



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

A LOS ASISTENTES A LOS CURSOS

Las autoridades de la Facultad de Ingeniería, por conducto del jefe de la División de Educación Continua, otorgan una constancia de asistencia a quienes cumplan con los requisitos establecidos para cada curso.

El control de asistencia se llevará a cabo a través de la persona que le entregó las notas. Las inasistencias serán computadas por las autoridades de la División, con el fin de entregarle constancia solamente a los alumnos que tengan un mínimo de 80% de asistencias.

Pedimos a los asistentes recoger su constancia el día de la clausura. Estas se retendrán por el periodo de un año, pasado este tiempo la DECFI no se hará responsable de este documento.

Se recomienda a los asistentes participar activamente con sus ideas y experiencias, pues los cursos que ofrece la División están planeados para que los profesores expongan una tesis, pero sobre todo, para que coordinen las opiniones de todos los interesados, constituyendo verdaderos seminarios.

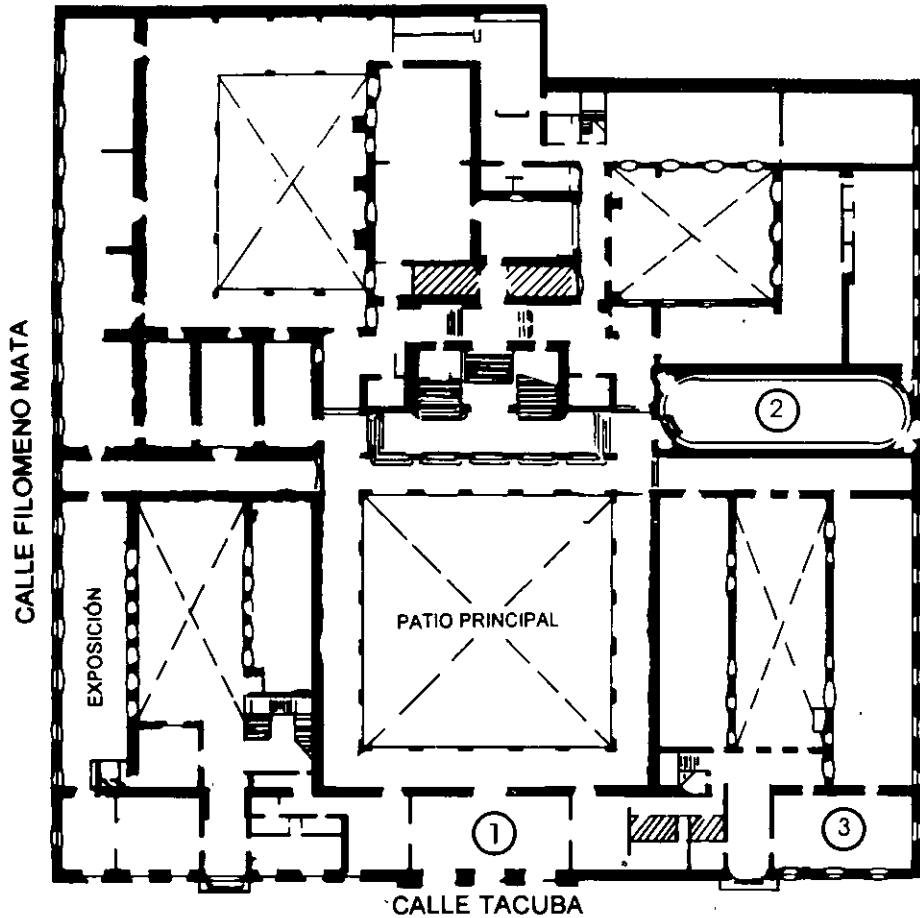
Es muy importante que todos los asistentes llenen y entreguen su hoja de inscripción al inicio del curso, información que servirá para integrar un directorio de asistentes, que se entregará oportunamente.

Con el objeto de mejorar los servicios que la División de Educación Continua ofrece, al final del curso deberán entregar la evaluación a través de un cuestionario diseñado para emitir juicios anónimos.

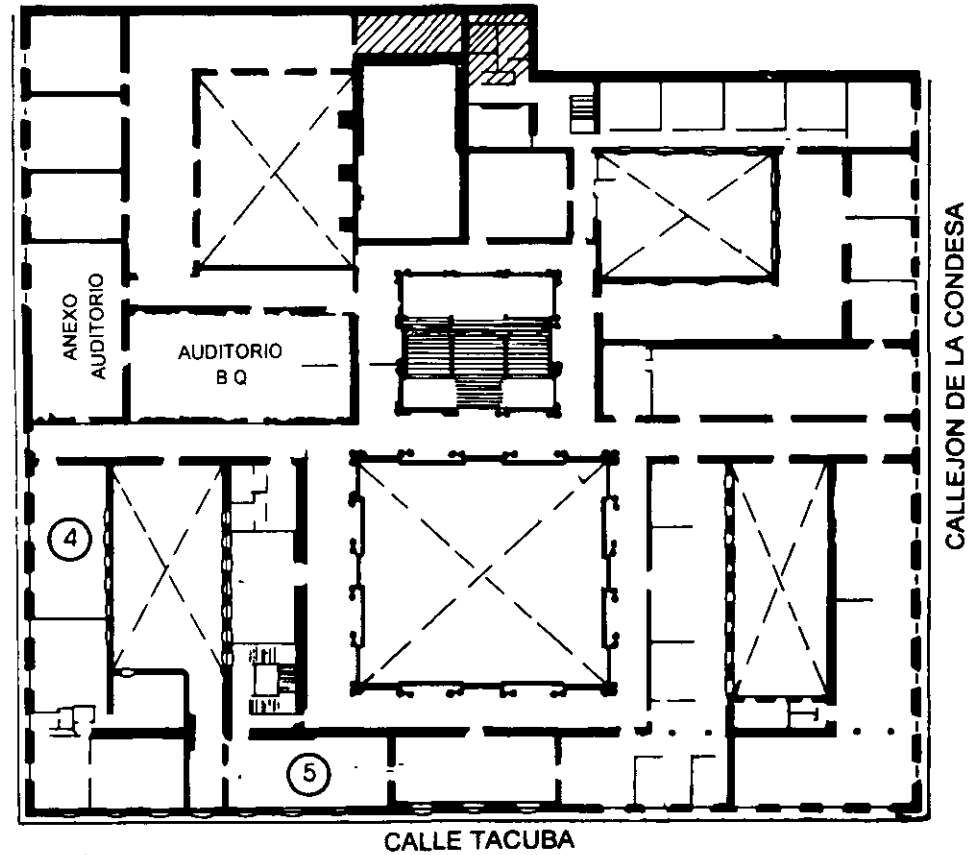
Se recomienda llenar dicha evaluación conforme los profesores impartan sus clases, a efecto de no llenar en la última sesión las evaluaciones y con esto sean más fehacientes sus apreciaciones.

**Atentamente
División de Educación Continua.**

PALACIO DE MINERIA

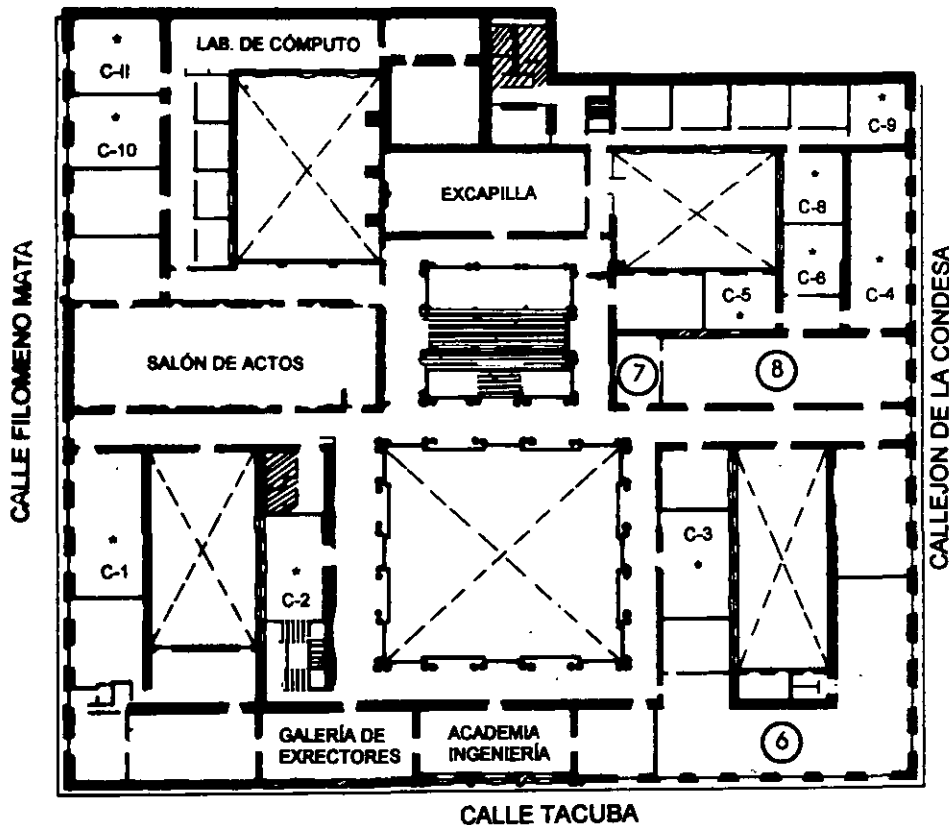


PLANTA BAJA



MEZZANINNE

PALACIO DE MINERÍA



GUÍA DE LOCALIZACIÓN

1. ACCESO
 2. BIBLIOTECA HISTÓRICA
 3. LIBRERÍA UNAM
 4. CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN "ING. BRUNO MASCANZONI"
 5. PROGRAMA DE APOYO A LA TITULACIÓN
 6. OFICINAS GENERALES
 7. ENTREGA DE MATERIAL Y CONTROL DE ASISTENCIA
 8. SALA DE DESCANSO
- SANITARIOS
- * AULAS

1er. PISO



DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERÍA U.N.A.M.
CURSOS ABIERTOS

DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA



DIVISION DE EDUCACION CONTINUA FACULTAD DE INGENIERIA UNAM.
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS
CA114

DURACION 20 HORAS

FECHA	HORARIO	MODULO	INSTRUCTOR
LUNES	17:00-19:00	INTRODUCCION	M. I. CESAR ENRIQUE BENITEZ JOYNER
27 DE AGOSTO	19:00-21:00	CIRCUITOS DE COMUNICACION	M. I. JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ
MARTES	/	COMUNICACIONES DIGITALES	M. I. MARIO PEÑA M. I. ARTURO G. HERMOSILLO ING. ROMAN OSORIO COMPARAN ING. ERNESTO LEYVA MACIAS M. I. HUMBERTO GOMEZ NARANJO M. I. ARTURO HARO RUIZ
28 DE AGOSTO			
MIERCOLES		REDES DE TELEFONIA	M. I. FEDERICO VARGAS SANDOVAL M. I. HECTOR HERNANDEZ GARCIA
29 DE AGOSTO	17:00-21:00		
JUEVES	17:00-19:00	ANTENAS Y PROPAGACION	ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGAN PAZ
30 DE AGOSTO	19:00-21:00	GUIAS DE ONDA	ING. LETICIA ROJAS ANZALDO
VIERNES		FUNDAMENTOS DE TELEVISION	ING. MARIO IBARRA PEREYRA
31 DE AGOSTO	17:00-21:00.		

**DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM.**

**SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS
27 AL 31 DE AGOSTO 2001.
17:00 – 21:00 hrs.**

- | | | |
|-------|--|---|
| 1 | Introducción | Lunes 27 de agosto |
| 1.1 | TIPOS DE SEÑALES | M. en I. César Enrique Benítez Joyner |
| 1.2 | Técnicas de Modulación | |
| 1.3 | Transmisión | |
| 1.4 | Recepción | |
| 1.5 | Canales | |
| 1.6 | espectro | |
| 1.7 | Ruido | |
| 2 | Circuitos de comunicación | Lunes 27 de agosto |
| 2.1 | Amplificadores sintonizados | M. en I. José Ismael Martínez López |
| 2.2 | Osciladores sinusoidales | |
| 2.3 | Mezcladores de frecuencia | |
| 2.4 | Moduladores y demoduladores | |
| 3 | Comunicaciones digitales | Martes 28 de agosto |
| 3.1 | Modulación digital | M. en I. Mario Peña |
| 3.2 | Encripción de datos | M. en I. Arturo G. Hermosillo |
| 3.3 | Comunicación de datos | Ing. Román Osorio Comparan
Ing. Ernesto Leyva Macías |
| 3.4 | Interfases | M. en I. Humberto Gómez Naranjo |
| 3.5 | Aplicaciones de comunicaciones digitales | M. en I. Arturo Haro Ruiz |
| 4 | Redes de Telefonía | Miércoles 29 de agosto |
| 4.1 | Fundamentos de telefonía | M. en I. Federico Vargas Sandoval |
| 4.2 | Telefonía móvil y celular | M. en I. Héctor Hernández García |
| 4.2.1 | GSM | |
| 4.2.2 | PSC-1900 | |

**DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA
FACULTAD DE INGENIERIA, UNAM.**

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS

5 Antenas y propagación

Jueves 30 de agosto

- 5.1 Parámetros fundamentales
- 5.2 Clasificación de antenas
- 5.3 Antenas lineales
- 5.4 Caracterización de antenas

Ing. Ma. del Rosario Barragán Paz

6. Guías de onda

Jueves 30 de agosto

- 6.1 Tipos de guías de onda
- 6.2 Componentes y dispositivos para microondas
- 6.3 Modos de transmisión
- 6.4 Antenas para microondas
- 6.5 Aplicaciones

Ing. Leticia Rojas Anzaldo

7. Fundamentos de televisión

Viernes 31 de agosto

- 7.1 Fundamentos de televisión
- 7.2 Televisión digital

Ing. Mario Ibarra Pereyra

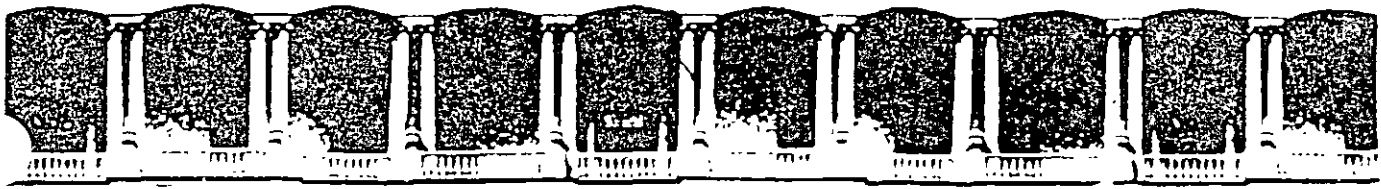
**FACULTAD DE INGENIERIA
EDUCACIÓN CONTINUA**

Señales, Circuitos y Sistemas de Comunicaciones Electrónicas

26 al 31 de Agosto 2001

17:00 - 21.00 hrs.

INSTRUCTOR	TELEFONO	e-mail
Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz	562-20951 562-20955	chary@cancun.fi-a.unam.mx r_barraganpaz@mailcity.com
M. en I. Enrique Benítez Joyner	562-28181	joyner_enrique@hotmail.com
Ing. Víctor García Garduño	562-23064	francia@marconi.fi-b.unam.mx
M. en I. Arturo G. Hermosillo	562-23572	arturoherm@yahoo.com
M. en I. Humberto Gómez Naranjo	562-23572	gomezh@leibniz.iimas.unam.mx
M. en I. Luis Arturo Haro Ruiz	562-23572	lharo@cronos.fi-b.unam.mx
Ing. Mario Alfredo Ibarra Pereyra	562-23061	maixx@prodigy.net.mx
M. en I. José Ismael Martínez López	562-23114	ismartz@servidor.unam.mx
Ing. Román Osorio Comparán	562-23572	roman@servidor.unam.mx
Ing. Leticia Rojas Anzaldo	5525-7012	anzaldo2001@hotmail.com
M. en I. Federico Vargas Sandoval	562-23063	fevasa@fi-b.unam.mx



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

CIRCUITOS DE COMUNICACION

**EXPOSITOR: M. EN I. JOSE ISMAEL MARTINEZ LOPEZ
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

Circuitos de Comunicación.

M.I. José Ismael Martínez López.
F.I. UNAM.

Índice General

1	Amplificadores Sintonizados.	3
1.1	Circuitos Sintonizados RLC.	3
1.1.1	Circuito Resonante Serie.	3
1.1.2	Circuito Resonante Paralelo.	6
1.1.3	Modelo del TBJ a Altas Frecuencias.	9
1.1.4	Modelo del FET a Altas Frecuencias.	11
1.1.5	Amplificadores Sintonizados.	15
2	Osciladores Sinusoidales.	20
2.1	Criterio de oscilación.	20
2.2	Oscilador LC.	21
2.3	Oscilador Hartley.	23
2.4	Oscilador Colpitts	23
2.5	Oscilador de Cristal.	24
3	Mezcladores.	26
3.1	Mezclador de Frecuencia.	26
3.1.1	Mezcladores Pasivos.	26
3.1.2	Pérdidas de Conversión.	35
3.1.3	Mezcladores de ley cuadrática.	36
3.1.4	Mezcladores Activos.	37

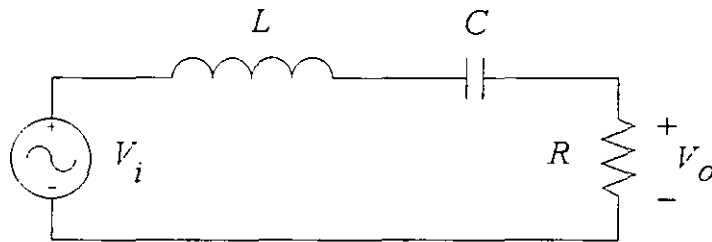
4	Moduladores y Demoduladores.	42
4.1	Moduladores de Amplitud.	43
4.1.1	Modulación Analógica (AM)	46
4.1.2	Demoduladores de AM.	49
4.1.3	Detección Síncrona.	51
4.1.4	Modulación Angular.	53
4.2	Modulación en Frecuencia.	55
4.2.1	Modulador de Reactancia.	56
4.2.2	Generador de FM (LIC).	58
4.2.3	Demoduladores de FM.	59

1 Amplificadores Sintonizados.

1.1 Circuitos Sintonizados RLC.

La mayoría de los circuitos en comunicaciones muy frecuentemente seleccionan una banda de frecuencias y atenúan otras frecuencias indeseadas. La teoría moderna de filtros ahora proporciona métodos para el diseño de tales filtros para satisfacer casi cualquier especificación. Sin embargo la mayoría de los circuitos selectivos de frecuencia usados no son más que simples circuitos resonantes *RLC* serie o paralelo.

1.1.1 Circuito Resonante Serie.



A bajas frecuencias la corriente es bloqueada por el capacitor y a altas frecuencias por el inductor, pero en alguna frecuencia intermedia $|Z_L| = |Z_C|$ pero opuestas en signo.

A esta frecuencia se le conoce como frecuencia de resonancia y se caracteriza porque es cuando el flujo de corriente es mayor y está en fase con el voltaje aplicado.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \frac{R}{L}}{s^2 + s \frac{R}{L} + \frac{1}{LC}} \quad (1)$$

La función de transferencia :

$$H(s) = \frac{sRC}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + 1} \quad (2)$$

ω_0 y ξ son los parámetros más convencionales para describir la respuesta transitoria del circuito.

la frecuencia de resonancia ω_0 es definida: como la frecuencia donde el corrimiento de fase de $H(s)$ es cero $\text{Im } H(s) = 0$

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

el circuito serie tiene solo una frecuencia de resonancia. se da $jX_L = jX_C$ obteniendo una X serie total = 0

$$Z(j\omega) = R \left\{ 1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right\}^{-1}$$

Las frecuencias de potencia media ω_1, ω_2 a las cuales $|H(j\omega)|$ es reducido a 0.707 veces su valor máximo (-3 db abajo) se puede encontrar

$$|A(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \left| \left[1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^{-1} \right|$$

equivalente a

$$Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = 1$$

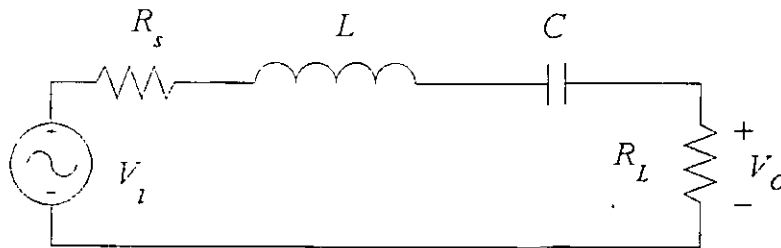
$$\boxed{\omega_1 - \omega_2 = \frac{\omega_0}{Q}}; \quad \boxed{\omega_2 = \frac{\omega_0^2}{\omega_1}}$$

ancho de banda del circuito

$$\boxed{B = \frac{\omega_0}{Q} = \omega_1 - \omega_2}$$

$$Q \propto \frac{1}{B} \quad B = \frac{\omega_0}{Q} = \boxed{\omega_0^2 RC = \frac{R}{L}}$$

Efecto de la resistencia de la fuente.



La función de transferencia será:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_L}{R_L + R_S + sL + \frac{1}{sC}} = \frac{sCR_L}{s^2LC + (R_L + R_S)sC + 1} \\ &= \left[\frac{R_L}{R_L + R_S} \right] \frac{(R_L + R_S)sC}{s^2LC + (R_L + R_S)sC + 1} \end{aligned} \quad (3)$$

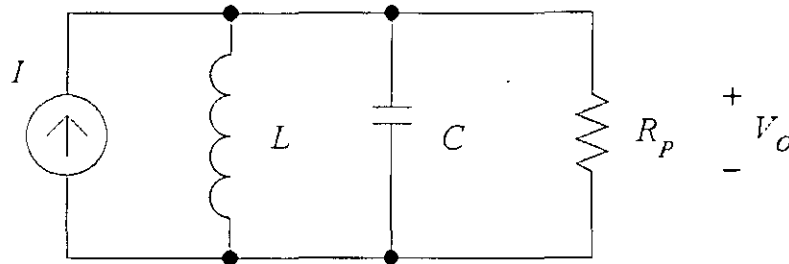
Esta ecuación es parecida a la función de transferencia del circuito sin resistencia de fuente, excepto que R es reemplazada por $R_L + R_S$ y la función de transferencia ahora ha sido multiplicada por un factor de atenuación independiente de la frecuencia.

$$K = \frac{R_L}{R_L + R_S} \quad (4)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad \longrightarrow \quad \frac{\omega_0 L}{R_S + R_L}$$

1.1.2 Circuito Resonante Paralelo.

Ahora analizaremos el circuito RLC paralelo manejado por una fuente de corriente.



La función de transferencia (impedancia de entrada) será:

$$Z_{in} = R_p \parallel \frac{1}{sC} \parallel sL = \frac{s \left(\frac{L}{R_p} \right)}{s^2 LC + s \left(\frac{L}{R_p} \right) + 1} \quad (5)$$

Esta última expresión es idéntica a la ecuación (??) que es:

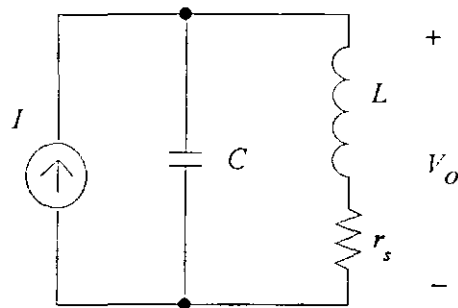
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \left(\frac{R}{L} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R}{L} \right) + \frac{1}{LC}} = \frac{sRC}{s^2 LC + s(RC) + 1}$$

excepto por el factor $RC = \frac{L}{R_p}$ donde R y C se refiere a la capacitancia y resistencia del circuito serie.

La Q del circuito resonante paralelo es definida como:

$$Q_p \triangleq \frac{1}{2\xi_p} = R_p \sqrt{\frac{C}{L}} = R_p \frac{\sqrt{LC}}{L} = \frac{R_p}{\omega_0 L}$$

En la práctica los inductores poseen resistencia finita en serie con la inductancia, por lo que un modelo más seguro para el circuito LC es:



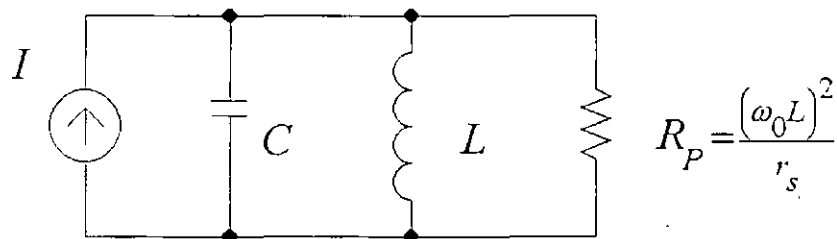
La función de transferencia es:

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{\frac{1}{sC}(sL + r_s)}{sL + \frac{1}{sC} + r_s} = \frac{sL + r_s}{s^2LC + sCr_s + 1} \quad (6)$$

$$\frac{V_o(s)}{I(s)} = \frac{sL}{s^2LC + sCr_s + 1} \quad (7)$$

$$R_p = \frac{L}{Cr_s} = \frac{L}{r_s} \omega_0^2 L = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_s} = Q^2 r_s$$

si $\omega L \gg r_s$ el circuito LC paralelo con pérdidas en el inductor puede ser reemplazado por el siguiente circuito resonante paralelo



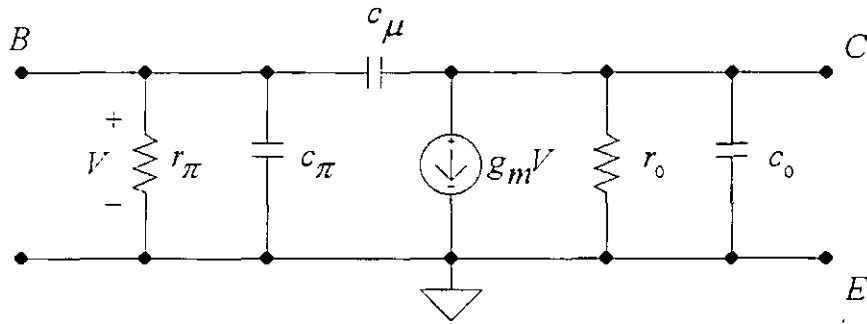
$$\boxed{Q_{\text{inductor}} = \frac{\omega_0 L}{r_s}} \quad Q_{\text{circuito}} = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r_s \omega_0 L} = \frac{\omega_0 L}{r_s}$$

$$Q_{\text{inductor}} = Q_{\text{circuito}}$$

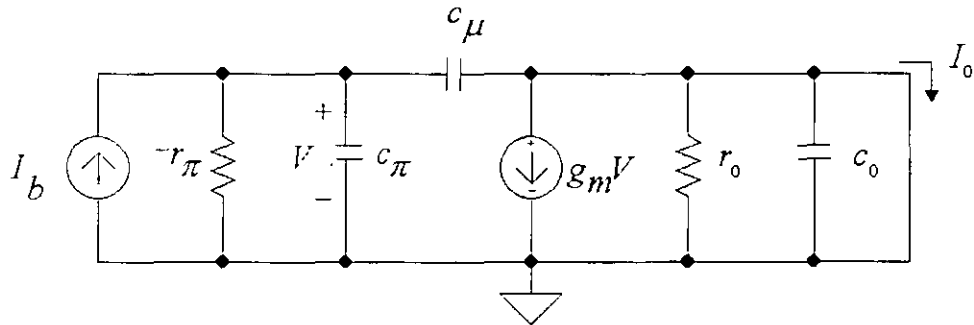
Para visualizar las diferencias y similitudes entre ambos circuitos tenemos la siguiente tabla:

Circuito Resonante	Serie	Paralelo
Entrada	$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}$	$Y_{in} = \frac{1}{R} + j\omega C - j\frac{1}{\omega L}$
Perdidas de potencia	$P_{per} = \frac{1}{2} I ^2 R$	$P_{per} = \frac{1}{2} \frac{ V ^2}{R}$
Energía magnética almacenada	$W_m = \frac{1}{4} I ^2 L$	$W_m = \frac{1}{4} \frac{ V ^2}{\omega^2 L}$
Energía eléctrica almacenada	$W_e = \frac{1}{4} \frac{ I ^2}{\omega^2 C}$	$W_e = \frac{1}{4} V ^2 C$
Frecuencia de resonancia	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Q sin carga	$\frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}$	$\omega_0 CR = \frac{R}{\omega_0 L}$
Q con carga	$\frac{\omega_0 L}{R_L}$	$\frac{R_L}{\omega_0 L}$

1.1.3 Modelo del TBJ a Altas Frecuencias.



Calculando la ganancia de corriente en corto del circuito.



$$I_o = -(g_m - j\omega C_\mu) V \approx -g_m V$$

$$\left(\frac{I_o}{V}\right) \left(\frac{V}{I_b}\right) = \left(\frac{I_o}{I_b}\right) = A_{I_{cc}}$$

$$I_o = \frac{1}{\frac{s(C_\pi + C_\mu)}{1} + r_\pi} I_b$$

$$V = \frac{I_b r_\pi}{s r_\pi (C_\pi + C_\mu) + 1}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_b} = \frac{-g_m r_\pi}{r_\pi (C_\pi + C_\mu) j\omega + 1} = \frac{-\beta}{r_\pi (C_\pi + C_\mu) j\omega + 1}$$

La frecuencia a $-3db$ es referida como:

$$\omega_\beta = 2\pi f_\beta = \frac{1}{r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

a frecuencias cercanas a ω_β la ganancia depende de la frecuencia.

Producto ganancia-ancho de banda de corriente.

La frecuencia de ganancia unitaria f_T también se le conoce como producto ganancia-ancho de banda de corriente.

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$$

$$\omega_\beta = \frac{1}{r_\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

$$\therefore \omega_T = g_m r_\pi \omega_\beta$$

v

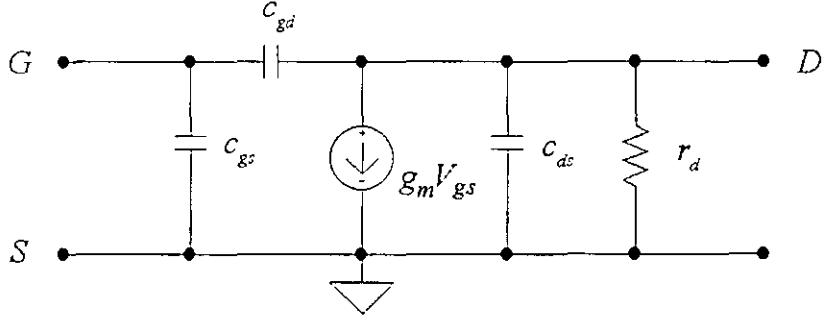
$$g_m r_\pi = \beta$$

$$A_i = \frac{-g_m r_\pi}{j\omega r_\pi (C_\pi + C_\mu) + 1} \approx \frac{-g_m}{j\omega (C_\pi + C_\mu) + 1} = \frac{-\omega_T}{j\omega}$$

$$A_i = \frac{-\omega_T}{j\omega}$$

1.1.4 Modelo del FET a Altas Frecuencias.

En alta frecuencia las características del FET se ven limitadas por las capacitancias parásitas como en el TBJ. el modelo es:



$$\frac{V_g - V_i}{R} + V_g S C_{gs} + (V_g - V_o) S C_{gd} = 0 \quad (1)$$

$$(V_o - V_{gs}) S C_{gd} + g_m V_{gs} + V_o S C_{ds} + \frac{V_o}{R_L} = 0 \quad (2)$$

$$R_L = r_d \parallel R_L$$

$$V_g \left(\frac{1}{R} + S (C_{gs} + C_{gd}) \right) = \frac{V_i}{R} + V_o S C_{gd} \quad (1')$$

$$V_g = \frac{V_i + V_o S R C_{gd}}{(1 + S R (C_{gs} + C_{gd}))} \quad (1'')$$

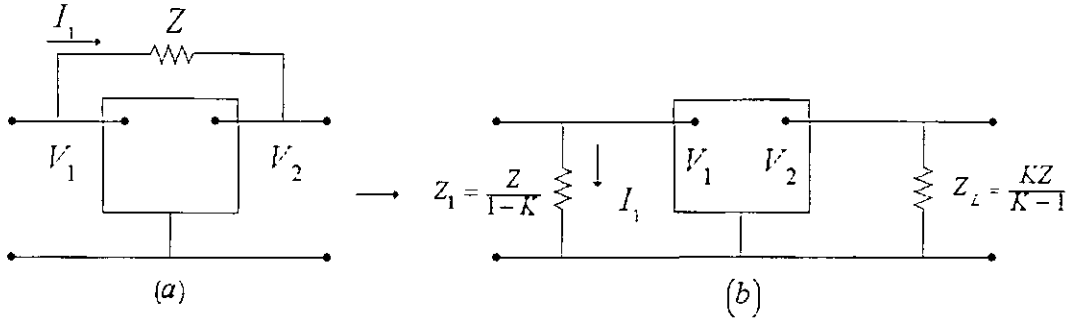
$$V_o \left(S (C_{gd} + C_{ds}) + \frac{1}{R_L} \right) = V_{gs} (S C_{gd} - g_m) \quad (2')$$

$$\frac{V_o}{R_L} (S R_L (C_{gd} + C_{ds}) + 1) = \frac{V_i + V_o S R C_{gd}}{1 + S R (C_{gs} + C_{gd})} (S C_{gd} - g_m) \quad (2'')$$

donde

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(g_m - S C_{gd}) R_L}{S^2 R R_L [C_{gs} C_{gd} + C_{ds} (C_{gs} + C_{gd})] + S [R_L (C_{gs} + C_{gd}) + R (C_{gs} + C_{gd}) + R R_L C_{gd} g_m] + 1}$$

Teorema de Miller.



Suponiendo la malla (a)

A cualquier frecuencia la ganancia de voltaje entre los dos nodos puede estar dada como:

$$\frac{V_2}{V_1} = K$$

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1 - KV_1}{Z} = \frac{V_1(1-K)}{Z} \\ &= \frac{V_1}{\frac{Z}{1-K}} = \frac{V_1}{Z_1} \end{aligned}$$

donde

$$Z_1 = \frac{Z}{1-K}$$

Si Z es reemplazada en el nodo 1, para una impedancia Z_1 , conectada entre el puerto 1 y tierra, la corriente que sale del nodo 1 es la misma.

Para la corriente que sale del nodo 2:

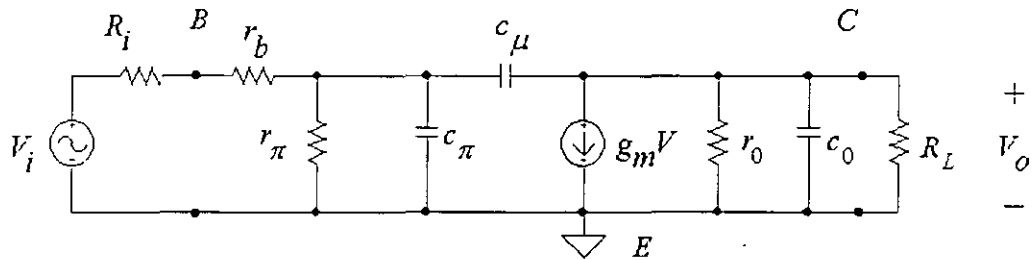
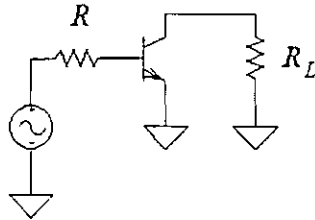
$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2 - \frac{V_2}{K}}{Z} = \frac{V_2 \left(1 - \frac{1}{K}\right)}{Z} \\ &= \frac{V_2}{\frac{Z}{\frac{K-1}{K}}} = \frac{V_2}{\frac{KZ}{K-1}} = \frac{V_2}{Z_2} \end{aligned}$$

donde

$$Z_2 = \frac{KZ}{K-1}$$

El teorema de miller establece que si la malla (a) tiene una ganancia de voltaje K entre los dos nodos entonces cualquier impedancia conectada entre los nodos puede ser reemplazada por una impedancia de cada nodo a tierra como se indica en (b).

Para un transistor TBJ.



$$i_1 = \frac{V_1 - V_o}{\frac{1}{sC_\mu}} = (V_1 - V_o) sC_\mu \quad (1)$$

Suma de corrientes en el colector

$$\begin{aligned} g_m V_1 + \frac{V_o}{R_{L'}} - (V_1 - V_o) sC_\mu &= 0 \\ g_m V_1 + \frac{V_o}{R_{L'}} + (V_o - V_1) sC_\mu &= 0 \\ g_m V_1 &= -\frac{V_o}{R_{L'}} \\ V_o &= -g_m V_1 R_{L'} \end{aligned} \quad (2)$$

(1) en (2)

$$\begin{aligned} i_1 &= (V_1 + g_m V_1 R_{L'}) sC_\mu \\ i_1 &= (1 + g_m R_{L'}) sC_\mu V_1 \\ \frac{V_1}{i_1} &= Z_{A,A'} = \frac{1}{(1 + g_m R_{L'}) sC_\mu} \end{aligned}$$

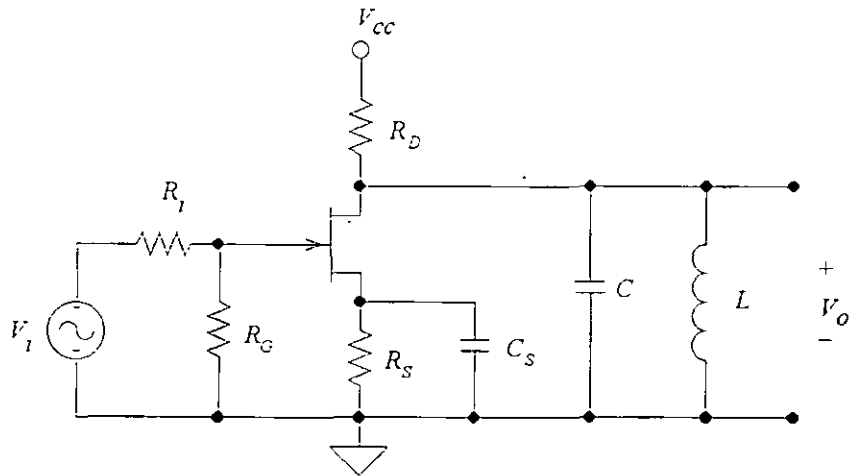
Capacitancia de miller

$$C_M = (1 + A_v) C_\mu$$

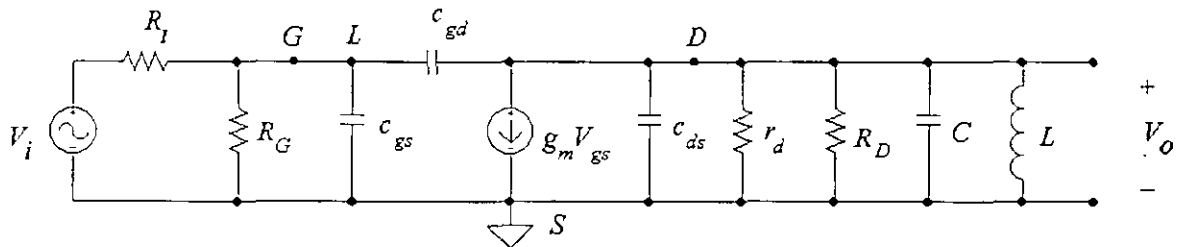
A_v magnitud de la ganancia de la base al colector.
como $A_v \gg 1$ $C_M \gg C_\mu$

1.1.5 Amplificadores Sintonizados.

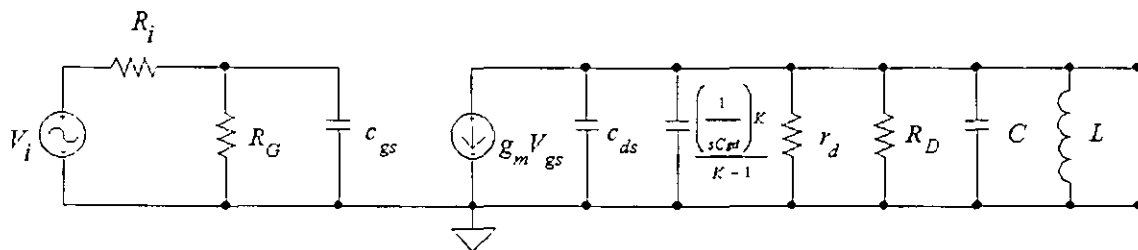
a) circuito FET



El circuito en corriente alterna es:

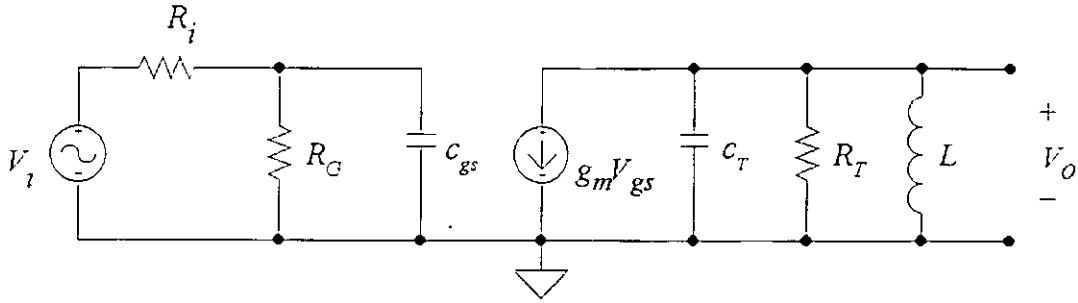


Reduciendo:



$$C_T = C + C_{ds} + C_{gd}$$

$$R = r_d \parallel R_D$$



la función de ganancia de voltaje es:

$$Adm = G + \frac{1}{sL} + sC_T$$

$$G = \frac{1}{R_T}$$

$$V_o = -\frac{g_m V_{gs}}{Adm}$$

$$= -\frac{g_m V_{gs}}{G + \frac{1}{sL} + sC_T}$$

$$\frac{V_o}{V_{gs}} = \frac{V_o}{V_i} = A_v = -\frac{g_m}{G + \frac{1}{sL} + sC_T} = -\frac{g_m s}{s^2 C_T + sG + \frac{1}{L}}$$

$$A_v = -\frac{\frac{g_m}{C_T} s}{s^2 + s \frac{G}{C_T} + \frac{1}{LC_T}} = \left(-\frac{g_m}{C_T} \right) \left(\frac{s}{s^2 + s \frac{G}{C_T} + \frac{1}{LC_T}} \right)$$

$$|A_v(j\omega)| = \frac{g_m}{C_T} \frac{\omega}{\sqrt{\left[\left(\frac{G}{C_T} \right) \omega \right]^2 + \left[\frac{1}{LC_T} - \omega^2 \right]^2}}$$

$$\dots \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

Nótese que la ganancia a la frecuencia ω_0 es:

$$|A_v(j\omega_0)| = \frac{g_m}{C_T} \frac{\omega_0}{\left(\frac{G}{C_T} \right) \omega_0} = \left| -\frac{g_m}{G} \right| = -g_m R_T$$

$$R_T = r_d \parallel R_D$$

Las frecuencias de potencia media. (-3db)

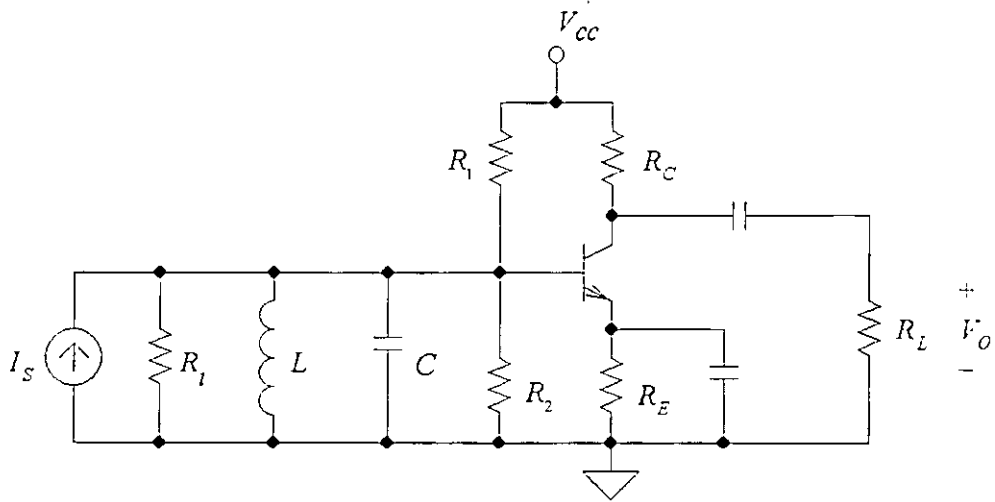
$$\left(-\frac{g_m}{G}\right)^2 \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 = \left(\frac{g_m}{C_T}\right)^2 \frac{\omega^2}{\sqrt{\left[\left(\frac{G}{C_T}\right)\omega\right]^2 + \left[\frac{1}{LC_T} - \omega^2\right]^2}}$$

$$\left. \begin{aligned} \omega_2 &= \frac{G}{2C_T} + \sqrt{\omega_0^2 + \frac{G^2}{4(C_T)^2}} \\ \omega_1 &= -\frac{G}{2C_T} + \sqrt{\omega_0^2 + \frac{G^2}{4(C_T)^2}} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Corrimientos de} \\ \text{fase de } \pm 45^\circ \end{array}$$

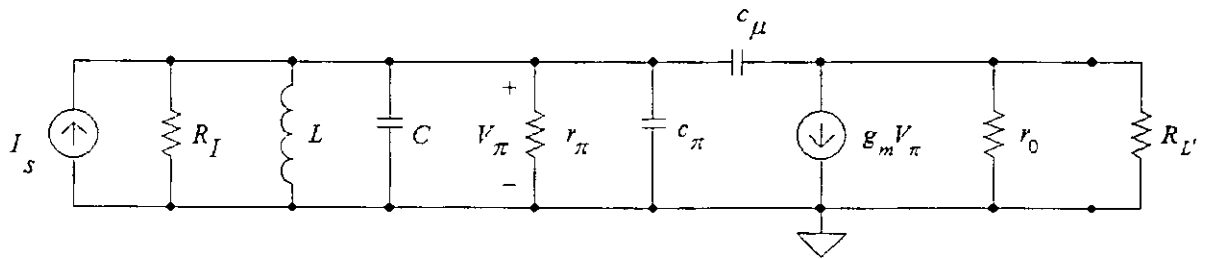
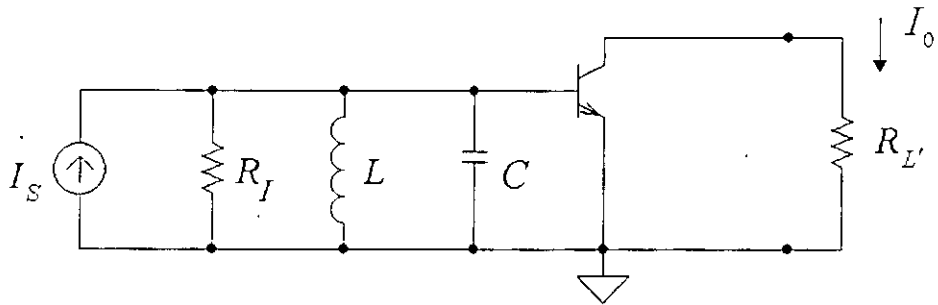
$$BW = \Delta\omega_{3dB} = \omega_2 - \omega_1 = \boxed{\frac{G}{C_T}}$$

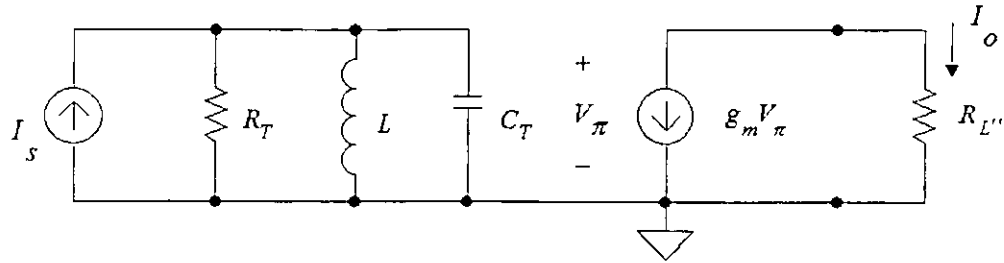
\therefore podemos expresar a $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$
 ω_0 es la media geométrica de las frecuencias de -3dB.

b) Circuito TBJ



circuito equivalente en corriente alterna:





$$\begin{aligned}
 R_I &= R_i \parallel R_B \\
 R_{L'} &= R_L \parallel R_C \\
 R_T &= R_I \parallel r_\pi \\
 C_T &= C + C_i \\
 C_i &= C_\pi + C_\mu (1 - K) \\
 C_T &= C + C_\pi + C_\mu (1 + g_m R_L')
 \end{aligned}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} = \frac{I_o V_\pi}{V_\pi I_s}$$

Si $r_o \gg R_C \gg R_L$

$$\begin{aligned}
 I_o &= -g_m V_\pi \\
 \frac{I_o}{V_\pi} &= -g_m
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Adm &= G + sC_T + \frac{1}{sL} \\
 G &= \frac{1}{R_T}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_\pi &= \frac{I_S}{Adm} = \frac{I_S}{G + sC_T + \frac{1}{sL}} \\
 \Rightarrow \frac{V_\pi}{I_s} &= \frac{1}{G + sC_T + \frac{1}{sL}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_i &= -\frac{g_m}{G + \frac{1}{sL} + sC_T} = -\frac{g_m s}{s^2 C_T + sG + \frac{1}{L}} \\
 &= -\frac{\frac{g_m}{C_T} s}{s^2 + s \frac{G}{C_T} + \frac{1}{LC_T}} = \left(-\frac{g_m}{C_T} \right) \left(\frac{s}{s^2 + s \frac{G}{C_T} + \frac{1}{LC_T}} \right)
 \end{aligned}$$

$$|A_i(j\omega)| = \frac{g_m}{C_T} \frac{\omega}{\sqrt{\left[\left(\frac{G}{C_T}\right)\omega\right]^2 + \left[\frac{1}{LC_T} - \omega^2\right]^2}}$$

$$\therefore \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

$$BW = \Delta\omega_{3dB} = \frac{G}{C_T} = \frac{1}{R_T C_T}$$

$$|A_i(j\omega_0)| = -g_m R_T$$

$$Q \triangleq \frac{\omega_0}{BW} = \omega_0 R_T C_T = \frac{R}{L\omega_0}$$

2 Osciladores Sinusoidales.

En electrónica las señales periódicas tales como sinusoidal, triangular, rectangular y de pulsos son regularmente utilizadas para realizar diferentes tipos de operaciones.

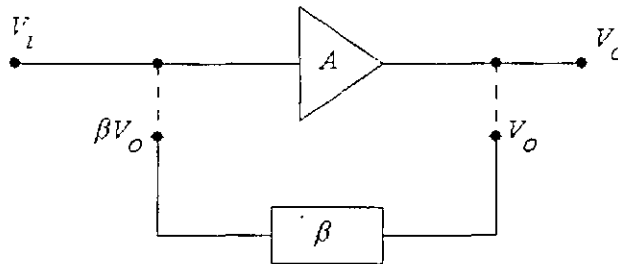
Aunque el termino oscilador está generalmente referido a generadores de señales sinusoidales, mientras que un generador de ondas rectangulares es comúnmente conocido como multivibrador, un oscilador genera señales de alterna sin requerir ningún tipo de señal de entrada.

Los osciladores sinusoidales son utilizados principalmente en transmisores y receptores de radio frecuencia.

2.1 Criterio de oscilación.

Un circuito oscilador es básicamente un amplificador, cuya salida es realimentada hacia la entrada para mantener su salida sin necesidad de una señal externa.

La siguiente figura muestra un amplificador con una ganancia A y una red con coeficiente de realimentación β .



Primeramente consideremos al amplificador solamente. Supóngase una señal de entrada aplicada v_i , la salida v_o estará dada por

$$v_o = A v_i \quad (1)$$

Ahora, si conectamos una red de realimentación al amplificador como se muestra en la figura y de alguna manera haciendo posible que la señal de entrada sea igual en magnitud, fase y frecuencia a la señal de salida de la red de realimentación, entonces el circuito no necesitará una señal externa y actuará como un oscilador si se cumple que.

$$v_i = \beta v_o \quad (2)$$

Sustituyendo (1) en (2)

$$\begin{aligned} v_i &= A v_i \beta \\ A \beta &= 1 \end{aligned} \quad (3)$$

Esta relación es conocida como el criterio de Barkhausen.

De esta manera, la magnitud de la ganancia de lazo será unitaria y el corrimiento de fase será de 0° o un múltiplo de 360° a la frecuencia de interés, ya que ambos son funciones de la frecuencia.

Si sustituimos el valor de la ganancia de lazo en la expresión que nos da la ganancia para un circuito de lazo cerrado aplicando la realimentación positiva

$$A_f = \frac{A}{(1 - A\beta)} \quad (4)$$

Donde A_f es la ganancia de realimentación del circuito, entonces

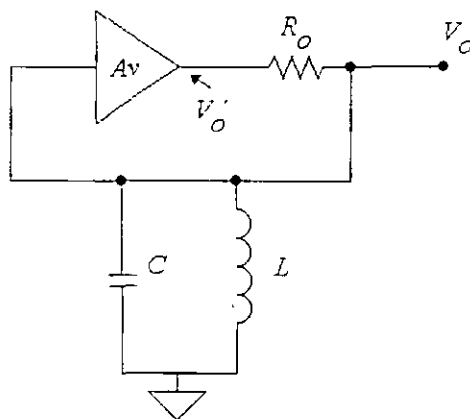
$$A_f = \frac{A}{(1 - 1)} = \infty$$

Una ganancia infinita implica que existe una salida de voltaje aún cuando ninguna señal de entrada esté presente.

2.2 Oscilador LC.

Los osciladores más comunes son los de circuito sintonizado LC. Estos producen una salida sinusoidal a la frecuencia de resonancia del circuito. Si este circuito LC es colocado en la realimentación de un amplificador, este último cumplirá con el criterio de Barkhausen a la frecuencia de resonancia del circuito LC; por lo cual la oscilación sólo ocurrirá en una sola frecuencia.

La siguiente figura ilustra una forma general de un circuito oscilador LC.



El dispositivo activo puede ser un transistor bipolar, un transistor de efecto de campo o un amplificador operacional. Podemos asumir que el dispositivo posee una impedancia de entrada infinita, una ganancia A_v y una resistencia de salida R_o . La realimentación está conformada por un capacitor C y un inductor L . Del diagrama podemos escribir (asumiendo que no existe corriente de salida)

$$\begin{aligned} v_o' &= v_o + R_o i \\ &= v_o + R_o \left(\frac{v_o}{j\omega L} + v_o j\omega C \right) \\ &= v_o \left(1 + R_o j\omega C + \frac{R_o}{j\omega L} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

La ganancia de lazo del circuito está dada por

$$A\beta = \frac{A_v v_o}{v_o'} \quad (6)$$

De (1) y (6)

$$\begin{aligned} A\beta &= \frac{A_v}{\left(1 + R_o j\omega C + \frac{R_o}{j\omega L} \right)} \\ &= \frac{A_v}{\left(1 + jR_o \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right)} \end{aligned} \quad (7)$$

Para satisfacer la condición de corrimiento de fase, la parte imaginaria en el denominador deberá ser igual a cero. Al hacer R_o igual a cero se obtiene que la ganancia de realimentación sea independiente de la frecuencia y que el circuito oscile a cualquier frecuencia, por lo tanto al igualar a cero el término dentro del paréntesis se tiene

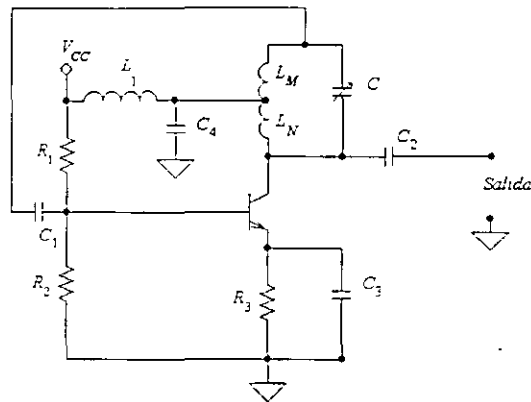
$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC} \quad (8)$$

Así, la oscilación sólo ocurrirá cuando el circuito esté en resonancia.

2.3 Oscilador Hartley.

El oscilador Hartley tiene un circuito sintonizado LC con un inductor con una derivación para una realimentación inductiva, como se muestra en la figura.



El circuito oscila a la frecuencia de $\frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}$ donde C es un inductor variable que puede ser ajustado para producir oscilaciones a diferentes frecuencias.

El transistor está en configuración emisor común con las resistencias R_1 , R_2 y R_3 que determinan su polarización. El circuito sintonizado conforma la carga de colector. El voltaje de directa es suministrado al colector a través de la derivación del inductor de sintonía $L_M + L_N$ situado en el punto A .

El choque de radiofrecuencia L_1 no permite que la frecuencia de oscilación alcance la fuente de alimentación.

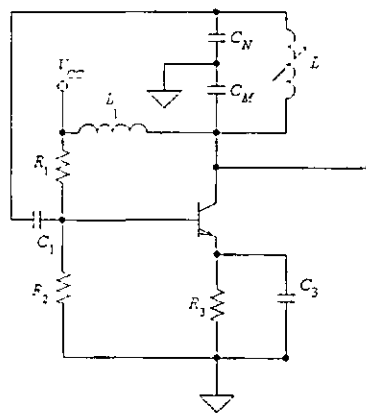
Por lo tanto, para la señal de oscilación el punto A está a tierra. De esta manera el voltaje V_{MA} es opuesto en polaridad al voltaje V_{NA} que es la salida del circuito.

Al existir un corrimiento de fase de 180° entre la base y el colector del transistor, el corrimiento total del lazo completo es de 360° o 0° .

El rango de frecuencias para este tipo de osciladores es de los 100 kHz a pocos MHz.

2.4 Oscilador Colpitts

El principio de operación de este tipo de oscilador es similar al del oscilador Hartley excepto que en este caso una realimentación capacitiva es utilizada en lugar de una inductiva.



Los capacitores C_M y C_N conectados a través del inductor L forman el circuito resonante.

Dado que la unión de C_M y C_N está a tierra, V_{CN} , el voltaje a través de C_N es exactamente opuesto en fase a V_{CM} . V_{CN} y es realimentado a la base del transistor a través del capacitor de acoplamiento C_1 . L_1 es un choque que muestra una baja impedancia para el voltaje de directa y que actúa como un circuito abierto para la señal de oscilación.

Este oscilador se emplea para bajas frecuencias y también para frecuencias mas allá de los 300 MHz.

2.5 Oscilador de Cristal.

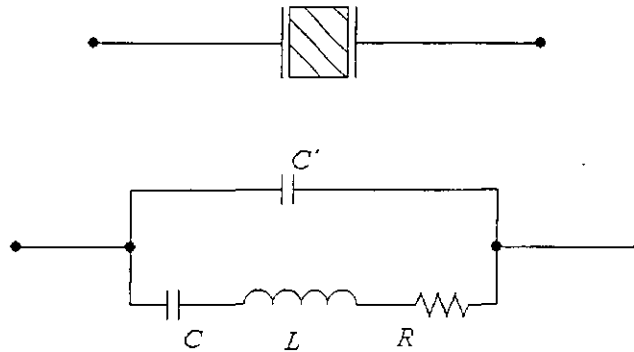
Un oscilador de cristal ofrece una frecuencia de salida muy estable. Utiliza una cristal de cuarzo, el cual es cortado y pulido para que vibre a una cierta frecuencia. El cuarzo tiene un efecto piezoeléctrico, lo cual implica que una pequeña deformación generará un pequeño voltaje en la superficie del cristal: Para el caso contrario, si un voltaje es aplicado al cuarzo, éste sufrirá una distorsión física. Esto se debe a que cuando un cristal de cuarzo es montado apropiadamente, las deformaciones toman lugar dentro del cristal y se forma un sistema electromecánico.

Si un voltaje es aplicado a los electrodos que cubren la superficie, entonces el sistema vibrará a una frecuencia de resonancia específica.

La frecuencia de resonancia y el factor de calidad Q dependen de la dimensión del cristal, de la orientación de las superficies del cristal con respecto a sus ejes y al método de montaje del cristal.

Un rango típico de frecuencia es de 10 kHz a 30 MHz. Los osciladores con una muy alta Q en el rango de 1000 – 100000 pueden ser obtenidos utilizando cristales de cuarzo.

Un cristal puede ser representado por la siguiente figura.



El sistema equivalente consiste en dos capacitores los cuales producen un par de frecuencias de resonancia en serie y paralelo. R que es del orden de $k\Omega$ que es muy pequeña comparada con la reactancia del capacitor C y el inductor L cuyos típicos valores pueden ser 0.05 pF y 3 H, respectivamente.

Ignorando el valor de R , la impedancia del cristal se transforma en reactancia

$$\begin{aligned}
 jX &= \frac{\left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right) \frac{1}{j\omega C'}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega C'}} = \\
 &= -\frac{1}{2\pi f C'} \frac{f^2 - f_s^2}{f^2 - f_p^2}
 \end{aligned}$$

La expresión anterior muestra que el cristal puede tener ambas resonancias, tanto en serie como en paralelo.

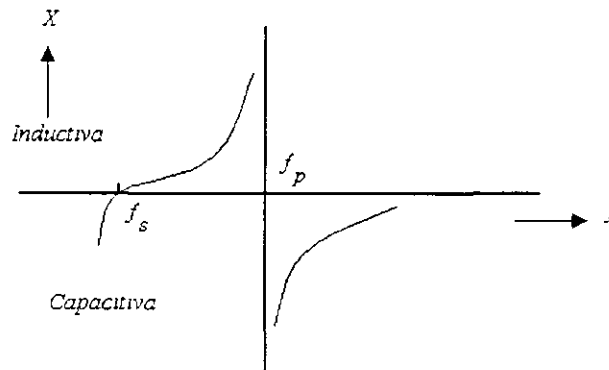
La frecuencia de resonancia en serie es :

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}$$

La frecuencia de resonancia en paralelo es:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L} \left(\frac{1}{C} + \frac{1}{C'} \right)}$$

La siguiente figura muestra que la reactancia cambia rápidamente con la frecuencia.

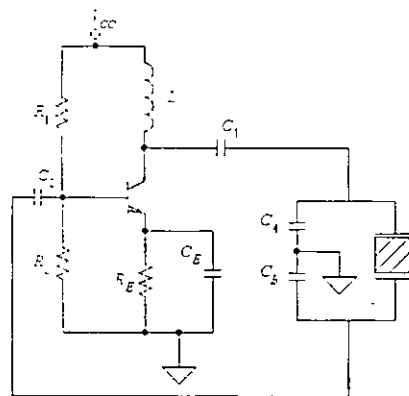


Dado que el valor de C' es mucho mayor al de C , f_p es aproximadamente igual a f_s .

Una diferencia típica entre los valores de f_p y f_s es del 0.3%.

En la práctica, un cristal trabaja como un circuito resonante paralelo.

Observando la figura anterior, podemos decir que la reactancia es inductiva dentro de este rango de frecuencia. Un cristal puede ser utilizado en lugar del inductor en un oscilador Colpitts, tal y como se muestra en la siguiente figura.



Este circuito se conoce como oscilador Pierce de Cristal

3 Mezcladores.

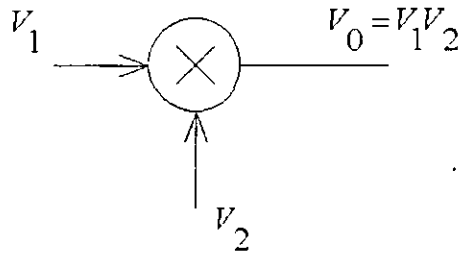
Los sistemas de comunicaciones requieren circuitos para la conversión de frecuencias, moduladores y demoduladores.

La modulación es la modificación de una señal portadora de alta frecuencia para incluir la información presente en una señal de relativa baja frecuencia (la señal moduladora). La información es modulada en una señal de frecuencia mucho mayor porque la propagación de las ondas de radio son mas eficientes a altas frecuencias y antenas mucho más pequeñas pueden ser usadas. Además, un mayor ancho de banda se puede obtener a altas frecuencias, permitiendo que varias señales que contengan información puedan ser multiplexadas en una portadora y enviadas simultáneamente.

3.1 Mezclador de Frecuencia.

Uno de los dispositivos más usados para la modificación de frecuencias son los mezcladores de frecuencia.

Un mezclador ideal es como el que se indica en la figura.



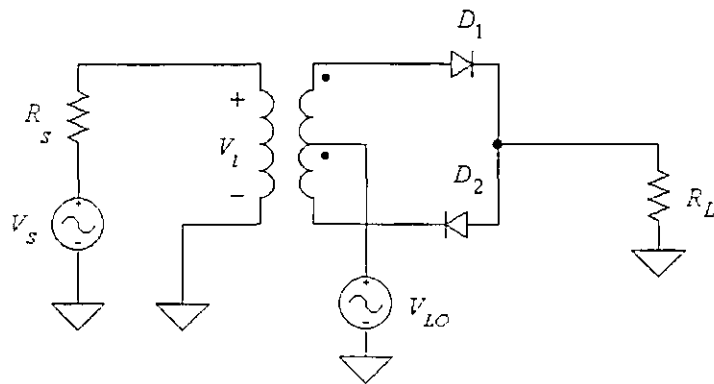
Si las entradas son sinusoidales, la salida del mezclador ideal será:

$$V_0 = A_1 \sin \omega_1 t \cdot A_2 \sin \omega_2 t = \frac{A_1 A_2}{2} [\cos (\omega_1 - \omega_2) t - \cos (\omega_1 + \omega_2) t] \quad (1)$$

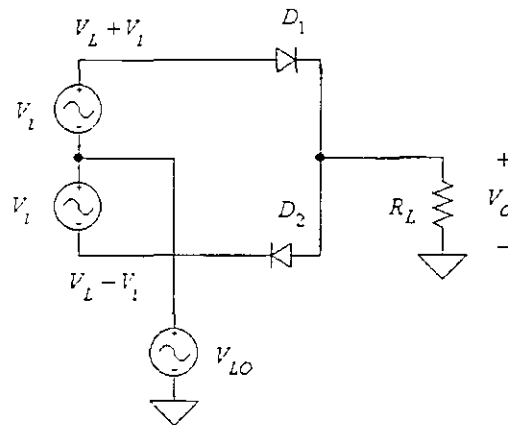
La salida consiste de la suma y diferencia de las frecuencias de las dos señales de entrada, una de las cuales por lo general será la componente deseada y la componente restante será filtrada. A la combinación de mezclador y filtro para eliminar una componente se le conoce como "mezclador de banda lateral única".

3.1.1 Mezcladores Pasivos.

Mezclador de tipo conmutado.



El oscilador local V_{LO} es una señal de amplitud constante. La idea es que la señal del oscilador local sea muy grande que V_i de tal forma que el diodo D_1 esté encendido mientras V_{LO} sea positivo y que D_2 esté encendido mientras V_{LO} sea negativo.

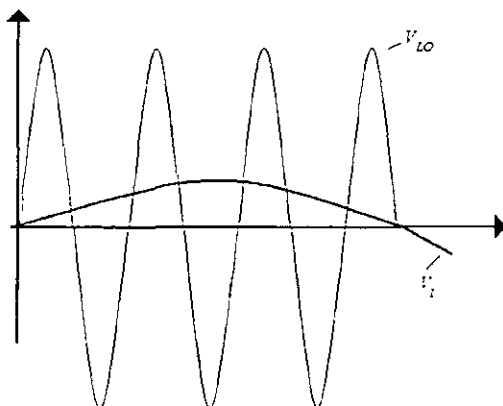


$$V_o = V_i + V_{LO} \quad \text{para } V_{LO} > 0$$

y

$$V_o = -V_i + V_{LO} \quad \text{para } V_{LO} < 0$$

Entonces la salida consiste en la salida del oscilador local más V_i , conmutada por 180° a la frecuencia del oscilador local



Considerando que la forma conmutada de V_i sea V_i^* entonces

$$V_o = V_{LO} + V_i^*$$

donde

$$V_i^* = V_i P(t)$$

y

$$P(t) = \begin{cases} 1 & V_{LO} > 0 \\ -1 & V_{LO} < 0 \end{cases}$$

$P(t)$ es una señal cuadrada con una frecuencia igual a la del oscilador local. La cual puede ser expandida en una serie de Fourier.

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_L t}{2n+1} \quad (2)$$

por lo que

$$V_i^* = V_i \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_L t}{2n+1} \right]$$

entonces

$$V_i^* = \frac{2V}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_L - \omega_i]t - \cos[(2n+1)\omega_L + \omega_i]t}{2n+1} \quad (3)$$

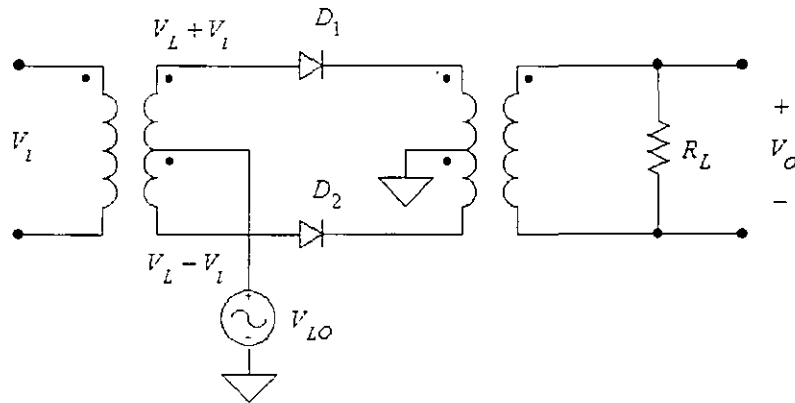
Ya que la salida del mezclador es:

$$V_o = V_{LO} + V_i^*$$

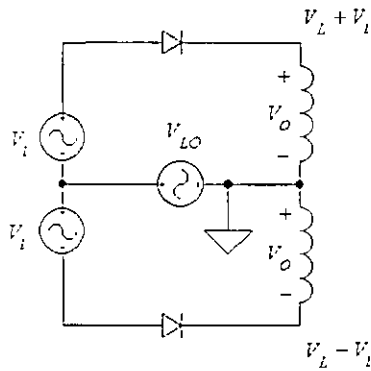
La salida consiste en la señal del oscilador local V_{LO} más un número infinito de armónicos creados en el mezclador. Las señales que se presentan arriba de las bandas laterales son llamadas señales espurias.

Una desventaja es que la señal del oscilador local aparece en la salida y si la frecuencia de V_L es muy grande entonces $\omega_L - \omega_i$ o $\omega_L + \omega_i$ estará muy cerca de la frecuencia del oscilador local.

La señal del oscilador local no aparecerá en la salida de este circuito.



Si se considera transformadores ideales.



Si V_L es positivo y mucho mayor que V_i , entonces ambos diodos conducirán y $V_o = V_i$

Si $V_L \gg V_i > 0$

$$V_L + V_i - V_o = 0 \quad V_L = V_o - V_i$$

$$V_L - V_i + V_o = 0 \quad V_L = V_i - V_o$$

$$V_o - V_i = V_i - V_o \quad 2V_i = 2V_o \quad V_i = V_o$$

Si V_L es negativo ambos diodos no conducirán y $V_o = 0$
 En general la salida de voltaje puede ser representada por:

$$V_o = V_i P(t)$$

donde

$$P(t) = \begin{cases} 1 & V_{LO} > 0 \\ 0 & V_{LO} < 0 \end{cases}$$

En este caso $P(t)$ es una onda cuadrada con frecuencia igual a la del oscilador local. Pero diferente al caso anterior debido a que el valor de dc no es igual a cero.



Ahora $P(t)$ puede ser expandida en una serie Fourier como:

$$P(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_L t}{2n+1} \quad (4)$$

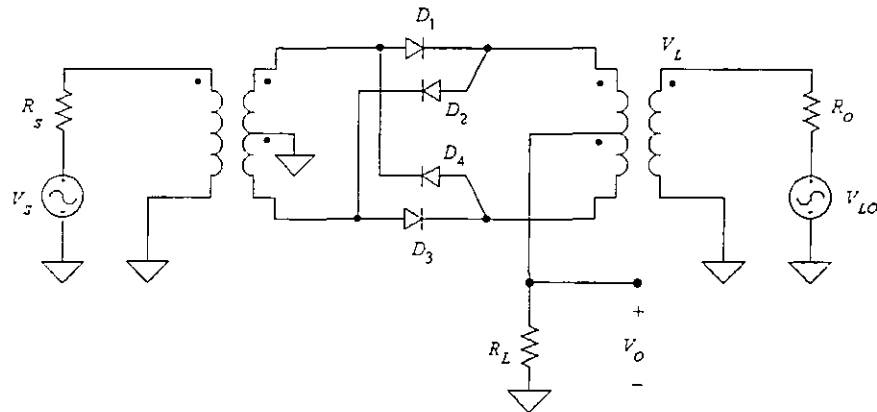
Si V_i es una onda senoidal

$$V_i = V \sin \omega_i t$$

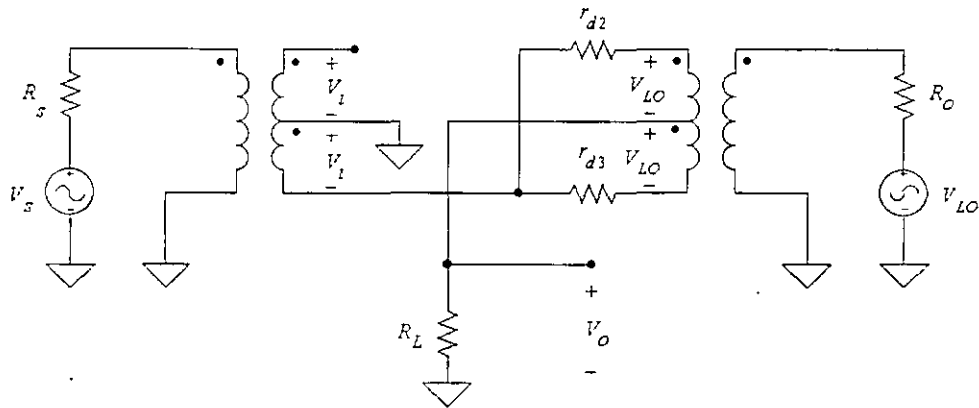
$$V_o(t) = V \frac{\sin \omega_i t}{2} + \frac{V}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_L - \omega_i]t - \cos[(2n+1)\omega_L + \omega_i]t}{2n+1} \quad (5)$$

La salida de este circuito se diferencia del anterior en que no contiene la salida del oscilador local, pero contiene una señal a la misma frecuencia de la señal de entrada.

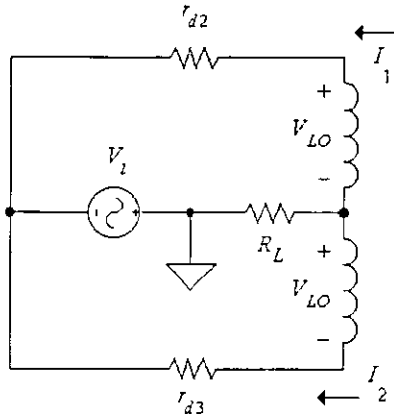
Mezclador doblemente balanceado. Un mezclador de tipo conmutado con cuatro diodos puede ser usado para que ni la señal V_{LO} ni V_i aparezcan en la salida.



Si V_{LO} es positivo entonces D_2 y D_3 conducen, y D_1 y D_4 están abiertos.



El circuito equivalente es:



$$V_{LO} - rd I_1 + V_i - (I_1 + I_2) R_L = 0$$

$$-V_{LO} - rd I_2 + V_i - (I_1 + I_2) R_L = 0$$

Las ecuaciones de malla son:

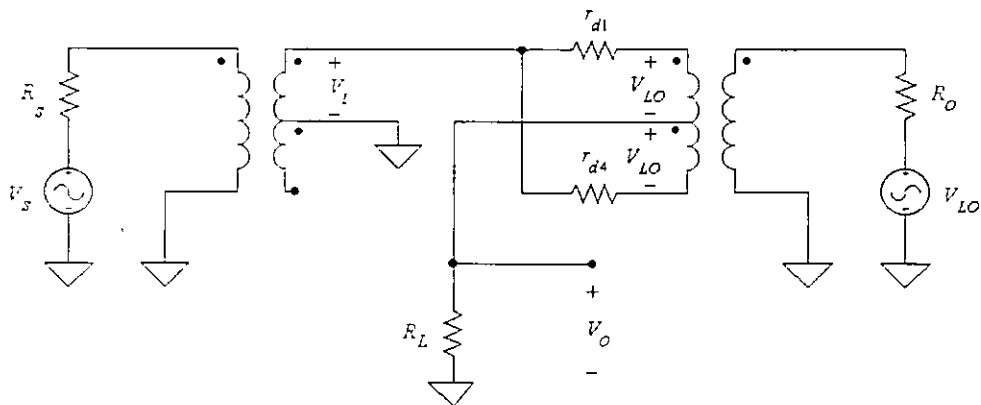
$$V_i = (I_1 + I_2) R_L + rd I_1 - V_{LO}$$

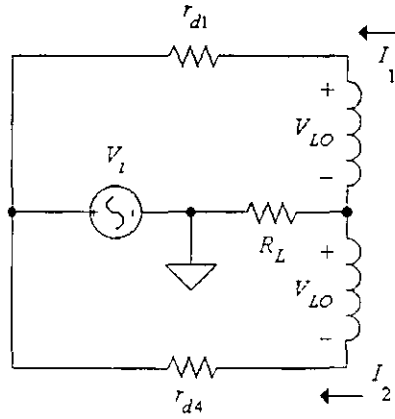
$$V_i = (I_1 + I_2) R_L + rd I_2 + V_{LO}$$

Eliminando a V_{LO} y obteniendo V_o/V_i tenemos:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_L}{R_L + \frac{rd}{2}}$$

Ahora si $V_{LO} < 0$. D_1 y D_4 conducen,





$$V_{LO} - rd I_1 - V_i - (I_1 + I_2) R_L = 0$$

$$-V_{LO} - rd I_2 - V_i - (I_1 + I_2) R_L = 0$$

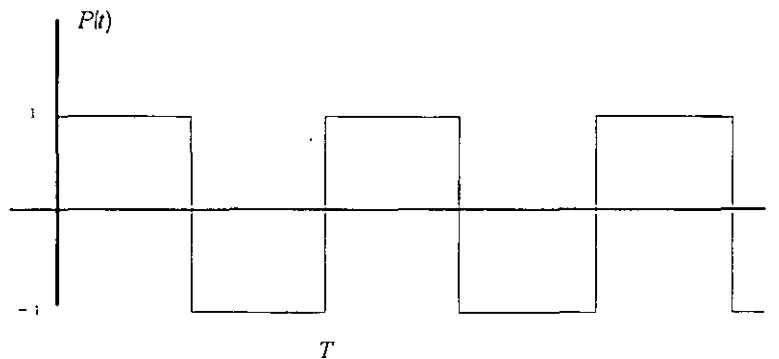
Eliminando a V_{LO} y obteniendo V_0/V_i tenemos:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + \frac{rd}{2}}$$

$$V_0(t) = V_i P(t) \frac{R_L}{R_L + \frac{rd}{2}}$$

donde $P(t)$ está dada por:

$$P(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_L t}{2n+1}$$



y $V_i(t)$ es una señal senoidal

$$V_i = V \sin \omega_i t$$

Entonces:

$$V_0(t) = \frac{R_L}{R_L + \frac{rd}{2}} \left\{ \frac{2V}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos [(2n+1)\omega_L - \omega_i] t - \cos [(2n+1)\omega_L + \omega_i] t}{2n+1} \right\} \quad (6)$$

El mezclador doblemente balanceado con diodos perfectamente acoplados y transformador ideal genera bandas laterales superior e inferior más un número infinito de señales espurias centradas en armónicas de orden impar de la frecuencia al oscilador local.

Pero tanto las señales V_{LO} y V_i son aisladas de la salida.

3.1.2 Pérdidas de Conversión.

Ganancia de conversión.

Es definida como la relación de la potencia de salida en una banda lateral sobre la potencia de la señal de entrada. En el caso de referirlas como pérdidas se tiene:

$$L_c = 10 \log \frac{\text{potencia de RF en la entrada}}{\text{potencia de IF en la salida}} [db]$$

Para el mezclador doblemente balanceado, se asume que las impedancias externas están calculadas para la máxima transferencia de potencia.

$$\frac{V_i}{(I_1 + I_2)} = R_L + \frac{rd}{2}$$

Por lo general $R_L \gg rd$. Por lo que la entrada debe ser acoplada para máxima transferencia de potencia si $R_L = R_S$. Con esta condición $V_i = \frac{V_S}{2}$ y

$$P_i = \frac{V_i^2}{R_L} = \frac{V_S^2}{4R_L}$$

De la ecuación de salida se ve que el voltaje de salida (asumiendo $R_L \gg rd$) de una banda lateral es

$$V_o|_{\omega_L \pm \omega_i} = \frac{2V_i}{\pi} = \frac{V_S}{\pi}$$

Por lo que la potencia de la salida es:

$$P_o = \frac{V_S^2}{\pi^2 R_L}$$

Entonces la ganancia de conversión será:

$$G = \frac{\frac{V_S^2}{\pi^2 R_L}}{\frac{V_S^2}{4R_L}} = \frac{4}{\pi^2} < 1$$

Y las pérdidas de conversión serán:

$$L = 10 \log \frac{\pi^2}{4} \approx 4db$$

Para el mezclador simplemente balanceado se tiene

$$V_o|_{\omega_L \pm \omega_i} = \frac{V_i}{\pi}$$

Si el puerto de entrada es acoplado para máxima transferencia de potencia

$$V_i = \frac{V_S}{2} \quad V_o = \frac{V_S}{2\pi} \quad P_i = \frac{V_S^2}{4R_L} \quad P_o = \frac{V_S^2}{4\pi^2 R_L} \quad G = \frac{P_o}{P_i} = \frac{1}{\pi^2}$$

Y las pérdidas de conversión son:

$$L = 10 \log \pi^2 = 10db$$

Por lo que las pérdidas son cuatro veces más grandes que las pérdidas de conversión del mezclador doblemente balanceado.

3.1.3 Mezcladores de ley cuadrática.

La característica de la ley cuadrática es lograda por varios dispositivos y podemos observar que pueden funcionar como mezclador.

Haciendo el cuadrado de la suma de dos señales se tiene:

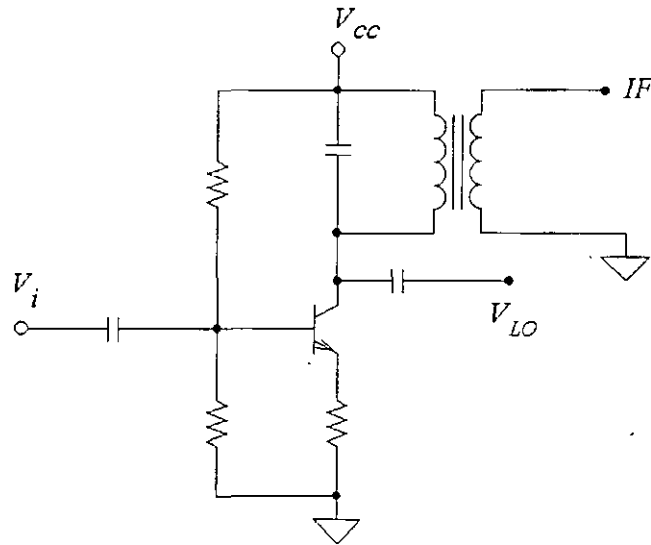
$$\begin{aligned} (A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t)^2 &= A_1^2 \sin^2 \omega_1 t + A_2^2 \sin^2 \omega_2 t + 2 A_1 A_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \\ &= A_1^2 \frac{(1 - \cos 2\omega_1 t)}{2} + A_2^2 \frac{(1 - \cos 2\omega_2 t)}{2} + A_1 A_2 \{ \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \cos(\omega_1 + \omega_2) t \} \end{aligned} \quad (7)$$

Los mezcladores transistorizados son preferidos porque ellos proporcionan ganancia de conversión, por lo tanto son usados para aproximar la característica de ley cuadrática.

Ambas señales se aplican al transistor y se suman con el voltaje de polarización (dc); para producir el voltaje total entre gate-source o base-emisor.

3.1.4 Mezcladores Activos.

Mezcladores con TBJ.



$V_{be} = V_{DC} + V_i - V_{LO}$ V_{DC} es voltaje de polarización

$$i_c = I_S e^{\frac{V_{be}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{DC} + V_i - V_{LO}}{V_T}} = I_S \left[e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} \cdot e^{\frac{V_i}{V_T}} \cdot e^{\frac{-V_{LO}}{V_T}} \right]$$

Si

$$V_i = V_1 \cos \omega_i t \quad \text{y} \quad V_{LO} = V_{LO} \cos \omega_L t$$

Entonces la corriente puede ser expandida en una serie de las funciones modificadas de Bessel

$$i_c = I_S \left[e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} \cdot e^{\frac{V_1 \cos \omega_i t}{V_T}} \cdot e^{\frac{-V_{LO} \cos \omega_L t}{V_T}} \right]$$

Las funciones modificada de Bessel pueden representarse como.

$$I_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos n\theta \, d\theta \quad \text{para } n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

$$e^{-x \cos \theta} \cos n\theta = I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(x) \cos n\theta$$

$$i_c = I_S e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} \left[\underbrace{I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n I_n(x) \cos n\omega_L t}_{e^{-\frac{V_L}{V_T}}} \right] \left[\underbrace{I_0(y) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(y) \cos n\omega_1 t}_{e^{\frac{V_i}{V_T}}} \right]$$

$$i_c = I_S e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} \left[\begin{array}{l} I_0(x) I_0(y) - 2I_0(y) I_1(x) \cos \omega_L t + 2I_0(x) I_1(y) \cos \omega_1 t \\ -4I_1(x) I_1(y) \cos \omega_1 t \cos \omega_L t + \text{terminos de orden superior} \end{array} \right]$$

Donde

$$Y = \frac{V_i}{V_T} \quad X = \frac{V_L}{V_T}$$

$$I_{DC} = I_S e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} I_0(x) I_0(y)$$

$$I_{\omega_1} = 2I_0(x) I_1(y) \cos \omega_1 t I_S e^{\frac{V_{DC}}{V_T}} = 2I_{DC} \frac{I_1(y)}{I_0(y)}$$

$$I_{\omega_L} = 2I_{DC} \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

$$I_{\omega_L} - I_{\omega_1} = 2 \frac{I_1(x) I_1(y)}{I_0(x) I_0(y)} I_{DC}$$

La amplitud del oscilador local es constante. y si $V_L \gg V_i$ entonces la corriente del colector no variará con los cambios de amplitud de la señal de entrada.

$$\lim_{y \rightarrow 0} I_0(y) = 1$$

El mezclador deberá tener una respuesta lineal a los cambios de la amplitud de entrada.

De la expansión de las funciones modificadas de Bessel para pequeños argumentos se puede escribir

$$\frac{I_1(y)}{I_0(y)} = \frac{y}{2} \left(1 - \frac{y^2}{8} + \frac{y^4}{16} \right)$$

Así que si la amplitud de entrada es lo suficientemente pequeña. la salida de la banda lateral será una función lineal de la señal de entrada.

Para $y \leq 4$ ($V_i \leq 10.5 mV$) la respuesta estará dentro del 2% de la respuesta lineal.

$$I = 2I_C \frac{I_1(x) I_1(y)}{I_0(x) I_0(y)} \approx I_C y \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \approx I_C \frac{V_i}{V_T} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} = g_m V_i \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$$

y cuando $x \rightarrow \infty$

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{I_1(x)}{I_0(x)} = 1$$

para $x = 4$

$$\frac{I_1(x)}{I_0(x)} = .86$$

Por lo que se tiene un oscilador local de $100mV$ ($x = 4$) o mayor entonces la amplitud de la corriente de las bandas laterales es

$$I = g_m V_1$$

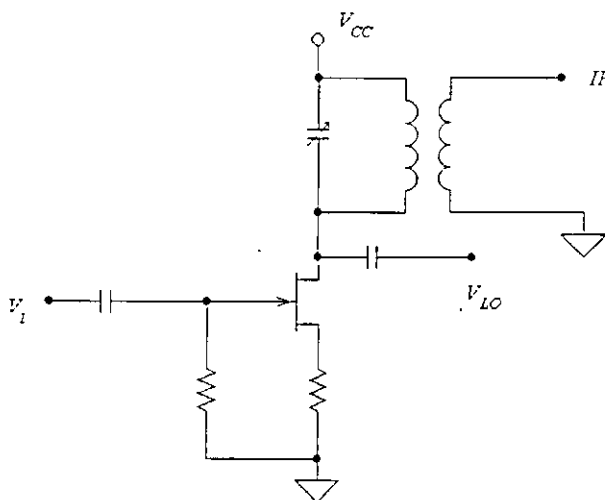
Si el circuito del colector está sintonizado a estas frecuencias entonces la ganancia de conversión es $G = g_m R_L$, donde R_L es la resistencia de carga equivalente a la frecuencia de interés.

Mezcladores con FET. Si el FET es operado en la región de saturación “corriente-constante”, la característica de transferencia de corriente (idealizada) es una relación con una característica de ley cuadrática.

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{po}}\right)^2 \quad (1)$$

V_{GS} → voltaje gate-source

V_{po} → voltaje de estrechamiento



$$V_{gs} = V_g - V_s \quad V_g = V_i + V_{DC1} \quad V_s = V_L + V_{DC2} \quad V_{gs} = V_i - V_L + V_{DC}$$

La corriente de colector es

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{DC} + V_i - V_L}{V_{po}}\right)^2 \quad (2)$$

si

$$V_i = V_i \sin \omega_i t$$

$$V_L = V_L \sin \omega_L t$$

$$\begin{aligned} i_D &= I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{DC} + V_i \sin \omega_i t - V_L \sin \omega_L t}{V_{po}}\right)^2 \\ &= I_{DSS} - 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}} V_{DC} - 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}} V_i \sin \omega_i t + 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}} V_L \sin \omega_L t + \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_{DC}^2 + 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_i (\sin \omega_i t) V_{DC} \\ &\quad - 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_L (\sin \omega_L t) V_{DC} + \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_i^2 \sin^2 \omega_i t - 2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_i (\sin \omega_i t) V_L \sin \omega_L t + \frac{I_{DSS}}{V_{po}^2} V_L^2 \sin^2 \omega_L t \quad (3) \end{aligned}$$

Puede observarse que la componente de la mezcla es:

$$\frac{I_{DSS} V_i V_L}{V_{po}^2} [\cos(\omega_L - \omega_i) t - \cos(\omega_L + \omega_i) t]$$

Y la ganancia para este término es:

$$K = \frac{I_{DSS} V_i V_L}{V_{po}^2}$$

Por lo que la transconductancia de conversión será:

$$g_c = \frac{K}{V_i}$$

Haciendo

$$V_L = \frac{|V_{po}|}{2}$$

entonces

$$K = \frac{I_{DSS} V_i}{2V_{po}}$$

Y la corriente de la banda lateral será:

$$i_D = K \sin(\omega_i \pm \omega_L) t = \frac{V_i I_{DSS}}{2V_{po}} \sin(\omega_i \pm \omega_L) t \quad (4)$$

Debido a que la transconductancia de un JFET es

$$g_m = \partial \frac{i_D}{\partial V_{gs}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)$$

$$g_{mo}|_{V_{gs}=0} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_{po}} |_{V_{gs}=0} \quad (5)$$

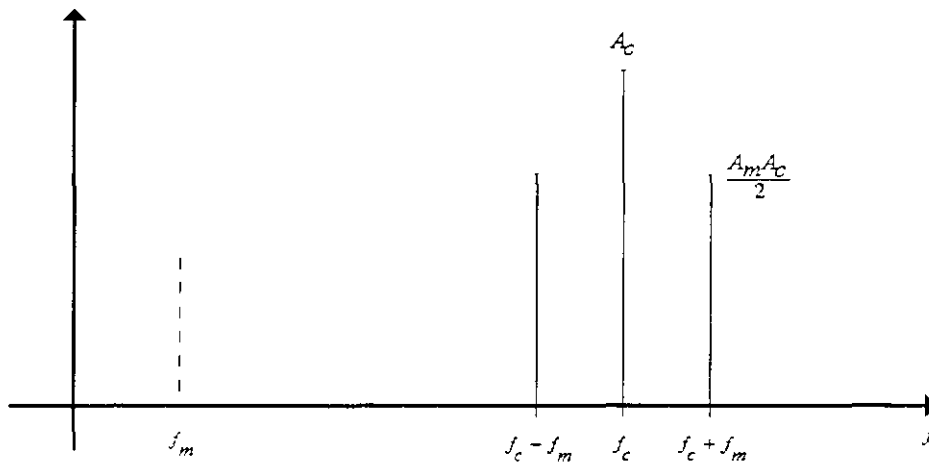
4 Moduladores y Demoduladores.

$$V_m(t) = A_m \cos \omega_m t$$

$$V_c(t) = A_c \cos \omega_c t$$

$$V_c(t) V_m(t) = A_c A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t$$

$$V_c(t) V_m(t) = \frac{A_c A_m}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m) t + \cos(\omega_c + \omega_m) t]$$



$$\begin{aligned} m(t) \cos \omega_c t \cos \omega_c t &= m(t) \cos^2 \omega_c t = m(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega_c t}{2} \right] \\ &= \frac{m(t)}{2} + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

4.1 Moduladores de Amplitud.

Una onda con amplitud modulada puede ser expresada matemáticamente como:

$$s(t) = g(t) \sin \omega_c t \quad (1)$$

$g(t)$ =señal moduladora y ω_c =frecuencia de la señal portadora.

En lo general $g(t)$ varia lentamente comparado con la frecuencia de la señal portadora.

Por convección una señal AM será:

$$s(t) = A[1 + mf(t)] \sin(\omega_c t + \theta_c) \quad (2)$$

donde

m : índice de modulación y es normalmente < 1

A : Amplitud de la portadora.

$f(t)$: es la señal la cual es proporcional a la información moduladora y tiene las siguientes propiedades:

ω_c es la frecuencia de la portadora.

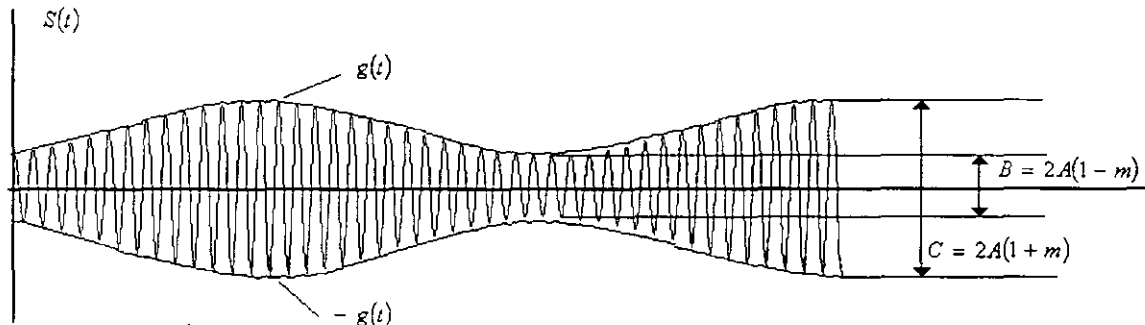
θ_c fase de la portadora.

$$g(t) = A[1 + mf(t)]$$

es la función envolvente de la onda AM

Para

$$g(t) > 0 \quad \text{o} \quad m < 1$$



$g(t)$ forma la envolvente superior de $s(t)$

y

$-g(t)$ forma la envolvente inferior de $s(t)$

C :máximo valor pico-pico de $s(t)$

B :mínimo valor pico-pico de $s(t)$

Considerando

$$f(t) = \cos \omega_m t$$

y además

$$|f(t)|_{\max} = 1$$

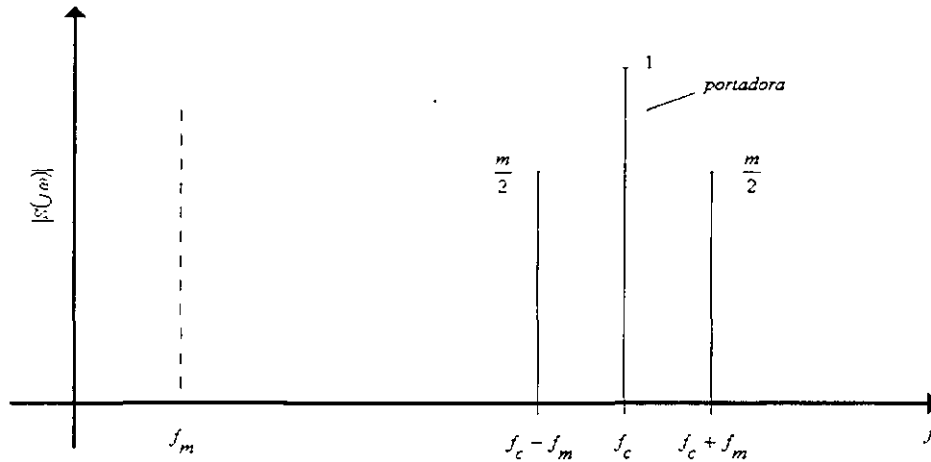
y

$$\overline{f(t)} = 0$$

entonces

$$\begin{aligned} s(t) &= A \{1 + m \cos \omega_m t\} \sin \omega_c t \\ s(t) &= A \left\{ \sin \omega_c t + \frac{m}{2} [\sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin (\omega_c - \omega_m) t] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

y el espectro de frecuencia será:



A la ecuación (1) se le conoce como *Señal de doble banda lateral con portadora completa*.

De la ecuación (1) la amplitud de la portadora es cuando menos dos veces o más lo de las bandas laterales, así que por lo menos las $\frac{2}{3}$ partes de la potencia será de la portadora la cual no contiene información.

Si la señal $s(t)$ es pasada a través de una resistencia de 1Ω de (2)

$$\begin{aligned} P|_{1 \Omega} &= \overline{A^2 \sin^2 \omega_c t [1 + 2m f(t) + m^2 f^2(t)]} \\ &= \overline{A^2 \sin^2 \omega_c t [1 + m^2 f^2(t)]} \\ &= \frac{A^2}{2} + \frac{A^2 m^2}{2} \overline{f^2(t)} \\ &= P_c + P_m \end{aligned}$$

dado que

$$|f(t)| < 1$$

entonces

$$\overline{f^2(t)} \leq 1$$

para

$$m = 1 (100\%)$$

$$\overline{f^2(t)} \leq \frac{1}{2}$$

y

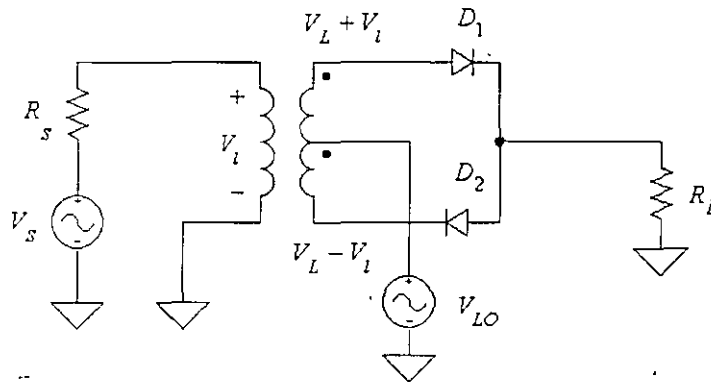
$$P_c = 2P_m$$

A menudo se suprime la portadora resultando la señal

$$s(t) = \frac{Am}{2} [\sin(\omega_c + \omega_m)t + \sin(\omega_c - \omega_m)t] \quad (4)$$

Señal con doble banda lateral con portadora suprimida DSB.

Ejemplo de modulador usando un mezclador de tipo conmutado.



$$V_o = V_{LO} + V_i^* = V_{LO} + V_i \left[\frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_L t}{2n+1} \right]$$

$$V_o = V_{LO} + \frac{2V_i}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_L - \omega_i]t - \cos[(2n+1)\omega_L + \omega_i]t}{2n+1}$$

si

$$V_{LO} = V_L \sin \omega_L t$$

Si un filtro paso bajas es colocado a la salida con ancho de banda de

$$B = \omega_L + \omega_i$$

entonces la salida será:

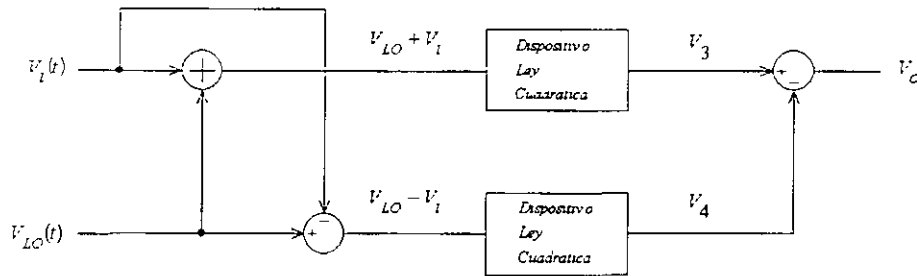
$$s(t) = \left[V_{LO} + \frac{4V_i}{\pi} \sin \omega_i t \right] \sin \omega_L t$$

$$s(t) = V_{LO} \left(1 + \frac{4V_i}{\pi V_{LO}} \sin \omega_i t \right) \sin \omega_L t$$

Dado que el filtro paso bajas elimina toda la componente de alta frecuencia

$$m = \frac{4V_i}{\pi V_{LO}}$$

4.1.1 Modulación Analógica (AM)



$$V_3 = k_s (V_i^2 + 2V_i V_{LO} + V_{LO}^2)$$

$$V_4 = k_s (V_i^2 - 2V_i V_{LO} + V_{LO}^2)$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_3 - V_4 \\ &= k_s (V_i^2 + 2V_i V_{LO} + V_{LO}^2) - k_s (V_i^2 - 2V_i V_{LO} + V_{LO}^2) \end{aligned}$$

$$V_o(t) = 4k_s V_i V_{LO}$$

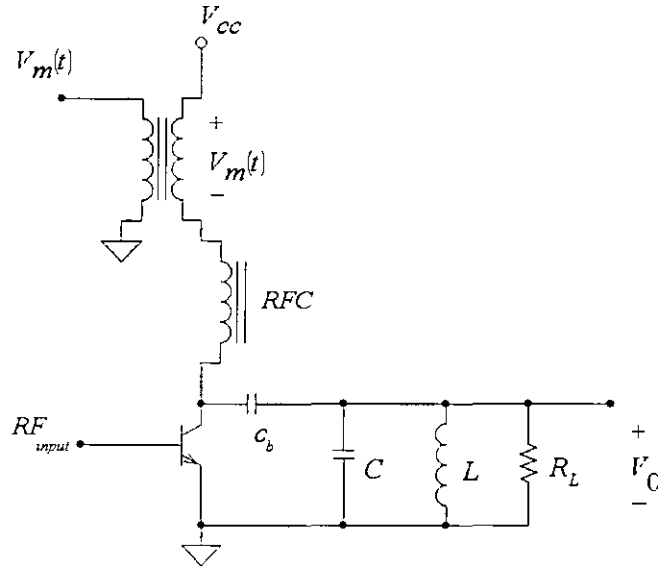
Si el dispositivo es de "media ley cuadrática" es decir

$$V_o = \begin{cases} k_s V_i^2 & V_i > 0 \\ 0 & V_i < 0 \end{cases}$$

entonces $V_i + V_{LO}$ y $V_i - V_{LO}$ deben ser restringidos a ser mayores que cero.

Los métodos más frecuentemente usados de AM a altos niveles de potencia es modular la fuente de voltaje del amplificador de potencia.

La figura muestra un circuito con colector modulado.



El transistor puede operar como amplificador clase B o C.

El circuito a la salida está sintonizado a la frecuencia portadora y tiene un BIW igual a dos veces la señal moduladora

La señal moduladora es aplicada en serie con la fuente de voltaje, así que el voltaje de alimentación total a bajas frecuencias para el transistor es:

$$V = V_{cc} + V_m(t) = V_{cc} (1 + m \cos \omega_m t)$$

donde

$$m = \frac{V_m}{V_{cc}}$$

Alimentando

$$V_m(t) = mV_{cc} \cos \omega_m t$$

$$V_o = V_{cc} (1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

Para $m = 100\% \implies V_m = V_{cc}$

Como cada banda contiene $\frac{1}{4}$ de la potencia de la portadora:

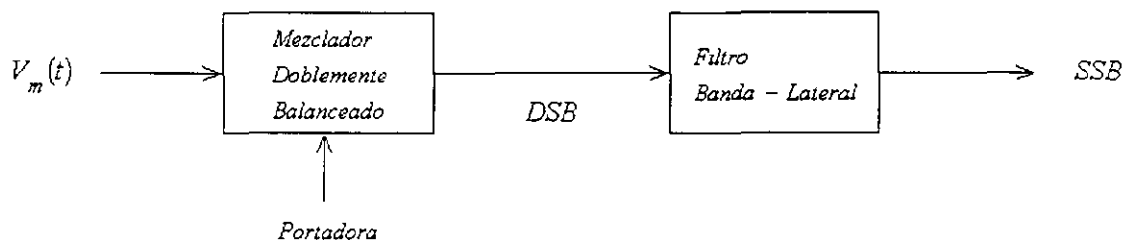
$$P_o = \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{8} + \frac{A^2}{8} = \frac{3}{4} A^2 \implies P_o = \frac{3}{2} P_c$$

La portadora tiene una amplitud $= V_{cc}$ y la amplitud de cada una de las bandas $= \frac{1}{2} V_{cc}$

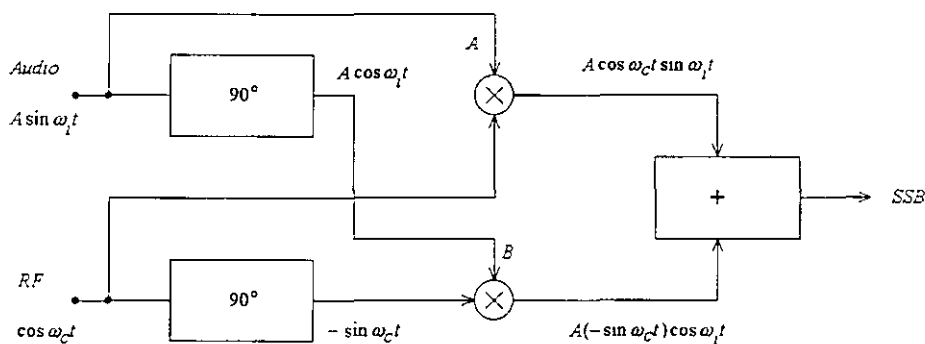
$$P_o = \frac{3}{2} \frac{V_{cc}^2}{2R_L}$$

Manera de obtener la señal SSB.

A) una manera simple es generar la señal DSB, usando el mezclador doblemente-balanceado (sin V_{LO} a la salida) y remover una de las bandas con un filtro.



B) Método de desfasamiento.



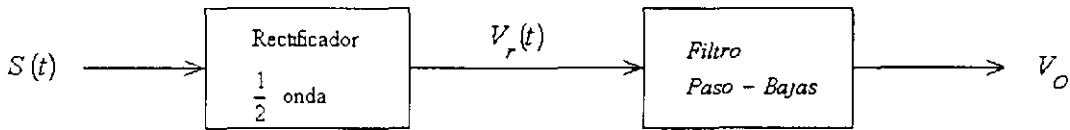
$$\begin{aligned}
 s(t) &= A \cos \omega_c t \sin \omega_1 t + A \sin \omega_c t \cos \omega_1 t \\
 &= A \left\{ \frac{1}{2} [\sin (\omega_c + \omega_1) t + \sin (\omega_c - \omega_1) t] + \frac{1}{2} [\sin (\omega_c + \omega_1) t - \sin (\omega_c - \omega_1) t] \right\} \\
 s(t) &= A \sin (\omega_c + \omega_1) t
 \end{aligned}$$

4.1.2 Demoduladores de AM.

Demodulación $\begin{cases} \text{síncrona} \\ \text{asíncrona} \end{cases}$

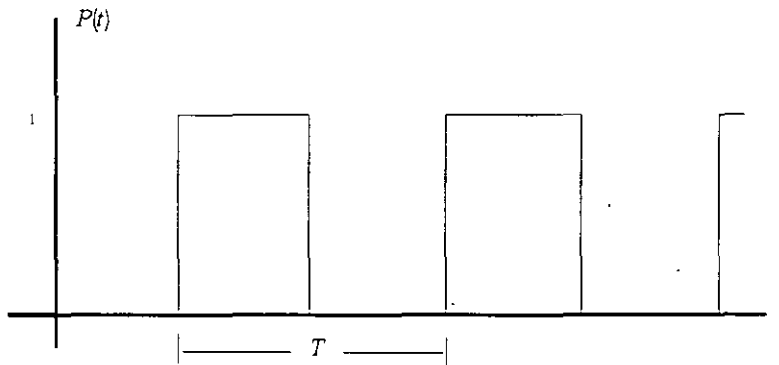
La detección síncrona emplea un elemento variante en el tiempo o no lineal sincronizado con la frecuencia portadora, de otro modo la detección es asíncrona.

Detector de envolvente promedio (asíncrono)



$$V_r(t) = \begin{cases} 1 & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

Si $s(t)$ es periódica con frecuencia ω_c , entonces:



$$P(t) = \begin{cases} 1 & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) \leq 0 \end{cases}$$

$$P(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_c t}{2n+1} \quad (2)$$

Si

$$s(t) = A[1 + mf(t)] \sin \omega_c t$$

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x+y) + \cos(x-y)]$$

$$V_r(t) = A[1 + mf(t)] \left\{ \frac{\sin \omega_c t}{2} + \frac{1}{\pi} + \frac{\cos \omega_c t}{\pi} + \text{armónicas de orden superior} \right\} \quad (3)$$

Si el filtro paso bajas se elige para dejar fuera a ω_c y a la armónica superior la salida será:

$$V_o(t) = \frac{A[1 + mf(t)]}{\pi} = \frac{A}{\pi} + \frac{Am}{\pi} f(t) \quad (4)$$

el cuál es un termino de directa más la información moduladora.

Tenemos dos observaciones importantes

Sí

$$f(t) = \sin \omega_m t$$

la ecuación (3) se puede escribir como.

$$V_r(t) = A \left\{ \frac{\sin \omega_c t}{2} + \frac{1}{\pi} + \frac{m}{\pi} \sin \omega_m t + \frac{m}{4} \{ \cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t \} + \text{terminos de frecuencia superior} \right\}$$

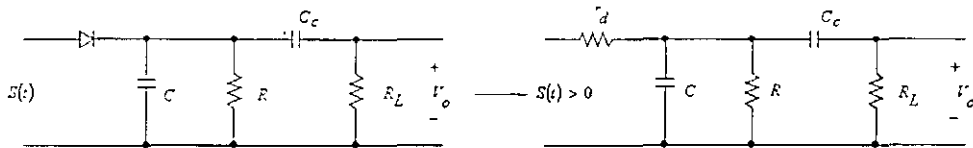
Para asegurar que una distorsión no ocurrirá, la máxima frecuencia de modulación deberá ser restringida a:

$$\omega_{m_{\max}} \leq \frac{\omega_c}{2}$$

Y el correspondiente ancho de banda del filtro deberá ser seleccionado de tal manera que.

$$V_r(t) > 0, \quad s(t) > 0 \quad \implies m < 1$$

Un circuito de este tipo



C_c es incluido para filtrar la componente de DC.

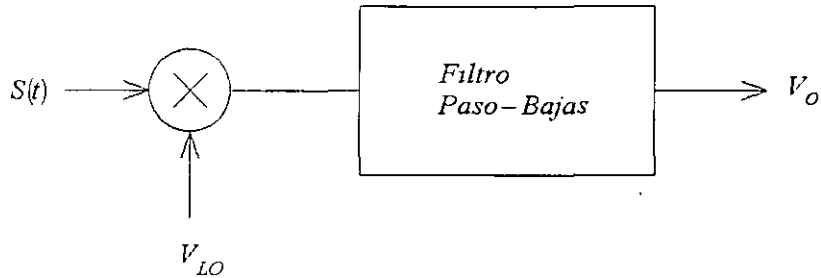
C para eliminar las componentes de alta frecuencia de la salida e incrementar el valor promedio de V_o .

4.1.3 Detección Síncrona.

Si es posible obtener una señal sincronizada en frecuencia y fase con la señal portadora original, entonces es posible detectar la señal DSB.

Algunos sistemas de comunicación transmiten una pequeña señal portadora (piloto) sincronizada con la portadora original, por ejemplo FM estereo usa esta técnica:

De acuerdo a la figura:



Consideremos la señal DSB clásica:

$$s(t) = A [1 + mf(t)] \sin \omega_c t$$

$$f(t) = \cos \omega_m t$$

$$s(t) = A \left\{ \sin \omega_c t + \frac{m}{2} [\sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin (\omega_c - \omega_m) t] \right\}$$

Para DSB

$$s(t) = \frac{Am}{2} [\sin (\omega_c + \omega_m) t + \sin (\omega_c - \omega_m) t]$$

y la señal del oscilador

$$V_L = V_L \sin \omega_c t$$

$$V_o = V_L s(t)$$

$$V_o = \frac{AVm}{4} \{-\cos (2\omega_c + \omega_m) t + \cos \omega_m t + \cos (-\omega_m) t - \cos (2\omega_c - \omega_m) t\}$$

$$V_o = \frac{AVm}{4} \{2 \cos \omega_m t - \cos (2\omega_c + \omega_m) t - \cos (2\omega_c - \omega_m) t\}$$

si esta señal es filtrada con un filtro paso bajas con:

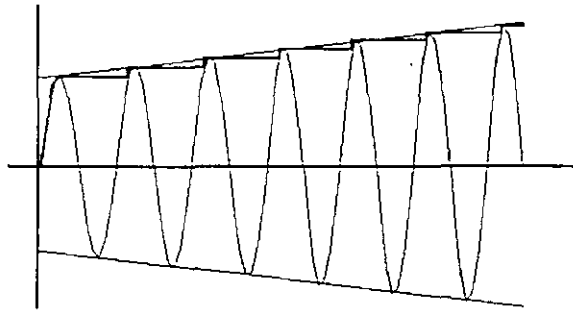
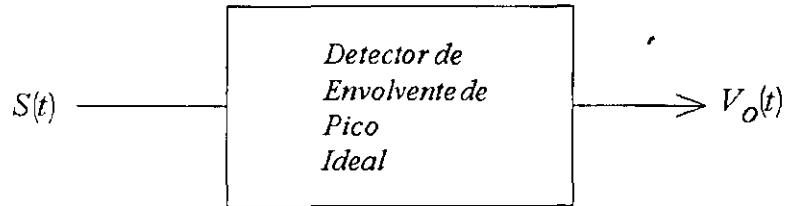
$$\omega_m < BW \leq \omega_c$$

la salida será:

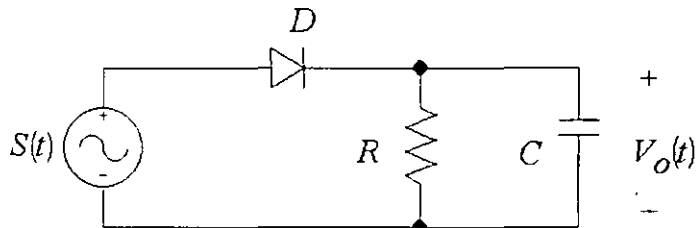
$$V_o' = \frac{AV_m}{2} \cos \omega_m t$$

lo cual es proporcional a la señal moduladora original.

Detector de envoltente de pico.



La mayoría de los detectores emplean un diodo para manejar el sostenimiento de la malla. (usualmente acompañados de un resistor y un capacitor en paralelo) al valor pico de cada ciclo de la portadora.



Nota:

Se debe observar que la demodulación de la señal de AM con portadora suprimida y la detección de la señal SSB son imposibles con un detector de envoltente de pico.

4.1.4 Modulación Angular.

La modulación angular tiene la desventaja comparada con la modulación en Amplitud de ocupar un ancho de banda más amplio, sin embargo esto puede proporcionar mejor discriminación en contra del ruido y otras señales de interferencia.

La modulación angular se puede dividir en modulación de fase y modulación de frecuencia dependiendo si la fase o la derivada de la fase (frecuencia) es modulada.

Una señal modulada en ángulo puede ser vista como:

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (1)$$

ω_c :frecuencia de portadora $A(t)$:amplitud de la moduladora (idealmente $A(t)$:constante con la fase $\theta(t)$ representando la modulación angular).

Una señal modulada en fase tiene la forma:

$$s(t) = A \cos \Phi(t) = A \cos[\omega_c t + \Delta\phi f(t)] \quad (2)$$

$\Phi(t) = \omega_c t + \Delta\phi f(t)$ es la fase instantánea.

A amplitud de la portadora, ω_c frecuencia de la portadora, $\Delta\phi$ es la desviación de fase

$f(t)$ es la señal proporcional a la información moduladora.

$$|f(t)|_{\max} = 1 \quad |f(t)| = 0 \quad (3)$$

Podemos ver que la fase varía en proporción directa a $f(t)$ con la constante de proporcionalidad $\Delta\phi$ $\phi(t) = \Delta\phi f(t)$

$$\omega_i(t) \triangleq \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (4)$$

Si en lugar de que $\phi(t)$ varíe con $f(t)$, nosotros variamos $\omega_i(t)$ en proporción a $f(t)$, esto es:

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega f(t) \quad (5)$$

Entonces

$$\phi(t) = \int \omega_i(t) dt = \omega_0 t + \Delta\omega \int f(\theta) d\theta + \theta_0$$

$s(t)$ toma la forma típica de una señal modulada en frecuencia

$$s(t) = A \cos \left[\omega_c t + \Delta\omega \int f(\theta) d\theta + \theta_0 \right] \quad (6)$$

donde

$\Delta\omega$ es la desviación de frecuencia y es la relación de proporcionalidad entre $f(t)$ y la frecuencia instantánea θ_0 es la constante de fase. Por simplicidad puede ser cero.

De la ecuación (4) si nosotros obtenemos las propiedades de la señal FM simultáneamente estamos obteniendo las propiedades de la señal PM.

Existen 3 frecuencias asociadas con la señal FM

1) ω_c frecuencia portadora

2) $\Delta\omega$ desviación de frecuencia, la cual es una medida de que tanto la frecuencia instantánea se aleja de la frecuencia de la portadora. como $f(t)$ varíe entre +1 y -1.

3) ω_m máxima frecuencia de modulación [la frecuencia a la cual está limitada en banda] esta frecuencia es una medida de que tan rápido la frecuencia instantánea varía alrededor de ω_0 .

Por lo general las tres frecuencias se expresan en la forma de dos parámetros.

Normalizando ω_c y ω_m a $\Delta\omega$ con la relación:

$$\beta = \frac{\omega_c}{\omega_m} \quad D \equiv \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

β índice de modulación (varia en miles)

D relación de transformación ($D < 1$ casos prácticos $D = 0.005$ o menor).

La forma de onda de una señal PM

$$M(t) = V_c \cos[\omega_c t + \theta(t)]$$

$$M(t) = V_c \cos[\omega_c t + m \cos \omega_a t]$$

donde

$\theta(t) = m \cos \omega_a t$ desviación de fase instantánea.

m índice de modulación.

$m = K V_a$ para PM.

$m = \frac{K V_a}{\omega}$ para FM.

V_a = amplitud pico de la señal moduladora.

4.2 Modulación en Frecuencia.

$$\begin{aligned}v(t) &= A \cos \phi(t) \\ \phi(t) &= \omega_c t + \Delta \phi f(t)\end{aligned}$$

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + \Delta \phi f(t)]$$

$$|f(t)|_{\max} = 1 \quad \bar{f}(t) = 0$$

$$\omega_i(t) = \frac{d}{dt} \phi(t)$$

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta \omega f(t)$$

$$\phi(t) = \omega_c t + \Delta \omega \int f(\theta) d\theta + \theta_0$$

$$v(t) = A \cos \left[\omega_c t + \Delta \omega \int f(\theta) d\theta + \theta_0 \right] \quad (1)$$

$\Delta \omega$ desviación de la frecuencia

$$\beta = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \quad \text{índice de modulación}$$

$$D = \frac{\Delta \omega}{\omega_c} \quad \text{razón de transformación}$$

haciendo $f(t) = \cos \omega_m t$ de (1)

$$\begin{aligned}v(t) &= A \cos [\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] \\ &= A \cos \omega_c t \cos(\beta \sin \omega_m t) - A \sin \omega_c t \sin(\beta \sin \omega_m t)\end{aligned}$$

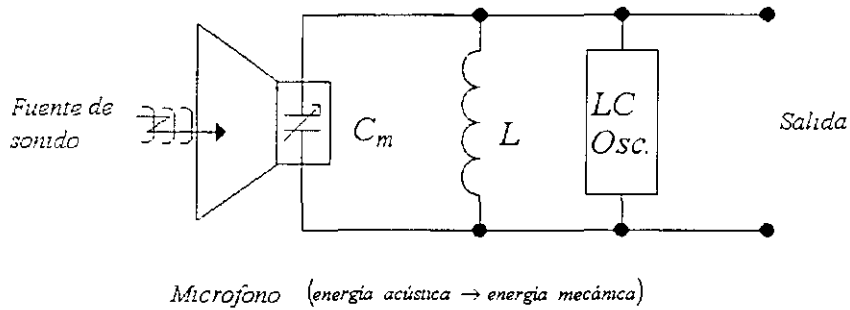
$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos 2n \omega_m t$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = 2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\beta) \sin (2n+1) \omega_m t$$

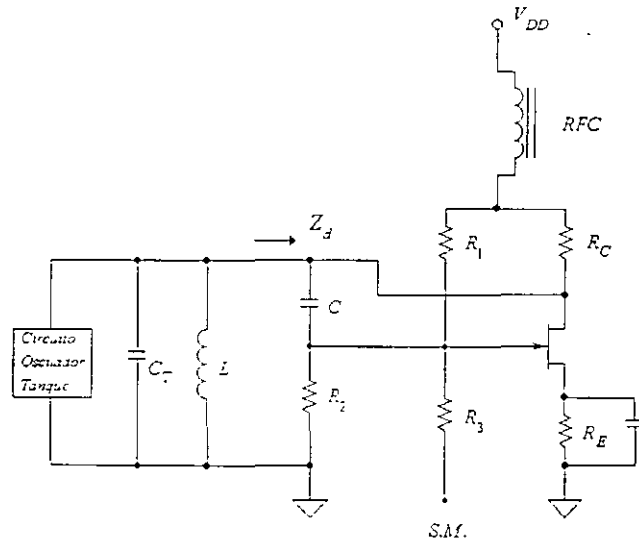
$$v(t) = A \left\{ \begin{aligned} &J_0(\beta) \cos \omega_c t + J_1(\beta) [\cos (\omega_c + \omega_m) t - \cos (\omega_c - \omega_m) t] \\ &+ J_2(\beta) [\cos (\omega_c + 2\omega_m) t + \cos (\omega_c - 2\omega_m) t] \\ &+ J_3(\beta) [\cos (\omega_c + 3\omega_m) t + \cos (\omega_c - 3\omega_m) t] \\ &+ \dots \end{aligned} \right\}$$

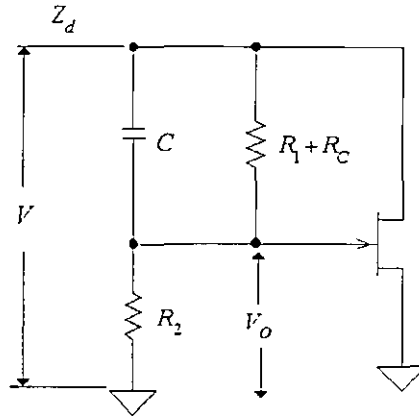
a) **Forma directa:** Es una modulación angular, en la cual la frecuencia de la portadora es variada (desviada) directamente por la señal moduladora.

Con la forma directa, la desviación de la frecuencia instantánea es proporcional a la amplitud de la señal moduladora.



4.2.1 Modulador de Reactancia.





Suponiendo JFET ideal ($v_g = 0$)

$$i_d = g_m V_{gs} = g_m V_g = g_m \frac{R_2}{R_2 - jX_C} V$$

g_m : la transconductancia del FET

Y la impedancia entre drain y tierra es:

$$Z_d = \frac{V}{i_d} = \frac{V}{g_m \frac{R_2}{R_2 - jX_C} V} = \frac{R_2 - jX_C}{g_m R_2} = \frac{1}{g_m} - \frac{jX_C}{g_m R_2}$$

Asumiendo que $R_2 \ll X_C$

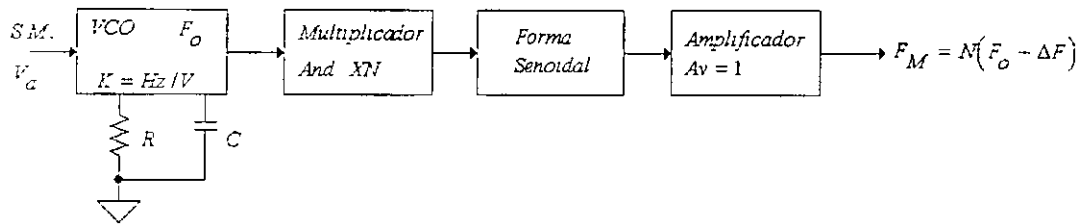
$$Z_d = -\frac{jX_C}{g_m R_2} = -\frac{j}{2\pi F g_m R_2 C}$$

Donde $g_m R_2 C$ es equivalente a una capacitancia variable, e inversamente proporcional a (R_2), a la frecuencia angular de la moduladora ($2\pi F$) y a la transconductancia g_m de Q_1 , la cual varía con el voltaje gate-source.

Cuando una señal moduladora es aplicada a $R_3 \implies$ el voltaje es variado causando un cambio proporcional en $g_m \implies (Z_d)$ es una función de la señal moduladora.

4.2.2 Generador de FM (LIC).

Genera una señal de alta calidad, segura, estable y proporcional a la señal moduladora.



$$FM = N(F_o + \Delta F)$$

$$\Delta F = KV_a$$

4.2.3 Demoduladores de FM.

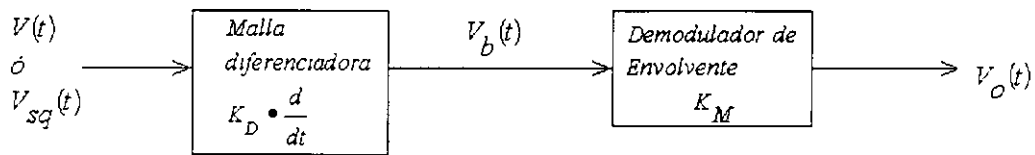
Existen dos técnicas:

Colocar un modulador de FM en la rama de retorno de un amplificador realimentado, a este demodulador resultante hace uso del hecho de que un amplificador realimentado con la suficiente ganancia de lazo, realiza en su rama directa la operación inversa de la cual se está realizando en su rama de retorno.

La técnica más general:

Primero colocar el limitador de amplitud y pasa la señal de FM a través de una malla diferenciadora la cual produce una modulación envolvente proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de FM. Y entonces colocar la variación de amplitud resultante a través de un demodulador de amplitud el cual extrae la señal proporcional a $\omega_i(t)$.

Dado que $\omega_i(t) = \omega_0 + \Delta\omega f(t)$ una vez que $\omega_i(t)$ es extraído $f(t)$ se obtiene restando el término ω_0 .



y

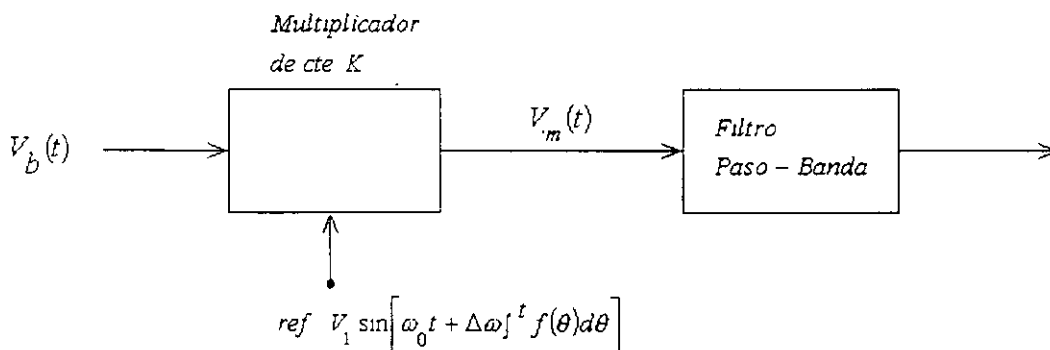
$$V_o(t) = BK_D K_M [\omega_0 + \Delta\omega f(t)]$$

Como existen 3 maneras de detectar amplitud modulada

- Detección síncrona
 - Detector de envolvente promedio
 - Detector de envolvente pico

Y dado que existen tres métodos por los cuales la diferenciación de la señal puede ser lograda, tenemos nueve tipos de detectores de FM.

Detección síncrona



Si el espectro no se traslapa con un filtro paso bajas, se puede obtener

$$V_o(t) = AK_D K_M [\omega_0 + \Delta\omega f(t)] * h_L(t)$$

Si el filtro es suficientemente plano, los límites teóricos radican en los valores máximos de $\Delta\omega$ y ω_m relativos a ω_0 .

$$\Delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad \beta = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$$

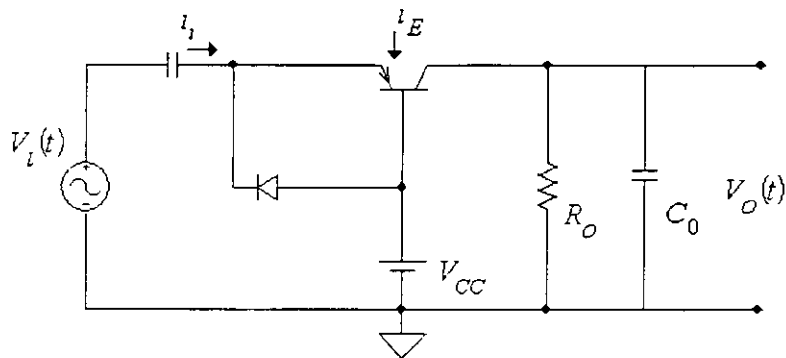
$$\frac{BW_2}{2} + 2\omega_m \leq 2\omega_0$$

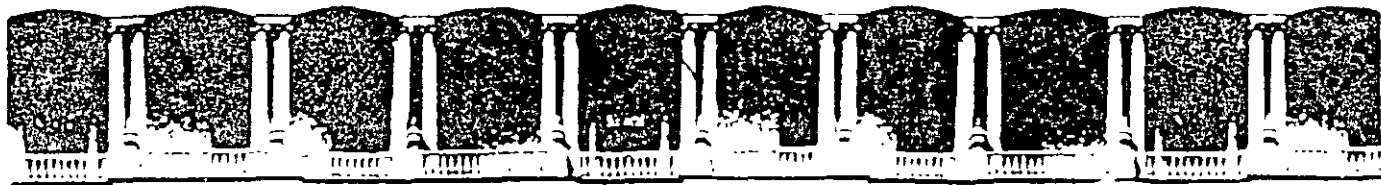
$$\Delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \leq \frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{BW_2}{2\Delta\omega}} = \Delta_{\max}$$

Tres métodos de llevar a cabo la derivada de la señal:

- diferenciación directa.
 - diferenciación en el dominio de la frecuencia.
 - diferenciación de retardo de tiempo.

Por ejemplo, de un circuito diferenciador directo es usar un simple capacitor en el que la entrada sea el voltaje y la salida su corriente:





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

TÉCNICAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL

**EXPOSITOR: M. EN I. MARIO PEÑA
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

SEÑALES, SISTEMAS Y CIRCUITOS PARA COMUNICACIONES COMUNICACIONES DIGITALES

Mario Peña
IIMAS-UNAM

TECNICAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL

CONCEPTOS GENERALES

Digital

Describes any system based on discontinuous data or events. Computers are digital machines because at their most basic level they can distinguish between just two values, 0 and 1, or off and on. There is no simple way to represent all the values in between, such as 0.25. All data that a computer processes must be encoded digitally, as a series of zeroes and ones.

The opposite of digital is analog. A typical analog device is a clock in which the hands move continuously around the face. Such a clock is capable of indicating every possible time of day. In contrast, a digital clock is capable of representing only a finite number of times (every tenth of a second, for example).

In general, humans experience the world analogically. Vision, for example, is an analog experience because we perceive infinitely smooth gradations of shapes and colors. Most analog events, however, can be simulated digitally. Photographs in newspapers, for instance, consist of an array of dots that are either black or white. From afar, the viewer does not see the dots (the digital form), but only lines and shading, which appear to be continuous. Although digital representations are approximations of analog events, they are useful because they are relatively easy to store and manipulate electronically. The trick is in converting from analog to digital, and back again.

This is the principle behind compact discs (CDs). The music itself exists in an analog form, as waves in the air, but these sounds are then translated into a digital form that is encoded onto the disk. When you play a compact disc, the CD player reads the digital data, translates it back into its original analog form, and sends it to the amplifier and eventually the speakers.

Internally, computers are digital because they consist of discrete units called bits that are either on or off. But by combining many bits in complex ways, computers simulate analog events. In one sense, this is what computer science is all about

System

(1) Refers to a combination of components working together. For example, a computer system includes both hardware and software. A Windows system is a personal computer running the Windows operating system. A desktop publishing system is a computer running desktop publishing software.

(2) Short for computer system.

(3) Short for operating system.

(4) An organization or methodology. The binary numbering system, for instance, is a way to count using only two digits.

Data

(1) Distinct pieces of information, usually formatted in a special way. All software is divided into two general categories: data and programs. Programs are collections of instructions for manipulating data.

Data can exist in a variety of forms -- as numbers or text on pieces of paper, as bits and bytes stored in electronic memory, or as facts stored in a person's mind.

Strictly speaking, data is the plural of datum, a single piece of information. In practice, however, people use data as both the singular and plural form of the word.

(2) The term *data* is often used to distinguish binary machine-readable information from textual human-readable information. For example, some applications make a distinction between *data files* (files that contain binary data) and *text files* (files that contain ASCII data).

(3) In database management systems, data files are the files that store the database information, whereas other files, such as index files and data dictionaries, store administrative information, known as metadata.

Communications

The transmission of data from one computer to another, or from one device to another. A *communications device*, therefore, is any machine that assists data transmission. For example, modems, cables, and ports are all communications devices. Communications software refers to programs that make it possible to transmit data.

Device

Any machine or component that attaches to a computer. Examples of devices include disk drives, printers, mice, and modems. These particular devices fall into the category of peripheral devices because they are separate from the main computer.

Most devices, whether peripheral or not, require a program called a *device driver* that acts as a translator, converting general commands from an application into specific commands that the device understands.

Modem

Acronym for *modulator-demodulator*. A modem is a device or program that enables a computer to transmit data over telephone lines. Computer information is stored digitally, whereas information transmitted over telephone lines is transmitted in the form of analog waves. A modem converts between these two forms.

Fortunately, there is one standard interface for connecting external modems to computers called *RS-232*. Consequently, any external modem can be attached to any computer that has an RS-232 port, which almost all personal computers have. There are also modems that come as an expansion board that you can insert into a vacant expansion slot. These are sometimes called *onboard* or *internal modems*.

While the modem interfaces are standardized, a number of different protocols for formatting data to be transmitted over telephone lines exist. Some, like CCITT V.34, are official standards, while others have been developed by private companies. Most modems have built-in support for the more common protocols -- at slow data transmission speeds at least, most modems can communicate with each other. At high transmission speeds, however, the protocols are less standardized.

Aside from the transmission protocols that they support, the following characteristics distinguish one modem from another:

- **bps** : How fast the modem can transmit and receive data. At slow rates, modems are measured in terms of baud rates. The slowest rate is 300 baud (about 25 cps). At higher speeds, modems are measured in terms of bits per second (bps). The fastest modems run at 57,600 bps, although they can achieve even higher data transfer rates by compressing the data. Obviously, the faster the transmission rate, the faster you can send and receive data. Note, however, that you cannot receive data any faster than it is being sent. If, for example, the device sending data to your computer is sending it at 2,400 bps, you must receive it at 2,400 bps. It does not always pay, therefore, to have a very fast modem. In addition, some telephone lines are unable to transmit data reliably at very high rates.
- **voice/data**: Many modems support a switch to change between voice and data modes. In data mode, the modem acts like a regular modem. In voice mode, the modem acts like a regular telephone. Modems that support a voice/data switch have a built-in loudspeaker and microphone for voice communication.
- **auto-answer** : An auto-answer modem enables your computer to receive calls in your absence. This is only necessary if you are offering some type of computer service that people can call in to use.

- **data compression** : Some modems perform data compression, which enables them to send data at faster rates. However, the modem at the receiving end must be able to decompress the data using the same compression technique.
- **flash memory** : Some modems come with *flash memory* rather than conventional ROM, which means that the communications protocols can be easily updated if necessary.
- **Fax capability**: Most modern modems are fax modems, which means that they can send and receive faxes. To get the most out of a modem, you should have a communications software package, a program that simplifies the task of transferring data.

Peripheral device

A computer device, such as or printer, that is not part of the essential computer, i.e., the memory and microprocessor. Peripheral devices can be external -- such as a mouse, keyboard, printer, monitor, external Zip drive or scanner -- or internal, such as a CD-ROM drive, CD-R drive or internal modem. Internal peripheral devices are often referred to as integrated peripherals. Also see I/O.

Driver

A program that controls a device. Every device, whether it be a printer, disk drive, or keyboard, must have a driver program. Many drivers, such as the keyboard driver, come with the operating system. For other devices, you may need to load a new driver when you connect the device to your computer. In DOS systems, drivers are files with a .SYS extension. In Windows environments, drivers often have a .DRV extension.

Port

n) (1) An interface on a computer to which you can connect a device. Personal computers have various types of ports. Internally, there are several ports for connecting disk drives, display screens, and keyboards. Externally, personal computers have ports for connecting modems, printers, mice, and other peripheral devices. Almost all personal computers come with a serial RS-232C port or RS-422 port for connecting a modem or mouse and a parallel port for connecting a printer. On PCs, the parallel port is a Centronics interface that uses a 25-pin connector. SCSI (Small Computer System Interface) ports support higher transmission speeds than do conventional ports and enable you to attach up to seven devices to the same port.

(2) In TCP/IP and UDP networks, an endpoint to a logical connection. The port number identifies what type of port it is. For example, port 80 is used for HTTP traffic.

(v) To move a program from one type of computer to another. To port an application, you need to rewrite sections that are machine dependent, and then recompile the program on the new computer. Programs that can be ported easily are said to be portable.

Términos y modos mas aceptados de Comunicaciones Digitales:

Application Service Providers (ASPs)
Communications Standards
Error Correction
Faxing
Internet Access
Modems

Communications Software
Data Transfer Rates
Ethics
File Transfer
Internet Telephony
Multiplexing

TERMS

[access](#)
[asynchronous](#)
[bandwidth](#)
[baseband transmission](#)
[bisync](#)
[bottleneck](#)
[CAP](#)
[channel](#)
[circuit switching](#)
[COM](#)
[CRM](#)
[DCC](#)
[EAI](#)
[emulation](#)
[frame](#)
[full duplex](#)
[handshaking](#)
[host-based](#)
[isochronous](#)
[modulate](#)
[multihomed](#)
[NRZI](#)
[parallel](#)
[protocol](#)
[serial](#)
[start bit](#)
[synchronous](#)
[telematics](#)
[trunk](#)
[voice recognition](#)
[Winsock](#)

[ADPCM](#)
[AT command set](#)
[baseband](#)
[baud](#)
[bit stuffing](#)
[bps](#)
[carrier](#)
[channel bank](#)
[codec](#)
[communications](#)
[dark fiber](#)
[DTE](#)
[EBPP](#)
[flow control](#)
[FSO](#)
[half duplex](#)
[host](#)
[HSSI](#)
[LATA](#)
[MSA/RSA](#)
[noise](#)
[null-modem cable](#)
[polling](#)
[remote](#)
[simplex](#)
[stop bit](#)
[TDR](#)
[terminal emulation](#)
[UART](#)
[VOP](#)

Estandares de Comunicación:

[Communications Standards](#)
[Display Standards](#)
[Graphics Standards](#)
[Network Protocols](#)
[Standards Organizations](#)

[Data Formats](#)
[Formatting Standards](#)
[Miscellaneous Standards](#)
[Networking Standards](#)
[Video Formats](#)

[802.11](#)
[ASN.1](#)
[Bell 103](#)
[Binary File Transfer \(BFT\)](#)
[communications protocol](#)
[DSVD](#)
[Group 3 protocol](#)
[Hayes compatible](#)

[Aloha](#)
[AT command set](#)
[Bell 212A](#)
[CCITT](#)
[DSSS](#)
[FHSS](#)
[Group 4 protocol](#)
[HiperLAN](#)

Kermit
RS-232C
RS-485
V.22
V.32
V.35
V.90
Xmodem
Zmodem

MPLS
RS-422 and RS-423
SLIP
V.22bis
V.34
V.42
Wi-Fi
Ymodem

EJEMPLOS DE STANDARS DE COMUNICACIÓN DIGITAL

RS-232C

Short for *recommended standard-232C*, a standard interface approved by the Electronic Industries Association (EIA) for connecting serial devices. In 1987, the EIA released a new version of the standard and changed the name to *EIA-232-D*. And in 1991, the EIA teamed up with Telecommunications Industry association (TIA) and issued a new version of the standard called *EIA/TIA-232-E*. Many people, however, still refer to the standard as *RS-232C*, or just *RS-232*.

Almost all modems conform to the EIA-232 standard and most personal computers have an EIA-232 port for connecting a modem or other device. In addition to modems, many display screens, mice, and serial printers are designed to connect to a EIA-232 port. In EIA-232 parlance, the device that connects to the interface is called a Data Communications Equipment (DCE) and the device to which it connects (e.g., the computer) is called a Data Terminal Equipment (DTE).

The EIA-232 standard supports two types of connectors -- a 25-pin D-type connector (DB-25) and a 9-pin D-type connector (DB-9). The type of serial communications used by PCs requires only 9 pins so either type of connector will work equally well.

Although EIA-232 is still the most common standard for serial communication, the EIA has recently defined successors to EIA-232 called *RS-422 and RS-423*. The new standards are backward compatible so that RS-232 devices can connect to an RS-422 port.

Centronics interface

A standard interface for connecting printers and other parallel devices. Although Centronics Corporation designed the original standard, the Centronics interface used by modern computers was designed by Epson Corporation. For PCs, almost all parallel ports conform to the Centronics standard. Two new parallel port standards that are backward compatible with Centronics, but offer faster transmission rates, are ECP (Extend Capabilities Port) and EPP (Enhanced Parallel Port).

TCP/IP

Abbreviation for *Transmission Control Protocol/Internet Protocol*, the suite of communications protocols used to connect hosts on the Internet. TCP/IP uses several protocols, the two main ones being TCP and IP. TCP/IP is built into the UNIX operating system and is used by the Internet, making it the de facto standard for transmitting data

over networks. Even network operating systems that have their own protocols, such as Netware, also support TCP/IP.

PROTOCOLOS DE REDES:

Networks

Standards

◦ SUBCATEGORIES

Ethernet

Internet Protocols

Ethernet

◦ PARENT CATEGORIES

Networks

Networking Standards

Network Protocols

◦ TERMS

1000Base-T

100Base-T

10Base-2

10Base5

10BaseT

5-4-3 rule

Aloha

Cat-5

collision

collision detection

EtherLoop

Ethernet

Gigabit Ethernet

HPNA

IEEE 802 standards

network-attached storage

shared Ethernet

switched Ethernet

switching hub

terminator

Internet Protocols

◦ PARENT CATEGORIES

Internet

Network Protocols

◦ SUBCATEGORIES

HTML

◦ TERMS

ARP

BGP

BIND

BOOTP

CDF

CGI

CGI form

CIDR

DHCP

DNS

DOM

DSTP

Enhanced Interior Gateway Routing Protocol

FTP

HTTP

ICMP

IGMP

Interior Gateway Routing Protocol

IP

IP Multicast

IPng
L2TP
LDAP
MPLS
NNTP
RIP
RSVP
RTSP
SASL
SMIL
SOCKS
TCP
TFTP
URI
X.509

IPsec
Layer Two Forwarding
MIME
NAT
OSPF
Routing Information Protocol
RTP
S/MIME
S-HTTP
SMTP
SSL
TCP/IP
UDP
UUCP
XML

Data Formats

◊ PARENT CATEGORIES

Data

Standards

◊ SUBCATEGORIES

HTML

Video Formats

◊ TERMS

AIFF
ANSI Character Set
ASCII file
BCD
binary file
BinHex
character set
decimal
DOM
EBCDIC
extended ASCII
floating-point number
hexadecimal
ISO Latin 1
MIME
padding
text
TNEF
Uuencode

alphanumeric
ASCII
BAK file
binary
binary format
character
convert
decoder
double precision
export
file format
format
import
leading zero
octal
special character
text file
Unicode

Standards Organizations

▣ PARENT CATEGORIES

Standards

▣ TERMS

<u>ACM</u>	<u>ANSI</u>
<u>CCITT</u>	<u>CISSP</u>
<u>Electronic Industries Association (EIA)</u>	<u>FCC</u>
<u>IAHC</u>	<u>IEEE</u>
<u>IETF</u>	<u>Internet Architecture Board</u>
<u>Internet Society</u>	<u>ISO</u>
<u>ITU</u>	<u>OMG</u>
<u>OSF</u>	<u>OSI</u>
<u>RosettaNet</u>	<u>The Open Group</u>
<u>VESA</u>	<u>W3C</u>

Miscellaneous Standards

▣ PARENT CATEGORIES

Standards

▣ TERMS

<u>Centronics interface</u>	<u>CIE color model</u>
<u>Device Bay</u>	<u>DIN connector</u>
<u>ECP</u>	<u>EIDE</u>
<u>EISA</u>	<u>EPP</u>
<u>ESDI</u>	<u>Industry Standard Architecture (ISA) bus</u>
<u>IrDA</u>	<u>ISO 9000</u>
<u>PCMCIA</u>	<u>PnP</u>
<u>QIC</u>	<u>SAA</u>
<u>SCSI</u>	<u>ST-506 interface</u>
<u>TWAIN</u>	

Error Correction

▣ PARENT CATEGORIES

Communications

Data

▣ TERMS

<u>checksum</u>	<u>CRC</u>
<u>down</u>	<u>error detection</u>
<u>even parity</u>	<u>Kermit</u>

loopback test
odd parity
parity checking

MNP
parity
Zmodem

checksum

A simple error-detection scheme in which each transmitted message is accompanied by a numerical value based on the number of set bits in the message. The receiving station then applies the same formula to the message and checks to make sure the accompanying numerical value is the same. If not, the receiver can assume that the message has been garbled.

error detection

In communications, *error detection* refers to a class of techniques for detecting garbled messages. Two of the simplest and most common techniques are called checksum and CRC. More sophisticated strategies include MNP and CCITT V.42.

CRC

Abbreviation of *cyclic redundancy check*, a common technique for detecting data transmission errors. A number of file transfer protocols, including Zmodem, use CRC in addition to checksum.

TECNICAS DE COMUNICACIÓN/PROTOCOLOS (EJEMPLOS)

• PARENT CATEGORIES

Faxing

Communications

Telecommunications

• TERMS

digitize
fax machine
Group 3 protocol
MFP
telecopy

fax
fax modem
Group 4 protocol
optical scanner

Multiplexing

• PARENT CATEGORIES

Communications

• TERMS

demultiplex
DWDM
FDM
multiplex
PCM
TDMA
WDM

DSLAM
EDFA
Intercast
multiplexor
TDM
VBI

Multiplex

To combine multiple signals (analog or digital) for transmission over a single line or media. A common type of multiplexing combines several low-speed signals for transmission over a single high-speed connection. The following are examples of different multiplexing methods:

- **Frequency Division Multiplexing (FDM)** : each signal is assigned a different frequency
- **Time Division Multiplexing (TDM)** : each signal is assigned a fixed time slot in a fixed rotation
- **Statistical Time Division Multiplexing (STDM)**: time slots are assigned to signals dynamically to make better use of bandwidth
- **Wavelength Division Multiplexing (WDM)** : each signal is assigned a particular wavelength; used on optical fiber.

PCM

Short for *Pulse Code Modulation*, a sampling technique for digitizing analog signals, especially audio signals. PCM samples the signal 8000 times a second; each sample is represented by 8 bits for a total of 64 Kbps. There are two standards for coding the sample level. The Mu-Law standard is used in North America and Japan while the A-Law standard is use in most other countries.

PCM is used with T-1 and T-3 carrier systems. These carrier systems combine the PCM signals from many lines and transmit them over a single cable or other medium.

Intercast

A protocol created by Intel in 1996 for broadcasting information, such as Web pages and programs, along with television signals to a PC. With Intercast, a user can watch television on one portion of a PC monitor while receiving relevant information often about the broadcast from the Web on another. To browse the Web for information not being broadcast or not stored on the PC, however, the user must have Internet access through an Internet Service Provider ; Intercast transmits in only one direction.

For example, CNN uses Intercast to broadcast text and links to its Web pages that accompany its TV coverage. To receive Intercast, a user needs a TV tuner add-in card and Intel Intercast Viewer software.

Ports and Interfaces

PARENT CATEGORIES

Communications

Hardware

▾ **TERMS**

ATA
Centronics interface
Geoport
IDE interface
parallel port
PS/2 port
RS-422 and RS-423
serial port
Ultra ATA

AUX
COM
hot plugging
parallel interface
port
RS-232C
RS-485
ST-506 interface
ZV Port

Data Transfer Rates

▾ **PARENT CATEGORIES**

Communications

Networks

Performance

▾ **TERMS**

BER
bottleneck
Cat-5
Gbps
Kbps
LVDS
Mbps
PIO

BERT
buffer underrun
data transfer rate
gigabit
kilobit
MBps
megabit
Round Robin DNS

Mbps

Short for *megabits per second*, a measure of data transfer speed. Networks, for example, are generally measured in Mbps.

Buffer underrun

A common problem that occurs when burning data into a CD. It happens when the computer is not supplying data quickly enough to the CD writer for it to record the data properly. Recording data to a CD-R is a real-time process that must run nonstop without interruption of the signal. A computer will typically transfer the data to the CD-R faster than it is needed. The CD-R drive stores the incoming data in a buffer as a reserve of data waiting to be written so that minor interruptions or slowdowns in the data flow will not interrupt the writing process. The larger the buffer, the greater the chances of a successful transfer. A buffer underrun error occurs when the flow of data from the original source, such as a hard drive or a CD-ROM drive, was interrupted long enough for the recorder's buffer to empty. The writing action is stopped when this happens, and the recordable disc may be ruined during a write operation.

The most common causes of buffer underrun are out-of-date drivers or a system that does not meet the minimum requirements for CD burning. Before attempting to record onto a CD, check that your CPU and hard drive are fast enough to support CD recording and that your computer has enough RAM and available hard disk space. It is also important to have the latest drivers for the CD-R drive, IDE or SCSI controller.

There are a number of ways to combat buffer underrun errors:

- Defragment your hard drive before writing a CD.
- Copy the data to a local hard drive before writing, but be sure to clear space on the hard drive as the workspace may need to be as large as 650 MB available. It is better to create an image of your source data on the hard drive before writing to a CD.
- Don't burn a CD over a network.
- The flow of data can be interrupted by corrupted files and bad sectors on the hard drive. Run the appropriate scanning software to check for these problems.
- Allow the system to warm up for about an hour before attempting to write a CD.
- Make sure the CD is clean before trying to write it.
- Inferior grade CDs may cause a problem. If the CDs from one particular manufacturer keep failing, try a different brand of disc.
- Try recording at a slower speed, such as 2x.

FILE TRANSFER :

Communications
Internet and Online Services

Networks
Communications Software

TERMS Electronic Mail

anonymous FTP
BinHex
CIFS
download
LIMDOW
loopback test
Napster
TFTP
Uuencode
Ymodem

Binary File Transfer (BFT)
bottleneck
Content Vectoring Protocol
FTP
loopback plug
MIME
sneakernet
upload
Xmodem

Anonymous FTP

A method for downloading public files using the File Transfer Protocol (FTP). Anonymous FTP is called *anonymous* because you don't need to identify yourself before accessing files. In general, you enter the word *anonymous* or *ftp* when the host prompts you for a username; you can enter anything for the password, such as your e-mail address or simply the word "guest". In many cases, when you access an anonymous FTP site, you won't even be prompted for your name and password.

You can use the Archie system to obtain a list of anonymous FTP sites and files available on each site. Many FTP sites are protected. Unlike anonymous FTP sites, these restricted FTP sites can only be accessed by individuals who enter a valid username and password.

FTP

Abbreviation of *File Transfer Protocol*, the protocol used on the Internet for sending files.

Binary File Transfer (BFT)

A standard for transmitting data files using fax modems. There are actually two standards, both of which are referred to as BFT: CCITT T.434 and Microsoft At Work (MAW).

Download

To copy data (usually an entire file) from a main source to a peripheral device. The term is often used to describe the process of copying a file from an online service or bulletin board service (BBS) to one's own computer.

Downloading can also refer to copying a file from a network file server to a computer on the network.

In addition, the term is used to describe the process of loading a font into a laser printer. The font is first copied from a disk to the printer's local memory. A font that has been downloaded like this is called a soft font to distinguish it from the hard fonts that are permanently in the printer's memory.

The opposite of download is upload, which means to copy a file from your own computer to another computer.

Xmodem

Originally developed in 1977 by Ward Christensen, Xmodem is one of the most popular file-transfer protocols. Although Xmodem is a relatively simple protocol, it is fairly effective at detecting errors. It works by sending blocks of data together with a checksum and then waiting for acknowledgment of the block's receipt. The waiting slows down the rate of data transmission considerably, but it ensures accurate transmission

TELECOMUNICACIONES

◦ SUBCATEGORIES

Communications

Faxing

ISDN

Modems

◦ TERMS

ADSL

attenuation crosstalk ratio

B-channel

cell

cellular

channel bank

clickstream

crosstalk

CTI

DSVD

E1

G.lite

IDSL

Internet telephony

IP faxing

IXC

OLEC

POTS

RJ-11

ANI

auto-redial

Cat-5

Cells in Frames

centrex

CLEC

cloud

CSU/DSU

dark fiber

DTMF

FSO

HFC

ILEC

IoS

IVR

LATA

PBX

PSTN

shared loop

SS7
T-3 carrier
telecommunications
telephony
VDSL

T-1 carrier
TDR
telematics
TSAPI
VOP

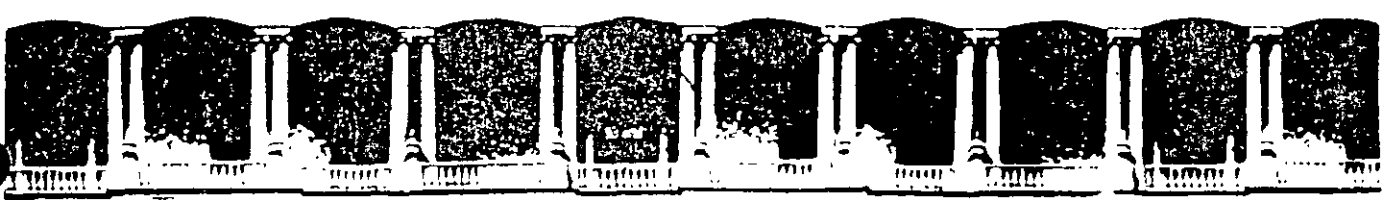
B-channel

Short for *Bearer-channel*, the main data channel in an ISDN connection. Basic Rate ISDN (BRI) service consists of two 64 Kbps B-channels, and one D-channel for transmitting control information. Primary ISDN service consists of 23 B-channels (in the U.S.) or 30 B-channels (in Europe).

Cellular

Refers to communications systems, especially the *Advance Mobile Phone Service (AMPS)*, that divide a geographic region into sections, called *cells*. The purpose of this division is to make the most use out of a limited number of transmission frequencies. Each connection, or conversation, requires its own dedicated frequency, and the total number of available frequencies is about 1,000. To support more than 1,000 simultaneous conversations, cellular systems allocate a set number of frequencies for each cell. Two cells can use the same frequency for different conversations so long as the cells are not adjacent to each other.

For digital communications, several competing cellular systems exist, including GSM and CDMA.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

ENCRIPCION DE DATOS

**EXPOSITOR: M. EN I. ARTURO GONZALEZ HERMOSILLO
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

CURSO: COMUNICACIONES DIGITALES

TEMA: ENCRIPCIÓN DE DATOS

M. en I. Arturo González Hermosillo

Actualmente las redes de comunicación de datos se convierten en un paso inevitable en el accionar de las instituciones, abarcando prácticamente la totalidad de las actividades del ser humano.

Esto en el futuro inmediato se verá reforzado por el advenimiento de las Redes de Datos de Servicios Integrados.

Si consideramos que las redes de comunicación de datos hacen uso de todos los medios de comunicación disponibles, desde la red telefónica conmutada hasta los satélites, y que en algunos casos abarcan distancias considerables pasando por más de un medio de comunicación, es posible concluir que estas comunicaciones por red digital quedan expuestas en muchos casos a un acceso irrestricto, como sería el caso de radiomodems o enlaces satelitales, en los cuales se está prácticamente "al aire".

Esto ha generado desde la década de los 70's una creciente inquietud por la confidencialidad de las comunicaciones cuya información tiene un valor intrínseco, situación que se ve agravada por la apertura al acceso de bancos de información, así como al procesamiento distribuido.

Inicialmente se establecieron claves de acceso a los sistemas automatizados, con el objeto de al menos evitar accesos no autorizados, sin embargo estas claves de usuario resultan generalmente una protección relativa ya que el conocimiento de los campos que contienen y un poco de paciencia redundan normalmente en la obtención de éstas. El siguiente caso fue el considerar sistemas formales de protección de información, para lo cual se recurre a la encriptación.

Esta ciencia cuyo desarrollo formal ocurre durante la segunda guerra mundial, ofrece resultados que son aplicables a mensajes escritos, por lo que existía un hueco en la aplicación a la encriptación de datos, esto es el desarrollo de algoritmos que permitieran automatizar el proceso de encriptación de datos. En 1977 es aprobado por la National Bureau of Standards el algoritmo DES (Data Encryption Standard), para información no clasificada para uso comercial. Al inicio de los 80's se tienen los primeros procesadores comerciales dedicados, que permiten efectuar la encriptación de datos en línea (en tiempo real).

CRIPTOGRAFIA

La criptografía es la ciencia que estudia la escritura secreta, un cifrado es un método secreto a través del cual un texto limpio es transformado en un texto cifrado llamado criptograma. El proceso de transformar un texto limpio en un texto cifrado es llamado encriptación, y el proceso inverso es llamado decriptación. Estos procesos están controlados por códigos de seguridad conocidos como llaves de encriptación y de decriptación respectivamente.

ENCRIPCION DE DATOS

Existen dos tipos básicos de encriptores, por Transposición y por Substitución, en general los algoritmos de encriptación utilizan una combinación de transposición con substitución, el algoritmo DES por ejemplo, encripta bloques de 64 bits usando una combinación de transposición con substitución.

Encriptación por Substitución.- En este caso se hace un reemplazo a nivel de bit, caracteres o bloques por substitutos. Un tipo simple de encriptación por Substitución lo constituye el substituir cada letra del alfabeto por la correspondiente K posiciones adelante, K es en este caso la llave de la encriptación, un ejemplo para K=4 se muestra a continuación.

MONTAR – QSRYEV

Un “código” es un tipo especial de cifrado por substitución, el cual hace uso de un “libro de códigos” como llave. En el libro de código aparecen las palabras o frases acompañadas del substituto a continuación se muestra un ejemplo de este método.

Hola 243
Por 715
Como 123
Lo que 544

Texto limpio: Por lo que
Texto encriptado: 715544

Encriptación por Transposición.- En esta forma se realiza un rearrreglo de los bits o caracteres en el texto limpio. Un ejemplo sencillo es un rearrreglo por “diente de sierra” tal como se ilustra en el ejemplo.

Texto limpio: ver llover

Rearreglo: v e r l l o v e r

Texto Encriptado: vlreloerv

En este caso la amplitud del diente de sierra es la llave de encriptación (3).

Criptoanálisis.- Es la ciencia que estudia los métodos de romper cifrados. Se dice que un cifrado se ha roto si es posible determinar el texto limpio o la llave a partir del texto encriptado. Existen tres métodos básicos de ataque: por texto cifrado exclusivamente, con conocimiento del texto limpio, con conocimiento de algún texto limpio y su correspondiente texto encriptado.

SEGURIDAD DE DATOS.

Los sistemas modernos de encriptación tienen dos objetivos básicos, que son asegurar la confidencialidad, esto es evitar que la información sea conocida por alguien más que el

destinatario, y la autenticidad o integridad, que se refiere a evitar la modificación no autorizada de bancos de información.

SISTEMA DE ENCRIPCIÓN.

Un sistema de encripción está constituido por las siguientes componentes:

- Un espacio de mensajes limpios M .
- Un espacio de mensajes encriptados C
- Un espacio de llaves K .
- Una familia de transformaciones de encripción $EK: M \rightarrow C$
- Una familia de Transformaciones de decripción $DK: C \rightarrow M$

En donde EK y DK pertenecen al espacio de llaves K .

Esto se refiere a contar con algoritmos de encripción y de decripción que operen con llaves que puedan ser escogidas de un conjunto de llaves usualmente muy grandes.

Un sistema de encripción además de la viabilidad de su uso, deberá garantizar que la seguridad del sistema depende exclusivamente del secreto de las llaves y no en el secreto de los algoritmos de encripción y de decripción. Formalmente existen dos requerimientos para los sistemas de encripción:

Requerimientos de Confidencialidad

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista, determinar sistemáticamente la llave de decripción a partir de un texto cifrado, aún cuando el correspondiente texto limpio sea conocido.

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista el determinar el texto limpio a partir de un texto encriptado interceptado.

Requerimientos de Autenticidad.

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista el determinar sistemáticamente la transformación de encripción EK dado C , cuando el espacio de texto limpio M sea conocido.

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista el poder generar sistemáticamente texto encriptado que resulte válido al aplicarle la transformación de decripción.

Actualmente existen numerosos sistemas de encripción, los cuales cubren una gran variedad de aplicaciones y de los cuales cabe destacar:

Sistemas de Llave-Pública.

Estos sistemas están basados en el concepto de dos llaves, cada usuario posee dos llaves: Una pública (conocida por todos los usuarios), y una privada conocida únicamente por él. En un sistema de este tipo dos usuarios pueden establecer comunicaciones

confidenciales (sin que otro usuario pueda "escuchar"), conociendo exclusivamente sus correspondientes llaves públicas.

Firma Digital

La firma digital es una propiedad privada de un usuario o proceso que es utilizada para validar mensajes enviados por éste. Si un usuario B recibe un mensaje M firmado por A, la firma de A debe cumplir con los siguientes requisitos:

B debe ser capaz de validar la firma de A en el mensaje M

Debe resultar imposible para otro usuario, incluido B, falsificar la firma de A.

En el caso de que A desaprobe el Mensaje firmado, debe ser posible para un juez o tercera parte resolver la disputa que se origina entre A y B.

La firma digital, establece la autenticidad del que envía. Por la segunda condición también establece la autenticidad del mensaje.

ALGORITMOS DE ENCRIPCION

En la actualidad se han desarrollado un gran número de algoritmos de encriptación, que van desde lo más simple (transposición o sustitución), pasando por los del tipo producto (transposición combinada con sustitución), hasta los más sofisticados entre los que podemos citar los cifradores exponenciales y los de Knapsak, Lo cuál deja en una posición difícil al usuario de los sistemas de encriptación, al momento de decidir cual resulta el más adecuado a sus necesidades.

Dado que no existe regla que permita determinar qué sistema es el más adecuado, lo que se recomienda es auxiliarse con la Teoría de la Complejidad, ésta provee los fundamentos para analizar los requerimientos computacionales de las técnicas de criptoanálisis, así como el estudio de la dificultad inherente para romper un cifrado. Afortunadamente los algoritmos (al menos los conocidos), ya han sido analizados y clasificados de acuerdo a su complejidad.

Complejidad del Algoritmo

La robustez de un algoritmo de cifrado queda determinada por la complejidad computacional de los algoritmos usados para resolver el cifrado. La complejidad computacional de un algoritmo es medida por sus requerimientos de tiempo (T) y espacio (s). O en términos más convencionales, dado un sistema de procesamiento cuanto tiempo llevaría romper el código, o bien, qué sistema se requiere para romper el código en un tiempo dado.

Planteado de esta manera, es posible evaluar qué sistema de encriptación resulta adecuado, haciendo un balance entre el provecho que representa el romper el código que se utiliza y el costo de romperlo. Una relación de uno a diez podría utilizarse como regla general de decisión.

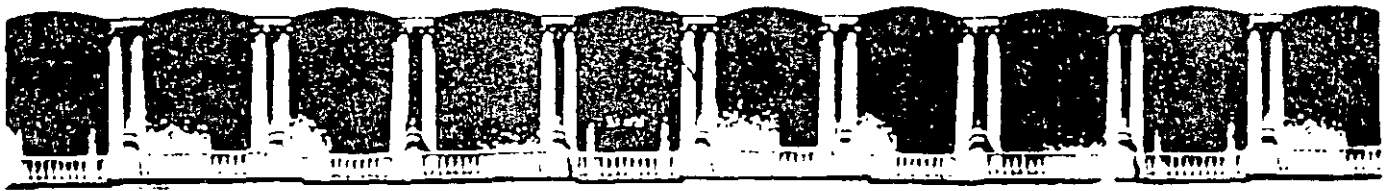
MODOS DE ENCRIPCION

Existen varios modos de operación que cumplen con las normas establecidas para la encripción de datos, y cuyo uso está más o menos generalizado. Cada uno de estos modos de operación ofrece ciertas ventajas o desventajas dependiendo de su aplicación.

El modo básico de operación llamado "LIBRO DE CÓDIGO ELECTRÓNICO" (ECB), por su analogía con los libros de código que se utilizaban anteriormente, opera sobre bloques de texto limpio, que transforma en bloques de texto encriptado. El mismo bloque de texto limpio siempre produce el mismo bloque de texto encriptado.

Con el fin de eliminar este inconveniente, un arreglo con realimentación puede ser incluido para crear otro modo de operación, denominado "ENCADENAMIENTO DE BLOQUES CIFRADOS (CBC). En este modo el bloque de texto limpio es sumado (XOR), con el resultado del cifrado que le precedió, antes de entregarlo al procesador de cifrado.

Los modos de encripción en serie son por lo general más apropiados para la protección en transmisión de datos. En los modos de encripción en serie el procesador de cifrado es usado como un generador de ruido, cuya salida es combinada con los datos limpios (para la encripción), o con el dato encriptado (para la decripción). Un modo importante de encripción en serie es el denominado "REALIMENTACION DE TEXTO ENCRIPADO" (CFB).



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

COMUNICACION DE DATOS

**EXPOSITOR: ING. ROMAN OSORIO COMPARAN
ING. ERNESTO LEYVA MACIAS
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA DE LA FACULTAD DE INGENIERIA
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Ing. Román Osorio Comparán, Ing. Ernesto Leyva Macias.

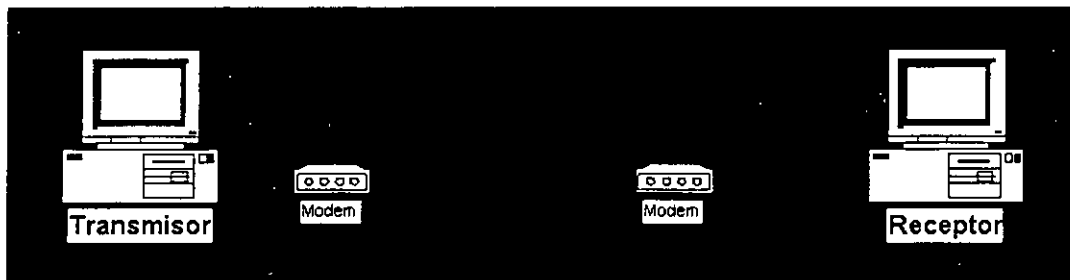
COMUNICACION DE DATOS

Comunicación de Datos. Es el proceso de comunicar información en forma binaria entre dos o más puntos. Requiere cuatro elementos básicos que son:

Emisor: Dispositivo que transmite los datos

Mensaje: lo conforman los datos a ser transmitidos

Medio : consiste en el recorrido de los datos desde el origen hasta su destino



Receptor: dispositivo de destino de los datos

BIT: es la unidad más pequeña de información y la unidad base en comunicaciones.

BYTE: conjunto de bits continuos mínimos que hacen posible, un direccionamiento de información en un sistema computarizado. Está formado por 8 bits.

Trama : tira de bits con un formato predefinido usado en protocolos orientados a bit.

Paquete : fracciones de un mensaje de tamaño predefinido, donde cada fracción o paquete contiene información de procedencia y de destino, así como información requerida para el reensamblado del mensaje.

Interfaces: conexión que permite la comunicación entre dos o más dispositivos.

Códigos: acuerdo previo sobre un conjunto de significados que definen una serie de símbolos y caracteres. Toda combinación de bits representa un carácter dentro de la tabla de códigos. las tablas de códigos más reconocidas son las del código ASCII y la del código EBCDIC.

Paridad: técnica que consiste en la adición de un bit a un carácter o a un bloque de caracteres para forzar al conjunto de unos (1) a ser par o impar. Se utiliza para el chequeo de errores en la validación de los datos. El bit de paridad será cero (0=SPACE) o uno (1=MARK).

Modulación: proceso de manipular de manera controlada las propiedades de una señal portadora para que contenga la información que se va a transmitir

DTE (Data Terminal Equipment): equipos que son la fuente y destino de los datos. Comprenden equipos de computación (Host, Microcomputadores y Terminales).

DCE (Data Communications Equipment): equipos de conversión entre el DTE y el canal de transmisión, es decir, los equipos a través de los cuales conectamos los DTE a las líneas de comunicación.



MEDIOS , FORMAS Y TIPOS DE TRANSMISION

Medios

Aéreos: basados en señales radio-eléctricas (utilizan la atmósfera como medio de transmisión), en señales de rayos láser o rayos infrarrojos.

Sólidos: principalmente el cobre en par trenzado o cable coaxial y la fibra óptica.

Formas

Transmisión en Serie: los bits se transmiten de uno a uno sobre una línea única. Se utiliza para transmitir a larga distancia.

Transmisión en Paralelo: los bits se transmiten en grupo sobre varias líneas al mismo tiempo. Es utilizada dentro del computador.

La transmisión en paralela es más rápida que la transmisión en serie pero en la medida que la distancia entre equipos se incrementa (no debe sobrepasarse la distancia de 100 pies), no sólo se encarecen los cables sino que además aumenta la complejidad de los transmisores y los receptores de la línea a causa de la dificultad de transmitir y recibir señales de pulsos a través de cables largos.

Tipos

Transmisión Simplex: la transmisión de datos se produce en un solo sentido. Siempre existen un nodo emisor y un nodo receptor que no cambian sus funciones.

Transmisión Half-Duplex: la transmisión de los datos se produce en ambos sentidos pero alternativamente, en un solo sentido a la vez. Si se está recibiendo datos no se puede transmitir.

Transmisión Full-Duplex: la transmisión de los datos se produce en ambos sentidos al mismo tiempo. Un extremo que esta recibiendo datos puede, al mismo tiempo, estar transmitiendo otros datos

Transmisión Asíncrona: cada byte de datos incluye señales de arranque y parada al principio y al final. La misión de estas señales consiste en:

- Avisar al receptor de que está llegando un dato.
- Darle suficiente tiempo al receptor de realizar funciones de sincronismo antes de que llegue el siguiente byte.

Transmisión Síncrona: se utilizan canales separados de reloj que administran la recepción y transmisión de los datos. Al inicio de cada transmisión se emplean unas señales preliminares llamadas:

- Bytes de sincronización en los protocolos orientados a byte.
- Flags en los protocolos orientados a bit.

Su misión principal es alertar al receptor de la llegada de los datos.

Nota: Las señales de reloj determinan la velocidad a la cual se transmite o recibe.

PROTOCOLOS

Protocolo Conjunto de reglas que posibilitan la transferencia de datos entre dos o más computadores.

Arquitectura de Niveles : el propósito de la arquitectura de niveles es reducir la complejidad de la comunicación de datos agrupando lógicamente ciertas funciones en áreas de responsabilidad (niveles).

Características

- Cada nivel provee servicios al nivel superior y recibe servicios del nivel inferior.
- Un mensaje proveniente de un nivel superior contiene una cabecera con información a ser usada en el nodo receptor.
- El conjunto de servicios que provee un nivel es llamado **Entidad** y cada entidad consiste en un manejador (manager) y un elemento (worker).

ESTANDARES

OSI (International Standards Organization)

IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers)

OSI (International Standards Organization)

En este modelo, el propósito de cada nivel es proveer servicios al nivel superior, liberándolo de los detalles de implementación de cada servicio. La información que se envía de un computador a otro debe pasar del nivel superior al nivel inferior atravesando todos los demás niveles de forma **descendente**, dentro del computador que origina los datos.

A su paso por cada nivel a los datos se les adiciona información que será removida al llegar a su destino. La información adicionada se clasifica en:

Información de Control, dirigida a su nivel correspondiente en el computador de destino. Cada nivel se comporta como si estuviera comunicándose con su contraparte en el otro computador.

Información de Interface, dirigida al nivel adyacente con el cual se está interactuando. El objeto de esta información es definir los servicios provistos por el nivel inferior, y como deben ser accedidos estos servicios. Esta información tras ser empleada por el nivel adyacente es removida.

El modelo OSI se estructura en 7 niveles:

1. **Nivel Físico:** este nivel dirige la transmisión de flujos de bits, sin estructura aparente, sobre un medio de conexión. Se encuentra relacionado con condiciones eléctricas-ópticas, mecánicas y funcionales del interfaz al medio de transmisión. A su vez está encargado de aportar la señal empleada para la transmisión de los datos generados por los niveles superiores.

En este nivel se define la forma de conectarse el cable a las tarjetas de red, cuanto pines debe tener cada conector y el uso funcional de cada uno de ellos. Define también la técnica de transmisión a emplear para el envío de los datos sobre el medio empleado. Se encarga de activar, mantener y desactivar un circuito físico. Este nivel trata la codificación y sincronización de los bits y es el responsable de hacer llegar los bits desde un computador a otro.

2. **Nivel de Enlace de Datos:** este nivel se encarga, **en el computador de origen**, de alojar en una estructura lógica de agrupación de bits, llamada **Trama (Frame)**, los datos provenientes de los niveles superiores. **En el computador de destino**, se encarga de agrupar los bits provenientes del nivel físico en tramas de datos (Frames) que serán entregadas al nivel de red. Este nivel es el responsable de garantizar la transferencia de tramas libres de errores de un computador a otro a través del nivel físico.
3. **Nivel de Red:** es responsable del direccionamiento de mensajes y de la conversión de las direcciones lógicas y nombres, en direcciones físicas. Está encargado también de determinar la ruta adecuada para el trayecto de los datos, basándose en condiciones de la red, prioridad del servicio, etc. El nivel de red agrupa pequeños fragmentos de mensajes para ser enviados juntos a través de la red.
4. **Nivel de Transporte:** se encarga de la recuperación y detección de errores. Garantiza también, la entrega de los mensajes del computador originados en el nivel de aplicación. Es el nivel encargado de informar a los niveles superiores del estatus de la red.
5. **Nivel de Sesión:** permite que dos aplicaciones residentes en computadoras diferentes establezcan, usen y terminen una conexión llamada **sesión**. Este nivel realiza reconocimientos de nombres y las funciones necesarias para que dos aplicaciones se comuniquen a través de la red, como en el caso de funciones de seguridad.
6. **Nivel de Presentación:** determina el formato a usar para el intercambio de datos en la red. Puede ser llamado el traductor de la red. Este nivel también maneja la seguridad de emisión pues, provee a la red servicios como el de encriptación de datos.
7. **Nivel de Aplicación:** sirve como ventana para los procesos que requieren acceder a los servicios de red.

IEEE

El modelo desarrollado por IEEE, también conocido como **el proyecto 802**, fue orientado a las redes locales. Este estándar está de acuerdo, en general con el modelo ISO, difieren principalmente en el nivel de enlace de datos. Para IEEE este nivel está dividido en dos subniveles: **MAC (Medium Access Control)**: subnivel inferior, provee el acceso compartido de las tarjetas de red al medio físico, es decir, define la forma en que se va a acceder al medio físico empleado en la red para el intercambio de datos.

LLC (Logical Link Control): subnivel superior, maneja la comunicación de enlace de datos y define el uso de puntos de interfaz lógico, llamado SAP (Service Access Points) de manera que otros computadores puedan emplear el mismo formato para la comunicación con los niveles superiores independientemente del MAC empleado.

Clasificación de los Protocolos de Enlace de Datos

De acuerdo a su estructura

Protocolos Orientados a Bit: son aquellos protocolos en los cuales los bits por si solos pueden proveer información, son protocolos muy eficientes y trabajan en tramas de longitud variable.

Protocolos Orientados a Byte: son aquellos en los que la información viene provista por la conjunción de bytes de información y bytes de control.

De acuerdo a su disciplina de comportamiento

Protocolos de Sondeo Selección: son aquellos que utilizan un DTE como nodo principal de canal. Este nodo primario controla todas las demás estaciones y determina si los dispositivos pueden comunicarse y, en caso afirmativo, cuando deben hacerlo.

Protocolos Peer to Peer: son aquellos en los cuales ningún nodo es el principal, y por lo general todos los nodos poseen la misma autoridad sobre el canal.

REDES WAN

Una Red Wan: es una red de gran cobertura en la cual pueden transmitirse datos a larga distancia, interconectando facilidades de comunicación entre diferentes localidades de un país. En estas redes por lo general se ven implicadas las compañías telefónicas.

Componentes Físicos

Línea de Comunicación: medios físicos para conectar una posición con otra con el propósito de transmitir y recibir datos.

Hilos de Transmisión: en comunicaciones telefónicas se utiliza con frecuencia el termino "pares" para describir el circuito que compone un canal. Uno de los hilos del par sirve para transmitir o recibir los datos, y el otro es la línea de retorno eléctrico.

Clasificación Líneas de Comunicación

Líneas Conmutadas: líneas que requieren de marcar un código para establecer comunicación con el otro extremo de la conexión.

Líneas Dedicadas: líneas de comunicación que mantienen una permanente conexión entre dos o más puntos. Estas pueden ser de dos o cuatro hilos.

Líneas Punto a Punto: enlazan dos DTE

Líneas Multipunto: enlazan tres o más DTE

Líneas Digitales: en este tipo de línea, los bits son transmitidos en forma de señales digitales. Cada bit se representa por una variación de voltaje y esta se realiza mediante codificación digital en la cual los códigos más empleados son:

NRZ (Non Return to Zero) Unipolar.

La forma de onda binaria que utilizan normalmente las computadoras se llama **Unipolar**, es decir, que el voltaje que representa los bits varía entre 0 voltios y +5 voltios. Se denomina NRZ porque el voltaje no vuelve a cero entre bits consecutivos de valor uno. Este tipo de código es inadecuado en largas distancias debido a la presencia de niveles residuales de corriente continua y a la posible ausencia de suficientes números de transiciones de señal para permitir una recuperación fiable de una señal de temporización.

Código NRZ Polar: este código desplaza el nivel de referencia de la señal al punto medio de la amplitud de la señal. De este modo se reduce a la mitad la potencia requerida para transmitir la señal en comparación con el Unipolar.

Transmisión Bipolar o AMI (Alternate Marks Inverted): es uno de los códigos más empleados en la transmisión digital a través de redes WAN. Este formato no tiene componente de corriente continua residual y su potencia a frecuencia cero es nula. Se verifican estos requisitos transmitiendo pulsos con un ciclo de trabajo del 50% e invirtiendo alternativamente la polaridad de los bits 1 que se transmiten. Dos valores positivos sin alternancia entre ellos serán interpretados como un error en la línea. los 0's son espacios sin presencia de voltaje. El formato Bipolar es en realidad una señal de tres estados (+V, 0, -V).

INTERFACES

RS-232 en 23 Y 9 Pines: define una interfaz no balanceada empleando un intercambio en serie de datos binarios a velocidades de transmisión superiores a los 20,000 bps, opera con datos síncronos pero está limitada por una longitud de cable de aprox. 50 pies.

V.35: especifica una interfaz síncrono para operar a velocidades superiores a 1 Mbps. Este interfaz utiliza la mezcla de dos señales no balanceadas para control y de señales balanceadas para la sincronización y envío/recepción de los datos lo que facilita trabajar a altas velocidades.

MODEMS

Un Módem es un dispositivo que convierte la señal digital en señal analógica y viceversa para posibilitar que el mensaje enviado por un DTE pueda llegar a otro(s) DTE's a través de líneas análogas.

Los Modems podemos seleccionarlos de acuerdo a:

1. La velocidad de transmisión
2. El tipo de línea que utiliza: dedicada, conmutada o ambas.
3. La modulación que emplea: FSK, PSK, DPSK, QAM, TCM.
4. Las posibilidades de compresión de datos para transmisión.
5. La modalidad de trabajo: punto a punto o Multipunto.
6. Si se instala interno o externo al equipo DTE.

En la practica el mercado de los módems crea dos grupos:

Modems empleados en centros de transmisión con una permanente o casi permanente actividad, las cuales cuentan con mecanismos sofisticados de diagnostico, control y administración centralizados y remotos.

Modems de Escritorios cuyo principal uso es la conexión a través de la red pública telefónica, con cierta regularidad pero nunca con carácter permanente ni con uso exhaustivo.

TIPOS DE MODULACION

Modulación de Frecuencia (FSK, Frequency Shift Keying): se utiliza en los modems de baja velocidad. Se emplea separando el ancho de banda total en dos bandas, los modems pueden transmitir y recibir datos por el mismo canal simultáneamente. El módem que llama se pone en el modo de llamada y el módem que responde pasa al modo de respuesta gracias a un conmutador que hay en cada módem.

Modulación de Amplitud (ASK, Amplitud Shift Keying): no se utiliza en solitario en comunicaciones de datos porque es muy sensible a interferencias de ruido eléctrico que pueden provocar errores en los datos recibidos.

Modulación de Fase (PSK, Phase Shift Keying)): se codifican los valores binarios como cambios de fase de la señal portadora.

Modulación Diferencial de Fase (DPSK, Differential Phase Shift Keying): consiste en una variación de PSK donde se toma el ángulo de fase del intervalo anterior como referencia para medir la fase de cualquier intervalo de señal.

Modulación de Amplitud de Cuadratura (QAM, Quadrature Amplitude Modulation): se emplea en los modems más rápidos. Consiste en una combinación de PSK y ASK, es decir, se van a combinar las variaciones de amplitud en referencia al momento de fase en que ocurren con lo cual vamos a poder incluir más bits en los mismos hertz.

Compresión de Datos y Control de Errores

MNP (Microcom Network Protocol): bajo estas siglas se agrupan un conjunto de protocolos que soportan interacción con aplicaciones de transferencia de datos. Esta dividido en las clases siguientes:

Clase 2: provee mecanismo de control de errores para transmisiones asincrónicas a 2400 bps con protocolos orientados a byte, la eficiencia anda por el 84%.

Clase 3: permite al módem aceptar datos en formato asincrónico y transmitirlos en modalidad sincrónica. La ventaja de este servicio es que limitan los bits de start y stop consiguiendo así un rendimiento de un 108%.

Clase 4: este servicio provee un ensamblamiento de paquetes adaptables. Posee un rendimiento de un 120%.

Clase 5: este servicio provee compresión de datos, negociación y duplexación, técnica que consiste en que los modems se conectan a la menor velocidad, para luego comenzar a negociar el uso de velocidades superiores.

Algoritmos de Compresión más usados

Codificación Huffman: este algoritmo crea una tabla que codifica a los caracteres con longitud de bits variables, los más empleados en 4 bits y los menos empleados empiezan con 5 llegando hasta a 11 bits.

Codificación Run-Length: se identifican secuencias repetitivas de al menos tres caracteres, enviándose al carácter seguido del número que indica la cantidad de veces que debe ser repetido ese carácter.

V.42/V.42 Bits: estos son los estándares de corrección de errores y compresión de datos respectivamente sugeridos por CCITT.

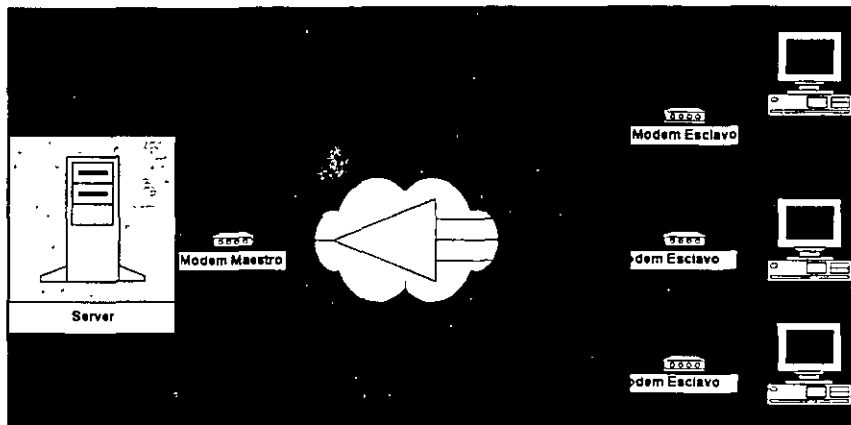
Supresión de Eco

Posibilita la transmisión simultánea en ambos sentidos. Esta técnica solo es posible si el diseño del módem incorpora microprocesadores. La supresión del eco permite el uso de todo el ancho de banda de la línea para la transmisión simultánea en ambos sentidos del enlace.

CONCENTRADORES

Concentradores Análogos (Bridges): son dispositivos que permiten la comunicación entre un módem, conectado a un puerto de una computadora y varios modems conectados a DTE's en aplicaciones que usan protocolos de sondeo/selección. Con este tipo de concentrador, podemos bajar los costos de las líneas de comunicación. El concentrador análogo es el encargado de crear un equilibrio eléctrico entre los distintos enlaces.

Concentradores Digitales: también llamados Port-Sharing Devices, permiten que varios DTE's compartan un módem o un puerto de computador en aplicaciones que usan protocolos de sondeo/selección. Con este tipo de concentrador podemos ahorrar, dependiendo de como lo conectemos, puertos de un procesador de comunicaciones, host o modems requeridos para una conexión.



MULTIPLEXORES

Dispositivos que permiten la combinación de varios canales de datos en un circuito físico.

Multiplexor por División de Frecuencia: divide el ancho de banda de una línea entre varios canales, donde cada canal ocupa una parte del ancho de banda de frecuencia total.

Multiplexor por División de Tiempo: aquí cada canal tiene asignado un periodo o ranura de tiempo en el canal principal y las distintas ranuras de tiempo están repartidas por igual en todos los canales. Tiene la desventaja de que en caso de que un canal no sea usado, esa ranura de tiempo no se aprovecha por los otros canales, enviándose en vez de datos bits de relleno.

Multiplexor por División de Tiempo Estadísticos: no le ofrece ranuras de tiempo a los canales inactivos y además podemos asignar prioridades a los canales.

PROCESADORES DE COMUNICACION

Equipo cuya misión principal consiste en aliviar el trabajo de comunicaciones del computador central. Regula la comunicación tanto local como remota desde y hacia el computador central. Los Procesadores de Comunicación cargan, su propio sistema operativo desde una unidad de almacenamiento secundaria instalada en su interior o en un computador central y es un nodo más en la red.

TIPOS DE REDES WAN

Conmutadas por Circuitos: redes en las cuales, para establecer comunicación se debe efectuar una llamada y cuando se establece la conexión, los usuarios disponen de un enlace directo a través de los distintos segmentos de la red.

Conmutadas por Mensaje: en este tipo de redes el conmutador suele ser un computador que se encarga de aceptar tráfico de los computadores y terminales conectados a él. El computador examina la dirección que aparece en la cabecera del mensaje hacia el DTE que debe recibirlo. Esta tecnología permite grabar la información para atenderla después. El usuario puede borrar, almacenar, redirigir o contestar el mensaje de forma automática.

Conmutadas por Paquetes: en este tipo de red los datos de los usuarios se descomponen en trozos más pequeños. Estos fragmentos o paquetes, están insertados dentro de informaciones del protocolo y recorren la red como entidades independientes.

Redes Orientadas a Conexión: en estas redes existe el concepto de multiplexión de canales y puertos conocido como **circuito o canal virtual**, debido a que el usuario aparenta disponer de un recurso dedicado, cuando en realidad lo comparte con otros pues lo que ocurre es que atienden a ráfagas de tráfico de distintos usuarios.

Redes no orientadas a conexión: llamadas Datagramas, pasan directamente del estado libre al modo de transferencia de datos. Estas redes no ofrecen confirmaciones, control de flujo ni recuperación de errores aplicables a toda la red, aunque estas funciones si existen para cada enlace particular. Un ejemplo de este tipo de red es INTERNET.

Red Publica de Conmutación Telefónica (PSTN) : esta red fue diseñada originalmente para el uso de la voz y sistemas análogos. La conmutación consiste en el establecimiento de la conexión previo acuerdo de haber marcado un número que corresponde con la identificación numérica del punto de destino.

REDES DE ÁREA LOCAL

Componentes

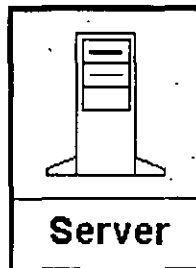
Tarjetas de Conexión a la red (NIC's) : tarjeta electrónica que conectan a las estaciones de trabajo a la red. Normalmente se insertan en una de las ranuras de expansión del motherboard del microcomputador suministrando de esta forma acceso directo a memoria (DMA). El NIC tiene las siguientes funciones:

- Forman los paquetes de datos
- Dan acceso al cable, con la conversión eléctrica y ajuste de velocidad
- Son el transmisor y el receptor de la estación
- Chequean las tramas para chequear errores
- Conversión Serie/Paralelo
- Identificación o dirección única en la red que permite saber cual es físicamente la terminal

Estaciones de Trabajo : PC's conectadas a la red a través de las cuales podemos acceder a los recursos compartidos en dicha red como discos, impresoras, modems, etc. Pueden carecer de la mayoría de los periféricos pero siempre tendrán un NIC, un monitor, un teclado y un CPU.



Servidores : Computadores que proporcionan servicios a las estaciones de trabajo de la red tales como almacenamiento en discos, acceso a las impresoras, unidades para respaldo de archivos, acceso a otras redes o computadores centrales.



Repetidores : dispositivos que generan la señal de un segmento de cable y pasan estas señales a otro segmento de cable sin variar el contenido de la señal. Son utilizados para incrementar la longitud entre conexiones en una LAN.

Bridges : consiste en un equipo que contiene dos puertos de comunicación, crea unas tablas en memoria que contienen todas las direcciones de MAC (direcciones de las tarjetas de comunicaciones), de ambos extremos, de tal manera que restringen el tráfico de datos de un segmento a otro, no permitiendo el paso de tramas que tengan como destino una dirección del mismo segmento al que pertenece la estación de origen. Es conveniente el uso de los mismos cuando requerimos la interconexión de dos LAN's locales o remotas.

Routers : son dispositivos que nos permiten unir varias redes(más de dos, a diferencia de los bridge), tomando como referencia la dirección de red de cada segmento. Al igual que los bridges, los Routers restringen el tráfico local de la red permitiendo el flujo de datos a través de ellos solamente cuando los datos son direccionados con esa intención.

Brouters : dispositivos con funciones combinadas de bridge y router. Cuando se configura se le indica la modalidad en la cual va a funcionar, como bridge o como router.

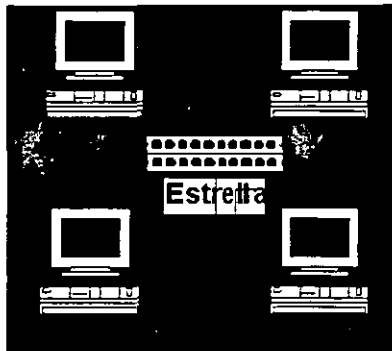
Concentradores

MAU (Multistation Access Unit) : concentrador que permite insertar en el anillo o eliminar derivándolas, hasta 8 estaciones. El MAU detecta señales procedentes de las estaciones de trabajo, en caso de detectarse un dispositivo defectuoso o un cable deteriorado y elimina, derivándola, la estación en cuestión para evitar pérdidas de datos y del TOKEN.

Hubs : concentradores de cableado en estrella integrados por microprocesadores, memoria y protocolos como SNMP, características que lo convierten en un nodo inteligente en la red capaz de controlar y diagnosticar, incluso por monitoreo remoto.

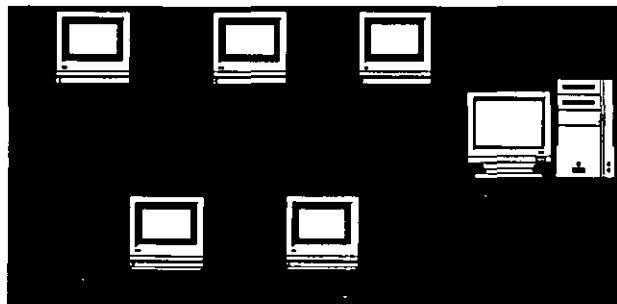
Switching Hub o Switch Ethernet : divide la LAN en varios segmentos limitando el tráfico a uno o más segmentos en vez de permitir la difusión de los paquetes por todos los puertos. Dentro del Switch, un circuito de alta velocidad se encarga del filtrado y de permitir el tránsito entre segmentos de aquellos segmentos que tengan la intención de hacerlo.

TOPOLOGIA : Descripción de la disposición de las conexiones físicas en una LAN

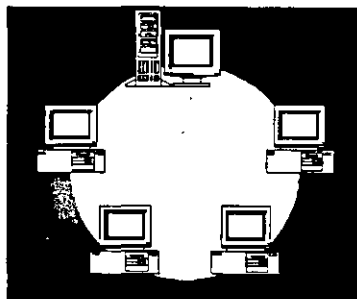


Estrella : en este tipo de topología todas las estaciones de trabajo se conectan a una estación central que se encarga de establecer, mantener y romper la conexión entre las estaciones. En este tipo de red si cae la estación central cae toda la red.

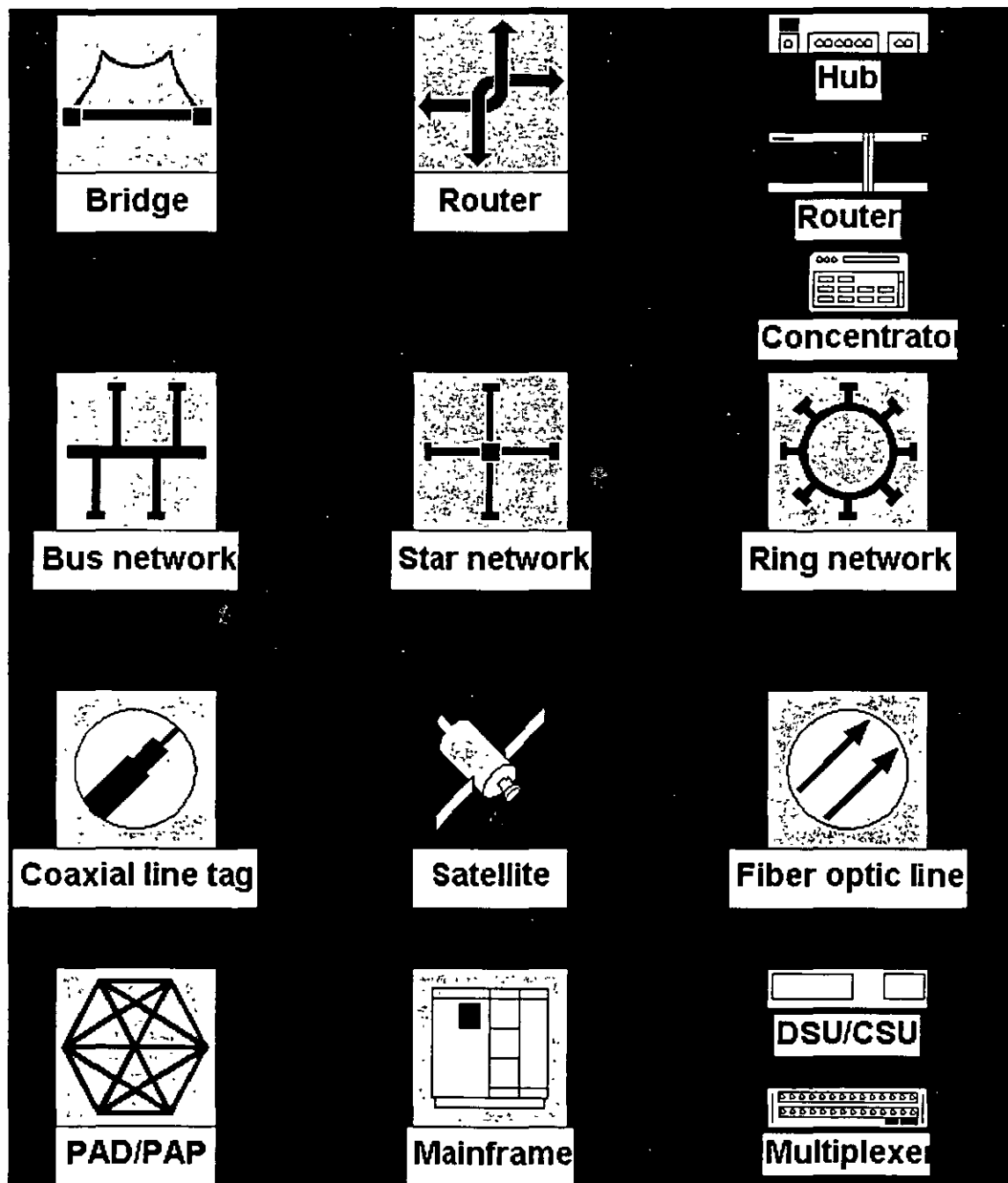
Bus :en esta topología todas las estaciones están conectadas al mismo cable. En una Red Bus, todas las estaciones escuchan todos los mensajes que se transfieren por el cable, capturando este mensaje solamente la estación a la cual va dirigido, que responde con un ACK o señal que significa haber recibido el mensaje correctamente.



Anillo : todos los nodos de la red están conectados a un bus cerrado, es decir, un círculo o lazo.



Simbología usada para representar los componentes de una Red



2 . TRANSMISION DE DATOS

2 .1 . Conceptos y terminología

2.1.1. Terminología utilizada en transmisión de datos

Los medios de transmisión pueden ser :

- Guiados si las ondas electromagnéticas van encaminadas a lo largo de un camino físico ; no guiados si el medio es sin encauzar (aire , agua , etc.) .
- Simplex si la señal es unidireccional ; half-duplex si ambas estaciones pueden transmitir pero no a la vez ; full-duplex si ambas estaciones pueden transmitir a la vez .

2.1.2. Frecuencia , espectro y ancho de banda

1. Conceptos en el dominio temporal . Una señal , en el ámbito temporal , puede ser continua o discreta . Puede ser periódica o no periódica . Una señal es periódica si se repite en intervalos de tiempo fijos llamados periodo . La onda seno es la más conocida y utilizada de las señales periódicas . En el ámbito del tiempo , la onda seno se caracteriza por la amplitud , la frecuencia y la fase .

$$S(t) = A \times \text{Sen} (2 \times \pi \times f \times t + \text{fase})$$

La longitud de onda se define como el producto de la velocidad de propagación de la onda por su fase .

2. Conceptos del dominio de la frecuencia . En la práctica , una señal electromagnética está compuesta por muchas frecuencias . Si todas las frecuencias son múltiplos de una dada , esa frecuencia se llama frecuencia fundamental . El periodo (o inversa de la frecuencia) de la señal suma de componentes es el periodo de la frecuencia fundamental . Se puede demostrar que cualquier señal está constituida por diversas frecuencias de una señal seno .

El espectro de una señal es el conjunto de frecuencias que constituyen la señal .

El ancho de banda es la anchura del espectro . Muchas señales tienen un ancho de banda infinito , pero la mayoría de la energía está concentrada en un ancho de banda pequeño .

Si una señal tiene una componente de frecuencia 0 , es una componente continua .

3. Relación entre la velocidad de transmisión y el ancho de banda . El medio de transmisión de las señales limita mucho las componentes de frecuencia a las que puede ir la señal , por lo que el medio sólo permite la transmisión de cierto ancho de banda .

En el caso de ondas cuadradas (binarias) , estas se pueden simular con ondas senoidales en las que la señal sólo contenga múltiplos impares de

la frecuencia fundamental . Cuanto más ancho de banda , más se asemeja la función seno (multifrecuencia) a la onda cuadrada . Pero generalmente es suficiente con las tres primeras componentes .

Se puede demostrar que al duplicar el ancho de banda , se duplica la velocidad de transmisión a la que puede ir la señal .

Al considerar que el ancho de banda de una señal está concentrado sobre una frecuencia central , al aumentar esta , aumenta la velocidad potencial de transmitir la señal .

Pero al aumentar el ancho de banda , aumenta el coste de transmisión de la señal aunque disminuye la distorsión y la posibilidad de ocurrencia de errores .

2 . 2 . Transmisión de datos analógicos y digitales

Los datos analógicos toman valores continuos y los digitales , valores discretos .

Una señal analógica es una señal continua que se propaga por ciertos medios .

Una señal digital es una serie de pulsos que se transmiten a través de un cable ya que son pulsos eléctricos .

Los datos analógicos se pueden representar por una señal electromagnética con el mismo espectro que los datos .

Los datos digitales se suelen representar por una serie de pulsos de tensión que representan los valores binarios de la señal .

La transmisión analógica es una forma de transmitir señales analógicas (que pueden contener datos analógicos o datos digitales) . El problema de la transmisión analógica es que la señal se debilita con la distancia , por lo que hay que utilizar amplificadores de señal cada cierta distancia .

La transmisión digital tiene el problema de que la señal se atenúa y distorsiona con la distancia , por lo que cada cierta distancia hay que introducir repetidores de señal .

Últimamente se utiliza mucho la transmisión digital debido a que :

- La tecnología digital se ha abaratado mucho .
- Al usar repetidores en vez de amplificadores , el ruido y otras distorsiones no es acumulativo .
- La utilización de banda ancha es más aprovechada por la tecnología digital .
- Los datos transportados se pueden encriptar y por tanto hay más seguridad en la información .
- Al tratar digitalmente todas las señales , se pueden integrar servicios de datos analógicos (voz , vídeo , etc.) con digitales como texto y otros .

2 . 3 . Perturbaciones en la transmisión

2.3.1. Atenuación

La energía de una señal decae con la distancia , por lo que hay que asegurarse que llegue con la suficiente energía como para ser captada por la circuitería del receptor y además , el ruido debe

ser sensiblemente menor que la señal original (para mantener la energía de la señal se utilizan amplificadores o repetidores) .

Debido a que la atenuación varía en función de la frecuencia , las señales analógicas llegan distorsionadas , por lo que hay que utilizar sistemas que le devuelvan a la señal sus características iniciales (usando bobinas que cambian las características eléctricas o amplificando más las frecuencias más altas) .

2.3.2. Distorsión de retardo

Debido a que en medios guiados , la velocidad de propagación de una señal varía con la frecuencia , hay frecuencias que llegan antes que otras dentro de la misma señal y por tanto las diferentes componentes en frecuencia de la señal llegan en instantes diferentes al receptor . Para atenuar este problema se usan técnicas de equalización .

2.3.3. Ruido

El ruido es toda aquella señal que se inserta entre el emisor y el receptor de una señal dada . Hay diferentes tipos de ruido : ruido térmico debido a la agitación térmica de electrones dentro del conductor , ruido de intermodulación cuando distintas frecuencias comparten el mismo medio de transmisión , diafonía se produce cuando hay un acoplamiento entre las líneas que transportan las señales y el ruido impulsivo se trata de pulsos discontinuos de poca duración y de gran amplitud que afectan a la señal .

2.3.4. Capacidad del canal

Se llama capacidad del canal a la velocidad a la que se pueden transmitir los datos en un canal de comunicación de datos .

La velocidad de los datos es la velocidad expresada en bits por segundo a la que se pueden transmitir los datos .

El ancho de banda es aquel ancho de banda de la señal transmitida y que está limitado por el transmisor y por la naturaleza del medio de transmisión (en hertzios) .

La tasa de errores es la razón a la que ocurren errores .

Para un ancho de banda determinado es aconsejable la mayor velocidad de transmisión posible pero de forma que no se supere la tasa de errores aconsejable . Para conseguir esto , el mayor inconveniente es el ruido .

Para un ancho de banda dado W , la mayor velocidad de transmisión posible es $2W$, pero si se permite (con señales digitales) codificar más de un bit en cada ciclo , es posible transmitir más cantidad de información .

La formulación de Nyquist nos dice que aumentando los niveles de tensión diferenciables en la señal , es posible incrementar la cantidad de información transmitida .

$$C = 2W \log_2 M$$

El problema de esta técnica es que el receptor debe de ser capaz de diferenciar más niveles de tensión en la señal recibida , cosa que es dificultada por el ruido .

Cuanto mayor es la velocidad de transmisión , mayor es el daño que puede ocasionar el ruido . Shannon propuso la fórmula que relaciona la potencia de la señal (S) , la potencia del ruido (N) , la capacidad del canal (C) y el ancho de banda (W) .

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

Esta capacidad es la capacidad máxima teórica de cantidad de transmisión , pero en la realidad , es menor debido a que no se ha tenido en cuenta nada más que el ruido térmico .

3 . MEDIOS DE TRANSMISION

3 . 1 . Medios de transmisión guiados

En medios guiados , el ancho de banda o velocidad de transmisión dependen de la distancia y de si el enlace es punto a punto o multipunto .

3.1.1. Par trenzado

Es el medio guiado más barato y más usado .

Consiste en un par de cables , embutidos para su aislamiento , para cada enlace de comunicación . Debido a que puede haber acoples entre pares , estos se trenzan con pasos diferentes .

La utilización del trenzado tiende a disminuir la interferencia electromagnética .

Este tipo de medio es el más utilizado debido a su bajo coste (se utiliza mucho en telefonía) pero su inconveniente principal es su poca velocidad de transmisión y su corta distancia de alcance .

Con estos cables , se pueden transmitir señales analógicas o digitales .

Es un medio muy susceptible a ruido y a interferencias . Para evitar estos problemas se suele trenzar el cable con distintos pasos de torsión y se suele recubrir con una malla externa para evitar las interferencias externas .

3.1.2. Pares trenzados apantallados y sin apantallar

Los pares sin apantallar son los más baratos aunque los menos resistentes a interferencias (aunque se usan con éxito en telefonía y en redes de área local) . A velocidades de transmisión bajas , los pares apantallados son menos susceptibles a interferencias , aunque son más caros y más difíciles de instalar .

3.1.3. Cable coaxial

Consiste en un cable conductor interno (cilíndrico) separado de otro cable conductor externo por anillos aislantes o por un aislante macizo . Todo esto se recubre por otra capa aislante que es la funda del cable .

Este cable , aunque es más caro que el par trenzado , se puede utilizar a más larga distancia , con velocidades de transmisión superiores , menos interferencias y permite conectar más estaciones .

Se suele utilizar para televisión , telefonía a larga distancia , redes de área local , conexión de periféricos a corta distancia , etc.

Se utiliza para transmitir señales analógicas o digitales .

Sus inconvenientes principales son : atenuación , ruido térmico , ruido de intermodulación .

Para señales analógicas , se necesita un amplificador cada pocos kilómetros y para señales digitales un repetidor cada kilómetro .

3.1.4. Fibra óptica

Se trata de un medio muy flexible y muy fino que conduce energía de naturaleza óptica .

Su forma es cilíndrica con tres secciones radiales : núcleo , revestimiento y cubierta .

El núcleo está formado por una o varias fibras muy finas de cristal o plástico . Cada fibra está rodeada por su propio revestimiento que es un cristal o plástico con diferentes propiedades ópticas distintas a las del núcleo . Alrededor de este conglomerado está la cubierta (constituida de material plástico o similar) que se encarga de aislar el contenido de aplastamientos , abrasiones , humedad , etc.

Es un medio muy apropiado para largas distancias e incluso últimamente para LAN's .

Sus beneficios frente a cables coaxiales y pares trenzados son :

- Permite mayor ancho de banda .
- Menor tamaño y peso .
- Menor atenuación .
- Aislamiento electromagnético .
- Mayor separación entre repetidores .

Su rango de frecuencias es todo el espectro visible y parte del infrarrojo .

El método de transmisión es : los rayos de luz inciden con una gama de ángulos diferentes posibles en el núcleo del cable , entonces sólo una gama de ángulos conseguirán reflejarse en la capa que recubre el núcleo . Son precisamente esos rayos que inciden en un cierto rango de ángulos los que irán rebotando a lo largo del cable hasta llegar a su destino . A este tipo de propagación se le llama multimodal . Si se reduce el radio del núcleo , el rango de ángulos disminuye hasta que sólo sea posible la transmisión de un rayo , el rayo axial , y a este método de transmisión se le llama monomodal .

Los inconvenientes del modo multimodal es que debido a que dependiendo al ángulo de incidencia de los rayos , estos tomarán caminos diferentes y tardarán más o menos tiempo en llegar al destino , con lo que se puede producir una distorsión (rayos que salen antes pueden llegar después) , con lo que se limita la velocidad de transmisión posible .

Hay un tercer modo de transmisión que es un paso intermedio entre los anteriormente comentados y que consiste en cambiar el índice de refracción del núcleo . A este modo se le llama multimodo de índice gradual .

Los emisores de luz utilizados son : LED (de bajo coste , con utilización en un amplio rango de temperaturas y con larga vida media) y ILD (más caro , pero más eficaz y permite una mayor velocidad de transmisión) .

3 . 2 . Transmisión inalámbrica

Se utilizan medios no guiados , principalmente el aire . Se radia energía electromagnética por medio de una antena y luego se recibe esta energía con otra antena .

Hay dos configuraciones para la emisión y recepción de esta energía : direccional y omnidireccional . En la direccional , toda la energía se concentra en un haz que es emitido en una cierta dirección , por lo que tanto el emisor como el receptor deben estar alineados . En el método omnidireccional , la energía es dispersada en múltiples direcciones , por lo que varias antenas pueden captarla . Cuanto mayor es la frecuencia de la señal a transmitir , más factible es la transmisión unidireccional .

Por tanto , para enlaces punto a punto se suelen utilizar microondas (altas frecuencias) . Para enlaces con varios receptores posibles se utilizan las ondas de radio (bajas frecuencias) . Los infrarrojos se utilizan para transmisiones a muy corta distancia (en una misma habitación) .

3.2.1. Microondas terrestres

Suelen utilizarse antenas parabólicas . Para conexiones a larga distancia , se utilizan conexiones intermedias punto a punto entre antenas parabólicas .

Se suelen utilizar en sustitución del cable coaxial o las fibras ópticas ya que se necesitan menos repetidores y amplificadores , aunque se necesitan antenas alineadas . Se usan para transmisión de televisión y voz .

La principal causa de pérdidas es la atenuación debido a que las pérdidas aumentan con el cuadrado de la distancia (con cable coaxial y par trenzado son logarítmicas) . La atenuación aumenta con las lluvias .

Las interferencias es otro inconveniente de las microondas ya que al proliferar estos sistemas , puede haber más solapamientos de señales .

3.2.2. Microondas por satélite

El satélite recibe las señales y las amplifica o retransmite en la dirección adecuada .

Para mantener la alineación del satélite con los receptores y emisores de la tierra , el satélite debe ser geoestacionario .

Se suele utilizar este sistema para :

- Difusión de televisión .
- Transmisión telefónica a larga distancia .
- Redes privadas .

El rango de frecuencias para la recepción del satélite debe ser diferente del rango al que este emite , para que no haya interferencias entre las señales que ascienden y las que descienden . Debido a que la señal tarda un pequeño intervalo de tiempo desde que sale del emisor en la Tierra hasta que es devuelta al receptor o receptores , ha de tenerse cuidado con el control de errores y de flujo de la señal .

Las diferencias entre las ondas de radio y las microondas son :

- Las microondas son unidireccionales y las ondas de radio omnidireccionales .
- Las microondas son más sensibles a la atenuación producida por la lluvia .
- En las ondas de radio , al poder reflejarse estas ondas en el mar u otros objetos , pueden aparecer múltiples señales "hermanas" .

3.2.3. Infrarrojos

Los emisores y receptores de infrarrojos deben estar alineados o bien estar en línea tras la posible reflexión de rayo en superficies como las paredes . En infrarrojos no existen problemas de

seguridad ni de interferencias ya que estos rayos no pueden atravesar los objetos (paredes por ejemplo) . Tampoco es necesario permiso para su utilización (en microondas y ondas de radio si es necesario un permiso para asignar una frecuencia de uso) .

4 . CODIFICACION DE DATOS

4 . 1 . Datos digitales , señales digitales

Una señal es digital si consiste en una serie de pulsos de tensión . Para datos digitales no hay más que codificar cada pulso como bit de datos .

En una señal unipolar (tensión siempre del mismo signo) habrá que codificar un 0 como una tensión baja y un 1 como una tensión alta (o al revés) .

En una señal bipolar (positiva y negativa) , se codifica un 1 como una tensión positiva y un 0 como negativa (o al revés) .

La razón de datos de una señal es la velocidad de transmisión expresada en bits por segundo , a la que se transmiten los datos .

La razón de modulación es la velocidad con la que cambia el nivel de la señal , y depende del esquema de codificación elegido .

- Un aumento de la razón de datos aumentará la razón de error por bit .
- Un aumento de la relación señal-ruido (S/N) reduce la tasa de error por bit .
- Un aumento del ancho de banda permite un aumento en la razón de datos .

Para mejorar las prestaciones del sistema de transmisión , se debe utilizar un buen esquema de codificación , que establece una correspondencia entre los bits de los datos y los elementos de señal .

Factores a tener en cuenta para utilizar un buen sistema de codificación :

1. Espectro de la señal : La ausencia de componentes de altas frecuencias , disminuye el ancho de banda . La presencia de componente continua en la señal obliga a mantener una conexión física directa (propensa a algunas interferencias) . Se debe concentrar la energía de la señal en el centro de la banda para que las interferencias sean las menores posibles .
2. Sincronización : para separar un bit de otro , se puede utilizar una señal separada de reloj (lo cuál es muy costoso y lento) o bien que la propia señal porte la sincronización , lo cuál implica un sistema de codificación adecuado .
3. Detección de errores : es necesaria la detección de errores ya en la capa física .
4. Inmunidad al ruido e interferencias : hay códigos más robustos al ruido que otros .
5. Coste y complejidad : el coste aumenta con el aumento de la razón de elementos de señal

4.1.1. No retorno a cero (NRZ)

Es el esquema más sencillo ya que se codifica un nivel de tensión como un 1 y una ausencia de tensión como un 0 (o al revés) .

Ventajas : sencillez , fácil de implementar , uso eficaz del ancho de banda .

Desventajas : presencia de componente en continua , ausencia de capacidad de sincronización .

Se suelen utilizar en grabaciones magnéticas .

Otra modalidad de este tipo de codificación es la **NRZI** que consiste en codificar los bits cuando se producen cambios de tensión (sabiendo la duración de un bit , si hay un cambio de tensión , esto se codifica por ejemplo como 1 y si no hay cambio , se codifica como 0) . A esto se le llama codificación diferencial . Lo que se hace es comparar la polaridad de los elementos de señal adyacentes , y esto hace posible detectar mejor la presencia de ruido y es más difícil perder la polaridad de una señal cuando hay dificultades de transmisión .

4.1.2. Binario multinivel

Este sistema intenta subsanar las deficiencias de NRZ utilizando el sistema de codificar un 1 cada vez que se produce un cambio de nivel de la señal , y codificando un 0 cuando no hay cambio de nivel (lo cuál sigue siendo un inconveniente para cadenas de ceros) .

Ventajas : no hay problemas de sincronización con cadenas de 1 (aunque sí con cadenas de 0) , no hay componente en continua , ancho de banda menor que en NRZ , la alternancia de pulsos permite la detección de errores .

Desventajas : hay aún problemas de sincronización , es menos eficaz que el NRZ , hay mayor tasa de errores que NRZ .

4.1.3. Bifase

En la codificación Manchester siempre hay una transición en mitad del intervalo de duración del bit (la mitad del bit se encarga de la sincronización) .

En Manchester diferencial la transición en mitad del intervalo se utiliza sólo como sincronización y es la presencia de un cambio de tensión al inicio del bit lo que señala la presencia de un 1 .

Ventajas : sincronización ,no tiene componente en continua , detección de errores .

Desventajas : se necesita mayor ancho de banda .

4.1.4. Velocidad de modulación

Hay que diferenciar entre la razón de datos (bits por unidad de tiempo) y la velocidad de modulación (elementos de señal por unidad de tiempo) . Cuanto mejor sea el sistema de codificación , mayor velocidad de modulación se podrá obtener .

4.1.5. Técnicas de altibajos

Para mantener sincronizado el reloj del receptor en técnicas bifase , se hace necesario sustituir series largas de ausencias de tensión por cambios sincronizados (que portan el reloj) y luego se requiere un método en el receptor para volver a decodificar la señal original .

4 . 2 . Datos digitales , señales analógicas

4.2.1. Técnicas de codificación

Para transmitir datos digitales mediante señales analógicas es necesario convertir estos datos a un formato analógico . Para esto existen varias técnicas.

1. Desplazamiento de amplitud (ASK) : los dos valores binarios se representan por dos valores de amplitud de la portadora , por ejemplo $s(t)=A \times \text{Cos} (2 \times \pi \times f \times t)$ simboliza el 1 y $s(t)= 0$ simboliza el 0 . Aunque este método es muy sensible a cambios repentinos de la ganancia , es muy utilizado en fibras ópticas (1 es presencia de luz y 0 es ausencia de luz) .
2. Desplazamiento de frecuencia (FSK) : en este caso , los dos valores binarios se representan por dos frecuencias próximas a la portadora . Este método es menos sensible a errores que ASK y se utiliza para mayores velocidades de transmisión que ASK , para transmisiones de teléfono a altas frecuencias y para LAN's con cables coaxiales .
3. Desplazamiento de fase (PSK) : en este caso es la fase de la portadora la que se desplaza . Un 0 se representa como una señal con igual fase que la señal anterior y un 1 como una señal con fase opuesta a la anteriormente enviada . Utilizando varios ángulos de fase , uno para cada tipo de señal , es posible codificar más bits con iguales elementos de señal .

4 . 3 . Datos analógicos , señales digitales

Para transmitir datos analógicos en señales digitales es preciso realizar un proceso de digitalización de los datos . Este proceso y el siguiente de decodificación la realiza un dispositivo llamado codec .

4.3.1. Modulación por codificación de impulsos

Se basa en el teorema de muestreo : " Si una señal $f(t)$ se muestrea a intervalos regulares de tiempo con una frecuencia mayor que el doble de la frecuencia significativa más alta de la señal , entonces las muestras así obtenidas contienen toda la información de la señal original . La función $f(t)$ se puede reconstruir a partir de estas muestras mediante la utilización de un filtro pasa-baja " .

Es decir , se debe muestrear la señal original con el doble de frecuencia que ella , y con los valores obtenidos , normalizándolos a un número de bits dado (por ejemplo , con 8 bits habría que distinguir entre 256 posibles valores de amplitud de la señal original a cuantificar) se ha podido codificar dicha señal .

En el receptor , este proceso se invierte , pero por supuesto se ha perdido algo de información al codificar , por lo que la señal obtenida no es exactamente igual que la original (se le ha introducido ruido de cuantización) .

Hay técnicas no lineales en las que es posible reducir el ruido de cuantización muestreando a intervalos no siempre iguales .

4.3.2. Modulación delta

Esta técnica reduce la complejidad de la anterior mediante la aproximación de la función a codificar por una función escalera lo más parecida posible . De esta forma , cada escalón de la escalera ya puede ser representado por un valor (en 8 bits , uno entre 256 posibles valores de amplitud) . La elección de un adecuado salto de escalera y de la frecuencia de muestreo pueden hacer que se modifique la precisión de la señal .

La principal ventaja de esta técnica respecto a la anterior es la facilidad de implementación .

4.3.3. Prestaciones

Las técnicas de transmisión digital están siendo muy utilizadas debido a :

- Al usar repetidores en lugar de amplificadores , no hay ruido aditivo .
- Al usar técnicas de multiplexación por división en el tiempo , no hay ruido de intermodulación.
- Las señales digitales son más fáciles de emplear en los modernos circuitos de conmutación .

4 . 4 . Datos analógicos , señales analógicas

La modulación consiste en combinar una señal de entrada con una señal portadora para producir una señal cuyo ancho de banda esté centrado en torno a la frecuencia de la portadora . Este proceso es necesario para transmitir datos digitales mediante señales analógicas , pero no se sabe si está justificado para transmitir datos analógicos .

Este proceso es necesario ya que para transmitir señales analógicas sin modular , tendríamos que utilizar enormes antenas y tampoco podríamos utilizar técnicas de multiplexación por división en frecuencias .

4.4.1. Modulación en amplitud

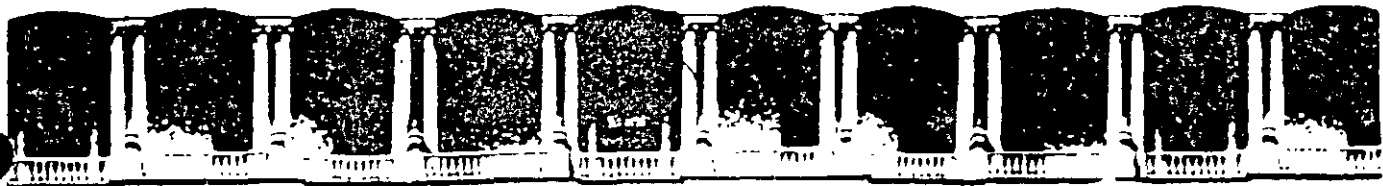
Consiste en multiplicar la señal original por la portadora y de esta forma se obtiene la forma original pero sólo utilizando los máximos y los mínimos de la señal modulada . De esta forma , se puede reconstruir la señal original y se evita la utilización de enormes antenas .

Hay una aproximación que utiliza sólo la mitad del ancho de banda y se necesita menos potencia para su transmisión . Pero esta aproximación y otras quitan la portadora , con lo que se pierde el poder de sincronización de la señal .

4.4.2. Modulación en ángulo

Se puede hacer que la señal portadora tenga cambios de fase que recreen la señal original a modular (modulación en fase) o también que la portadora tenga cambios de frecuencia que simulen la señal original a modular (modulación en frecuencia) .

El inconveniente de estas dos modalidades de modulación es que requieren mayor ancho de banda que la modulación en amplitud .



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

LA INTERFASE

**EXPOSITOR: M. EN I. LUIS ARTURO HARO RUIZ
M. EN I. HUMBERTO GOMEZ NARANJO
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

ÍNDICE.

LA INTERFASE.

- * Generalidades.

INTERFASES DE COMUNICACIÓN EN SERIE.

- * Características mecánicas de la interfase EIA-232-E.
- * Nuevos productos para aplicaciones de la EIA-232-E.
- * Interfases seriales balanceadas (diferenciales)
- * Líneas desbalanceadas
- * Líneas balanceadas
- * Receptores de línea balanceados
- * Compatibilidad con otras interfases
- * Estándar EIA-RS-422
- * Estándar EIA-RS-485

INTERFASES DE COMUNICACIÓN EN PARALELO.

- * La interfase CENTRONICS.
 - Aspectos generales.
 - Objetivos.
 - Especificaciones eléctricas.

- * La interfase GPIB.
 - Aspectos generales.
 - Objetivos.
 - Especificaciones eléctricas.

LA INTERFASE SCSI.

- * Los dispositivos SCSI
- * Adaptadores SCSI
- * Señales en el bus SCSI
- * Cables SCSI
- * Fases en el bus SCSI

BUS SERIAL UNIVERSAL USB

- * Razones del USB
- * Ámbito de aplicación del USB
- * Arquitectura general

LA INTERFASE.

La interfase es la **puerta** o punto de entrada/salida con que cuenta un equipo terminal de datos o computación (**DTE**) para el intercambio de información con otros **DTE's** en forma directa o a través de un equipo de comunicación de datos (**DCE**), dependiendo esto de la separación física entre ellos y la velocidad de transmisión empleada.

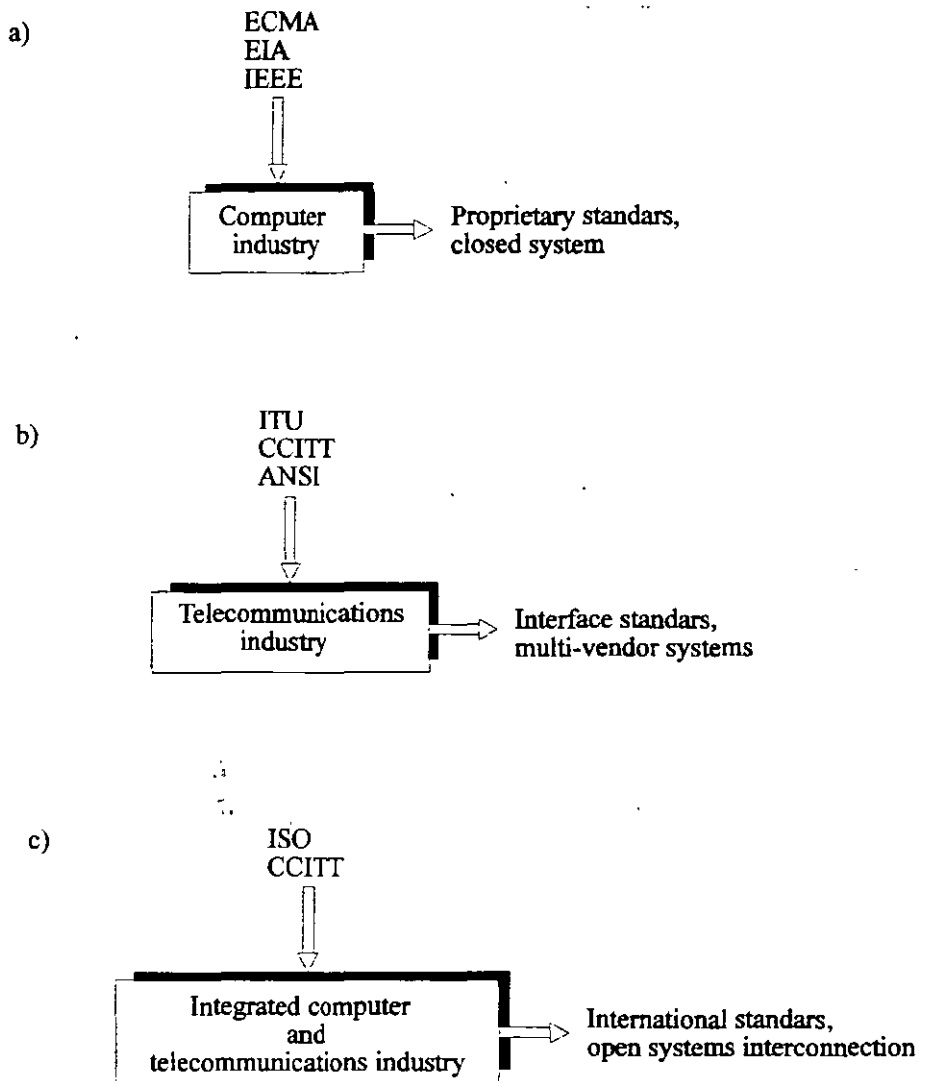
Dado que existen diversos **DTE's** y **DCE's**, además de diferentes fabricantes de estos, se hace necesario contar con estándares en las puertas de e/s o interfase, los estándares incluyen en su definición cuatro características o aspectos importantes que son:

- a) **CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DE LA SEÑAL** - esto se refiere a niveles de voltaje, corriente, tiempos de subida y/o bajada etc
- b) **CARACTERÍSTICAS MECÁNICAS**.- todo lo relacionado con el tipo de conector en cuanto a dimensiones, forma, mollaje, etc.
- c) **DESCRIPCIÓN FUNCIONAL DE LOS CIRCUITOS DE INTERCAMBIO**.- la definición y los nombres dados a las funciones que realizan las señales eléctricas que se utilizan
- d) **CONFIGURACIONES TÍPICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES MAS COMUNES**.- configuraciones típicas entre los elementos de comunicación

Existen diferentes comités y asociaciones internacionales que formulan los estándares para las interfases, estos se muestran en su evolución en la fig. 1.

En la interconexión entre dos equipos de transmisión de datos o comunicación de datos, se pueden emplear dos tipos de interfase, dependiendo de la separación física entre ellos, la velocidad de transmisión y el equipo de que se trate, esta puede ser tipo **SERIE** o tipo **PARALELO**.

Estas categorías se pueden clasificar también por el tipo de interfase empleada; terminación simple (**SINGLE ENDED**) y terminación diferencial (**DIFFERENTIAL ENDED**).



ECMA = European Computer Manufacturers
 EIA = Electrical Industries Association
 IEEE = Institution of Electrical and Electronics Engineers
 ISO = International Standars Organization
 ITU = International Telecommunications Union
 CCITT = Consultive Committee of International Telegraph and Telephone
 ANSI = American Natonal Standars Institute

Figura 1.- Comités Internacionales de Estandarizacion y su Evolucion.

El tipo diferencial es generalmente utilizado cuando la interferencia por ruido puede ser problemática o cuando las distancias son grandes con velocidades de transmisión alta. El tipo de terminación simple se utiliza cuando el costo es una restricción o cuando se requiere cubrir distancias cortas, por ejemplo, en aplicaciones de enlaces "BACKPLANE" es decir, enlaces internos en los sistemas

INTERFASES DE COMUNICACION EN SERIE.

En la comunicación tipo serie se tienen diversos estándares como son: EIA-232-E/V.24, EIA-422/V.11, EIA-423/V.11 Y EIA-485/V.35.

Debido a su relativa simplicidad y poco hardware necesario (comparado con la interfase paralela), las comunicaciones seriales son usadas ampliamente dentro de la industria electrónica.

Hoy, el más popular estándar de comunicación serial en uso es la especificación EIA/TIA-232-E. Este estándar ha sido desarrollado por las EIA (Electronic Industry Association) y la TIA (Telecommunication Industry Association), es más conocido popularmente como "RS-232", donde RS es "Recomendation Estándar". En años recientes este sufijo, está siendo reemplazado con "EIA/TIA", con el propósito de ayudar a recordar la fuente estándar.

La EIA-232-E (hasta 1986 conocida como RS-232-C y hasta 1962 como RS-232-D) y V.24 (definida por la CCITT) es la más común y se generó para conectar DTE's a DCE's y poder utilizar las facilidades de las redes telefónicas conmutadas.

La letra "E" en el nombre del estándar, indica que esta es su quinta versión.

La distancia máxima entre los equipos sin que la señal se degrade es de 15 m. a una velocidad de transmisión de hasta 20k bits por segundo (bps).

Los voltajes utilizados en esta interfase son.

	Rango (Voltios)	Nivel lógico
Positivo	<3.0 , 15.0>	0
Negativo	<3.0 , 15.0>	1

El formato de la señal de información mostrado en la figura 2, aplica para las líneas de transmisión y recepción en la interfase RS-232, estas líneas transportan datos en serie en un formato conocido como 8N1, esto es, 8 bits de datos, no paridad y un bit de stop.

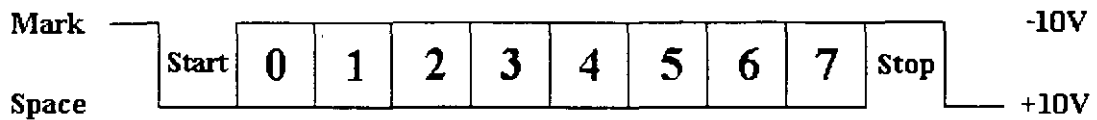


Figura 2 : Formato de la señal de información en la interfase RS-232.

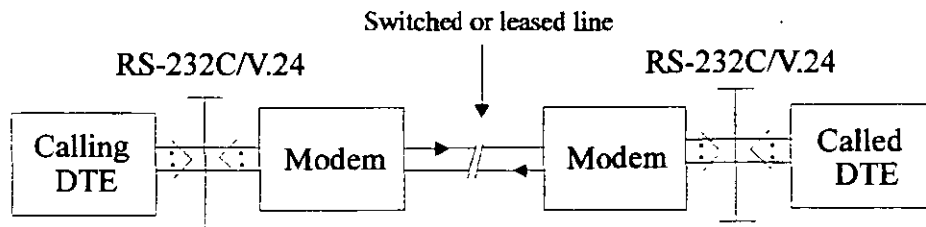
CARACTERÍSTICAS MECÁNICAS DE LA INTERFASE EIA-232-E.

Un conector de 25 vías tipo "D" es el comúnmente usado para esta interfase. El conector macho "DB25P" es usado en los "DTE's" y un conector tipo hembra "DB25S" es el usado en los "DCE's"

En la actualidad también se están usando conectores tipo "D" de 9 vías en los equipos pequeños.

En el diagrama de la figura 3a se indica la posición de la interfase con respecto a los equipos dentro de una comunicación, y en la figura 3b las señales de control definidas para establecer la comunicación.

a)



b)

CONECTORES RS232C

Pin DTE	Pin DCE	Nombre de Señal	Descripción
Pin 2	Pin 3	Transmit Data (TD)	Transmisión de Datos
Pin 3	Pin 2	Receive Data (RD)	Recepción de Datos
Pin 4	Pin 7	Request To Send (RTS)	Informa al Periférico que el UART está listo para intercambiar datos.
Pin 5	Pin 8	Clear To Send (CTS)	Esta línea indica que el periférico está listo para intercambiar datos.
Pin 6	Pin 6	Data Set Ready (DSR)	Le indica al UART que el periférico está listo.
Pin 7	Pin 5	Signal Ground (GND)	Señal de tierra
Pin 8	Pin 1	Carrier Detect (CD)	Detección de Portadora
Pin 20	Pin 4	Data Terminal Ready (DTR)	Le indica al periférico que el UART está listo.
Pin 22	Pin 9	Ring Indicator (RI)	Indicador de Timbre

Figura 3.- a) Posición de la interfase con respecto a los equipos
b) Señales de control

En el establecimiento de la comunicación se efectúa una serie de intercambio de señales de control entre el "DTE" y el "DCE" conocido este proceso como el **"HANDSHAKING"**.

La interfase EIA-232-E como ya se mencionó fue generada para interconectar DTE's a DCE's, sin embargo hay ocasiones en que se desea conectar un "DTE" a otro "DTE", o un "DCE" a otro "DCE".

Cuando esta situación se presenta es necesario para el "Handshaking" intercambiar algunas de las señales de control, ya que los nombres y funciones de las señales tienen sentido vistas desde el "DTE" pero invierten la función en el "DCE", para resolver esto se utiliza el llamado NULL MODEM, ver figura 4.

El Null Modem se usa normalmente para transferir archivos entre computadoras que usan Protocolo de Zmodem, Xmodem, etc.

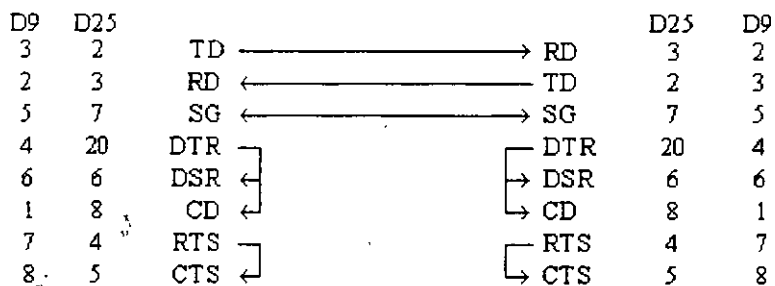


Figura 4.- NULL MODEM y Control de flujo (Handshaking)

NUEVOS PRODUCTOS PARA APLICACIONES DE LA EIA-232-E.

Los aspectos principales que se deben considerar en las aplicaciones donde se usa esta interfase son:

- a).- CONSUMO DE POTENCIA
- b).- REDUCCION DE COMPONENTES PASIVOS
- c) - ALTO NIVEL DE INTEGRACION
- d) - VOLTAJES DE OPERACION

El incremento en el uso de las LAP-TOP, equipos portátiles que utilizan la interfase, demandan sean utilizados dispositivos de bajo consumo de potencia. también con la integración de modems, periféricos, PCS. es necesario la reducción de espacio, requiriendo eliminar los componentes pasivos externos y por tanto también eliminar las fuentes de diferentes voltajes.

Un problema recurrente que se presenta cuando se utiliza la interfase, es la necesidad de las fuentes de +12v y -12v, adicionalmente a la de 5v, lo que implica tener tres reguladores y sus componentes pasivos asociados o bien implementar una fuente conmutada, lo que implica también el uso de dispositivos pasivos.

Actualmente existen manejadores y receptores de línea que contienen internamente convertidores (Charge Pump) que multiplican e invierten el voltaje de polarización (5v) para lograr los voltajes necesarios en la interfase. Estos son el "LT1080/1" de Texas Instruments y el "MAX232" de Maxim Integrated products mostrados en la figura 5.

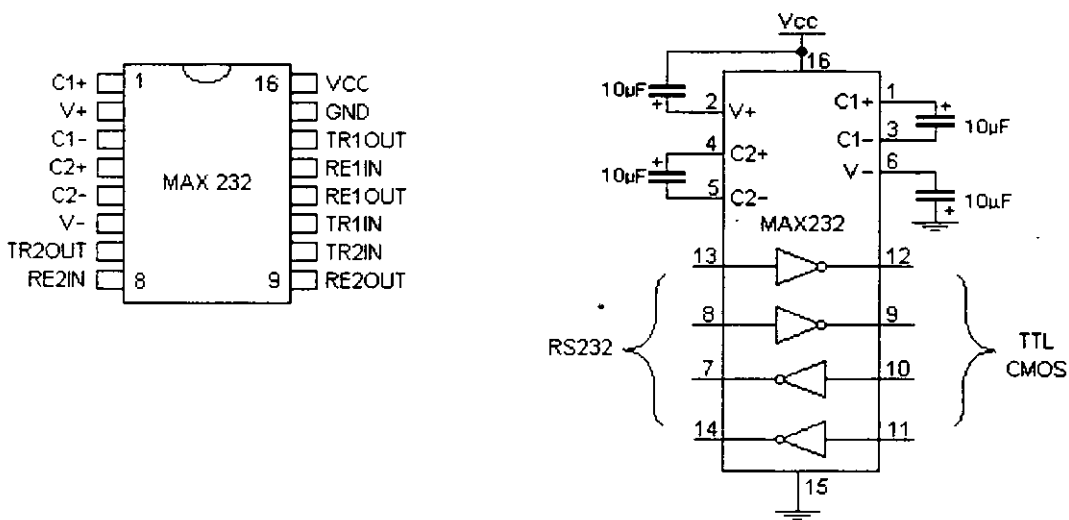


figura 5.- Nuevos dispositivos para la interfase EIA-232-E con multiplicadores e inversores de voltaje internos.

INTERFASES SERIALES BALANCEADAS (DIFERENCIALES).

La transmisión de datos a alta velocidad entre "DTE's" y "DCE's" en distancias grandes y en condiciones de alto ruido, se presenta sumamente difícil si no es que hasta imposible con manejadores y receptores de terminación simple. Los estándares recomendados por la "EIA" para interfaces digitales balanceadas proporcionan al diseñador la solución para esos requerimientos. La **RS-422/V.11** y la **RS-485** son interfaces digitales balanceadas desarrolladas para incrementar las ventajas de la interfase de corriente de lazo y superar las limitaciones de la EIA-232-E. sus ventajas son:

- a).- Velocidad de Transmisión de hasta 10M baudios.
- b).- Distancia de Transmisión de hasta 1200 metros.
- c).- Transmisión Diferencial menos sensible al ruido.

La interfase "RS-485" es una versión mejorada de la "RS-422", aumentando el número de periféricos y terminales que una computadora puede manejar particularmente cuando la distancia aumenta o las velocidades de transmisión se incrementan. adicionalmente la "RS-485" permite la comunicación multipunto en forma bidireccional y puede ser utilizada con efectividad para aplicaciones de "Mini-LAN" (Pequeñas Redes de Área Local) como sería la transmisión entre una computadora central y estaciones inteligentes remotas

La tabla de la figura 6 muestra las diferencias entre estas dos interfaces y la RS-232

La "RS-422" permite solamente comunicación en un solo sentido (modo simplex) y utiliza un par trenzado diferencial cada manejador soporta hasta 10 receptores, en tanto que la RS-485 permite hasta 32 receptores

La impedancia característica del par trenzado es función de la frecuencia y tipo de cable.

Las impedancias típicas están en el rango de 100Ω a 120Ω . Una resistencia de terminación de valor igual al de la impedancia característica del cable deberá ser conectada en los extremos del cable.

	RS232	RS422	RS485
Cabling	single ended	single ended multi-drop	multi-drop
Number of Devices	1 transmit 1 receive	5 transmitters 10 receivers	32 transmitters 32 receivers
Communication Mode	full duplex	full duplex half duplex	half duplex
Max. Distance	50 feet at 19.2 Kbps	4000 feet at 100 Kbps	4000 feet at 100 Kbps
Max. Data Rate	19.2 Kbps for 50 feet	10 Mbps for 50 feet	10 Mbps for 50 feet
Signaling	unbalanced	balanced	balanced
Mark (data 1)	-5 V min. -15 V max.	2 V min. (B>A) 6 V max. (B>A)	1.5 V min. (B>A) 5 V max. (B>A)
Space (data 0)	5 V min. 15 V max.	2 V min. (A>B) 6 V max. (A>B)	1.5 V min. (A>B) 5 V max. (A>B)
Input Level Min.	+/- 3 V	0.2 V difference	0.2 V difference
Output Current	500 mA <i>(Note that the driver ICs normally used in PCs are limited to 10 mA)</i>	150 mA	250 mA

Figura 6.- Circuito típico y diferencias entre las interfaces "RS-422" y "RS-485".

Líneas desbalanceadas

Como en el caso de la RS-232 los voltajes en las líneas están con referencia a una señal de tierra. Por ejemplo, los datos transmitidos (TD) de un dispositivo DTE aparecen en el pin 2 con respecto al pin 5 (señal de tierra) en un conector DB-9. Este voltaje será negativo si la línea está ociosa y alterna entre ese nivel negativo y un nivel positivo cuando el dato se envía con una magnitud de ± 5 a ± 15 voltios. El receptor RS-232 opera típicamente dentro del rango de voltaje de +3 a +12 y -3 a -12 como se muestra en la figura 7.

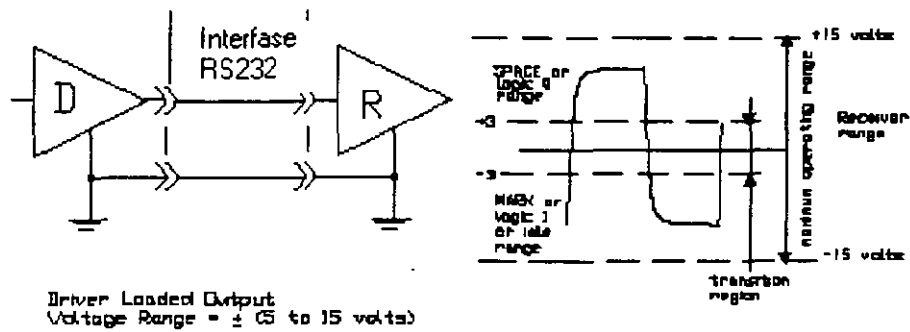


Figura 7.- Circuito típico desbalanceado en la interfase RS-232

Líneas balanceadas

En un sistema diferencial balanceado el voltaje producido por el *driver* aparece por un par de líneas que transmiten una sola señal. La figura 8 muestra esquemáticamente un manejador de línea balanceado y los voltajes que existen. Se producirá un voltaje de 2 a 6 voltios entre sus terminales (A y B), y tendrán una conexión a tierra, terminal (C). Aunque la tierra señalada es importante, no es usado por un receptor de la línea balanceada para determinar el estado de la lógica de la línea de los datos. Un manejador de línea balanceado también puede tener una señal de la entrada llamada "Enable". El propósito de ésta señal es conectar al manejador a las terminales de salida (A y B). Si el "Enable" está apagado, se puede considerar al manejador como desconectado de la línea de la transmisión (tristate). Un driver RS-485 deberá tener la señal de control "Enable". Un driver RS-422 puede tener esta señal, pero no siempre se requiere.

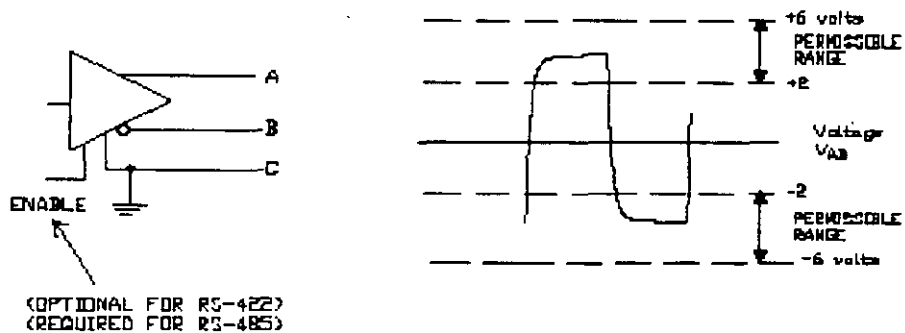


Figura 8 - Circuito típico balanceado en las interfases RS-422 y RS-485

Receptores de Línea balanceados

Un receptor de línea diferencial balanceado se da cuenta del estado de voltaje de la línea de la transmisión por las dos líneas de señal (A y B). La figura 9 muestra el esquema para un receptor de línea de diferencial balanceado. También se muestran los voltajes que son importantes al receptor. Si el voltaje de entrada diferencial V_{ab} es mayor que +200 mV el receptor tendrá un estado de la lógica especificada. Si el voltaje de la entrada se invierte a menos de -200 mV el receptor creará el estado opuesto.

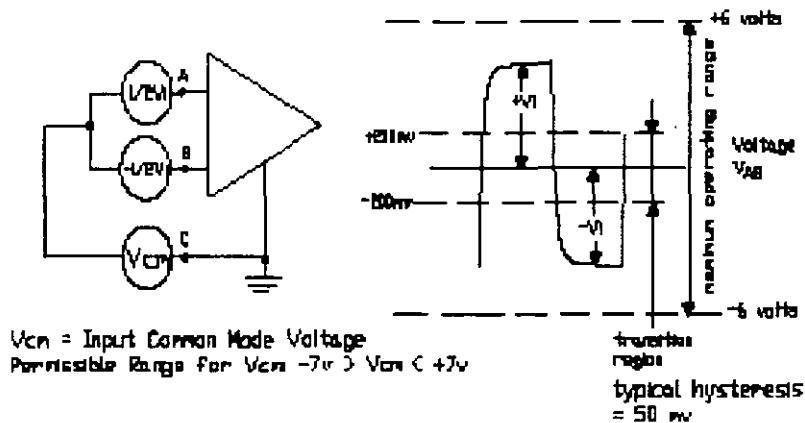


Figura 9.- Circuito típico de un receptor para las líneas diferenciales balanceadas

Estándar EIA RS422

Se diseñó para grandes distancias y un más *Baud Rate* que la RS232. En su forma más simple, un par de convertidores de RS232 a RS422 pueden usarse para formar un "RS232 alargador". Velocidades de hasta 100Kb pueden lograrse a distancias de 4000 Ft.

La RS422 también se especifica para *multi-drop* (Un transmisor y hasta 10 receptores).

Mientras este tipo de configuración tiene muchas ventajas, no pueden usarse para construir una verdadera red multi-punto la cual consiste de múltiples *drivers* y receptores conectados en un solo bus, donde cualquier nodo puede transmitir o puede recibir datos.

Redes "Cuasi" multi-punto (4-alambres) se construye a menudo usando dispositivos RS422. Estas redes se usan a menudo en un modo *half-duplex*, donde un solo maestro en el sistema envía una orden a uno de varios dispositivos "esclavo" en una red. Sistemas de este tipo se construye a menudo para evitar "colisión de los datos" (disputa del bus).

Compatibilidad Con Otras Interfases

Ambas RS-422 y RS-485 usan un par trenzado para cada señal. La principal diferencia entre RS-422 y RS-485 es que mientras RS-422 se usa estrictamente para comunicaciones punto-a-punto (el *driver* siempre se habilita), el RS-485 pueden usarse para sistemas multipunto (el *driver* tiene la capacidad *tristate*)

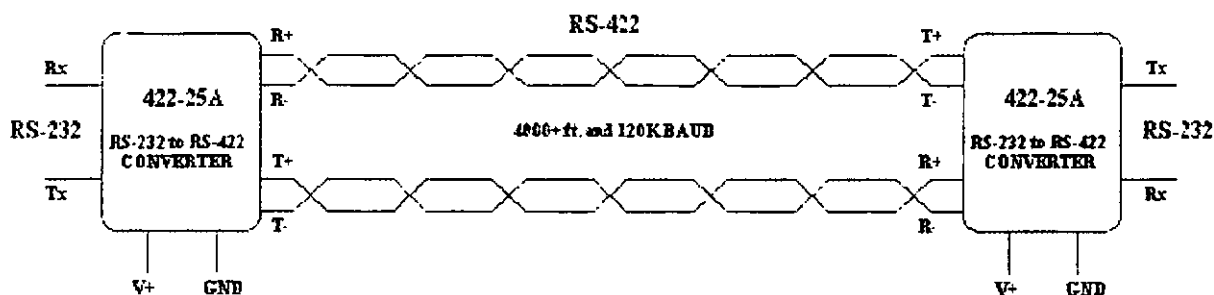


Figura 10.- Típica interfase RS-422 de cuatro alambres

Estándar EIA RS-485

El RS-485 está definido sobre una línea de transmisión balanceada y permite ser compartida modo *multidrop*. Tanto como 32 pares del driver/receiver pueden compartir una red multipunto. Muchas características de los *drivers* y receptores son igual a la RS-422. El rango del voltaje de modo común V_{cm} se extiende a +12 a -7 volts.

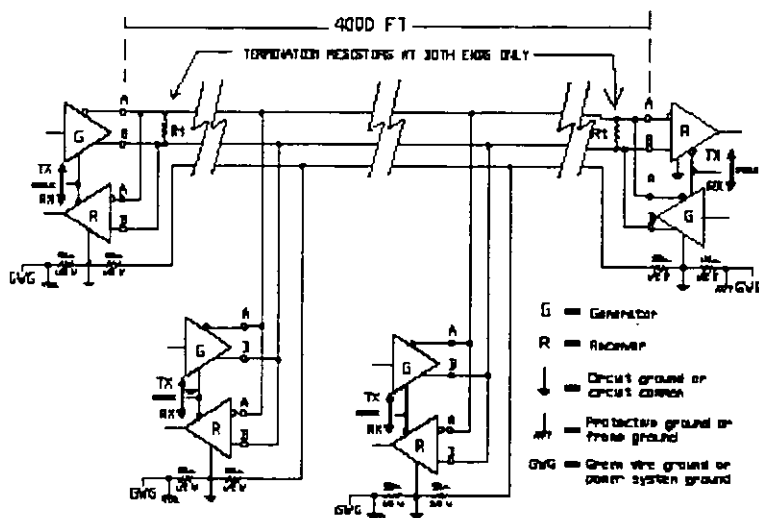


Figura 11.- Red típica multipunto de dos alambre.

Note que la línea de la transmisión es terminada en ambos extremos de la línea pero no a los puntos intermedios de la línea. La línea de tierra señalada también se recomienda en un sistema RS-485 para mantener el voltaje de modo común en el rango permitido.

Una red RS-485 también puede conectarse en modo de cuatro-alambres como se muestra en figura 11

Note que hay una línea adicional de tierra. En una red de este tipo es necesario que un nodo sea el maestro y todos los demás sean esclavos. Todos los nodos esclavos sólo se comunican con el nodo maestro. Esta red tiene algunas ventajas con equipos con protocolos de comunicaciones mixtas.

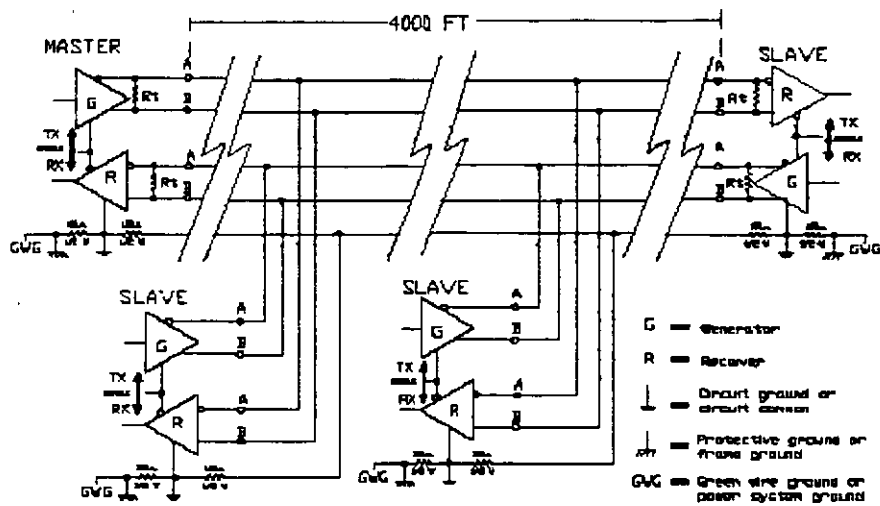


Figura 11.- Red RS- 485 de cuatro alambres

INTERFASES DE COMUNICACION EN PARALELO.

Para la comunicación a gran velocidad entre periféricos se utiliza la interfase en paralelo, entre las que se encuentran la CENTRONICS y la GPIB-488 (General Purpose Interfase Bus) y la SCSI (Small Computer Systems Interface).

LA INTERFASE CENTRONICS.

Es unidireccional y es ampliamente utilizada para conectar diversos periféricos como impresoras, gráficas, etc. en la figura 13 se muestran las señales y su localización en el conector.

Name	Pin number		Direction	Description
	sig	com		
STROBE'	1	19	OUT	data strobe
D0	2	20	OUT	data LSB
D1	3	21	OUT	.
D2	4	22	OUT	.
D3	5	23	OUT	.
D4	6	24	OUT	.
D5	7	25	OUT	.
D6	8	26	OUT	.
D7	9	27	OUT	data MSB
ACKNLG'	10	28	IN	finished with last char: pulse
BUSY	11	29	IN	not ready (note 1)
PE'	12	30	IN	HIGH = no paper
SLCT	13	-	IN	pulled HIGH
AUTO FEED XT'	14	-	OUT	auto LF
INIT'	31	16	OUT	initialize printer
ERROR'	32	-	IN	can't print (note 2)
SLCT IN'	36	-	OUT	deselect protocol (note 3)
GND	-	33	-	additional ground
CHASSIS GND	17	-	-	chassis ground

note 1: BUSY = HIGH
i) during each char transfer
ii) if buffer full
iii) if off-line
iv) if error state

note 2: ERROR = LOW
i) if out-of-paper
ii) if off-line
iii) if error state

note 3: normally LOW
i) sending DC3 when SLCT IN = HIGH deselects printer
ii) can only re-select by sending DC1 when SLCT IN' = HIGH

Figura 13.- Señales de la interfase "Centronics" y su localización en el conector.

INTERFASE GPIB.

La interfase estandar "IEEE-488" o "GPIB" fue elaborada para facilitar el diseño, ensamble y uso de equipos de instrumentación. Esta fue originalmente desarrollada por la compañía HEWLETT-PACKARD en los años 60's llamada HPIB (Hewlett Packard Interfase Bus). Esta interfase permite conectar hasta 15 instrumentos sobre un bus de MAX. 20 m. y permite la transferencia de datos a velocidades de hasta 1Mbyte/s; incluye comandos de software para declarar a cualquiera de los instrumentos sobre el bus como transmisor (TALKER) o receptor (LISTENER) de datos mediante un controlador que le dice a cada uno que hacer.

La "GPIB" utiliza una estructura de bus compartido, cuenta con 16 líneas que proveen las capacidades funcionales necesarias para mantener y ordenar el flujo de información, 8 son líneas de datos bidireccionales, y las otras 8 son líneas de control que establecen el "Handshaking". En la fig. 14 se muestra la estructura de la interfase y las señales que maneja.

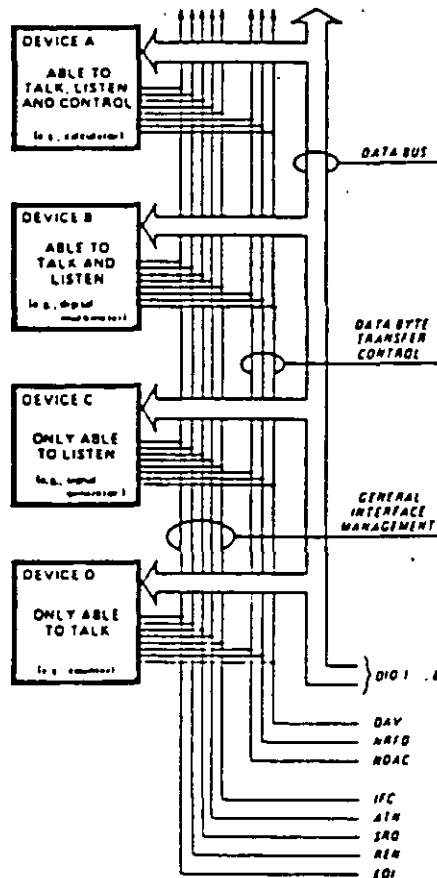


Figura 14.- Estructura de la interfase "GPIB" y su señalización.

ASPECTOS GENERALES.

Esfera de acción: se aplica en la intrconexión de aparatos de instrumentación programables y no programables en los cuales se tiene:

- a).-Intercambio de Datos Digitales
- b).-El número de instrumentos interconectados no mayor de 15.
- c).-La Distancia Total en la Transmisión no es mayor de 20 m.
- d).-La Velocidad de Transmisión en cualquiera de las líneas de señal no es mayor de 1Mb/s.

OBJETIVOS.

- a).-Definir un sistema de propósito general para aplicaciones en distancias limitadas.
- b).-Especificar los requerimientos mecánicos, eléctricos y funcionales que debe reunir el equipo para intercomunicarse sin ambigüedades vía el sistema.
- c).-Especificar la terminología y definiciones relacionadas con el sistema.
- d).-Habilitar la interconexión de instrumentos de diferente manufactura dentro del sistema.
- e).-Permitir la interconexión de aparatos simples y complejos.
- f).-Permitir la comunicación directa entre los instrumentos sin que todos los mensajes sean ruteados hacia el control o unidad intermedia.
- g).-Definir el sistema con el mínimo de restricciones en el desempeño de las características de cada aparato conectado al sistema.
- h).-Definir un sistema que permita comunicación asíncrona sobre un amplio margen de velocidades.
- i).-Definir un sistema que por si solo sea relativamente de bajo costo permita la interconexión de equipos baratos.
- j).-Definir un sistema que sea fácil de usarse

ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS.

Las especificaciones eléctricas de las señales de esta interfase cumplen con las empleadas en la tecnología TTL.

La interfase "GPIB" utiliza un conector de 24 vías tipo Champ (amp) o Microribbon (Amphenol o Cinch serie 57). la asignación de contactos para cada señal y el tipo de conector se muestra en la figura 15.

Contact	Signal Line	Contact	Signal Line
1	DIO 1'	13	DIO 5
2	DIO 2	14	DIO 6
3	DIO 3	15	DIO 7
4	DIO 4	16	DIO 8
5	EOI (24)	17	REN (24)
6	DAV	18	Gnd. (6)
7	NRFD	19	Gnd. (7)
8	NDAC	20	Gnd. (8)
9	IFC	21	Gnd. (9)
10	SRQ	22	Gnd. (10)
11	ATN	23	Gnd. (11)
12	SHIELD	24	Gnd. LOGIC

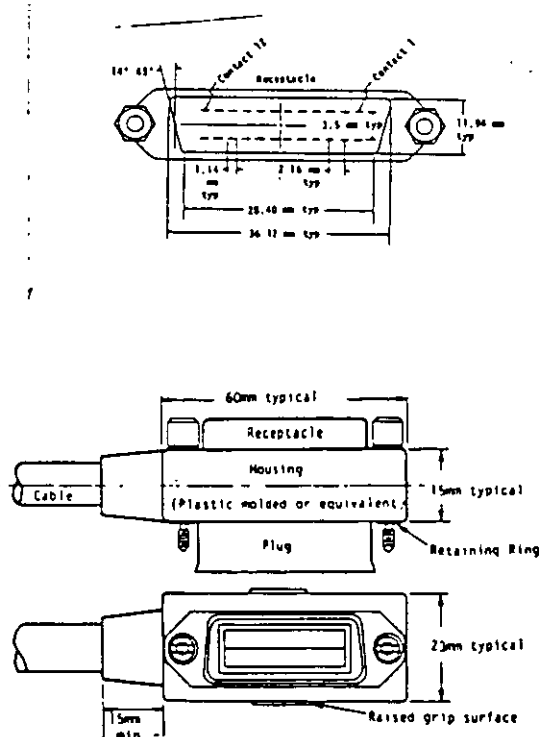


Figura 15.- Asignación de posiciones en el conector de la interfase "GPIB" y tipo de conector empleado.

PUERTO PARALELO

Tras la acentuada falta de estandarización de la interfaz paralela, surgió Centronics como un estándar en este tipo de conexión. A raíz de esta interfaz, posteriormente apareció la norma estándar (IEEE 1284) para la interfaz paralela en las computadoras personales, en la cual se tratan varios tipos de protocolos.

La transmisión en paralelo entre una PC y un periférico, se basa en la transmisión de datos simultáneamente por varios canales, generalmente 8 bits. Por esto se necesitan 8 cables para la transmisión de cada bit, mas otros tantos cables para controles del dispositivo, el numero de estos dependerá del protocolo de transmisión utilizado.

Los principales tipos y nombres de canales que son utilizados como control son:

STROBE - a través de él, una PC comunica al periférico que esta preparado para transmitir.

BUSY - el periférico comunica a través de él, que NO esta preparado para recibir datos.

ACK - el periférico comunica a través de él, que esta preparado para recibir datos.

SELECT Y SELECTIN - indican el tipo de error producido en el periférico.

ERROR - indica que se ha producido un error en el periférico.

PE - depende del tipo del periférico, en el caso de la impresora indica que no tiene papel.

Algunos de estos canales pueden ser utilizados para alguna acción adicional o cambiar la anteriormente descrita, según el protocolo que se utilice.

Norma IEE 1284

La reciente norma: "IEEE Std. 1284-1994 Estándar Signaling Method for a Bi-directional Parallel Peripheral Interface for Personal Computers", provee una alta velocidad de comunicación bi-direccional entre una PC y el periférico externo lo que hace la comunicación de 50 a 100 veces más rápido que el puerto paralelo original.

La norma 1284 define 5 modos de transmisión de datos. Cada tipo provee un método de transmisión de datos ya sea en dirección PC - periférico, la inversa (Periférico - PC) o bi-direccional. Los modos son:

- **PC - Periférico:** Compatibility Mode: "Centronics" en modo estándar.
- **Periférico - PC:** Byte Mode: 8 bits al mismo tiempo usando líneas de datos, algunas veces puede funcionar como un puerto bi-direccional.
- **Periférico - PC:** Nibble Mode: 4 bits al mismo tiempo usando líneas de datos

Bi-direccional

- **EPP** : Puerto Paralelo Ampliado, usado principalmente por periféricos como: CD-ROM, cintas, discos duros, adaptadores de redes, etc. excluyendo las impresoras.
- **ECP** : Puerto con Capacidad Extendida, usado principalmente por scanners e impresoras de nueva generación.

Todos los puertos paralelo pueden usarse en modo bi-direccional usando el modo *Compatibility*. El modo Byte puede ser utilizado por al menos el 25% de las bases instaladas de puertos paralelos.

Todos los modos utilizan software solo para la transmisión de datos, el driver se encarga de escribirlos, comprobar las líneas de unión (BUSY), hacer valer las señales de control apropiadas (STROBE) y luego pasar al siguiente byte. Este software limita la efectiva transmisión de datos a una razón de 50 a 100 Kbytes por segundo.

Además de los 2 anteriores modos, EPP y ECP están siendo implementados sobre los más nuevos controladores de E/S por la mayoría de fabricantes. Estos modos usan hardware para ayudar a la transmisión de datos. Por ejemplo en el modo EPP, un byte de datos puede ser enviado al periférico por una simple instrucción de salida. El control E/S controla todo el intercambio y transmisión de datos al periférico.

Asignación de pins del Conector Paralelo

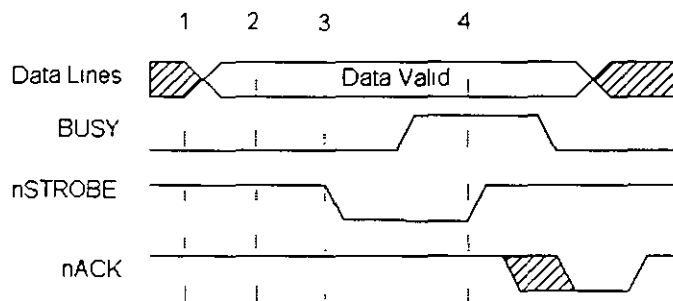
Pin No (D-Type 25)	Pin No (Centronics)	SPP Signal	Direction In/out	Register	Hardware Inverted
1	1	nStrobe	In/Out	Control	Yes
2	2	Data 0	Out	Data	
3	3	Data 1	Out	Data	
4	4	Data 2	Out	Data	
5	5	Data 3	Out	Data	
6	6	Data 4	Out	Data	
7	7	Data 5	Out	Data	
8	8	Data 6	Out	Data	
9	9	Data 7	Out	Data	
10	10	nAck	In	Status	
11	11	Busy	In	Status	Yes
12	12	Paper-Out / Paper-End	In	Status	
13	13	Select	In	Status	
14	14	nAuto-Linefeed	In/Out	Control	Yes
15	32	nError / nFault	In	Status	
16	31	nInitialize	In/Out	Control	
17	36	nSelect-Printer / nSelect-In	In/Out	Control	Yes
18 - 25	19-30	Ground	Gnd		

Modo SPP (Estándar Parallel Port)

Este modo define los pasos a seguir por la mayoría de PC's a la hora de transferir datos a una impresora. Es conocido con el nombre de "Centronics". Los datos se sitúan sobre la línea por la que van a ser enviados y se comprueba el estado de la impresora para comprobar que no esté ocupada (BUSY). Por último, el software genera un impulso a través de la línea STROBE para detener el envío de datos a la impresora. Pasos en la fase de transmisión:

1. Escribe los datos en el registro de datos.
2. El programa lee el estado del registro para comprobar que la impresora no esta ocupada (BUSY).
3. Si no esta ocupada, entonces escribe al registro de control para hacer valer la línea STROBE.
4. Escribe al registro de control para dejar de hacer valer la línea STROBE.

En la siguiente figura se describe el método de transmisión seguido:



Como se puede observar, para sacar 1 byte de información se requiere 4 instrucciones de E/S y tantas instrucciones adicionales más como se requieran. El efecto neto de esto es una limitación de las capacidades del ancho de banda del puerto del orden de 150 Kbytes por segundo.

Este ancho de banda es suficiente para comunicaciones punto a punto con muchas impresoras, pero es muy limitado para adaptadores pocket LAN, discos duros móviles y las nuevas generaciones de impresoras láser. Desde luego este modo es solamente para el canal directo y debe ser combinado con un canal inverso para conseguir un completo canal bi-direccional. Fue incluido para proveer compatibilidad a la amplia gama de periféricos e impresoras instalados.

Muchos controladores de E/S integrados han implementado un modo que, conservando su compatibilidad con éste, utiliza un buffer FIFO para transferir datos. Se le conoce como "Fast Centronics" o "Modo FIFO de puerto paralelo".

Modo EPP (Puerto Paralelo Ampliado)

El protocolo EPP fue originalmente desarrollado por Intel, Xircom y Zenith Data Systems, como una manera de obtener un puerto paralelo de alta resolución totalmente compatible con el puerto paralelo estándar. Esta capacidad fue implementada por Intel en el procesador 386SL.

El protocolo EPP ofreció muchas ventajas a los fabricantes de periféricos que utilizaban puertos paralelos y fue rápidamente adoptado por muchos de ellos. Una asociación de 80 fabricantes se unió para el desarrollo de este protocolo, esta asociación se llamo el Comité EPP. Este protocolo fue desarrollado antes de la aparición de la norma IEEE 1284, por lo tanto hay una pequeña diferencia entre el anterior EPP y el nuevo EPP después de la norma.

La velocidad de transferencia es del orden de 500KB/S a 2MB/S. Esto se logra debido a que el hardware contenido en el puerto genera el handshaking, strobing, etc., no el software como el caso con Centronics.

EPP difiere de ECP por el hecho que el Puerto EPP genera y controla todos los traslados hacia y desde el periférico. ECP requiere por otro lado que el periférico negocie el puerto de regreso y controlar el *handshaking*. El protocolo EPP realiza cuatro ciclos de transferencia:

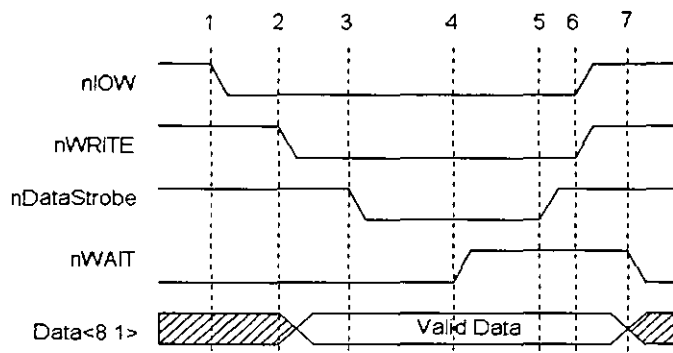
1. Ciclo de escritura de datos
2. Ciclo de lectura de datos
3. Ciclo de escritura de direcciones
4. Ciclo de lectura de direcciones

Los ciclos de datos están pensados para transferir datos tanto la computadora como al periférico. Los ciclos de direcciones son usados para transferir direcciones, canales, comandos e información de control. La siguiente tabla describe las señales EPP y sus señales asociadas SPP.

PIN	SEÑAL SPP	NOMBRE EPP	In/Out	DESCRIPCIÓN
1	STROBE	WRITE	OUT	Inactivo indica una operación de escritura. Activo: un ciclo de lectura.
14	AUTOFEED	DATASTB	OUT	Inactivo Operación de lectura o escritura de datos que esta en proceso.
17	SELECTIN	ADDRSTB	OUT	Inactivo Operación de lectura o escritura de direcciones, que esta en proceso.
16	INIT	RESET	OUT	Inactivo inicializa periférico
10	ACK	INTR	IN	El periférico genera una interrupción a la PC
11	BUSY	WAIT	IN	Inactivo indica OK para comenzar el ciclo Activo indica OK para finalizar el ciclo
2-9	D[8:1]	AD[8:1]	BI-DI	Fluyen direcciones y datos bi-direccionalmente
12	PE	definido por usuario	IN	Diferentes usos según periférico
13	SELECT	definido por usuario	IN	Diferentes usos según periférico
15	ERROR	definido por usuario	IN	Diferentes usos según periférico

Fases de transmisión de ciclo de escritura de datos:

1. El programa ejecuta un ciclo de escritura E/S al puerto 4 (Puerto de datos EPP).
2. La línea WRITE indica la salida de datos hacia el puerto paralelo.
3. Se confirma el DataStrobe ya que el canal WAIT esta desactivado.
4. El puerto de reconocimiento desde el periférico.
5. El DataStrobe se desconecta y finaliza el ciclo EPP.
6. El ciclo ISA E/S finaliza.
7. El canal WAIT es desactivado para indicar que el próximo ciclo puede comenzar.

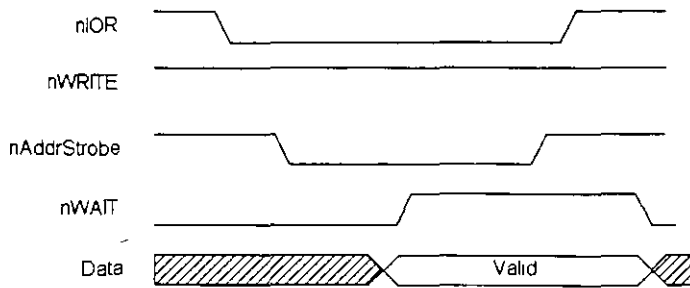


Una de las más importantes características es que la transferencia de datos ocurre en un ciclo ISA E/S. El resultado es que mediante el uso del protocolo EPP para la transmisión de datos un sistema puede mejorar las ratios de transmisión desde 500 K hasta 2Mbytes por segundo, de esta manera los periféricos de puertos paralelos pueden operar tan eficientemente como un periférico conectado directamente a la placa.

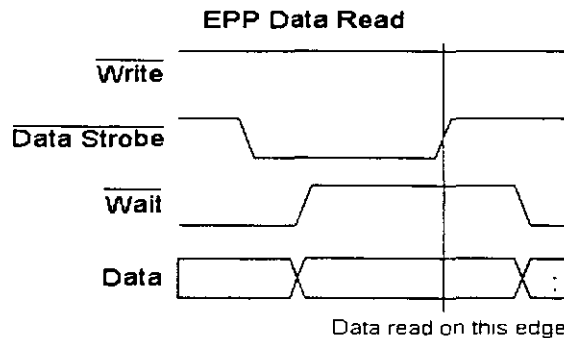
En la anterior figura el canal DataStrobe puede ser conectado a causa de que el canal WAIT esta desactivado, el canal WAIT se desactiva en respuesta a un canal DataStrobe conectado, un canal DataStrobe se desactiva en respuesta a que un canal WAIT esta siendo desconectado. Un canal WAIT se conecta en respuesta a un canal DataStrobe esta siendo desconectado, de esta manera el periférico puede controlar el tiempo de inicialización requerido para su operación. Esto se hace de la siguiente manera: el tiempo de inicialización es el que transcurre desde la activación del canal DataStrobe a la desactivación del canal WAIT, los periféricos son los encargados de controlar este tiempo.

Al empezar la transmisión el canal DataStrobe o el AddStrobe se activaría según el estado de la señal WAIT. Esto significa que el periférico puede que no espera el comienzo de un ciclo al tener desactivado el canal WAIT.

La siguiente figura muestra un ejemplo de un ciclo de lectura de direcciones:



Fases del ciclo de lectura de datos:



Modo ECP (Puerto con Capacidad Extendida)

El protocolo de puerto de capacidad extendida o ECP, fue propuesto por Hewlett Packard y Microsoft como un modo avanzado para la comunicación de periféricos del tipo de los scanners y las impresoras. Como el protocolo EPP, el ECP proporciona una alta resolución en la comunicación bi-direccional entre el adaptador de una PC y el periférico.

El protocolo ECP proporciona los siguientes ciclos, en ambas direcciones :

1. Ciclos de Datos
2. Ciclos de Comandos

Las características principales del ECP incluyen la RLE (Run Length Encoding) o compresión de datos en las computadoras, FIFO para los canales directo e inverso y DMA.

La característica RLE mejora la compresión de datos en tiempo real y puede lograr una compresión de datos superior 64:1. Esto es particularmente útil para las impresoras y scanners que transfieren gran cantidad de imágenes y tienen largas cadenas de datos idénticos.

El canal de direcciones contiene una pequeña diferencia con el del EPP. El canal de dirección se intenta que se use para sistemas lógicos múltiples de dirección con un sistema físico único. Piense en esta idea como un nuevo sistema multi-función como por ejemplo un Fax/Impresora/Módem. Con este protocolo se puede estar enviado datos a la impresora y al Módem a la vez.

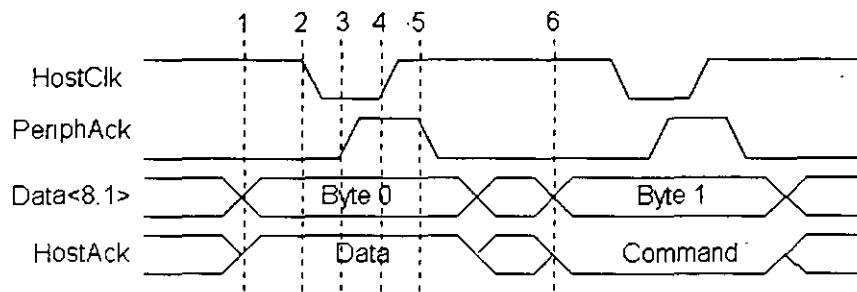
Pasos en la fase de transmisión directa :

1. Una PC sitúa los datos sobre las líneas de datos, inicia un ciclo de datos activando el HostAck.
2. Una PC desactiva HostClk para indicar un dato valido.
3. El periférico reconoce una PC activando PeriphAck.
4. Una PC activa HostClk. Este es el punto que debería ser usado para cerrar los datos al periférico.
5. El periférico desactiva PeriphAck indicando que esta preparado para recibir el siguiente byte.
6. El ciclo se repite pero en un ciclo de comando ya que HostAck esta desactivado.

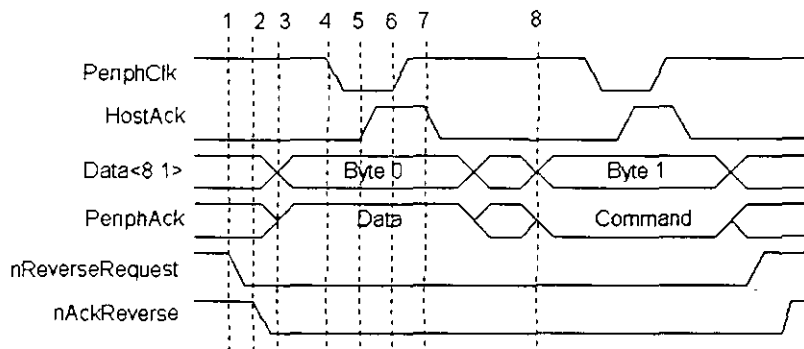
La siguiente tabla describe las señales de este protocolo :

PIN	SEÑAL SPP	NOMBRE	In/Out	DESCRIPCIÓN
1	STROBE	HostClk	OUT	Usado con PeriphAck para transmitir datos o direcciones en la dirección directa.
14	AUTOFEED	HostAck	OUT	Proporciona estado de datos y de comando en la dirección directa. Usado con PeriphClk transfiere datos en la dirección inversa.
17	SELECTIN	1284Active	OUT	Cuando la computadora esta en el modo de transmisión 1284 se activa.
16	INIT	ReverseRequest	OUT	Se desactiva para colocar el canal en dirección inversa.
10	ACK	PeriphClk	IN	Usado con HostAck para transmisión de datos en la dirección inversa.
11	BUSY	PeriphAck	IN	Usado con HostClk para transmisión de información de datos o direcciones en la dirección directa. Proporciona estado de comandos y datos en la dirección inversa.
12	PE	AckReverse	IN	Desactivado para reconocer Reverse Request.
13	SELECT	Xflag	IN	Bandera de extensibilidad.
15	ERROR	PeriphRequest	IN	Desactivado por el periférico para indicar que es posible la transferencia inversa.
2-9	Data[8:1]	Data[8:1]	BI-DI	Usado para proporcionar datos entre el periférico y una PC.

La primera figura muestra los dos ciclos de transmisión de datos directos, cuando HostAck esta activado indica que un ciclo de datos se esta llevando a cabo. Cuando HostAck esta desactivado se lleva a cabo un ciclo de comandos, los datos representan un calculo de RLE o un canal de direcciones. El bit 8 del byte de datos se usa para indicar una RLE, si el bit 8 es cero entonces los bits del 1 al 7 representan un calculo de la longitud de cadena de transmisión, si el bit es 1 entonces los bits 1 al 7 representan un canal de dirección.



La siguiente figura muestra en proceso inverso de transferencia, con las diferencias entre el protocolo ECP y EPP, con el software del EPP puede mezclar operaciones de lectura escritura sin ningún problema. Con el protocolo ECP los cambios en la dirección de datos deben ser negociados, una PC debe pedir una transmisión por el canal inverso desactivando el canal ReverseRequest, entonces esperar que el periférico reconozca la señal desactivando AckReverse. Solamente entonces una transmisión de datos por canal inverso puede llevarse a cabo.



Pasos en la fase de transmisión inversa :

1. Una PC pide una transmisión por el canal inverso desactivando ReverseRequest.
2. El periférico señala que esta de acuerdo para proceder desactivando AckReverse.
3. El periférico sitúa los datos sobre las líneas de datos e indica un ciclo de datos activando PeriphAck.
4. El periférico desactiva PeriphClk para indicar un dato valido.
5. Una PC reconoce la señal activando HostAck.
6. El periférico PeriphClk. Esta manera debería ser usada para guardar los datos en una PC.
7. Una PC desactiva Host.Ack para indicar que esta preparado para el siguiente byte.
8. El ciclo se repite pero esta vez es un ciclo de comando porque PeriphAck esta desactivado.

LA INTERFASE “SCSI”

La tecnología de conexión SCSI permite que un número elevado de dispositivos para PC pueda conectarse de forma simultánea reduciendo los cables necesarios para ello y aumentando la velocidad de transferencia de los datos. En el transcurso de las últimas dos décadas, el bus SCSI se ha mantenido como el bus de conexión de mejores prestaciones, aumentando además su capacidad y eficacia.

SCSI (*Small Computer System Interface*, interfaz de sistema para pequeños computadores) comenzó con una tecnología para la fabricación de discos duros desarrollada, en 1979, por la empresa *Shugart*. El propósito del nuevo diseño era proporcionar una interfaz para unidades de almacenamiento con soporte para direccionamientos lógicos, esto es, ofrecer la apariencia de bloques contiguos para almacenar los datos, con independencia de su localización física y permitir la transferencia de datos en paralelo, que a diferencia de la transmisión en serie de la interfaz IDE permite un rendimiento mucho mayor.

Esta interfaz fue bautizada con el nombre de SASI (*Shugart Associates System Interface*) y la empresa puso a disposición pública las correspondientes especificaciones, de manera que otros fabricantes pudieran aplicarlas en sus productos y convertirlas así en un estándar ANSI.

Poco después, la empresa NCR decidió acudir conjuntamente con *Shugart* a los comités ANSI (*American National Standards Institute*, instituto nacional americano de estándares) que, en abril de 1982, publicó las especificaciones para la primera versión de esta interfaz.

A partir de entonces algunos fabricantes utilizaron estas especificaciones para sus productos y, en 1986, el comité ANSI publicó el estándar oficial SCSI-1. Se trataba de un bus a nivel de sistema de ocho bits y una frecuencia de reloj de 5 MHz, capaz de utilizar de forma simultánea hasta ocho dispositivos, con una velocidad de transferencia cercana a los 5 MB por segundo, lo que entonces era una velocidad espectacular.

Sin embargo, en el período de tiempo que transcurrió hasta la estandarización definitiva de interfaz SCSI-1 surgieron diferentes configuraciones, lo que ocasionó problemas de compatibilidad. Por otra parte, SCSI-1 debía soportar todos los dispositivos para esta interfaz, pero los fabricantes realizaron numerosas modificaciones por su cuenta, haciendo que los productos de algunas marcas fueran incompatibles entre sí. Finalmente, en 1994 la tecnología SCSI maduró con una interfaz apropiada para los sistemas más sofisticados y para solucionar los problemas de compatibilidad existentes.

Las especificaciones del estándar SCSI-2 incluían algunas variaciones: Fast SCSI (SCSI rápidos), que duplicaba la frecuencia del reloj del bus, hasta alcanzar velocidades de transferencia cercanas a los 10 MB/s, usando el mismo ancho de bus de 8 bits, utiliza transferencia asíncrona para el envío de comandos y síncrona para los datos. Permite terminadores pasivos y activos y señales diferenciales (tecnología denominada HVD, *High Voltage Differential* o diferencial de alto voltaje).; Wide SCSI (SCSI ancho), que también duplica la velocidad pero que en este caso, lo hace mediante un ancho de bus de 16 bits, empleando para este bus más ancho, cables de 68 conductores. Una tercera variante resulta de la combinación de las dos primeras y se denomina Fast Wide SCSI, que alcanza prácticamente los 20 MB/s, duplicando tanto la frecuencia como el ancho de bus. Mientras tanto, y antes de la aparición del estándar oficial para SCSI-2, se estaban desarrollando ya las

especificaciones de un nuevo estándar mucho más eficaz, el SCSI-3, que debería ser compatible con todos los dispositivos diseñados para versiones anteriores que duplicaba a frecuencia hasta llegar a los 20 MHz.

De este modo se proporcionaban velocidades de transferencia de 20 MB/s utilizando un ancho de bus de ocho bits, en los protocolos Ultra SCSI o Fast-20 SCSI-3 o en la versión Ultra Wide SCSI, cuyas especificaciones finales aparecieron en 1996, alcanzar casi 40 MB/s empleando para ello un ancho de 16 bits.

Como consecuencia de este aumento de la velocidad, los cableados sufrieron las modificaciones pertinentes para que pudieran soportar las elevadas velocidades, aún a costa de reducir su longitud o el número máximo de dispositivos utilizables de forma simultánea

Mientras tanto, la interfaz SCSI siguió evolucionando y en 1997 introdujo los protocolos Ultra2 SCSI (ancho de ocho bits) y Ultra2 Wide SCSI (16 bits), aunque no se disponía de un estándar oficial del ANSI. La frecuencia de reloj para el bus aumentó hasta los 40 MHz y se utilizaba por primera vez la vanguardista tecnología basada en señales LVD (*Low-Voltage Differential*, diferencial de bajo voltaje), que permiten aumentar la longitud máxima del bus hasta los 12 metros. De esta manera, la velocidad de transferencia alcanzó casi 40 MB/s y 80 MB/s respectivamente.

Unos meses después apareció el protocolo Ultra3 SCSI, que establece definitivamente el ancho del bus en 16 bits (desapareciendo así la denominación Wide) y que aumentó de forma considerable el rendimiento de la interfaz SCSI, prácticamente hasta los 160 MB/s en la transferencia de datos. Esta velocidad se consigue gracias a la tecnología DTC (*Double Transition Clocking*, cronometraje de doble transición), que permite enviar el doble de información en un mismo ciclo de reloj, sin tener que aumentar por tanto la frecuencia del bus.

En 1998, un grupo de siete importantes fabricantes anunció la especificación de un nuevo protocolo: Ultra 160/m SCSI, basado en Ultra3 SCSI y que incluye nuevas características, como comprobación automática del nivel de rendimiento de la interfaz mediante validación de dominios (chequeo de los cables, terminadores y otros elementos que intervienen en la cadena SCSI). Se mejoró también la estabilidad en la transferencia de datos mediante el sistema de comprobación de errores CRC (*Cyclic Redundancy Check* o chequeo de redundancia cíclica).

En la actualidad la organización responsable de los estándares SCSI es el T10, un grupo técnico que depende del NCITS (*National Committee on Information Technology Standards*, comité nacional en estándares para tecnologías de la información), también conocido como Comité X3. Se trata del instituto acreditado por el ANSI para desarrollar algunas de las especificaciones utilizadas por la industria, entre las que se encuentra esta interfaz.

Cada especificación SCSI utiliza una velocidad de frecuencia y un ancho de bus característicos, que determinan la cantidad máxima de información que puede transmitirse, calculada mediante el producto de estos dos parámetros. La tabla siguiente recoge estos valores para los protocolos existentes.

Protocolo de interfaz	Estándar	Velocidad del bus (MHz)	Ancho del bus	Ratio de transferencia (MB/s)	Longitud máxima del cable SE (m)	Número máximo de dispositivos por bus	Cable
SCSI	SCSI-1	5	8	4.77	6	8	50 pin
Fast SCSI	SCSI-2	10	8	9.54	3	8	50 pin
Wide SCSI	SCSI-2	5	16	9.54	6	16	68 pin
Fast Wide SCSI	SCSI-2	10	16	19.07	3	16	60 pin
Ultra SCSI	SCSI-3	20	8	19.07	1.5 (**)	8	50 pin
Ultra Wide SCSI	SCSI-3	20	16	38.15	1.5 (**)	16	60 pin
Ultra2 SCSI	SCSI-3	40	8	38.15	12 (LVD)	8	60 pin
Ultra2 Wide SCSI	SCSI-3	40	16	76.29	12 (LVD)	16	60 pin
Ultra3 SCSI	SCSI-3	40 (*)	16	152.59	12 (LVD)	16	50 pin

(*) Ultra3 y la implementación Ultra 160/m. utilizan la misma frecuencia que Ultra2, si bien envían dos bytes por cada ciclo de reloj. Esto puede inducir a concluir erróneamente que utilizan buses de 32 bits.

(**) Ultra SCSI y Ultra Wide SCSI pueden utilizar también cables con una distancia máxima entre dispositivos de cuatro metros, aunque en este caso el número máximo de éstos se reduce a cuatro y ocho respectivamente.

(LVD) Significa "Low-Voltage Differential"

(DT) Significa que el modo de transferencia usada el "double transition clocking".

Los dispositivos SCSI

En teoría, los dispositivos deben ser independientes de las operaciones del procesador. El computador solo necesita enviar los comandos y los datos al periférico y esperar una respuesta (las impresoras, por ejemplo, trabajan de esta manera).

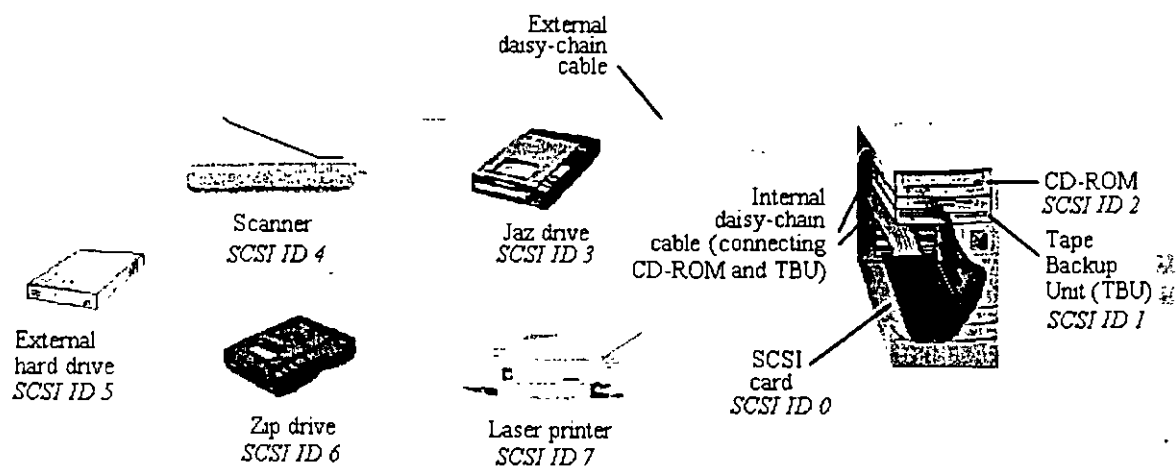
En la actualidad, los puertos paralelo y serie son puertos específicos para dispositivos, de modo que la PC se limita a enviar la información al puerto, independientemente del dispositivo conectado, y no reconoce de forma automática (es decir, sin la intervención de controladores o del sistema operativo) cuál es el periférico que se está utilizando. Esto permite, por ejemplo, que dispositivos antiguos puedan funcionar en computadores recientes. En síntesis, es el concepto que emplea la interfaz SCSI. Los computadores y dispositivos se diseñan e integran sin la necesidad de asegurar compatibilidades de hardware concretas, que se aseguran por las especificaciones de la interfaz.

SCSI, que en términos de bus es un conjunto de cables, hilos y terminadores, cada uno con su nombre y propósito concretos. Utiliza un conjunto limitado de instrucciones comandos que permiten que tanto el sistema como el dispositivo se comuniquen a través del bus. Para ello se basan en el principio de independencia del dispositivo, característico de esta interfaz y una de sus propiedades principales. Por ejemplo, todas las unidades de disco duro se consideran semejantes en la interfaz SCSI (a excepción de su capacidad total) y, para una clase de dispositivos concreta, puede

reemplazarse un disco instalado por otro nuevo, sin tener que modificar la configuración del sistema.

Dado que la iniciativa en la configuración y la comunicación reside en el dispositivo y no en el sistema, el computador es capaz de utilizar un reducido conjunto de comandos estándar para garantizar la transferencia de datos hacia y desde el dispositivo.

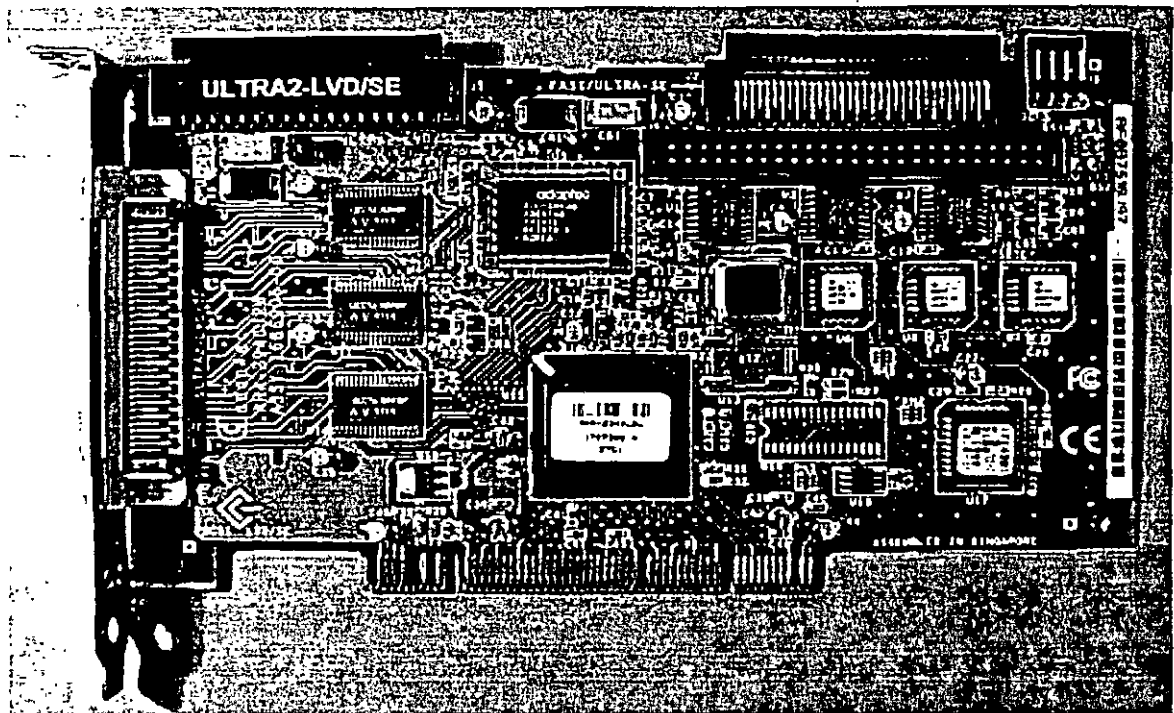
Son muchos los tipos de dispositivos que pueden conectarse a un bus SCSI y cada uno de ellos ofrece aplicaciones y características diferentes, de modo que también necesitan métodos de control distintos. Al integrar estos métodos en el propio dispositivo se pueden compartir en un mismo bus distintos tipos de dispositivos. Veamos a continuación los más habituales.



Adaptadores SCSI

De forma similar al control de los discos duros para interfaz IDE, que se efectúa mediante una tarjeta específica (incorporada a la placa base en casi todos los modelos), los dispositivos SCSI utilizan un adaptador conocido como controladora SCSI o simplemente, tarjeta SCSI, que desde el punto de vista lógico de la interfaz se considera un dispositivo más. Actúa de puente entre el bus SCSI y el bus interno de entrada / salida de la PC, enviando y recibiendo los comandos necesarios y transfiriendo los datos de los dispositivos conectados al bus SCSI.

En la mayoría de configuraciones SCSI, este adaptador (o tarjeta controladora), es uno de los elementos determinantes del rendimiento del sistema. Existen muchos tipos de adaptadores diferentes en el mercado, con notables diferencias de costos y características, desde los modelos para buses de entrada / salida más antiguos ISA y VLB (*Vesa Local Bus*) a los habituales para PCI. No todos los adaptadores soportan los protocolos SCSI existentes, sino un número limitado de ellos. Si lo que se desea utilizar son unidades de disco duro Ultra Wide SCSI, por ejemplo, será necesario disponer de un adaptador que soporte la frecuencia del bus apropiada (20 MHz para los protocolos Ultra) y el ancho de bus necesario (16 bits, en este caso), si bien se pueden utilizar adaptadores de mayores prestaciones para dispositivos SCSI de rendimiento inferior.



Wide Ultra2 SCSI

Una diferencia entre los adaptadores SCSI de mayores prestaciones y los modelos más modestos es la presencia o no de la memoria caché, encargada de almacenar los datos recientes y recuperarlos rápidamente cuando vuelven a ser necesarios, aumentando así el rendimiento general del sistema. Esta caché complementa la que utilizan determinados dispositivos, (como el *buffer* de lectura en los discos duros). Además, SCSI es un bus que soporta dispositivos internos y externos, de modo que el adaptador dispone de conectores de ambos tipos y, en los modelos recientes, con distintas configuraciones, de modo que pueden utilizarse dispositivos para diferentes protocolos. La interfaz SCSI suele emplearse, entre otros entornos, en servidores de redes locales, donde el rendimiento y la disponibilidad de los datos es un parámetro crítico en el funcionamiento del sistema. Por ello es habitual que los adaptadores de gama alta incluyan soporte hardware para RAID (*Redundant Array of Independent Disks*, matriz redundante de discos independientes), que es un sistema sofisticado de almacenamiento. Como sucede con otros dispositivos instalados en el PC, los adaptadores SCSI necesitan utilizar determinados recursos del sistema. Todos los adaptadores utilizan una IRQ (*Interrupt ReQuest Line*, línea de petición de interrupción), cuyos valores suelen ser 9, 10, 11 ó 12. Sin embargo, los adaptadores SCSI para PCI no necesitan que se especifique una asignación de IRQ porque utilizan el valor reservado para la ranura (slot) PCI sobre el que se instalan.

Muchos modelos de adaptadores antiguos, diseñados para el bus ISA o VLB utilizan canales DMA (*Direct Memory Access*, direccionamiento directo de memoria) y suelen emplear los valores 1, 3 ó 5 para transferir directamente los datos desde los dispositivos SCSI a la memoria del sistema. En el caso del bus PCI se incrementa el rendimiento mediante el bus *mastering*, un tipo distinto de DMA que no utiliza este tipo de buses.

Iniciadores y objetivos

Básicamente, en un bus SCSI existen dos tipos de dispositivos: los iniciadores (*initiator*) y los objetivos (*target*). Los primeros inician el proceso de comunicación cuando debe realizarse alguna tarea, mientras que los segundos responden a los comandos e instrucciones de los iniciadores. Esta relación no se establece en un único sentido, ya que un dispositivo físico puede actuar a la vez como iniciador y como objetivo durante la transferencia de datos.

Un bus SCSI puede soportar varios dispositivos de forma simultánea pero en todo momento debe existir un iniciador y un objetivo. Aunque no sea necesariamente así siempre, en general, el adaptador SCSI (la tarjeta de expansión instalada en la ranura de la placa base) es el iniciador y los otros dispositivos (discos duros, lectoras o grabadoras de CD-ROM, por ejemplo) son los objetivos.

Para que un dispositivo objetivo pueda llevar a cabo una acción mientras el iniciador está ocupado (ejemplo, expulsar la bandeja de un CD-ROM o rebobinar una cinta), la interfaz SCSI incluye la posibilidad de desconectar la comunicación entre dos dispositivos y reconectarlos después. Estas operaciones resultan muy frecuentes (principalmente en sistemas multitarea) y permiten llevar a cabo un gran número de actividades de forma simultánea.

Identificadores

Si el bus admite hasta ocho dispositivos, cada uno de ellos se identifica con un número (ID) que puede tener un valor desde 0 hasta 7, o un valor comprendido entre 0 y 15, cuando son 16 los dispositivos soportados (incluyendo el adaptador, que se considera un dispositivo SCSI más).

Estos identificadores suelen asignarse mediante unos interruptores (*jumper*s) presentes en el adaptador y en los dispositivos, aunque también es posible asignar automáticamente este identificador en función de los ID disponibles.

Existe un orden arbitrario, en el que pueden establecerse prioridades cuando dos dispositivos necesitan acceder al bus al mismo tiempo. El orden establecido es 7,...,0 y 15,...,8. De esta manera, si coinciden dos peticiones se concede prioridad al dispositivo con el identificador de orden más bajo (lo que no significa necesariamente que funcione más rápido), lo que explica que sea habitual asignar el identificador 7 al adaptador SCSI.

La asignación de identificadores con prioridad alta a dispositivos que no permiten retrasos en la recepción de los datos (como las unidades CD-R) permite optimizar el rendimiento de la cadena de dispositivos. Algunos modelos antiguos de adaptadores SCSI todavía asignan la prioridad de los identificadores mediante un modelo que impide por ejemplo, que se pueda utilizar un disco duro SCSI al iniciar el computador si se configura un identificador diferente de 0.

Señales en el Bus SCSI Bus

Señales del Bus SCSI

Señal	Nombre	Descripción
/BSY	Busy	Indica que el bus está en uso
/SEL	Select	El iniciador utiliza esta señal para seleccionar al destino
/C/D	Control/Data	Los <i>target</i> utilizan esta señal para indicar cuando la información que esta siendo transferida es información de control (señal verificada) o datos (señal negada).
/I/O	Input/Output	Los <i>target</i> utilizan esta señal para especificar la dirección de movimiento de los datos con respecto al iniciador. Cuando la señal es verificada, los datos fluyen hacia el iniciador; cuando es negada los datos fluyen hacia el <i>target</i> .
/MSG	Message	Esta señal es usada por el target durante la fase de "mensaje"
/REQ	Request	El target usa esta señal para iniciar una petición al iniciador (<i>request/acknowledge</i>)
/ACK	Acknowledge	Esta señal es usada por el iniciador para reconocer una petición (<i>request/acknowledge</i>)
/ATN	Attention	El iniciador usa esta señal para informarle al target que tiene un mensaje listo. El target recupera el mensaje
/RST	Reset	Esta señal es usada para inicializar a los dispositivos y terminar todas las operaciones sobre el bus, y forzar al bus a la fase "libre".
/DB0-/DB7, /DBP	Data	Ocho líneas de datos numerados del 0 al 7, y la señal de paridad.

La negociación

Dado que el cable utilizado para el bus SCSI es común a todos los dispositivos, cada uno de ellos debe obtener permiso de todos los restantes antes de tomar el control del bus, lo que se conoce como fase de arbitraje. En la fase de selección cuando uno de los dispositivos ha tomado el control (normalmente, el adaptador), procede a contactar con el dispositivo con el que debe comunicarse. Una vez establecido el contacto, comienza en realidad el proceso de comunicación.

Las distintas fases que intervienen en este proceso forman parte de lo que se conoce como negociación, que lleva a cabo un dispositivo de la cadena SCSI para acceder y utilizar el bus, y que comienza cuando el bus está libre. Esta circunstancia es conocida por todos los dispositivos mediante una señal específica, denominada BSY, que reciben por uno de los conductores del cable.

Se procede entonces a cambiar esta señal (de manera que el resto de dispositivos detecten el nuevo estado del bus) y se envía una señal por el conductor del cable correspondiente a su identificador.

Si son varios dispositivos que intentan cambiar el estado del bus se utiliza el orden de prioridad asignado a los identificadores para decidir cuál será el dispositivo que tome el control del bus. Este actuará a partir de entonces como iniciador.

Para seleccionar el dispositivo con el que debe comunicarse, se utiliza la señal SEL del cable. Conjuntamente con el identificador del dispositivo de destino, se libera el bus (cambiando de nuevo el estado en la línea BSY), de modo que el dispositivo objetivo pueda confirmar que ha quedado seleccionado.

En ese momento, el dispositivo objetivo toma el control de los datos que se enviarán y la dirección de transferencia, hasta que vuelva a dejar libre a línea BSY, indicando al resto de dispositivos que el bus está disponible de nuevo. Si se necesita un periodo de tiempo prolongado para preparar el envío de los datos, el dispositivo objetivo puede enviar un mensaje de desconexión. Más tarde intentará transferir los datos repitiendo el proceso de arbitraje y selección.

Cables y conectores

La interfaz SCSI utiliza una topología de bus concreta. Cada uno de los dispositivos conectados al bus debe estar encadenado de forma lineal al dispositivo que le precede mediante un cable apropiado, por lo que el conjunto de dispositivos recibe el nombre de cadena SCSI. Se trata de una característica obligatoria, así que los dispositivos (incluyendo el adaptador) se conectan a uno o dos dispositivos más y nunca a un número mayor.

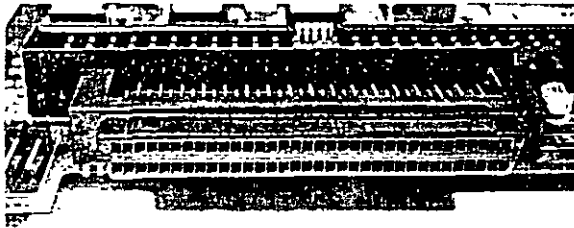
Los dos dispositivos finales de los extremos de la cadena deben estar terminados. Para que no pueda formarse un bucle (esto es, para que no queden unidos ambos extremos de la cadena), se utiliza un elemento instalado por el fabricante en el interior del propio dispositivo o conectado externamente. El tipo de cables utilizado por el bus SCSI determina el rendimiento de esta interfaz. Las dos configuraciones utilizadas tradicionalmente son: cable de terminación única (SE, *Single-Ended*) y cable diferencial.

El primero es el más utilizado por los diferentes estándares inferiores al Ultra Wide SCSI (este último tipo de cable no se considera para especificaciones Ultra2 y superiores). El cable de terminación única consiste en un conjunto de conductores que transportan la señal desde el dispositivo iniciador hasta el objetivo. Cada señal requiere un único conductor (que también se conoce como línea).

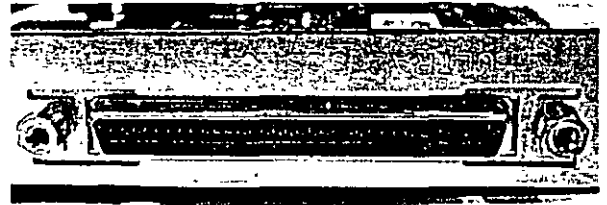
En las especificaciones Ultra2 SCSI y posteriores se utiliza un tipo de cable diferente al de terminación única, denominado LVD y que se fundamenta en el empleo de voltajes inferiores para definir los unos y ceros enviados a lo largo del bus. El LVD debe ser soportado por todos los dispositivos conectados al bus y permite utilizar cables con una longitud máxima de 12 metros. Puesto que no fue definido en las especificaciones SCSI anteriores, si alguno de los dispositivos conectados al bus no soporta LVD (utilizando conexión de terminación única), el bus entero cambiará a este modo de forma automática. Sin embargo, en este caso las distancias entre dispositivos deberán acortarse hasta conseguir a longitud permitida.

El cable diferencial (DIF, *differential*), que también se denomina HVD (*High Voltage differential*, diferencial de alto voltaje) para diferenciarlo del LVD utiliza dos líneas para cada señal. Además, una matriz de resistencias en cada extremo que garantiza su integridad, lo que permite alcanzar longitudes muy superiores (alrededor de 25 metros). Sin embargo, y pese a estas ventajas, su uso no está muy extendido debido a que solo puede utilizarse con los dispositivos que lo soportan, que representan únicamente un pequeño porcentaje del total.

Los conectores SCSI



Conector Interno



Conector Externo

En la actualidad, existen ocho tipos distintos de conexiones SCSI (cuatro se diferencian entre conectores macho o hembra) incluyendo todas las aparecidas desde la publicación de las especificaciones oficiales de 1986, cuando la interfaz SASI se tomó como base para el estándar SCSI. Los conectores SCSI-1 difieren en función de su uso para dispositivos internos o externos.

Con la aparición del estándar SCSI-3, se eliminaron los conectores de 50 patillas y se presentaron nuevas especificaciones para los conectores de 68 patillas. Se presentó el conector VHDCI (*Very High Density Cabled Interconnect*, interconexión de cable de muy alta densidad), que permite disponer de múltiples puertos SCSI en un mismo adaptador. También apareció la serie SCA (*Single Conector Attachment*, fijación única de conector), que combina señal de datos y tensión, utilizando una configuración de 80 polos, eliminando la necesidad de ensamblar múltiples cables conjuntamente. Sin embargo, su uso está restringido prácticamente a grandes sistemas servidores y, por regla general, no se utiliza en computadores personales.

Los terminadores

Las señales eléctricas se desplazan a lo largo del cable SCSI de forma similar a como lo hacen las ondas sonoras a través del aire. Así, de la misma manera que una onda sonora rebota al alcanzar una pared, la señal puede reflejarse al alcanzar el extremo del cable. Si ocurre así, la señal devuelta podría interferir con otra señal enviada posteriormente, introduciendo ruido en la información transmitida.



Terminador Interno



Terminador Externo

Además, cuando se transmiten señales eléctricas a frecuencias elevadas en cada uno de los conductores del cable SCSI tienden a degradarse o a crear interferencias. Este fenómeno natural puede solucionarse mediante la introducción en los extremos de los cables SCSI de terminadores formados por resistencias. Existen tres tipos de terminadores, diferenciados por el circuito que incluyen para terminar el bus:

Terminadores pasivos, que son los más antiguos y sencillos, indicados para los buses de velocidad reducida (SCSI simple)

Terminadores activos, similares a los anteriores pero con reguladores de voltaje que aportan mayor consistencia en la terminación del bus y que resultan indicados desde Fast SCSI hasta Ultra SCSI.

Por último, los terminadores FPT (*Forced Perfect Termination*, terminación perfecta forzada) representan el tipo de terminadores más avanzados y además de reguladores de voltaje, utilizan diodos. Esto elimina prácticamente la posibilidad de que se refleje la señal. Ambos terminadores deben instalarse al final de la cadena SCSI, después de los últimos dispositivos, incluyendo los que puedan desconectarse de la alimentación eléctrica mediante un interruptor o los que no se usen temporalmente.

Algunos dispositivos incluyen un terminador interno, que utilizan de forma automática cuando el dispositivo está conectado a alguno de los extremos de la cadena. Por ejemplo, la mayoría de adaptadores suelen disponer de terminadores, de forma que si solo se utilizan dispositivos externos (o solo internos), no exista la necesidad de añadir un terminador en el adaptador.

CABLES SCSI

Existen diferentes tipos de cables usados en los protocolos y configuraciones SCSI. Mientras que algunos de ellos utilizan un mismo conector tanto para dispositivos internos como externos (los del tipo P), en otros tipos pueden encontrarse conectores muy diferentes. Las características básicas de estos tres tipos de cables estándar son:

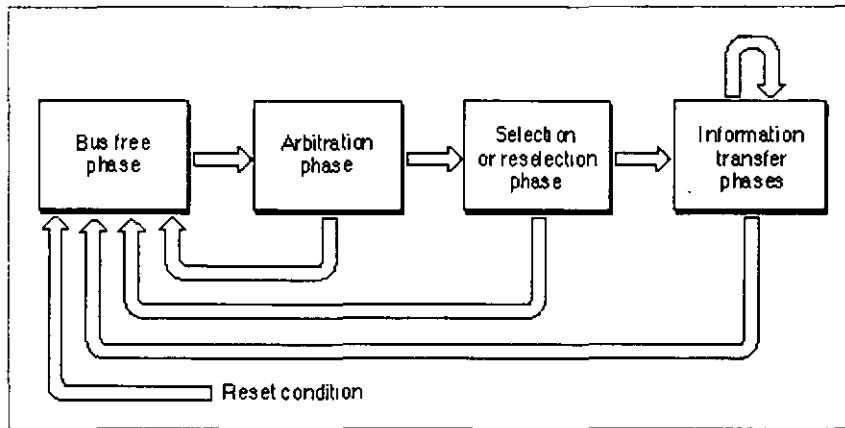
- Cable A Cable original estándar con 50 conductores. Se utiliza para buses de ocho bits y en dos configuraciones diferentes: normal (en general para dispositivos internos) y de alta densidad (más estrecho)
- Cable B Para el estándar SCSI-2 y en los protocolos Wide SCSI. Prácticamente en desuso. Se combina con un cable A para poder disponer de los 68 conductores necesarios en buses de 16 bits.
- Cable P Cable de 68 conductores, definido en el estándar SCSI-3. Reemplaza la combinación de cables A y B más antigua en los buses de 16 bits.

Fases en el Bus SCSI

Una fase en el bus SCSI es un intervalo de tiempo en que ciertas señales y comandos son permitidos. El bus SCSI nunca puede estar en más de una fase en cualquier momento dado.

Para cada uno de las fases del bus, hay un juego de fases aceptables que pueden seguir. Por ejemplo, la fase libre sólo puede ser seguida por la fase del arbitraje, o por otra fase libre. Una fase de datos puede ser seguida por un comando, estado, mensaje, la fase libre del bus.

La norma de SCSI especifica ocho fases distintas para el bus SCSI:



Bus free. En esta fase ningún dispositivo está usando el bus, y que el bus está disponible.

Arbitration. Esta fase es precedida por la fase libre y permite a un dispositivo tomar el mando del bus. Durante esta fase, todos los dispositivos que desean usar el bus verifican la señal /BSY y pon su ID en el bus. El dispositivo con el ID más alto gana el arbitraje.

Selection. Esta fase sigue a la fase del arbitraje. El dispositivo que ganó el arbitraje usa esta fase para seleccionar a otro dispositivo para comunicar con él.

Reselection. Esta fase optativa es usada por sistemas que permiten a los dispositivos periféricos desconectar y reconectar del bus durante sesiones largas.

Command. Durante esta fase, el iniciador envía comandos de petición.

Data. La fase de datos ocurre cuando hay demandas de transferencia de datos de o hacia el iniciador.

Status. Esta fase ocurre cuando hay peticiones del iniciador del estatus del *target*.

Message. La fase de mensaje ocurre cuando hay peticiones de transferencia de un mensaje. Los mensajes son pequeños bloques de datos que llevan información o peticiones entre el iniciador y un *target*. Pueden enviarse mensajes múltiples durante esta fase.

Juntos, las últimas cuatro fases (command, data, status, y message) son conocidas como fases de transferencia de información. La figura siguiente muestra la relación de las fases en el bus SCSI.

Comandos SCSI

Un comando SCSI es una instrucción de un iniciador a un *target* para conducir una operación, como leer o escribir un bloque de datos. Los comandos son leídos por el *target* cuando éste está listo para hacerlo.

Los comandos SCSI están contenidos en una estructura de datos llamada "*command descriptor block*" (CDB) que puede ser de 6, 10, o 12 bytes de tamaño. El primer byte especifica la operación solicitada, y los bytes restantes son parámetros usados por esa operación.

La principal diferencia entre el protocolo SCSI y otras interfases típicas usadas por dispositivos de almacenamiento es que los comandos SCSI direccionan a un dispositivo como una serie de bloques lógicos en lugar de *headers*, *tracks*, y sectores. Es esta la abstracción de las características físicas del dispositivo que permite al protocolo SCSI ser usado con una amplia variedad de dispositivos.

Mensajes del SCSI

La norma SCSI especifica varios posibles mensajes entre el iniciador y blanco. Los mensajes de SCSI son pequeños bloques de datos, a menudo de un sólo un byte de tamaño que indica la realización exitosa de una operación (*the command complete message*), o una variedad de otros eventos, demandas, e información del estatus. Todos los mensajes se envían durante la fase del mensaje.

El comando de mensaje completo se requiere en todas las aplicaciones SCSI. Este mensaje se envía del *target* al iniciador e indica que un comando (o serie de comandos ligados) se ha completado con éxito o sin éxito.

Handshaking SCSI

La norma SCSI define la secuencia requerida de las transiciones de las señales de control y datos para asegurar una comunicación fiable entre los dispositivos SCSI. Dado que las señales (/REQ) y (/ACK) juegan un rol importante, esta parte del protocolo SCSI a menudo es llamado el handshaking request/acknowledge (normalmente abreviado como handshaking (REQ/ACK)). El handshaking ocurre en cada byte transferido, y constituye el nivel más bajo del protocolo SCSI.

BUS SERIAL UNIVERSAL -USB

INTRODUCCION.

A continuación presentaremos una de las mayores revoluciones en la computación, una nueva tecnología que dejará completamente en el olvido la forma de interconectar periféricos a los PC: El Bus Serial Universal - USB.

Fue concebido por un grupo de industrias potentes incluyendo a Compaq, DEC, IBM, Intel, Microsoft, NEC y Northern Telecom. La especificación de USB incluye estandarización de conectores y cables, la topología a través del hub para las conexiones externas con mas de 126 dispositivos y los protocolos para el reconocimiento y configuración. Soporta dos velocidades de transmisión, una a velocidad baja para la conexión de periféricos de transmisión lenta como joystick y ratones, y otra a mayor velocidad (mas de 12Mbps) para la conexión de dispositivos que requieren mayor velocidad de respuesta como cámaras de vídeo por compresión digital.

La documentación técnica relacionada a USB es realmente abundante y de gran profundidad, no solamente informática, sino también eléctrica, electrónica y mecánica. Sin embargo ha de llegar a estar en los oídos de todos cuando el mercado se vea saturado de computadoras y dispositivos que soporten esta tecnología. Por esta razón es altamente recomendable analizarla detalladamente, desde sus orígenes y la motivación para su actual existencia.

RAZONES DEL USB

Las razones (entre otras) que han dado origen al Bus Serial Universal:

1. USO SENCILLO.- La falta de flexibilidad en la reconfiguración de toda PC ha sido siempre un problema. Hemos tenido grandes progresos en este sentido, para ello basta nombrar los adelantos en cuanto a interfaces gráficas se refiere; todos sabemos que con Windows configurar una computadora es mucho más sencillo que con el antiguo DOS, y que las arquitecturas de bus nuevas como PCI, ISA P&P y PCMCIA se han constituido en aliados importantes de todo proceso de reconfiguración. Aún quedan en el mercado muchas tarjetas ISA que al no demandar altas velocidades de transferencia de datos, son fabricadas bajo esta arquitectura para abaratar los costos. Más aún, los puertos de la computadora seriales, paralelos y de juegos, no son tipo P&P. Los usuarios aún tienen problemas al tener que acercarse a una tienda y solicitar un dispositivo, para que el vendedor le pregunte si desea el mismo interno o externo, para puerto serial o paralelo, en ISA o PCI. Un problema cuya solución viene dada por el nuevo Bus Serial Universal.

2. EXPANSION DE PUERTOS.- Actualmente las computadoras tienen un límite claro de expandibilidad, generalmente se tienen 4 ranuras PCI, 4 ISA, 2 puertos seriales y 1 paralelo. Un problema frecuente es contar con dos o más dispositivos que requieren del puerto paralelo: la impresora, un escáner, un tape backup, por ejemplo. La especificación USB ataca este problema frontalmente, brindando la posibilidad de conectar a una computadora más de 126 dispositivos. Además, para unir un dispositivo nuevo a la computadora no hay mas que conectarlo a la misma teniendo auto configuración inmediata.

VENTAJAS DEL USB

El trabajo involucrado dentro de la especificación USB es realmente completo, es un estudio por demás minucioso que comprende aspectos tales como: arquitectura del bus, definiciones de protocolos, tipos de transacciones, administración del bus, programación de interfaces, señales eléctricas, especificaciones electrónicas, conectores, formas de transmisión, etc. Pero todo esto se puede traducir en beneficios tangibles para el usuario.

1. Fácil expansión de periféricos en la PC, no debe hacer falta más que conectar el periférico y emplearlo. Ni pensar en abrir la computadora.
2. Bajo costo para aplicaciones que demandan por encima de los 12Mbps, particularmente aplicaciones y hardware multimedia: micrófonos, parlantes, teléfonos, etc.
3. Soporte completo para transmisión en tiempo real de voz, audio y video.
4. Flexibilidad de protocolos para transmisiones mixtas isocrónicas y asincrónicas (analizaremos el tipo de transmisión isocrónica más adelante, ya que es el eje de transmisión del Bus Serial Universal y tiene un nivel de conocimiento y difusión relativamente bajo dada su novedad).
5. Cómoda integración de dispositivos de tecnologías y fabricantes diferentes.
6. Soporte para plataformas diversas de la línea de las PC compatibles (algunos problemas, para Macintosh como lo veremos posteriormente).
7. Posibilitar la producción de nuevos dispositivos capaces de aprovechar sus ventajas
8. Ofrece una conectividad simple a los usuarios. Elimina la inmensa mezcla de conectores diferentes para las impresoras, teclados, ratón, y otro periféricos. En el ambiente USB, los DIP switches no son necesarios para poner direcciones periféricas e IRQs.

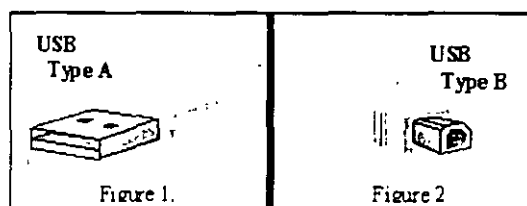
AMBITO DE APLICACIÓN DEL USB.

Sin embargo es importante saber que el Bus Serial Universal comprende como clientes perfectos a todos los dispositivos que requieren velocidades de transferencia bajas o medias. Las velocidades medias dentro de este bus son del tipo isocrónicas (analizaremos este término en su momento), y las velocidades bajas son asincrónicas.

Este bus tiene una velocidad de rendimiento máximo sobre 12Mbps, cubriendo las demandas de una amplia gama de dispositivos seriales del mercado incluyendo a aquellos que requieren velocidades importantes como los ISDN, elementos de procesamiento de imagen y video, etc.

LISTA DE CARACTERÍSTICAS DE USB.

Todos los dispositivos USB deben tener el mismo tipo de cable y el mismo tipo de conector, sin depender de la función que cumplan. El detalle de los mismos se puede observar en la Figura.



1. Los detalles de consumo y administración eléctrica del dispositivo deben ser completamente transparentes para el usuario.
2. La computadora debe identificar automáticamente un dispositivo agregado mientras trabaja y configurarlo.
3. Los dispositivos pueden ser también desconectados mientras la computadora está en uso.
4. Deben poder compartir un mismo bus tanto dispositivos que requieren de unos pocos Kbps como los que requieren varios Mbps.
5. Más de 127 dispositivos diferentes pueden estar conectados simultáneamente y operando con una misma computadora sobre el Bus Serial Universal.
6. El bus debe permitir periféricos multifunción, es decir aquellos que pueden realizar varias tareas a la vez, como lo son algunas impresoras que adicionalmente son fotocopiadoras y máquinas de fax.
7. Capacidad para manejo y recuperación de errores producidos por un dispositivo cualquiera.
8. Soporte para la arquitectura Conectar y Operar (*Plug&Play*).
9. Bajo costo.

ARQUITECTURA GENERAL

El Bus Serial Universal está dado esencialmente por un cable especialmente diseñado para transmisión de datos entre la computadora (cuyo nombre dentro de la terminología USB es host), y diferentes periféricos, que pueden acceder simultáneamente al mismo con el fin de recibir o transmitir datos. Todos los dispositivos conectados acceden al canal o medio para transmitir sus datos atendiendo a las normas de administración del host, regido por un protocolo que consecutivamente va dando la posibilidad de transmitir a cada periférico. El protocolo USB se parece de cierta forma al protocolo *Token Ring*.

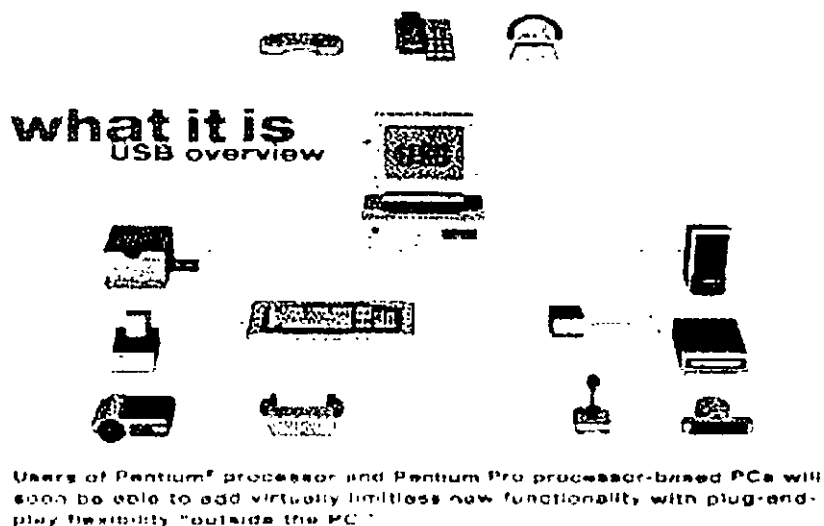


Fig. 1- Arquitectura General USB

La arquitectura del bus garantiza la posibilidad de que los periféricos sean conectados y desconectados del host mientras este y otros periféricos están operando normalmente, característica a la que se denomina Conectar y Desconectar Dinámico o simplemente En Caliente, sin perjuicio para ningún dispositivo en funcionamiento.

DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA USB.

La Figura siguiente muestra la estratificación del sistema USB. El mismo está compuesto por tres áreas claramente demarcadas: (1) el host USB, (2) los dispositivos USB y, (3) toda la interconexión USB. La interconexión USB es la manera en la cual los dispositivos USB se conectan y comunican con el host, esto incluye: la topología del bus o el modelo de conexión entre los dispositivos USB y el host; los modelos de flujo de datos, es decir la forma en la que la información se mueve en el sistema entre los diversos elementos del mismo; la planificación USB que define la secuencia en la cual los dispositivos accederán al bus; finalmente, las relaciones entre capas del modelo, y las funciones de cada capa.

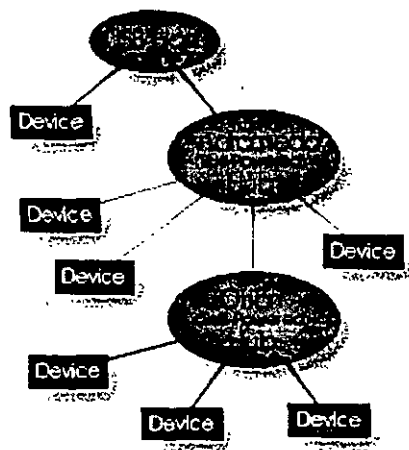
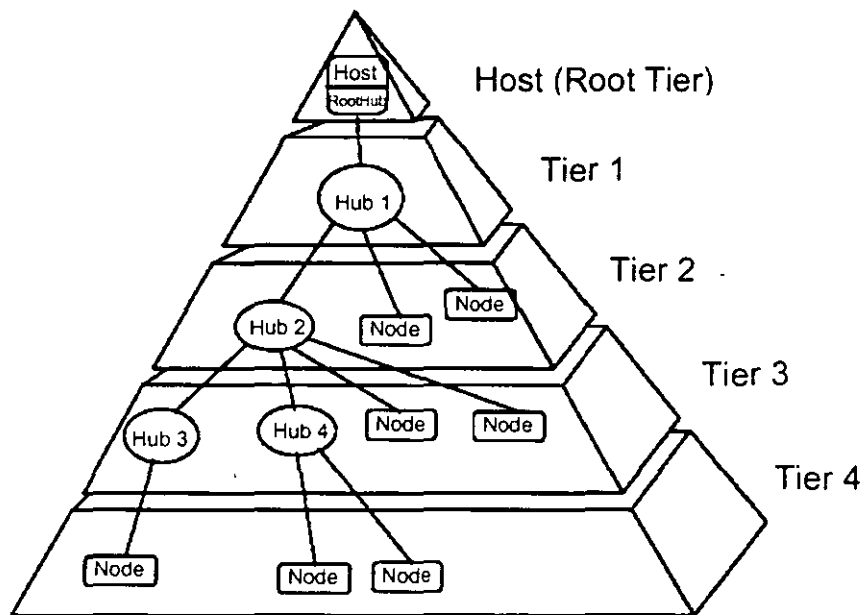


Fig. 2 - Estratificación del sistema USB

TOPOLOGÍA DEL BUS.-

La forma física en la que los elementos se interconectan dentro del sistema USB, puede asemejarse a la topología estrella estratificada piramidalmente. El centro de cada estrella es un *hub*, un dispositivo que por un lado se conecta a la computadora o a otro *hub* y por otro lado, permite conectar al mismo varios dispositivos o en su defecto nuevos *hubs*. La figura permitirá entender mejor la idea. Esta disposición significa que los computadores con soporte para USB han de tener tan solo uno o dos conectores USB, pero ello no representa poder contar con tan solo dos dispositivos de esta clase. Muchos dispositivos USB han de traer conectores USB adicionales incorporados, por ejemplo un monitor puede tener 3 ó 4 conectores USB donde pueden ir el teclado, el ratón, y algún otro dispositivo. Por su parte el teclado puede tener otros más, y así sucesivamente hasta tener más de 127 dispositivos, todos funcionando simultáneamente.



Aún así, existirán dispositivos específicos destinados a ampliar la cantidad de conectores, estos se denominan *hubs*, y su funcionamiento como apariencia física está muy cercana a la de los *hubs* de redes Ethernet. Un *hub* de 8 puertos o conectores, puede ser acoplado a uno de los puertos USB del computador, ampliando la cantidad de dispositivos que se pueden emplear.

EL HOST USB HARDWARE Y SOFTWARE.

A diferencia de los dispositivos y los hubs, existe tan solo un host dentro del sistema USB, que como ya dijimos es la computadora misma, particularmente una porción de la misma denominado Controlador USB del Host. Este tiene la misión de hacer de interfaz entre la PC misma y los diferentes dispositivos. Existen algunas particularidades respecto a este controlador. Su implementación es una combinación de hardware y software todo en uno, es decir firmware. Puede proveer de uno o dos puntos de conexión iniciales, denominados Hub Raíz, a partir de los cuales y de forma ramificada irán conectándose los periféricos como lo mencionamos en el punto anterior y es responsable al nivel de hardware, de los siguientes aspectos dentro del sistema UBS:

1. -Detectar tanto la conexión de nuevos dispositivos USB al sistema como la atención de aquellos ya conectados, y por supuesto, configurarlos y ponerlos a disposición del usuario, tarea que involucra acciones por software.
2. -Administrar y controlar el flujo de datos entre el host y los dispositivos USB, es decir el movimiento de información generada por el usuario mismo.
3. -Administrar y regular los flujos de control entre el host y los dispositivos USB, es decir la información que se mueve con el objeto de mantener el orden dentro de los elementos del sistema.
4. -Recolectar y resumir estadísticas de actividad y estados de los elementos del sistema.
5. -Proveer de una cantidad limitada de energía eléctrica para aquellos dispositivos que pueden abastecerse con tan solo la energía eléctrica proveniente desde la computadora (el teclado y el ratón son dos ejemplos claros).

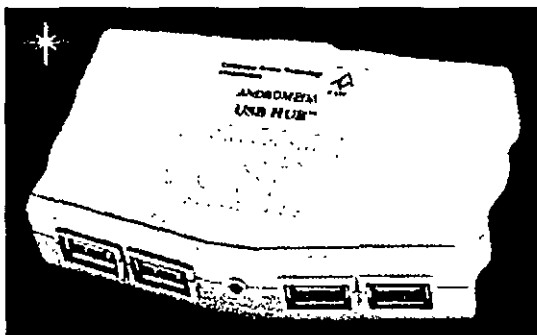
Por otra parte, al nivel de software las funciones del Controlador de Host se incrementan y complican:

1. -Enumeración y configuración de los dispositivos conectados al sistema.
2. -Administración y control de transferencias isocrónicas de información.
3. -Administración y control de transferencias asincrónicas.
4. -Administración avanzada de suministro eléctrico a los diferentes dispositivos.
5. -Administración de la información del bus y los dispositivos USB.

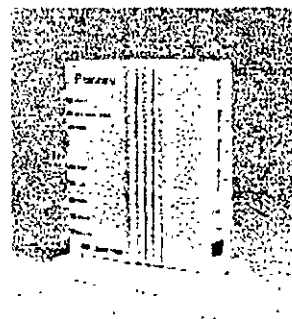
DISPOSITIVOS USB

Los dispositivos USB pueden ser hubs que provean puntos de conexión adicionales a los existentes en el host, o bien diferentes dispositivos típicos periféricos que hemos estado citando reiteradas veces. Es evidente que todos estos dispositivos deben tener la capacidad de soportar la especificación USB en cuanto a protocolos de comunicación se refiere, operaciones USB y configuración y reinicio USB.

"HUBS".- Los hubs son elementos claves dentro de la arquitectura Conectar & Operar de USB. Adicionalmente, simplifican de gran manera la sencillez de la interconexión de dispositivos al computador. Las Figuras muestran hubs USB ya disponibles en el mercado.



Hub USB



Hub USB

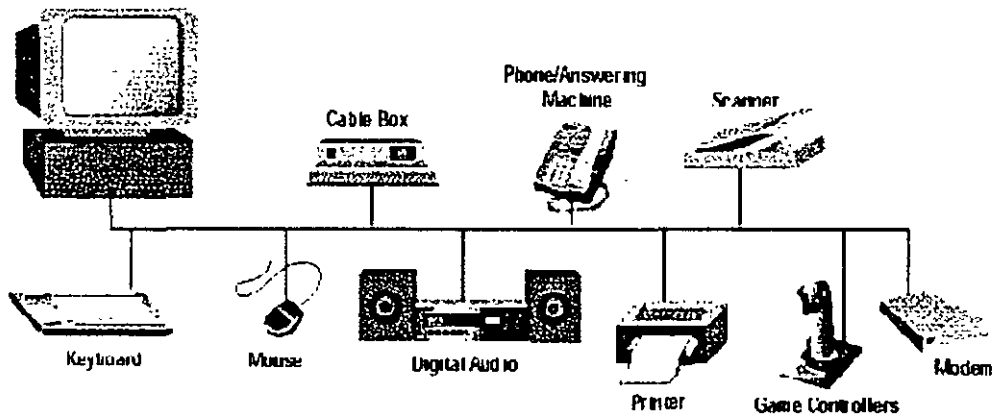
Bajo una óptica eléctrica y teleinformática, los hubs son concentradores cableados que permiten múltiples conexiones simultáneas. Su aspecto más interesante es la concatenación, función por la que a un hub se puede conectar otro y otro, ampliando la cantidad de puertos disponibles para periféricos.

El hub USB tiene la capacidad de detectar si un periférico ha sido conectado a uno de sus puertos, notificando de inmediato al Controlador de Host en el computador, proceso que inicia la configuración del equipo nuevo; adicionalmente, los hubs también son capaces de detectar la desconexión de un dispositivo, notificando al Controlador de Host que debe remover las estructuras de datos y programas de administración (drivers) del dispositivo retirado.

Otra de las funciones importantes de los hubs es la de aislar a los puertos de baja velocidad de las transferencias a alta velocidad, proceso sin el cual todos los dispositivos de baja velocidad conectados al bus entrarían en colapso. La protección de los dispositivos lentos de los rápidos ha sido siempre un problema serio dentro de las redes mixtas, como es USB.

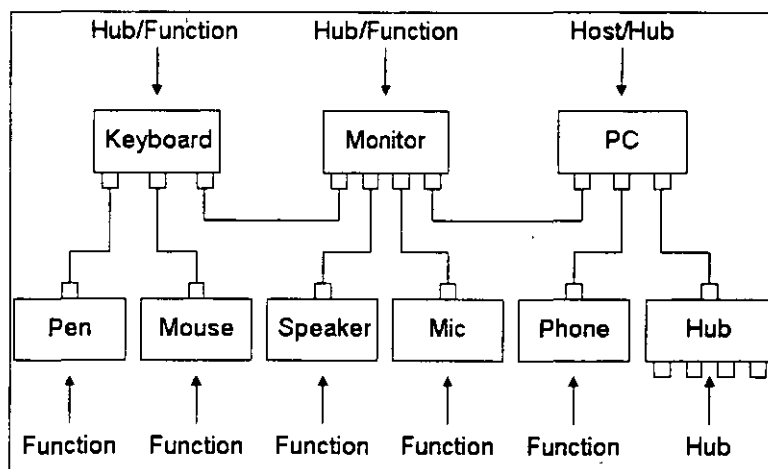
El hub está compuesto por dos partes importantes: El Controlador del Hub y el Repetidor del Hub. El Repetidor del Hub tiene la función de analizar, corregir y retransmitir la información que llega al hub, hacia los puertos del mismo. Mantiene una memoria consistente en varios registros de interfaz que le permiten sostener diálogos con el host y llevar adelante algunas funciones administrativas además de las meramente operativas; mientras que el Controlador de Hub puede asemejarse a una pequeña CPU de supervisión de las múltiples funciones que deben desempeñar un hub.

FUNCIONES: -Dentro de la terminología USB, todos los dispositivos que pueden ser conectados al bus USB, a excepción de los hubs, se denominan Funciones. Son funciones típicas el ratón, el monitor, módem, etc. La Figura las ilustra adecuadamente. Las funciones o dispositivos periféricos son capaces de recibir y transmitir información, ya sea del usuario o de control. El común denominador a todas las funciones USB es su cable y el conector del mismo, diseñado y fabricado atendiendo a las especificaciones del bus, por lo que no hay que preocuparse por la compatibilidad entre equipos de diferentes fabricantes.

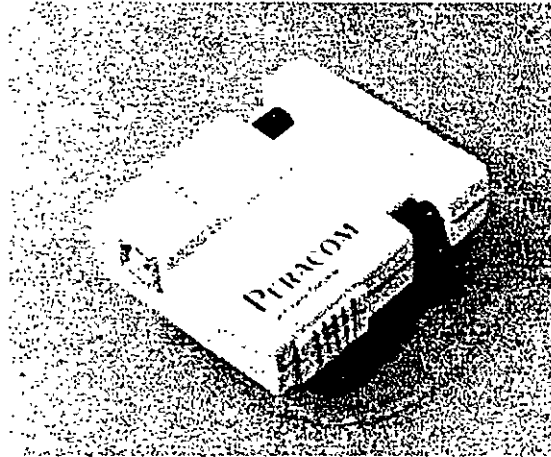


Típicas Funciones de un sistema USB

Un aspecto interesante de las funciones, es que pueden ser a su vez nuevos hubs. Del hecho, la Figura siguiente muestra un esquema en el que la PC tiene tres puertos, el monitor cuatro, el teclado tres y adicionalmente un hub propiamente, provee 4 puertos más. En un esquema tan sencillo, existen 14 puertos disponibles para todo tipo de periféricos, entre los que podemos citar: ratón, tablilla digitalizadora, lápiz óptico, teclado, impresora, un teléfono ISDN, etc.

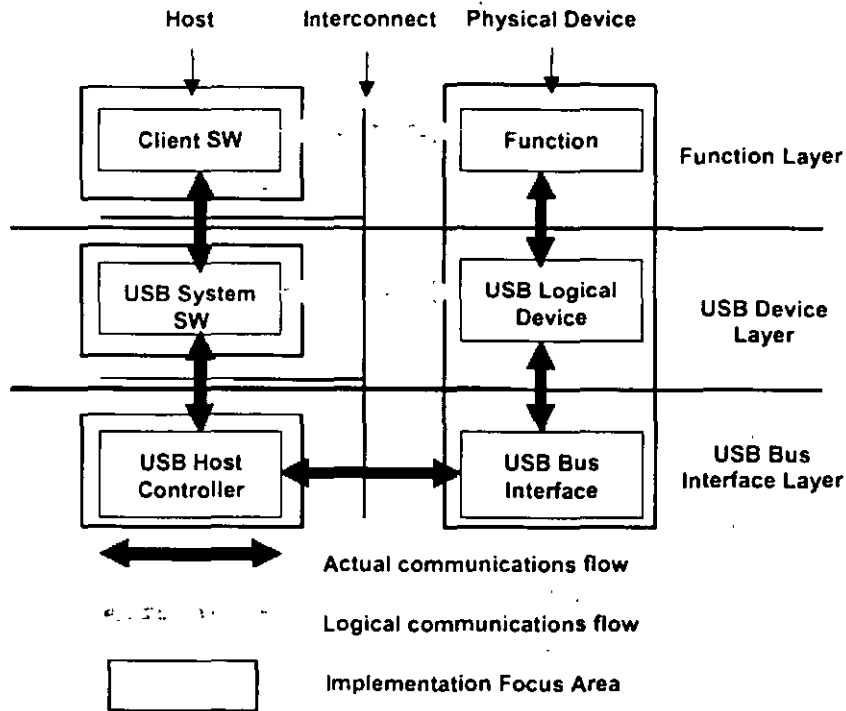


Hasta ahora todos estamos acostumbrados a ver en la parte posterior de nuestras computadoras dos puertos seriales, un puerto paralelo y quien sabe un puerto PS/2. La introducción del bus USB no marca un final para todos los dispositivos que poseen muchos usuarios con conectores RS-232 de 9 ó 25 pines. Las PCs que estarán disponibles en el mercado seguirán manteniendo estos puertos con sus características habituales, sin embargo se plantea que a la larga desaparezcan poco a poco con el transcurrir de los años. De todas formas ya existen conversores tanto seriales y paralelos a USB, como se muestra en la Figura.



Adaptador Paralelo a USB

MODELO LÓGICO FUNCIONAL USB.



El diagrama de la Figura ilustra el flujo de datos USB a partir de tres niveles lógicos: entre el Software Cliente y la Función, el Controlador USB y el dispositivo, y finalmente la capa física, donde la transmisión realmente sucede. Es importante entender que este modelo es muy parecido al OSI, el estándar de redes, y su comprensión radica en el hecho de que si bien existe un solo canal físico, pero los datos son manejados en cada punto por unidades homólogas, tal como si estuviesen sosteniendo una comunicación directa. Por esta razón se las denomina Capas Lógicas.

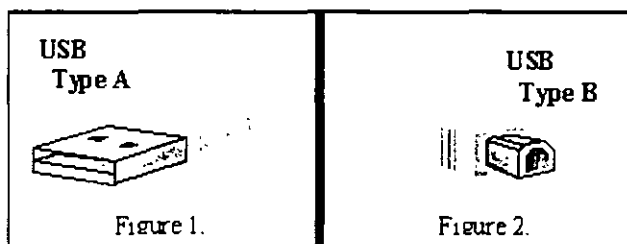
El nivel superior lógico es el agente de transporte de datos que mueve la información entre el Software Cliente y el dispositivo. Existe un Software Cliente en el host, y un Software De Atención al mismo en cada una de las funciones o periféricos USB. A este nivel, el host se comunica con cada uno de los periféricos en alguna de las varias formas posibles de transmisión que soporta USB. El Software Cliente solicita a los dispositivos diversas tareas y recibe respuestas de ellos a través de esta capa.

La capa lógica intermedia es administrada por el Software de Sistema USB, y tiene la función de facilitarles las tareas particulares de comunicación a la capa superior, cabe decir, administra la parte del periférico con la que la capa superior desea comunicarse, maneja la información de control y comando del dispositivo, etc. Su objetivo es permitir a la capa superior concentrarse en las tareas específicas tendientes a satisfacer las necesidades del usuario, adicionalmente gestiona el control interno de los periféricos.

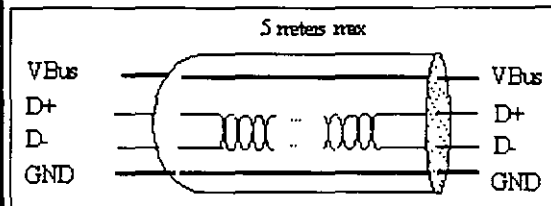
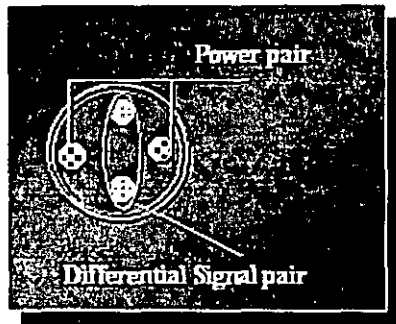
El acceso al bus es bajo la modalidad de Ficha o Token, lo que involucra siempre complejidad de protocolos, especialmente si agregamos dos velocidades posibles: 12Mbps ó 1.5Mbps. Todos estos algoritmos y procesos son administrados por el Host USB, reduciendo la complejidad del periférico, y lo más importante, el costo final de los dispositivos USB.

La capa física del modelo lógico USB comprende los puertos físicos, el cable, los voltajes y señales, el hardware y funcionamiento del hardware. Esta capa tiene el objetivo de liberar a las capas superiores de todos los problemas relacionados a la modulación, voltajes de transmisión, saltos de fase, frecuencias y características netamente físicas de la transmisión. Así que dejemos este punto a las empresas que fabrican los diferentes dispositivos de hardware USB.

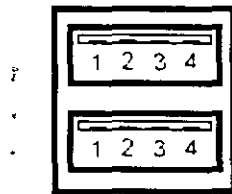
CONECTORES USB SERIE "A" Y SERIE "B".- Existen dos tipos de conectores dentro del Bus Serial Universal. El conector Serie A está pensado para todos los dispositivos USB que trabajen sobre plataformas de PCs. Serán bastante comunes dentro de los dispositivos listos para ser empleados con host PCs, y lo más probables es que tengan sus propios cables con su conector serie A. Sin embargo, esto no se dará en todos los casos, existirán dispositivos USB que no posean cable incorporado, para los cuales el conector Serie B será una característica. Sin embargo este no es un problema, ya que ambos conectores son estructuralmente diferentes e insertarlos de forma equívoca será imposible por la forma de las ranuras.



INTERFASE FÍSICA - ELÉCTRICA.



Esquema eléctrico del cable USB



Pin	Señal	Alambre
1	+5V	Rojo
2	Datos -	Blanco
3	Datos +	Verde
4	A Tierra	Negro
5	+5V	Rojo
6	Datos -	Blanco
7	Datos +	Verde
8	A Tierra	Negro

El Bus Serial Universal transfiere señales de información y energía eléctrica a través de 4 cables, cuya disposición se muestra en las Figuras.

Por su parte las señales se mueven sobre dos cables y entre segmentos comprendidos entre un par de dispositivos USB, con rangos de velocidad de 12Mbps o 1.5Mbps, para transmisiones de alta y baja velocidad respectivamente. Ambos modos de transmisión son controlados automáticamente por medio de los dispositivos USB de manera transparente al usuario. Es importante notar que siempre ha sido un serio problema manejar velocidades diferentes de transmisión de datos por un mismo cable, y esto no sería posible sin que todos los dispositivos estén preparados para tal efecto.

Los pulsos de reloj o sincronismo son transmitidos en la misma señal de forma codificada bajo el esquema NRZI (Non Return To Zero Invert). Los otros dos cables VBus y GND tienen la misión de llevar suministro eléctrico a los dispositivos, con una potencia de +5V para VBus. Los cables USB permiten una distancia que va de los pocos centímetros a varios metros, más específicamente 5 metros de distancia máxima entre un dispositivo USB y el siguiente. La Figura muestra el detalle. Es importante indicar que los cables USB tienen protectores de voltaje a fin de evitar cualquier daño a los equipos, son estos mismos protectores los que permiten detectar un dispositivo nuevo conectado al sistema y su velocidad de trabajo.

MANEJO DE LA POTENCIA.

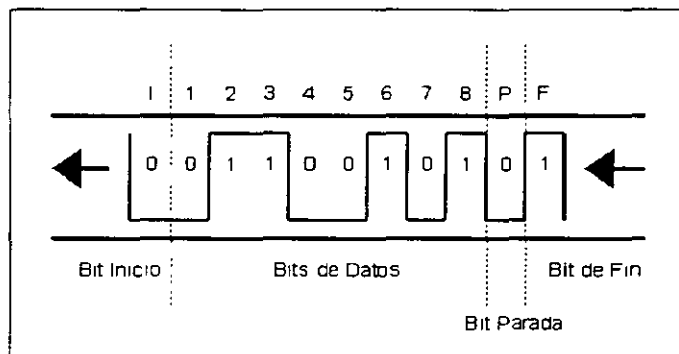
Dos de los cuatro alambres en un cable USB suministran energía a los periféricos. Aunque el valor nominal es de +5V, las especificaciones permiten hasta +4V. Un periférico consume hasta 100ma puede obtenerlo del bus todo el tiempo. Si el dispositivo necesita más, entonces debe tener su propio suministro de poder.

Los dispositivos periféricos controlados por el USB, son esclavos que responden a los órdenes del host. Cuando un periférico se conecta la red USB, el host se comunica con el dispositivo para aprender su identidad y determinar que manejador se requiere para dicho dispositivo (proceso llamado enumeración). Para evitar los dip-switch y los IRQ, el host proporciona una dirección al dispositivo periférico durante la enumeración.

TIPOS DE TRANSMISIÓN

ASÍNCRONA:

En este modelo cabe mencionar que ambos equipos poseen relojes funcionando a la misma frecuencia, por lo cual, cuando uno de ellos desea transmitir, prepara un grupo de bits encabezados por un bit conocido como de arranque, un conjunto de 7 u 8 bits de datos, un bit de paridad (para control de errores), y uno o dos bits de parada. El primero de los bits enviados anuncia al receptor la llegada de los siguientes, y la recepción de los mismos es efectuada. El receptor conoce perfectamente cuántos bits le llegarán, y da por recibida la información cuando verifica la llegada de los bits de parada. El esquema de los datos se muestra en la siguiente figura



Esquema de la transmisión asincrónica

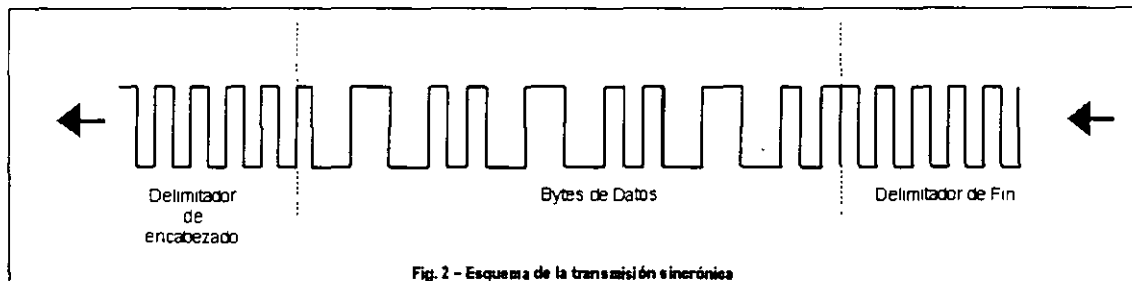
Se denomina transmisión asincrónica no porque no exista ningún tipo de sincronismo, sino porque el sincronismo no se halla en la señal misma, mas bien son los equipos mismos los que poseen relojes o clocks que posibilitan la sincronización. La sincronía o asincronía siempre se comprende a partir de la señal, no de los equipos de transmisión o recepción.

SÍNCRONA:

En este tipo de transmisión, el sincronismo viaja en la misma señal, de esta forma la transmisión puede alcanzar distancias mucho mayores como también un mejor aprovechamiento de canal. En la transmisión asincrónica, los grupos de datos están compuestos por generalmente 10 bits, de los cuales 4 son de control. Evidentemente el rendimiento no es el mejor. En cambio, en la transmisión

sincrónica, los grupos de datos o paquetes están compuestos por 128 bytes, 1024 bytes o más, dependiendo de la calidad del canal de comunicaciones. Trucos muy ingeniosos han permitido que la señal misma porte el sincronismo, indicando al receptor cuándo comienza un bit y cuando termina el mismo. De esta forma la señal puede viajar por muchos más kilómetros sin temor a perderse o no ser entendida por el receptor.

Las transmisiones sincrónicas ocupan en la actualidad gran parte del mundo de las comunicaciones seriales, especialmente las que emplean el canal telefónico.



ISÓCRONICA:

Inicialmente vale la pena aclarar el origen de este término: Iso(igual)-chronous(tiempo). La transmisión isocrónica ha sido desarrollada especialmente para satisfacer las demandas de la transmisión multimedia por redes, esto es, integrar dentro de una misma transmisión, información de voz, video, texto e imágenes.

La transmisión isocrónica es una forma de transmisión de datos en la cual los caracteres individuales están solamente separados por un número entero de intervalos, medidos a partir de la duración de los bits. Contrasta con la transmisión asincrónica en la cual los caracteres pueden estar separados por intervalos aleatorios. La transferencia isocrónica provee comunicación continua y periódica entre el host y el dispositivo, con el fin de mover información relevante a un cierto momento. La transmisión isocrónica se encarga de mover información relevante a algún tipo de transmisión, particularmente audio y video.

BULK:

La transferencia o transmisión Bulk, es una comunicación no periódica, explosiva típicamente empleada por transferencias que requieren usar todo el ancho de banda disponible o en su defecto son demoradas hasta que el ancho de banda completo esté disponible. Esto implica particularmente movimientos de imágenes o video, donde se requiere de gran potencial de transferencia en poco tiempo. Adicionalmente, USB permite dos tipos más de tipos de transferencias de datos:

DE CONTROL:

Es un tipo de comunicación exclusivamente entre el host y el dispositivo que permite configurar este último, sus paquetes de datos son de 8, 16, 32 o 64 bytes, dependiendo de la velocidad del dispositivo que se pretende controlar. Existe un chequeo tipo CRC lo que permite iniciar retransmisiones para garantizar la integridad de los paquetes

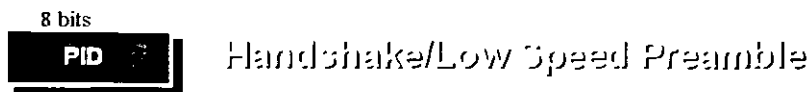
DE INTERRUPCIÓN:

Este tipo de comunicación está disponible para aquellos dispositivos que demandan mover muy poca información y poco frecuentemente. Tiene la particularidad de ser unidireccional, es decir del dispositivo al host, notificando de algún evento o solicitando alguna información. Su paquete de datos tiene las mismas dimensiones que el de las transmisiones de control.

PROTOCOLO DEL BUS.

Toda transferencia de datos o transacción que emplee el bus, involucra al menos tres paquetes de datos. Cada transacción se da cuando el Controlador de Host decide qué dispositivo hará uso del bus, para ello envía un paquete al dispositivo específico. Cada uno de los mismos tiene un número de identificación, otorgado por el Controlador de Host cuando la computadora arranca o bien cuando un dispositivo nuevo es conectado al sistema. De esta forma, cada uno de los periféricos puede determinar si un paquete de datos es o no para sí. Técnicamente este paquete de datos se denomina Paquete Ficha o Token Packet. Una vez que el periférico afectado recibe el permiso de transmitir, arranca la comunicación y sus tareas específicas; el mismo informará al host con otro paquete que ya no tiene más datos que enviar y el proceso continuará con el siguiente dispositivo.

Este protocolo tiene un sistema muy eficiente de recuperación de errores, empleando uno de los modelos más seguros como es el CRC (Código de Redundancia Cíclica). Y puede estar implementado al nivel de software y/o hardware de manera configurable. De hecho si el control es al nivel de hardware, no vale la pena activar el control por software, ya que sería duplicar tareas innecesariamente.



Existen cuatro tipos de paquetes de datos como unidades de transacción básico en el USB: "SOF", "token", "data", y "handshake". Cada paquete incluye un campo de identificación de paquete (PID:Packet Identifier) de 8 bits.

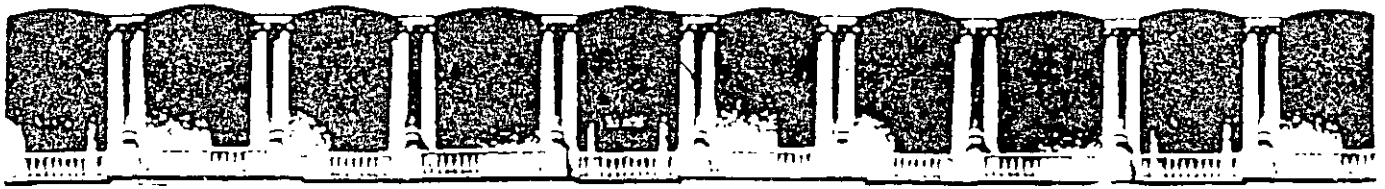
Un paquete de inicio de trama (SOF:Start of Frame) es de 24 bits incluyendo el PID, un número de trama de 11 bits, y un CRC de 5 bits. Un paquete "Token" es también de 3 bytes y es usado para pasar temporalmente el control a cada dispositivo.

El paquete de datos tiene además del PID un CRC de 16 bits, y un campo de datos de longitud variable entre 0 y 1023 bytes.

El paquete de Handshake tiene solamente el campo ID. Es usado para informar sobre el estado de las transferencias de todos los tipos excepto la isocrónica.

CONCLUSIONES.

Desde el punto de vista del usuario, USB es una especificación que ha de posibilitar conectar dispositivos a una computadora de forma encadenada, sin tener que abrir en absoluto la caja de la computadora o tener que insertar tarjetas. Todo dispositivo USB tiene la capacidad de ser conectado al computador en pleno funcionamiento, sin tener que reiniciarlo, además la configuración del dispositivo nuevo es inmediata y completamente transparente al usuario, tras lo cual el dispositivo está listo para ser empleado sin tocar un tornillo, menos jumpers, dips, canales, irq's, etc.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

TELEFONIA MOVIL Y CELULAR

**EXPOSITOR: M. EN I. HÉCTOR HERNÁNDEZ GARCIA
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

TELECOMUNICACIONES INALÁMBRICAS

M. en I. Héctor Hernández García

Agosto 2001

Telecomunicaciones

Móviles

- ◆ El concepto de Telecomunicación móvil se inicia en el año de 1921 en Detroit EEUU. Era un sistema Half-duplex para radiocomunicación entre sus patrullas.
- ◆ Posteriormente, en los años 50's se desarrollaron los sistemas Full-Duplex con un canal separado para hablar.

Telefonía Móvil

- ◆ La Bell Telephone Co. inicia el concepto de Telefonía Móvil en 1946, el cual evoluciona y se convierte en el sistema IMTS el cual funciona en la banda de los 450 Mhz. Este sistema consiste en un teléfono y un trancceptor (transmisor-receptor duplex completo) que permite hablar y recibir al mismo tiempo. El sistema se compone de antenas de gran cobertura y una central a donde se enruta la información recopilada.

Telefonía Móvil

- ◆ Toda la transferencia de señales entre los elementos que conforman la red es automática no requiriendo operadora para concretar llamadas ni para enlazarse a red pública, el problema básico de este primer sistema es que en la zona de cobertura la cantidad de conversaciones es limitada debido a la cantidad limitada de frecuencias en el espectro.

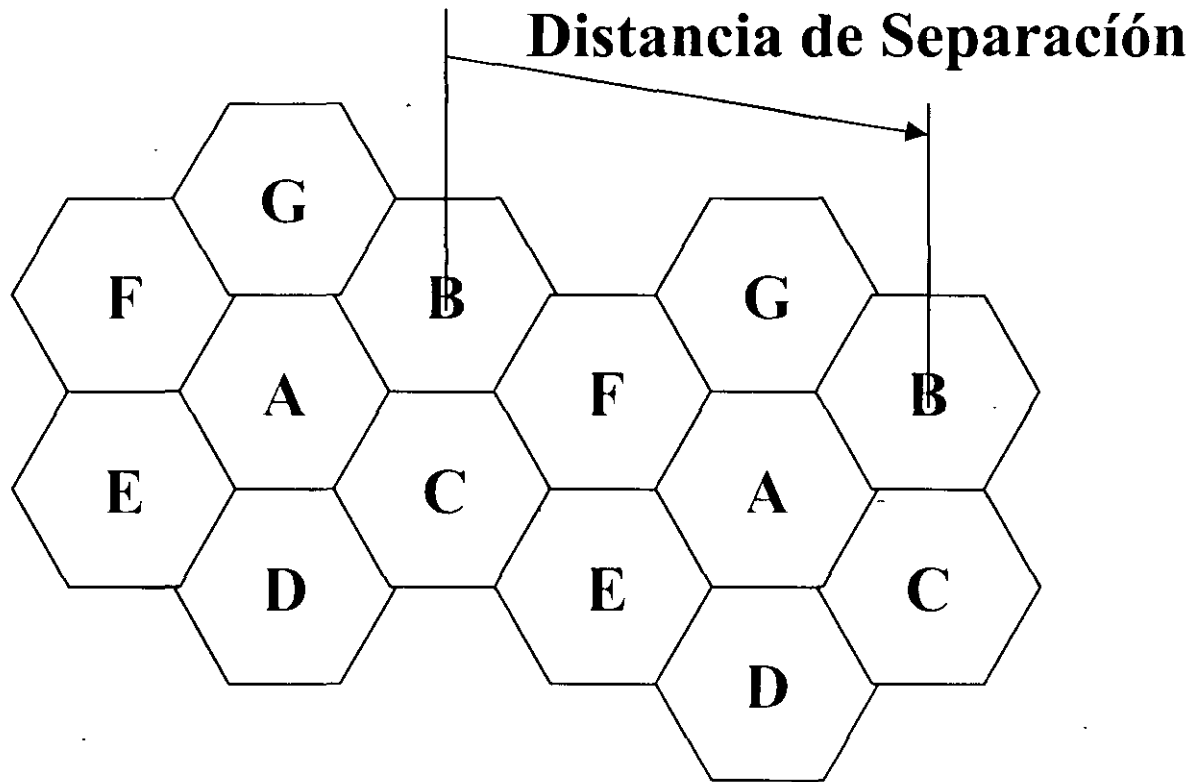
Telefonía Móvil

- ◆ Primer Sistema Telefónico Celular 1971
HCMT Centrales AT&T enlazadas por
sistemas PCM digitales.
- ◆ 1977 Primer Sistema AMPS en Chicago
operado por central AT&T
- ◆ 1983 Primer Sistema Comercial en Chicago

Conceptos básicos de telefonía celular

- ◆ Celda
- ◆ Estación Base
- ◆ Banda A y Banda B
- ◆ Reuso de Frecuencias
- ◆ Hand-Off

Módulo de reuso de frecuencias



Sistemas Celulares de Primera Generación

- ◆ La tecnología AMPS (Advanced Mobile Phone System) básica proporciona a cada estación móvil un ancho de banda de 60 KHz (30 KHz para transmisión y 30 KHz para recepción) todo esto contenido en un espectro de radiofrecuencia de 25 MHz para cada uno de los dos operadores celulares (A y B) en un área determinada. El sistema permite a cada operador acceder a 416 canales, 21 de los cuales se utilizan para funciones de control, los 395 canales remanentes están disponibles para soportar canales de voz.

Sistemas Celulares de Primera Generación

- ◆ Además del AMPS (Norteamérica), se desarrollaron otros sistemas en el reino Unido (TACS), en los países nórdicos (NMT), en Alemania del Oeste (C450) y en Japón (NTT). Cada sistema usaba una banda de frecuencia diferente así como protocolos para la señalización entre las unidades móviles y la estación base.

Sistemas Celulares de la Primera Generación

Parámetro	AMPS	TACS	NMT	C450	NTT
Frecuencia	870-890	935-960	463-467.5	461.3-465.74	870-885
Espacio Tx-Rx	45	45	10	10	55
Canales	666/832	1,000	180	222	600
Cobertura	2-25	2-20	1.8-40	5-30	5-10
Tasa Tx	10	8	1.2	5.28	0.3

Tecnologías para los Sist. Cel. de segunda generación

- ◆ Las tecnologías de radio digitales han sido desarrolladas para incrementar el número de suscriptores soportados dentro del rango de frecuencias usados para sistemas de comunicaciones móviles. Entre las tecnologías de esta segunda generación se encuentran N-AMPS, TDMA, E-TDMA y CDMA.

N-AMPS

- ◆ Este es un desarrollo de Motorola que realiza una división de un canal analógico en tres partes, por lo tanto triplica la capacidad AMPS. Cada nuevo canal es capaz de manejar su propia llamada. N-AMPS es el puente hacia las comunicaciones Digitales.

TDMA

- ◆ Basa su funcionamiento en el uso de múltiples señales intercaladas en el tiempo para proveer una aparente transmisión simultánea de señales sobre una sola frecuencia de radio.
- ◆ En TDMA los usuarios comparten el espectro de la señal en el dominio del tiempo.

E-TDMA

- ◆ E-TDMA usa la mitad de la tasa de codificación de voz, utilizando Interpolación de voz digital (DSI) con lo que puede eliminar el silencio en las llamadas telefónicas.
- ◆ Debido al poco interés de los operadores celulares, esta tecnología no representó un contendiente en la tecnología digital.

CDMA

- ◆ Las técnicas de espectro disperso, extienden el ancho de banda de la señal transmitida sobre el espectro o banda de frecuencias de una manera mucho mayor que el mínimo ancho de banda para transmitir la señal.
- ◆ Qualcomm desarrolló el protocolo IS-95 CDMA como una alternativa para los sistemas celulares TDMA.

Sistemas Celulares de Segunda Generación

- ◆ Buscando soportar el incremento en la demanda de teléfonos celulares y buscando entregar handsets más pequeños y con un consumo más eficiente de batería, el camino es solo con tecnologías totalmente digitales. Por lo que GSM (TDMA), IS-54 (TDMA) e IS-95 (CDMA) han resultado opciones interesantes.

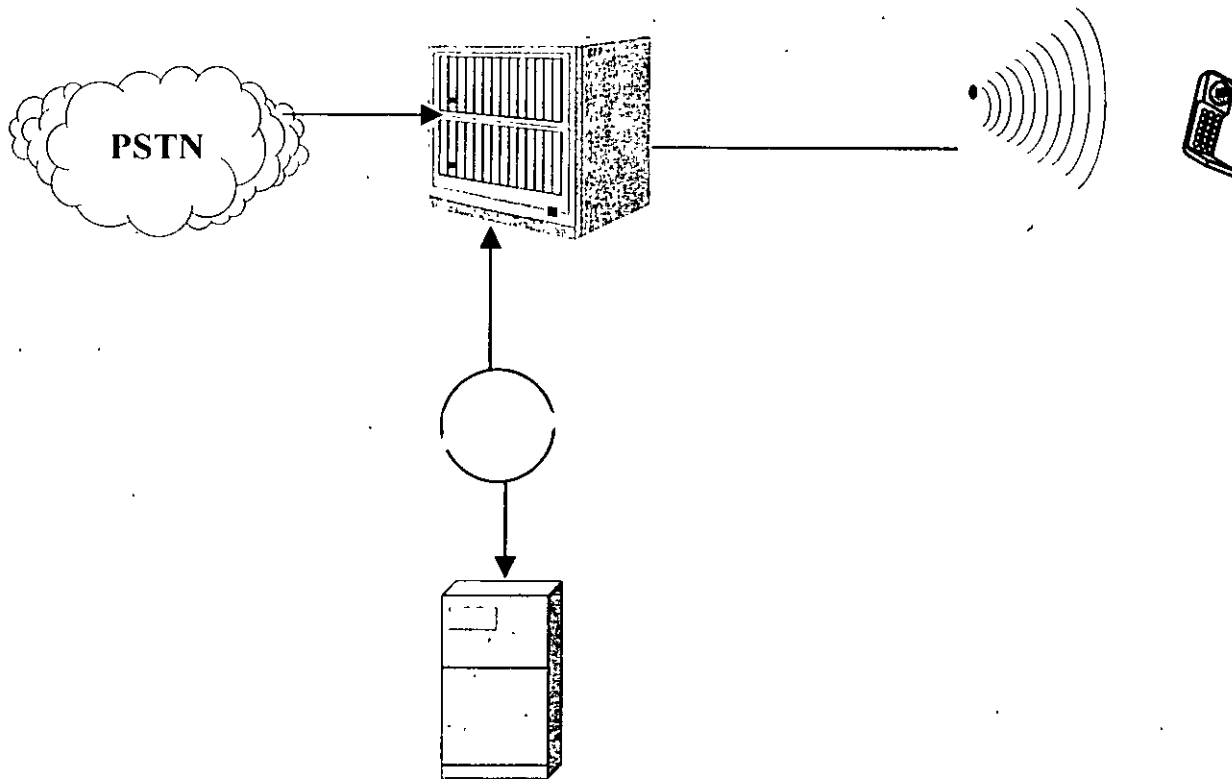
GSM

- ◆ GSM nace de la necesidad de la creación de un estandar europeo que permitiera compatibilidad en transmisión, datos ofreciendo privacidad
- ◆ La codificación de voz es referida a una codificación predictiva lineal con excitación de pulsos regulares.

Elementos de la red celular básica

- ◆ Sistemas de Radio
- ◆ Sistemas de Conmutación
- ◆ Sistemas de bases de datos (registros de localización)
- ◆ Operación administración y mantenimiento.

Arquitectura Básica



Funciones Básicas

- ◆ Localización
- ◆ Generación de llamada
- ◆ Terminación de llamada

Sistema de señalización

No. 7

- ◆ Este es un protocolo estandar de señalización común que está diseñado para ser usado sobre una variedad de redes conmutadas de telecomunicaciones digitales. Esta se optimiza para proporcionar medios seguros para la transferencia de información para control de llamadas, administración remota de red y mantenimiento.

SI-41

- ◆ Debido a la necesidad de la estandarización de operaciones para el funcionamiento de sistemas celulares, debido a que la movilidad del suscriptor puede soportarse entre diferentes operadores. TIA en 1983 establece el comité TR-45 para desarrollar los estándares de tecnología celular. La versión inicial de la especificación TIA IS41 (IS-41 rev. 0) fue publicada a principios de 1988. Para crear estos estándares se unieron operadores y fabricantes de equipos

SI-41

- ◆ Existen tres revisiones subsecuentes al estandar inicial (Revisiones A, B y C), y actualmente está en desarrollo una cuarta.
- ◆ Desde la publicación inicial y al desarrollo de las redes basadas en estas especificaciones, el término IS-41 está ligado a describir redes celulares estándares. Este término es muy genérico y se aplica a cualquier red que use operaciones IS-41 para proporcionar movilidad a sus usuarios.

ROAMING

- ◆ La palabra roamer ha sido utilizada en el contexto de la telefonía celular para indicar a aquellos usuarios que siendo usuarios de una red, pueden acceder a otra de manera automática o a través de operadores.

Servicios adicionales de voz

- ◆ Identificador de llamadas
- ◆ Llamada en espera
- ◆ Conferencia tripartita
- ◆ Transferencia de llamada
- ◆ Buzón de voz

Fraude

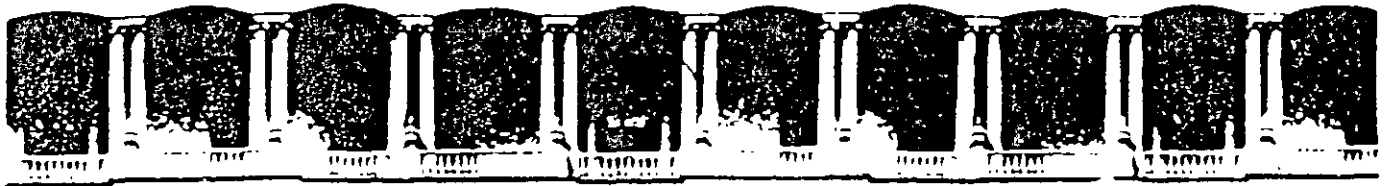
- ◆ Fraude Tecnológico
- ◆ Fraude por suscripción
- ◆ Fraude de Red

Servicios de datos

- ◆ SMS
- ◆ CSD
- ◆ CDPD
- ◆ GPRS
- ◆ EDGE

Glosario

- ◆ AMPS: Advanced Móbile Phone System
- ◆ IMTS: Improved Mobile Telephone System
- ◆ HCMT: High Capacity Monile Telephone
- ◆ PCM: Pulse Code Modulation.
- ◆ GSM: Global System Mobile Communication
- ◆ NAMPS: Narrow AMPS.
- ◆ TDMA: Time Division Multiple Access
- ◆ CDMA: Code Division Multiple Access.
- ◆ TACS: Total Access Communication System
- ◆ NMT: Nordic Mobil Telephone



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

ANTENAS Y PROPAGACION

**EXPOSITOR: ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Ing. Ma. Rosario Barragán Paz

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Cuando se define la forma en que se comparta una antena, se requiere fundamentar los parámetros en características físicas como son materiales, geometría, frecuencia, medio en que se propaguen las ondas, potencia de transmisión, y otros.

Desde el momento en que el conductor de la antena no es un conductor perfecto, implica pérdidas, que se manifiestan en temperatura principalmente en la región cercana, éste efecto que en un principio puede suponerse poco favorecedor, resulta útil y aprovechable como se verá mas adelante.

Los parámetros fundamentales que nos indican el comportamiento de una antena cualquiera son:

- Ganancia, potencia radiada
- Resistencia de radiación
- Impedancia de entrada
- Patrones de campo eléctrico en el plano vertical y horizontal
- Directividad
- Ancho de haz de potencia media
- Eficiencia
- Tamaño y posición de los lóbulos laterales
- Polarización
- Nivel de contrapolar
- Productos de intermodulación múltiple (PIM's)
- Abertura equivalente
- Ancho de banda
- Frecuencia de trabajo
- Potencia de recepción

Aunque cabe aclarar que no todos ellos se presentan en las antenas, ya que dependerán de otros factores de diseño para considerarlos.

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

CONCEPTO DE ANTENA ISOTROPICA

Cuando pensamos en una carga puntual radiante, suponemos de acuerdo a la ley de Gauss que el campo eléctrico a una distancia r se comporta como una esfera con igual intensidad en toda la superficie cerrada de radio r .

$$E_r = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \left[\frac{V}{m} \right]$$

Si se pudiera contar con este comportamiento, implicaría que la antena fuera una esfera puntual y que la carga no tuviera dirección preferente, sin embargo para fines teóricos conviene considerar este concepto.

Una antena isotrópica radia igual a todas direcciones, y está medida se considera la referencia para el concepto ganancia, dado que en isotrópica la ganancia es 1, y la corriente se considera constante.

En cualquier antena, la corriente se distribuye como ya hemos visto en una forma diferente a lo largo del conductor, y eso afecta la forma de radiación.

INTENSIDAD DE RADIACIÓN

En una dirección dada, se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido, la intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y se calcula

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 W_0 \sin\theta / r^2 = W_0 \sin\theta$$

donde W_0 es la intensidad máxima de potencia y θ es el ángulo al analizar la intensidad de radiación en una zona lejana del patrón de radiación se considera la intensidad debida al campo en θ y en ϕ

$$U(\theta, \phi) = r^2 / \eta \cdot E(r, \theta, \phi)^2 = 1/2\eta (|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2)$$

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

GANANCIA

Pese a ser un concepto que tradicionalmente se aplica a circuitos activos, en antenas, la idea es (pese a no contar la antena con elementos activos en el conductor) un concepto de mejora de radiación de campo electromagnético, pero con una radiación de campo electromagnético, pero con una dirección definida, haciendo una analogía podemos verlo de la siguiente manera:

A pesar de que el agua es la misma, en r_m se acumula en mayor cantidad que en r_s , pero con una superficie más pequeña. Igual sucede con las antenas, éstas no aumentan su potencia radiada total, sino que la potencia total la enfocan en alguna dirección.

GANANCIA DIRECTIVA

Es una relación que existe entre la densidad de potencia radiada en esa dirección en particular y la potencia radiada por una antena isotrópica ideal.

Como es una relación de potencias, es una medida adimensional, aunque se maneja en decibeles, siempre mayor que 1.

$$G_d = 4\pi$$

intensidad de radiación / potencia total suministrada

$$G_d = 4\pi(U(\theta, \phi)) / P_{in}$$

DIRECTIVIDAD

Es un concepto que se relaciona directamente con la ganancia directiva, dado que en el punto donde la ganancia directiva es máxima; está medida es la directividad de la antena, para el caso de una eficiencia al cien por ciento. Podemos pensar también en la directividad como el valor donde la ganancia en una dirección en particular, muestra un valor máximo. En el caso de antenas isotrópicas, donde la radiación es igual a cualquier parte, o sea el radio de la magnitud de la ganancia es igual, en este caso, la directividad es unitaria, o sea que no existe ganancia. Sin embargo en el caso de radiadores que no son isotrópicos, la directividad es el radio máximo del patrón de radiación.

Directividad = 4π

máxima intensidad de radiación / Potencia radiada total

$$D = \frac{4\pi}{\Omega}$$

ANTENAS Y PROPAGACIÓN PARÁMETROS FUNDAMENTALES

$$D = 4\pi U_{MAX} / P_{RAD}$$

GANANCIA DE POTENCIA.

Una antena no es radiador ideal, y por lo mismo su eficiencia no es de un 100%, por lo que la ganancia de la antena real es:

$$G = \eta D$$

Donde η = eficiencia de la antena, y D es la directividad.
Cuando se desea saber la ganancia en dB.

$$C_{dB} = 10 \log(G)$$

RESISTENCIA DE LA RADIACIÓN

Es la relación de la potencia radiada por una antena entre la corriente en el punto de alimentación al cuadrado.

Dado que de acuerdo a la ley de Ohms:

$$Pr = Rr I^2$$

$$Pr_{prom} = Rr I_o^2$$

$$Rr = \frac{Pr_{prom}}{I_o^2}$$

Éste es un valor calculado y como la potencia radiada promedio depende de la frecuencia, la resistencia Rr es un equivalente de resistencia en un circuito de sintonía en paralelo.

ANTENAS Y PROPAGACIÓN PARÁMETROS FUNDAMENTALES

RESISTENCIA DE PERDIDAS.

Dado que el conductor está calculado para radiar óptimamente una frecuencia, cuando la longitud del conductor es diferente que la óptima, se presentan pérdidas en la superficie del conductor, éstas pérdidas pueden manifestarse como disipación de calor en la superficie y por consiguiente, la resistencia de radiación ahora deberá considerar la resistencia de pérdidas.

$$R_{r1} = R_r(R_r + r_l) \dots \dots \dots$$

y la potencia radiada disminuirá en esta misma proporción $P_r = R_r / R_{r1} I_o^2$

Se debe tener en cuenta que no siempre representa una desventaja este calentamiento que se presenta y que disipa energía, dado que más adelante que veamos la aplicación de antenas al área médica, justamente se trabaja en la zona de disipación térmica.

DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA

Cuando una onda viaja en el espacio, la energía que llega un receptor de superficie limitada que se encuentra separada del transmisor una distancia r , se denomina flujo de potencia instantánea por unidad de área, a esta magnitud se expresa en watts/m^2 y se denomina vector de Pointing.

El producto p.a. es la potencia por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a .

$W_{rad} = E \times H =$ densidad de potencia radiada instantánea.

$$E = \Re \left[E(x, y, z) e^{j\omega t} \right]$$

$$H = \Re \left[E(x, y, z) e^{j\omega t} \right] / \eta$$

$$P_{rad} = P_{av} = \int_S W_{rad} \cdot n da$$

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

$$W_{rad} = \frac{1}{2} \Re[E \times H^*] + \Re[E \cdot H e^{j2\alpha}]$$

La potencia promedio

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \Re[E \times H^*]$$

POTENCIA PROMEDIO RADIADA

Es la densidad de potencia en todo el volumen de radiación:

$$\begin{aligned} P_{prom} &= \iiint W_{rad} \cdot ds = \iiint W_{prom} \cdot ds \\ &= \frac{1}{2} \iint \Re[E \times H^*] \cdot ds \end{aligned}$$

Considerando que la dirección de E es ortogonal a H, la máxima en el plano ortogonal a E y H.

AREA EFECTIVA

Se define como la relación entre la potencia recibida por la antena entre la densidad de potencia de Poynting y es una superficie en donde se absorbe la máxima potencia.

$$A = \frac{P_{recep}}{P}$$

LONGITUD EFECTIVA

Debido a que el conductor lineal cuenta con un grosor y una longitud, la impedancia de la antena se ve afectada en dos partes, en la parte real R y en la parte imaginaria jx, donde se puede apreciar que la parte x depende de la frecuencia, por lo que el conductor presenta efectos inductivos y capacitivos, dependiendo de la frecuencia de diseño, por lo que en el ámbito teórico en principio presenta una impedancia puramente

ANTENAS Y PROPAGACIÓN PARÁMETROS FUNDAMENTALES

real en una longitud de $l = \Delta/2$, en realidad esta tiene una longitud eléctrica, como de una antena

mayor, es decir, que presenta efectos inductivos por lo que se calcula la longitud real menor que la longitud óptima para tener solo parte real en su frecuencia de trabajo.

$$L_{efectiva} = \frac{1}{I_0 \int I(z) dz} = \left(\frac{I_{prom}}{I_0} \right) \cdot L$$

POTENCIA DE RECEPCIÓN

$$\frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} g_1 g_2 P = P_{Rec}$$

En éste punto es conveniente aclarar que ésta potencia es la que capta el receptor en toda su superficie limitada, y de la potencia original P_r del transmisor, ha pasado una distancia R , además que tal potencia se ve modificada debida a la forma del patrón de radiación de la antena transmisora, misma que le agrega ganancia G_1 , una vez viajada la distancia R y teniendo una frecuencia f , con su correspondiente longitud de onda.

La señal se capta por una antena 2 agregándole ganancia G_2 , por lo que:

$$P_{recibida} = P_{transmitida} \left[g_1 g_2 \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \right]$$

$g_1, g_2 =$ ganancia en unidades de potencia

$G_1, G_2 =$ ganancia en decibeles

PATRONES DE RADIACION

Cuando se evalúa el campo eléctrico en un punto cualquiera situado en coordenadas x, y, z , se presenta con el valor de E en forma puntual más si se mantiene fija la distancia R , pero sí varía la posición en forma esférica, ya que sea θ fijo y θ variable o a la inversa, se obtiene el comportamiento.

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

TIPOS DE PATRONES

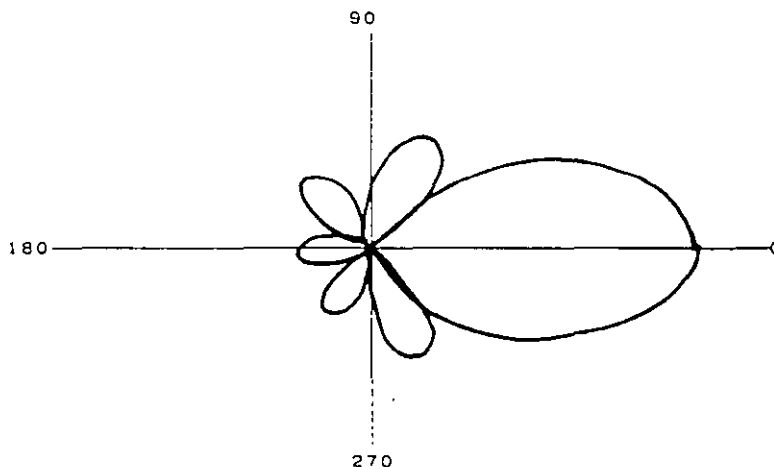
Dentro de los tipos de patrones de radiación podemos identificar las isotrópicas, la cual se supone que la radiación de la antena es igual en cualquier dirección, esto dado que la distribución de K corriente siempre tiene una dirección y no es igual en todas las direcciones, sin embargo este concepto es conveniente como referencia.

PATRON OMNIDIRECCIONAL

Es el tipo de patrón el cual muestra la propiedad de directividad, dado que tiene direcciones donde se recibe o se transmite con mayor eficiencia, por ejemplo Fig. la cual tiene su patrón la forma de un toroide cuyo centro es el conductor mismo, y la cual en el plano E (Fig.) su patrón parece un 8, pero, en el plano H es un círculo por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a P es una magnitud vectorial y por lo mismo tiene dirección y sentido.

PATRONES POLARES Y CARTESIANOS

El patrón polar es la representación de la forma que radia una antena plasmada en un plano polar, cuyas variables son, el ángulo θ o ϕ y la magnitud del campo, de esta manera se puede ver que la dirección máxima radiación del campo, el valor del ángulo cuando la potencia baja a la mitad y las características de amplitud y ángulo de los lóbulos laterales.

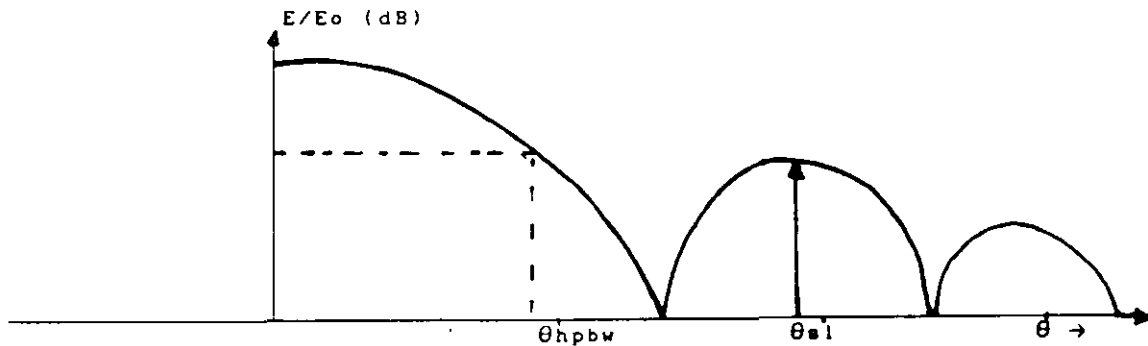


PATRONES DE RADIACIÓN CARTESIANOS

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Es la representación del patrón de radiación en ejes de coordenadas cuya abscisa es el ángulo y la ordenada es la magnitud relativa, aquí también pueden verse la magnitud de los lóbulos laterales, el valor del ancho de haz de potencia media y el comportamiento del patrón a diferentes ángulos.



LÓBULOS LATERALES

Son los valores máximos que se presentan al graficar la forma del patrón de radiación, se considera lóbulo lateral a partir del valor máximo de ganancia, al segundo, tercer, cuarto etc. valor que se presente, éstos valores indican en realidad pérdidas o desvíos de la señal, y para muchos casos éstos valores de señal invaden lugares que no eran los deseados, por lo que se pretenden evitar siempre que se puedan. Los valores pico de los lóbulos laterales son parte de las normas internacionales para la homologación de antenas y se mide la máxima en referencia al lóbulo principal E_{s1}/E_{max} y se da el valor en dB.

ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA

Es el ángulo donde la potencia se baja la mitad y se expresa en grados, se mide a la mitad de la potencia en ambas direcciones. θ_{hpbw}

POLARIZACIÓN

La polarización en una antena en una dirección dada, se define como la polarización de la onda radiada cuando la antena está alimentada. Alternativamente la polarización de la onda incidente desde una dirección dada resulta de la máxima potencia en las terminales de la antena. Cuando la dirección no esté especificada la polarización es en donde exista la máxima ganancia. En la práctica la polarización de varias energías radiantes con la dirección en el centro de la antena, da diferentes patrones y por lo tanto diferentes polarizaciones.

ANTENAS Y PROPAGACIÓN

PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Existen dos tipos de polarizaciones:

- Lineal
- Circular.

Otra la clasificación adicional es la rotación de esa polarización, ya sea en sentido de las manecillas del reloj, a la cual se le designa polarización de la mano derecha, o en contra de las manecillas del reloj, a la que se le denomina polarización de la mano izquierda.

$$\begin{aligned}\varepsilon(z;t) &= \hat{a}_x \varepsilon_x(z;t) + \hat{a}_y \varepsilon_y(z;t) \\ \varepsilon_x(z;t) &= \Re[E_x^- e^{-j(\omega t + kz)}] = \Re[E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \\ \varepsilon_y(z;t) &= \Re[E_y^- e^{-j(\omega t + kz)}] = \Re[E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y)\end{aligned}$$

NIVELES DE CONTRAPOLAR

Cuando en una antena se está trabajando en polarización lineal, conviene mantener filtrada la otra polarización en la cual no se está trabajando, por ejemplo, si se trabaja en polarización vertical, se requiere que la intensidad máxima en horizontal sea lo suficientemente pequeña como para no afectar por componentes vectoriales a la polarización vertical, estamos hablando de niveles alrededor de -40 decibeles bajo la posición de trabajo. En el diseño de antenas, esta medida se realiza colocando el detector 90° que la polarización de trabajo.

PRODUCTO DE INTERMODULACIÓN MÚLTIPLE (PIM'S)

En una antena se presentan fenómenos asociados al material, a la frecuencia y al ruido de fondo.

En un ancho de banda determinado, cuando se tienen dos o más portadoras, se presentan componentes armónicos, los de 3^{er} y 5^{to} orden, llegan a sumarse y producir una componente no deseada dentro del canal, los cuales deben evitarse para mantener la calidad de las portadoras.

ANTENAS Y PROPAGACIÓN PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Los causantes de los productos de intermodulación son elementos no lineales como son: los TWT (tubos de ondas progresivas), las propiedades dieléctricas de la antena, las guías de onda, los acoplamientos metal-metal, y cuando existe un cambio de medio de transmisión, asociado esto con la temperatura y la diferencia de coeficiente de expansión térmica de cada material.

Por lo mismo es conveniente considerar este fenómeno al realizar los acoplamientos antena-red de distribución cuidando que la superficie se mantenga perfectamente acoplada, que no existan contaminantes externos y que los tornillos tengan el ajuste correcto y procurando que sea la misma fuerza de ajuste.

ANCHO DE BANDA

Se define como el rango frecuencia en el cual las características óptimas de la antena con respecto a otras características presentan una mejora en una especificación establecida. El ancho de banda se puede considerar también como el rango de frecuencias en la cual a partir de una frecuencia central (frecuencia de diseño de la antena) las características de la antena como son: impedancia de entrada, patrones, polarización, nivel de lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación, etc., cuentan con un valor aceptable para ésta frecuencia, y en donde se mantiene dentro de ciertos límites aceptables.

Por ejemplo un ancho de banda 10:1 indica que el ancho de banda es en la frecuencia mayor diez veces más grande que la menor, lo que nos está indicando que la mejor forma de representar el ancho de banda es la relación de la frecuencia mayor a la frecuencia menor. Otras veces se indica en porcentajes digamos: 5% en ancho de banda indica que las diferencias de frecuencias entre la frecuencia central y la frecuencia de operación se consideran aceptable dentro de un $\pm 5\%$.

Existen antenas de ancho de banda pequeño las cuales son como el dipolo de $\lambda/2$ cuyo ancho de banda es de 5% y otro tipo de antenas con diseños muy específicas, se pueden ampliar el ancho de banda hasta valores realmente grandes, cuyo límite en sí es la geometría de la antena, el peso de la misma o el material de construcción; un caso muy sencillo es el de los arreglos logoperiódicos, donde el diseñador elige la frecuencia máxima y la frecuencia mínima de trabajo, y a partir de ellas, se generan las longitudes y las separaciones de los elementos que contiene.

IMPEDANCIA DE ENTRADA

Es la medida con respecto a una línea de transmisión o fuente de impedancia característica, tiene una relación directa con el voltaje de la onda que se refleja.

Z_a es la impedancia de la antena

ANTENAS Y PROPAGACIÓN PARÁMETROS FUNDAMENTALES

Z_0 es la impedancia característica del medio.
 ρ el coeficiente de reflexión de una onda

$$\rho = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0)$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$R_a = R_r + R_l$$

Donde:

R_r es la resistencia de radiación de la antena
 R_l es la resistencia de pérdidas de la antena
 X_a reactancia en las terminales de la antena

La resistencia de radiación la encontramos anteriormente como la relación de la potencia radiada y la corriente de alimentación de la antena.

$$X_a = (\omega L_a - 1 / \omega C_a)$$

Cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto sucede cuando

$$\omega L_a = 1 / \omega C_a$$

En el diseño de líneas de transmisión y antenas, los valores de L_a y C_a .

ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

Cuando se conecta una antena a un circuito cualquiera, la impedancia de la antena se debe acoplar de tal manera para que el resultado del acoplamiento de las impedancias dé como resultado una impedancia puramente real y de un valor alto, claro es que en un principio esto será deseable pero para el caso real, la antena puede presentar impedancia de parte resistiva de valores pequeños y la parte reactiva con algún valor. Y el acoplamiento con la impedancia del circuito debe ser analizado como un circuito.



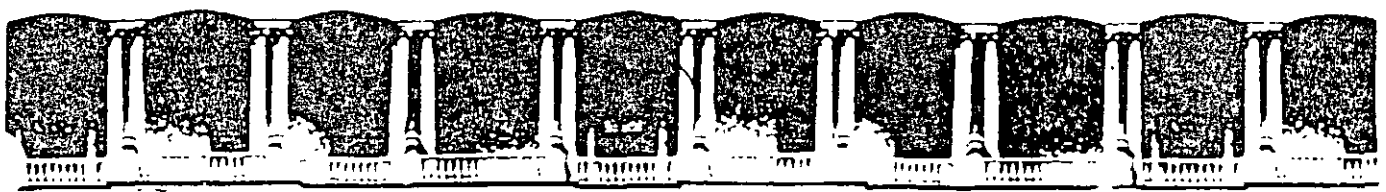
$$Z_1 = R_1 + j X_1$$

$$Z_2 = R_2 + j X_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

$$1/Z_4 = 1/Z_3 + 1/Z_1$$

$$1/Z_4 = Z_{total} = Z_{de radiación}$$



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

ANTENAS DE RANURA

**EXPOSITOR: ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

ANTENAS DE RANURA

Ing. Ma. Rosario Barragán Paz

ANTENAS DE MICROCINTA

I. INTRODUCCIÓN

Las antenas de microcinta representan uno de los tópicos más innovadores dentro del campo. La idea de este tipo de antenas data de los años 50, pero fue hasta los 70 que se le dio una seria atención a este elemento cuando fueron requeridas antenas de bajo perfil para las nuevas generaciones de misiles y cohetes. Este fue el primer paso, ya que a partir de aquí, se observó un amplio potencial de uso que tenían, dando nacimiento a una nueva industria.

Tabla 1. Aplicaciones de la tecnología de antenas de microcinta.

Aeronaves	Radar, comunicaciones, navegación, altímetro, sistemas de aterrizaje
Mísiles	Radar, guía.
Satélites	Comunicaciones, difusión directa de T.V., percepción remota, radares y radiómetros.
Barcos	Comunicaciones, radar, navegación.
Vehículos terrestres	Telefonía móvil vía satélite, radio móvil.
Otros	Sistemas biomédicos, alarmas contra intrusos.

La microcinta está catalogada dentro de las líneas planas de transmisión, es compacta, de bajo costo, puede fabricarse por medio de procesos fotolitográficos y es factible integrarla con dispositivos activos en un mismo sustrato. Está formada por una tira conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico que sirve como sustrato.

La figura 1 muestra la evolución de la microcinta a partir de una línea integrada por dos conductores. La transformación de (a) a (b) es esencialmente un cambio en la forma de los conductores, mientras que de (b) a (c) involucra el cambio de una placa conductora al plano de simetría. La configuración final (d) se obtiene insertando un dieléctrico entre ambos conductores.

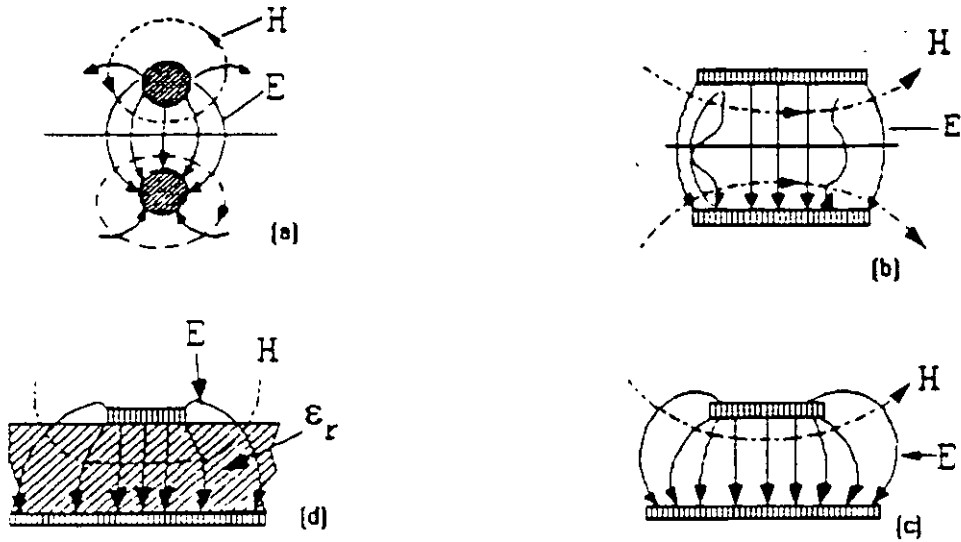


FIGURA 1.

Por ser una estructura abierta, la microcinta es apropiada para conectar elementos pasivos y/o activos en el mismo sustrato, sin embargo, esta misma ventaja es una dificultad al efectuar su análisis matemático ya que como se observa en la figura 2 existe una región de transición aire-dieléctrico que afecta a los campos TEM.

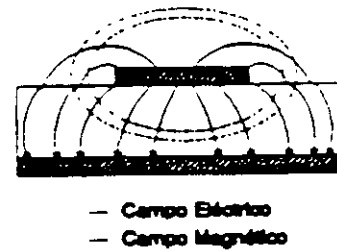


FIGURA 2 Campos TEM en una microcinta.

No obstante, dado que las ventajas son mayores que las desventajas, se ha continuado en el desarrollo de este concepto.

II CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

Gracias a la facilidad con que pueden construirse este tipo de antenas, se han creado diversas formas geométricas y tamaños, las más representativas se presentan en la figura 3.

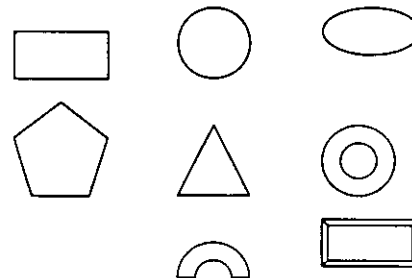


Figura 3. Diversas geometrías para radiadores de microcinta.

El análisis matemático es más complejo de acuerdo a la geometría del radiador razón por la cual, se hará la revisión de los radiadores rectangulares. La figura 4 muestra una antena de microcinta

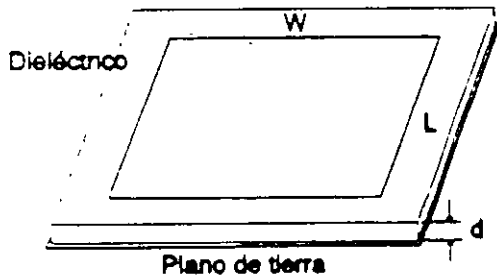


Figura 4. Radiador Rectangular de microcinta

microcinta rectangular de ancho W , largo L y constante dieléctrica ϵ_r .

Considere una antena de microcinta rectangular con un alimentador de prueba (figura 5). Cuando se encuentra operando en el modo de transmisión, la antena está

Manejada con un voltaje entre el alimentador de prueba y el plano de tierra. Esto excita la corriente en el radiador y el plano de tierra.

El sustrato dieléctrico es usualmente delgado¹ así que los componentes del campo eléctrico paralelo al plano de tierra deben ser muy pequeños a través del sustrato. El elemento radiador resuena cuando su longitud está cerca de $\lambda/2$ guiando a una corriente relativamente grande y amplitudes de campo.

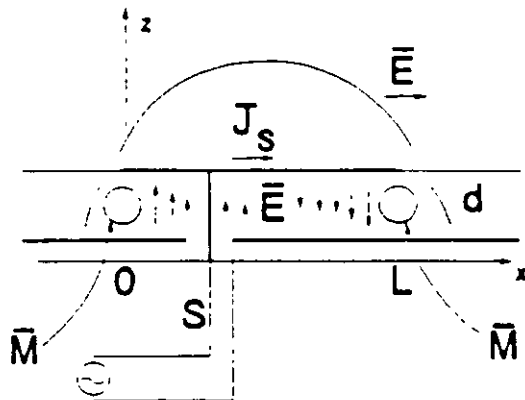
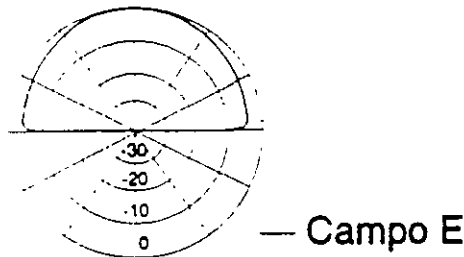


Figura 5. Antena rectangular de microcinta con alimentador

¹ Se considera que un sustrato es eléctricamente delgado cuando su grosor es menor a 0.05λ .

Desde el punto de vista del teorema de equivalencia hay muchas maneras de interpretar la radiación resultante. La antena puede ser vista como una cavidad con radiadores del tipo ranura en $x = 0$ y $x = L$, con corrientes magnéticas equivalentes $M = E \times n$, radiando en presencia del substrato dieléctrico aterrizado. Alternativamente, la radiación puede ser



Considerada como si fuera generada como si fuera generada por la densidad de corriente inducida en la superficie $J_s = n \times H$ en el elemento radiador en presencia del substrato dieléctrico aterrizado.

En cualquiera de los dos casos, el patrón de radiación se observa en la figura 6.

Figura 6 Patrón de radiación de una antena microcinta.

La impedancia de entrada de la antena de microcinta varía de acuerdo a la posición del puntoalimentador en el radiador. Esto se visualiza por medio del modelo de línea de transmisión, uno de los primeros que se emplearon para el análisis de estas antenas, donde el voltaje y la corriente en un radiador rectangular son expresados con la siguiente expresión:

$$\text{voltaje} \approx V(x) = V_0 \cos \frac{\pi x}{L}$$

$$\text{corriente} \approx I(x) = \frac{V_0}{Z_0} \text{sen} \frac{\pi x}{L}$$

Donde x es la posición del alimentador y L es la longitud del radiador. Para un alimentador localizado en una orilla ($x=0$ o $x=L$) el voltaje es máximo y la corriente es mínima, así que la impedancia es un máximo. Si el alimentador se coloca en el centro del radiador, ($x=L/2$) el voltaje es cero y la corriente es máxima, así que la impedancia de entrada es mínima. Impedancias del orden de 150 a 300Ω se han encontrado al colocar el punto de alimentación en una de las orillas radiantes.

A medida que el substrato sea más delgado, los análisis que se hagan tendrán mayor exactitud; sin embargo, esto implica que el factor de calidad Q del radiador sea alto y el ancho de banda sea pequeño, por consiguiente, se presentan dos tendencias:

El ancho de banda se incrementa con el grosor del substrato y decrece con el incremento en la permitividad del substrato.

Esto nos lleva a concluir que las antenas de microcinta operan mejor cuando el substrato es eléctricamente grueso con una constante dieléctrica baja. Por otra parte un substrato delgado con una constante dieléctrica alta es preferible para líneas de transmisión de microcinta y para circuitería de microondas.

Aquí se presenta una de las paradojas asociadas con el concepto de las antenas de microcinta ya que una de las ventajas es la de poder integrarse fácilmente con una red alimentadora y circuitería en el mismo sustrato. Si esto se realiza, debe hacerse algún compromiso entre el buen funcionamiento de la antena y del circuito. La raíz de este problema descansa en el hecho de que la radiación de la antena y de los circuitos son funciones eléctricas distintas, ya una antena requiere campos limítrofes dispersos, mientras que la circuitería necesita campos estrechos para prevenir radiaciones o acoplamientos indeseados.

Las pérdidas en la antena de microcinta ocurren en tres formas: Pérdidas en el conductor, en el dieléctrico y la excitación de ondas superficiales. Excepto para sustratos extremadamente delgados, las pérdidas en el conductor y en el dieléctrico son pequeñas.

Las ondas superficiales no contribuyen el patrón de radiación primario y se incrementan con el grosor del sustrato y la constante dieléctrica. Esta razón para preferir un sustrato con constante dieléctrica baja.

Tabla 2. Ventajas y desventajas de las antenas microcinta.

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Perfil bajo	Eficiencia baja
Peso ligero	Ancho de banda bajo
Sencillo para fabricar	Radiaciones ajenas de alimentadores uniones y ondas superficiales
Pueden ser conformables	Problemas de tolerancia
Bajo costo	Requieren de sustratos de calidad y buena tolerancia a la temperatura
Pueden ser integrados con circuitos	Agrupamientos de alto funcionamiento requieren de complejos sistemas alimentadores
Los agrupamientos simples pueden ser fácilmente creados	La pureza de la polarización es difícil de conseguir

Tabla 3. Requerimientos aproximados para el buen funcionamiento de un radiador rectangular.

Requerimiento	Tamaño del sustrato (h)	Permitividad relativa (ϵ_r)	Anchura del radiador (w)
Alta eficiencia de radiación	Grueso	Baja	Ancho
Pérdidas bajas en el dieléctrico	Delgado	Baja	-----
Pérdidas bajas en el conductor	Grueso	-----	-----
Impedancia del ancho de banda	Grueso	Baja	Ancho
Pérdidas por radiaciones extrañas (ondas superficiales)	Delgado	Baja	-----
Pérdidas por polarización cruzada	-----	Baja	-----
Peso ligero	Delgado	Baja	-----
Robustez	Grueso	Alta	-----
Baja sensibilidad a tolerancias	Grueso	Baja	Ancho

III ANÁLISIS DE ELEMENTOS RADIANTES UNITARIOS

El análisis de microcinta es complicado por la presencia de un dieléctrico no homogéneo, con características eléctricas de banda estrecha y una amplia variedad de configuraciones de radiadores, alimentadores y substratos. Los métodos para analizar las características de los elementos radiantes están clasificados con base a las simplificaciones que se haga de las antenas. Estos métodos son:

- Reducido ó empírico
- Semiempírico
- Onda completa

III.1 Análisis Reducido ó Empírico.

Los análisis reducidos de las antenas de microcinta, se refieren a los modelos que introducen una ó más significativas (pero razonables) aproximaciones para simplificar el problema.

Dentro de estos análisis tenemos el Modelo de Línea de Transmisión (MLT) y el Modelo de Cavidad (MC) .

El MLT es uno de los más intuitivos para la antena de microcinta, pero adolece de exactitud limitada y necesita de adecuados factores de corrección. Mejorando la exactitud de las admitancias de carga equivalentes que representan las terminaciones abiertas del radiador incluyendo el efecto de radiación de los extremos del radiador, ha mejorado el modelo de línea de transmisión.

El MC asume las siguientes consideraciones:

- a) Debido a la proximidad entre la antena de microcinta y el plano de tierra, es válido considerar que \mathbf{E} solo tiene componente en z y que \mathbf{H} solo tiene componentes en la dirección xy dentro de la región limitada por la microcinta y el plano de tierra.
- b) El campo en la región anteriormente mencionada es independiente de la coordenada z para todas las frecuencias de interés.
- c) La corriente eléctrica en la microcinta no debe tener componente normal al borde en ningún punto de éste, implicando con esto, una componente tangencial despreciable de \mathbf{H} a lo largo del borde.

Como conclusión a lo anterior la región entre la microcinta y el plano de tierra, pueden ser tratado como una cavidad limitada por paredes eléctricas arriba y abajo y paredes magnéticas en las orillas.

La desventaja de estos modelos ha sido la limitada exactitud para la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada para substratos que no son muy delgados y una limitada capacidad para manejar los problemas relacionados tales con los acoplamientos mutuos, grandes agrupamientos, efectos de ondas superficiales y diferentes configuraciones de substrato.

Los efectos de superficie de onda son importantes desde el punto de vista de las pérdidas y juegan un papel importante en los efectos de acoplamiento mutuo pero no están incluidos directamente en estos modelos.

Tabla 4. Ventajas y desventajas de los modelos empiricos

MODELO O ANALISIS:	VENTAJAS:	DESVENTAJAS
Línea de Transmisión (MTL)	Muy intuitivo Tiene procedimientos de cálculo sencillos Aplica el método empírico Proporciona una clara idea física de la antena	Presenta exactitud limitada Necesita de adecuados factores de corrección Aplicable sólo para radiadores rectangulares o cuadrados Por simplicidad considera a algunos parámetros despreciables, lo cual genera un error en los valores obtenidos
Cavidad (MC)	Aplica el método empírico Analiza radiadores de forma regular (rectangular, cuadrada circular, triangular) Complejidad matemática accesible Requerimientos de procesamiento computacional realizables Proporciona una clara idea física de la antena	El análisis matemático tiene mayor complejidad que el MLT Requiere mayor tiempo de cómputo que MLT

III.2 Análisis Semiempírico

Los Modelos Semiempíricos son una combinación del análisis empírico y de onda completa. Los efectos de onda superficial se toman en cuenta en muchos de estos modelos. Dentro de esta categoría encontramos el Método Variacional o Enfoque Variacional (MV o EV)

Tabla 5. Ventajas y desventajas de los Métodos Semiempíricos

ANÁLISIS	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Enfoque Variacional. (EV o MV)	Analiza radiadores de cualquier geometría Aplica el método semi-empírico Menos complejo que el análisis de onda completa y mayor que el empírico	Involucra mayor complejidad analítica Mayor tiempo computacional que el MC

III.3 Análisis de Onda Completa

Los modelos que manejan al sustrato dieléctrico de una forma rigurosa son referidos como soluciones de onda completa. Estos modelos usualmente asumen que el sustrato es infinito en extensión en las dimensiones laterales y dan fuerza a las condiciones propias del límite en la interfase aire-dieléctrico. Esto se hace comúnmente empleando la función exacta de Green para el sustrato dieléctrico, el cual permite que la radiación de onda superficial, las pérdidas en el dieléctrico y el acoplamiento con elementos externos sean incluidos en el modelo.

El uso de la función de Green en una solución del método de momentos resulta en un modelo que es exacto y extremadamente versátil, sin embargo, el costo computacional es alto.

Tabla 6. Ventajas y desventajas de los Métodos de Onda Completa

ANÁLISIS	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Método de Momentos (MM)	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente. Analiza radiadores de cualquier geometría	Largo procedimiento analítico y numérico. Demasiado tiempo computacional
Transformación de dominios (MTD o ATD)	Aplica método de onda completa Exacto y riguroso electromagnéticamente	Analiza radiadores rectangulares y circulares Largo procedimiento analítico y numérico Tiempo de computo extenso
Transformación de Dominios (MTD o ATD).	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente	Analiza radiadores rectangulares y circulares Largo procedimiento analítico y numérico Tiempo de computo extenso
Transformada Rápida de Fourier con Gradiente Conjugado. (MTRFGC o CGFTT)	Aplica análisis de onda completa Exacto y riguroso electromagnéticamente	Largo procedimiento analítico y numérico Mucho tiempo computacional Complejidad matemática extrema

IV. AGRUPAMIENTO DE ELEMENTOS DE MICROCIANTA

Con frecuencia las propiedades deseadas de una antena, se obtienen con un elemento radiante de microcinta. Sin embargo, tal como en el caso de las antenas de microondas convencionales, características como: Alta ganancia, rastreo del haz ó capacidad de direccionamiento solo se consiguen cuando se combinan radiadores discretos para formar agrupamientos.

El procedimiento básico para el análisis de agrupamientos es el siguiente:

Primero, se deduce la función de Green para la placa dieléctrica en su forma espectral, para una fuente infinitesimal (dipolo eléctrico ó magnético). Este resultado se extiende a un arreglo periódico planar de dichas fuentes, con un traslado progresivo para tener el rastreo en el ángulo deseado.

Segundo, se formula una solución por Método de Momentos (MM) para encontrar la distribución de corriente en el elemento de la antena y se escoge un apropiado conjunto de funciones de expansión ponderada.

Tercero, se obtiene una matriz de impedancia, la cual se usa para determinar los coeficientes desconocidos de los modos de expansión. Debido a la naturaleza periódica del arreglo, la distribución de corriente en todos los elementos son iguales, excepto, en el caso de la imposición de un traslado progresivo de la fase.

Debido a lo anterior, formular la solución de MM para una "célula unitaria", es equivalente a encontrar la solución a través del arreglo completo. El acoplamiento mutuo está implícitamente incluido en la solución. Este método ha sido aludido en diferentes ocasiones como: "Solución de Onda Completada" o como el Método de Galerkin en el Dominio Espectral y se ha aplicado a una gran variedad de problemas de antenas y circuitos de microondas, tanto en elementos unitarios como en agrupamientos.

Una vez que las corrientes han sido determinadas, otras cantidades de interés pueden encontrarse fácilmente; es factible calcular la variación de la impedancia de entrada con el ángulo de rastreo; este resultado es muy importante para el acoplamiento del arreglo sobre el rango de rastreo deseado. Un parámetro relacionado, es el patrón de elemento activo, el cual también proporciona información acerca del funcionamiento del rastreo del arreglo. Otras características de interés incluyen el nivel de polarización cruzada y la eficiencia del arreglo. Asimismo, cantidades del patrón, tales como la directividad y el nivel de lóbulos laterales dependen del tamaño del arreglo y no es muy significativo para agrupamientos infinitos².

Los agrupamientos de antenas de microcinta pueden clasificarse de acuerdo a:

- Distribución espacial
- El tipo de rastreo
- Estructura de la antena.

IV.1 DISTRIBUCIÓN ESPACIAL

La Distribución Espacial considera que los elementos pueden ser idénticos o diferentes unos de otros y que su distribución es lineal, planar o volumétrica.

Un arreglo lineal consiste de elementos colocados a distancias finitas unos de otros a lo largo de una línea recta.

De forma similar, un arreglo planar comprende elementos distribuidos en un plano. Finalmente, un arreglo volumétrico está formado por una distribución tridimensional de elementos.

² Se considera que un arreglo infinito radica una onda plana, con una directividad infinita y un nivel de lóbulo lateral cero.

IV.2 TIPO DE RASTREO

La posibilidad de rastreo es requerida en muchas aplicaciones; particularmente en sistemas de radar donde es factible realizarlo mecánicamente, como en los sistemas tradicionales. Sin embargo, el rastreo electrónico así como el obtenido por agrupamientos de fase y antenas de lente, ofrecen una mayor flexibilidad en la geometría de la exploración así como un rango de rastreo más alto que el obtenido de manera práctica con dispositivos mecánicos.

Un agrupamiento explorado electrónicamente, puede diseñarse para generar simultáneamente varios haces, los cuales pueden ser empleados individualmente.

Existen cuatro técnicas básicas de rastreo electrónico: En fase, con retraso respecto al tiempo, en frecuencia y con switcheo electrónico. Solo las técnicas de rastreo en fase y en frecuencia se han empleado con los agrupamientos de microcinta. Las otras técnicas pueden ser también usadas, pero, como con otros agrupamientos convencionales, su uso ha sido limitado.

IV.3 TIPO DE ESTRUCTURA

Debido a la posibilidad para adaptarse a estructuras con superficies curvas, las antenas de microcinta tienen una variedad de aplicaciones. Su utilización puede ser por ejemplo, en aviones, barcos, satélites, etc. En muchos casos, donde el radio de curvatura es grande, una aproximación teórica planar es suficiente. Sin embargo, donde el radio de curvatura es pequeño, la curvatura de la superficie no puede ser despreciada.

Un arreglo cilíndrico, puede ser tratado teóricamente como un arreglo infinito en la dirección axial y un arreglo periódico infinito, en la del azimut. Como una alternativa, puede usarse una aproximación elemento por elemento. Cuando el número de elementos es grande, el modelo infinito es preferible, ya que todos los cálculos pueden realizarse considerando una célula unitaria. Cuando el arreglo es finito, los elementos cercanos a la orilla se comportan de diferente forma a los que se encuentran en el centro, debido a la diferencia en el acoplamiento mutuo. Estos efectos de borde deben tomarse en cuenta en el diseño de agrupamientos pequeños y de tamaño moderado y también cuando se requieran lóbulos laterales muy bajos en grandes agrupamientos.

Los cálculos del patrón de radiación, empleando una aproximación de elemento por elemento, involucra el modelado de los elementos de antena y la incorporación del acoplamiento mutuo.

La figura 7 muestra algunas configuraciones de agrupamientos de microcinta.

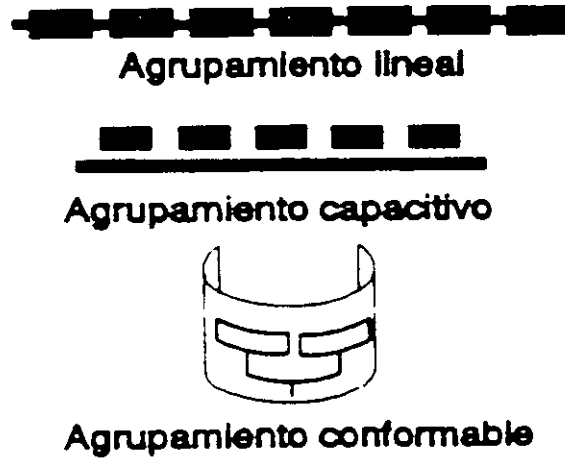


Figura 7. Ejemplos de agrupamientos de microcinta.

La tabla 7 resume algunas ventajas y desventajas de los agrupamientos en microcinta.

Tabla 7. Ventajas y desventajas de los diferentes agrupamientos de microcinta

TIPO DE AGRUPAMIENTO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Lineal (alimentado en paralelo)	Existe un buen control sobre la dirección del haz	La red alimentadora provoca grandes pérdidas.
Lineal (alimentado en serie)	Las pérdidas son menores que en arreglo alimentado en paralelo Existe la posibilidad de incrementar el ancho de banda de acuerdo al número de elementos	La impedancia y la dirección del haz presentan grandes variaciones
Acoplado capacitivamente	No se requiere puntos de soldadura	Ancho de banda bajo. La separación entre los elementos está limitado por la longitud del radiador.
Arreglo Planar Infinito	Ampliamente usado en sistemas de comunicación Es la base para crear los agrupamientos rastreados en fase	La complejidad en el diseño y análisis es grande
Arreglo Planar Finito	Proporciona una mejor visión sobre la validez del arreglo planar infinito	El tamaño de los agrupamientos que puede manejar es limitado
Rastreo en Fase	Tienen la capacidad para manejar grandes potencias pico o promedio, ya que existe la posibilidad de conectar transmisores separados a cada elemento Debido a que no hay necesidad de movimiento mecánico si se emplea el rastreo electrónico, las antenas pueden estar mecánicamente estables con una alta resolución angular. Ya que es factible generar varios haces (fijos y móviles) la operación multimodal es permitida La distribución de apertura en particular puede conseguirse con mayor facilidad con una antena de lente o usando reflectores, debido a que la amplitud y fase de cada elemento puede ser controlada individualmente Presenta una gran eficiencia Es posible tener una alta relación de datos y tiempos de reacción rápidos Con el veloz desarrollo de microprocesadores y computadoras, los agrupamientos pueden ser fácilmente controlados por medio de estos, proporcionando exactos y eficientes sistemas de programación y adquisición de datos	Se presenta una cobertura limitada Teóricamente, un rastreo hemisférico completo es limitado; sin embargo, en la práctica, la exploración esta limitada por los efectos de acoplamiento mutuo y la necesidad de evitar grandes lóbulos El costo y la complejidad son la mayor limitante. El costo es directamente proporcional al número de elementos de aquí que se requiera hacer un compromiso costo funcionamiento. Para obtener haces muy angostos, se requiere un gran número de elementos, incrementando con esto solo los costos y la complejidad, sino también la probabilidad de falla de algunos de los elementos, contribuyendo con esto a la degradación de las características de la antena. La estabilidad de fase dependen de las condiciones ambientales

V. TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Las primeras antenas de microcinta usaban una línea alimentadora de microcinta o un alimentador coaxial. Estos dos métodos son muy semejantes en operación y ofrecen esencialmente un grado de libertad en el diseño de la antena a través del posicionamiento del punto de alimentación para ajustar el nivel de la impedancia de entrada.

Para el caso del alimentador de línea de microcinta, el radiador puede ser ranurado para proporcionar un punto de alimentación dentro del mismo.

En años recientes se han desarrollado alimentadores que físicamente no están en contacto con el radiador.

El alimentador por cercanía emplea dos capas dieléctricas con una línea de microcinta en el sustrato más bajo terminado en una apertura bajo el radiador que está impreso en el sustrato superior.

Otro tipo de alimentador sin contacto es el de apertura acoplada, emplea dos placas de sustrato separadas por un plano de tierra. Una línea de alimentadora de microcinta en el sustrato inferior se acopla a través de una pequeña apertura (típicamente una ranura rectangular angosta) en el plano de tierra a un radiador de microcinta en el sustrato superior. Este arreglo permite tener un sustrato delgado con constante dieléctrica baja para el radiador, permitiendo una optimización independiente para ambos elementos.

La figura 8 muestra este tipo de alimentadores.

Tabla 8. Ventajas y desventajas de los métodos de alimentación.

MÉTODO DE ALIMENTACIÓN	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alimentación por coaxial	No hay pérdidas por radiación en la línea alimentadora. Es posible obtener diferentes valores de impedancia de entrada, modificando la localización del alimentador	Su fabricación es costosa y complicada. En el caso de agrupamiento de elementos unitarios, es necesario soldar un gran número de puntos.
Línea microcinta	Tanto el radiador como el alimentador pueden ser impresos en un solo paso. Facilita la integración de elementos activos.	A frecuencias milimétricas, se presenta el problema de radiaciones espurias en el alimentador.
Acoplamiento por apertura	Mayor libertad: las redes alimentadoras y los radiadores pueden diseñarse por separado.	Es costoso y complejo requiriendo un mayor espacio bajo el plano de tierra.
Ranura en el plano de tierra	Es simple en su fabricación, fácil de integrar con dispositivos activos y bueno para la disipación de calor de estos Tanto la ranura como el radiador pueden ser grabados en un solo paso	La ranura puede provocar radiaciones espurias, limitando su uso en grandes redes alimentadoras.

VI. SUBSTRATOS

El material dieléctrico del sustrato juega un papel esencial en el diseño, producción y funcionamiento del producto terminado.

Durante la etapa de diseño existen varios aspectos de los materiales que deben ser considerados para hacer la elección correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto

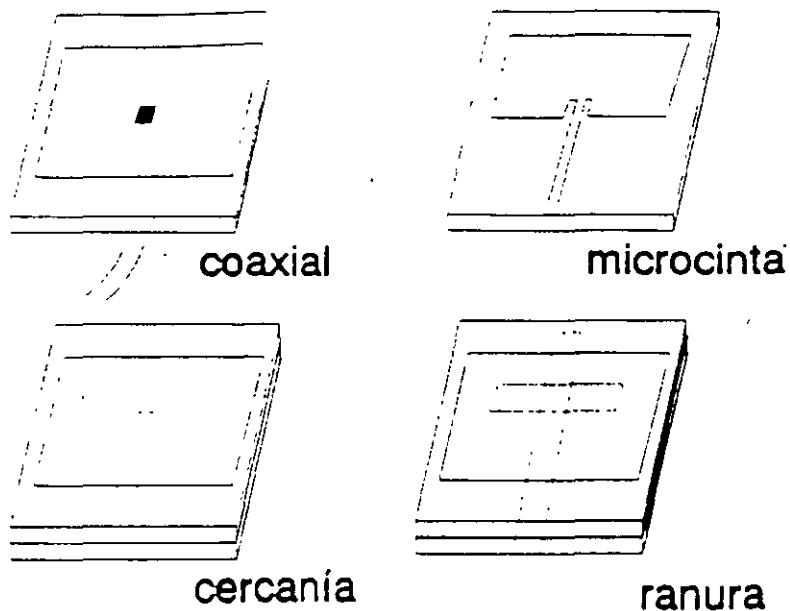


Figura 8. Tipos de alimentación para antenas de microcinta

de vista de diseño, puede no serlo durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los sustratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños.

La tabla 9 muestra algunos materiales disponibles en el mercado, junto con sus fabricantes.

Tabla 9. Sustratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb(panal)	Cibe Gegy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, C822 400
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cumming Inc, Cantonm Massachusetts, USA
2.1	RT Duriod™ 5880 (Politetrafluoroetileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.
2.32	RT Duriod™ 5870	Rogers Corp
3.5	Kapton film	Dupont (Fortin Laminating Ltd., Unit 3, Brookfield Industrial Estate, Glossop, Derbyshire, UK)
6.0	RT Duriod™ 6006	Rogers Corp.
9.9	Alumina	Omni Spectra Inc, 24600 Hallwood Ct. Farmington, Michigan, 48024 USA.
10.2	RT Duriod™ 6010	Rogers Corp

VII.1 CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE SUSTRATOS

Los criterios usados para seleccionar a los sustratos para las antenas de microcinta, son:

- Magnitud de las pérdidas en el cobre y dieléctrico.
- Anisotropía.
- Medio ambiente.
- Requerimientos mecánicos.

IV.1.1 MAGNITUD DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE y EL DIELECTRICO.

Las pérdidas tanto en el dieléctrico como en el cobre dependen directamente de la frecuencia, sin embargo, las primeras, tienen una magnitud menor que las que se presentan en el cobre.

Las pérdidas en el dieléctrico pueden minimizarse, escogiendo un material con un ϵ_r relativamente bajo.

VII.1.2 ANISOTROPIA³

³ Del griego an (no), iso (igual), y trope (dar vuelta); esto es, no tiene la misma propiedad con diferentes direcciones

La anisotropía de la constante dieléctrica es el grado con el cual cambian de valor las propiedades de esta, dependiendo de la dirección del campo eléctrico con respecto a los ejes del material. Para simplificar los cálculos en el diseño de circuitos de microondas, usualmente se considera que ϵ_r es isotrópica, esto es, que existen valores iguales en las direcciones x, y, z, de substratos laminados para circuitería de microcinta.

La validez de esta suposición se reafirma al consultar la tabla 10, elaborada por algunos fabricantes, donde se muestra los valores de ϵ_r en función de la dirección.

Tabla 10. Constante dieléctrica típica contra la orientación del campo eléctrico.

ϵ_r MATERIAL	Dirección X	Dirección Y	Dirección Z	Valor citado	$\delta\epsilon_r / \epsilon_r$ Porcentaje
PTFE fibra de vidrio (aleatorio)	2.545	2.432	2.347	2.35±0.04	1.7
PTFE cerámico	10.68	10.70	10.40	10.5±0.25	2.4
PTFE Fibra de vidrio (retícula)	2.88	2.88	2.43	2.45±0.04	1.6

Como se observa en la tabla 10 el valor de la constante dieléctrica citada por los fabricantes es esencialmente el valor para el caso donde el campo eléctrico es perpendicular a la placa. Generalmente, esta orientación del campo eléctrico es la requerida por los ingenieros de antenas.

VI.1.3 MEDIO AMBIENTE

Bajo la categoría de medio ambiente, tenemos los efectos de temperatura y humedad.

Los efectos de la temperatura son los más críticos. Por ejemplo, la constante dieléctrica de un material PTFE, presenta $\delta\epsilon_r = 0.011$. El diseñador, debe asegurarse de lo siguiente:

- El sustrato elegido, puede soportar las variaciones de ϵ_r dentro del rango de temperatura en el cual debe operar, si al material conductor no es deformado.
- El sustrato seleccionado tiene una baja dependencia en ϵ_r y $\tan\delta$, con respecto a la temperatura.
- Los coeficientes de expansión y de conductividad térmicas sean suficientemente bajos.

VI.1.4 REQUERIMIENTOS MECÁNICOS

La facilidad de maquinado y conformabilidad, son los dos criterios mecánicos más importantes, sobre todo cuando se piensa diseñar una antena que deba tomar la forma de algún cuerpo cilíndrico, por ejemplo.

La estabilidad dimensional, la capacidad de soportar vibraciones severas durante largos periodos de tiempo, así como el peso del material, son otros criterios que también deben ser tomados en cuenta.

VII CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN

Una de las principales ventajas de las antenas de microcinta es la facilidad de fabricación. Esta se realiza de forma similar a la de los circuitos impresos. Por medio de procesos fotolitográficos.

El proceso fotolitográfico consta de dos etapas:

- 1) Obtención de la mascarilla.
- 2) Grabado del circuito.

La mascarilla puede conseguirse auxiliándose de CAD o por métodos manuales. En ambos casos, se requiere de la mayor exactitud posible para la fabricación de la misma.

Para el grabado del circuito, es necesario que la placa del material esté perfectamente limpia, antes de aplicar los químicos requeridos para el decapado.

Una vez que se ha grabado la antena, será necesario limpiarla perfectamente y colocarla sobre una base de aluminio para darle mayor estabilidad mecánica.

La figura 9 sintetiza el procedimiento completo

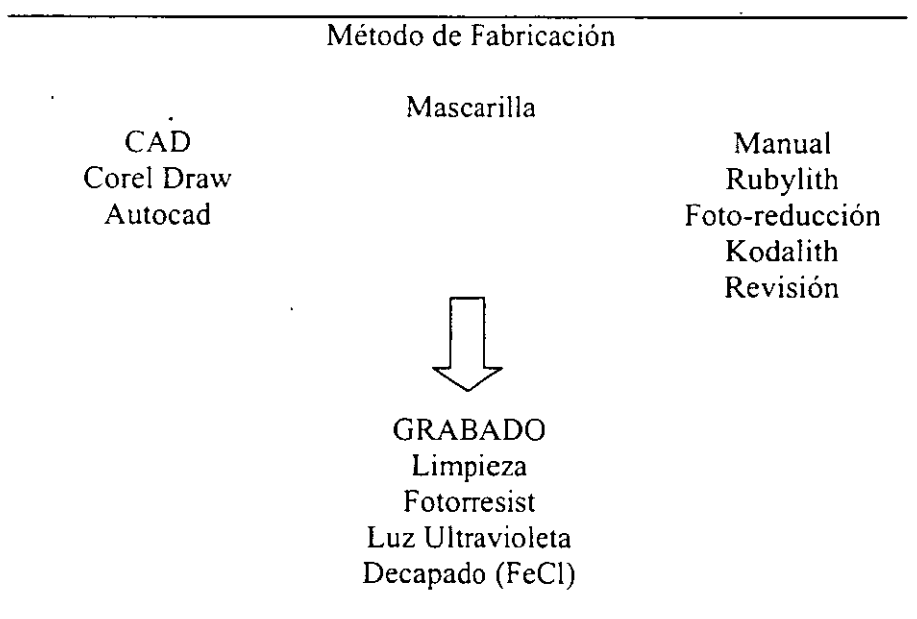


Figura 9. Procedimiento para fabricar una antena de microcinta

REFERENCIAS

Gupta K., Garg R., Bahl I.
Microstrip Lines and Slotlines
Artech House, Inc. USA 1979.

Pozar, David M.
Microwave Engineering
Addison-Wesley Publishing Company
USA 1990.

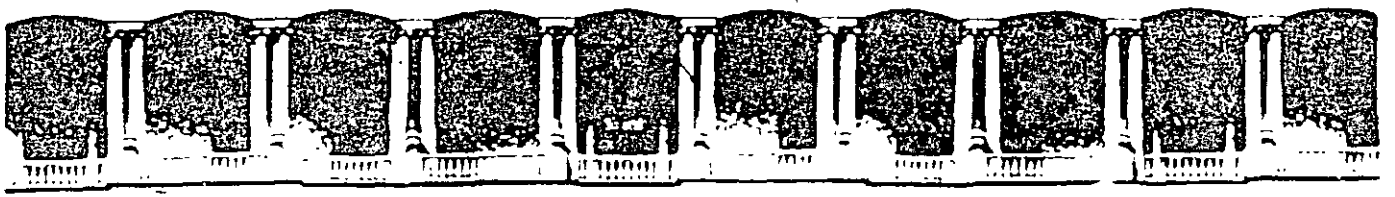
Bahl I., Bhartia P.
Microstrip Antennas
Artech House Canadá 1980.

James J.R., Hall P.S., Wood S.
Microstrip Antennas Theory and Design
Peter Peregrinus U.K. 1981.

Special Issue on Microstrip Antennas
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
Vol AP29 No. 1 Jan. 1981.

James J.R., Hall P.S.
Handbook of Microstrip Antennas
Peter Peregrinus U.K. 1989

Bhartia P., Rao K.V.S., Tomar R.S.
Millimeter Waves Microstrip and Printed Circuit Antennas
Artech House. Ontario 1990.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

ANTENAS LINEALES

**EXPOSITOR: ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

ANTENAS LINEALES

Ing. Ma. Rosario Barragán Paz

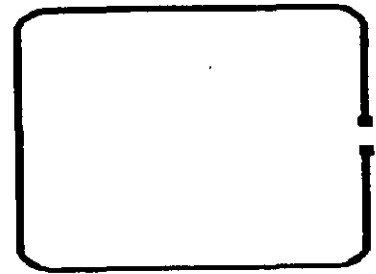
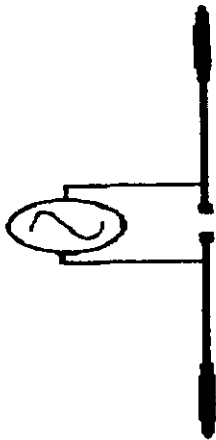
III. DIPOLO

El dipolo es el elemento básico de todas las antenas. Se puede prescindir de cualquier otro elemento menos del dipolo. Este es el componente transductor que nos convierte de energía eléctrica a electromagnética o viceversa.

El primer dipolo lo utilizó Heinrich Hertz en sus experimentos, los cuales sirvieron para demostrar las teorías del matemático inglés J.C, Maxwell.

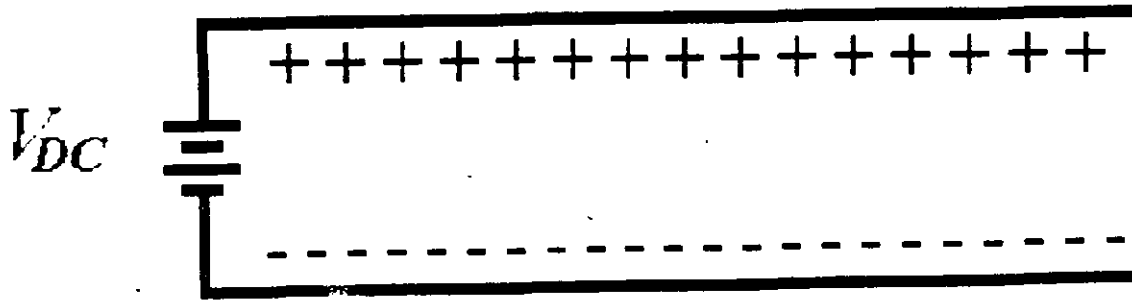
El experimento de Hertz utilizó un dipolo cargado como elemento transmisor y un dipolo de lazo doblado como elemento receptor. Cuando se producía una descarga eléctrica en el extremo del dipolo transmisor, en el dipolo receptor se presenta a su vez una descarga eléctrica.

Transmisor

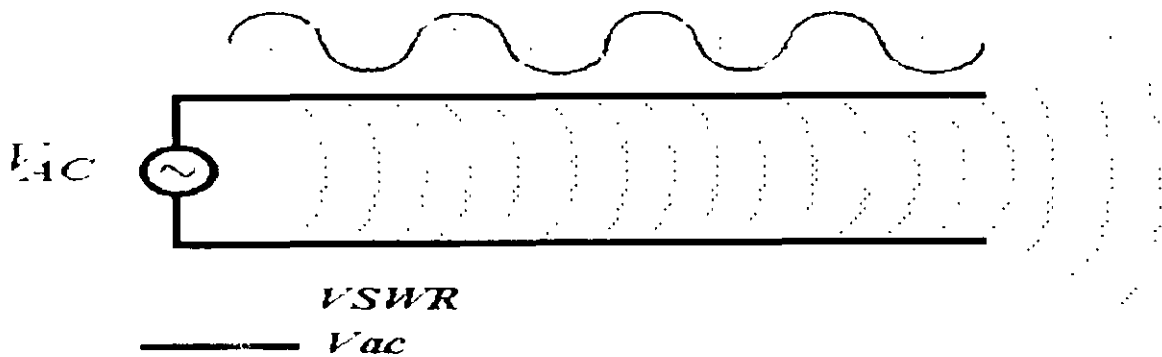


Receptor

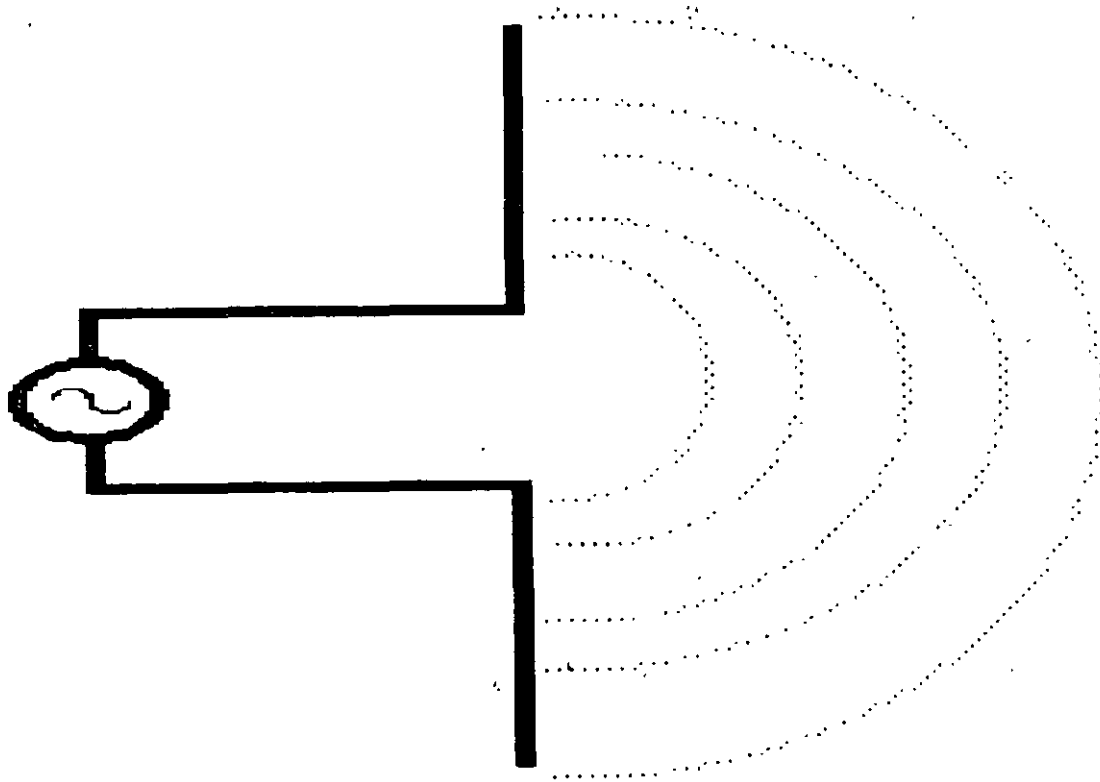
Supongamos que contamos con una línea de transmisión en circuito abierto. Si alimentamos la línea con corriente directa, es decir una señal que no tiene variación en el tiempo, una línea de transmisión con una longitud adecuada, funcionará como un elemento capacitor.



Sin embargo, cuando alimentamos la línea de transmisión con una señal eléctrica que varía con el tiempo, se presenta un fenómeno curioso, ya que si bien se presentará una relación de onda estacionaria en la línea de transmisión, no se refleja toda la energía que se alimenta a la línea. Una parte de la energía se disipa como onda electromagnética.



El dipolo aprovecha éste fenómeno para radiar ondas electromagnéticas. Es decir, que un dipolo se puede considerar como una línea de transmisión en circuito abierto, el cual para lograr una mejor emisión de energía se coloca como se muestra en la figura.



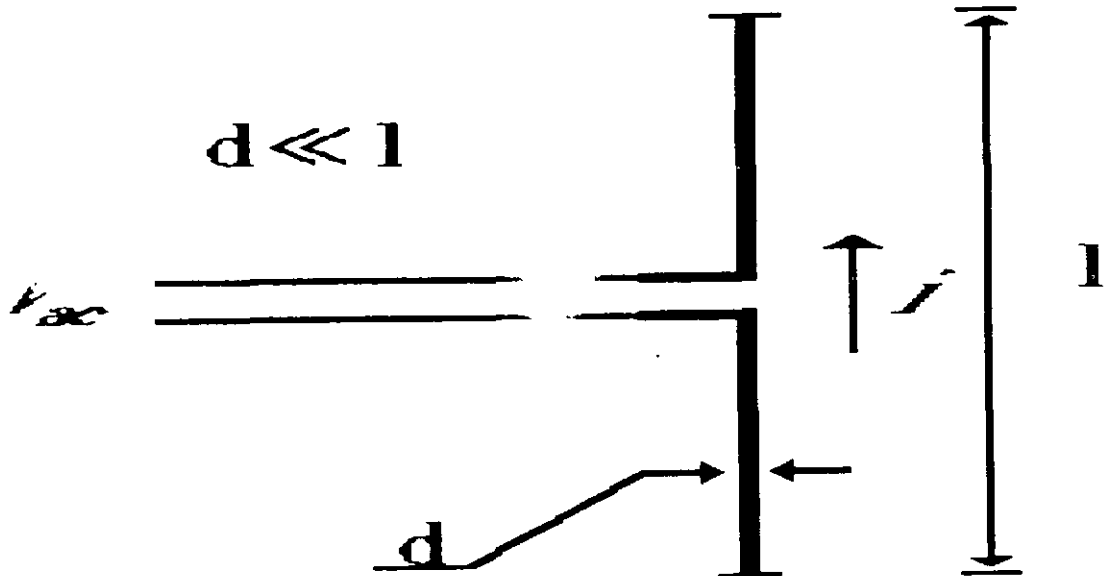
DIPOLO ULTRACORTO

Se entiende por dipolo corto a las antenas de dipolo formadas por un conductor delgado, y con una longitud menor a $\lambda/50$ o 0.02λ , es decir que las dimensiones físicas de la antena son mucho menores que la longitud de onda que se usa.

Normalmente los dipolos cortos cuentan con placas en sus extremos, los cuales proporcionan una carga capacitiva adicional, lo cual mejora su desempeño. La radiación de las placas se considera despreciable.

Bajo éstas características podemos considerar que la distribución de corriente en el conductor que forma la antena se vuelve uniforme, lo cual facilita su análisis. El dipolo se encuentra energizado de modo balanceado, es decir, que ambas partes de la línea conducen corriente.

El conductor del dipolo es delgado, esto es, que el diámetro de la antena es mucho menor que su longitud.



Así pues la corriente en el dipolo corto tiene el valor de:

$$I_z(Z) = 2 \pi J_s(Z)$$

donde $J_s(Z)$ es la densidad de corriente superficial a lo largo del conductor. La corriente $I_z(Z)$ se supone cero en los extremos, con lo cual la distribución de corriente a lo largo del dipolo tendrá formas variadas pero totalmente dependientes de la relación que su longitud guarde respecto a la longitud de onda λ .

Ahora bien, cuando manejamos antenas o sistemas radiantes, el tiempo de propagación es un factor sumamente importante, es decir, si contamos con una corriente que circula por un dipolo en un momento dado, el efecto que genera la corriente para un punto alejado P, no se recibirá en el mismo instante de tiempo. Necesitamos considerar el efecto de retardo causado por la distancia a la que nos encontramos de la antena. Esto lo podemos expresar de la siguiente manera:

$$[\hat{r}] = I_0 e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$$

donde r es la distancia a la que nos encontramos del dipolo, y c es la constante de la velocidad de la luz, con éste factor tomamos en cuenta el retardo de propagación en la señal.

Al realizar los cálculos correspondientes con las ecuaciones de Maxwell, podemos encontrar a través del potencial magnético vectorial (\hat{A}), calculamos el campo magnético y eléctrico, que resulta en:

$$H_{\phi} = \frac{I_0 L \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega e^{j\omega(t-\frac{r}{c})}}{rc} + \frac{e^{j\omega(t-\frac{r}{c})}}{r^2} \right]$$

$$E_{\phi} = 120\pi \frac{I_0 L \sin \theta}{4\pi} \left[\frac{j\omega e^{j\omega(t-\frac{r}{c})}}{rc} + \frac{e^{j\omega(t-\frac{r}{c})}}{r^2} \right]$$

En estas ecuaciones contamos con dos elementos importantes, el campo lejano (para el primer miembro dentro de los corchetes) y el campo cercano (para el segundo miembro dentro de los corchetes). Dado que normalmente nos encontramos trabajando las antenas en campo lejano, las expresiones más adecuadas resultan ser:

Una forma más simple de expresarlo es evitando dejar ecuaciones en función del

$$H_{\phi} = j \frac{I_0 e^{j\omega(t-\frac{r}{c})} \sin \theta L}{2r \lambda}$$

$$E_{\phi} = j \frac{60\pi I_0 e^{j\omega(t-\frac{r}{c})} \sin \theta L}{r \lambda}$$

retardo de propagación, lo cual nos conduce a las expresiones:

$$H_{\phi} = j \frac{I_0 \sin \theta L}{2r \lambda}$$

$$E_{\phi} = j \frac{60\pi I_0 \sin \theta L}{r \lambda}$$

El resultado de estas expresiones es un patrón de radiación de tipo toroidal, graficando tanto el campo eléctrico como el campo magnético en hojas de tipo polar. Esto es, que existen regiones en el espacio en las cuales la intensidad del campo electromagnético radiado es mínimo, y zonas donde será máximo.

En cuanto a los demás parámetros de la antena, realizando las operaciones pertinentes se llega a los siguientes valores para la resistencia de radiación y la directividad:

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 [\Omega]$$

$$D_i = \frac{3}{2}$$

La directividad se considera a partir de un isótopo, y el valor de 3/2 o 1.5 significa que la energía radiada por el dipolo es 1.5 veces mayor en su dirección de radiación máxima que la energía radiada por el isótopo.

DIPOLO CORTO

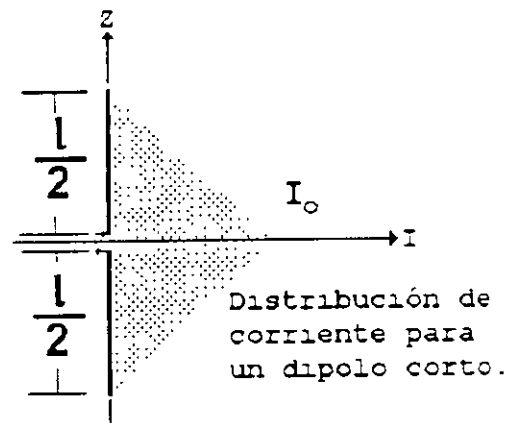
Una vez que conocemos el comportamiento del dipolo ultracorto, podemos entender mejor el funcionamiento del dipolo corto. Consideramos como dipolo corto a aquel que cuenta con una longitud comprendida entre $\lambda/50$ y $\lambda/10$. La distribución de corriente para un dipolo corto se considera mejor como una distribución triangular determinada por las expresiones:

$$I_e(x, y, z) = I_0 \left(1 - \frac{2}{l} z\right), \quad 0 \leq z \leq l/2$$

$$I_e(x, y, z) = I_0 \left(1 + \frac{2}{l} z\right), \quad -l/2 \leq z \leq 0$$

Al realizar un análisis similar al del dipolo ultracorto llegamos a la conclusión de que el potencial magnético vectorial del dipolo corto es un medio de la magnitud del ultracorto, con lo cual las ecuaciones anteriores pueden aplicarse, siempre y cuando se tome en cuenta esto.

Al realizar las integraciones para el campo eléctrico y magnético tendremos:



$$H_\phi = \frac{jI_0 l e^{-j\omega(t-\frac{r}{c})}}{8\pi r} \sin\theta$$

$$E_\phi = \frac{j15\pi I_0 l e^{-j\omega(t-\frac{r}{c})}}{\pi r} \sin\theta$$

La directividad de la antena no se ve afectada por los cambios de dimensión y siguen siendo los mismos, sin embargo la resistencia de radiación de la antena depende de manera importante en la distribución de corrientes. Puede demostrarse que para un dipolo

corto la potencia radiada se reduce en un cuarto del ultracorto, con lo cual la resistencia del dipolo corto resulta:

$$R_r = 20\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 [\Omega]$$

Cuando tratamos con un dipolo corto consideramos que la región de campo lejano se encuentra definida a partir de la distancia radial donde r tiene un valor mayor a dos veces la longitud del dipolo entre la longitud de onda de operación de la antena.

$$\infty > r > \frac{2D^2}{\lambda}$$

DIPOLO DE $\lambda/2$, $\lambda/4$, etc.

A continuación del dipolo corto contamos con el dipolo de longitud finita. Para simplificar los análisis matemáticos se considera que el diámetro del conductor del dipolo respecto a su longitud es despreciable (idealmente igual a cero). Si consideramos la longitud contra el diámetro se puede ver que la idealización no es tan descabellada.

Realicemos un cálculo para conocer la longitud de onda de una estación de radio de AM.

Tomemos el valor de 828 KHz, para calcular la longitud de onda recurrimos a la ecuación:

$$c = \lambda \times f$$

donde c es la constante de la velocidad de la luz (300 000 km/s), f es la frecuencia de la onda electromagnética y λ es la longitud de onda. Despejando y resolviendo para la frecuencia elegida tenemos:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000 \left[\frac{m}{s} \right]}{828000 [s]}$$

$$\lambda = 362.318 [m]$$

Es decir una longitud de onda de 362 metros, si consideramos que el diámetro de un conductor no supera (normalmente) los 10 centímetros, resulta evidente que comparado con la longitud finita puede escribirse como una función tipo senoidal:

$$I_e(x, y, z) = I_0 \text{sen} \left(k \left(\frac{l}{2} - z \right) \right) \quad 0 \leq z \leq l/2$$

$$I_e(x, y, z) = I_0 \text{sen} \left(k \left(\frac{l}{2} + z \right) \right) \quad -l/2 \leq z \leq 0$$

Esta distribución de corriente presupone que la antena se alimenta desde el centro, y la corriente se desvanece cerca de los extremos de la antena $\pm l/2$, lo cual se ha verificado en la práctica.

Cuando se realizan los cálculos matemáticos necesarios para conocer el comportamiento del campo eléctrico y del campo magnético, llegamos a las expresiones:

$$H_\phi = j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta - \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \right)}{\text{sen} \theta} \right]$$

$$E_\phi = j \frac{60 I_0 e^{-jkr}}{r} \left[\frac{\cos \left(\frac{kl}{2} \cos \theta - \cos \left(\frac{kl}{2} \right) \right)}{\text{sen} \theta} \right]$$

En el momento en que analizamos las propiedades de directividad y de resistencia de radiación, nos topamos con un serio problema respecto al análisis matemático; ya que los factores senoidales de las ecuaciones de campo eléctrico y de campo magnético nos llevan a integrales complejas. El resultado es que se llega a ecuaciones las cuales no se pueden considerar "generales" en su solución.

La ecuación que define la resistencia de radiación se expresa como:

$$R_r = 60 \left[C + \ln(kl) + C_i(kl) + \left(\frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln \left(\frac{kl}{2} \right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \right) \right]$$

$C=0.5772$ constante de Euler

$$\frac{\cos v}{v} dv = \int \frac{\cos v}{v} dv$$

$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos v}{v} dv = \ln \gamma x - \frac{x^2}{2! \cdot 2} + \frac{x^4}{4! \cdot 4} - \frac{x^6}{6! \cdot 6} + \dots + \frac{(-1)^{n-1} x^n}{n! \cdot n}$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\text{sen} v}{v} dv$$

Tratando de salvar el problema de las integrales, se han elaborado tablas matemáticas que expresan para diferentes valores de x su resultado. La directividad de los dipolos también se expresa en forma sumamente compleja:

$$D_0 = \frac{\left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2}{Q}$$

$$Q = C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \times \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right]$$

Sin embargo se han graficado resultados para éstas ecuaciones, y a través de ellas se pueden conocer tanto la directividad como la resistencia de radiación para dipolos de longitud finita.

Es importante hacer notar que cuando contamos con un dipolo de longitud menor a λ , la directividad de éste, aumenta de modo importante al acercarse a λ . Pero cuando contamos con longitudes superiores a λ , comienzan a presentarse lóbulos laterales en las antenas, con lo cual disminuye su directividad.

El dipolo de $\lambda/2$ es el más utilizado en las antenas, la razón principal de ésta preferencia es que cuenta con una resistencia de radiación de 73 Ohms. El valor es muy cercano al de los 75 Ohms de las líneas de transmisión, lo cual facilita los acoplamientos de impedancia.

MONOPOLO VERTICAL

Una vez que conocemos el dipolo, podemos continuar con el monopolo. Puede resultar extraño que se analice primero un caso con dos pares de conductor que un sistema con un solo conductor. La razón principal se debe a que el monopolo es en realidad un dipolo disfrazado. Cuando tenemos un dipolo cercano a una superficie conductora infinita, tendremos un efecto curioso, causado por el plano conductor, al cual nos referiremos como plano de tierra!

El plano de tierra nos simula un "espejo" de nuestro dipolo, y nos causa la impresión de que tenemos dos fuentes emisoras de ondas electromagnéticas.

El efecto total sobre el receptor causado por la onda electromagnética directa y por la onda electromagnética reflejada por el terreno puede tener propiedades aditivas o

sustractivas. Es decir que las ondas pueden interferirse de modo que la señal total recibida sea nula, o en el mejor de los casos interferirse con un resultado del “doble” de la señal original.

En el caso del monopolo vertical presuponemos un polo en posición vertical, conectado a una de las terminales de alimentación, mientras que la otra terminal se encuentra conectada a un plano de tierra con conductividad infinita.

En el cálculo de campo eléctrico, debemos considerar que el campo total llega al punto de recepción será igual al campo de la onda incidente directa más el campo de la onda reflejada por el terreno:

$$E_{\theta_r} = E_{\theta_1} + E_{\theta_2}$$

$$E_{\theta_1} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_1}}{4\pi r_1} \text{sen}\theta$$

$$E_{\theta_2} = jR_v \eta \frac{kI_0 l e^{-jk r_2}}{4\pi r_2} \text{sen}\theta$$

$$\eta = 120\pi$$

donde R_v es el coeficiente de reflexión del terreno, r_1 la distancia desde el monopolo de emisión hasta el punto de recepción y r_2 la distancia teórica recorrida desde el punto de transmisión pasando por el punto de reflexión hasta el receptor.

Al realizar los cálculos simplificamos las distancias con una distancia “promedio” y un factor correspondiente a la altura del receptor y el ángulo respecto al terreno, lo cual nos lleva a las expresiones:

$$E_{\theta} = j \frac{60kI_0 l}{r} \text{sen}\theta e^{-jkr} \cos(kh \cos\theta)$$

$$H_{\theta} = j \frac{kI_0 l}{2\pi r} \text{sen}\theta e^{-jr} \cos(kh \cos\theta)$$

Las ecuaciones de directividad y resistencia de radiación resultan ser:

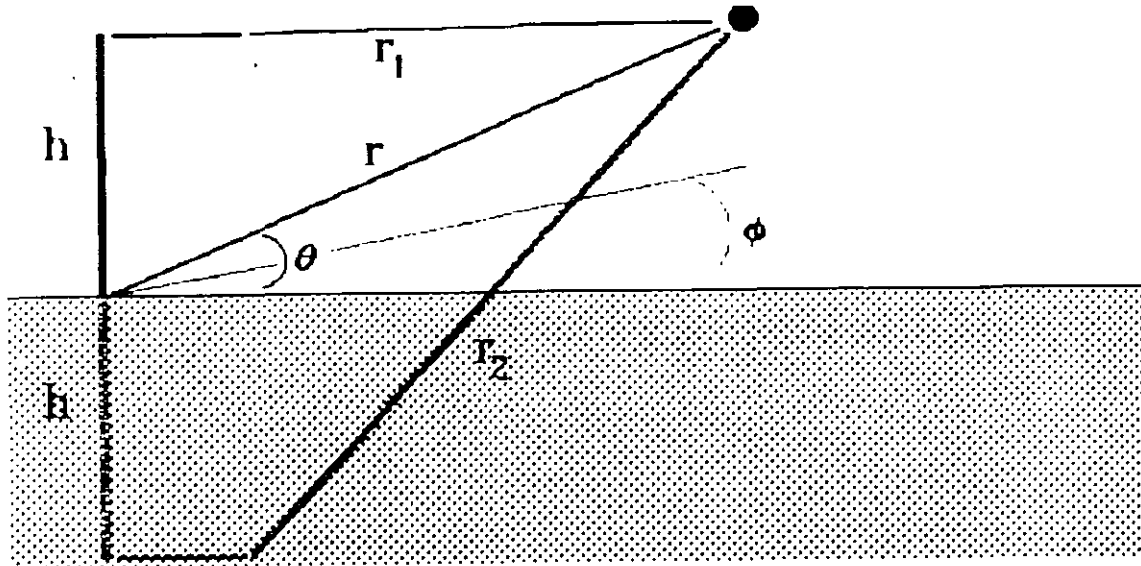
$$D = \frac{2}{\left[\frac{1}{2} - \frac{\cos(2kh)}{(2kh)^2} + \frac{\text{sen}(2kh)}{(2kh)^2} \right]}$$

$$R_r = 240 \left(\frac{\pi l}{\lambda} \right)^2$$

Resulta importante hacer notar que de acuerdo a la altura de la antena se pueden obtener máximos o mínimos de directividad.

MONOPOLO HORIZONTAL

Aquí tenemos el mismo caso del monopolo vertical, es decir el otro componente del dipolo se debe al plano de tierra (funciona como otro dipolo). Aquí nos damos cuenta de cuánto afecta la distancia desde el conductor radiador hasta el terreno.



Así en las ecuaciones de campo eléctrico o magnético tendremos:

$$E_{\phi_r} = E_{\phi_1} + E_{\phi_2}$$

$$E_{\phi_1} = j\eta \frac{kI_0 l e^{-jk_1 r}}{4\pi r_1} \text{sen}\phi$$

$$E_{\phi_2} = jR_1 \eta \frac{kI_0 l e^{-jk_2 r}}{4\pi r_2} \text{sen}\phi$$

$$\text{sen}\phi = [1 - \text{sen}^2\theta \text{sen}^2\phi]^{1/2}$$

Al realizar el análisis para el campo eléctrico total debido a la onda directa (1) y a la onda reflejada (2) hallamos:

$$E_{\phi} = j \frac{30kI_0 e^{-jkr}}{r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} [2j \sin(kh \cos \theta)]$$

$$H_{\phi} = j \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \phi} [2j \sin(kh \cos \theta)]$$

PLANO DE TIERRA

Para el análisis de los monopolos se ha considerado a la tierra como una superficie perfectamente conductora que se extiende en un plano constante hacia el infinito en todas direcciones. Sin embargo ésta suposición no es real. Aunque la suposición es aproximada debido a las dimensiones de la tierra respecto a las antenas, existen circunstancias que debemos tomar en cuenta.

La superficie de la tierra tiende a atenuar y reflejar en ángulos “imprevistos” las señales que utilizamos. Es por esto que se define un factor de divergencia de las ondas electromagnéticas definido como la razón de el campo reflejado por una superficie plana entre el campo reflejado por una superficie plana.

$$Dv \approx \left[1 + 2 \frac{d_1 d_2^2}{R d h_2} \right]^{-\frac{1}{2}} \approx \left[1 + 2 \frac{d_1^2 d_2}{R d h_1} \right]^{-\frac{1}{2}}$$

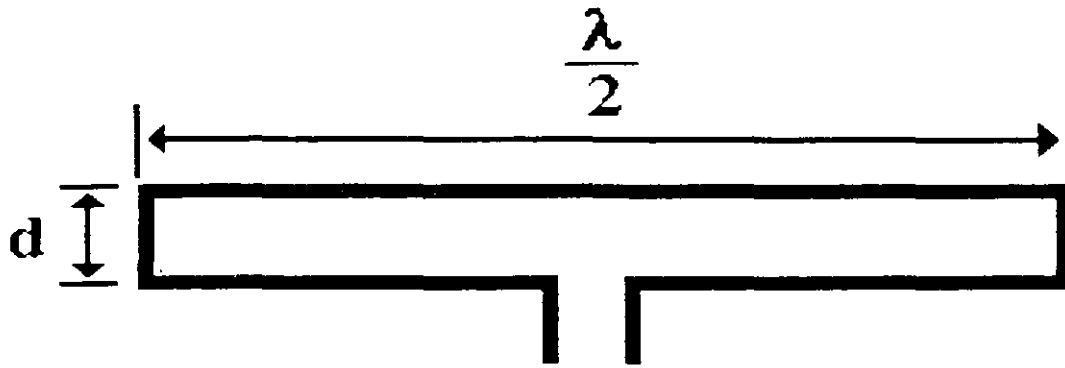
donde h_1 es la altura a la que se encuentra el dipolo emisor, h_2 es la altura a la que se encuentra el receptor, d es la distancia total entre emisor y el receptor, d_1 es la distancia desde el emisor hasta el punto de reflexión, d_2 es la distancia desde el punto de reflexión hasta el receptor, y R es el radio de la tierra.

Otro punto importante es que en los análisis de los monopolos se consideró una superficie reflejante perfecta, con una reflexión R_v igual a 1, lo cual no es verdad, podemos considerar que de acuerdo a la humedad del terreno, se contará con un índice de reflexión mayor o menor.

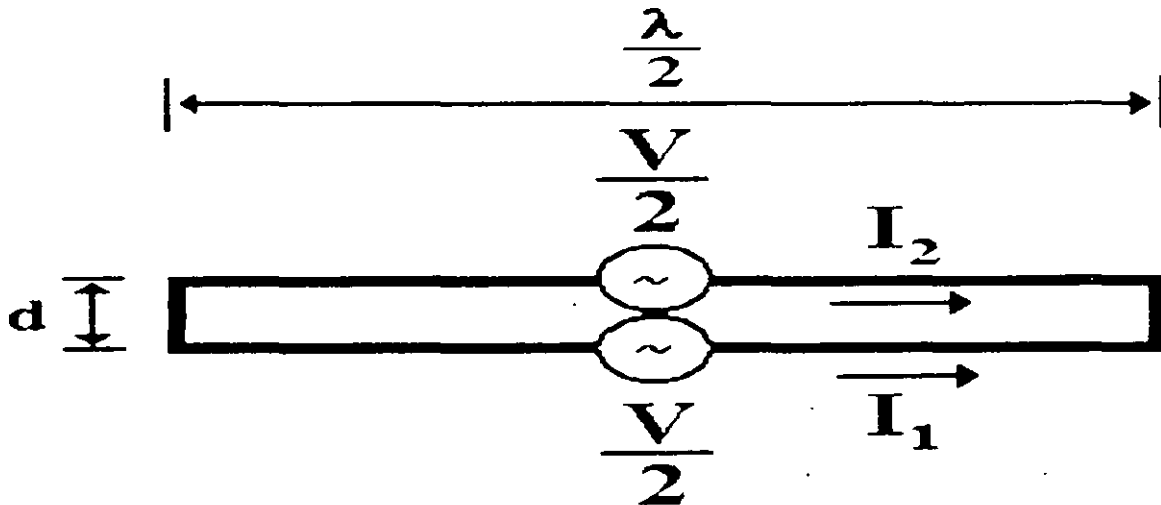
DIPOLO DOBLADO

Un dipolo típico de longitud $\lambda/2$ cuenta con una resistencia entre terminales de aproximadamente 70 Ohms, por lo cual es necesario utilizar un transformador de impedancias si pretendemos conectar el dipolo a una línea con impedancia característica de 300 o 600 Ohms.

Cuando utilizamos un arreglo sumamente cercano como el que se muestra en la figura, podemos aumentar la impedancia de radiación del elemento.



El arreglo consiste en realidad de dos elementos de longitud $\lambda/2$ colocados muy próximos uno con otro. Con ello las corrientes en los dos elementos son sustancialmente iguales en magnitud y fase.



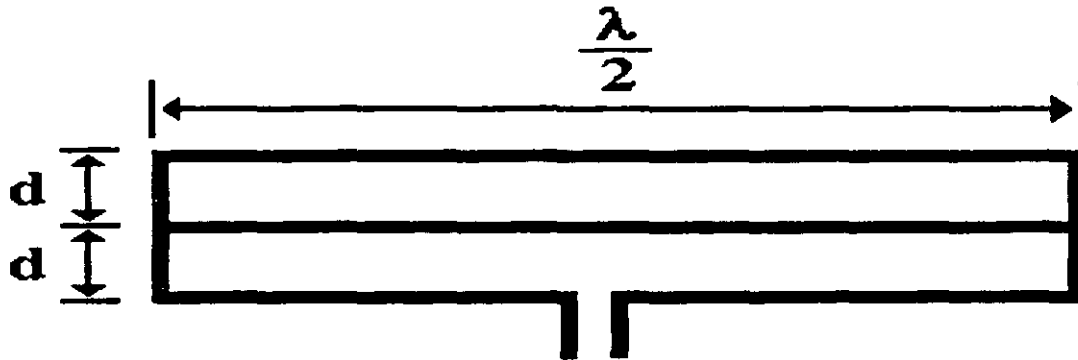
Si consideramos que los conductores del dipolo cuentan con el mismo diámetro el valor de la impedancia total entre terminales puede deducirse a través de la expresión:

$$\frac{V}{2} = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

donde I_1 es la corriente en las terminales del dipolo 1, I_2 es la corriente en las terminales del dipolo 2, Z_{11} es la impedancia propia del dipolo 1 y Z_{12} es la impedancia mutua de dipolos 1 y 2. Dado que las corrientes en ambos dipolos es igual, podemos afirmar que $I_1 = I_2$ con lo cual la expresión anterior se ve reducida a :

$$Z = \frac{V}{I_1} \approx 4Z_{11}$$

Finalmente, si consideramos por simplicidad la impedancia del dipolo como $Z_{11} = 70 + j0 \Omega$ para el dipolo de longitud $\lambda/2$, la impedancia entre terminales del dipolo doblado resulta $Z_{11}=280\Omega$.



Cuando se cuenta con una antena de dipolo doblado de tres alambres, se realiza un análisis similar, a partir del cual se llega a la relación de impedancias entre terminales de:

$$Z=9Z_{11}.$$

IV. ANTENAS LINEALES

Las antenas lineales son variantes sobre las antenas de dipolo. En éstas antenas también consideramos que el grosor del conductor es mucho menor que su longitud, lo cual nos permite realizar los análisis con sencillez. Otro aspecto importante de las antenas lineales es que contamos además con otros elementos que les permiten funcionar de modo diferente.

Arreglo Yagi-Uda

Este es un tipo muy práctico para frecuencias de VHF (30-300 MHz), HF (3-30 MHz) y UHF (300-3.000 MHz).

La antena está formada por un dipolo y un determinado número de elementos parásitos, los cuales por acoplamiento mutuo inducido alteran el patrón de radiación de la antena, proporcionándole mayor directividad al haz del dipolo.

El diseño original se debe a los japoneses, el primero en describir el comportamiento de éste radiador fue S. Uda de la Universidad Imperial del Japón; sin embargo se debe a H. Yagi la traducción y descripción de el funcionamiento de la antena al idioma inglés.

El primer elemento del diseño es un alambre reflector, el cual debido a sus dimensiones “rechaza” el campo electromagnético del dipolo (segundo elemento). Con ello el lóbulo posterior del dipolo se ve disminuido, y el lóbulo frontal aumentado. A continuación contamos con los elementos directores. Los directores son menores en dimensión que el dipolo, con lo cual se logra en la antena un efecto de “alargar” el lóbulo principal (frontal) de radiación y por consiguiente el aumento en la directividad de la antena.

Consideremos dos dipolos, podemos describir la relación del circuito entre ellos por una matriz de impedancia mutua:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

donde los elementos diagonales de la matriz son igualmente recíprocamente. Si alimentamos un elemento y cargamos a otro se puede resolver para la impedancia de entrada de alimentador de la antena:

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_2}$$

donde Z_2 es la carga de la segunda antena. Cuando colocamos a la segunda antena en cortocircuito maximizamos la onda estacionaria inducida y eliminamos la disipación de potencia, con la cual la impedancia de la antena queda:

$$Z_i = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$$

así pues la presencia de los elementos parásitos influyen en la impedancia de la antena.

En cuanto a la corriente inducida en los elementos parásitos, podemos observar el siguiente comportamiento:

$$0 = Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2 \quad \text{o} \quad I_2 = -\frac{Z_{12}I_1}{Z_{22}}$$

dado que la impedancia mutua es casi igual a la impedancia propia del elemento parásito ($Z_{12} \approx Z_{22}$) la corriente en el elemento parásito (elemento cortocircuitado) es opuesta a la corriente del dipolo, con lo cual la corriente inducida disminuye los campos alrededor del dipolo.

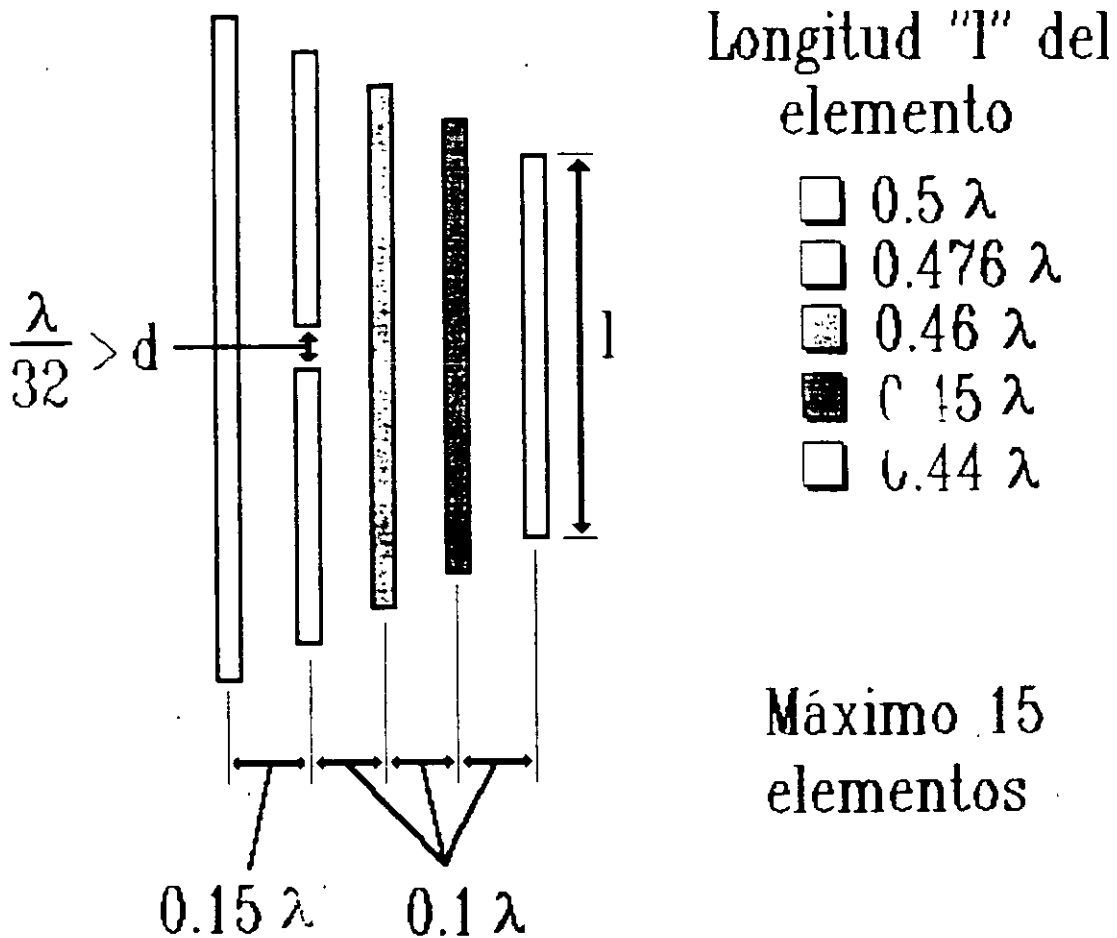
Cuando se analiza el campo eléctrico en presencia de los elementos parásitos, se encuentran tres casos: el primero cuando el elemento parásito tiene dimensiones similares al dipolo, con lo cual los patrones de radiación son parecidos, con un valor de cero en un ángulo de fase de corrientes de 90 grados. El segundo caso cuando el elemento parásito tiene dimensiones menores a las del dipolo, en cuyo caso el elemento es un director, con lo

cual el campo será mayor con un ángulo de fase de corrientes de cero grados. Finalmente el tercer caso, cuando el elemento parásito es mayor que el dipolo, de modo que se convierte en reflector y el ángulo de fase de la corriente es de 180 grados.

Normalmente se realizan diseños con un número impar de directores lo cual obedece a disminuir el efecto que pueda ejercer la línea de alimentación del dipolo.

El número de directores se ve limitado hasta 15 elementos, ya que un mayor número no tendrá influencia sobre el desempeño de la antena.

Se puede seguir el mismo tipo de análisis para antenas de tipo de lazo, y crear antenas Yagi de lazo, con una directividad aceptable.

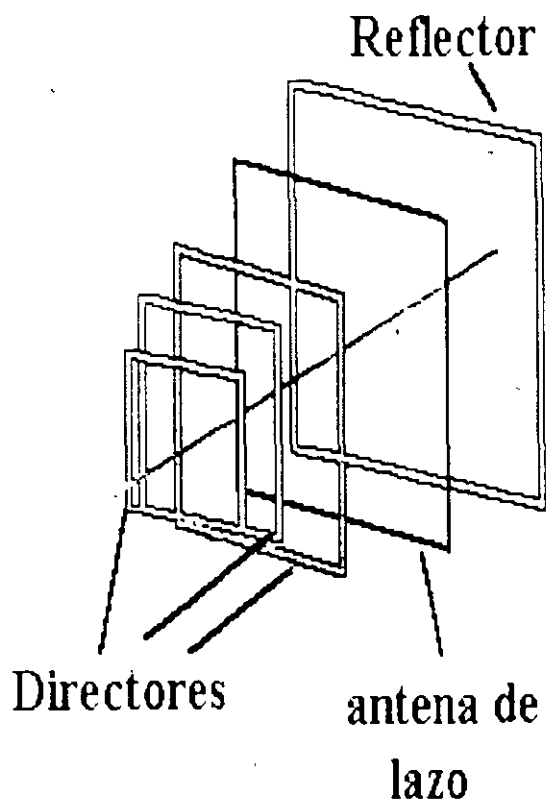


A este tipo de antenas se les suele denominar cubic-quad o quagi, la forma que adopte la geometría de la antena de lazo tiene un efecto poco importante en la impedancia de entrada de la antena.

Normalmente las antenas de éste tipo no cuentan con un director, sino únicamente con un reflector; aunque se pueden realizar los cálculos necesarios para agregar los directores.

Así pues contamos con la configuración siguiente en la antena de lazo:

Perímetro de la antena



- 1.059λ
- λ (elemento activo)
- 0.966λ
- 0.945λ
- 0.924λ

Antena Yagi de lazo.

Ejemplo de diseño

D = Director

R = Reflector

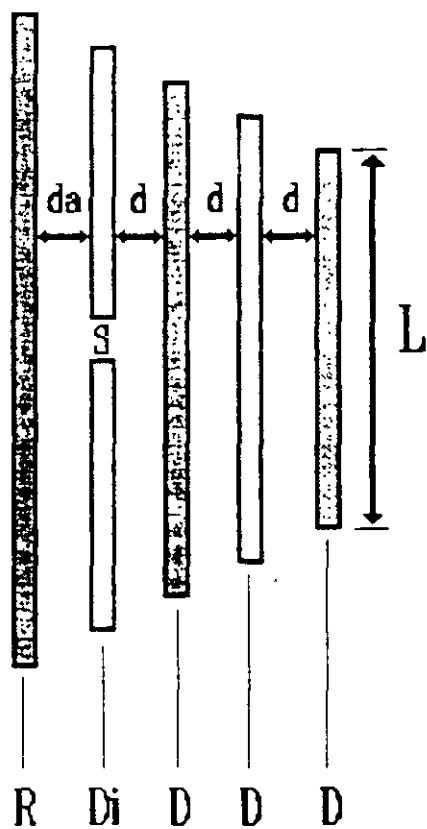
Di = Dipolo

S = Separación entre terminales del dipolo.

d = Separación entre reflector y dipolo

da = Separación entre dipolo y director o entre directores

L = Longitud de punta a punta del elemento.



Longitud del elemento

- L =
- 0.5λ
 - 0.476λ
 - ▨ 0.46λ
 - 0.45λ
 - ▤ 0.44λ

Máximo número de elementos = 15

$$S < \frac{\lambda}{32}$$

$$da = 0.1 \lambda$$

$$d = 0.15 \lambda$$

Frecuencias para Radio y T.V.

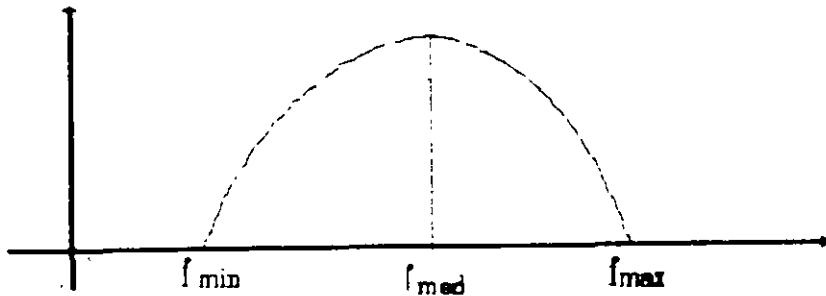
Tipo de modulación	Unidades	Rango
F.M	MHz	87.5-108
A.M	KHz	522-1611

Televisión: [MHz]

Canal	Frecuencia mínima	Frecuencia máxima
2	54	60
4	66	72
5	76	82
6	82	88
7	174	180
8	180	186
9	186	192
10	192	198
11	198	204
12	204	210
13	210	216

Respuesta en ancho de banda

Respuesta en ancho de banda.



$$f_{med} = \frac{f_{min} + f_{max}}{2}$$

EJEMPLO :
DISEÑO DE UNA ANTENA
Yagi-Uda para canales del 7 al 13

Canal 7, Frec. mínima 174 MHz, frec. Máxima 180 MHz

Canal 13, Frec mínima 210 MHz, frec. Máxima 216 MHz

Entonces para una antena Yagi-Uda:

$F_{max} = 216$ MHz,

$F_{min} = 174$ MHz,

$F_{med} = 1/2*(216+174)=195$ MHz

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300000000}{195000000} = 1.5384[m]$$

$\lambda = 1.5384[m]$, longitud de onda.

Por lo tanto la longitud del Reflector de nuestra antena será:

$$L_R = 0.5\lambda = 0.5(1.5384)$$

$$L_R = 0.769[m] \quad 77[cm]$$

La longitud del dipolo, la separación entre terminales y la separación entre el dipolo y el reflector será:

$$L_{D1} = 0.476\lambda = 0.736[m] \quad 73[cm]$$

$S < (\lambda/32)$ entonces $S < 4.8[cm]$, separación entre terminales del dipolo

Y $d = 0.15\lambda = 0.23[m]$, para la separación entre dipolo y el reflector.

Para la separación entre el dipolo y el director ó entre directores tenemos:

$$d_a = 0.1\lambda = 15.4[cm]$$

En cuanto a las longitudes de los directores tenemos:

Primer director (D3)

$$L_{D3}=0.46\lambda=70.7[\text{cm}]$$

Segundo director (D4)

$$L_{D4}=0.45\lambda=69.2[\text{cm}]$$

Tercer director (D5)

$$L_{D5}=0.44\lambda=67.7[\text{cm}]$$

ANTENAS DE LAZO

La antena de lazo es otro tipo de antena versátil y de bajo costo, puede contar con estructuras geométricas diversas, como círculos, triángulos, elipses o cuadrados. La antena de lazo más fácil de analizar es la antena circular de lazo, y es la que más atención ha recibido en cuanto análisis y construcción. Una característica importante de las antenas de lazo es que cuando cuentan con un perímetro pequeño, la resistencia de radiación es menor que las pérdidas por resistencia, lo cual lo convierte en un radiador de baja eficiencia.

Es por ésta razón que casi no es utilizado en sistemas de transmisión. La aplicación más frecuente de éstas antenas es en recepción, donde la resistencia de radiación no es tan importante como la relación señal a ruido de la antena. La resistencia de radiación de la antena puede incrementarse al aumentar (eléctricamente) el perímetro y/o el número de vueltas.

Otra forma más para aumentar la resistencia de radiación es colocando un núcleo de ferrita dentro de la circunferencia. A esto se le llama un lazo de ferrita o lazo con núcleo de ferrita.

LAZO CIRCULAR PEQUEÑO

El arreglo geométrico más utilizado por simplicidad para el análisis es la antena circular pequeña. La distribución de corriente en el alambre se considera constante y está dado por:

$$I_{\phi} = I_0$$

Para hallar los campos radiados por el lazo se sigue el mismo método que para el dipolo lineal, esto es se halla el vector de potencial magnético, sin embargo, para realizar un análisis más sencillo es necesario convertir de un sistema cartesiano a un sistema polar. Para ello nos valemos de matrices de conversión, de modo que el cambio de coordenadas no cause problemas de análisis.

De este modo el vector de potencial magnético es:

$$\hat{A} \approx \hat{a}_\phi j \frac{ka^2 \mu I_0 \text{sen}\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

El vector de potencial magnético nos conduce al campo magnético y eléctrico, con lo cual tenemos en coordenadas circulares:

$$H_r = j \frac{ka^2 I_0 \cos\theta}{2r^2} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

$$H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0 \text{sen}\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr}$$

$$H_\phi = 0$$

$$E_r = E_\theta = 0$$

$$E_\phi = \frac{120\pi(ka)^2 I_0 \text{sen}\theta}{4r} \left[1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

cuando comparamos éstos resultados con los de un dipolo infinitesimal magnético, se observa que son similares. Así un dipolo magnético $I_m l$ (donde I_m es la corriente magnética y l es la longitud del dipolo) equivale a un lazo pequeño con radio a y corriente constante I_0 siempre y cuando se cumpla con la expresión:

$$I_m l = jS\omega\mu I_0$$

donde S es el área encerrada por el lazo ($S=\pi a^2$).

Los campos radiados por un lazo pequeño son válidos en cualquier parte del espacio, excepto en el centro del lazo, que es considerado como el origen.

La resistencia de radiación para una antena de lazo está dada por la expresión:

$$R_r = \eta \frac{2\pi}{3} \left(\frac{kS}{\lambda} \right)^2 = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^4$$

donde el factor $2\pi a$ es la circunferencia del lazo como generalmente la antena de lazo requiere de más vueltas, debemos multiplicar la expresión anterior por el número de vueltas al cuadrado. Esto es:

$$R_r = \eta \frac{2\pi}{3} \left(\frac{kS}{\lambda} \right) N^2 = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \right)^4 N^2$$

Así cuando la resistencia de radiación sea pequeña para una sola vuelta, el valor total puede incrementarse al incluir un gran número de vueltas. Este es un mecanismo sumamente útil, que no puede aplicarse en el caso del dipolo infinitesimal.

Cuando contamos con una antena de AM, cuya longitud de onda se encuentra en el orden de los cientos de metros, nuestra antena de lazo puede contar con tan solo décima de centímetro de diámetro. Sin embargo la resistencia de radiación y la resistencia de pérdidas se ven afectadas por el aumento del número de vueltas. La antena funciona como un inductor, en cuyo caso:

$$R_\Omega = \frac{Na}{b} R_s \left(\frac{R_p}{R_0} + 1 \right)$$

$$R_s = \sqrt{\left(\frac{\omega\mu_0}{2\sigma} \right)} \text{ (impedancia de superficie)}$$

$$R_0 = \frac{NRs}{2\pi b} R_p = \text{resistencia ohmica}$$

Aquí es necesario conocer los valores de conductividad del alambre utilizado para la antena.

La eficiencia de radiación de éstas antenas es:

$$\eta_{rad} = \frac{R_r}{R_r + R_l}$$

ANTENA DE LAZO DE CORRIENTE CONSTANTE

Cuando consideramos una antena de lazo que cuenta con un radio que no sea necesariamente pequeño, suponemos que la corriente a lo largo de ella también es constante. Sin embargo, nos topamos con un serio problema de integración para los campos cercanos, por lo cual se realiza únicamente análisis para campos lejanos.

Los análisis entonces nos conducen a la expresión de vector de potencial magnético

$$A_{\phi} \approx j \frac{a\omega\mu I_0 e^{-jkr}}{2r} J_1(kasen\theta)$$

donde J_1 es la función de Bessel de primer tipo y de primer orden.

Los campos magnético y eléctrico entonces resultarán:

$$H_r \approx H_{\phi} = 0$$

$$H_{\theta} \approx \frac{a\omega\mu I_0 e^{-jkr}}{240\pi r} J_1(kasen\theta)$$

$$E_r \approx E_{\theta} = 0$$

$$E_{\theta} \approx \frac{a\omega\mu I_0 e^{-jkr}}{2r} J_1(kasen\theta)$$

Al analizar la antena para obtener la resistencia de radiación nos volvemos a topar con otro problema, ya que las funciones de Bessel no se encuentran definidas para la integración, sin embargo se recurren a tres aproximaciones para su obtención:

Aproximación de lazo grande ($r_a \gg \lambda/2$)

En éste caso consideramos que el radio del lazo es mayor que media longitud de onda, con lo cual podemos aproximar la integral de la función de Bessel de la siguiente manera:

$$\int_0^{\pi} J_1^2(kr_a \text{sen}\theta) \text{sen}\theta d\theta = \frac{1}{kr_a} \int_0^{2kr_a} J_2(x) dx \approx \frac{1}{kr_a}$$

Al realizar los cálculos para la potencia radiada y la intensidad de radiación, podremos concluir:

$$R_r = \eta \left(\frac{\pi}{2} \right) kr_a = 60\pi^2 kr_a = 60\pi^2 \left(\frac{2\pi r_a}{\lambda} \right)$$

Aproximación de lazo medio ($\lambda/(6\pi) \leq r_a \leq \lambda/2$)

Cuando el radio del lazo se encuentra comprendido entre los valores anteriores, la aproximación de Bessel más adecuada es:

$$\int_0^\pi J_1^2(kr_a \sin\theta) \sin\theta d\theta \approx \frac{1}{kr_a} \left[-2J_1(2kr_a) + \int_0^{2kr_a} J_2(y) dy \right]$$

donde J_0 es la función de Bessel de primer tipo y de orden cero, dado que no se pueden realizar más simplificaciones, se puede recurrir a las tablas de la función, por lo cual para cada resistencia de radiación y directividad se deben realizar cálculos numéricos evaluando la potencia de radiación.

Aproximación de lazo pequeño ($r_a \ll \lambda(6\pi)$)

Para la aproximación de lazo pequeño tenemos el mismo caso de la antena de lazo pequeño, para la cual ya se han demostrado las ecuaciones correspondientes.

ANTENAS POLIGONALES

Las antenas poligonales más utilizadas son la antena rómbica, la triangular, la rectangular y la cuadrada. El uso general de estas antenas ha sido para misiles, aviones y sistemas de comunicación en general. Pero debido a la estructura los análisis teóricos resultan complicados en grado sumo, por lo cual se recurre al cálculo de antenas a través del método de momentos. La frecuencia en las que más se utiliza la antena circular es la de UHF (canal 22), mientras las triangulares y cuadradas se hallan en las bandas de HF y UHF por las ventajas en su construcción mecánica.

ANTENAS DE NÚCLEO DE FERRITA

Como hemos mencionado, la eficiencia del antena y la resistencia de radiación pueden mejorarse utilizando un núcleo de ferrita, esto aumenta el flujo magnético a través del lazo, la intensidad de campo magnético, y la resistencia de radiación de la antena. La resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita está definida como:

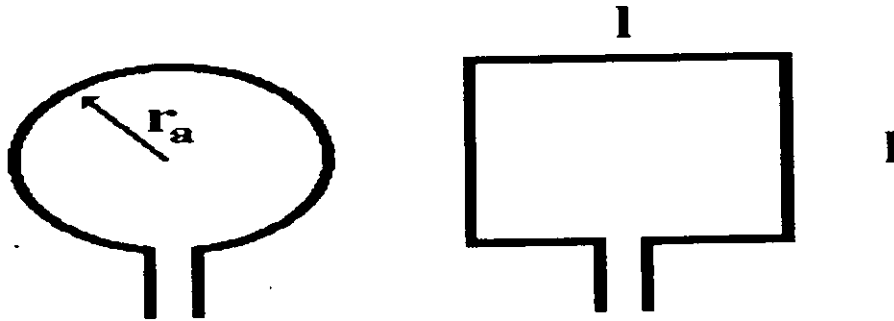
$$R_f = \left[\frac{\mu_e}{\mu_0} \right]^2 R_r$$

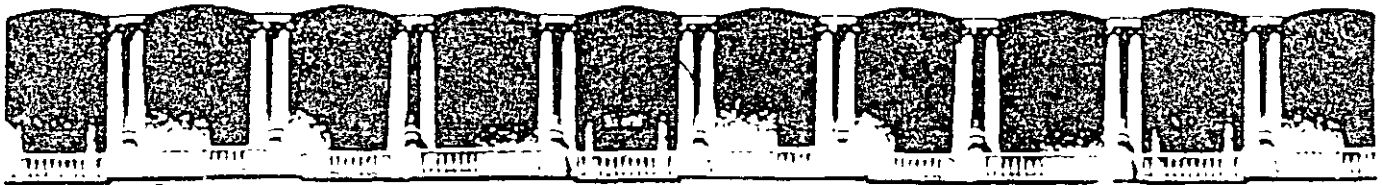
donde R_f es la resistencia de radiación de la antena de núcleo de ferrita, R_r es la resistencia de radiación para una antena de lazo normal, μ_e es la permeabilidad efectiva del núcleo de ferrita y μ_0 es la permeabilidad magnética del espacio vacío.

Así, para una antena de N vueltas la resistencia de radiación de la antena núcleo de ferrita resultará:

$$R_f = 20\pi^2 \left(\frac{2\pi r_a}{\lambda} \right)^4 \left[\frac{\mu_r}{\mu_0} \right]^2$$

Debido a sus pequeñas dimensiones las antenas de núcleo de ferrita se utilizan en radios de bolsillos. La antena se conecta en paralelo con un circuito de radio frecuencia capacitivo, con lo cual se logra un circuito resonante sintonizado, que nos permita un factor de Q elevado.





**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

“Tres décadas de orgullosa excelencia” 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

**EXPOSITOR: ING. MA. DEL ROSARIO BARRAGÁN PAZ
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

A medida que el espectro electromagnético fue expandiéndose, los requerimientos exigidos a las antenas fueron cambiando; así a frecuencias hasta 300 KHz, la exigencia primaria fue la eficiencia ya que, aunque grandes en tamaño, normalmente se trataba de antenas cortas debido a la gran longitud de onda en esas frecuencias. En frecuencias medias (300 KHz a 3 MHz) en las que quedaban incluidas las antenas de radiodifusión, las torres transmisoras eran diseñadas no solo para buena eficiencia sino también para producir patrones de radiación con características direccionales específicas. Sin embargo, en frecuencias altas (3-30 MHz), muy altas (30-300 MHz) y ultra altas (300 MHz –3 GHz), además de eficiencia y directividad hubo otro elemento a considerar: banda ancha. Esta condición está basada por un lado en las complicadas y variadas comunicaciones militares y por otro en la proliferación de canales de TV con 6 MHz cada uno.

Una antena de banda ancha es aquella que mantiene la misma impedancia y las características de radiación sobre un amplio rango de frecuencias, aunque el término puede ser muy subjetivo, en la actualidad es posible diseñar antenas de banda ilimitada en el sentido de que el diseñador puede especificar arbitrariamente los límites de baja y alta frecuencia, por tal razón a las antenas logarítmicas periódicas que son las más usadas para estos fines se les conoce como antenas independientes a la frecuencia.

Varias son las estructuras independientes de la frecuencia, sin embargo todas las antenas que poseen esta característica están basadas en el mismo principio, establecido por V.H Rumsey, quien propuso que las estructuras debían estar definidas por ángulos y no por longitudes como las antenas existentes hasta entonces.

A partir del principio de ángulos, fueron diseñadas antenas, como la espiral equiangular o la cónica espiral y otras, sin embargo la que dio mejores resultados fue la antena logarítmica periódica ideada por R. H. Du Hamel.

A pesar del exitoso intento, en lo que refiere a ancho de banda, en la antenas en espiral el patrón de radiación era demasiado ancho y bidireccional con el máximo sobre el eje de la espiral, lo que llevo a DuHamel a buscar estructuras más adecuadas.

Siguiendo el concepto de ángulos, ideó una estructura con discontinuidades localizadas apropiadamente, que lo llevó a construir la antena de la figura II.4.39.

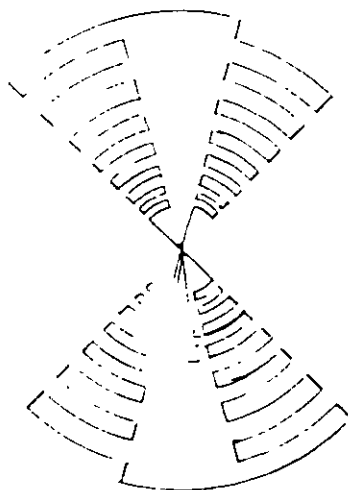


Fig II.4.39

La estructura consiste en una hoja metálica a la cual se le han hecho cortes. La localización de dientes sucesivos está determinado por una relación constante τ definida por:

$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} \quad (\text{II.4.244})$$

La constante τ también define las longitudes y los anchos de dientes sucesivos. La antena no es precisamente independiente de la frecuencia, sin embargo el comportamiento de un diente a una frecuencia determinada es el mismo que el de otro diente a otra frecuencia cuya longitud de onda guarda una relación similar que la del primero con su frecuencia. De hecho, el comportamiento de la estructura a una frecuencia f será el mismo las frecuencias τf , $\tau^2 f$, $\tau^3 f$, etc. Graficadas en escala logarítmica estas frecuencias quedan espaciadas con un periodo igual al logaritmo de τ .

De acuerdo con la ecuación (II.4.244), la constante τ es menor que 1 y como el comportamiento de la antena es el mismo a frecuencias discretas por $\tau^n f$, para obtener una respuesta casi independiente de la frecuencia se requiere que τ sea muy cercana a 1. A partir de la antena logarítmica, se desarrollaron nuevos diseños para perfeccionarlas en dos aspectos principalmente:

- Direccionalidad (la antena logarítmica planar radia bidireccionalmente).
- Facilidad de construcción.

Antenas Independientes de la Frecuencia

El éxito mayor se obtuvo con la antena logarítmica periódica dipolar, construida de un arreglo de dipolos cuyas dimensiones y separación está gobernada por la constante τ de acuerdo con la expresión:

$$\tau = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{d_n + 1}{d_n} \quad (\text{II.4.245})$$

Una antena logarítmica dipolar y su patrón de radiación se muestran respectivamente en la figura II.4.40.

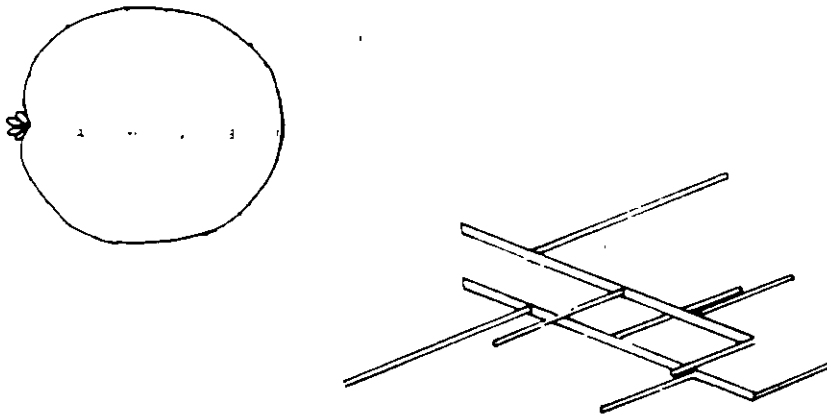


Figura II.4.40

Como se ve en la figura II.4.40 la alimentación de sus dipolos introduce un defasamiento de 180° al cruzar la línea de alimentación en cada dipolo. Debido a que la alimentación se hace en el elemento más corto, la antena se comporta como un arreglo de radiación colineal pero con el máximo en la dirección del generador. Esta estructura mantiene las características de independencia de la frecuencia pero con un patrón de radiación unidireccional.

Posteriormente, se demostró experimentalmente que la radiación proviene de los dipolos cuya longitud es comparable con $\lambda/2$ y que las corrientes y voltajes en los dipolos más grandes respecto a $\lambda/2$ son despreciables. La banda de frecuencias de operación está limitada por las dimensiones de los dipolos de los extremos.

Un análisis detallado de una antena logarítmica periódica dipolar, fue hecho por R. L. Carrel como tesis de doctorado, la que se dividía en dos partes: en la primera se representa en detalle la distribución de corriente y el voltaje en la estructura y la segunda un conjunto de curvas y nomogramas así como un procedimiento para determinar las dimensiones de la antena, para cumplir objetivos de diseño.

Antenas Independientes de la Frecuencia

Por lo que se refiere a la distribución de corriente y voltaje en la línea, los resultados pueden observarse en las figuras II.4.41 y II.4.42

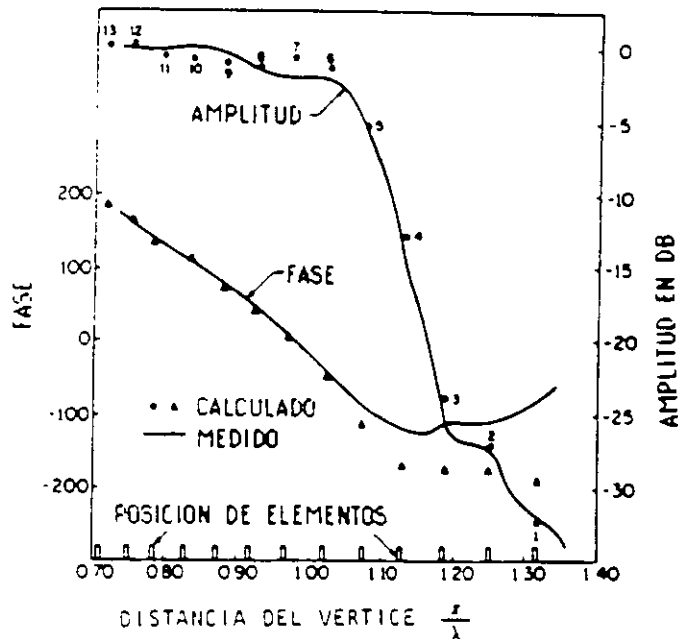


Figura II.4.41

En la figura II.4.41 se muestra la amplitud y fase del voltaje de la línea de transmisión como una función de distancia. En particular, la figura muestra la respuesta para una frecuencia tal que el elemento 4 tiene una longitud igual a $\lambda/2$. En la gráfica se muestra igualmente la posición de los elementos de la antena. Se observa de la figura que el voltaje en la línea de transmisión terminada en es casi constante entre el elemento 13 y el elemento 6, lo cual recuerda a una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, es decir, del elemento 6 la línea "ve" una carga igual a su Z_0 , la energía alimentada a la carga se consume en ella lo que explica la brusca caída de voltaje a partir de ese elemento. Por lo que se refiere a la fase, se observa una variación constante lo que indica una onda progresiva sobre la línea cuya velocidad puede calcularse a partir de la variación de la fase con la distancia y es aproximadamente:

$$V=0.6C \quad (II.4.246)$$

Por las razones expuestas, Carrel llamó a esta parte de la antena región de línea de transmisión.

Antenas Independientes de la Frecuencia

En la figura II.4.42 se tiene la distribución de corriente de la antenna.

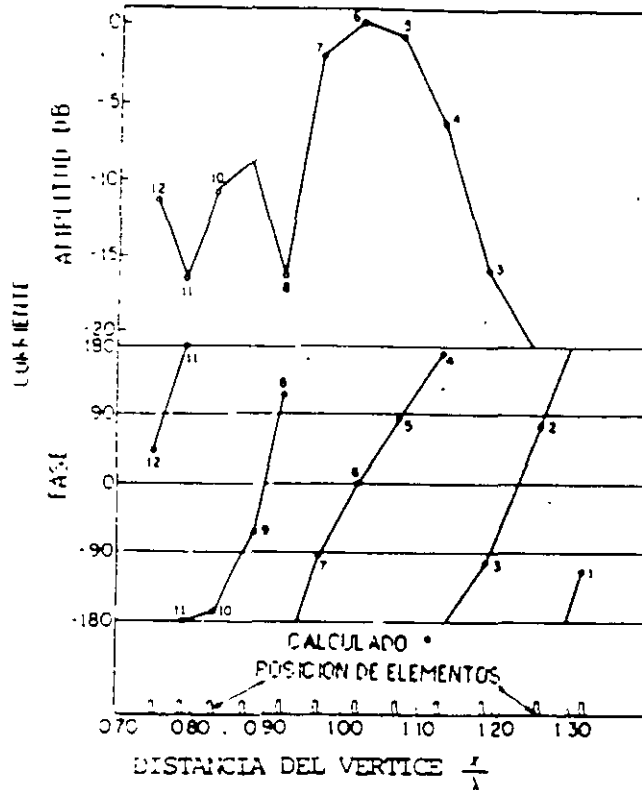


Figura II.4.42

Se observa en la figura II.4.42 que la concentración de corriente está en los elementos 7, 6, 5 y 4, este efecto justifica la caída de voltaje en la línea de transmisión e indica que esos elementos son los responsables de la radiación. Una consecuencia interesante de la distribución de corriente es que su magnitud es muy pequeña para los elementos más largos lo que implica que para esa frecuencia de trabajo la antena se comporta como si fuera infinita. A esta región se le conoce como región activa. En curva referente a la fase se observa otro concepto importante: la fase de los elementos de la región activa es lineal y progresiva y recuerda a las características de un arreglo lineal uniforme de radiación colineal pero con fase invertida por lo que el máximo del campo está en la dirección de los elementos más cortos.

Cuando la frecuencia de operación cambia, los patrones generales de voltaje y corriente se mantienen excepto que la región activa se desplaza sobre la antena. Si la frecuencia aumenta, la región activa se desplaza hacia los elementos largos. El ancho de banda está determinado por las dimensiones de los elementos de los extremos. Los límites de frecuencias son aproximadamente $\lambda/2$ de la frecuencia más alta y más baja respectivamente.

Antenas Independientes de la Frecuencia

El proceso de diseño, que constituye la segunda parte del trabajo de Carrel, se ilustrará aquí a través de un ejemplo.

Supongamos que se desea diseñar una antena logarítmica con las siguientes características:

- Ganancia 9 dB
- Banda de trabajo 174-216 MHz (Canales 7-13 de T.V.).
- Impedancia de entrada 300 Ω

Las curvas desarrolladas por Carrel son de enorme utilidad en el diseño, en ellas se establecen 3 parámetros de diseño aunque sólo 2 de ellos son variables independientes:

$$\tau = \frac{l_n + 1}{l_n} = \frac{d_n + 1}{d_n}$$

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} \quad (\text{II.4.247})$$

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1 - \tau}{4\sigma} \quad (\text{II.4.248})$$

En la figura II.4.43 se muestra una antena con las dimensiones de los diferentes parámetros.

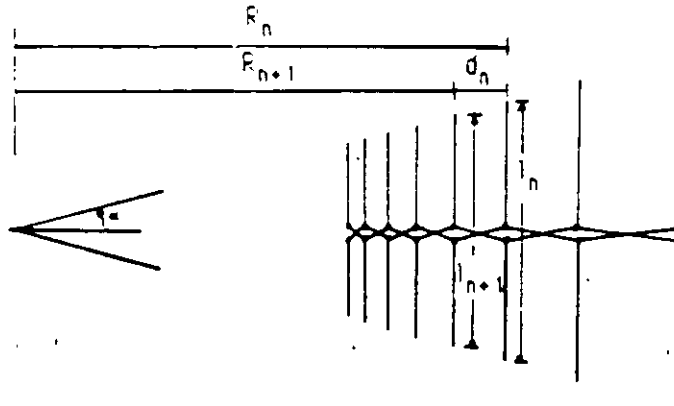


Figura II.4.43

El primer paso de diseño consiste en obtener σ y τ a partir de los contornos de directividad que se muestran en la figura II.4.44. En estos contornos se muestra una línea que representa el valor óptimo de σ para una ganancia dada. Por lo que se refiere a la impedancia de entrada, depende de σ , τ y la Z_0 de la línea de alimentación, de modo que es posible ajustarla prácticamente a cualquier valor determinado la impedancia característica

Antenas Independientes de la Frecuencia

de la línea de transmisión. Por otro lado el tamaño de la estructura depende del ancho de banda requerido.

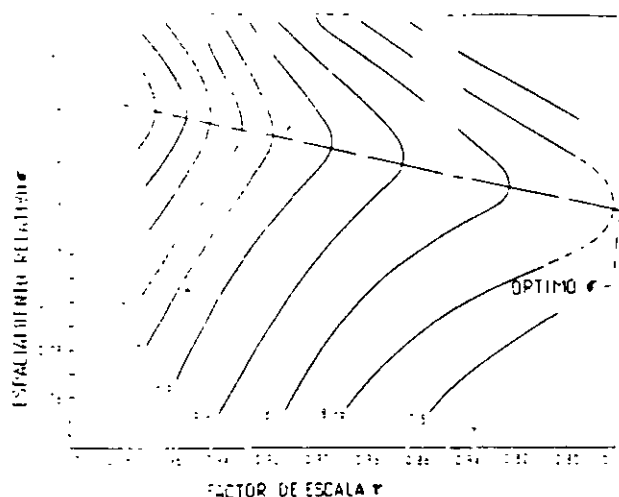


Figura II.4.44

De la figura II.4.44 se observa que para $D=9$ dB:

$$\tau=0.865$$

$$\sigma=0.157$$

entonces:

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1-0.865}{4 \times 0.157} = 12^\circ$$

Aunque el ancho de banda requerido es $216/174=1.24:1$, para asegurar que las frecuencias límites tendrán las mismas características, Carrel recomienda un ancho de banda mayor B_S que está relacionado al ancho de banda requerido por medio de:
 $B_S = B B_{ar}$ (II.4.249)

Al término B_{ar} se le conoce como ancho de banda de la región activa que se relaciona con τ y α en la forma:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1-\tau)^2 \text{Ctg} \alpha \quad (\text{II.4.250})$$

Para el diseño que aquí se presenta:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1-0.865)^2 \text{Ctg } 12^\circ = 1.76$$

Por lo tanto

$$B_S = 1.24 \times 1.76 = 2.1824$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

Si la frecuencia central para las dos bandas (B y B_S) es la misma, las frecuencias límites para la banda B_S pueden calcularse a partir de:

$$f_{as} = f_a \frac{B+1}{B_S+1} \quad (\text{II.4.251})$$

y

$$f_{bs} = B_S f_{as} \quad (\text{II.4.252})$$

donde f_a y f_b representan las frecuencias inferior y superior de la banda B y f_{as} y f_{bs} las frecuencias inferior y posterior de la banda B_S respectivamente. Las ecuaciones (II.4.251) y (II.4.252) se obtienen igualando las frecuencias medias para ambas bandas utilizando el hecho de que $f_a = Bf_b$ y $f_{bs} = Bf_{as}$. Para nuestro caso:

$$f_{as} = 1.74 \frac{1.24+1}{2.18+1} = 122.5 \text{ MHz}$$
$$f_{bs} = 2.18 \times 122.5 = 267 \text{ MHz}$$

El número de elementos de la antena se puede obtener de la expresión:

$$N = 1 + \frac{\log B_S}{\log\left(\frac{1}{\tau}\right)} \quad (\text{II.4.253})$$

Para nuestro caso:

$$N = 1 + \frac{\log(2.1824)}{\log\left(\frac{1}{0.865}\right)} = 6.38$$

Como el número de elementos no puede ser fraccionario se escoge $N = 6$. A criterio del diseñador el número de elementos puede escogerse como el entero superior o inferior de la fracción dependiendo de que se desee mayor seguridad en la frecuencia alta o menos elementos.

El siguiente paso en el diseño es la determinación de las dimensiones de la antena. La longitud del elemento más largo es $\lambda/2$ de la frecuencia más baja de B_S y usando las ecuaciones (II.4.245) y (II.4.247) se obtienen las longitudes de los demás y la separación entre ellos:

$$\lambda_{as} = \frac{3 \times 10^8}{122.5 \times 10^6} = 2.45 \text{ m}$$

y

$$l_1 = \frac{\lambda_{as}}{2} = 1.225 \text{ m}$$

$$l_2 = \tau l_1 = 0.865 \times 1.225 = 1.06 \text{ m}$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

En la tabla II.4.7, se muestran las longitudes de los 6 elementos. Las distancias entre elementos serán:

$$d_1 = 2\sigma l_1 = 2 \times 0.157 \times 1.225 = 0.384m$$

$$d_2 = 2\sigma d_2 = 2 \times 0.157 \times 1.06 = 0.332m$$

Igualmente en la tabla II.4.7 se muestran las distancias entre los elementos.

TABLA II.4.7

LONGITUD	DISTANCIA
$l_1=1.225 \text{ m}$	$d_1=0.384 \text{ m}$
$l_2=1.06 \text{ m}$	$d_2=0.332 \text{ m}$
$l_3=0.916 \text{ m}$	$d_3=0.287 \text{ m}$
$l_4=0.79 \text{ m}$	$d_4=0.248 \text{ m}$
$l_5=0.685 \text{ m}$	$d_5=0.215 \text{ m}$
$l_6=0.59 \text{ m}$	

El diseño de la línea de alimentación se hace para dar la impedancia de entrada que se requiere, la cual depende también de σ y de la impedancia característica promedio de los dipolos que a su vez está determinada por la relación longitud-diámetro de los tubos que forman los elementos, y puede calcularse a partir de:

$$Z_a = 120 \left(\ln \frac{h}{a} - 2.25 \right) \quad \text{II.4.254}$$

Para nuestro caso: escogemos tubo con un diámetro de 9 mm lo que da una relación promedio para los 6 elementos de 1:100 por lo que:

$$Z_a = 120(\ln 100 - 2.25) = 282.6[\Omega]$$

La impedancia de la línea, normalizada a R_0 (impedancia de entrada requerida), se determina utilizando la gráfica de la figura II.4.45

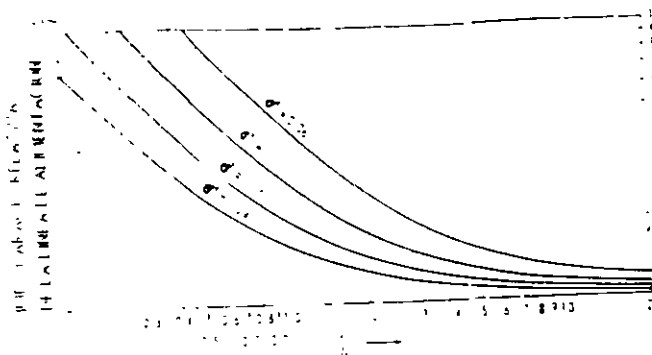


Figura II.4.45

El parámetro σ' de la figura II.4.45 se conoce como espaciamento medio relativo el cual toma en cuenta la variación de la carga que cada elemento presente en la línea de alimentación.

Este espaciamento está definido por:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\tau^{1/2}}$$

Para el presente diseño se tiene:

$$\sigma' = \frac{0.157}{(0.865)^{1/2}} = 0.168$$

Para usar la gráfica de la figura II.4.45, se normaliza Z_a a R_0 y se obtiene la Z_0 normalizada, por lo tanto:

$$\frac{Z_a}{R_0} = \frac{282.6}{300} = 0.942$$

Con todos estos valores de σ' y Z_a/R_0 se obtiene:

$$\frac{Z_0}{R_0} = 2$$

por lo que:

$$Z_0 = 2 \times 300 = 600 \Omega$$

La impedancia característica de una línea de conductores paralelos está dada por:

$$Z_0 = 120 \cosh^{-1} \frac{d}{D} \quad (\text{II.4.256})$$

donde d representa la separación entre conductores y D su diámetro. La línea de alimentación de la antena puede ser el soporte de los elementos o también un par de conductores paralelos entrecruzados y con un soporte independiente de los dipolos la selección de una u otra opción está determinada por las dimensiones de la línea. Para el caso de nuestro diseño:

$$\frac{d}{D} = \cosh \frac{Z_0}{120} = \cosh \frac{600}{120} = 74.2$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

Como la relación d/D es muy grande es más conveniente tener un soporte para los dipolos y una línea de transmisión hecha de conductores delgados. Podemos escoger $D = 1$ mm por lo que:

$$d = 74.1 \times 1 = 74.1 \text{ mm} = 7.42 \text{ cm}$$

Con este cálculo se termina el diseño; como se supondrá el diseño puede no ser el óptimo, en la práctica normalmente los resultados son analizados con el fin de mejorar alguna característica de la antena, como su longitud y el número de elementos o algún otro aspecto de la antena y por supuesto, las características óptimas dependerán de cada diseño particular.

ANTENAS HELICOIDALES DE RADIACIÓN AXIAL

ANÁLISIS HISTORICO SOBRE ANTENAS HELICOIDALES

Cuenta John Kraus en su libro de antenas⁰, que en 1946 asistió a una conferencia en la Universidad de Ohio, sobre tubos de onda viajera en los que un haz de electrones es lanzado dentro de una hélice hecha de alambre y que sirve de amplificador para ondas que viajan sobre la hélice. El diámetro de la hélice es solo una fracción de la longitud de onda y sirve como guía de onda. Después de la conferencia, pregunto al conferencista, si la hélice podía servir como antena a lo cual contestó que no. Sin embargo Kraus pensó que, si las dimensiones de las antenas fueran comparables con la longitud de onda, la antena radiaría en alguna forma, lo cual investigó en casa construyendo una antena de una longitud de onda de circunferencia y 7 vueltas, alimentándola con un oscilador de $\lambda = 12$ cm. (figura 1.1), quedando sorprendido al encontrar que radiaba un haz angosto de polarización circular.

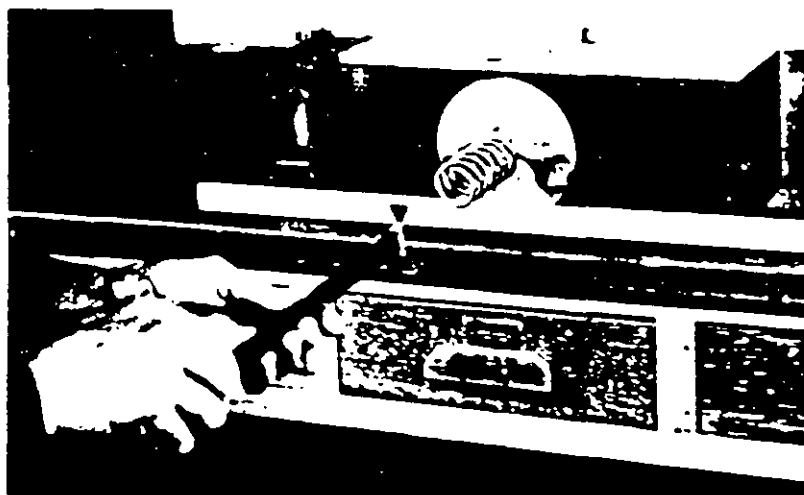


Figura 1.1 PRIMEROS EXPERIMENTOS CON ANTENAS HELICOIDALES

Posteriormente construyó más hélices con diámetros diferentes con poco cambio el comportamiento, sin embargo obtuvo haces más concentrados aumentando el número de vueltas, a partir de entonces estableció, después de años de trabajo intensivo de mediciones y cálculos, sus conceptos básicos, algunos de los cuáles eran, para su época, incluso extraños, como el hecho de que la impedancia sea esencialmente constante y resistiva, sobre un amplio ancho de banda, lo cual sugiere que la antena se comporta como una línea de transmisión terminada (acoplada) a pesar de que su extremo terminal esta completamente abierto. La respuesta a varias de las preguntas se obtuvieron cuando Kraus y sus colaboradores midieron la distribución de corriente a lo largo del conductor de la hélice, utilizando un dispositivo como el de la figura 1.2. en que se hace girar la antena con su plano de tierra mientras que se sostiene una pequeña espira debajo de la antena, capaz de

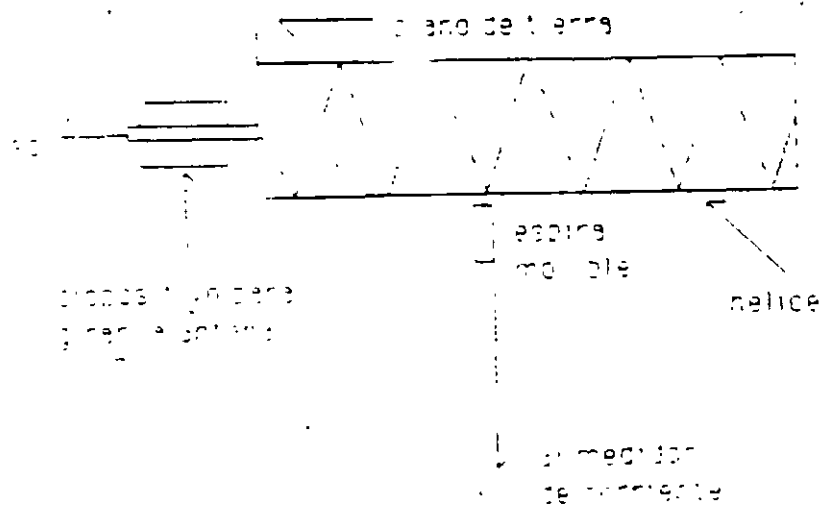


Figura 1.2 DISPOSITIVO PARA MEDIR LA CORRIENTE EN LA HÉLICE

moverse a lo largo de la antena. Cuando la frecuencia de trabajo hacia la circunferencia pequeña, en comparación con la longitud de onda, existía en la hélice una onda estacionaria casi pura (ondas incidente y reflejada casi iguales), pero a medida que la frecuencia aumentaba, la distribución de corriente cambiaba dramáticamente.

Para hélices con circunferencias cercanas a una longitud de onda, tres regiones aparecieron: cerca de la entrada la corriente decae exponencialmente, cerca del extremo abierto existe una onda estacionaria, sobre una distancia corta, mientras que entre ambos extremos, había una distribución uniforme de corriente, extendiéndose en la mayor parte de la antena. La caída de corriente en la entrada puede entenderse como la transición entre un modo hélice-plano de tierra y un modo puro de hélice. La reflexión de la onda viajera en el extremo abierto decae igualmente en forma exponencial generando una pequeña onda reflejada y dejando sólo la onda viajera como dominante. Un análisis más profundo fue encomendado a J. A. Marsh¹⁰ quien estableció relaciones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Las extensivas mediciones de patrones de radiación, mostraron que el modo de radiación axial persiste sobre un ancho de banda de 2 a 1, centrado en la frecuencia para la que la circunferencia es una longitud de onda.

Los estudios de Kraus y sus colaboradores han sido desde entonces, referencia obligada para cualquier trabajo sobre este tipo de antenas y han servido de base para contribuciones posteriores, como las de Nakano et al^{11,12}, que han estudiado los efectos de elementos parásitos en estructuras helicoidales. Otro artículo importante es el de Howard King y Jimmy Wong, quienes hicieron estudios paramétricos experimentales y derivaron expresiones empíricas para ganancia y ancho de banda. Los resultados que obtuvieron fueron comparados con los de Kraus llegando a conclusiones que se consideran tan importantes como las originales¹³.

En contribuciones posteriores se ha trabajado en la modificación de la forma, para mejorar las características de radiación¹⁴, e incluso se ha analizado la antena como radiador primario en reflectores parabólicos¹⁵ la cual es una aplicación de uso común en la actualidad, desde hace un par de años.

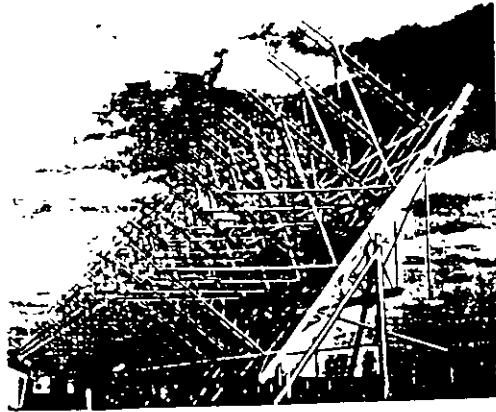


Figura 1.3 RADIOTELESCOPIO CON 96 HÉLICES DE 11 VUELTAS

A partir de su descubrimiento/invencción como Kraus le llama, la hélice ha tenido muy amplia aplicación. El propio Kraus la utilizó en un radiotelescopio (figura 1.3), construido como un arreglo de 96 hélices de 11 vueltas en 1951, que opera en frecuencias de 200 a 300 MHz, el arreglo de 50 m de longitud y ganancia de 35 dB produjo algunos de los mapas radioastronómicos más completos¹⁶.

A partir del primer Sputnik la antena helicoidal ha sido utilizada ampliamente en satélites y sondas espaciales (figura 1.4); muchos de los satélites norteamericanos tienen antenas helicoidales y algunos como el Westar utiliza arreglos hasta de 30 hélices. Los satélites soviéticos igualmente las han utilizado como la serie Ekran equipados con arreglos de 96.

La antena helicoidal ha sido llevada a la luna y a Marte o en muchas sondas viajando hacia los planetas o a cometas y se han usado solas, en arreglos o como radiadores primarios en reflectores parabólicos, polarización circular, alta ganancia y simplicidad las hacen especialmente atractivas para aplicaciones espaciales¹⁷.

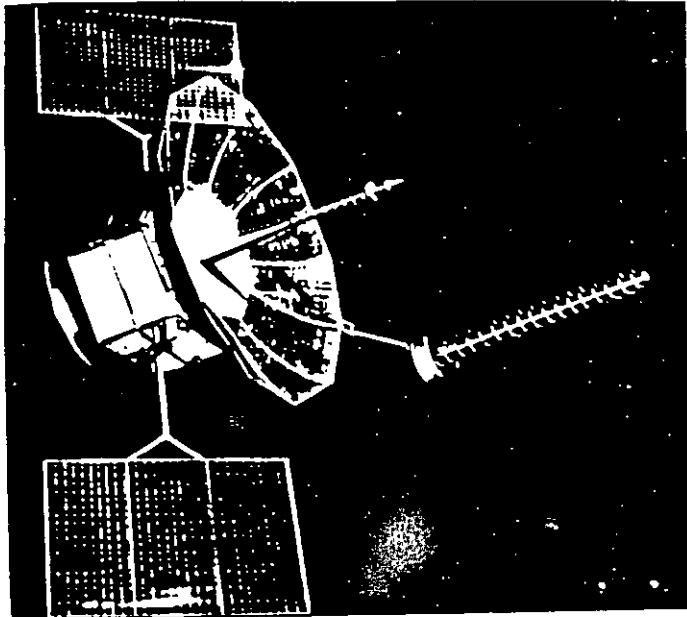


Figura 1.4 SATÉLITE DE COMUNICACIONES QUE UTILIZA HÉLICES

CAPÍTULO DOS

ANÁLISIS TEÓRICO DE ANTENAS HELICOIDALES

GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y MODOS DE OPERACIÓN

Una antena helicoidal es un radiador no lineal que consiste de un conductor devanado en la forma de una cuerda de tornillo con un plano conductor en uno de sus extremos que sirve como plano reflector, cuyas dimensiones deben ser por lo menos de media longitud de onda de diámetro. Usualmente se alimenta por medio de una línea coaxial con el conductor central conectado al plano de tierra, como muestra en la figura 2.1

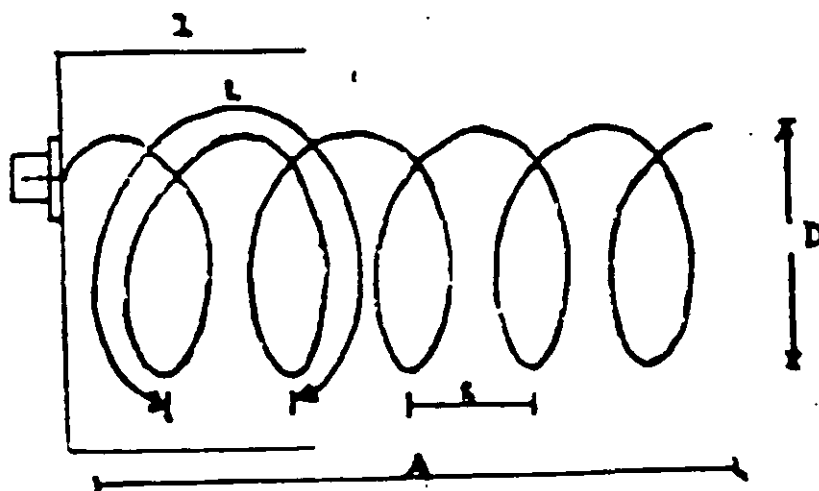


Figura 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELICOIDAL

La geometría del sistema queda descrita por su diámetro D , la separación entre espiras S y el número de vueltas N . La longitud total de la hélice es igual a NS y la circunferencia es πD . El ángulo de paso es aquél que una línea tangente al conductor de la hélice forma con un plano perpendicular al eje.

Si una vuelta de la hélice se desenrolla en un plano, la relación entre S , C y la longitud de una vuelta L queda como se ilustra en la figura 2.2,

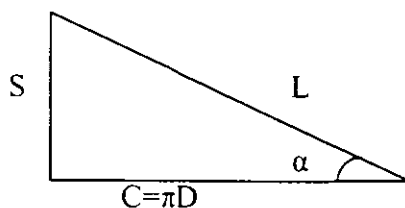


FIGURA 2.2 RELACIÓN ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

$$\begin{aligned} \text{sen } \alpha &= S/L & 2.1 \\ \text{tan } \alpha &= S/(\pi D) = S/C & 2.2 \\ L &= (S^2 + C^2)^{1/2} = (S^2 + \pi^2 D^2)^{1/2} & 2.3 \end{aligned}$$

Las dimensiones de la hélice pueden representarse por una carta circunferencia-espaciamento diseñada por Kraus¹⁸, como muestra la figura 2.3. En esta carta las dimensiones de la hélice, pueden expresarse en coordenadas rectangulares por el espaciamento S_λ y la circunferencia C_λ o en coordenadas polares por la longitud de una vuelta L y el ángulo de paso α . Cuando la separación entre espiras es cero ($\alpha = 0$), la hélice se convierte en una espira y por otro lado, cuando el diámetro es cero ($\alpha = 90^\circ$) la hélice se convierte en un conductor lineal. En esta forma, el eje de las ordenadas representa conductores lineales. El área entre ambos ejes, representa el caso general de la hélice.

Las dimensiones de la antena determinan su forma de radiación, cuando son pequeñas comparadas con la longitud de onda, el máximo de radiación está en el plano perpendicular al eje de la hélice, esta forma de radiación se le conoce como modo normal, como muestra la figura 2.4.a; en general produce polarización lineal, en la misma forma que un conductor recto al igual que éstos posee poca eficiencia y ancho de banda limitado.

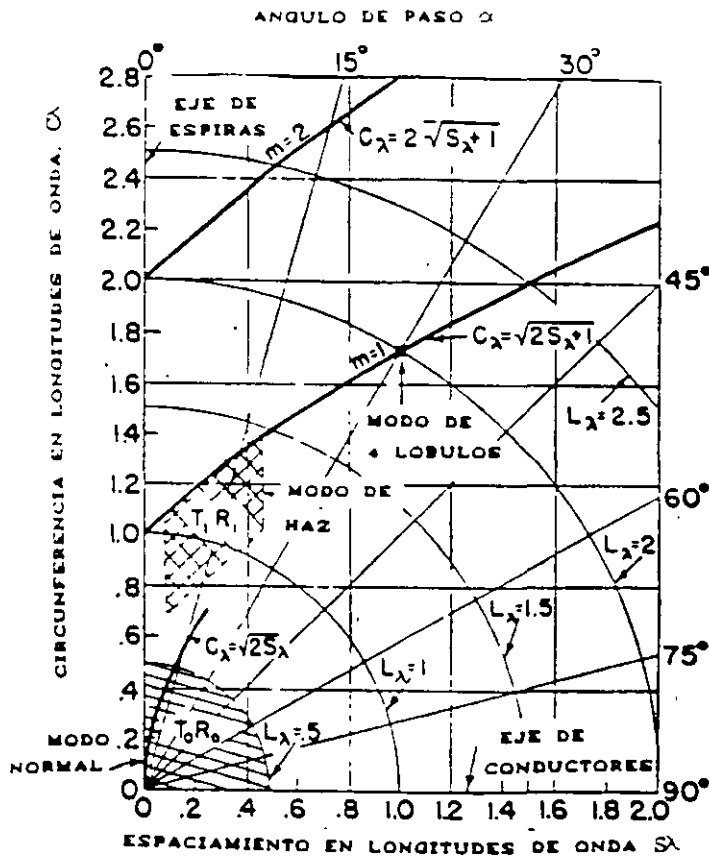


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

Sin embargo, cuando el diámetro y el espaciamiento son comparables con la longitud de onda, se obtiene una radiación enteramente diferente. El máximo de radiación está en la dirección del eje, en la forma de un haz direccional con lóbulos secundarios en ángulos oblicuos como muestra la figura 2.4.b. La radiación en el lóbulo es aproximadamente

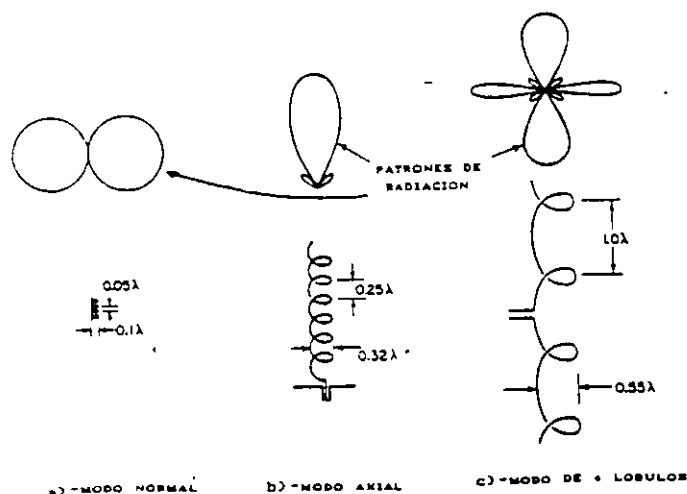


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACIÓN DE ANTENAS HELICOIDALES

circular y el sentido de la polarización está determinado por el sentido del devanado de la hélice. A esta forma de radiación se le conoce como modo axial¹⁹. Si las dimensiones de la hélice son mayores que la longitud de onda entonces el patrón de radiación se hace multilobular, manteniéndose la radiación axial pero con lóbulos perpendiculares al plano de la hélice, como muestra la figura 2.4.c.

El modo de radiación, es decir la forma de patrón de la antena, está determinado por el modo de transmisión el cual describe la manera que un campo electromagnético se propaga sobre la hélice suponiendo que la hélice constituye una línea de transmisión o una guía de onda. El modo más bajo de transmisión tiene regiones de carga positiva y negativa separada por varias vueltas. Este modo se designa como T_0 es importante cuando la longitud de una vuelta es pequeña comparada con la longitud de onda. Como las regiones adyacentes de carga positiva y negativa está separadas por una distancia axial considerable, se presenta una fuerte componente longitudinal de campo eléctrico. Si se selecciona el criterio arbitrario de que el límite de esta región se encuentra en $L_z < 1/3$, las dimensiones de la hélice para las que este modo es importante, están dentro del área T_0R_0 en la figura 2.3.

Una hélice alimentada para el modo T_0 , radia perpendicularmente a su eje, ya que la corriente puede considerarse uniforme y en fase a lo largo de ella como sucede en una antena corta, sin embargo su resistencia de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de

radiación normal (R_0), las componentes del campo varían senoidalmente con el ángulo θ , como se muestra la figura 2.6.

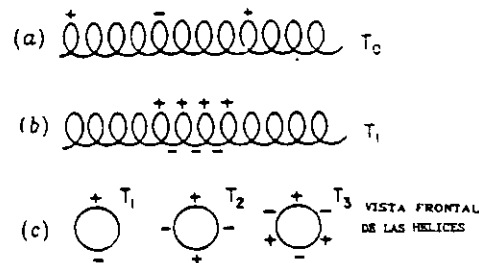


FIGURA 2.5 DISTRIBUCIÓN DE CARGA EN LA HÉLICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACIÓN

Cuando la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda, se obtiene el modo de transmisión T_1 , para ángulos de paso pequeños, este modo tiene regiones de carga positiva y negativa separadas aproximadamente media vuelta, como muestra la figura 2.5.b. Para este tipo de hélices con $n > 1$, se ha encontrado que la radiación es en forma de haz, con el máximo en dirección de su eje por lo que se le llama modo axial de radiación (R_1). En la figura 2.3 se muestra la región asociada con T_1 , designada por T_1R_1 ²⁰.

Otros modos de transmisión de orden mayor, T_2 , T_3 o más, se obtienen para valores mayores de C_λ . Para ángulos de paso pequeños, la distribución aproximada de carga se sugiere en la figura 2.5.c.

En la figura 2.6, se comparan los modos de radiación axial T_1R_1 y normal T_0R_0 , con los patrones de conductores rectos y espiras.

Antenas Independientes de la Frecuencia

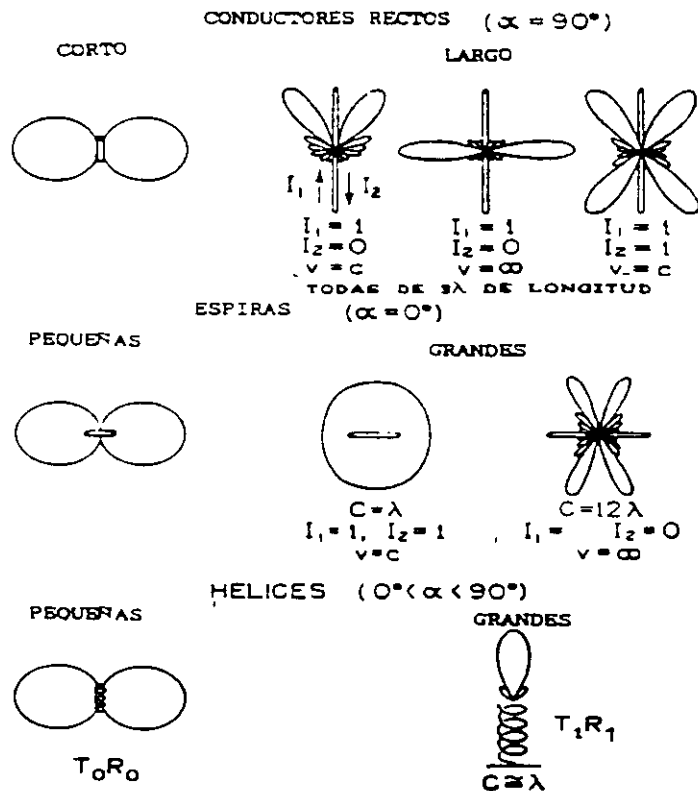


FIGURA 2.6 COMPARACIÓN ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE Y VELOCIDAD DE FASE

A diferencia de la antena dipolar recta el problema de determinar la distribución de corriente sobre la hélice es extremadamente complicado y no ha sido resuelta completamente. Dos son las líneas que se han seguido para resolver este problema, por un lado un procedimiento teórico a partir de la ecuación integral de Hallen, seguido por Mei y Nakano en el que la geometría del sistema (Figura 2.7) determina las constantes de integración, sobre todo el núcleo de la integral que es una función de Green^{21, 22}.

La ecuación de Hallen es la solución de la ecuación de onda del vector potencial magnético que existe cerca de la antena, expresada en función de la corriente en la antena:

$$\int J(z')G(z, z')dz' = B \cos \beta z - (jV / 2Z_0) \text{sen} \beta z \quad 2.4$$

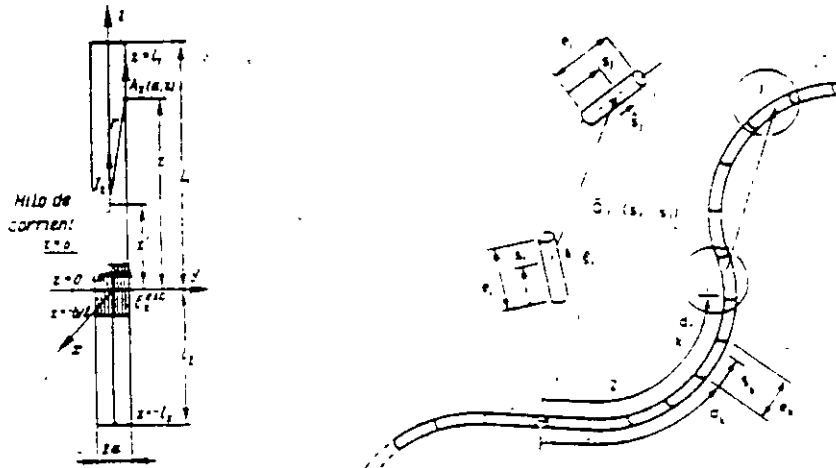


FIGURA 2.7 ESQUEMAS PARA LA DETERMINACIÓN DE LA ECUACIÓN INTEGRAL DE HALLEN

Donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green, donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green definida en el punto de interés, V el Voltaje aplicado y Z_0 la impedancia del medio, z' y z son las variables de posición en la antena y en el espacio respectivamente y B es una constante de integración definida para cada caso particular. Originalmente la ecuación 2.4 fue desarrollada para conductores cilíndricos rectos, sin embargo en 1965 K. K. Mei²³ extendió el análisis a cualquier antena curva utilizando un sistema de coordenadas curvilíneas como el que muestra la figura 4.7.b. llegando a:

$$\int J(s') \Pi(s, s') ds' = C \cos \beta s - (j1/Z_0) \int E_r'(r) \text{sen} \beta(s-r) dr \quad 2.5$$

donde Π representa la función de Green para el nuevo sistema de coordenadas, tanto en el espacio como en la propia antena, representado por las variables s , s' , r , y E_r' el campo inducido en un punto r de la antena. Mei aplicó esta ecuación en antenas circulares y espirales. Posteriormente Hisamatsu Nakano²⁴ lo modificó con el fin de simplificarla, llegando a una ecuación definida por sumatorias en lugar de integrales y derivadas, aplicándola posteriormente a antenas helicoidales.

El otro método de determinación de la distribución de corriente es el segundo por el propio Kraus²⁵. Desde el primer desarrollo de la antena helicoidal de radiación de la corriente que produjera un campo teórico en concordancia con los resultados experimentales. Kraus propuso una distribución de corriente formada por dos ondas viajeras de diferente velocidad de fase, una (modo T_0) atenuada y la otra (modo T_1) constante, viajando del punto de alimentación hacia el extremo abierto y otras dos ondas de iguales características viajando en sentido contrario: tal propuesta está basada en los resultados experimentales de Marsh²⁶, quien además propone expresiones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Como las corrientes en el hélice varían armónicamente con el tiempo, deben satisfacer las ecuaciones de Maxwell y es posible obtener expresiones para la distribución de corriente por la superposición de ondas viajeras unidimensionales. De acuerdo con Marsh, el análisis de una distribución de corriente medida se supone conformada por varias ondas de amplitud significativa y en general de diferente velocidad de fase, el análisis se dificulta. Marsh supone que cada componente de onda puede expresarse como:

$$I = I_0 \exp(-\alpha x + j(\omega t \pm \beta x)) \quad 2.6$$

donde α es el factor de atenuación, ω es la frecuencia angular y β el factor de fase. La velocidad de fase de la onda se define como $v = \omega/\beta$ y es independiente del factor de atenuación. La corriente medida por Marsh consiste de la suma de dos o más ondas viajeras.

La relación entre circunferencia de la hélice y la longitud de onda determina cual es la onda viajera que predomina, así para $C_\lambda < 2/3$ el modo T_0 predomina en ambos sentidos generando una onda estacionaria en la antena como la muestra la figura 2.8.

Cuando $3/4 < C_\lambda < 4/3$, la antena radia en el modo axial, para este caso las dos ondas de ida pueden combinarse en una sola ($T_0 + T_1$) al igual que las dos reflejadas, para este caso las ondas de ida son considerablemente mayores que las reflejadas.

La onda total de ida se atenúa rápidamente cerca de la entrada pero alcanza un valor relativamente constante en una λ de las terminales de entrada, este valor se mantiene hasta la terminal abierta de la antena como se observa en la figura 2.9.

La caída que muestra la onda total de ida cerca de la entrada se debe a que ambas ondas de ida están en contrafase. La onda total reflejada empieza en el extremo abierto y presenta un comportamiento similar, esta amplitud es usualmente mucho menor que la onda total de ida, de modo que puede usualmente despreciarse en el cálculo de patrones de radiación. Además si la hélice es larga, la onda de ida T_0 puede despreciarse y el patrón calcularse enteramente a partir de la onda de ida de amplitud constante T_1 .

Marsh²⁷ ha determinado que el predominio del modo T_1 ocurre en un intervalo de frecuencias tales que C_λ toma valores entre 0.8 y 1.3 y aunque el modo T_0 está siempre presente, las ondas asociadas con el mismo, se atenúan rápidamente de tal modo predomina a pocas vueltas del punto de alimentación. La mayor parte de la energía que llega al extremo abierto se refleja en la forma de ondas T_0 pero igualmente se atenúa rápidamente por lo que existe solo una pequeña cantidad que llega al punto de alimentación determinando una impedancia de entrada relativamente constante respecto de la frecuencia.

Partiendo de la suposición de dos ondas viajeras en ambos sentidos, Marsh propuso expresiones empíricas para la distribución de corriente, en la figura 2.8 y 2.9 se muestran las gráficas y las expresiones de corriente correspondiente.

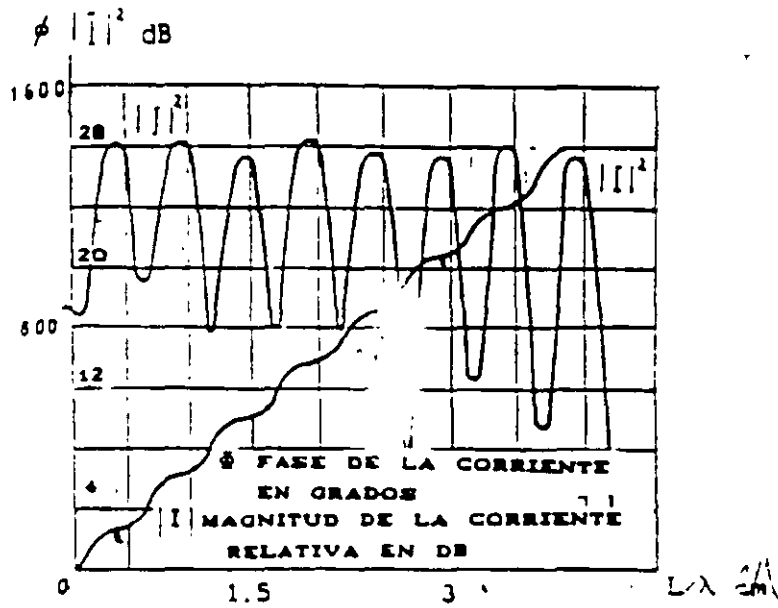


FIGURA 2.8 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO T₀

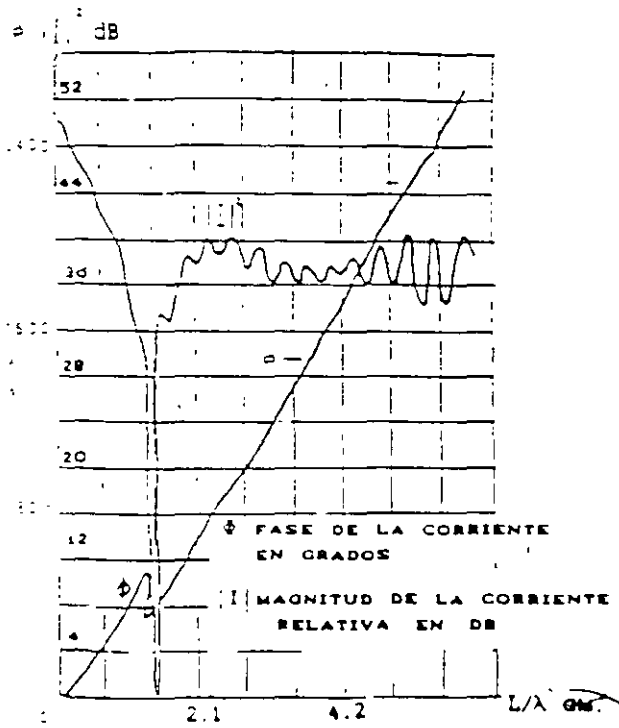


FIGURA 2.9 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO T₁

ANÁLISIS DE CAMPO

Procedimiento de Kraus

El campo radiado por una antena helicoidal puede obtenerse a partir del principio de multiplicación de patrones; el patrón de radiación de la hélice radiando en el modo axial, es el producto del patrón de una vuelta y el factor de arreglo de n fuentes puntuales, como muestra la figura 2.10 i, donde n representa el número de vueltas de la antena²⁸.

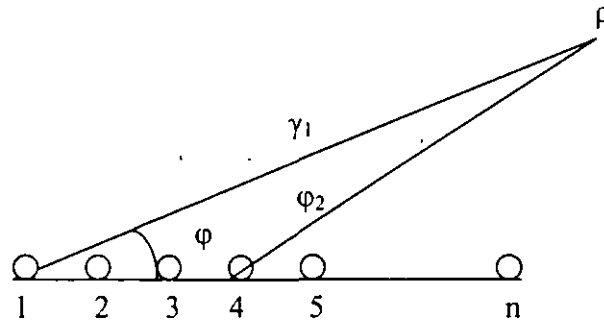


FIGURA 2.10 CAMPO RADIADO POR n FUENTES PUNTUALES

El factor de arreglo de un arreglo lineal uniforme está dado por la ecuación 2.7:

$$F.A. = \frac{\text{senn}U/2}{\text{sen } U/2} \quad 2.7$$

Donde:

$$U = 2\pi(S \cos\phi - L/p) \quad 2.8$$

Siendo $\rho = v/c$ la velocidad de fase relativa de la onda que propaga sobre la hélice, donde v es la velocidad de fase en el conductor de la hélice y c la velocidad de la luz en el vacío.

Para que los campos de todas las fuentes estén en fase en un punto sobre el eje de la hélice, condición de radiación axial, se requiere que:

$$U = -2\pi m \quad 2.9$$

Donde $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

El signo menos se debe al retraso de la fase de la fuente 2 por $2\pi L/\rho$ respecto a la fuente 1, en la misma forma la fuente 3 de la 2, etc. Para radiación axial, el máximo está en $\phi = 0$, por lo que igualando 2.8 y 2.9 para esta condición tiene:

$$L / \rho = S + m \quad 2.10$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

Cuando $m=1$ y $p=1$, se tiene la relación :

$$\begin{aligned} \text{Ó} \qquad \qquad \qquad L_\lambda - S_\lambda &= 1 \\ L - S &= \lambda \qquad \qquad \qquad 2.11 \end{aligned}$$

que es la relación aproximada entre la longitud de una vuelta y el esparcimiento requerido para que la hélice radie en modo axial.

De acuerdo con 2.3 es posible escribir:

$$C_\lambda = (2S_\lambda + 1)^{1/2} \qquad \qquad \qquad 2.12$$

La ecuación 2.12 se gráfica en la figura 2.3 y define el límite superior de la región de modo de radiación axial y representa el modo de transmisión de primer orden T_1 . Cuando $m = 2$ se tiene el modo de transmisión T_2 . En la figura 2.3 también se muestra el límite de este modo marcado con la línea:

$$C_\lambda = (2S_\lambda + 1)^{1/2}$$

Entonces m representa el orden de transmisión para una hélice radiando en el modo axial. El caso más importante y de mayor interés es $m = 1$.

La condición $m = 0$ no es realizable a menos que $\rho > 1$, ya que cuando $m = 0$ y $\rho = 1$, $L = S$, lo que representa un conductor recto conectado a las fuentes puntuales y como el campo radiado por un conductor recto en la dirección axial es cero, entonces no hay radiación axial en este caso.

En su análisis, teórico experimentalmente, Kraus ha concluido que la antena puede tratarse como un arreglo de directividad incrementada²⁹ en el factor de arreglo esta dado por :

$$F.A. = \text{sen}(\pi/2n)\text{sen}(nU/2)/(\text{sen}(U/2)) \qquad \qquad \qquad 2.13$$

Donde:

$$U = - (2\pi m + \pi/n) \qquad \qquad \qquad 2.14$$

Al igualar 2.8 en $\phi = 0$ y 2.14 y resolviendo para ρ se tiene:

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + m + (1/2n)) \qquad \qquad \qquad 2.15$$

para $m=1$, 2.15 es:

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + (2n + 1)/2n) \qquad \qquad \qquad 2.16$$

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

Antenas Independientes de la Frecuencia

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + ((2n + 1)/2n)) \quad 2.16$$

en función de α , 2.16 puede escribirse como:

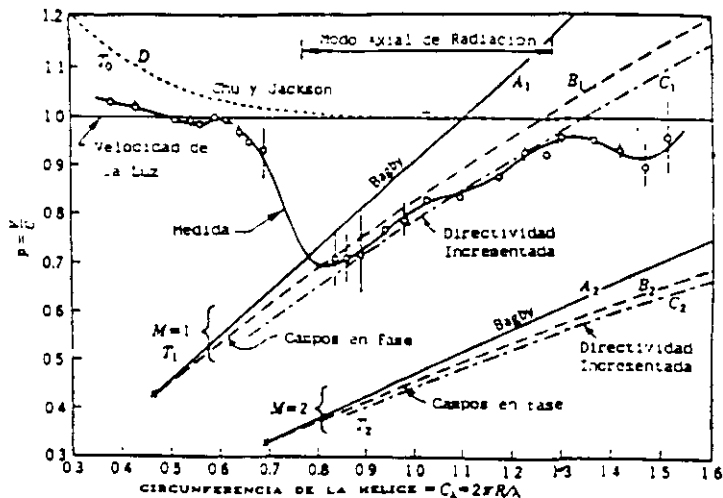
$$\rho = (\text{sen } \alpha + ((2n+1)/2n)(\text{cos } \alpha)/C_\lambda)^{-1} \quad 2.17$$

usando ρ obtenida de 2.16 o 2.17 para calcular el factor de arreglo, Kraus obtuvo resultados teóricos similares a los resultados experimentales, igualmente los valores de ρ son similares a los obtenidos por Marsh en forma experimental. A partir de Kraus se han hecho muchas investigaciones tanto teóricas como experimentales para determinar ρ , tales resultados se presentan en figura 2.110

La curva sólida muestra las mediciones de ρ en una hélice de 13° y 7 vueltas. Las curvas A_1 y A_2 son calculadas por Bagby para los modos de transmisión T_1 y T_2 en una hélice infinita de 13° . Las curvas B_1 y B_2 son los valores para un arreglo lineal uniforme y C_1 y C_2 para un arreglo de directividad incrementada. La curva D representa los datos calculados por Chu y Jackson para modo T_0 .

Se observa de la figura 2.11 que en el intervalo de circunferencia en el que la hélice de 13 vueltas radia en el modo axial ($3/4 < C_\lambda < 4/3$), la curva de directividad incrementada, es la más cercana a la curva medida, la cual representa la velocidad de fase resultante de todos los modos presentes, promediada sobre la región de la hélice entre la tercera y la sexta vuelta desde el punto de alimentación. En general, cada uno de los modos de transmisión se propagan con una velocidad diferente, de tal forma que cuando las ondas de más de un modo de transmisión están presentes, la velocidad de fase medida entre la vuelta 3 y la 6 corresponde muy cercanamente al modo de transmisión T_1 , el modo T_0 también está presente pero sólo es importante cerca de los extremos.

Cuando la circunferencia C_λ es menor a $2/3$, prácticamente solo está presente el modo T_0 y la velocidad de fase se aproxima a la obtenida por Chu y Jackson. Esta curva indica que cuando la hélice tiene una circunferencia pequeña, la velocidad de fase toma valores



Antenas Independientes de la Frecuencia

FIGURA 2.11 RESULTADOS TEÓRICO-EXPERIMENTALES SOBRE EL FACTOR DE VELOCIDAD ρ

mayores a los de la luz, pero en valores de circunferencia cercanos a $2/3$ la curva D decrece a un valor cercano a la unidad y si no hubiera modos superiores de transmisión, la velocidad de fase se aproximaría a la de la luz para circunferencias mayores. Sin embargo como existen los modos de orden superior, cuando C_λ excede $2/3$, la velocidad cae abruptamente, como muestra la curva medida, este cambio corresponde a la transición del modo T_0 al T_1 . Para una circunferencia en la región de transición, ambos modos tienen la misma importancia.

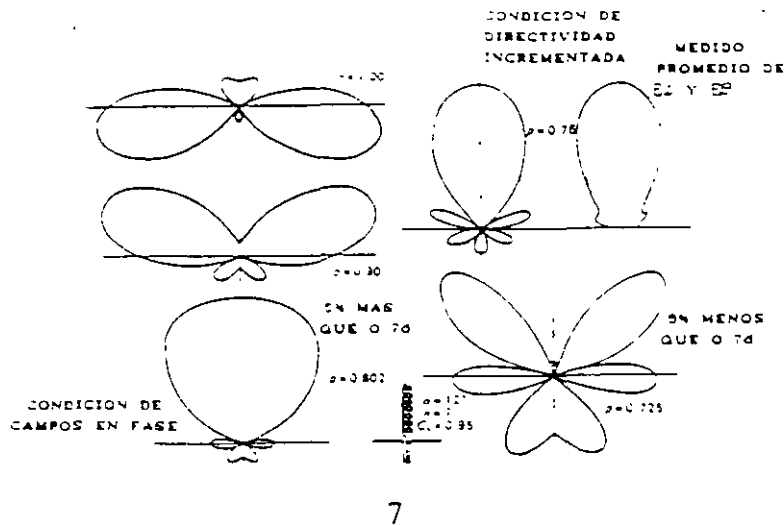


FIGURA 2.12 PATRONES DE RADIACIÓN POR EL MÉTODO DE KRAUS

Quando C_λ es aproximadamente $3/4$, la velocidad de fase se aproxima al valor asociado con el modo T_1 . Para un incremento mayor de C_λ la velocidad de fase crece aproximadamente en forma lineal, concordando más cercanamente con la curva teórica de la condición de directividad incrementada. Cuando C_λ alcanza un valor cercano a $4/3$ aparece el modo T_2 , causando una caída en la curva medida, pero la radiación ya no es axial.

Para una hélice dada S y L se conocen c , por lo que es posible determinar ρ y por tanto U y el patrón de radiación a partir del factor de arreglo.

Como ejemplo, en la figura 2.12 se muestran los patrones de radiación para una hélice con $C_\lambda = 0.95$, 12° y vueltas, utilizando el factor de arreglo de ganancia incrementada, con campos en fase en la dirección del eje de la antena, para varios valores de ρ (1, 0.9, 0.76, y 0.725). Se muestra igualmente el campo medido en una antena con las mismas dimensiones con un plano de tierra de 0.88λ de diámetro. Se observa que para $\rho = 0.76$ el patrón teórico es muy similar al experimental, aunque aquél despreja el efecto del plano de tierra. Es interesante observar la gran sensibilidad de los patrones con ρ , ya que cambios de apenas 5%, arriba y debajo de 0.76, provocan patrones de radiación con cambios muy marcados³⁰.

Antenas Independientes de la Frecuencia

El campo total radiado por la antena debe tomar en cuenta el campo radiado por una espira sin embargo, si el número de vueltas es grande, lo que determina prácticamente la forma del patrón de radiación es el factor de arreglo. Kraus ha calculado el campo radiado por una espira suponiendo que tiene sección cuadrada, el resultado lo ha multiplicado por el factor de arreglo obteniendo patrones de radiación con muy pequeñas diferencias respecto al de éste, por lo que considera que para hélices grandes, es suficiente calcular el patrón de radiación a partir de del F.A., haciendo innecesario el cálculo del campo de una espira, excepto para hélices pequeñas. Bajo estas condiciones, el campo lejano de una hélice puede determinarse, en una buena aproximación, a partir del conocimiento de sus dimensiones y usando la condición de directividad incrementada para el cálculo del factor ρ .

En una mejor aproximación, Kraus propone incluir el efecto del campo de una espira multiplicando el F.A. por $\cos\phi$, de modo que el patrón de radiación se expresa como³¹:

$$E = \{\sin(90^\circ/n)\} [\sin(un/2)/\sin(U/2)] \cos\phi \quad 2.18$$

Donde:

$$U = 360^\circ [S_\lambda (1 - \cos\phi) + 1/2n] \quad 2.19$$

El primer factor en 2.18 es un factor de normalización que hace 1 el valor máximo del campo.

Procedimiento de Kornhauser

Otro procedimiento de análisis es el seguido por Kornhauser³², quien desarrolló una fórmula para el campo de radiación a partir de la suposición de la distribución de corriente empírica obtenida por Kraus y Marsh. Su análisis llevó a resultados muy cercanos a los obtenidos por Kraus.

Kornhauser siguió el procedimiento clásico de cálculo de campo lejano a partir de la distribución de corriente, utilizando la expresión:

$$E = \left(\frac{\omega\mu_0}{4\pi R} \right) \int r \times (r \times s) I_\gamma e^{-j\omega r/c} d\gamma \quad 2.20$$

La figura 2.13 muestra los términos de la expresión 2.20

La corriente se supone de la forma:

$$I = I_0 e^{-j\beta z} \quad 2.21$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

que es congruente con la propuesta de Kraus y Marsh, es decir una onda viajera sin atenuación. El análisis geométrico y vectorial permite evaluar los términos de la ecuación 2.20 quedando el campo eléctrico como:

$$E_{\phi} = -\frac{(j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})}{4\pi R} \times \int_{-\phi_0}^{\phi_0} \cos\phi e^{j[(\omega\alpha/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta-\beta]\phi} d\phi \quad 2.22$$

$$E_{\theta} = -\frac{(j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})}{4\pi R} \times \int_{-\phi_0}^{\phi_0} e^{j[(\omega\alpha/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta-\beta]\phi} d\phi + \cos\theta \int_{\phi_0}^{\phi_0} \text{sen}\phi e^{j[(\omega\alpha/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta-\beta]\phi} d\phi \quad 2.23$$

Todas las integrales de 2.22 y 2.23 pueden escribirse en la forma:

$$I = \int_{\phi_0}^{\phi_0} e^{jz\cos\phi} e^{j\nu\phi} d\phi \quad 2.24$$

y a su vez ser desarrolladas en series de Fourier con coeficientes de funciones de Bessel. Las soluciones quedan entonces:

$$E_{\phi} = E_0 \left\{ J_0(z) \left[\frac{\text{sen}(v+1)\phi_0}{v+1} + \frac{\text{sen}(v-1)\phi_0}{v-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} 1^n J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(v+n+1)\phi_0}{v+n+1} + \frac{\text{sen}(v-n-1)\phi_0}{v+n-1} + \frac{\text{sen}(v-n+1)\phi_0}{v-n+1} + \frac{\text{sen}(v-n-1)\phi_0}{v-n-1} \right] \right\} \quad 2.25$$

y

$$E_{\theta} = E_0 \left\{ 2 \tan\alpha \text{sen}\theta J_0(z) \left[\frac{\text{sen}(v+1)\phi_0}{v} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(v+n)\phi_0}{v+n} + \frac{\text{sen}(v-n)\phi_0}{v-n} \right] + \cos\theta \left[-J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(v+1)\phi_0}{v+1} - \frac{\text{sen}(v-1)\phi_0}{v-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} 1^{n-1} J_n(z) \left[\frac{\text{sen}(v+n+1)\phi_0}{v+n} - \frac{\text{sen}(v+n-1)\phi_0}{v+n-1} + \frac{\text{sen}(v-n+1)\phi_0}{v-n+1} + \frac{\text{sen}(v-n-1)\phi_0}{v-n-1} \right] \right] \right\} \quad 2.26$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

donde:

$$E_0 = -j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{-\frac{j\omega R}{c^4\pi}}$$

$$z = (\omega\alpha / c) \text{sen}\theta \tag{2.27}$$

$$v = (\omega\alpha / c) \tan\alpha \cos\theta - \beta$$

como Kornhauser mismo reconoce, las expresiones 2.25 y 2.26 aparecen bastante complicadas para efectos de cálculo debido a las sumatorias de funciones de Bessel, sin embargo haciendo un análisis cuantitativo ha encontrado que sólo 2 términos de la expansión son significativos, tomando el valor de α obtenido experimentalmente por Kraus.

Las gráficas de los patrones de radiación generados por las ecuaciones 2.25 y 2.26, considerando aproximaciones que se indican se presentan en la figura 2.14, para comparación se muestran igualmente, los campos propuestos con la aproximación de Kraus, para antenas de 7 vueltas, 12° y $\rho=0.83$

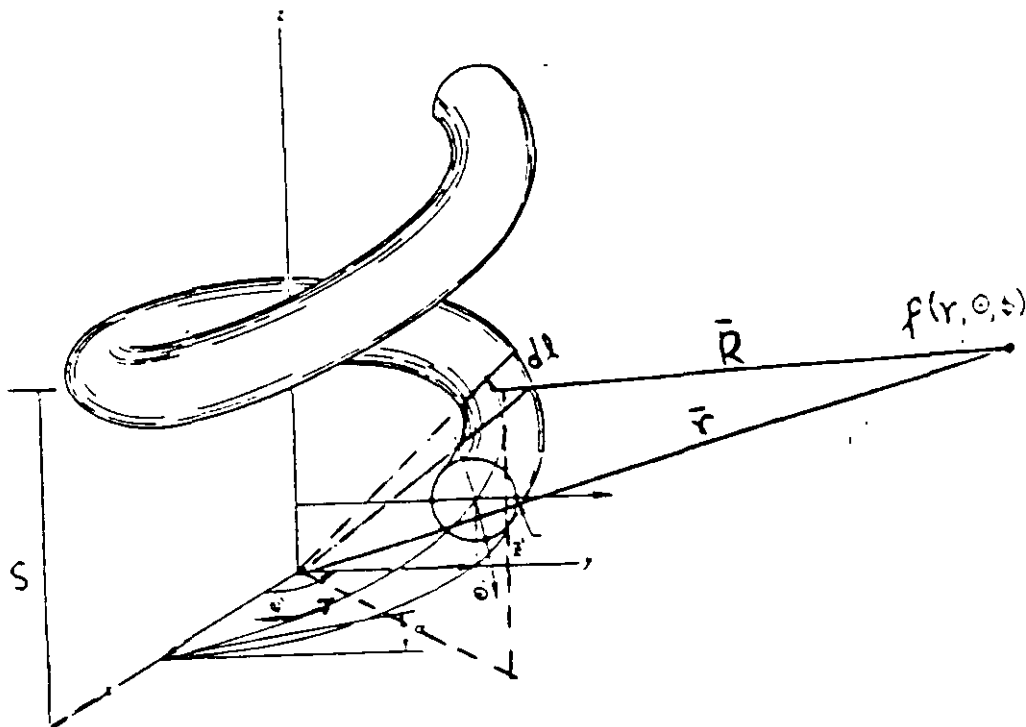


FIGURA 2.13 GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y EL PUNTO DE CAMPO LEJANO

Antenas Independientes de la Frecuencia

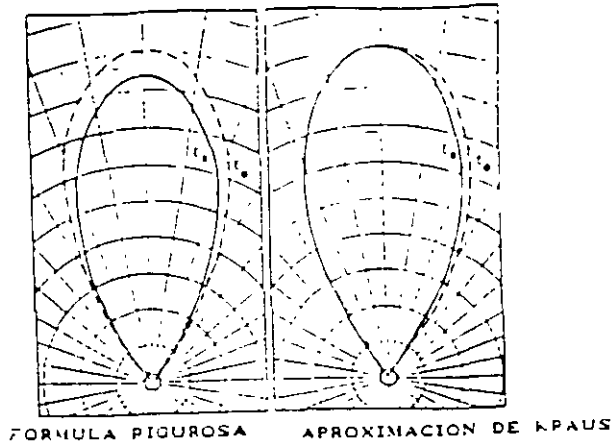


FIGURA 2.14 COMPARACIÓN DE PATRONES DE KRAUS Y KORNHAUSER

Procedimiento de Kai Fong Lee

Un procedimiento similar al de Kornhauser fue seguido por Kai Fong Lee³³ varios años después, sin embargo sus resultados están expresados igualmente por expansiones infinitas de funciones Bessel, por lo que su manejo es también complicado.

Es de esperarse que un análisis de este tipo tenga funciones de Bessel como solución, debido a que se parte de una estructura con simetría cilíndrica, a lo que lleva por necesidad la solución analítica de la integral de campo, sin embargo si en lugar de plantear una ecuación integral para después resolverla analíticamente, se plantea una ecuación diferencial que pueda ser resuelta por métodos numéricos utilizando una computadora, los resultados deberán ser más cercanos a la realidad, ya que únicamente estarán limitados por el número de intervalos utilizados en la integración.

Procedimiento de autor

La solución que se propone a continuación ha sido desarrollada por el autor y sus colaboradores, al igual que Kornhauser parte de la suposición de que existe una sola onda viajera en la antena y también sigue el procedimiento de la determinación del campo a partir del rotacional de la diferencial del potencial magnético, pero la solución se obtiene integrando, por métodos numéricos, en una computadora.

Aunque el procedimiento fue desarrollado en principio para antenas helicoidales, en realidad puede ser aplicado a cualquier estructura delgada de tal manera que ha sido generalizado y de hecho se ha usado para caracterizar otras antenas³⁴. En el apéndice A1 se describe en detalle y como se observa se requiere definir la distribución de corriente, la geometría del sistema y las variables de posición en la antena y simplemente sustituirlas en las ecuaciones A11 y A12.

Antenas Independientes de la Frecuencia

En general el campo magnético está relacionado con el potencial magnético por medio:

$$\mu dH = \text{rot}dA \quad 2.28$$

y el campo eléctrico lejano se puede determinar como:

$$E = Z_0 H \quad 2.29$$

donde Z_0 representa la impedancia del medio. Para obtener el campo magnético y el campo eléctrico es necesario definir A en forma diferencial, para después obtener el rotacional, de acuerdo a 2.28, igualmente en forma diferencial. El campo magnético se obtiene entonces integrando 2.28 pero utilizando métodos numéricos de integración, que pueden ser manejados por una computadora, es en este punto donde el método se diferencia de los seguidos por Kornhauser y Lee y lo que da la simplicidad, pues no es necesario evaluar sumatorias infinitas de funciones de Bessel o de hacer consideraciones adicionales para obtener el resultado final.

La figura 2.15 muestra la geometría de la hélice así como la posición del punto donde se desea obtener el campo, si el punto p está suficientemente lejos (campo lejano) entonces se aplica simetría esférica y las variables del sistema deben estar definidas en coordenadas esféricas.

A partir de la figura 2.14 se definen los elementos de las ecuaciones A3 y A4. Considerando la forma de la antena es conveniente utilizar un sistema de coordenadas helicoidal, por lo que las variables quedan como:

$$s = \phi \quad 2.30$$

$$r_a = \frac{1}{2\pi} (C_\lambda \cos \phi, C_\lambda \text{sen} \phi, S_\lambda), \quad 2.13$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

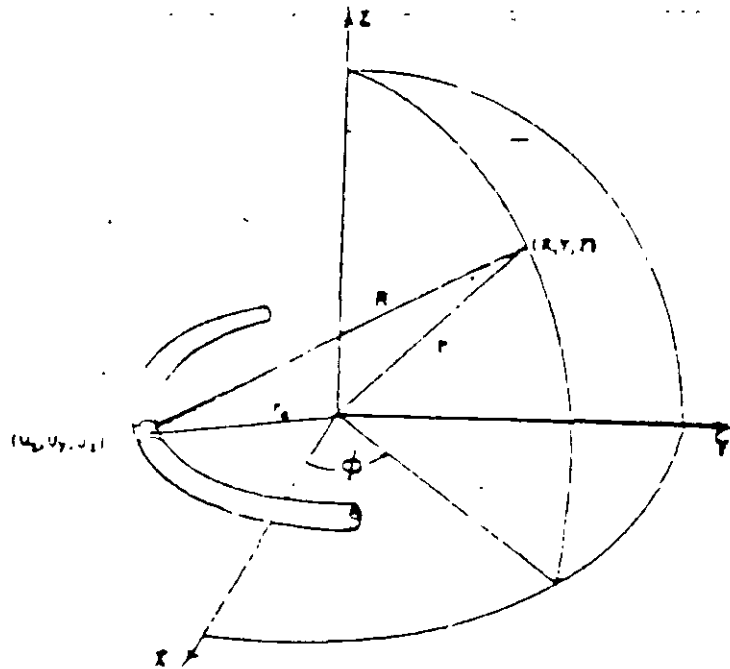


FIGURA 2.15 GEOMETRIA DE LA HELICE

$$dr_{\alpha} = \frac{1}{2\pi} (-C_{\lambda} \text{sen} \phi, C_{\lambda} \text{cos} \phi, S_{\lambda}) d\phi \quad 2.32$$

$$\lambda = (C_{\lambda}^2 + S_{\lambda}^2)^{1/2} \phi \quad 2.33$$

La distribución de corriente es la propuesta por Kraus²⁸

$$I(\phi) = I_0 e^{-j2\pi \rho \phi} \quad 2.34$$

siendo ρ el factor de velocidad de fase en la hélice:

$$\rho = \left\{ \text{sen} \alpha + \left[\frac{2n+1}{2n} \right] \left[\frac{\text{cos} \alpha}{C_{\lambda}} \right] \right\}^{-1} \quad 2.35$$

y α el ángulo de paso de la hélice, las ecuaciones A11 y A12 se convierten en:

$$H_{\theta} = \frac{jI_0 C_{\lambda}}{4\pi r} e^{-j2\pi} \int_{\phi'_i}^{\phi'_f} e^{jF_1} \text{cos}(\phi' - \phi) d\phi' \quad 2.36$$

$$H_{\phi} = \frac{jI_0}{4\pi r} e^{-j2\pi} \int_{\phi'_i}^{\phi'_f} e^{jF_1} [C_{\lambda} \text{cos} \theta \text{sen}(\phi' - \phi) + S_{\lambda} \text{sen} \theta] d\phi' \quad 2.37$$

Antenas Independientes de la Frecuencia

donde

$$F_1 = C_\lambda \operatorname{sen} \theta \cos(\phi' - \phi) + \left[S_\lambda \cos \theta - \frac{1}{\rho} (C_\lambda^2 + S_\lambda^2)^{1/2} \right] \phi' \quad 2.38$$

Para determinar H es necesario substituir 2.38 en 2.36 y 2.37 e integrar, es claro que la solución analítica no es factible por lo que la única posibilidad es usar métodos numéricos, pero el uso de la computadora hace posible el trabajo de integración. Para resolver ambas ecuaciones se utilizó lenguaje Fortran y el método de Simpson de integración numérica. En el apéndice A2 se presenta el programa completo de computadora y el listado de resultados para uno de los casos tratados.

Las figuras 2.16 presentan campos obtenidos experimentalmente por King y Wong y los obtenidos, para antenas de las mismas características, siguiendo el procedimiento teórico de integración numérica.

IMPEDANCIA

Poco se ha escrito sobre la impedancia de antenas helicoidales, el análisis se ha hecho fundamentalmente en forma experimental, el problema está obviamente en que la distribución de corriente y la geometría del sistema dan como resultado un campo cercano extremadamente complicado debido a las integrales relacionadas con I.

El trabajo experimental más completo sobre este tema lo desarrollo Kraus en su trabajo inicial sobre antenas helicoidales depende de la circunferencia de la hélice. Cuando C es menor de 2/3 de la longitud de onda, la impedancia es muy sensitiva respecto a cambios en frecuencia sin embargo, con antenas de radiación axial, la impedancia es casi constante en función de la frecuencia, comportándose con una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, lo que puede explicarse por la marcada atenuación, tanto de las ondas de corriente totales de ida, como las de reflexión.

ANTENA DE 5 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP. PUNTEADA
FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS

TEORICA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 10 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP. PUNTEADA
FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS

Antenas Independientes de la Frecuencia

TEORÍA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 18 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS

TEORÍA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

ANTENA DE 35 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA
FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS

TEORÍA _____ EXPERIMENTAL _ _ _ _ _

Las figuras 2.17 muestran la variación de impedancia terminal, medida en hélices de 12° y 18°, en función de la frecuencia, la circunferencia de la hélice se indica a diferentes intervalos en las espirales. Las gráficas mostradas se refieren a antenas helicoidales alimentadas en el centro de la circunferencia y en general la impedancia varía entre 100 y 200 Ohms para antenas radiando en el modo axial. Basado en un gran número de mediciones, Kraus propone la expresión empírica:

$$R=140C_{\lambda} \qquad 2.42$$

Con variaciones de $\pm 20\%$, cuando $12^{\circ} < \alpha < 15^{\circ}$, $\frac{3}{4} < C_{\lambda} < \frac{4}{3}$ y $n > 3$.

Si la alimentación es periférica, es decir, sobre la superficie imaginaria del cilindro de la antena, Baker³⁵ ha propuesto que:

$$R=150/(C_{\lambda})^{1/2} \qquad 2.43$$

En general estas expresiones empíricas son válidas sobre un ancho e banda considerable (modo de radiación axial) que puede extenderse una octava.

Antenas Independientes de la Frecuencia

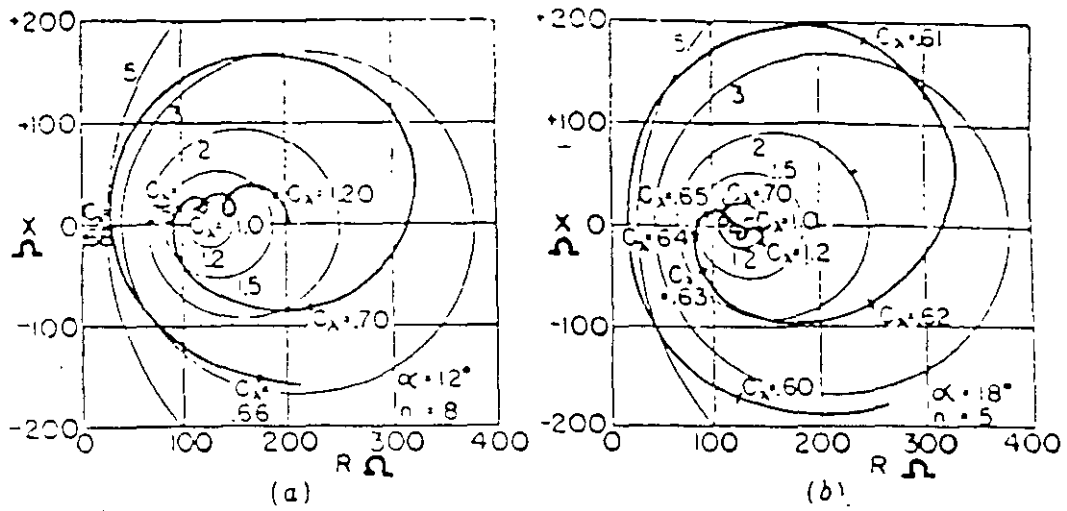
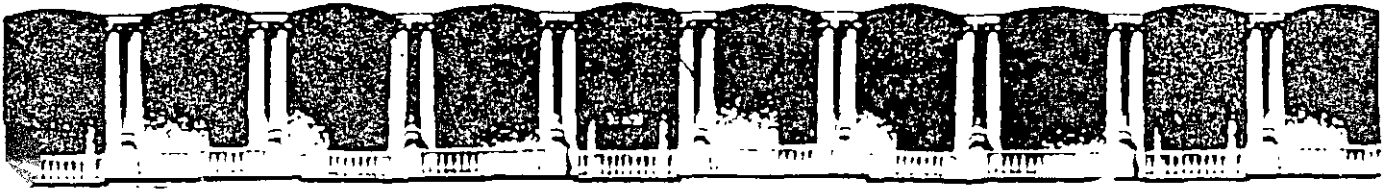


FIGURA 2.17 IMPEDANCIA DE ANTENAS HELICOIDALES



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

"Tres décadas de orgullosa excelencia" 1971 - 2001

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS

TEMA

INTRODUCCION

**EXPOSITOR: M. EN I. CESAR ENRIQUE BENITEZ JOYNER
PALACIO DE MINERIA
AGOSTO DEL 2001**

Señales, Circuitos y Sistemas de Comunicaciones Electrónicas

1. Introducción

Las comunicaciones electrónicas es la transmisión, recepción y procesamiento de información usando circuitos electrónicos. La información se define como el conocimiento, la sabiduría o la realidad y puede ser en forma analógica (proporcional o continua), tal como la voz humana, información sobre una imagen de video, música, o en forma digital (etapas discretas) tales como números codificados en binario, código alfanuméricos, símbolos gráficos, códigos operacionales del microprocesador o información de base de datos. Toda la información debe convertirse a energía electromagnética, antes de que pueda propagarse por un sistema de comunicaciones electrónicas.

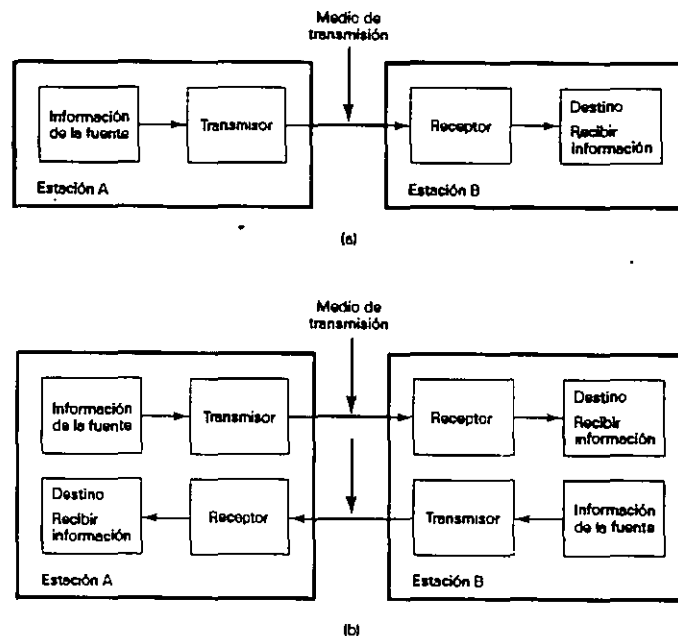


Fig. 1.1 Diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicaciones: (a) de sólo una dirección; ambas direcciones

Existen dos tipos básicos de sistemas de comunicaciones electrónicas: **analógico y digital**.

Un **sistema de comunicaciones analógico** es un sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y se recibe en forma analógica (una señal variando continuamente tal como una onda senoidal). Los sistemas de radio comerciales emiten señales analógicas.

Un sistema de comunicaciones digital es un sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y recibe en forma digital (niveles discretos de voltaje tal como + 5V y tierra. Los sistemas binarios utilizan señales digitales que solo tienen dos niveles discretos (bi significa dos).

Frecuentemente la información de la fuente original está en una forma que no es adecuada para la transmisión. Por ejemplo, con los sistemas de comunicaciones digitales, la información analógica se convierte a una digital antes de la transmisión, y con los sistemas de comunicaciones analógicas, la información digital se convierte a la forma analógica antes de la transmisión.

Los sistemas de comunicaciones analógicas fueron los primeros en desarrollarse; sin embargo, en los últimos años los sistemas de comunicaciones digitales se han hecho comunes.

1.1 Tipos de señales

Señal: Es una función del tiempo que tiene un solo valor para cada instante.

Clasificación de las señales			
Alternas	1)Determinísticas	A)Periódicas	a)Discretas b)Continuas
		B)Aperiódicas	a)Discretas b)Continuas
	2)Aleatorias	A)Discretas B)Continuas	
Directas	1)Determinísticas	A)Periódicas	a)Discretas b)Continuas
		B)Aperiódicas	a)Discretas b)Continuas
	2)Aleatorias		

Fig.1.2 Clasificación de las señales

Definiciones

Señal Alterna: Es aquella cuya área en un periodo es nula.

Señal Directa: Es aquella que no atraviesa el eje del tiempo.

Señal Determinística: Es aquella que tiene una expresión matemática que la representa.

Señal Aleatoria: Es aquella que no tiene una expresión matemática que la represente.

Señal Discreta: Es aquella que tiene intervalos de tiempo en los que vale cero.

Señal Continua: Es aquella en la que nunca existe un intervalo que valga cero.

Señal Periódica: Es aquella que se repite en un tiempo determinado.

Señal Aperiódica: Es aquella que nunca se repite.

1.2 Técnicas de modulación

No es práctico propagar energía electromagnética de baja frecuencia por la atmósfera de la tierra. Por lo tanto, con las comunicaciones de radio, es necesario superponer una señal de inteligencia de frecuencia relativamente baja a una señal de frecuencia relativamente alta para la transmisión. En los sistemas de comunicaciones electrónicas analógicas, la información de la fuente (señal de inteligencia) actúa sobre o modula una señal senoidal de frecuencia sencilla. **Modular** significa variar, cambiar o regular. Por lo tanto la información de la fuente de frecuencia relativamente baja se llama **señal de modulación**, la señal de frecuencia relativamente alta, sobre la cual actúa (modulada) se llama portadora, y la señal resultante se llama onda modulada o señal. En esencia, la información de la fuente se transporta a través del sistema sobre la portadora.

La **modulación** es el proceso de variar alguna propiedad de una portadora analógica de acuerdo con la información original de la fuente.

La **demodulación** es el proceso de convertir los cambios en la portadora analógica a la información original de la fuente.

La **modulación** se realiza en el **transmisor**, en un circuito llamado **modulador** y la **demodulación** se realiza en el **receptor**, en un circuito llamado **demodulador**.

La señal de información que modula la portadora principal se llama **señal de banda base** o simplemente **banda base**. **La banda base** es una señal de información, como un canal telefónico sencillo, y **la señal de banda base compuesta** es la señal para la información total, como varios cientos de canales telefónicos.

Las señales de banda base se convierten a partir de su banda de frecuencia original a una banda más adecuada para la transmisión a través del sistema de comunicaciones. Las señales de banda base se **convierten en frecuencia alta en el transmisor** y se convierten **en frecuencia baja en el receptor**. La traslación de frecuencia es el proceso de convertir una frecuencia sencilla o una banda de frecuencias a otra en el espectro de la frecuencia total.

El término canal es comúnmente utilizado, cuando se refiere a una banda específica de frecuencias distribuidas, para un servicio en particular o transmisión.

La siguiente ecuación es la expresión general para una onda senoidal variante con el tiempo de voltaje, tal como una portadora analógica:

$$v(t) = V \text{ sen } (2\pi f t + \theta)$$

en donde $v(t)$ = onda de voltaje que varía senoidalmente en el tiempo
 V = máxima amplitud (volts)
 f = frecuencia (hertz)
 θ = fase (radianes)

Tres propiedades de una onda senoidal pueden ser variadas: la amplitud (V), la frecuencia (f), la fase (θ) o cualquier combinación de dos o más de estas propiedades.

Si la **amplitud de la portadora** es variada proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la **amplitud modulada (AM)**.

Si la **frecuencia de la portadora** varía proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la **frecuencia modulada (FM)**.

Si la **fase de la portadora** varía proporcionalmente a la información de la fuente, resulta la **fase modulada (PM)**.

Hay dos razones importantes de porque es necesaria la modulación en un sistema de comunicaciones electrónicas. La **primera** es el hecho de que es extremadamente difícil radiar señales a frecuencias bajas por la atmósfera de la Tierra en forma de energía electromagnética. **Segundo**, las señales de información frecuentemente ocupan la misma banda de frecuencia y si son transmitidas en su forma original, interferirán. Un ejemplo de

esto es la banda radiodifusora de FM comercial. Todas las estaciones de FM emiten información de voz y música que ocupa la banda de frecuencias de audio de 0 a 15 KHz.

Cada estación traslada su información a una banda base de frecuencia diferente (canal), para que las transmisiones no interfieran con las transmisiones de las demás.

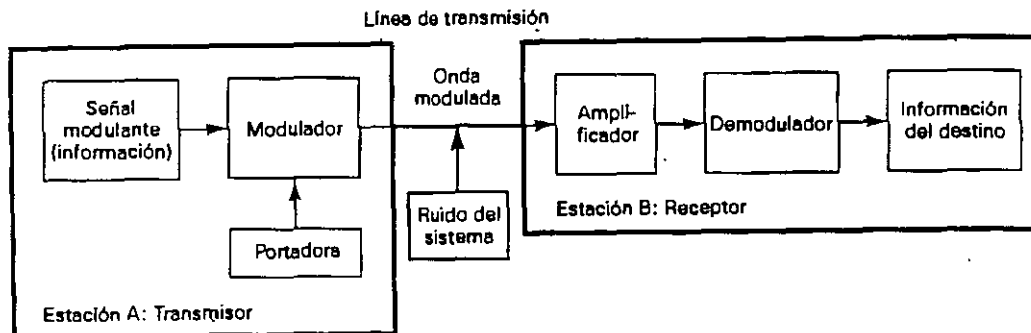


Fig. 1.3 Diagrama de bloques del sistema de comunicaciones

Clasificación de la modulación				
Portadora	Moduladora	Parámetro	Nombre y abreviatura	Aplicación
Senoidal	Analógica	Amplitud	Amplitud Modulada (AM)	Radio y TV
		Frecuencia	Frecuencia Modulada (FM)	
		Fase	Fase Modulada (PM)	
	Digital	Amplitud	Amplitude Shift Key (ASK)	Transmisión de datos
		Frecuencia	Frequency Shift Key (FSK)	
		Fase	Phase Shift Key (PSK)	
Cuadrada	Analógica	Amplitud	Pulse Amplitude Modulation (PAM)	
		Duración	Pulse Width Modulation (PWM)	
		Posición	Pulse Position Modulation (PPM)	
		Número	Pulse code Modulation (PCM)	

Fig. 1.4 Clasificación de la modulación

1.2.1 Modulación de amplitud

Modulación de amplitud (AM) es el proceso de cambiar la amplitud de una portadora de frecuencia relativamente alta de acuerdo con la amplitud de la señal modulante (información)

Las frecuencias que son lo suficientemente altas para radiarse de manera eficiente por una antena y propagarse por el espacio libre se llaman comúnmente **radio-frecuencias** o simplemente **RF**.

Con la modulación de amplitud, la información se imprime sobre la portadora en la forma de cambios de amplitud. La modulación de amplitud es una forma de modulación relativamente barata y de baja calidad de modulación que se utiliza en la radiodifusión de señales de audio y video.

La banda de radiodifusión comercial AM abarca desde 535 a 1605 kHz. La radiodifusión comercial de televisión se divide en tres bandas (dos de VHF y una de UHF). Los canales de la banda baja de VHF son entre 2 y 6 (54 a 88 MHz), los canales de banda alta de VHF son entre 7 y 13 (174 a 216 MHz) y los canales de UHF son entre 14 a 83 (470 a 890 MHz).

La modulación de amplitud también se usa para las comunicaciones de radio móvil de dos sentidos tal como una radio de banda civil (CB) (26.965 a 27.405 MHz).

Un modulador AM es un aparato no lineal con dos señales de entrada de información: una señal portadora de amplitud constante y de frecuencia sencilla, y la señal de información

La información actúa sobre o modula la portadora y puede ser una forma de onda de frecuencia simple o compleja compuesta de muchas frecuencias que fueron originadas de una o más fuentes. Debido a que la información actúa sobre la portadora, se le llama **señal modulante**. La resultante se llama **onda modulada** o **señal modulada**.

La envolvente de AM

Varias formas o variaciones de modulación de amplitud son posibles de generar. Aunque matemáticamente no es la forma más sencilla, la **portadora de AM de doble banda lateral (AM DSBFC)** es la forma más utilizada en la modulación de amplitud. AM DSBFC se le llama algunas veces como **AM convencional**.

La figura 1.5a muestra un modulador AM DSBFC simplificado que ilustra la relación entre la portadora [$V_c \sin(2\pi f_{ct})$], la señal de entrada (modulante) de la información [$V_m \sin(2\pi f_{mt})$] y la onda modulada [$V_{am}(t)$].

La figura 1.5b muestra en el dominio de tiempo como se produce una onda AM a partir de una señal modulante de secuencia simple. La onda modulada de salida contiene todas las frecuencias que componen la señal AM y se utilizan para llevar la información a través del sistema. Por lo tanto, a la forma de la onda modulada se le llama la **envolvente**. Sin señal modulante, la onda de salida simplemente es la señal portadora amplificada. Cuando se aplica una señal modulante, la amplitud de la onda de salida varía de acuerdo a la señal modulante.

Observe que la forma de la envolvente de AM es idéntica a la forma de la señal modulante. Además, el tiempo de un ciclo de la envolvente es el mismo que el periodo de la señal modulante. Consecuentemente, la relación de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal modulante.

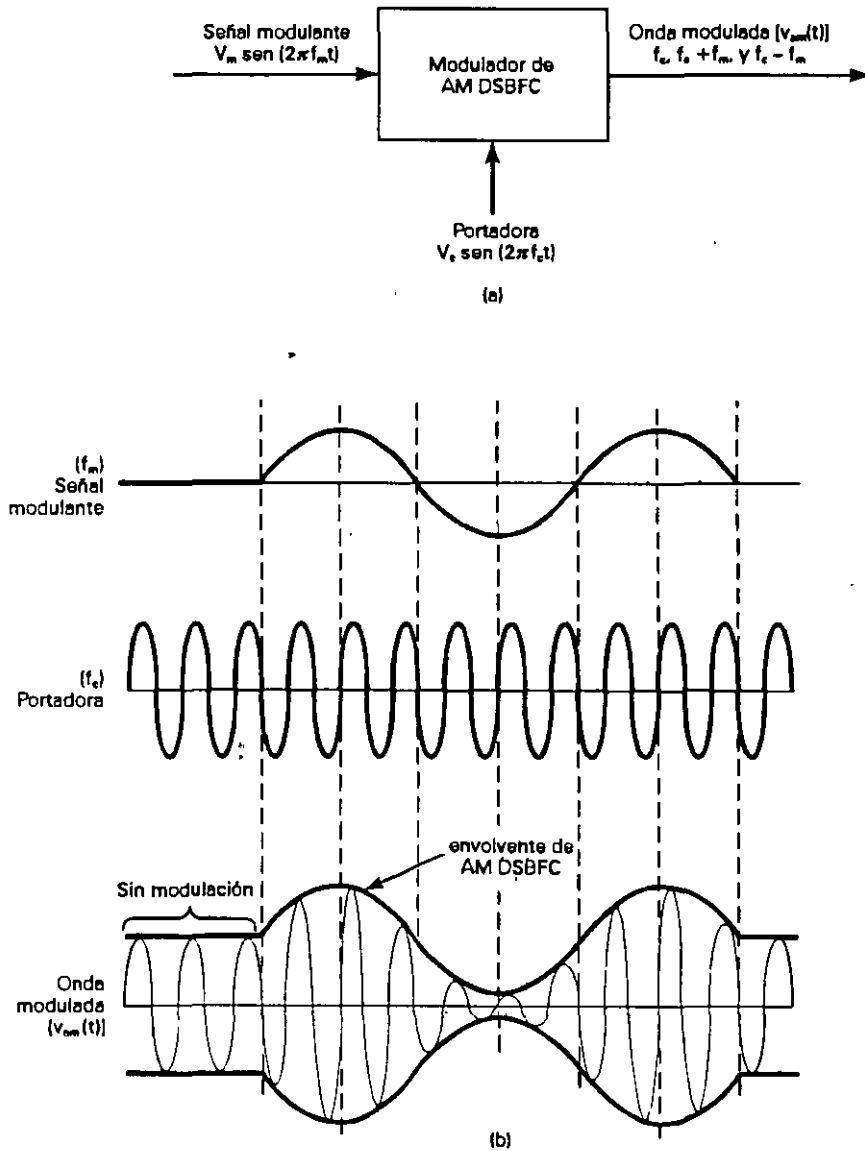


Fig. 1.5 Generación de AM : (a) modulador de AM DSBFC; (b) produciendo una envolvente de AM DSBFC, en el dominio del tiempo.

Espectro de frecuencia de AM y ancho de banda

Como se estableció anteriormente, un modulador AM en un dispositivo no lineal. Por lo tanto, ocurre una mezcla no lineal y la envolvente de salida es una onda compleja compuesta de un voltaje de cd, la frecuencia portadora y las frecuencia de suma ($f_c + f_m$) y diferencia ($f_c - f_m$) (es decir, los productos cruzados).

La suma y diferencia de frecuencias son desplazadas de la frecuencia portadora por una cantidad igual a la frecuencia de la señal modulante. Por lo tanto, una envolvente de AM contiene componentes en frecuencia espaciados por f_m Hz en cualquiera de los lados de la portadora. Sin embargo, debe observarse que la onda modulada no contiene un componente de frecuencia que sea igual a la frecuencia de la señal modulante. El efecto de la modulación es trasladar la señal de modulante en el dominio de la frecuencia para reflejarse simétricamente alrededor la frecuencia del conducto.

La figura 1.6 muestra el espectro de frecuencia para una onda de AM. El espectro de AM abarca desde $f_c - f_{m(\text{máx})}$ hasta $f_c + f_m$, en donde f_c es la frecuencia de la portadora y $f_{m(\text{máx})}$ es la frecuencia de la señal modulante más alta.

La banda de frecuencias entre $f_c - f_{m(\text{máx})}$ y f_c se llama *banda lateral inferior (LSB)* y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama *frecuencia lateral inferior (LSF)*.

La banda de frecuencias entre f_c y $(f_c + f_{m(\text{máx})} + f_m)$ se llama *banda lateral superior (USB)* y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama *frecuencia lateral superior (USF)*.

Por lo tanto, el ancho de banda (B) de una onda AM DSBFC es igual a la diferencia entre la frecuencia lateral superior más alta y la frecuencia lateral inferior más baja o dos veces la frecuencia de la señal modulante más alta. (es decir $B = 2 f_{m(\text{máx})}$). Para la propagación de una onda de radio, la portadora y todas las frecuencias dentro de las bandas laterales superiores e inferiores debe ser lo suficiente mente altas para propagarse por la atmósfera de la tierra.

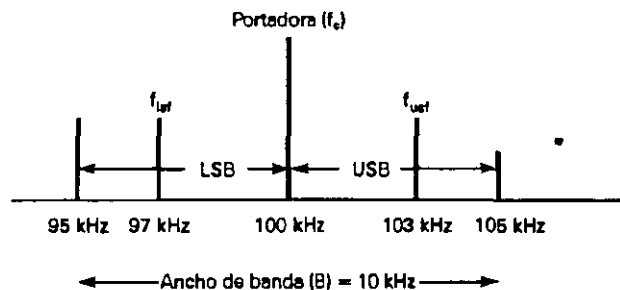


Fig. 1.6 Espectro de frecuencias de una onda AM DSBFC

Modulación Angular

En una señal analógica pueden variar tres propiedades: la amplitud, la frecuencia y la fase.

La modulación en frecuencia y en fase, son ambas formas de la **modulación angular**.

Desafortunadamente, a ambas formas de la modulación angular se les llama simplemente FM cuando, en realidad, existe una diferencia clara (aunque sutil), entre las dos.

Existen varias ventajas en utilizar la modulación angular en vez de la modulación en amplitud, tal como la reducción de ruido, la fidelidad mejorada del sistema y el uso más eficiente de la potencia.

Sin embargo, FM y PM, tienen varias desventajas importantes, las cuales incluyen requerir un ancho de banda extendida y circuitos más complejos, tanto en el transmisor, como en el receptor.

La modulación angular fue introducida primero en 1931, como una alternativa a la modulación en amplitud. Se sugirió que la onda con modulación angular era menos susceptible al ruido que AM y, consecuentemente, podía mejorar el rendimiento de las comunicaciones de radio.

El mayor E. H. Armstrong desarrolló el primer sistema con éxito de radio de FM, en 1936 (quien también desarrolló el receptor superheterodino) y, en julio de 1939, la primera radiodifusión de señales de FM programada regularmente comenzó en Alpine, New Jersey.

Actualmente, la modulación angular se usa extensamente para la radiodifusión de radio comercial, transmisión de sonido de televisión, radio móvil de dos sentidos, radio celular y los sistemas de comunicaciones por microondas y satélite.

La modulación angular resulta cuando el ángulo de fase (θ), de una onda sinusoidal, varía con respecto al tiempo. La onda con modulación angular se muestra matemáticamente como

$$m(t) = V_c \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

en donde

- $m(t)$ = onda con modulación angular
- V_c , = amplitud pico de la portadora (volts)
- ω_c = frecuencia en radianes de la portadora (es decir velocidad angular, $2\pi f$.)
- $B(t)$ = desviación instantánea de fase (radianes)

Con la modulación angular, es necesario que $\theta(t)$ sea una función prescrita de la señal modulante. Por lo tanto, si $V_m(t)$ es la señal modulante, la modulación angular se muestra matemáticamente como

$$\theta(t) = F [v_m(t)]$$

en donde

- $v_m = V_m \text{ sen}(\omega_m t)$
- ω_m = velocidad angular de la señal modulante (radianes/segundo)
- F = frecuencia de la señal modulante (hertz)
- V_m = amplitud pico de la señal modulante (volts)

En esencia, la diferencia entre la modulación en frecuencia y en fase está en cuál propiedad de la portadora (la frecuencia o la fase) está variando directamente por la señal modulante y cuál propiedad está variando indirectamente.

Siempre que la frecuencia de la portadora está variando, la fase también se encuentra variando, y viceversa. Por lo tanto, FM y PM, deben ocurrir cuando se realiza cualquiera de las formas de la modulación angular.

Si la frecuencia de la portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante, resulta en una señal de FM. Si la fase de la portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante, resulta en una señal PM. Por lo tanto, la FM directa es la PM indirecta y la PM directa es la FM indirecta. La modulación en frecuencia y en fase pueden definirse de la siguiente manera.

Modulación en frecuencia directa (FM): variando la frecuencia de la portadora de amplitud constante directamente proporcional, a la amplitud de la señal modulante, con una relación igual a la frecuencia de la señal modulante.

Modulación en fase directa (PM): variando la fase de una portadora con amplitud constante directamente proporcional, a la amplitud de la señal modulante, con una relación igual a la frecuencia de la señal modulante.

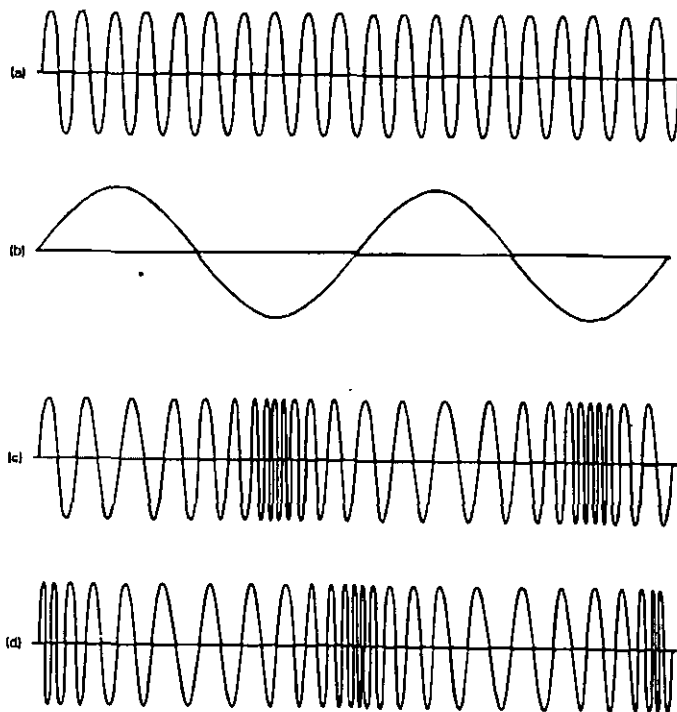


Fig. 1.7 Modulación en fase y en frecuencia de una portadora de onda seno: (a) portadora demodulada; (b) señal modulante; (c) Onda de frecuencia modulada, (d) onda de fase modulada.

1.3 Transmisión y recepción

1.3.1 Frecuencias de transmisión

El espectro total de la frecuencia electromagnética está dividido en subsectores o bandas.

Cada banda tiene un nombre y límites. En Estados Unidos, las asignaciones de frecuencias para la **propagación de radio en espacio libre**, son asignadas por la *Comisión Federal de Comunicaciones (FCC)*.

Por ejemplo, la banda de radiodifusión de FM comercial se extiende de 88 a 108 MHz. Las frecuencias exactas asignadas a transmisores específicos funcionando en las diversas clases de servicios están constantemente actualizándose y alterándose, para cubrir las necesidades de comunicaciones

Sin embargo, la división general del espectro de frecuencias totalmente utilizable se decide en las *Convenciones Internacionales de Telecomunicaciones*, las cuales son realizadas aproximadamente cada 10 años.

El espectro de *frecuencia de radio (RF)* totalmente utilizable se divide en bandas de frecuencia mas angostas, las cuales son asignadas con nombres descriptivos y números de banda. Las designaciones de banda del **Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR)**, se mencionan en la figura. Varias de estas bandas se dividen en diversos tipos de servicios, tales como una búsqueda a bordo de un barco, microondas, satélite, búsqueda móvil basada en tierra, navegación en barco, aproximación de aeronaves, detección de superficie de aeropuerto, clima desde aeronaves, teléfono móvil etc.

Número de la banda	Rango de frecuencia*	Designaciones
2	30-300 Hz	ELF (frecuencias extremadamente bajas)
3	0.3-3 kHz	VF (frecuencias de voz)
4	3-30 kHz	VLF (frecuencias muy bajas)
5	30-300 kHz	LF (frecuencias bajas)
6	0.3-3 MHz	MF (frecuencias medias)
7	0.3-30 MHz	HF (frecuencias altas)
8	30-300 MHz	VHF (frecuencias muy altas)
9	0.3-3 GHz	UHF (frecuencias ultra altas)
10	0.3-30 GHz	SHF (frecuencias superaltas)
11	30-300 GHz	EHF (frecuencias extremadamente altas)
12	0.3-3 THz	Luz infrarroja
13	0.3-30 THz	Luz infrarroja
14	30-300 THz	Luz infrarroja
15	0.3-3 PHz	Luz visible
16	0.3-30 PHz	Luz ultravioleta
17	30-300 PHz	Rayos-X
18	0.3-3 EHz	Rayos gamma
19	0.3-30 EHz	Rayos cósmicos

*10⁰, hertz (Hz); 10³, kilohertz (kHz); 10⁶, megahertz (MHz); 10⁹ gigahertz (GHz); 10¹², terahertz (THz); 10¹⁵, petahertz (PHz); 10¹⁸, exahertz (EHz)

Fig. 1.8 Designación de la banda de CCIR

1.3.2 Clasificación de transmisores

Para propósito de licencias en Estados Unidos, los transmisores de radio están clasificados de acuerdo al ancho de banda, tipo de modulación y el tipo de información inteligente que llevan.

Las **clasificaciones de emisiones** se identifican por un código de tres símbolos que contienen una combinación de letras y números, (ver figura 1.9).

El primer símbolo es una letra que designa el **tipo de modulación** de la portadora principal (amplitud, frecuencia, fase, pulso o sin modulación). El segundo símbolo es un número que identifica el **tipo de emisión** (analógica, digital etcétera.), y el tercer símbolo es otra letra que describe el **tipo de información** que está siendo transmitida (datos, telefonía, etcétera).

Símbolo	Letra	Tipo de modulación
Primero	<u>No modulada</u>	
	N	Portadora no modulada
	<u>Modulación de amplitud</u>	
	A	Doble banda lateral, portadora completa (DSBFC)
	B	Banda lateral independiente, portadora completa (ISBFC)
	C	Banda lateral vestigial, portadora completa (VSB)
	H	Banda lateral única, portadora completa (SSBFC)
	J	Banda lateral única, portadora suprimida (SSBSC)
	R	Banda lateral única, portadora reducida (SSBRC)
	<u>Modulación angular</u>	
	F	Modulación en frecuencia (FM directa)
	G	Modulación en fase (FM indirecta)
	D	AM y FM simultáneos o en secuencia
	<u>Modulación por pulsos</u>	
	K	Modulación en amplitud de pulso (PAM)
	L	Modulación en ancho de pulso (PWM)
	M	Modulación en posición de pulso (PPM)
P	Pulsos no modulados (datos binarios)	
Q	Ángulo modulado durante pulsos	
V	Cualquier combinación de la categoría de modulación de pulso	
W	Cualquier combinación de dos o más de las formas anteriores de modulación	
Segundo	X	Casos no cubiertos
	0	Señal no modulante
	1	Portadora transmitida digitalmente
	2	Tono transmitido digitalmente
	3	Analógico (sonido o video)
	7	Dos o más de los canales digitales
	8	Dos o más de los canales analógicos
	9	Analógico y digital
	Tercero	A
B		Telegrafía, automática (teletipo)
C		Facsimil
D		Información, telemetría
E		Telefonía (radiodifusión de sonido)
F		Televisión (radiodifusión de video)
W		Ninguna información transmitida
		Cualquier combinación de segunda letra

Fig. 1.9 Clasificaciones de emisión de FCC

Por ejemplo, la designación A3E describe una señal modulada en amplitud, doble banda lateral y portadora completa llevando información telefónica (voz o música).

1.3.3 Ancho de banda y capacidad de información

Las dos limitaciones más significativas en el funcionamiento del sistema de comunicaciones son: el *ruido* y el *ancho de banda*. La importancia del ruido se analizará más adelante. El ancho de banda de un sistema de comunicaciones es la banda de paso mínima (rango de Secuencias) requerida para propagar la información de la fuente a través del sistema. El ancho de banda de un sistema de comunicaciones debe ser lo suficientemente grande (ancho) para pasar todas las Secuencias significativas de la información.

La capacidad de información de un sistema de comunicaciones es una medida de cuánta información de la fuente puede transportarse por el sistema, en un periodo dado de tiempo.

La **cantidad de información** que puede propagarse a través de **un sistema de transmisión** es una función del ancho de banda del sistema y el tiempo de transmisión.

La relación entre el ancho de banda, tiempo de transmisión y capacidad de información fue desarrollada en 1920 por R. Hartley de los Laboratorios Telefónicos Bell. De manera sencilla, la ley de Hartley es:

$$I \propto B X t$$

en donde I = capacidad de información
 B = ancho de banda (hertz)
 t = tiempo de transmisión (segundos)

La ecuación anterior muestra que la capacidad de información es una función lineal y directamente proporcional al ancho de banda del sistema y al tiempo de transmisión. Si se modifica el ancho de banda o el tiempo de transmisión, ocurrirá un cambio directamente proporcional en la capacidad de información.

Se requiere aproximadamente 3 kHz de ancho de banda para transmitir señales telefónicas con calidad de voz. Se requieren más de 200 kHz de ancho de banda para la

transmisión de FM comercial de música de alta fidelidad y se necesita casi 6 MHz de ancho de banda para las señales de televisión con una calidad de radiodifusión (es decir, cuando mayor sea la cantidad de información por unidad de tiempo, mayor será la cantidad del ancho de banda requerida).

1.3.4 Modos de transmisión

Los sistemas de comunicaciones electrónicas pueden diseñarse para manejar la transmisión solamente en una dirección, en ambas direcciones pero sólo uno a la vez, o en ambas direcciones al mismo tiempo. Estos se llaman **modos de transmisión**. Cuatro modos de transmisión son posibles: **simplex, half-duplex, full-duplex y full/full-duplex**.

Simplex(SX)

Con la operación simplex, las transmisiones pueden ocurrir sólo en una dirección. Los sistemas simplex son, algunas veces, llamados sistemas **de un sentido, sólo para recibir o sólo para transmitir**. Una ubicación puede ser un transmisor o un receptor, pero no ambos.

Un ejemplo de la transmisión simplex es la radiodifusión de la radio comercial o de televisión; la estación de radio siempre transmite y el **usuario siempre** recibe.

Half-duplex (HDX)

Con una operación half-duplex, las transmisiones pueden ocurrir en ambas direcciones, pero no al mismo tiempo. A los sistemas half-duplex, algunas veces se les llaman sistemas con **alternativa de dos sentidos, cualquier sentido, o cambio y fuera**. Una ubicación puede ser un transmisor y un receptor, pero no los dos al mismo tiempo.

Los sistemas de radio de doble sentido que utilizan los botones **oprima para hablar (PIT)**, para operar sus transmisores, como los radios de banda civil y de banda policiaca son ejemplos de transmisión half-duplex.

Full-duplex (FDX)

Con una operación full-duplex, las transmisiones pueden ocurrir en ambas direcciones al mismo tiempo. A los sistemas de full-duplex algunas veces se les llama **líneas simultánea de doble sentido, duplex o de ambos sentidos**. Una ubicación puede transmitir y recibir simultáneamente; sin embargo, la estación a la que está transmitiendo también debe ser la estación de la cual está recibiendo.

Un sistema telefónico estándar es un ejemplo de una transmisión full-duplex.

Full/Full-duplex (FIFDX)

Con una operación full/full-duplex, es posible transmitir y recibir simultáneamente, pero no necesariamente entre las mismas dos ubicaciones (es decir, una estación puede transmitir a una segunda estación y recibir de una tercera estación al mismo tiempo). Las transmisiones full/full-duplex se utilizan casi exclusivamente con circuitos de comunicaciones de datos.

El Servicio Postal de Estados Unidos es un ejemplo de una operación full/full-duplex.

1.4 Canales de comunicación

Se pueden diferenciar dos grupos

- a) Los cables
- b) Los medios inalámbricos

a) Cables

El cable utilizado para formar una red se denomina a veces *medio*. Los tres factores que se deben tener en cuenta a la hora de elegir un cable para una red son :

- Velocidad de transmisión que se quiere conseguir.
- Distancia máxima entre ordenadores que se van a conectar.
- Nivel de ruido e interferencias habituales en la zona que se va a instalar la red.

Los cables más utilizados son **el par trenzado, el cable coaxial y la fibra óptica.**

Par trenzado

Se trata de dos hilos de cobre aislados y trenzados entre sí, y en la mayoría de los casos cubiertos por una malla protectora. Los hilos están trenzados para reducir las interferencias electromagnéticas con respecto a los pares cercanos que se encuentran a su alrededor (dos pares paralelos constituyen una antena simple, en tanto que un par trenzado no).

Se pueden utilizar tanto para transmisión analógica como digital, y su ancho de banda depende de la sección de cobre utilizado y de la distancia que tenga que recorrer

Se trata del cableado más económico y la mayoría del cable telefónico es de este tipo.

Presenta una velocidad de transmisión que depende del tipo de cable trenzado que se esté utilizando. Está dividido en categorías por el EIA/TIA :

- **Categoría 1:** Hilo telefónico trenzado de calidad de voz no adecuado para las transmisiones de datos. Velocidad de transmisión inferior a 1 Mbits/seg
- **Categoría 2** Cable de par trenzado sin apantallar. Su velocidad de transmisión es de hasta 4 Mbits/seg.
- **Categoría 3** Velocidad de transmisión de 10 Mbits/seg. Con este tipo de cables se implementa las redes Ethernet 10-Base-T
- **Categoría 4:** La velocidad de transmisión llega a 16 bits/seg.

- **Categoría 5** : Puede transmitir datos hasta 100 Mbts/seg.

Tiene una longitud máxima limitada y, a pesar de los aspectos negativos, es una opción a tener en cuenta debido a que ya se encuentra instalado en muchos edificios como cable telefónico y esto permite utilizarlo sin necesidad de obra. La mayoría de las mangueras de cable de par trenzado contiene más de un par de hilos por lo que es posible encontrar mangueras ya instaladas con algún par de hilos sin utilizarse. Además resulta fácil de combinar con otros tipos de cables para la extensión de redes.

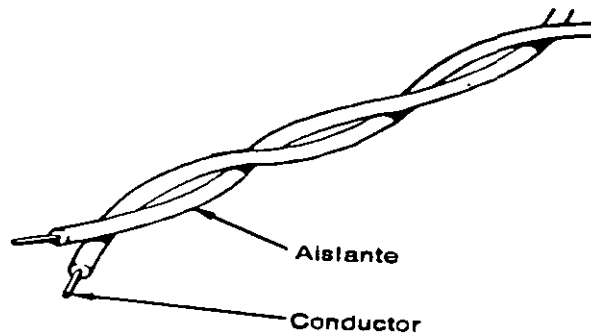


Fig.1.10 Cable de par de hilos trenzado

Cable coaxial

Consiste en un núcleo de cobre rodeado por una capa aislante. A su vez, esta capa está rodeada por una malla metálica que ayuda a bloquear las interferencias; este conjunto de cables está envuelto en una capa protectora. Le pueden afectar las interferencias externas, por lo que ha de estar apantallado para reducirlas. Emite señales que pueden detectarse fuera de la red.

Es utilizado generalmente para señales de **televisión** y para transmisiones de **datos** a alta velocidad a distancias de varios kilómetros.

La velocidad de transmisión suele ser alta, de hasta 100 Mbts/seg; pero hay que tener en cuenta que a mayor velocidad de transmisión, menor distancia podemos cubrir, ya que el periodo de la señal es menor, y por tanto se atenúa antes.

La nomenclatura de los cables Ethernet tiene 3 partes

- La primera indica la velocidad en Mbts/seg.
- La segunda indica si la transmisión es en Banda Base (BASE) o en Banda Ancha (BROAD).
- La tercera los metros de segmento multiplicados por 100.

CABLE	CARACTERÍSTICAS
10-BASE-5	Cable coaxial grueso (Ethernet grueso). Velocidad de transmisión : 10 Mb/seg. Segmentos : máximo de 500 metros.
10-BASE-2	Cable coaxial fino (Ethernet fino). Velocidad de transmisión : 10 Mb/seg. Segmentos : máximo de 185 metros.
10-BROAD-36	Cable coaxial Segmentos : máximo de 3600 metros. Velocidad de transmisión : 10 Mb/seg.
100-BASE-X	Fast Ethernet. Velocidad de transmisión : 100 Mb/seg.

fig. 1.11 Características de cable coaxial

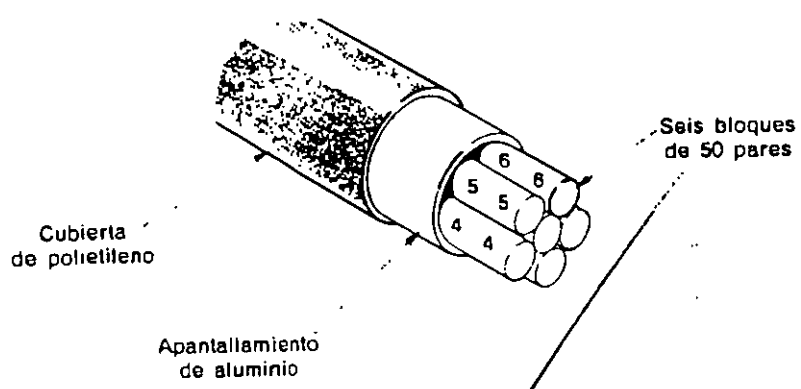


Figura Estructura típica de un cable de pares

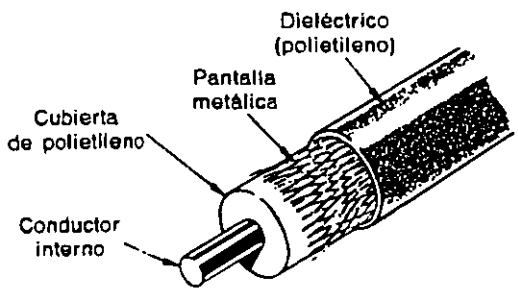


Fig.1.12 estructura típica de un cable coaxial

Cable de fibra óptica

Una fibra óptica es un medio de transmisión de la luz que consiste básicamente en dos cilindros coaxiales de vidrios transparentes y de diámetros muy pequeños. El cilindro interior se denomina núcleo y el exterior se denomina envoltura, siendo el índice de refracción del núcleo algo mayor que el de la envoltura.

En la superficie de separación entre el núcleo y la envoltura se produce el fenómeno de reflexión total de la luz, al pasar éste de un medio a otro que tiene un índice de refracción más pequeño. Como consecuencia de esta estructura óptica todos los rayos de luz que se reflejan totalmente en dicha superficie se transmiten guiados a lo largo del núcleo de la fibra.

Este conjunto está envuelto por una capa protectora. La velocidad de transmisión es muy alta, 10 Mb/seg siendo en algunas instalaciones especiales de hasta 500 Mb/seg, y no resulta afectado por interferencias.

Los cables de fibra óptica tienen muchas aplicaciones en el campo de las comunicaciones de datos.

- Conexiones locales entre ordenadores y periféricos o equipos de control y medición.
- Interconexión de ordenadores y terminales mediante enlaces de fibra óptica.
- Enlaces de fibra óptica de larga distancia y gran capacidad.

Los cables de fibra óptica ofrecen muchas ventajas respecto de los cables eléctricos para transmitir datos.

- Mayor velocidad de transmisión. Las señales recorren los cables de fibra óptica a la velocidad de la luz ($c = 3 \times 10^8$ m/s), mientras que las señales eléctricas recorren los cables a una velocidad entre el 50 y el 80 por cien de ésta, según el tipo de cable.
- Mayor capacidad de transmisión. Pueden lograrse velocidades por encima de 1 Gbit/s. Inmunidad total ante interferencias electromagnéticas. La fibra óptica no produce ningún tipo de interferencia electromagnética y no se ve afectada por rayos o por pulsos electromagnéticos nucleares (NEMP) que acompañan a las explosiones nucleares.
- No existen problemas de retorno de tierra, crosstalk o reflexiones como ocurre en las líneas de transmisión eléctricas
- La atenuación aumenta con la distancia más lentamente que en el caso de los cables eléctricos, lo que permite mayores distancias entre repetidores.

- Se consiguen tasas de error típicas del orden de 1 en 10¹ frente a las tasas del orden de 1 en 10⁶ que alcanzan los cables coaxiales. Esto permite aumentar la velocidad eficaz de transmisión de datos, reduciendo el número de retransmisiones o la cantidad de información redundante necesaria para detectar y corregir los errores de transmisión.
- No existe riesgo de cortocircuito o daños de origen eléctrico.
- Los cables de fibra óptica pesan la décima parte que los cables de cobre apantallados. Esta es una consideración de importancia en barcos y aviones.
- Los cables de fibra óptica son generalmente de menor diámetro, más flexibles y más fáciles de instalar que los cables eléctricos.
- Los cables de fibra óptica son apropiados para utilizar en una amplia gama de temperaturas.
- Es más difícil realizar escuchas sobre cables de fibra óptica que sobre cables eléctricos. Es necesario cortar la fibra para detectar los datos transmitidos. Las escuchas sobre fibra óptica pueden detectarse fácilmente utilizando un reflectómetro en el dominio del tiempo o midiendo las pérdidas de señal.
- Se puede incrementar la capacidad de transmisión de datos añadiendo nuevos canales que utilicen longitudes de onda distintas de las ya empleadas.
- La fibra óptica presenta una mayor resistencia a los ambientes y líquidos corrosivos que los cables eléctricos.
- Las materias primas para fabricar vidrio son abundantes y se espera que los costos se reduzcan a un nivel similar al de los cables metálicos.
- La vida media operacional y el tiempo medio entre fallos de un cable de fibra óptica son superiores a los de un cable eléctrico.
- Los costos de instalación y mantenimiento para grandes y medias distancias son menores que los que se derivan de las instalaciones de cables eléctricos.
- La mayor desventaja es que no se puede "pinchar" fácilmente este cable para conectar un nuevo nodo a la red.

Las transmisiones de la señal a grandes distancias se encuentran sujetas a atenuación, que consiste en una pérdida de amplitud o intensidad de la señal, lo que limita la longitud del cable. Los segmentos pueden ser de hasta 2000 metros.

b) Medios inalámbricos

Enlaces ópticos al aire libre

El principio de funcionamiento de un enlace óptico al aire libre es similar al de un enlace de fibra óptica, sin embargo el medio de transmisión no es un polímero o fibra de vidrio sino el aire.

El emisor óptico produce un haz estrecho que se detecta en un sensor que puede estar situado a varios kilómetros en la línea de visión. Las aplicaciones típicas para estos enlaces se encuentran en los campus de la universidades, donde las carreteras no permiten tender cables, o entre los edificios de una compañía en una ciudad en la que resulte caro utilizar los cables telefónicos.

Las comunicaciones ópticas al aire libre son una alternativa de gran ancho de banda a los enlaces de fibra óptica o a los cables eléctricos. Las prestaciones de este tipo de enlace **pueden verse empobrecidas por la lluvia fuerte o niebla intensa, pero son inmunes a las interferencias eléctricas y no necesitan permiso de las autoridades responsables de las telecomunicaciones.**

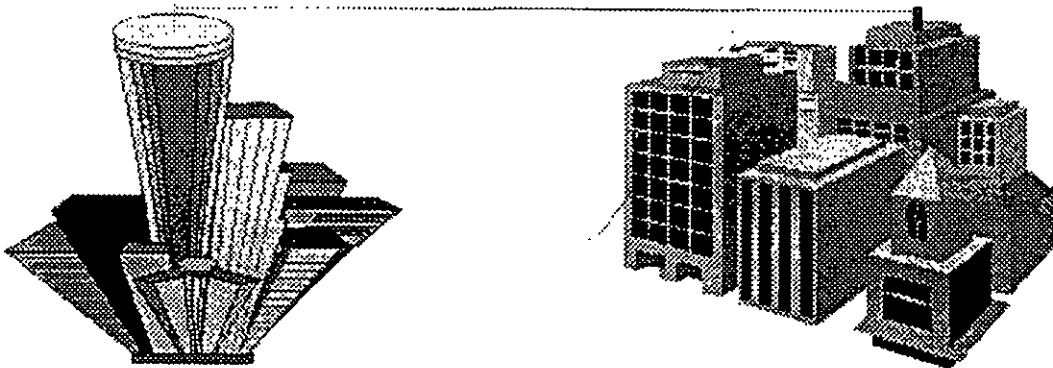


Fig. 1.13 Enlaces ópticos

Las mejoras en los emisores y detectores ópticos han incrementado el rango y el ancho de banda de los enlaces ópticos al aire libre, al tiempo que reducen los costos. Se puede permitir voz o datos sobre estos enlaces a velocidades de hasta 45 Mbits/s . El límite para comunicaciones fiables se encuentra sobre los dos kilómetros. Para distancias de más de dos kilómetros son preferibles los enlaces de microondas.

Existen dos efectos atmosféricos importantes a tener en cuenta con los enlaces ópticos al aire libre :

- La dispersión de la luz que atenúa la señal óptica en proporción al número y al tamaño de las partículas en suspensión en la atmósfera. Las partículas pequeñas, como la niebla, polvo o humo, tienen un efecto que es función de su densidad y de la relación existente entre su tamaño y de la longitud de onda de la radiación infrarrojo utilizada. La niebla, con una elevada densidad de partículas pequeñas, tienen un efecto más acusado sobre el haz de luz. Las partículas de humo, más grandes, tienen menor densidad y, por tanto, menor efecto.
- Las brisas ascensionales (originadas por movimientos del aire como consecuencia de las variaciones en la temperatura) provocan variaciones en la densidad del aire y, por tanto, variaciones en el índice de refracción a lo largo del haz. Esto da lugar a la dispersión de parte de la luz a lo largo del haz. Este efecto puede reducirse elevando el haz de luz lo bastante con respecto a cualquier superficie caliente o utilizando emisores múltiples. La luz de cada emisor se ve afectada de diferente forma por las brisas, y los haces se promedian en el receptor.

Estos sistemas suelen emplearse para transmisiones digital de alta velocidad en banda base.

En E.U. todos los fabricantes de productos láser deben tener una certificación que garantiza la seguridad de sus productos.

Microrondas

Los enlaces de microondas se utilizan mucho como enlaces allí donde los cables coaxiales o de fibra óptica no son prácticos. Se necesita una línea de visión directa para transmitir en la banda de SHF, de modo que es necesario disponer de antenas de microondas en torres elevadas en las cimas de las colinas o accidentes del terreno para asegurar un camino directo, con la intervención de pocos repetidores.

Las bandas de frecuencias más comunes para comunicaciones mediante microondas son las de 2,4, 6 y 6.8 GHz. Un enlace de microondas a 140 Mbits/s puede proporcionar hasta 1920 canales de voz o bien varias comunicaciones de canales de 2 Mbits/s multiplexados en el tiempo.

Los enlaces de microondas presentan unas tasas de error en el rango de 1 en 10^5 a 1 en 10^{11} dependiendo de la relación señal/ruido en los receptores. Pueden presentarse problemas de propagación en los enlaces de microondas, incluyendo los debidos a lluvias intensas que provocan atenuaciones que incrementan la tasa de errores. Pueden producirse pequeños cortes en la señal recibida cuando una bandada de pájaros atraviesa el haz de microondas, pero es poco frecuente que ocurra

Luz infrarroja

Permite la transmisión de información a velocidades muy altas : 10 Mbits/seg. Consiste en la emisión/recepción de un haz de luz ; debido a esto, el emisor y receptor deben tener contacto visual (la luz viaja en línea recta). Debido a esta limitación pueden usarse espejos para modificar la dirección de la luz transmitida.

Señales de radio

Consiste en la emisión/recepción de una señal de radio, por lo tanto el emisor y el receptor deben sintonizar la misma frecuencia. La emisión puede traspasar muros y no es necesario la visión directa de emisor y receptor.

La velocidad de transmisión suele ser baja : 4800 Kbits/seg. Se debe tener cuidado con las interferencias de otras señales.

Comunicaciones vía satélite

Los satélites artificiales han revolucionado las comunicaciones desde los últimos 20 años.

Actualmente son muchos los satélites de comunicaciones que están alrededor de la tierra dando servicio a numerosas empresas, gobiernos, etc.

Un satélite de comunicaciones hace la labor de repetidor electrónico. Una estación terrena A transmite al satélite seriales de una frecuencia determinada (canal de subida). Por su parte, el satélite recibe estas señales y las retransmite a otra estación terrena B mediante una frecuencia distinta (canal de bajada). La señal de bajada puede ser recibida por cualquier estación situada dentro del cono de radiación del satélite, y puede transportar voz, datos o imágenes de televisión. De esta manera se impide que los canales de subida y de bajada se interfieran, ya que trabajan en bandas de frecuencia diferentes.

La capacidad que posee un satélite de recibir y retransmitir se debe a un dispositivo conocido como transpondedor. Los transpondedores de satélite trabajan a frecuencias muy elevadas, generalmente en la banda de los gigahertz. La mayoría de los satélites de comunicaciones están situados en una órbita denominada geoestacionaria, que se encuentra a 36000 km sobre el ecuador . Esto permite que el satélite gire alrededor de la tierra a la misma velocidad que ésta, de modo que parece casi estacionario.

Así, las antenas terrestres pueden permanecer orientadas hacia una posición relativamente estable (lo que se conoce como "sector orbital") ya que el satélite mantiene la misma posición relativa con respecto a la superficie de la tierra.

- Existe un retardo de unos 0.5 segundos en las comunicaciones debido a la distancia que han de recorrer las señales. Los cambios en los retrasos de propagación provocados por el movimiento en ocho de un satélite geostacionario necesita transmisiones frecuentes de tramas de sincronización.
- Los satélites tienen una vida media de siete a 10 años, pero pueden sufrir fallos que provocan su salida de servicio. Es por tanto, necesario disponer de un medio alternativo de servicio en caso de cualquier eventualidad.
- Las estaciones terrenas suelen estar lejos de los usuarios y a menudo se necesitan caros enlaces de alta velocidad. Las estaciones situadas en la banda de bajas frecuencias (la banda C) están dotadas de grandes antenas (de unos 30 metros de diámetro) y son extremadamente sensibles a las interferencias. Por este motivo suelen estar situadas lejos de áreas habitadas. Las estaciones que trabajan en la banda Ku disponen de una antena menor y son menos sensibles a las interferencias. Utilizar un enlace de microondas de alta capacidad sólo ayudaría a complicar los problemas de ruido que presente el enlace con el satélite.
- Las comunicaciones con el satélite pueden ser interceptadas por cualquiera que disponga de un receptor en las proximidades de la estación. Es necesario utilizar técnicas de encriptación para garantizar la privacidad de los datos.
- Los satélites geostacionarios pasan por periodos en los que no pueden funcionar. En el caso de un eclipse de Sol en el que la tierra se sitúa entre el Sol y el satélite, se corta el suministro de energía a las células solares que alimentan el satélite, lo que provoca el paso del suministro de energía a las baterías de emergencia, operación que a menudo se traduce en una reducción de las prestaciones o en una pérdida de servicio.
- En el caso de tránsitos solares, el satélite pasa directamente entre el sol y la tierra provocando un aumento del ruido térmico en la estación terrena y una pérdida probable de la señal enviada por el satélite.
- Los satélites geostacionarios no son totalmente estacionarios con respecto a la órbita de la tierra. Las desviaciones de la órbita ecuatorial hace que el satélite describa una figura parecida a un ocho, de dimensiones proporcionales a la inclinación de la órbita con respecto al ecuador. Estas variaciones en la órbita son corregidas desde una estación de control.
- Actualmente hay un problema de ocupación de la órbita geostacionaria. Cuando un satélite deja de ser operativo, debe irse a otra órbita, para dejar un puesto libre. La separación angular entre satélites debe de ser de 2 grados (anteriormente era de 4). Esta medida implicó la necesidad de mejorar la capacidad de resolución de las estaciones terrenas para evitar detectar las señales de satélites próximos en la misma banda en forma de ruido

1.5 Espectro

El propósito de un sistema de comunicaciones electrónica es comunicar información entre dos o más ubicaciones (llamadas estaciones). Esto se logra convirtiendo la información de la fuente original a energía electromagnética y después transmitiendo la energía a uno o más destinos, en donde se convierte de nuevo a su forma original.

La energía electromagnética puede propagarse en varios modos: como un voltaje o corriente a través de un cable metálico, como ondas de radio emitidas por el espacio libre o como ondas de luz por una fibra óptica.

La energía electromagnética está distribuida a través de un rango de frecuencias casi infinito. El espectro de frecuencias electromagnéticas total que muestra las localizaciones aproximadas de varios servicios dentro de la banda se observa la figura 1.14.

Puede verse que el espectro de frecuencias se extiende desde las frecuencias subsónicas (unos cuantos hertz) a los rayos cósmicos (10^{22} Hz). Cada banda de frecuencias tiene una característica única que la hace diferente de las otras bandas.

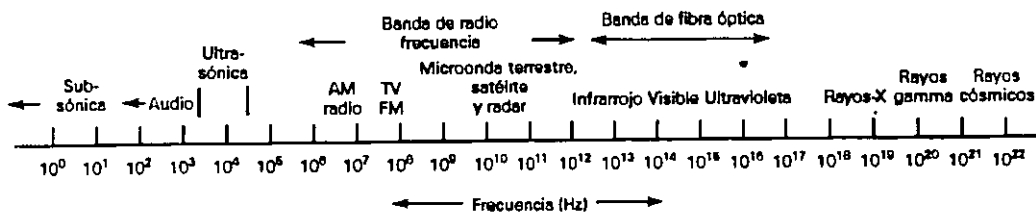


Fig.1.14 Espectro de frecuencias electromagnéticas

Cuando se trata de ondas de radio (ver fig. 1.15), es común usar las unidades de longitud de onda en vez de la frecuencia. La **longitud de onda** es la longitud que un ciclo de una onda electromagnética ocupa en el espacio (la distancia entre los puntos semejantes en una onda repetitiva). La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia de la onda y directamente proporcional a la velocidad de propagación (la velocidad de propagación de la velocidad de la luz es de 3×10^8 m/s). La relación entre la frecuencia, velocidad y longitud de onda se expresa matemáticamente como:

$$\lambda = c / f$$

donde λ = longitud de onda (metros por ciclo)
 c = velocidad de la luz (m/s)
 f = frecuencia (Hz)

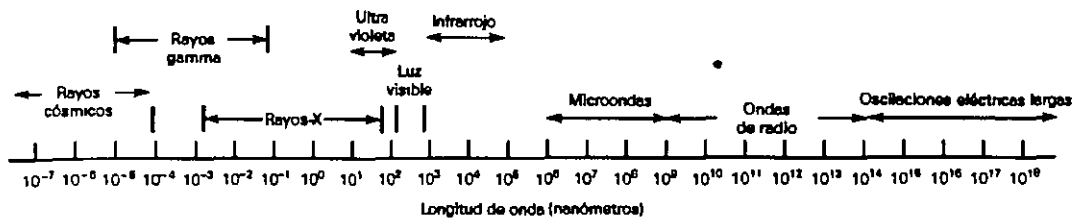


Fig. 1.15. Espectro de la longitud de onda electromagnética

1.6 Ruido

En el proceso de transmisión las señales siempre se ven mezcladas con señales ajenas. En realidad, cualquier proceso impuesto sobre alguna señal tiende a introducir perturbaciones indeseables, que llamaremos ruido.

El ruido es una señal indeseable sin relación alguna con la señal deseada. Siendo las señales de ruido aleatorias las de nuestro interés, es decir, de naturaleza impredecible.

De acuerdo con la definición de ruido, el zumbido de una fuente de alimentación en un receptor de radio, las oscilaciones en un sistema de retroalimentación, etc, son señales de ruido, pero no son aleatorias sino que pueden predecirse y eliminarse con un diseño adecuado.

Existen varias fuentes de ruido, que en general pueden clasificarse en dos categorías generales: (a) **no correlacionado** y (b) **correlacionado**

a) Ruido no correlacionado

El **ruido no correlacionado** está presente sin importar si hay una señal presente o no. El ruido no correlacionado se puede dividir en dos categorías generales: **externo e interno**.

Ruido externo

El **ruido externo** es generado externamente a un circuito y se introduce al circuito. Las señales externamente generadas se consideran ruido, sólo si sus frecuencias caen dentro de la banda útil del filtro de entrada del circuito.

Existen tres tipos principales de ruido externo: **atmosférico, extraterrestre y hecho por el hombre.**

Ruido atmosférico

El ruido atmosférico es la energía eléctrica que ocurre naturalmente, se origina dentro de la atmósfera de la Tierra. El ruido atmosférico es comúnmente llamado **electricidad estática.**

La fuente de la mayoría de la electricidad estática son perturbaciones eléctricas naturales, tales como relámpagos. La electricidad estática frecuentemente viene en la forma de impulsos que despliegan su energía en un rango amplio de radio frecuencias.

La magnitud de estos impulsos medida de los eventos que ocurren naturalmente ha sido observada que es inversamente proporcional a la frecuencia. Consecuentemente, en las frecuencias superiores a aproximadamente 30 MHz, el ruido atmosférico es insignificante.

Además, las frecuencias superiores a 30 MHz están limitadas principalmente a la propagación de línea de vista, lo cual limita su rango de interferencia a aproximadamente 80 km (50 millas).

El ruido atmosférico es la suma de la energía eléctrica de todas las fuentes externas, locales y distantes. El ruido atmosférico se propaga por medio de la atmósfera de la Tierra de la misma manera que las ondas de radio.

Por lo tanto, la magnitud del ruido estático recibido depende de las condiciones de propagación en el tiempo y en parte, en las variaciones diurnas y estacionarias del año.

El ruido atmosférico es el tronido, la estática, etcétera, familiar que se escucha en un receptor de radio predominantemente en la ausencia de la señal recibida y es relativamente insignificante comparado con las otras fuentes de ruido.

Ruido extraterrestre

El ruido extraterrestre se origina fuera de la atmósfera de la Tierra y, por lo tanto, a veces es llamado **ruido del espacio profundo.** El ruido extraterrestre se origina de la vía láctea, otras galaxias y el sol. El ruido extraterrestre se divide en dos categorías: **solar y cósmico (galáctico).**

El ruido solar se genera directamente del calor del sol. Existen dos componentes del ruido solar: una condición **tranquila** cuando una radiación relativamente constante existe y **alta intensidad**, perturbaciones esporádicas ocasionadas por una actividad de **manchas de sol y explosiones solares.**

Las perturbaciones esporádicas vienen de ubicaciones específicas sobre la superficie del sol. La magnitud de estas perturbaciones causadas por una actividad de las manchas de sol sigue un patrón cíclico que se repite cada 11 años. Además, estos periodos de 11 años siguen un patrón supercíclico el cual se realiza, aproximadamente cada 99 años, con una nueva intensidad máxima.

Las fuentes del **ruido cósmico** son continuamente distribuidas a través de nuestra galaxia y de otras galaxias. Las estrellas distantes también son soles y por lo tanto tienen altas temperaturas asociadas con ellas. Consecuentemente, radian ruido de la misma manera que nuestro sol.

Debido a que las fuentes de ruido galáctico se localizan más lejos que nuestro sol, su intensidad de ruido es relativamente pequeña. El ruido cósmico frecuentemente se llama **ruido de cuerpo negro** y se distribuye bastante parejo en el cielo.

El ruido extraterrestre contiene frecuencias de aproximadamente 8 MHz a 1.5 GHz, aunque las frecuencias menores a 20 MHz raramente penetran la atmósfera de la Tierra y son por lo tanto generalmente insignificantes.

El ruido hecho por el hombre

El ruido hecho por el hombre es simplemente el ruido que se puede atribuir al hombre.

Las fuentes de ruido hecho por el hombre incluyen mecanismos que producen chispas tales como los conmutadores en los motores eléctricos, sistemas de ignición de automóviles, equipo de conmutación de potencia y luces fluorescentes. Dicho ruido también es impulsivo en su naturaleza y por lo tanto contiene un rango amplio de frecuencias que son propagadas por el espacio de la misma manera que las ondas radio. Este ruido es más intenso en las áreas más pobladas, metropolitanas e industriales, y a veces se le llama **ruido industrial**.

Ruido interno

El **ruido interno** es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo. Existen principalmente tres tipos de ruido generado internamente: **térmico, de disparo y tiempo de tránsito**.

Ruido térmico

El ruido térmico está asociado con el **movimiento browniano** de electrones dentro de un conductor.

De acuerdo con la **teoría cinética de la materia**, los electrones dentro de un conductor están en equilibrio térmico con las moléculas y en constante movimiento aleatorio. Este movimiento aleatorio es aceptado como parte de una confirmación de la teoría cinética de la materia y fue primero observado por el botánico inglés, Robert Brown (de ahí el nombre de **ruido browniano**) observó primero la evidencia para la naturaleza cinética (partículas en movimiento) de la materia, mientras observaba los granos de polen bajo un microscopio.

Brown observó una agitación extraordinaria de los granos de polen que los hacía extremadamente difíciles de examinar. Más tarde, observó que este mismo fenómeno existió para las partículas de humo en el aire. El movimiento browniano de electrones fue reconocido primero en 1927 por J. B. Johnson de los Laboratorios de Teléfonos Bell.

En 1928, un tratamiento teórico cuantitativo fue proporcionado por U. Nyquist (también de los Laboratorios de Teléfonos Bell). Los electrones dentro de un conductor llevan una carga negativa unitaria, y la velocidad media cuadrática de un electrón es proporcional a la temperatura absoluta.

Consecuentemente, cada vuelo de un electrón entre colisiones con moléculas constituye un pulso corto de corriente. Debido a que el movimiento de electrones es totalmente aleatorio y en todas direcciones, el voltaje promedio producido en la sustancia por su movimiento es de 0 V cd.

De esta manera, tal movimiento aleatorio le da una elevación a una componente de e_n . Esta componente e_n tiene varios nombres, los cuales incluyen **ruido térmico** (porque depende de la temperatura), el **ruido Browniano** (nombrado por su descubridor), **ruido Johnson** (nombrado por la persona que relacionó el movimiento de las partículas brownianas al movimiento de electrones), **ruido aleatorio** (porque la dirección del movimiento de electrones es totalmente aleatorio), **ruido resistivo** (porque la magnitud de su voltaje depende de la resistencia) y **ruido blanco** (porque contiene todas las frecuencias).

Por lo tanto, el **ruido térmico** es el movimiento aleatorio de los electrones libres dentro de un conductor causado por la agitación térmica.

La **ley de equipartición** de Boltzmann y Maxwell combinado con el trabajo de Johnson, y Nyquist establece que la potencia del ruido térmico generado dentro de una fuente para un ancho de banda de 1 Hz (watts por hertz) es la **densidad de potencia de ruido**, la cual se representa matemáticamente como:

$$N_o = KT$$

Donde N_o = densidad de potencia de ruido (watts por hertz)
 K = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)
 T = temperatura absoluta (Kelvin) (temperatura ambiente = 17°C o 290 K)

y expresada en

$$N_o \text{ (dBm)} = 10 \log KT/0.001$$

$$= 10 \log 4 \times 10^{-21} / 0.001$$

$$= 174 \text{ dBm}$$

La potencia total de ruido es igual al producto del ancho de banda y la densidad de potencia de ruido. Por tanto, la potencia total de ruido presente en el ancho de la banda B es:

$$N = KTB$$

donde N = la potencia total de ruido en el ancho de banda B (watts)

$N_0 = KT$ = la densidad de potencia de ruido (watts por hertz)

B = ancho de banda del dispositivo o sistema (hertz)

y expresada en dBm

$$N(\text{dBm}) = 10 \log \quad KTB / 0.001$$

El resultado de la ley de equiparación es una densidad de potencia constante contra frecuencia.

Para la mayoría de los propósitos prácticos, el ruido térmico es directamente proporcional al producto del ancho de banda del sistema y la temperatura absoluta de la fuente. Así, el ruido térmico total puede expresarse como:

$$N_{(\text{dBm})} = -174 + 10 \log B \quad (1-26)$$

Ruido de disparo.

El **ruido de disparo** es causado por la llegada aleatorio de portadoras (huecos y electrones) en el elemento de salida de un dispositivo electrónico, tal como un diodo, transistor de efecto de campo (FET), transistor bipolar (BJT) o tubo de vacío.

El ruido de disparo fue observado por primera vez en la corriente del ánodo de los amplificadores de tubo de vacío y fue descrito por W. Schottky en 1918. Las portadoras de corriente (para ca y cd) no se mueven en un flujo continuo y estable porque la distancia con que viajan varía debido a sus trayectorias de movimiento aleatorio.

El ruido de disparo está variando aleatoriamente y está sobrepuesto en cualquier señal presente. El ruido de disparo, cuando se amplifica, suena como una lluvia de bolitas de metal que caen sobre un techo de estaño. El ruido de disparo algunas veces se le llama **ruido de transistor**. El ruido de disparo es proporcional a la carga de un electrón (1.6×10^{-19}), corriente directa y ancho de banda del sistema. Además, la potencia de ruido de disparo es aditivo con el ruido térmico y otro ruido de disparo.

Ruido de tiempo de tránsito

Cualquier modificación a una corriente de portadores conforme pasa desde la entrada hasta la salida de un dispositivo (tal como del emisor al colector de un transistor) produce una variación aleatorio irregular calificada como **ruido de tránsito**. Cuando el tiempo que toma a la portadora propasarse a través de un dispositivo es una parte apreciable de tiempo de un ciclo de la señal, el ruido se hace notable.

El ruido del tiempo de tránsito en los transistores se determina por la movilidad del ión, los voltajes de polarización y la construcción real del transistor. Los portadores que viajan del emisor al colector sufren de retardos de tiempo del emisor, los retardos de tiempo del tránsito de la base y los retardos de tiempo de la recombinación y propagación del colector.

En altas frecuencias y si los retardos de tránsito son excesivos, el dispositivo puede agregar más ruido que amplificación a la señal.

b) Ruido correlacionado

El **ruido correlacionado** es una energía eléctrica no deseada que está presente como un resultado directo de una señal, tales como las distorsiones armónica y de intermodulación. Las distorsiones armónica y de intermodulación son formas de distorsión no lineal; son producidas por la amplificación no lineal. El ruido correlacionado no puede estar presente en un circuito a menos que exista una señal de entrada. Simplemente dicho, no hay señal, no hay ruido. Las distorsiones armónica y de intermodulación cambian la forma de la onda en el dominio del tiempo y el contenido espectral en el dominio de la frecuencia.

Distorsión armónica.

La **distorsión armónica** son los múltiples no deseados de la onda seno de frecuencia simple que se crean cuando la onda seno se amplifica en un dispositivo no lineal, como un amplificador de señal grande. La **distorsión de amplitud** es otro nombre para la distorsión armónica. Generalmente, el término distorsión de amplitud se usa para analizar una forma de onda en el **dominio del tiempo** y el término **distorsión armónica** se usa para analizar una forma de onda en el **dominio de la frecuencia**. La frecuencia original de entrada es la primera armónica y se le llama **frecuencia fundamental**.

Existen varios grados u órdenes de distorsión armónica. La distorsión armónica de segundo orden es la relación de la amplitud rms de la frecuencia de la segunda armónica a la amplitud rms de la frecuencia fundamental. La distorsión armónica de tercer orden es la relación de la amplitud rms de la frecuencia de la tercera armónica a la amplitud rms de la frecuencia fundamental, y así sucesivamente. A la relación de las amplitudes rms combinadas de las armónicas superiores con la amplitud rms de la frecuencia fundamental se le llama distorsión armónica total (THD) y su expresión es:

$$\% \text{ THD} = V_{\text{alto}} / V_{\text{fund}} \times 100$$

donde $\% \text{ THD}$ = porcentaje de la distorsión armónica total
 V_{alto} = suma cuadrática de los voltajes medios (rms) de las armónicas superiores
 V_{fund} = voltaje rms de la frecuencia fundamental

Ruido de intermodulación.

El **ruido de intermodulación** son las frecuencias no deseadas del producto cruzado (sumas y diferencias) creadas cuando dos o más señales son amplificadas en un dispositivo no lineal, tal como un amplificador de señal grande.

Como con la distorsión armónica, hay varios grados de distorsión de intermodulación. Sería imposible medir todos los componentes de intermodulación producidos cuando dos o más frecuencias se mezclan en un dispositivo no lineal. Por lo tanto, para propósitos de comparación, un método común usado para medir la distorsión de intermodulación es el **porcentaje de distorsión de intermodulación de segundo orden**.

$$\% \text{ IMD de 2}^\circ \text{ orden} = \left(\frac{V_{\text{productos cruzados de segundo orden}}}{V_{\text{original}}} \right) \times 100$$

donde $V_{\text{productos cruzados de segundo orden}}$ = suma cuadrática de las amplitudes rms de las frecuencias de producto cruzado de segundo orden

V_{original} = suma cuadrática de las amplitudes rms de las frecuencias de entrada

Varios tipos de ruido no correlacionado

Ruido de resistencia.

El **ruido de resistencia** es una forma de ruido térmico que está asociada con la resistencia interna de la base, el emisor y el colector de un transistor. El ruido de resistencia es bastante constante desde 500 Hz hacia arriba y puede, por lo tanto, ser más fuerte con el ruido térmico o de disparo.

Ruido de precipitación.

El **ruido de precipitación** es un tipo de ruido estático causado cuando un avión pasa a través de nieve o de la lluvia. El avión se carga de manera eléctrica a un potencial lo suficientemente alto con respecto al espacio que lo rodea que una **descarga de corona** (descarga luminosa) ocurre en un punto exacto en el avión. La interferencia de la precipitación estática es más molesta en las frecuencias de onda corta y menores.

La relación señal-a-ruido

La **relación señal-a-ruido (S/N)** es una relación matemática sencilla del nivel de la señal con respecto al nivel de ruido en un punto dado del circuito, el amplificador o el sistema.

La relación de señal-a-ruido puede expresarse como una relación de voltaje y una relación de potencia. Matemáticamente, S/N es:

$$S/N = [V_{\text{señal}} / V_{\text{ruido}}]^2 = [V_s / V_n]^2 \quad \text{como una relación de voltaje}$$

$$S/N = [P_{\text{señal}} / P_{\text{ruido}}]^2 = [P_s / P_n]^2 \quad \text{como una relación de potencia}$$

La relación de señal-a-ruido se expresa frecuentemente como una función logarítmica con la unidad de decibel

Para las relaciones de voltaje, $S/N \text{ (dB)} = 20 \log V_s / V_n$

Para las relaciones de potencia, $S/N \text{ (dB)} = 10 \log P_s / P_n$

La relación de señal-a-ruido probablemente sea el parámetro más importante y frecuentemente usado para evaluar el funcionamiento de un amplificador en un sistema completo de comunicaciones de radio o para comparar el funcionamiento de un amplificador o sistema con otro. Entre más alta sea la relación señal-a-ruido, mejor será el funcionamiento del sistema. De la relación señal-a-ruido, se puede determinar la calidad general de un sistema.

Factor de ruido e índice de ruido

El factor de ruido (F) y el índice de ruido (NF) son índices que indican la degradación en la relación señal-a-ruido conforme la señal se propaga por un amplificador sencillo, una serie de amplificadores o un sistema de comunicaciones.

El factor de ruido es la relación de la relación señal-a-ruido de entrada, entre la relación señal-a-ruido de salida. Así que, el factor de ruido es una relación de relaciones. Matemáticamente, este factor se escribe como:

$$F = \text{relación señal-a-ruido de entrada} / \text{relación señal-a-ruido de salida}$$

El índice de ruido es el factor de ruido expresado en forma logarítmica. Matemáticamente este índice es

$$\begin{aligned} \text{NF (dB)} &= 10 \log \left(\text{relación señal-a-ruido de entrada} / \text{relación señal-a-ruido de salida} \right) \\ &= 10 \log F \end{aligned}$$