

DIRECTORIO DE PROFESORES DEL CURSO:

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 al 14 de marzo de 1992

M. EN C. AMANDA ORALIA GOMEZ GONZALEZ
LA PRUEBA 27, COL. INDUSTRIAL
MEXICO D.F. 07800
TEL. 577 78 49

ING. JORGE CEJA CAYETANO
GERENTE GENERAL
AJSAT
AV. UNIVERSIDAD N° 38
NARVARTE, BENITO JUAREZ 03020
TEL. 905 405 5552

M. EN C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA
INVESTIGADOR TITULAR "A"
CICESE
KM 105, CARR. TIJ.-ENS.
ENSENADA, BAJA CALIFORNIA
TEL. (667) 445 01 al 06

M. EN I. HUMBERTO GOMEZ NARANJO
CERRADA DE LA ROMERIA 86-302
FRACCIONAMIENTO COLINAS DEL SUR
DEL. ALVARO OBREGON
TEL. 593 54 99

M. EN I. HUGO MORENO SANCHEZ
RANCHO MIRADORES 10-201
COL. LOS GIRASOLES
04920, MEXICO, D.F.
TEL. 677 26 19

M. EN C. JESUS FRANCISCO NAVA MORALES
EZEQUIEL A. CHAVEZ N° 6 - 501
COPILCO EL ALTO
CHIHUAHUA CHI.

M. EN I. MARIO PEÑA CABRERA
ATENCO 56, VERGEL DE COYOACAN
SAN JUAN DEL RIO, QUERETARO

M. EN I. ROBERTO TOVAR MILLAN
ABELARDO L. RODRIGUEZ 114
AMPLIACION MIGUEL HIDALGO
C.P. 14250
TEL. 548 33 60

ING. ALFONSO AGUILAR BISTRAN
GERENTE GENERAL DE
AJSAT
AV. UNIVERSIDAD N° 38
NARVARTE, BENITO JUAREZ 03020
TEL. 905 405 5552

ING. ITHANDEHUI AZIYADEE MESINAS
ANALISTA DE INGENIERIA
TELCEL
AV. NUEVO LEON 202, PISO 10°
HIPODROMO CONDESA, 06140
TEL. 273 10 88

ING. ROMAN OSORIO COMPARAN

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO
 FACULTAD DE INGENIERIA
 DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
 CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES
 9 al 14 de marzo de 1992

FECHA	H O R A R I O	T E M A	P R O F E S O R
<i>lunes 9 de marzo</i>	17:00 a 19:00 h. 19:00 a 21:00 h.	<i>Introducción Circuitos de comunicación</i>	<i>M. en C. Amanda O. Gómez González Ing. Jorge Ceja Cayetano</i>
<i>martes 10 de marzo</i>	17:00 a 21:00 h.	<i>Circuitos de comunicación Fundamentos de televisión</i>	<i>Ing. Jorge Ceja Cayetano Ing. Jorge Ceja Cayetano</i>
<i>miércoles 11 de marzo</i>	17:00 a 21:00 h.	<i>Líneas de transmisión Guía de ondas y resonadores</i>	<i>M. en C. Arturo Velázquez Ventura M. en C. Arturo Velázquez Ventura</i>
<i>jueves 12 de marzo</i>	17:00 a 21:00 h.	<i>Comunicaciones digitales</i>	<i>M. en I. Humberto Gómez Naranjo M. en I. Hugo Moreno Sánchez M. en C. Jesús Francisco Nava Morales Ing. Román Osorio Comparan M. en I. Mario Peña Cabrera M. en I. Roberto Tovar</i>
<i>viernes 13 de marzo</i>	17:00 a 21:00 h.	<i>Radiación y antenas</i>	<i>Ing. Alfonso Aguilar Bistrain</i>
<i>sábado 14 de marzo</i>	9:00 a 13:00 h.	<i>Redes de telefonía</i>	<i>Ing. Ithandehui Aziyadee Mesinas</i>

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

(1)

CURSO: SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

FECHA: 9 al 14 de marzo de 1992.

		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD
CONFERENCISTA					
1	M. EN C. AMANDA O. GOMEZ GONZALEZ				
2	ING. JORGE CEJA CAYETANO				
3	M. EN C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA				
4	M. EN I. HUMBERTO GOMEZ NARANJO				
5	M. EN I. HUGO MORENO SANCHEZ				
6	M. EN C. JESUS FRANCISCO NAVA MORALES				
7	ING. ROMAN OSORIO COMPARAN				
8	M. EN I. MARIO PEÑA CABRERA				
9	M. EN I. ROBERTO TOVAR				
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10					

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

①

CURSO: SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

FECHA: 9 al 14 de marzo de 1992.

CONFERENCISTA		DOMINIO DEL TEMA	EFICIENCIA EN EL USO DE AYUDAS AUDIO VISUALES	MANTENIMIENTO DEL INTERES. (COMUNICACION CON LOS ASISTENTES, AMENIDAD, FACILIDAD DE EXPRESION).	PUNTUALIDAD	
10	ING. ALFONSO AGUILAR BISTRAIN					
11	ING. ITHANDEHUI AZIYADEE MESINAS					
ESCALA DE EVALUACION : 1 a 10						

EVALUACION DE LA ENSEÑANZA

SU EVALUACION SINCERA NOS AYUDARA A MEJORAR LOS PROGRAMAS POSTERIORES QUE DISEÑAREMOS PARA USTED.

CURSO: SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

FECHA: DEL 9 al 14 DE MARZO DE 1992

TEMA		ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL TEMA	GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL TEMA	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO EN EL TEMA	UTILIDAD PRACTICA DEL TEMA	
1	INTRODUCCION					
2	CIRCUITOS DE COMUNICACION					
3	FUNDAMENTOS DE TELEVISION					
4	LINEAS DE TRANSMISION					
5	GUIA DE ONDAS Y RESONADORES					
6	COMUNICACIONES DIGITALES					
7	RADIACION Y ANTENAS					
8	REDES DE TELEFONIA					
ESCALA DE EVALUACION: 1 a 10						

EVALUACION DEL CURSO

C O N C E P T O		
1.	APLICACION INMEDIATA DE LOS CONCEPTOS EXPUESTOS	
2.	CLARIDAD CON QUE SE EXPUSIERON LOS TEMAS	
3.	GRADO DE ACTUALIZACION LOGRADO EN EL CURSO	
4.	CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
5.	CONTINUIDAD EN LOS TEMAS DEL CURSO	
6.	CALIDAD DE LAS NOTAS DEL CURSO	
7.	GRADO DE MOTIVACION LOGRADO EN EL CURSO	
EVALUACION TOTAL		

ESCALA DE EVALUACION: 1 A 10

1.- ¿Qué le pareció el ambiente en la División de Educación Continua?

MUY AGRADABLE

AGRADABLE

DESAGRADABLE

2.- Medio de comunicación por el que se enteró del curso:

PERIODICO EXCELSIOR
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

PERIODICO NOVEDADES
ANUNCIO TITULADO DE
VISION DE EDUCACION
CONTINUA

FOLLETO DEL CURSO

CARTEL MENSUAL

RADIO UNIVERSIDAD

COMUNICACION CARTA,
TELEFONO, VERBAL,
ETC.

REVISTAS TECNICAS

FOLLETO ANUAL

CARTELERA UNAM "LOS
UNIVERSITARIOS HOY"

GACETA
UNAM

3.- Medio de transporte utilizado para venir al Palacio de Minería:

AUTOMÓVIL
PARTICULAR

METRO

OTRO MEDIO

4.- ¿Qué cambios haría en el programa para tratar de perfeccionar el curso?

5.- ¿Recomendaría el curso a otras personas?

SI

NO

5.a. ¿Qué periódico lee con mayor frecuencia?

6.- ¿Qué cursos le gustaría que ofreciera la División de Educación Continua?

7.- La coordinación académica fué:

EXCELENTE

BUENA

REGULAR

MAIA

8.- Si está interesado en tomar algún curso INTENSIVO ¿Cuál es el horario más conveniente para usted?

LUNES A VIERNES
DE 9 a 13 H. Y
DE 14 A 18 H.
(CON COMIDAD)

LUNES A
VIERNES DE
17 a 21 H.

LUNES A MIERCOLES
Y VIERNES DE
18 A 21 H.

MARTES Y JUEVES
DE 18 A 21 H.

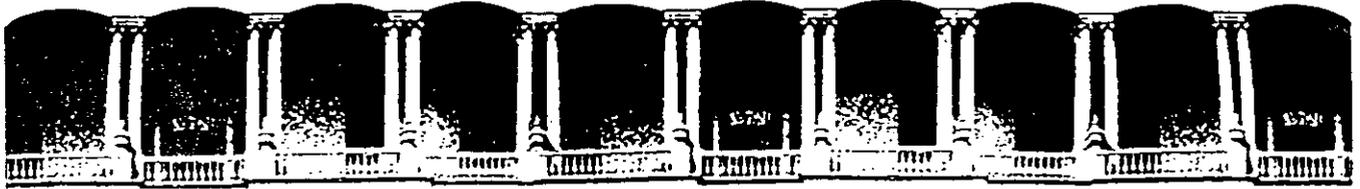
VIERNES DE 17 A 21 H.
SABADOS DE 9 A 14 H.

VIERNES DE 17 A 21 H.
SABADOS DE 9 A 13 H.
DE 14 A 18 H.

OTRO

9.- ¿Qué servicios adicionales desearía que tuviese la División de Educación Continua, para los asistentes?

10.- Otras sugerencias:



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO 1992

I N T R O D U C C I O N

M. en C. Amanda O. Gómez González

PALACIO DE MINERIA

SISTEMAS SEÑALES Y CIRCUITOS DE COMUNICACION

AMANDA GÓMEZ GONZÁLEZ

OBJETIVO DEL CURSO

Existen diversas formas de comunicación, desde las más primitivas, hasta las últimas con alto grado de sofisticación, como son las comunicaciones digitales con códigos correctores de errores y encriptación.

Los tipos más comunes de comunicación se pueden dividir en analógicas y digitales, aclarando que para cada caso, los circuitos, medios y sistemas de comunicación varían.

En este curso tenemos como objetivo en recordar los tipos de sistemas de telecomunicación actuales, los medios de comunicación, los circuitos empleados y las diversas señales tratadas.

El interés que los trae a un curso como este es realizar telecomunicaciones más eficientes, actualizarnos en los diversos medios utilizados e investigar algunas de las aplicaciones mayormente tratadas como son: satélite, fibra óptica, comunicaciones espaciales y telefonía celular.

A continuación se hace una ligera descripción de los objetivos de cada sección en donde se contempla principalmente una aplicación práctica

Sería imposible comenzar a hablar de ondas electromagnéticas sin antes tener claro lo que es una onda propagada en el espacio libre y en cualquier medio por lo que el inicio de este curso es un recordatorio de ondas y medios de propagación, cabe aclarar que hemos evitado al máximo el rigorismo matemático para ser más aplicativo, sin restarle importancia a la teoría, por lo que al final de cada sección aparece una bibliografía apropiada para cada tema, sabiendo de antemano que el curso es lo suficientemente sólido como para aclarar por sí solo las dudas prácticas de los temas tratados.

Las señales de comunicación pueden ser analógicas y digitales, y regularmente se pretenden tales señales para enviar una portadora, las señales puede ser: voz, datos, video o audio, las cuatro opciones anteriores pueden ser moduladas en forma analógica o digital, por lo que cuando se manejan señales, conviene recordar un poco de la forma de

representar las señales en el espacio , en la frecuencia , el uso de la transformada de Fourier, el manejo de la convolución, el teorema de muestreo y los filtros, incluido ésto en la sección referente a señales.

Las señales se modulan para poder ser enviadas en una portadora asignada en el espectro, porque por poner un ejemplo un tanto burdo, supongamos que hablamos para comunicarnos con un interlocutor, cuando la distancia es pequeña, lo que puede impedir que se reciba la señal es ruido ambiental, digamos otras personas hablando cerca de nosotros, ahora imaginemos ésto mismo a una distancia mayor y con mas señales, por ejemplo con altavoces y esto se complicaría, por lo mismo , aprovechando las propiedades de las ondas que se propagan en cualquier medio (siempre y cuando no sea aislante o dieléctrico para esta frecuencia) se puede enviar una señal cuya portadora sea de cualquier frecuencia asignada y reestructurar la señal a miles de kilometros de distancia, por lo que la calidad de la recepción depende de diversos factores : medio, electrónica y antena.

Cuando se habla de modulación de señales conviene aclarar que para eso se requiere un canal, y canal significa una señal que cubre un ancho de banda, por lo que un punto a aclara es canales de comunicacion , anchos de banda y densidad de potencia por canal modulado.

Un Sistema de comunicaciones se compone de tres elementos fundamentales que són el transmisor, el medio y el receptor .

Ahora bien, cada parte de un sistema de comunicaciones cuenta con una electrónica asociada, para los moduladores, osciladores, transmisores, amplificadores, receptores, filtros etc. por lo que la segunda parte de este curso es el manejo electrónico de cada uno de los circuitos requeridos en el enlace y es claro que se manejaran circuitos reales cuyos componentes son de acceso en el mercado ya que se pretende que el estudiante pueda identificar en un circuitos de comunicacion las diversas partes que lo componen.

Las ondas se propagan por diversos medios, el más usual es el espacio libre, más sin embargo existen otros en los cuales se deben hacer ciertas consideraciones para su transporte: pérdidas, defasamientos, ruidos etc

El cable, la fibra óptica, guias de onda y resonadores las microtiras y otras constituyen las líneas de transmisión.

Se hace hincapié en las guías de onda y su diseño por auxilios gráficos para en el rango de microondas se realicen capacitancias, inductancias, resistencias y acopladores de impedancia.

Las antenas representan la interfaz entre el circuito y el medio de transmisión por lo que le dedica toda una sección desde el principio de un radiador primario, los dipolos, los arreglos, los acoplamientos y las antenas para frecuencias de microondas y ondas milimétricas, para cada caso se hará una descripción de los principios de operación y los parámetros que se deben tener en consideración para decidir la calidad requerida en un enlace, los patrones de radiación y el tipo de acoplamiento deseado.

Se ha dedicado un capítulo en especial al respecto de comunicaciones digitales y aplicaciones, considerando que para tal efecto se requiere conocer las posibilidades de modulado y multicanalizado de una señal originalmente analógica, PCM, PSK, QPSK, BPSK son algunas de las técnicas analizadas.

Las aplicaciones se han pensado que sean las más ilustrativas de la potencialidad de utilizar comunicaciones digitales, el manejo del error, las técnicas de codificación, el mejoramiento de la calidad de la señal y los resultados obtenidos con técnicas de corrección de error y redes.

Un punto que resulta de gran actualidad es el referente a televisión, principalmente el enfocado a televisión de alta resolución, y las posibles normas manejadas hasta la fecha, para comprender de forma clara estas normas se debe tener en cuenta los fundamentos de televisión analógica y de resolución media, por lo que se estudiarán los estándares, los requerimientos, la sincronía y el barrido, lo relacionado con el ancho de banda y los circuitos detectores, con el objetivo de hacer la comparación con ésta técnica y la propuesta en años recientes y los problemas de compatibilidad.

Una de las forma más usual de comunicación a larga distancia ha sido desde su comercialización, la telefonía, más sin embargo ella misma ha cambiado y en pocos años la telefonía celular ha complementado y expandido el alcance de la telefonía tradicional, por lo que las redes telefónicas tratadas en este curso incluyen las tradicionales de la red telefónica nacional y las de la telefonía celular, se analizarán los alcances y limitaciones de ambos casos y se verán las tendencias de ambos tipos de enlace.

SEÑALES

Las señales se pueden dividir en dos grandes grupos : analógicas y digitales una señal analógica es una señal cuya representación en el plano de tiempo se manifiesta como una variable $f(t)$, mientras que la señal digital se representa como una serie de niveles que pueden variar solo y abruptamente de 0 a 1 ó -1

Las señales analógicas tienen a su vez una subdivisión que es la de discretas y continuas

La figura 1 muestra una señal analógica continua en el tiempo

$$f(t) = 2 \cos \omega t + 1$$

de $-\infty$ a ∞

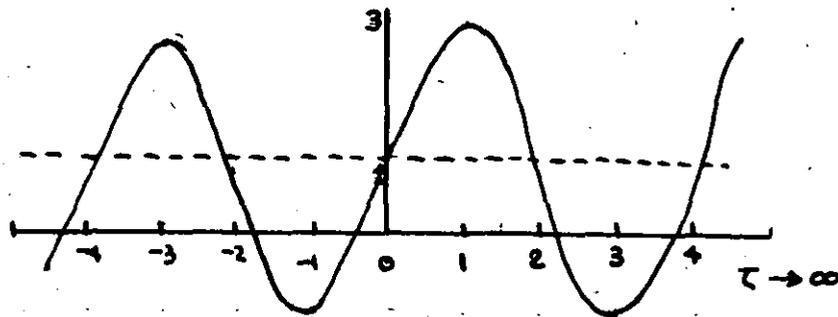


Figura 1

cuando una señal no es continua, se debe de especificar el periodo en donde cumple con la forma digamos de $-t$ a t , como se muestra en la figura 2

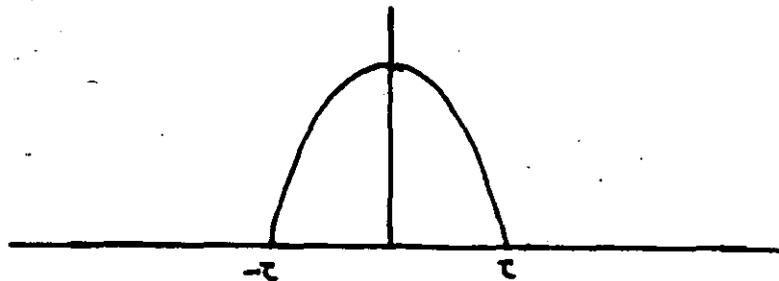


Figura 2

Para el manejo de las señales en el plano de el tiempo, resulta un tanto difícil de identificar los componentes espectrales para ser utilizados los filtros, osciladores y demas elementos que requieran identificación de señales, por lo que se emplea la representación en frecuencia

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

ahora bien, una señal por ejemplo un coseno o un seno, tiene una sola frecuencia en que se manifiesta en el plano de la frecuencia

La figura 3 ilustra una función seno ωt tanto en tiempo como en frecuencia.

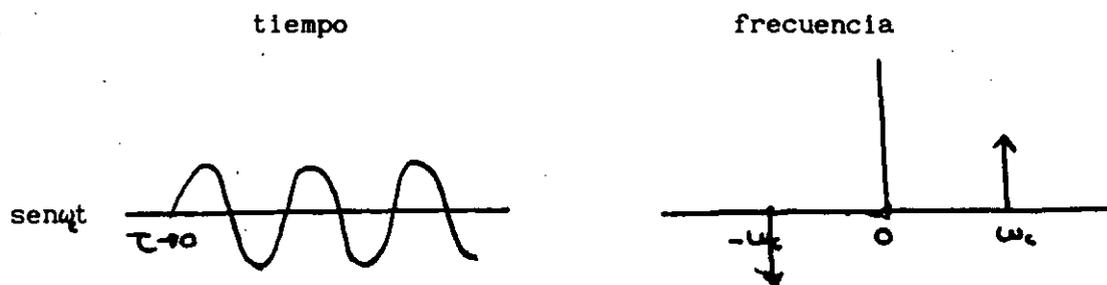


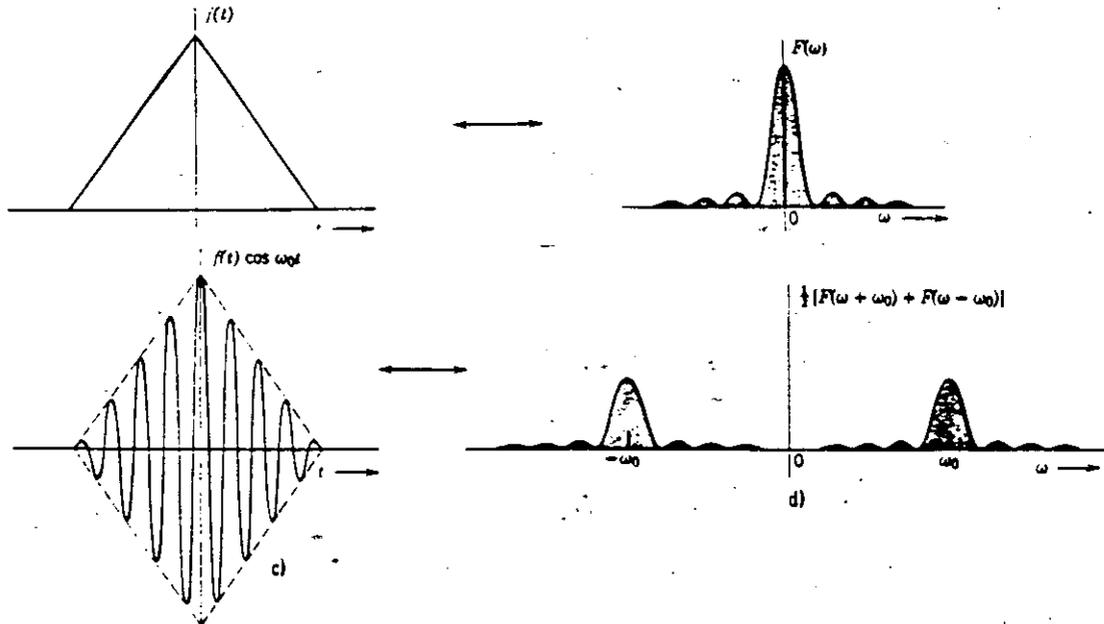
Figura 3

una señal cuyos componentes de frecuencia no sean una sola frecuencia se verá plasmado como una serie de componentes espectrales como se muestra en la figura 4 .



Figura 4

una señal triangular cuyas componentes en la frecuencia se muestran en la figura 5, cuando se modula o multiplica con una señal senosoidal de frecuencia única, se manifiesta como una señal igual que la triangular solo que desplazada a los lugares donde se encuentran las componentes de la senosoidal



Una señal pulsante, tiene sus componentes en frecuencia como una sinc y si esta señal se multiplica por una señal senosoidal de frecuencia constante, el comportamiento es dos sinc desplazadas a la frecuencia donde se encontraba la señal seno en el plano de la frecuencia

Esto anterior es la forma de ver como es que al modular señales cuyas componentes espectrales se pueden identificar, se pueden desplazar a la frecuencia que se nos asigne en el espectro

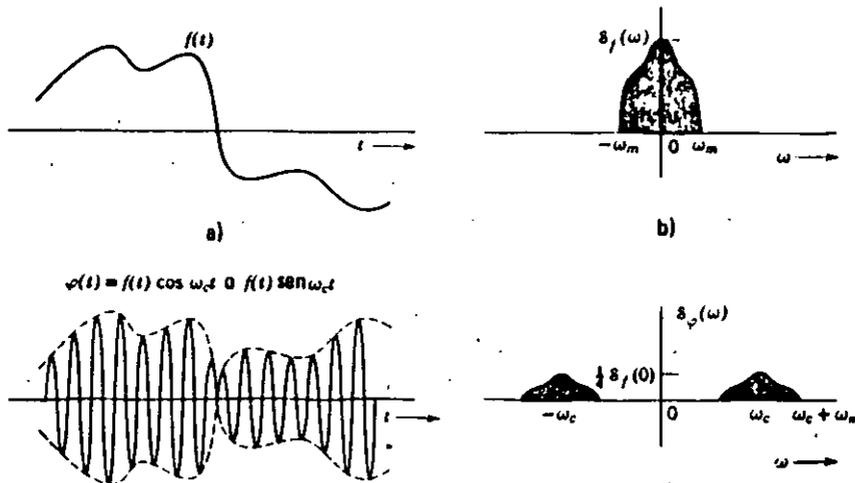


Figura 6

la figura 6 muestra una señal de voz con su representación en la frecuencia y la misma señal modulada y su representación en el tiempo y en la frecuencia.

Algunas propiedades útiles de las señales son:

simetría: existiendo una señal en el tiempo, tiene una equivalente en frecuencia y viceversa

$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega)$$

$$F(t) \Leftrightarrow 2\pi f(-\omega)$$

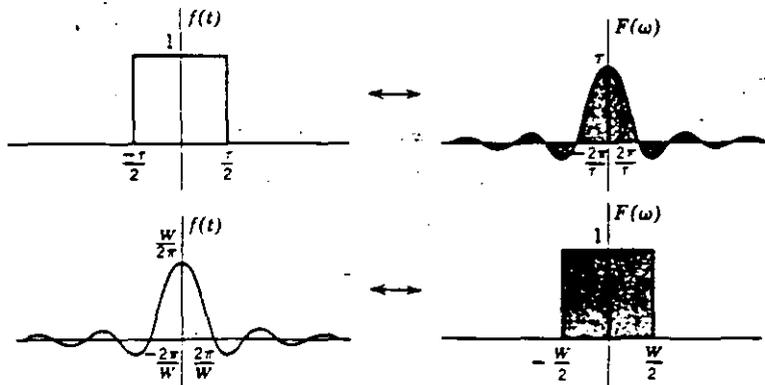


Figura 7

linealidad

$$f_1(t) \Leftrightarrow F_1(\omega)$$

$$f_2(t) \Leftrightarrow F_2(\omega)$$

por lo que la suma de señales en el tiempo equivalen a la suma de señales en la frecuencia

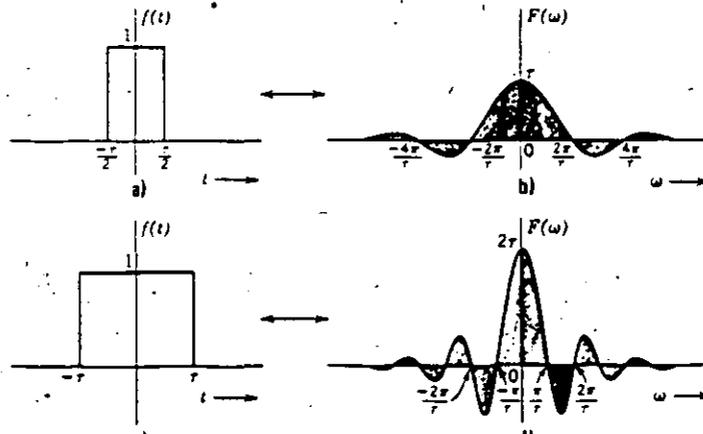
$$f_1(t)+f_2(t) \Leftrightarrow F_1(\omega)+F_2(\omega)$$

Escalar

siendo a una constante real

$$f(at) \Leftrightarrow \frac{1}{|a|} F(\omega/a)$$

por lo que se por ejemplo, expandimos en tiempo, equivale a comprime en frecuencia ejemplo en la figura 8



Desplazamiento en frecuencia

$$f(t)e^{j\omega_0 t} \Leftrightarrow F(\omega - \omega_0)$$

en comunicaciones, el proceso de multiplicar una señal por una frecuencia implica el desplazamiento del espectro y a esto se le denomina *modulación*

Figura 9

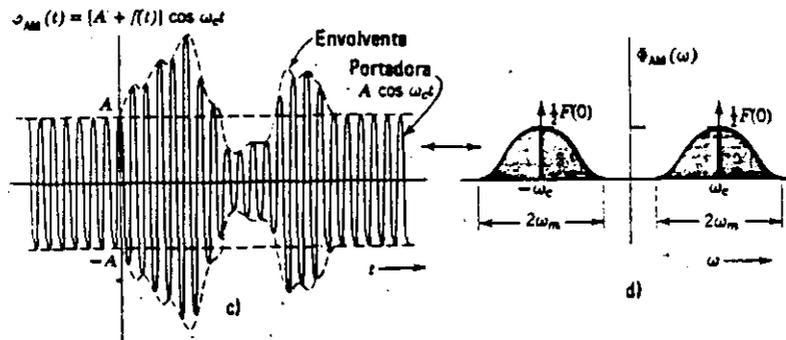


Figura 9

Desplazamiento en tiempo

$$f(t-t_0) \Leftrightarrow F(\omega) e^{-j\omega t_0}$$

esto significa que cuando una señal se retarda t_0 segundos, la amplitud de la manifestación espectral no se altera, pero si la fase esto se ve mas

claro si pensamos en una señal que viaja por el espacio desde una distancia grande con respecto a la longitud de onda, la señal se ve alterada en su tiempo de llegada por algunos factores, digamos ionosfera, cerros o edificios, cuando la señal llega, existe un defasamiento en ella, tal vez no sea significativo si pensamos en una sola señal, pero cuando enviamos señales que se propagan en el espacio, por efecto del mismo radiador(antena) la señal total es el conjunto de señales que forman un patrón de radiación y ahí se pueden encontrar problemas de fase.

Teorema de convolución

dadas dos funciones $f_1(t)$ y $f_2(t)$ las podemos integrar de la forma siguiente

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau$$

entonces podemos tener una representación tanto en tiempo como en frecuencia

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau \leftrightarrow F_1(\omega) F_2(\omega)$$

$$f_1(t) f_2(t) \leftrightarrow 1/2\pi [F_1(\omega) * F_2(\omega)]$$

cuando se tienen dos señales multiplicadas en la frecuencia, su representación es la convolución en el tiempo y viseversa

interpretación gráfica de la convolución figura 10

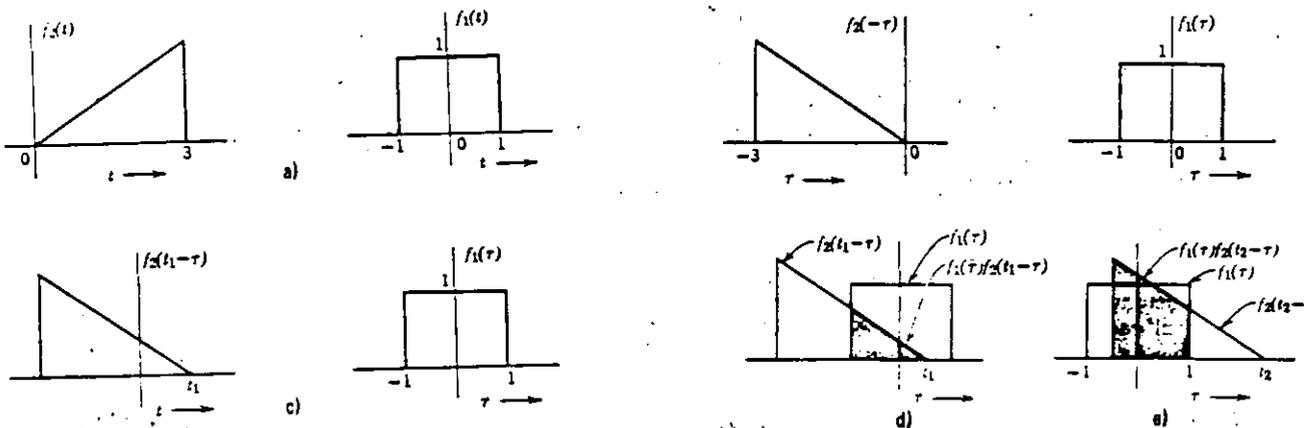


Figura 10

Una vez conocidas las propiedades de las señales tenemos que tener claro donde está cada señal en el espectro de frecuencias, que al final es lo que se nos asigna cuando solicitamos el uso del espectro radioeléctrico. La figura 11 es la división del espectro radioeléctrico

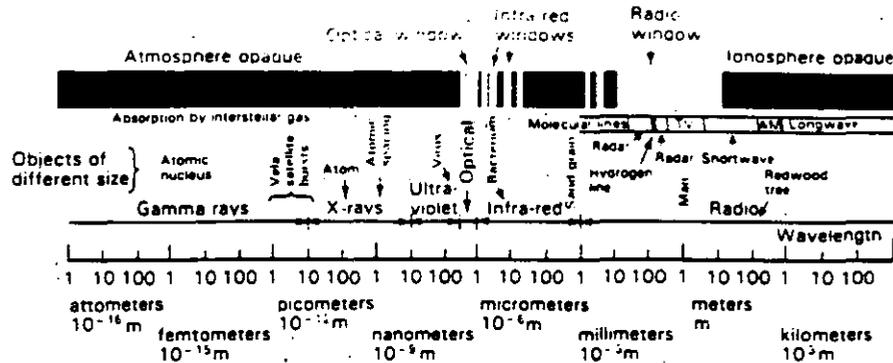


Figura 11

Trasmisión de señales

Los sistemas lineales están caracterizados por el principio de superposición esto implica que si $r_1(t)$ es la respuesta a la función de excitación, $f_1(t)$ y $r_2(t)$ la respuesta a la función de excitación $f_2(t)$, entonces la respuesta a la función de excitación $f_1(t) + f_2(t)$ será $r_1(t) + r_2(t)$. Este es el postulado del principio de superposición. En general la respuesta de un sistemas lineal a la función de excitación $\alpha f_1(t) + \beta f_2(t)$ está dada por $\alpha r_1(t) + \beta r_2(t)$, siendo α y β constantes arbitrarias.

Para determinar la respuesta de un sistema lineal a una función de excitación dada, se puede emplear el anterior principio.

Si suponemos que una función continua puede ser representada como un conjunto de impulsos, la respuesta de cualquier sistema se puede evaluar como la respuesta al impulso.

$$f(t) = f(t) * \delta(t) = \int f(\tau) \delta(t - \tau) d\tau$$

si ahora pensamos en que los impulsos son discretizados, la integral ahora es una sumatoria

$$f(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{-\infty}^{\infty} [f(\tau) \Delta\tau] \delta(t - \tau)$$

lo que nos indica que $f(t)$ es una suma de impulsos; localizado cada impulso en $t = \tau$ y con una intensidad de $f(\tau) \Delta\tau$

si $h(t)$ es la respuesta de un sistema a un impulso unitario $\delta(t)$, podemos

poner la ecuación anterior.

$$r(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{-\infty}^{\infty} [f(\tau)\Delta\tau] h(t-\tau)$$
$$\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau)d\tau$$

$f(t)*h(t)$ la cual es el teorema de convolución

$$R(\omega)=F(\omega)H(\omega).$$

esto tal vez no nos indica nada si no lo identificamos como algo puramente aplicativo, digamos un filtro ,cuando conocemos como se comporta un circuito con respecto a la frecuencia, aunque no sepamos lo que contenga, podemos saber cual va a ser el resultado de una señal que pasa por el circuito.

Ancho de banda de un sistema:

En general la constancia de la magnitud de $H(\omega)$ de un sistema queda especificado por su ancho de banda. Se define arbitrariamente el ancho de banda del sistema como el intervalo de frecuencia en el cual la magnitud $H(\omega)$ es mayor que $1/\sqrt{2}$ multiplicado por el valor en la mitad del intervalo.

El ancho de banda de un sistema cuya gráfica se muestra a continuación es de $\omega_2 - \omega_1$. Para tener una transmisión buena se requiere que el ancho de banda sea infinito, pero claro que eso no existe, se puede obtener una transmisión satisfactoria sin distorsión mediante sistemas de anchos de banda grandes pero finitos.

Filtros ideales.

La respuesta de un filtro ideal es aquel que su respuesta en frecuencia sea perfectamente rectangular o sea que corte abruptamente la frecuencia cuya respuesta al impulso sea una sinc, mas esto tampoco es real y los filtros tienen una pendiente en relación a la frecuencia de corte .

FILTRO IDEAL.

La figura 12 muestra la respuesta de un filtro ideal

respuesta en frecuencia

tiempo

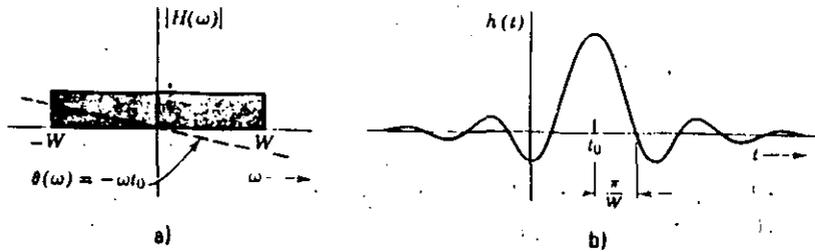


Figura 12

filtro pasa bajo figura 13

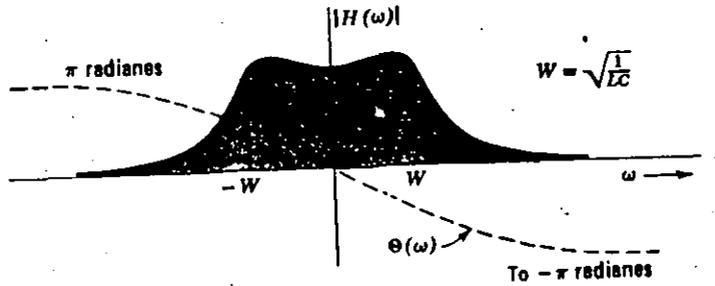


Figura 13

filtro pasa alto figura 14.

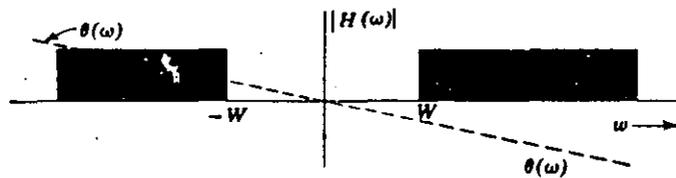
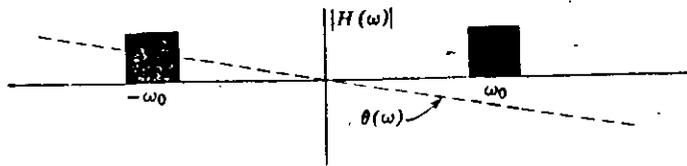


Figura 14

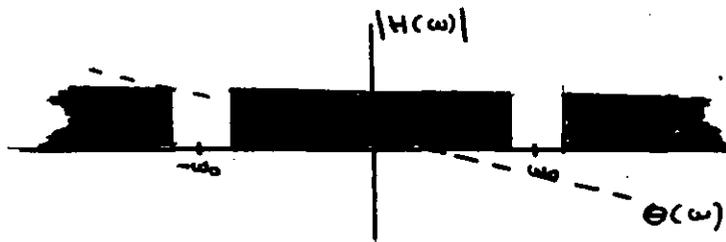
filtro pasa banda en la figura 15



~
~
~

Figura 15

filtro elimina banda en la figura 16



~
~
~

Figura 16

Modulación en amplitud.

En principio lo que se desea es trasladar una señal de la banda base a una frecuencia asignada en el espectro, y poder transmitir, al multiplicar por señal senoidal cuya frecuencia corresponde a la traslación requerida. Por el teorema de la modulación es evidente que el espectro de $f(t) \cos \omega_c t$ es el mismo que de $f(t)$, pero trasladado en $\pm \omega_c$ radianes por segundo

$$f(t) \leftrightarrow F(\omega)$$

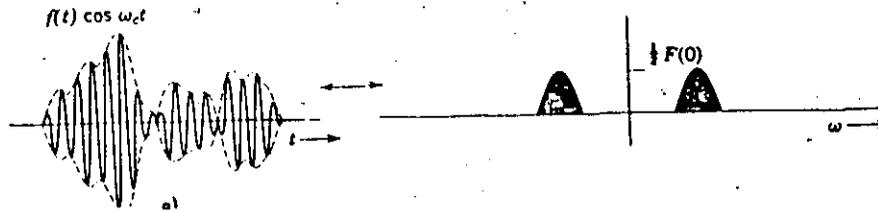
entonces

$$f(t) \cos \omega_c t \leftrightarrow 1/2 [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)]$$

A la señal $\cos \omega_c t$ se le llama portadora. La multiplicación de $\cos \omega_c t$ por $f(t)$ equivale a variar la amplitud de la portadora en la proporción a $f(t)$.

Se dice que la señal portadora $\cos \omega_c t$ está modulada por la señal modulante $f(t)$. Este modo de transmisión se conoce como *modulación en amplitud con portadora suprimida* (AM-PS) debido a que la señal modulada $f(t) \cos \omega_c t$ no

contiene información adicional ; dicha portadora queda suprimida . figura 17



Modulación AM -PS Figura 17

Para restituir la señal modulada a la señal en banda base se hace por un proceso muy parecido dado que se vuelve a multiplicar por una $\cos \omega_c t$ y la señal se vuelve a trasladar a la frecuencia original

$$f(t)\cos^2 \omega_c t = 1/2 f(t) [1 + \cos 2\omega_c t] = 1/2 [f(t) + f(t) \cos 2\omega_c t]$$

por lo que en la frecuencia esto se vería

$$f(t)\cos^2 \omega_c t \leftrightarrow 1/2 F(\omega) + 1/4 [F(\omega + 2\omega_c) + F(\omega - 2\omega_c)]$$

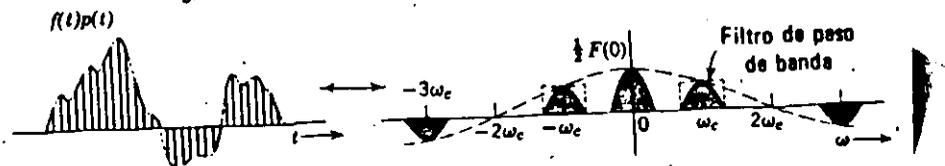


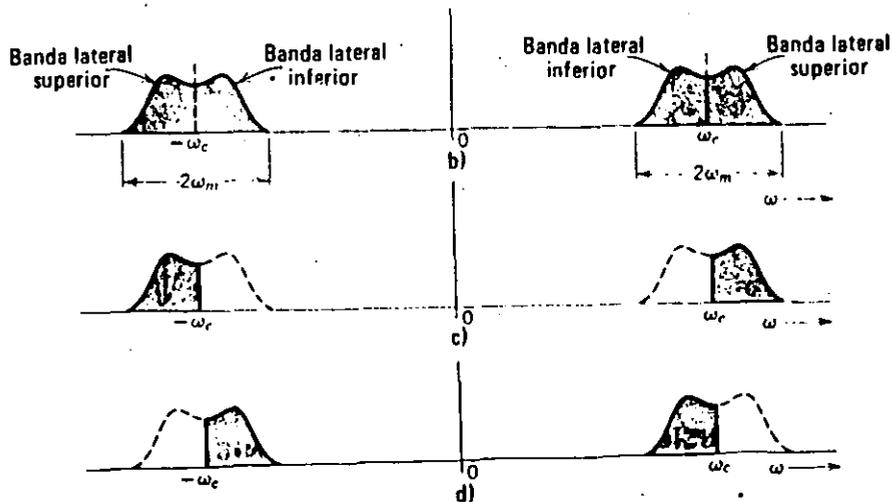
Figura 18

señal recuperada

es evidente que a partir del espectro de la figura 18, se puede recuperar la señal con un filtro pasa bajas que permita recuperar $F(\omega)$ y suprimir las demas frecuencias.

Transmisión por banda lateral única BLU

Cuando tenemos la señal una vez modulada nos podemos dar cuenta que la señal se repite a ambos lados de la frecuencia ω_c por lo que cuando mandamos todo el ancho de banda estamos redundando la información y además ancho de banda implica costo. por lo que si filtramos la información con un filtro pasa banda partiendo de la frecuencia de diseño y hasta el ancho de banda de la señal original, se manda la mitad de la banda anterior. figura 18



modulación con BLU Figura 18

Modulación en fase

En el caso de señales de AM, la amplitud de la portadora se modula con la señal $f(t)$ y por lo tanto la información queda contenida en la variación de la amplitud de la portadora. Como una señal senoidal se describe mediante tres variables, amplitud, frecuencia y fase por lo que se puede modular en frecuencia o en fase.

$$f(t) = A \cos \theta(t)$$

de donde θ es el ángulo de la señal senoidal en función de t . Para una función senoidal ordinaria de frecuencia fija.

$$f(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

entonces

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0$$

y

$$\omega_c = d\theta/dt$$

la frecuencia angular ω_c es constante y está definida por la derivada del ángulo $\theta(t)$; en general, no necesita ser constante. Definamos $d\theta/dt$ como la frecuencia instantánea ω_i que varía con el tiempo. En esta forma establecemos la relación entre el ángulo $\theta(t)$ y la frecuencia instantánea ω_i

$$\omega_i = d\theta/dt$$

$$\theta = \int \omega_i dt$$

por lo que ahora podemos reescribir la $f(t)$

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0 + k_p f(t)$$

donde k_p es constante y la forma de obtenerla constituye la modulación en fase por lo que una señal $A \cos[\omega_c t + \theta_0 + k_p f(t)]$ representa una portadora modulada en fase.

$$\omega_i = d\theta/dt = \omega_c + k_p df/dt$$

entonces la modulación en frecuencia instantánea varía linealmente con la derivada de la señal modulante.

$$\omega_i = \omega_c + k_f f(t)$$

$$\theta(t) = \int \omega_i dt$$

$$= \omega_c t + k_f \int f(t) dt + \theta_0$$

y la señal $A \cos[\omega_c t + \theta_0 + k_f \int f(t) dt]$ es una portadora modulada en frecuencia podemos encontrar FM de banda angosta y de banda ancha y todas dependen del índice de modulación o sea de la constante k_f ya que cuando k_f es muy pequeña o sea menor que 1 se tiene una banda angosta y contiene poca de la información pero cuando no satisface esa condición el análisis es más complicado pero se amplía mucho la banda.

El ancho de banda en un FM es

$$W = 2(\Delta\omega + 2\omega_m)$$

donde $\Delta\omega$ es el índice de modulación y ω_m es el ancho de banda de la banda base.

El comportamiento en frecuencia de una señal modulada es una serie infinita de componentes espectrales como se ilustra en la figura 20.

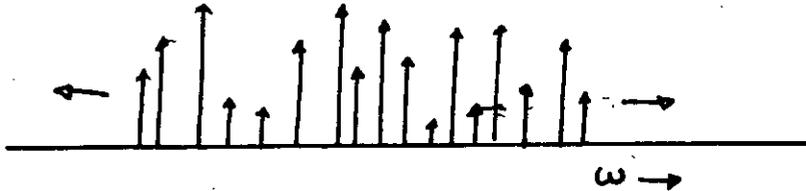


Figura 20

por lo que para elegir el ancho de banda para transmitir debe de ser de acuerdo a el criterio de que tan selectivo y sensible queremos nuestro sistema porque las amplitudes van a estar en función de los componentes de la transformada Bessel

$$\varphi_{FM}(t) = A \sum J_n(mf) \cos(\omega_c + n \omega_m)t$$

y el ancho de banda total queda como

$$W \approx 2n\omega_m \approx 2mf\omega_m$$

y como $mf = akr/\omega_m = \Delta\omega/\omega_m$

$$W \approx 2mf\omega_m = 2\Delta\omega$$

aunque en realidad queda como

$$W \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m)$$

banda angosta es cuando $\Delta\omega \leq \omega_m$ ya que el ancho de banda queda aproximadamente $2\Delta\omega$ Diversos espectros de una misma señal variando el índice de modulación se muestran en la figura 21

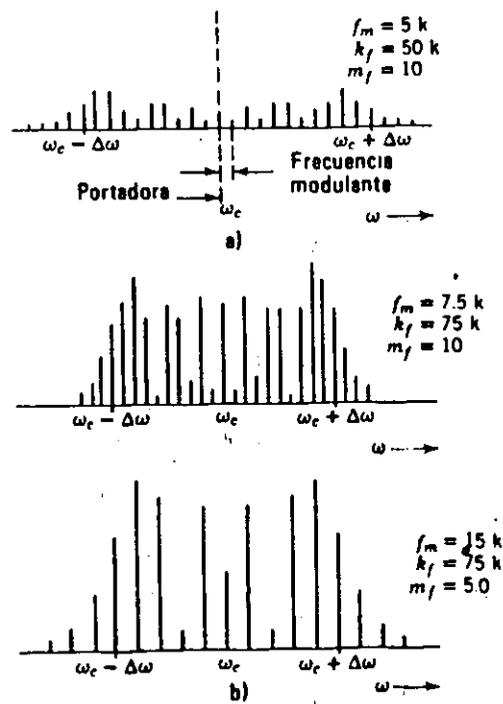


Figura 21

Demodulación de señales de FM

Para recuperar las señales moduladas en FM deberá de disporese de un circuito cuya salida varíe linealmente con la frecuencia de la señal de entrada se les denomina discriminadores de frecuencia. En general son circuitos cuya ganancia varía en función a la frecuencia, el discriminador simple RL una de las alternativas para demodular en FM se muestran en la figura 22.

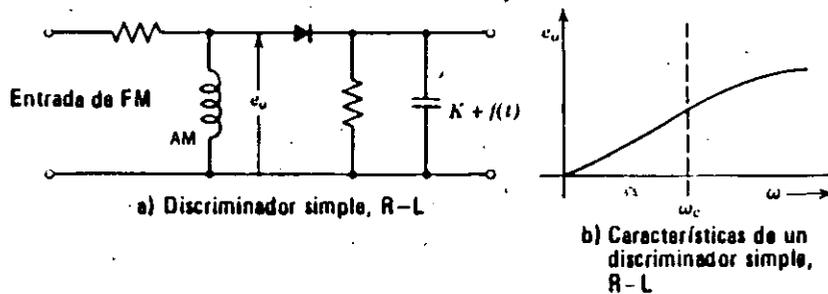


Figura 22

El circuito discriminador entonado es otra posibilidad de demodulación de FM y se ilustra en la figura 23.

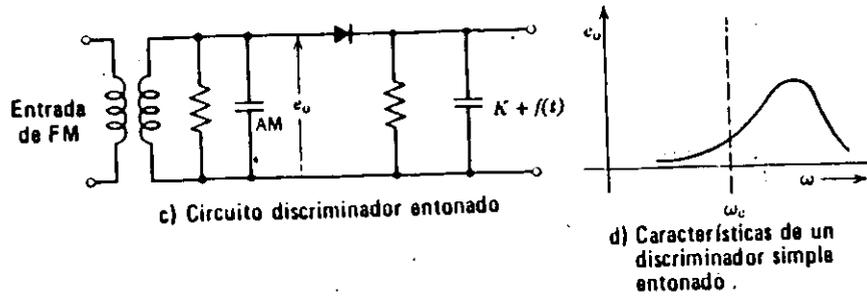


Figura 23

Y por último el circuito discriminador balanceado mostrado en la figura 24.

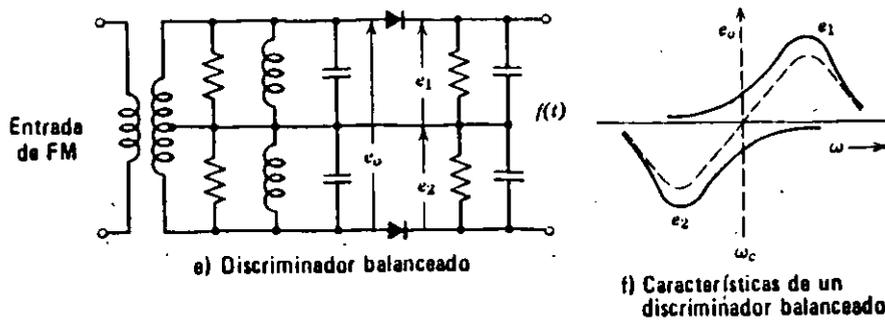
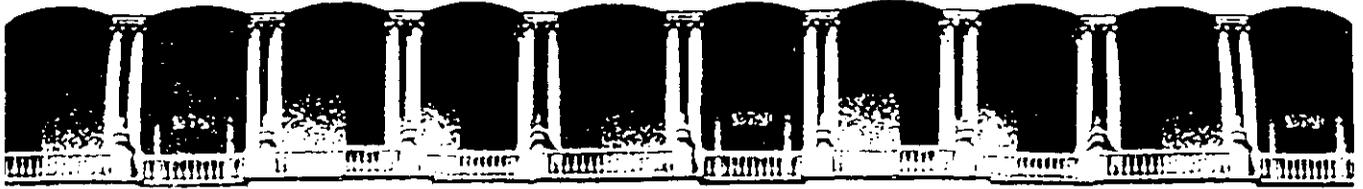


Figura 24



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO 1992

**CIRCUITOS DE COMUNICACION
FUNDAMENTOS DE TELEVISION**

Ing. Jorge Ceja Cayetano

PALACIO DE MINERIA

OBJETIVOS:

Conocer la electrónica básica para diseñar circuitos para comunicaciones como son:

- *Moduladores AM*
- *Moduladores FM*
- *Mezcladores*
- *Detectores AM*
- *Detectores FM*

Tener un panorama general de los avances de la televisión que ha sufrido con el adelanto tecnológico como es:

- *Estandares*
- *I.D.T.V.*
- *H.D.T.V.*

CIRCUITOS ELECTRONICOS PARA SISTEMAS DE COMUNICACION

JORGE CEJA CAYETANO

Oscilador

El oscilador es un dispositivo que convierte potencia C.D a una señal periódica de potencia C.A. , que puede suministrar una señal de tipo sinusoidal, cuadrada , triangular , etc.

En la Figura 1 se muestra un diagrama a bloques de realimentación conectado como oscilador que suministra un voltaje

$$V_o = \frac{V_{in} G(j\omega)}{1 - G(j\omega)H(j\omega)}$$

La condición en la que se producirá oscilación autosostenida es, la que se describe como un amplificador cuya ganancia de lazo abierto y cuyo factor de realimentación negativa satisface los criterios siguientes:

$$1 - G(j\omega)H(j\omega) = 0$$

dicho de otro modo

$$G(j\omega)H(j\omega) = 1$$

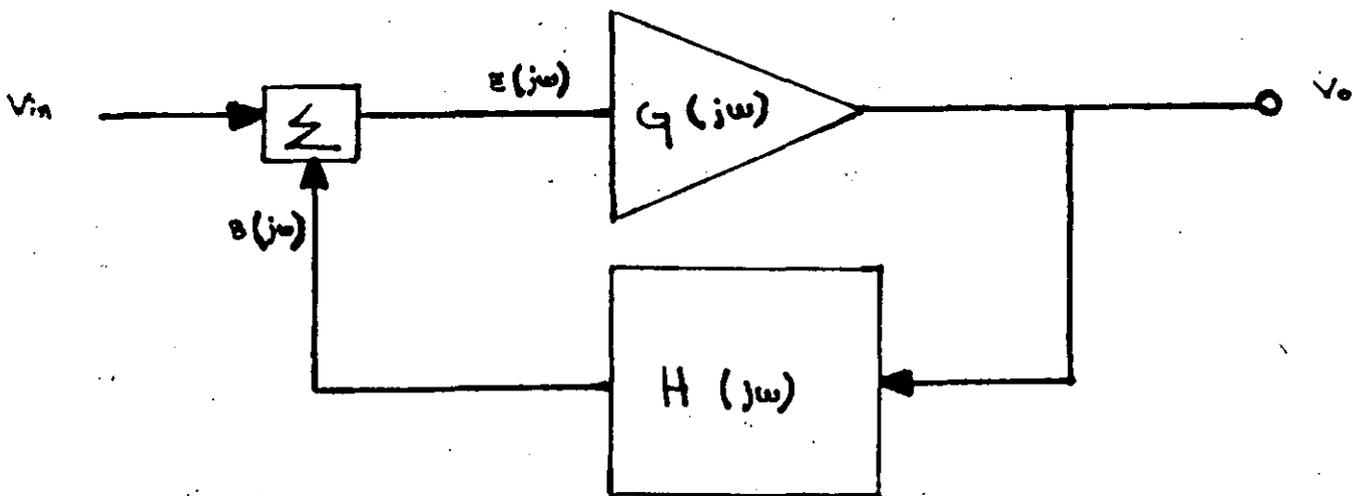


Figura 1

$$V_o = G(j\omega)E(j\omega)$$

$$E(j\omega) = V_{in} + B(j\omega) = V_{in} + H(j\omega)V_o$$

$$V_o = G(j\omega)[V_{in} + H(j\omega)V_o]$$

$$V_o = V_{in} G(j\omega) + V_o H(j\omega) G(j\omega)$$

$$V_o - V_o H(j\omega) G(j\omega) = V_{in} G(j\omega)$$

$$V_o(1 - H(j\omega) G(j\omega)) = V_{in} G(j\omega)$$

$$V_o = \frac{V_{in} G(j\omega)}{1 - G(j\omega)H(j\omega)} \qquad \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{A}{1 - AB}$$

donde A: Ganancia del amplificador

B: Ganancia de realimentación

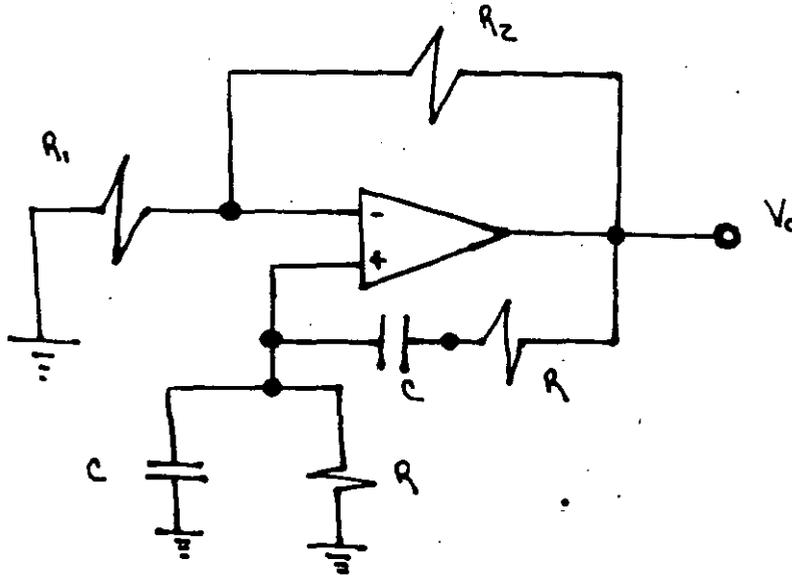
En general el circuito anterior se denomina Barkhausen para la oscilación. En realidad, la realimentación no solo tiene que satisfacer este criterio, sino hacerlo a la frecuencia en la que el circuito de realimentación produce un cambio neto de fase de cero grados. Puesto que tanto $H(j\omega)$ y $G(j\omega)$ son números complejos que incluyen factores de reactancia en el circuito, en resumen:

$$H(j\omega) G(j\omega) = 1 \angle 0^\circ = 1 + j 0$$

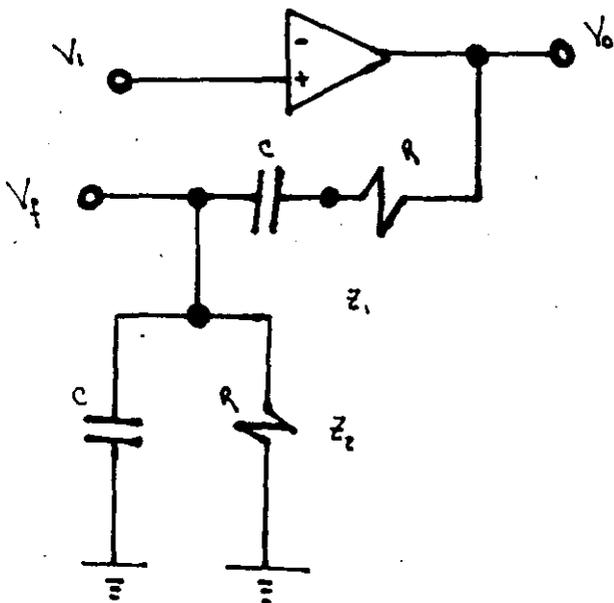
La condición de cambio de fase de cero grados para la oscilación, es en realidad de 360° . El amplificador oscilador invierte típicamente su señal, produciendo un cambio de fase de 180° . La red de realimentación conectada de regreso a un punto de entrada, tiene que producir el cambio de fase adicional de 180° a la frecuencia deseada.

Diseño de Osciladores

Oscilador de puente Wien



para su análisis



$$\frac{V_0}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A$$

$$\frac{V_f}{V_0} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \beta$$

$$Z_2 = \frac{\frac{R}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}$$

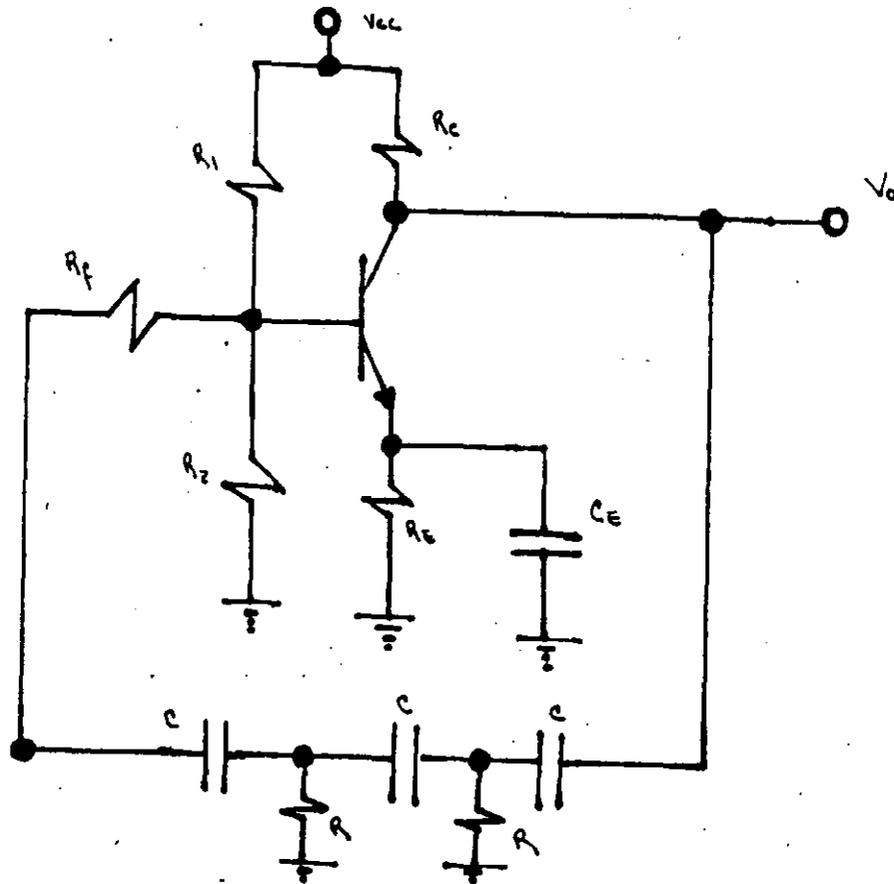
$$\beta A = 1 + j0$$

$$\therefore \omega = \frac{1}{RC}$$

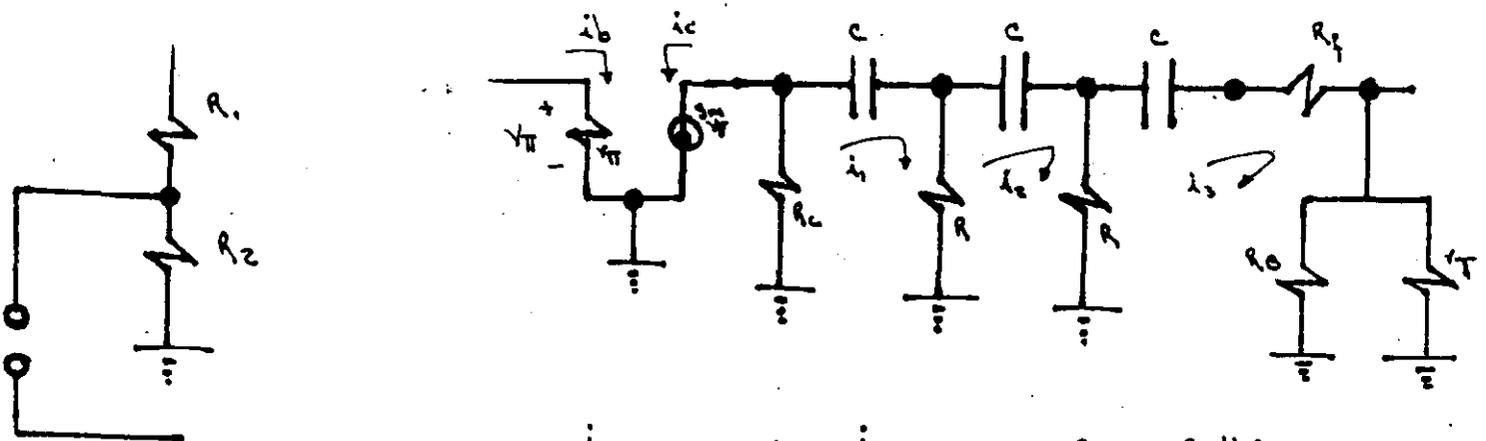
$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

$$\omega = 2\pi f$$

Oscilador a transistor



para su análisis



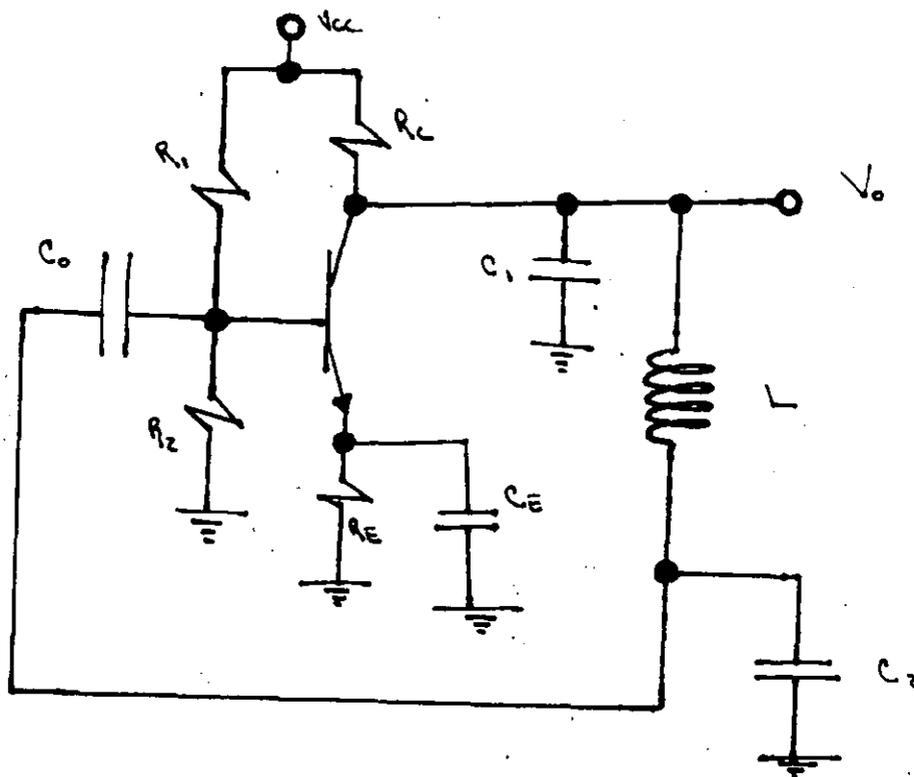
$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad A = \frac{i_b}{i_c} \quad R_B = R_1 \parallel R_2$$

$$R = R_f + R_0 \parallel r_\pi$$

$$\omega_0 = \frac{1}{c \sqrt{4R R_c + 6R^2}}$$

$$h_{FE} = 29 \frac{R}{R_c} + 4 \frac{R_c}{R} + 23$$

Oscilador Colpitts



Diseño

$$AB \geq 1, \quad B = \frac{C_1}{C_2}, \quad A \geq \frac{C_2}{C_1}$$

$$\therefore C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad X_L = X_C \Rightarrow 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

$$f_0^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Mezclador

Conceptos: Un mezclador es un dispositivo no lineal que desplaza una señal en el espectro radioeléctrico.

El mezclador es acompañado por otro elemento que es un oscilador, la suma y diferencia de las dos señales son las que aparecen predominantemente a la salida del mezclador, además como la suma y diferencia de los armónicos de la señal de entrada y la señal del oscilador local. Figura 2

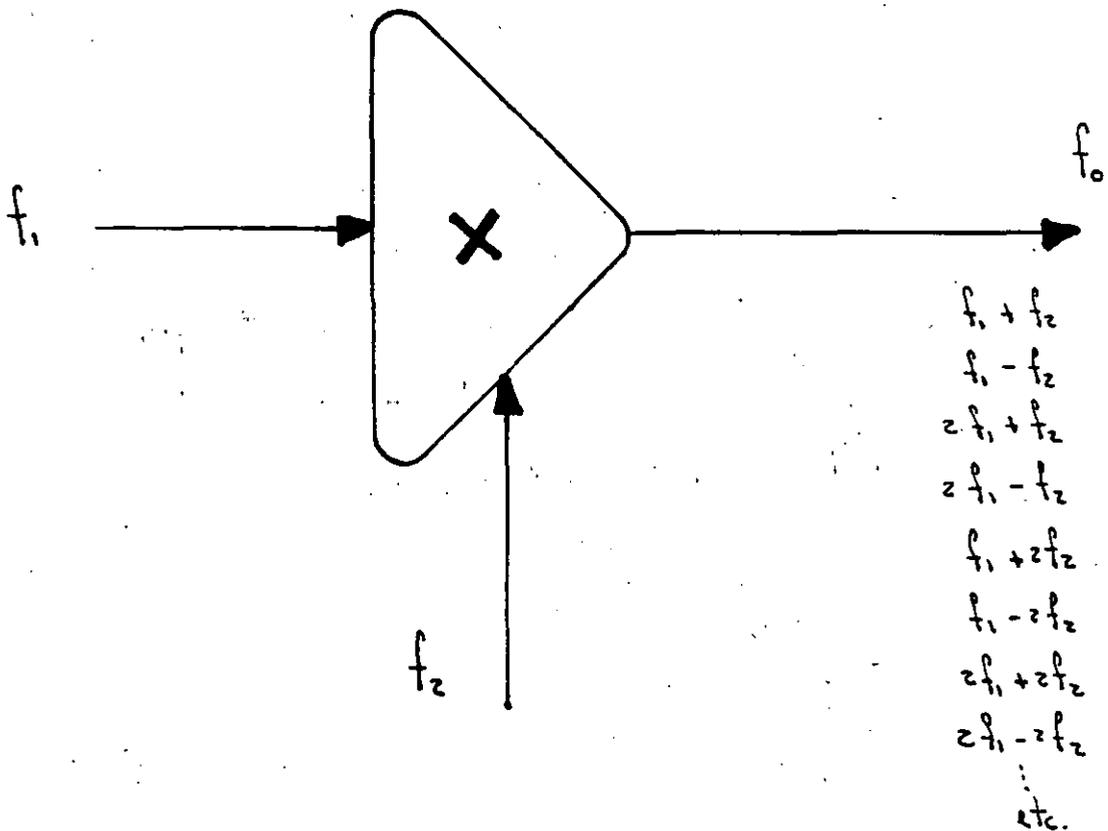


Figura 2

Mezclador como convertidor de bajada

El mezclador que se muestra en la figura 3 convierte una señal de entrada, por ejemplo de 6.2 GHz. a una frecuencia de 1.1 GHz. (llamada frecuencia intermedia abreviada como F.I.) La señal de 5.1 GHz se suministra por un oscilador (llamado oscilador local abreviado O.L.) Usualmente a la salida del mezclador existe un filtro paso banda centrado en F.I., cabe hacer notar que los niveles de potencia son mayores en la parte del oscilador que en la señal de entrada y que la señal de F.I.

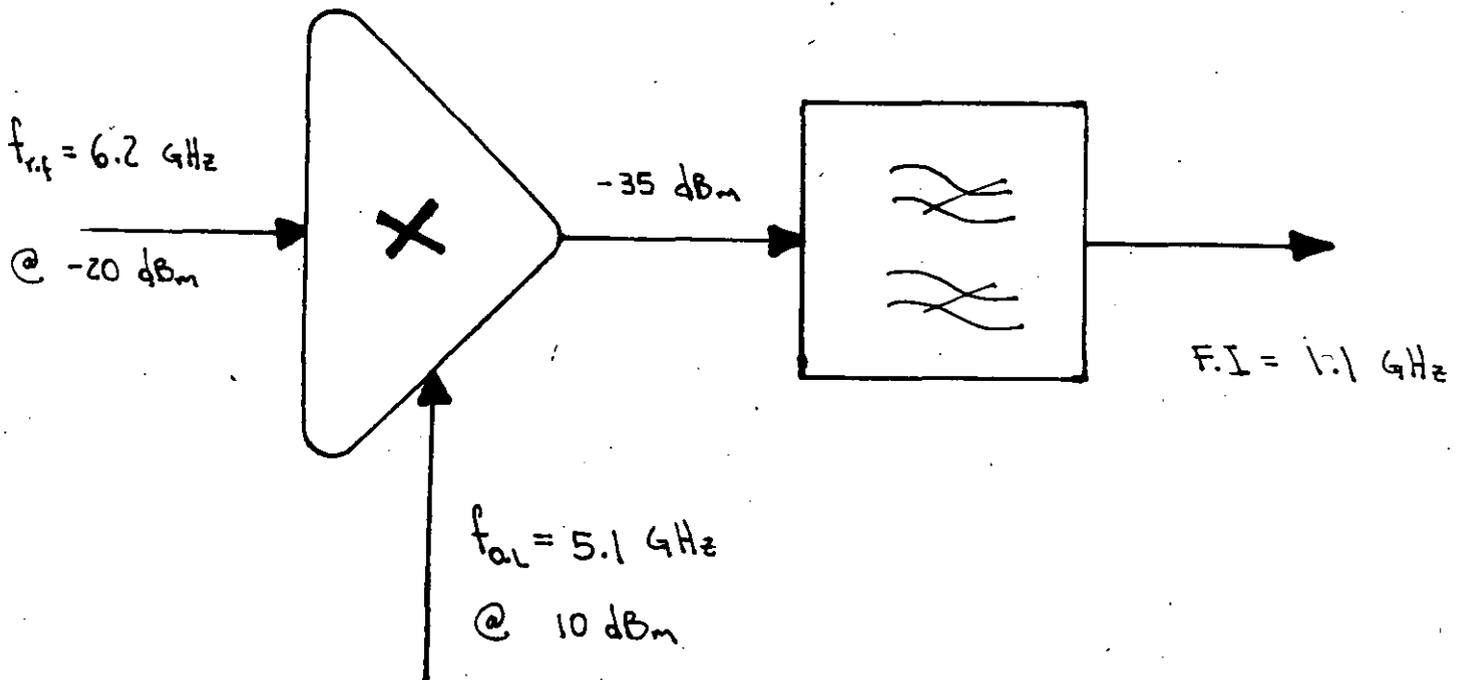


Figura 3

Efecto imagen

Existe un efecto que no se desea en los mezcladores que tomando el ejemplo anterior del mezclador, vemos que se requiere una $f_{FI} = 1.1 \text{ GHz}$. y una entrada de $f_{RF} = 6.2 \text{ GHz}$. con una frecuencia del oscilador local $f_{LO} = 5.1 \text{ GHz}$. El efecto imagen es cuando en este ejemplo se presenta una señal de entrada $f_{RF2} = 4 \text{ GHz}$. al momento del mezclado se presenta una frecuencia intermedia $f_{FI} = 1.1 \text{ GHz}$.

La forma de evitar el efecto imagen es teniendo un filtro paso banda centrado en $f_{RF} = 6.2 \text{ GHz}$, teniendo como resultado el circuito de la Figura 4

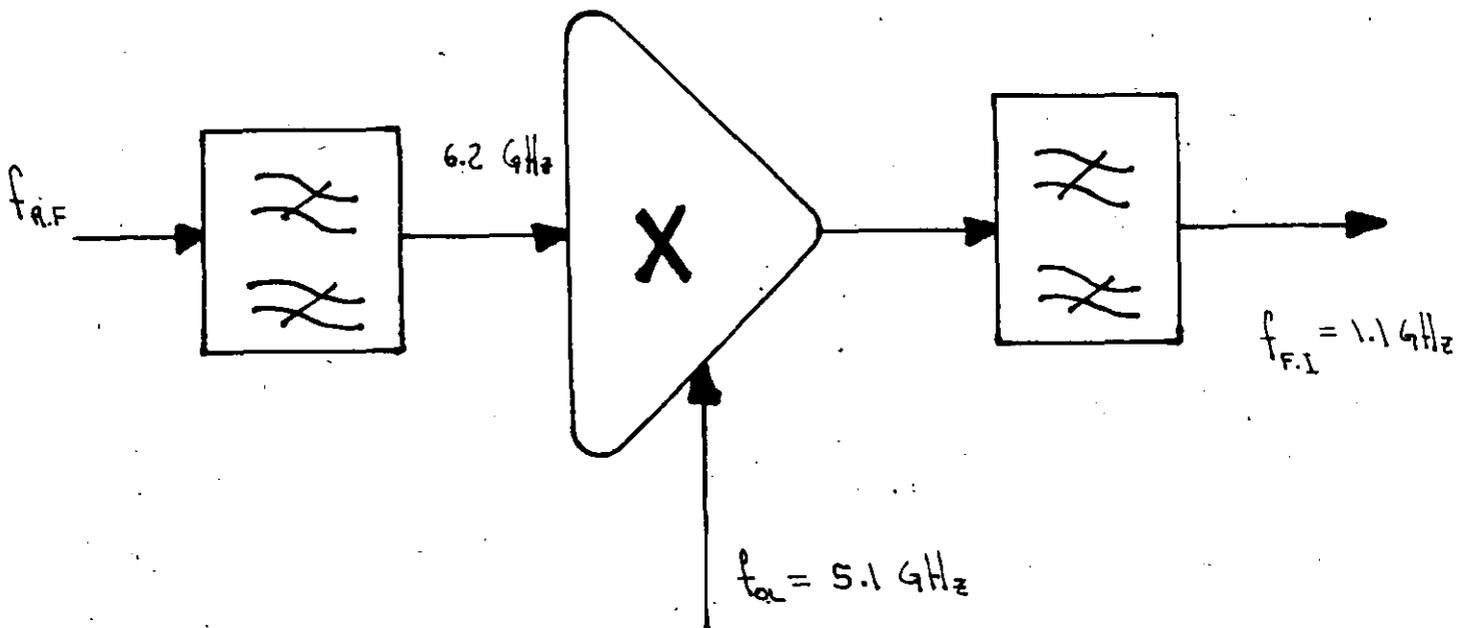


Figura 4

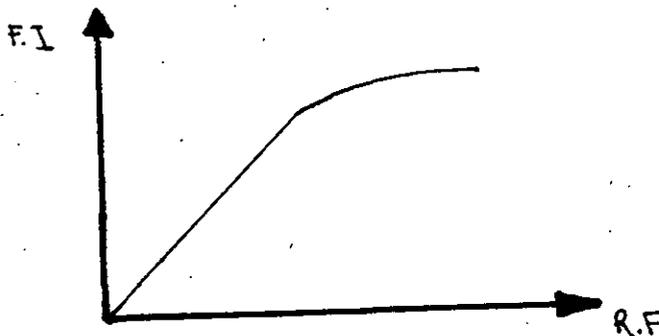
TERMINOS PARA DESCRIBIR EL FUNCIONAMIENTO DEL MEZCLADOR

-Pérdida de conversión: es la razón de la potencia de la señal de salida F.I. a la entrada R.F.

-Rango dinámico: es el rango de amplitud dentro del cual el mezclador puede trabajar sin degradación en la operación.

-Aislamiento: representa la cantidad de "fuga" o "paso de alimentación" entre los puertos del mezclador.

-Compresión de conversión: se refiere al nivel de potencia de R.F. de entrada del cual la curva de potencia de salida F.I. se desvía de la linealidad.



-Distorsión de intermodulación armónica: resulta del mezclado de armónicas de la señal de entrada generadas por el mezclador. Estos productos de distorsión tienen frecuencias $m f_{10} \pm n f_{RF}$, donde m y n representan el orden de armónica.

Mezcladores a diodos balanceados

En la figura 5 se muestra un circuito mezclador balanceado con diodos en el cual se aplica el voltaje del oscilador local entre los puntos a y b .

Este voltaje se supone lo suficientemente grande para encender completamente los diodos durante el medio ciclo en que a sea positivo respecto a b , así como apagarlos durante el otro medio ciclo. Además, V_{10} se supone mucho mayor que V_{RF} , de tal manera que V_{10} controle siempre los estados del diodo.

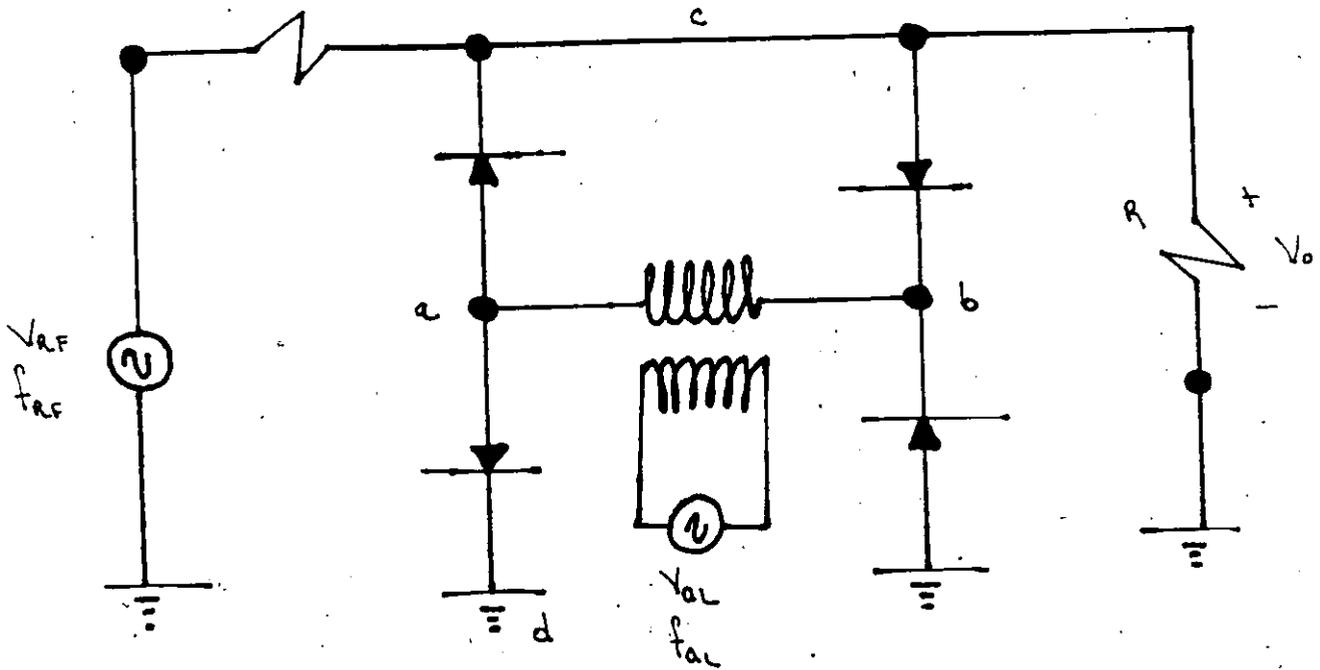


Figura 5

Por consiguiente, los diodos operan como conmutadores, haciendo un corto circuito entre los puntos c y d, dando lugar a que V_o sea cero siempre que V_{ab} sea positivo.

En la figura 6 se muestra la salida de V_o , para un receptor la carga se sintonizaría con la frecuencia intermedia f_{if} , con el objeto de filtrar componentes de la frecuencia indeseada

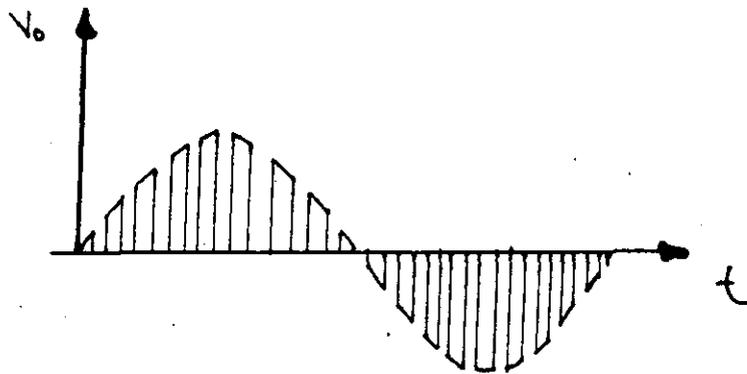
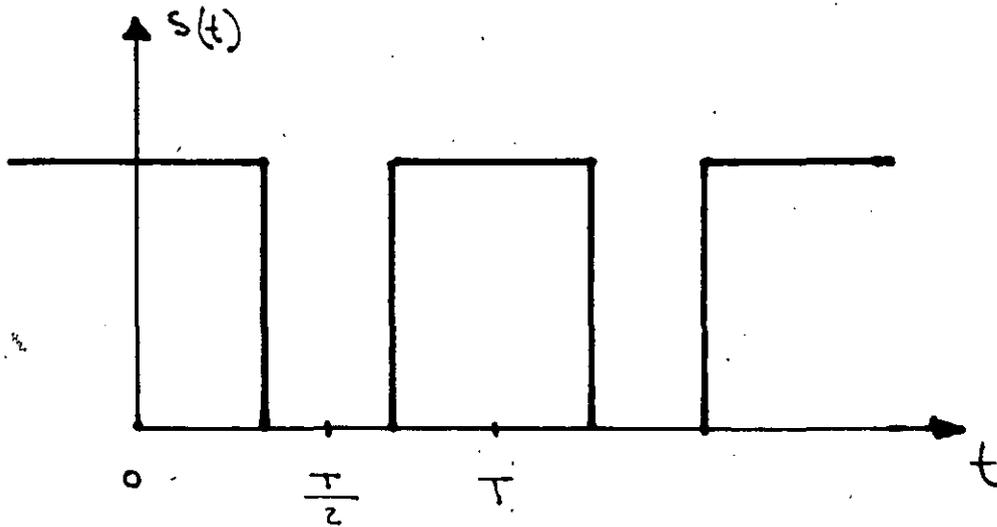


Figura 6

Para determinar el espectro de la señal de salida, se observa que $V_o(t)$ en la figura 6 es el producto de la onda de entrada y una función de conmutación de la frecuencia del oscilador mostrada en la figura 7. La función de conmutación después del análisis de Fourier está dada por:



$$S(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \cos n\omega_0 t$$

Figura 7

ahora si la señal del mezclador es:

$$V_{R.F.}(t) = V_{R.F.} \cos \omega_{R.F.} t$$

el voltaje de salida estará dado por:

$$V_o(t) = V_{R.F.} S(t) = V_{R.F.} \cos \omega_{R.F.} t \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \cos n\omega_{L.O.} t \right]$$

El factor $\frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}}$ tiene valores tales que todas las armónicas pares de la frecuencia $f_{L.O.}$ del oscilador desaparecen a la salida.

En la figura 8 se muestra un espectro de frecuencia parcial de los componentes de salida. Todas las componentes, salvo la deseada, $f_i = f_{L.O.} - f_{R.F.}$ se eliminarán mediante filtrado

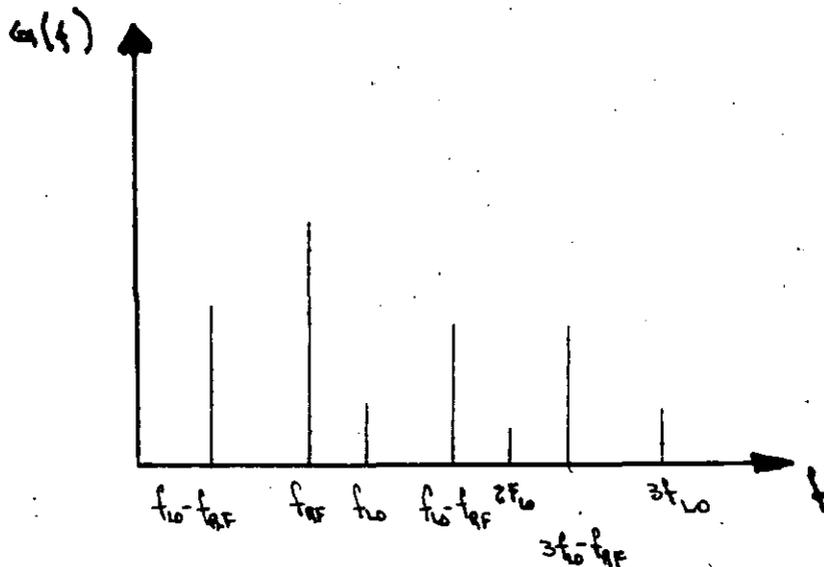


Figura 8

Mezclador transistorizado

En la figura 9 se muestra un mezclador transistorizado, las señales del oscilador local y radio frecuencia excitan al diodo base-emisor en un tramo importante de la curva de transconductancia (g_{m0}). La corriente resultante del colector contiene las armónicas y los componentes de intermodulación.

El tanque sintonizado LC a la frecuencia de la diferencia, hace que la señal de salida tenga una frecuencia $f_x - f_y$.

El mezclador de la figura 9 una señal excita la base y otra al emisor, la ventaja de este método es que se obtiene aislamiento entre las fuentes.

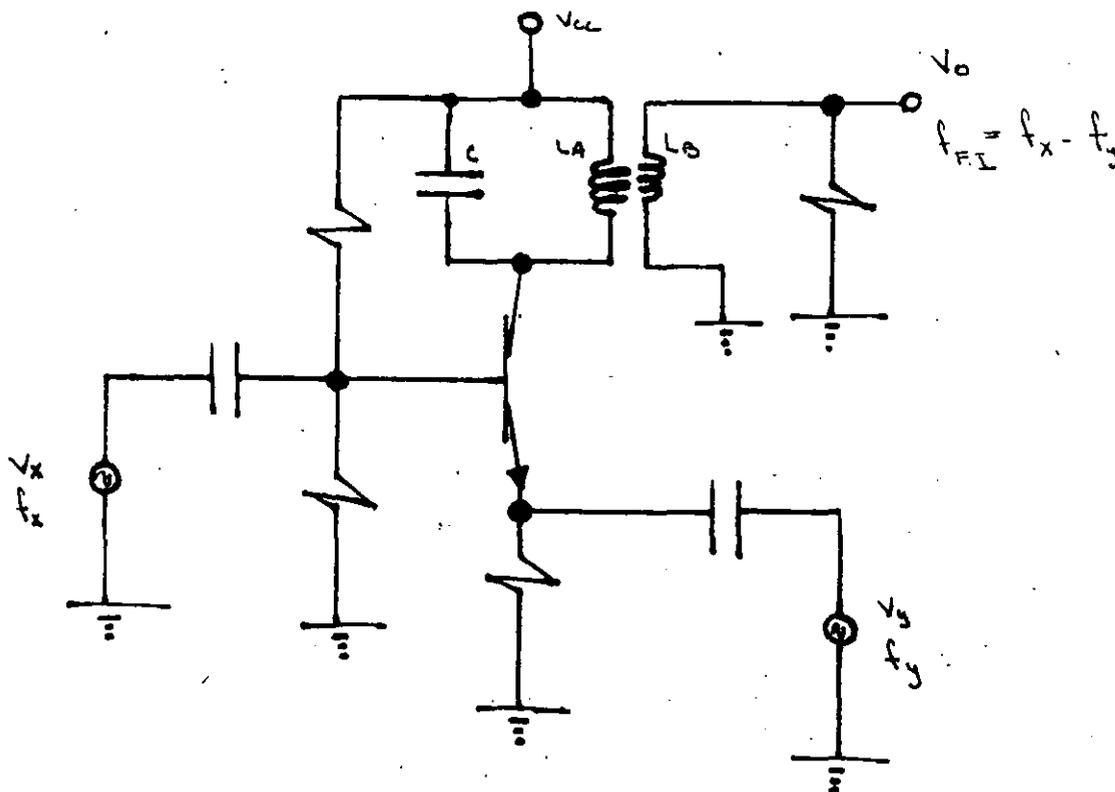


Figura 9

Circuito Conversor

Los conversores hacen la misma función que los circuitos mezcladores-osciladores, pero utilizan únicamente un dispositivo de amplificación en lugar de dos. Este dispositivo realizará tanto la acción como la mezcla.

En la figura 10 se muestra un conversor transistorizado similar a los que se utilizan en la mayoría de los receptores de radiofrecuencia no muy sofisticados.

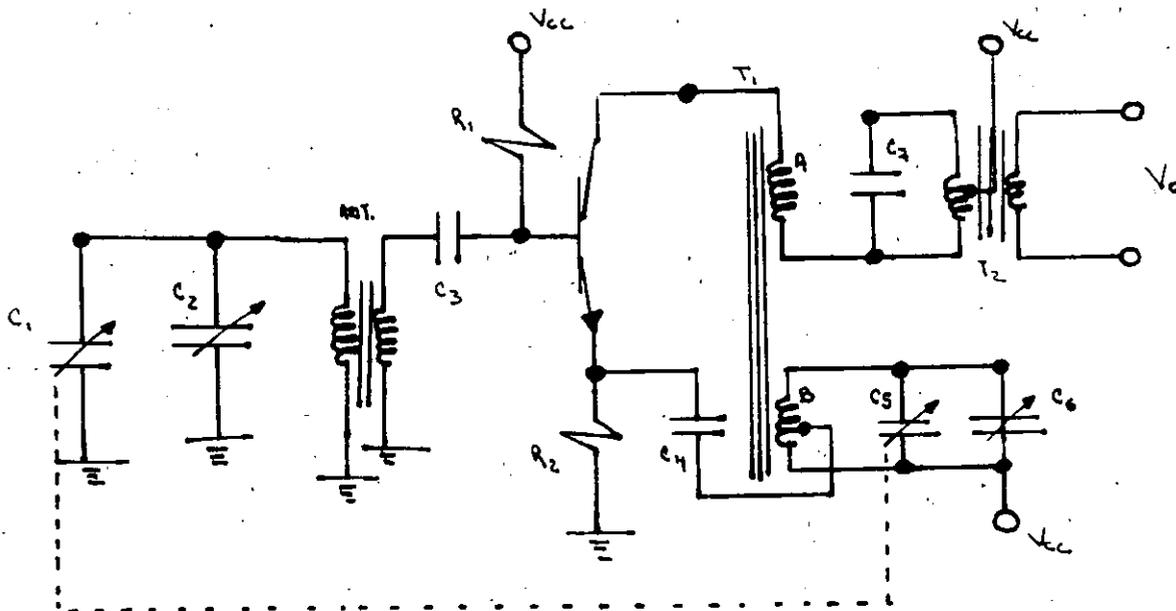


Figura 10

En el circuito de la figura 10 la antena de ferrita se sintoniza por medio del capacitor C1. La energía de R.F. de la antena está acoplada al transistor conversor a través del capacitor de acoplamiento C3.

El resistor R1 es para la polarización de la base. La inductancia A es el devanado primario del transformador T1, que es parte del oscilador local y es la carga del colector.

Los cambios de voltaje del colector se aplican a través de la inductancia A del transformador T1 e inducen un voltaje en el devanado secundario B, que es parte del circuito tanque del oscilador que consiste en el devanado secundario y los capacitores C5 y C6.

El capacitor de sintonía y está mecánicamente conectado al capacitor C1 en el circuito de la antena, así que al cambiar la frecuencia de un circuito sintonizado al otro también cambiará.

Los capacitores C2 y C6 son para ajustar el alineamiento de los circuitos tanque de tal forma que sigan correctamente el rango de frecuencia que se desee.

Los osciladores en el circuito tanque están aplicados a través del capacitor C4 hasta el emisor del transistor. Por lo tanto, el transistor funciona no solo como oscilador, sino también como mezclador no lineal, produciendo tanto la suma como la diferencia entre las frecuencias en la salida.

El transformador T2 y el capacitor C7 forman un circuito de sintonía a la frecuencia de F.I., en consecuencia únicamente la diferencia de frecuencia o la señal F.I. está acoplada a la siguiente etapa.

Amplificadores Sintonizados

En muchas aplicaciones electrónicas es necesario escoger y amplificar una banda relativamente estrecha de frecuencia. Por ejemplo, los amplificadores de banda estrecha se utilizan ampliamente en los sistemas de comunicaciones en donde la información se encuentra contenida en las frecuencias de las bandas laterales, a uno o los dos lados de una frecuencia central o portadora.

En general, los amplificadores de banda estrecha se componen de dos redes: la primera un elemento amplificador, como un transistor con sus componentes asociados de circuito y la segunda una red que determina la respuesta apropiada en frecuencia.

A menudo, los amplificadores sintonizados emplean transformadores para acoplar la señal de una etapa a otra. La inductancia del devanado del transformador y un capacitor de sintonización forman el circuito sintonizado que se requiere para la selección de frecuencia. Si se sintoniza solo uno de los lados del transformador, el amplificador se dice que es de sintonía simple. Si tanto el primario como el secundario se sintoniza, el amplificador es de sintonía doble.

Los amplificadores sintonizados TBJ son por lo común de sintonía simple con el circuito sintonizado a la salida del transistor. La razón para esto es que la resistencia de entrada de un TBJ es relativamente baja y que un circuito sintonizado a la entrada tendrían necesariamente un valor pobre de factor de calidad Q y por lo consiguiente, una baja selectividad. La resistencia de salida de un TBJ es grande y el circuito sintonizado a la salida puede alcanzar un valor suficiente de selectividad Q.

Observe el circuito de la figura 11 hay dos transformadores en el circuito de salida Q1 : Un transformador de acoplamiento con N1 + N2 como número de vueltas en el primario y N3 como número de vueltas del secundario. El autotransformador, formado mediante una derivación en el devanado primario N1 + N2, reduce el efecto de la resistencia de salida y la capacitancia de Q1 sobre el circuito sintonizado puesto que los valores reflejados de Ro y Co , en el paralelo con el circuito sintonizado , son los valores reales modificados por el cuadrado de la razón de vueltas del autotransformador.

En las siguientes ecuaciones se expresan las razones de vueltas del transformador de acoplamiento y el autotransformador.

$$a_1 = \frac{N_1 + N_2}{N_3} \qquad a_2 = \frac{N_1 + N_2}{N_1}$$

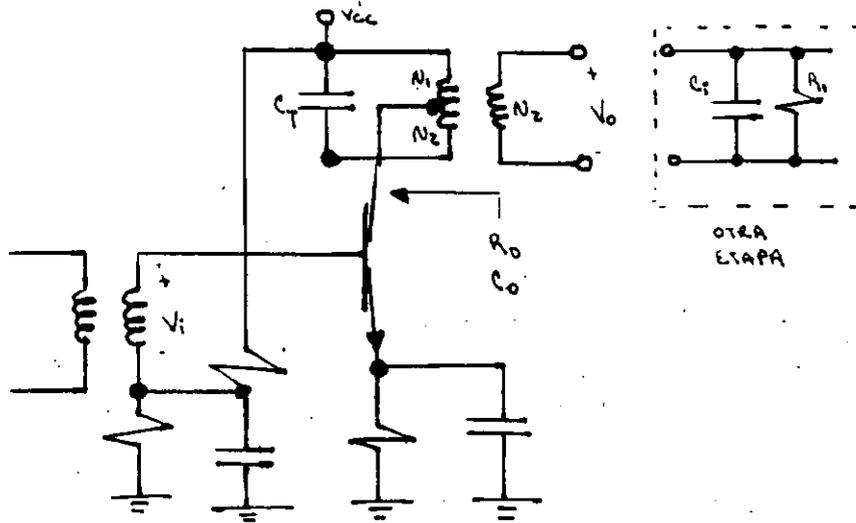


Figura 11

Análisis de un amplificador de sintonía simple

Para el circuito de la figura 11 se tiene los siguientes datos:

$$R_o = 20 \text{ K}\Omega \quad C_o = 20 \text{ pF} \quad a_1 = 12 \quad a_2 = 4$$

$$C_T = 300 \text{ pF} \quad L = 1.2 \text{ mH} \quad Q = 100$$

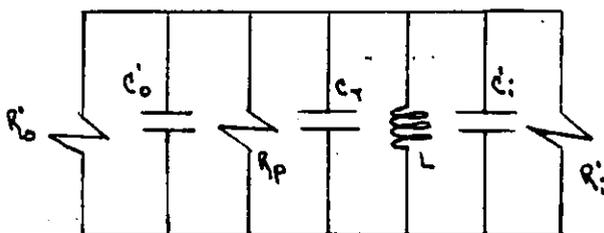
siguiente etapa los datos son:

$$C_i = 10 \text{ pF} \quad R_i = 625 \Omega$$

Hay que determinar las características de la respuesta en frecuencia del amplificador (f_o y BW).

Es conveniente referir todos los valores de los elementos del circuito al devanado primario del transformador de acoplamiento.

Circuito equivalente:



$$C'_i = \left(\frac{1}{a_1}\right)^2 C_i = 0.069 \text{ pF}$$

$$C'_o = \left(\frac{1}{a_2}\right)^2 C_o = 1.25 \text{ pF}$$

$$R'_i = a_1^2 R_i = 90 \text{ K}\Omega$$

$$R'_o = a_2^2 R_o = 320 \text{ K}\Omega$$

$$C_{\text{Tot.}} = C'_o + C_T + C'_i = 301 \text{ pF}$$

Observese que los transformadores han minimizado el efecto de C_0 y C_{12} sobre la sintonización de la etapa.

La frecuencia central f_0 se obtiene

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}} = 265 \text{ KHz}$$

El QL de carga es: $R_p = Q^2 2\pi f_0 L = 200 \text{ K}\Omega$ (Pérdidas)

$$R_T = R_p \parallel R_i' \parallel R_o' = 52 \text{ K}\Omega \quad Q_L = \frac{R_T}{2\pi f_0 L} = 26$$

Por último el ancho de banda

$$BW = f_0 / Q_L = 10.2 \text{ KHz}$$

MODULADORES

Modulador A.M.

En la figura 12 se muestra un modulador de baja potencia con un sencillo componente activo Q1.

La portadora ω_c se aplica a la base y la señal modulada ω_m se aplica en el emisor. Con la aplicación de la señal modulada por el emisor es importante que el transistor opere en clase A con su punto Q centrado.

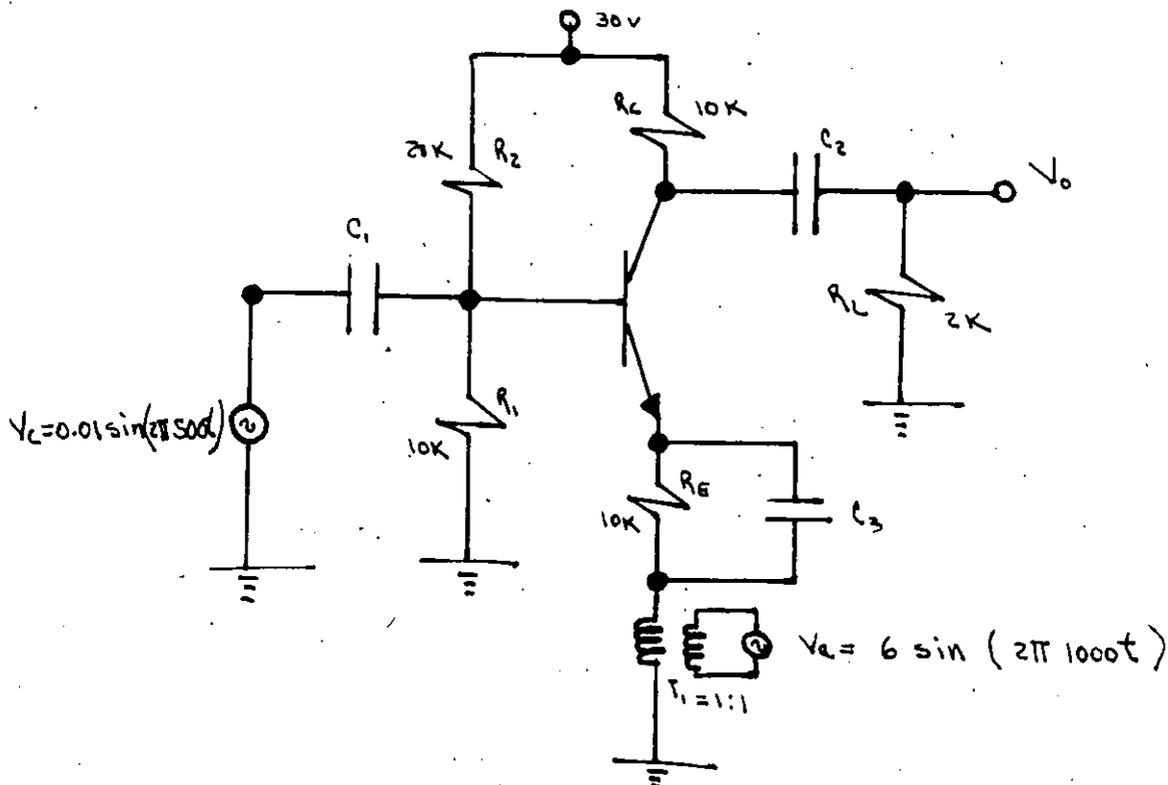


FIGURA 12

Ejemplo de operación del circuito modulador

De la figura 12 se muestra la amplitud de la portadora que es de $10\mu V_p$ y es muy inferior a la magnitud de la señal modulada que es de $6V_p$. Si se suprime la moduladora esto es que $V_a = 0$, el circuito opera como un amplificador lineal clase A. La amplificación del transistor se determina por la razón de $A_v = r_c/r_e$ donde:

$$r_c = R_c \parallel R_L = 1167 \Omega$$
$$r_e' = 2S_m V / I_E$$

$$I_E = \frac{(V_{th} - V_{be})}{(R_{th}/\beta) + R_E}$$

$$V_{th} = \frac{V_{cc} R_1}{R_1 + R_2} = 10 V$$

$$R_{th} = R_1 \parallel R_2 = 6667 \Omega$$

para $\beta = 100$

$$I_E = 0.924 \text{ mA} ; r_e' = 27\Omega$$

por lo tanto

$$A_v = r_c/r_e' = 61.7 = A_q$$

donde A_q = ganancia de reposo

De lo anterior si no existe señal modulada tenemos:

$$V_o = A_v V_c = 61.7(0.01) = 0.617 V_p$$

Cuando la señal moduladora se aplica al circuito, se agrega al voltaje Thevenin y tenemos:

$$V_{bias} = V_{th} + V_a \text{ sen } \omega t$$

por lo tanto :

$$V_{bias} = 10 + 6 \text{ sen}(2\pi 1000 t)$$

Del voltaje de bias analizaremos tres valores importantes que son cuando el valor senoidal vale cero; máximo positivo y máximo negativo.

Cuando $\text{sen}(2\pi 1000 t) = 0$

$$V_{\text{bias}} = V_{\text{th}} = 10 \text{ V}$$

$$A_v = 61.7 = A_q$$

Cuando $\text{sen}(2\pi 1000 t) = -1$

$$V_{\text{bias}} = V_{\text{th}} - 6(-1) = 10 + 6 = 16 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{(V_{\text{th}} - V_{\text{be}})}{(R_{\text{th}}/\beta) + R_E} = \frac{16 - 0.7}{(6667/100) + 10,000} = 1.52 \text{ mA}$$

$$r_e' = 25 \text{ mV} / I_E = 16.45 \Omega$$

$$A_v = A_{\text{max}} = r_c / r_e' = 101.3$$

$$V_o = V_{\text{in}} A_{\text{max}} = 0.01(101.3) = 1.013 \text{ V}_p$$

Cuando $\text{sen}(2\pi 1000 t) = 1$:

$$V_{\text{bias}} = V_{\text{th}} - 6(1) = 10 - 6 = 4 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{(V_{\text{th}} - V_{\text{be}})}{(R_{\text{th}}/\beta) + R_E} = \frac{4 - 0.7}{(6667/100) + 10,000} = 0.328 \text{ mA}$$

$$r_e' = 25 \text{ mV} / I_E = 76.3 \Omega$$

$$A_v = A_{\text{min}} = r_c / r_e' = 21.9$$

$$V_o = V_{\text{in}} A_{\text{min}} = 0.01(21.9) = 0.219 \text{ V}_p$$

En éste ejemplo, A_v varía de acuerdo a la señal moduladora desde un punto de reposo $A_q = 61.7$ a un valor máximo $A_{\text{max}} = 101.3$ y un mínimo de $A_{\text{min}} = 21.9$.

En la figura 13 se muestran las señales generadas por el circuito modulador.

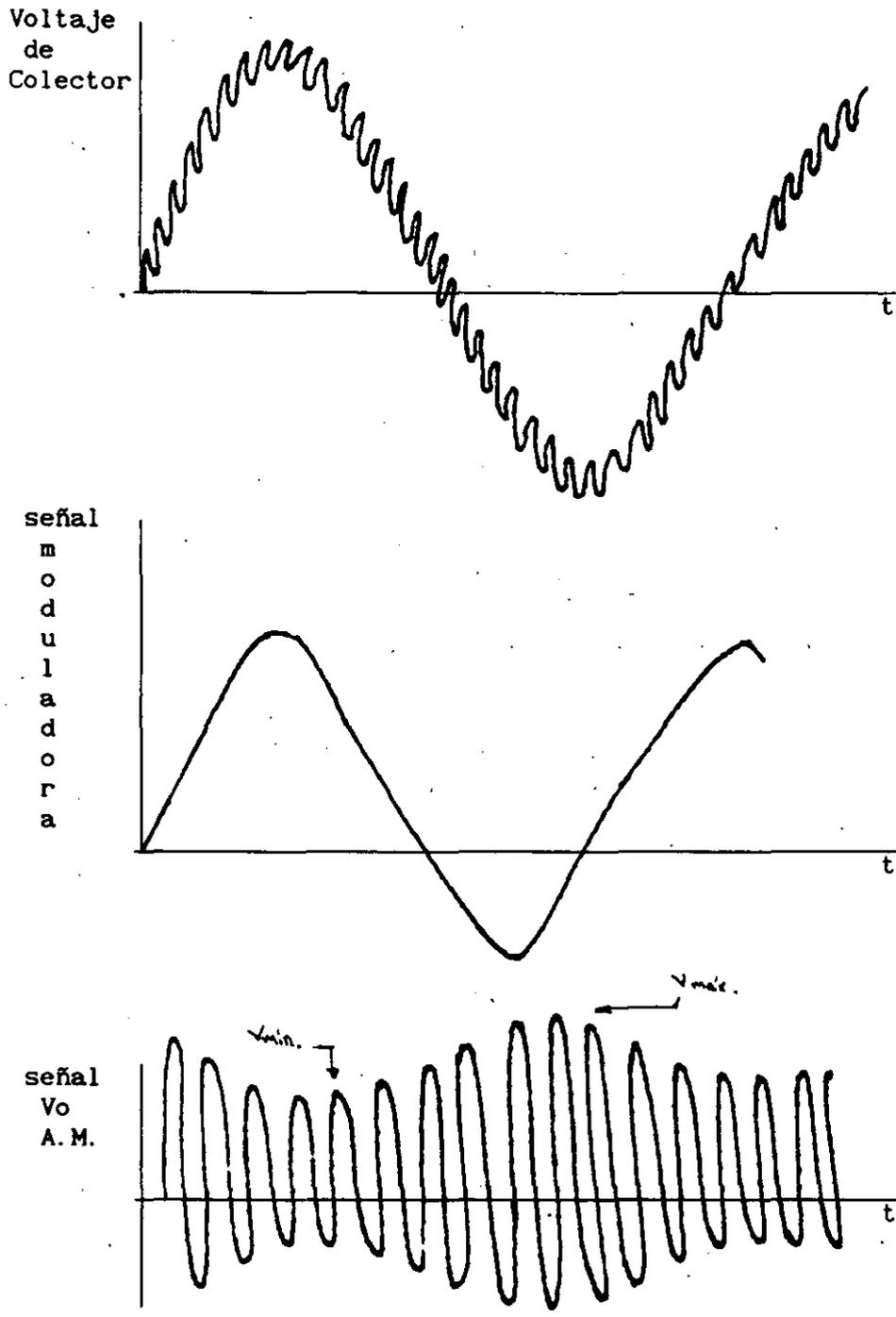


Figura 13

Por último tenemos que para describir la señal de salida del modulador podemos utilizar las siguientes ecuaciones.

$$A_v = A_q(1 \pm m)$$

donde

A_q = ganancia de reposo

m = coeficiente de modulación

A_v = ganancia de voltaje (máximo y mínimo)

$$m = \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} + V_{min}}$$

Para nuestro ejemplo:

$$m = \frac{1.013 - 0.219}{1.013 + 0.219} = 0.6444$$

$$\% \text{ de modulación} = 100 (0.6444) = 64.44 \%$$

Moduladores de frecuencia

A continuación se presenta un modulador de frecuencia típico con diodo varactor.

En la figura 14 se muestra el circuito el cual utiliza un TBJ como circuito activo. El diodo varactor se utiliza para transformar cambios de voltaje de la señal moduladora a cambios de frecuencia.

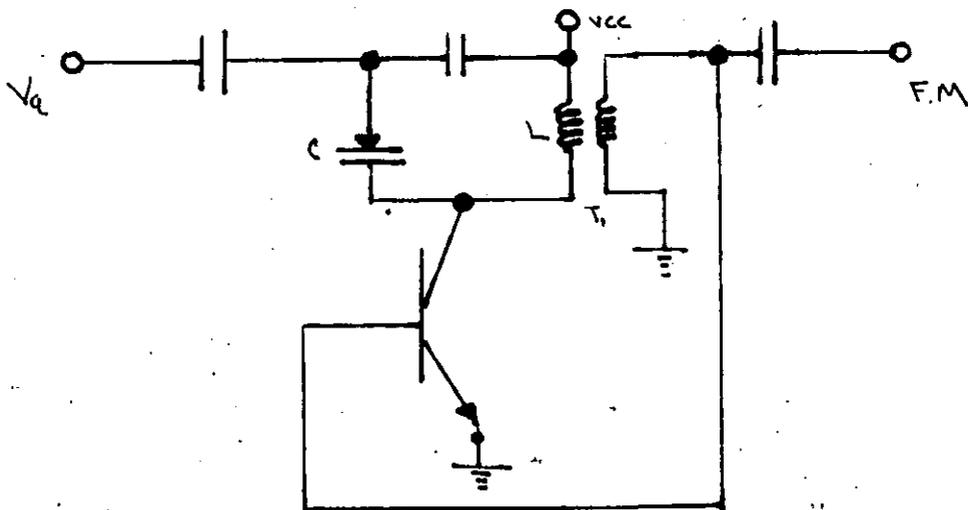


Figura 14

La frecuencia de reposo del modulador que es la frecuencia portadora está definida como:

$$F_c = 1/2\pi \sqrt{L C}$$

donde:

L= inductancia del transformador

C= capacitancia del diodo varactor

por lo tanto la señal modulada está dada:

$$F_m = 1/2\pi \sqrt{L(C + \Delta C)}$$

donde ΔC es el cambio de capacitancia del diodo varactor que de acuerdo a los niveles de voltaje de entrada produce la señal modulada.

DETECTORES

- Demodulador A.M.

En la figura 15 se muestra un detector de envolvente o demodulador de A.M.

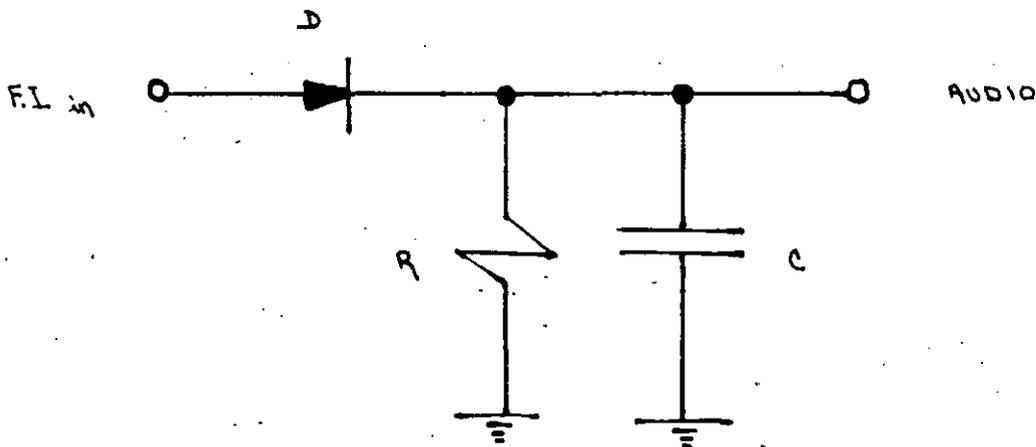


Figura 15

Cuando se tiene una señal de F.I. de A.M como la mostrada en la figura 16 y se suministra al circuito de la figura 15, la señal se rectifica en todos sus ciclos positivos pero esto incluye hasta la portadora, por lo tanto, lo que se quiere es solo la señal moduladora que para suprimir la portadora se requiere un filtro paso bajas que para el demodulador, tal filtro lo compone el arreglo RC.

F.I

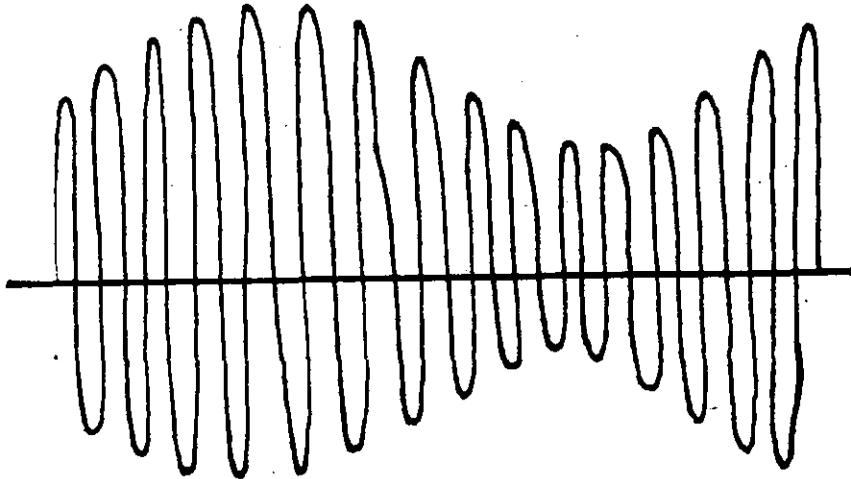


Figura 15'

Para selección del filtro pasa bajas hay que evitar dos cosas críticas en la demodulación, una de ellas es cuando la constante de tiempo del arreglo RC es muy corta, la señal presenta distorsión como lo muestra la figura 16.

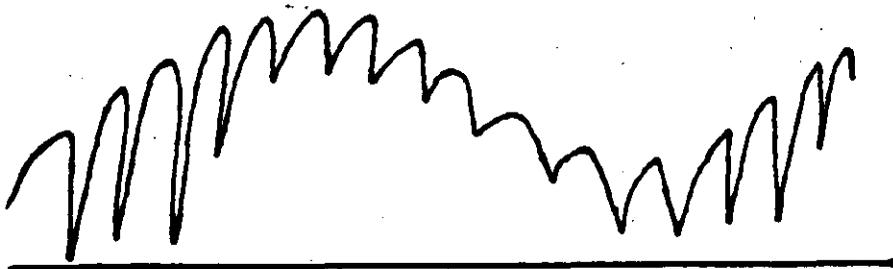


Figura 16

El segundo caso es cuando la constante de tiempo es muy grande por lo tanto la señal de salida es como se muestra en la figura 17

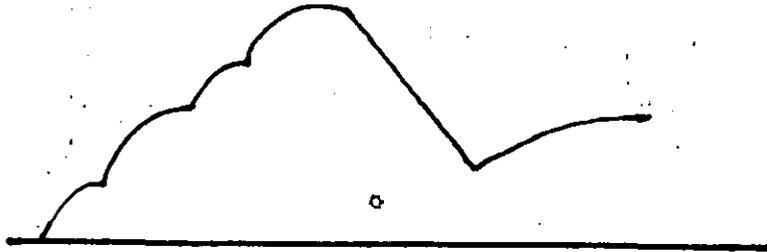


Figura 17

De lo anterior, por lo tanto, es necesario encontrar una constante de tiempo que no cause distorsión, tal constante está en función de la frecuencia máxima de modulación y el coeficiente de modulación.

A continuación se presenta la ecuación que relaciona la constante de tiempo con el coeficiente de modulación y la frecuencia máxima de modulación.

$$RC = \frac{\sqrt{(1/m)^2 - 1}}{2\pi f \text{ máx}}$$

-Demodulador de F.M.

Detector de pendiente.

El detector de pendiente funciona cambiando primero la señal F.M. en una combinación de señales AM-FM y luego detectando las variaciones de amplitud para que se recupere el audio original. En la figura 18 se encuentra un circuito de éste tipo que contiene un circuito sintonizado, un diodo rectificador y un filtro paso bajas.

Observe que es similar a un detector estandar de A.M.

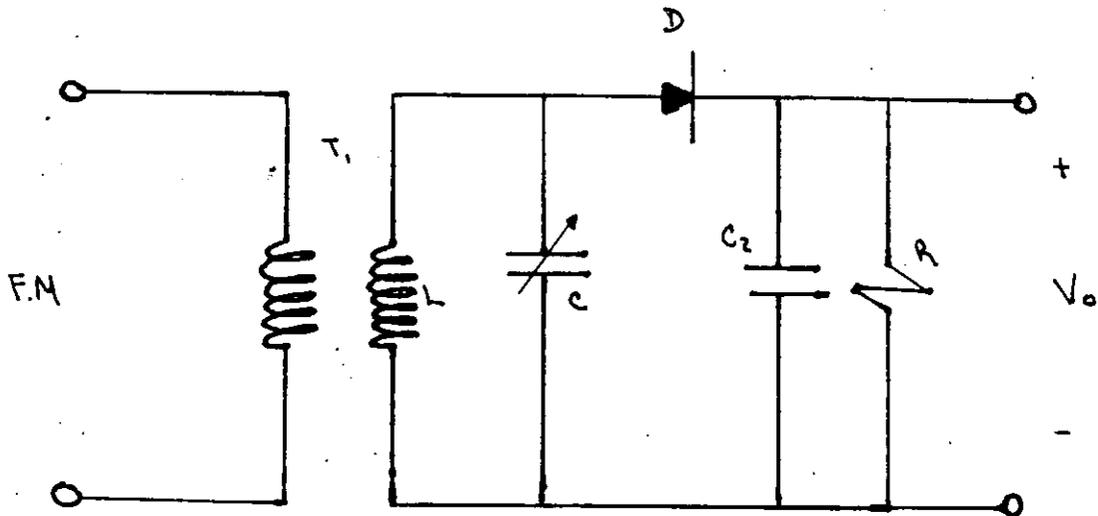


Figura 18

Este detector utiliza un circuito sintonizado que es resonante en una frecuencia ligeramente diferente a la frecuencia del amplificador de F.I., de modo que la frecuencia central de la portadora de F.M. se extiende a un lado de la curva del paso de banda para el circuito sintonizado como se muestra en la figura 19.

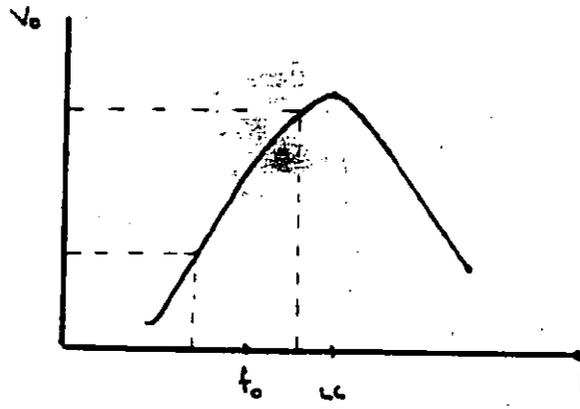


Figura 19

A medida que varía la frecuencia central, se estará acercando y alejando alternadamente de la frecuencia resonante del circuito sintonizado. La frecuencia f_0 es la central de la señal de F.M.

Cada vez que se desvía la frecuencia en dirección positiva(aumentando), la amplitud de la señal de salida aumenta y cada vez que la frecuencia se desvía en dirección negativa(disminuye), la amplitud de la señal de salida disminuye.

Las formas de onda producidas por la acción del circuito sintonizado en la señal de F.M. se ilustra en la figura 20.

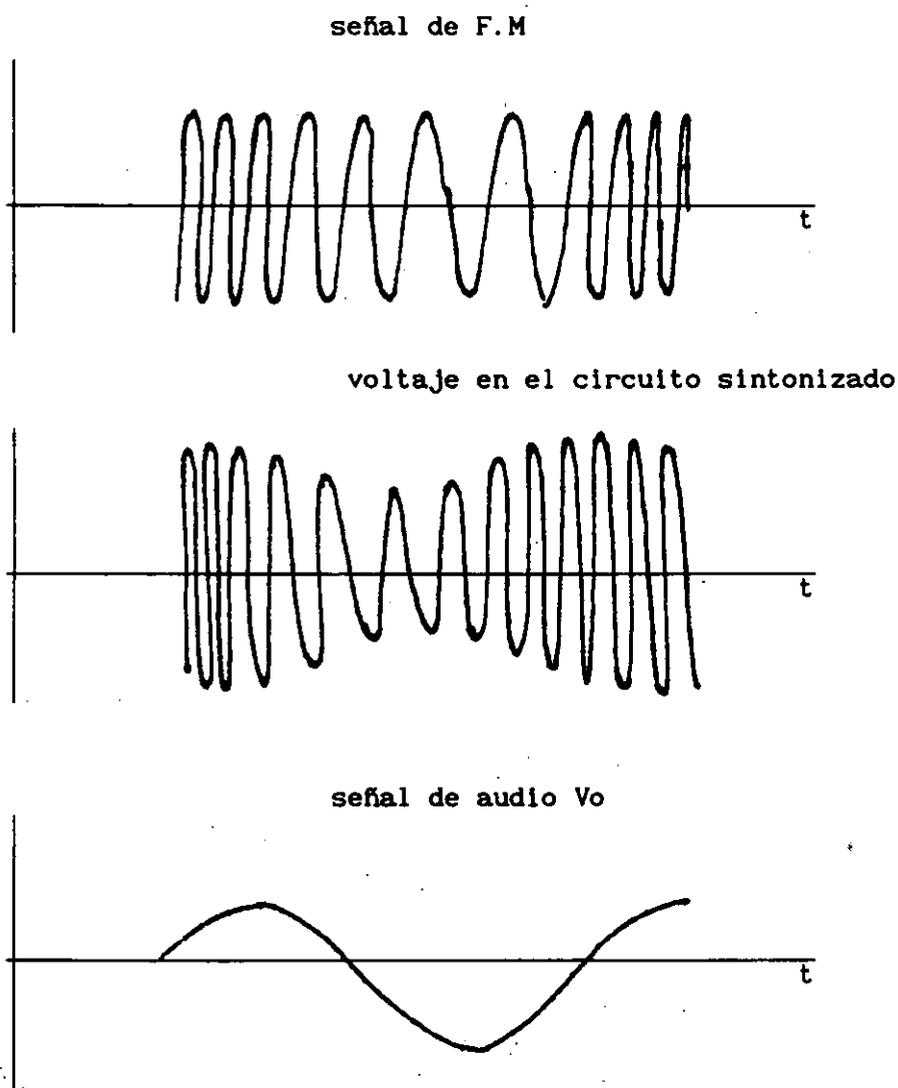


Figura 20

Observe que el voltaje en el circuito sintonizado es una onda de frecuencia modulada que ahora tiene agregada una modulación de amplitud por medio del circuito sintonizado. Esta modulación de amplitud representa la señal de audio, que se separa por el circuito detector compuesto por el diodo, el capacitor C2 y la resistencia R de la figura 18.

El diodo , el capacitor y la resistencia funcionan como un detector de A.M. y separan la señal de audio.

Recuerde que el detector de pendiente debe estar sintonizado para que la frecuencia central de la señal de F.M. esté por un lado de la curva característica sintonizada.

TELEVISION

Estandares Mundiales de Television

A continuación se describe los tres principales formatos de transmisión de televisión a nivel mundial.

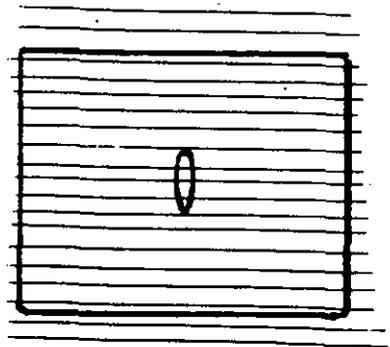
ABREVIATURA	NOMBRE	CREACION
NTSC	NATIONAL TELEVISION SYSTEM COMMITTEE	1948
SECAM	SEQUENTIEL A MEMOIRE	1957
PAL	PHASE ALTERNATING LINE	1961

En la tabla anterior se encuentran los tres formatos de transmisión en T.V. que son transmitidos en diferentes partes del mundo, en particular en el continente americano se utiliza el formato NTSC.

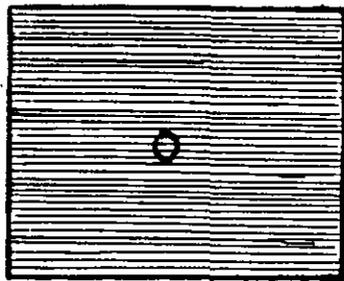
Para explicar las principales diferencias de los tres sistemas se simula una pantalla de televisión pero tomando como referencia el formato NTSC.



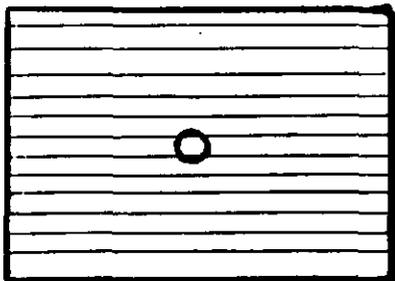
NTSC



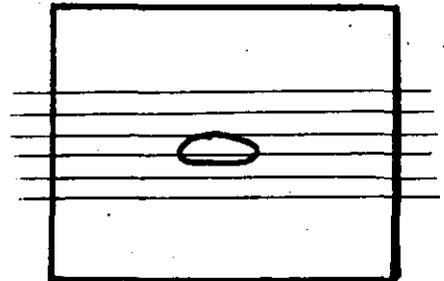
PAL en NTSC



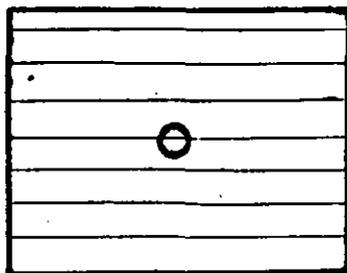
PAL → NTSC



NTSC



NTSC en PAL



NTSC → PAL

Para el formato **SECAM**, el ejemplo anterior es semejante para ilustrar el formato **SECAM**, sólo que existe variación en el ancho de banda de video como se muestra en la siguiente tabla de comparación :

	NTSC	PAL	SECAM
LÍNEAS POR CUADRO	525	625	625
ANCHO DE BANDA <i>VIDEO</i> (MHZ)	4.2	5	5
ANCHO DE BANDA <i>CANAL</i> (MHZ)	6	8	8
SUB PORTADORA DE <i>COLOR</i> (MHZ)	3.58	4.43	4.43

TECHNOLOGY

IMPROVED DEFINITION TELE- VISION

*While we wait for high-definition TV—
there's improved-definition TV.*

LEONARD FELDMAN

EVERYONE SEEMS TO BE TALKING ABOUT high-definition TV, or HDTV as it is generally known. We hear promises of TV pictures that will have an aspect ratio of 5:3 or 16:9 (instead of our current picture width-to-height ratio of 4:3). There's also talk of increasing the number of scanning lines per frame from 525 to 1125, or 1050, or 825 or... you name it.

And that's exactly the problem. There are well over a dozen proposals for new TV standards, each endorsed by a particular company or by a particular country. What everyone is in agreement about is the fact that a better TV picture is long overdue; after all, the basic parameters of the NTSC system used in North America and in Japan are now more than 40 years old. When the 525-line TV picture was standardized, the transistor had not yet been invented, let alone today's digital computers, microprocessors, and digital storage devices.

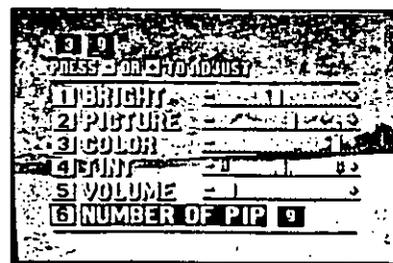
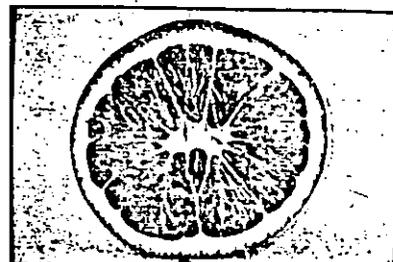
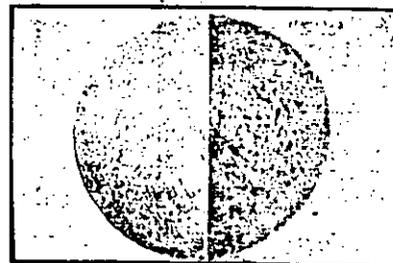
What's wrong with NTSC TV?

When TV sets were equipped with 10-inch CRT's (or even 20-inch picture tubes), a 525-line picture wasn't too bad. The picture was reasonably good if you sat far enough away from the set so as not to see the "spaces

between the lines." If the interlace of the 262.5 lines of the first scan of each frame was properly positioned relative to the second 262.5 line-scan, and if signal strength was good enough so that the resulting picture was relatively free of noise or "snow," most viewers were content.

However, given today's larger screens—up to 35-inch direct-view, and even larger projection TV images—the artifacts of the basic NTSC picture become more obvious. In addition to the "spaces between the lines," there are such visible defects as line-flicker, color-dot-crawl (a sort of shimmering effect at the demarcation lines between large areas of color), and poor color signal-to-noise ratios.

Several recent video innovations have made many people more aware of just how poor the ordinary broadcast and cable NTSC pictures are. Owing to the limited bandwidth available for the video signal information, the best horizontal resolution possible for a standard TV broadcast is only 330 lines. The introduction of Super-VHS video tapes and laser videodiscs, along with higher-resolution TV monitors and monitor/receivers, allows us to see NTSC pictures with



PHILIPS' IDTV system has improved noise reduction, 525 scan lines per field, high resolution graphics and three picture-in-picture modes.

better than 400-line horizontal resolution. But even when viewing the sharper pictures, vertical resolution remains limited by the interlace-scanning method used by the sovereign NTSC system.

Don't hold your breath

Certainly, any one of the many proposed high-definition TV systems would provide a better picture quality than our present NTSC system. But with so many systems vying for world approval, and with organized studies of those systems only just getting underway, any hope for a terrestrially delivered HDTV signal within the next five or even ten years seems overly optimistic. Evidently, several major consumer electronics companies are equally certain that HDTV is still a long way off, having turned their attention to what can best be described as "squeezing the best possi-

ble picture" out of NTSC. While specific schemes for improving NTSC reception differ somewhat, all of the companies engaged in the effort seem agreed on what to call it: IDTV, for Improved Definition TV.

The nice thing about the various IDTV systems is that they require no modifications on the part of the broadcaster. Best described as "single ended" systems, all of the IDTV schemes process the incoming video signal in the receiver (or VCR).

There are three major TV companies involved with IDTV: Toshiba, who claims to have been first with an IDTV approach; Philips, who, in this country, offer TV sets labeled Magnavox, Sylvania, and Philco, as well as Philips; and Mitsubishi.

Toshiba

Since Toshiba's announcement preceded that of the other companies,

let's take a look at what they've done. A block diagram of the Toshiba IDTV is shown in Fig. 1. In that system, the signal information of each 262.5-line field is stored in a digital memory (1 Mbit \times 5) and then double-scanned twice as fast as the current NTSC interlaced signal.

The most innovative element of what Toshiba calls their "Advanced Double Scanning TV" is the use of a motion-adaptive non-interlace system. The general shortcoming of a "frame memory" double-scanning system is that the image of fast-moving objects in a scene appears to be smudged or smeared (almost like a double exposure.) The phenomenon occurs because the actual broadcast signal is sent field by field. In Toshiba's motion-adaptive non-interlace system, the digital circuitry uses each pixel's location to determine whether an image is still or moving. It then applies line-memory double-scanning for the moving image, and frame-memory for the still image.

There are immediate advantages of the Toshiba system: the scanning lines are virtually unnoticeable, line-flicker is minimized, vertical resolution is effectively increased to 450 lines, and the noise level is improved by 3 dB.

The Philips system

Philips takes the IDTV idea a bit further. Like the Toshiba approach, Philips' IDTV involves non-interlaced scanning; thus there are 525 lines scanned every 1/60-second instead of 262.5 lines. In this case, however, the "extra" lines are not simply a repetition of the same field. Rather, the extra lines are digitally generated—by means of an interpolation system called a *median filter*—to fill in the "space between the lines." Video signal values for the extra lines are chosen on a pixel by pixel basis as the median or middle value of the three lines adjacent to the line being interpolated. The three lines used are the one above the interpolated line, the one below the interpolated line, and the line from the previous field that corresponds to the interpolated line. Information for the creation of the interpolated lines is obtained from digital line and field memories.

The Philips approach, according to their researchers, provides virtually all the benefits of a full-frame 525-line picture.

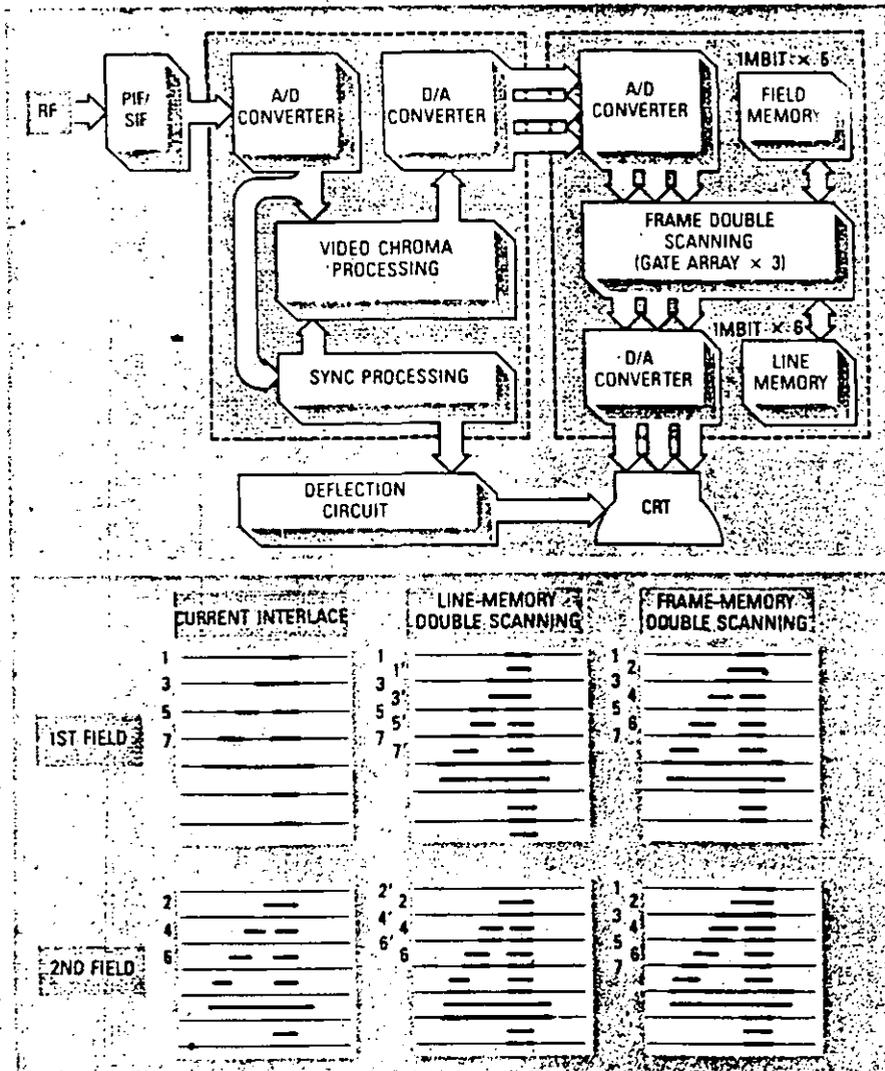


FIG. 1—IN THE TOSHIBA IDTV SYSTEM, the picture information in each line is stored digitally and then double-scanned.

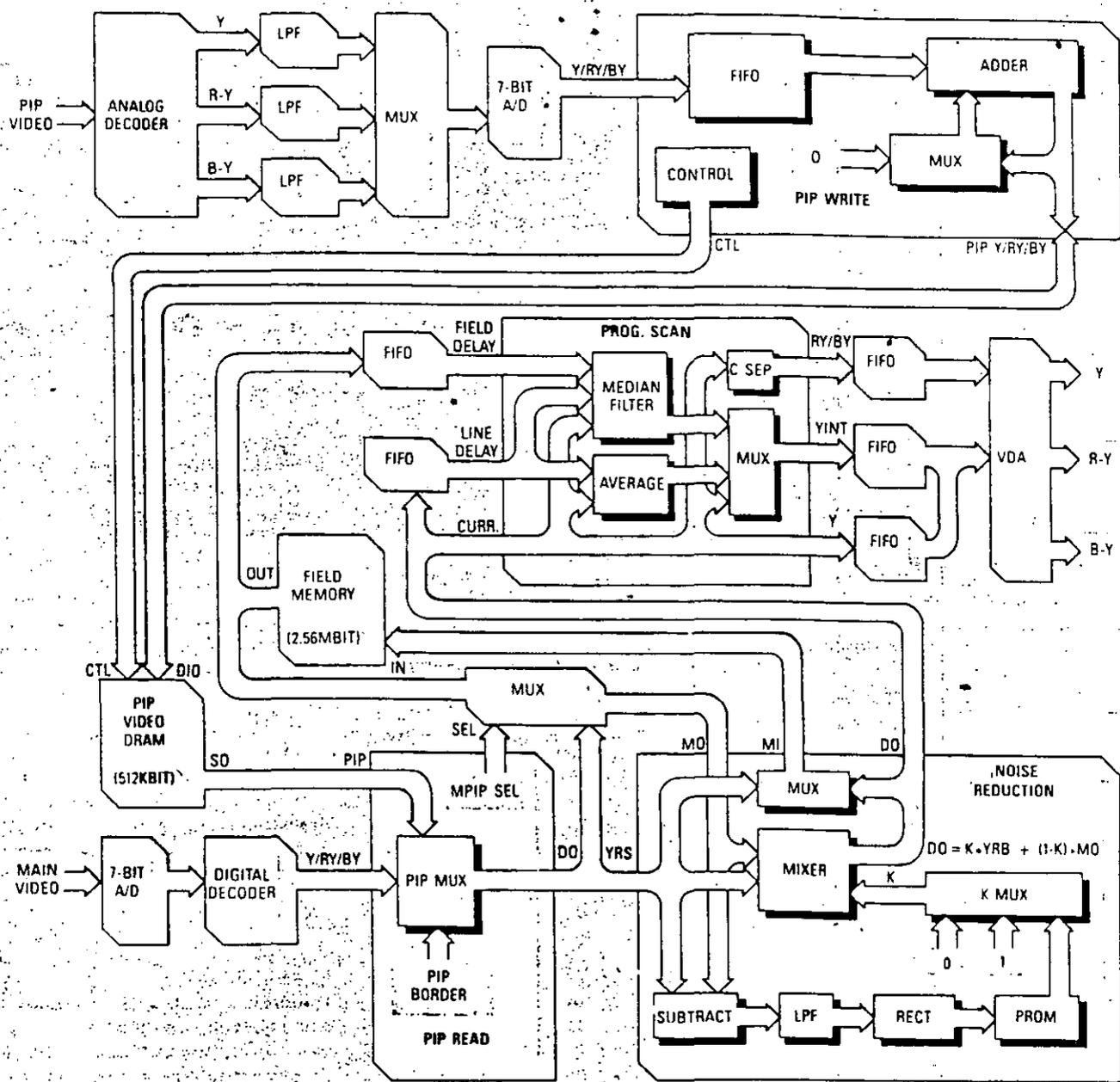


FIG. 2—THE PHILIPS IDTV SYSTEM also provides for PIP (Picture In a Picture) effects.

In addition to a doubling of the scan lines through the median filter approach (which provides about 40 percent improvement in apparent vertical resolution), Philips has devised a two-level digital noise-reduction system that provides up to 10-12 dB of user-selected-level video-noise reduction, which results in sharper, crisper, and "cleaner" picture reproduction. The noise reduction is provided by a filter having a delay element of one field of video data and a motion detector that controls the depth of the filter to prevent "smearing" of moving objects. The motion detector subtracts the incoming video data from the

field-stored data. As the field difference increases (indicating motion on screen), noise reduction is reduced to prevent smearing.

Finally, the Philips IDTV system also incorporates a digital comb filter, which—in comparison to a conventional comb filter—significantly reduces other NTSC interference effects, such as hanging dots and dot-crawl. At the same time, the filter allows for a full 480 lines of horizontal resolution from such local program sources as S-VHS video tapes and LV discs. TV sets incorporating this sophisticated IDTV technology will be marketed under the Philips name.

A block diagram of the entire Philips IDTV signal-processing system is shown in Fig. 2. In addition to the benefits related to IDTV, the new sets will also feature a dual TV tuner and picture-in-picture (PIP) enhancements that allow the viewer to scan what's happening on other channels while watching the main program; moreover, the viewer can watch a main program and an inset PIP program at the same time.

Mitsubishi's IDTV

The latest, and one of the most impressive examples of how NTSC-for-

continued on page 68

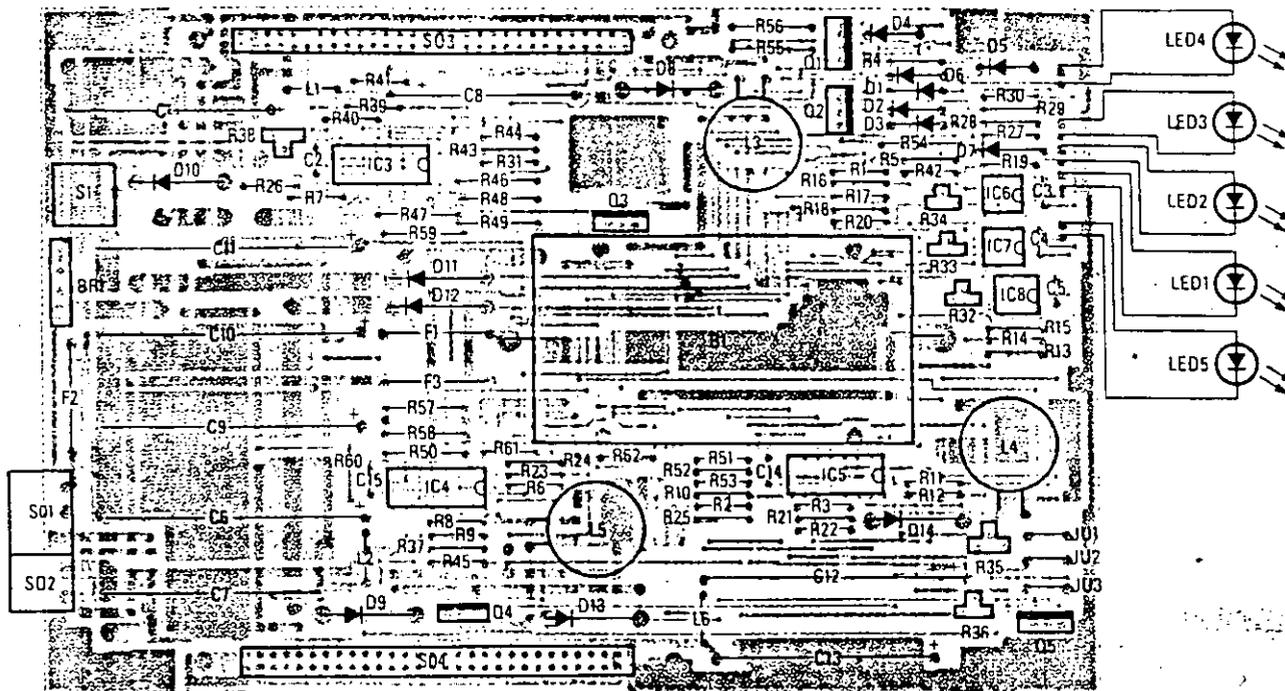


FIG. 3—PARTS PLACEMENT DIAGRAM. Follow this when constructing the PC board.

Construction

Construction of the power supply is quite simple. Just install the parts as shown in Fig. 3, and the Ni-Cd's are soldered to the board. In some applications, it is useful to cut the bottom portion of pins 2, 25, 26, 29, 32-34, and 59 on the left 60-pin bus connector (LBUS), and pins 2, 27-29, 32, and 59 on the right 60-pin bus connector (RBUS). That automatically supplies power to only the boards stacked above the power supply. That way, you use the battery-backup power only for critical items. Remember that once you cut those pins, you can't reconnect them.

Calibration

The 5-volt output is adjusted by turning potentiometer R41 until the voltage at pins 2, 29, 32, and 59 on the left and right system buses equals +5 volts. Resistor R39 is adjusted until the voltage at pins 25, 26, and 33 on the left bus and pin 28 on the right bus equals +12 volts. Adjust R38 for -12 volts at pin 34 on the left bus and that same voltage on pin 27 of the right bus.

The two reference supplies are adjusted by turning R35 until pin 1 of IC8 measures 14 volts, and turning R38 until pin 1 of IC7 measures 14 volts. In a similar manner, the low-

power indicator circuit is adjusted by turning R37 until pin 1 of IC6 measures 10 volts. The two reference adjustments should be made with a precision voltmeter capable of at least 1 percent accuracy. Most of the popular 3-digit DVM's will meet that requirement.

Using the power supply

To use your supply, simply connect it to the bottom location on the stack. Connect the wall supply and you're ready to go. The power supply will charge the batteries whether or not power is being supplied to the rest of the REACTS system. R-E

IDTV

continued from page 45

mat video programming can be upgraded without resorting to a complete overhaul of the NTSC system was demonstrated by the Mitsubishi Electric Company. Unlike conventional NTSC TV, the Mitsubishi IDTV picture was free of both dot-crawl, and line-crawl (that is normally associated with alternate-scan fields and interlaced TV scanning).

Mitsubishi's IDTV system also

eliminates another NTSC artifact that is commonly referred to as cross-color, which is especially obvious in conventional TV sets when the picture contains diagonal lines or edges.

One of the outstanding characteristics of Mitsubishi's IDTV system is its ability to properly reproduce scenes in which there is fast motion. That is accomplished by the use of an 11-megabit memory and micro-processors that vary the action of the signal processing depending on the content of the video signal. For example, in the case of a still picture, field

interpolation, or even storage-and-repeat of the identical field to "fill in" between scanning lines cause no problems. However, during fast-motion scenes, it is more appropriate and more effective to use line storage and interpolation, rather than field storage and interpolation.

Unfortunately, the Mitsubishi system—which is a joint effort with Hitachi—is still in its experimental stage. At the moment, as shown in Fig. 3, their prototype hardware fills a cabinet that is considerably larger
continued on page 76

POPULAR ELECTRONICS IS BACK

Exciting Features, Projects, Reports, & Columns

- **ULTRASONIC RECEIVER**
Expand your hearing, and your horizons, when you explore the world of ultrasonic sound.
- **GRANDPA'S SHORTWAVE RECEIVER**
Capture the flavor of yesteryear using the technology of today.
- **DTMF FIELD PHONE**
Bring modern convenience and utility to your camp or work telephone system.
- **GIZMO**
Our monthly look at what's hot in consumer electronics!

Popular Electronics
COMBINED WITH **Hands-on Electronics** FEBRUARY 1989

BUILD THE LIGHTNING BULB
Spectacular effects, easy construction, and a budget price make this a winner of a project.

ON SALE! DECEMBER 22, 1988

And there is more!

- | | | |
|----------------|------------|---------------|
| CIRCUIT CIRCUS | THINK TANK | ANTIQUÉ RADIO |
| COMPUTER BITS | HAM RADIO | |
| DX LISTENING | E-Z MATH | SCANNER SCENE |

PICK UP POPULAR ELECTRONICS AT YOUR FAVORITE NEWSSTAND, CONVENIENCE STORE, OR SUPERMARKET

IDTV

continued from page 68

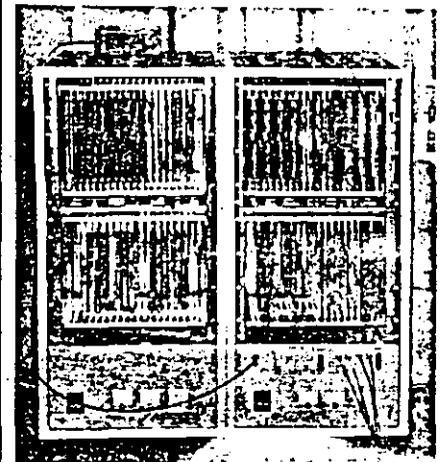


FIG. 3—ALTHOUGH MITSUBISHI'S IDTV SYSTEM presently requires two relatively large cabinets, it can be reduced to the handful of LSI chips shown by the technician.

than the cubic volume occupied by the two 35-inch TV sets Mitsubishi uses for demonstrations. Although Mitsubishi's engineers claim that all of the signal-processing circuitry could be provided by seven LSI IC's that could be held in the palm of one hand, it would most likely increase the price of a TV set 20–25%, and Mitsubishi's management seems hesitant to make the substantial investment needed to turn those two cabinets full of circuitry into the required LSI's. The reason for their hesitation is the lengthening shadow of HDTV. With so many HDTV systems being considered, and with the subject of high-definition TV getting increased coverage in the general media, Mitsubishi is fearful that the huge investment in their IDTV system might not be able to be fully amortized if, indeed, HDTV is suddenly standardized and people begin to discard their NTSC sets (IDTV augmented, or not) in favor of HDTV receivers.

In a future article we will discuss the technology of some of the current proposals for HDTV, some of which are fully compatible with present-day sets, while others are backwards compatible—meaning that the HDTV transmissions could be received on older sets, albeit in the old 4:3 aspect ratio and without the improvement in definition.

R-E

TECHNOLOGY

HIGH DEFINITION TELEVISION

The many ways of HDTV

LEN FELDMAN

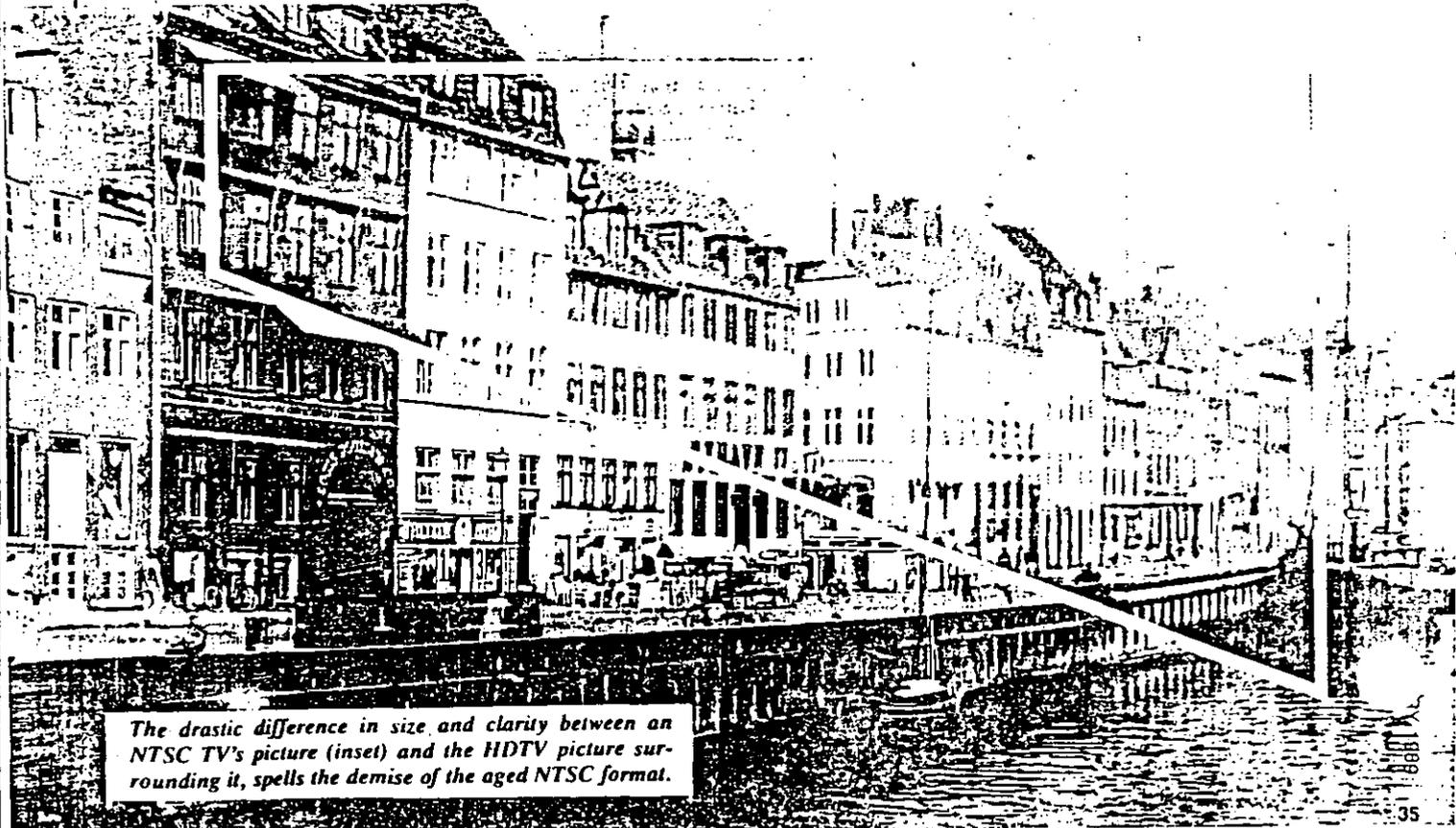
AT LAST COUNT THERE WERE NEARLY 20 separate and distinct proposals for high-definition television systems. They generally fall into three major categories: fully compatible, semi- or backward-compatible, and those not compatible.

There are systems that are fully compatible with our presently used NTSC TV standards. Such systems display a conventional picture when tuned to on an older television receiver. Tuned to on receivers of the future, such systems would, generally speaking, offer increased resolution or picture detail as well as a new,

preferred aspect ratio of either 5:3 or 16:9. Present NTSC picture displays have an aspect ratio of 4:3. That explains why many wide-screen motion pictures, when broadcast by TV stations, often have the edges of the picture cut off, forcing motion picture producers to concentrate the major action of their stories towards the center of the screen. Those systems that claim full compatibility with NTSC require no additional bandwidth or spectrum space, beyond the 6 MHz presently assigned to over-the-air broadcast TV stations.

A second category of high-defini-

tion television systems might well be described as semi-compatible or "backwards compatible." Such systems will deliver a standard NTSC picture for those owners who tune in with older NTSC sets. Transmission of those types of HDTV signals, however, would require additional bandwidth beyond the standard 6 MHz—anywhere from 8 MHz to 12 MHz, which is two full channel widths. As was true of the first category, the benefits of such semi-compatible systems will only be realized by owners of new sets designed specifically for those systems.



The drastic difference in size and clarity between an NTSC TV's picture (inset) and the HDTV picture surrounding it, spells the demise of the aged NTSC format.

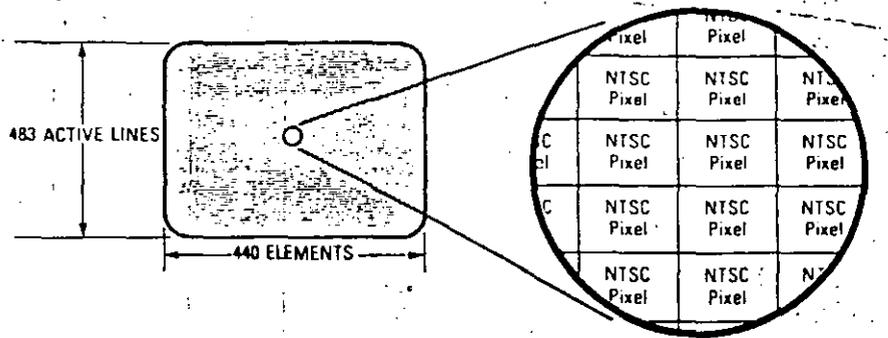


FIG. 1—THE NTSC PIXEL is represented as a rectangle of 1.46:1 ratio, corresponding to the present 4:3 NTSC aspect ratio.

The third category of the HDTV system is one that can be best categorized as the "no compromise" approach. That is, systems in this category are totally incompatible with the existing NTSC system used in this country. Generally speaking, these systems require extended bandwidth, but provide the greatest number of scan lines (1050 or 1125) and the greatest picture detail, both horizontally and vertically.

Any attempt to describe fully all of the proposed systems in all three categories would require more pages than are in this entire magazine. To give you some idea of the complexity and diversity of the ongoing HDTV debate, we will instead describe, briefly, one or two systems in each category.

HD-NTSC

An interesting and fully compatible system for a new high-definition NTSC broadcast system was proposed more than two years ago by the Del Rey Group, of Southern California. The system, dubbed HD-NTSC, can best be understood by regarding the smallest resolvable area of the NTSC picture as a "pixel," much as that term is used in referring to computer-screen resolution. In Fig. 1, the NTSC pixel is represented as a rectangle of 1.46:1 ratio, corresponding to the present 4:3 NTSC aspect ratio. A pixel, however, does not have to be rectangular or square in shape. It could be triangular, or even diamond shaped as shown in Fig. 2. One way to increase the number of addressable points of an image (and therefore the image detail) is to subdivide the pixels into smaller units, which might be called sub-pixels, as shown in Fig. 3.

Now, suppose a TV camera is able to scan only sub-pixel 1 during its first

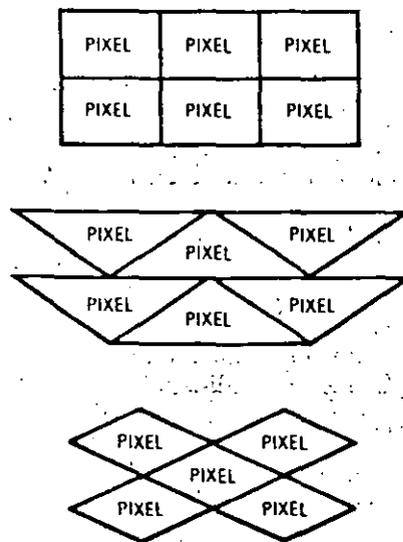


FIG. 2—A PIXEL does not have to be rectangular or square in shape. It could be triangular, or even diamond shaped.

pass. After completing that frame $\frac{1}{60}$ th of a second later, the camera scans again, this time hitting only sub-pixel-2 areas, and finally sub-pixel-3 areas. That approach is called a "Tri-Scan" technique. At the receiving end, a conventional NTSC receiver would not be aware of "sub-pixels" and would simply paint areas 1, 2 and 3 on top of each other as they come across in successive frames. A new, specially designed HD-NTSC TV set would reconstruct the same, higher detail image seen by the camera, placing the sub-pixels in their correct offset positions on the CRT. To change the aspect ratio, the Del Rey Group would simply "chop off" a few lines at the top and bottom of the existing NTSC line format, as illustrated in the comparison of Fig. 4. That arrangement would result in an

aspect ratio of 14:9, as opposed to the present 4:3. As a side benefit, the HD-NTSC system creates 69 horizontal lines per frame that are no longer needed for the transmission of picture information. That new "data window" might well be made available for other information, such as encoded stereo digital audio!

ACTV

Originally introduced through the joint efforts by RCA, NBC, GE, and The David Sarnoff Research Center, ACTV was another system that was fully compatible with NTSC, in that it required only a single 6-MHz channel width for its implementation. Since then, the system has been divided into two systems, ACTV-1 (the original 6-MHz wide channel proposal) and ACTV-2, a system that remains compatible with NTSC but requires two full 6-MHz channels of bandwidth for its implementation. Here is how ACTV works: An original wide-

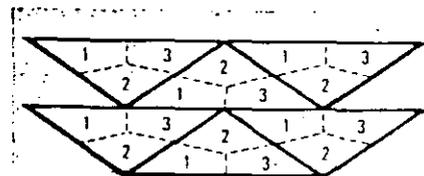


FIG. 3—ONE WAY TO INCREASE the number of addressable points of an image is to subdivide the pixels into smaller units, which might be called sub-pixels.

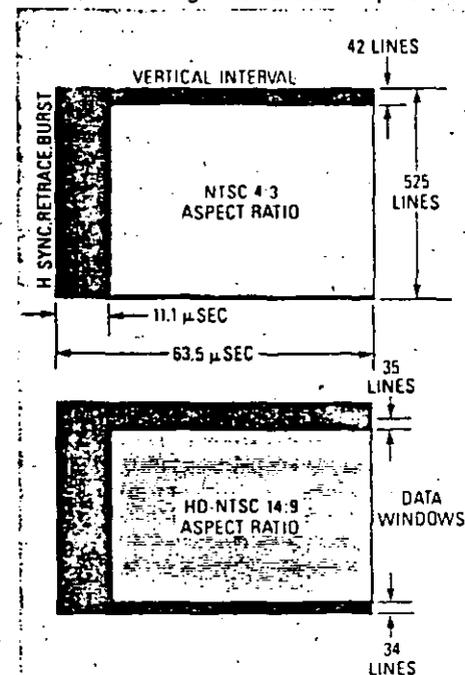


FIG. 4—TO CHANGE THE ASPECT RATIO, The Del Rey Group would chop off a few lines at the top and bottom of the existing NTSC line format.

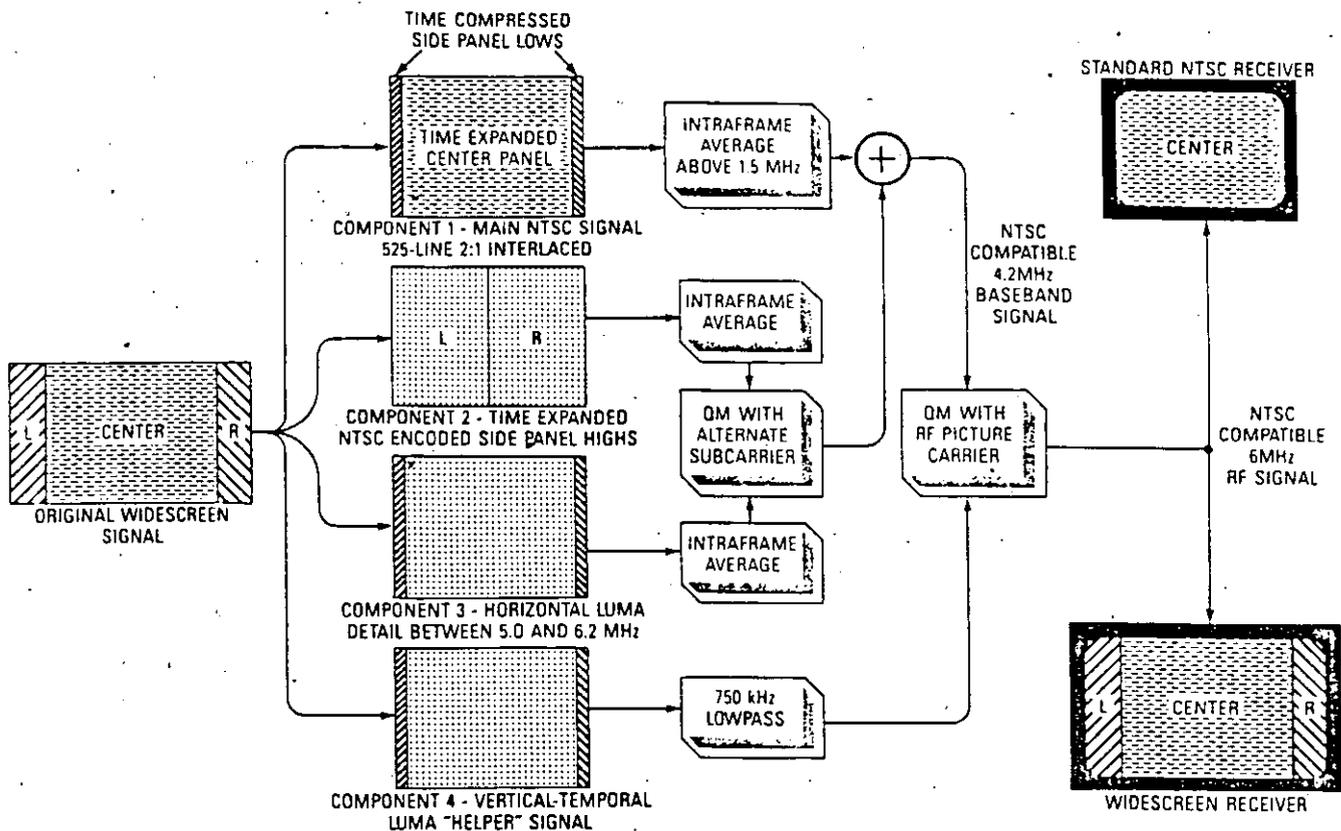


FIG. 5—THIS IS HOW ACTV WORKS: An original wide-screen signal is digitized and encoded into the four components shown.

screen signal, provided from any high-definition source, is first digitized at the studio and encoded into the four components shown in Fig. 5.

1: The first component is a main, NTSC-compatible, interlaced signal with the usual 4:3 aspect ratio. It consists of the central portion of the picture that has been time-expanded to nearly the entire active line time plus the side panel low-frequency horizontal information that has been time compressed into left and right horizontal overscan regions, where they would be hidden from view on most standard home receivers. This signal is color encoded in standard NTSC format.

2: There is an auxiliary 2:1 interlaced signal consisting of side panel high-frequency horizontal information that has been pre-comb-filtered, NTSC encoded, and time expanded to half the active line time. The time expansion reduces the horizontal bandwidth of this component to a little over 1 MHz.

3: The third component is an auxiliary 2:1 interlaced signal consisting of horizontal luminance detail between approximately 5.0 and 6.2 MHz. This band of frequencies is first

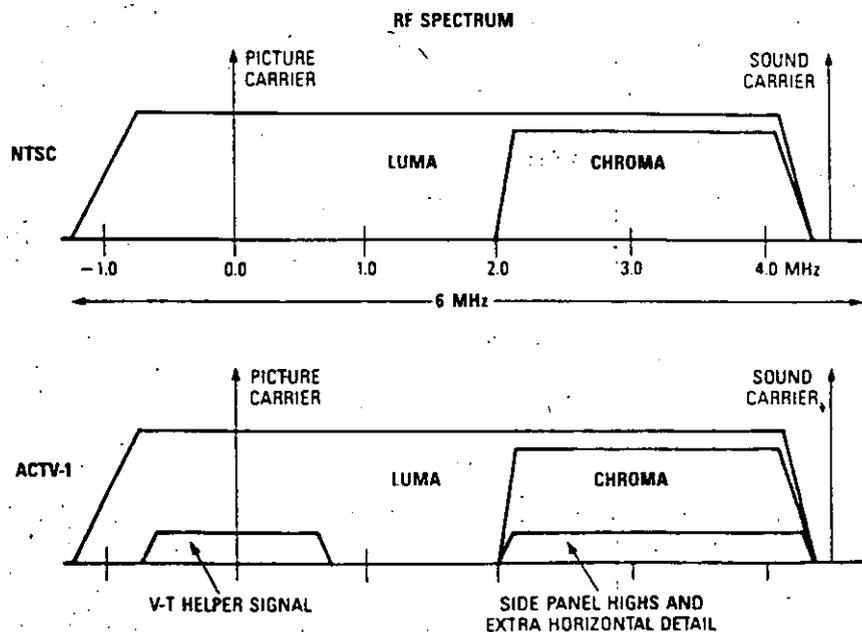


FIG. 6—A 4.2-MHz BASEBAND SIGNAL is RF modulated into a standard 6-MHz NTSC channel.

shifted downward to the range of from 0 to 1.2 MHz.

4: The fourth and last component is an auxiliary 2:1 interlaced "helper" signal, consisting of vertical-temporal (V-T) luminance detail that

would otherwise be lost in the down conversion to 525-line interlace. On new, wide-screen receivers, this signal helps to reconstruct missing lines and to reduce or eliminate line flicker artifacts.

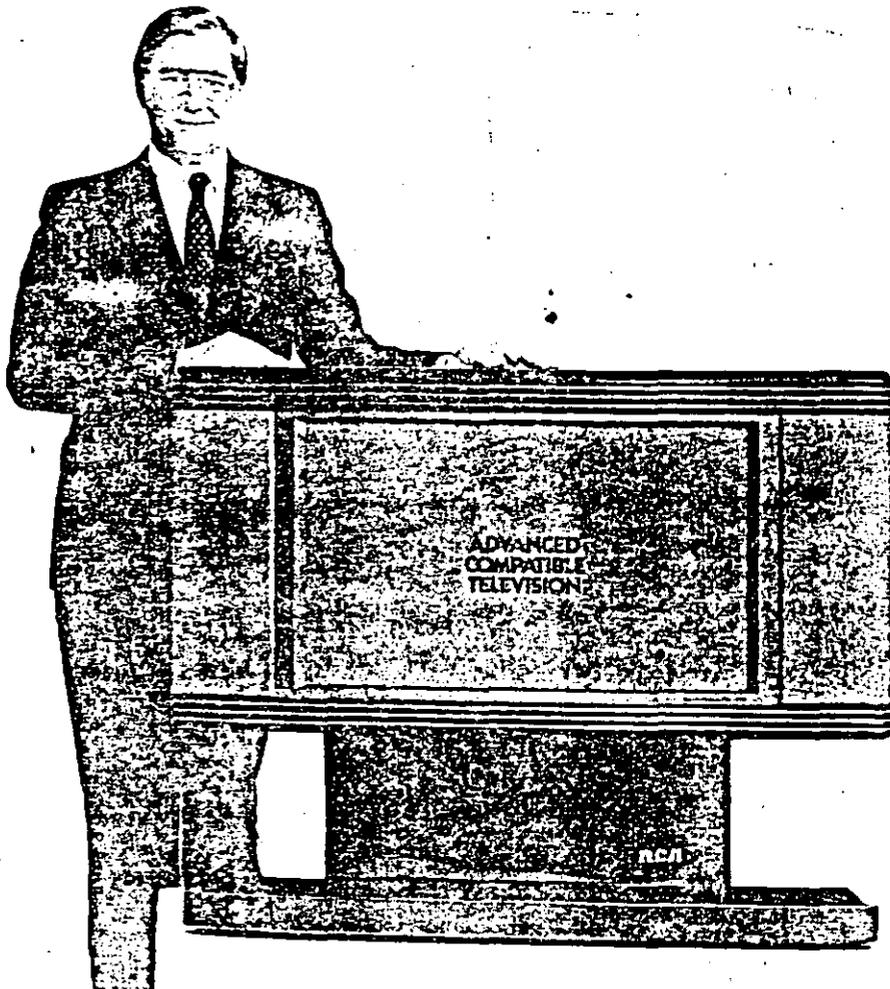


FIG. 7—A WIDE-SCREEN RECEIVER recovers and equalizes the picture components and reconstructs the original wide-screen progressive scan signal.

Signal-components 1, 2 and 3 are passed through a special time-variant filter to eliminate V-T crosstalk between the main and auxiliary signals on a wide-screen receiver. The main signal is intra-frame averaged over all horizontal frequencies. Components 2 and 3 are amplitude-compressed in a non-linear manner, quadrature modulated on a phase-controlled subcarrier at 3.108 MHz, and added to component 1. The result is a 4.2-MHz baseband signal that is RF modulated into a standard 6-MHz NTSC channel, as shown in Fig. 6. Component 4, the VT "helper" signal, is modulated in quadrature with the main RF picture carrier.

When received on an existing NTSC receiver, only the central portion of the main signal is seen. A wide-screen receiver, such as that shown in Fig. 7, recovers and equalizes components 1-4 and reconstructs the original wide-screen signal. Relative to NTSC, the reconstructed sig-

nal has left and right side panels offering standard NTSC resolution and a central portion with superior horizontal and vertical luminance detail in the stationary sections of the picture.

While ACTV-1, just described, is delivered within the existing 6-MHz broadcast channel, a second version of the system, known as ACTV-2 is envisioned as well, when and if additional spectrum space is allocated. ACTV-2 would require an additional 6-MHz channel of bandwidth. As illustrated in Fig. 8, a TV station might someday transmit both ACTV-1 and ACTV-2 signals. Both systems would offer an aspect ratio (on new sets) of 5:3 or 16:9, and both would have 1050 lines per frame and 29.97 frames per second. However, ACTV-2 would offer still greater improvements in luminance resolution (650 horizontal and 800 vertical, as compared to 410 horizontal and 480 vertical for ACTV-1) and a doubling of chrominance reso-

lution, which, in ACTV-1 is no better than in standard NTSC. The photos in the opening of this article show how a typical scene, transmitted in ACTV-2, would be viewed on a standard NTSC receiver (left) and how it would be seen on a new receiver equipped for ACTV-2 (right).

Philips HDS-NA

The abbreviation stands for *High Definition System for North America*, and the system, developed specifically for NTSC-TV based countries, would be usable on an equal basis for over-the-air broadcasting, CATV, direct-broadcast satellite or even fiber-optic transmission. The signal suitable for broadcasting or CATV has been called HDNTSC and it consists of two channels. The first channel component carries the standard NTSC signal, while the second carries the additional information required to create the HDTV viewing experience.

As pointed out by Philips and others, an ideal HDTV system with double the present horizontal and vertical resolution and an increased aspect ratio would require about five times the bandwidth or spectral space of the current NTSC signal, or as much as 300 MHz! To reduce those impractical bandwidth requirements, various signal-processing schemes have been proposed by the various HDTV proponents. One class of signal processing is based upon combining several picture frames from both the "past" and "present" in the scene captured by the video camera. In our article last month, we discussed such basic picture-enhancement schemes under the general heading of IDTV, or *Improved Definition TeleVision* systems. Philips has chosen a second approach that applies signal processing without the need for inter-frame picture information. The HDS-NA system can deliver 1.5 times the normal horizontal and vertical resolution of NTSC, wide aspect ratio, plus multiple channels of CD-quality digital sound.

The main HDNTSC signal carries NTSC and is a standard 6-MHz channel. The extra information needed to create the HDTV viewing experience can be transmitted eventually as a digital bit stream with a bandwidth of 3 MHz (or one half the extra width of a present-day NTSC channel). Philips has suggested that the signal energy

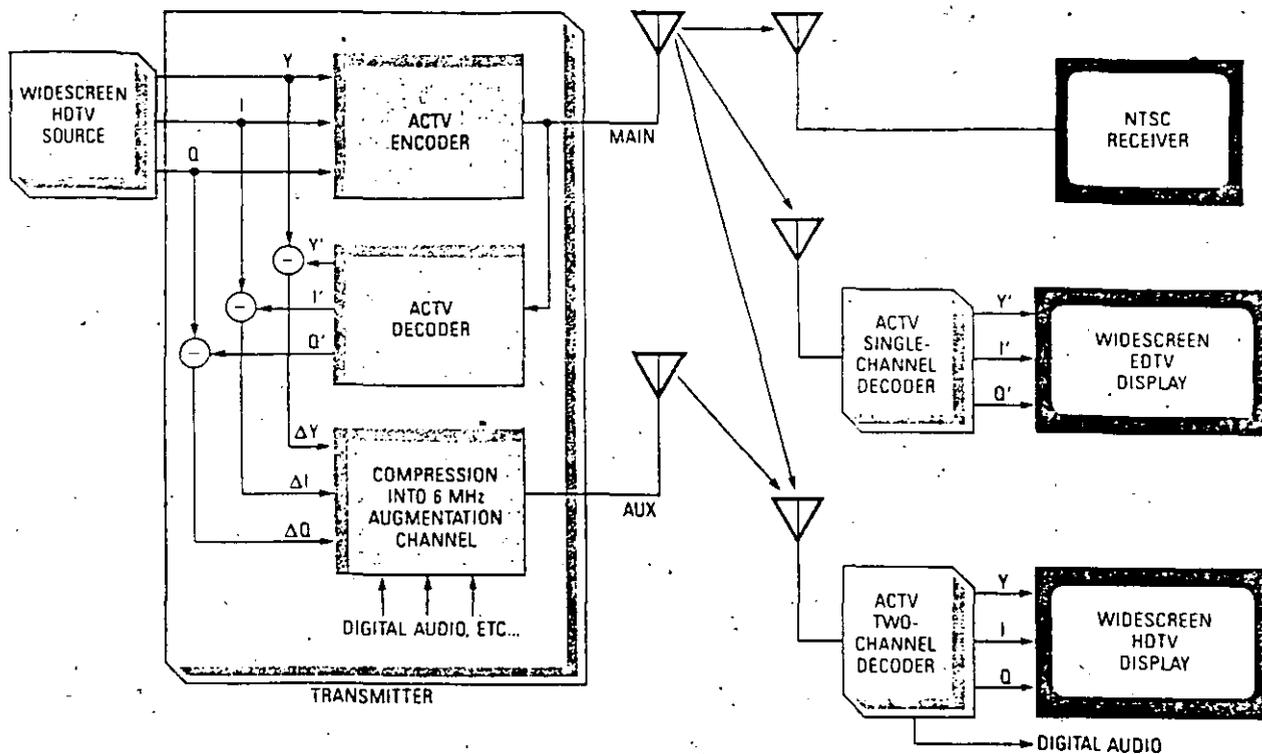


FIG. 8—A TV STATION MIGHT SOMEDAY TRANSMIT BOTH ACTV-1 and ACTV-2 signals. Both systems would offer an aspect ratio (on new sets) of 5:3 or 16:9, and both would have 1050 lines per frame and 29.97 frames per second.

of that extra augmenting channel can be well below the main NTSC signal level. That being the case, the extra signal might even be transmitted via the so-called "tabu" channels in each geographical area.

By "tabu" channels, we mean the TV channels that normally remain unassigned in a given area because they are adjacent to used channels. For example, if Channel 2 is assigned in a given city, Channel 3 remains unassigned. The same holds true for Channel 5 and 6, etc. (Channels 4 and 5, in the New York area, for example, are not really adjacent, as there is a 4-MHz space between them.) If Philips is correct about that, then in the New York area, for example, both Channel 2 and 4 might "share" Channel 3 for their augmentation channel; each using one half (3 MHz) of the otherwise unassigned channel spectrum. Using the tabu channels is not a necessary requirement for the Philips system—it is just one possibility. The augmentation channels could just as easily be positioned at other, non-contiguous frequencies which would have to be assigned for that purpose by the FCC if the Philips system were to prevail. As was true of ACTV, the

Philips system is "backward-compatible." Owners of older NTSC TV sets will continue to receive "normal" pictures while owners of newer sets designed for the HDS-NA system will receive the benefits of higher definition and a wider aspect ratio.

Battle Of Incompatibles

Finally, we come to the group of HDTV systems that are totally incompatible with our present day NTSC system (and, for that matter, with the PAL and SECAM systems used in other parts of the world). Aside from the incompatibility problems of these systems, there is also the problem of attempting to establish a world-wide

standard for a no-compromise HDTV system. That problem arises primarily because of the fundamental difference in TV frame rates between U.S. (and Japanese) NTSC and European PAL. The European frame rate is 25 frames per second while the NTSC frame rate is 30 frames per second.

That difference is a throwback to the early days of TV, when scanning fields were synchronized to the power-line frequencies used (50 Hz in Europe, 60 Hz in North America and many sections of Japan). Today, much more sophisticated systems of vertical synchronization are in use, but, unfortunately, the standard frame rates are well entrenched in their respective countries. Thus, it may well be that two "world" standards may evolve for no-compromise, incompatible HDTV. The European proposal is for a 2:1 increase in number of lines per picture and a doubling of the pixel density or horizontal resolution with respect to their present broadcast systems. The Europeans would retain their present frame rate of 25 Hz. However, much work has already been done to reduce the large area flicker problem that is so noticeable to

continued on page 111

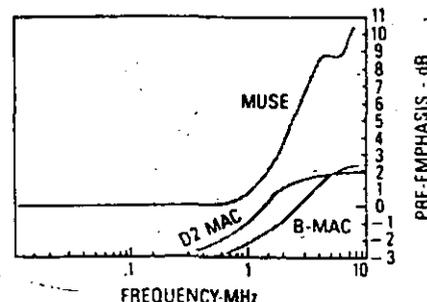


FIG. 9—ALL FORMS OF MAC, including MUSE, employ various amounts of pre-emphasis for the video signals.

HDTV

continued from page 43

those of us who travel to Europe and watch TV there. It is planned that future displays would be refreshed from the frame storage memory at a 75- or 100-Hz rate.

The HDTV system that seems to be favored for North America has a more complex relationship to NTSC. The line ratio would be 15:7. A down-conversion from HDTV to broadcast NTSC would require either a digital interpolation of 15:7 or the cropping of 69 lines at top or bottom or both to give 966 active TV lines, so that a simple 2:1 digital interpolation could yield 483 active lines per the NTSC standard (the remaining lines of the so-called 525 line NTSC system are not visible on screen, but are in the vertical blanking interval). Many of the HDTV systems that are currently under consideration are known as MAC systems, which is an acronym that stands for *Time Multiplexed Analog Components*. MAC systems, it should be noted, are inherently free of the color artifacts that have always plagued both NTSC and PAL broadcast pictures.

In Europe, the consensus seems to be that the HDTV production standard used in studios will be fully compatible with a version of MAC called D-2 MAC which is intended to be used shortly as the *Direct Broadcast Satellite (DBS) transmission signal of the European Broadcast Union (EBU)*. The emphasis there is on compatibility with D-2 MAC, and not necessarily with PAL or SECAM. Some see the eventual use of D-2 MAC for terrestrial transmission with the eventual replacement of the existing PAL and SECAM.

B-MAC, a system developed by Scientific Atlanta, while not a true HDTV system in that it transmits an interlaced 525-line picture and is therefore limited in vertical resolution, might more properly be called an *Enhanced Definition System*. NHK, the Japanese government-sponsored broadcast authority, has taken a totally different approach to the transmission of HDTV pictures. Since their 1125-line picture is not designed to be compatible with any existing broadcast standards, they have developed a special form of MAC for HDTV transmission. It's

called MUSE, which is an acronym for *MULTiple Sub-Nyquist Encoding*. MUSE sub-samples the 1125-line picture, transmitting every other pixel of every other line in a first field. The missing samples of the line are transmitted next, followed by alternate samples of the missing lines and, finally, the samples previously omitted. MUSE has two resolution specifications. One resolution is for static pictures where the full information content of the 1125-line system is delivered via one 8.1-MHz baseband video signal. The other is the resolution that is provided when the picture contains motion; that is the resolution of current NTSC pictures. All forms of MAC, including MUSE, employ various amounts of pre-emphasis for the video signals, as shown in Fig. 9. In MAC systems, the 0-dB crossover frequency for the emphasis curve is much higher than for NTSC, and the low-frequency gain reduction is only about 3 dB for the B-MAC and D-2 MAC systems. MUSE employs a very elegant form of pre-emphasis that provides substantial improvement in signal-to-noise ratios. The MUSE pre-emphasis characteristic applies a large high-frequency gain boost for small-amplitude high-frequency components, and much less emphasis for large high-frequency components. That is possible only with a signal format that has no color subcarrier mixed in with it.

There are other variations on the MAC HDTV idea, but by now it should be clear that the path towards a standard is going to be a long and tortuous one. There seems to be an increasing tendency, in this country at least, to favor some sort of NTSC compatible approach to enhanced definition TV, so that millions of TV's don't become obsolete. It is entirely possible that the first delivery of HDTV may not be via broadcasting or cable TV at all. It could well be that we will see first examples of HDTV delivered to us in the form of software (new laser optical-disc formats or even new VCR formats based upon Super VHS or ED-Beta technology). Of course, such software will require new video monitor/receivers and other new hardware. Still, you should hold on to those NTSC receivers for the moment, since the current multiplicity of HDTV systems could well delay over-the-air HDTV for many years to come.

R-E

AUDIO UPDATE

continued from page 90

plifier. If an amplifier survives 24 hours of such rough treatment, then the statistical probability is that it is not likely to break down in a customer's home in the foreseeable future. (See Onkyo's product-life test facilities in Fig. 1.)

Physical examinations

How much will a physical examination reveal about an electronic component's reliability? Unfortunately, not much. In the past, some very expensive audiophile components sporting ½-inch thick front panels, beautifully laid out wiring on military glass-epoxy circuit boards, computer-grade parts, etc., have had a far higher breakdown rate than some other unpretentious and far less expensive mass-produced products. That is not to say that pushing the state of the art results in unreliable products, but rather that some designers in their pursuit of the will-of-the-wisp of ultimate fidelity seem to neglect (or have never understood) some essential ground rules of amplifier design. For example, at one point many of the high-end limited-production amplifiers seemed to suffer from instability and to be unable to withstand standard slew-factor testing without blowing fuses.

I don't mean to imply that cheaper is better. An overzealous pursuit of lower manufacturing costs will almost always have negative consequences. Reducing the size and thickness of the front panel won't affect longevity, but cutting back on the heat sinks might. It appears, however, that when the economies of large production runs are possible, the manufacturer gains very little in the way of cost by scrimping on parts quality—particularly considering the ill will engendered by premature failures.

As someone who grew up with audio during the unlamented mono tube days, I continue to be impressed with the extended longevity—and sound—of today's audio equipment. Of course, failures still occur, but they are rarer than ever before.

R-E

BIBLIOGRAFIA

NARDA COMPONENTS AND INSTRUMENT

CATALOG 26

1991 USA

RF CIRCUIT DESING

BOWICK J.

SAMS

1991 USA

THE ARRL HANDBOOK

1992 USA

AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

BRAKUM JOHN

MC GRAW HILL

1982

TRANSISTORES

TEXAS INSTRUMENTS CECSA

1985

TELEVISION PRACTICA

B.GROB

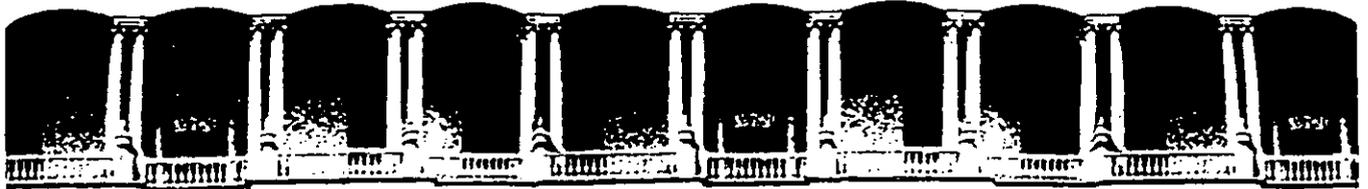
MARCOMBO

1989

COMMUNICATION SYSTEM

TOMASI

PRENTICE HALL



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

ESTRUCTURAS DE TRANSMISION PARA COMUNICACIONES

M. en C. Arturo Velázquez Ventura

PALACIO DE MINERIA

ESTRUCTURAS DE TRANSMISION PARA COMUNICACIONES

ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

I.1 Estructuras de transmision

Las líneas de transmisión en alta frecuencia, son el medio que se utiliza para transportar energía electromagnética de un punto en un sistema a otro y se puede definir rigurosamente como una estructura que guía a una onda electromagnética que se propaga desde un punto A hasta un punto B.

La interconexión de un transmisor con su antena que se realiza con una línea de transmisión en alguna de las diferentes estructuras con elementos distribuidos y la línea de transmisión eléctrica, son ejemplos de sistemas de ondas electromagnéticas propagándose en una o más dimensiones. Las ecuaciones que gobiernan dichos sistemas se pueden derivar directamente de las ecuaciones de Maxwell o desde el punto de vista de la teoría de circuitos.

En análisis a bajas frecuencias se utilizan líneas de pares de alambres y se describe el comportamiento de las diferencias de potencial entre los conductores y el flujo de corriente a través de ellos. En la región de las microondas, las líneas de transmisión reemplazan al par de alambres y la descripción del flujo electromagnético se hace por medio de los campos eléctrico y magnético.

Las características principales que debe reunir una línea de transmisión son que la energía se propague en un modo único y que las pérdidas involucradas en el proceso sean pequeñas. Las guías de onda y los cables coaxiales cumplen con dichas características, mientras que las líneas de transmisión en microcinta presentan un modo híbrido de propagación, tal como se verá al analizar en detalle este tipo de línea. En la figura 1 se muestran los tres tipos de línea de transmisión mencionados.

El uso común del término línea de transmisión es mucho más restrictivo; usualmente se requiere que la longitud eléctrica de la línea sea al menos un buen porcentaje de longitud de onda a la frecuencia más alta de interés. En esta definición se excluyen las guías de onda. Lo que se requiere es que la línea propague una señal, a todas las frecuencias desde la de interés para abajo e incluyendo cd, y que las características de la línea varíen de manera suave y continua sobre este intervalo de frecuencias.

I.2 Representación circuital de líneas de transmisión

A frecuencias de microondas los elementos circuitales consisten básicamente de secciones cortas de líneas de transmisión utilizados como elementos reactivos, resonadores, transformadores de impedancias, etc. Las líneas compuestas por dos conductores operando en el modo de propagación transversal electromagnético (TEM) son las de mayor aplicación como elementos circuitales en microondas (El modo de propagación TEM se refiere a que los vectores de campo eléctrico y magnético son transversales al eje de la línea). Cuando fluye una corriente en los conductores de la línea se genera un flujo magnético alrededor de ellos y cualquier cambio en el flujo inducirá un voltaje a lo largo de la línea, el cual, así como la corriente, puede variar de un punto a otro.

Las líneas de transmisión se pueden analizar adecuadamente resolviendo

las ecuaciones de Maxwell para los campos que se forman con la propagación de energía electromagnética a través de las líneas. Al resolver las ecuaciones de Maxwell se encuentra que la energía se propaga a través del medio dieléctrico como una onda electromagnética guiada por los conductores.

Cuando el modo de propagación en una línea de transmisión es el modo TEM, como es el caso de varias estructuras de transmisión empleadas en microondas, es posible efectuar el análisis de la línea considerando los efectos de los campos eléctrico y magnético así como las ondas de voltaje y corriente asociadas, por medio de los métodos de análisis de circuitos utilizando las leyes de Kirchhoff y considerando que las dimensiones de la línea sean menores que la longitud de onda a la frecuencia más alta de operación.

Al considerar el caso particular de una línea de transmisión en cable coaxial que tiene una cierta longitud y un diámetro determinado, se establece la naturaleza distribuida de la línea ya que se tienen las resistencias e inductancias a lo largo del cable y, debido al dieléctrico que separa los conductores, se forma también una capacitancia entre éstos. Por otro lado, el aislamiento entre los conductores no es perfecto, lo cual genera una corriente de fuga que se puede representar por una conductancia en paralelo con la capacitancia entre los conductores. Por lo anterior, es posible hacer la representación de una línea de transmisión con un circuito equivalente, como el que se muestra en la figura 2, sin olvidar que la resistencia y la inductancia se muestran concentradas en uno de los conductores, pero realmente representan el efecto neto de ambos conductores en la sección de línea ilustrada.

La energía almacenada en el campo magnético se toma en cuenta con la inductancia L en serie, la energía almacenada en el campo eléctrico se puede asociar con la capacitancia C en paralelo, las pérdidas de energía en los conductores se representa en la resistencia R en serie y las pérdidas en el dieléctrico se incluyen al introducir la conductancia G en paralelo. Estas cantidades se deben considerar por unidad de longitud dada su naturaleza distribuida y se pueden observar gráficamente en el circuito equivalente de la figura 2.

Al establecer las definiciones apropiadas de estos parámetros (L , C , R , y G) basadas en los conceptos de los campos electromagnéticos en la línea de transmisión, se puede realizar el análisis considerando a la línea como un circuito eléctrico con parámetros distribuidos donde al tomar una longitud de línea diferencialmente pequeña Δx , se podrán aplicar las leyes de Kirchhoff.

I.3 Análisis de líneas de transmisión

Con base en lo anterior se puede efectuar el análisis de una línea de transmisión considerando una sección infinitesimal de ésta, tal como se muestra en la figura 3. Considerar la corriente y el voltaje instantáneos dados por $i(x,t)$ y $v(x,t)$ respectivamente. La inductancia en serie de la sección será $L\Delta x$, la capacitancia $C\Delta x$, la conductancia en paralelo $G\Delta x$ y la resistencia será $R\Delta x$.

Aplicando la ley del voltaje de Kirchhoff se tiene:

$$v(x,t) - R \Delta x i(x,t) - L \Delta x \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} - v(x + \Delta x, t) = 0 \quad (1)$$

La diferencia entre los voltajes instantáneos en los extremos de la sección de la línea se puede representar de la siguiente forma:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} \Delta x \quad (2)$$

donde el uso de las derivadas parciales es necesario porque el voltaje puede cambiar tanto con respecto al tiempo como con la distancia. La diferencia de voltaje $\partial v(x,t)/\partial x$ se origina por la corriente $i(x,t)$ que fluye a través de la resistencia $R\Delta x$ y que cambia a la razón $\partial i(x,t)/\partial t$ en la inductancia $L\Delta x$. Por lo tanto, la ley del voltaje de Kirchhoff se puede escribir como:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} \Delta x = - (R\Delta x) i(x,t) - (L\Delta x) \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (3)$$

se requiere el signo negativo porque los valores positivos de $i(x,t)$ y de $\partial i(x,t)/\partial t$ hacen que $v(x,t)$ disminuya al aumentar x . Al dividir por Δx queda lo siguiente:

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = - R i(x,t) - L \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (4)$$

esta ecuación diferencial indica la manera en que el voltaje instantáneo $v(x,t)$ varía a lo largo de la línea.

De una manera similar, aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff se obtiene:

$$i(x,t) - G \Delta x v(x + \Delta x, t) - C \Delta x \frac{\partial v(x + \Delta x, t)}{\partial t} - i(x + \Delta x, t) = 0 \quad (5)$$

la diferencia de corriente entre los dos extremos de la sección de línea considerada, se representa como:

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} \Delta x \quad (6)$$

esta diferencia se forma por el voltaje $v(x,t)$ actuando sobre la conductancia en paralelo $G\Delta x$ y por la corriente de desplazamiento a través de la capacitancia $C\Delta x$ causada por el cambio de voltaje a la razón de $\partial v(x,t)/\partial t$. Por lo tanto, la ley de la corriente de Kirchhoff se puede escribir como:

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} \Delta x = - (G\Delta x) v(x,t) - (C\Delta x) \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (7)$$

Dividiendo por Δx se obtiene la ecuación diferencial que indica la forma en que la corriente $i(x,t)$ cambia a lo largo de la línea, o sea:

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = - G v(x,t) - C \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (8)$$

Las ecuaciones 4 y 8 representan la forma temporal de las ecuaciones que describen el comportamiento de una línea de transmisión. Dichas ecuaciones, son ecuaciones diferenciales cuyas variables dependientes son (v,i) y cuyas variables independientes son (x,t) . Estas ecuaciones junto con las condiciones de frontera relacionando los extremos de la línea darán, en principio, las soluciones de estado permanente y de transitorios. Si en el sistema de ecuaciones se considera que a lo largo de la sección de línea tanto la corriente como el voltaje varían senoidalmente (variación armónica), se pueden utilizar fasores para simplificar el análisis. Las ecuaciones 4 y 8 quedarían como:

$$\frac{dV(x)}{dx} = - (R + j \omega L) I(x) \quad (9)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -(G + j \omega C) V(x) \quad (10)$$

Para resolver el sistema se puede tomar la derivada de la primera ecuación con respecto de x , obteniéndose lo siguiente:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = - (R + j \omega L) \frac{dI(x)}{dx} \quad (11)$$

que de acuerdo con la ecuación (10) se puede escribir como:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = (R + j \omega L) (G + j \omega C) V(x) \quad (12)$$

La solución de esta ecuación debe ser una función tal, que cuando se derive dos veces proporcione la función original multiplicada por el factor $(R + j \omega L) (G + j \omega C)$. Una de las posibles soluciones tiene la forma siguiente:

$$V(x) = \left[A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \right] \quad (13)$$

La solución para $I(x)$ se puede obtener derivando $V(x)$ como se indica en la ecuación (9), obteniéndose lo siguiente:

$$I(x) = \frac{\gamma}{R + j \omega L} \left[A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \right] \quad (14)$$

Las constantes A_1 y A_2 tienen dimensiones de voltaje y la constante γ define la forma en que se propaga la onda a través de la línea. Para determinar el valor de la constante γ , se substituyen las ecuaciones (13) y (14) en la ecuación (10) y despejando el valor de γ queda:

$$\gamma = \sqrt{(R + sL) (G + sC)} \quad (15)$$

a γ se le conoce como la constante de propagación de la línea y es en general una función compleja de la frecuencia. La parte real determina la manera en que la onda se atenúa a medida que se propaga por la línea. La parte imaginaria determina la variación en la fase de $V(x)$ e $I(x)$ a lo largo de la línea. Separando en sus partes real e imaginaria, se puede escribir como:

$$\gamma = \alpha + j \beta \quad (16)$$

donde α es la constante de atenuación y β es la constante de fase. Si se escribe la ecuación (14) como:

$$\frac{R + j\omega L}{\gamma} I(x) = A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \quad (17)$$

y en virtud de que A_1 y A_2 tienen dimensiones de voltaje, el factor $(R + j \omega L)/\gamma$ deberá tener dimensiones de impedancia para que las dimensiones de la ecuación sean consistentes. Empleando el valor de γ dado en la ecuación (15) se puede escribir:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j \omega L}{G + j \omega C}} \quad (18)$$

donde Z_0 es conocida como la impedancia característica de la línea. Se puede notar que esta definición no involucra ni a la longitud de la línea ni a la naturaleza de la carga terminal, sino que Z_0 queda determinada

exclusivamente por las características de la línea por unidad de longitud. El sistema de ecuaciones formado por (13) y (14) se puede escribir como:

$$V(x) = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \quad (19)$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0} \left[A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x} \right] \quad (20)$$

Tomando valores instantáneos para $V(x)$ e $I(x)$, el sistema se convierte en:

$$v(x, t) = \left[A_1 e^{-(\alpha + j\beta)x} + A_2 e^{(\alpha + j\beta)x} \right] e^{j\omega t} \quad (21)$$

$$i(x, t) = \left[A_1 e^{-(\alpha + j\beta)x} - A_2 e^{(\alpha + j\beta)x} \right] e^{j\omega t} / Z_0 \quad (22)$$

Si se considera la ecuación 21 solamente y se desarrollan los exponenciales se obtiene:

$$v(x, t) = \text{Re} \left[A_1 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} e^{j\omega t} + A_2 e^{\alpha x} e^{j\beta x} e^{j\omega t} \right] \quad (23)$$

donde Re denota la parte real de la expresión entre paréntesis. Esta ecuación se puede representar como si estuviera formada por dos términos, como se muestra a continuación:

$$v(x, t) = \text{Re} \left[A_1 e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} \right] + \text{Re} \left[A_2 e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} \right] \quad (24)$$

El primer término de $v(x, t)$ representa una función coseno de x y t , cuya amplitud disminuye con $e^{-\alpha x}$. Los máximos de la función coseno para un tiempo fijo t ocurren en aquellos valores de x que satisfacen la ecuación:

$$\omega t - \beta x = 2 k \pi, \text{ con } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \text{ etc.} \quad (25)$$

Para el tiempo $t + \Delta t$, los mismos máximos se encuentran en las posiciones $x + \Delta x$ que satisfacen la ecuación siguiente:

$$\omega(t + \Delta t) - \beta(x + \Delta x) = 2 k \pi, \text{ con } k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \text{ etc.} \quad (26)$$

Restando la ecuación 23 de la 24 se obtiene que:

$$\omega \Delta t - \beta \Delta x = 0 \quad (27)$$

Como se puede notar, en el intervalo Δt los máximos se desplazaron un Δx dado por:

$$\Delta x = \frac{\omega}{\beta} \Delta t \quad (28)$$

por lo cual la velocidad de la señal en la línea es de:

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (29)$$

Esta es la velocidad de fase de señal. Por otra parte, la longitud de onda, λ , se define como la distancia entre dos máximos sucesivos en la onda en un instante fijo, por lo que:

$$[\omega t - \beta x] - [\omega t - \beta(x + \lambda)] = 2\pi \quad (30)$$

de donde,

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (31)$$

I.4 Análisis de impedancia y coeficiente de reflexión

Los parámetros que definen adecuadamente a una línea de transmisión son su impedancia característica Z_0 y su constante de propagación, las cuales se relacionan con los voltajes y corrientes a través de la línea al existir propagación de energía entre un generador y una impedancia de carga como se muestra en la figura 4.

La impedancia característica se define como la relación de voltaje a corriente de cualquiera de las ondas que se propagan por la línea en cualquier punto y a cualquier instante dados. Para que la propagación se pueda efectuar eficientemente, se requiere que la impedancia de carga sea del mismo valor que la impedancia característica de la línea, debido a que si estos valores son diferentes, una parte de la onda incidente se reflejará de la carga hacia el generador.

Al existir reflexiones de energía se pueden establecer ecuaciones que relacionen los voltajes incidentes y reflejados con las constantes de la línea, como se puede ver a continuación haciendo referencia a la figura 5.

Las ondas de voltaje incidente $V_{0,inc}$ y reflejado $V_{0,ref}$, corresponden respectivamente a las constantes A_1 y A_2 , con lo cual las ecuaciones 19 y 20 se pueden escribir como:

$$V(x) = V_{0,inc} e^{-\gamma x} + V_{0,ref} e^{\gamma x} \quad (32)$$

$$I(x) = \frac{V_{0,inc}}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_{0,ref}}{Z_0} e^{\gamma x} \quad (33)$$

o también como:

$$V(x) = V_{0,inc} e^{-\gamma x} + V_{0,ref} e^{\gamma x} \quad (34)$$

$$I(x) = I_{0,inc} e^{-\gamma x} + I_{0,ref} e^{\gamma x} \quad (35)$$

donde: $I_{0,inc} = \frac{V_{0,inc}}{Z_0}$ y similarmente, $I_{0,ref} = -\frac{V_{0,ref}}{Z_0}$.

El voltaje y la corriente se representan como un par de ondas viajeras en direcciones opuestas, que viajan a la velocidad de fase $v = \omega/\beta$, y disminuyendo en amplitud de acuerdo con $e^{-\alpha x}$ o $e^{\alpha x}$. La cantidad βx se conoce como longitud eléctrica de la línea.

Puesto que la relación voltaje/corriente es la impedancia, para un punto x de una línea de transmisión se tendrá una impedancia de entrada $Z_{ent}(x)$ que a partir de las ecuaciones (32) y (33) se puede expresar como:

$$Z_{ent}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{V_{0,inc} e^{-\gamma x} + V_{0,ref} e^{\gamma x}}{V_{0,inc} e^{-\gamma x} - V_{0,ref} e^{\gamma x}} \quad (36)$$

Una línea con longitud finita y carga terminal igual a la impedancia

característica, Z_0 , no tiene reflexiones y su impedancia de entrada vale Z_0 . En el caso más general. (representado en la figura 5) la carga terminal es diferente de Z_0 , por lo que en esta situación sí existen reflexiones de las ondas que se propagan en la línea. El coeficiente de reflexión se define como la relación entre el voltaje reflejado y el voltaje incidente, y proporciona una indicación de qué porción de la energía incidente se entrega efectivamente a la carga. Esto se puede expresar como:

$$\Gamma(x) = \frac{V_{0,ref} e^{\gamma x}}{V_{0,inc} e^{-\gamma x}} = \frac{V_{0,ref}}{V_{0,inc}} e^{2\gamma x} \quad (37)$$

o,

$$\Gamma(x) = \Gamma_0 e^{2\gamma x} \quad (38)$$

donde, $\Gamma_0 = \Gamma(0) = \frac{V_{0,ref}}{V_{0,inc}}$, es el coeficiente de reflexión de la carga en $x = 0$, ($d = 0$). Por lo tanto, la onda reflejada se puede escribir como:

$$V_{0,ref} = \Gamma_0 V_{0,inc} \quad (39)$$

de donde,

$$V(x) = V_{0,inc} e^{-\gamma x} + \Gamma_0 V_{0,inc} e^{\gamma x} \quad (40)$$

o también,

$$V(x) = V_{0,inc} \left[e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x} \right] \quad (41)$$

similarmente se tiene:

$$I(x) = I_{0,inc} \left[e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x} \right] \quad (42)$$

La impedancia de entrada de la línea de transmisión en cualquier posición x , se define como:

$$Z_{ent}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = \frac{V_{0,inc} \left[e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x} \right]}{\frac{V_{0,inc}}{Z_0} \left[e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x} \right]} = Z_0 \left[\frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x}} \right] \quad (43)$$

El valor para Γ_0 se puede evaluar con la condición de $Z_{ent}(0) = Z_c$, lo cual resulta en:

$$Z_c = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (44)$$

y de aquí:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (45)$$

Cuando $Z_c = Z_0$, se tiene que $\Gamma_0 = 0$, lo cual indica que no hay reflexiones en una línea de transmisión cuando ésta se encuentra apropiadamente terminada o acoplada.

Las ondas viajeras en direcciones opuestas en una línea de transmisión,

producen un patrón de onda estacionaria en la cual se pueden encontrar valores máximos y mínimos de $V(x)$ a lo largo de la línea, como se observa en la figura 6. Con referencia a la ecuación 41, el valor máximo de $V(x)$ se da por:

$$|V(x)|_{\max} = |V_{0,inc}|(1 + |\Gamma_0|) \quad (46)$$

y el valor mínimo es de:

$$|V(x)|_{\min} = |V_{0,inc}|(1 - |\Gamma_0|) \quad (47)$$

De estos voltajes se puede establecer una relación de onda estacionaria (ROEV), dada por:

$$ROEV = \frac{|V(x)|_{\max}}{|V(x)|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \quad (48)$$

de donde se puede obtener,

$$|\Gamma_0| = \frac{ROEV - 1}{ROEV + 1} \quad (49)$$

Se puede observar que para $|\Gamma_0| = 0$ (correspondiente a la condición de acoplamiento $Z_c = Z_0$), se obtiene el valor óptimo de ROEV que es igual a 1.

Substituyendo la ecuación 45 en la ecuación 43 y haciendo $x = -d$, se obtiene:

$$Z_{ent}(d) = Z_0 \left[\frac{Z_c + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_c \tanh(\gamma d)} \right] \quad (50)$$

El cambio $x = -d$ se hace normalmente en problemas de líneas de transmisión para medir distancias positivas a medida que uno se mueve de la carga hacia la fuente.

1.5 Líneas de transmisión sin pérdidas

El análisis de las líneas de transmisión utilizando el circuito equivalente se puede ejecutar con mayor facilidad al considerar el caso hipotético de una línea sin pérdidas para la que $R = G = 0$. Con esta aproximación no se pierde generalidad ya que es válida cuando las pérdidas en la línea son mucho menores que la energía que se propaga a través de ella, lo cual se cumple a frecuencias de microondas en que la reactancia inductiva y la susceptancia capacitiva son mucho mayores que la resistencia y la conductancia respectivamente. También en el caso de una sección corta de línea, la resistencia y la conductancia son tan pequeñas que se pueden despreciar y la línea se considera sin pérdidas. A frecuencias de microondas se cumple que:

$$R \ll L \omega \quad \text{y} \quad G \ll C \omega \quad (51)$$

por lo cual R y G son despreciables y la línea de transmisión se considera sin pérdidas, en cuyo caso, la constante de propagación es imaginaria pura y las ecuaciones que la definen se reducen a:

$$\begin{aligned} \alpha &= 0 \\ \gamma &= j \beta \\ \beta &= \omega \sqrt{LC} \\ v_p &= 1 / \sqrt{LC} \end{aligned}$$

$$\lambda = v_p / f$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C}$$

$$V(x) = V_{0,inc} \left[e^{-j\beta x} + \Gamma_0 e^{j\beta x} \right]$$

$$I(x) = I_{0,inc} \left[e^{-j\beta x} - \Gamma_0 e^{j\beta x} \right]$$

Se puede observar que Z_0 es una cantidad real. También, de la ecuación 50 se puede obtener una expresión para la impedancia de entrada en una línea de transmisión sin pérdidas, esto es:

$$Z_{ent}(d) = Z_0 \left[\frac{Z_c + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_c \tan(\beta d)} \right] \quad (52)$$

De lo anterior se concluye que:

$$\text{Si } Z_c = Z_0 \text{ (línea acoplada), } Z_{ent} = Z_0, \text{ ROEV} = 1 \text{ y } \Gamma = 0$$

$$\text{Si } Z_c = 0 \text{ (línea en corto), } Z_{ent} = jZ_0 \tan \beta d, \text{ ROEV} = \infty \text{ y } \Gamma = 1 \angle 180^\circ$$

$$\text{Si } Z_c = \infty \text{ (línea abierta), } Z_{ent} = -jZ_0 \cot \beta d, \text{ ROEV} = \infty \text{ y } \Gamma = 1 \angle 0^\circ$$

Otro caso importante es la línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, también conocida como transformador de un cuarto de onda. En este caso, con $d = \lambda/4$ se obtiene:

$$Z_{ent}(\lambda/4) = \frac{Z_0^2}{Z_c} \quad (53)$$

En esta ecuación se muestra que para transformar una impedancia real Z_c a otra impedancia real dada por $Z_{ent}(\lambda/4)$, se puede utilizar una línea con impedancia característica dada por:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{ent}(\lambda/4) \cdot Z_c} \quad (54)$$

Las pérdidas por regreso es otro factor que indica el grado de desacoplamiento, el cual se puede definir en función de Γ como:

$$\text{P.R.} = -20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad (55)$$

y de la misma forma, las pérdidas por desacoplamiento se definen como:

$$\text{P.D.} = -10 \log(1 - |\Gamma|^2) \text{ dB} \quad (56)$$

1.6 La Carta de Smith

Una gran cantidad de los cálculos que se requieren en la solución de problemas de líneas de transmisión, involucran el uso de ecuaciones con variables complejas. Tal solución es con frecuencia difícil y los cálculos son tediosos ya que implican el manejo de varias ecuaciones. Con objeto de simplificar la solución de estos problemas, se han desarrollado algunos métodos gráficos para representar los parámetros más importantes de las líneas de transmisión como son el coeficiente de reflexión y la impedancia característica entre otros.

La representación gráfica que se utiliza más ampliamente, es la que desarrolló en 1939 Phillip H. Smith y que se conoce como la Carta de Smith. Esta Carta es útil para determinar **cuantitativamente** valores de impedancia y admitancia en una línea de transmisión y para determinar **cualitativamente** la naturaleza de los cambios de impedancia que acompañan a las variaciones de la carga y de la longitud de la línea.

En la figura 7 se muestra una Carta de Smith simplificada y como se puede observar, se compone de dos grupos de círculos. Los centros de un grupo están situados a lo largo del eje horizontal y representan curvas de resistencia constante, en tanto que los centros del otro grupo están situados a lo largo de la recta de trazos que es tangente al círculo exterior y que representan curvas de reactancia constante.

Cada punto de la Carta representa un posible valor de impedancia o admitancia normalizada que puede encontrarse en una línea de transmisión. Al dibujar un círculo que pase por este punto y cuyo centro esté en el centro de la Carta, se obtiene el lugar geométrico de todos los valores de admitancia que aparecen sobre la línea de transmisión en el intervalo de una semilongitud de onda. Para una admitancia de carga dada, la admitancia medida en cada punto de la línea variará a medida que se desplaza desde las terminales de carga y, como esta variación es de naturaleza cíclica, los valores de admitancia se repiten cada media longitud de onda. A continuación se realiza el desarrollo para obtener la Carta de Smith.

En esencia, la Carta de Smith es una transformación conforme entre una impedancia Z y un coeficiente de reflexión Γ . Dicha transformación se basa en la siguiente ecuación:

$$Z = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (57)$$

Si se normaliza la impedancia Z a su impedancia característica Z_0 resulta:

$$\bar{z} = \frac{Z}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (58)$$

además, si se separan en parte real e imaginaria tanto \bar{z} como Γ se tendría que: $z = r + jx$ y que: $\Gamma = u + jv$, por lo cual se puede escribir:

$$\bar{z} = r + jx = \frac{1 + u + jv}{1 - u - jv} \quad (59)$$

separando la parte real y la parte imaginaria de esta ecuación, se obtiene:

$$r = \frac{1 - u^2 - v^2}{1 - 2u^2 + u + v^2} \quad (60)$$

y:

$$jx = j \frac{2v}{1 - 2u + u^2 + v^2} \quad (61)$$

Puesto que las dos ecuaciones anteriores son cuadráticas en u y v , las curvas de r y x constantes deben ser secciones cónicas. Por esta razón, es conveniente rearrreglar las ecuaciones a la forma estándar de las secciones cónicas, de donde se revela que dichas curvas representan círculos. De aquí resulta que la Carta de Smith está compuesta básicamente por dos grupos de círculos: los de resistencia constante y los de reactancia constante. Para determinar los círculos de resistencia constante se comienza de la parte

real de la impedancia normalizada y se obtiene la siguiente ecuación:

$$\left(u - \frac{r}{r+1}\right)^2 + v^2 = \frac{1}{(r+1)^2} \quad (62)$$

Si se mantiene constante r , mientras que u y v varían esta ecuación representa la ecuación de un círculo de la forma $u^2 + v^2 = R^2$, del cual se tiene:

$$\text{centro: } \left[\frac{r}{r+1}, 0\right] \quad ; \quad \text{radio: } \left[\frac{1}{r+1}\right] \quad (63)$$

Para trazar los círculos de resistencia constante se proporcionan valores de r y se calculan el centro y el radio.

Los círculos de reactancia constante se pueden obtener de una manera similar tomando la parte imaginaria de la ecuación 81, resultando en la siguiente expresión:

$$(u-1)^2 + \left[v - \frac{1}{x}\right]^2 = \left[\frac{1}{x}\right]^2 \quad (64)$$

aquí también, si se mantiene constante x , se puede observar que esta ecuación representa un círculo cuyo centro se localiza en $\left[1, \frac{1}{x}\right]$ y

tiene un radio con valor de $\left[\frac{1}{x}\right]$. Para el trazo de dichos círculos se proporcionan valores de x y se calculan el centro y el radio.

Cuando los dos grupos de círculos se combinan, se obtiene como resultado una rejilla de impedancias a la que, descartando los ejes u y v y proporcionando una escala lineal de Γ y una radial entre los ángulos de 0° y $\pm 180^\circ$, se conoce como la Carta de Smith. Básicamente, entonces, es una carta polar de coeficientes de reflexión sobre la cual se sobrepone la rejilla de impedancias normalizada.

Con el fin de trazar una Carta para cada impedancia o admitancia característica, los valores de Z ó Y se deben normalizar a Z_0 ó Y_0 .

A continuación se presenta un resumen de las principales características de la Carta de Smith:

1.- Los círculos de r y x constantes forman dos familias de círculos ortogonales.

2.- Como Carta de impedancias, la mitad superior del diagrama representa reactancias inductivas ($+j x/Z_0$) y la mitad inferior del diagrama representa reactancias capacitivas ($-j x/Z_0$).

3.- Como Carta de admitancias, los círculos de resistencia constante cambian a círculos de conductancia constante y los de reactancia constante se convierten en círculos de susceptancia constante.

4.- Como Carta de admitancias, la mitad superior del diagrama representa susceptancias capacitivas ($+j B/Y_0$) y la mitad inferior representa susceptancias inductivas ($-j B/Y_0$).

5.- La distancia alrededor de la Carta es un medio de longitud de onda ($\lambda/2$) debido a que las condiciones se repiten cada $\lambda/2$ en una línea sin pérdidas.

6.- La admitancia normalizada es el recíproco de la impedancia y se encuentran defasadas 180° una con respecto de la otra.

7.- La Carta indica también que si se efectúa una rotación en sentido horario, se está desplazando de una carga hacia el generador una determinada longitud en fracciones de λ . Una rotación en el sentido contrario indica un movimiento del generador hacia la carga.

8.- La Carta cuenta con una escala de magnitud de Γ y una de ángulo en grados para permitir efectuar transformaciones directas de Z a Γ y viceversa.

Es importante señalar que la distancia alrededor de la Carta de Smith es de media longitud de onda debido a que las condiciones en la línea se repiten cada $\lambda/2$. Esto se puede ilustrar como sigue: si el ángulo de rotación de la Carta es de 360° que equivalen a 2π radianes y si se tiene una línea con longitud $l = \lambda/2$, entonces $\beta l = \frac{\lambda}{2} \frac{2\pi}{\lambda} = \pi$ (porque $\beta = 2\pi/\lambda$). La longitud eléctrica es $\theta = \beta l$, por lo tanto $\theta = \pi = 180^\circ$ para una línea con $l = \lambda/2$.

También conviene mencionar que la distancia a lo largo de una línea de transmisión se representa por una distancia angular alrededor de la Carta de Smith en fracciones de λ . La longitud física de una línea se relaciona con la longitud eléctrica (θ) y la longitud de onda (λ) por medio de $l = \frac{\theta\lambda}{360^\circ}$ donde θ se da en grados. Por ejemplo, si la longitud eléctrica de una línea es de $\theta = 50^\circ$, entonces $l = \frac{50\lambda}{360} = 0.138 \lambda$.

Como en cualquier método gráfico bien estructurado las ventajas son una reducción considerable en el esfuerzo computacional requerido y sobre todo, un entendimiento intuitivo mejorado de cómo las variables individuales afectan el resultado final esperado.

La Carta de Smith no se utiliza solamente en problemas de líneas de transmisión, sino que es una de las mejores maneras de representar las variaciones de los parámetros de un dispositivo con la frecuencia. Es útil también en el diseño de circuitos en función de los parámetros de dispersión, diseño de redes de acoplamiento y también para efectuar directamente algunas transformaciones, ya que el procedimiento gráfico puede reducir las manipulaciones numéricas y algebraicas requeridas para resolver tales problemas.

1.7 Acoplamiento de impedancias

En radiofrecuencia se encuentran a menudo problemas de desacoplamiento cuando se transmite una señal de un punto a otro, es decir de un generador a una carga. Debido a esto, los circuitos o líneas de transmisión se deben acoplar apropiadamente con el propósito de evitar las pérdidas debidas a las ondas reflejadas y así maximizar la transferencia de potencia o energía. Para demostrar este hecho, considérese un generador con un voltaje interno E y una impedancia compleja interna $Z_1 = R_1 + jX_1$ como se muestra en la figura

8. Este puede ser el equivalente de Thévenin de cualquier red compleja lineal, en cuyo caso E representa el voltaje terminal a circuito abierto de la red y Z_1 sería la impedancia de la red vista desde las terminales.

Supóngase que se conecta una impedancia variable $Z_2 = R_2 + jX_2$ como carga. La potencia absorbida por la carga es igual a $I_2^2 R_2$ y se puede expresar como:

$$P_2 = \frac{E^2 R_2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (65)$$

Si se supone que R_1 y X_1 son fijos y que R_2 y X_2 son variables, las condiciones para un valor máximo de P_2 se obtienen satisfaciendo simultáneamente las siguientes dos relaciones:

$$\frac{\partial P_2}{\partial R_2} = 0 \quad \text{y} \quad \frac{\partial P_2}{\partial X_2} = 0 \quad (66)$$

La primera de ellas, cuando se aplica a la ecuación 65 proporciona el siguiente resultado:

$$\left[R_1^2 - R_2^2 \right] + \left[X_1 + X_2 \right]^2 = 0 \quad (67)$$

en tanto que la segunda, da:

$$X_2 = -X_1 \quad (68)$$

Este último resultado muestra que para que exista una máxima transferencia de potencia, la reactancia de la carga debe ser igual y opuesta a la del generador. Además, cuando se substituye este resultado en la ecuación 67 se obtiene la segunda condición:

$$R_2 = R_1 \quad (69)$$

Por consiguiente, se obtiene máxima potencia en la carga cuando la impedancia de la carga es el complejo conjugado de la impedancia del generador. Esta condición se conoce como acoplamiento conjugado y tiene gran aplicación en el diseño de amplificadores y osciladores de microondas, así como en el acoplamiento de una antena con el equipo asociado.

Con objeto de analizar las ventajas del acoplamiento conjugado, supóngase que se conecta un generador a una carga a través de una línea de transmisión sin pérdidas y con dispositivos de acoplamiento también sin pérdidas. No se pierde nada de potencia en el sistema de transmisión, por lo que si la salida del generador se hace máxima con un acoplamiento conjugado en sus terminales, el flujo de potencia en todas las partes del sistema debería ser máximo. Si se abre el sistema en cualquier punto, las impedancias mirando en direcciones opuestas deben ser los complejos conjugados una de la otra. Esto sirve como base para calcular los elementos de acoplamiento que producen que la transferencia de potencia sea máxima.

Un dispositivo de acoplamiento se inserta cerca de la carga para que la línea quede terminada (se entiende por terminar, el cargar un circuito o línea de transmisión con una impedancia de valor igual al de la impedancia característica Z_0). Si se ha diseñado el generador para que acople a la impedancia característica de la línea, este dispositivo de acoplamiento también producirá máxima transferencia de potencia a la carga, pero si la impedancia interna del generador es considerablemente distinta a Z_0 , la operación de acoplar a la carga puede hacer que el acoplamiento de impedancias en las terminales del generador sea mejor o peor, dependiendo de la impedancia del generador. Para evitar esto, se requiere de un segundo dispositivo de acoplamiento en el extremo de la línea del lado del generador

para proporcionar máxima transferencia de potencia. En la figura 9 se muestra un sistema de transmisión de bajas pérdidas completamente acoplado. En cada punto, las impedancias mirando en direcciones opuestas son conjugadas; la impedancia característica Z_0 como es real, es su propio conjugado. Cuando los dispositivos de acoplamiento se deben ajustar por prueba y error, primero se ajusta el más cercano a la carga para proporcionar una línea sin reflexiones y, después de esto, se ajusta el dispositivo de acoplamiento cercano al generador para obtener máximo flujo de potencia.

La calidad de un acoplamiento se especifica usualmente en términos de la relación de onda estacionaria de voltaje (ROEV) máxima permitida sobre una gama de frecuencias dada. Con el propósito de asegurar una máxima transferencia de potencia a la carga, es recomendable que el valor de ROEV sea lo más cercano posible a la unidad. Cuando el acoplamiento se realiza en una banda angosta ($< 10\%$ de la frecuencia central), los elementos de la red de acoplamiento son de una forma muy simple y se calculan fácilmente. Sin embargo, cuando se desea un acoplamiento en un ancho de banda mayor el diseño de la red es más difícil, de tal forma que se tienen que emplear métodos de prueba y error para realizar dicho acoplamiento, o bien recurrir a los métodos de síntesis de redes y aplicar la teoría de circuitos para síntesis con elementos distribuidos.

Se pueden definir una gran cantidad de dispositivos o redes de acoplamiento, ya sea empleando elementos concentrados (inductores, capacitores, etc.) o elementos distribuidos (líneas de transmisión en cascada o en derivación). Con respecto a las redes de acoplamiento con elementos distribuidos, se pueden emplear configuraciones de stub (un stub es un segmento de línea de transmisión conectado en derivación con la línea principal) más transformador de $\lambda/4$, stub más línea de transmisión o una combinación de líneas de transmisión conectadas en cascada.

En el acoplamiento de impedancias utilizando una configuración de stub más línea de transmisión, se pueden determinar los valores de d (distancia de la carga hacia donde se colocará el stub) y l (longitud del stub, en circuito abierto o en cortocircuito) de la siguiente manera:

Escribiendo la impedancia de carga Z_c como:

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = R_c + jX_c \quad (70)$$

Se tiene que la impedancia Z a lo largo de la línea en una longitud d a partir de la carga se da por:

$$Z = Z_0 \frac{(R_c + jX_c) + jZ_0 t}{Z_0 + j(R_c + jX_c)t} \quad (71)$$

donde $t = \tan \beta d$.

La admitancia en este punto (d) es $Y = G + jB = \frac{1}{Z}$ pudiéndose expresar como:

$$G = \frac{R_c (1 + t^2)}{R_c^2 + (X_c + Z_0 t)^2} \quad (72)$$

y

$$B = \frac{R_c^2 t - (Z_o - X_c t) (X_c + Z_o t)}{Z_o [R_c^2 + (X_c + Z_o t)^2]} \quad (73)$$

El valor de d (que implica el valor de t) se escoge de manera que $G = Y_o = \frac{1}{Z_o}$. De la ecuación para G resulta una ecuación cuadrática en t dada por:

$$Z_o (R_c - Z_o) t^2 - 2 X_c Z_o t + (R_c Z_o - R_c^2 - X_c^2) = 0 \quad (74)$$

Resolviendo para t se encuentra que para $R_c \neq Z_o$:

$$t = \frac{X_c \pm \sqrt{R_c [(Z_o - R_c)^2 + X_c^2] / Z_o}}{R_c - Z_o} \quad (75)$$

y para $R_c = Z_o$:

$$t = -\frac{X_c}{2 Z_o} \quad (76)$$

Por lo anterior, las dos soluciones principales para d son:

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t & \text{para } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t) & \text{para } t < 0 \end{cases} \quad (77)$$

Para calcular las longitudes requeridas para los stubs, primero se emplea el valor de t en la ecuación para B con objeto de determinar el valor de la susceptancia $B_s = -B$.

Para un stub en circuito abierto se tiene:

$$\frac{l_a}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{B_s}{Y_o} \right] = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{B}{Y_o} \right] \quad (78)$$

Para un stub en corto circuito queda:

$$\frac{l_c}{\lambda} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{Y_o}{B_s} \right] = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{Y_o}{B} \right] \quad (79)$$

En estas expresiones l_a y l_c representan las longitudes físicas de los stubs en circuito abierto y en corto circuito, respectivamente. En ambos casos, si resulta una longitud negativa, se le agrega un $\Delta l = \lambda/2$ para tener un resultado positivo.

Además del método anterior, se puede realizar una adaptación de impedancias complejas empleando un solo segmento de línea de transmisión y el acoplamiento es exacto. Cuando un solo elemento no es suficiente para efectuar la adaptación, se puede agregar uno o más elementos adicionales para transformar a un valor intermedio (arbitrario) de impedancia y posteriormente al valor requerido. De esta manera es posible efectuar acoplamientos entre dos impedancias complejas utilizando 2,3, o más segmentos de líneas de transmisión conectados en cascada, esto es, sin necesidad de emplear stubs.

Con respecto a los acoplamientos que emplean segmentos de línea de transmisión en cascada y considerando una línea de transmisión con pérdidas,

se tiene lo siguiente; para transformar de una impedancia compleja Z_1 a una impedancia compleja Z_2 se utiliza la siguiente expresión:

$$Z_c^2 = \frac{R_1 |Z_2|^2 - R_2 |Z_1|^2}{R_2 - R_1} \quad (80)$$

donde Z_c es la impedancia característica de la línea transformadora, $Z_1 = R_1 + jX_1$ y $Z_2 = R_2 + jX_2$. Como se puede apreciar, si el valor de Z_c^2 es negativo, no se puede efectuar la transformación con un solo elemento y se deberá agregar otro a la red de adaptación. La longitud eléctrica correspondiente a la línea se obtiene con:

$$\theta_c = \tan^{-1} \left\{ \frac{Z_c (R_2 - R_1)}{R_2 X_1 + R_1 X_2} \right\} \quad (81)$$

Si el valor de θ_c resulta negativo, se le suman 180° para obtener el valor correcto. Cuando la transformación es posible, se obtiene la impedancia de entrada Z_e dada por:

$$Z_e = Z_c \frac{Z_1 + jZ_c \tanh(\gamma l)}{Z_c + jZ_1 \tanh(\gamma l)} \quad (82)$$

donde l = longitud física de Z_c ; $\gamma = \alpha + j\beta$ es la constante de propagación.

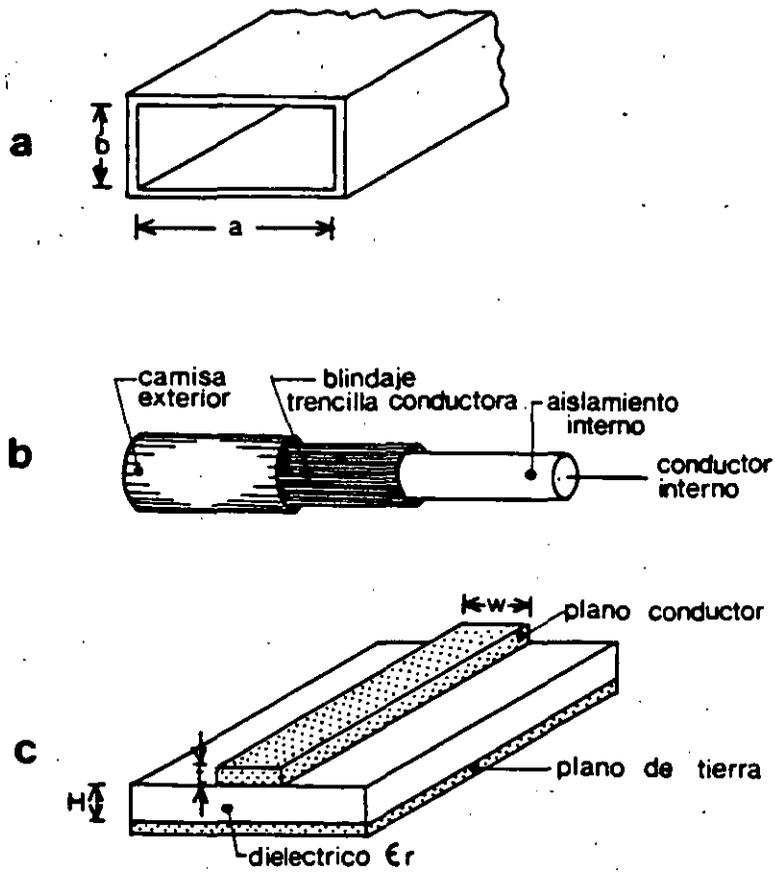


Fig. 1 TIPOS DE LINEA DE TRANSMISION; a) Guia de onda rectangular; b) Cable coaxial; c) Microcinta.

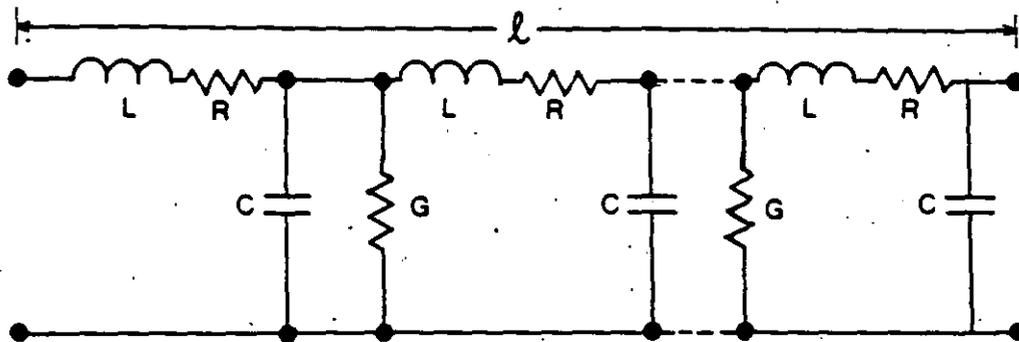


Fig. 2 REPRESENTACION EN CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA LINEA DE TRANSMISION

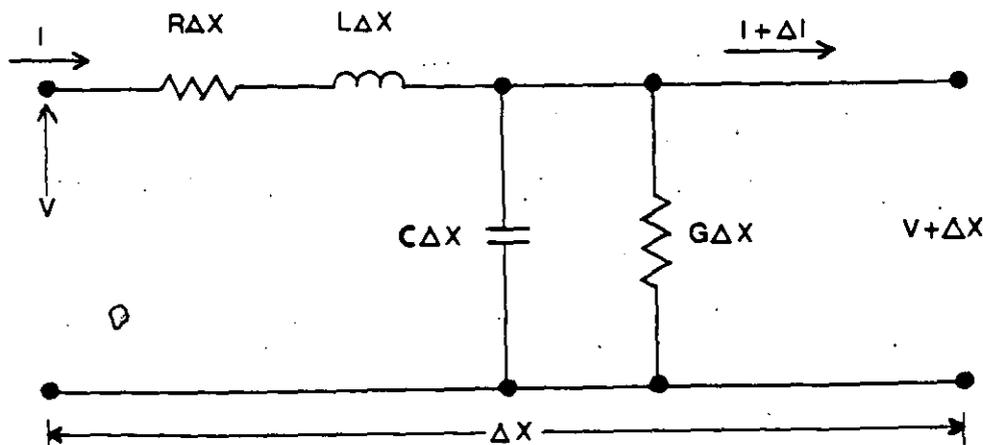


Fig. 3 SECCION INFINITESIMAL DE UNA LINEA DE TRANSMISION

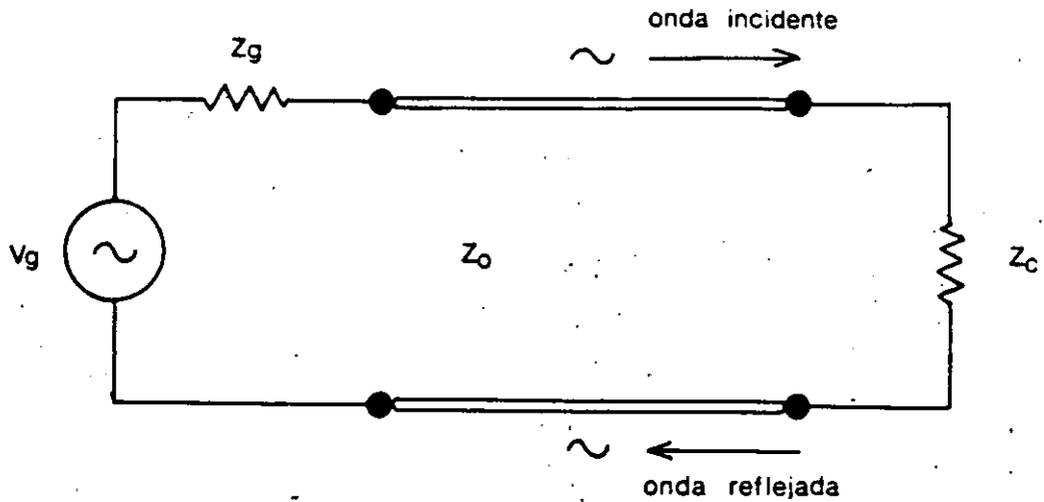


Fig. 4 LINEA DE TRANSMISION CON IMPEDANCIA CARACTERISTICA

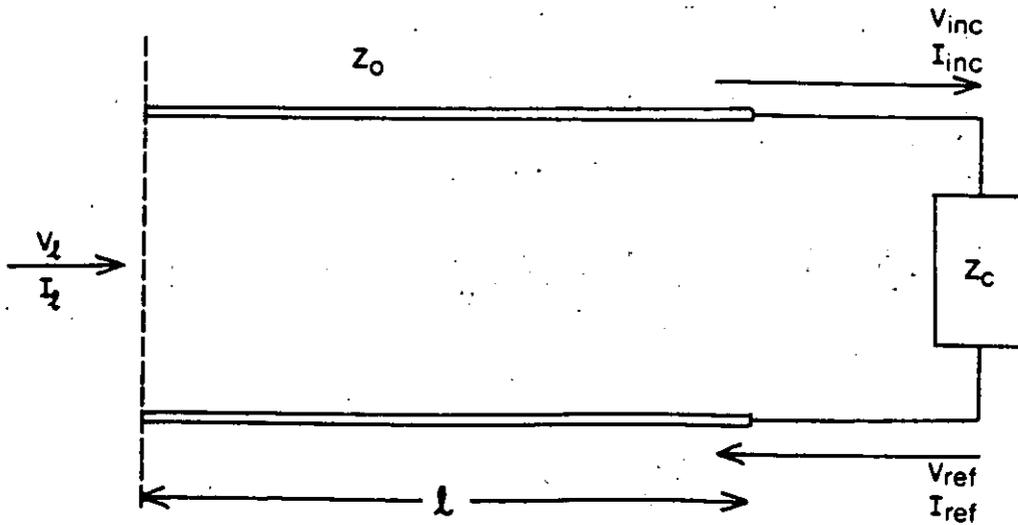


Fig. 5 VOLTAJES INCIDENTES Y REFLEJADOS DE UNA CARGA Z_c

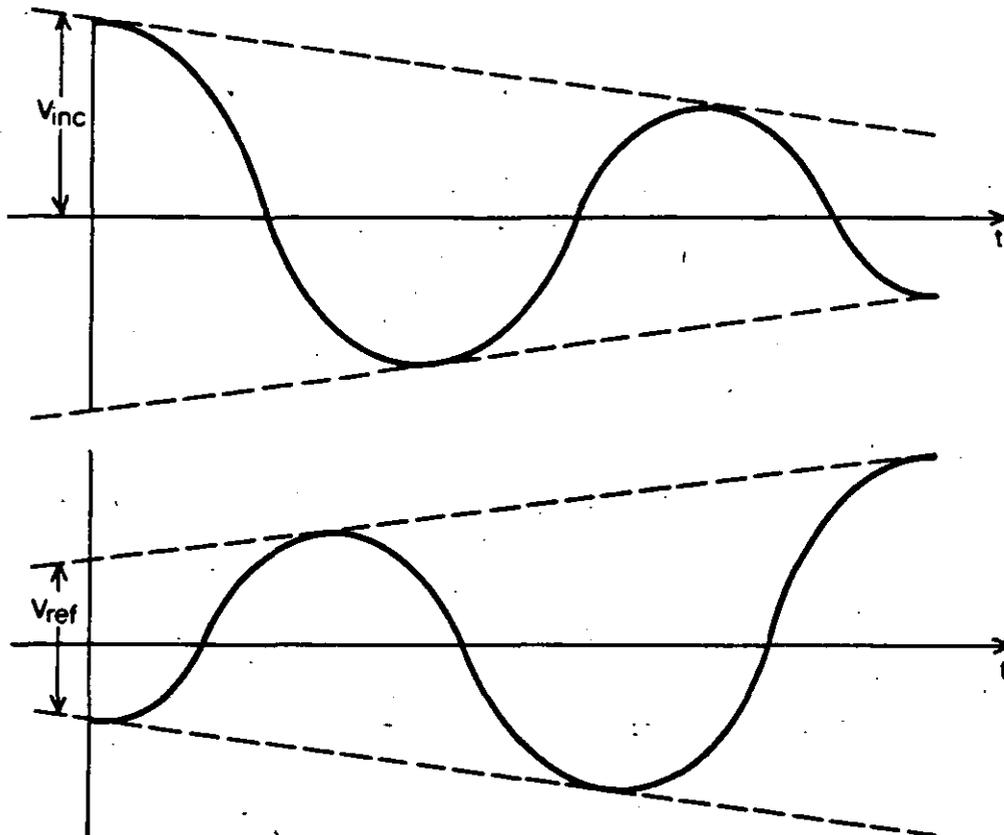


Fig. 6 VARIACION DE VOLTAJE PARA UN TIEMPO A LO LARGO DE UNA LINEA DE TRANSMISION

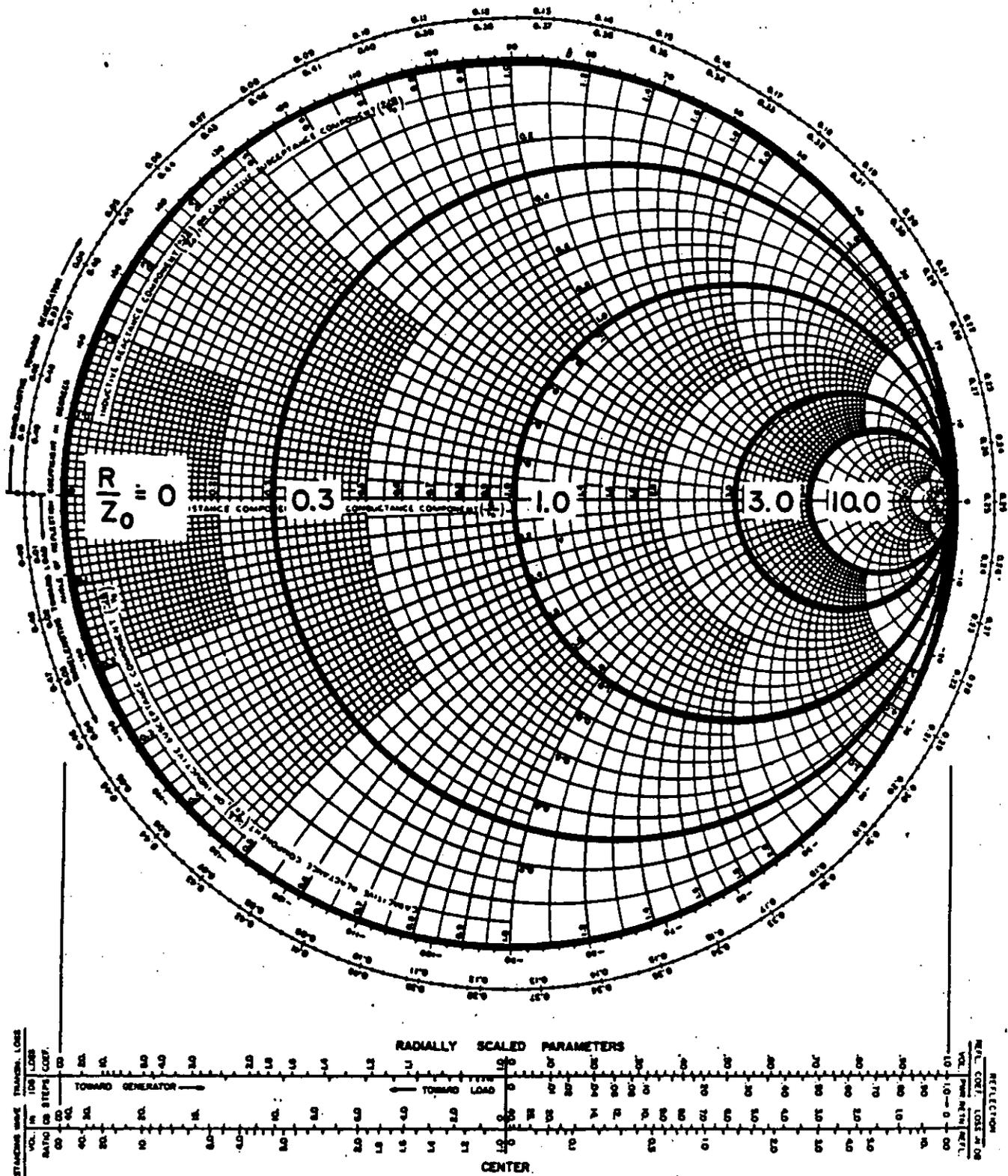


Fig.7 LA CARTA DE SMITH

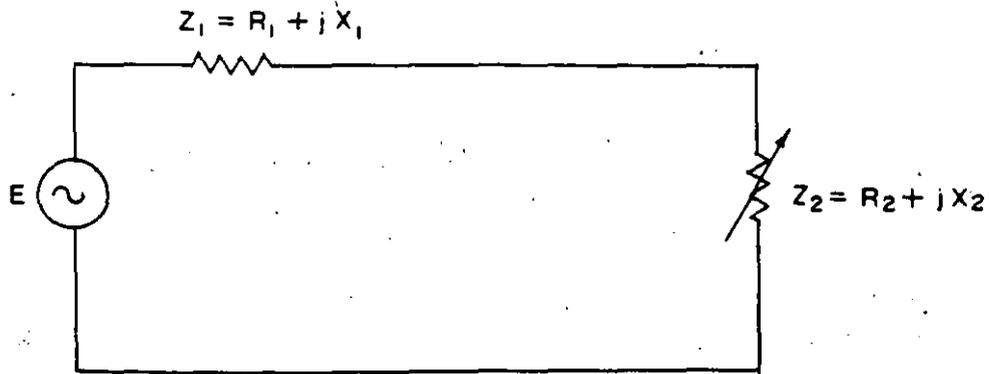


Fig. 8 GENERADOR CONECTADO A UNA IMPEDANCIA DE CARGA Z_c

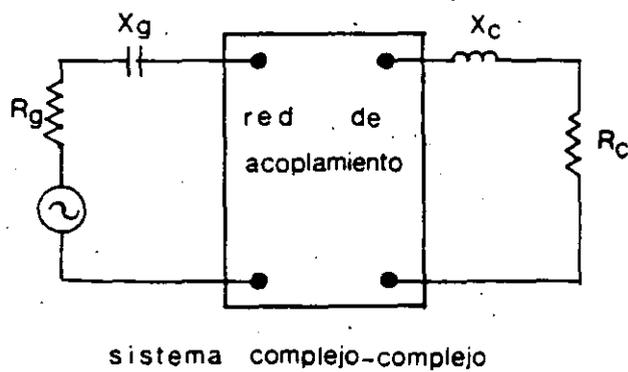


Fig. 9 CASOS TIPICOS DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS

LINEAS DE TRANSMISION EN MICROCINTA

ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

II.1 Introducción

Una línea de microcinta consiste de una tira conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico que sirve como substrato. Debido a que parte de las líneas de campo en la microcinta están contenidas entre el material dieléctrico (con permitividad ϵ_r y el plano de tierra donde se concentran más que las líneas contenidas en el aire (con permitividad $\epsilon_0 = 1$) sobre el conductor, el modo de propagación a lo largo de la línea no es transversal electromagnético (TEM) puro. En la figura 1 se muestran la geometría básica y la configuración de los campos en una línea de microcinta.

II.2 Características de líneas de transmisión en microcinta

Las líneas de microcinta corresponden a estructuras abiertas e inhomogéneas, con campos que se extienden hasta el infinito, tanto por el substrato dieléctrico como por el aire (ondas superficiales y ondas radiadas). Para analizar este tipo de estructura se puede reemplazar con una línea homogénea equivalente con conductores que tienen la misma geometría rodeados por un dieléctrico homogéneo con permitividad efectiva ϵ_{efe} , como se ilustra en la figura 2. El valor de ϵ_{efe} representa un promedio ponderado entre la permitividad del aire y la permitividad del substrato, aunque en la interfase el modo de propagación no corresponde al modo TEM puro, sino que existen componentes longitudinales que hacen que el modo sea híbrido. A bajas frecuencias (hasta 5 o 6 GHz) no es tan notorio el efecto de estas componentes sino que a medida que aumenta la frecuencia, se van haciendo más prominentes las componentes a lo largo de la línea de transmisión, lo cual conduce a efectos de dispersión donde la impedancia característica y la permitividad efectiva del dieléctrico se convierten en funciones lentamente variables de la frecuencia complicando así el análisis.

En el diseño de microcintas, se ha observado que el comportamiento del circuito físico difiere notablemente de la respuesta teórica calculada. Esto se debe a factores como atenuación, dispersión y efectos de discontinuidades, los cuales a su vez son funciones de parámetros físicos y de la distribución circuital real. Por lo anterior, el diseño óptimo de circuitos en microcinta deberá basarse directamente en las dimensiones físicas. Para emplear este enfoque se requiere contar con modelos precisos y para diseño asistido por computadora, los modelos deben estar en tal forma que se facilite su implementación en un programa eficiente.

II.2.1 Características de las microcintas independientes de la frecuencia

Entre los modelos existentes para líneas de microcinta se ha encontrado que para el caso estático ($f = 0$), uno de los más precisos y fáciles de implementar en computadora [1] utiliza métodos electrostáticos para determinar la impedancia característica Z_0 considerando un medio homogéneo con permitividad efectiva ϵ_{efe} . La impedancia característica de la línea de microcinta despreciando el espesor del conductor, es una función del ancho de la línea (w), el espesor del substrato (h) y el tipo del material

dieléctrico utilizado. Las ecuaciones correspondientes se dan a continuación:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{efe}}} \ln \left\{ \frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right\} \quad (1)$$

donde,

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.66}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (2)$$

En esta ecuación η_0 es la impedancia de onda del medio (= 120π en el vacío) y "u" es el ancho de la línea normalizado con respecto al espesor del sustrato (w/h). La ecuación que define la permitividad efectiva es la siguiente:

$$\epsilon_{efe}(u, \epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u} \right)^{a(u)b(\epsilon_r)} \quad (3)$$

con;

$$a(u) = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad (4)$$

y;

$$b(\epsilon_r) = -0.564 \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053} \quad (5)$$

En estas ecuaciones se supone que el espacio sobre la microcinta se extiende al infinito y que la estructura también es infinita en la dirección transversal. En la realidad, los circuitos de microcinta se colocan en un recinto metálico cuyas paredes y tapa se encuentran muy próximas al circuito. Por esta razón, la impedancia característica y la permitividad efectiva pueden alterarse de una manera difícil de determinar con precisión, sin embargo, se han derivado algunas expresiones aproximadas para describir estos efectos [2]. Algunas reglas prácticas que permiten determinar cuando son válidas las expresiones para líneas abiertas, establecen que para sustratos de Alúmina ($\epsilon_r = 9.9$) la altura de la tapa debe ser mayor a ocho veces el espesor del sustrato y que la distancia de las paredes metálicas sea más de cinco veces el ancho del conductor.

II.2.2 Características de las microcintas dependientes de la frecuencia

En la mayoría de los casos el modo de propagación en las líneas de microcinta se analiza utilizando una aproximación TEM. Para aplicaciones en bajas frecuencias el análisis cuasi-estático de la microcinta no toma en cuenta la verdadera naturaleza no-TEM de la línea. En otras palabras, la dependencia con la frecuencia de la velocidad de fase y de las componentes longitudinales de los campos electromagnéticos no son consideradas al calcular la impedancia característica y la velocidad de fase. A medida que se aumenta la frecuencia la longitud de onda se va haciendo cada vez más comparable con las dimensiones transversales de la línea de microcinta, por lo que la velocidad de fase ya no es independiente de la frecuencia. Este fenómeno se conoce como dispersión y en la práctica debe ser tomado muy en cuenta.

Con el creciente aumento en el uso de la microcinta a frecuencias desde la banda Ku hasta ondas milimétricas, se han realizado estudios teóricos y experimentales acerca del fenómeno de la dispersión. Por un lado, los resultados teóricos han dado lugar a soluciones exactas que requieren métodos analíticos muy sofisticados para presentar información útil para el diseño, debido a que no proporcionan soluciones en forma de ecuaciones aplicables para el diseño asistido por computadora. Por otro lado, existen varias fórmulas semi-empíricas para la dispersión en la microcinta basadas en suposiciones de diferentes modelos para la microcinta y a través de los resultados experimentales proporcionan soluciones con ecuaciones fácilmente manejables para este problema. Cada una de las ecuaciones obtenidas tiene su propio intervalo de validez, tanto con respecto a las constantes dieléctricas de los substratos como a las frecuencias a las que dichas ecuaciones son aplicables. En las siguientes secciones se presentan las fórmulas que se han utilizado durante el desarrollo de un amplificador de potencia para la banda Ku.

II.3 Dispersión de la constante dieléctrica

La expresión desarrollada por Kirschning, M. y Jansen, R.H. [3] tiene una estructura matemática idéntica a la fórmula empleada por Getsinger, W.J. [4] para describir la dispersión en la microcinta dada como:

$$\epsilon_{efe}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{efe}(0)}{1 + P(f)} \quad (6)$$

El valor de $\epsilon_{efe}(0)$ es el valor estático dado en la ecuación 3 y el término dependiente de la frecuencia $P(f)$, se determina ajustando la constante de propagación que se calcula a partir de un análisis numérico exacto, con el valor obtenido al utilizar esta ecuación.

Denotando con $u = w/h$ al ancho de la microcinta (w) normalizado al espesor del substrato (h) y representando por fh ($f \times h$) a la frecuencia normalizada, con f en GHz y h en cm, la expresión para $P(f)$ es la siguiente:

$$P(f) = P_1 P_2 \left[\left(0.1844 + P_3 P_4 \right) 10 fh \right]^{1.5763} \quad (7)$$

donde

$$P_1 = 0.27488 + \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}} \right] u - 0.065683 \exp(-8.7513u) \quad (8)$$

$$P_2 = 0.33622 \left[1 - \exp \left[-0.0344 \epsilon_r \right] \right] \quad (9)$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6 u) \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{fh}{3.87} \right)^{4.97} \right] \right\} \quad (10)$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{\epsilon_r}{15.916} \right)^8 \right] \right\} \quad (11)$$

La precisión de esta ecuación comparada con el método numérico exacto es mejor que el 0.6% hasta frecuencias de 60 GHz en el intervalo $0.1 < W/h < 100$, $1 < \epsilon_r < 20$ y $0 < h/\lambda < 0.13$.

II.4 Dispersión de la impedancia característica

En [5] se presenta una nueva definición de la impedancia característica basada en un enfoque numérico de dominio espectral, aplicado al caso de modo híbrido en las guías de ondas. Los criterios utilizados para apoyar este modelo se detallan a continuación. Las tres definiciones que preferentemente se emplean para definir Z_0 , son las siguientes:

$$Z_0(I) = \frac{2P}{I^2} \quad (12)$$

$$Z_0 = \frac{U}{I} \quad (13)$$

$$Z_0(U) = 2 P U^2 \quad (14)$$

donde I denota a la corriente longitudinal, U el voltaje central y P la potencia transportada por el modo fundamental en la microcinta. La potencia se evalúa a partir del campo transversal electromagnético de acuerdo con el Teorema de Poynting. A partir de cálculos numéricos, se encuentra que de las tres definiciones, la primera presenta la variación más pequeña con la frecuencia en el intervalo de aplicaciones de la microcinta. Los resultados obtenidos con la segunda ecuación muestran un aumento moderado con la frecuencia cercano al 10% para una línea de 50Ω , sobre un sustrato de Alúmina en el intervalo de 0 a 16 GHz. Para la impedancia característica definida por la tercera ecuación, el incremento con la frecuencia casi es el doble.

El criterio utilizado para decidir cuál de las tres posibles definiciones se debe emplear, es el de escoger a la que representa el mejor equivalente TEM. Con el estado del arte en equipo de medición (analizadores de redes computarizados, equipo automático, etc.) y en la práctica, las técnicas de medición de microondas y el análisis de circuitos de microcinta se tratan desde el punto de vista de las líneas de transmisión, esto es, como verdaderos dominios TEM. Adicionalmente, la mayoría de los cálculos en programas computacionales para microcintas són del tipo TEM. Por lo tanto, lo que se requiere en un trabajo práctico de diseño es un equivalente TEM para Z_0 a altas frecuencias.

Debido a que la interfase dieléctrico-aire presente en la microcinta tiene un efecto de primer orden sobre el campo eléctrico, pero apenas de segundo orden sobre la corriente y el campo magnético asociado, se considera que la poca variabilidad de la función $I(f)$ para valores fijos de la potencia propagada se puede tomar como una medida de su adaptabilidad para servir como equivalente TEM. Por lo anterior, el equivalente TEM que mejor representa a la impedancia característica a altas frecuencias es el obtenido con la formulación de potencia-corriente, siendo entonces la primera definición de impedancia característica la que debería adoptarse para uso universal en aplicaciones de diseño de microcintas.

La fórmula que describe el modelo matemático para Z_0 a partir de esta definición, es la siguiente [5]:

$$Z(fn) = Z(0) \left[\left(\frac{R_{13}}{R_{14}} \right) \right]^{R_{17}} \quad (15)$$

donde:

$$R_1 = 0.03891 \epsilon_r^{1.4} \quad (16)$$

$$R_2 = 0.267 u^{7.0} \quad (17)$$

$$R_3 = 4.766 \exp \left[-3.228 u^{0.641} \right] \quad (18)$$

$$R_4 = 0.016 + (0.0514 \epsilon_r)^{4.524} \quad (19)$$

$$R_5 = \left[\frac{fn}{28.843} \right]^{12.0} \quad (20)$$

$$R_6 = 22.20 u^{1.92} \quad (21)$$

$$R_7 = 1.206 - 0.3144 \exp(-R_1) [1 - \exp(-R_2)] \quad (22)$$

$$R_8 = 1 + 1.275 \left\{ 1 - \exp \left[-0.004625 R_3 \epsilon_r^{1.674} \left(\frac{fn}{18.365} \right)^{2.745} \right] \right\} \quad (23)$$

$$R_9 = 5.086 R_4 \left(\frac{R_5}{0.3838 + 0.386 R_4} \right) \left(\frac{\exp(-R_6)}{1 + 1.2992 R_5} \right) \times \left(\frac{(\epsilon_r - 1)^8}{1 + 10(\epsilon_r - 1)^8} \right) \quad (24)$$

$$R_{10} = 0.00044 \epsilon_r^{2.138} + 0.0184 \quad (25)$$

$$R_{11} = \frac{\left(\frac{fn}{19.47} \right)^8}{1 + 0.0962 \left(\frac{fn}{19.47} \right)^8} \quad (26)$$

$$R_{12} = \frac{1}{1 + 0.00245 u^2} \quad (27)$$

$$R_{13} = 0.948 \left[\epsilon_{efo}(f) \right]^{R_8} - 0.9603 \quad (28)$$

$$R_{14} = \left[0.9408 - R_9 \right] \left[\epsilon_{efo}(0) \right]^{R_8} - 0.9603 \quad (29)$$

$$R_{15} = 0.707 R_{10} \left(\frac{fn}{12.3} \right)^{1.09} \quad (30)$$

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \epsilon_r^2 R_{11} \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{u}{15} \right)^6 \right] \right\} \quad (31)$$

$$R_{17} = R_7 \left\{ 1 - 1.1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp \left[- 0.026 (fn)^{1.15656} - R_{15} \right] \right\} \quad (32)$$

En estas ecuaciones, fn es la frecuencia normalizada ($f \times h$), con f en GHz y h en mm; $u = w/h$ es el ancho de la microcinta normalizado al espesor del sustrato. Los términos $Z(0)$ y $\epsilon_{efe}(0)$ denotan la impedancia característica y la constante dieléctrica efectiva a frecuencia cero dadas en la ec (5). El valor de $\epsilon_{efe}(fn)$ es la constante dieléctrica efectiva dependiente de la frecuencia calculada con la ec (8).

Una comparación con otras fórmulas existentes, muestra que este modelo es una mejor representación de la impedancia característica en líneas de microcinta [5].

II.5 Consideraciones prácticas para el diseño de líneas de microcinta

Debido a que la impedancia es función de la relación w/h , el intervalo de impedancias realizable está restringido por consideraciones tecnológicas. Esto es, la impedancia más alta que se puede obtener depende del menor ancho de línea que se pueda grabar sobre el conductor. En este caso, la infraestructura disponible y la experiencia del personal técnico que realice el proceso fotolitográfico dictarán esta dimensión, la cual es de alrededor de 5 micras cuando se emplean métodos computarizados y tecnología láser, y de entre 40 y 80 micras para procesos manuales.

Con esta restricción y un límite adicional impuesto sobre el ancho máximo permisible, que debe ser menor que un cuarto de longitud de onda, por ejemplo, un octavo de ésta, el intervalo realizable de impedancias características en función del espesor del sustrato y de la frecuencia están restringidos al mostrado en las figuras 3 y 4, considerando 80 micras como mínimo ancho de línea.

Por otra parte, se tiene que las líneas de alta impedancia sobre sustratos delgados son menos dispersivas y los efectos prácticos de la dispersión se reflejan en una degradación de la relación de onda estacionaria (ROE), es decir, se producen desacoplamientos en los circuitos de microondas. Adicionalmente, las interacciones electromagnéticas no deseadas entre los elementos circuitales se pueden disminuir con el empleo de sustratos delgados en material de alta permitividad, en cuyo caso los campos se concentran principalmente en el dieléctrico.

Empleando los modelos descritos se obtuvieron valores de impedancia característica y permitividad efectiva en función de la relación W/h para algunos sustratos de uso común, tal como se ilustra en las figuras 5 y 6.

Con objeto de realizar una comparación entre los valores que se obtienen empleando los modelos de [3] y [4], con los generados por un programa comercial que utiliza un modelo con formulación de onda completa [6], en las figuras 7 y 8 se presentan las gráficas correspondientes a Z_0 y ϵ_{efe} para la Alúmina a la frecuencia de 14.5 GHz. Como se puede observar, las diferencias son mínimas justificando así la aplicación de los modelos más simples y fáciles de implementar en programas CAD para circuitos de microondas.

Con base en los resultados de la implementación computacional del modelo utilizado y en los experimentos realizados, se presentan las siguientes recomendaciones concernientes a la realización física de los circuitos en líneas de microcinta:

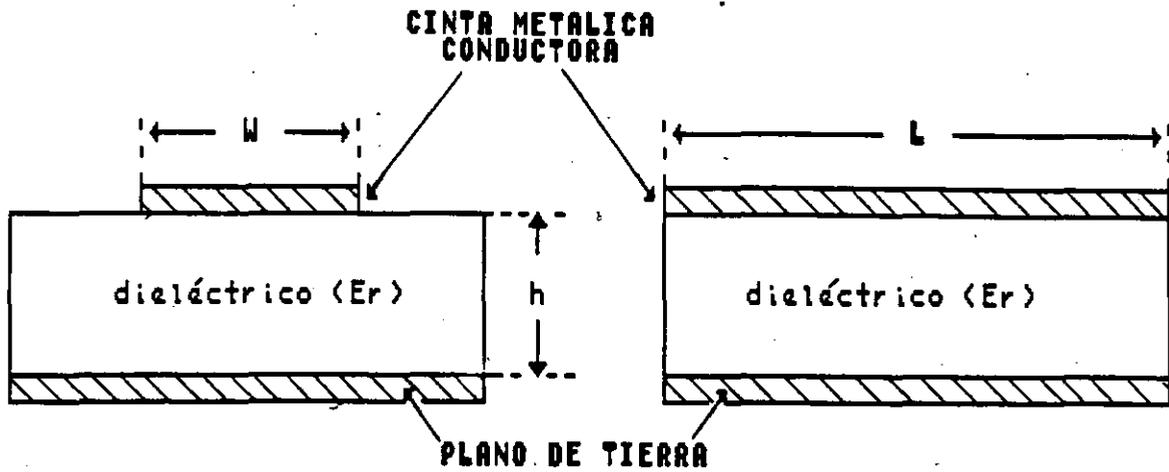
1. Se deben examinar las dimensiones físicas de las líneas de microcinta (ancho y largo) para verificar la posibilidad y facilidad de realización. Por ejemplo, las líneas muy delgadas son más difíciles de fabricar con precisión y el nivel de tolerancia es mayor. Por otro lado, las líneas más anchas son fáciles de fabricar, pero si son demasiado anchas la línea presenta más pérdidas.
2. A lo largo del diseño se debe buscar la mayor simplicidad posible del circuito, debido a que la cantidad de pérdidas circuitales, discontinuidades y elementos parásitos que aparecen en el circuito aumentan a medida que se aumenta el número de elementos en las redes de acoplamiento.
3. Las dimensiones de las redes de acoplamiento y la topología escogida deben tener bajas tolerancias en lo referente a su efecto sobre el comportamiento del circuito. Una baja sensibilidad hace que el circuito sea más inmune a las tolerancias en los procesos de fabricación.
4. Es más conveniente utilizar líneas de alta impedancia en substratos delgados debido a que son menos dispersivas en las altas frecuencias.
5. Los efectos de las discontinuidades tales como las uniones en T o en cruz así como de los extremos abiertos, se deben considerar e incluir en las simulaciones a fin de lograr mayor grado de confiabilidad en los resultados del análisis.

REFERENCIAS

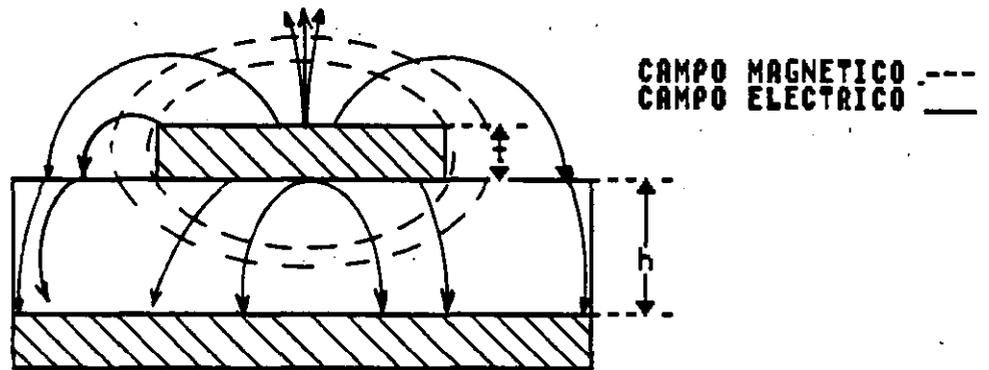
- [1] Hammerstad, E., Jensen, O. 1980. "Accurate models for microstrip computer-aided design"., IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. (Washington, D.C.), pp 407-409.
- [2] March, S. 1981. "Microstrip packaging: watch the last step". Microwaves. No. 12, pp 83-84.
- [3] Kirschning, M. and Jansen, R.H. 1982. "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies", Electron. Lett., vol. 18, pp 272-273.
- [4] Getsinger, W.J. 1973. "Microstrip dispersion model". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, No. 1. pp. 34-39.
- [5] Jansen, R.H., Kirschning, M. 1983. "Arguments and an accurate model for the power-current formulation of microstrip characteristic impedance". AEU,

vol 37, pp 108-112.

[6] Das, N.K., Pozar, D.M. 1990. "PCAAMT: personal computer aided analysis of multilayer transmission lines", Ver 1.0, User's manual.



a) Geometría de la línea de microcinta



b) Configuración de los campos

Fig 1 GEOMETRIA Y CONFIGURACION DE LOS CAMPOS EN UNA LINEA DE MICROCINTA

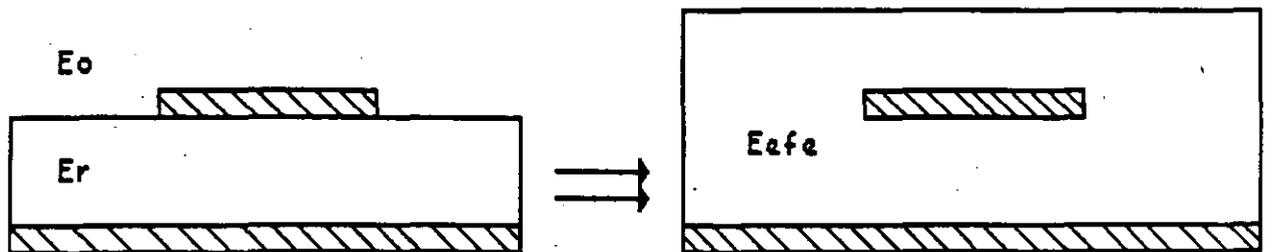


Fig. 2 REPRESENTACION DE LA LINEA DE MICROCINTA COMO UNA LINEA HOMOGENEA

Frecuencia = 14.5 GHz

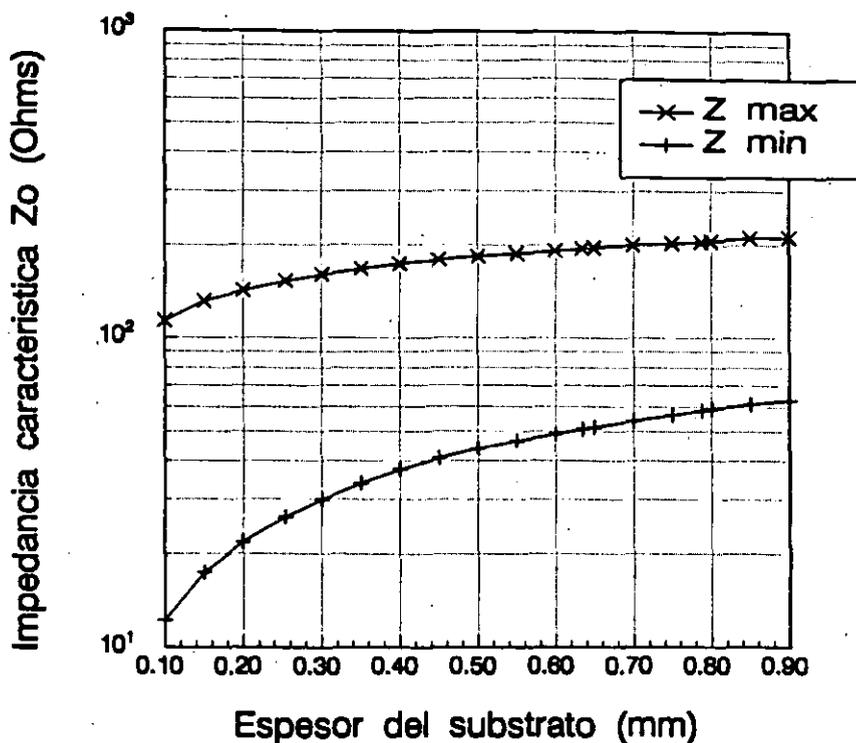


Fig.3 LIMITES DE IMPEDANCIA EN LINEA DE MICROCINTA PARA MATERIAL TIPO PTFE CON $\epsilon_r = 2.23$

Frecuencia = 14.5 GHz

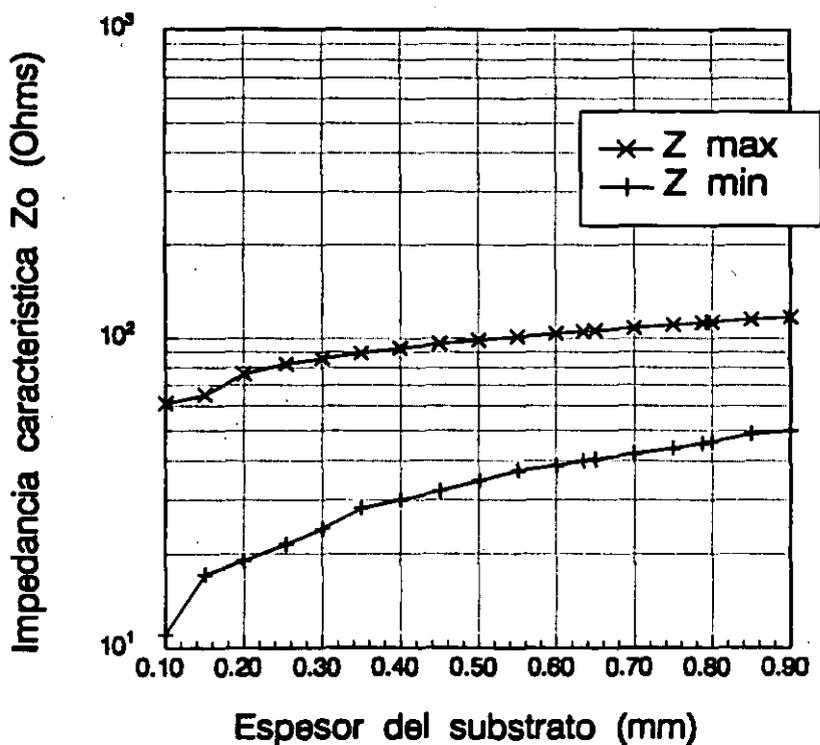


Fig.4 LIMITES DE IMPEDANCIA EN LINEA DE MICROCINTA PARA MATERIAL TIPO PTFE CON $\epsilon_r = 10.5$

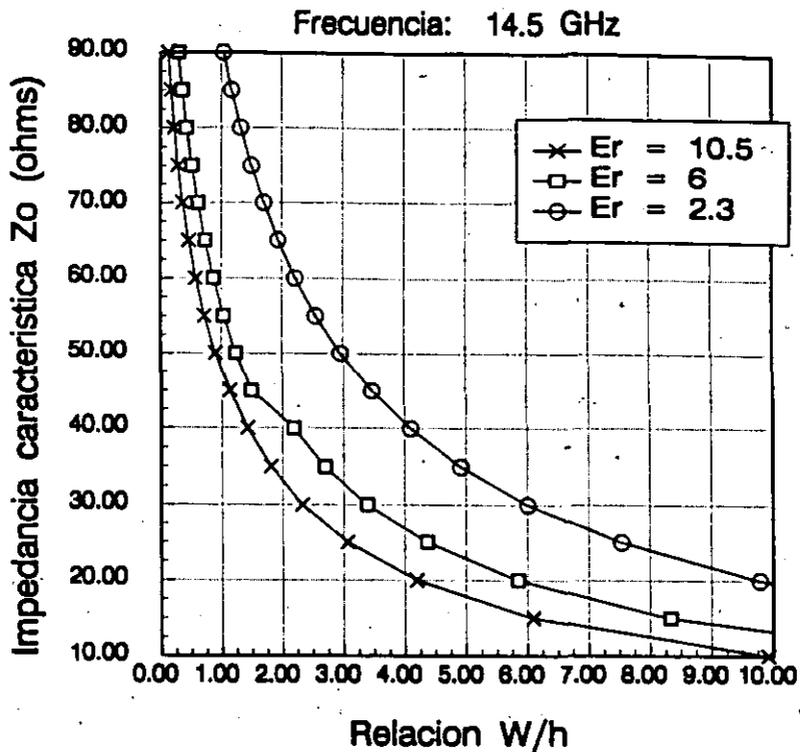


Fig 5 IMPEDANCIA CARACTERISTICA EN FUNCION DE W/H PARA MICROCINTA EN SUBSTRATO TIPO PTFE

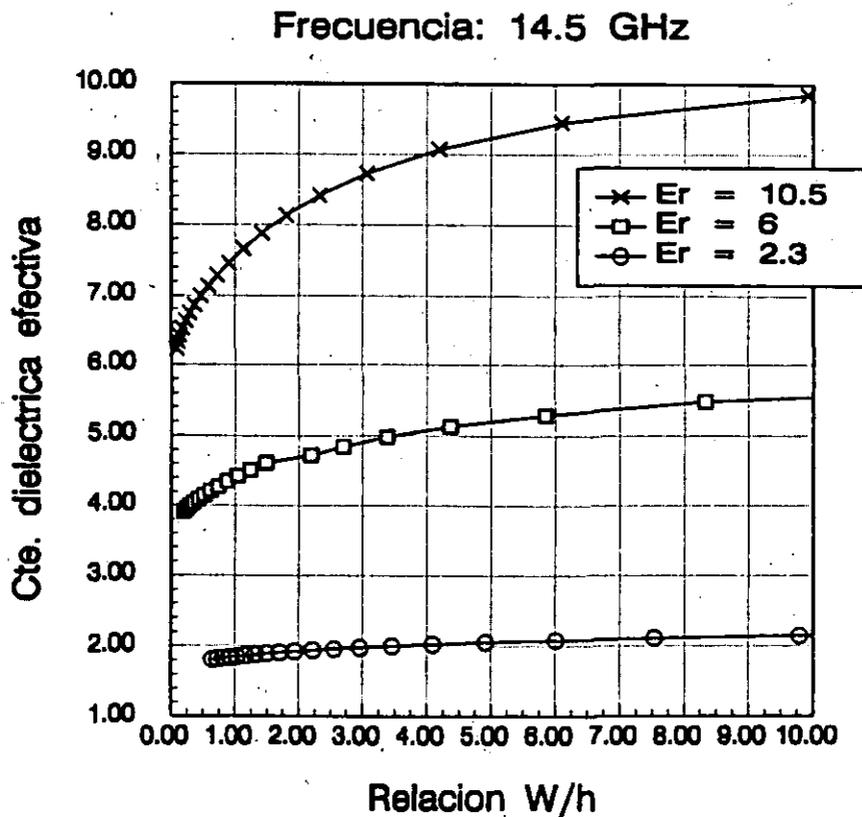


Fig 6 CTE. DIELECTRICA EFECTIVA EN FUNCION DE W/H PARA MICROCINTA EN SUBSTRATO TIPO PTFE

Alumina: $\epsilon_r = 9.6$ Frecuencia = 14.5 GHz

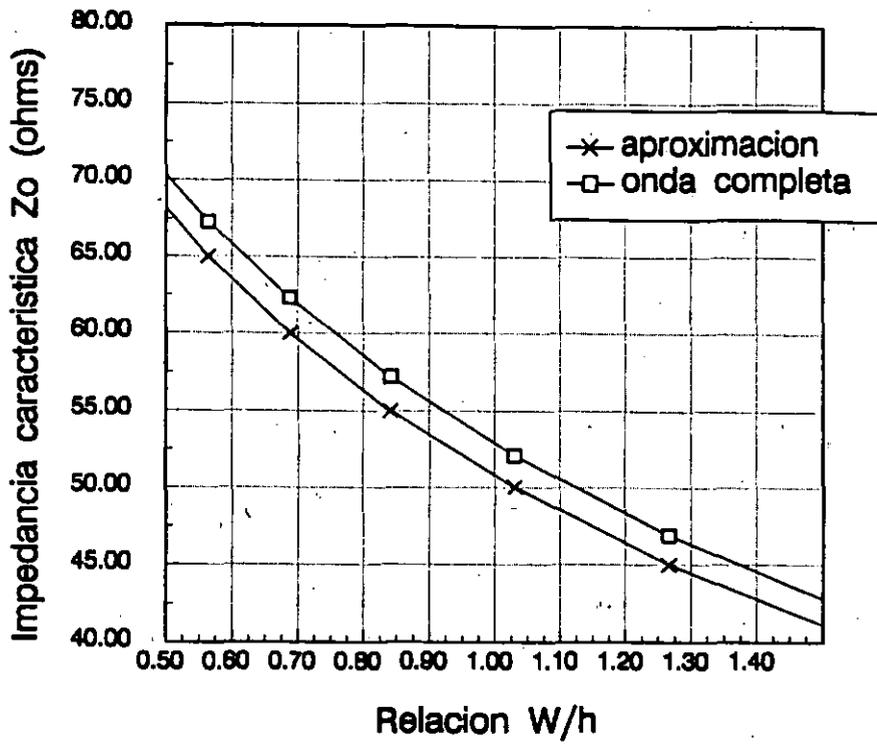


Fig 7 VALORES CALCULADOS CON LOS METODOS DE APROXIMACION Y DE ONDA COMPLETA

Alumina: $\epsilon_r = 9.6$ Frecuencia = 14.5 GHz

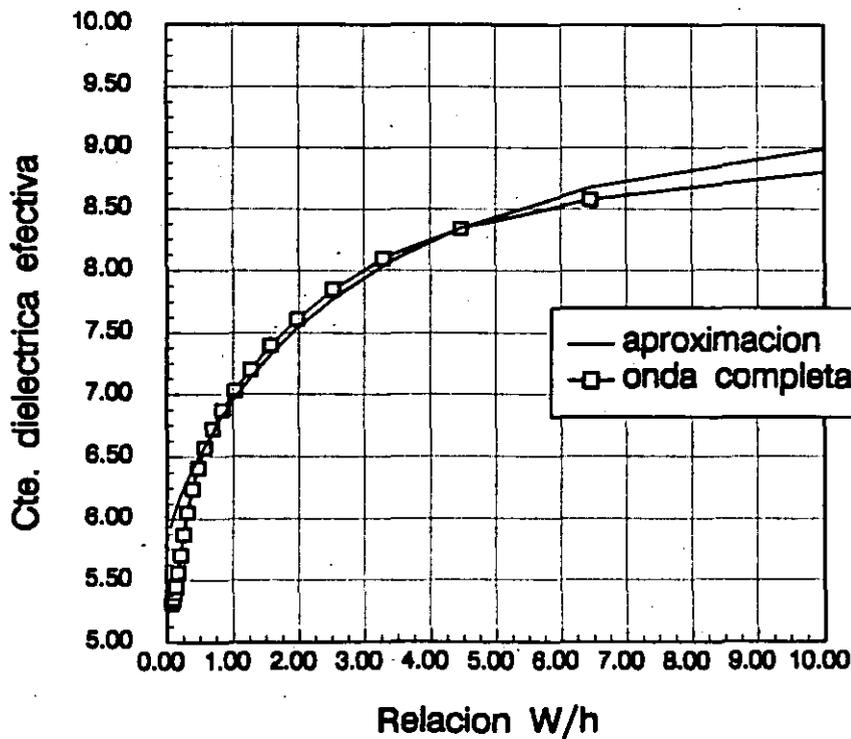


Fig 8 VALORES CALCULADOS CON LOS METODOS DE APROXIMACION Y DE ONDA COMPLETA

GUIAS DE ONDA Y CAVIDADES RESONANTES

ARTURO VELAZQUEZ VENTURA

III.1 Propagación de ondas guiadas

En los sistemas de comunicaciones se requiere del uso de estructuras de propagación que permitan la transferencia de información en forma guiada, a diferencia de la propagación en el espacio vacío. Las principales estructuras que permiten lo anterior son básicamente las líneas de transmisión y las guías de ondas.

Estos son dos medios de transmisión utilizados ampliamente para transportar energía electromagnética a frecuencias de microondas ($10^9 - 10^{12}$ Hz) desde un punto en un sistema a otro sin radiación de energía.

Las principales características que se desean de estos medios de transmisión son:

- a) Que la propagación se efectúe en un sólo modo para cierto ancho de banda,
- b) Que exista poca atenuación durante la propagación.

La mayoría de las estructuras consideradas como medio de transmisión pueden ser:

- a) Líneas de transmisión con un modo dominante de propagación del tipo Transversal Electromagnético (onda TEM),
- b) Tubo conductor cilíndrico cerrado
- c) Estructuras abiertas con modo de propagación de onda superficial.

Como ejemplo de líneas de transmisión se tienen: la línea de dos conductores y el cable coaxial, así como las líneas de transmisión planares como la microcinta. Con respecto a los tubos conductores se pueden mencionar las guías de onda rectangular y la circular.

Las principales características de las líneas de transmisión y de las líneas de microcinta se analizaron en las partes uno y dos del presente volumen, por lo que a continuación se describirán los aspectos particulares relacionados con el funcionamiento de las guías de onda como estructuras de transmisión y se tratará lo concerniente a las cavidades resonantes.

III.2 Analisis de guías de onda

Las guías de onda consisten en general de un tubo hueco de metal con forma rectangular, circular o de forma arbitraria, que se emplea para guiar una onda electromagnética. Los campos electromagnéticos están confinados al espacio dentro de las guías, siendo posible la propagación de varios modos de ondas EM.

Los modos de propagación corresponden a las diferentes configuraciones de campo que son soluciones de las ecuaciones de Maxwell que satisfacen las condiciones de frontera de una guía particular. Una guía de ondas dada tiene una frecuencia de corte definida para cada modo permitido, lo cual equivale a decir que las señales con frecuencia superior a la de corte será

transmitida por la guía sin atenuación, mientras que las señales con frecuencias inferiores se atenuarán y finalmente no se propagarán a través de la guía.

El modo dominante en una guía particular, es el modo que tiene la frecuencia de corte más baja o equivalentemente, la longitud de onda de corte más larga). Las dimensiones de la guía de onda se pueden escoger de manera que para una señal de entrada dada solamente la energía del modo dominante se pueda transmitir a través de la guía.

El requisito primordial para que pueda existir un modo dominante, es que el ancho de una guía rectangular o el diámetro de una guía circular deben ser mayores que media longitud de onda de la señal de interés.

El procedimiento para resolver problemas de guías de onda consiste básicamente de los siguientes pasos:

- 1) **ESCRIBIR LAS ECUACIONES DE ONDA EN COORDENADAS RECTANGULARES O CILINDRICAS, SEGUN EL CASO.**
- 2) **APLICAR LAS CONDICIONES DE FRONTERA APROPIADAS A LAS ECUACIONES DE ONDA.**
- 3) **RESOLVER LAS ECUACIONES RESULTANTES USANDO LOS METODOS MAS ADECUADOS PARA ELLO.** Por lo general, las ecuaciones resultantes están en forma de ecuaciones diferenciales parciales, ya sea en función de t o de ω .

III.3 Clasificación de las ondas electromagnéticas

Una onda plana uniforme en una región no limitada (sin fronteras) es una onda del tipo TEM, en la cual los vectores de campo eléctrico y magnético son ambos perpendiculares a la dirección de propagación de la onda, es decir, la onda es Transversal ElectroMagnética. Cuando las ondas viajan longitudinalmente en la guía, las ondas planas se reflejan de pared a pared. Este proceso da lugar a una onda resultante con una componente de campo eléctrico o magnético en la dirección de propagación, por lo cual la onda deja de ser TEM.

En la guía de ondas, una onda plana se separa en dos componentes: a) Una onda estacionaria en la dirección normal a las paredes reflejantes de la guía, y b) Una onda viajera en dirección paralela a las paredes reflejantes.

En guías de ondas sin pérdidas, los modos se pueden clasificar como TE (Transversal Eléctrico) o TM (Transversal Magnético). En los modos TE no existe componente del campo eléctrico en la dirección de propagación, por lo que sus componentes están en un plano perpendicular a tal dirección. Por otro lado, los modos TM no tienen componentes del campo magnético en la dirección de propagación.

Cualquier onda que se propague en una guía de ondas sin pérdidas se puede resolver en componentes TE y TM, de acuerdo a una clasificación general de los modos que tiene la forma TE_{mn} o TM_{mn} .

La determinación de los modos de propagación en las guías de ondas y cavidades resonantes rectangulares se presenta en detalle en este documento y lo correspondiente a las guías y cavidades resonantes circulares se presentará por medio de acetatos convenientemente elaborados para

simplificar el desarrollo matemático.

III.4 Modos de propagación TE_{mn} en una guía de ondas rectangular

La representación de los campos para los modos TE_{mn} (sin componente de campo eléctrico en la dirección de propagación) es la siguiente:

$$E_x = \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (1)$$

$$E_y = -\frac{m\pi}{a} \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (2)$$

$$E_z = 0 \quad (3)$$

y los campos magnéticos correspondientes son:

$$H_x = \frac{1}{Z} j k_z \frac{m\pi}{a} \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (4)$$

$$H_y = \frac{1}{Z} j k_z \frac{n\pi}{b} \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (5)$$

$$H_z = - \left[k^2 - k_z^2 \right] \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (6)$$

III.5 Modos de propagación TM_{mn} en una guía de ondas rectangular

La representación de los campos para los modos TM_{mn} (sin componente magnético en la dirección de propagación) es la siguiente:

$$E_x = -\frac{1}{y} j k_z \frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (7)$$

$$E_y = -\frac{1}{y} j k_z \frac{n\pi}{b} \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (8)$$

$$E_z = \frac{1}{y} \left[k^2 - k_z^2 \right] \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (9)$$

y los campos magnéticos correspondientes son:

$$H_x = \frac{n\pi}{b} \operatorname{sen} \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (10)$$

$$H_y = -\frac{m\pi}{a} \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-jk_z Z} \quad (11)$$

$$H_z = 0 \quad (12)$$

Para valores específicos de m y n , se pueden obtener los diferentes modos de propagación TE o TM a z , y con éllo se determinan los campos electromagnéticos correspondientes.

III.6 Características de propagación

Para ambos modos se puede interpretar sus características de propagación a partir de la ecuación de separación:

$$\left[\frac{m\pi}{a} \right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b} \right]^2 + k_z^2 = k^2 \quad (13)$$

De esta ecuación se determina la constante de propagación para el modo dado: $\gamma = j k_z$. Si k es real, la constante de propagación desaparece cuando el valor de k se da por:

$$\sqrt{\left[\frac{m\pi}{a} \right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b} \right]^2} = \left[k_c \right]_{mn} \quad (14)$$

donde k_c es el número de onda de corte correspondiente al modo mn . Para otros valores de k se tiene:

$$\gamma_{mn} = j k_z = \begin{cases} j \beta = j \sqrt{k^2 - (k_c)_{mn}^2} & \dots \text{ para } k > k_c \\ \alpha = \sqrt{(k_c)_{mn}^2 - k^2} & \dots \text{ para } k < k_c \end{cases} \quad (15)$$

De la ecuación (15) se observa que para valores $k > k_c$ el modo si se propaga, en tanto que para valores de $k < k_c$ el modo no se propaga.

Las frecuencias de corte correspondientes son:

$$\left[f_c \right]_{mn} = \frac{k_c}{2\pi \sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{1}{2 \sqrt{\epsilon \mu}} \sqrt{\left[\frac{m}{a} \right]^2 + \left[\frac{n}{b} \right]^2} \quad (16)$$

Las longitudes de onda de corte son:

$$\left[\lambda_c \right]_{mn} = \frac{2\pi}{k_c} = \frac{2}{\sqrt{\left[\frac{m}{a} \right]^2 + \left[\frac{n}{b} \right]^2}} \quad (17)$$

La constante de propagación en términos de la frecuencia de corte se da como:

$$\gamma = j k_z = \begin{cases} j \beta = j k \sqrt{1 - (f_c / f)^2} & \dots \text{ para } f > f_c \\ \alpha = k_c \sqrt{1 - (f_c / f)^2} & \dots \text{ para } f < f_c \end{cases} \quad (18)$$

III.7 Cavidades resonantes rectangulares

Los resonadores de microondas se utilizan en una gran variedad de aplicaciones incluyendo osciladores, filtros, frecuencímetros, etc. La operación de estos resonadores es muy similar a la de los resonadores con elementos concentrados del tipo RLC en paralelo y en serie descritos

adecuadamente por la teoría de circuitos. Como se sabe de la teoría de líneas de transmisión, los elementos ideales concentrados no son fácilmente realizables a frecuencias de microondas por lo que se hace necesario utilizar elementos distribuidos o secciones cerradas de guías de onda, ya que son las estructuras de transmisión apropiadas para la transmisión de energía en altas frecuencias.

En las siguientes secciones se describirán algunas características de las cavidades resonantes, derivando las frecuencias de resonancia para los modos generales TE o TM y se presentarán expresiones para el factor Q del modo principal TE₀₁₁.

Un campo electromagnético puede existir en una región sin pérdidas, sin fuentes, encerrada por un conductor perfecto. La existencia de dicho campo está condicionada a frecuencias específicas llamadas frecuencias de resonancia.

Para la cavidad rectangular se requiere encontrar soluciones a las ecuaciones de campo, con componentes tangenciales de \vec{E} que sean nulas en toda la frontera. Utilizando los resultados que se obtienen del modo TE₀₁ de una guía de onda rectangular, se tiene que ésta cumple con las condiciones de frontera en 4 de las paredes de la cavidad, faltando por cumplirse las condiciones de que:

$$E_x = 0, \text{ en } Z = 0 \text{ y en } Z = c$$

Para tal fin, se puede escoger una onda del tipo:

$$E_x = A \operatorname{sen} \left[\frac{\pi y}{b} \right] \left[e^{-j \beta Z} - e^{j \beta Z} \right] = E_0 \operatorname{sen} \left[\frac{\pi y}{b} \right] \operatorname{sen} \beta Z \quad (19)$$

De manera que se cumpla la condición de frontera $E_x = 0$ en $Z = c$, se puede hacer que $\beta c = \pi$, con lo cual queda:

$$\pi = c k \sqrt{1 - \left[\frac{f_c}{f} \right]^2} \quad (20)$$

A partir de aquí se puede determinar la frecuencia de resonancia:

$$c k \sqrt{1 - \left[\frac{f_c}{f} \right]^2} = 2 \pi f c \sqrt{\epsilon \mu} \sqrt{1 - \frac{1}{\left[2 b \sqrt{\epsilon \mu} f \right]^2}} \quad (21)$$

de donde, la frecuencia de resonancia se da por:

$$f = f_r = \frac{1}{2bc} \sqrt{\frac{b^2 + c^2}{\epsilon \mu}} = \frac{1}{2 \sqrt{\epsilon \mu}} \sqrt{\frac{1}{b^2} + \frac{1}{c^2}} \quad (22)$$

cuando a es la dimensión más pequeña de la cavidad, esta es la frecuencia de resonancia del modo dominante TE₀₁₁.

Los campos electromagnéticos correspondientes se pueden determinar para este modo, quedando como:

$$E_x = E_0 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi z}{c}\right) \quad (23)$$

$$H_y = \frac{J b E_0}{\eta \sqrt{b^2 + c^2}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{\pi z}{c}\right) \quad (24)$$

$$H_z = - \frac{J c E_0}{\eta \sqrt{b^2 + c^2}} \cos\left(\frac{\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi z}{c}\right) \quad (25)$$

En las expresiones anteriores se utilizó $\beta = \pi/c$. Se puede notar de estas expresiones que E y H están 90° fuera de fase, esto es, E es máximo cuando H es mínimo y viceversa.

III.8 Conjunto de modos TM_{mnp} en una cavidad rectangular

En la determinación del espectro completo de modos en la cavidad resonante rectangular, se sigue un procedimiento similar al de las guías de onda, ya que los modos de la cavidad son ondas estacionarias de los modos TM usuales en las guías de onda.

En particular para el conjunto de modos TM_{mnp} , la ecuación de separación se escribe como:

$$\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2 = k^2 \quad (26)$$

y el campo electromagnético correspondiente expresado en coordenadas rectangulares sería el siguiente:

$$E_x = - \frac{1}{y} \frac{pm\pi^2}{ac} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (27)$$

$$E_y = - \frac{1}{y} \frac{pm\pi^2}{bc} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (28)$$

$$E_z = \frac{1}{y} \left[k^2 - \frac{p^2 \pi^2}{c^2} \right] \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (29)$$

Y las correspondientes componentes del campo magnético serían:

$$H_x = \frac{np}{b} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (30)$$

$$H_y = - \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (31)$$

$$H_z = 0 \quad (32)$$

III.9 Conjunto de modos TE_{mnp} en una cavidad rectangular

En la determinación del espectro completo de modos en la cavidad resonante rectangular, se sigue un procedimiento similar al anterior, ya que

los modos de la cavidad son ondas estacionarias de los modos TE usuales en las guías de onda y la ecuación de separación es la misma. En términos de coordenadas rectangulares se tiene entonces:

$$E_x = \frac{np}{b} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (33)$$

$$E_y = -\frac{mp}{a} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (34)$$

$$E_z = 0 \quad (35)$$

y las componentes del campo magnético son:

$$H_x = -\frac{1}{z} \frac{pm\pi^2}{ac} \operatorname{sen}\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (36)$$

$$H_y = -\frac{1}{z} \frac{pn\pi^2}{bc} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (37)$$

$$H_z = \frac{1}{z} \left[k^2 - \frac{p^2 \pi^2}{c^2} \right] \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{p\pi z}{c}\right) \quad (38)$$

Como se indica en la ecuación de separación (ec. 26), cada modo puede existir solamente a una frecuencia ya que se fijan los valores de las dimensiones de la cavidad a , b , y c . Haciendo $k = 2\pi f \sqrt{\epsilon \mu}$, la ecuación de separación se puede resolver para determinar las frecuencias de resonancia, f_r . El resultado es el siguiente:

$$k = 2\pi f \sqrt{\epsilon \mu} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (39)$$

de donde, las frecuencias de resonancia se expresan como:

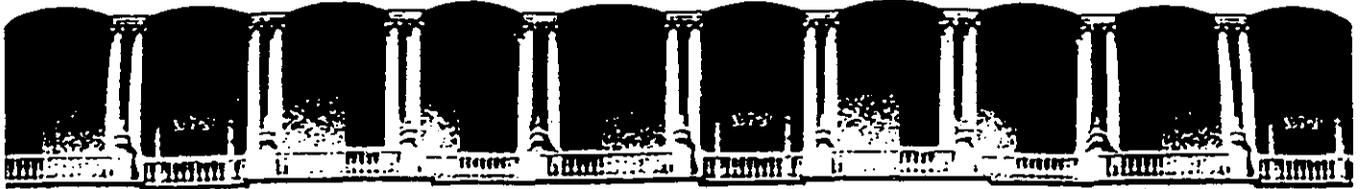
$$\left(f_r\right)_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon \mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (40)$$

III.10 Guías de onda y cavidades resonantes circulares

Con tratamientos similares a los empleados en la determinación del espectro general de modos en las guías y cavidades rectangulares se pueden obtener los correspondientes espectros para las contrapartes en configuración circular. La principal consideración en el análisis es que en la selección de las funciones de onda para formar las soluciones correspondientes, se deben utilizar coordenadas cilíndricas y satisfacer las condiciones de frontera adecuadas. En este caso, se requiere el uso de funciones de Bessel y Hankel para obtener la representación de las componentes de campo eléctrico y magnético en coordenadas cilíndricas.

El modo dominante en una guía de onda circular es el modo TE_{11} y el

correspondiente modo dominante en una cavidad cilíndrica es el modo TE_{111} .
El espectro completo de modos incluye los modos TE_{mnp} y TM_{mnp} .



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

COMUNICACIONES DIGITALES

**M. en I. Arturo G. Hermosillo
Ing. Jaime Hernández Rubi**

PALACIO DE MINERIA

CURSO: COMUNICACIONES DIGITALES

TEMA: ENCRIPCION DE DATOS

ARTURO G. HERMOSILLO

Actualmente las redes de comunicacion de datos se convierten en un paso inevitable en el accionar de las instituciones, abarcando practicamente la totalidad de las actividades del ser humano. Esto en el futuro inmediato se vera reforzado por el advenimiento de las Redes de Datos de Servicios Integrados.

Si consideramos que las redes de comunicacion de datos hacen uso de todos los medios de comunicacion disponibles, desde la red telefonica conmutada hasta los satelites, y que en algunos casos abarcan distancias considerables pasando por mas de un medio de comunicacion, es posible concluir que estas comunicaciones por red digital quedan expuestas en muchos casos a un acceso irrestricto, como seria el caso de radiomodems o enlaces satelitales, en los cuales se esta practicamente "al aire".

Esto a generado desde la decada de los 70's una creciente inquietud por la confidencialidad de las comunicaciones cuya informacion tiene un valor intrinseco. situacion que se ve agravada por la apertura al acceso de bancos de informacion asi 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 proteccion relativa ya que el conocimiento de los campos que contienen y un poco de paciencia redundan normalmente en la obtencion de estas. El siguiente paso fue el considerar sistemas formales de proteccion de informacion, para lo cual se recurre a la encripcion.

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

CRIPTOGRAFIA

La criptografia es la ciencia que estudia la escritura secreta, un cifrado es un metodo secreto a traves 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 encripcion, y el proceso inverso es llamado decripcion. Estos procesos estan controlados por codigos de seguridad

conocidos como llaves de encriptacion y de decriptacion respectivamente.

ENCRIPCION DE DATOS

Existen dos tipos basicos de encriptores, por Transposicion y por Substitucion, en general los algoritmos de encriptacion utilizan una combinacion de transposicion con substitucion, el algoritmo DES por ejemplo encripta bloques de 64 bits usando una combinacion de transposicion con substitucion.

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

MONTAR - QSRYEV

Un "codigo" es un tipo especial de cifrado por substitucion, el cual hace uso de un "libro de codigos" como llave. En el libro de codigo aparecen las palabras o frases acompaadas del substituto a continuacion se muestra un ejemplo de este metodo.

hola - 243
por - 715
como - 123
lo que - 544

Texto limpio: por lo que

Texto encriptado: 715544

Encriptacion por Transposicion.- En esta forma se realiza un reareglo de los bits o caracteres en el texto limpio. Un ejemplo sencillo es un reareglo por "diente de sierra" tal como se ilustra en el ejemplo.

Texto limpio: ver llover

Reareglo: v l r
e l o e
r v

Texto Encriptado: vlreloerv

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

Criptoanalisis.- Es la ciencia que estudia los metodos 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 metodos basicos de ataques: Por texto cifrado exclusivamente, con conocimiento del texto limpio, con

conocimiento de algun texto limpio y su correspondiente texto encriptado.

SEGURIDAD DE DATOS

Los sistemas modernos de encripcion tienen dos objetivos basicos, que son asegurar la confidencialidad, esto es evitar que la informacion sea conocida por alguien mas que el destinatario, y la autenticidad o integridad, que se refiere a evitar la modificacion no autorizada de bancos de informacion.

SISTEMA DE ENCRIPCION

Un sistema de encripcion esta 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 encripcion $E_k: M \rightarrow C$
- Una familia de Transformaciones de decripcion $D_k: C \rightarrow M$

En donde E_k y D_k pertenecen al espacio de llaves K .

Esto se refiere a contar con algoritmos de encripcion y de decripcion que operen con llaves que puedan ser escogidas de un conjunto de llaves usualmente muy grande.

Un sistema de encripcion ademas de la viabilidad de su uso, debera garantizar que la seguridad del sistema depende exclusivamente del secreto de las llaves y no en el secreto de los algoritmos de encripcion y de decripcion. Formalmente existen dos requerimientos para los sistemas de encripcion:

Requerimientos de Confidencialidad

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

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

Requerimientos de Autenticidad

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista el determinar sistemáticamente la transformacion de encirpcion E_k dado C , aun cuando el espacio de texto limpio M sea conocido.

Debe resultar computacionalmente improbable para un criptoanalista el poder generar sistemáticamente texto encriptado que resulte valido al aplicarle la transformacion de decripcion.

Actualmente existen numerosos sistemas de encriptación, 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 este. 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 ENCRIPCIÓN

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 cual deja en una posición difícil al usuario de los sistemas de encriptación, al momento de decidir cuál resulta el más adecuado a sus necesidades.

Dado que no existe regla que permita determinar que sistema es el más adecuado, lo que se recomienda es auxiliarse con la Teoría de la Complejidad, esta 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 terminos mas convencionales, dado un sistema de procesamiento cuanto tiempo llevaria romper el codigo, o bien, que sistema se requiere para romper el codigo en un tiempo dado.

Planteado de esta manera es posible evaluar que sistema de encripcion resulta adecuado, haciendo un balance entre el provecho que representa el romper el codigo que se utiliza y el costo de romperlo. Una relacion de uno a diez podria utilizarse como regla general de desicion.

MODOS DE ENCRIPCION

Existen varios modos de operacion que cumplen con las normas establecidas para la encripcion de datos, y cuyo uso esta mas o menos generalizado. Cada uno de estos modos de operacion ofrece ciertas ventajas o desventajas dependiendo de su aplicacion.

El modo basico de operacion llamado "LIBRO DE CODIGO ELECTRONICO" (ECB), por su analogia con los libros de codigo 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 realimentacion puede ser incluido para crear otro modo de operacion, denominado "ENCADENAMIENTO DE BLOQUES CIFRADOS (CBC)". En este modo el bloque de texto limpio es sumado (XOR), con el resultado del cifrado que le precedio, antes de entregarlo al procesador de cifrado.

Los modos de encripcion en serie son por lo general mas apropiados para la proteccion en transmision de datos. En los modos de encripcion en serie el procesador de cifrado es usado como un generador de ruido, cuya salida es combinada con los datos limpios (para la encripcion), o con con el dato encriptado (para la decripcion). Un modo importante de encripcion en serie es el denominado "REALIMENTACION DE TEXTO ENCRIFTADO" (CFB).



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

COMUNICACIONES DIGITALES

M. en I. Arturo Haro Ruíz

PALACIO DE MINERIA

LA INTERFACE

JAIME HERNÁNDEZ RUBÍ

LA INTERFACE ES LA PUERTA O PUNTO DE ENTRADA / SALIDA CON QUE CUENTA UN EQUIPO TERMINAL DE DATOS O COMPUTACION (DTE) PARA EL INTERCAMBIO DE INFORMACION CON OTROS DTE'S EN FORMA DIRECTA O ATRAVES DE UN EQUIPO DE COMUNICACION DE DATOS (DCE), DEPENDIENDO ESTO DE LA SEPARACION FISICA ENTE ELLOS Y LA VELOCIDAD DE TRANSMISION EMPLEADA.

DADO QUE EXISTEN DIVERSOS DTE'S y DCE'S, ADEMAS DE DIFERENTES FABRICANTES DE ESTOS, SE HACE NECESARIO CONTAR CON ESTANDARES EN LAS PUERTAS DE I / O O INTERFACE.

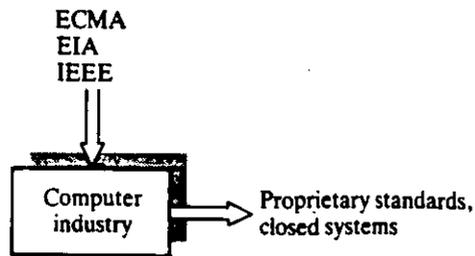
LOS ESTANDARES INCLUYEN EN SU DEFINICION CUATRO CARACTERISTICAS O ASPECTOS IMPORTANTES QUE SON:

- a) CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE LA SEÑAL. - ESTO SE REFIERE A NIVELES DE VOLTAJE, CORRIENTE , TIEMPOS DE SUBIDA / BAJADA ETCETERA.
- b) CARACTERISTICAS MECANICAS. - TODO LO RELACIONADO CON EL TIPO DE CONECTOR EN CUANTO A DIMENSIONES, FORMA, MOLTAJE, ETC. . . .
- c) DESCRIPCION FUNCIONAL DE LOS CIRCUITOS DE INTECAMBIO. - LA DEFINICION Y LOS NOMBRES DADOS A LAS FUNCIONES QUE REALIZAN LAS SENALES ELECTRICAS QUE SE UTILIZAN.
- d) CONFIGURACIONES TIPICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES MAS COMUNES. - CONFIGURACIONES TIPICAS ENTRE MODEMS Y TERMINALES.

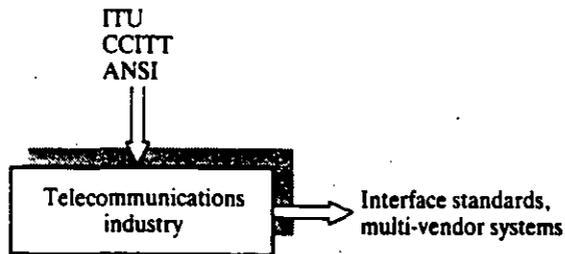
EXISTEN DIFERENTES COMITES Y ASOCIACIONES INTERNACIONALES QUE FORMULAN LOS ESTANDARES PARA LAS INTERFACES, LOS CUALES SE MUESTRAN EN SU EVOLUCION EN LA FIG. 1.

EN LA INTERCONEXION ENTRE DOS EQUIPOS DE TRANSMISION DE DATOS O COMUNICACION DE DATOS, SE PUEDEN EMPLEAR DOS TIPOS DE INTERFACE; DEPENDIENDO DE LA SEPARACION FISICA ENTE ELLOS, LA VELOCIDAD DE TRANSMISION Y EL EQUIPO DE QUE SE TRATE, ESTA PUEDE SER TIPO SERIE O TIPO PARALELO.

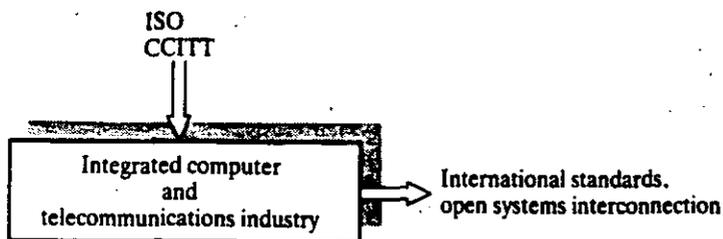
(a)



(b)



(c)



Standards bodies

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

FIGURA 1.- COMITES INTERNACIONALES DE ESTANDARIZACION Y SU EVOLUCION

EN LA COMUNICACION TIPO *SERIE* O INTERFACE *SEIRE*, SE TIENEN DIVERSOS ESTANDARES COMO SON: RS-232C/V.24, RS-422/V.11, RS-423/V.11 Y RS-449/V.35.

LA RS-232 (DEFINIDA POR LA EIA) Y V.24 (DEFINIDA POR LA CCITT) ES LA MAS COMUN Y SE GENERO PARA CONECTAR DTE'S A DCE'S Y PODER UTILIZAR LAS FACILIDADES DE LAS REDES TELEFONICAS CONMUTADAS.

LA DISTANCIA MAXIMA ENTRE LOS EQUIPOS SIN QUE LA SEÑAL SE DEGRADE ES DE 15 m A UNA VELOCIDAD DE TRANSMISION DE HASTA 9600 BPS.

LOS NIVELES DE VOLTAJE DE LA SEÑAL DEFINIDOS PARA ESTA INTERFACE SE MUESTRAN EN LA FIGURA 2a Y SON SIMETRICOS CON RESPECTO A LA SENAL DE REFERENCIA O TIERRA EN AL MENOS 3V: +3V PARA EL BINARIO 0 Y -3V PARA EL BINARIO 1. EN LA PRACTICA LOS VOLTAJES EMPLEADOS SON DE +12 V. Y -12 V.

EN EL DIAGRAMA DE LA FIGURA 2b SE INDICA LA POSICION DE LA INTERFACE CON RESPECTO A LOS EQUIPOS DENTRO DE UNA COMUNICACION, Y EN LA FIGURA 2c LAS SEÑALES DE CONTROL DEFINIDAS PARA ESTABLECER LA COMUNICACION.

EN EL ESTABLECIMIENTO DE LA COMUNICACION SE EFECTUA UNA SERIE DE INTERCAMBIO DE SEÑALES DE CONTROL ENTRE EL DTE Y EL DCE CONOCIDO ESTE PROCESO COMO EL *HANDSHAKING*.

EL PROCESO DE *HANDSHAKING* EN EL ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION ASINCRONA HALF-DUPLEX SE ESQUEMATIZA EN EL DIAGRAMA DE LA FIG. 3.

LA INTERFACE *SERIE* RS-422/V.11 SE UTILIZA CUANDO LA DISTANCIA FISICA ENTE EL DTE Y EL DCE ES MAYOR (MAXIMO 100m) Y SE UTILIZAN VELOCIDADES DE TRANSMISION DE HASTA 1MBPS. PARA LOORAR ESTO SE UTILIZAN PARES TRENADOS EN CIRCUITOS DIFERENCIALES DE TRANSMISION Y RECEPCION.

UN CIRCUITRO TIPICO SE MUESTRA EN LA FIGURA 4. UNA VARIANTE DE ESTA INTERFACE, LA RS-423, SE USA PARA ACEPTAR NIVELES DE SEÑAL DE LA RS-232.

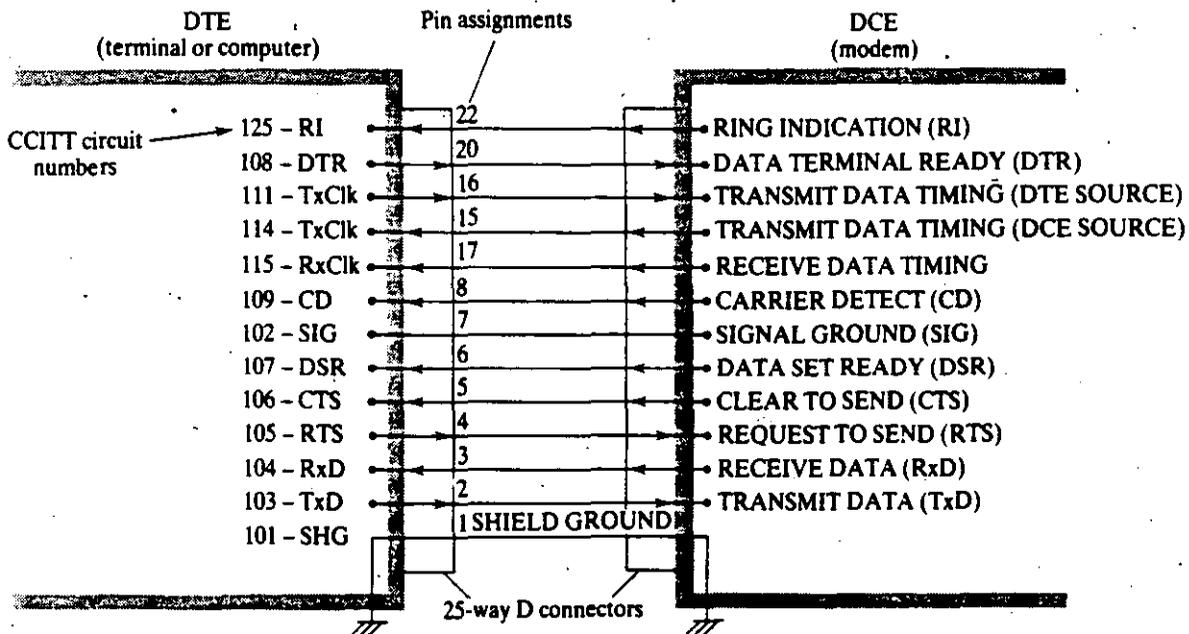
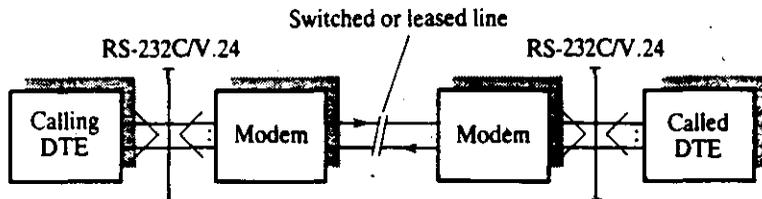
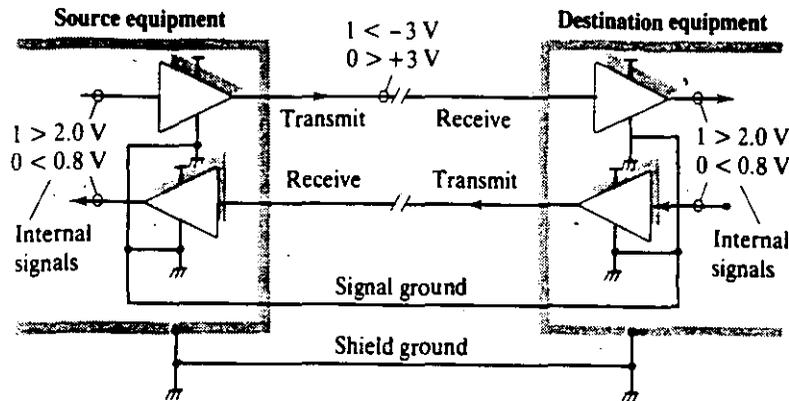


FIGURA 2.- 2a NIVELES DE VOLTAJE DE LA SEÑAL. 2b. POSICION DE LA INTERFACE CON RESPECTO A LOS EQUIPOS. 2c. SEÑALES DE CONTROL.

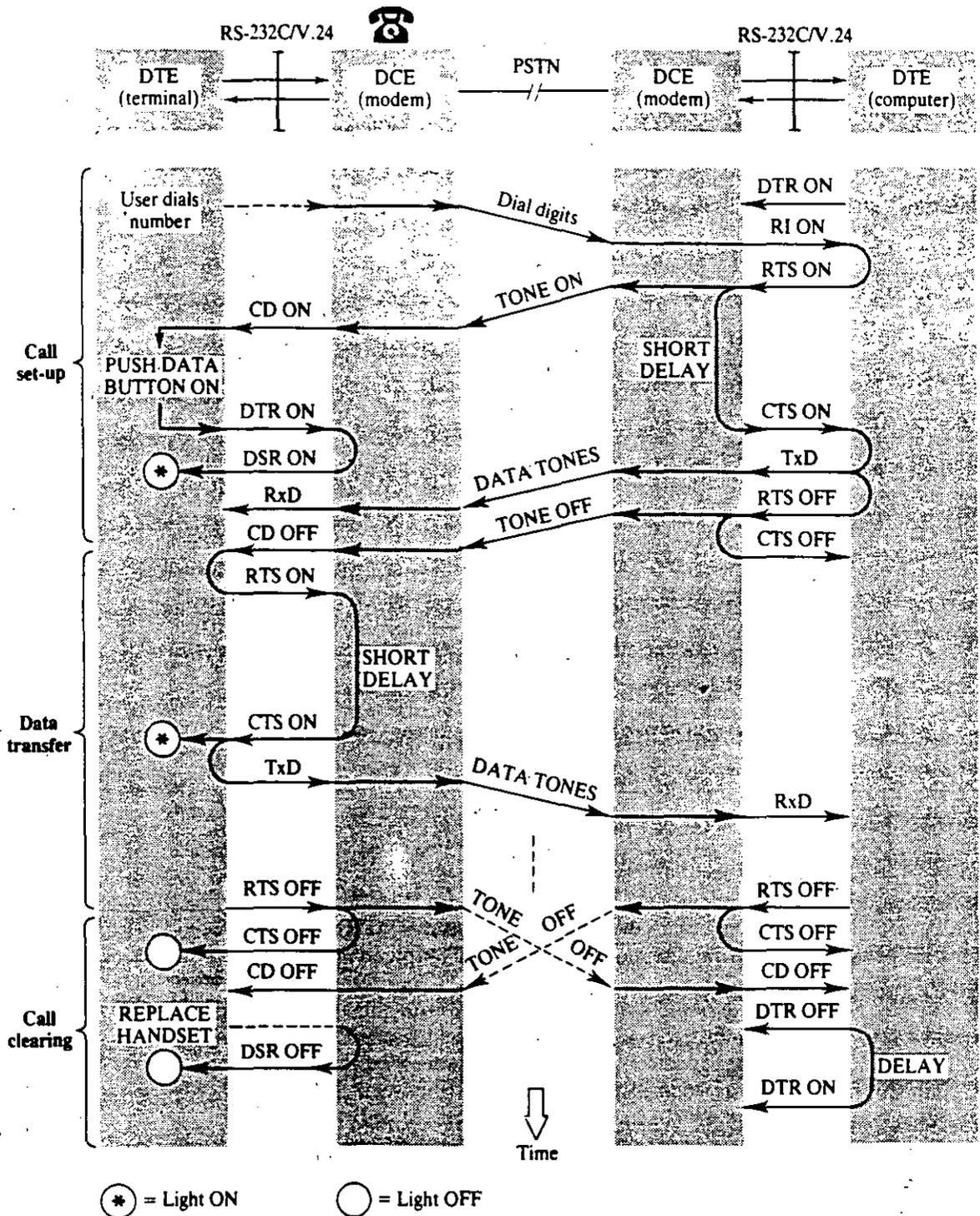


FIGURA 3.- PROCESO DE HANDSHAKING EN EL ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION ASINCRONA HALF-DUPLEX

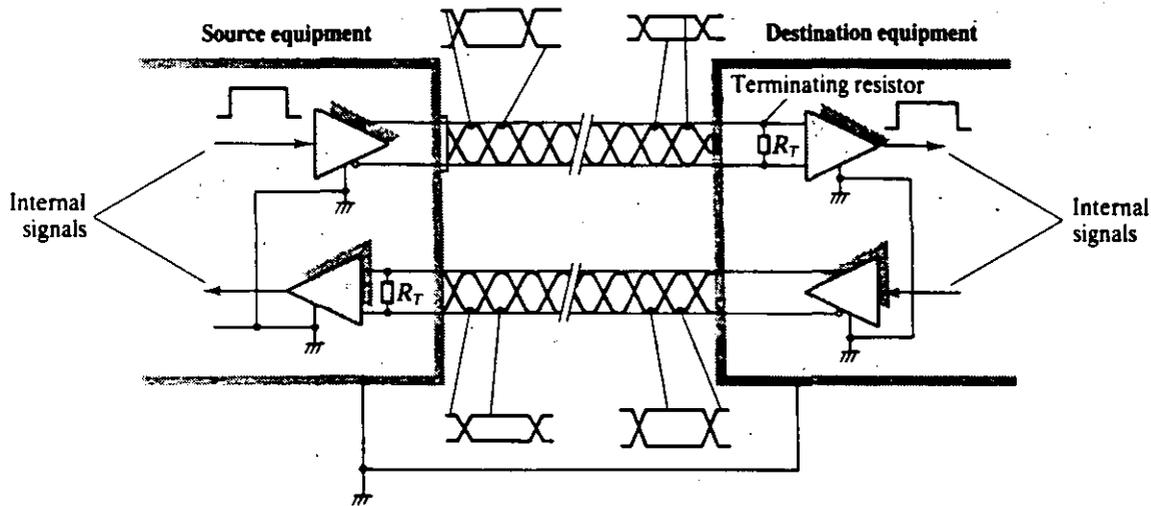


FIGURA 4.- CIRCUITO TÍPICO DE LA INTERFACE RS-422/V.11

PARA ALTAS VELOCIDADES EN FORMA SINCRONA Y SOBRE REDES PRIVADAS DE COMUNICACION SE UTILIZA LA INTERFACE RS-449/V.35.- ESTA INTERFACE PERMITE UNA COMUNICACION ENTRE 48 Y 108 KBPS. EN LAS TABLAS DE LAS FIGURAS 5 Y 6 SE PRESENTAN ALGUNAS CARACTERISTICAS DE LAS INTERFACES ANTES MENCIONADAS.

Mode	RS-232C/D	RS-423A	RS-422A	RS-485
	single-ended	single-ended	differential	differential
Maximum number drivers	1	1	1	32
receivers	1	10	10	32
Maximum cable length	15m	1200m	1200m	1200m
Maximum data rate (bits/s)	20k	100k	10M	10M
Transmit levels	±5V min ±15V max	±3.6V min ±8.0V max	±2V min (diff)	±1.5V min
Receive sensitivity	±3V	±0.2V	±0.2V	±0.2V
Load impedance	3k to 7k	450Ω min	100Ω min	60Ω min
Output current limit	500mA to V _{cc} or gnd	150mA to gnd	150mA to gnd	150mA to gnd 250mA to -8V or +12V
Driver Z _{out} min (pwr off)	300Ω	60k	60k	120k

FIGURA 5.- CARACTERISTICAS DE LAS INTERFACES SERIALES

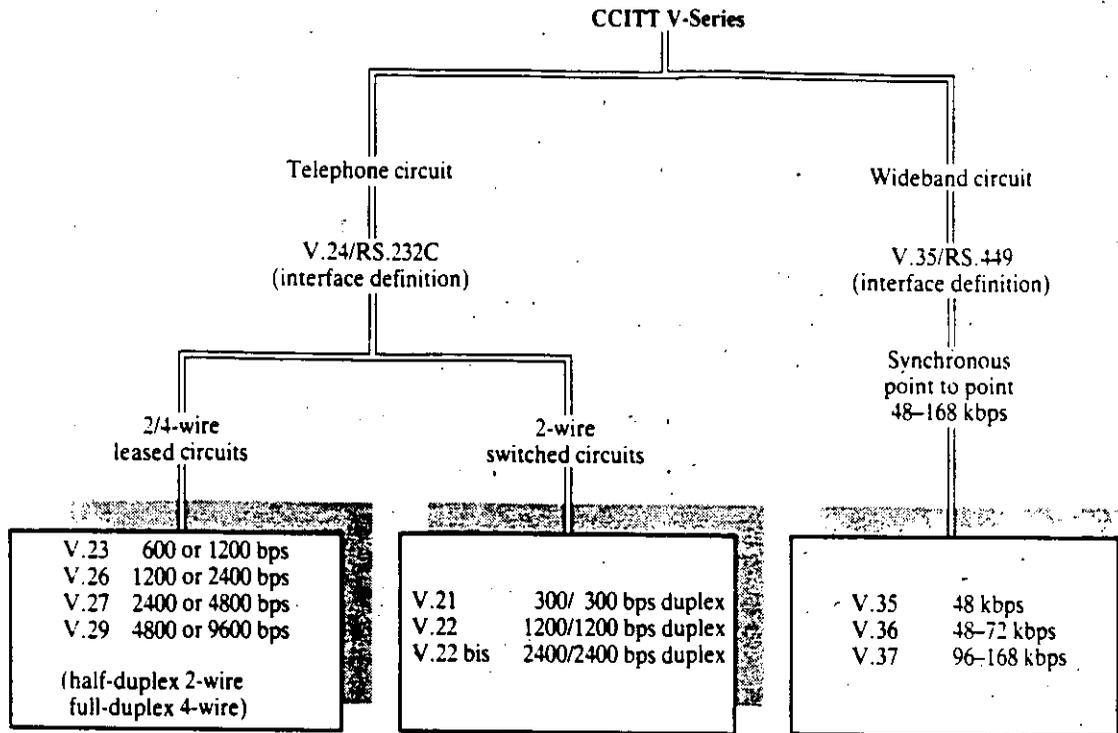


FIGURA 6.- SUMARIO DE LAS INTERFACES ESTANDAR CCITT/V

LA INTERFACE RS2-232 COMO YA SE MENCIONO 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 SITUACION SE PRESENTA ES NECESARIO PARA EL HANDSHAKING CRUZAR ALGUNAS DE LAS SEÑALES DE CONTROL, YA QUE LOS NOMBRES Y FUNCIONES DE LAS SEÑALES TIENEN SENTIDO VISTAS DESDE EL DTE PERO INVERTEN LA FUNCION EN EL DCE. PARA RESOLVER ESTO SE UTILIZA EL LLAMADO *NULL MODEM*.

EN LA FIGURA 7 SE MUESTRAN ALGUNAS CONFIGURACIONES DE ALAMBRADO QUE FUNCIONAN EN LA MAYORIA DE LOS CASOS.

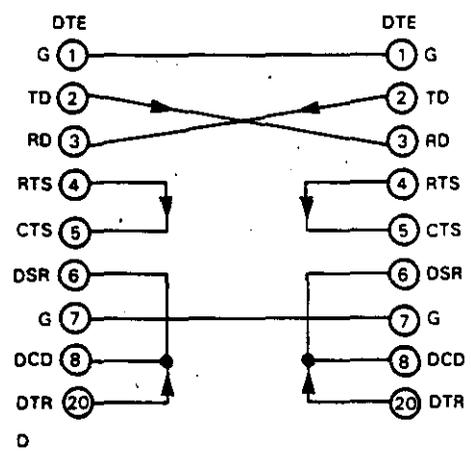
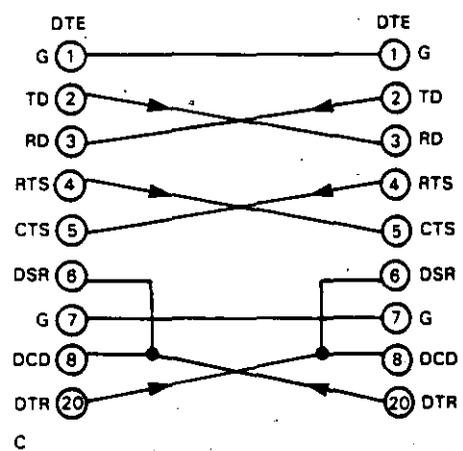
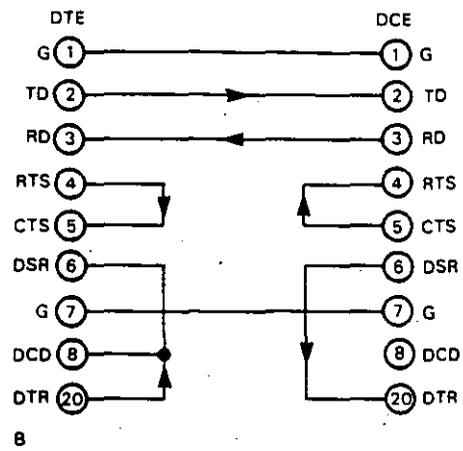
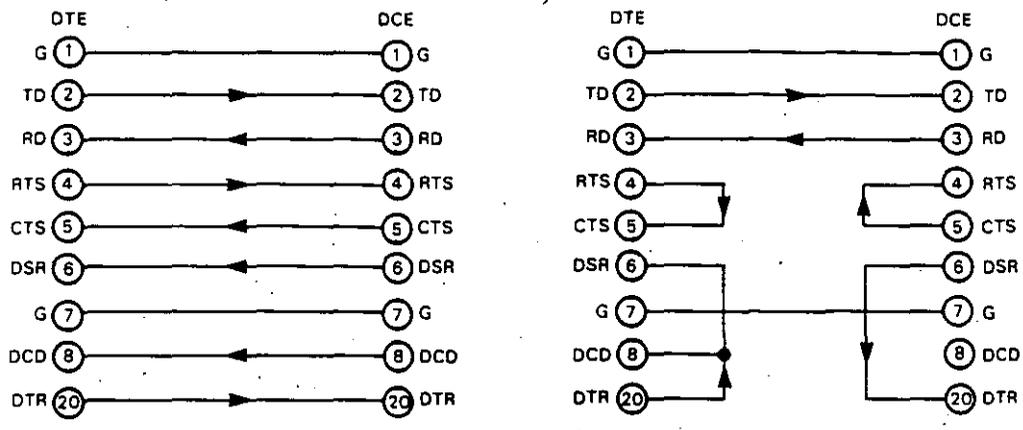
EN LA CONFIGURACION a DE LA FIGURA 7 SE MUESTRA LA CONEXION PARA UN DTE Y UN DCE, DONDE EN AMBOS DISPOSITIVOS SE UTILIZA EL HANDSHAKING (RTS/CTS Y DTR/DSR).

EN LA CONFIGURACION c SE MUESTRA LA CONEXION ENTRE DOS DTE'S MEDIANTE UN NULL MODEM.

LA MISMA CONFIGURACION DEL CABLE FUNCIONA PARA DOS DCE'S SOLO QUE SE INVIERTEN LOS SENTIDOS DE LAS FLECHAS Y SE OMITIENE LA CONEXION EN EL PUNTO 8 (PIN 8).

EN EL CASO EN QUE UNO DE LOS EQUIPOS ESPERE LAS SEÑALES DEL HANDSHAKING Y EL OTRO NO LAS PROPORCIONE, ENTONCES DE DEBE HACER UNA CONFIGURACION COMO LA MOSTRADA EN LA FIGURA 7b PARA EL CASO DE DTE A DCE EN DONDE CADA UNO DE LOS EQUIPOS SE AUTO PROPORCIONE SU HANDSHAKING.

LA FIGURA 7d MUESTRA EL USO DEL NULL MODEM PARA DTE A DTE, LA CUAL TAMBIEN TRABAJA PARA DCE A DCE OMITIENDO LA CONEXION EN EL PIN 8.



	25-pin	9-pin
protec. GND	1	-
TD	2	3
RD	3	2
RTS	4	7
CTS	5	8
DSR	6	6
sig. GND	7	5
DCD	8	1
DTR	20	4
RI	22	9

E

FIGURA 7. - DIVERSAS CONFIGURACIONES DE ALAMBRADO PARA LA INTERFACE ESTANDAR RS-232.

INTERFACES DE COMUNICACION EN PARALELO

PARA LA COMUNICACION A GRAN VELOCIDAD ENTRE PERIFERICOS SE UTILIZA LA INTERFACE EN PARALELO, ENTRE LAS QUE SE ENCUENTRAN LA CENTRONICS Y LA GPIB-488 (GENERAL PURPOSE INTERFACE BUS).

LA INTERFACE CENTRONICS ES UNIDIRECCIONAL Y ES AMPLIAMENTE UTILIZADA PARA CONECTAR DIVERSOS PERIFERICOS COMO, IMPRESORAS, GRAFICADORAS, ETC.. EN LA FIGURA 8 SE MUESTRAN LAS SEÑALES Y SU LOCALIZACION 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 8.- SEÑALES DE LA INTERFACE CENTRONICS Y SU LOCALIZACION EN EL CONECTOR

INTERFACE GPIB

LA INTERFACE ESTANDAR IEEE-488 O GPIB FUE ELABORADA PARA FACILITAR EL DISEÑO, ENSAMBLE Y USO DE EQUIPOS DE INSTRUMENTACION. ESTA FUE ORIGINALMENTE DESARROLLADA POR LA COMPAÑIA HEWLETT-PACKARD EN LOS AÑOS 60'S LAMADA HPIB (HEWLETT PACKARD INTERFACE BUS). ESTA INTERFACE 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 LINEAS QUE PROVEEN LAS CAPACIDADES FUNCIONALES NECESARIAS PARA MANTENER Y ORDENAR EL FLUJO DE INFORMACION, 8 SON LINEAS DE DATOS BIDIRECCIONALES, Y LAS OTRAS 8 SON LINEAS DE CONTROL QUE ESTABLECEN EL HANDSHACKING.

EN LA FIG. 9 SE MUESTRA LA ESTRUCTURA DE LA INTERFACE Y LAS SEÑALES QUE MANEJA.

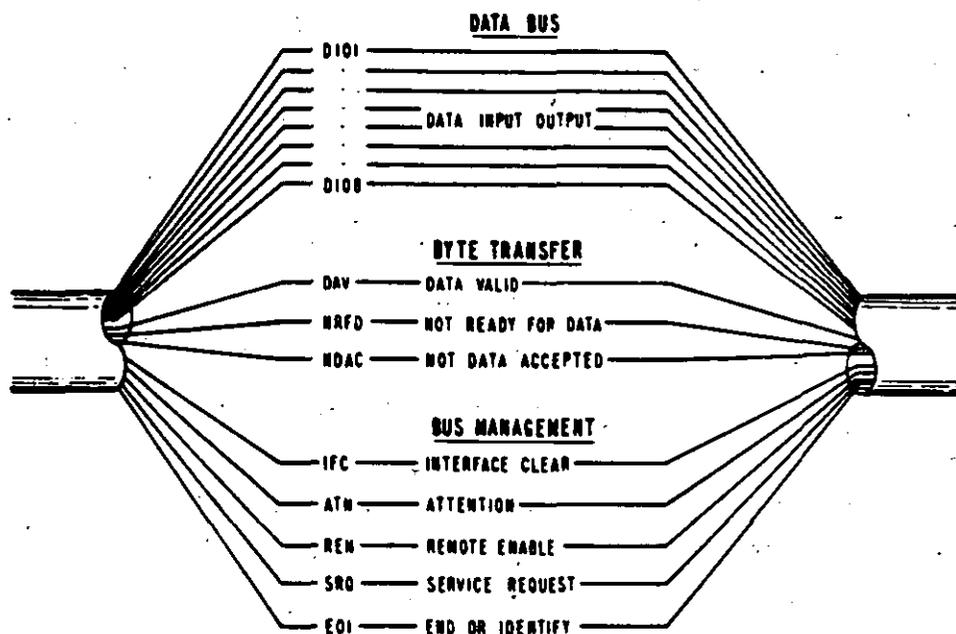


FIGURA 9.- ESTRUCTURA DE LA INTERFACE GPIB Y SU SEÑALIZACION

ASPECTOS GENERALES

ESFERA DE ACCION: SE APLICA EN LA INTRCONEXION DE APARATOS DE INSTRUMENTACION PROGRAMABLES Y NO PROGRAMABLES EN LOS CUALES SE TIENE:

- a). -INTERCAMBIO DE DATOS DIGITALES
- b). -EL NUMERO DE INSTRUMENTOS INTERCONECTADOS NO ES MAYOR DE 15.
- c). -LA DISTANCIA TOTAL EN LA TRANSMISION NO ES MAYOR DE 20m
- d). -LA VELOCIDAD DE TRANSMISION EN CUALQUIERA DE LAS LINEAS DE SEÑAL NO ES MAYOR DE 1MB/S

OBJETIVOS

- a). -DEFINIR UN SISTEMA DE PROPOSITO GENERAL PARA APLICACIONES EN DISTANCIAS LIMITADAS.
- b). -ESPECIFICAR LOS REQUERIMIENTOS MECANICOS, ELECTRICOS Y FUNCIONALES QUE DEBE REUNIR EL EQUIPO PARA INTERCOMUNICARSE SIN AMBIGUEDADES VIA EL SISTEMA.
- c). -ESPECIFICAR LA TERMINOLOGIA Y DEFINICIONES RELACIONADAS CON EL SISTEMA.
- d). -HABILITAR LA INTERCONEXION DE INSTRUMENTOS DE DIFERENTE MANUFACTURA DENTRO DEL SISTEMA.
- e). -PERMITIR LA INTERCONEXION DE APARATOS SIMPLES Y COMPLEJOS.
- f). -PERMITIR LA COMUNICACION DIRECTA ENTRE LOS INSTRUMENTOS SIN QUE TODOS LOS MENSAJES SEAN RUTEADOS HACIA EL CONTROL O UNIDAD INTERMEDIA.
- g). -DEFINIR EL SISTEMA CON EL MINIMO DE RESTRICCIONES EN EL DESEMPEÑO DE LAS CARACTERISTICAS DE CADA APARATO CONECTADO AL SISTEM.
- h). -DEFINIR UN SISTEMA QUE PERMITA COMUNICACION ASINCRONA SOBRE UN AMPLIO MARGEN DE VELOCIDADES.
- i). -DEFINIR UN SISTEMA QUE POR SI SOLO SEA RELATIVAMENTE DE BAJO COSTO Y PERMITA LA INTERCONEXION DE EQUIPOS BARATOS.
- j). -DEFINIR UN SISTEMA QUE SEA FACIL DE USARSE.

LAS CAPACIDADES DE LA INTERFACE Y LA ESTRUCTURA DEL BUS SE MUESTRA EN LA FIG. 10.

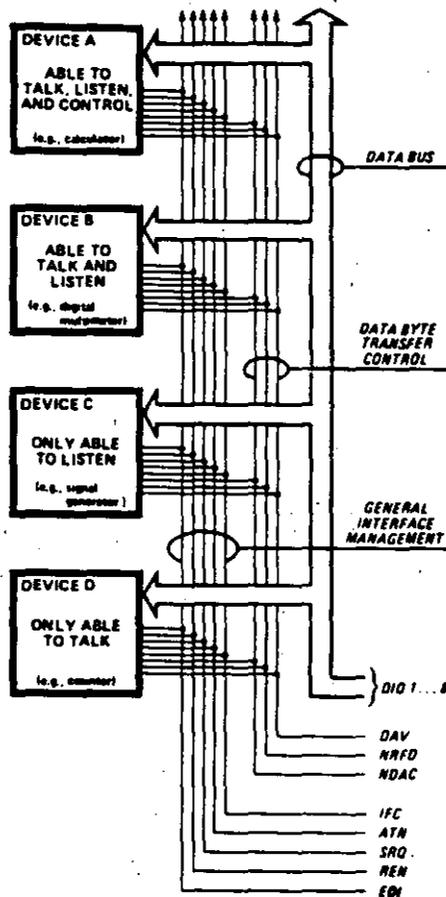


FIGURA 10.- CAPACIDADES DE LA INTERFACE GPIB Y LA ESTRUCTURA DEL BUS

ESPECIFICACIONES ELECTRICAS

LAS ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE LAS SEÑALES DE ESTA INTERFACE CUMPLEN CON LAS EMLEADAS EN LA TECNOLOGIA TTL.

LA INTERFACE GPIB UTILIZA UN CONECTOR DE 24 VIAS TIPO CHAMP (AMP) O MICRORIBBON (AMPHENOL O CINCH SERIE 37). LA ASIGNACION DE CONTACTOS PARA CADA SEÑAL Y EL TIPO DE CONECTOR SE MUESTRA EN LA FIGURA 11.

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

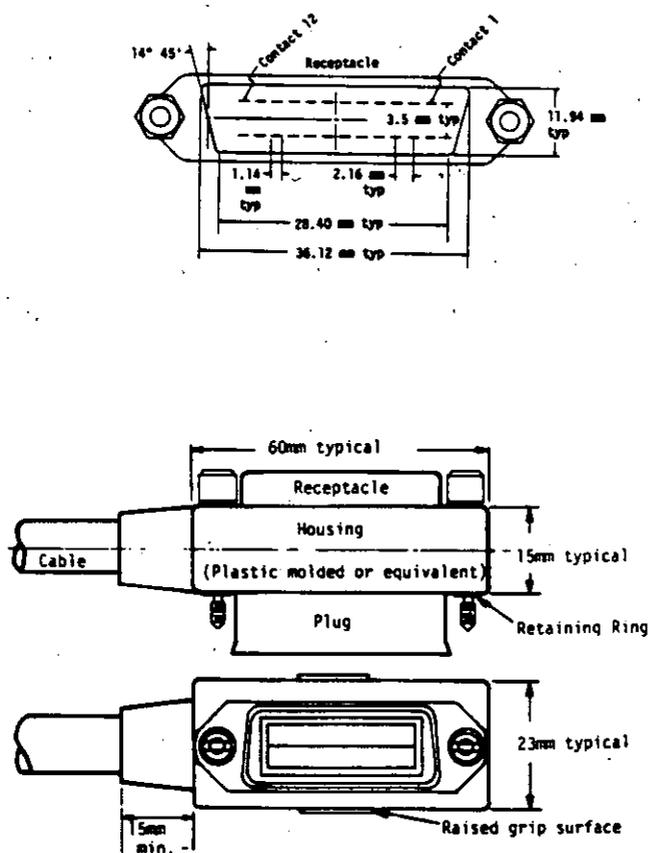


FIGURA 11.- ASIGNACION DE POSICIONES EN EL CONECTOR DE LA INTERFACE GPIB Y TIPO DE CONECTOR EMPLEADO



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

REDES DE COMPUTADORAS Y CODIFICACION DE VOZ

**M. en C. Fco. Nava M.
Ing. Hugo Moreno**

PALACIO DE MINERIA

Redes de Computadoras y Codificación de Voz.

Se presentará un panorama general de redes de computadoras (RC), tratando la arquitectura de una red como un sistema estructurado y estratificado en siete capas, de acuerdo al modelo de referencia OSI. Se mencionan las normas actuales, de uso más común y finalmente se describe, brevemente, el diseño de un sistema para el envío de datos y voz en un ambiente de red local. Una parte muy importante de dicho sistema es el esquema de codificación. El cual puede ser utilizado en sistema de comunicación digital, debido a su baja tasa de transmisión.

Evolución de los sistemas de cómputo hasta las RC.

Los primeros sistemas de cómputo (SC) tenían una gran cantidad de limitantes una de ellas era la necesidad de "trabajar" en el mismo sitio en el que se encontraba el SC, el cual debería estar a una temperatura muy poco agradable para el usuario. Por lo que el siguiente paso, en la evolución, consistió en el uso de line-driver/line-receivers y modems para poder realizar teleproceso, con terminales "tontas". Posteriormente surgen los multiplexores (concentradores de terminales) permitiendo la optimización del uso del SC, al delegar en ellos la atención a las terminales. Los multiplexores se convierten posteriormente en entidades más inteligentes llamándose procesadores de entrada/salida, encargados de la comunicación con los dispositivos periféricos. Y finalmente surge la necesidad de comunicar diversos SC para compartir sus recursos y la realización de procesamiento distribuido, dando lugar a las redes de computadoras.

Modelo ISO (International Standard Organization) de referencia.

El modelo sirve como un esquema de referencia para la interconexión de sistemas de cómputo de una manera abierta. ISO determina que la estructura de una RC esta formada por siete capas, con servicios bien definidos en cada una de ellas. De manera sucinta podemos decir que la razón de existencia de cada capa es proporcionar un apoyo o servicio a la capa superior de la red. El modelo de referencia se muestra en la figura 1 y A continuación se describirá brevemente cada una de las capas del modelo de referencia.

Capa Física.

Conciérne a la transmisión de ráfagas de bits sobre un medio de comunicación. Su función principal es asegurar que cuando se envíe un uno lógico se reciba el mismo bit en el otro extremo. Las preguntas principales son los niveles de voltaje, velocidad de transferencia y la forma de interconexión física con el medio de comunicación.

Capa de Enlace de Datos.

Su función consiste en tomar el flujo de bits, recibidos de la

capa física, y transformarlo en una línea libre de errores de transmisión, como un servicio para la capa de red.

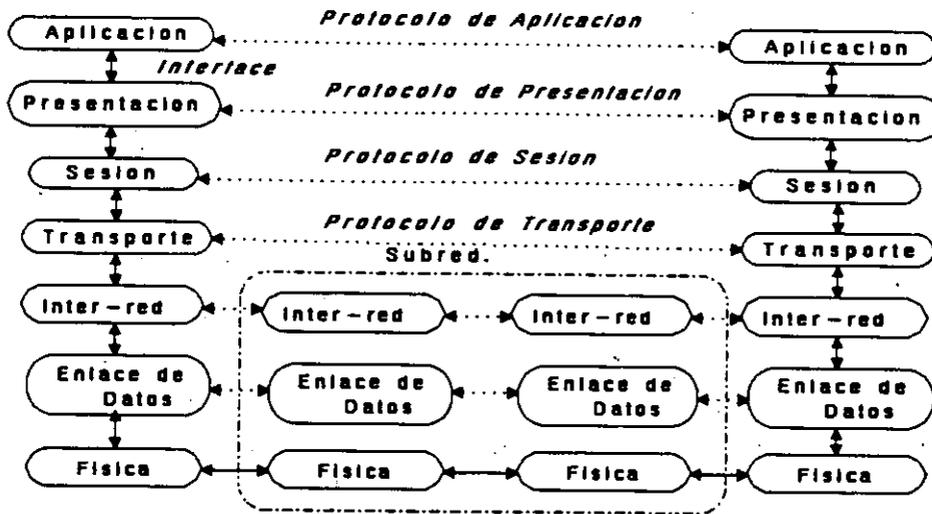


Fig. 1.- Arquitectura de RC, basada en ISO.

Capa Interred.

Controla la operación de la subred, determina las características principales de la interface entre host-IMP (Interface Message Processor) y el ruteo de paquetes dentro de la subred de comunicación. Las decisiones de ruteo se pueden tomar de acuerdo a tablas estáticas o dinámicas de ruteo, presentes en cada nodo de la red. Otra función importante es la contabilidad sobre el uso de la red.

Capa de Transporte.

Su función principal es el proporcionar un servicio de transporte eficiente fin-fin entre dos usuarios (no entre máquinas). La complejidad de la capa de transporte depende grandemente de los servicios que proporciona la capa interred. Si esta sólo permite la transmisión de datagramas, entonces la capa de transporte deberá asegurar que los mensajes son entregados en orden, sin error, pérdida, o duplicidad.

Capa de Sesión.

Es la interface del usuario hacia la red. En esta capa el

usuario negocia para establecer la comunicación con otro proceso en otra máquina. Una vez que la sesión es establecida, la capa de sesión puede manejar el diálogo de manera ordenada, si el usuario ha solicitado dicho servicio.

Una conexión entre usuarios se conoce como una sesión. La sesión se puede establecer para permitir a un usuario que entre en sesión en un sistema remoto con tiempo compartido o que transfiera archivos.

Capa de Presentación.

Es un conjunto de funciones que proporcionan una solución general a los problemas más comunes tales como: Compresión, encriptación, conversión de caracteres y compatibilidad de terminales.

Capa de Aplicación.

Corresponde a la parte visible, generalmente, a nivel usuario de una red y es la plataforma sobre la cual se realizan los programas de aplicación para una red. La idea de esta interfaz hacia la red es que todo lo que ocurre internamente en la red sea transparente para el usuario, ocultando la distribución física de los recursos. Sin embargo se generan problemas muy interesantes como son lenguajes o sistemas operativos que nos permitan distribuir automáticamente el problema entre las diversas máquinas, para obtener la máxima ventaja de la red.

Estandars (Normas) Internacionales actuales.

El modelo de OSI esta aceptado internacionalmente como un marco de referencia para la estructura del sistema de comunicación, contra el cual hay que realizar actividades de normalización asociadas en cada capa. Por lo que no se espera que exista un sólo protocolo estandar asociado con cada capa. En lugar de eso, se generan un conjunto de estandars para cada capa, cada uno de los cuales ofrece diferentes niveles de funcionabilidad. Por lo que para la interconexión en un ambiente específico, tal como una planta de manufactura, se deben seleccionar las normas adecuadas a dicho entorno de trabajo.

Los tres principales organismos internacionales dedicados a la estandarización para la comunicación de computadoras son la ISO (International Standard Organization), IEEE (American Institute of Electrical and Electronica Engineers) y la CCITT (Consultative Comite for International Telegraph and Telephone). En esencia, la ISO y la IEEE producen estandars para la fabricación de equipo de cómputo mientras la CCITT produce estandars para la interconexión de equipo de cómputo a las diferentes redes nacionales e internacionales. Un resumen de cada algunos de los estandars, asociados con las capa del modelo de referencia, se presentan en la figura 2. Los estandars producidos por la CCITT. para uso en redes de telecomunicaciones públicas, son las series X- y las I.; Las series X se relacionan a redes existentes mientras que las series I son para redes digitales de servicios integrados.

Aunque diferentes sistemas de nomenclatura se usan por ISO y CCITT, la función y especificación de las capas de transporte, sesión y presentación son casi idénticas.

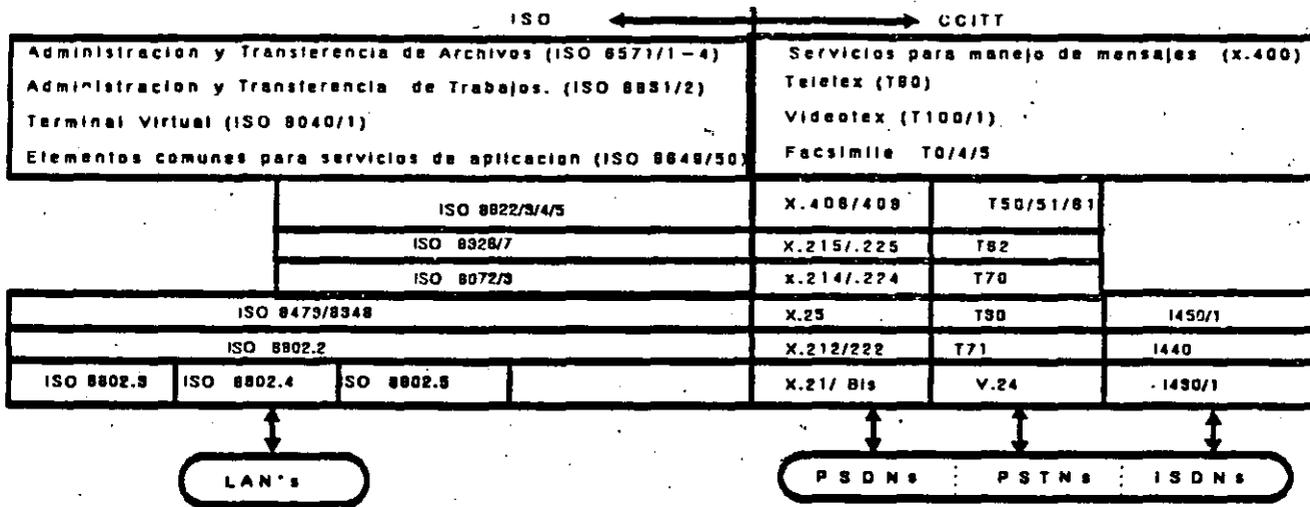


Fig. 2.- Resumen de Estandars.

Transferencia de mensajes, voz y datos, en una red local.

Nuestra aplicación será desarrollada utilizando una red de área local (LAN) Token Ring (de IBM). La red esta formada por un anillo, que interconecta las máquinas, y cada computadora se enlaza mediante una tarjeta de red y un conjunto de drivers. De manera simple podemos decir que el diseño del sistema se basa en el uso de las primitivas proporcionadas por el Netbios (Network Basic Input/Output System). Es importante mencionar que esto no corresponde a un sistema operativo de red, es una interface de programación para el intercambio de datos entre máquinas separadas conectadas por la LAN.

Primitivas del Netbios.

La programación de la aplicación se basa en las primitivas del Netbios, cuya ejecución inculcra la llamada a una interrupción. Las primitivas pueden ser agrupadas en 3 tipos diferentes, de acuerdo al servicio que proporcionen. Estos son:

- * Primitivas para controlar la tarjeta adaptadora (resetar, status, modificar las tablas de nombres, etc).
- * Primitivas para servicios de datagramas.

* Primitivas para circuitos virtuales.

La ejecución de cualquier primitiva involucra la llamada a una interrupción.

La figura 3 muestra un diagrama simplificado del sistema de transferencia. Lo forma una computadora que funciona como el servidor del sistema de correo, el conjunto de computadoras personales enlazadas por la subred de comunicación. Cada computadora tiene la tarjeta de red y otra con un procesador digital de señales (PDS) y la programación necesaria para el envío y la recepción de los mensajes.

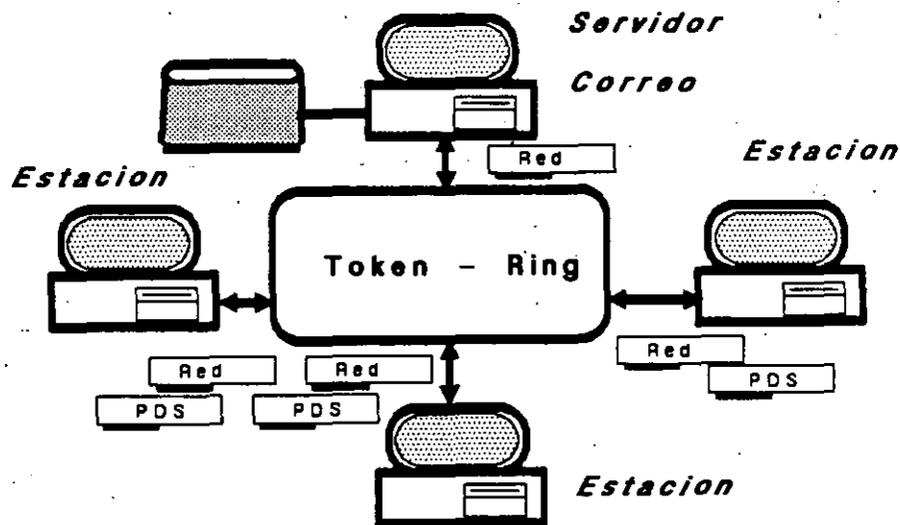


Fig. 3 Correo Electrónico de voz y datos.

TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN DE VOZ

INTRODUCCIÓN

Conforme la tecnología digital ha evolucionado, ha surgido un renovado interés en el desarrollo de métodos eficientes para la codificación y transmisión digital de la voz. El objetivo principal de estas técnicas no es nuevo, se requiere transmitir voz con la mejor calidad, sobre un canal con la menor capacidad posible y al menor costo. Típicamente, el costo de codificar la voz está correlacionado con la complejidad del codificador y a su vez la complejidad está correlacionada con la eficiencia de la codificación y la utilización del canal; en el pasado el desarrollo de métodos que involucraban una gran complejidad se veía limitado por los altos costos que ello implicaba. Actualmente, los avances en la integración de dispositivos semiconductores a gran escala han permitido que esta panorámica cambie enormemente.

La codificación de la voz se puede definir como la representación digital de los sonidos de la voz, que nos proporciona un modo de almacenamiento eficiente, una buena transmisión y una reconstrucción aceptable de la señal original. En otras palabras, la codificación comprime la señal de voz para su almacenamiento digital y expande la información almacenada para poder reconstruir el sonido original con una pequeña pérdida en su calidad. Desde el punto de vista de la transmisión, la transmisión digital de voz es relativamente insensible al ruido, a la diafonía y a la distorsión. No obstante, no es posible almacenar un segundo de voz en una pequeña cantidad de memoria y reproducir la señal con la misma calidad de la original.

CLASIFICACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE COMPRESIÓN DE VOZ

Codificadores de forma de onda y codificadores de fuente (vocoders).

Los codificadores de forma de onda tienden a obtener una reproducción de la forma de onda de la señal. En principio, están diseñados para ser independientes de la señal, es decir que pueden codificar una gran variedad de señales como voz, música, etc. También, tienden a ser robustos dependiendo de las características de la persona que habla y son adecuados para medios ruidosos. Para preservar estas ventajas, con una complejidad mínima, estos codificadores son moderadamente económicos para las tasas de transmisión en que se usan. El diseño de estos codificadores está basado en una caracterización estadística de las formas de onda de la voz.

Una segunda clase de codificadores de voz es la que se basa en una descripción de la voz usando un conocimiento a priori acerca de cómo se generó la señal en la fuente. La idea es que las características físicas en la generación de la señal puedan ser cuantificadas y a su vez permitan describir eficientemente la señal. Esto implica que la señal debe ser ajustada a un modelo en particular y deba ser parametrizada. A este tipo de codificadores se les conoce como codificadores fuente

o. vocoders (del inglés voice coders).

El modelo tradicional para la generación de la voz es el conocido modelo fuente-sistema. El mecanismo de generación (fuente) se supone que es linealmente separable de la parte modulante, conocida como filtro tracto vocal (sistema). Debido a la parametrización de la señal, los vocoders pueden ser económicos desde el punto de vista del ancho de banda de transmisión [1].

En el procesamiento digital de señales de voz existen dos factores que constantemente están en conflicto, en primer lugar se desea obtener la menor tasa de transmisión y en segundo lugar, simultáneamente se desea tener una pérdida mínima en la calidad de la voz. El objetivo de los desarrollos actuales en codificación de voz es precisamente satisfacer estos dos requisitos, en la figura 1 se muestran las distintas tasas de transmisión, así como una aproximación de la calidad que se puede obtener para cada una de ellas.

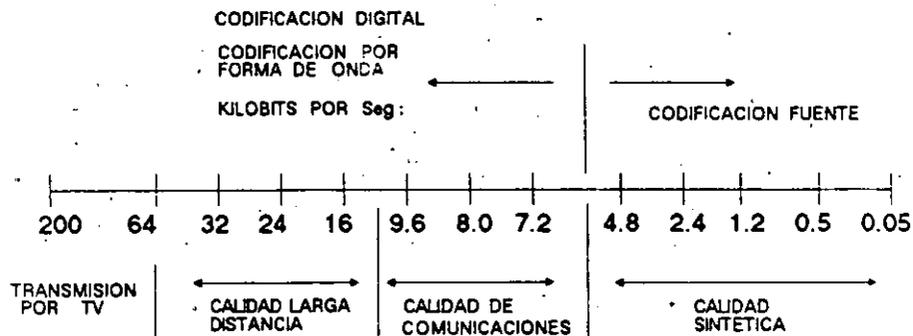


Fig 1. Espectro de las tasas de transmisión para codificación de voz en escala no lineal y con calidad asociada [1].

La figura 2 presenta información similar en forma gráfica, aquí se puede observar cual es la mejor calidad para las diferentes técnicas y para cada tasa de transmisión.

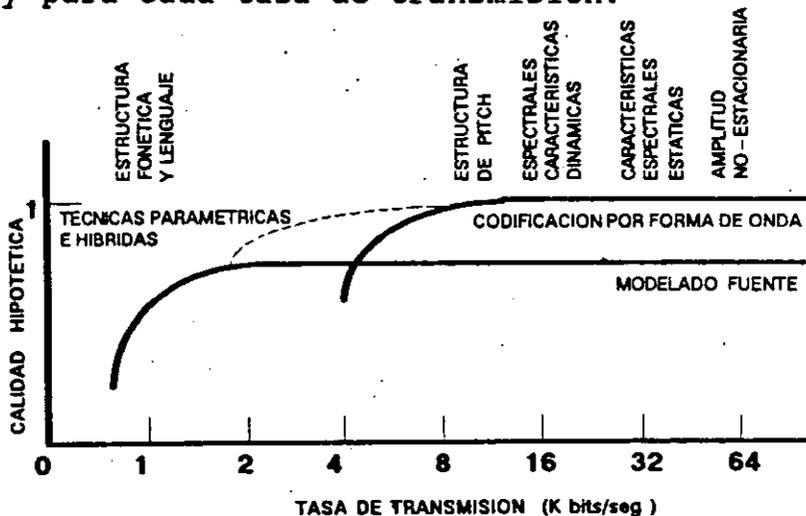


Fig. 2. Calidad hipotética de las técnicas de codif.

Como era de esperarse, para obtener la mejor calidad a la menor tasa de transmisión es necesario desarrollar algoritmos más sofisticados. Donde sofisticados se refiere a programas de computadora más largos, una carga computacional mayor y en consecuencia un tiempo de ejecución más prolongado. La tabla 1 muestra una comparación cualitativa de la complejidad de algunos sistemas.

Tabla 1. Complejidad relativa de algoritmos para codificación de voz. La complejidad es un número relativo de compuertas lógicas [1].

Complejidad Relativa	Codificador
1	ADM : modulador delta adaptable
1	ADPCM : PCM diferencial adaptable
5	SUB-BAND : codificador de sub-banda
5	P-P ADPCM : ADPCM pronosticador de pitch
50	APC : codificador de predicción adaptable
50	ATC : codificador transformación adaptable
50	ΦV : vocoder de fase
50	VEV : vocoder excitado por voz
100	LPC : codificación por predicción lineal
100	CV : vocoder de canal
200	ORTHOG : LPC coeficientes ortogonalizados
500	FORMANTE : vocoder de formantes
1000	ARTICULATORIO : sintetizador de tracto vocal

Los factores que caracterizan una técnica de codificación son los siguientes: Tasa de transmisión expresada en kilobits/s, calidad de la voz y robustez o tolerancia al ruido.

La conversión de la señal a formato digital requiere un ancho de banda relativamente grande. Si se desea una buena inteligibilidad y reconocimiento de quien habla, se debe manejar un rango de frecuencias de 300 a 4000 Hz. Basandose en el teorema de Nyquist, que establece que la tasa de muestreo para una señal periódica debe ser del doble de la frecuencia máxima de la señal para poder recuperar la señal original, la codificación de la señal de voz requiere de una tasa de muestreo de 8000 Hz. Considerando 8 bits por muestra, tenemos una tasa de muestreo de 64 kb/s, lo que da origen a un sistema de transmisión de gran capacidad de memoria y con un alto desempeño. El objetivo de la mayoría de las técnicas de codificación ha sido el reducir significativamente la tasa de codificación de la señal de voz, manteniendo al mismo tiempo una buena calidad de la voz, así como robustez. Lo cual establece un compromiso entre estas características. Las técnicas que resultan en las tasas más bajas de transmisión a menudo reducen la calidad de la voz y tienden a ser sensitivas al ruido. Uno de los objetivos al desarrollar este tipo de técnicas ha sido el crear algoritmos simples que sean fáciles de implantar.

DESCRIPCIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CODIFICACIÓN

Dentro de las principales técnicas de codificación tenemos:

TECNICA	TASA DE TRANSMISION	FAMILIA
PCM	64 kb/s	Forma de onda
CVSD	16 - 32 kb/s	Forma de onda
ADPCM	16 - 32 kb/s	Forma de onda
Sub- Banda	9.6 - 24 kb/s	Forma de onda
LPC	2.4 - 12 kb/s	Vocoder
Formante	0.6 - 2.4 kb/s	Vocoder

Modulación por codificación de pulso (PCM)

PCM es el tipo de sistema de codificación digital más común. PCM es utilizado por las compañías de teléfonos en los Estados Unidos y en otros países. PCM fue inventado en 1938 y fue puesto en servicio a principios de los 60's cuando fueron instalados los primeros sistemas de portadora T-1. En PCM la señal de voz es muestreada a 8 Khz y cada muestra es convertida en una palabra de 8 bits lo que da como resultado un flujo de 64 kb/s. PCM no es un sistema de compresión, pero la tasa estándar y la alta calidad de voz que se obtienen se han convertido en un estándar con el cual todos los sistemas de compresión son comparados. PCM es extremadamente robusto, contrario a la mayoría de las técnicas de compresión, puede manejar señales analógicas distintas a la voz tales como las que usa un modem. Actualmente se pueden conseguir codecs para PCM a bajo costo.

Detección continua de pendiente variable (CVSD)

También conocida como modulación delta adaptable, es la técnica de transformación digital más simple. CVSD usa un solo bit para registrar la dirección del cambio de la señal de voz, puede detectar una señal que cambia rápidamente y ajusta el tamaño del paso del codificador. CVSD se ha usado exhaustivamente en sistemas de correo de voz debido a que su realización es económica, se puede obtener una reducción en la tasa de transmisión de 2:1 (a partir de PCM) con una degradación muy leve en la calidad de la voz. Es posible obtener una reducción de 4:1 pero la calidad de voz disminuye notoriamente (aunque aún es inteligible). CVSD es bastante robusto, la mayoría de los sistemas de correo de voz que usan CVSD corren entre 24 y 32 kb/s. Aunque han sido usados ampliamente en sistemas comerciales, cada vez son de menor importancia debido a que los costos de hardware y software para realizar algoritmos más complejos han disminuido, con lo que la ventaja principal de los CVSD ha desaparecido. El CCITT (Consultative Committee in International Telephone and Telegraph) ha establecido como esquema de codificación estándar a la modulación adaptable por codificación diferencial de pulso (ADPCM), lo que significa que el CVSD ya no será aceptado para el intercambio de información de voz entre los proveedores de sistemas.

Modulación adaptable por codificación diferencial de pulso (ADPCM)

En ADPCM cada valor muestreado puede ser exactamente pronosticado por su valor previo. Como solo se codifica la diferencia entre muestras adyacentes, este proceso requiere menos bits; esta es la parte diferencial de ADPCM. Los niveles de cuantización en un sistema ADPCM se ajustan o adaptan al nivel de la señal de entrada; esta es la parte adaptable del ADPCM. A 32 kb/s, ADPCM es virtualmente indistinguible de PCM. ADPCM es muy robusto pero tiene una limitación, no maneja adecuadamente datos en banda-voz. El hecho de que el CCITT haya estandarizado el ADPCM como una técnica de baja tasa indica que la utilización de ADPCM aumentará en los próximos años.

Codificación sub-banda (SBC)

En la codificación sub-banda, la banda de frecuencias de la voz es dividida ya sea en cuatro u ocho sub-bandas por medio de filtros paso banda. Cada una de ellas es muestreada a la frecuencia de Nyquist y es transformada digitalmente usando PCM o ADPCM. Se tienen dos ventajas al cuantizar la señal en sub-bandas: 1) El ruido que se cuantiza queda localizado en su banda correspondiente y no existe interferencia de ruido entre una banda y otra. 2) Los bits disponibles se distribuyen entre las diferentes sub-bandas de acuerdo a criterios de percepción, lo que mejora la calidad de la voz al ser percibida por quien escucha, no obstante que la relación señal a ruido no mejore.

Al eliminar ciertas bandas de frecuencia se puede obtener una tasa de compresión por debajo de CVSD y ADPCM con una ligera degradación en la calidad de la voz.

Codificación por predicción lineal (LPC)

La codificación por predicción lineal utiliza un modelo del tracto vocal el cual está basado en el principio de que la voz puede ser pronosticada razonablemente por medio de la ponderación de la suma de las muestras previas de la señal de voz. Este proceso involucra resolver un conjunto de ecuaciones lineales para obtener los coeficientes de predicción. Se pueden obtener tasas de transmisión por debajo de los 9.6 kb/s aunque a menudo la voz tiene calidad sintética. Las voces de mujer y de niños tienden a sonar más sintéticas que la de un hombre adulto. LPC no es una técnica muy robusta y sus resultados son pobres en un ambiente ruidoso. LPC se usa principalmente en ambientes donde se requiere una baja tasa de transmisión y la degradación de la calidad de la voz es aceptable.

Síntesis por formantes

La síntesis por formantes (frecuencias de resonancia de la frecuencia fundamental de la voz) usa un modelo del tracto vocal que consiste en resonadores en serie para los sonidos sonoros y en resonadores en paralelo para los sonidos sordos. Las frecuencias y los anchos de banda de las formantes son los parámetros que se extraen y que se codifican. Se pueden obtener tasas de transmisión por debajo de los 2.4 kb/s pero la calidad de la voz es sintética. La síntesis por formantes no es una técnica robusta por lo que no produce buenos resultados en un ambiente ruidoso. Las áreas de aplicación son similares a las de LPC.

TÉCNICAS MODERNAS PARA CODIFICACIÓN DE VOZ

Dentro de las técnicas de codificación por predicción lineal se ha desarrollado una nueva clase de codificadores. Estos codificadores lo que hacen es modelar la voz como un filtro tracto vocal, variante en el tiempo y estacionario en el tiempo corto; el cual es excitado paramétricamente. Los parámetros del filtro se determinan utilizando técnicas de análisis por predicción lineal. Los parámetros de la función de excitación se calculan utilizando técnicas de análisis-síntesis.

Dentro de las técnicas que se incluyen en esta clase se

encuentran las siguientes: "Multiple pulse excited linear predictive coder (MPLPC)" [3], "The regular pulse excited linear predictive coder (RPLPC)" [4] y el "Code excited linear predictive coder (CELPC)" [5]. Rose y Barnwell [6] presentan un análisis detallado del diseño y desempeño de estas técnicas.

La principal diferencia entre los distintos tipos de codificadores LPC que han sido estudiados, es la característica de sus señales de excitación. Por ejemplo, en un LPC excitado por pitch, la señal de excitación puede ser una secuencia de impulsos periódicos para sonidos sonoros o una secuencia de ruido para sonidos sordos. En el LPC de predicción adaptable la entrada es una versión codificada de la señal residual.

REFERENCIAS

[1] Flanagan et al. "SPEECH CODING", IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-27, No. 4, Abril 1979. pp 710-737

[2] Crochiere and Flanagan, "CURRENT PERSPECTIVES IN DIGITAL SPEECH", IEEE Communications Magazine, Enero 1983. pp 32-40

[3] Atal and Remde. "A NEW MODEL OF LPC EXCITATION FOR PRODUCING NATURAL SOUNDING SPEECH AT LOW BIT RATES", Proceedings International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Abril 1982. pp 614-617

[4] Kroon, "TIME DOMAIN CODING OF NEAR TOLL QUALITY SPEECH AT RATES BELOW 16 kb/s", Disertación de Doctorado, Delft University of Technology, Delft, Holanda, 1985

[5] Schroeder y Atal, "CODE EXCITED LINEAR PREDICTION: HIGH QUALITY SPEECH AT VERY LOW BIT RATES", Proceedings International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Abril 1985. pp 937-940

[6] Rose and Barnwell, "DESIGN AND PERFORMANCE OF AN ANALYSI-BY-SYNTHESIS CLASS OF PREDICTIVE SPEECH CODERS", IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. 38, No. 9, Septiembre 1990. pp 1489-1503

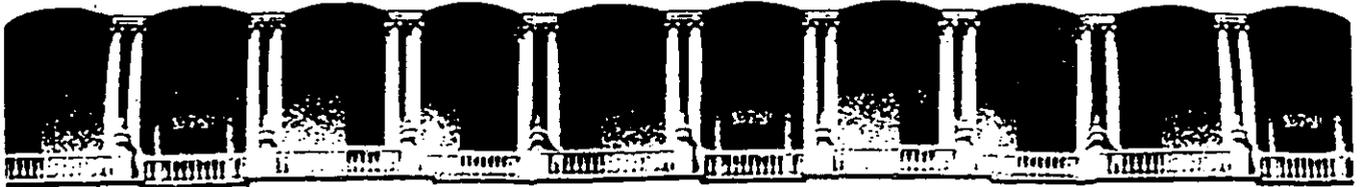
BIBLIOGRAFÍA

Papamichalis, "PRACTICAL APPROACHES TO SPEECH CODING", 1987 Prentice-Hall, Inc

Tetschner, "VOICE PROCESSING", 1991 Artech House, Inc

Jayant, "DIGITAL CODING OF WAVEFORMS", 1984 Prentice-Hall, Inc

Witten, "PRINCIPLES OF COMPUTER SPEECH", 1982 Academic Press, Inc



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

COMUNICACIONES DE DATOS

M. en I. Mario Peña Cabrera

PALACIO DE MINERIA

COMUNICACIONES DE DATOS :

Mario Peña

Introduccion .-

En las siguientes líneas se intenta dar una explicación breve y a manera general de como es posible establecer las comunicaciones de datos vía los puertos de computadoras PC/compatibles. Una computadora PC es diseñada para manejar normalmente al menos un puerto serie y un puerto paralelo , existen múltiples tarjetas en hardware y software de apoyo para hacer de una microcomputadora un dispositivo de comunicaciones de datos muy completo y flexible .

Además de todas las actividades que una computadora realiza como lo son : leer y escribir datos de dispositivos como convertidores A/D y D/A , switches analógicos , video displays , tableros etc. , las computadoras necesitan comunicarse con : impresoras, otras computadoras , terminales , etc. a través de medios de comunicación adecuados para la transferencia de datos , éste tipo de comunicación es denominada COMUNICACION DE DATOS , ya que bloques de datos digitales son transferidos entre puntos fuente y puntos destino :

El flujo de datos preferentemente debe ser sincronizado , lo que se logra bajo el control de técnicas de 'handshaking ' que utilizan básicamente líneas de 'hardware dedicado ' o secuencias de caracteres de control especiales . Un ejemplo simple de comunicación de datos que involucre ' handshaking ' es una impresora que pueda imprimir caracteres a una cierta velocidad y que reciba los datos a una velocidad más rápida , la impresora contiene un buffer que cuando está próximo a llenarse manda una señal a la fuente de datos indicándole que no puede aceptar más datos por un momento , hasta que el buffer vuelva a tener la capacidad de almacenamiento requerido para un funcionamiento práctico y confiable . Otro ejemplo puede ser la comunicación entre dos computadoras , cada una de las cuales tienen muchas funciones que realizar como el atender al teclado , escribir datos en un disco , desplegar información en un monitor , etc. , datos entre las computadoras pueden ser transferidos de tiempo en tiempo a velocidades muy rápidas y en otro tiempo alguna de ellas puede estar ocupada , por lo que debe de haber una comunicación entre ellas para el control del flujo de la información en ambos sentidos .

Las tres maneras mas populares de transferir datos digitales entre dispositivos son :

La Interfase Centronics (para impresora)

La interfase serial RS-232

El bus de interfase IEEE - 488 (GPIB) general purpose interface bus.

La interfase Centronics , es utilizada para la interfase en paralelo con la impresora en una computadora del tipo PC/IBM compatible y es básicamente unidireccional , el flujo de datos es únicamente de la computadora hacia la impresora , interfases como esta pueden mandar o aceptar o líneas de bits en paralelo a niveles TTL , debido a su simplicidad , la interfase Centronics es el camino mas facil para conectarse a un impresora , su operación bidireccional no es estandar y para su implementación el manejo de las señales de control es bastante particular en cada caso .

Otra manera estandar de mandar información es a través de puertos seriales de entrada/salida en código ASCII (American Standard Code for Information Interchange) , de hecho , es la manera más general de intercambiar información entre computadoras , por medio de líneas telefónicas o conexiones directas cuando las distancias no son muy largas . Entradas/salidas seriales involucra mandar bytes de información un bit cada vez con respecto al tiempo , el enos significativo primero , además de bits de control para mantener la sincronización del flujo de datos . Por su puesto es mas lento que la comunicación en paralelo , pero es generalmente más utilizada.

El bus IEE-488 (GPIB) (byte /serial) , se utiliza mucho en aplicaciones de control en los laboratorios , o procesos que involucren estar leyendo o escribiendo datos a diferentes dispositivos sensores o actuadores . Fué desarrollado originalmente por Hewlett-Packard con el propósito de transferir datos entre instrumentos de laboratorio sobre la base de tiempo compartido y utilizando para ello 16 líneas , que cuentan con un modo particular de señales de control para ' handshaking ' y el procedimiento de direccionamiento para accesar los diferentes dispositivos . Un controlador maestro (una computadora) da instrucciones a los diferentes instrumentos (transmisores o receptores) para mandar o recibir información .

INTERFASE CENTRONICS .-

Como ya se estableció básicamente esta interfase es para la transferencia de datos a impresoras con 8 bits simultáneos , una computadora típicamente puede transmitir datos a 150 kilobytes/segundo de tal manera que una impresora necesita decirle de alguna manera que se espere pues la impresión de datos es mucho más lenta . Cuando la computadora manda un byte de datos al impresor , también manda un pulso bajo sobre la línea de STROBE , con lo que le indica al impresor que tien un byte de datos que entregar , cuando el impresor ha leído el dato y está listo para aceptar otro , manda una señal de reconocimiento mandando un pulso bajo en la línea de ACKNOLG , con lo que le dice a la computadora , ya leí lo que me mandaste , este es un ejemplo de ' handshaking ' en dos sentidos , esto se muestra en la siguiente figura , en donde aparece la línea BUSY , que es otra manera que tiene el impresor de decirle a la computadora espera , no puedo seguir recibiendo datos hasta que yo te avise .

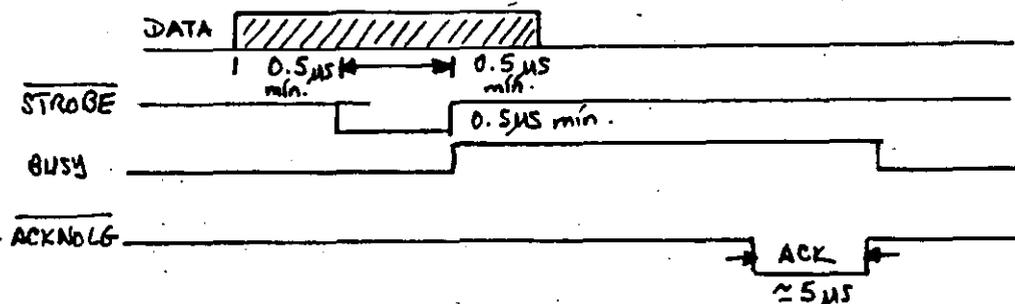


DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LA INTERFASE EN PARALELO CENTRONICS PARA IMPRESORA . LAS LINEAS DE DATA Y STROBE SON MANDADOS POR LA COMPUTADORA Y LAS LINEAS ACKNOLG Y BUSY POR EL IMPRESOR .

Una computadora IBM/PC , típicamente utiliza la línea BUSY para establecer el ' handshaking ' en un modo de ciclo de espera probando la línea hasta que ocurra la condición necesaria (polled mode).

Se muestra a continuación como sería el ciclo de espera

```

                                mov     dx,status
HANG    in      al,dx      ;mantente en ciclo de espera
                                test    al,80H    ;línea BUSY es baja si el bit 7=1 en el
                                jz      hang      status del puerto.
```

La rutina en ROM del BIOS para el puerto en paralelo para la impresora de IBM/PC efectúa lo siguiente :

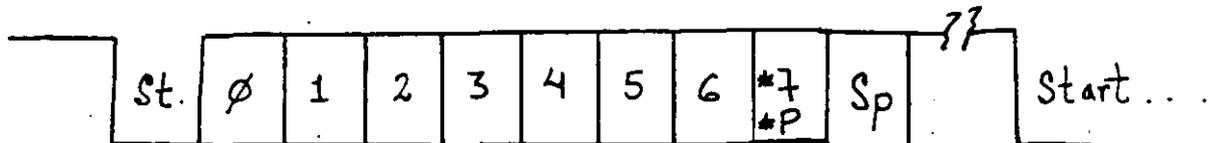
Cuando un caracter va a ser enviado al impresor , la rutina de salida manda el caracter al puerto de salida donde es 'latcheado' en espera de ser enviado, la rutina accesa entonces la línea BUSY hasta que tenga un nivel bajo , en el caso de que no suceda esto , la rutina cuenta con un contador de aproximadamente 16 segundos ,y la que retorna un mensaje de error si en este tiempo no se efectúa ninguna transmisión del dato , la rutina se puede interrumpir con un Control C lo que evita el consumo de tiempo innecesario .

Tan pronto la línea BUSY se encuentre en un estado bajo , la rutina en ROM del BIOS pone la línea STROBE baja para indicar al impresor que un nuevo dato esta listo para ser enviado . Normalmente la rutina en el BIOS puede soportar hasta cuatro puertos en paralelo, claro está que tiene que auxiliarse de puertos inteligentes como el 8255 y buffers bidireccionales como el 741S245. De esta manera es posible transferir archivos entre dos computadores de manera muy rápida y eficaz.

Cuando no se requieren velocidades muy rápidas , es posible reducir el numero de líneas de interconexión entre los dispositivos haciendo una conversión de paralelo/serie , de hecho si los datos a transmitir pueden ser transmitidos relativamente lentos , solamente se necesitan dos hilos para transmisión bidireccional y la correspondiente referencia (tres hilos en total) . La información en serie es dependiente del tiempo , esto es , los bits son representados por códigos que tienen una duración específica en el tiempo . Todos los formatos estandar asíncronos en serie utilizados en comunicación de datos utilizan un intervalo de tiempo conocido como 'período de baudaje ' para cada bit , la palabra baud es utilizada en honor del Francés Baudot , quien fué un estudioso de los esquemas de codificación de comunicaciones de datos en serie en los años 1800. En la manera mas simple de codificación , un ' 1 ' es representado por un nivel de voltaje alto (TTL) en un periodo de baudaje y un ' 0 ' por un nivel bajo de voltaje . Para mandar la información codificada de esta manera , los relojes del transmisor y el receptor deben estar sincronizados . Los bits son transmitidos en grupos típicamente de 8 bits (caracteres) . En los formatos asíncronos estandarizados , el tiempo entre caracter y caracter cuando no se está transmitiendo ningún dato , es indicado por un estado estable alto llamado marca , luego el transmisor dice al receptor que un caracter va a ser enviado indicándoselo con un ' bit de empuzo ' (start bit) que es un nivel bajo , posteriormente envía los ocho bits de información que representan al caracter . Una vez terminado esto , puede ser enviado un ' bit de paridad ' que indicara si existe o no un error en la transmisión y por ultimo un ' bit de parada ' con lo que termina la transmisión de un caracter .

Debido a que puede pasar cualquier periodo de tiempo entre cada transmisión de un caracter(con el formato descrito) , este metodo es llamado Comunicación Asíncrona . Velocidades típicas de transmisión de datos en esta manera son (baud rate):

50 ----- muy lento
 110 ----- velocidades de los viejos teletipos .
 150 ----- lento
 300 ----- lento pero usado en lineas telefónicas.
 1200 ----- líneas telefónicas.
 2400 , 4800 , 9600 , 19200 --- usos mas modernos actuales .

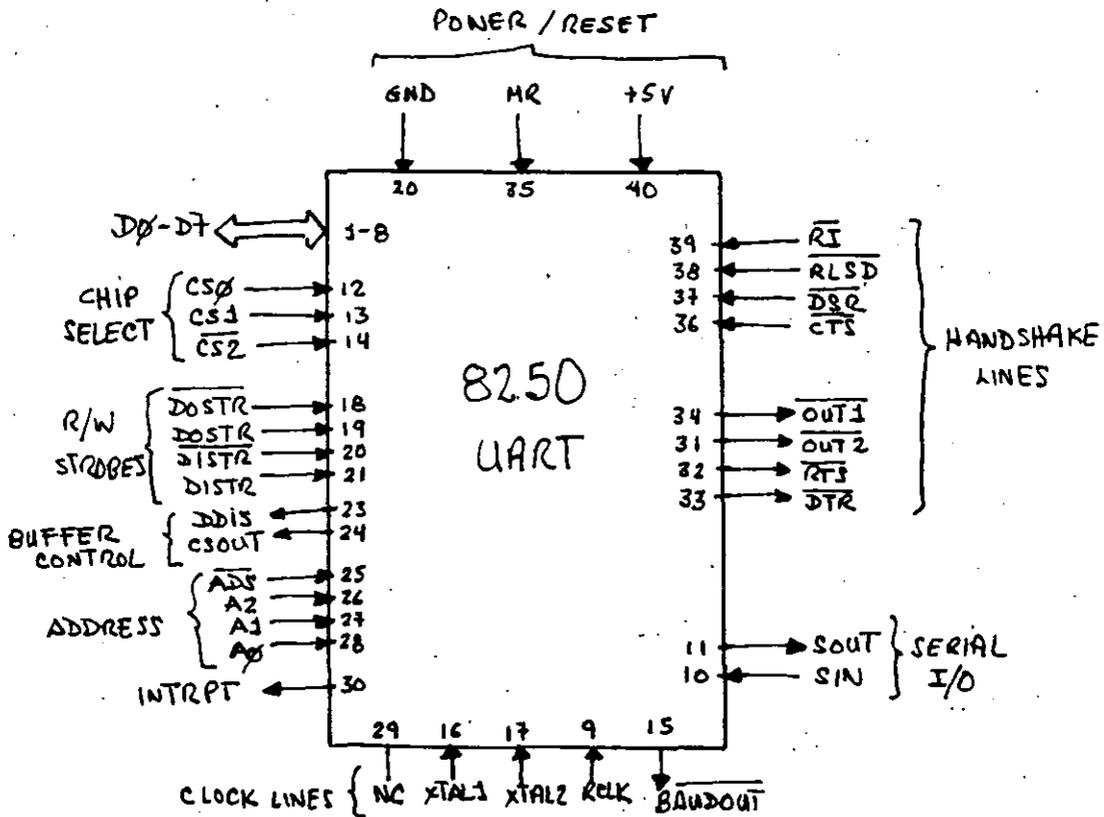


FORMATO DE TRANSMISION EN SERIE

UART (8250) .-

Debido a que si el CPU en una computadora se dedica a realizar todas las funciones de transmisión de datos , esta se limita en velocidad y con el advenimiento de la gran escala de integración de circuitos se han diseñado y fabricado chips de propósito dedicado como el UART / 8250 (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) que simultáneamente transmite y recibe datos en serie , realizando las funciones de conversión paralelo/serie y de inserción y verificación de los bits utilizados en el formato utilizado para transmisión en serie manteniéndola sincronizada. Este dispositivo realiza transmisión en full duplex y half duplex , con sus consecuentes ventajas y desventajas cada tipo de transmisión en los referente al número de hilos utilizados .

El UART 8250 de National Semiconductor se utiliza en la familia de computadoras PC de IBM , debido a que puede trabajar con casi todos los formatos de transmisión en serie utilizados y hasta velocidades de 9600 bauds



**UNIVERSAL ASYNCHRONOUS RECEIVER/TRANSMITTER DE NATIONAL SEMICONDUCTOR
8255**

El 8255 presenta la configuración de sus conexiones en 4 categorías : power/reset , clock , serial I/O interface y CPU interface.

La interfase en serie de entrada/salida , consiste en líneas de ' handshaking ' (4 entradas y 4 salidas) y 2 líneas de datos en serie . La interfase del CPU consiste de 8 líneas de datos bidireccionales , 2 de lectura (read) y dos de escritura (write strobes) , 3 líneas selectoras (chip select) , 2 líneas de control de salida de buffers , 2 líneas de direcciones , con una línea de latcheo (address-latch strobe) y una línea de interrupción .

La programación del UART se tiene que hacer antes de la transmisión de datos . El 8250 es visto por el CPU como 7 puertos consecutivos que accesan 10 registros de acuerdo a la siguiente tabla:

PUERTO	REGISTRO SELECCIONADO	DLAB/BIT
3F8	Transmit data	0
3F8	Receive data	0
3F8	Baud Rate L Byte	1
3F9	Baud Rate H Byte	1
3F9	Interrupt enable	0
3FA	Interrupt ID	
3FB	Line Control	
3FC	Modem control	
3FD	Line status	
3FE	Modem status	

PUERTOS DEL 8250/ UART Y REGISTROS ASOCIADOS DE PROGRAMACION

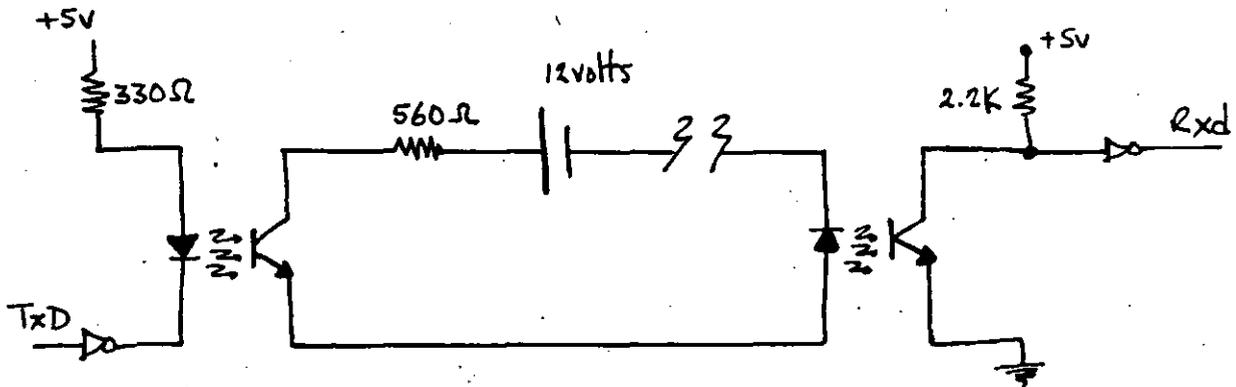
Es posible recibir y transmitir datos solamente realizando instrucciones de IN/OUT en la computadora . Las direcciones que se muestran en la tabla son para acceder el puerto serial COM1 en la PC , para acceder el puerto 2 COM2 son 100H mas bajas que el COM1.

El UART/8250 realiza las funciones de adecuación para la transmisión en serie, pero no es capaz de transmitir los datos a distancia sin que puedan ocurrir errores , no tiene la suficiente potencia de manejo para ello , por lo que se utilizan dos maneras de realizar la transmisión :

- * la interfase RS-232 que es una convención de niveles de voltaje.
- * y circuitos de malla de corriente .

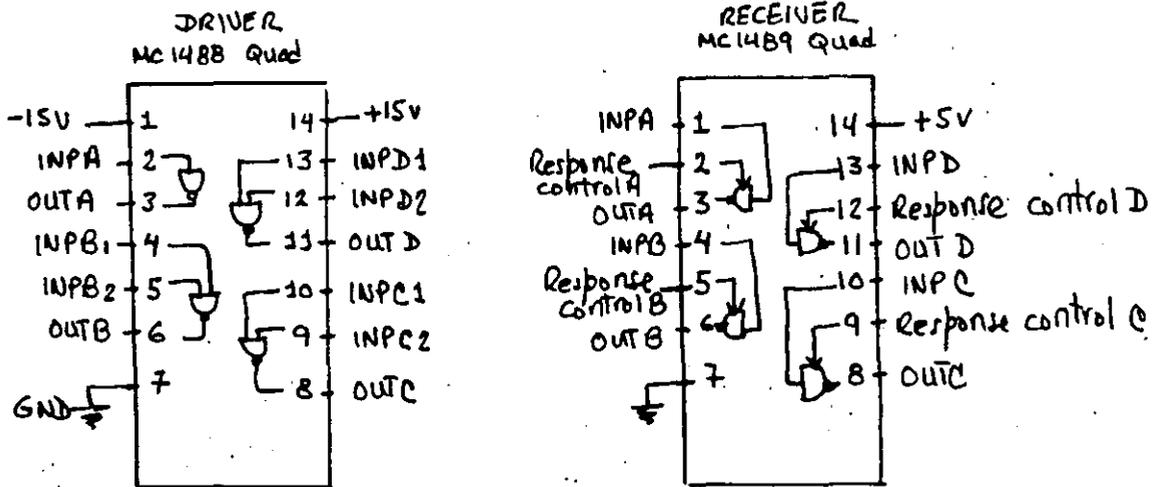
Los circuitos de malla de corriente , han sido utilizados desde la era del telegrafo , y son fácilmente construídos auxiliándose de optoacopladores que realizan una función de desacoplamiento eléctrico . Esto es muy recomendable en las interconexiones de microcomputadoras con computadoras mas grandes , por otro lado , la interfase RS-232 puede causar daños en el hardware si no se conecta apropiadamente, con esta interfase es posible hacer conexiones por normas hasta de 50 pies , pero en la práctica funciona hasta 100 pies a velocidades de 9600 bauds y es hoy en día la interfase mas popular para realizar conexiones en serie .

La siguiente figura muestra una trayectoria simple de un circuito de malla de corriente optoacoplada , en la figura una salida de un UART es conectada a través de la malla a la entrada de otro UART . Como se ve el circuito de malla de corriente tiene su propia fuente de poder , que junto con las resistencias utilizadas , típicamente se calculan para tener una corriente de malla de 20 ma. , de tal manera que cuando se tiene un ' 1 ' se establece una corriente en el circuito y cuando existe un '0' no existe corriente . Para una transmisión en full duplex , se necesitan dos circuitos como el mostrado .



CIRCUITO DE MALLA DE CORRIENTE OPOTOELECTRONICAMENTE AISLADO .

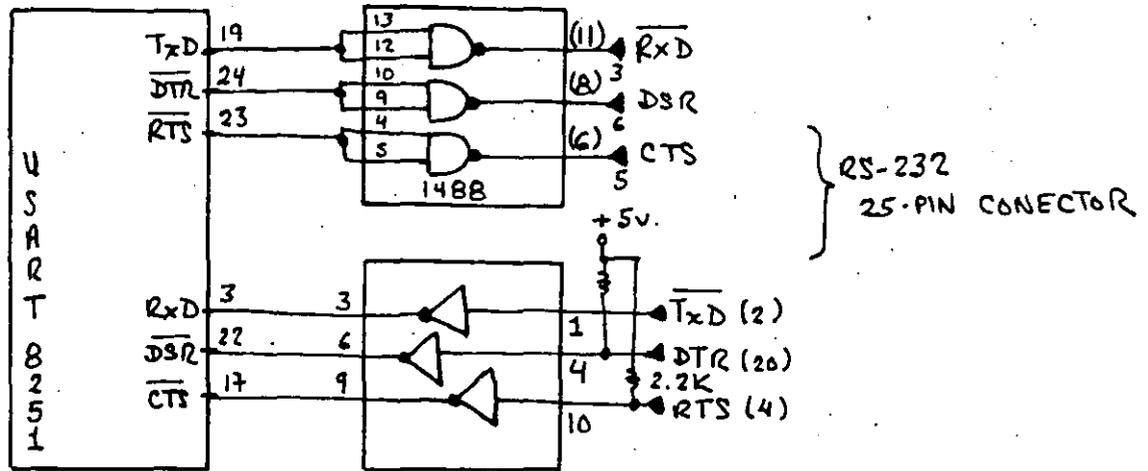
El metodo mas comun para transmitir datos en serie es la interfase RS-232 , estandarizada por EIA (Electronic Industries Association) y representa los '1' por voltajes de -3V. a -20V. y los '0' por voltajes de +3V. a +20V. , esto proporciona un amplio rango en las señales digitales , alternativa de cruce por cero y bastante inmunidad al ruido (mejor que TTL). La interfase define también un conector estandar para la conexión física de comunicación en serie llamado conector DB-25 , la interfase soporta las líneas de handshaking mas comunes como DTR , DSR, RTS, y CTS al igual que otras utilizadas , con un máximo de nueve líneas , aunque en la mayoría de los casos se utilizan solo dos . Para la conversión de señales TTL a RS-232 , se utilizan normalmente dos circuitos integrados , mostrados en la figura :.



La siguiente tabla muestra la configuración de conexiones mas comunes para la interfase RS-232 para terminales y modems (o computadoras) . Los dispositivos alambrados como terminales , normalmente se conocen como DTE's (data terminal equipment) y los dispositivos como modems o computadoras se conocen como DCE's (data communications equipment) .

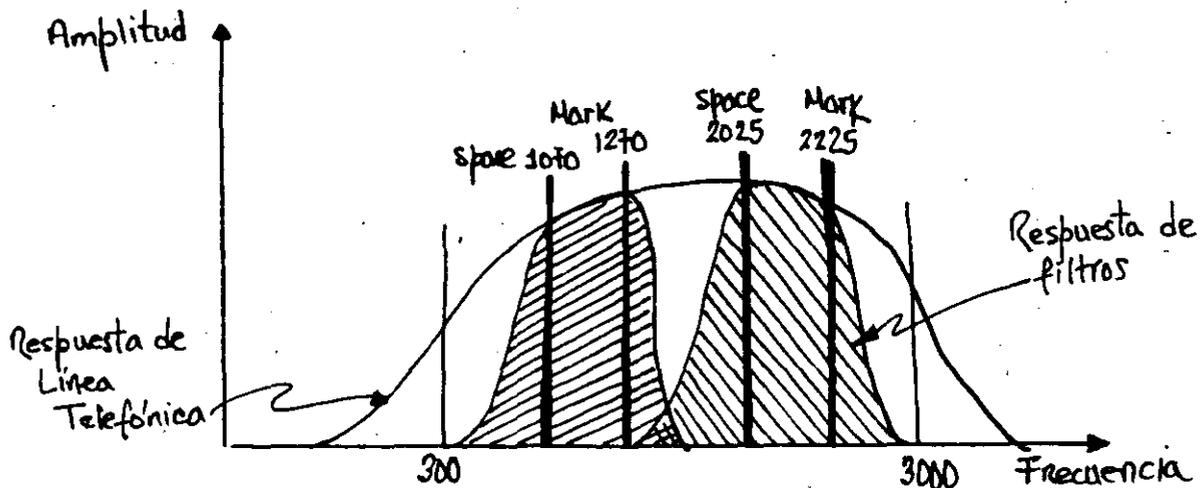
SEÑALES RS-232	I/O	TERMINAL DTE'	MODEM DCE
signal gorun		1	1
transmit data (SOUT)	O	2	3
receive data (SIN)	I	3	2
request to send(RTS)	O	4	5
clear to send(CTS)	I	5	4
data set ready(DSR)	I	6	20
chassis ground		7	7
carrier detect(CD)		8 (input)	8 (output)
data terminal ready(DTR)		20	6

La figura a continuación muestra un circuito de interfase RS-232 que soporta SOUT (TxD), SIN (RxD), DTR, DSR, RTS y CTS, todos los valores sobre la interfase están invertidos con referencia al UART, debido a los circuitos 1488 y 1489.



Comunicación de computadora a computadora, -

Existe mucho software de protocolos para la comunicación de computadora a computadora, desde el muy elemental y manual hasta los totalmente automáticos. Como una observación para comunicar datos de una computadora a otra y si están son compatibles hasta en los manejadores de discos, normalmente es más fácil transferir los datos vía los discos de almacenamiento (floppies disk). Existen programas que pueden establecer las comunicaciones entre computadoras como el CROSSTALK, Perfectlink, etc. Normalmente cuando se quieren establecer comunicaciones a distancia es necesaria la utilización de un modem (Modulador/demodulador), con lo que se pueden alcanzar prácticamente cualquier distancia en la que se encuentre una línea telefónica o vía de comunicación similar. A continuación se presenta el ancho de banda normalmente utilizado en transmisiones telefónicas con modems.





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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

RADIACION Y ANTENAS

Ing. Alfonso Aguilar Bristrain

PALACIO DE MINERIA

OBJETIVO

Proveer un entendimiento físico de un mayor número de antenas y dar herramientas para el diseño.

Familiarizar a los estudiantes de los materiales y tecnología de antenas.

Aportar a los estudiantes los conceptos básicos de radiación y familiarización con las definiciones que involucra el tema

Proporcionar una visión mas clara del principio de operación de las antenas y aportar algunos resultados experimentales.

ANTENAS

ALFONSO AGUILAR BISTRAIN

Introducción

Después de los experimentos realizados por Hertz y Marconi, las antenas han tenido gran importancia en nuestra sociedad, hasta el momento cumplen una función indispensable. Las hay casi en todas partes: en nuestra casa, en los lugares de trabajo, en carros, en aviones, barcos, satélites y naves espaciales. Aunque existen en una gran variedad, todas ellas operan con el mismo principio básico de electromagnetismo.

Para comprender el funcionamiento de las antenas es necesario definir algunos conceptos básicos.

Se sabe que cuando una carga eléctrica es acelerada (esto es cuando la corriente eléctrica cambia de magnitud y dirección) una onda electromagnética es creada. Esta onda tiene una cierta longitud que varía con la frecuencia y se propagará a una velocidad dependiendo del medio en que se desplaza. Esta relación puede escribirse de la siguiente manera:

$$\lambda = v/f$$

Donde:

λ = longitud de onda, m.

v = velocidad, m/s.

f = frecuencia, Hz.

Cuando el medio es el espacio libre, la velocidad a la que se desplaza la onda es la velocidad de la luz.

$$v = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

Una antena es definida como una estructura asociada con la región de transición entre una onda guiada y una onda en el espacio libre o viceversa.

Una línea de transmisión es un dispositivo para transmitir o guiar energía de radiofrecuencia desde un punto a otro.

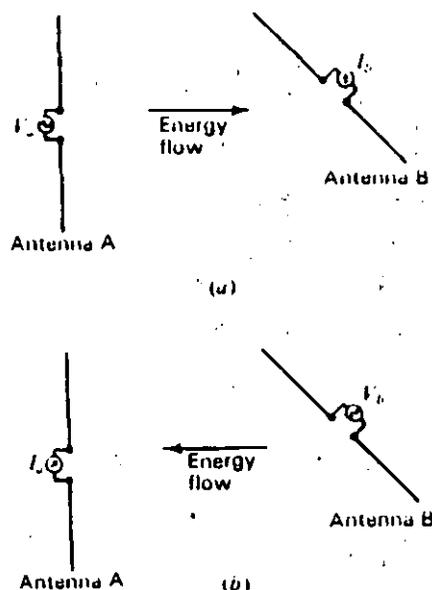
Los términos radiación y propagación se utilizan para describir la emisión de ondas electromagnéticas por un radiador y su propagación en la atmósfera.

Una antena transforma los campos electromagnéticos en señales eléctricas y por reciprocidad disipa energía en forma de ondas electromagnéticas:

TEOREMA DE RECIPROCIDAD DE ANTENAS.

Este teorema aplicado a antenas se puede explicar de la siguiente manera:

Si un voltaje es aplicado a las terminales de una antena A se producirá una corriente en las terminales de otra antena B, entonces una corriente igual será obtenida en las terminales de la antena A si el mismo voltaje es aplicado en las terminales de la antena B. Ver Figura 1.



Una consecuencia importante de este teorema es que la obtención de los patrones de transmisión y recepción de la antena son los mismos.

La relación de un voltaje y una corriente es una impedancia.

$$V_a/I_b = Z_{ab}$$

Donde Z_{ab} es la impedancia de transferencia.

Las ecuaciones de Maxwell nos dicen que un campo eléctrico o magnético variante en el tiempo produce el otro campo y forma una onda electromagnética; el par de campos son ortogonales y su dirección de propagación es normal a los campos eléctrico y magnético.

El vector de Poynting describe la dirección de propagación y la densidad de potencia de la onda electromagnética. Este vector es el producto cruz de los campos eléctrico E y magnético H y es denotado por S .

$$S = E \times H \quad (W/m^2)$$

El campo magnético es proporcional al campo eléctrico en campo lejano. La constante de proporción es la impedancia del medio y cuando se trabaja en el espacio libre es : $\eta = 376.7$ ohms.

$$|S| = S = |E|^2/\eta \quad (w/m^2)$$

Los campos alrededor de la antena se dividen principalmente en dos regiones, una cercana a la antena llamada campo cercano o zona de Fresnel y otra a larga distancia llamada campo lejano o zona de Fraunhofer.

PATRON DE RADIACION

Un patrón de radiación es una representación gráfica o diagrama polar de la intensidad de campo o densidad de potencia en varios puntos en el espacio relativo a la antena. Un patrón de radiación típico se muestra en la figura 2.

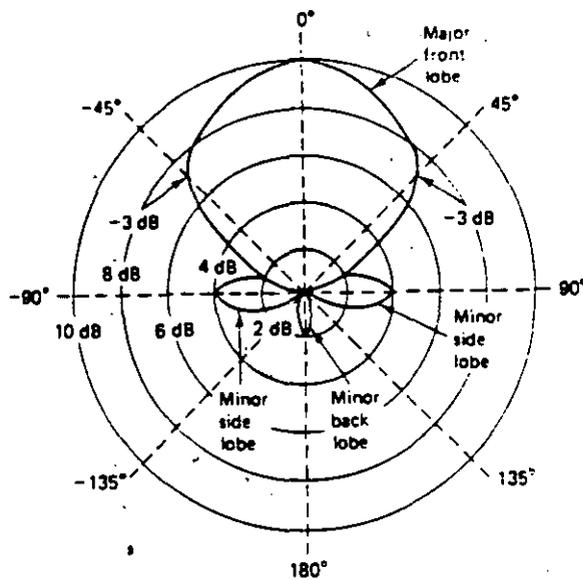


Fig.2

Normalmente los lóbulos menores representan una radiación o recepción indeseada. El lóbulo mayor propaga o recibe la mayor cantidad de energía, este lóbulo es llamado frontal, los adyacentes son llamados laterales y los lóbulos en la dirección opuesta es llamado posterior.

ANCHO DE HAZ

El ancho de haz es el campo de apertura máxima de una antena señalado por el ángulo obtenido cuando la potencia se encuentra a su valor medio (-3 dB) sobre el lóbulo mayor del plano de radiación. El ancho de haz de una antena se muestra en la figura 3.

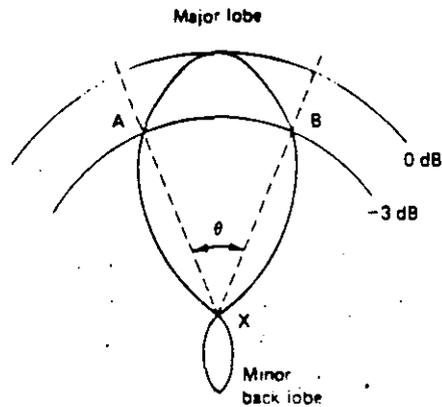


Fig 3.

Se entiende por polarización de una onda al comportamiento temporal de la intensidad de campo eléctrico en un punto fijo del espacio. Es decir, de acuerdo a la forma en que viaja el campo eléctrico E en el espacio.

Los diferentes tipos de polarización son:

Polarización lineal (horizontal y vertical).

Polarización circular.

Polarización elíptica.

Por lo tanto la polarización de una antena se refiere simplemente a la orientación del campo eléctrico radiada por ésta.

Para poder medir el patrón de radiación de una antena es necesario que el equipo de medición se encuentre dentro de una cierta región llamada campo lejano.

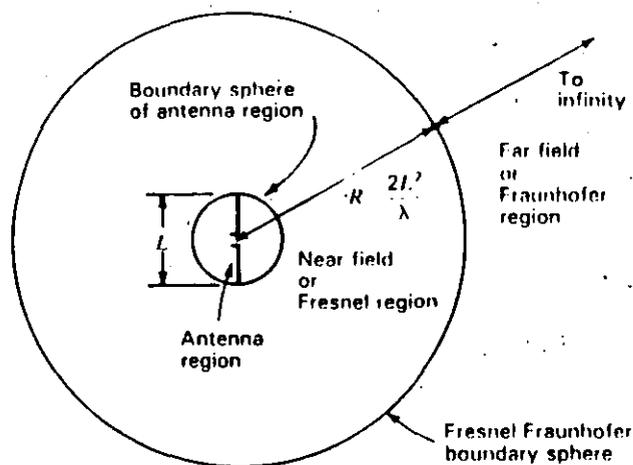


Fig. 4

Refiriendonos a la figura 4 el límite entre los dos campos tendrá un radio:

$$R = \frac{2L^2}{\lambda}$$

Si $R < \frac{2L^2}{\lambda} \rightarrow$ Campo cercano o de inducción.

Si $R > \frac{2L^2}{\lambda} \rightarrow$ Campo lejano o de radiación.

Donde: L = máxima dimensión de la antena, m.

λ = longitud de onda, m.

En la región lejana o de Fraunhofer las componentes para la medición del campo son transversales a la dirección radial de la antena y todo el flujo de energía es dirigido radialmente hacia afuera. En la región cercana o de Fresnel, la componente del campo eléctrico es longitudinal y el flujo de energía no es totalmente radial.

RESISTENCIA DE RADIACION

Toda la potencia alimentada a la antena no es radiada. Algo de esta es convertida en calor y disipada. La resistencia de radiación es algo irreal y no puede ser medida. Matemáticamente la resistencia de radiación es:

$$R_r = P/i^2$$

Donde: R_r = resistencia de radiación.

P = potencia rms radiada por la antena.

i = corriente rms de la antena.

La resistencia de radiación es la resistencia que, si ésta remplazara la antena, pudiera disipar exactamente la misma cantidad de potencia que radía la antena.

EFICIENCIA DE LA ANTENA

Es la relación de la potencia radiada por una antena a la suma de la potencia radiada y la potencia disipada o la relación de potencia radiada por la antena y la potencia total de entrada. Matemáticamente, la eficiencia de la antena es:

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_d} \times 100$$

Donde: η = eficiencia de la antena (%).

P_r = potencia radiada por la antena.

P_d = potencia disipada en la antena.

DIRECTIVIDAD

La directividad o ganancia directiva es la relación de la densidad de la potencia radiada en una dirección particular a la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, asumiendo que ambas antenas están radiando la misma cantidad de potencia. La directividad matemáticamente puede escribirse de la siguiente manera:

$$D = \frac{P}{P_{ref}}$$

Donde: D = directividad.

P = densidad de potencia en un mismo punto con una antena particular.

P_{ref} = densidad de potencia en el mismo punto con una antena de referencia.

GANANCIA

La ganancia es una medida de la habilidad de una antena de dirigir la potencia deliberada a una dirección particular. Se puede expresar como:

$$G = D\eta$$

en dB:

$$G = 10 \log \frac{P\eta}{P_{ref}}$$

Donde: G = ganancia de la antena.

η = eficiencia.

IMPEDANCIA DE ENTRADA

La radiación de una antena es el resultado directo del flujo de corriente de RF, que se desplaza a través de una línea de transmisión. El punto de la antena donde la línea de transmisión es conectada es llamado punto alimentador; este presenta una carga de ac sobre la línea de transmisión llamada impedancia de entrada de la antena. Si la impedancia de salida del transmisor y la impedancia de entrada de la antena son iguales a la impedancia característica de la línea de transmisión no habrá ondas estacionarias sobre la línea y la potencia máxima es transferida a la antena y radiada.

DIPOLO CORTO

El tipo más sencillo de una antena es el dipolo corto; se considera eléctricamente corto cualquier dipolo que es menor de un décimo de longitud de onda de largo. Este concepto es útil para comprender mejor el funcionamiento de las antenas.

MONOPOLO O ANTENA DE MARCONI

Un monopolo tiene una longitud de un cuarto de longitud de onda montado verticalmente y con un plano de tierra. Las características de este tipo de antenas son similares a la antena de Hertz, debido a las ondas reflejadas sobre el plano de tierra. La figura 5 muestra la distribución de corriente y de voltaje de dicha antena.

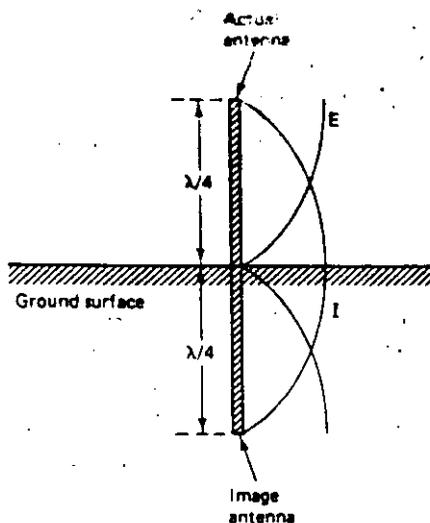


Fig. 5

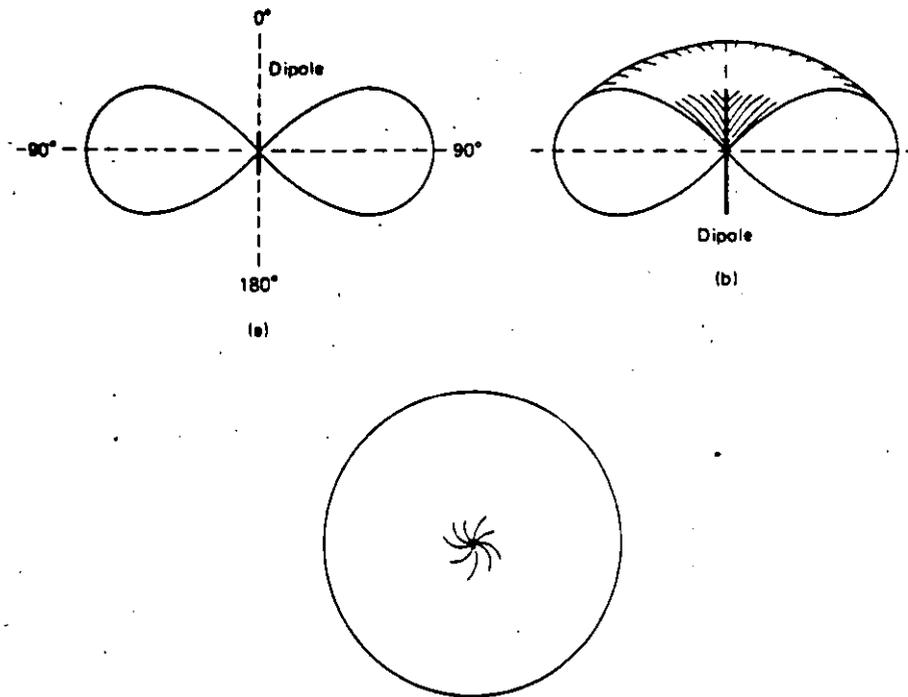
Puede verse que si la antena de Marconi es montada directamente sobre la superficie de la tierra producirá una imagen y el patrón de radiación será igual al de una antena de media longitud de onda.

DIPOLO.

Esta antena es un radiador recto alimentado usualmente por su centro y produciendo una radiación máxima en el plano normal al eje. El dipolo de media longitud de onda, también conocida como antena de Hertz, es una de las antenas más ampliamente usadas a frecuencias por encima de 2 MHz. A frecuencias de bajo de 2 MHz, la longitud física prácticamente no puede ser posible.

Este radiador de media longitud de onda puede ser considerado como un número infinito de dipolos cortos.

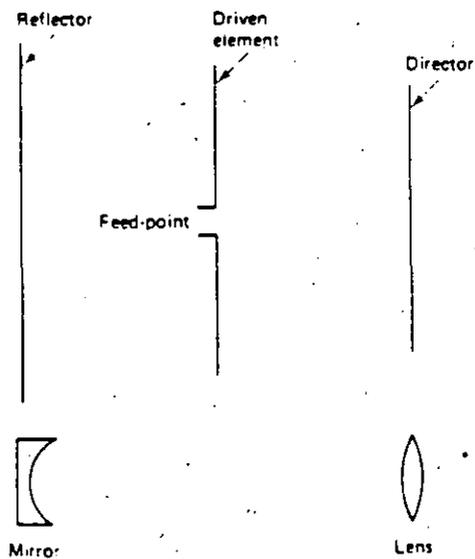
La figura 6 muestra los patrones de radiación de un dipolo de $\lambda/2$:



ARREGLO DE ANTENAS.

Un arreglo de antenas esta formado de dos o más elementos combinados para formar una sola antena. Un elemento es un radiador individual que puede ser un dipolo de media o un cuarto de longitud de onda. Estos elementos son colocados de tal manera que su campo de radiación interactua con otro, produciendo un patrón de radiación que es la suma de los campos. El propósito fundamental de antenas es el incrementar la directividad de una antena y concentrar la potencia radiada en una área geográfica.

En esencia, hay dos tipos de elementos: conductores y parásitos. Los elementos conductores son elementos que estan directamente conectados a la línea de trasmisión. Los elementos parásitos no estan alimentados; estos reciben la energia a través de la inducción mutua con los elementos conductores. La figura 7 muestra un arreglo:



ANTENA YAGI-UDA.

Esta antena es un arreglo lineal que esta formado de un dipolo y dos o más elementos parásitos alimentados indirectamente. Se sabe que, para que un dipolo pasivo sea reflector, su reactancia debe ser inductiva; por eso la longitud del reflector se toma algo mayor que $\lambda/2$. El dipolo pasivo se hace director cuando su reactancia es capacitiva; por eso la longitud de los directores se toma algo menor que $\lambda/2$. Practicamente el número de directores puede variar. El espaciamiento entre elementos es generalmente de 0.1 y 0.2 veces la longitud de onda.

La figura 8 muestra la configuración y el patrón de radiación de una antena Yagi.

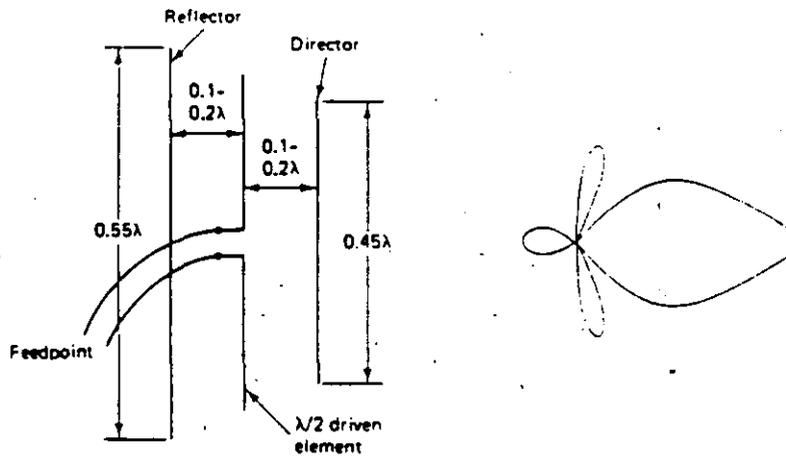


Fig. 8

La directividad típica para una Yagi esta entre 7 y 9 dB. El ancho de banda puede ser incrementado usando un dipolo doblado. Por lo tanto esta antena es comunmente usada para recepci3n de televisi3n VHF.

ANTENA LOGOPERIODICA.

La estructura fisica de esta antena es repetitiva. En otras palabras, el dise1o consiste de un patr3n geom3trico b1sico que consiste de varios dipolos de diferente longitud y espaciados de acuerdo a una constante de dise1o; relacionado por la f3rmula:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} = \tau = \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_3}{L_2} = \frac{L_4}{L_3}$$

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n}$$

Donde: R = espaciamento de los dipolos

L = Longitud del dipolo

τ = constante de diseño (número < 1)

Los dipolos estan a lo largo de una línea recta y el ángulo donde se reúnen es designado por α . Para un diseño típico, $\tau = 0.7$ y $\alpha = 30^\circ$.

La figura 9 muestra la geometría de una antena logoperiódica.

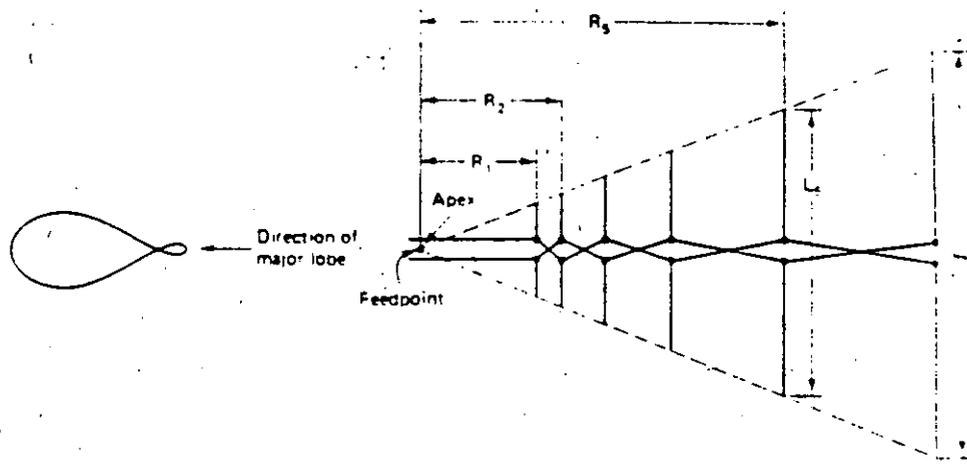
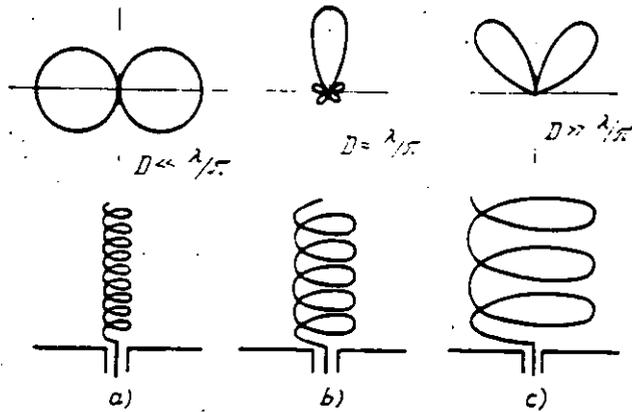


Fig. 9

ANTENAS HELICOIDALES.

En la gama de ondas centimétricas y decimétricas son ampliamente utilizadas las antenas helicoidales cilíndricas que radian un campo de polarización circular en dirección de su eje. La antena consiste en una espiral de alambre de varias longitudes de onda de largo. Un extremo de la espiral queda libre, y el otro extremo se conecta al conductor interno de la línea coaxial y el conductor externo se conecta a un disco metálico, llamado plano de tierra e impide la penetración de las corrientes eléctricas en la superficie exterior de este conductor.



Tres tipos de radiación de la antena helicoidal.

Fig. 10

En la figura 10 se observa este tipo de antena. En la espiral se origina una onda progresiva de corriente eléctrica y la antena radia el máximo de potencia a lo largo de su eje en dirección del movimiento de la onda de corriente.

ANTENA DE APERTURA

Entre las antenas de apertura se encuentran las antenas más difundidas, como las de corneta, reflector parabólico y de ranuras.

ANTENA DE CORNETA

Una antena de corneta es considerada como un estallamiento de la guía de onda. La función de la corneta es producir un frente de fase uniforme con una apertura.

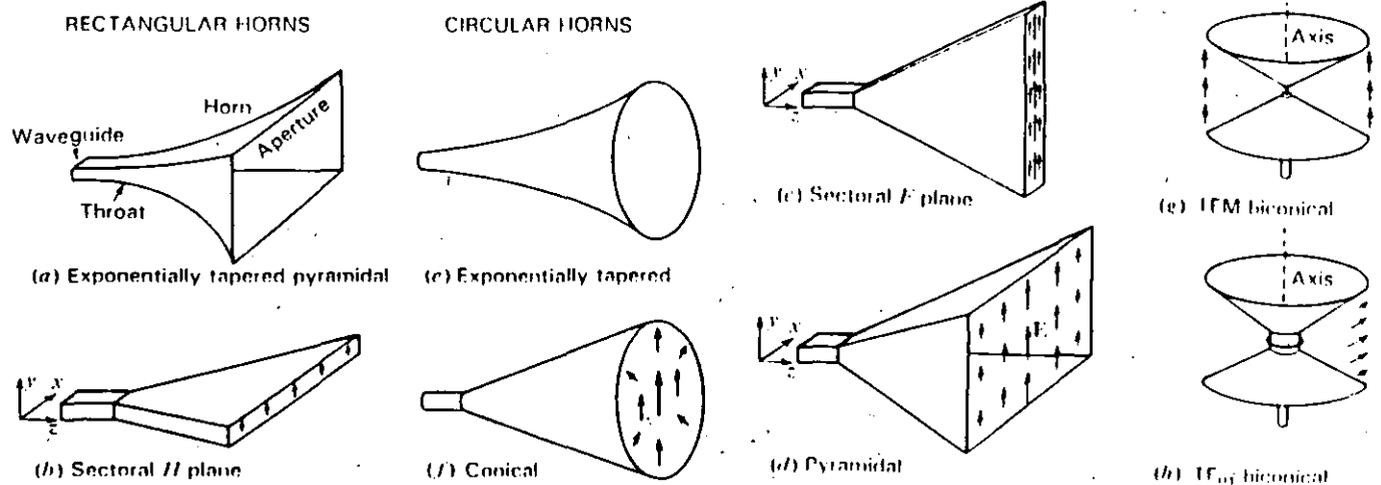


Fig. 11

Varios tipos de cornetas son ilustradas en la figura 11. Las cornetas de la columna izquierda son rectangulares y alimentadas por guías de onda rectangular. Las cornetas de la columna derecha son de tipo circular. Para minimizar las reflexiones de la onda guiada la apertura puede tener una apertura exponencialmente gradual como en la figura a y e.

Para obtener una apertura con distribución uniforme se requiere de una corneta muy larga, con un ángulo de estallamiento pequeño. Sin embargo desde el punto de vista práctico conviene que la corneta debe ser tan corta como sea posible. Una corneta óptima esta entre esos extremos y tendrá el mínimo ancho de haz sin exceso de nivel de lóbulos laterales (o más ganancia) para una longitud de onda determinada.

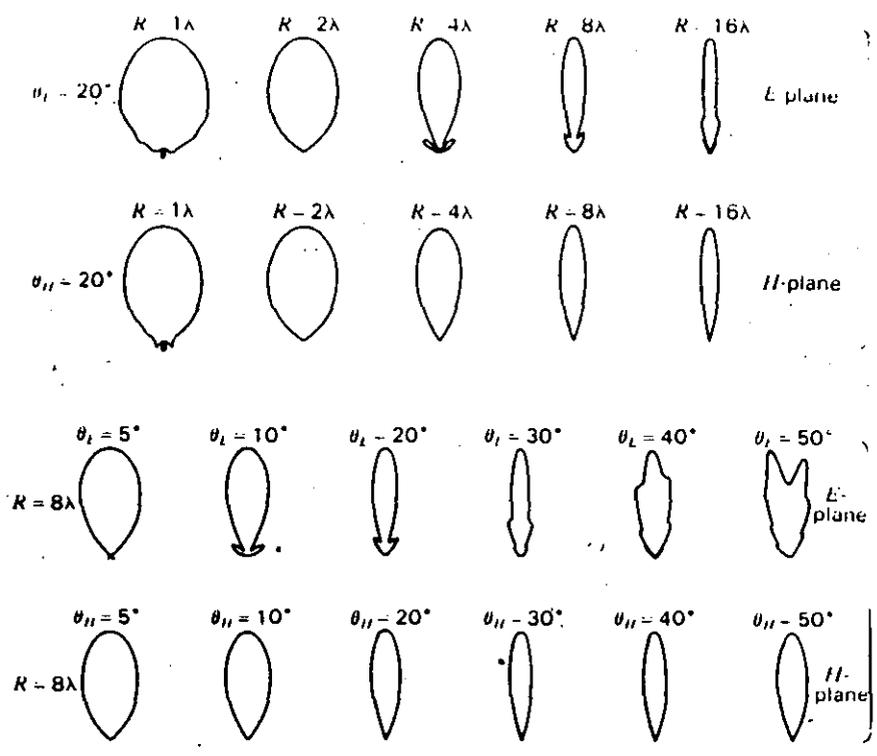


Fig. 12

En la figura anterior se observan diferentes patrones de corneta rectangulares como función del ángulo de estallamiento y de la longitud de la corneta.

ANTENAS CON REFLECTOR PARABOLICO

Las antenas de reflector son el tipo más difundido de antenas direccionales para gamas de ondas centimétricas, decimétricas y en parte métricas. El amplio uso de las antenas de reflector se debe a la sencillez de construcción, la posibilidad de obtener casi todo tipo de diagrama direccional utilizado en la práctica. Las antenas de reflector son las más difundidas en la comunicación espacial y radioastronomía, y precisamente con las antenas de reflector se realizan actualmente gigantescos sistemas de antenas con superficie efectiva de apertura medida en miles de metros cuadrados.

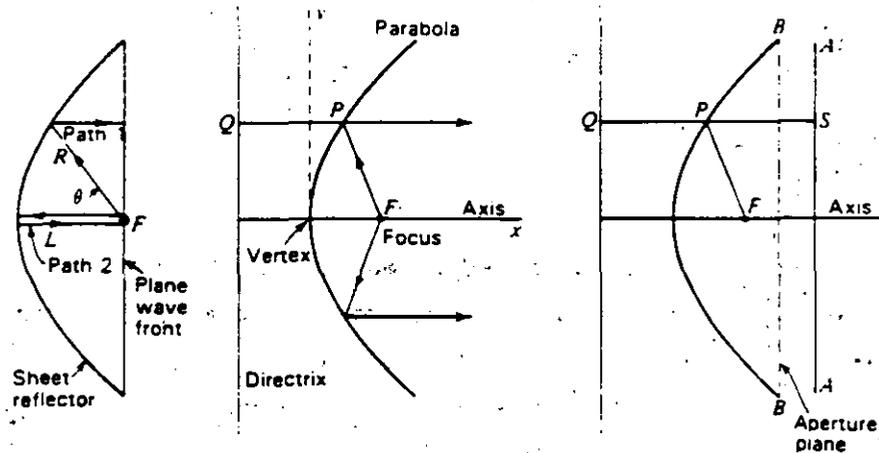
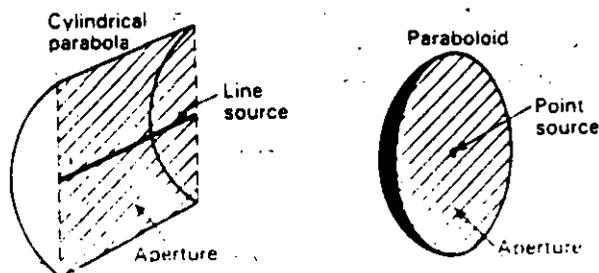
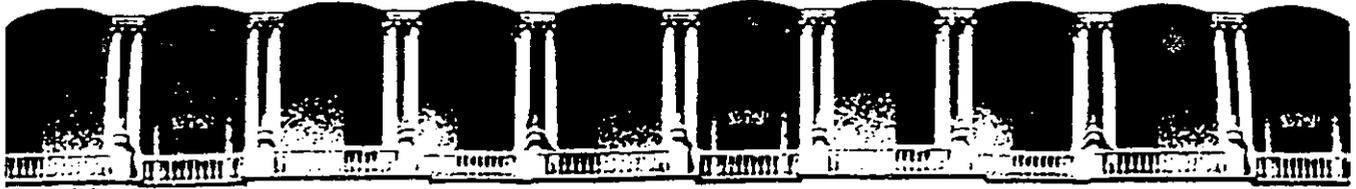


Fig. 13





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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

REDES DE TELEFONIA

Ing. Ithandehui Mesinas Martínez

PALACIO DE MINERIA

TELEFONÍA CELULAR

OBJETIVO:

Dar las características generales de un sistema de telefonía celular. Especificar los principales parámetros que influyen en el diseño y en la calidad de servicio del sistema.

TELEFONIA CELULAR

INTRODUCCION

El teléfono móvil convencional pone un límite en el número de suscriptores debido a:

- a) El número de canales disponibles
- b) El reuso de esos canales

También sufre de unas limitaciones fundamentales en rendimiento y en facilidades, la transmisión de la voz se distorsiona y la cobertura o alcance del sistema es muy pobre debido a la interferencia de otros sistemas y a la debilidad de la intensidad de campo en algunas áreas.

El servicio tradicional de radio teléfono móvil intenta ofrecer cobertura de campo con el uso de transmisores muy potentes y antenas altas.

En un área de pocos edificios altos y que el terreno natural sea plano es posible que exista una cobertura de campo de 25 a 40 km de radio, sin embargo después de esta zona se necesita otra zona llamada de protección para poder usar la misma frecuencia otra vez. Esta zona de protección es para prevenir interferencias y puede llegar a ser 25 veces más grande que la cobertura de campo normal. Debido a que el número de canales es limitado, y el número máximo de suscriptores también es limitado.

Por ejemplo un sistema de radio teléfono típico está limitado a 10 000 suscriptores aproximadamente. En áreas urbanas y en regiones montañosas este tipo de cobertura sufre de áreas muertas y problemas asociados con reflexiones de edificios con la consecuencia de una degradación del servicio.

Resolviendo el problema de cobertura en un área urbana grande donde la cobertura total también es requerida en los alrededores, se necesitan varios transmisores para proveer al área de suficiente intensidad de señal. Estos transmisores deben estar sincronizados uno con el otro para evitar la cancelación de la señal.

Desde que se inicio el servicio de radio telefonía, se han venido usando diferentes espectros de frecuencia como se muestra a continuación:

2 MHz en 1921

30 MHz en 1940
150 MHz en 1946
450 MHz en 1956
800 MHz en 1970

Esto ha sido propiciado por el hecho de que las bandas de frecuencia asignadas para estos espectros para el uso de la radio telefonía móvil, se han saturado, siendo este el principal obstáculo para la expansión del servicio.

Por esto y considerando que las frecuencias son recursos no renovables, los laboratorios Bell en los EEUUm concibieron la idea en 1958 de crear un sistema de alta capacidad, capaz de reusar las frecuencias asignadas para el servicio de telefonía móvil.

Fué en 1970 cuando se dieron los primeros pasos para la fabricación de este tipo de sistema, presentando los laboratorios Bell un reporté técnico indicando con cierto detalle, las características técnicas que debía de cubrir un sistema celular. En 1977 entró en operación el primer sistemacelular con carácter experimental en Chicago y con el alto desarrollo tecnológico de los últimos años en el área de conmutación digital y centrales controladas por programa almacenado (SPC), a la fecha se han desarrollado diferentes sistemas celulares y varios de ellos se encuentran en operación en diferentes partes del mundo.

El concepto de radio telefonía móvil celular consiste en dividir una gran área de servicio en pequeñas áreas que son atendidas con transmisores de baja potencia, lo que permite que a una distancia suficiente, se puede usar las mismas frecuencias de tal manera que no se tengan interferencias que pudieran ser detectadas por el usuario. Aunque el reuso de frecuencias ha sido empleado en la radiodifusión y mayormente en otros servicios de radio desde hace tiempo, la idea de reutilizar las frecuencias en el servicio de los abonados telefónicos móviles en una escala geográfica limitada, insinuó el concepto celular.

En lugar de cubrir completamente un área local con un solo sitio transmisor con alta potencia y en una gran elevación, en el sistema celular se pueden distribuir transmisores y receptores de potencia moderada a través de toda el área de cobertura. Cada uno de los sitios o estaciones base, cubriría primero las partes cercanas con lo cuál se formaría la célula.

Una célula es entonces el área en la cuál se puede realizar una llamada utilizando el mismo canal de radio. Al principio el espaciamiento entre sistios no necesariamente debe de ser regular y las células no necesitan tener una forma particular. Las células vecinas deberán dar servicio por distintos conjuntos de frecuencias para evitar problemas de interferencia. Unicamente las células suficientemente alejadas, pueden usar el mismo conjunto de canales (frecuencias).

RED DE SERVICIO MÓVIL TERRESTRE PÚBLICO

La red de servicio móvil terrestre público (PLMN) consiste en centros de conmutación de los servicios móviles, MSC (Mobile Switching Conmuration) o MTSO (Mobile Telephone Switching Office), las estaciones de base (RBS) y estaciones móviles (MS). (Fig. 1)

El MSC constituye la interfaz a la red de conmutación telefónica pública (PSTN o RTPC), esta conexión puede hacerse a nivel local de tránsito nacional o internacional. Las estaciones de base se conectan al centro de conmutación utilizando líneas tetrafilares digitales o analógicas. Un sitio de estación de base puede servir a más de una celda.

OPERACION DE LAS CELDAS

Cuando una llamada se esta operando y el vehículo se mueve de una celda A a una celda B esto hace que la llamada se recanalize a la estación B y se cambie el móvil al canal correspondiente. Todo esto se hace con una mínima molestia para el susuario.

Los canales disponibles en el sistema están divididos entre grupos de celdas. Estos grupos pueden ser repetidos para permitir el uso de las frecuencias. De esta manera las frecuencias pueden ser reusadas en cada grupo sintener problemas de interferencia ya que las frecuencias que se repitan estarán por lo menos 2 células aparte.

Los grupos tienen que ser escogidos para que ensamblen y normalmente están arreglados en grupos de 4, 7, 12 y 21 para asegurar un patrón de cobertura regular. Cada celda tiene su propia estación de radio base con un traslape en el área adyacente para asegurar la cobertura total particularmente cuando un móvil se cambia de una celda a otra.

En cada celda la estación radio base esta conectada al MTSO (Oficina de interrupción de teléfono móvil) vía líneas convencionales o redes de microondas. La MTSO controla y supervisa la conexión de usuarios móviles o a la red telefónica pública (RTPC).

En la figura se muestra un patrón de repetición de 7 células. Las letras dentro de cada célula representan diferentes conjuntos de frecuencias. El número después de la letra inicial de cada célula al cual pertenece dicha célula.

El radio de una célula en particular está indicado por la letra R, la letra D es utilizada para definir la distancia entre los centros de dos células que usan el mismo conjunto de frecuencias. La razón D/R es el parámetro importante en el arreglo celular y se define como:

$$D/R = 3N$$

Dónde:

N.- Es el número de células que incluye el patrón de repetición.

Otros parámetros importantes son: la tolerancia en la posición del sitio celular, el tamaño máximo y el mínimo de la célula, etc.

TIPOS DE CANALES

Cada estación de radio base provee de 2 tipos de canales de radio: un canal duplex de control para transferir información cuando una llamada se está procesando y un canal duplex de voz para transmitir la conversación telefónica.

Existen tres tipos de canales de control dedicados, canales para llamadas de mensaje (page) y los canales de acceso (en algunas circunstancias estos canales pueden estar incorporados en un canal de control sencillo cuando la demanda es mínima).

Al encender el teléfono móvil este rastrea (scan) los canales especializados de control (programados en la memoria del móvil). Se sintoniza en el más fuerte y trata de recibir información en forma de mensaje digital que viene en ese canal.

Esta información le dirá al móvil que canales están siendo usados para mensajes es esa área en particular, y entonces el móvil intentará localizar un canal de mensajes de control (paging channel). Cuando tiene éxito recibe información del canal de mensajes acerca del área de tráfico en la cual está, y otra cantidad de parámetros acerca de la red. Entonces se irá a modo escucha y permanecerá monitoreando los mensajes en ese canal.

DESIGNACIÓN DE CANALES

En EEUU el sistema AMPS fué originalmente diseñado alrededor de 666 canales en las bandas de 825 - 845 MHz y 870-890 MHz. Con una separación entre canales de 30KHz, 21 canales están reservados como canales de control. Estos canales están divididos igualmente entre 2 operadores, un sistema alámbrico y un sistema inalámbrico, consecuentemente hay 2 grupos de 21 canales para transferencia de señales

(signalling) uno en cada operador del sistema.

El manejo de una llamada requiere de un número de mensajes digitales que serán enviados vía el canal de control y de voz y se pueden desglosar en los siguientes modos:

- 1.- Registro
- 2.- Escucha del móvil.
- 3.- Inicio de la llamada.
- 4.- Recepción de la llamada.
- 5.- Entrega a otra estación A-B
- 6.- Terminar la llamada.

1.-REGISTRO

Cada móvil tiene identidad única y tiene un área de tráfico, llamada de casa (Abonados HOME). Esto permite que mensajes puedan ser enviados a los móviles vía los canales de control en el área de tráfico de casa.

Cuando el teléfono móvil se mueve de un área a otra un mensaje es enviado por el móvil al MTSO para actualizar su posición. Todos los mensajes entonces serán dirigidos a la nueva área de tráfico.

2.- ESCUCHA DEL MÓVIL.

Después de activar el teléfono móvil revisa los 21 canales dedicados al control para obtener información en los canales locales de mensajes. Entonces sintoniza un canal de mensajes y se va al modo idle monitoreando la información que está siendo transmitida. Si el nivel de la señal se baja como resultado del móvil trasladándose, el móvil vuelve a revisar otro canal de mensaje que este disponible.

3.- INICIACION DE LLAMADA DEL MÓVIL.

Cuando un móvil desea hacer una llamada el número requerido se introduce al móvil vía el tablero de control y este es enviado tan pronto como el botón de SEND es oprimido. El móvil intenta acceder el sistema primero rastreando los canales de acceso (estos son encontrados de la información en los canales de mensaje).

Una vez que el canal es localizado el móvil transmite su requerimiento para hacer la llamada y espera la respuesta en el canal de acceso en el cual se le informará en cual canal se llevará a cabo la llamada.

El móvil resintoniza a este canal de transmisión de voz y tan pronto se establezca la transmisión el canal esta disponible para transmitir la conversación.

4.- RECEPCION DE LLAMADA EN EL MÓVIL.

Antes de que una llamada sea recibida, una llamada de mensaje es transmitida por todas las estaciones base en el área de tráfico actual del móvil. Al recibir el mensaje el móvil se cambia a un canal de acceso en donde se le asigna un canal para la voz, el móvil entonces se cambia a ese canal y la conexión esta hecha.

En este momento la estación base envía un mensaje de alerta al móvil y este a su vez se lo transfiere al usuario por medio de la campana.

5.- TRANSFERENCIA DE LLAMADA A OTRA CELDA.

Cuando un canal de voz esta en uso, la estación base continuamente escudriña el nivel de señal. Si este nivel cae abajo de un umbral dado entonces la estación base le avisa al MTSO que se va a necesitar una transferencia.

El MTSO le pide a todas las demás estaciones base en el área que rastreen la intensidad de la señal del móvil esto lo hace con un equipo especial de medición. Si otra de las estaciones recibe más intensidad de la señal entonces el MTSO se prepara para una transferencia.

La estación alterna se prepara con un canal de voz en paralelo con el canal existente. Cuando esta nueva trayectoria para la voz se encuentra lista el MTSO dirige al móvil a cambiarse al nuevo canal y es entonces cuando la transferencia es completa.

CALIDAD DE SERVICIO

Hay 3 parámetros importantes que definen la calidad de servicio en un sistema celular.

1.- COBERTURA

El sistema dará servicio en un área tan grande como sea posible. Sin embargo los sistemas usualmente llegan a cubrir el 90% del área para el que fueron diseñados en terreno plano y el 75% en un área con suelo accidentado.

2.- GRADO DE SERVICIO REQUERIDO

Para un sistema el grado de servicio es especificado por una probabilidad de bloques de 0.02 para llamada en horas pico. Esto es un valor promedio, sin embargo la probabilidad de bloqueo de cada sitio celular será diferente. En horas pico, cerca de ejes viales cuando el tráfico automotriz es usualmente pesado, tanto que la probabilidad de bloqueo puede ser más alta del 2%.

Para decrementar la probabilidad de bloqueo se requiere de una planeación adecuada para el sistema y un número de canales de radio suficientes.

3.- No. DE LLAMADAS NO EXITOSAS.

Durante Q llamadas en 1 hr. si una llamada es no exitosa, la razón de una llamada no exitosa será $1/Q$. Esta proporción debe ser tan baja como sea posible.

Un porcentaje alto de este parámetro debe ser causado por problemas en la cobertura o problemas de handoff relacionadas por una inadecuada disponibilidad de canal.

El caso de México

En la Ciudad de México la banda 450-470 MHz se encuentra saturada para el servicio de radio telefonía móvil, presentándose la posibilidad de seguir creciendo con sistemas convencionales en la banda 470-512 MHz o bien expandir el servicio con sistemas celulares operando en la banda de los 800-900 MHz.

Ventajas y Desventajas

Las ventajas del sistema celular sobre el convencional son las siguientes:

- Es posible un número ilimitado de suscriptores
- Llamadas de excelente calidad particularmente para las áreas urbanas
- Cobertura prácticamente sin restricciones

Las siguientes características podrán ser disponibles:

- Transferencia de información de y hacia los vehículos
- Codificación de información para dar facilidades a la privacidad
- El sistema de teleconferencias permite llamadas combinadas de 3as. personas
- Sistema de manejo de mensajes
- Transferencia de llamadas

Desventajas del sistema celular:

Económicamente un sistema celular resulta mucho más costoso que un sistema convencional, por lo que se requiere definir bajo que condiciones puede resultar rentable y conveniente la inversión que conlleva.

Estructuras y arreglos de sistemas celulares

Existen tres posibles métodos para el reuso de frecuencias:

- Patrón de 12 células con antenas omnidireccionales.
- Patrón de 7 células con antenas direccionales de 120°.
- Patrón de 4 células con antenas direccionales de 60°.

CONCEPTO \ PATRÓN CELULAR	OMNI	7 CÉLULAS (21 SECTORES)	4 CÉLULAS (24 SECTORES)
NÚMERO DE CANALES DE VOZ POR CÉLULA	26	45	78
NÚMERO DE ABONADOS POR CÉLULA	805	1227	3040
NÚMERO DE SUSCRIPTORES POR CANAL*	30.96	27.27	26.15

* SE CONSIDERA UN GRADO DE SERVICIO DE 410.05 Y UN TRÁFICO POR UNIDAD MÓVIL DE 440.026 ERM/UM.

CONCEPTO \ PATRÓN CELULAR	OMNI	7 CÉLULAS (ANTENA 120°)	4 CÉLULAS (ANTENA 60°)
RADIO DE LA CÉLULA EN KM	6.4	6.4	2.4
CANTIDAD DE CÉLULAS	40	40	30
CANTIDAD DE SECTORES CELULARES	40	120	180
CANALES/SECTOR CELULAR	25	15	13
FACTOR DE REUSO	3.3	5.7	7.5
TOTAL DE CANALES DISPONIBLES	1040	1809	2340
ABON./CANAL DE VOZ	30.96	27.27	26.15
TOTAL DE ABONADOS	32.190	49.086	41.191

Otras características

NIVELES DE POTENCIA AJUSTABLES: Los niveles de potencia de los móviles se pueden ajustar a discreción; esto es, que los niveles de potencia son variables. Y sirve para prevenir intermodulación en los receptores de las estaciones base e interferencia con otros usuarios cuando se mueve en celdas pequeñas. Esto está controlado por las estaciones base mandando mensajes a los móviles.

TONOS DE CONTROL: Otra característica del sistema es el uso de 2 tonos de supervisión. Estos son mandados a través del canal de voz asignado.

El primer tono se refiere como SAT (tono de supervisión de audio) y es generado por la estación base y relevado por el móvil para crear un circuito cerrado. Existen 3 tipos de SAT disponibles para identificación (5970, 6000 y 6030 Hz).

El segundo tono es llamado ST (tono de señaleo) y es un tono de 10 kHz generado por el móvil cuando el auricular está en su lugar colgado (on hook), no es enviado cuando el ST de descolgado (off hook) es enviado a través del canal de voz hasta que se levante el auricular. También se envía por un período de 1.8 segundos al terminar la llamada. También por un período de 0.4 segundos si se requiere de una conversación donde participe un tercero.

Conclusiones

11

Como se observó el sistema celular ofrece comunicaciones de muy alta calidad a diferentes tipos de usuarios. sin embargo debido al elevado costo de este servicio, actualmente el tipo de usuario se restringe a aquellos que tiene muy altos ingresos. Se espera una gran demanda en el futuro, lo que propiciaria una rebaja de costos y tarifas de tal manera que este servicio sea accesible a una mayor cantidad de personas.

Este tipo de sistema requiere de equipo mucho más complicado que sus predecesores, para asegurar su funcionamiento correcto.

Para poder llevar a cabo una etapa de planificación, es necesario considerar una serie de factores que influyen en la operación y expansión del sistema a corto, mediano y largo plazo, tales como:

- El patrón celular en las etapas inicial y final.
- La dimensión y el número de células a corto, mediano y largo plazo.
- La cobertura de las células.
- El número de usuarios a servir, etc.

BIBLIOGRAFIA

- Technical Description Autoplex Cellular Telecommunication Systems. ATT 1983.
- Sistema de Telefonía Móvil Celular Ericsson Radio Systems.
- Mobile Cellular Telecommunications Systems William C. Y. Lee Ed. Mc Graw Hill International Editions.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

9 AL 14 DE MARZO

SISTEMAS DE COMUNICACION ANALOGICA

M. en I. Jaime A. C.

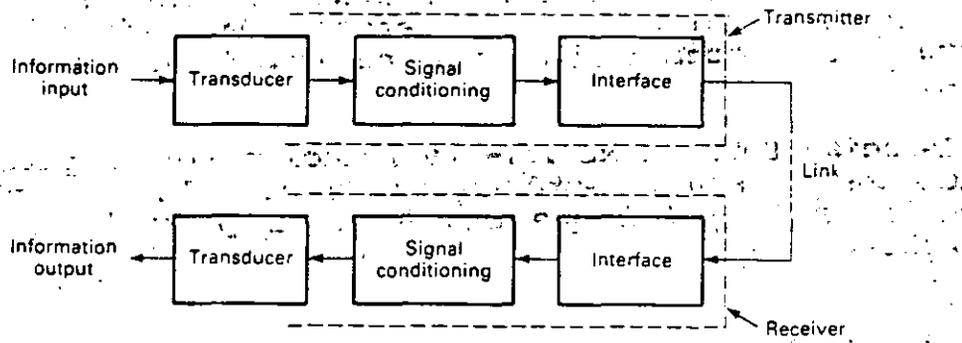
PALACIO DE MINERIA

Introducción

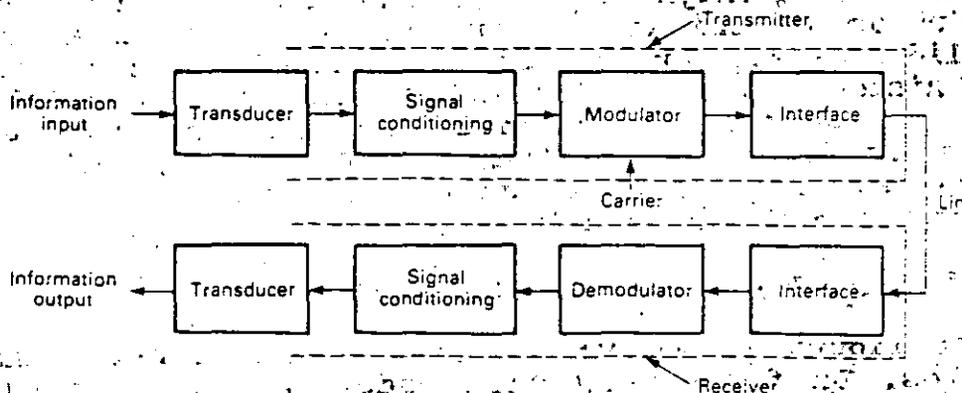
Sistemas de Comunicación Analógica.

En la figura 1. se muestra un diagrama a bloques para dos sistemas de comunicaciones. En cada caso el objetivo es transmitir y recibir información analógica, tal como sonido o imágenes. En el primer caso se muestra un sistema "Baseband", se le conoce así porque la señal transmitida tiene el mismo espectro de frecuencias que la señal base del transductor. Este espectro no tiene que ser recorrido a una frecuencia más alta, debido a una modulación. El procesamiento de la señal dentro del transmisor puede incluir amplificación, filtrado, acoplamiento de impedancias.

En el segundo caso se muestra un sistema de comunicación "Analógico" el cual usa Modulación y Demodulación. La modulación es utilizada para efectuar un corrimiento del espectro de la frecuencia de la señal para ser transmitida en un canal y con esto evitar posibles interferencias si el canal está siendo compartido para la comunicación.



(a) Baseband communication system



(b) Modulated communication system

Figura 1. Sistema de Comunicación Analógica

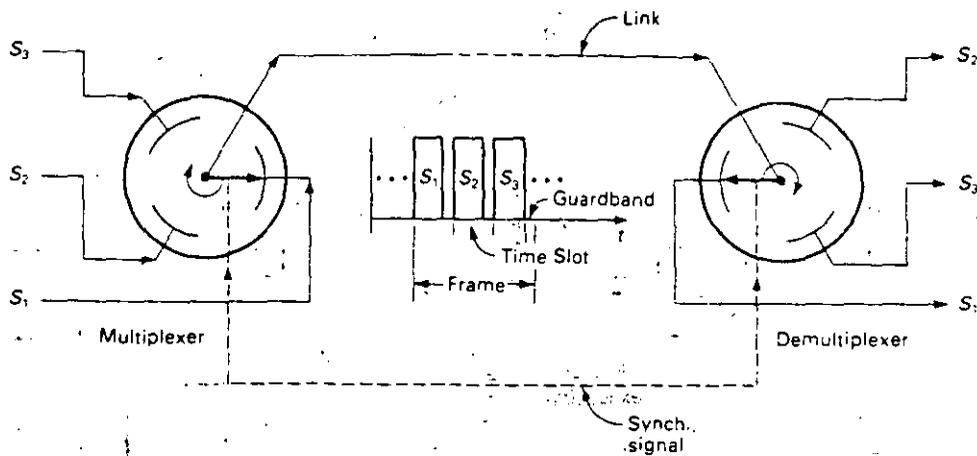


Figura 3. Multiplexaje por División de Tiempo.

Comunicación de Datos.

La comunicación de datos se refiere a la transmisión de secuencias de códigos binarios. Los códigos son producidos, almacenados y procesados por una computadora y sus equipos periféricos. Estos pueden ser mensajes codificados, o archivos de texto, graficas, datos numéricos entre otros.

Los "links" usados para las comunicaciones de datos son digitales- estos es, la señal puede tomar únicamente un número limitado de estados discretos- frecuentemente uno de dos estados representados por 1 o 0. El conjunto de elementos de datos para textos, graficas o control industrial, usa códigos binarios. Un código binario de n-bits puede únicamente representar 2 a la n elementos. El conjunto para representar letras del alfabeto y números son llamados códigos alfanuméricos. El más popular código alfanumérico es el código ASCII de 7-bits, presentado en la tabla 1. El código ASCII tiene 2 a la 7= 128 combinaciones y contiene el código para letras mayúsculas, letras minúsculas, números del 0 al 9, caracteres de puntuación y varios caracteres de control.

TABLE 1.1 7-BIT ASCII CODES

Hex Low	Hex High	0	1	2	3	4	5	6	7
0		NUL	DLE	SP	0	@	P		p
1		SOH	DC1		1	A	Q	a	q
2		STX	DC2		2	B	R	b	r
3		ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
4		EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5		ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6		ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7		BEL	ETB	'	7	G	W	w	
8		BS	CAN	(8	H	X	x	
9		HT	EM	,	9	I	Y	y	
A		LF	SS	.		J	Z	z	
B		VT	ESC	:		K	[{	
C		FF	FS	<		L	\		
D		CR	GS	=		M]	~	
E		SO	RS	>		N	^	_	
F		SI	US	?		O	_	o	DEL

Note: The code is the least significant 7 bits of the two-digit hexadecimal number.

Tabla 1. Código ASCII de 7 Bits.

Transmisión Serie versus Paralela.

Un código de un caracter puede ser enviado en paralelo, por lo tanto todos los bits del código son transmitidos sobre líneas separadas simultáneamente, o enviado serialmente, donde los bits son transmitidos en un tiempo, en una secuencia sobre una línea. la figura 4. compara los dos metodos.

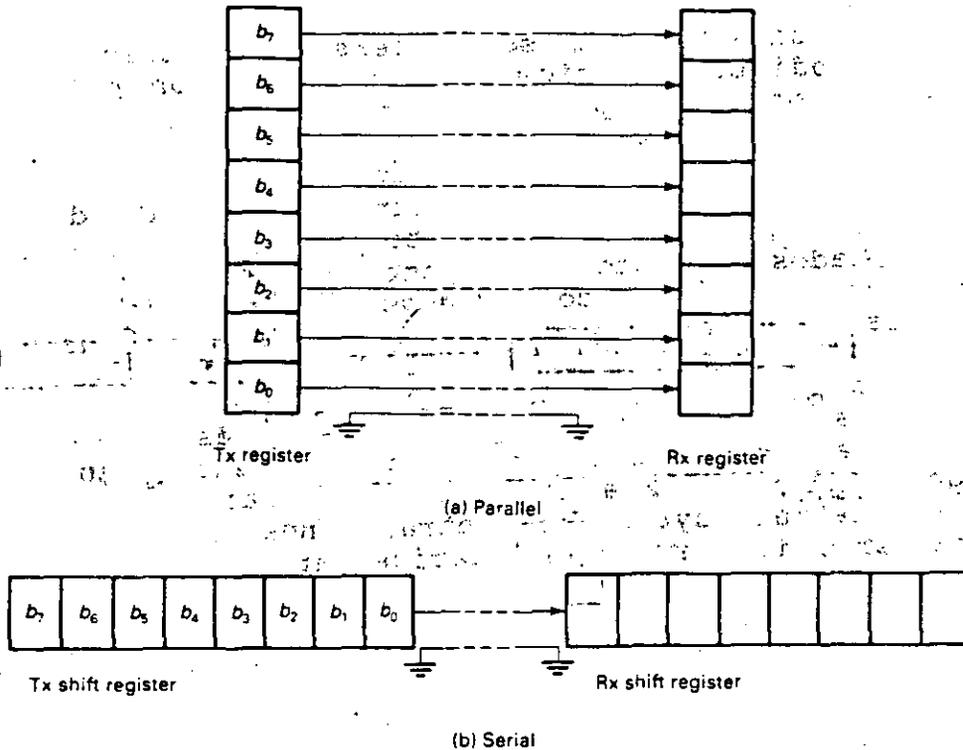


Figura 4. Transmisión Paralela y Serie.

Hardware de Comunicación de Datos.

La figura 7. muestra un arreglo típico de equipo para la comunicación de datos. Dos links locales son incluidos: entre el CPU A y el teletipo, entre el CPU A y la terminal de video. Un link telefónico es también incluido para la comunicación del CPU A y el CPU B, usando modems. En este caso todos los son seriales asíncronos.

El UART, o transmisor receptor asincrónico, es frecuentemente un circuito integrado (LSI CMOS o NMOS). Este realiza la conversión paralelo-serie y serie-paralelo entre el bus paralelo del CPU y el puerto serial. El UART también incluye lógica para sumar y quitar los bits de inicio y paro de cada carácter.

El Modem convierte los datos digitales a ondas senoidales de audio, o tonos, los cuales son más deseables para la transmisión sobre una red telefónica. La porción del modem receptor, demodula los tonos para recuperar el dato recibido, y la sección del modem transmisor modula los tonos. Típicamente, dos tonos de igual amplitud pero diferente frecuencia son usados para cada dirección: uno para enviar un 1 lógico y otro para enviar un 0 lógico (FSK).

Los links de comunicación local no requieren de modulación. Drivers y amplificadores son usados a la salida de cada puerto para incrementar el nivel de la señal y reducir la impedancia de salida. Esto es necesario para compensar las pérdidas en el cable de comunicación. Varios estandares existen para este tipo de interfaces de comunicación.

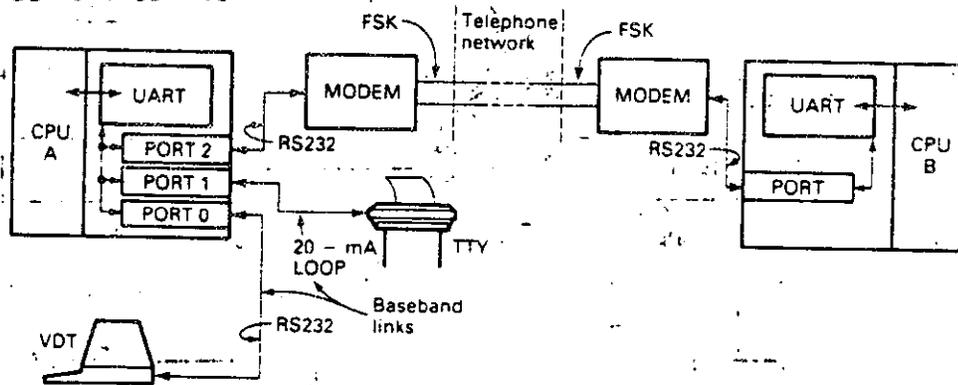


Figura 7. Hardware para la Comunicación de Datos.

DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL CURSO
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES
del 9 al 14 de marzo de 1992.

- 1.- BRITO ALDAY JUAN
FACULTAD DE INGENIERIA
PROFESOR AYUDANTE "B"
CIUDAD UNIVERSITARIA
TEL. 6 86 29 95 DOM.
- 2.- CERON REYES RAFAEL
ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
TECNICO "B"
CALLE 11 DE ABRIL N° 338
ESCANDON, MIGUEL HIDALGO, 11800
TEL. 516 07 40 OFNA.
- 3.- FLORES BIRRICACHA MIGUEL
SERVICIOS CENTRALES DE INSTRUMENTACION
Y LABORATORIOS, A.C.
INGENIERO DE SERVICIO
PATRICIO SANZ 1317, TLACOQUEMECTL 03210
TEL. 559 27 01 OFNA.
- 4.- GALLEGOS REYES ARTURO
DIRECCION CORPORATIVA IMPULSORA S.C.
COORDINADOR DE PRODUCCION DE AUDIOVISUALES
EJERCITO NACIONAL 533, POLANCO
TEL. 545 71 78
- 5.- GUERRERO CODINES EFREN
ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
- 6.- GUTIERREZ MORALES MIGUEL ANGEL
INSTITUTO MEXICANO DE COMUNICACIONES
ENCARGADO DE LA SECCION ANALISIS DE SEÑAL
AV. DE LAS TELECOMUNICACIONES S/N
LEYES DE REFORMA, IZTAPALAPA
TEL. 691 93 58
- 7.- HERNANDEZ GARCIA MARIA DE LOS ANGELES
RECSA
ASESOR TECNICO
VIVEROS DE LA CAÑADA 70
VIVEROS DE LA LOMA
TEL. 398 68 59 OFNA.
361 09 00 OFNA.
- 8.- LARA RUIZ JOSE
ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
COORDINADOR DE INSTALACIONES ELECTROMECHANICAS
CALZADA LEGARIA 252, PENSIL,
MIGUEL HIDALGO, 11430
TEL. 399 69 22 OFNA.
- 9.- MARMOLEJO VALENCIA ALBERTO
ICA INGENIERIA S.A. DE C.V.
CALZ. LEGARIA 252, PENSIL
MIGUEL HIDALGO, 11430
TEL. 399 69 22 OFNA.
- 10.- MONTES ORTEGA CLAUDIA LUCIA
BANCOMER S.A.
INGENIERO EN COMUNICACIONES
UNIVERSIDAD-1200, XOCO, COYOACAN
TEL. 62145 74 OFNA.
- 11.- MORALES RANGEL PABLO ISAIAS
TELEINDUSTRIA ERICSSON
INGENIERO DE PRUEBAS
VIA GUSTAVO BAZ 2160
TLALNEPANTLA, 54060
TEL. 7262000 ext. 1120 OFNA.
- 12.- OSORIO SUAREZ DAVID
GERENTE DE SISTEMAS
COCA-COLA
RECURSOS PETROLEROS N° 1A
FRACC. IND. LA LOMA TLALNEPANTLA
TEL. 398 30 25 OFNA.
- 13.- RIVAS VIOLANTE SANTIAGO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
INGENIERO DE DISEÑO
EJE CENTRAL L.C. 152
SAN BARTOLO ATEPEHUACAN, 07730
TEL. 368 93 33 OFNA.
- 14.- RODRIGUEZ OCHOA ALFREDO
S.C.T. DIRECC. GRAL DE AERONAUTICA CIVIL
ANALISTA ADMINISTRATIVO
PROVIDENCIA 807
C. DEL VALLE, BENITO JUAREZ
TEL. 523 46 51 OFNA.
- 15.- SANCHEZ BAUTISTA MARGARITO
ICA. INGENIERIA S.A. DE C.V.
JEFE DE GRUPO
CALLE 11 DE ABRIL N° 338
ESCANDON, MIGUEL HIDALGO 11800
TEL. 516 07 40 OFNA.
- 16.- SANCHEZ CONZALEZ ALEJANDRO
DIRECCION CORPORATIVA IMPULSORA S.C.
COORDINADOR DE AUDIOVISUALES
EJERCITO NACIONAL 533, 4° PISO
GRANADA, MIGUEL HIDALGO
TEL. 545-50 60 EXT. 132
- 17.- SANCHEZ PAEZ JOSE LUIS
INSTITUTO TECNOLOGICO DE QUERETARO
CATEDRATICO
AVENIDA TECNOLOGICO S/N, NIÑOS HEROES
TEL. 16 37 28 y 16 35 97
- 18.- TORRES GOMEZ RIGOBERTO
INSTITUTO MEXICANO DE COMUNICACIONES
TITULAR DE AREA
AV. DE LAS TELECOMUNICACIONES S/N
LEYES DE REFORMA IZTAPALAPA
TEL. 692 00 77 (431)

DIRECTORIO DE ALUMNOS DEL CURSO
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES
del 9 al 14 de marzo de 1992.

19.- VEGA BARRITA JORGE OCTAVIO
INGENIERO DE DISEÑO
INSTITUTO MEXICANO DEL PETROLEO
EJE CENTRAL LAZARO CARDENAS No. 152
SAN BARTOLO ATEPEHUACAN
C.P. 07730
MANZANA "B" LOTE 70, DEPTO. 203,
VALLE ECATEPEC, ECATEPEC.
C.P. 55119
TEL: 368-59-11 EXT. 20993

20.- VIQUEZ CONDE DAVID
ING. SUPERVISOR
TELEFONOS DE MEXICO
PARQUE VIA 190-11° PISO
CALLE SEIS No. 35
PANTITLAN, IZTACALCO,
C.P. 08100
TEL: 222-10-13
756-72-02.