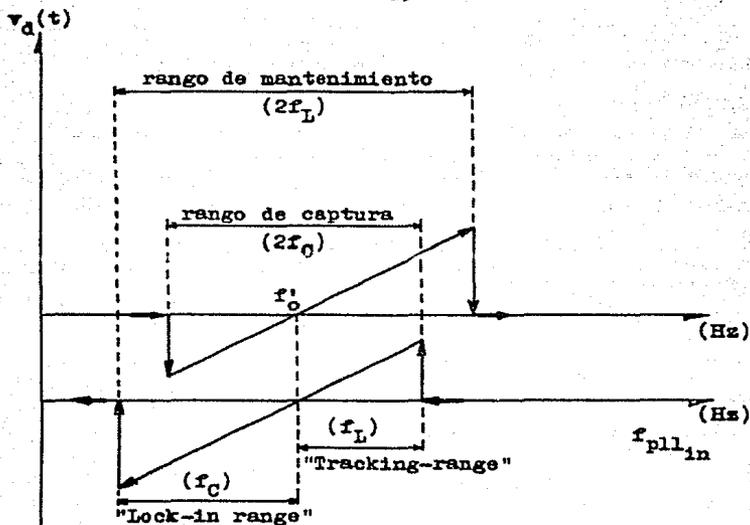


Figura 2.2 Característica de la conversión frecuencia-voltaje en un PLL.

(a) Ganancia del VCO (k_0).— Igualmente conocida como sensibilidad del VCO, es la constante de conversión que relaciona la desviación de la frecuencia de oscilación (respecto a f'_0) con el voltaje aplicado al VCO y tiene unidades de: (radián/segundo/volt). La constante k_0 es una función lineal de f'_0 y debe ser obtenida mediante fórmula, métodos gráficos, ó bien, puede ser medida para una determinada f'_0 .

El término "1/S" asociado al VCO da cuenta de el cambio de fase de 90° que ocurre en la malla, puesto que, el VCO convierte voltaje a frecuencia y funciona como un integrador en la malla de retroalimentación. Recuérdese que la fase se representa como la integral de la frecuencia.

(f) Ganancia de malla abierta (k_v).-- Es el producto de k_d , k_o y de la ganancia del amplificador. Tiene unidades de: (rad/seg) y es un indicador de los cambios de fase entre la señal de entrada y la señal del VCO para un cierto corrimiento en la frecuencia de entrada. (En teoría de servomecanismos es llamada "Coeficiente de error de la velocidad").

(g) Frecuencia natural (ω_n).-- Es la frecuencia característica de la malla, determinada por la posición de los polos en el plano complejo.

(h) Coeficiente de amortiguamiento natural (ζ).-- Es la constante de amortiguamiento de un sistema retroalimentado de segundo orden. Para el PLL, este coeficiente hace referencia a la habilidad de la malla de responder rápidamente a un escalón aplicado a la entrada sin que la salida de la malla muestre un sobretiro excesivo.

2.1.2) Reconocimiento general del modo de operación del PLL.

Respecto al funcionamiento del PLL, puede examinarse en forma cualitativa en la siguiente forma (mencionando sus tres bloques fundamentales):

La frecuencia del oscilador controlado por voltaje (VCO) es determinada, en primera instancia, por el valor del capacitor conectado a este oscilador; pero además, dicha frecuencia puede variarse aplicando una señal de control; esto último implica que la frecuencia del oscilador se modulará con el voltaje de control: esto es modulación en frecuencia.

Desde luego tal proceso tiene que ser invertido y el PLL puede hacerlo. De modo que, bien puede considerársele como un complejo sistema de trabajo capaz de ser usado para enviar y recibir señales.

Cuando una señal de entrada es aplicada al PLL, el comparador

de fase genera un voltaje de error, proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal del VCO. Tal voltaje de error: " $v_e(t)$ " es filtrado y aplicado a la entrada de control del VCO; entonces, $v_o(t)$ varía de tal modo que reduce las diferencias de fase y frecuencia entre la señal del VCO y la señal de entrada. Cuando la frecuencia en la entrada está suficientemente cerca de la frecuencia del VCO, la naturaleza de malla cerrada del PLL obliga al VCO a seguir la frecuencia de la señal de entrada. Dicho de otro modo, cuando el PLL está trabajando en el rango de mantenimiento, la frecuencia del VCO es idéntica a la frecuencia de la señal de entrada, salvo por una diferencia de fase finita.

Otra forma de visualizar la operación del PLL se tiene al observar que el comparador de fase, de hecho, es un circuito donde la señal de entrada se mezcla con la señal del VCO. Esta mezcla produce la suma y la diferencia de sus frecuencias: $\omega_1 \pm \omega_0$. Cuando la malla está sincronizada, la diferencia $\omega_1 - \omega_0$ es, prácticamente, cero, pero la suma $\omega_1 + \omega_0$, aunque es eliminada en el filtro paso-bajas, contiene un valor de voltaje DC que, por supuesto, no es atenuado en el filtro, y es aplicado al VCO; por ello, el rango de mantenimiento es independiente de las características del filtro paso-bajas.

En la operación de la malla, el filtro paso-bajas cumple una doble función: primero, atenúa las componentes de alta frecuencia de la señal de error en la salida del comparador de fase; segundo, asegura un rápido proceso de captura de la señal de entrada si el sistema pierde su sincronía a consecuencia de transitorios. Al disminuir su frecuencia de corte, se originan los siguientes efectos en el sistema: a) El proceso de captura se hace más lento.- b) El rango de captura disminuye.- c) El PLL llega a comportarse como un sis-

tema subamortiguado.

2.1.3) Realización de los bloques fundamentales del PLL.

Respecto a los detectores de fase, pueden distinguirse dos categorías: sinusoidales y de señal cuadrada; en éstos, la onda cuadrada puede ser producida por limitadores a la salida de amplificadores de onda sinusoidal. Lo anterior permite utilizar una compuerta OR exclusiva como detector de fase:

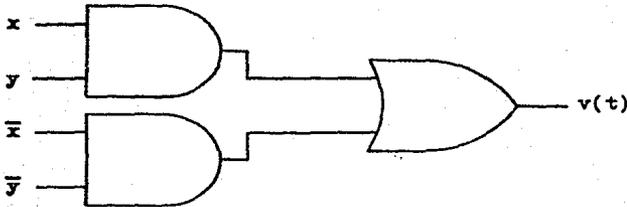


Figura 2.3 Compuerta OR exclusiva (detector de fase).

Del oscilador controlado por voltaje (VCO ó Voltage Controlled Oscillator), pueden anotarse las principales características que le son requeridas: a) Estabilidad de su frecuencia central.- b) Sensibilidad del VCO (k_o) relativamente alta, a fin de elevar la ganancia de la malla; en casos donde se tuviera un valor pobre para k_o , se utiliza el amplificador entre el filtro paso-bajas y el VCO; el error de voltaje en DC de este amplificador debe ser compatible con la estabilidad inherente al VCO.- c) Desviación de frecuencia lo más amplia posible.- ch) Una tolerancia del 5% al 10% en su linealidad no es aceptable excepto para unas cuantas aplicaciones, como por ejemplo, un discriminador de frecuencia.

El filtro de la malla es un paso-bajas colocado a la salida

del detector de fase; se verá que tiene una considerable influencia en la función de transferencia de la malla. Los filtros comúnmente usados son simples y están compuestos por elementos pasivos (como el RC elemental), aunque también llegan a emplearse amplificadores realimentados de alta ganancia, especialmente cuando se desea una constante de tiempo excesivamente elevada.

2.2) Obtención de los parámetros del PLL.

Una vez que el PLL se encuentre sincronizado, el diagrama a bloques de la figura 2.1 puede ser usado para representar un modelo lineal del PLL. Los factores de conversión k_d y k_o , aunque son proporcionados por el fabricante (véase el apéndice A), pueden ser determinados exactamente; para ello, se emplea el siguiente esquema cuando el PLL está sincronizado:

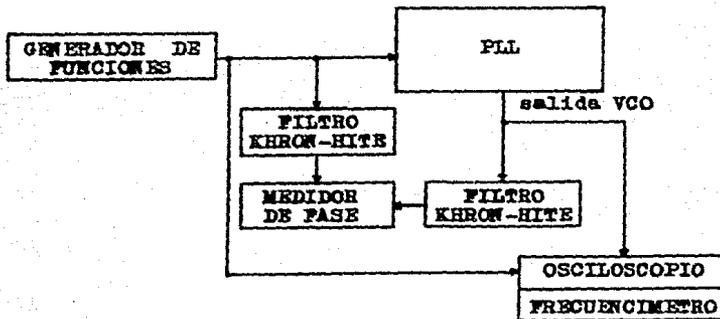


Figura 2.4 Conexiones para la medición de k_d y k_o .

La función de los filtros Khron-Hite es extraer la componente fundamental de la señal cuadrada, a fin de obtener una sinusoides. Una vez que el generador y el VCO muestran la misma frecuencia:

- 1) El medidor de fase debe mostrar $90^\circ \pm 10\%$. Registrar este desfase (e_o), el voltaje de control del VCO (v_d) y la frecuencia de entrada f_1 ; es necesario efectuar varias lecturas con distintas f_1 .
- 2) Graficar v_d en función de e_o es útil para comprobar la linealidad del sistema; la pendiente de esta curva ($\Delta v_d / \Delta e_o$) es k_d en unidades de (volt/grados); basta multiplicar sus valores por $180/\pi$ para obtenerla en (volt/radián).- 3) Una gráfica de f_1 en función de v_d , mostrará la linealidad del VCO. La pendiente de esta curva es k_o para una f'_o particular en unidades de: (Hz/V); es necesario multiplicar su valor por 2π para determinar k_o en: (rad/seg/V).

Generalmente k_d es constante sobre un amplio rango de frecuencias, pero es linealmente dependiente de la amplitud de entrada.

k_o es constante ante un cierto nivel de la señal de entrada, pero varía linealmente con f'_o ; en ocasiones, es conveniente especificar una k_o normalizada:

$$k_{o_{norm}} = \frac{k_o}{f'_o} \quad \left[\frac{\text{rad}}{\text{volt}} \right]$$

de este modo, para distintas f'_o podrá obtenerse su k_o particular.

2.3) Ecuaciones generales linealizadas del PLL.

A partir del diagrama a bloques de la figura 2.1, puede deducirse la función de transferencia en malla abierta "T(S)"; esto es; considerando la salida después del VCO:

$$T(S) = \frac{A k_o k_d F(S)}{S}, \quad \longrightarrow \quad T(S) = \frac{k_v F(S)}{S} \quad (2.3.1)$$

como puede verse, el producto " $A k_o k_d$ " es reemplazado por:

$$k_v = A k_o k_d \quad (2.3.2.a)$$

de manera que, la constante " k_v " representará la ganancia de malla abierta del PLL (es claro que, si no se utiliza el amplificador entre el filtro y el VCO, es posible adoptar: $A = 1$ para simplificar 2.3.2.a):

$$k_v = k_o k_d \quad (2.3.2.b)$$

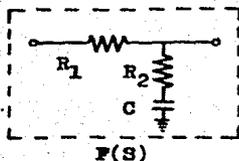
quedando:

$$T(S) = \frac{k_v F(S)}{S} \quad (2.3.3)$$

utilizando técnicas para análisis de realimentación, las características de transferencia en malla cerrada pueden ser descritas a partir de:

$$H(S) = \frac{T(S)}{1 + T(S)} \quad (2.3.4)$$

en donde, aparentemente, la respuesta en frecuencia y la respuesta a transitorios de la malla, dependen notablemente de la elección del filtro y su función de transferencia: " $F(S)$ "; por ello, es conveniente obtenerla para el caso del filtro de primer orden que se ha de usar:



$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C \quad (2.3.5.a)$$

$$\tau_2 = R_2C \quad (2.3.5.b)$$

$$F(S) = \frac{1 + \tau_2 S}{1 + \tau_1 S} \quad (2.3.6)$$

Figura 2.5 Filtro paso-bajas en la malla del PLL.

El filtro mostrado limita el lugar de las raíces a la parte izquierda del plano. Sus constantes de tiempo " τ_1 " y " τ_2 ", controlan al factor de amortiguamiento mediante el cual, se establece la respuesta en frecuencia de la malla. En la práctica este tipo de filtro es importante debido a que permite utilizar a la malla con una respuesta intermedia a las mallas de primero y segundo orden y proporciona un control adicional sobre la respuesta a transitorios del sistema.

Si R_2 es igual a cero ohms, la malla se comporta como un sistema de primer orden, debido a la cancelación de un polo y un cero; si R_2 tiene a infinito, la malla se comporta como un sistema de segundo orden.

De los tres parámetros físicos mencionados, hasta ahora (k_v , τ_1 y τ_2), la ganancia de malla es la más susceptible de sufrir variaciones con respecto a su valor inicialmente calculado debido a que está en función de la sensibilidad del detector de fase (k_d) y ésta es proporcional a la amplitud de la señal en la entrada del sistema.

En definitiva, el diagrama a bloques a emplear será:

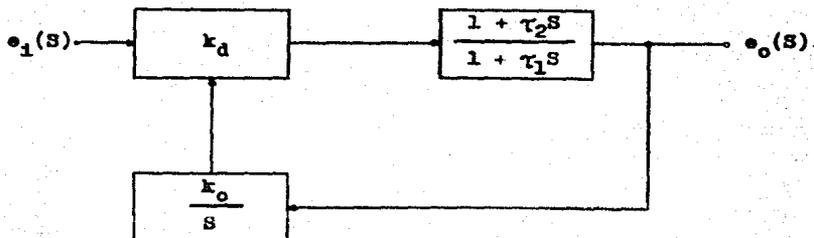


Figura 2.6 PLL a usar en el receptor.

Sustituyendo (2.3.3) en (2.3.4), el anterior modelo tiene como función de transferencia en malla cerrada:

$$H(S) = \frac{k_v F(S)}{1 + k_v F(S)} \quad (2.3.7)$$

pero tal función de transferencia también puede expresarse como:

$$H(S) = \frac{e_o(S)}{e_1(S)} \quad (2.3.8)$$

$$e_1(S) - e_o(S) = e_e(S) \quad (2.3.8.a)$$

Esta última expresión es el error de fase en la salida del comparador de fase; definiendo la función de transferencia para el error de fase, se tiene:

$$E(S) = \frac{e_e(S)}{e_1(S)} = 1 - \frac{e_o(S)}{e_1(S)} = 1 - H(S) \quad (2.3.9.a)$$

ahora puede deducirse:

$$E(s) = \frac{S}{S + k_v P(s)} \quad (2.3.9.b)$$

A fin de utilizar (2.3.8) y (2.3.9), considérese a (2.3.6):

$$E(s) = \left(\frac{\tau_2 k_v}{\tau_1} \right) \frac{s + \frac{1}{\tau_2}}{s^2 + \frac{1 + \tau_2 k_v}{\tau_1} s + \frac{k_v}{\tau_1}} \quad (2.3.10)$$

$$E(s) = \frac{s^2 + \frac{1}{\tau_1} s}{s^2 + \frac{1 + \tau_2 k_v}{\tau_1} s + \frac{k_v}{\tau_1}} \quad (2.3.11)$$

ambas ecuaciones de segundo orden, tienen el mismo denominador que puede ser expresado como:

$$D(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

donde ω_n y ζ son, respectivamente, la frecuencia natural y el factor de amortiguamiento natural del sistema. Comparando la anterior ecuación con el denominador de (2.3.10) ó (2.3.11):

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_v}{\tau_1}} \quad (2.3.12)$$

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2k_v} (1 + \tau_2 k_v) = \frac{1 + \tau_2 k_v}{2\sqrt{\tau_1 k_v}} \quad (2.3.13)$$

Nótese en (2.3.12) que, si la ganancia de malla es alta y se requiere una ω_n relativamente baja, es necesario tener una constante de tiempo τ_1 muy alta (quizá de miles de segundos) y en tal caso, es preferible emplear un filtro activo a fin de evitar un tamaño exagerado del capacitor "C".

Finalmente, pueden reescribirse (2.3.10) y (2.3.11):

$$E(s) = \omega_n \left(2\zeta - \frac{\omega_n}{k_v} \right) \frac{s + \frac{\omega_n}{2\zeta} - \frac{\omega_n}{k_v}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3.14)$$

$$E(s) = \frac{s^2 + \frac{\omega_n^2}{k_v} s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3.15)$$

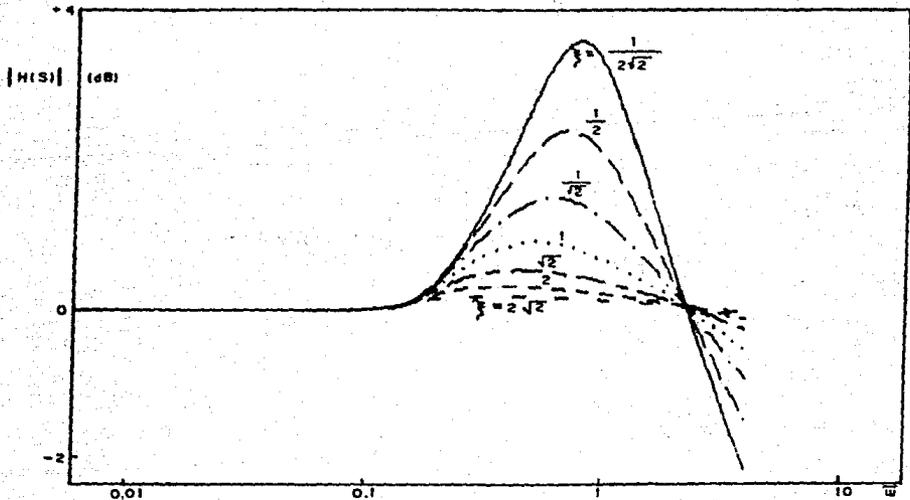


Figura 2.7 Características amplitud-frecuencia para la función de transferencia de (2.3.14).

Puede notarse que gracias a la utilización del parámetro τ_2 es posible elegir un factor de amortiguamiento (ζ) satisfactorio, sin afectar el valor seleccionado de la frecuencia natural de amortiguamiento (ω_n) y sin comprometer la estabilidad de la malla. A este respecto, puede mostrarse el diagrama de Bode de la función de transferencia en malla abierta, (2.3.6) en (2.3.3):

$$T(s) = \left(\frac{\tau_2 k_v}{\tau_2} \right) \frac{s + \frac{1}{\tau_2}}{s(s + \frac{1}{\tau_1})} \quad (2.3.16)$$

Dicho diagrama muestra que el margen de seguridad de fase es de $\pi/2$, aproximadamente. Sin embargo, es difícil establecer una condición suficiente de estabilidad debido a las no linealidades del PLL, aunque su comportamiento llega a ser lineal si el error de fase es muy bajo.

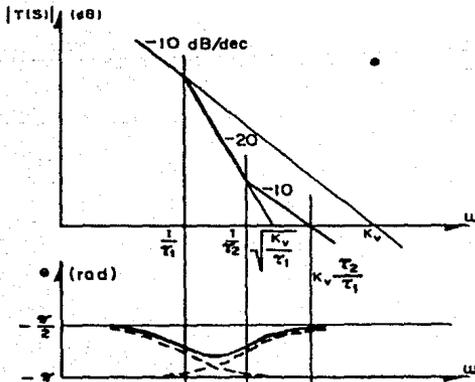


Figura 2.8 Diagrama de Bode en amplitud y fase para malla abierta del PLL.

2.4) Respuesta de la malla a algunas señales de interés.

Conviene examinar brevemente la respuesta del PLL ante distintos tipos de entrada, esto es, el PLL debe responder satisfactoriamente a los cambios abruptos de fase ó frecuencia de la señal de entrada:

(a) Respuesta a escalón de fase:

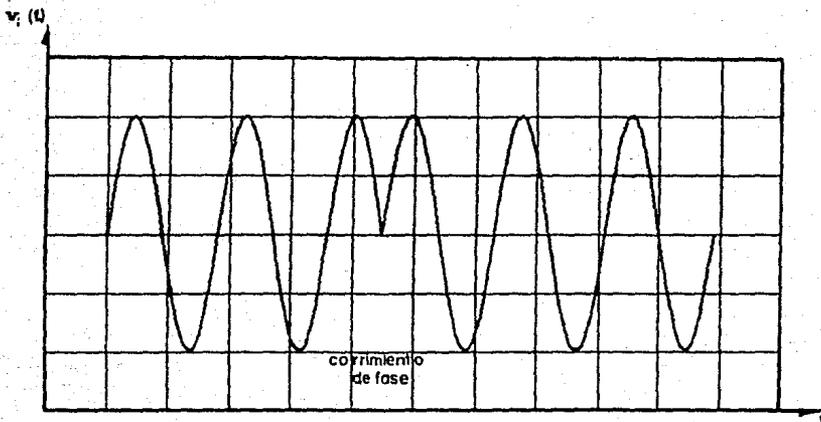


Figura 2.9 Señal de entrada representando un escalón unitario de fase a frecuencia constante.

La señal mostrada en la figura anterior puede expresarse mediante la función:

$$e_1 = e u(t)$$

donde " $u(t)$ " es la función escalón, ó sea, la integral de la función delta de Dirac y " e " es una magnitud escalar. Expresando la anterior función mediante su transformada de Laplace:

$$e_1(s) = \frac{e}{s}$$

por simplificación, considérese unitario a "e":

$$e_1(s) = \frac{1}{s} \quad (2.4.1)$$

ahora, con (2.3.15) y (2.4.1) se obtiene la señal de error en la salida del sistema:

$$e_o(s) = E(s)e_1(s)$$

$$e_o(s) = \frac{s + \frac{\omega_n^2}{k_v}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.4.2)$$

a fin de aplicar la transformada inversa de Laplace, conviene representar a (2.4.2) como:

$$e_o(s) = \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} + \frac{a_0 - \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \quad (2.4.3)$$

donde:

$$a_0 = \frac{\omega_n^2}{k_v};$$

$$\alpha = \zeta\omega_n;$$

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

finalmente, se obtiene:

$$e_e(t) = e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cosh[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}] t + \frac{\frac{K_1 E}{K_2} - \zeta}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \sinh[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}] t \right]$$

para: $\zeta > 1$ (2.4.4)

$$e_e(t) = e^{-\omega_n t} \left[1 - \omega_n t + \frac{E}{K_2} \omega_n^2 t \right]$$

para: $\zeta = 1$ (2.4.4.a)

$$e_e(t) = e^{-\zeta\omega_n t} \left[\cos[\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}] t + \frac{\frac{K_1 E}{K_2} - \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin[\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}] t \right]$$

para: $\zeta < 1$ (2.4.4.b)

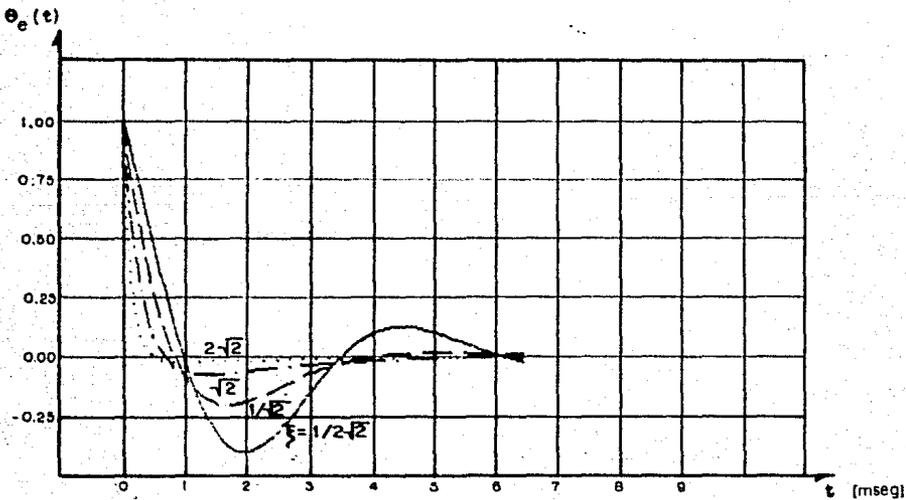


Figura 2.10 Error de fase para la malla de segundo orden debido a un escalón de fase en la señal de entrada. Se muestra para varios coeficientes de amortiguamiento.

Si se desea obtener las expresiones correspondientes a la salida del VCO en fase, basta aplicar en (2.3.8.a) la transformada inversa de Laplace:

$$e_o(S) = \frac{1}{S} - e_e(S)$$

$$e_o(t) = 1 - e_e(t)$$

(b) Respuesta a escalón de frecuencia:

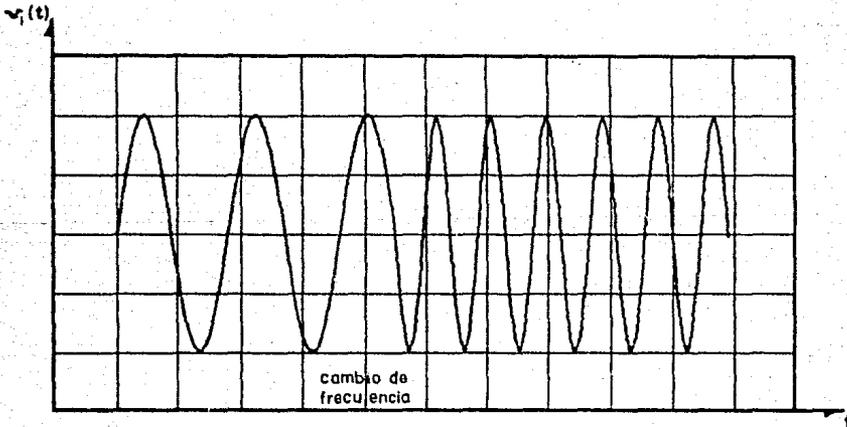


Figura 2.11 Señal de entrada representando un escalón de frecuencia.

Puede considerarse que, la señal mostrada en la anterior figura, ha sufrido un cambio instantáneo de frecuencia (como ocurriría en modulación FSK, por ejemplo). Tal señal puede expresarse como:

$$e_1(t) = \Delta\omega t u(t)$$

donde " $\Delta\omega$ " es una constante escalar. Aplicando la transformada de Laplace:

$$e_1(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$$

por simplificación, considérese unitario a $\Delta\omega$:

$$e_1(s) = \frac{1}{s^2} \quad (2.4.5)$$

como ya se ha visto, la señal del error de fase se obtiene mediante (2.3.15) y (2.4.5):

$$e_o(s) = E(s)e_1(s)$$

$$e_o(s) = \frac{1}{k_v} \left[\frac{1}{s} - \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} + \frac{a_o + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \right] \quad (2.4.6)$$

donde:

$$a_o = \frac{\omega_n^2}{k_v}$$

$$\alpha = \zeta \omega_n$$

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

finalmente, aplicando la transformada inversa de Laplace:

$$e_o(t) = \frac{1}{k_v} - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{k_v} \left[\cosh \left[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \right] t + B \sinh \left[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \right] t \right]$$

para: $\zeta > 1$ (2.4.7)

$$\text{donde: } B = \frac{\zeta \omega_n - k_v}{\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}}$$

$$e_o(t) = \frac{1}{k_v} - \frac{e^{-\omega_n t}}{k_v} \left[1 + [\omega_n - k_v] t \right] \quad \text{para: } \zeta = 1 \quad (2.4.7.a)$$

$$e_o(t) = \frac{1}{k_v} - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{k_v} \left[\cos \left[\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \right] t + A \sin \left[\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \right] t \right]$$

para: $\zeta < 1$ (2.4.7.b)

$$\text{donde: } A = \frac{\zeta \omega_n - k_v}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}$$

es fácil ver que el error en estado estable es: $1/k_v$, por lo cual, un valor alto de la ganancia de malla abierta (k_v) puede ser elegido, sin considerar el factor de amortiguamiento.

2.5) Síntesis.

En la construcción de un PLL para ser usado como demodulador FM, bien pueden tenerse presentes los siguientes criterios: a) Conservar una amplitud constante en la señal FM de entrada al PLL (si ésta es una señal cuadrada, puede usarse una compuerta OR exclusiva como detector de fase).- b) Debe asegurarse tener una frecuencia con

tral estable en el VCO. La sensibilidad de éste ha de ser relativamente grande a fin de facilitar la obtención de la alta ganancia de malla que debe tenerse. La característica voltaje a frecuencia del VCO, debe presentar una no-linealidad menor al 1%, de otra forma, la salida sería distorsionada.- c) La magnitud del error de fase tiene que ser suficientemente pequeña, a fin de que el comportamiento del PLL llegue a ser linealizado.- ch) Aunque se sabe que el PLL entra en sincronía cuando la frecuencia de la señal de entrada es igual a la frecuencia libre de oscilación del VCO ó es igual a alguna de sus armónicas de bajo orden, en la presente aplicación sólo interesa que el PLL entre en sincronía cuando la frecuencia de entrada esté dentro del rango de captura, alrededor de la frecuencia central del VCO.

2.6) Transformadas de Laplace utilizadas en este capítulo.

$$\begin{array}{l} \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \longleftrightarrow e^{-\alpha t} \cos \omega t \\ \frac{\omega}{(s + \alpha)^2 + \omega^2} \longleftrightarrow e^{-\alpha t} \sin \omega t \\ \frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 - \omega^2} \longleftrightarrow e^{-\alpha t} \cosh \omega t \\ \frac{\omega}{(s + \alpha)^2 - \omega^2} \longleftrightarrow e^{-\alpha t} \sinh \omega t \\ \frac{1}{s^{n+1}} \longleftrightarrow \frac{t^n}{n!} \\ \frac{1}{(s + \omega_n)^{n+1}} \longleftrightarrow \frac{t^n e^{-\omega_n t}}{n!} \end{array}$$

BIBLIOGRAFIA

---"PHASE-LOCK LOOPS"

A. Blanchard.

John Wiley and sons (1976).

---"SIGNETICS ANALOG APPLICATIONS MANUAL" (1979).

---"PHASE-LOCK LOOP DESIGN FUNDAMENTALS"

G. Nash.

Motorola Inc. (AN-535).

---"PHASE-LOCK TECHNIQUES"

F. Gardner.

John Wiley and sons (1966).

---"MINIATURIZED RC FILTERS USING PHASE-LOCK LOOP"

G.S. Moschytz.

BSTJ (1965).

CAPITULO 3

ESTUDIO DE LOS DISPOSITIVOS OPTOELECTRONICOS USADOS COMO TRANSMISORES Y RECEPTORES EN SISTEMAS DE FIBRA OPTICA.

3.1) Características de fuentes luminosas.

Los diodos emisores de luz (LED: Ligth Emitting Diode) poseen algunas características que los hacen atractivos como fuentes de comunicación por onda luminosa (al igual que los diodos láser). Tienen como ventajas que: son dimensionalmente compatibles con las fibras ópticas, lo que resulta en altas eficiencias de acoplamiento; emiten en longitudes de onda que coinciden con las regiones de baja absorción óptica de la fibra y su tiempo de vida excede el millón de horas. Por otra parte, un sistema de comunicación óptica que requiere una razón de transmisión menor a 50 Mb/s (Bit Rate), utilizando fibra multimodal, es muy adecuado para el uso de los LEDs como fuente luminosa; además, requieren una menor circuitería que los diodos láser, puesto que, usualmente, no necesitan circuitos de estabilización térmica u óptica.

3.1.1) Potencia.

Los LEDs tienen un intervalo típico de operación de 50 a 300 mA para la corriente y de 1.5 a 2.5 V para el voltaje entre terminales. Tal potencia eléctrica se traduce en 1 a 10 mW (0 a 20 dB_m) de poten

cia óptica; de esta salida óptica, sólo del 1% al 10% se acopla a la fibra multimodo; el valor exacto depende de la estructura del diodo, el diámetro de la fibra y la apertura numérica de la fibra.

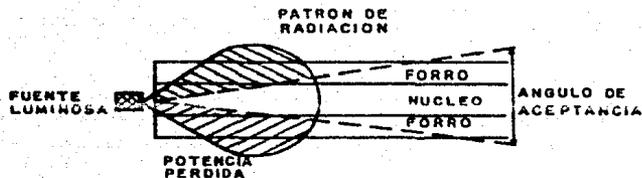


Figura 3.1 Diagrama esquemático de una fuente luminosa acoplada a una fibra óptica.

La apertura numérica de la fibra es igual a el seno de el ángulo de aceptación ($\text{sen } \alpha_1$). Aceptancia es el intervalo de ángulos de incidencia en que la fibra acepta señales luminosas.

3.1.2) Ancho espectral.

La mayoría de los LEDs son Lambertianos y tienen un ancho espectral más bien grande; estos factores determinan la cantidad de potencia óptica que puede ser acoplada en la fibra y la influencia que tendrá la dispersión cromática sobre las propiedades dispersivas de la fibra.

La emisión de un LED operando en el rango de 800 a 900 nm, usualmente muestra un espectro cuyo ancho total máximo (FWHM) es de 35 a 50 nm (FWHM: Full Width at Half Maximum). Ver figura 3.3:

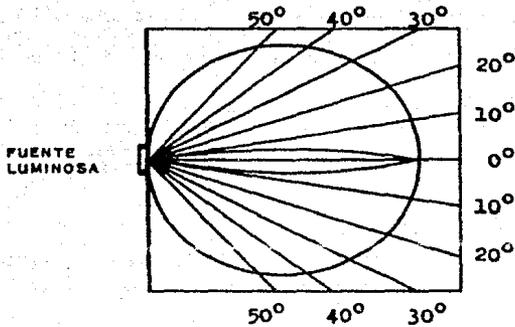


Figura 3.2

Patrón de radiación para un fuente Lambertiana. La fuente es igualmente brillante cuando es vista desde cualquier dirección. Compárese con el patrón de radiación de un diodo láser altamente direccional.

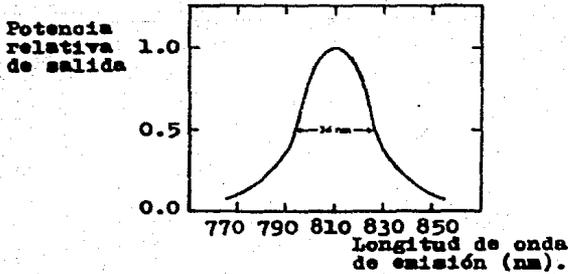


Figura 3.3

Patrón espectral representativo de un LED. El FWHM (Full Width at Half Maximum) es el ancho espectral entre los puntos en que la potencia óptica disminuye a la mitad de su valor pico.

La dispersión cromática en varios tipos de fibra, resulta en un ensanchamiento de los pulsos transmitidos, del orden de 1.6 a 3.0 ns/km (nanosegundos/kilómetro) en una longitud de onda de 800 nm (en otras palabras, los pulsos transmitidos sufren un efecto similar al que les ocasiona un filtro paso-bajas). Esta dispersión ocasiona una caída de la función de transferencia fibra-LED (que ocurre a 3 dB) con 60 a 120 MHz-km a 800 nm. Esta limitación puede ser evitada, ya sea operando en longitudes de onda donde la dispersión cromática es menor, ó bien, usando un LED con reducido ancho espectral.

La dispersión cromática en la fibra se aproxima a cero, cerca de 1.3 μm . Por lo tanto, si un LED de esta longitud de onda es utilizado (uno cuya emisión pico esté cerca de 1.3 μm), aún cuando su FWHM sea tan grande como 100 nm, el producto frecuencia-longitud se incrementa, al menos en un orden de magnitud, acercándose a 1 GHz-km.

3.1.3) Velocidad.

Los tiempos de subida para los LEDs suelen estar en el rango de 2 a 50 ns, en frecuencias de 7 a 175 MHz, es decir, los flancos ópticos, positivos y negativos, son obtenibles en los LEDs, cuando su corriente de excitación es una señal con período menor a 50 ns. Aunque con una adecuada elección de la circuitería, un diodo lento puede aceptar tiempos de subida de 10 ns ó menores.

3.1.4) Linealidad.

Los LEDs generan luz en forma casi linealmente proporcional a la corriente que pasa a través del dispositivo (en contraste con los diodos láser, que tienen un cierto nivel de umbral en función

de la temperatura y de su tiempo de funcionamiento):

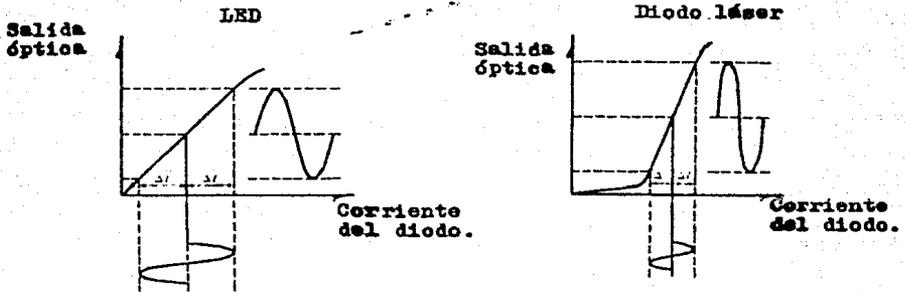


Figura 3.4 Punto de polarización y máxima amplitud para modulación de potencia de un LED y de un diodo láser. Este último presenta una emisión tipo LED, debajo de su nivel "threshold".

Aunque la salida de un LED es aproximadamente proporcional a la corriente a través de él, la mayoría de los LEDs muestran algunos grados de no-linealidades en su característica potencia óptica-corriente. Como resultado, una especial atención ha sido dirigida a los transmisores que operan en modo digital (binario), los cuales son insensibles a las no-linealidades del LED.

3.1.5) Comportamiento térmico.

Los LEDs no mantienen una salida óptica constante si la temperatura del dispositivo cambia (específicamente, la temperatura de la junta). Es bien sabido que la mayoría de los LEDs tienen un coeficiente térmico negativo: alrededor de $-1\%/^{\circ}\text{C}$. Una dependencia térmica de tal magnitud puede resultar en cambios de 2 dB (un factor de 1.6) ó más en potencia óptica dentro de el intervalo de temperatura de 0° a 70°C . A pesar de esto, el efecto de los cambios de temperatura sobre los LEDs, en muchos casos no constituye un problema.

3.2) Formatos de modulación.

Los métodos binarios, como PCM, son preferidos en transmisiones por fibra óptica debido a su alta relación señal-ruido; además, una señal binaria tolera grandes cantidades de atenuación (debida a dispersión, ruido, etc.) sin degradar la información.

Una modulación binaria es muy compatible con un LED, el cual puede ser excitado con una señal de alta frecuencia (misma que contiene sólo dos niveles de voltaje), para que las no-linealidades de la característica potencia óptica-corriente tenga efectos mínimos.

Sin embargo, las ventajas anteriores se adquieren a costa del ancho de banda; además, las aplicaciones analógicas, como modulación directa (DM) ó modulación en frecuencia (FM), ofrecen simplicidad y bajo costo en equipo terminal; frecuentemente merecen consideración, debido a la adecuada linealidad de los LEDs.

3.3) Circuitos generadores de señal.

Los circuitos regularmente usados son bastante elementales, de modo que no es necesario un análisis exhaustivo; únicamente se mencionarán circuitos muy comunes en la literatura.

En aplicaciones digitales, un LED usualmente debe aceptar una corriente de 50 a 300 mA. Se tiene un circuito tradicional, construido alrededor de un TBJ en configuración emisor común (ver figura 3.5). En dicho circuito es fácil proveer una cierta polarización al LED, misma que es independiente del transistor. En la figura 3.5, tal polarización es proporcionada a través de R_3 , mientras que R_2 limita la corriente a través del LED.

La velocidad de la configuración emisor común es limitada, comparada con otras configuraciones; el ancho de banda es inversamente proporcional a la ganancia de corriente, aunque esto puede ser com--

pensado mediante pre-énfasis ('overdriving') de la corriente de base durante el flanco de subida (en la figura 3.5, el pre-énfasis se realiza con el capacitor C_1):

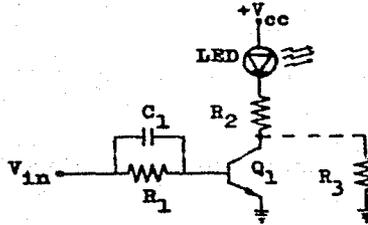


Figura 3.5 Generador de señal tradicional. Construido alrededor de un TBJ en configuración emisor común.

Para lograr la máxima velocidad de un LED, se debe utilizar un circuito generador de señal, que proporciona baja impedancia de salida. Una forma de conseguirlo es colocar al elemento de monitoreo en paralelo con el LED:

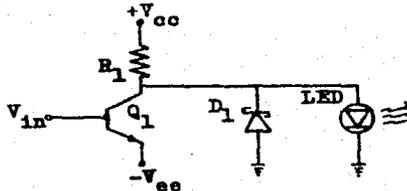


Figura 3.6 Generador de señal. A diferencia del anterior, este circuito demanda potencia de las fuentes D.C. con ó sin presencia de pulso en la entrada.

el LED puede ser polarizado en inversa al apagarse, para facilitar la eliminación de cargas, como se muestra en la figura 3.6; se tiene a V_{ee} a un potencial más negativo que el de tierra, pero el diodo Schottky limita tal voltaje de polarización en inversa. Sin embargo, si no se desea esta polarización inversa, el emisor del transistor

puede ser aterrizado, en cuyo caso, el diodo no se requiere.

3.4) Conceptos fundamentales de un receptor óptico.

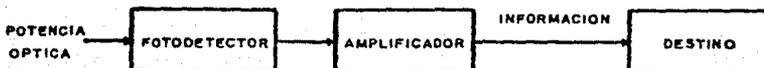


Figura 3.7 Receptor óptico con detección directa en banda base.

La señal de información original ha modulado la intensidad de una fuente óptica; ésta, a su vez, ha sido transmitida a través de la fibra; el fotodetector proporciona una corriente cuya magnitud depende de la potencia óptica que incide sobre su superficie. La conversión fotoeléctrica realizada por el fotodetector se ve afectada, ya sea por el fotodetector en sí, ó por el amplificador u otros circuitos que le sigan.

Los fotodetectores, por lo general, operan como detectores incoherentes, insensibles a la fase de la señal óptica (por el contrario, los detectores coherentes requieren de una señal de referencia para mantener el seguimiento de la fase de la señal recibida, lo cual restringe su operación a fibras monomodo).

Los fotodiodos son muy usados en sistemas por fibra óptica debido a su pequeño tamaño, alta sensibilidad y rápido tiempo de respuesta. Hay dos tipos de fotodiodos utilizados como fotoreceptores: los fotodiodos PIN y los fotodiodos avalancha (APD). Sin duda, el semi-

conductor fotodetector más común es el fotodiodo PIN, mostrado esquemáticamente:

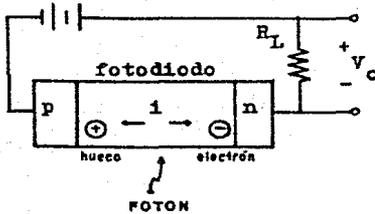


Figura 3.8 Representación de un fotodiodo PIN con voltaje de polarización en inversa.

este dispositivo consiste de regiones "p" y "n" separadas por una región intrínseca ("i"), ligeramente contaminada de material "n".

En operación normal, se aplica al dispositivo un voltaje de polarización de inversa, de modo que la región intrínseca quede libre de portadores (es decir, que las concentraciones de portadores "p" y "n" sean despreciables en relación a las concentraciones de impurezas). Cuando un fotón incide y posee una energía mayor ó igual que la energía de banda del material semiconductor, el fotón excita a un electrón que pasa de la banda de valencia a la banda de conducción. Este proceso genera un par electrón-hueco conocido como "fotoportadores".

3.4.1) Corriente de un fotodetector.

La corriente instantánea $i(t)$ en un fotodetector es proporcional a la potencia óptica instantánea $p(t)$ que incide sobre el dispositivo:

$$i(t) = R_p(t) \quad (3.4.1.1)$$

donde "R" representa la responsividad del fotoreceptor; una cantidad especificada por el fabricante en amperes/watt [A/W]. Para un fotodiodo PIN cuya longitud de onda sea, aproximadamente, de $1 \mu\text{m}$:

$$R_{\text{PIN}} = 0.5 \text{ A/W}$$

mientras que, para un fotodiodo avalancha, R es multiplicada por la ganancia de tal dispositivo, que usualmente es del orden de 100:

$$R_{\text{APD}} = 50 \text{ A/W}$$

Aunque el APD es también un semiconductor PIN, por lo regular se reserva el nombre PIN para el dispositivo fotodiodo sin ganancia avalancha. Será de tal tipo el fotoreceptor a emplear, por lo que se te escrito se limita a un breve estudio de sus principales características.

En recepción analógica, la potencia óptica instantánea que incide sobre el fotoreceptor se expresa como:

$$p(t) = P_r(1 + m \sin \omega_m t) \quad (3.4.1.2)$$

donde "m" es el índice de modulación y ω_m la frecuencia de modulación. Por las ecuaciones (3.4.1.1) y (3.4.1.2), la corriente a través del fotoreceptor es:

$$i(t) = R P_r + m R P_r \sin \omega_m t = I_{\text{dc}} + I_s$$

el primer término de la anterior ecuación, es la señal de corriente directa definida como:

$$I_{\text{dc}} = \overline{i(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T R P_r dt = R P_r \quad (3.4.1.3)$$

el segundo término, representa la señal de corriente alterna cuyo valor medio cuadrático es:

$$I_s^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T (mRP_r)^2 \sin^2 \omega_m t \, dt = \frac{(mRP_r)^2}{2}$$

Por otra parte, si la señal recibida se trata de una secuencia de "unos" y "ceros", como por ejemplo, una señal modulada por código de pulso (PCM):

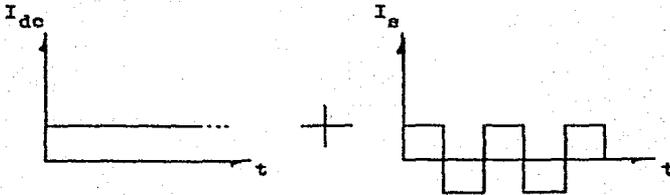


Figura 3.9 Componentes de la corriente del fotodiodo.

teniéndose: $I_{dc} = RP_r$, ó sea, lo mismo que en el caso analógico; sin embargo, el valor medio cuadrático de la corriente del fotodiodo, en el caso PCM, es diferente, como se infiere de la figura 3.9:

$$I_s^2 = (RP_r)^2 \quad (3.4.1.4)$$

3.4.2) Relación señal-ruido.

En sistemas de comunicaciones por fibra óptica, generalmente se requiere detectar señales ópticas muy pobres. Es necesario que el fotodetector y el circuito de amplificación mantengan una cierta relación señal-ruido.

La relación señal-ruido (S/N) en la salida de un receptor ópti-

co está definida como:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{corriente del fotodetector}}{\text{ruido del fotodetector} + \text{ruido del amplificador}} \quad (3.4.2.1)$$

Para conseguir una alta relación señal-ruido se debe cumplir:

a) El fotodetector debe tener una alta eficiencia, de modo que genere una señal de potencia grande.- b) El ruido del fotodetector y del amplificador deben ser tan bajos como sea posible.

Las fuentes de ruido determinan la mínima potencia óptica que puede ser detectada, ya que la eficiencia del fotodiodo, normalmente está cercana a su valor máximo.

3.4.3) Fuentes de ruido.

Existen dos fuentes de ruido particularmente significativas en comunicaciones vía fibra óptica:

a) Ruido de señal.- Es inherente a la detección óptica; surge de las fluctuaciones siempre presentes en la conversión de fotones a corriente. Constituye un ruido mínimo irreducible: el ruido cuántico $\langle i_q^2 \rangle$.

Para el caso de un fotodiodo PIN:

$$\langle i_q^2 \rangle = 2qI_s B_T \quad [A^2] \quad * (3.4.3.1)$$

b) Ruido de receptor.- Se representa en una sola cantidad media cuadrática $\langle i_n^2 \rangle$, aunque puede considerarse que está compuesto por dos fuentes de ruido principales:

* Ver: Apéndice 1, "Fiber and Integrated Optics", Volume 4, Number 3. Henri Hodara.

b.1) Ruido de disparo (shot noise).- Es producido por la corriente en las uniones p-n en el receptor, entre ellas, la corriente de oscuridad del fotodiodo (dark current), I_d :

$$\langle i_{nd}^2 \rangle = 2qI_d B_T \quad [A^2] \quad = (3.4.3.2)$$

donde I_d es la corriente promedio de la unión semiconductor, que resulta de la generación térmica de pares electrón-hueco; es decir, es independiente de la potencia óptica incidente sobre el fotodiodo, de modo que, tal corriente de ruido se produce aún en ausencia de señal.

b.2) Ruido térmico del circuito resistivo (R_{eq}) en el receptor:

$$\langle i_{nR}^2 \rangle = \frac{4kT}{R_{eq}} B_T \quad [A^2] \quad (3.4.3.3)$$

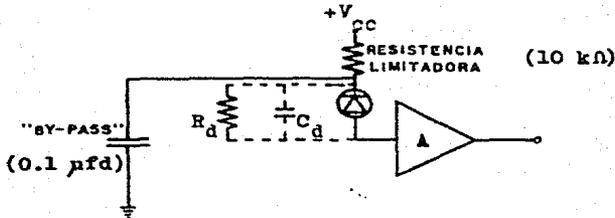
donde:

- I_s es la corriente de señal generada por el fotodiodo [A].
- $q = 1.6 \times 10^{-19}$ coulombs; es la carga del electrón.
- I_d es la corriente de oscuridad del fotodiodo [A].
- B_T es el ancho de banda del canal de transmisión [Hz].
- T es la temperatura absoluta [°K].
- $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/°K; es la constante de Boltzman.

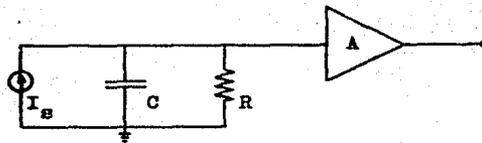
* Ver: Apéndice 1, "Fiber and Integrated Optics", Volume 4, Number 3. Henri Hodara.

3.4.4) Receptor de transimpedancia y receptor integrador.

Un circuito receptor elemental es mostrado en la figura 3.10. Se trata de un fotodiodo polarizado en inversa; en serie, una resistencia limitadora de corriente y por último, un capacitor de "by-pass". El fotodiodo alimenta a un amplificador de bajo ruido con elevada impedancia de entrada. También quedan indicados, la capacitancia interna C_d del fotodiodo (del orden de 5 pfd) y su resistencia interna R_d (del orden de $M\Omega$).



(a) Circuito D.C.



(b) Circuito equivalente A.C.

Figura 3.10 Fotoreceptor y circuito receptor elemental.

Adviértase en el circuito A.C. de la anterior figura, que a las capacitancias del amplificador y del fotodiodo se les ha llamado C.

A fin de obtener en el receptor un ancho de banda (B_T) adecuado, la constante de tiempo (τ) de el circuito de entrada debe ser su ficientemente pequeña; recuérdese que para un circuito RC:

$$\tau = RC$$

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

si la capacitancia total del circuito disminuyera a un valor inferior a C_d , la constante de tiempo sería $R_d C_d$, la cual podría originar un ancho de banda excesivamente grande; de aquí la necesidad de esta blecer una resistencia de carga R con un valor muy inferior al de R_d sin embargo, con lo anterior se introduce ruido térmico excesivo (ecuación 3.4.3.3); esto plantea un dilema:

-R de valor bajo: asegura un ancho de banda suficiente.

-R de valor alto: asegura bajo ruido térmico.

Existen dos amplificadores que proporcionan una solución al anterior dilema:

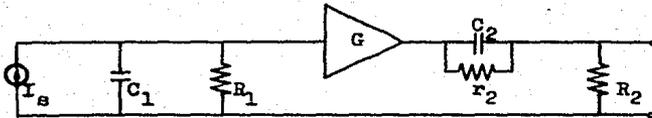


Figura 3.11 Configuración para un amplificador integrador.

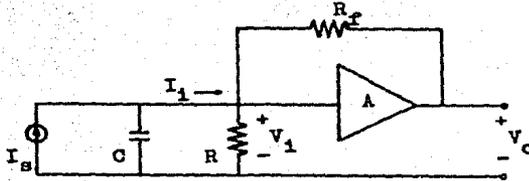


Figura 3.12 Configuración para un amplificador de transimpedancia

La entrada $R_1 C_1$ del amplificador integrador tiene una gran constante de tiempo (gracias a R_1), pero se realiza una compensación por medio de un filtro con pequeña constante de tiempo, que permite amplificar las frecuencias más altas.

Por lo que respecta al amplificador de transimpedancia, utiliza una realimentación resistiva para incrementar el ancho de banda, al costo de sacrificar ganancia. Como se verá en el siguiente inciso, su constante de tiempo está afectada por el factor de amplificación:

$$\tau = \frac{R_f C}{A}$$

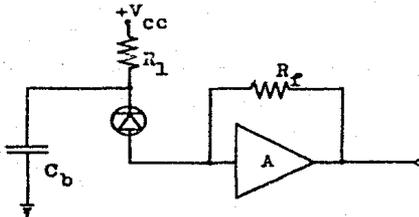
con ancho de banda resultante:

$$B_f = \frac{A}{2\pi R_f C}$$

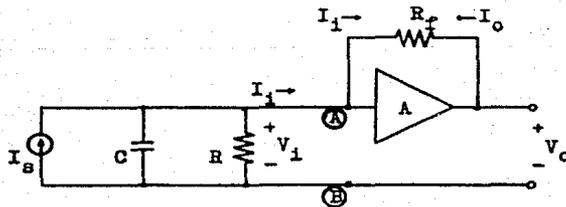
Ambos circuitos han sido usados en forma extensa, trabajando frecuencias tan altas como 400 MHz. La mayor desventaja del amplificador integrador es que en transmisión digital de palabras con largas series de "unos", se satura rápidamente. El amplificador de transimpedancia presenta una desventaja notoria: hay un límite al valor de R_f para minimizar su ruido térmico. Sin embargo, la configuración de transimpedancia suele ser preferida debido a su simplicidad.

3.5) Receptor de transimpedancia.

En el circuito A.C. de la figura 3.13, la fuente de corriente (I_s) representa al fotodiodo; el capacitor C incluye la capacitancia del fotodiodo, la de entrada al amplificador y la capacitancia propia del circuito impreso (del orden de pfd); R es la resistencia interna de inversa del fotodiodo (del orden de 100 a 500 M Ω).



(a) Circuito receptor de transimpedancia



(b) Circuito equivalente A.C.

Figura 3.13 Fotoreceptor y amplificador de transimpedancia.

Los voltajes de entrada y salida están relacionados por la ganancia del amplificador:

$$A = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.5.1)$$

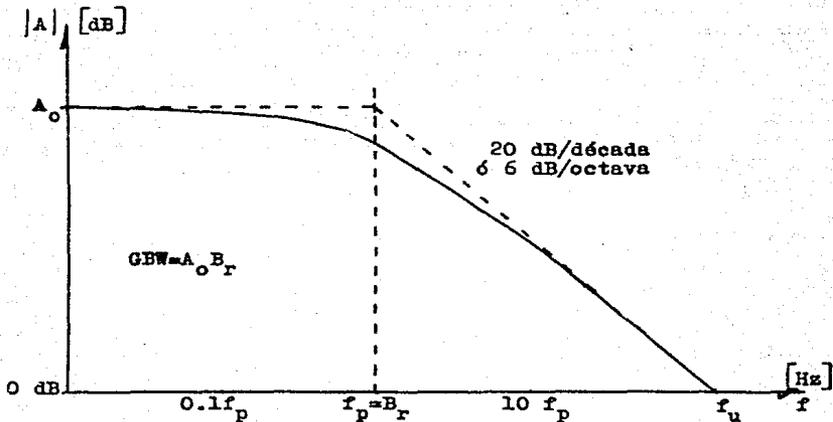


Figura 3.14 Respuesta típica, en magnitud de un amplificador y su aproximación de Bode.
 $f_u = GBW$ (ancho de banda de ganancia unitaria), si la respuesta decae a razón de 20 dB/década.

Debe seleccionarse un amplificador que tenga un producto: ganancia-ancho de banda (GBW) suficiente respecto al ancho de banda del canal de transmisión (B_T).

Considerando nuevamente la figura 3.13.(b) y suponiendo que el amplificador tiene impedancia de entrada infinita:

$$R_f I_1 = V_1 - V_o \quad R_f \frac{I_1}{V_1} = 1 - \frac{V_o}{V_1} \quad (3.5.2)$$

Sustituyendo (3.5.1) en (3.5.2) y llamando R_1 a la resistencia equivalente vista desde los puntos A y B, ($R_1 = V_1/I_1$):

$$\frac{R_f}{R_1} = |1 - A| \quad R_1 = \frac{R_f}{|1 - A|}$$

pero $A \gg 1$:

$$R_1 = \frac{R_f}{|A|} \quad (3.5.3)$$

la anterior ecuación permite expresar al circuito equivalente A.C. como:

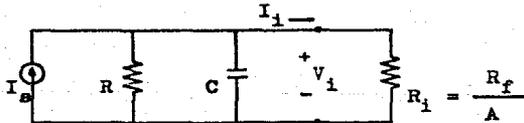


Figura 3.15 Circuito equivalente A.C. del fotodiodo y del amplificador de transimpedancia.

De la anterior figura, pueden observarse cinco aspectos del receptor de transimpedancia:

- 1) La resistencia equivalente (R_1) es muy baja puesto que: $A \gg R_f$; esto contribuye a la rapidez del receptor haciendo que su tiempo de subida (RT: Rise Time) sea corto. El tiempo de subida para un circuito RC de un solo polo está definido como: el tiempo que le toma a un pulso de entrada ($1 - e^{-t/\tau}$) ir de el 10% al 90% de su

amplitud final, es decir:

$$0.1 = 1 - e^{-t_1/\tau}$$

$$0.9 = 1 - e^{-t_2/\tau}$$

$$\text{donde } RT = t_2 - t_1$$

resolviendo lo anterior, queda que: $RT = 2.197\tau$, donde τ es la constante de tiempo RC. Nótese que el ancho de banda del circuito equivalente RC es inversamente proporcional al tiempo de subida (RT), puesto que éste es proporcional respecto a la constante de tiempo RC:

$$B_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}]$$

$$B_r = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{0.35}{RT} \quad [\text{Hz}]$$

esto último significa que, mientras mayor sea el ancho de banda del circuito RC, disminuirá su tiempo de subida :

ii) La constante de tiempo del circuito equivalente A.C. es.

$$\tau = (R \parallel R_1)C$$

pero, por lo regular, $R \gg R_1$, entonces:

$$\tau = R_1 C \quad (3.5.4)$$

y recordando (3.5.3):

$$\tau = \frac{R_f C}{|A|} \quad (3.5.4.a)$$

de este modo, el amplificador de transimpedancia reduce el tiempo de subida de $2.2RC$ a $2.2R_f C / |A|$. Además, el ancho de banda del receptor es semejante al de un circuito RC de un solo polo:

$$B_r = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{A}{2\pi R_1 C} = \frac{A}{2\pi R_f C} \quad (3.5.5)$$

La ecuación (3.5.5) exhibe la mejor característica de un receptor de transimpedancia: un aumento de su ancho de banda, que es proporcional a la ganancia de malla abierta de su amplificador.

iii) La impedancia de salida es:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (3.5.6)$$

Nuevamente suponiendo una impedancia de entrada al amplificador infinita:

$$I_o = -I_1 = \frac{V_o - V_1}{R_f}$$

$$R_f \frac{I_o}{V_o} = 1 - \frac{V_1}{V_o}$$

y sustituyendo (3.5.1) y (3.5.6) en la anterior:

$$\frac{R_f}{R_o} = 1 - \frac{1}{A}$$

pero $A \gg 1$

$$R_o = R_f$$

(3.5.7)

iv) A partir del circuito equivalente de la figura 3.13, es posible establecer las fuentes de ruido principales en el receptor.

En ausencia de señal, tales fuentes de ruido se expresan:

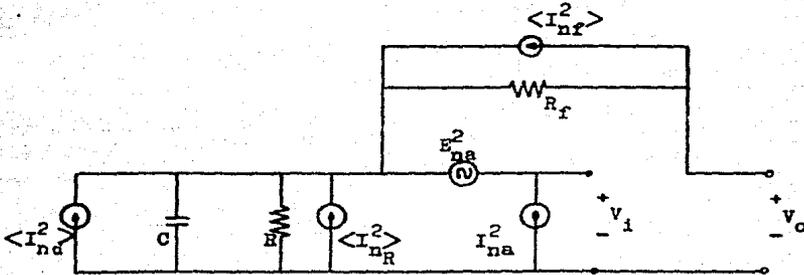


Figura 3.16 Fuentes de ruido en el receptor de transimpedancia.

expresando las anteriores fuentes de ruido en el circuito equivalente A.C. de la figura 3.15, resulta evidente que, al ser $R \gg R_f$ ocurre que $\langle I_{nR}^2 \rangle$ deja de ser significativa (ecuación 3.4.3.3):

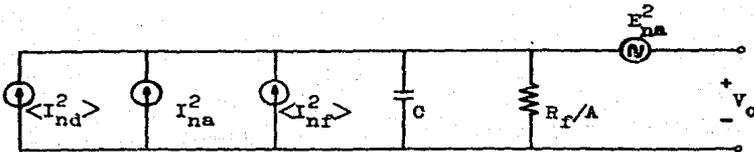


Figura 3.17 Circuito equivalente A.C. para fuentes de ruido en un receptor de transimpedancia.

El circuito de la figura 3.17, de acuerdo a conceptos mencionados en el inciso anterior, consiste de:

a) Ruido térmico de la resistencia de realimentación:

$$\langle I_{nf}^2 \rangle = \frac{4kT}{R_f} \left[\frac{A^2}{Hz} \right] \quad (3.5.8)$$

b) Ruido de disparo debido a corriente de oscuridad (I_d):

$$\langle I_{nd}^2 \rangle = 2qI_d \left[\frac{A^2}{Hz} \right]$$

c) Voltaje de ruido: E_{na}^2 [V^2/Hz] y densidad de corriente de ruido: I_{na}^2 [A^2/Hz] generados en el amplificador. Ambos, proporcionados por el fabricante.

v) El circuito equivalente resultante (figura 3.17), puede modificarse, a fin de convertir la fuente de voltaje de ruido del preamplificador, a una fuente equivalente de corriente:

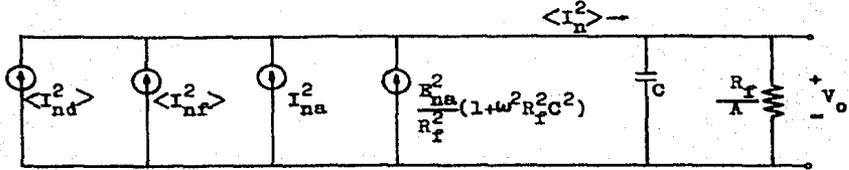


Figure 3.18

Circuito equivalente A.C. para fuentes de ruido en un circuito receptor de transimpedancia.

Fácilmente puede demostrarse que la función de transferencia del anterior circuito es:

$$H(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{I_a(\omega)} = \frac{R_f}{A \sqrt{1 + \left(\omega \frac{R_f C}{A}\right)^2}}$$

Por otra parte, las cuatro fuentes de ruido indicadas, producen una corriente de entrada:

$$e_n^2 + e_{nd}^2 + I_{na}^2 + \frac{4kT}{R_f} + \frac{E_{na}^2}{R_f^2} (1 + \omega^2 R_f^2 C^2)$$

Adviértase que, el voltaje de ruido del amplificador (E_{na}^2) produce una salida:

$$V_o = (1 + \omega^2 R_f^2 C^2) \frac{E_{na}^2}{R_f^2} |H(\omega)|^2 = \frac{1 + (\omega R_f C)^2}{1 + \left(\omega \frac{R_f C}{A}\right)^2} \frac{E_{na}^2}{A^2}$$

esta ecuación permite afirmar que, la salida aumenta ante un incremento de la frecuencia. A fin de limitar este ruido, puede añadirse un filtro paso-bajas en la salida del amplificador; más que nada, un integrador para atenuar el ruido de altas frecuencias previamente amplificadas. La elección más simple es un filtro paso bajas idéntico al circuito de entrada equivalente. En tal caso la función de transferencia queda:

$$|H(\omega)|^2 = \frac{\left(\frac{R_f}{A}\right)^2}{\left[1 + \left(\omega \frac{R_f C}{A}\right)^2\right]^2}$$

El ancho de banda a 3 dB de la anterior función de transferencia, se obtiene igualando su denominador a 2 para $\omega = 2\pi B_r$:

$$\left[1 + \left(2\pi B_r \frac{R_f C}{A} \right)^2 \right]^2 = 2$$

$$B_r = \frac{0.64A}{2\pi R_f C}$$

- vi) Como en todo diseño de un circuito receptor, es necesario que el ruido del fotodetector y el ruido del amplificador, tengan un nivel tan bajo como sea posible. Puede decirse que la sensibilidad de un circuito receptor óptico está determinada por sus propias fuentes de ruido. Lo anterior queda de manifiesto al observar la relación señal-ruido (definida por 3.4.2.1) en presencia de señal:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_s^2}{\langle i_q^2 \rangle + \langle i_n^2 \rangle}$$

$$\frac{S}{N} = \frac{I_s^2}{\left[2q(I_s + I_d) + \frac{4kT}{R_f} \right] B_T + I_{na}^2 + \frac{E_{na}^2}{R_f^2} (1 + \omega^2 R_f^2 C^2)}$$

BIBLIOGRAFIA

- "FIBER AND INTEGRATED OPTICS" Volumen 2
P.W. Shumate y M. DiDomenico. Crane, Russak and Co.
- "OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS"
G. Keiser. McGraw-Hill. (1983).
- "FIBER AND INTEGRATED OPTICS" Volumen 4
H. Hodara. Crane, Russak and Co.
- "SEMICONDUCTOR LASERS AND HETEROJUNCTION LEDS"
H. Kressel y J.K. Butler. Academic, N.Y. (1977).
- "PHOTODETECTORS IN OPTICAL FIBRE COMMUNICATIONS"
T.P. Lee y T.P. Li. Academic, N.Y. (1979).

CAPITULO 4

CARACTERISTICAS DE LAS FIBRAS OPTICAS MULTIMODALES.

En 1910 ya se conocían las propiedades de propagación de la luz en barras cilíndricas de vidrio. El principio de la reflexión interna total de la onda luminosa dentro del cristal era bien conocido. Sin embargo, la propagación a distancia dentro de una barra de vidrio imponía ciertas restricciones: en primer lugar, el vidrio común contenía un gran número de impurezas que absorbían la luz en cantidades desproporcionadas. Así, la atenuación de las fibras era del orden de miles de dB/km; por otra parte, la formación de barras de vidrio suficientemente delgadas y flexibles era virtualmente imposible.

En 1968, Charles Kao, un científico de los Standard Communication Laboratories (STL) de Londres, afirmó que la atenuación debida a impurezas podía reducirse a 20 ó quizá 10 dB/km. Hoy en día, las fibras ópticas presentan una atenuación mínima de 0.18 dB/km y aún se espera reducirla.

La primera fibra con la pureza suficiente, fue fabricada por Corning Glass Works en 1970. Tenía 20 dB/km de atenuación y era útil en transmisiones de hasta 5 km.

4.1) Principios básicos.

Una descripción general de la propagación de luz en una fibra óptica puede ser hecha considerando un modelo de "trassado por rayos" en una guía de onda. Tal guía consiste de una región central con índice de refracción n_1 situada entre dos capas de material con índice de refracción n_2 :

De acuerdo a los principios básicos de óptica, cuando un rayo de luz incide desde un medio eléctricamente más denso (n grande) en la frontera con un medio eléctricamente menos denso (n menor), la energía luminosa es desviada en su trayectoria de acuerdo con la fórmula de Snell:

$$n_1 \cos \theta_1 = n_2 \cos \theta_2 \quad (4.1.1)$$

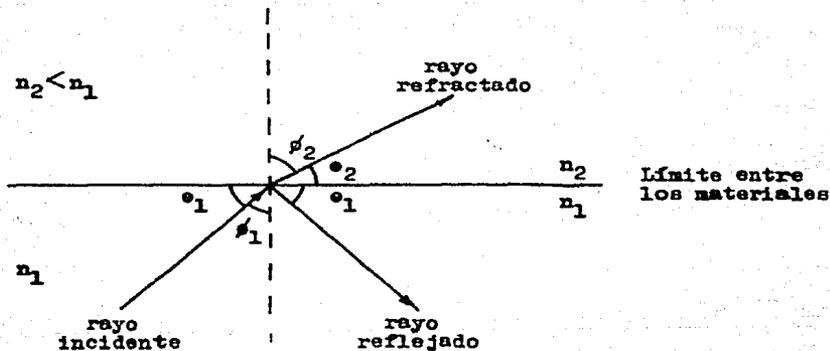


Figura 4.1 Refracción y reflexión de un rayo de luz en la frontera entre dos materiales.

Recuérdese que a la relación de la velocidad de la luz en el vacío ($C = 300\,000\text{ km/s}$), entre la velocidad de la luz en un material (v), se le conoce como índice de refracción (n):

$$n = \frac{C}{v} \quad (4.1.2)$$

valores típicos de " n " son: 1.00 (aire), 1.33 (agua), 1.50 (vidrio) y 2.42 (diamante).

Para los rayos incidentes, existe un ángulo θ_1 a partir del cual, no es posible que ocurra refracción: se le conoce como ángulo de incidencia crítica (θ_{1c}).

Para valores de θ_1 menores a tal ángulo crítico, la luz es totalmente reflejada al medio n_1 (vidrio); es decir, el ángulo de refracción es nulo (θ_2 es igual a cero) de modo que: $\cos \theta_2 = 1$:

$$\theta_{1c} = \text{ang} \cos \frac{n_2}{n_1} \quad (4.1.3)$$

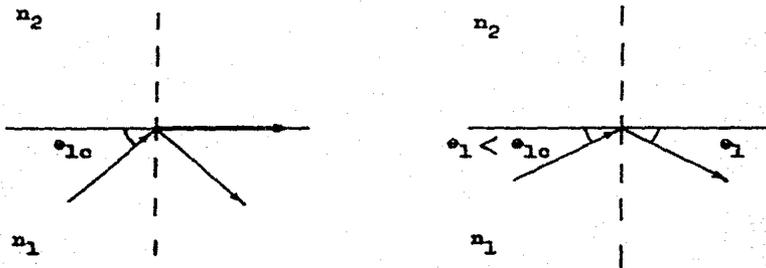


Figura 4.2 Representación de el ángulo crítico y de una reflexión interna total.

En realidad, el modelo de rayo, no es más que una simplificación del modelo electromagnético de propagación de una onda luminosa. Es decir, sucede que los campos electromagnéticos (en frecuencias ópticas) viajando por la fibra pueden ser representados como superposiciones de campos elementales, llamados modos de la fibra.

Entre el número infinito de rayos que pueden inyectarse a la fibra, todos cumplen con las ecuaciones de Maxwell, pero no todos

cumplen con las condiciones de frontera entre dos medios n_1 y n_2 . Tales trayectorias selectas se denominan modos de propagación. La relación entre la longitud de onda, el diámetro de la fibra en su núcleo y el ángulo crítico, determinan el número de modos que se han de propagar.

La conveniencia de que una fibra transmita un solo modo de propagación estriba en que, la energía no viaja con trayectorias diferentes y por lo tanto, un pulso óptico no se ensancha a lo largo de su viaje por la fibra; sin embargo, el diámetro de la fibra con dicha característica es extremadamente reducido, dificultándose el acoplamiento de potencia en conectores y transmisor.

De acuerdo a lo anterior, es posible dividir a las fibras ópticas en dos tipos: i) Unimodales (un solo modo se transmite).-
ii) Multimodales (varias docenas de modos transmitidos).

Las fibras ópticas unimodales tienen un diámetro de sólo 10 μm en su núcleo, mientras que las multimodales tienen 50 μm .

En su forma más simple, una fibra óptica es un arreglo cilíndrico coaxial de dos dieléctricos homogéneos (vidrio ó plástico). La fibra mostrada a continuación, consiste de un núcleo central con índice de refracción n_1 envuelto por una cubierta exterior con índice de refracción n_2 el cual, es menor que n_1 :

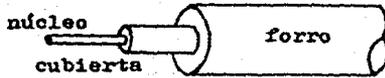


Figura 4.3 Diagrama esquemático de una fibra óptica. El hecho de que un rayo incidente sea totalmente reflejado para ángulos de incidencia menores al ángulo crítico no deja de ser una situación ideal; la práctica muestra que siempre hay una cierta cantidad de energía óptica que se "filtra" al medio menos denso.

La fibra a que se ha hecho referencia es conocida como "fibra de índice escalonado" cuyo índice de refracción es, típicamente, igual a 1.48; la cubierta, de índice de refracción ligeramente menor, cumple con:

$$n_2 = n_1(1 - \Delta) \quad (4.1.4)$$

donde " Δ " es llamado "diferencia de índices". El valor de n_2 es elegido de tal forma que, Δ es igual a 0.01, nominalmente. Así, la fibra se construye como guía de onda para propagar la energía electromagnética, en forma de luz (es decir, a frecuencias ópticas) mediante reflexión interna en la unión núcleo-cubierta.

Las fibras de índice gradual son aquellas en las cuales, el índice de refracción varía en función de la coordenada radial " r " en el núcleo, pero es constante en la cubierta. Este índice " $n(r)$ " se representa, usualmente, como:

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right]^{1/2} & r \leq a \\ n_2 & r > a \end{cases} \quad (4.1.5)$$

donde " α " define la forma del índice, " a " es el radio del núcleo y " Δ " es el índice relativo ó diferencia de índices (diferencia entre

n_1 máximo y n_2):

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (4.1.6)$$

El resultado de esta graduación es que los rayos (ó modos de propagación) con trayectorias más largas viajan más tiempo en regiones con índice de refracción bajo, mientras que, los rayos con trayectorias más directas siguen su curso con un índice de refracción más alto y por lo tanto ($v = C/n$) son más lentos. De esta manera, se obtiene una igualación de los tiempos de viaje de los modos.

fibra de índice escalonado-monomodo:

cubierta: 125 μm
núcleo: 8-10 μm

fibra de índice escalonado-multimodo:

cubierta: 125-400 μm
núcleo: 50-200 μm

fibra de índice gradual-multimodo:

cubierta: 125 μm
núcleo: 50 μm

Figura 4.4 Tanto las fibras de índice escalonado, como las fibras de índice gradual, pueden ser divididas en fibras monomodales (un solo modo de propagación) y fibras multimodales (varios cientos de modos).

La fibra de vidrio es el material comúnmente usado en la fabricación de fibra óptica debido a:

- facilidad de construcción delgada, flexible, larga (al igual que con plástico).
- en estado puro, la fibra resultante es altamente transparente en el intervalo de 800 a 1600 nm de longitud de onda. (Las fibras de plástico presentan una mayor atenuación).

4.2) Atenuación.

La atenuación de la señal luminosa a través de la fibra es una importante consideración en el diseño de un sistema de comunicaciones por fibra óptica, puesto que, juega el papel principal para determinar la máxima distancia entre transmisor y receptor. Aún hoy en día, la atenuación representa uno de los mayores retos, desde el punto de vista económico.

La atenuación puede dividirse, de acuerdo a sus causas en:

a) Atenuación por absorción.- b) Atenuación por dispersión.

4.2.1) Absorción.

La absorción, a su vez, se origina por tres diferentes mecanismos: a) Absorción debida a defectos en la composición del vidrio (moléculas de alta densidad, grupos de átomos extraviados); usualmente es despreciable.- b) Absorción extrínseca debida a impurezas en el vidrio. Es la principal causa de absorción y se debe, básicamente, a la presencia de iones metálicos tales como: hierro, cobalto, cromo, cobre y también a la presencia de iones de agua.- c) Absorción intrínseca, asociada con el material de la fibra, es el principal factor que influye en la transparencia del material para una cierta región espectral.

En condiciones normales, materiales dieléctricos, como el vidrio, son considerados perfectamente transparentes. Esto es cierto para la mayoría de las aplicaciones, pero no en la fibra óptica donde los coeficientes de atenuación con tres órdenes de magnitud menores no se trabajan.

La absorción intrínseca establece el límite inferior de atenuación para cualquier material. Los vidrios transparentes presentan

una fuerte absorción óptica en las bandas de ultravioleta y de infrarrojo.

4.2.2) Dispersión.

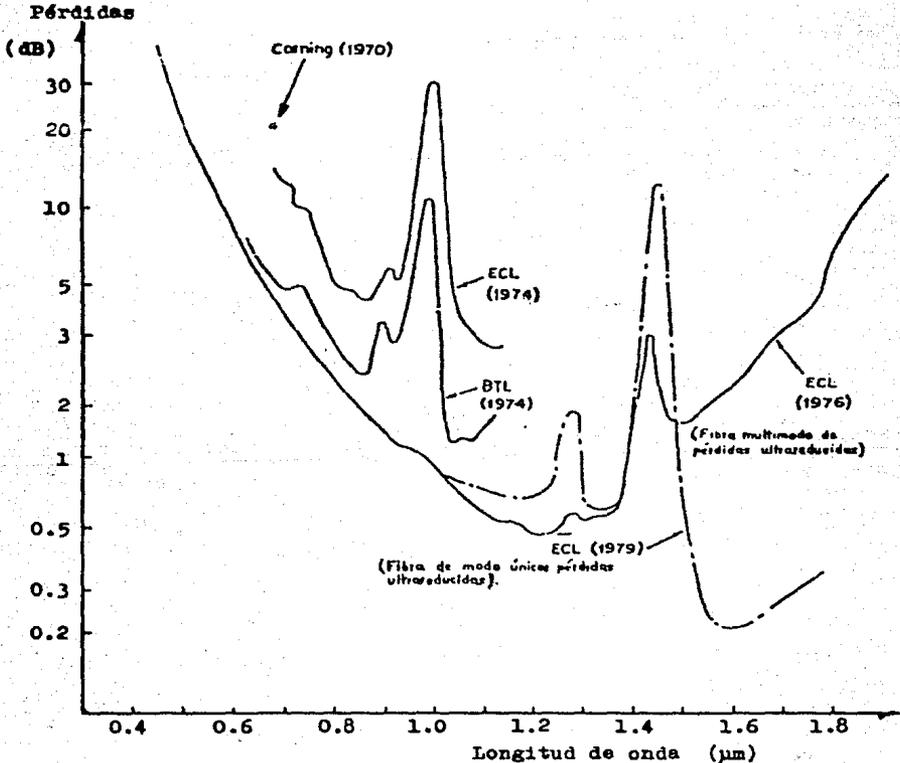
La dispersión (scattering) se puede dividir en tres tipos, de acuerdo a sus causas: a) Intrínseca.- b) Por heterogeneidades en el vidrio.- c) Por aberraciones en la distribución radial del índice de refracción.

La dispersión ó radiación en fibras, ocasiona que un rayo dirigido de luz se disperse en una infinidad de rayos, algunos de los cuales no son guiados ya por la fibra, perdiéndose a lo largo de la trayectoria.

Los mecanismos de dispersión son generados por variaciones del índice de refracción. Estas variaciones tienen dos causas básicas: fluctuaciones térmicas a lo largo del material y sobre todo, fluctuaciones en la concentración de óxidos presentes en el vidrio ó de defectos ocurridos durante la fabricación de la fibra (burbujas por ejemplo). En general, los métodos de fabricación han minimizado estos efectos extrínsecos.

La tercera causa de dispersión se debe a los efectos de variación del índice de refracción radial a lo largo de la fibra, respecto a su valor teórico. Para la fibra de índice escalonado, estas variaciones afectan de la misma manera que las microcurvaturas, es decir, ocurren pérdidas siempre que la fibra describa curvas de radio finito en su tendido: por ejemplo, cuando un cable de fibra debe voltear una esquina, ó cuando existen curvas microscópicas sobre el eje de la fibra después de haber sido instalada (se presentan como rugosidades en la frontera núcleo-cubierta).

La obtención de expresiones para determinar la atenuación debida a pérdidas por dispersión, llega a ser compleja por la naturaleza aleatoria de la composición molecular del vidrio y por los distintos óxidos que lo constituyen.



ECL: Electrical Communication Laboratory
 BTL: Bell Telephone Laboratory
 Corning: Corning Glass Works

Figura 4.5 Progreso en la reducción de pérdidas por atenuación en la fibra óptica.

4.3) Distorsión.

Una señal óptica es paulatinamente distorsionada durante su viaje a través de la fibra. Esta distorsión es consecuencia de efectos de dispersión intramodal y de efectos de retardo intermodal.

La dispersión intramodal es el ensanchamiento de un pulso que ocurre en un solo modo; sus dos principales causas son:

-Dispersión material, que surge de la variación del índice de refracción del núcleo respecto a la longitud de onda.

-Dispersión de guía de onda, que ocurre debido a variaciones en el radio del núcleo y a cambios en la longitud de onda de la señal, mismos que repercuten en la respuesta de la fibra.

La dispersión intramodal es el resultado de la velocidad de grupo como función de la longitud de onda; por ello, en ocasiones, se le menciona como dispersión cromática. En fibras ópticas multimodales, la dispersión material es mucho mayor que la dispersión de guía de onda (la cual es despreciable).

El otro factor que ocasiona el ensanchamiento de un pulso es el retraso intermodal, resultado de la distinta velocidad de grupo en cada modo, para una cierta frecuencia.

4.3.1) Efecto de la dispersión material.

Suponiendo una fuente de luz con distribución espectral $S(\lambda)$: un impulso de luz inyectado (en un solo modo) se ensanchará debido a que la potencia del impulso se distribuirá de acuerdo a $S(\lambda)$ y por ello, cada longitud de onda viajará con una velocidad diferente con un tiempo de viaje $\tau(\lambda)$. Véase la siguiente figura (recordando que $v = C/n(\lambda)$):

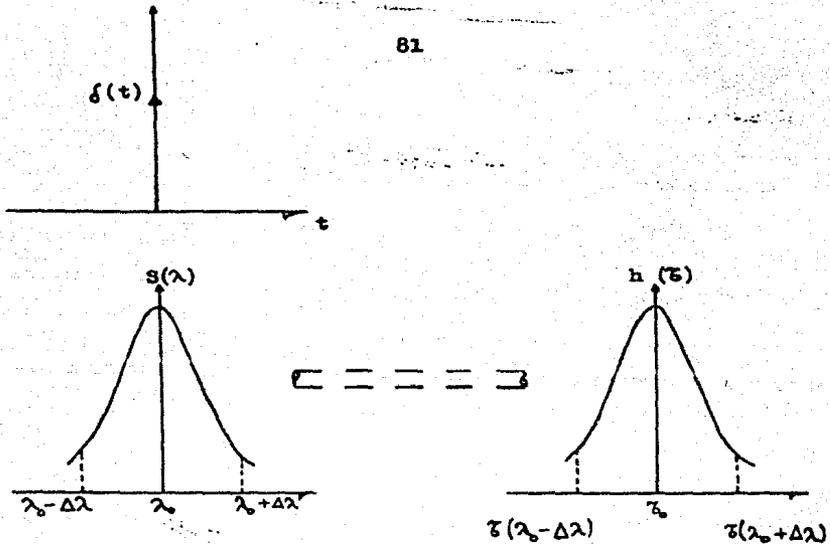


Figura 4.6 Respuesta temporal de una fibra a una excitación con espectro $S(\lambda)$.

4.3.2) Efecto de la dispersión intermodal.

Un impulso distribuye su potencia entre todos los modos de la fibra; cada modo llega a diferente tiempo a una cierta distancia "L"; la respuesta es una serie de impulsos espaciados: casi un pulso cuadrado con ancho igual a la dispersión intermodal; pero tomando en cuenta el efecto de distribución de potencia en los modos, se ha demostrado que la forma del pulso de salida se aproxima a una respuesta gaussiana. Véase la siguiente figura:

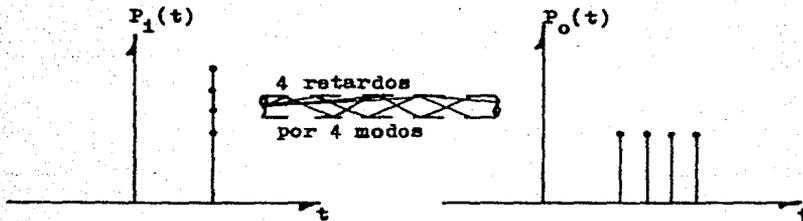


Figura 4.7 Esporcimiento de impulsos modales.

4.3.3) Comparación de los distintos tipos de distorsión.

La dispersión de guía de onda suele ser ignorada en fibras multimodo. De cualquier manera, el efecto de los tres mecanismos de distorsión mencionados, rara vez puede observarse en la práctica, puesto que tienden a ser eclipsados por otros factores (índices de refracción no ideales, atenuación de modo no uniforme, mezcla de modos en la fibra). Sin embargo, pueden mencionarse dos efectos de dispersión principales: uno independiente de la fuente (intermodal) y otro, efecto cromático, es decir, dependiente del ancho espectral de la fuente (dispersión material).

En suma, la dispersión total de la fibra multimodo es consecuencia de la interacción de la dispersión material y de la dispersión intermodal.

4.4) Ancho de banda.

La determinación de el ancho de banda en las fibras ópticas no es trivial; se complica, principalmente, por su dependencia respecto a:

- a) Dos factores de ensanchamiento de pulso denominados: intramodal e intermodal.
- b) La forma del perfil del índice de refracción; su valor ideal es difícil de controlar en fabricación.
- c) Las microdesviaciones aleatorias sufridas por la fibra en su instalación.
- ch) La forma de la distribución espectral de la fuente de luz usada.
- d) Las condiciones de inyección de la luz en la fibra.

El efecto aleatorio entre modos, consiste en alterar la dependencia del ancho de banda respecto a la distancia; el resultado es la ecualización en los tiempos de viaje de los diferentes modos, ca usada por los microdobles aleatorios a lo largo de la fibra. Puede decirse que el ancho de banda no disminuye linealmente con la distancia, sino de acuerdo a:

$$B_T = B_0 L^{-\gamma}$$

donde B_0 es el ancho de banda a 1 km (dado por el fabricante); γ es una medida de la mezcla entre modos y depende de la longitud de onda de trabajo; aproximadamente es 0.7 para 0.85 μ m.

Al realizar empalmes, para obtener una gran longitud de fibra (fibras concatenadas), el ancho de banda final depende de los anchos de banda individuales y de la conversión de modos en las uniones. En realidad, esto constituye un problema aún sin resolver satisfactoriamente. Inclusive, en la fabricación de fibras multimodo, sobre todo en las de índice gradual, existen variaciones de los anchos de banda después de la construcción. El problema se complica cuando se tienen fibras concatenadas que han sido optimizadas a diferente longitud de onda. De hecho, la variación del ancho de banda total,

cuando se cambia el orden de seis fibras concatenadas, por ejemplo, puede ser de hasta 250 MHz en 3 km.

Para el caso actual, la fibra ha de tener alrededor de 10 MHz de ancho de banda, mientras que, el circuito receptor presenta un ancho de banda de 1 MHz; esto implica que es en el circuito receptor donde se establece el ancho de banda del sistema óptico.

BIBLIOGRAFIA

- "FIBER AND INTEGRATED OPTICS" Volume 2
 F.W. Shunate, M. DiDomenico. Crane, Russak and Co.
- "OPTICAL FIBER COMMUNICATIONS"
 G. Keiser. McGraw-Hill (1983).
- "FIBER AND INTEGRATED OPTICS" Volume 4
 H. Hodara. Crane, Russak and Co.

SECCION III: REALIZACION EXPERIMENTAL.

SECCION III: REALIZACION EXPERIMENTAL.

El sistema completo consta de los siguientes bloques:

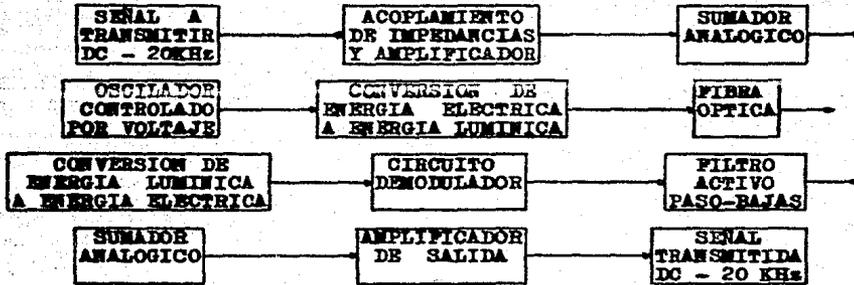


Figura 5.1 Diagrama a bloques del sistema.

En los capítulos (5), (6) y (7) se procede a explicar cada una de las partes que integran este diagrama. A lo largo de los capítulos mencionados deberá tenerse presente que se ha considerado en el diseño, la conveniencia que un proceso de producción a nivel industrial impone en sus líneas de ensamble para que, a lo largo de ella sean manejados circuitos integrados, preferentemente sobre componentes discretos.

CAPITULO 5

DISEÑO DE UN CIRCUITO DE MODULACION.

5.1) Elección de modulador.

Phase-Locked Loop (PLL) es una de las técnicas que más ampliamente se han usado en la realización de circuitos de modulación-demodulación en frecuencia, donde se requiere una alta inmunidad al ruido y las frecuencias a trabajar son considerablemente inferiores a 100 MHz.

En la actualidad existen en México tres circuitos integrados PLL altamente comercializados y que satisfacen la especificación de frecuencia central portadora deseable (100 a 250 KHz), a saber: CD4046B, MC14046B y LM565C.

Circuitos como el LM566 y el XR2207 se descartan debido a que su utilidad se limitaría en nuestro diseño, a la generación de la señal F.M., mientras que, circuitos como el XR2212 no son fácilmente obtenibles en el comercio del ramo mientras que, otros más, disponibles en el mercado, no se prestan al cumplimiento de la especificación deseada, como el XR215 que está diseñado para trabajar frecuencias altas, de hasta 35 MHz.

5.2) Comparación de moduladores.

Es necesario examinar algunas especificaciones proporcionadas por fabricantes de CD4046B (National y RCA), de MC14046B (Motorola) y de LM565C (National y Signetics), a fin de adoptar uno de ellos:

	LM565C	MCI4046B	CD4046B	unidad
(a) VOLTAJE DE ALIMENTACION MAXIMO	± 12	+18	+20	V
(b) CONSUMO DE POTENCIA MAXIMO	300	6	6	mW
(c) FRECUENCIA MAXIMA DE OPERACION VCO	0.5	1.9	2.4	MHz

Figura 5.2 Algunos datos de especificación de interés.

Las ecuaciones proporcionadas en el presente escrito, que modelan al PLL, tienen la pura intención de ser una guía de diseño, pero, puesto que los valores calculados difieren de los valores de los componentes utilizados en un factor de error tan grande como 4, es imprescindible realizar experimentos de laboratorio para obtener el diseño final. Así pues, para comenzar, fueron realizados experimentos con el VCO de cada uno de los tres circuitos integrados mencionados; en base a ellos es posible establecer una comparación de los tres PLL, a través de los datos de especificación reproducidos anteriormente:

(a) El voltaje de alimentación máximo aplicado al LM565 tiene el inconveniente de originar sobrecalentamiento del circuito integrado. En cambio, los 4046B, sí aceptan sin inconveniente la polarización de +12 V deseada (V_{dd}), aunque el voltaje negativo de polarización (V_{ss}) máximo que acepta es de -0.5 V.

(b) Es claro que los 4046B tienen un consumo de potencia considerablemente menor que un LM565C, por lo cual, se apega a nuestra necesidad de diseñar un circuito con un consumo total menor a un watt de potencia.

(c) Aparentemente, los tres circuitos integrados cumplen nuestra especificación de frecuencia central portadora, por lo cual, es necesario ensamblar los circuitos de prueba recomendados por los fa

bricantes.

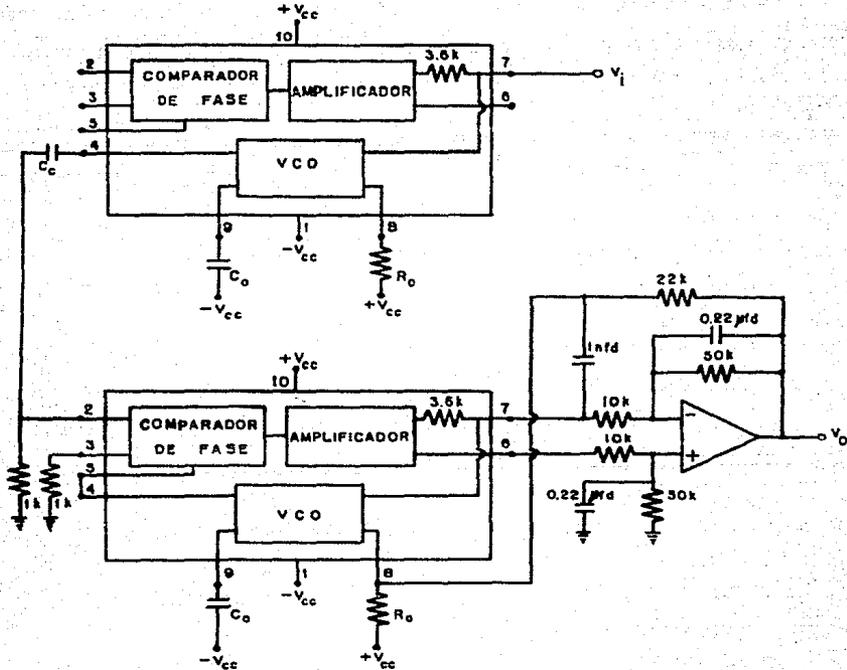


Figura 5.3 Circuitos de prueba para LM565C. Configuraciones tomadas de: "Signetics Analog Applications Manual" (1979), figura 4.30; página 303.

Respecto a la sección moduladora, mostrada en la figura anterior, puede anotarse que el voltaje de control (pin 7) del VCO, es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal generada, aun que voltajes negativos no pueden controlar al oscilador. Algunos puntos de medición realizados son: (voltaje DC entrada/frecuencia VCO) 11.5 V/23.8 KHz, 5.0 V/333 KHz; voltajes bajos como 1.7 V originan que en la salida del VCO se obtenga un tren de pulsos de frecuencia tan alta como 0.4 MHz. Las condiciones de medición fueron las siguientes: polarización ± 12 V, R_0 de 3.9 k Ω y C_0 de 470 pfd.

El circuito demodulador tiene tres grandes inconvenientes:

i) La salida presenta una muy alta variación de voltaje respecto a la temperatura; el fabricante proporciona un valor típico correspondiente a la salida demodulada del PLL ($V_7 - V_8$), que es de 0.5mV/ $^{\circ}$ C; sin embargo, este valor se ve aumentado en el amplificador operacional conectado en la salida del PLL.- ii) El filtro RC paso-bajas, que forma parte de la malla del PLL, no puede variar grandemente su frecuencia de corte dado que su resistencia R es interna, es decir, forma parte del circuito integrado y tiene un valor de 3.6 k Ω ; esto implica que el rango de captura del PLL estará significativamente limitado.- iii) La entrada diferencial del PLL acepta voltajes máximos de entrada de ± 1 V, lo cual puede resultar un inconveniente pues se ha planeado diseñar al receptor óptico de tal forma que, entregue una señal cuadrada con niveles mínimo y máximo de cero y cinco volts, respectivamente. (x)

x La intención de tal diseño es que, sea compatible con otros circuitos a realizar en el Depto. de comunicaciones del I.I.E. y que transmitirán y recibirán, por fibra óptica, señales propias de los niveles TTL.

En contraste con el anterior circuito, los 4046B cuentan con la facilidad de conectar el filtro RC paso-bajas de la malla del PLL en forma externa al circuito integrado, lo cual permite aumentar en forma significativa el rango de captura. Por otra parte, los circuitos integrados 4046B tienen un bajo valor de variación debida a cambios de temperatura: $0.04\% / ^\circ\text{C}$ para el VCO, de acuerdo a los fabricantes. Además, la entrada del PLL acepta señales de voltaje tan grandes como su voltaje de polarización (V_{dd}).

5.3) CD4046B y MCL14046B.

En resumen, se han mostrado brevemente los motivos de elección de el 4046B para construir a su alrededor tanto el modulador como el demodulador. Ambos, el CD4046B y el MCL14046B son circuitos integrados CMOS de bajo consumo de potencia que contienen: un Phase-Lock Loop (PLL) consistente de un oscilador controlado por voltaje (VCO) y dos diferentes comparadores de fase; el circuito integrado también contiene un diodo zener.

Sin embargo, hay una diferencia muy importante entre el CD4046B y el MCL14046B. Obsérvese la figura 5.5, que muestra la frecuencia de la señal de salida en el VCO en tres casos:

	R_{13} k Ω	C_{12} pfd
(a) CD4046B	56	82
(b) MCL14046B	56	82
(c) MCL14046B	39	82

Figura 5.4

Componentes pasivos utilizados en el VCO de el CD4046B y de el MCL14046B, en tres casos distintos.

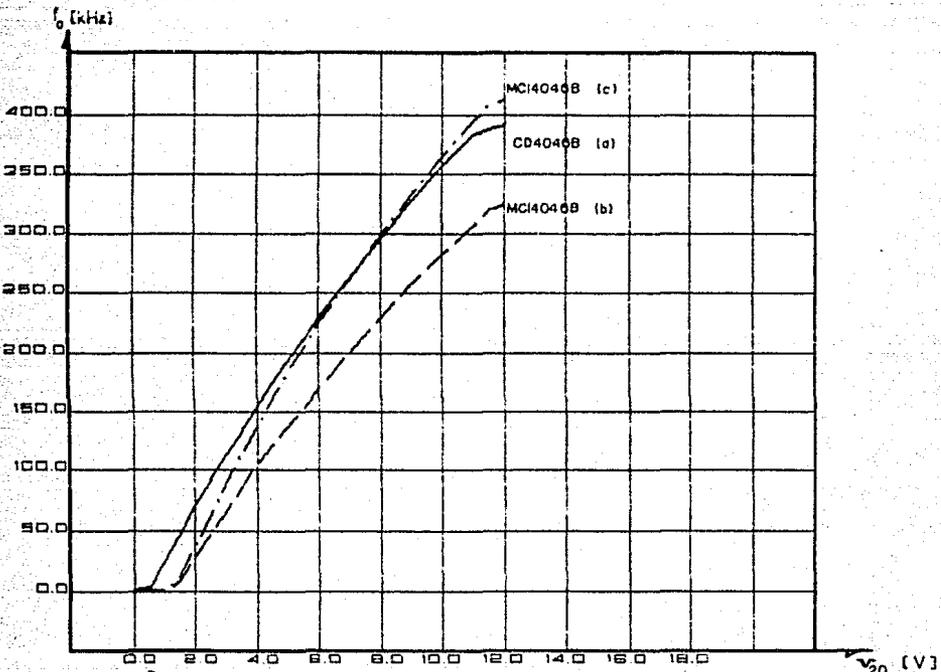
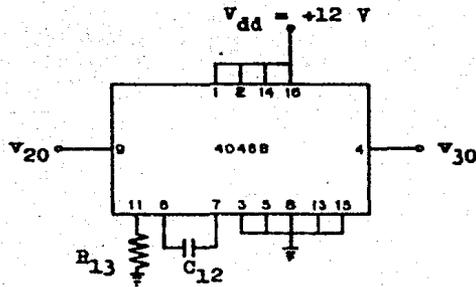


Figura 5.5 Gráfica de la frecuencia del VCO, en función de su voltaje de control, para los casos: (a), (b) y (c).

V_{DC} (V)	CD4046B	MCI4046B	MCI4046B
control	f(Hz)	f(Hz)	f(Hz)
	(a)	(b)	(c)
0.5	2.1K	---	---
0.6	6.3K	---	0.39
0.8	14.6K	4.0	3.9
1.0	23.0K	50.0	53.1
1.5	46.3K	7.5K	9.3K
2.0	69.7K	26.9K	35.4K
3.0	112.8K	66.4K	88.9K
4.0	153.3K	103.1K	137.3K
5.0	191.5K	137.4K	182.1K
6.0	227.7K	169.5K	223.7K
7.0	262.1K	199.8K	261.8K
8.0	295.0K	228.5K	298.1K
9.0	326.7K	255.6K	331.9K
10.0	356.8K	281.5K	364.2K
11.0	382.5K	306.3K	394.4K
11.5	387.2K	318.4K	408.3K
12.0	390.4K	323.6K	411.6K

Figura 5.6 Tabulación de: mediciones de la frecuencia del VCO v.s. voltaje de control, en los casos: (a), (b) y (c).

En la gráfica de la figura 5.5 se muestra la frecuencia de la señal de salida del VCO, en función del voltaje D.C. aplicado a su terminal de control (pin 9). Para fines ilustrativos, se han graficado sólo tres casos, utilizando dos circuitos integrados distintos según se indica.

Cabe recordar que el VCO produce una señal cuadrada (con ciclo de trabajo de 50% aproximadamente) cuya frecuencia está determinada por cuatro factores:

- i) El voltaje en la entrada del oscilador (pin 9).
- ii) Una ó dos resistencias externas.
- iii) Un capacitor externo.
- iv) El voltaje de polarización (V_{dd}).

La curva (a) de la figura 5.5 muestra las mediciones hechas a la frecuencia del VCO de un CD4046B con R_{13} de 56 k Ω y C_{12} de 82 pfd. (x)

No está por demás observar que, al estar la frecuencia del VCO en función de los valores de R_{13} y de C_{12} , es importante que estos dos elementos sean térmicamente estables, tal como los capacitores cerámicos NPO (en el mercado existen capacitores cerámicos miniatura NPO con valores de 100 pfd y menores, conocidos como: "serie 632, clase 1B, cuerpo gris-franja negra" con tolerancia de $\pm 2\%$) cuyo coeficiente térmico típico es de ± 30 ppm/ $^{\circ}$ C. Las resistencias con película metálica también poseen una buena estabilidad térmica; su coeficiente típico es de: ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C. La figura 5.7 exhibe dos tablas que muestran algunas propiedades de dieléctricos usados en la construcción de capacitores y algunas propiedades de resistencias fijas.

En la elección de C_{12} se consideró que el fabricante (4046B) recomienda que su valor sea, por lo menos, de 100 pfd para una polarización (V_{dd}) igual a 5V, ó bien, C_{12} debe tener un valor mínimo de 50 pfd si V_{dd} es igual a 10 V.

(x) Para la obtención de tales valores de R_{13} y C_{12} se utilizaron: figura 5a Pag. 5-136 del manual "Logic Data Book I" (1984) -National- y la figura 4 Pag. 179 del manual "COS/MOS Integrated Circuits" de RCA.

Tipo de capacitor	C.D.	C.T. ppm/°C	F.D. %	R.A. MΩ μfd	R.T °C
Aluminio	8.0	+2500	10.000	1.0×10^2	-40 a 85
Cerámico (NPO)	30.0	±30	0.020	5.0×10^3	-55 a 125
Vidrio	5.0	+140	0.001	1.0×10^6	-55 a 185
Mica	6.0	±50	0.001	2.5×10^4	-55 a 140
Papel	3.0	±800	1.000	5.0×10^3	-55 a 125
Policarbonato	3.0	±50	0.200	5.0×10^5	-55 a 125
Poliéster (Mylar)	3.2	+400	0.750	1.0×10^5	-55 a 125
Polipropileno	2.3	-200	0.200	1.0×10^5	-55 a 105
Poliestireno	2.5	-120	0.010	3.5×10^7	-55 a 85
Porcelana	5.0	+120	0.100	5.0×10^5	-55 a 125
Tantalio	28.0	+800	4.000	2.0×10	-55 a 85
Teflón	2.1	-200	0.040	2.5×10^5	-70 a 250

C.D. - Constante dieléctrica.
 C.T. - Coeficiente térmico.
 F.D. - Factor de disipación.
 R.A. - Resistencia de aislamiento.
 R.T. - Rango de temperatura.

Tipo de resistencia	C.T. ppm/°C	Tolerancias (%)	Potencia a disipar (W)	Rango Ω
Carbón compuesto	±1000	5-10-20	1/8-1/4-1/2 1 - 2	1 a 100M
Película de carbón	±200	2-5	1/8-1/4-1/2	1 a 10M
Película cermet	±100	0.5-1	1/4-1/2	10 a 22M
Película metálica	±25	0.1-0.25 0.5 - 1	1/8-1/4-1/2 1 - 2	0.1 a 1M
Alambre	±50	5-10-20	3 - 5 10 - 20	1 a 100k

Figura 5.7 Propiedades de algunos dieléctricos y propiedades típicas de resistencias fijas.

Según lo anterior, se tiene como un valor adecuado para el capacitor de tiempo a : 82 pfd; así que para obtener una frecuencia libre de oscilación de 200 KHz, la resistencia de tiempo R_{13} , adquiere un valor aproximado a 56 k Ω . En el presente diseño, no se emplearon resistencias de película metálica debido a su falta de comercialización en el país; se utilizaron resistencias de carbón compuesto cuyo coeficiente térmico típico es de 1000 ppm/ $^{\circ}$ C y tolerancia de $\pm 5\%$.

En la curva (b) de la figura 5.5 se han usado los mismos valores de R_{13} y de C_{12} para un MCL4046B. Puede observarse que el comportamiento del VCO es diferente aunque conserva una linealidad similar; por esto, vale la pena señalar que el fabricante del MCL4046 advierte que:

"se tendrán variaciones de la frecuencia obtenida en el VCO, aún cuando se utilicen idénticos componentes pasivos. Dicha variación puede ser de hasta $\pm 20\%$." (x)

Sin embargo, la anterior afirmación, indudablemente se refiere sólo al MCL4046B, puesto que, antes de realizar el presente escrito se realizaron mediciones a , por lo menos, 10 circuitos integrados CD4046B y 10 circuitos integrados MCL4046B, cada uno obtenido en distinto lote. Se encontró que las curvas (a) y (b) corresponden a un comportamiento típico para sus circuitos integrados respectivos.

Lo anterior, aunado al hecho de que los componentes calculados pueden tener un factor de error de hasta 4, con respecto a los componentes comerciales utilizados, ocasiona que las ecuaciones de di-

(x) Pag. 6-16 "Motorola CMOS/PMOS Special Functions Data" (1984).

seño proporcionadas sobre el PLL CD4046B (y/o MC14046B) tengan la intención de ser una mera guía de diseño; pero la experimentación en laboratorio debe ser indispensable para determinar los componentes definitivos.

Si se desea que en el diseño final puedan emplearse indistintamente CD4046B y MC14046B, será necesario cambiar a uno de los elementos pasivos (R_{13} ó C_{12}); por ejemplo: R_{13} . La curva (c) de la figura 5.5 muestra el comportamiento del MC14046B con R_{13} de 39 k Ω y C_{12} todavía de 82 pfd; dicha curva, ya se aproxima a la curva (a) inicial. En definitiva, los valores a usar serán:

$R_{13} = 56 \text{ k}\Omega$ y $C_{12} = 82 \text{ pfd}$ para CD4046B.

$R_{13} = 39 \text{ k}\Omega$ y $C_{12} = 82 \text{ pfd}$ para MC14046B.

5.4) El circuito modulador.

Ya se ha aproximado el comportamiento del VCO-MC14046B al del VCO-CD4046B. Por simplificación, en adelante sólo se mencionará: 4046 para hacer referencia al CD4046B (a sabiendas de que siempre será intercambiable con el MC14046B, sustituyendo el valor de R_{13}).

Sin embargo, como se mencionó en el inciso anterior, es inevitable que la frecuencia del VCO sea distinta para cada circuito integrado 4046, aún empleando los mismos componentes pasivos; por este motivo, conviene que el voltaje D.C. de entrada al VCO (pin 9) pueda variarse en forma independiente del voltaje originado por la señal de entrada al sistema; para ello, un sumador analógico es útil:

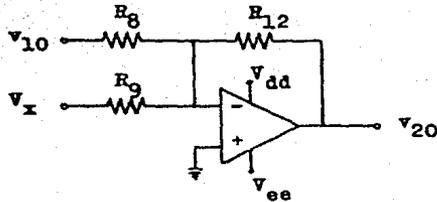


Figura 5.8 Sumador analógico en circuito transmisor.

Se ha de emplear ganancia unitaria. Llamaremos f_0 a la frecuencia del VCO obtenida cuando v_{10} sea igual a cero volts y V_x podrá tomar los valores mostrados en el eje de las abscisas de la figura 5.5, si consideramos ideal al amplificador operacional mostrado en la figura anterior.

De acuerdo a las especificaciones del equipo, una f_0 mínima deseable sería de 185 KHz, misma que se origina en el VCO del 4046 cuando en su terminal de control (pin 9) existe un voltaje de +4.8 V.

Una f_0 máxima adecuada sería de 300 KHz, originada por un voltaje de +8.2 V en la entrada del VCO.

En vista de que el sumador es inversor, V_x debe adquirir cualquier valor de voltaje desde -4.8 V hasta -8.2 V. Es importante que V_x no adquiera valores fuera de dicho rango a fin de que la región de trabajo del VCO sea lo más lineal posible, esto es, V_x debe variar sólo 3.4 V: un intervalo moderado que puede obtenerse con una configuración como:

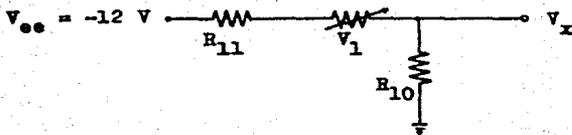


Figura 5.9 Divisor de voltaje. El potenciómetro V_1 permite obtener una variación moderada de V_x .

donde deberán cumplirse dos condiciones:

a) Si V_1 es mínimo:

$$\frac{V_{ee} R_{10}}{R_{10} + R_{11}} = V_{x_{\max}} = -8.2 \text{ V}$$

$$- \frac{12R_{10}}{R_{10} + R_{11}} = -8.2 \quad (5.4.1)$$

b) Si V_1 es máximo:

$$\frac{V_{ee} R_{10}}{V_1 + R_{10} + R_{11}} = V_{x_{\min}} = -4.8 \text{ V}$$

$$- \frac{12R_{10}}{V_1 + R_{10} + R_{11}} = -8.2 \quad (5.4.2)$$

entonces, se tienen tres incógnitas (V_1 , R_{10} y R_{11}) con dos ecuaciones. Si han de emplearse resistencias de medio watt, entonces R_{11} deberá tener un valor mínimo de 28.8Ω y pensando que la demanda de corriente de R_9 será mucho menor que la corriente que consumirá R_{10} ($I_{11} = I_9 + I_{10}$), un valor apropiado para R_{10} puede suponerse de $1 \text{ k}\Omega$, con lo cual, R_{10} consume 8.2 mA , cuando V_1 adquiera su valor mínimo.

Sustituyendo R_{10} en (5.4.1) se obtiene:

$$R_{11} = \left(\frac{12.00}{8.2} - 1.0 \right) R_{10} \longrightarrow R_{11} = 0.463 \text{ k}\Omega$$

ahora puede elegirse una R_{11} de 470Ω y junto a R_{10} , sustituirla en la ecuación (5.4.2), resultando:

$$V_1 = \left(\frac{12.00}{4.8} - 1.0 \right) R_{10} - R_{11} \longrightarrow V_1 = 1.03 \text{ k}\Omega$$

de este modo, se adopta el valor de $1 \text{ k}\Omega$ para el potenciómetro V_1 , ó sea, que: $V_1 = 1 \text{ k}\Omega$.

Para obtener R_8 , R_9 y R_{12} , recuérdese que se desea ganancia de voltaje unitaria, así, se tendrá:

$$v_{20} = -R_{12} \left(\frac{v_{10}}{R_8} + \frac{v_x}{R_9} \right)$$

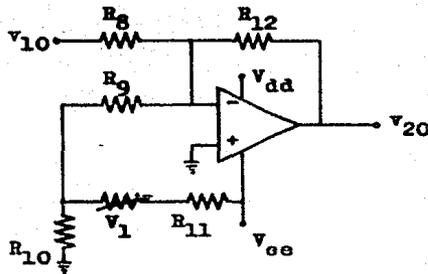
donde deberá cumplirse:

$$R_{12} = R_8 = R_9 \longrightarrow v_{20} = -(v_{10} + v_x)$$

En ausencia de otras especificaciones, puede elegirse:

$R_{12} = R_8 = R_9 = 270 \text{ k}\Omega$ (aunque, bien puede advertirse que la corriente a través de R_9 , cuando V_1 es mínimo, ahora es de 1 mA).

El sumador analógico queda listo:



R_8	R_9	R_{10}	R_{11}	R_{12}	V_1
270k	270k	1k	0.47k	270k	1k

Figura 5.10 Resistencias adoptadas para el circuito sumador mostrado. Valores en: ohms.

Ahora, con V_1 podrá controlarse la frecuencia f_0 del VCO y aun que en v_{10} podría aplicarse la señal de entrada, hay que recordar que se desea que el circuito acepte tres magnitudes distintas: 20, 10 y $2 V_{pp}$ (las tres con el mismo ancho de banda de 20 KHz). Es evidente la posibilidad de atenuar las dos primeras para trabajar siempre con una señal de $2 V_{pp}$, mismos que podrían ser aplicados a v_{10} , pero, analizando la curva (a) en la gráfica de la figura 5.5 se observa lo siguiente:

Si bien, como ya se dijo, desde la entrada V_x al sumador analógico pueden originarse cualesquiera frecuencias en el VCO desde 185 KHz hasta 300 KHz, hay que advertir que el uso del potenciómetro V_1 se debe a la necesidad de lograr la misma f_0 para cualquier 4046. Arbitrariamente, establezcamos una f_0 de 220 KHz, que se obtiene con un voltaje de 5.8 V, en v_{20} (-5.8 V en V_x). Procede pues, ajustar V_1 hasta medir -5.8 V en V_x ; si en este momento se introdujera a v_{10} la señal de entrada de $2 V_{pp}$, los voltajes instantáneos

máximo y mínimo en v_{20} serían de 6.8 V y 4.8 V respectivamente; de acuerdo a la curva (a) de la figura 5.5, las frecuencias máxima y mínima del VCO así generadas serían de 255 KHz y 184 KHz, es decir, se tendría un índice de modulación de 1.8, mientras que el índice requerido en especificaciones es de 3 como mínimo; además, la curva (a) es lo suficientemente lineal como para tener una excursión mayor.

Por ejemplo, manteniendo V_x en -5.8 V, se continúa teniendo una f_0 de 220 KHz, pero, de acuerdo a la curva (a) -figura 5.5- una excursión de frecuencia desde 112 KHz hasta 314 KHz aún tiene una linealidad menor al 1%, además que dichas frecuencias proporcionan un índice de modulación de 5.3.

Los voltajes que originan dichas frecuencias extremo son: 3.0 V y 8.6 V. Entre ambos voltajes hay una diferencia de 5.6 V, así que las frecuencias máxima y mínima deseadas serán obtenidas si la señal en v_{10} tiene 5.6 V_{pp} de amplitud, es decir, antes de v_{10} es necesario amplificar 2.8 veces la señal de entrada de 2 V_{pp}.

En dicho amplificador, será fácilmente obtenible una impedancia de entrada de 1 M Ω , que es como se requiere en especificaciones. Este es un momento oportuno para decidir el tipo de configuración a utilizar (inversora ó no inversora) en éste que será el amplificador de entrada.

En la figura 5.1 se muestra todo el diagrama a bloques del sistema; de ellos, sólo cinco pueden ser implementados alrededor de amplificadores operacionales; de este modo, al menos uno de los amplificadores operacionales debe emplearse en configuración no inversora. Dicha configuración tiene una impedancia de entrada muy alta, así que, parece indicado usarla en la entrada del sistema:

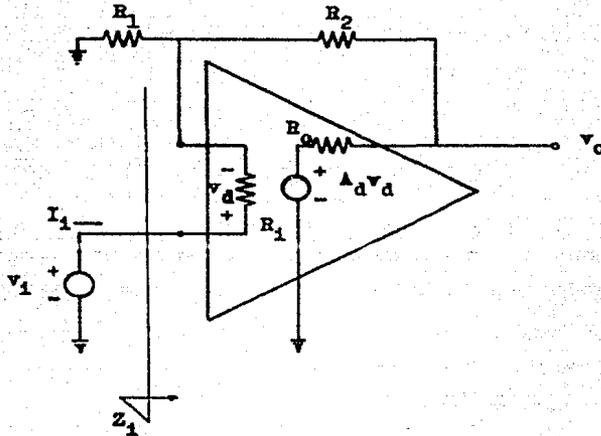


Figura 5.11 Configuración no inversora para un amplificador operacional. Ver: "Electronic Circuits", Schilling and Belove. Segunda edición. Pag. 356. McGraw-Hill.

donde, la impedancia de entrada es:

$$Z_1 = \frac{v_1}{I_1} = \frac{A_d R_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

tal impedancia de entrada es muy elevada (del orden de 1000 M Ω) en vista de lo cual, bastará colocar en paralelo a la entrada no inversora del amplificador operacional una resistencia de 1 M Ω (R_3).

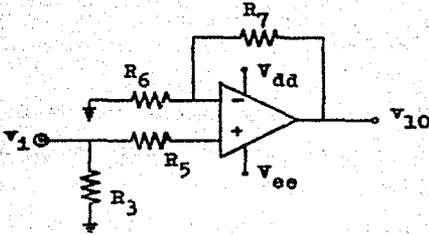


Figura 5.12 Amplificador de entrada.

Para establecer el valor de R_6 y R_7 , es necesario recordar que se desea amplificar 2.8 veces a " v_1 ", o sea:

$$v_{10} = 2.8v_1$$

$$\frac{v_{10}}{v_1} = 2.8 = 1 + \frac{R_7}{R_6} \quad \longrightarrow \quad R_7 = 1.8R_6$$

en ausencia de otras especificaciones, podría elegirse una R_6 de 10 k Ω como un valor adecuado; con ello se obtiene: $R_7 = 18$ k Ω .

La resistencia R_5 , es un elemento útil para minimizar el efecto de la corriente de polarización I_{bias} ; fácilmente puede demostrarse la expresión:

$$v_{10} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)v_1 + R_7I_1 - R_5\left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)I_2$$

donde I_1 e I_2 son las corrientes de polarización: $I_{bias} = I_1 - I_2$.

Tal factor de error se minimiza haciendo:

$$R_7 = R_5\left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \quad \longrightarrow \quad R_5 = R_6 \parallel R_7$$

y v_{10} queda expresado como:

$$v_{10} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) v_1 + R_7 I_{\text{bias}} \quad (5.4.3)$$

por lo anterior: $R_5 = 6.4 \text{ k}\Omega$ \longrightarrow $R_5 = 6.8 \text{ k}\Omega$

Nótese que, en cierta forma, (5.4.3) justifica la elección de R_6 y R_7 con valores bajos.

Sólo resta resolver la forma en que se han de atenuar las señales de 10 V_{pp} y 20 V_{pp} , a fin de obtener la señal estándar de 2 V_{pp} y para ello se desea utilizar un divisor de voltaje:

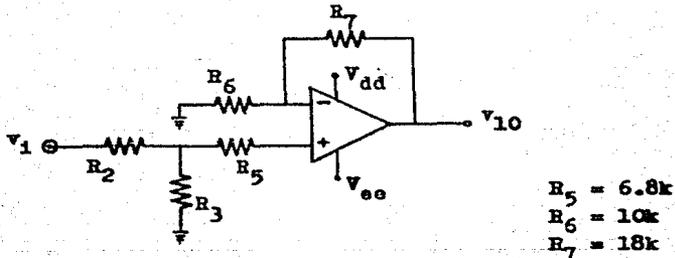


Figura 5.13 Configuración para el atenuador de entrada.

Ya se ha dicho que la impedancia de entrada al amplificador operacional en configuración no inversora es muy elevada, de modo que la impedancia de entrada al circuito viene dada por la suma de R_2 y R_3 solamente. La utilización del divisor de voltaje mostrado tendrá como inconveniente que R_2 y R_3 serán diferentes para cada una de las tres magnitudes máximas que han de aceptarse como señal de entrada.

Así, cuando: $v_1 = 10 \text{ V}_{\text{pp}}$ deberá cumplirse:

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} (10 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

reordenando la anterior ecuación queda: $R_2 - 4R_3 = 0$.

Pero, la suma de R_2 y R_3 debe ser $1 \text{ M}\Omega$ quedando un sistema de dos ecuaciones con dos incógnitas:

$$\begin{aligned} R_2 - 4R_3 &= 0 \\ R_2 + R_3 &= 1000 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.4.4)$$

resolviendo el sistema (5.4.4) se obtiene: $R_2 = 800 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 200 \text{ k}\Omega$ cuyos valores comerciales son:

$$R_2 = 820 \text{ k}\Omega \text{ y } R_3 = 220 \text{ k}\Omega.$$

Similarmente para $v_1 = 20 \text{ V}_{pp}$ deberá cumplirse:

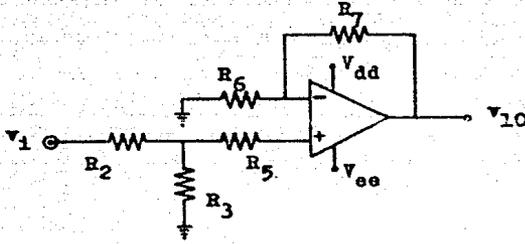
$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} (20 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

se obtiene el sistema:

$$\begin{aligned} R_2 - 9R_3 &= 0 \\ R_2 + R_3 &= 1000 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (5.4.5)$$

resolviendo el sistema (5.4.5): $R_2 = 900 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$. Eligiendo valores comerciales: $R_2 = 1000 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 110 \text{ k}\Omega$.

Finalmente, el divisor de voltaje de entrada y los valores de sus resistencias serán:



$$R_5 = 6.8 \text{ k}\Omega$$

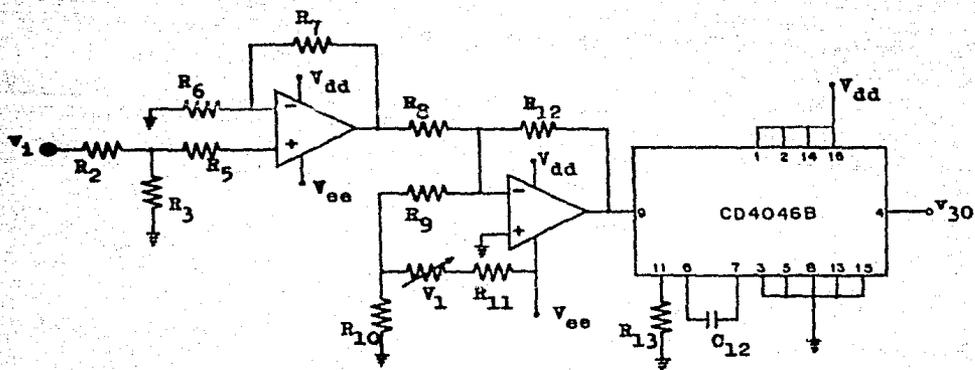
$$R_6 = 10.0 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 18.0 \text{ k}\Omega$$

v_1	R_2	R_3
V_{PP}	$\text{k}\Omega$	$\text{k}\Omega$
2	0	1000
10	820	220
20	1000	110

Figura 5.14 Atenuador de entrada.

quedando listo el circuito modulador:



R_5	R_6	R_7	R_8	R_9	R_{10}	R_{11}	R_{12}	V_1	
6.8	10.0	18.0	270.0	270.0	1.0	0.47	270.0	1.0	$k\Omega$

Valores de R_{13} y C_{12} mostrados en: figura 5.4

Valores de R_2 y R_3 mostrados en: figura 5.14

Figura 5.15 Circuito modulador.

Todas las entradas no utilizadas deben conectarse, ya sea a V_{SS} (tierra de señal) ó V_{DD} (voltaje de polarización); el más apropiado para el circuito lógico involucrado. Una terminal "flotando" en un circuito de alta corriente puede resultar no sólo en fallas de operación, sino que puede originar que la máxima potencia de disipación sea excedida, causando daño al circuito.

BIBLIOGRAFIA.

- "COS/MOS INTEGRATED CIRCUITS" (RCA).
- "CMOS/PMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA"
Motorola (1984).
- "LOGIC DATA BOOK I"
National (1984).
- "SIGNETICS ANALOG APPLICATIONS MANUAL" (1979).
- "OPERATIONAL AMPLIFIERS"
Tobey, Graeme, Huelaman.
McGraw-Hill (1981).
- "ELECTRONIC CIRCUITS"
D.L. Schilling, Ch. Belove.
McGraw-Hill (1979).

CAPITULO 6

DISEÑO DE UN CIRCUITO DE DEMODULACION.

Como ya se ha dicho, el circuito demodulador ha de ser diseñado alrededor del Phase-Lock Loop 4046; por esto, se acepta que el diseño implica seleccionar la frecuencia central del VCO, el rango de captura del PLL y la amplitud de la señal de entrada.

Dos parámetros limitan al rango de mantenimiento: a) Si la frecuencia de la señal de entrada sale de los límites establecidos por el rango de mantenimiento, la sincronización se perderá.- b) El voltaje a la salida del comparador de fase, es proporcional a la amplitud y a la fase de la señal de entrada. Si la amplitud de la señal de entrada disminuye, la diferencia de fase entre la señal de entrada y la señal del VCO aumentará, a fin de mantener el mismo voltaje en la salida del comparador.

También debe advertirse que, el rango de captura no solamente depende de las características del filtro paso-bajas, aunque éste tiene el efecto de establecer la máxima frecuencia para que la sincronización pueda ocurrir.

6.1) El circuito demodulador.

El 4046 ofrece posibilidades de realizar el siguiente circuito demodulador F.M.:

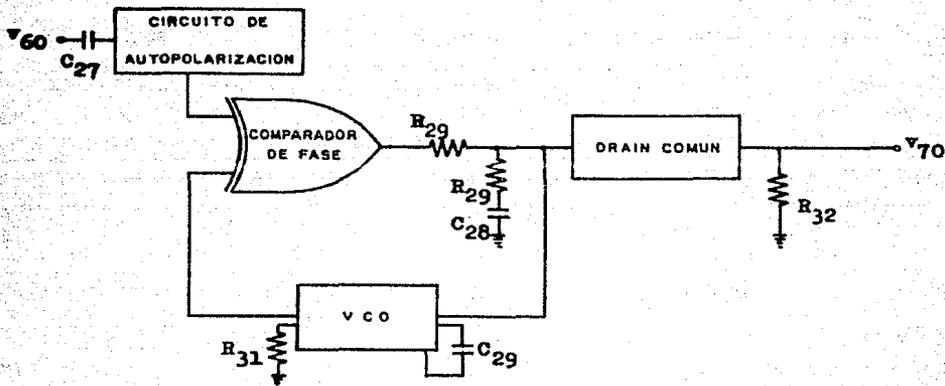


Figura 6.1 El PLL 4046 como demodulador F.M.

Como se ha visto en el capítulo anterior, las principales características de la señal F.M. que ha de aceptar el PLL en su señal de entrada son: señal cuadrada con frecuencia central de 220 KHz con 5 V de amplitud sin componente D.C., desviación máxima de 108 KHz y ciclo de trabajo de 50%.

Para comenzar, es aconsejable tratar de establecer en el PLL, una frecuencia libre de oscilación aproximada a la del VCO, es decir:

$$R_{31} = R_{13} = 56 \text{ k}\Omega \quad \text{para CD4046B}$$

$$C_{29} = C_{12} = 82 \text{ pfd}$$

$$R_{31} = R_{13} = 39 \text{ k}\Omega \quad \text{para MC14046B}$$

$$C_{29} = C_{12} = 82 \text{ pfd}$$

Respecto al filtro paso-bajas, ya se ha mencionado que influye notablemente sobre el rango de captura, el cual, se quiere hacer tan grande como sea posible, ya que se debe demodular una señal F.M. de banda ancha. De este modo, tiene que asignarse una frecuencia de corte muy alta para el filtro; con ello, se ganan otras dos importantes características: una gran constante de tiempo proporciona un efecto de memoria en la malla, de modo que permanece en sincronía durante una momentánea pérdida de señal; en segundo, una constante de tiempo grande integra la salida del comparador incrementando la inmunidad al ruido y a las señales fuera de banda (así se disminuye el riesgo de perder sincronía cuando ocurran cambios súbitos en la fase ó en la frecuencia de la señal debido al capacitor del filtro que requiere de un cierto tiempo para cargarse). Los valores elegidos fueron:

$$R_{29} = 1\Omega \text{ y } C_{28} = 0.01 \mu\text{fd}$$

Respecto a R_{30} , el manual "COS/MOS Special Function Data" recomienda el empleo de fórmulas de aproximación para determinar un valor inicial, pero el valor definitivo tiene que ser obtenido en forma empírica.

Siguiendo tal procedimiento se obtuvo el valor de 47Ω para R_{30} . Cabe señalar que es permitida una amplia gama de valores para los elementos R_{29} , R_{30} y C_{28} (que constituyen al filtro paso-bajas) dado que la salida demodulada no se toma directamente del filtro, sino de una configuración "Drain común" conectada a la salida del filtro; además, el VCO presenta una muy alta impedancia de entrada.

Por último, R_{32} , que es la resistencia que se conecta al "source" de la configuración "Drain común", puede tomar cualquier valor entre $10 \text{ k}\Omega$ y $1 \text{ M}\Omega$. A falta de otras especificaciones se eligió $100 \text{ k}\Omega$ para R_{32} .

6.2) El PLL como un sistema realimentado de segundo orden.

Una vez establecido el circuito demodulador, pueden ser aplicadas las ecuaciones linealizadas descritas en el capítulo 2, a fin de tener una idea más clara acerca del circuito.

Para comenzar, deben hacerse varios cálculos, con objeto de obtener la frecuencia natural (2.3.12) y el factor de amortiguamiento natural (2.3.13) del sistema:

a) Constantes de tiempo del filtro paso-bajas (2.3.5):

$$\tau_1 = (R_{29} + R_{30})C_{28} \longrightarrow \tau_1 = 0.48 \mu\text{seg}$$

$$\tau_2 = R_{30}C_{28} \longrightarrow \tau_2 = 0.47 \mu\text{seg}$$

b) Ganancia de malla abierta (2.3.2.b):

$$k_v = k_o k_d$$

donde (ver apéndice A):

$$k_o = \frac{2\gamma \Delta f}{V_{dd} - 2V_{ss}}$$

$$V_{dd} = 12 \text{ V}$$

$$V_{ss} = 0 \text{ V}$$

$$f = (f_{\text{max}} - f_{\text{min}}) = 202 \text{ KHz}$$

$$k_d = \frac{V_{dd}}{\pi}$$

sustituyendo valores:

$$k_o = 105\,766.9 \text{ rad/seg/V}$$

$$k_d = 3.82 \text{ V/rad}$$

$$k_v = 404\,000.00 \text{ rad/seg}$$

por último, sustituyendo valores en (2.3.12):

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_v}{\tau_1}} \longrightarrow \omega_n = 917\,423.9 \text{ rad/seg}$$

y en (2.3.13):

$$\xi = \frac{1 + \tau_2 k_v}{2\sqrt{\tau_1 k_v}} \longrightarrow \xi = 1.35$$

lo anterior significa que se tiene un sistema sobreamortiguado de segundo orden. Las constantes de tiempo τ_1 y τ_2 se han obtenido con un valor tan pequeño debido a la necesidad de tener un rango de captura grande, adecuado para la demodulación de la señal F.M. de banda ancha.

La señal de error en la salida del sistema debida a un escalón de fase en la señal de entrada (ecuación 2.4.4):

$$e_o(t) = e^{-\xi \omega_n t} \left[\cosh \left[\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \right] t + \frac{\frac{\omega_n}{K_v} - \xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \sinh \left[\omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \right] t \right]$$

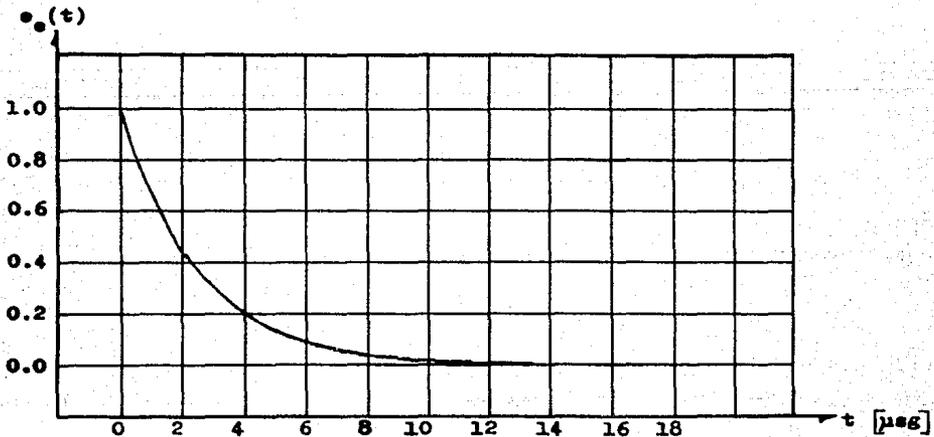


Figura 6.2 Error en la señal de salida en respuesta a un escalón de fase en la señal de entrada.

comparando la curva anterior con las gráficas de la figura 2.10 ha de observarse que se consiguió un buen tiempo de asentamiento sin sufrir un sobretiro excesivo.

La señal de error en la salida del sistema debida a un escalón de frecuencia en la señal de entrada es: (ecuación 2.4.7):

$$e_a(t) = \frac{1}{k_v} - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{k_v} \left[\cosh \left[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \right] t + B \sinh \left[\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \right] t \right]$$

donde:

$$B = \frac{\zeta\omega_n - k_v}{\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}}$$

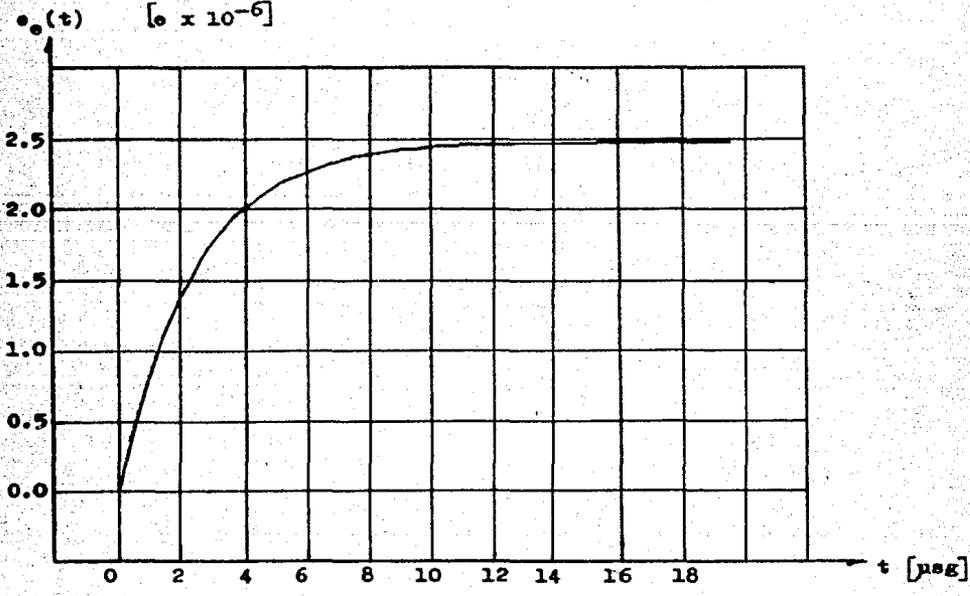


Figura 6.3 Error en la señal de salida en respuesta a un escalón de frecuencia en la señal de entrada. Nótese la baja magnitud de el error en estado estable.

6.3) Filtro Butterworth y amplificador de salida.

Una vez demodulada la señal, es necesario filtrarla y amplificarla. El filtro debe tener una frecuencia de corte de 20 KHz, que bien puede realizarse con un filtro activo.

Se adopta el procedimiento de diseño descrito en "Operational Amplifiers" (McGraw-Hill 1981), aplicado a un circuito de ganancia infinita y realimentación múltiple para un filtro Butterworth pasobajas de segundo orden:

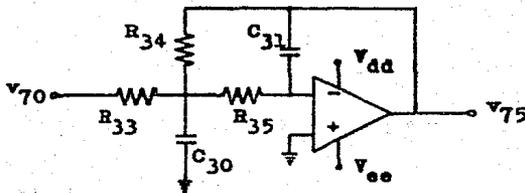


Figura 6.4 Filtro paso-bajas en la salida del demodulador.

Tal filtro tiene como función de transferencia:

$$\frac{v_{75}(s)}{v_{70}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{\frac{1}{R_{33}} + \frac{1}{R_{34}} + \frac{1}{R_{35}}}{C_{30}} s + \frac{1}{R_{34}R_{35}C_{30}C_{31}}}$$

ganancia máxima:

$$H_0 = \frac{R_{34}}{R_{33}}$$

frecuencia de corte:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{R_{34}R_{35}C_{30}C_{31}}}$$

factor de amortiguamiento:

$$\alpha = \sqrt{\frac{C_{31}}{C_{30}}} \left[\sqrt{\frac{R_{35}}{R_{34}}} + \sqrt{\frac{R_{34}}{R_{35}}} + \sqrt{\frac{R_{34}R_{35}}{R_{33}}} \right]$$

El procedimiento de diseño es el siguiente:

se eligen:

$$H_0 = 1$$

$$\alpha = 1.2$$

$$\omega_c = 125\,663.7 \text{ rad/seg}$$

$$C_{30} = 3\,900 \text{ pfd}$$

$$C_{31} = K C_{30}$$

$$K = 0.012$$

$$C_{31} = 46.8 \text{ pfd} \longrightarrow C_{31} = 47 \text{ pfd}$$

quedando por calcular:

$$R_{34} = \frac{\alpha}{2\omega_c C_{31}} = 101.6 \longrightarrow R_{34} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{33} = \frac{R_{34}}{H_0} = R_{34} \longrightarrow R_{33} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{35} = \frac{1}{\omega_c^2 C_{30}^2 R_{34} K} \longrightarrow R_{35} = 4.1 \text{ k}\Omega$$

En la salida del filtro Butterworth, se decidió colocar un filtro pasivo RC con función de transferencia:

$$\frac{v_{80}(S)}{v_{75}(S)} = \frac{\frac{1}{R_{37} C_{34}}}{S + \frac{1}{R_{37} C_{34}}}$$

de esta manera, se tiene la siguiente función de transferencia que representa a un filtro paso-bajas de tercer orden:

$$\frac{v_{80}(S)}{v_{70}(S)} = \frac{B_0}{S^3 + A_2 S^2 + A_1 S + A_0}$$

donde los coeficientes expresados se refieren a:

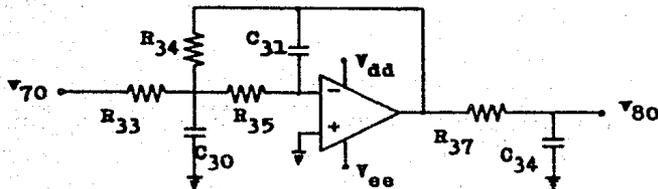
$$A_2 = \frac{\frac{1}{R_{33}} + \frac{1}{R_{34}} + \frac{1}{R_{35}}}{C_{30}} + \frac{1}{R_{37} C_{34}}$$

$$A_1 = \frac{\frac{1}{R_{33}} + \frac{1}{R_{34}} + \frac{1}{R_{35}}}{R_{37} C_{30} C_{34}} + \frac{1}{R_{34} R_{35} C_{30} C_{31}}$$

$$A_0 = \frac{1}{R_{34} R_{35} R_{37} C_{30} C_{31} C_{34}}$$

$$B_0 = \frac{-1}{R_{33} R_{35} R_{37} C_{30} C_{31} C_{34}}$$

La anterior función de transferencia corresponde al circuito:



R_{33}	R_{34}	R_{35}	R_{37}	
100k	100k	470	2.2k	Ω

C_{30}	C_{31}	C_{34}	
3900	47	3900	pf

Figura 6.5 Filtro paso-bajas en la salida del demodulador.

donde, el valor de C_{34} se eligió igual a C_{30} . R_{37} se utilizó, junto con R_{35} , para ajustar ω_c , mientras que α_c se ajustó con R_{33} . Con tal procedimiento de sintonización resultó que: $R_{35} = 470 \Omega$ y $R_{37} = 2.2 \text{ k}\Omega$ logrando obtenerse un filtro Butterworth paso-bajas de tercer orden.

Nótese que esta etapa produce una inversión de la señal demodulada y con una alta relación señal-ruido. Si se aplicara en la entrada del sistema (v_1) una senoidal de $\pm 1 \text{ V}$ con una cierta frecuencia f_1 y cero volts D.C., tal senoidal sería obtenida en v_{80} , con su misma frecuencia f_1 pero con una amplitud de 4.6 V_{pp} y un cierto valor D.C. (-4.1 V en primer prototipo).

Procede pues, disminuir la amplitud de la señal y corregir su nivel D.C.; esto último se realiza a través de un sumador inversor:

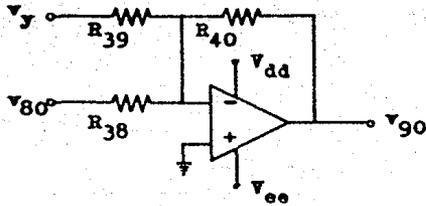


Figura 6.6 Sumador analógico en el demodulador.

donde ha de cumplirse (adoptando ganancia de voltaje unitaria):

$$v_{90} = -R_{40} \left(\frac{v_{80}}{R_{38}} + \frac{v_y}{R_{39}} \right) \quad (6.3.1)$$

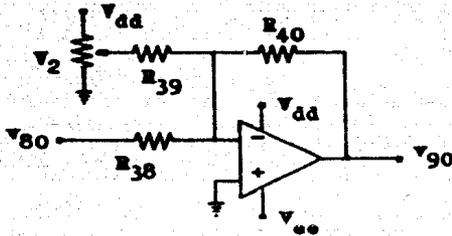
Ahora, es necesario tener la facilidad de elegir alguna de las tres opciones propuestas para la magnitud de salida:

$$v_o = 2 V_{pp} \quad \longrightarrow \quad v_o = 0.43v_{80} \quad (6.3.2.a)$$

$$v_o = 10 V_{pp} \quad \longrightarrow \quad v_o = 2.15v_{80} \quad (6.3.2.b)$$

$$v_o = 20 V_{pp} \quad \longrightarrow \quad v_o = 4.31v_{80} \quad (6.3.2.c)$$

de esta forma, sólo cuando se acepten señales de ± 1 V en la entrada del sistema, tendrá que atenuarse la señal demodulada; así, en ausencia de otras especificaciones, arbitrariamente pueden elegirse: $R_{38} = R_{39} = 56 \text{ k}\Omega$ y $R_{40} = 68 \text{ k}\Omega$. Por otro lado, pensando que el nivel D.C. a corregir en v_{80} es negativo, lo más sencillo es aplicar en v_y un voltaje positivo; para ello se dispone del voltaje de polarización V_{dd} (+12 V), de modo que, es posible utilizar un potenciómetro a manera de divisor de voltaje (puede hacerse notar que dicho potenciómetro $-V_2-$ es capaz de disipar hasta $3/4$ W, así que debe asignársele un valor mínimo de 192Ω):



R_{38}	R_{39}	R_{40}	V_2	
56k	56k	68k	1M	Ω

Figura 6.7 Circuito sumador. Corrige el voltaje D.C. de la señal demodulada.

Para finalizar el circuito demodulador, se utiliza un amplificador inversor en la salida:

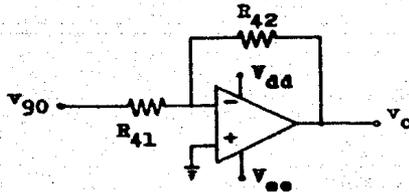


Figura 6.8 Amplificador de salida.

Puesto que ya se ha establecido que: $v_{90} = 1.21v_{80}$, puede deducirse de las ecuaciones (6.3.2) que:

$$v_1 = 2 V_{pp} \longrightarrow v_o = 0.35v_{90} \quad (6.3.3.a)$$

$$v_1 = 10V_{pp} \longrightarrow v_o = 1.74v_{90} \quad (6.3.3.b)$$

$$v_1 = 20V_{pp} \longrightarrow v_o = 3.51v_{90} \quad (6.3.3.c)$$

de esta manera, el amplificador de salida tiene que proporcionar las siguientes ganancias:

$$A_1 = 0.35 \quad (6.3.4.a)$$

$$A_2 = 1.74 \quad (6.3.4.b)$$

$$A_3 = 3.51 \quad (6.3.4.c)$$

teniendo que cumplirse:

$$A_3 = 10A_1 \quad (6.3.5.a)$$

$$A_2 = 5A_1 \quad (6.3.5.b)$$

Por lo anterior, no hay ningún inconveniente para elegir R_{43} de tal forma que sea posible establecer tres valores distintos para R_{42} :

v_1	R_{42}
V_{pp}	Ω
2	10k
10	47k
20	100k

(6.3.6)

Figura 6.9 Valores asignados a R_{42} .

entonces, sabiendo que:

$$A = \frac{R_{42}}{R_{41}} \longrightarrow R_{41} = \frac{R_{42}}{A} \quad (6.3.7)$$

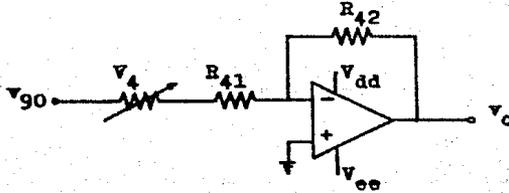
se obtiene: (considerando a 6.3.4 y 6.3.6):

v_1	R_{41}
V_{PP}	Ω
2	28.57k
10	27.00k
20	28.49k

(6.3.8)

Figura 6.10 Valores necesarios en R_{41} .

de esta forma, para que R_{41} pueda adquirir cualquiera de los tres valores indicados en (6.3.8), es necesario el uso de un potenciómetro más (por ejemplo: 20 k Ω en serie con una resistencia fija de 22 k Ω) quedando:

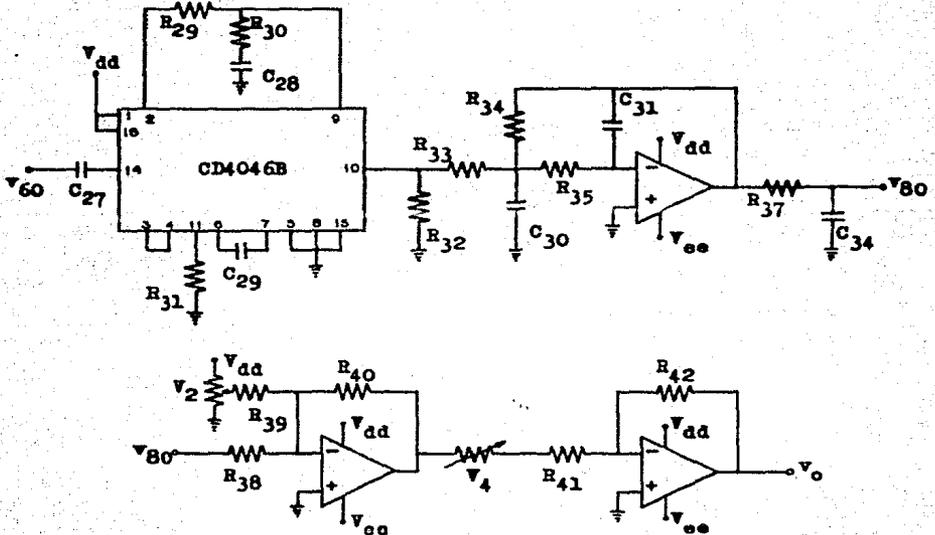


R_{41}	V_4	
22k	20k	Ω

Para R_{42} ver: (6.3.6)

Figura 6.11 Amplificador de salida.

El circuito demodulador es:



R ₂₉	R ₃₀	R ₃₂	R ₃₃	R ₃₄	R ₃₅	R ₃₇	R ₃₈	R ₃₉	R ₄₀	R ₄₁	V ₂	V ₄	
1	47	100k	100	100k	470	2.2k	56k	56k	68k	22k	1M	20k	Ω

C ₂₈	C ₂₉	C ₃₀	C ₃₁	C ₃₄	
10n	82p	3.9n	47p	3.9n	fd

Valores de R₃₁ en figura 6.1

Valores de R₄₂ en (6.3.6)

Figura 6.12 Circuito demodulador.

BIBLIOGRAFIA.

---"OPERATIONAL AMPLIFIERS"

Tobey, Graeme, Huelsman.

McGraw-Hill (1981).

---"COS/MOS INTEGRATED CIRCUITS" (RCA)

---"CMOS/MMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA"

Motorola (1984).

---"LOGIC DATA BOOK I"

National (1984).

---"SIGNETICS ANALOG APPLICATIONS MANUAL" (1979).

CAPITULO 7

DISEÑO DEL SISTEMA OPTICO DE TRANSMISION-RECEPCION.

7.1) Circuito emisor.

En el capítulo 3 (figuras 3.5 y 3.6) se muestran dos posibles configuraciones a usar como circuito emisor óptico. Por lo que respecta a la primera, tiene el inconveniente de requerir una red resistiva para asegurar la saturación y el corte del transistor. La segunda tiene como inconveniente un mayor consumo de potencia que el anterior. La configuración de emisor común de la figura 3.6 es preferida debido a su simplicidad; el emisor del transistor puede ser aterrizado, en cuyo caso, el diodo schottky no se requiere, de modo que se plantea como circuito emisor:

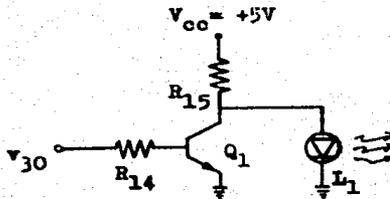


Figura 7.1 Circuito emisor óptico.

Es claro que el transistor Q_1 se emplea a manera de conmutador (es decir, como un switch), de modo que tiene dos puntos de operación de interés: las regiones de corte y de saturación.

Idealmente, la región de corte se tiene para una corriente de colector (i_C) igual a cero. Para fines de conmutación el corte existe cuando la corriente de base (i_B) es igual a cero, ó sea, cuando $i_C = I_{CEO}$, que es un valor típicamente bajo para transistores de silicio. Sin embargo, la región por debajo de $i_B = \text{cero}$ debe ser evitada para no tener una señal de salida distorsionada.

Para operar al transistor en la región de saturación, debe existir suficiente corriente de base, de manera que βI_B sea mayor ó igual que la corriente de saturación del colector:

$$i_{C_{\max}} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_{15}} \quad (7.1.1)$$

Respecto al LED (L_1), se utiliza el FED 086 K1 WA (con longitud de onda pico de 865 nm) cuya corriente de polarización máxima es de 150 mA. La corriente que se inyecta al LED es de 120 mA, misma corriente máxima que acepta el colector; el voltaje de polarización disponible para Q_1 (V_{CC}) es de 5V; Q_1 tiene un voltaje de saturación de 0.9V. Sustituyendo estos valores en (7.1.1):

$$120 \text{ mA} = \frac{5V - 0.9V}{R_{15}} \quad R_{15} = 0.34 \text{ k}\Omega \quad R_{15} = 33 \Omega$$

El transistor Q_1 usado es: SK3218 (equivalente a: NTE278, ECG278, GE- 261) tiene las siguientes características básicas:

P_T	2.5 W
I_C	400 mA
V_{CEO}	40 V
V_{CBO}	20 V
V_{EBO}	3 V
h_{FE}	80 _{tip}
f_T	1 300 MHz _{tip}

Teniendo una β_{tip} de 80, la corriente de base necesaria para saturar a Q_1 es:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{120 \text{ mA}}{80} \quad i_B = 1.5 \text{ mA}$$

debiendo cumplirse:

$$i_B = \frac{v_{30} - V_{BE}}{R_{14}} \quad R_{14} = \frac{v_{30} - V_{BE}}{i_B} \quad (7.1.2)$$

v_{30} tiene la forma (capítulo 5):

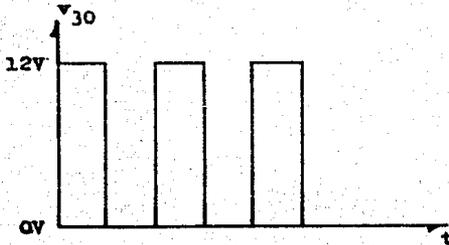


Figura 7.2 Señal de voltaje en el punto v_{30} .

se adopta:

$v_{30} = 12V$ para conseguir: $i_B = 1.5 \text{ mA}$; sustituyendo en (7.1.2):

$$R_{14} = \frac{v_{30} - V_{BE}}{i_B} = \frac{12V - 0.7V}{1.5 \text{ mA}} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{14} = 6.8 \text{ k}\Omega$$

En síntesis, el circuito emisor queda:

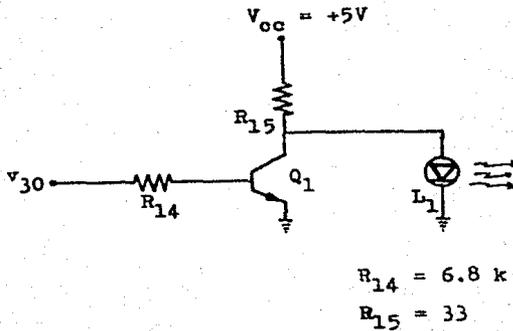


Figura 7.3 Circuito emisor óptico.

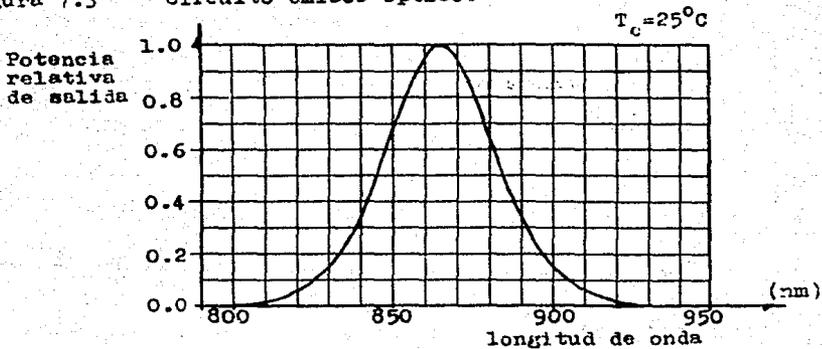
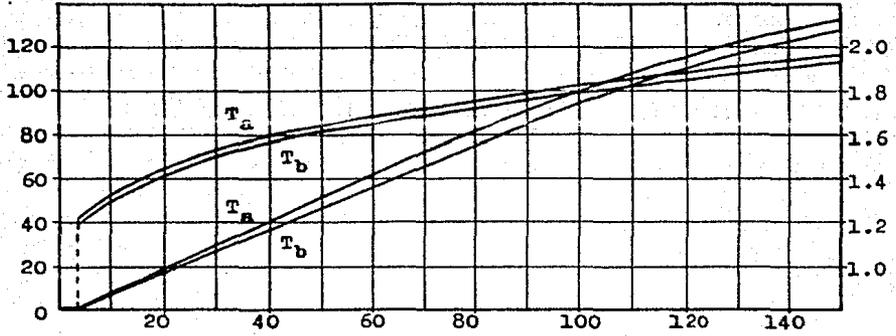


Figura 7.4 Patrón espectral.

Potencia óptica de salida (μW).

LED: Voltaje entre terminales (V).



$T_a = 25^\circ\text{C}$
 $T_b = 47^\circ\text{C}$

LED: Corriente de polarización (mA).

Figura 7.5 Potencia óptica-Corriente en el LED. La potencia óptica fue medida en modo DC a la salida de un metro de fibra óptica.

Potencia óptica de salida (relativa).

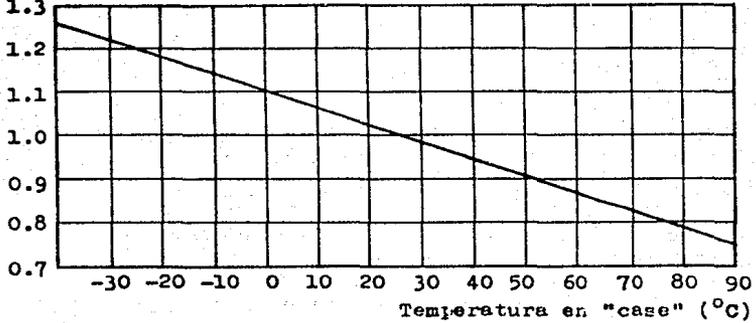


Figura 7.6 Dependencia de la potencia óptica respecto a la temperatura (proporcionada por fabricante).

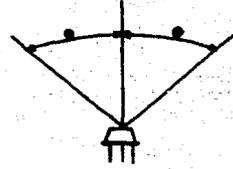
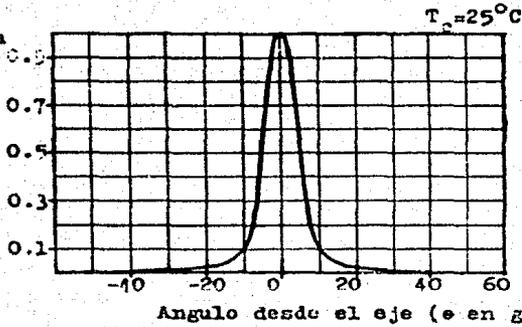
Potencia
relativa
de salida

Figura 7.7 Directividad característica del LED.

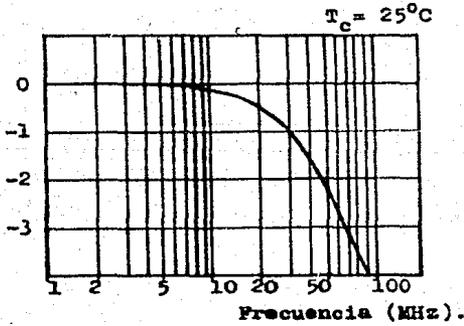
Respuesta
(dB)

Figura 7.8 Respuesta en frecuencia del LED.

7.2) Circuito receptor.

Un circuito receptor, básicamente consiste de un fotodetector, un amplificador y un circuito procesador de señal. En tal proceso, inevitablemente serán introducidos ruido y distorsión de la señal.

El circuito receptor de transimpedancia de la figura 3.13.(a) del capítulo 3, corresponde al circuito receptor usado:

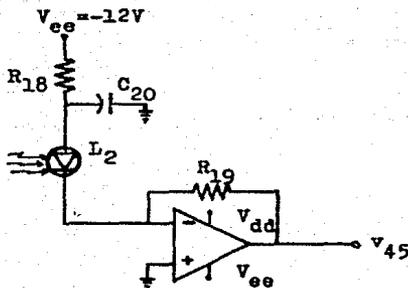


Figura 7.9 Circuito receptor de transimpedancia.

El fotoreceptor empleado es el BPI 65, el cual se polariza en región inversa con un voltaje máximo de 50V y muestra una responsividad de 0.6 A/W. Otras de sus características importantes son:

Area activa	1 mm ²	
Responsividad	0.60 A/W	(850 nm)
	0.55 A/W	(900 nm)
	0.15 A/W	(1064 nm)
	0.2 A/W	(450 nm)
Voltaje máximo de polarización	50 V	
Corriente de oscuridad	1 nA	
Capacitancia	3.5 pfd	
N.E.P.	-14	
	3.6 x 10	W/√Hz
Frecuencia de corte	500 MHz	

(Valores proporcionados por fabricante).

A manera de preamplificador, se utiliza uno de los cuatro amplificadores operacionales contenidos en el circuito integrado TL084, que presenta una impedancia de entrada de $10^{12} \Omega$ y un ancho de banda de 3 MHz para ganancia unitaria:

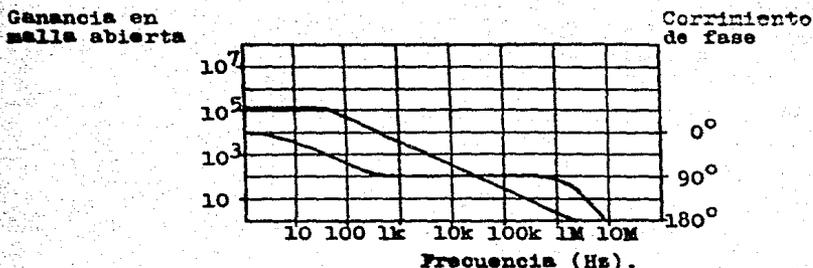
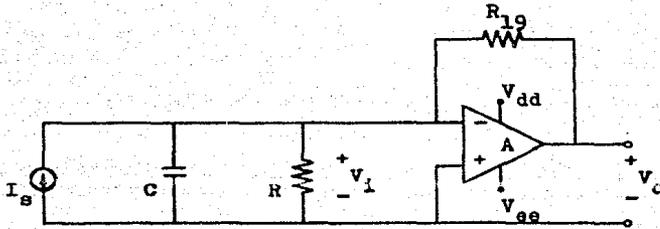


Figura 7.10 Ganancia de voltaje y defasamiento versus frecuencia.

Algunas características importantes del TL084 son: (datos proporcionados por fabricante):

Capacitancia de entrada	3 pfd
Ganancia en malla abierta (D.C.)	3×10^5
Impedancia de entrada	$10^{12} \Omega$
Voltaje de offset (entrada)	15 mV máximo
Corriente de offset (entrada)	100 pA máximo
Corriente de polarización (entrada)	200 pA máximo
Voltaje equivalente de ruido (entrada)	25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

El circuito equivalente del receptor queda:



C = Capacitancia del fotodiodo + Capacitancia de entrada al A.O.

$C = 3.5 \text{ pfd} + 3 \text{ pfd}, \quad C = 6.5 \text{ pfd}$

R = Resistencia de inversa del fotodiodo

A = Ganancia de malla abierta del A.O.

Figura 7.11 Circuito equivalente A.C. del circuito receptor de transimpedancia.

Recordando del capítulo 3 la ecuación (3.5.5), que define al ancho de banda del receptor:

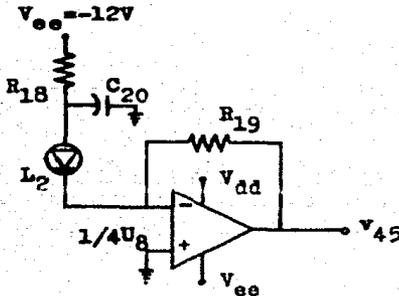
$$B_r = \frac{A}{2\pi R_{19} C} \quad (7.2.1)$$

ahora es posible establecer un ancho de banda apropiado de 400 kHz para el receptor de transimpedancia (la frecuencia máxima de la señal F.M. es de 314 kHz). La ganancia en malla abierta del amplificador correspondiente a tal frecuencia es de 10, según la figura 7.10; sustituyendo valores en (7.2.1):

$$B_r = \frac{A}{2\pi R_{19} C}, \quad R_{19} = \frac{A}{2\pi B_r C} = \frac{10}{2\pi(400 \text{ kHz})(6.5 \text{ pfd})} = 612 \text{ k}\Omega$$

$$R_{19} = 560 \text{ k}\Omega$$

Valores típicos para R_{18} y C_{20} son $4.7\text{k}\Omega$ y $10\ \mu\text{fd}$, respectivamente, quedando lista una etapa del receptor de transimpedancia:



$$\begin{aligned} R_{18} &= 4.7\ \text{k}\Omega \\ R_{19} &= 560\ \text{k}\Omega \\ C_{20} &= 10\ \mu\text{fd} \end{aligned}$$

Figura 7.12 Circuito receptor de transimpedancia definitivo.

En la anterior figura, se tiene una fuente de corriente de impedancia muy elevada (del orden de $500\ \text{M}\Omega$) y corriente de salida prácticamente independiente de la carga; es decir, la corriente de la fuente (I_s) fluye a través de la resistencia de realimentación generando un voltaje de salida:

$$v_{45} = -R_{19}I_s$$

El límite inferior de medición para la corriente de entrada está determinado por la corriente de polarización de la entrada inversora. De ahí que la configuración diferencial de entrada (JPET) del TL084 sea especialmente útil.

Fácilmente puede demostrarse que la ganancia del amplificador para el voltaje de offset y el voltaje de ruido está dado por:

$$\frac{R_{19} + R}{R} = 1 \quad \text{porque } R \gg R_{19}$$

por esto, es usual utilizar un capacitor de realimentación para reducir el ruido de altas frecuencias.

Lo anterior se aplica en la siguiente etapa de amplificación, construida alrededor de otro de los A.O. disponibles en el TL084. Además, conviene eliminar la componente D.C. de la señal de voltaje v_{45} , ya que se desea recuperar una señal F.M. con ciclo de trabajo de 50%:

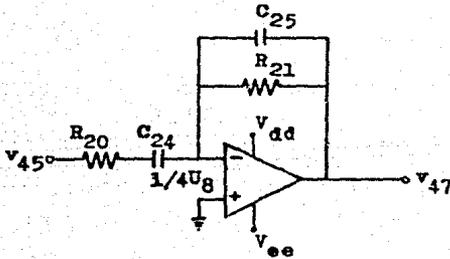


Figura 7.13 Segunda etapa de amplificación.

Con éste, se introducen dos polos reales. Su función de transferencia es:

$$\frac{v_{47}(s)}{v_{45}(s)} = \frac{-\frac{1}{C_{25} R_{20}} s}{\left(s + \frac{1}{R_{21} C_{25}}\right) \left(s + \frac{1}{R_{20} C_{24}}\right)}$$

la frecuencia de corte inferior es:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_{20} C_{24}} \quad (7.2.2)$$

y la frecuencia de corte superior:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_{21} C_{25}} \quad (7.2.3)$$

Eligiendo:

$$f_1 = 100 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 400 \text{ kHz}$$

$$C_{24} = 4 \text{ 700 pfd}$$

$$R_{21} = 2R_{20}$$

Sustituyendo en: (7.2.2) y (7.2.3):

$$R_{20} = \frac{1}{2\pi f_1 C_{24}} = \frac{1}{2\pi(100 \text{ kHz})(4700 \text{ pfd})} = 338 \Omega$$

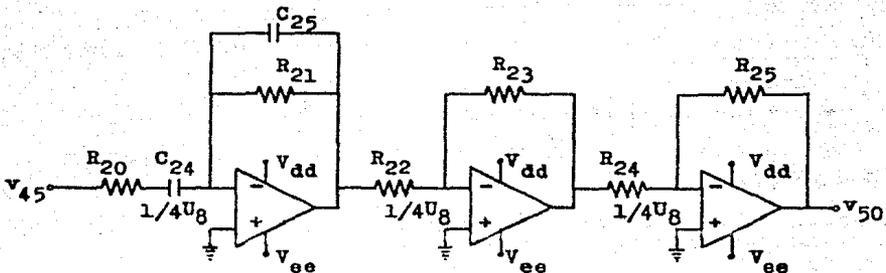
$$R_{20} = 330 \Omega$$

$$R_{21} = 680 \Omega$$

$$C_{25} = \frac{1}{2\pi f_2 R_{21}} = \frac{1}{2\pi(400 \text{ kHz})(680 \Omega)} = 585 \text{ pfd}$$

$$C_{25} = 560 \text{ pfd}$$

Sólo resta utilizar los dos amplificadores operacionales que quedan disponibles en el TL084. La ganancia de cada uno es de 2; estableciéndose: $R_{22} = R_{24} = 1 \text{ k}\Omega$.



R ₂₀	R ₂₁	R ₂₂	R ₂₃	R ₂₄	R ₂₅	
0.33	0.68	1.0	2.2	1.0	2.2	k Ω

C ₂₄	C ₂₅	
4700	560	pf

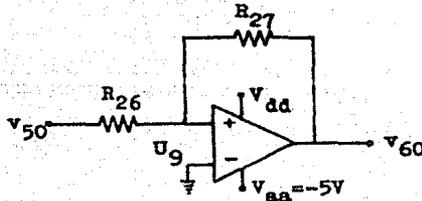
Figura 7.14 Etapas de amplificación siguientes al receptor de transimpedancia.

En este punto, cabe recordar que una amplitud constante es característica capital de la señal F.M. y con objeto de conseguirla, se acostumbra utilizar pequeños circuitos recortadores de picos conocidos como limitadores (que pueden estar compuestos, simplemente, de una resistencia y un diodo).

En el presente equipo de transmisión, ya se ha mostrado al transistor Q_1 (circuito emisor óptico -inciso 7.1-) operando en las regiones de corte y saturación.

En el punto marcado con v_{50} , se emplea a un comparador (detector de cruce por cero), a fin de obtener la señal F.M. cuadrada, proporcional a los voltajes de polarización en su amplitud. De este modo se obtiene la señal F.M. que se introdujo al circuito emisor óptico.

El comparador usado es el LM710; comparador de alta velocidad (valores de resistencias recomendados por el fabricante):



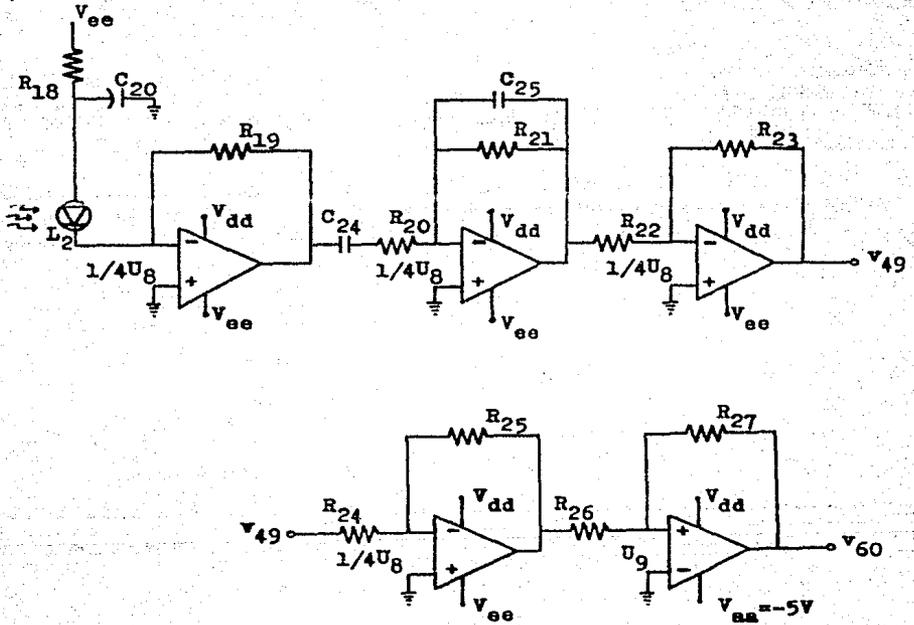
$$R_{26} = 100 \Omega$$

$$R_{27} = 15 \text{ k}\Omega$$

Figura 7.15 Detector de cruce por cero.

Para finalizar, cabe aclarar que, la sensibilidad del circuito fotodetector, está determinada por el ruido resultante de la conversión fotón a electrón y por el ruido térmico de la circuitería usada como amplificador; sin embargo, en general, al usar fotodiodos PIN, dichas fuentes de ruido térmico son dominantes.

El receptor óptico queda:



R ₁₈	R ₁₉	R ₂₀	R ₂₁	R ₂₂	R ₂₃	R ₂₄	R ₂₅	R ₂₆	R ₂₇	
4.7	560	0.33	0.68	1.0	2.2	1.0	2.2	0.1	15	kΩ

C ₂₀	
10	μfd

C ₂₄	C ₂₅	
4700	560	pfd

Figura 7.16 Circuito receptor óptico.

BIBLIOGRAFIA

---"CMOS/NMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA"

Motorola (1984).

---"OPERATIONAL AMPLIFIERS"

Tobey, Graeme, Huelsman.

McGraw-Hill (1981).

CAPITULO 8

CARACTERIZACION Y PRUEBAS DE CALIDAD.

8.1) Realización del sistema de comunicaciones.

En los capítulos 5, 6 y 7 se muestra brevemente el diseño de los circuitos: modulador, demodulador, transmisor óptico y receptor óptico. Sólo resta mencionar las fuentes de alimentación usadas y los circuitos eléctricos definitivos.

Tanto en el circuito modulador como en el demodulador se sigue utilizando al TL084 como amplificador operacional, que ya ha sido empleado en el circuito receptor óptico.

Algunas abreviaturas utilizadas son:

f_0 : Frecuencia de la señal transmitida, que corresponde a un voltaje cero en la entrada del sistema (entrada aterrizada). Esta f_0 puede variarse con V_1 .

V_1 : Potenciómetro Num. 1.- Ajusta la f_0 a usarse en la transmisión.

V_2 y V_3 : Potenciómetros Num. 2 y Num. 3.- Ajustan el nivel D.C. que aparece en la salida del sistema. V_2 es ajuste "grueso" y V_3 es ajuste "fino".

V_4 : Potenciómetro Num. 4.- Ajusta la magnitud de la señal que se tiene en la salida del sistema.

v_1 y v_0 : Voltajes en la entrada y en la salida del sistema, respectivamente.

8.1.1) Transmisor.

El circuito modulador y el circuito emisor óptico son obtenidos en los capítulos 5 y 7. Se muestran en seguida con algunas modificaciones:

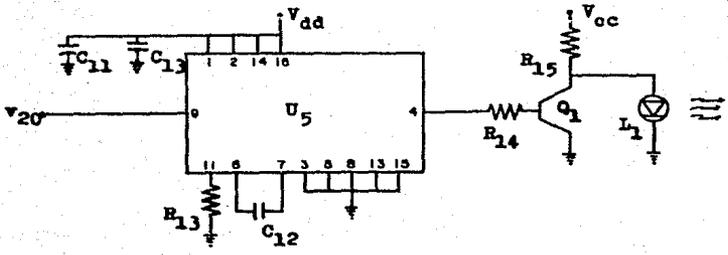
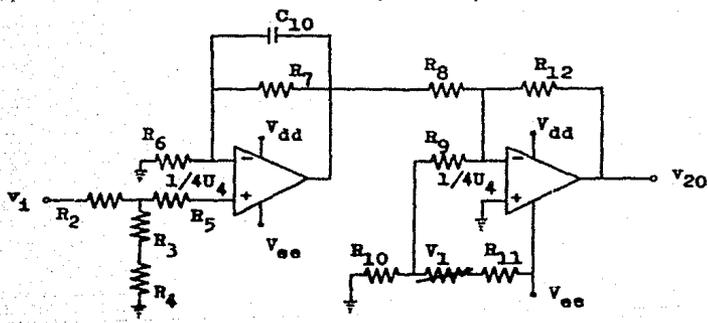
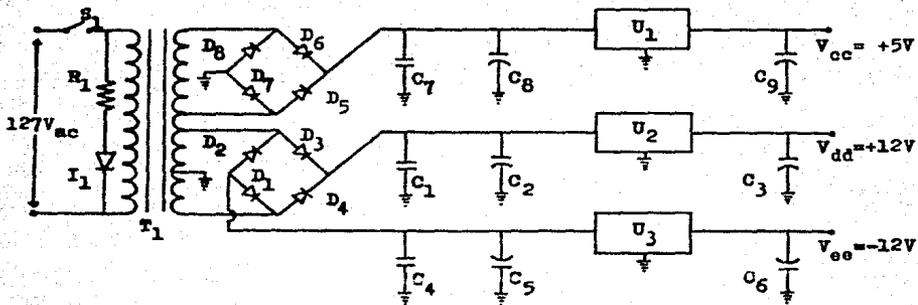
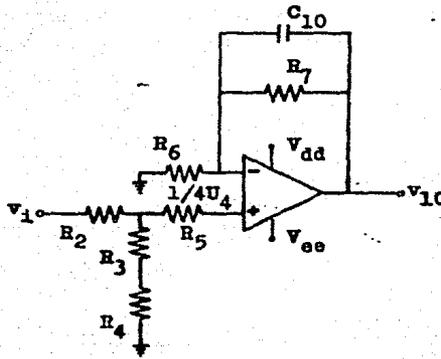


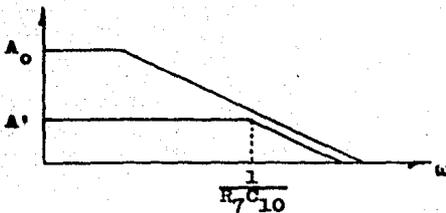
Figura 8.1 Transmisor analógico. Valores e identificación de componentes en inciso (8.1.3).

U_4 representa a un TL084. Con objeto de disminuir el ancho de banda de éste, se añade un capacitor de realimentación (en paralelo con R_7) en el amplificador no-inversor de entrada:



$$f_c \approx \frac{1}{2\pi R_7 C_{10}}$$

$$A' = \frac{R_6 + R_7}{R_6}$$



$$C_{10} = 270 \text{ pfd}$$

$$R_7 = 18 \text{ k}\Omega$$

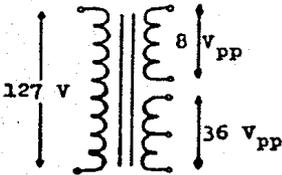
$$f_c = 32 \text{ kHz}$$

Figura 8.2 Corrección de ancho de banda en el amplificador de entrada.

R_4 (con valor de $4.7 \text{ k}\Omega$) se utiliza debido a la necesidad de tener que corregir la tolerancia de 5% que presenta la resistencia de $110 \text{ k}\Omega$ usada para R_3 en la construcción del prototipo.

R_5 que originalmente fue utilizada con la idea de minimizar el efecto de la corriente de polarización del amplificador de entrada, ya no tiene utilidad en tal sentido ante la corrección de voltaje D.C. en el sumador de la siguiente etapa y se le asignó un valor de $560 \text{ k}\Omega$ para minimizar el ruido térmico que produce.

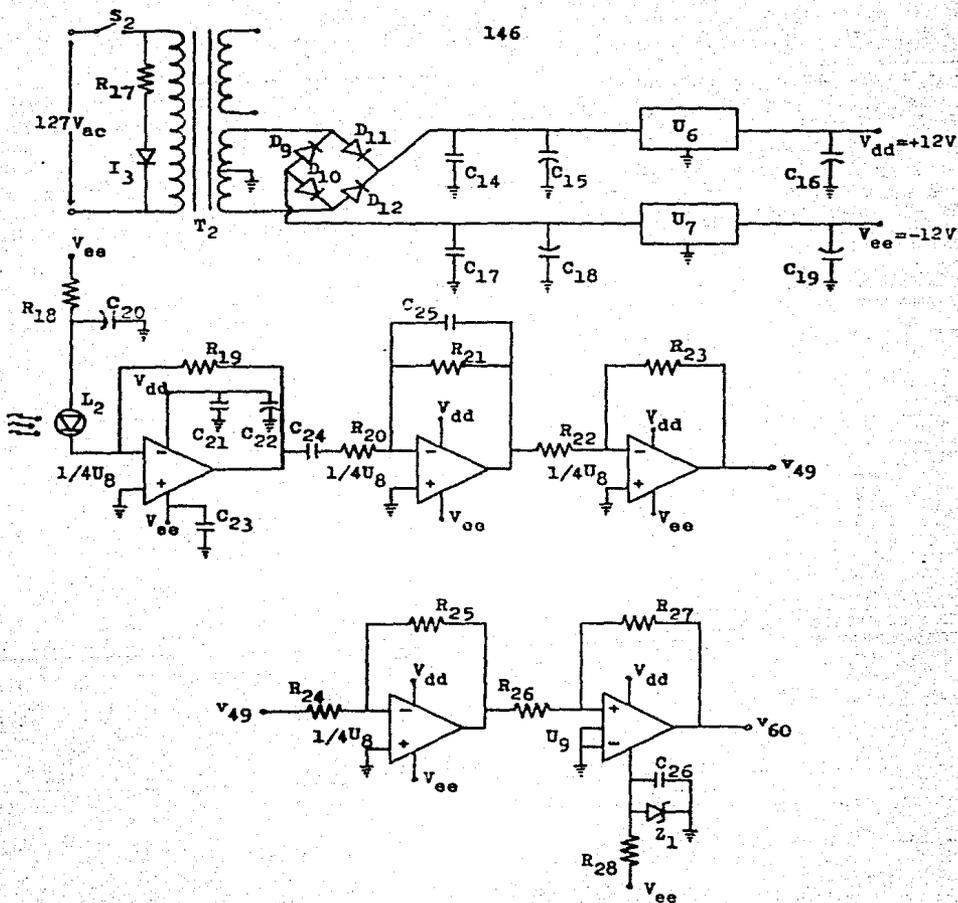
La fuente de voltaje consta de un transformador que proporciona dos señales de voltaje A.C.:



Un puente rectificador de onda completa, dos capacitores como filtro de entrada, circuito integrado como regulador de voltaje y un capacitor de carga que limita el ruido de alta frecuencia.

8.1.2) Receptor.

El circuito demodulador y el circuito receptor son obtenidos en los capítulos 6 y 7, respectivamente. Se muestra en seguida con algunas modificaciones:



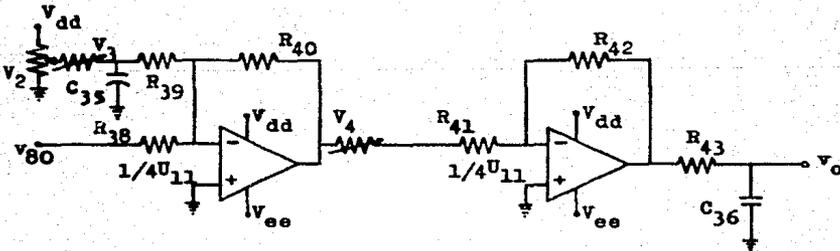
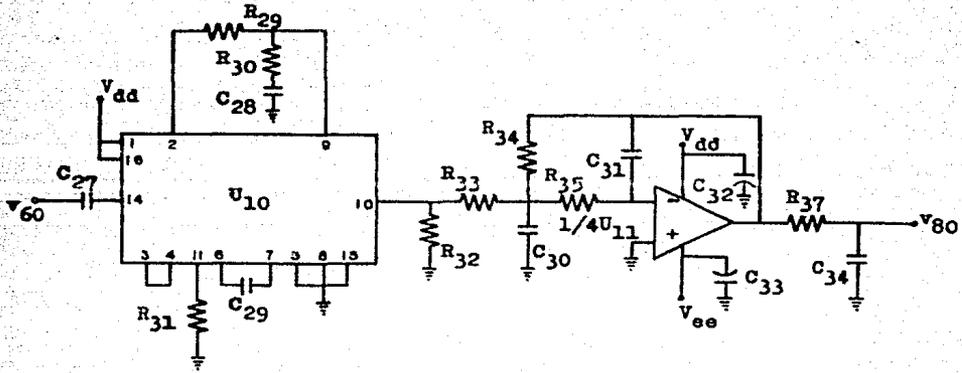


Figura 8.3

Receptor analógico. Valores e identificación de componentes en inciso (8.1.3).

R_{28} forma parte del circuito regulador zener, para disponer de -5 V , a partir de la fuente de polarización de -12 V :

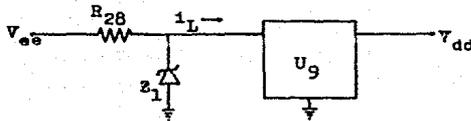


Figura 8.4 Circuito regulador para polarizar a U_g (comparador: detector de cruce por cero).

$$R_{28\max} = \frac{V_{es} - V_z}{i_{z\min} + i_{L\max}} = \frac{-12\text{V} + 5.1\text{V}}{-10\text{mA}} = 0.69\text{ k}\Omega$$

$$R_{28\min} = \frac{V_{es} - V_z}{i_{z\max} + i_{L\min}} = \frac{-12\text{V} + 5.1\text{V}}{-(\frac{250\text{mW}}{5.1\text{V}} + 6\text{mA})} = 0.12\text{ k}\Omega$$

El diodo zener usado es de 5.1V a 0.25W ; se ha supuesto que $i_{z\min} = \text{cero}$. El valor utilizado en R_{28} es: 240Ω . Con ello, se asegura que el zener no se apague ni se quemó.

C_{27} elimina el nivel D.C. de la señal F.M. que entra el PLL.

R_{43} y C_{36} constituyen un filtro paso-bajas, más que nada un integrador para atenuar el ruido de altas frecuencias en la salida del sistema.

8.1.3) Lista de partes.

Capacitores: (valores en microfarads, salvo indicación)

C ₁ = 0.1	cerámico de disco/30 V
C ₂ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₃ = 1	microfítico-radial/63 V
C ₄ = 0.1	cerámico de disco/30 V
C ₅ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₆ = 1	microfítico-radial/63 V
C ₇ = 0.1	cerámico de disco/30 V
C ₈ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₉ = 1	microfítico radial/63 V
C ₁₀ = 270 pfd	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: ±10%
C ₁₁ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₁₂ = 82 pfd	plate: cuerpo gris-franja negra, Tol: ±2%
C ₁₃ = 0.1	poliéster metalizado/250 V
C ₁₄ = 0.1	cerámico de disco/30 V
C ₁₅ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₁₆ = 1	microfítico-radial/63 V
C ₁₇ = 0.1	cerámico de disco/30 V
C ₁₈ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₁₉ = 1	microfítico-radial/63 V
C ₂₀ = 10	microfítico-axial/63 V
C ₂₁ = 0.1	poliéster metalizado/250 V
C ₂₂ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₂₃ = 0.1	poliéster metalizado/250 V
C ₂₄ = 4700 pfd	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: ±10%
C ₂₅ = 560 pfd	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: ±10%

C ₂₆ = 0.01	poliéster metalizado/250 V
C ₂₇ = 56 pfd	plate: cuerpo gris-franja negra, Tol: $\pm 2\%$
C ₂₈ = 0.01	poliéster metalizado/250 V
C ₂₉ = 82 pfd	plate: cuerpo gris-franja negra, Tol: $\pm 2\%$
C ₃₀ = 3900 pfd	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: $\pm 10\%$
C ₃₁ = 47 pfd	plate: cuerpo gris-franja negra, Tol: $\pm 2\%$
C ₃₂ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₃₃ = 470	electrolítico-radial/25 V
C ₃₄ = 3900 pfd	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: $\pm 10\%$
C ₃₅ = 10	microlítico radial/25 V
C ₃₆ = 4700	plate: cuerpo ocre-franja amarilla, Tol: $\pm 10\%$

Resistencias: (valores en ohms; potencia de 1/2W, salvo indicación)

R₁ = 10k

R₂, R₃ y R₄ dependen del voltaje de entrada (V_i):

	$\pm 1V$	$\pm 5V$	$\pm 10V$
R ₂ :	cero	820k	1M
R ₃ :	1M	220k	110k
R ₄ :	cero	cero	4.7k

R₅ = 560k

R₆ = 10k

R₇ = 18k

R₈ = 270k

R₉ = 270k

R₁₀ = 1k

R₁₁ = 470

R₁₂ = 270k

$$R_{13} = 56k \text{ a } 1/3 \text{ W}$$

$$R_{14} = 6.8k$$

$$R_{15} = 33$$

$$R_{17} = 10k$$

$$R_{18} = 4.7k$$

$$R_{19} = 560k$$

$$R_{20} = 330$$

$$R_{21} = 680$$

$$R_{22} = 1k$$

$$R_{23} = 2.2k$$

$$R_{24} = 1k$$

$$R_{25} = 2.2k$$

$$R_{26} = 100$$

$$R_{27} = 15k$$

$$R_{28} = 240$$

$$R_{29} = 1$$

$$R_{30} = 47$$

$$R_{31} = 56k \text{ a } 1/3 \text{ W}$$

$$R_{32} = 100k$$

$$R_{33} = 100k$$

$$R_{34} = 100k$$

$$R_{35} = 470$$

$$R_{37} = 2.2k$$

$$R_{38} = 56k$$

$$R_{39} = 56k$$

$$R_{40} = 68k$$

$$R_{41} = 22k$$

R_{42} depende del voltaje de entrada (V_1):

V_1 :	$\pm 1V$	$\pm 5V$	$\pm 10V$
R_{42} :	10k	47k	100k

$$R_{43} = 390$$

Resistencias variables: (valores en ohms; potencia de 3/4 W)

$V_1 = 1k$	Beckman-10 vueltas	
$V_2 = 1M$	"	"
$V_3 = 10k$	"	"
$V_4 = 20k$	"	"

Circuitos integrados:

U_1 : LM7805
 U_2 : LM7812
 U_3 : LM7912
 U_4 : TL084
 U_5 : CD4046
 U_6 : LM7812
 U_7 : LM7912
 U_8 : TL084
 U_9 : LM710
 U_{10} : CD4046
 U_{11} : TL084

Transistor:

Q_1 : ECG278

Dispositivos optoelectrónicos:

- L_1 : FED086 KIWA (fujitsu)
 L_2 : BFK 65 (centronics)

Modos:

- I_1, I_3 : LEDs indicadores
 $D_1 \dots D_{12}$: 1N4001, rectificadores
 Z_1 : zener, 5.1V a 1/4W

8.1.4) Cambios factibles en componentes.

- a) Un prototipo definitivo fue construido con las siguientes variaciones:

$$R_{14} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$C_{25} = 4700 \text{ pfd}$$

$$R_{20} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{21} = 2.2 \text{ k}\Omega$$

- b) CD4046B ó HCF4046B como U_5 : $R_{13} = 56 \text{ k}\Omega$

- c) MC14046B como U_5 : $R_{13} = 39 \text{ k}\Omega$

- ch) CD4046B ó HCF4046B como U_{10} : $R_{31} = 56 \text{ k}\Omega$

- d) MC14046B como U_{10} : $R_{31} = 39 \text{ k}\Omega$

Nota: En pruebas de laboratorio se usó preferentemente:

1°) CD4046B. -2°) MC14046B

- e) LP347 como U_{11} : $R_{37} = 1.8 \text{ k}\Omega$

6.2) Especificaciones finales.

Un procedimiento recomendable para ajustar correctamente los cuatro potenciómetros del sistema es:

- a) Mediante V_1 ajustar f_0 en aproximadamente 220 kHz (cerca de $5.3 V_{dc}$ en la terminal 9 de U_5 -CD4046B-).
- b) Con la entrada del sistema (v_i) aterrizada, se ajustan V_2 y V_3 para obtener cero V_{dc} en la salida del sistema (v_o).
- c) Aplicar voltaje máximo en la entrada (+1 V ó +5 V ó +10 V) y medir la salida: $+v_o$.
- ch) Aplicar voltaje mínimo en la entrada (-1 V ó -5 V ó -10 V) y medir la salida: $-v_o$.
- d) Comparar las magnitudes de $+v_o$ y $-v_o$.
- e) Si la magnitud $+v_o$ es mayor, disminuir f_0 y regresar al punto (b).
- f) Si la magnitud $-v_o$ es mayor, aumentar f_0 y regresar al punto (b).
- g) Si ambas magnitudes son iguales, sólo resta igualar la magnitud de salida con la magnitud de entrada ajustando V_4 .

8.2.1) Características eléctricas y mecánicas.

Alimentación:	127 V a 60 Hz
Consumo transmisor:	552 mW
Consumo receptor:	396 mW
Voltaje de entrada (v_i):	$\pm 1V$ ó $\pm 5V$ ó $\pm 10V$
Voltaje máximo de entrada:	$1.2v_i$
Impedancia de entrada:	1 M Ω
Impedancia de carga en salida (mínima):	12 k Ω
Linealidad: (dispersión no lineal):	$\leq 1 \%$
Ancho de banda:	20 kHz
Relación señal-ruido: (salida)	52 dB mínima

Conectores entrada/salida:	ENC
Tamaño físico:	12.9 x 16.6 x 5.6 cm
Temperatura de operación:	0° a 40°C

8.2.2) Características funcionales.

Frecuencia central portadora:	220 kHz típica
$\Delta f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{2}$:	120 kHz típico
Índice de modulación:	5.5 típico
Error de nivel en D.C.:	10 mV con $v_i = \pm 1V$

Nota: El potenciómetro V_i varía a f_o en un intervalo que aproximadamente comienza en 200 kHz y termina en 325 kHz; sin embargo los datos correspondientes a Δf (120 kHz) e índice de modulación (5.5) no varían más allá de una tolerancia del 10%.

8.2.3) Características ópticas.

Potencia acoplada:	-19 dB _m mínima
Sensibilidad del receptor:	-33 dB _m mínima
Atenuación óptica permisible:	14 dB _m
Longitud de onda de operación:	865 nm (típica)
Conectores ópticos:	tipo SMA

Nota: La potencia acoplada a la fibra se mide utilizando un medidor de potencia óptica en modo D.C. en la salida de un metro de fibra a partir del conector SMA.

Las pérdidas autorizadas en línea son de 11 dB_m, reservando 3 dB_m a pérdidas por envejecimiento.

El dato correspondiente a la longitud de onda de operación es el valor pico de la densidad espectral relativa, a una temperatura de 25°C.

8.2.4) Algunas gráficas de interés obtenidas en el prototipo final:

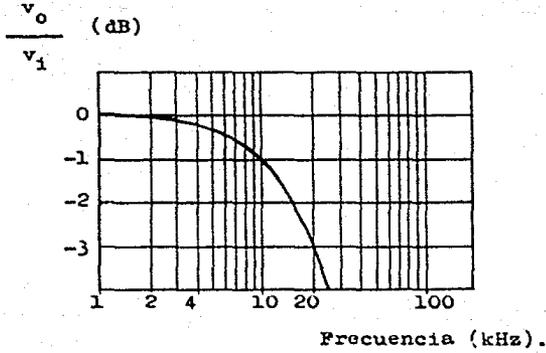
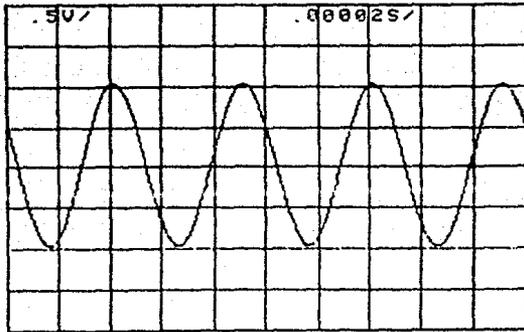
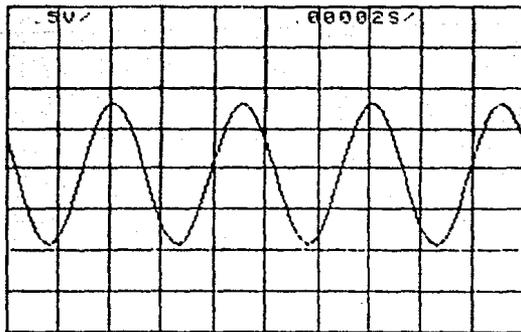


Figura 8.5

Función de transferencia de el equipo de transmisión analógico.



(a)



(b)

Figura 8.5.1 Señales de entrada (a) y de salida (b). v_i es una sinusoidal de 20 kHz con amplitud de 1 V_p.

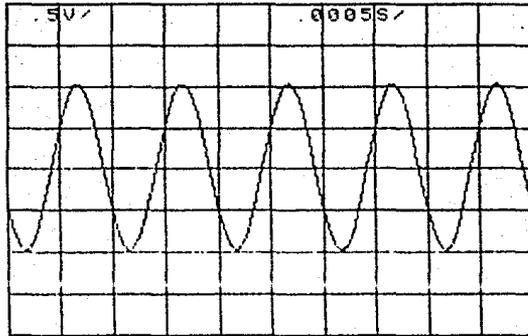


Figura 8.5.2 Señal de salida para una entrada de $1 V_p$ y frecuencia de 1 kHz.

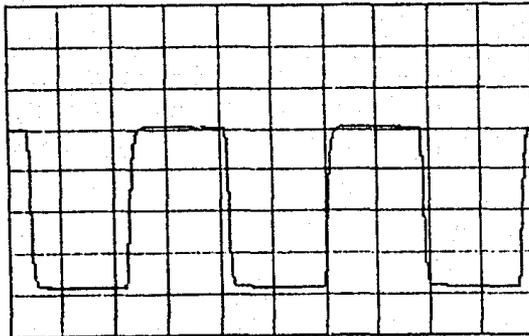


Figura 8.5.3 Señal de salida para una entrada cuadrada de $1 V_p$ y frecuencia de 5 kHz.

Voltaje de salida
relativo (v_o)

Defasamiento:
($v_1 - v_o$)

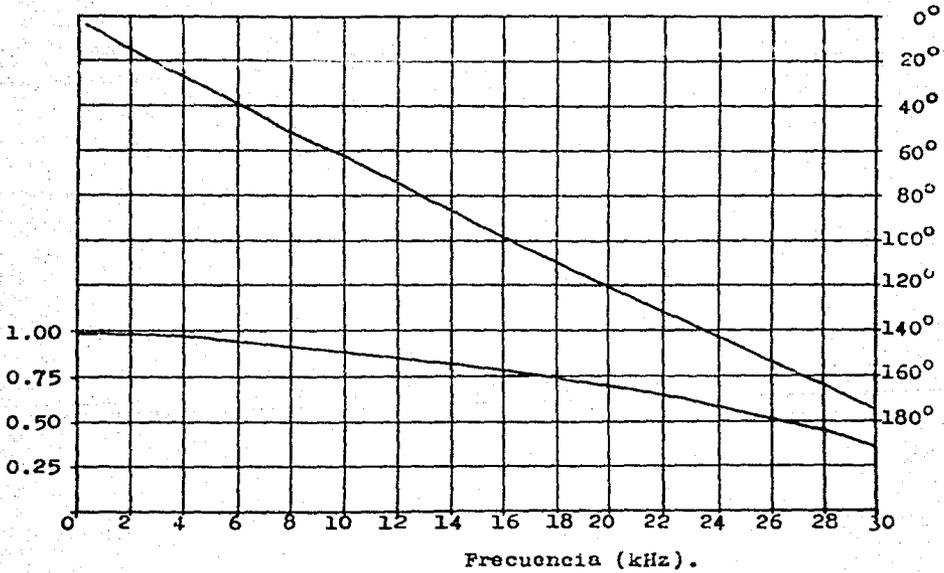


Figura 8.6 Amplitud y defasamiento de salida
contra frecuencia.

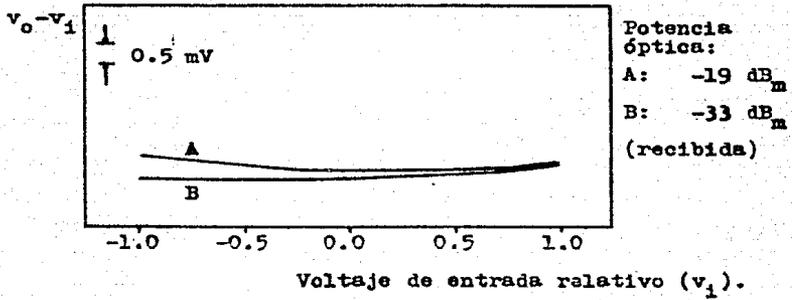


Figura 8.7 Linealidad del sistema. El ruido máximo es menor de 10 mV.

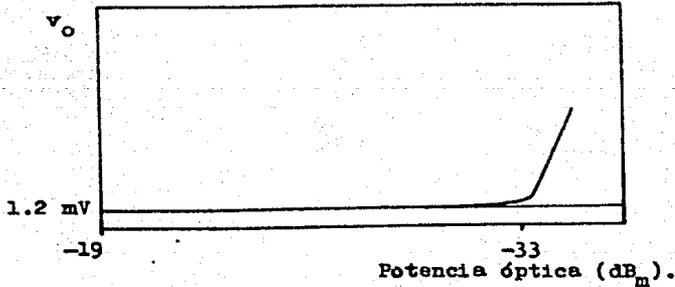
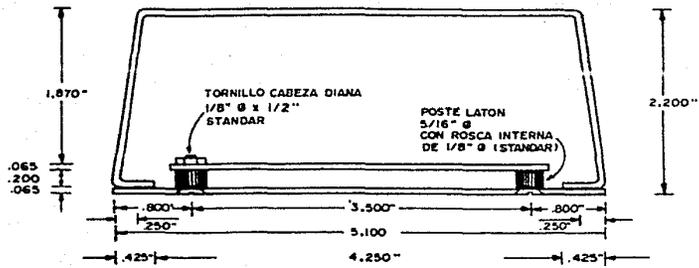


Figura 8.8 Nivel de ruido en la salida para diferentes potencias ópticas recibidas.

En las páginas siguientes se muestran algunos detalles de la envolvente mecánica:

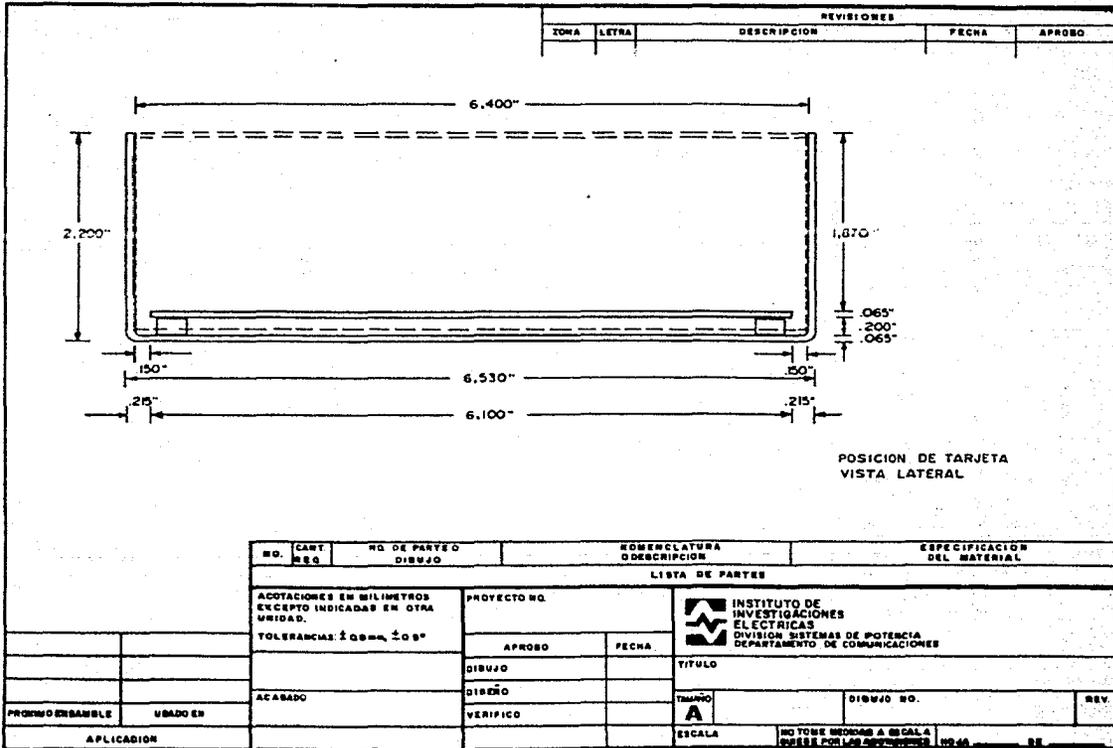
ZONA		LETRA	DESCRIPCION	FECHA	APROBO



POSICION DE TARJETA
EN VISTA POSTERIOR.

NO. CART. REG.	NO. DE PARTE O DIBUJO	denominatura o descripción	LISTA DE PARTES		ESPECIFICACION DEL MATERIAL
ACOTACIONES EN MILIMETROS EXCEPTO INDICADAS EN OTRA UNIDAD.		PROYECTO NO.	 INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELÉCTRICAS DIVISION SISTEMAS DE POTENCIA DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES		
TOLERANCIAS: ±0.09mm, ±0.6°		APROBO			
PROBADO	USADO EN	DIBUJO	DISEÑO	VERIFICADO	DIBUJO NO.
APLICACION		ESCALA		NO TOMAR MEDIDAS A ESCALA (MERECE POR LAS ACOTACIONES)	

		REVISIONES			
		ZONA	LETRA	DESCRIPCION	FECHA
<div style="border: 1px solid black; width: 450px; height: 350px; margin: 0 auto; position: relative;"> <div style="position: absolute; top: -20px; left: 50px;">8.530"</div> <div style="position: absolute; right: -20px; top: 50px;">5.100"</div> </div>		<p style="text-align: center;">VISTA SUPERIOR</p>			
		NOMENCLATURA O DESCRIPCION		ESPECIFICACION DEL MATERIAL	
		LISTA DE PARTES			
ADJUSTAJES EN MILIMETROS EXCEPTO INDICADOS EN OTRA UNIDAD. TOLERANCIAS: ± 0.05mm, ± 0.5°		PROYECTO NO.		 INSTITUTO DE INVESTIGACIONES ELECTRICAS DIVISION SISTEMAS DE POTENCIA DEPARTAMENTO DE COMUNICACIONES	
		APROBO			
FORMA ORIGINAL USADO EN APLICACION		DISEÑO		TITULO	
		VERIFICO		DISEÑO NO.	
		Escala		REV.	



8.2.5) Notas aclaratorias.

Las variaciones de " f_0 " que existen de un equipo a otro, se deben a factores como:

- Los reguladores de voltaje U_2 y U_6 proporcionan algún voltaje perteneciente al intervalo de 11.7 V hasta 12.3 V.
- C_{12} y C_{29} tienen una tolerancia del 2% en su capacitancia nominal.
- R_{13} y R_{31} tienen una tolerancia del 5% en su valor nominal.
- Como U_5 y U_{10} son utilizados: a) CD4046.- b) MC14046.- c) HCF4046, cada uno de los cuales tiene un comportamiento diferente: aun bajo las mismas condiciones de prueba, no proporcionan una misma " f_0 ".
- La tolerancia en los valores de U_4 , obligó a tratar de obtener una f_0 en el rango de los 200 kHz, a fin de conservar la facilidad del sistema a emplear cualquier marca de PLL en U_5 y en U_{10} .

Existe la posibilidad de que durante el procedimiento de ajuste de los potenciómetros V_1 , V_2 y V_3 , nunca llegue a cumplirse la condición expuesta en el punto (g) del inciso 8.2, es decir, la gráfica v_0 vs. v_1 no describirá una recta a 45° , aunque la linealidad menor a 1% se conservará. Para corregir la situación anterior, basta cambiar U_5 ó U_{10} .

Es necesario advertir que tanto el circuito transmisor como el circuito receptor, están conectados a tierra física.

Se ha proporcionado, como una de las características funcionales del sistema, el error de nivel en D.C. con el dato: 10 mV (cuando $v_1 = \pm 1$ V). Este dato corresponde al voltaje D.C. originado por un aumento súbito de la temperatura del medio donde se encuentra el circuito transmisor. En seguida se muestra una tabla de condiciones realizadas bajo temperatura del medio sin cambios bruscos:

T (°C)	Relación señal-ruido (dB)	f_o (kHz)	v_o (V _{DC})	
23.5°	60	202.0	0.000	Ajuste inicial.
52.0°	53	203.0	-0.004	Ambos circuitos en 52°C.
52.0°	60	202.8	+0.001	Transmisor en 52°C, Receptor en 23°C.

Figura 8.10 Error de nivel en D.C.

De la anterior tabla, es posible concluir que el error de nivel en D.C., bajo condiciones normales, será de alrededor de 5mV cuando la configuración de los circuitos acepte señales $v_1 = \pm 1$ V. Si el sistema se ensambla para aceptar señales de ± 5 V y ± 10 V, el error de nivel en D.C. aumenta hasta 25 mV y 50 mV, respectivamente.

8.3) Aplicaciones.

Comparación con un sistema existente en el mercado que cumple una función semejante.

El equipo terminal descrito en el presente trabajo, es capaz de transmitir señales analógicas de voltaje entre D.C. y 20 kHz, con un bajo error de transmisión en D.C., alta linealidad y alta relación señal-ruido. Su uso en instrumentación puede explicarse como:

- a) Transmisión de señales de control a partir de actuadores ó a partir de transductores.
- b) Transmisión de audio entre estudios.
- c) Transmisión de datos a baja velocidad (4.8 kb/seg, por ejemplo) y en general, transmisión de señales analógicas entre lugares donde exista ruido eléctrico a evitar.

Por otra parte, vale la pena comparar el presente equipo de transmisión, con uno de los producidos por la firma "Fiber Link" (Analog Transmission Systems):

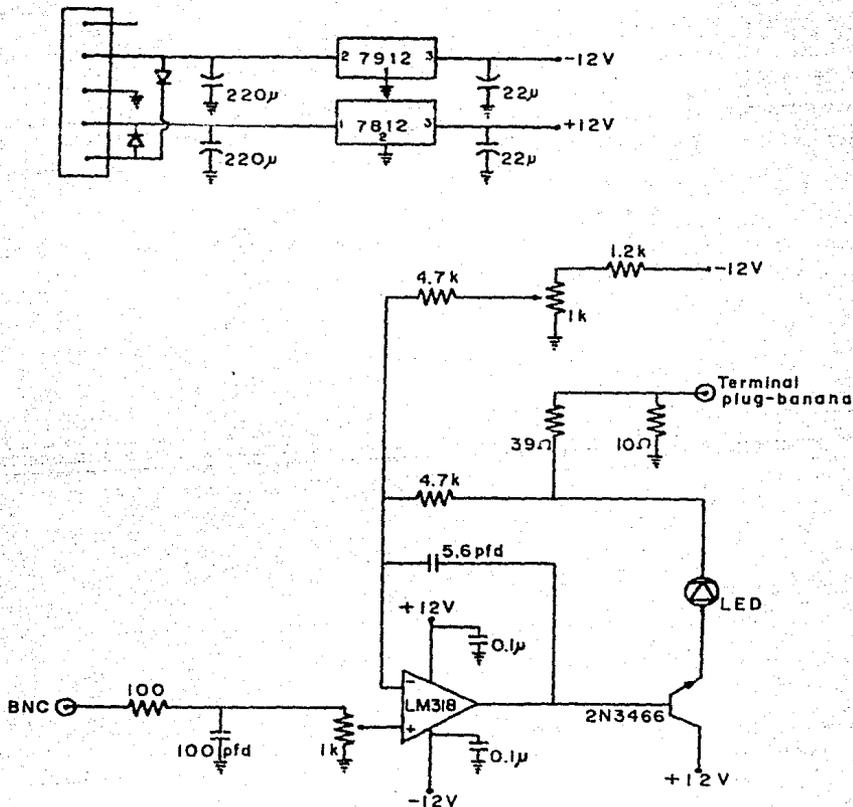


Figura 8.11 Circuito transmisor analógico "Fiber Link".

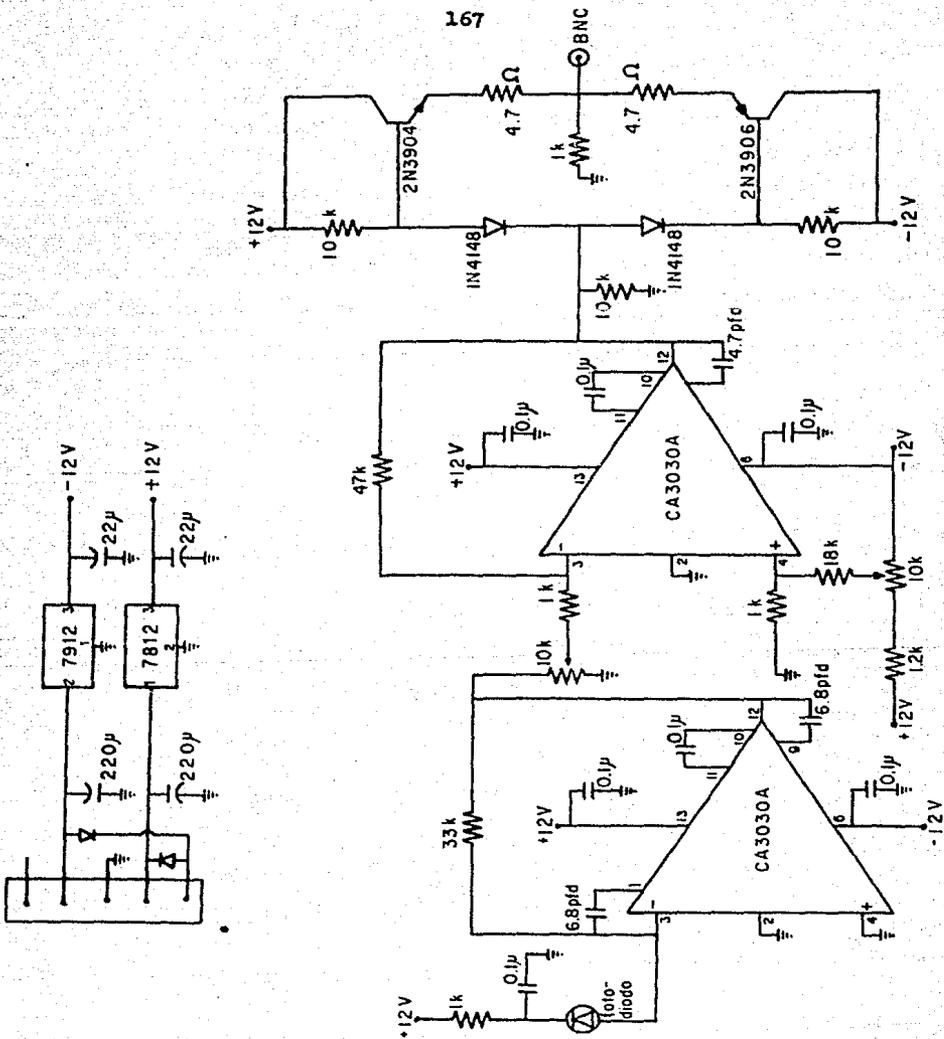


Figura 8.12 Circuito receptor analógico "Fiber Link".

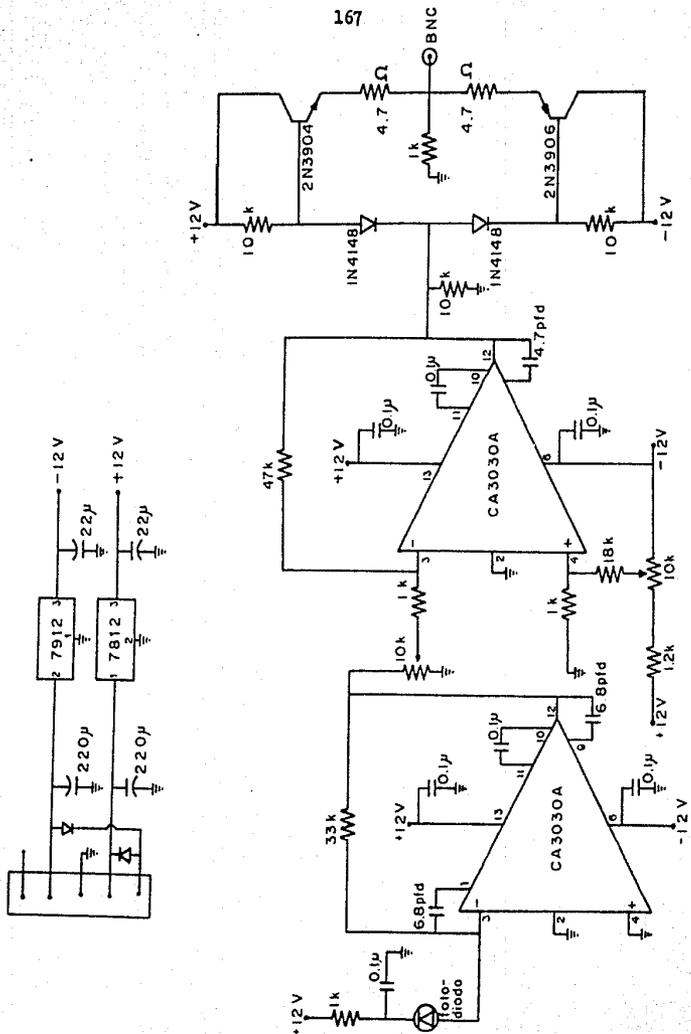


Figura 8.12 Circuito receptor analógico "Fiber Link".

FIBER LINK: XA-1000 RA-1000 Analog Transmission System			
	Especificaciones declaradas	Especificaciones medidas	Equipo terminal TESIS
Ancho de banda	DC → 5MHz	DC → 2.9MHz	DC → 20kHz
Impedancia de entrada	1 k Ω	0.85k → 1k Ω	1 N Ω
Voltaje máximo de entrada	10 V _{rms}	10 V _{rms}	12 V _{rms}
Rango dinámico	50 dB	11 dB _m	14 dB _m
Linealidad	1% 10Hz → 3.5MHz	1% 10Hz → 2.8MHz	1% DC → 20kHz
Nivel de ruido en la salida v _i = cero V	1mV _{rms}	10mV _{pp}	6mV _{pp} típico
Impedancia de carga mínima	1 k Ω	10 k Ω	12 k Ω
Error de nivel en DC (30 min. calentamiento)	10 mV/ °C	10 mV/ °C	10 mV para v _i = ±1V
Sensibilidad del receptor	-30 dB _m	-26dB _m a -28dB _m	-33 dB _m
Longitud de onda de operación	820 nm		865 nm
Conectores ópticos	tipo SMA		tipo SMA
Tamaño físico	6.4x12x3.2cm		12.9x16.6x5.6cm
Alimentación	±15V _{DC} → ±25V _{DC} ó bien: 14V _{rms} → 18V _{rms}		voltaje de línea: 127 V

8.3.1) Observaciones respecto al equipo "Fiber Link"
(XA-1000 RA-1000).

- Se trata de un equipo cuyo transmisor modula directamente al LED (que tiene una buena linealidad). Tiene como principal inconveniente, la necesidad de ajustar los circuitos para una sola potencia óptica a recibir; al aparecer pérdidas por envejecimiento en la fibra óptica, es necesario reajustar los circuitos.
 - Al disminuir la potencia óptica recibida, disminuye proporcionalmente la magnitud de la señal en la salida del sistema.
 - El rango dinámico se refiere al intervalo de potencias ópticas aceptables por el circuito receptor. El dato proporcionado por el fabricante (50 dB) es demasiado elevado, lo cual insinúa que en él, no se consideran las pérdidas ineludibles que ocurren en los conectores.
 - El nivel de ruido en la salida proporcionado por el fabricante ($1 V_{rms}$), corresponde a una potencia óptica elevada recibándose ($-18 dB_m$ por ejemplo), puesto que dicho nivel de ruido es inversamente proporcional respecto a la potencia recibida. El uso de fuentes de alimentación reguladas también influye en su mejoramiento.
 - No fue posible obtener el ancho de banda declarado de 5 MHz, aunque hay que advertir que el ancho de banda aumenta al crecer la potencia óptica recibida.
 - Al disminuir la potencia óptica incidente en el receptor, ocurre distorsión a elevadas frecuencias y un nivel de voltaje DC aparece en la salida del sistema (por el contrario, en el equipo terminal de la presente tesis siempre muestra una sensibilidad de $-33 dB_m$).
 - El precio unitario de este equipo es: US \$195 (transmisor) y de US \$235 (receptor); total: US \$430.
- Precios actualizados a octubre de 1983 según "Math Associates, Inc." (Westbury, NY -USA-).

APENDICE A
PHASE-LOCK LOOP 4046B.

El CD4046B es un Phase-Lock Loop (PLL) de bajo consumo de potencia que encuentra sus principales aplicaciones en: a) Modulación-Demodulación FM y PSK.- b) Síntesis de frecuencia.- c) Discriminador de frecuencia.- ch) Sincronización de datos.- d) Conversión voltaje a frecuencia.- e) Decodificación de tonos.- f) Control de velocidad en motores.

Su diagrama a bloques y asignación de terminales es la siguiente:

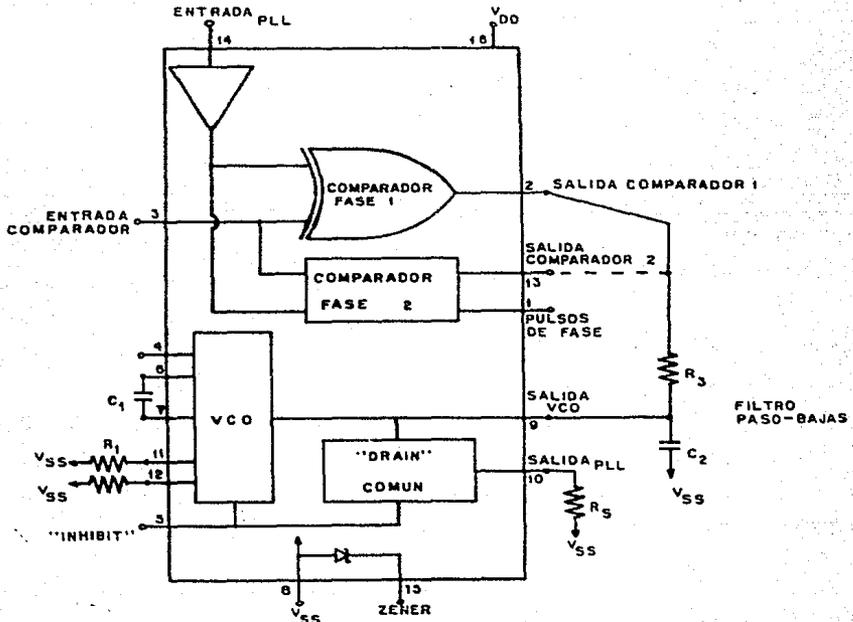


Figura A.1 CD4046B. Ver: "COS/MOS INTEGRATED CIRCUITS" (RCA).

Sin embargo, el diagrama a bloques del circuito finalmente utilizado puede representarse de este modo:

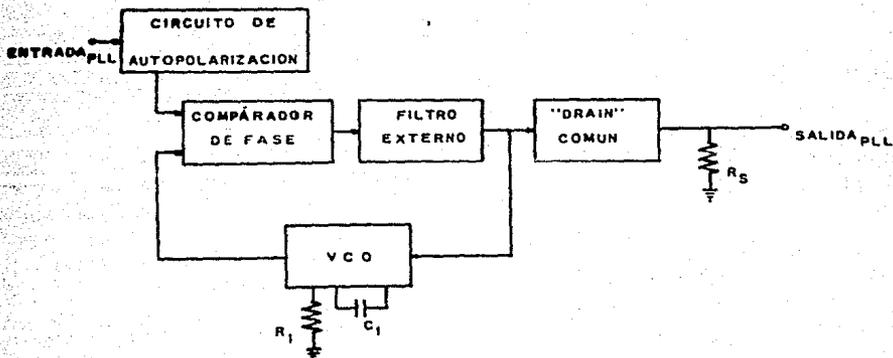


Figura A.2 Diagrama a bloques del PLL utilizado como demodulador.

El VCO requiere un capacitor externo (C_1) y una ó dos resistencias externas (R_1 y R_2).

R_1 y C_1 determinan el rango de frecuencias del VCO, mientras que R_2 permite al VCO disminuir su desviación de frecuencia; la figura 5.5 del capítulo 5, muestra la frecuencia del VCO en función del voltaje D.C. aplicado a su terminal de control (sin utilizar a R_2), en caso de asignarse a R_2 un valor finito, las frecuencias mínima y máxima del VCO estarían más cerca de f_0 .

El VCO tiene una muy alta impedancia de entrada (del orden de $10^{12} \Omega$), que permite simplificar el diseño del filtro paso-bajas, haciendo factible la elección de una amplia gama de valores RC.

Además, a fin de no cargar al filtro, un "drain común" ha sido colocado en la entrada del VCO; en su salida (source) se obtiene la

señal demodulada (terminal 10); si esta terminal debe ser usada, tiene que colocarse una resistencia de carga (R_g) de 10 k Ω ó mayor; en caso contrario, debe dejarse "flotando".

Un "cero" lógico en la terminal "inhibit" (pin 5), habilita al VCO y al "drain" común, mientras que un "uno" lógico los deshabilita. Lo anterior tiene por objeto minimizar el consumo de potencia. Cabe recordar que los niveles lógicos COS/MOS están dados como sigue:

$$\text{Nivel "cero"} < 0.3(V_{dd} - V_{ss})$$

$$\text{Nivel "uno"} > 0.7(V_{dd} - V_{ss})$$

Los circuitos CMOS están hechos utilizando dispositivos MOSFET de canales "p" y "n"; el circuito de simetría complementaria es el COS/MOS, COSMOS, ó más simplemente, lógica CMOS.

A.1) Voltage Controlled Oscillator (VCO).

Se ha mencionado que el VCO no debe afectar el diseño del filtro paso-bajas; esto se debe a que presenta como entrada a un transistor MOSFET, teniéndose una impedancia del orden de $10^{12}\Omega$. En la siguiente figura se muestra esquemáticamente el diagrama del oscilador controlado por voltaje. Conviene decir que, en tal diagrama, los transistores N_1 representan transistores MOSFET de canal "n", mientras que los P_1 representan MOSFET de canal "p". Recuérdese que la operación del MOSFET es similar a la del JFET. Véase: "Electronic Circuits" Pag.: 139-145.

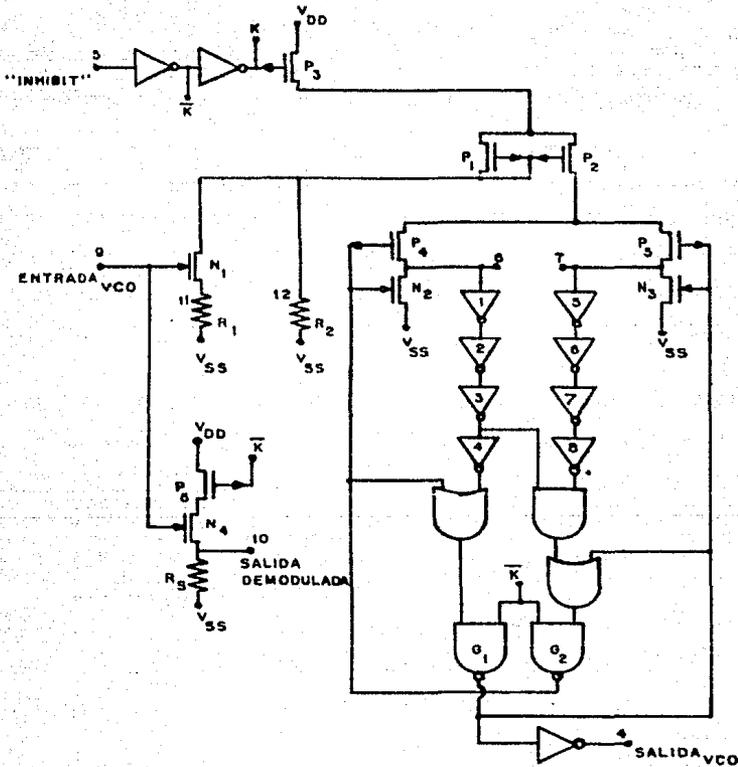


Figura A.3 Oscilador controlado por voltaje en el CD4046B.

El circuito opera de la siguiente forma: cuando la terminal "inhibit" (pin 5) está en "cero lógico" P_3 se enciende, conectando el "source" de P_1 y P_2 a V_{dd} . N_1 junto con R_1 conforman una configuración en "drain" común ("source follower"); dicha resistencia R_1 debe ser mayor que la resistencia de encendido de N_1 ($10\text{ k}\Omega$). La corriente a través de R_1 es linealmente dependiente del voltaje de entrada al VCO; esta misma corriente fluye a través de P_1 , el cual, junto con P_2 , forman un espejo de corrientes, es decir, la corriente a través de P_2 es igual a la corriente a través de P_1 , independientemente del voltaje en "drain" de P_2 . La resistencia R_2 añade una corriente constante a P_1 , que es independiente del voltaje de entrada (esto origina una disminución de la desviación de frecuencia del VCO).

El flip-flop R-S, formado por las compuestas G_1 y G_2 , enciende P_4 y N_3 ó bien, P_5 y N_2 , una terminal del capacitor externo C_1 está, por lo tanto, a potencial de tierra, mientras que su otra terminal está cargándose por la corriente proporcionada por P_2 . Tan pronto como C_1 se carga lo suficiente para alcanzar el punto de transferencia de los inversores 1 ó 5, el flip-flop cambia de estado.

Ahora, el lado cargado del capacitor va a tierra y la terminal restante va a negativo, descargándose a través del diodo-"drain" del dispositivo "n" correspondiente (que está apagado). Inmediatamente un nuevo ciclo comienza.

Asumiendo que los inversores 1 y 5 tienen el mismo punto de transferencia, el VCO tiene un ciclo de trabajo del 50%. Los inversores: 1 a 4 y 5 a 8 sirven para varios propósitos: 1) Proporcionan una señal cuadrada a la entrada del flip-flop.- 2) Mantienen baja disipación a través del uso de configuraciones de alta impedancia.- 3) Proporcionan un cierto retardo de tiempo para asegurar un cambio

de estado adecuado en el flip-flop.

A.2) Circuito de autopolarización.

El circuito de autopolarización mencionado anteriormente, tiene especial utilidad cuando la señal de entrada presenta una amplitud de voltaje pequeña, ya que ésta es ajustada en la región lineal del amplificador. Por esta razón, el fabricante recomienda acoplar mediante un capacitor en la entrada de la malla toda señal con bajo nivel de amplitud.

A.3) Comparador de fase.

La entrada del sistema PLL (terminal 14) puede estar directamente acoplada a la señal modulada de entrada si ésta se encuentra dentro de los niveles lógicos COS/MOS. Para una amplitud menor, la señal de entrada debe acoplarse a través de un capacitor, a fin de asegurar que tal señal tenga efecto sobre los circuitos digitales del comparador de fase.

El comparador de fase uno, es un circuito OR exclusivo que habilita al sistema a permanecer en el rango de mantenimiento, aún en presencia de altos niveles de ruido en la entrada.

Una característica de este tipo de comparador de fase es que puede permanecer en el rango de mantenimiento si las frecuencias de entrada están cerca de las armónicas de la frecuencia central del VCO. Una segunda característica es que el ángulo de fase entre la señal de entrada al sistema y la señal del VCO varía entre 0° y 180° y es de 90° en la frecuencia central.

En seguida, se muestran algunas formas de onda involucradas en el comparador de fase uno:

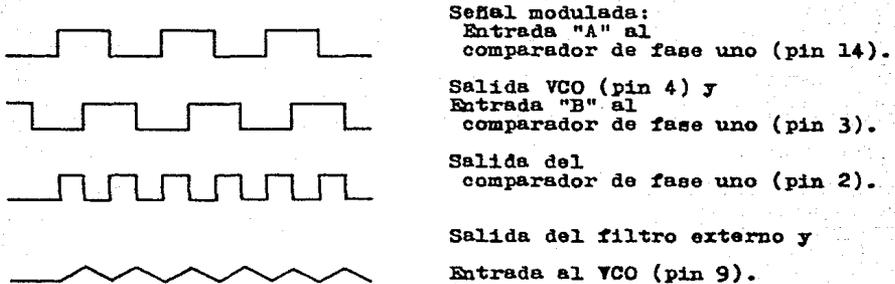


Figura A.4 Formas de onda típicas para el CD4046B empleando al comparador de fase uno, en el rango de mantenimiento, en f_0 .

A.4) Información de diseño.

La siguiente, es una guía de diseño para aproximar los valores de componentes externos al CD4046B.

Fácilmente puede observarse que todas las ecuaciones aquí descritas tienen la pura intención de ser un medio de aproximación a los valores de los componentes necesarios; de modo que, la experimentación en laboratorio es imprescindible para determinar los valores definitivos.

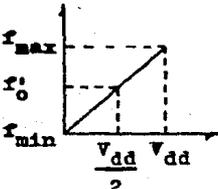
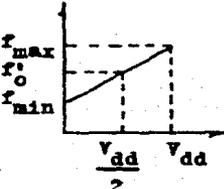
INFORMACION DE DISEÑO		
Frecuencia del VCO	$R_2 \rightarrow \infty$ VCO sin offset 	$R_2 < \infty$ VCO con offset 
	Rango de mantenimiento ($2f_L$) $2f_L = \text{rango total de frecuencias VCO}$ $2f_L = f_{\max} - f_{\min}$	
Rango de captura ($2f_C$)	Depende de las características del filtro paso-bajas.	$f_C = f_L$
$f_{\min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32\text{pfd})}$ $f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32\text{pfd})} + f_{\min}$	si $V_{\text{vco}} = V_{\text{ss}}$ si $V_{\text{vco}} = V_{\text{dd}}$	

Figura A.5 Información de diseño.

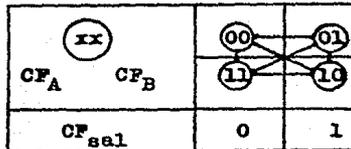
Deben tenerse en cuenta los siguientes intervalos para los componentes externos finalmente empleados:

$$10 \text{ k}\Omega \ll R_1 \ll 1 \text{ M}\Omega$$

$$10 \text{ k}\Omega \ll R_2 \ll 1 \text{ M}\Omega$$

$$C_1 \gg 50 \text{ pfd si } V_{dd} \gg 10 \text{ V}$$

Continuando con la información de diseño proporcionada por el fabricante:



CF.- Comparador de fase.

Figura A.6 Diagrama de estado para el comparador de fase uno.

Respecto al filtro paso-bajas:

$$R_4 C_2 = \frac{6}{f_{\max}} - \frac{1}{2\pi \Delta f}$$

$$(R_3 + 3\text{k}\Omega)C_2 = \frac{100 \Delta f}{f_{\max}^2} - R_4 C_2$$

$$\text{donde: } \Delta f = f_{\max} - f_{\min}$$

en ocasiones, en lugar de R_3 se colocan dos resistencias en serie de valor $R_3/2$ cada una. En tal caso, un capacitor de acoplo " C_c " se conecta desde su unión hasta tierra. El valor para C_c debe ser tal que, la frecuencia de corte de este circuito "T" no afecte significativamente a ω_n .

Continuando con las ecuaciones referentes al filtro paso-bajas, cabe recordar la frecuencia natural:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_d k_o}{C_2(R_3 + R_4)}}$$

el coeficiente de amortiguamiento natural:

$$\zeta = 0.5 \omega_n \left(R_3 C_2 + \frac{1}{k_d k_o} \right)$$

la función de transferencia para el filtro usado en el presente equipo:

$$F(s) = \frac{S(R_3 C_2) + 1}{S(R_3 C_2 + R_4 C_2) + 1}$$

además, el fabricante proporciona las expresiones necesarias para obtener las sensibilidades del detector de fase y del VCO:

$$k_d = \frac{V_{dd}}{\pi} \quad \text{para el comparador de fase uno.}$$

$$k_o = \frac{2\pi \Delta f}{V_{dd} - 2V_{ss}}$$

A.5) Demodulación P.M.

Si un PLL es utilizado en la demodulación de una señal modulada en frecuencia, el VCO sigue la frecuencia instantánea de dicha señal. El voltaje de entrada al VCO, que corresponde a la señal de error proporcionada por el detector de fase, ya filtrada, es el voltaje de la señal demodulada.

El comparador de fase uno es usado en la presente aplicación, debido a sus características de alto rechazo al ruido en la señal de entrada.

BIBLIOGRAFIA.

---ICAN-6101 "The RCA COS/MOS PLL"

---ICAN-6532 "Fundamental of Testing COS/MOS Integrated Circuits"

---ICAN-6525 "Guide to Better Handling and Operation of CMOS Integrated Circuits"

Los tres anteriores escritos se incluyen en:

---"COS/MOS INTEGRATED CIRCUITS" (RCA)

---"LOGIC DATA BOOK I"

National Semiconductor (1984).

---"CMOS/PMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA"

Motorola (1984).

---"ELECTRONIC CIRCUITS"

D.L. Schilling, Ch. Belove.

McGraw-Hill (1979).

---"ELECTRONICA: TEORIA DE CIRCUITOS"

R. Boylestad, L. Nashelsky. (1983).

SECCION IV: CONCLUSION.

SECCION IV: CONCLUSION.

Se ha presentado el diseño y la realización experimental de un sistema transmisor-receptor por fibras ópticas de señales provenientes de transductores. Las mediciones realizadas muestran buenas características en linealidad, ancho de banda y relación señal-ruido, comparables con equipos comerciales de valor superior.

La tecnología de este sistema ha sido transferida a una industria mexicana (condumex) que lo produce actualmente.

Como trabajo futuro se ha planeado el diseño de equipos similares pero con ancho de banda superior y mejores características de blindaje contra interferencia electromagnética (EMI), aislamiento eléctrico del transmisor y protección contra descargas de alto voltaje ó corto-circuitos; todo ello, para aplicaciones en zonas de alta tensión.