

DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACION
Del 27 de marzo al 1o. de abril de 1995

FECHA	HORARIO	TEMA	PROFESOR
Lunes 27	17:00 a 19:00 hrs. 19:00 a 21:00 hrs.	Introducción Circuitos de comunicación	M.C. Amanda O. Gómez Glz. Ing. Jorge Ceja Cayetano
Martes 28	17:00 a 21:00 hrs.	Radiación y Antenas	Ing. Alfonso Aguilar Bistain
Miércoles 29	17:00 a 21:00 hrs.	Guias de onda y Antenas planas	Ing. Luis Fco. Cázares Tenorio
Jueves 30	17:00 a 21:00 hrs.	Comunicaciones digitales	Ing. Felipe Ronda García
Viernes 31	17:00 a 21:00 hrs.	Comunicaciones digitales	M.I. Mario Peña Cabrera M.I. Humberto Gómez Naranjo M.I. Arturo G. Hermosillo M.I. Arturo Haro Ruíz M.I. Jaime Alarcón Celís
Sábado 1o.	9:00 a 14:00 hrs.	Redes de Telefonía	Ing. Ithandehui Mesinas Martínez

EVALUACION DEL PERSONAL DOCENTE

CURSO: SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACION

FECHA: 27 de marzo al 10. de abril de 1995.

CONFERENCISTA	DOMINIO DEL TEMA	USO DE AYUDAS AUDIOVISUALES	COMUNICACION CON EL ASISTENTE	PUNTUALIDAD
M.C. Amanda O. Gómez González				
Ing. Jorge Ceja Cayetano				
Ing. Alfonso Aguilar Bistain				
Ing. Luis Fdo. Cázares Tenorio				
Ing. Felipe Ronda García				
M.I. Mario Peña Cabrera				
M.I. Humberto Gómez Naranjo				
M.I. Arturo G. Hermosillo				
M.I. Arturo Haro Ruíz				
M.I. Jaime Alarcón Celís				
Ing. Ithandehui Mesinas Martínez				

EVALUACION DE LA ENSEÑANZA

ORGANIZACION Y DESARROLLO DEL CURSO	
GRADO DE PROFUNDIDAD LOGRADO EN EL CURSO	
ACTUALIZACION DEL CURSO	
APLICACION PRACTICA DEL CURSO	

EVALUACION DEL CURSO

CONCEPTO	CALIF.
CUMPLIMIENTO DE LOS OBJETIVOS DEL CURSO	
CONTINUIDAD EN LOS TEMAS	
CALIDAD DEL MATERIAL DIDACTICO UTILIZADO	

ESCALA DE EVALUACION: 1 A 10

1.- ¿LE AGRADO SU ESTANCIA EN LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA?

SI	NO
----	----

SI INDICA QUE "NO" DIGA PORQUE.

2.- MEDIO A TRAVES DEL CUAL SE ENTERO DEL CURSO:

PERIODICO EXCELSIOR		FOLLETO ANUAL		GACETA UNAM		OTRO MEDIO	
PERIODICO EL UNIVERSAL		FOLLETO DEL CURSO		REVISTAS TECNICAS			

3.- ¿QUE CAMBIOS SUGERIRIA AL CURSO PARA MEJORARLO?

4.- ¿RECOMENDARIA EL CURSO A OTRA(S) PERSONA(S)?

SI		NO	
----	--	----	--

5.- ¿QUE CURSOS LE SERVIRIA QUE PROGRAMARA LA DIVISION DE EDUCACION CONTINUA.

6.- OTRAS SUGERENCIAS:

DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACION
DEL 27 DE MARZO AL 1° DE ABRIL DE 1995
DIRECTORIO DE PROFESORES

ING. ALFONSO AGUILAR BERISTAIN
GERENTE
DAT TELECOMUNICACIONES
EUGENIA 1657-7
TEL. 536 66 44

ING. AMANDA O. GOMEZ GLZ.
PROFESOR
FACULTAD DE INGENIERIA
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 622 30 11

ING. JORGE CEJA CAYETANO
ANALISTA DE ING. DE TRANSMISION
TELCEL
AV. EJERCITO NACIONAL 373
COL. GRANADA
TEL. 625 40 01

LUIS FDO. CAZAREZ TENORIO
CALLE TEXCOCO 117 MZA. 314
LOTE 40, FRACTO. CD. AZTECA
2DA. SECCION
55120 ECATEPEC, EDO. DE MEX.
TEL. 775 29 82

ING. MARIO PEÑA CABRERA
INVESTIGADOR
IIMAS - UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 622 35 71

M. I. HUMBERTO GOMEZ NARANJO
TECNICO ACADEMICO
IIMAS - UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 548 33 60

ING. LUIS ARTURO HARO RUIZ
TECNICO ACADEMICO
IIMAS - UNAM
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 548 33 60

ING. ITHANDEHUI A. MESINAS
ANALISTA DE INGENIERIA
TELCEL
AV. NUEVO LEON 202
COL. HIPODROMO CONDESA
TEL. 273 20 24 EXT. 201

M. I. ARTURO G. HERMOSILLO

M. I. JAIME ALARCON CELIS

DIVISION DE EDUCACION CONTINUA
CURSOS ABIERTOS
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACION
DEL 27 DE MARZO AL 1° DE ABRIL DE 1995
DIRECTORIO DE ASISTENTES

CAMPA ROBLEDO MANUEL
DIVISION DEL NORTE 3419
EL ROSARIO
04000, MEXICO, D.F.
TEL. 618 82 81

CARREÑO CANDELARIO TOMAS
RADIO EDUCACION

GONZALEZ PRADO JAVIER
COMISION FED. ELECTRICIDAD

MOYAO LOPEZ GONZALO
CALLE G MANZANA II NO. 17
COL. EDUCACION
04400 MEXICO, D.F.
TEL. 544 83 90

PALLARES FLORES ROCIO IRENE
OF. ADMINISTRATIVO
ENEP. ACATLAN
AV. ALCANFORES S/N
ESTADO DE MEXICO
TEL. 623 17 81

PEREZ BAUTISTA LEONEL
PROFESOR
FACULTAD DE INGENIERIA
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 585 68 10

ROMERO FUERTE ELIZABETH
ACADEMICO
FACULTAD DE INGENIERIA
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 622 31 09

GALICIA URRUTIA E. YURIKO
ANALISTA
CONFIA, S.A.
JUAN RACINE 112 PISO 3
LOS MORALES, POLANCO
TEL. 395 83 00

GARCIA SOLIS PEDRO
LABORATORISTA
C.C.H. VALLEJO
AV. DE LOS 100 METROS S/N
DEL. V. CARRANZA, MEX., D.F.
TEL. 587 49 91

HDEZ. GARAY MA. DE LA PAZ
LAS CONCHAS S/N
BELLAVISTA, CUAUTITLAN IZCALLI
54720 EDO. DE MEXICO
TEL. 889 04 39

MELLENDEZ VENANCIO BEATRIZ
ACADEMICO
FACULTAD DE INGENIERIA
CIUDAD UNIVERSITARIA
04510 MEXICO, D.F.
TEL. 622 31 13

TAPIA ALBINO FABIAN
GERENTE DE PRODUCCION
ANTENAS, MATERIALES Y
PRODUCTOS ELECTRONICOS
BOULEVARD TOLUCA 27
FRACTO. ALCE BLANCO
53370 NAUCALPAN, EDO. DE MEXICO
TEL. 576 81 33



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

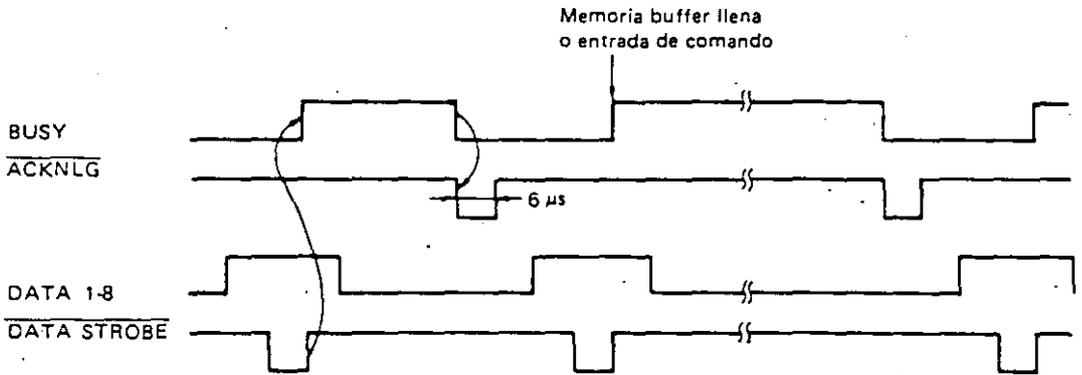
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACION

NOTAS COMPLEMENTARIAS

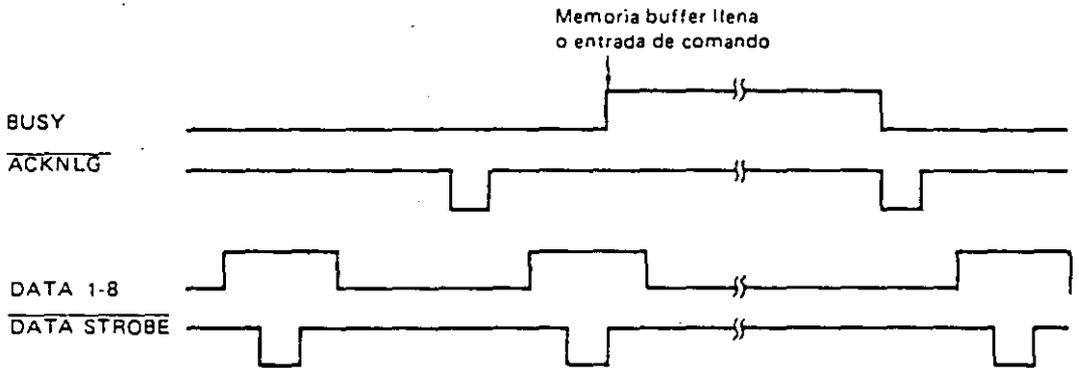
M. en I. HUMBERTO GOMEZ-ORANGE

(5) Tablas de Distribución

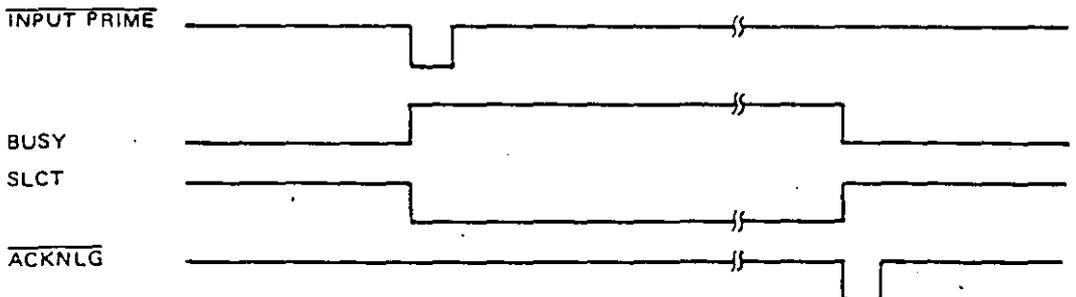
1) Dato aceptado bajo la condición de un-dato BUSY.



2) Dato aceptado bajo la condición de una-línea BUSY.



3) Dato aceptado de INPUT PRIME



SINGLE-ENDED SCSI BUS SIGNALS

Pin	Mnemonic	Signal	Driven by
2	-DB0	Data Bus Line 0	Initiator/Target
4	-DB1	Data Bus Line 1	Initiator/Target
6	-DB2	Data Bus Line 2	Initiator/Target
8	-DB3	Data Bus Line 3	Initiator/Target
10	-DB4	Data Bus Line 4	Initiator/Target
12	-DB5	Data Bus Line 5	Initiator/Target
14	-DB6	Data Bus Line 6	Initiator/Target
16	-DB7	Data Bus Line 7	Initiator/Target
18	-DBP	Data Bus Parity	Initiator/Target
26	TERMPWR	Terminator Power	Any device
32	-ATN	Attention	Initiator
36	-BSY	Busy	Initiator/Target
38	-ACK	Acknowledge	Initiator
40	-RST	Reset	Any device
42	-MSG	Message	Target
44	-SEL	Select	Initiator/Target
46	-C/D	Control/Data	Target
48	-REQ	Request	Target
50	-I/O	Input/Output	Target

DIFFERENTIAL SCSI BUS SIGNALS

Pin	Mnemonic	Pin	Mnemonic	Driven by
1	Shield Gnd	2	Ground	
3	+DB(0)	4	-DB(0)	Initiator/Target
5	+DB(1)	6	-DB(1)	Initiator/Target
7	+DB(2)	8	-DB(2)	Initiator/Target
9	+DB(3)	10	-DB(3)	Initiator/Target
11	+DB(4)	12	-DB(4)	Initiator/Target
13	+DB(5)	14	-DB(5)	Initiator/Target
15	+DB(6)	16	-DB(6)	Initiator/Target
17	+DB(7)	18	-DB(7)	Initiator/Target
19	+DB(P)	20	-DB(P)	Initiator/Target
21	DIFFSENS	22	Ground	Active high
23	Ground	24	Ground	
25	TERMPWR	26	TERMPWR	Any device
27	Ground	28	Ground	
29	+ATN	30	-ATN	Initiator
31	Ground	32	Ground	
33	+BSY	34	-BSY	Initiator/Target
35	+ACK	36	-ACK	Initiator
37	+RST	38	-RST	Any device
39	+MSG	40	-MSG	Target
41	+SEL	42	-SEL	Initiator/Target
43	+C/D	44	-C/D	Target
45	+REQ	46	-REQ	Target
47	+I/O	48	-I/O	Target
49	Ground	50	Ground	

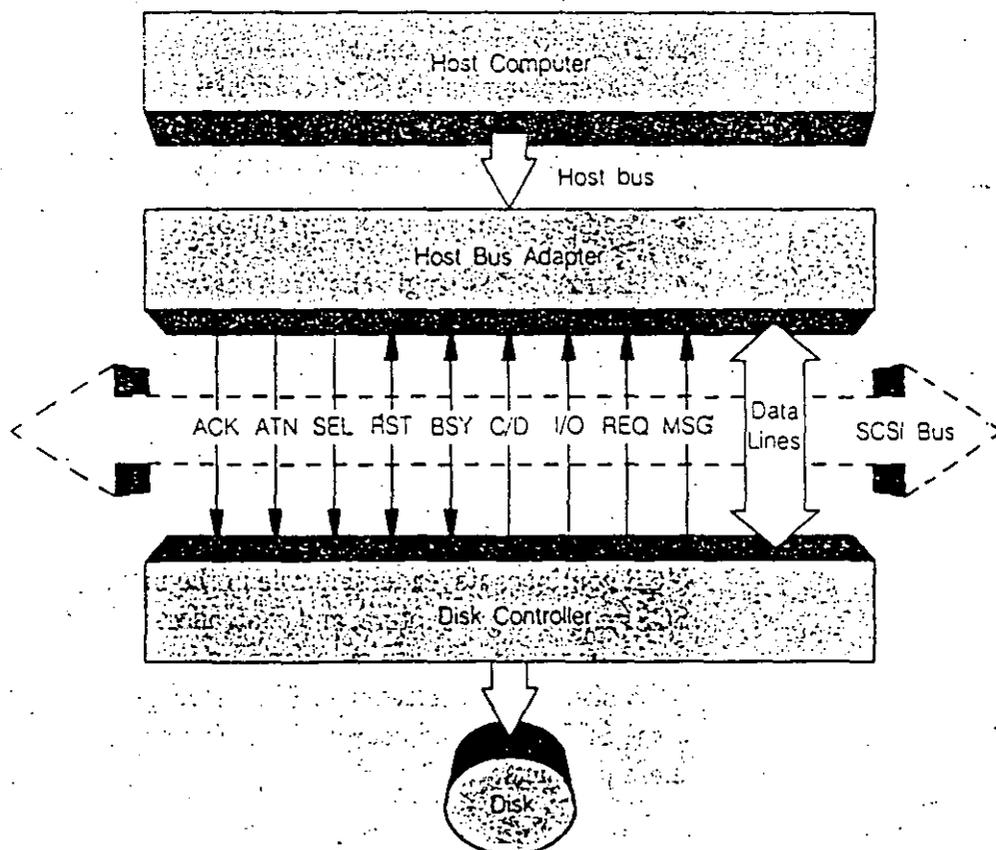
QUE SISTEMAS SOPORTA EL BUS SCSI ?

La función del bus SCSI es la de integrar todas las partes de un sistema de computo para que pueda comunicarse con otro o con cualquier periférico. Algunas computadoras soportan directamente al bus, en tanto que otras se comunican indirectamente con periféricos usando un " SCSI host adapter ".

SCSI puede adaptarse a computadoras que usan alguno de los siguientes buses:

- Bus S-100
- Bus STD
- Bus G64
- Multibus I/II
- Micro Canal
- IBM PC, PC/AT
- I-Bus
- X-Bus

Para adaptar SCSI a una computadora que use alguno de estos buses, un " host adapter " debe ser instalado en la computadora.



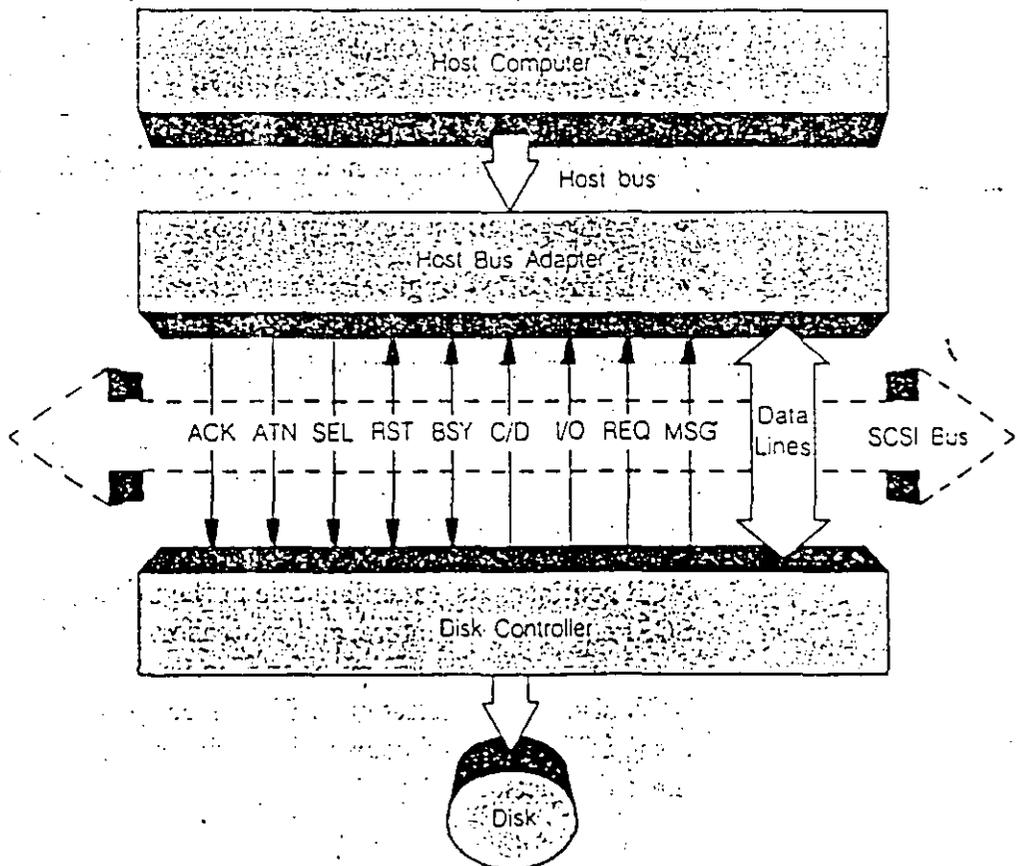
QUE SISTEMAS SOPORTA EL BUS SCSI ?

La función del bus SCSI es la de integrar todas las partes de un sistema de computo para que pueda comunicarse con otro o con cualquier periférico. Algunas computadoras soportan directamente al bus, en tanto que otras se comunican indirectamente con periféricos usando un " SCSI host adapter ".

SCSI puede adaptarse a computadoras que usan alguno de los siguientes buses:

- Bus S-100
- Bus STD
- Bus G64
- Multibus I/II
- Micro Canal
- IBM PC, PC/AT
- I-Bus
- X-Bus

Para adaptar SCSI a una computadora que use alguno de estos buses, un " host adapter " debe ser instalado en la computadora.



CONCEPTOS BASICOS DE LA INTERFASE " S C S I "

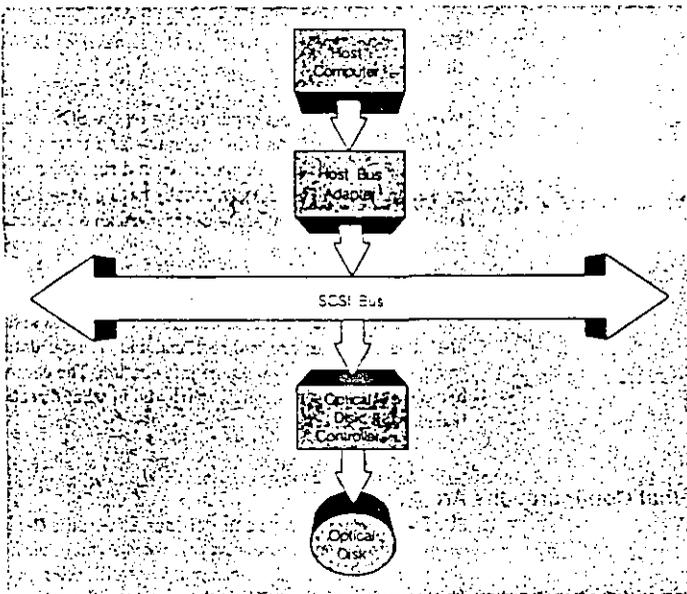
Mencionaremos la señalización del bus SCSI y las funciones que se realizan en la transferencia de información.

Un máximo de ocho dispositivos pueden ser conectados al bus. De ellos solamente un par puede estar en comunicación. Cada dispositivo tiene un bit de identificación llamado "SCSI ID", éste bit representa la dirección del dispositivo sobre el bus de datos (DB7-DB0). El DB7 tiene la mayor prioridad.

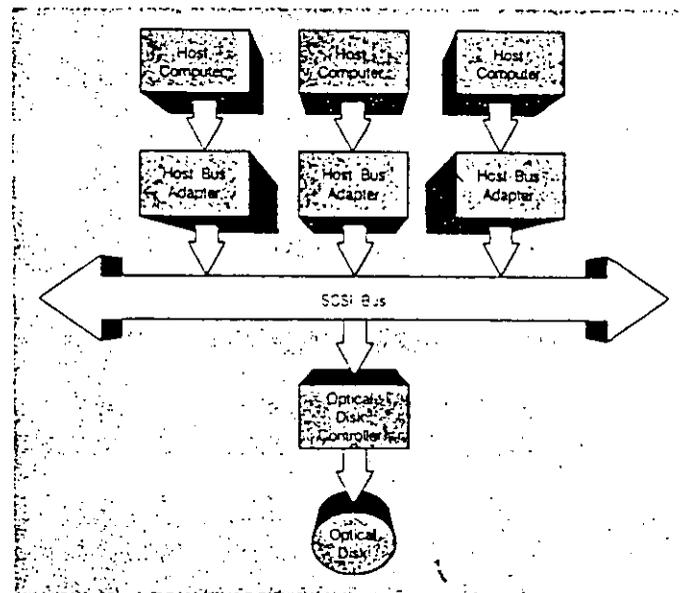
Existen cuatro posibles configuraciones con la interfase SCSI:

- Un Host (Initiator) / Un Controlador (Target)
- Un Host (Initiator) / Múltiples Controladores (Targets)
- Múltiples Host (Initiators) / Un Controlador (Target)
- Múltiples Host (Initiators) / Múltiples Controladores (Targets)

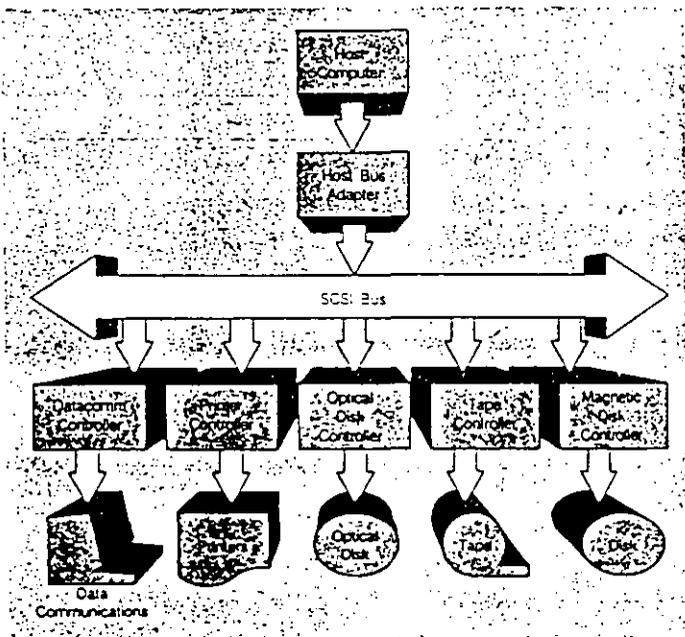
Single Host / Single Controller



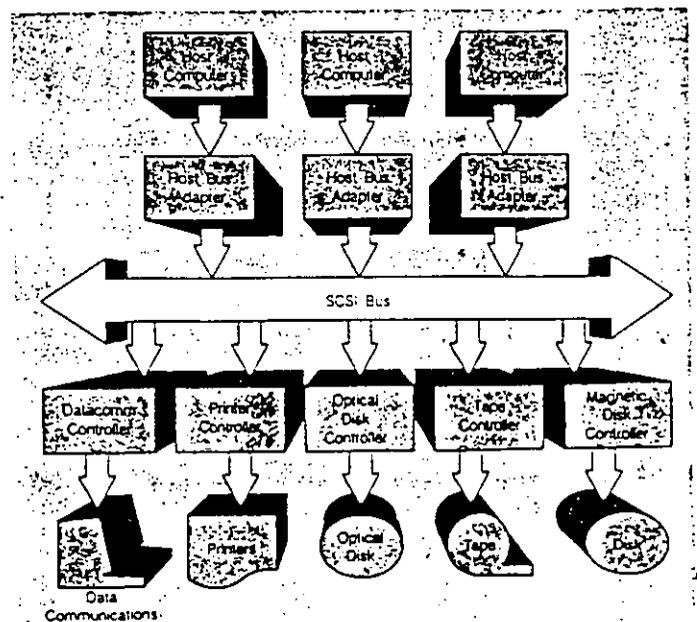
Multiple Hosts / Single Controller



Single Host / Multiple Controllers



Multiple Hosts / Multiple Controllers



Como se mencionó el bus SCSI esta formado por 50 líneas, de las cuales 9 son para datos (se incluye paridad) y 9 son para señales de control.

DESCRIPCION:

Data Signals (DB7-DB0).

Este bus no solamente transmite datos, comandos y mensajes sino también códigos de identificación de los dispositivos SCSI.

Data Bus Parity (DBP).

La paridad es una opción del bus, y en caso de estar activa, esta debe ser " non " y debe ser soportada por todos los dispositivos.

Señales de Control.

Las 9 líneas de control utilizadas en la interfase se pueden dividir en 3 grupos:

Primer grupo. Incluye las señales SEL (Select) y BSY (Busy) las cuales permiten al "Initiator" seleccionar un "Target".

Segundo grupo. Esta formado por las señales C/D (Control/Data), I/O (Input/Output), MSG (Message), REQ (Request) y ACK (Acknowledge) las cuales definen las fases de transferencia de información y el "Handshake".

Tercer grupo. Esta formado por las señales ATN (Attention) y RST (Reset) las cuales definen las 2 condiciones asíncronas del bus.

SEL (SELECT).- El initiator utiliza esta señal para ejecutar un comando.

BSY (BUSY).- Esta señal (or alambrada) indica que el bus esta ocupado. El "initiator" utiliza esta señal durante la fase de arbitraje. El "target" seleccionado la utiliza para indicar un reconocimiento de selección y para indicar que el bus esta bajo su control.

C/D (CONTROL/DATA).- Esta señal se utiliza para indicar si la información que se esta transfiriendo es de control o datos. La logica es: C/D : 1/0

I/O (INPUT/OUTPUT).- Esta señal define la dirección de la transferencia de la información. La condición de esta señal esta referida al "Host".

MSG (MESSAGE).- Se utiliza para indicar que la información que se esta transfiriendo es un mensaje.

REQ (REQUEST).- El "target" usa esta señal para hacer una petición de transferencia de información. En respuesta a esta señal se hace la transferencia de datos durante la fase correspondiente.

ACK (ACKNOWLEDGE).- Esta señal se utiliza como respuesta a la señal de REQ.

PHASE SEQUENCE			
Phase	SEL	BSY	I/O
Bus Free	0	0	0
Arbitration	0	1	0
Selection	1	X	0
Reselection	1	X	1

NOTE: 0 = False, negated; 1 = True, asserted; X = Indicates that the signal is initially negated but is asserted when the target or initiator acknowledges selection.

INFORMATION TRANSFER PHASES					
MSG	C/D	I/O	Phase	Direction	Comment
0	0	0	Data-Out	To target	Data phase
0	0	1	Data-In	From target	Data phase
0	1	0	Command	To target	Command phase
0	1	1	Status	From target	Status phase
1	1	0	Message-Out	To target	Message phase
1	1	1	Message-In	From target	Message phase

NOTE: 0 = False, negated; 1 = True, asserted; For these phases, SEL is negated and BSY asserted

ATN (ATTENTION).- Esta señal informa al "target" que hay un mensaje, éste a su conveniencia acepta el mensaje en la fase correspondiente.

RST (RESET).- Esta señal (por alambrada) es utilizada por cualquier dispositivo en el bus. Normalmente es verificada sólo por el "host", durante la inicialización del equipo.

COMO SE CONTROLA LA COMUNICACION EN EL BUS SCSI.

Esta comunicación es controlada por una secuencia de estados llamados fases, existen ocho diferentes fases que son:

Fase de bus libre.- Indica que no hay ningún dispositivo haciendo uso del bus y que esta disponible.

Fase de arbitraje.- Esta fase permite que un dispositivo gane el control del bus como "initiator" o "target".

Fase de Selección.- Esta fase permite al "initiator" seleccionar un "target" para ejecutar un comando de lectura o escritura.

Fase de Reselección.- Esta fase opcional permite al "target" reconectarse a un "initiator" para continuar una operación que había sido suspendida.

Fase de transferencia de información.- Las fases de mensaje, estatus, datos y comando, son referidas como fases de transferencia de información porque todas ellas se utilizan para transferir datos o información via el bus de datos.

Fase de Comando.- Esta fase permite al "target" solicitar información de un "initiator".

Fase de Datos.- Se refiere tanto a la entrada como a la salida de éstos. La fase de entrada permite que los datos sean enviados del "target" al "initiator" y la fase de salida el sentido contrario.

Fase de Estatus.- En esta fase el "target" envía información de sus condiciones al "initiator".

Fase de Mensajes.- Esta compuesta por dos partes, la parte para mensajes de entrada y la parte para mensajes de salida. Para el primer caso el "target" hace una petición de envío de mensaje a un "initiator" y en la segunda el "initiator" envía mensaje al "target".

CONDICIONES DEL BUS SCSI.

Existen dos condiciones en el bus: la de "ATENCIÓN" y la de "RESET", estas condiciones pueden alterar la secuencia de fases en el bus y proporcionan el único medio de que el "initiator" force al "target" para alterar la ejecución normal de un comando.

Connection Types

You can connect the Desktop Storage Pack to your system in two ways — *direct connection* or *daisy-chaining*. Connecting the SCSI cable of the Desktop Storage Pack to the SCSI connector of your system is direct connection. Connecting the SCSI cable of the Desktop Storage Pack to the SCSI connector of another SCSI device is daisy-chaining.

Direct Connection

Use direct connection when you are connecting the first SCSI device in the SCSI bus to the computer system: connect one end of the SCSI cable to one of the SCSI connectors or the peripheral device, and the other end of the SCSI cable to the SCSI connector of the computer system. If needed, connect a regulated SCSI terminator to the other SCSI connector or the peripheral device, as illustrated in Figure B-1.

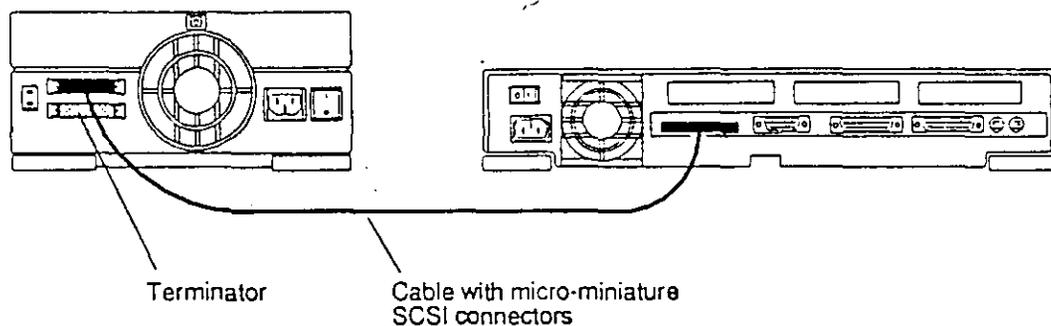


Figure B-1 A Desktop Storage Pack Directly Connected With an Active SCSI Terminator Attached

If you installed an SBus card with an additional SCSI connector in the computer system, you can connect the Desktop Storage Pack to the SCSI connector of the SCSI card.

Daisy-Chaining

SCSI devices can be daisy-chained. A daisy-chain is a means of connecting a number of devices to a system. A SCSI cable connects the system to the nearest of the devices, then a separate SCSI cable connects the first device to the second device. Another cable connects the second to the third and so forth..

Daisy-chaining allows a single connector on the system to connect to more than one device. If you want more than one device on a bus, you will need to daisy-chain.

Note - Devices with the old-style connectors (3-row 50-pin D connectors or 50-pin ribbon connectors) should not be used on the same bus (daisy-chained) with fast SCSI devices.

If you connect SCSI devices to your system in this manner, connect the terminator supplied with the Desktop Storage Pack to the unused SCSI connector on the back panel of the last device in the daisy-chain, as shown below:

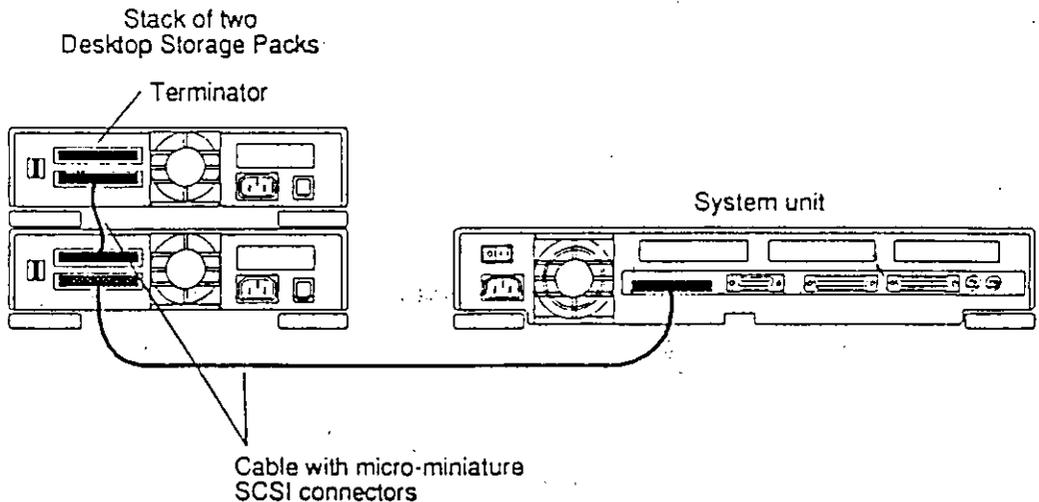
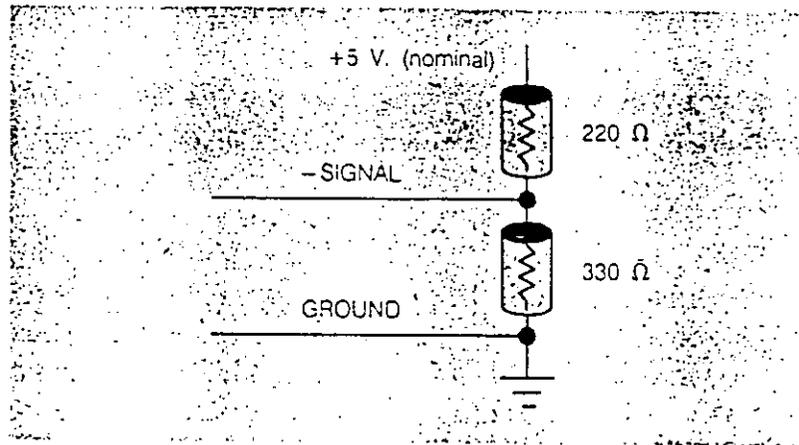


Figure B-2 Daisy-chaining Desktop Storage Packs

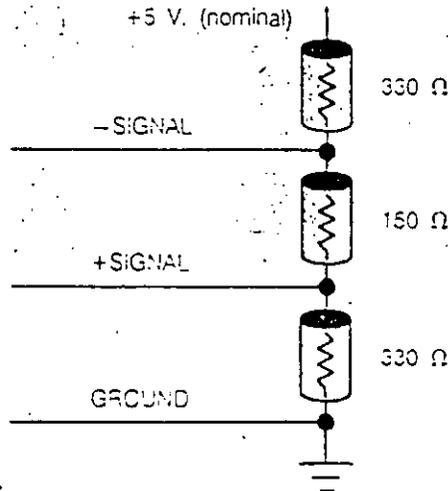
How Are The SCSI Signals Terminated?

The SCSI signals must be terminated at both ends of the SCSI bus.

Termination for single-ended devices.



Termination for differential devices.



CONNECTING THE REO-130S

The disk drive should be located in a controlled environment with a temperature of approximately 22 degrees Celsius (72 degrees Fahrenheit) and with a relative humidity of 60%, non-condensing.

Caution: Do not place the computer, the drive, or any peripherals where the equipment will be exposed to direct sunlight, to humidity, from heaters or coolers, or to sudden severe changes in temperature. Do not place the equipment in an area that is dirty, dusty or subject to vibration or shock. Keep the disk cartridges especially away from high heat output devices such as heatguns or soldering equipment.

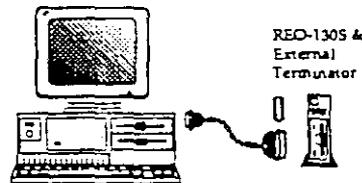


Figure 2-1. Stand-alone configuration

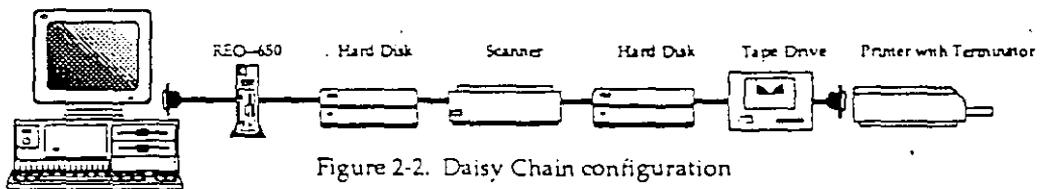


Figure 2-2. Daisy Chain configuration

To connect the REO-130S, proceed as follows:

1. Connect the small end of the six foot SCSI-2 cable to the SCSI port on the back plate of the TMC-1660 board.

NOTE: The 50 pin connectors on each end of the six foot cable differ in size. Therefore, the cable can only be connected with the small end to the TMC-1660 board and the larger end to the disk drive.

2. Connect the large end (50 pin connector) of the six foot SCSI -2 cable to the SCSI connector on the first SCSI device on the SCSI daisy chain.
3. Fasten the connectors to each other using the two clips attached to the ends of each SCSI connector.
4. Connect the power cord to the power connector port on the back of the REO-130S disk drive. Connect the other end of the power cord to an AC power line.
5. Connect the remaining SCSI devices using approved SCSI cables. The maximum combined length of the cables must not exceed 6 meters (19.7 feet). *Data can be lost if this length is exceeded.*
6. Place the SCSI terminator on the last device of the SCSI daisy chain if it is not already terminated.
7. Proceed to next chapter to install the REO-130S Driver software.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

COMUNICACIONES DIGITALES

M. en I. Arturo Haro Ruíz

M. en I. Humberto Gómez Naranjo

INDICE.

LA INTERFASE.

INTERFASES DE COMUNICACION EN SERIE.

CARACTERISTICAS MECANICAS DE LA INTERFASE EIA-232-D.

NUEVOS PRODUCTOS PARA APLICACIONES DE LA EIA-232-D.

INTERFASES SERIALES BALANCEADAS (DIFERENCIALES).

INTERFASES DE COMUNICACION EN PARALELO.

LA INTERFASE CENTRONICS.

LA INTERFASE GPIB.

ASPECTOS GENERALES.

OBJETIVOS.

ESPECIFICACIONES ELECTRICAS.

LA INTERFASE SCSI.

LA INTERFASE.

LA INTERFASE 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 E/S O INTERFASE.

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 Y/O BAJADA ETC.

b) **CARACTERISTICAS MECANICAS,**- TODO LO RELACIONADO CON EL TIPO DE CONECTOR EN CUANTO A DIMENSIONES, FORMA, MONTAJE, ETC.

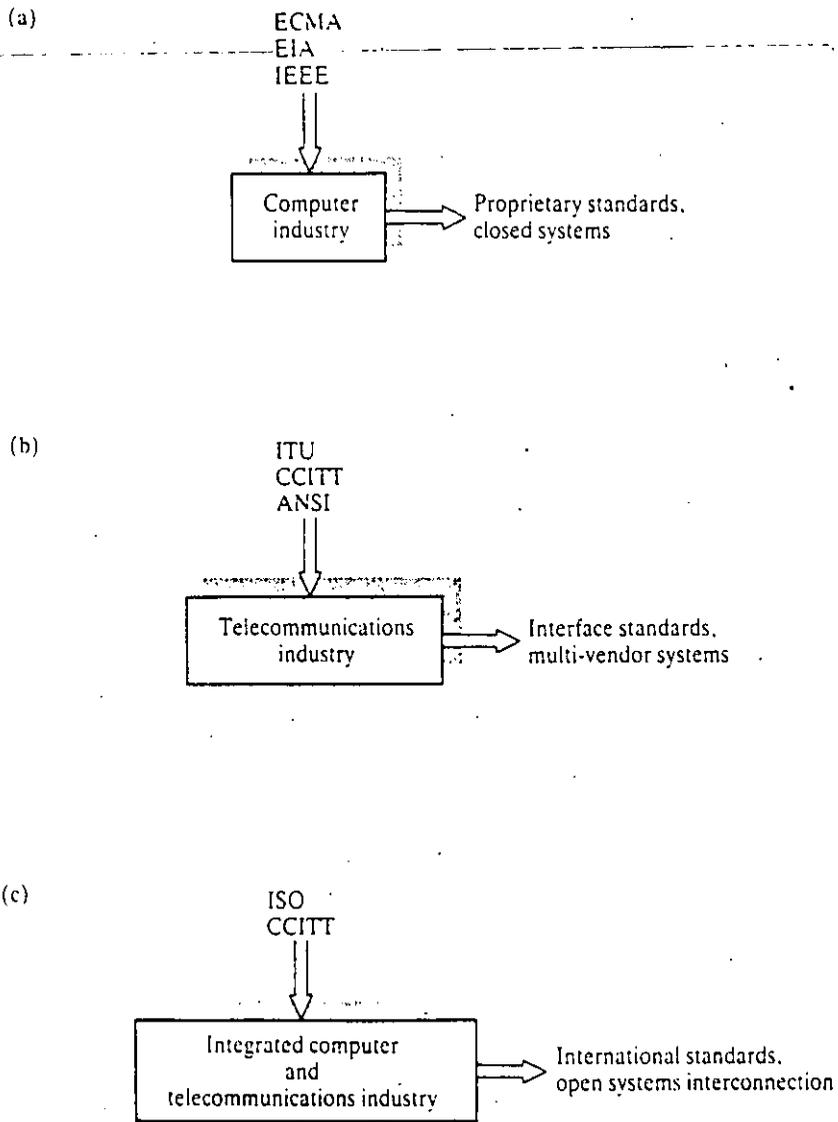
c) **DESCRIPCION FUNCIONAL DE LOS CIRCUITOS DE INTERCAMBIO.**- LA DEFINICION Y LOS NOMBRES DADOS A LAS FUNCIONES QUE REALIZAN LAS SEÑALES ELECTRICAS QUE SE UTILIZAN.

d) **CONFIGURACIONES TIPICAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES MAS COMUNES.**- CONFIGURACIONES TIPICAS ENTRE LOS ELEMENTOS DE COMUNICACION.

EXISTEN DIFERENTES COMITES Y ASOCIACIONES INTERNACIONALES QUE FORMULAN LOS ESTANDARES PARA LAS INTERFASES, 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 INTERFASE; 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.

ESTAS CATEGORIAS SE PUEDEN CLASIFICAR TAMBIEN POR EL TIPO DE INTERFASE EMPLEADO; TERMINACION SIMPLE (SINGLE ENDED) Y TERMINACION DIFERENCIAL (DIFFERENTIAL ENDED).



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.

EL TIPO DIFERENCIAL ES GENERALMENTE UTILIZADO CUANDO LA INTERFERENCIA POR RUIDO PUEDE SER PROBLEMÁTICA O CUANDO LAS DISTANCIAS SON GRANDES CON VELOCIDADES DE TRANSMISIÓN ALTA. EL TIPO DE TERMINACIÓN SIMPLE SE UTILIZA CUANDO EL COSTO ES UNA RESTRICCIÓN O CUANDO SE REQUIERE CUBRIR DISTANCIAS CORTAS, POR EJEMPLO, EN APLICACIONES DE ENLACES "BACKPLANE" ES DECIR, ENLACES INTERNOS EN LOS SISTEMAS.

LA FIGURA 2 MUESTRA LAS INTERFASES ESTÁNDAR SERIE Y PARALELO COMO FUNCIÓN DE LOS PARÁMETROS DE VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN Y DISTANCIA.

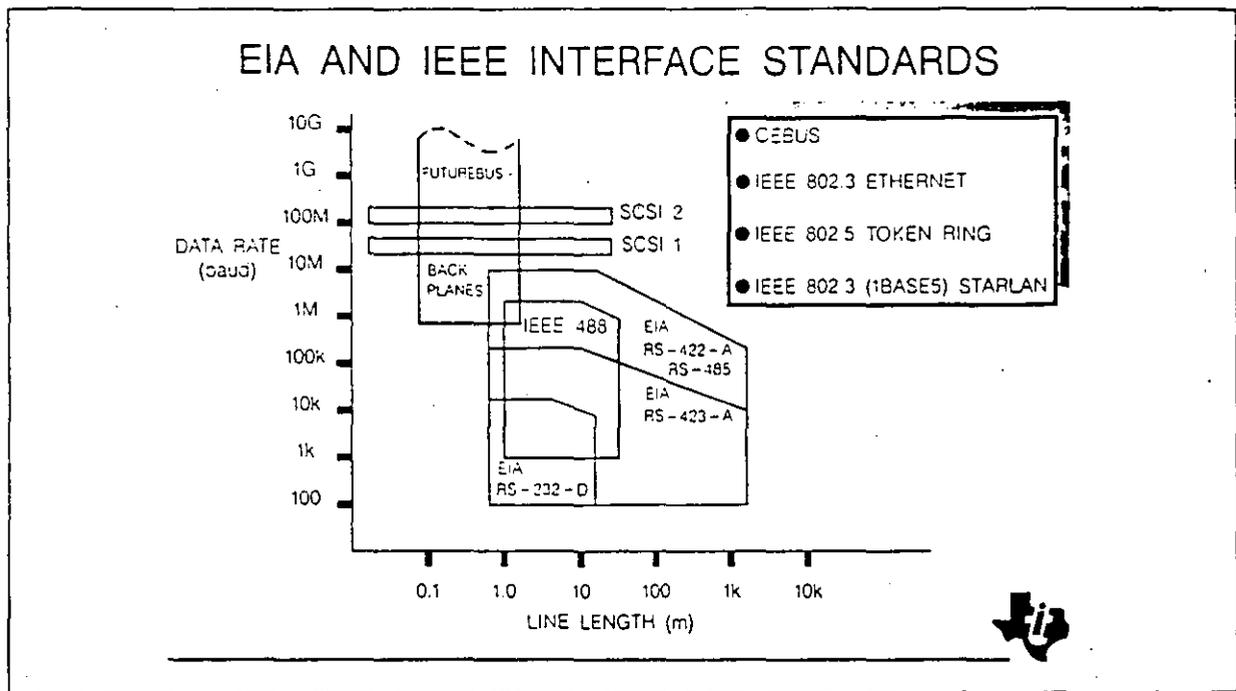


FIGURA 2.- INTERFASES ESTÁNDAR.

INTERFASES DE COMUNICACION EN SERIE.

EN LA COMUNICACION TIPO SERIE SE TIENEN DIVERSOS ESTANDARES COMO SON: EIA-232-D/V.24, EIA-422/V.11, EIA-423/V.11 Y EIA-485/V.35.

LA EIA-232-D (HASTA 1986 CONOCIDA COMO RS-232-C) 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 20K BITS POR SEGUNDO (BPS).

LAS CARACTERISTICAS ELECTRICAS DE ESTA INTERFASE SE PUEDEN OBTENER A PARTIR DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA FIGURA 3 Y CUYOS PARAMETROS SE RESUMEN EN LA TABLA 1.

CARACTERISTICAS MECANICAS DE LA INTERFASE EIA-232-D.

UN CONECTOR DE 25 VIAS TIPO "D" ES EL COMUNMENTE USADO PARA ESTA INTERFASE. UN CONECTOR MACHO "DB25P" ES USADO EN LOS "DTE'S" Y UN CONECTOR TIPO HEMBRA "DB25S" ES EL USADO EN LOS "DCE'S".

EN LA ACTUALIDAD TAMBIEN SE ESTAN USANDO CONECTORES TIPO "D" DE 9 VIAS EN LOS EQUIPOS PEQUEÑOS.

EN EL DIAGRAMA DE LA FIGURA 4a SE INDICA LA POSICION DE LA INTERFASE CON RESPECTO A LOS EQUIPOS DENTRO DE UNA COMUNICACION, Y EN LA FIGURA 4b 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".

COMO EJEMPLO: EL PROCESO DE "HANDSHAKING" EN EL ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION ASINCRONA HALF-DUPLEX (DOS HILOS EN UN SENTIDO) SE ESQUEMATIZA EN EL DIAGRAMA DE LA FIG. 5.

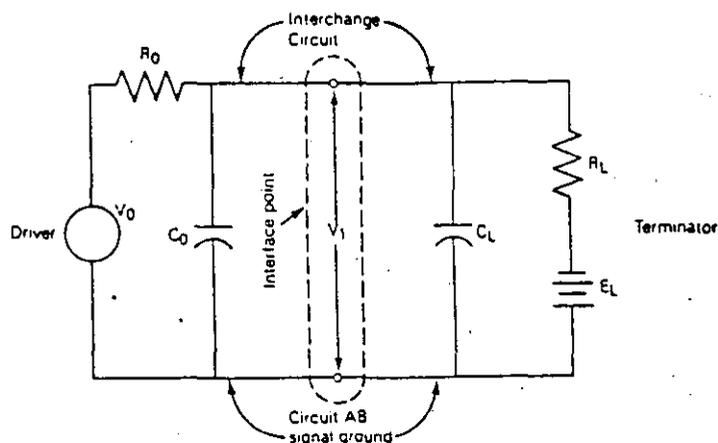


FIGURA 3.- CIRCUITO EQUIVALENTE DE LAS LINEAS EN LA EIA-232-D.

Driver output logic levels with 3K to 7K load	$15\text{ V} >_{oh} > 5\text{ V}$ $-5\text{ V} >_{ol} > -15\text{ V}$
Driver output voltage with open circuit	$ V_o < 25\text{ V}$
Driver output impedance with power off	$R_o > 300\text{ ohms}$
Output short circuit current	$I_{o/} < 0.5\text{ A}$
Driver slew rate	$dv/dt < 30\text{ V}/\mu\text{s}$
Receiver input impedance	$7\text{ k}\Omega > R_{in} > 3\text{ k}\Omega$
Receiver input voltage	$\pm 15\text{ V}$ compatible with driver
Receiver output with open circuit input	MARK
Receiver output with +3 V input	SPACE
Receiver output with -3 V input	MARK
+15 } +5 }	LOGIC "0" = SPACE = CONTROL ON
+5 } +3 }	Noise margin
+3 } -3 }	Transition region
-3 } -5 }	Noise margin
-5 } -15 }	LOGIC "1" = MARK = CONTROL OFF

TABLA 1.- ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE LA EIA-232-D

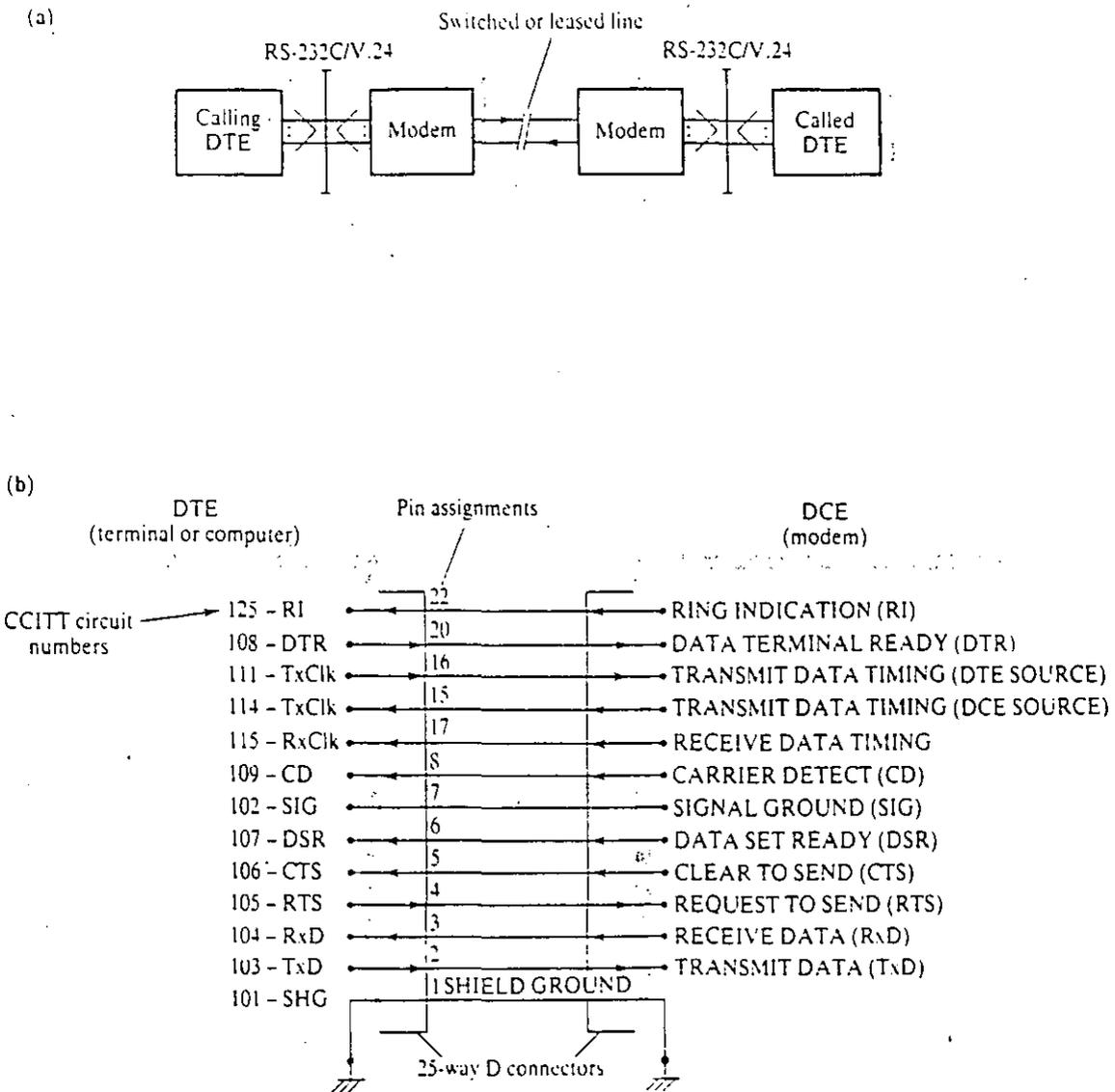


FIGURA 4.- a) POSICION DE LA INTERFASE CON RESPECTO A LOS EQUIPOS.
 b) SEÑALES DE CONTROL.

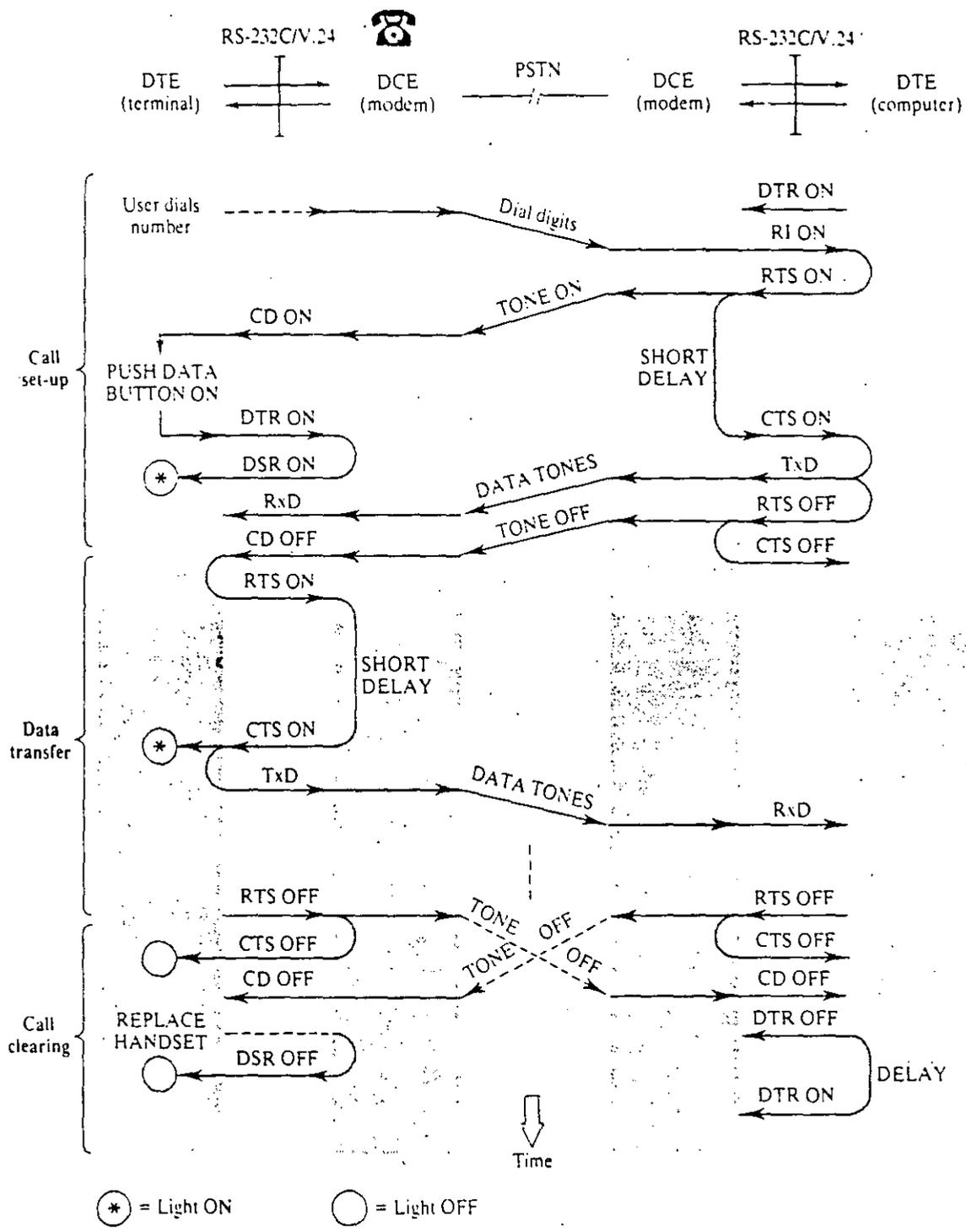


FIGURA 5.- PROCESO DE "HANDSHAKING" EN EL ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION ASINCRONA HALF-DUPLEX.

LA INTERFASE EIA-232-D 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" INTERCAMBIAR 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 6 SE MUESTRAN ALGUNAS CONFIGURACIONES DE ALAMBRADO QUE FUNCIONAN EN LA MAYORIA DE LOS CASOS.

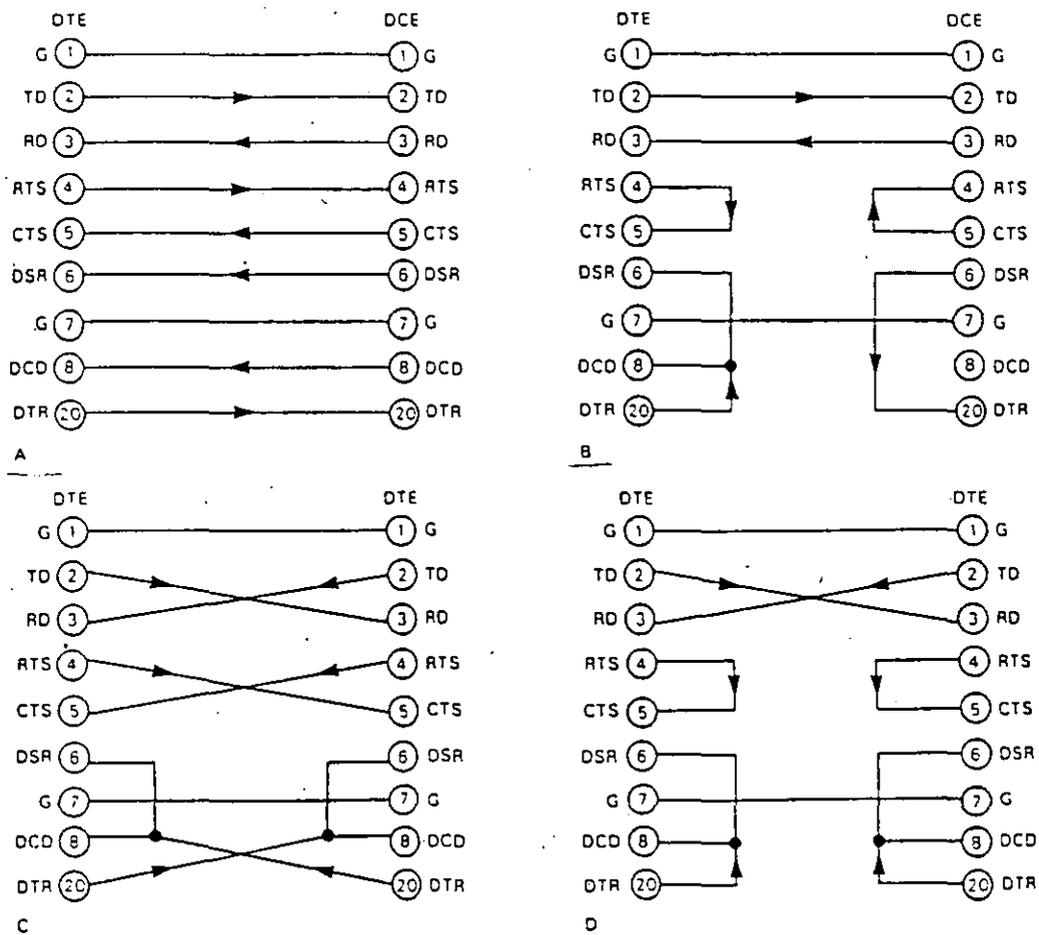


FIGURA 6.- DIVERSAS CONFIGURACIONES DE ALAMBRADO PARA LA INTERFASE "EIA-232-D".

EN LA CONFIGURACION 6a 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 6c 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 OMITIENDO 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 SE DEBE HACER UNA CONFIGURACION COMO LA MOSTRADA EN LA FIGURA 6b PARA EL CASO DE "DTE" A "DCE", EN DONDE CADA UNO DE LOS EQUIPOS SE AUTO PROPORCIONA SU "HANDSHAKING".

LA FIGURA 6d MUESTRA EL USO DEL NULL MODEM PARA CONEXION "DTE" A "DTE", LA CUAL TAMBIEN TRABAJA PARA CONEXION "DCE" A "DCE" OMITIENDO LA CONEXION EN EL PIN 8.

NUEVOS PRODUCTOS PARA APLICACIONES DE LA EIA-232-D.

LOS ASPECTOS PRINCIPALES QUE SE DEBEN CONSIDERAR EN LAS APLICACIONES DONDE SE USA ESTA INTERFASE SON:

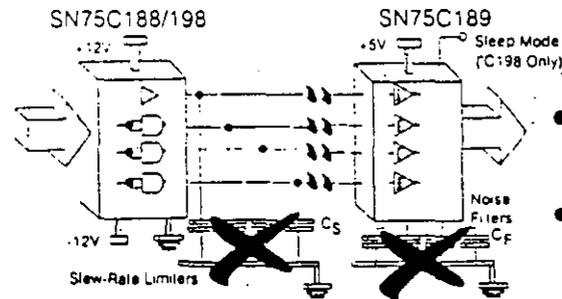
- CONSUMO DE POTENCIA.
- REDUCCION DE COMPONENTES PASIVOS.
- ALTO NIVEL DE INTEGRACION.
- VOLTAJES DE OPERACION.

EL INCREMENTO EN EL USO DE LAS LAP-TOP, EQUIPOS PORTATILES QUE UTILIZAN LA INTERFASE, DEMANDAN SEAN UTILIZADOS DISPOSITIVOS DE BAJO CONSUMO DE POTENCIA. TAMBIEN CON LA INTEGRACION DE MODEMS, PERIFERICOS, PCs. ES NECESARIO LA REDUCCION DE ESPACIO, REQUIRIENDO ELIMINAR LOS COMPONENTES PASIVOS EXTERNOS Y POR TANTO TAMBIEN ELIMINAR LAS FUENTES DE DIFERENTES VOLTAJES.

SE MENCIONAN A CONTINUACION ALGUNOS NUEVOS DISPOSITIVOS QUE CONTRIBUYEN A MEJORAR LOS ASPECTOS MENCIONADOS.

LA FIGURA 7 MUESTRA UNA COMPARACION EN EL CONSUMO DE POTENCIA ENTRE LOS DISPOSITIVOS TRADICIONALMENTE USADOS (MC1488/SN75188 Y MC1489/SN75189) Y NUEVOS DISPOSITIVOS CON TECNOLOGIA BIMOS (SN75C188, SN75C189) LOS CUALES ADEMAS TIENEN IMPLEMENTADOS LIMITADORES EN EL "SLEW-RATE" Y FILTROS DE ENTRADA, LOGRANDO ELIMINAR COMPONENTES PASIVOS EXTERNOS.

BiMOS FOR LOW POWER



- Built-in Driver Slew-Rate Limit to 30 V/μs
- Built-in Receiver Input Filters Reject Noise Pulses That are Shorter Than 1μs
- Includes Option for Additional Filtering or Threshold Shift
- Sleep-Mode Gives Power Savings of > 99%

	'188	'189	'C188	'C189	'C198	'C189	Units
Driver	240	-	28		0.4		mW
Receiver		100		2.1		2.1	mW
Line		97		97		0	mW
TOTAL		437		102		2.5	mW



FIGURA 7.-COMPARACION ENTRE DISPOSITIVOS TRADICIONALES Y LOS DE NUEVA TECNOLOGIA.

UN RECURRENTE PROBLEMA QUE SE PRESENTA CUANDO SE UTILIZA LA INTERFASE, ES LA NECESIDAD DE LAS FUENTES DE +12V Y -12V, ADICIONALMENTE A LA DE 5V, LO QUE IMPLICA TENER TRES REGULADORES Y SUS COMPONENTES PASIVOS ASOCIADOS O BIEN IMPLEMENTAR UNA FUENTE CONMUTADA, LO QUE IMPLICA TAMBIEN EL USO DE DISPOSITIVOS PASIVOS.

ACTUALMENTE EXITEN MANEJADORES Y RECEPTORES DE LINEA QUE CONTIENEN INTERNAMENTE CONVERTIDORES (CHARGE PUMP) QUE MULTIPLICAN E INVIERTEN EL VOLTAJE DE POLARIZACION (5V) PARA LOGRAR LOS VOLTAJES NECESARIOS EN LA INTERFASE. ESTOS SON EL "LT1080/1" DE TEXAS INSTRUMENTS Y EL "MAX232" DE MAXIM INTREGRATED PRODUCTS MOSTRADOS EN LA FIGURA 8.

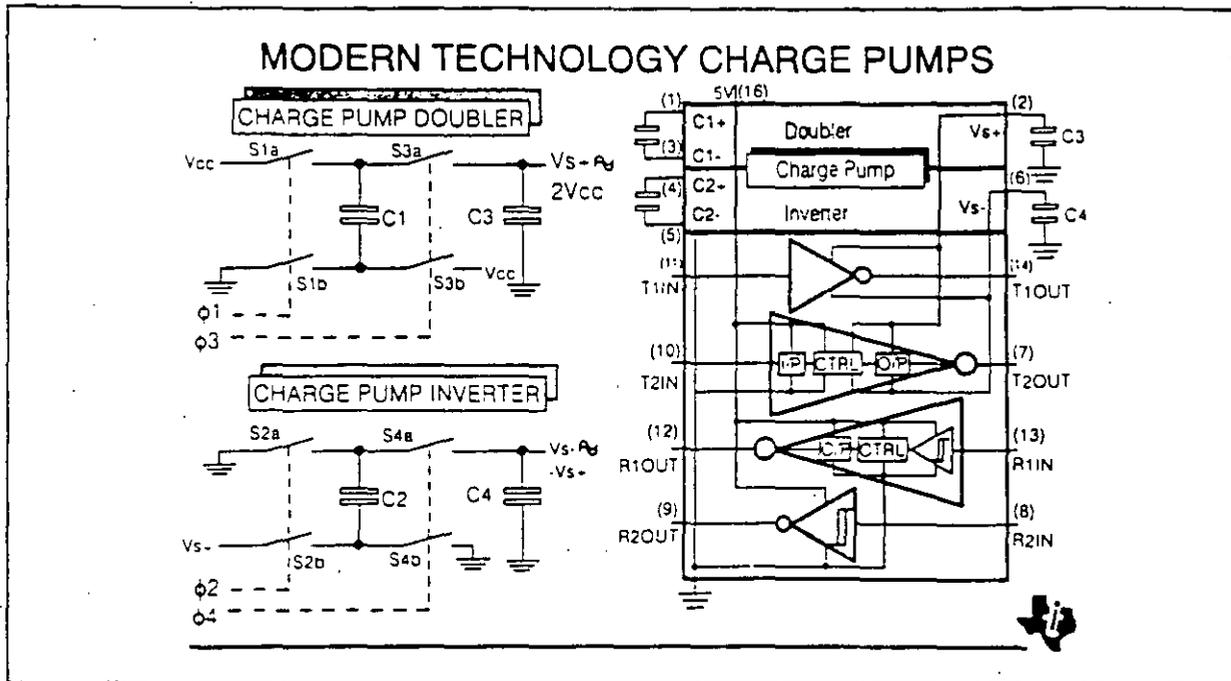


FIGURA 8.- NUEVOS DISPOSITIVOS PARA LA INTERFASE EIA-232-D CON MULTIPLICADORES E INVERSORES DE VOLTAJE INTERNOS.

INTERFASES SERIALES BALANCEADAS (DIFERENCIALES).

LA TRANSMISION DE DATOS A ALTA VELOCIDAD ENTRE "DTE'S" Y "DCE'S" EN DISTANCIAS GRANDES Y EN CONDICIONES DE ALTO RUIDO, SE PRESENTA SUMAMENTE DIFICIL SI NO ES QUE HASTA IMPOSIBLE CON MANEJADORES Y RECEPTORES DE TERMINACION SIMPLE. LOS ESTANDARES RECOMENDADOS POR LA "EIA" PARA INTERFASES DIGITALES BALANCEADAS PROPORCIONAN AL DISEÑADOR LA SOLUCION PARA ESOS REQUERIMIENTOS. LA RS-422/V.11 Y LA RS-485 SON INTERFASES DIGITALES BALANCEADAS DESARROLLADAS PARA INCREMENTAR LAS VENTAJAS DE LA INTERFASE DE CORRIENTE DE LAZO Y SUPERAR LAS LIMITACIONES DE LA EIA-232-D. SUS VENTAJAS SON:

VELOCIDAD DE TRANSMISION DE HASTA 10M BAUDIOS.
 DISTANCIA DE TRANSMISION DE HASTA 1200 METROS.
 TRANSMISION DIFERENCIAL MENOS SENSIBLE AL RUIDO.

LA INTERFASE "RS-485" ES UNA VERSION MEJORADA DE LA "RS-422", AUMENTANDO EL NUMERO DE PERIFERICOS Y TERMINALES QUE UNA COMPUTADORA PUEDE MANEJAR PARTICULARMENTE CUANDO LA DISTANCIA AUMENTA LAS VELOCIDADES DE TRANSMISION SE INCREMENTAN. ADICIONALMENTE LA "RS-485" PERMITE LA COMUNICACION MULTIPUNTO EN FORMA BIDIRECCIONAL Y PUEDE SER UTILIZADA CON EFECTIVIDAD PARA APLICACIONES DE "MINI-LAN" (PEQUEÑAS REDES DE AREA LOCAL) COMO SERIA LA TRANSMISION ENTRE UNA COMPUTADORA CENTRAL Y ESTACIONES INTELIGENTES REMOTAS.

LA FIGURA 9 MUESTRA LAS DIFERENCIAS ENTRE ESTAS DOS INTERFASES.

LA "RS-422 PERMITE SOLAMENTE COMUNICACION EN UN SOLO SENTIDO (MODO SIMPLEX) Y UTILIZA UN PAR TRENZADO DIFERENCIAL. CADA MANEJADOR SOPORTA HASTA 10 RECEPTORES, EN TANTO QUE LA RS-485 PERMITE HASTA 32 RECEPTORES.

LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA DEL PAR TRENZADO ES FUNCION DE LA FRECUENCIA Y TYPO DE CABLE. LAS IMPEDANCIAS TIPICAS ESTAN EN EL RANGO DE 100X A 120X. UNA RESISTENCIA DE TERMINACION DE VALOR IGUAL AL DE LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA DEL CABLE DEBERA SER CONECTADA EN LOS EXTREMOS DEL CABLE.

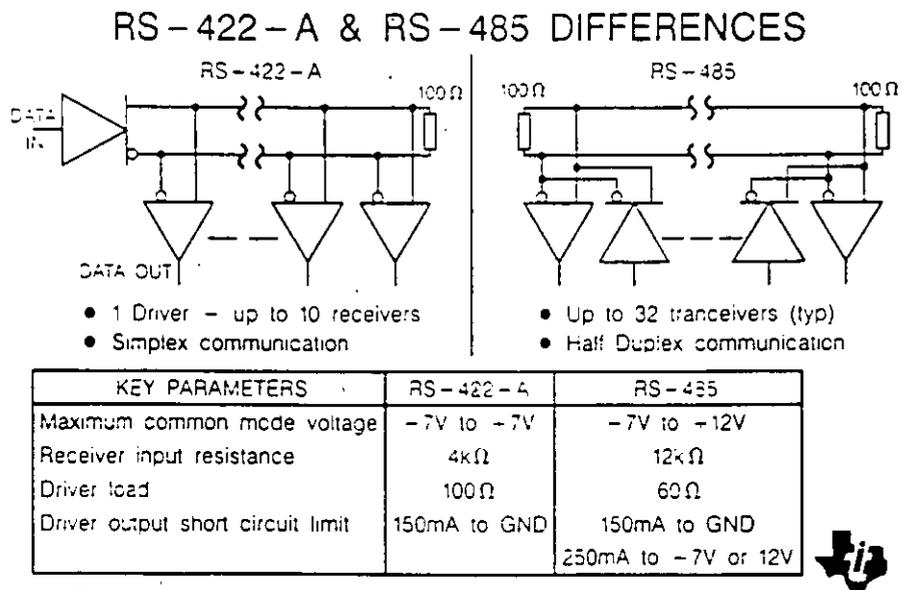


FIGURA 9.- DIFERENCIAS ENTRE LAS INTERFASES "RS-422" Y "RS-485".

	RS-232C/D	RS-423A	RS-422A	RS-485
Mode	single-ended	single-ended	differential	differential
Maximum number drivers	1	1	1	32
Maximum number 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 ±6.0V max	±2V min (diff'l)	±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 10.- CARACTERISTICAS DE LAS INTERFASES SERIALES.

INTERFASES DE COMUNICACION EN PARALELO.

PARA LA COMUNICACION A GRAN VELOCIDAD ENTRE PERIFERICOS SE UTILIZA LA INTERFASE EN PARALELO, ENTRE LAS QUE SE ENCUENTRAN LA CENTRONICS, GPIB-488 (GENERAL PURPOSE INTERFASE BUS) Y LA SCSI (SMALL COMPUTER SYSTEMS INTERFACE).

LA INTERFASE CENTRONICS.

ES UNIDIRECCIONAL Y ES AMPLIAMENTE UTILIZADA PARA CONECTAR DIVERSOS PERIFERICOS COMO IMPRESORAS, GRAFICADORAS, ETC.. EN LA FIGURA 11 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 11.- SEÑALES DE LA INTERFASE "CENTRONICS" Y SU LOCALIZACION EN EL CONECTOR.

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 MAYOR DE 15.
- c).-LA DISTANCIA TOTAL EN LA TRANSMISION NO ES MAYOR DE 20 m.
- 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 SISTEMA.

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.

ESPECIFICACIONES ELECTRICAS.

LAS ESPECIFICACIONES ELECTRICAS DE LAS SEÑALES DE ESTA INTERFASE CUMPLEN CON LAS EMLEADAS EN LA TECNOLOGIA TTL.

LA INTERFASE "GPIB" UTILIZA UN CONECTOR DE 24 VIAS TIPO CHAMP (AMP) O MICRORIBBON (AMPHENOL O CINCH SERIE 57). LA ASIGNACION DE CONTACTOS PARA CADA SEÑAL Y EL TIPO DE CONECTOR SE MUESTRA EN LA FIGURA 13.

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

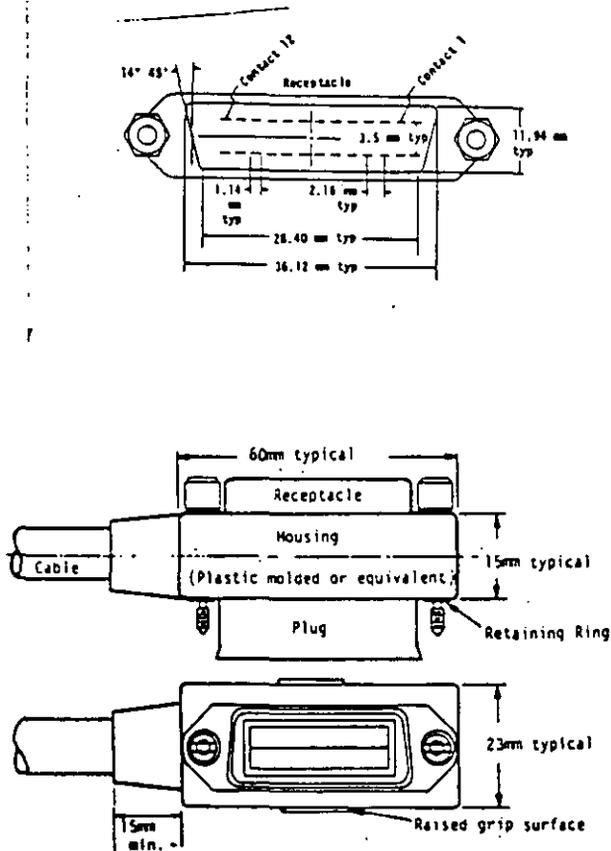


FIGURA 13.- ASIGNACION DE POSICIONES EN EL CONECTOR DE LA INTERFASE "GPIB" Y TIPO DE CONECTOR EMPLEADO.



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

**CURSOS ABIERTOS
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES**

COMUNICACIONES DIGITALES

*** SISTEMAS DE COMUNICACION ANALOGICA
Y COMUNICACION DE DATOS**

*** REDES DE COMPUTADORA**

ING. ROMAN OSORIO COMPARAN

SISTEMAS DE COMUNICACION ANALOGICA Y COMUNICACION DE DATOS

INDICE

COMUNICACION ANALOGICA

CARACTERISTICAS DE UNA SEÑAL

MULTIPLEXAJE

COMUNICACION DE DATOS

TRANSMISION SERIE US PARALELO

TRANSMISION SINCRONA US ASINCRONA

HARDWARE DE COMUNICACION

REDES DE COMPUTADORAS (INTRO)

INTRODUCCION

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.

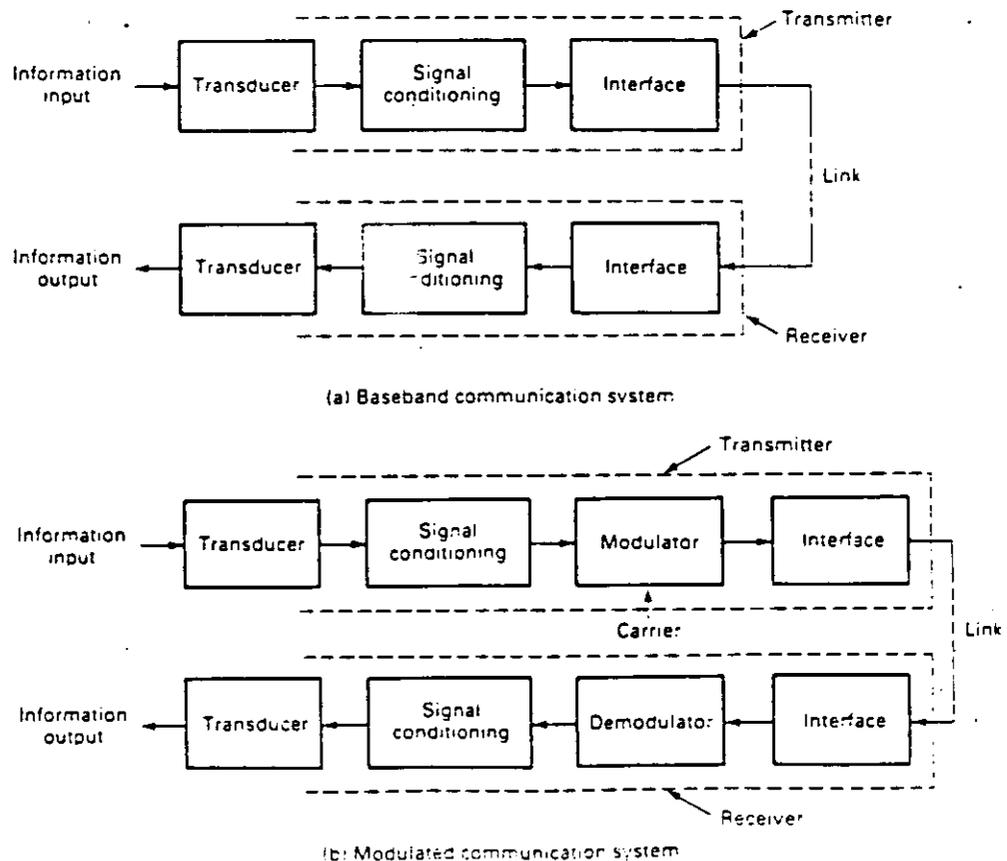


Figura 1. Sistema de Comunicación Analógica

Los sistemas de comunicación se clasifican como Simplex, Half-Duplex y Full-Duplex. Simplex describe un sistema que provee comunicación sólo en una dirección. Cuando la comunicación toma lugar en ambas direcciones simultáneamente, al sistema se le conoce como Full-Duplex. Un sistema en que la comunicación es en cualquier dirección, pero no en ambas direcciones al mismo tiempo es llamado Half-Duplex.

Características de una Señal y el Canal.

Nivel y Atenuación - El nivel de la señal o intensidad, es usualmente expresada en términos de voltaje e impedancia, o potencia por ejemplo: 100 mV a 75 ohms = 0.133 mW.

La relación de la potencia de dos señales, en la descripción de la ganancia o factores de atenuación, es más convenientemente expresada por el logaritmo de la unidad decibel (db).

$$\text{Relación Señal} = 10 \log (P2/P1) \text{ db.}$$

Ancho de Banda - El ancho de banda de una señal se refiere al rango de frecuencias que contienen mayor potencia. El ancho de banda de un canal de comunicación se refiere al rango de frecuencias sobre el cual la atenuación o ganancia permanece dentro de los pocos decibeles de atenuación del valor de la banda media.

Relación Señal a Ruido - La relación S/N es parámetro de la calidad de la señal; está expresada como la cantidad de la potencia de la señal que excede a la potencia del ruido, en decibeles.

Multiplexaje.

El multiplexaje es el proceso que permite compartir un "link" de comunicación por dos o más señales teniendo la habilidad de separar las señales al final de la recepción.

Existen dos aprovechamientos básicos en el multiplexaje de señales: las señales pueden ocupar una frecuencia única dentro del ancho de banda del "link", conocido como (FDM), o también pueden ocupar un instante de tiempo, conocido como multiplexaje por división de tiempo (TDM).

Multiplexaje por división de frecuencia.

La figura 2. muestra el FDM de tres canales analógicos, o señales. La frecuencia para cada modulador es elegida para localizar únicamente la señal; modulada dentro del espectro disponible y proporcionar una separación entre canales. La señal puede

ser separada, o demultiplexada utilizando filtros a la entrada de cada receptor.

El ancho de banda debe ser lo suficientemente grande para que puedan ser incluidas los anchos de banda de las señales moduladas (incluyendo las bandas laterales) y permitir de esta manera la separación entre frecuencias.

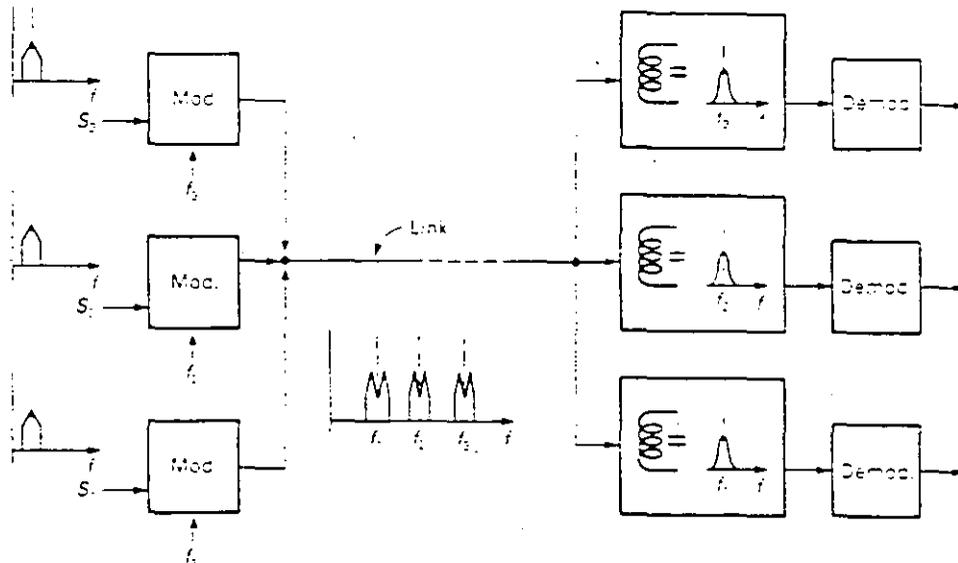


Figura 2. Multiplexaje por División de Frecuencias.

Multiplexaje por división de tiempo.

El concepto de TDM se ilustra en la figura 3. El interruptor es utilizado para conectar cada señal secuencialmente al "link" por la duración de un período de tiempo. El interruptor del demultiplexor debe estar sincronizado con el del multiplexor, para que la señal sea separada correctamente. La porción de cada señal se pierde mientras el link es conectado a otra señal. Si la rotación del interruptor es lo suficientemente rápida, este intervalo en cada señal será relativamente corto y el receptor lo completará satisfactoriamente. La reconstrucción satisfactoria del receptor para cada señal se realiza por la frecuencia de muestreo de cada señal, la cual debe tener una relación de muestreo de por lo menos dos veces la frecuencia más alta contenida en la señal de entrada.

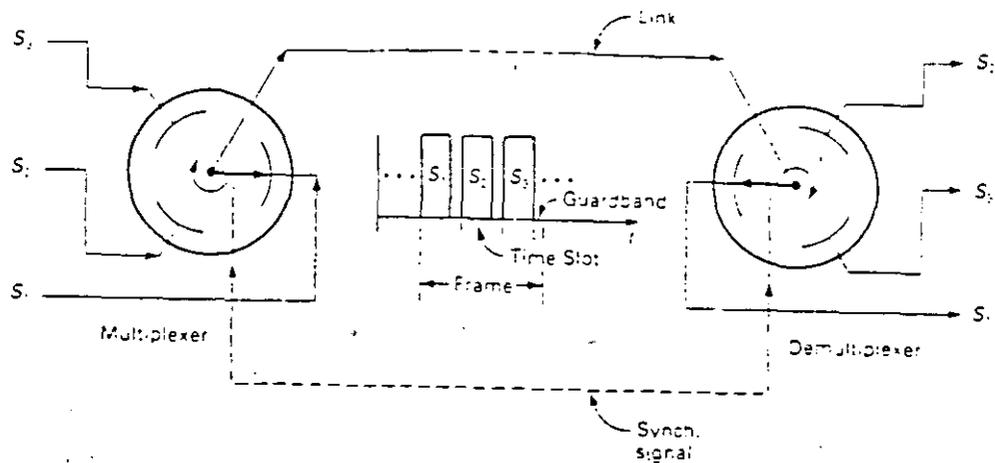


Figura 3. Multiplexaje por División de Tiempo.

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, gráficas, datos numéricos entre otros.

Los "links" usados para las comunicaciones de datos son digitales- esto es, la señal puede tomar únicamente un número limitado de estados discretos- frecuentemente uno de dos estados representados por 1 ó 0. El conjunto de elementos de datos para textos, gráficas o control industrial, usa códigos binarios. Un código binario de n -bits puede únicamente representar 2^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 $2^7 = 128$ 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		1	2	3	4	5	6	7
0		NUL	DEL	SP	0	1	2	3	4
1		SOH	ACK	1	2	3	4	5	6
2		STX	NAK	2	3	4	5	6	7
3		ETX	SYN	3	4	5	6	7	8
4		EOT	INV	4	5	6	7	8	9
5		ENQ	NAK	5	6	7	8	9	a
6		ACK	SYN	6	7	8	9	a	b
7		BEI	ETB	7	8	9	a	b	c
8		BS	CAN	8	9	a	b	c	d
9		HT	EM	9	a	b	c	d	e
A		LF	SS	a	b	c	d	e	f
B		VT	ESC	b	c	d	e	f	g
C		FF	FS	c	d	e	f	g	h
D		CR	GS	d	e	f	g	h	i
E		SO	RS	e	f	g	h	i	j
F		SI	US	f	g	h	i	j	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 métodos.

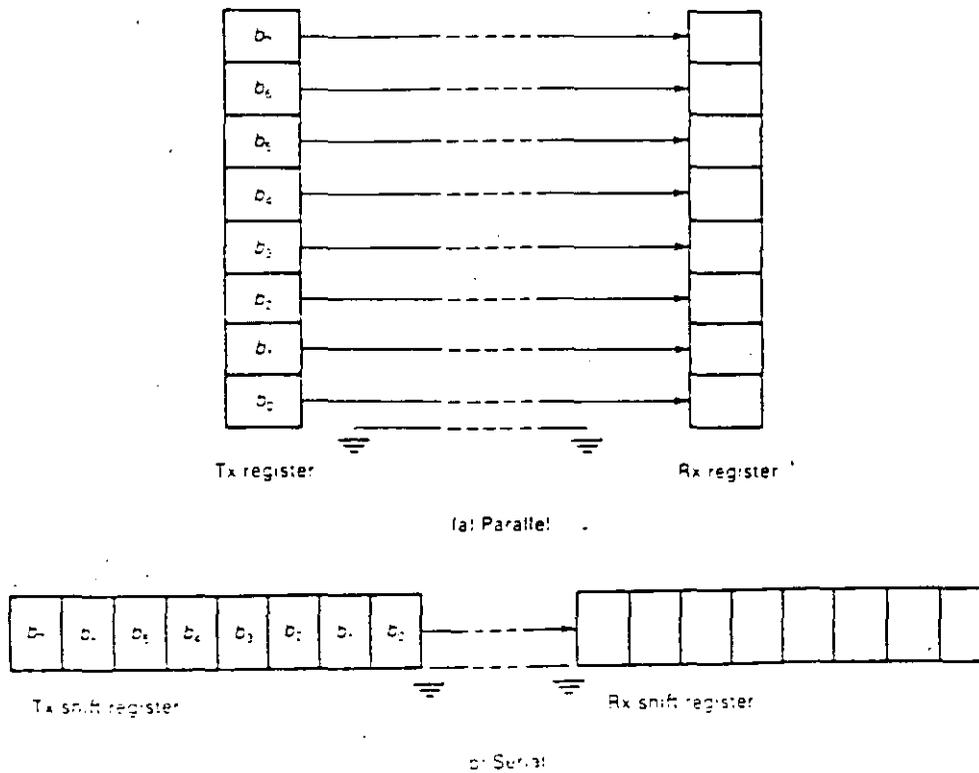


Figura 4. Transmisión Paralela y Serie.

La transmisión en paralelo es mucho más costosa que la serial, debido a que varias líneas de transmisión son necesitadas, pero es inherentemente mucho más rápida porque varios bits son enviados al mismo tiempo. La transmisión en paralelo es más práctica cuando el receptor está cercano al transmisor- frecuentemente en la misma habitación.

Transmisión Síncrona versus Asíncrona.

Transmisión Síncrona, como el término sugiere, significa que el receptor traslada los bits de un carácter en sincronía con el transmisor. De tal forma que la transmisión es realizada por medio de un reloj de entrada en ambos registros de corrimiento, dicho reloj se encuentra en el transmisor como se muestra en la figura 5. Una vez que la sincronización del receptor se ha estabilizado, una larga secuencia de caracteres puede ser enviada a una velocidad alta, la cual está limitada únicamente por el ancho de banda del "link".

La desventaja de la transmisión síncrona radica en la necesidad de enviar la señal de reloj en paralelo con el dato, lo cual requiere de un segundo canal de transmisión. En grandes distancias, donde no es posible tener un canal separado de la información, los receptores síncronos están equipados con un circuito especial phase-locked loop (PLL), el cual extrae la información de tiempo de la misma cadena de datos. Usualmente unos cuantos caracteres especiales son enviados antes del bloque de datos para que el receptor realice la sincronización; el carácter ASCII SYNC es frecuentemente utilizado para este propósito.

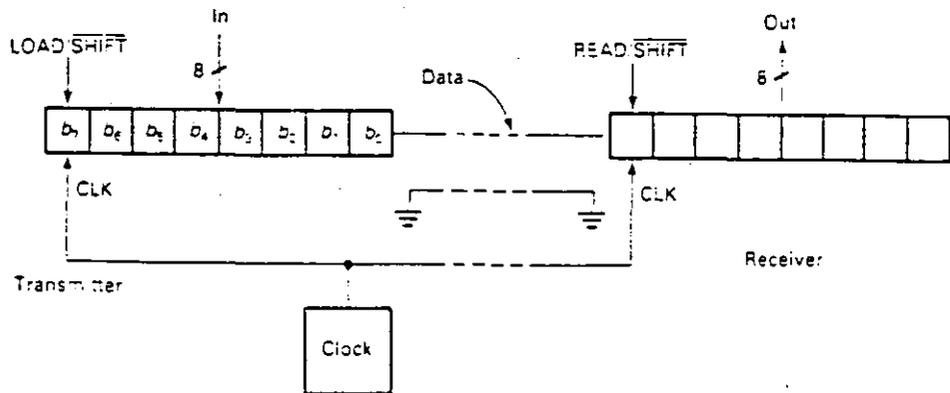


Figura 5. Transmisión Serie Síncrona.

Transmisión Asíncrona.

Esta no requiere continuamente de una señal de sincronización desde el transmisor al receptor. Los caracteres son sincronizados separadamente y pueden ser enviados con períodos desocupados de duración aleatoria entre ellos. En la figura 6, los bits de datos de cada carácter son precedidos por un bit de inicio, el cual es detectado por el receptor y éste dispara el reloj de corrimiento del receptor. La frecuencia nominal del reloj del receptor y del transmisor es la misma y está determinada por la relación de bits que están siendo usados. Debido a que la frecuencia de los dos relojes es muy cercana, el receptor permanece lo suficientemente en fase con los bits de datos para la duración de un carácter, y la resincronización toma lugar al inicio de cada carácter. Uno o dos caracteres de paro son insertados después de los bits de datos de cada carácter lo cual permite un tiempo mínimo entre caracteres.

Debido a que los bits de inicio y paro deben ser sumados a cada carácter para la transmisión, la transmisión asíncrona es generalmente más lenta que la transmisión síncrona, pero resulta menos costosa. Los rangos para la transmisión asíncrona son 75, 110, 300 y 1200 bits/s. Los rangos para la transmisión síncrona son 2400, 4800 y 9600 bits/s.

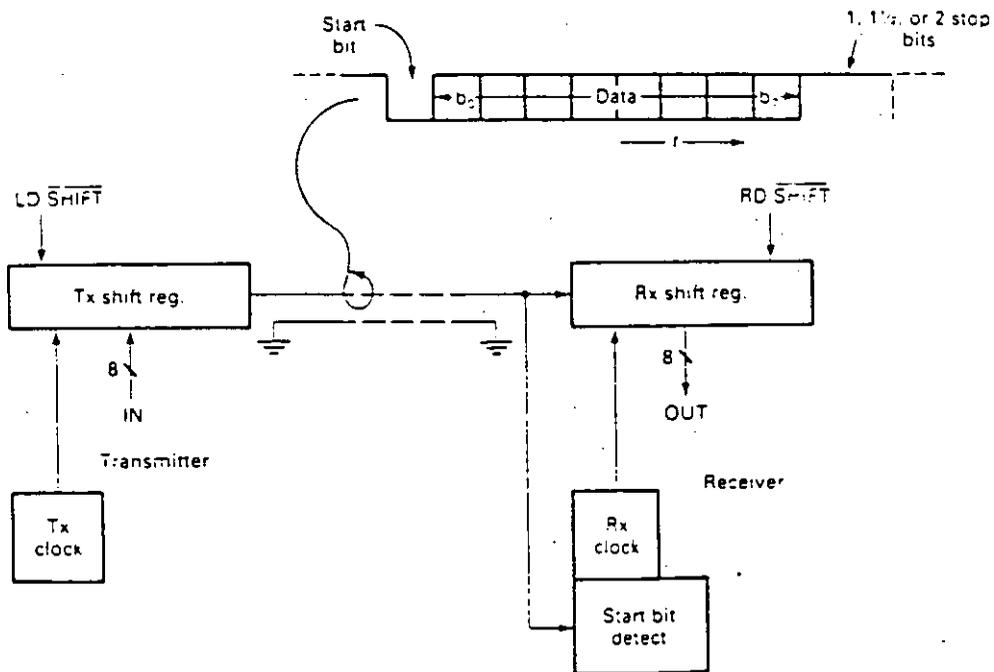


Figura 6. Transmisión Asíncrona.

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 asíncrono, 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 caracter.

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 estándares existen para este tipo de interfaces de comunicación

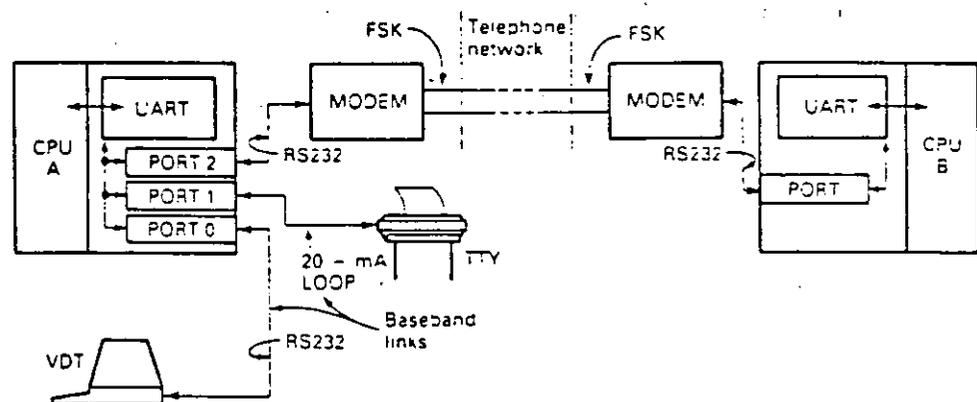


Figura 7. Hardware para la Comunicación de Datos.

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 limitaciones, 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 está 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.

Concierne 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.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

INTRODUCCION

M. en I. Amanda O. Gómez G.

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 esto 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 esto 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 aclarar 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 son 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 debe 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 hincapie en las guias 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 de 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 són 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 de tener en cuenta los fundamentos de television analógica y de resolución media, por lo que se estudiaran 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 ∞

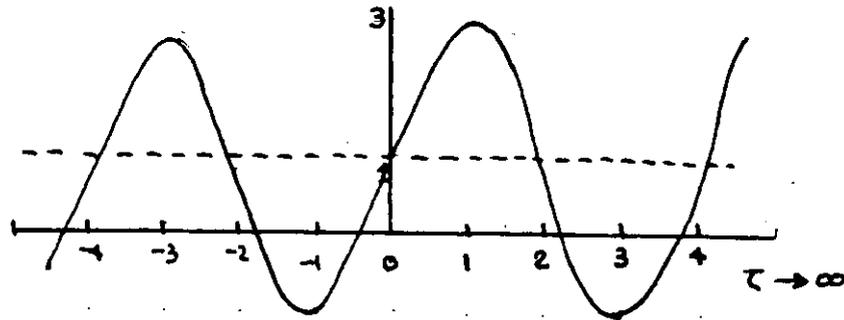


Figura 1

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

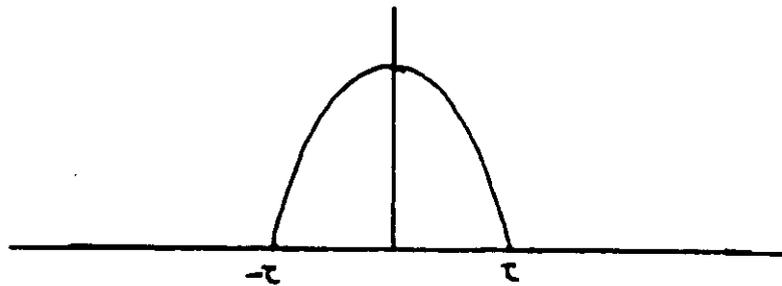


Figura 2

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.

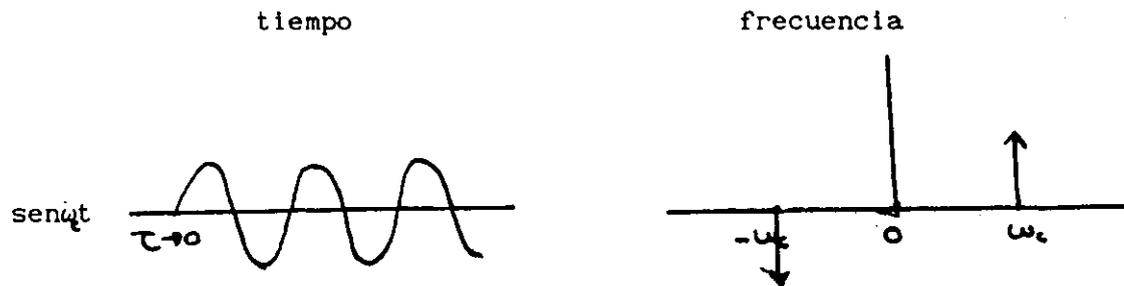


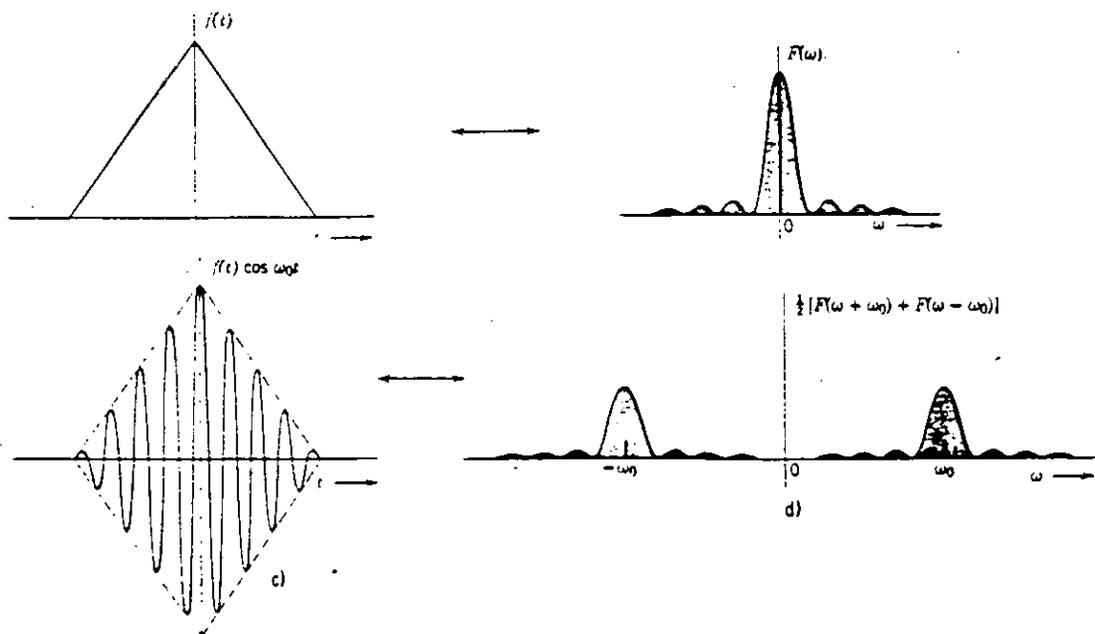
Figura 3

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 senoidal 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 senoidal



Una señal pulsante, tiene sus componentes en frecuencia como una sinc y si esta señal se multiplica por una señal senoidal 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

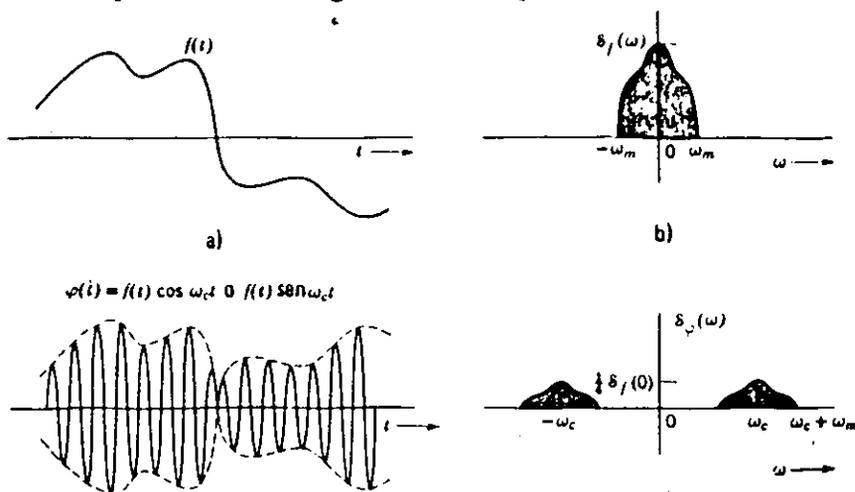


Figura 6

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

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

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

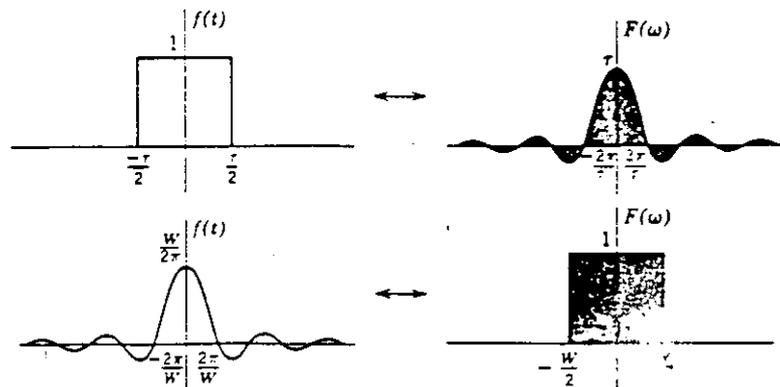


Figura 7

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

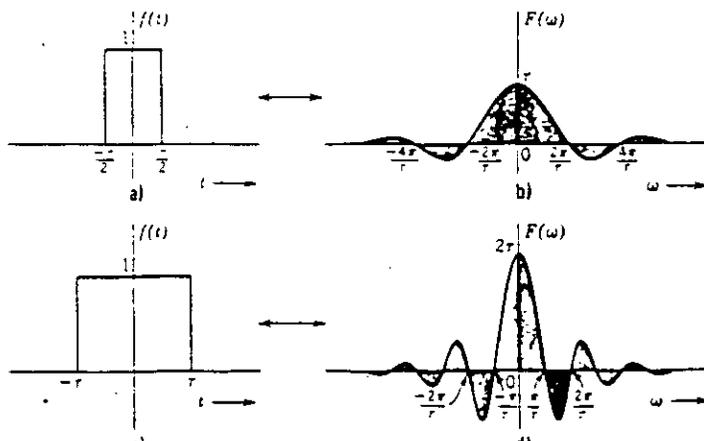
$$f_1(t)+f_2(t) \leftrightarrow F_1(\omega)+F_2(\omega)$$

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

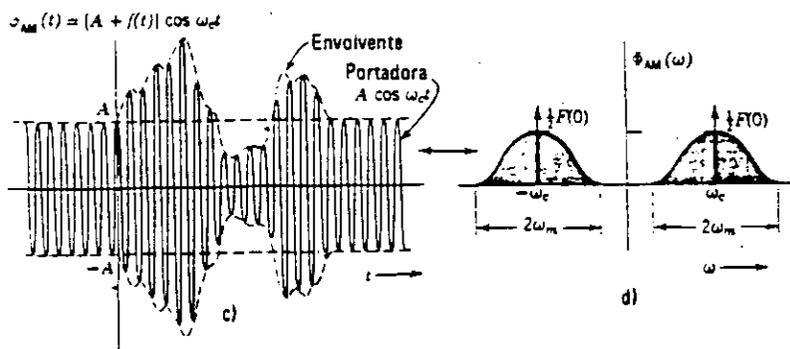


Figura 9

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

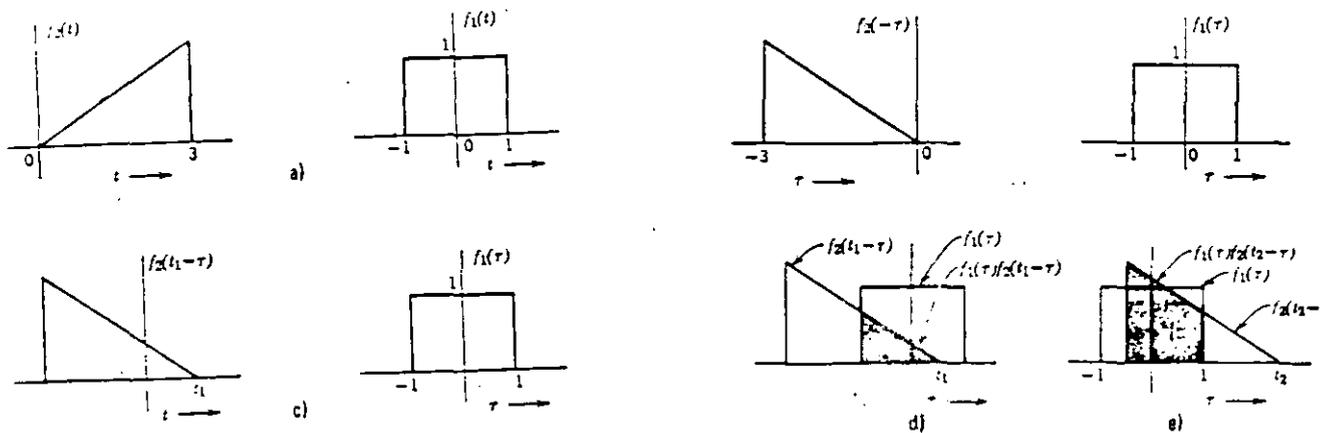


Figura 10

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

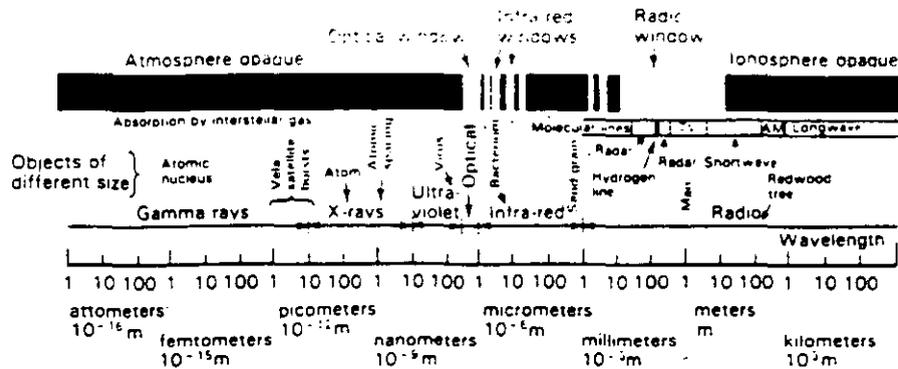


Figura 11

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

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

ésto tal vez no nos indica nada si no lo identificamos como algo puramente aplicativo, digamos un filtro ,cuando conocemos cómo 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

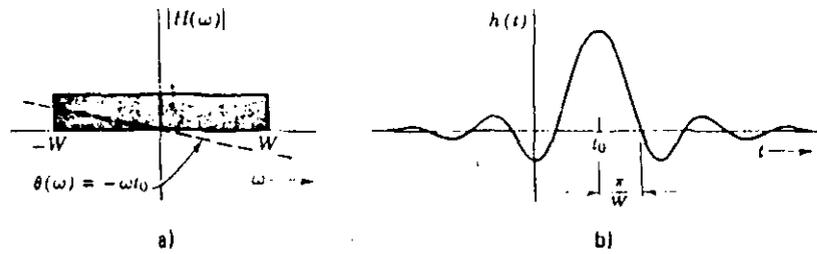


Figura 12

filtro pasa bajo figura 13

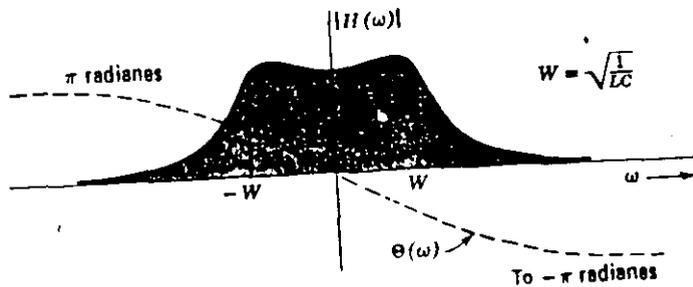


Figura 13

filtro pasa alto figura 14.

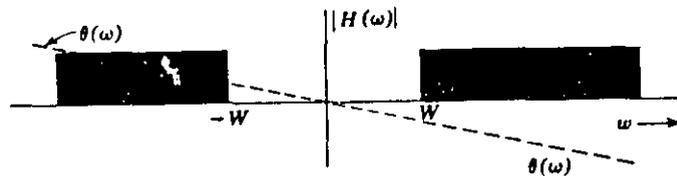


Figura 14

filtro pasa banda en la figura 15

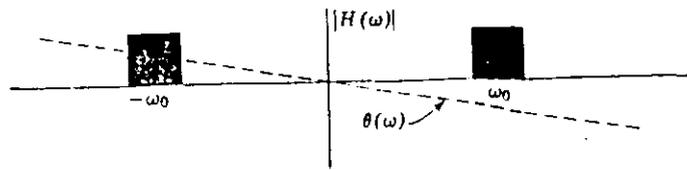


Figura 15

filtro elimina banda en la figura 16

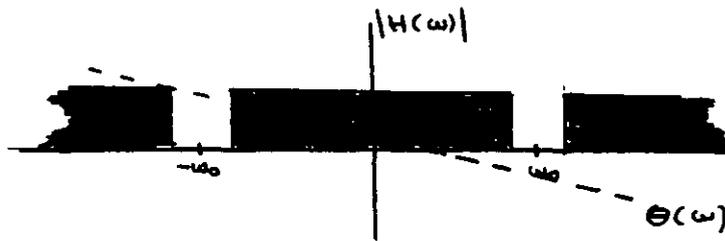


Figura 16

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

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

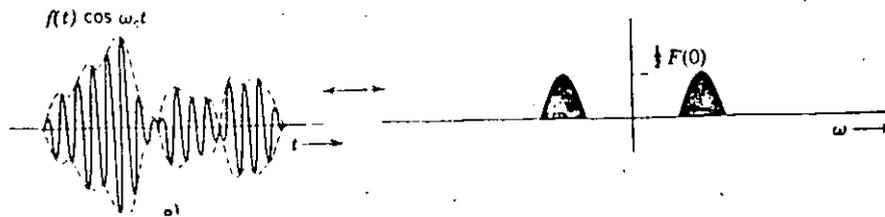
entonces

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

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

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

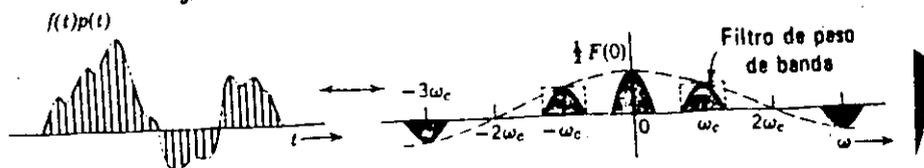


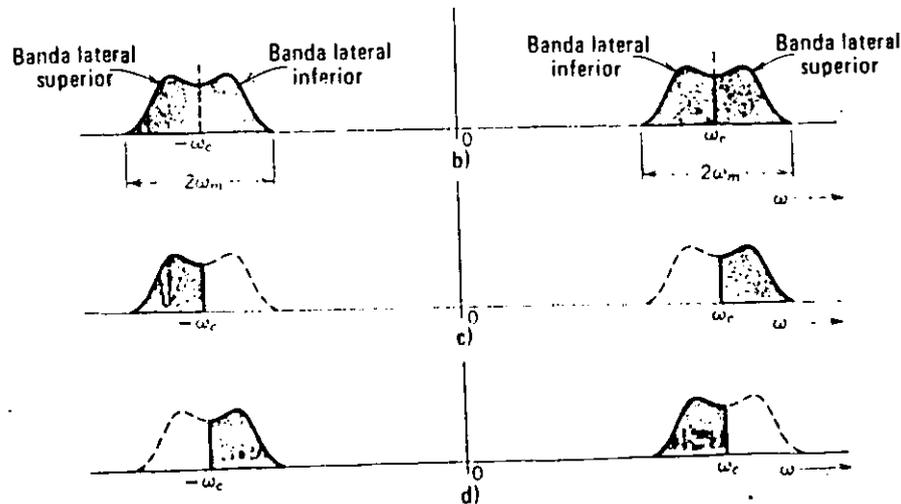
Figura 18

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.

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

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 encontrarnos 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.

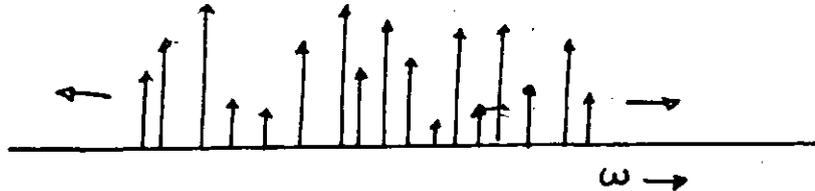


Figura 20

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

$$W = 2n\omega_m \cong 2mf\omega_m$$

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

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

aunque en realidad queda como

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

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

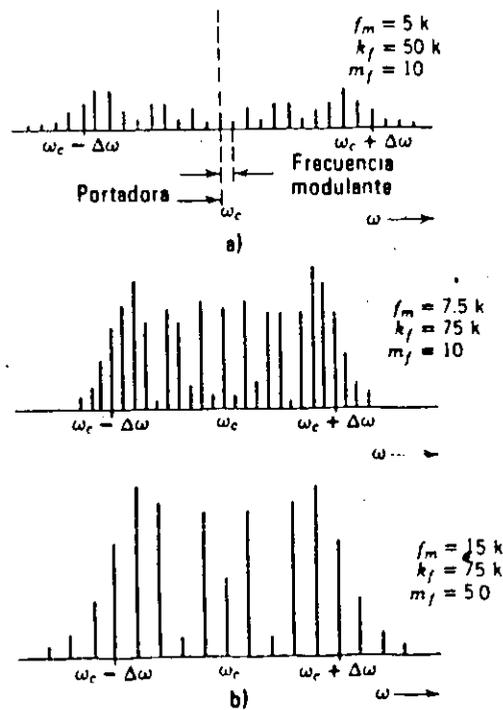


Figura 21

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.

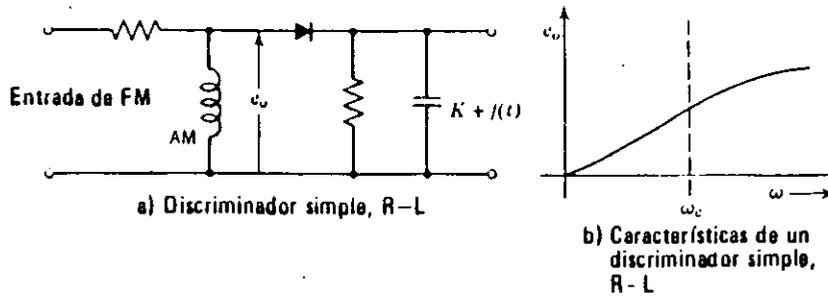


Figura 22

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

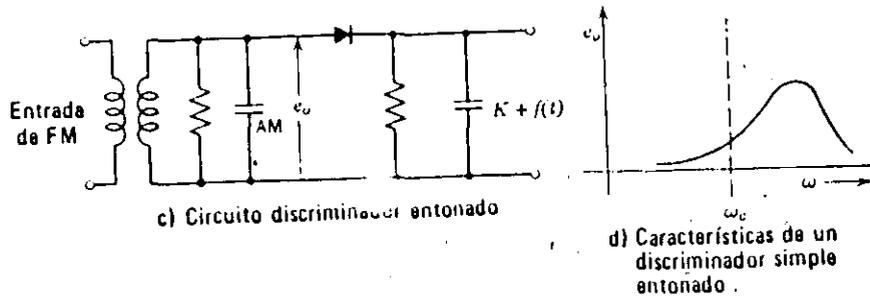


Figura 23

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

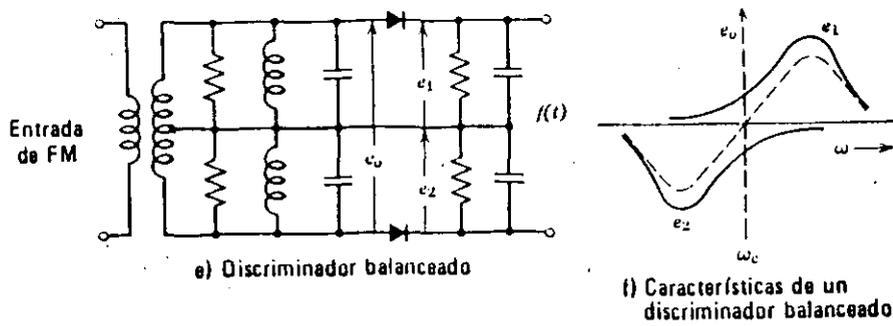


Figura 24

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.

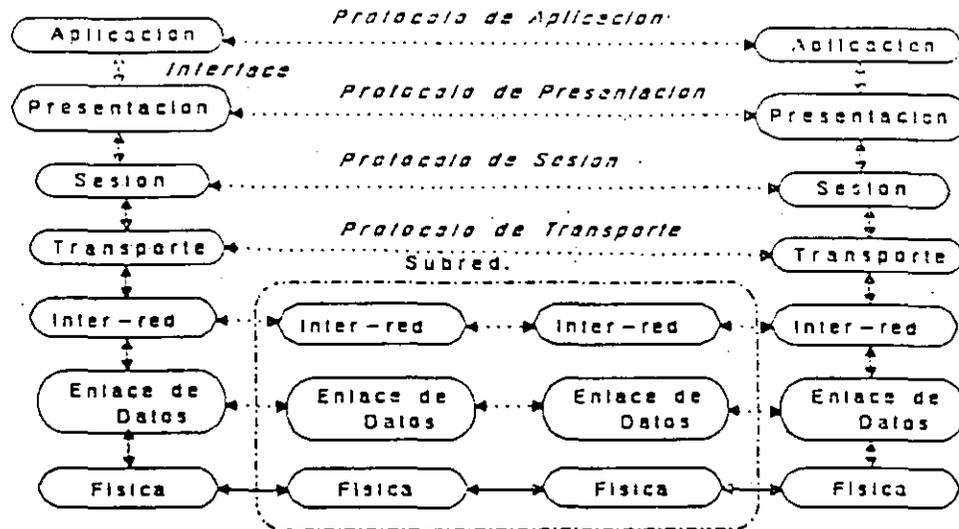


Fig. 1.- Arquitectura de RC, basada en ISO.

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 ésta 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 está 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 capa. Por lo que no se espera que exista un solo protocolo estandar asociado con cada capa. En lugar de eso, se generan un conjunto de estándares paa 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 estándares para la fabricación de equipo de cómputo mientras la CCITT produce estándares para la interconexión de equipo de cómputo a las diferentes redes nacionales e internacionales. Un resumen de algunos de los estándares, asociados con la capa del modelo de referencia, se presentan en la figura 2. Los estándares 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.

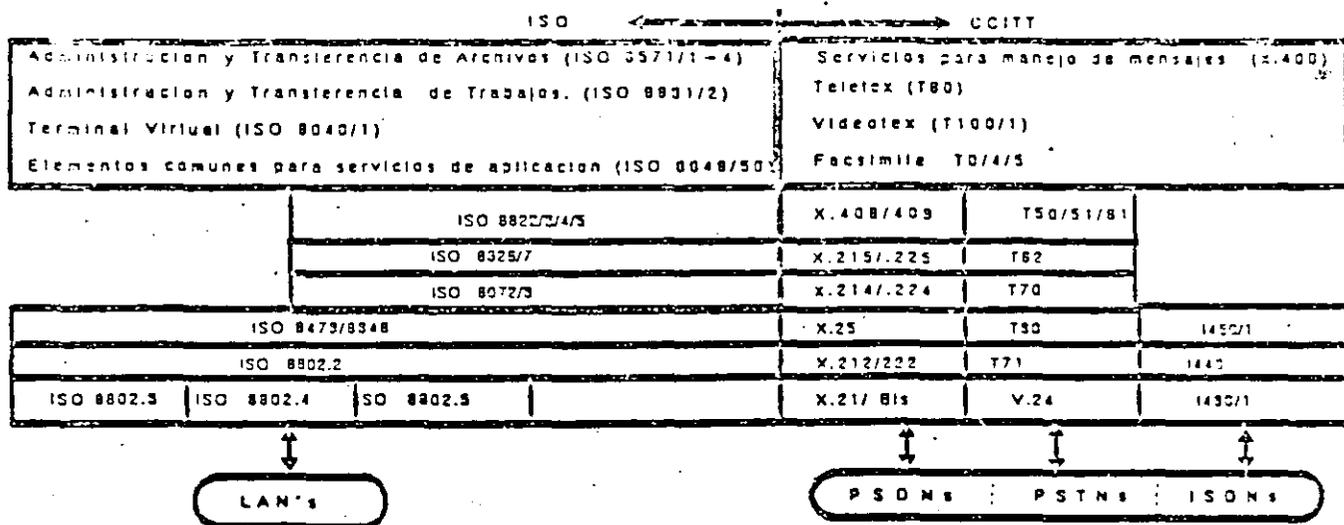


Fig. 2.- Resumen de Estándars.

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 está 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 Netios.

La programación de la aplicación se basa en las primitivas del Netbios, cuya ejecución involucra 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 funge 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.

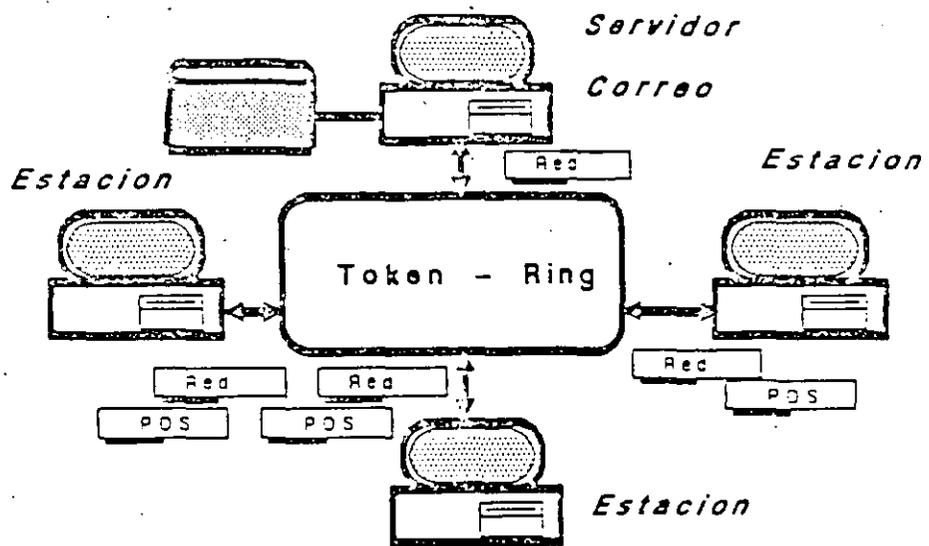


Fig. 3 Correo Electrónico de voz y datos.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

REDES

DE

COMPUTADORAS

INDICE

Breve historia de las redes locales

Proceso distribuido

Ambientes de comunicación entre los nodos de una red

Token-Ring

Ethernet

Arcnet

Estándares

Protocolos

Medios de comunicación

Cable coaxial

Cable telefónico o par trenzado

Cable de fibra óptica

Microondas

Satélites

Topología de redes

Estrella

Arbol jerárquico

Ciclo

Bus

Anillo

Telaraña

Red digital de servicios integrados

WAN Dispositivos para armar redes de area amplia

BREVE HISTORIA DE LAS REDES

LOCALES

En la década de los 50 el hombre dió un gran salto al inventar la computadora electrónica.

Con la aparición de las terminales en la década de los 60, se logró una comunicación directa, y por tanto más rápida y eficiente entre usuarios y Unidad Central de Proceso.

A finales de la década de los 60 y principios de los 70 se fabricaron equipos de menor tamaño y regular capacidad.

Hacia la mitad de la década de los 70 se construyeron las microcomputadoras.

A principios de los 80 las microcomputadoras habían revolucionado el concepto de la computación electrónica.

Hacia 1983 Novell Inc. fué la primera en introducir el concepto de FILE SERVER.

En la década de los 90 se espera un continuo crecimiento de la industria de redes locales, así como el surgimiento de más tecnologías de conectividad independientes de protocolos y de equipos propietarios.

PROCESO DISTRIBUIDO

Proceso Centralizado: Todos los usuarios comparten el poder de un procesador central y una sola copia del software de aplicación corre en el CPU central.

Proceso Distribuido: El proceso se distribuye entre las computadoras de la red. El proceso de información en máquinas PC's conectadas a una red es un ejemplo de proceso distribuido. Cada PC corre su propia copia del programa y el Sistema Operativo de red sincroniza el uso de recursos compartidos por las múltiples aplicaciones.

Algunos ejemplos de servicios distribuidos son los servidores de impresión, de comunicaciones (gateways), de bases de datos, de administración de red, fax, correo electrónico, etc.

Proceso Cooperativo: Llamado también modelo cliente/servidor, en lo que a aplicaciones se refiere, cuando diferentes partes de las mismas se llevan a cabo en varias computadoras de la red y esto es transparente para el usuario.

En que circunstancias es útil un proceso cooperativo y como se lleva a cabo? Cuando el tráfico en el canal de comunicaciones entre el servidor de archivos y las estaciones de trabajo se vuelve muy intenso.

A diferencia de lo anterior con un servidor de Bases de Datos una parte del proceso se lleva a cabo en el servidor de Base de Datos y otra parte en la Estación de Trabajo.

Evaluación de alternativas:

- En el CPU del servidor de archivos
- En un servidor de archivos no dedicado
- Llevar la aplicación a una computadora diferente al servidor de archivos, convirtiéndose en una aplicación basada en servidor.

En la Figura 6 se grafica el costo contra el rendimiento de las tres alternativas.

Los elementos de una red, son los que a continuación se describen:

- Servidor de archivos
- Estaciones de trabajo
- Dispositivos periféricos
- Tarjetas de interfaz
- Cables
- Sistema Operativo

El *Sistema Operativo* es el programa responsable de:

- Administrar los recursos compartidos
- Manejar las comunicaciones entre las PC's
- Garantizar la integridad de la información

Esto no lo puede hacer el Sistema Operativo de la estación de trabajo puesto que su origen no está diseñado para estas tareas esta es la razón por la cual debe haber un sistema operativo de red.

Servidor no dedicado: Funcionará como un servidor de archivos y estación de trabajo. Aquí el usuario puede trabajar en la máquina procesando se propia información mientras que se ejecutan las funciones de servidor de archivos, existe la probabilidad de una degradación en la funcionalidad de la red puesto que está haciendo dos funciones, lo cual alentarán las operaciones.

AMBIENTES DE COMUNICACION ENTRE LOS NODOS DE UNA RED

TOKEN-RING

Características:

Creada y diseñada por IBM
Alta conectividad en IBM
Cableado complejo
Buen rendimiento
Opción de 4/16 Mbits

Especificaciones técnicas:

Velocidad 4/16 Mbits/seg
Protocolo Token passing
Nodos 1023 prácticos por red
Instalación MAU's (Unidad de múltiple acceso)
Cableado STP/IBM Tipo 2 UTP Fibra óptica

Fabricantes más importantes:

3 COM
IBM
MICRON
UNGERMAN/BASS
PROTEON

Fabricación: El conjunto de chips para Token-Ring se desarrolló conjuntamente entre IBM y Texas Instruments. Casi todas las tarjetas Token-Ring se basan en el chipset de Texas Instruments (TMS380).

Mediante el agente de token, un nodo obtiene el privilegio de transmitir datos. Una estación transmisora captura el token, cambia el primer bit para identificarlo como un frame de datos, añade los datos y una dirección y envía la señal hacia la corriente. Cada nodo checa si el frame está direccionado a él; si no, el nodo retransmite el frame. Cuando el nodo direccionado recibe el frame, verifica que la información sea correcta, copia los datos, marca el frame como recibido y regresa el frame original al anillo. El nodo transmisor remueve el frame original y añade un token nuevo.

4 Mbits/segundo

Topología de estrella distribuida o anillo

Protocolo Token-Passing

Cable IBM tipo 2

Conectividad hacia ambientes IBM 3270 bajo Token/Ring

ETHERNET

Características:

Creada por Xerox (1970)
Estándar más estable
Muchos ambientes
Difícil de instalar

Especificaciones técnicas:

Velocidad 10Mbits/seg
Protocolo CSMA/CD
Nodos 1 a 1023 Cableado
Thick 1500 m
Thin 300 m
Fibra óptica
Twisted pair

Fabricantes más importantes:

3 COM
EXCELAN
MICRON
NOVELL GATEWAY

Variantes en tarjetas de PC's:

Tamaño buffer
8 a 16 bits
Uso de DMA
Procesador

Formato del frame:

Dirección	Dirección	Tipo	Datos	CRC	destino	fuelle
-----------	-----------	------	-------	-----	---------	--------

En este tipo de red cada estación de trabajo se encuentra conectada bajo un mismo bus de datos y por esta transmiten los paquetes de información hacia el servidor y/o los otros nodos.

ARCNET

Características:

Creada y diseñada por DATAPOINT
Mejor precio/rendimiento
Cableado muy versátil
Fácil de instalar

Especificaciones técnicas:

Velocidad	2.5 MBits/seg
Protocolo	Token-Passing
Nodos	1 a 255
Instalación	Repetidores A/P
Cableado	RG-62/BUS STAR Fibra óptica Twisted pair

Fabricantes más importantes:

MICRON
DATAPOINT
STANDARD MICROSYSTEM
PURE DATA
NOVEL
THOMAS CONRAD

El paquete de información viaja a través de la red de un nodo a otro, en forma ascendente. Es decir, el paquete de información (token) pasa por cada uno de los nodos y regresa nuevamente al mismo. Cada tarjeta lleva un número asignado de nodo, el cual tiene que ser distinto a cualquier otro en la red, este número de nodo se direcciona físicamente a cada tarjeta. Cada mensaje incluye una identificación del nodo fuente y del nodo destino y solo el destino puede leer el mensaje completo. Existen 2 tipos de repetidores activos y pasivos. Los activos llevan toda una electrónica que direcciona la información y la amplifica., Los pasivos constituyen bifurcaciones de la señal hacia cada nodo conectado.

Formato del frame:

ALERT SOH SID DID DID COUNT DATOS CRC CRC

2.5 Mbits/segundo

Topología de estrella distribuida

Protocolo Token-Passing

Cable coaxial delgado (RG-62)

Bajo costo

Permite distancias grandes (hasta 6 Km)

ESTANDARES

Conjunto de lineamientos que todos están dispuestos a cumplir. Cuando se establece un estándar y un fabricante lo cumple se dice que su producto es compatible. Para las redes locales organizaciones tales como IEEE desarrollan estándares de comunicación, principalmente el 802 que tiene como finalidad establecer el procedimiento para lograr la comunicación entre los nodos de una red, elabora documentos con los detalles del estándar a fin de lograr la conexión a través de la tarjeta de interfase.

Entre las más destacadas se encuentran las siguientes:

- 802.1** Describe un modelo de referencia y proporciona un glosario
- 802.3** Estándar de contención de bus (CSMA) para redes Ethernet
- 802.4** Estándar de token bus (token passing) para redes Arcnet
- 802.5** Estándar token ring para redes Token Ring 10Base-T
Estándar de Ethernet 10Mbits por cableado telefónico

PROCOLOS

Existen 3 tipos de protocolos básicos para redes locales:

CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection) Acceso múltiple del sentido de transporte/Detección de colisiones. Se utiliza en redes Ethernet; un mensaje se transmite por cualquier estación o nodo de la red en cualquier momento, mientras la línea de comunicación se encuentra sin tráfico. Cuando dos o más nodos transmiten simultáneamente, ocurren colisiones y entonces, el proceso se repite hasta que la transmisión es exitosa; así se impide la pérdida de datos.

TOKEN-PASSING Se utiliza en redes ARCNET y TOKEN RING, se basa en un esquema libre de colisiones, dado que la señal (token) se pasa de un nodo o estación a otro. Con esto se garantiza que todas las estaciones de trabajo tendrán la misma oportunidad de transmitir y que un sólo paquete viajará a la vez en la red. Uno de sus inconvenientes es que al llegar a un nodo, el token regenera el mensaje antes de pasarlo al siguiente.

PROTOCOLO POR POLEO Cuenta con un dispositivo controlador central, que es una computadora inteligente, como un servidor. Pasa lista a cada nodo en una secuencia predefinida solicitando acceso a la red. Si tal solicitud se realiza, el mensaje se transmite; de lo contrario, el dispositivo central se mueve a pasar lista al siguiente nodo.

MEDIOS DE COMUNICACION

Cable coaxial: Se compone por un alambre conductor básico cubierto por una placa metálica que actúa como tierra. El alambre conductor y la tierra se encuentran separados por un aislante plástico y finalmente todo el conjunto está protegido por una cubierta exterior también aislante. Pueden transportar una señal eléctrica a mayor distancia entre más grueso es el conductor.

Ventajas:

- Transmisión de voz, video y datos
- Fácil instalación
- Compatibilidad con Ethernet y Arcnet
- Ancho de banda 10Mbps
- Distancia hasta de 600 m sin necesidad de repetidores
- Muy buena tolerancia a interferencias por factores ambientales
- \$ 1.0 cable delgado, \$ 2.5 cable grueso

Cable telefónico o par trenzado: Se forma por dos alambres de cobre que se encuentran aislados por una cubierta plástica torcidos uno contra el otro. Los UTP (par torcido sin blindar) son sumamente baratos, flexibles y permiten manipular una señal a una distancia máxima de 110 m sin el uso de amplificadores, los STP (par torcido blindado) permiten un rango de 500 m de distancia.

Ventajas:

- Tecnología conocida
- Facilidad y rapidez de instalación
- Compatibilidad con Ethernet, Token Ring
- Ancho de banda 10Mbps
- Distancia de hasta 110 m con UTP y 500 m con STP
- Excelente relación precio/rendimiento
- \$ 0.60 UTP por metro y \$2.50 STP por metro
- Buena tolerancia a interferencias debidas a factores ambientales

Cable fibra óptica: Se compone de una fibra muy delgada elaborada de dos tipos de vidrio con diferentes índices de refracción, la fibra óptica a su vez está cubierta por una placa aislante y protectora en la parte más exterior para darle mayor integridad estructural al cable. Para la transmisión de la información, en redes locales se utiliza una fibra como transmisor y otra como receptor. Las distancias máximas obtenidas para redes locales son de 2000 metros de nodo a nodo sin el uso de amplificadores.

Ventajas:

- Transmite voz, video y datos por el mismo canal
- Aplicaciones de alta velocidad
- No genera señales eléctricas o magnéticas
- Inmune a interferencias y relámpagos
- Puede propagar la señal sin amplificador a una distancia de hasta 2000 metros
- Ancho de banda 200Mbps
- Compatibilidad Ethernet, Token Ring
- Excelente tolerancia a factores ambientales
- Ofrece mayor capacidad de adaptación a nuevas normas de rendimiento

MICROONDAS

La tecnología de transmisión por microondas está siendo utilizada más y más en la construcción de redes privadas. Los sistemas más nuevos de microondas operan en el rango de 18 a 23 GHz del espectro de ondas electromagnéticas, aunque todas las ondas arriba de la marca de 1 GHz se consideran microondas. La ruta que siguen las microondas no sólo debe ser visible claramente, sino que debe haber suficiente espacio libre sobre el terreno, los edificios u otras obstrucciones para acomodar las longitudes de onda. La energía de las microondas viaja en frente de ondas que pueden verse afectadas por obstáculos a lo largo de la ruta. Los espacios por arriba y por debajo de la línea de visión, denominados zonas Fresnel, deben mantenerse libres de obstrucciones para un rendimiento óptimo del sistema.

SATELITES

Los satélites, denominados "pájaros por la industria aeroespacial, se están convirtiendo en herramientas cada vez más significativas para la transmisión de datos como alternativas a los circuitos terrestres tradicionales, en especial las líneas telefónicas rentadas. La distancia no significa nada para un satélite, ya que su cono transmisor y receptor puede cubrir un distrito, una ciudad, un estado o un continente. Además, un mensaje puede transmitirse una vez a cientos o miles de receptores. Las tasas de error son de aproximadamente 1 por cada 10 millones de bits transmitidos.

Las LAN, como ya se sabe, son redes que están contenidas ya sea dentro de un solo edificio o en una instalación cuyo dispositivo más alejado no está a más de 40 o 50 millas, pero típicamente a no más de 1 o 2 millas. Las redes de rea amplia cubren regiones ms grandes con distancias entre nodos de cientos o incluso miles de millas. Las WAN incluyen redes telefónicas de conmutación pública, redes de datos con conmutación por circuitos y redes de datos con conmutación por paquetes. Las WAN son generalmente redes de medios de comunicación mixtos que emplean una combinación de líneas terrestres y satélites.

TOPOLOGIA DE REDES

La topología corresponde a los arreglos de interconexión o a la configuración de los nodos de una red.

Estrella: Todas las comunicaciones son dirigidas hacia y manejadas por un nodo principal central. El nodo central realiza la mayor parte del procesamiento y es responsable de la conmutación de todos los mensajes entre los nodos periféricos.

Arbol jerárquico : Tienen nodos intermedios entre nodos de comunicación, en el que el nodo intermedio opera en un modo de almacenamiento y envío.

Ciclo: Se emplea para interconectar una serie de nodos de tamaño similar que realizan un trabajo similar, cada nodo debe ser capaz de todas las funciones de comunicaciones de la red.

Bus: Asigna porciones del procesamiento y administración de la red a cada nodo, cada nodo tiene acceso a una línea común de comunicaciones, pero los nodos individuales realizan una amplia variedad de tareas.

Anillo: Esa una combinación de las topologías de ciclo y bus, si se cae un nodo individual del anillo, no pasa nada o solo se siente un grado pequeño de degradación.

Telaraña: Cada nodo de la red está conectado a cada uno de los demás mediante un eslabón dedicado.

VENTAJAS DE LAS TOPOLOGIAS DE ESTRELLA Y JERARQUICA

- Los controles son más fáciles de implementar y monitorear .
- En algunos casos, en el empleo de grandes computadoras como núcleo central, es posible obtener economías de escala.
- Los estándares en políticas, programación y componentes de construcción se pueden aplicar ms fácilmente
- La falla de un dispositivo remoto no afecta a otros dispositivos
- Generalmente es más confiable.

DESVENTAJAS DE LAS TOPOLOGIAS DE ESTRELLA Y JERARQUICA

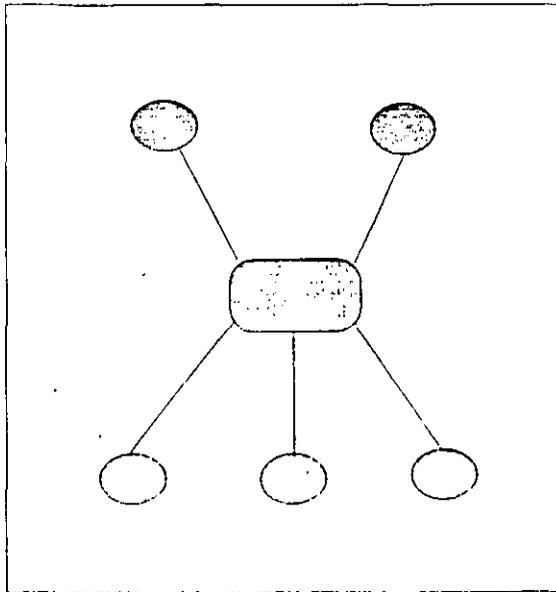
- La computadora (mainframe) central es el procesador, controlador y compuerta para todos los nodos de la red. Si falla este nodo central todos los demás nodos quedan fuera de servicio
- Debido al tamaño del nodo central se pueden presentar ineficiencias cuando los nodos externos no están utilizando el sistema
- Los estándares estrictos y un diseño monolítico pueden convertirse en un obstáculo para una respuesta rápida a las necesidades de los usuarios
- El sistema total está limitado por la capacidad del nodo central
- La instalación es más costosa

VENTAJAS DE LAS TOPOLOGIAS DE BUS Y ANILLO

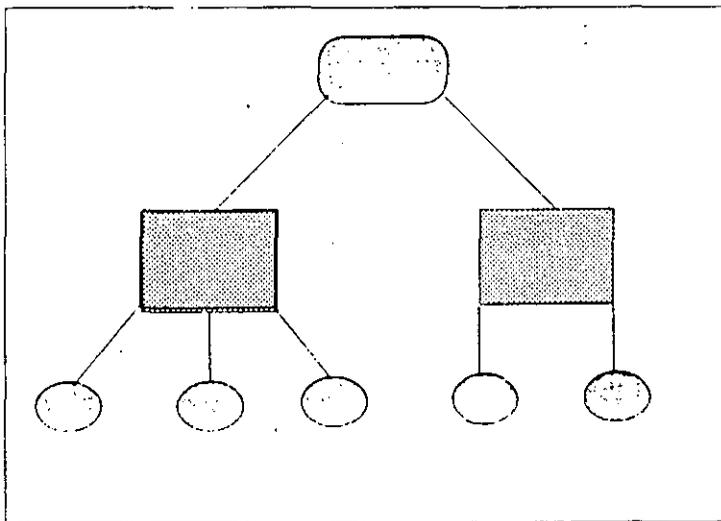
- Apoyan la integración de todas las funciones
- Aumentan acceso directo de los usuarios y se distribuyen mayores capacidades independientes al punto de necesidad
- Existe la posibilidad de una mayor participación de los usuarios en el diseño
- Se incrementa la experiencia y confianza de los usuarios en el uso del sistema dando supuestamente por resultado un uso más eficiente y eficaz de la tecnología
- Aumenta la capacidad para compartir el poder computacional
- Se facilita la adaptación específica de nodos del sistema para cubrir en forma precisa las necesidades de los usuarios
- Los costos de instalación son menores

DESVENTAJAS DE LAS TOPOLOGIAS DE BUS Y ANILLO

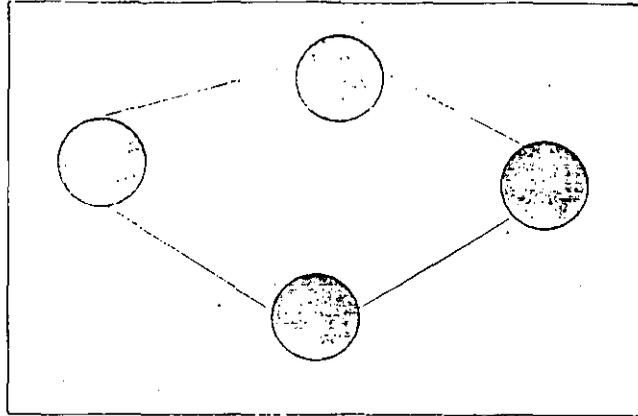
- Tendencia a redundancia en todos los componentes
- Difíciles de manejar y controlar
- Debido a que algunos de los nodos son pequeños, no se cuenta con habilidades técnicas para los nodos remotos
- La topología comienza a desintegrarse si empieza a disminuir la cooperación y compatibilidad entre los nodos
- Si se rompe la columna vertebral de la red de bus o anillo se inhabilita todo el sistema



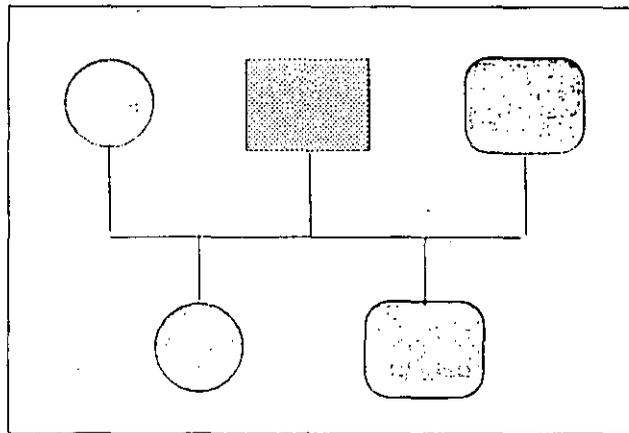
Topología de estrella



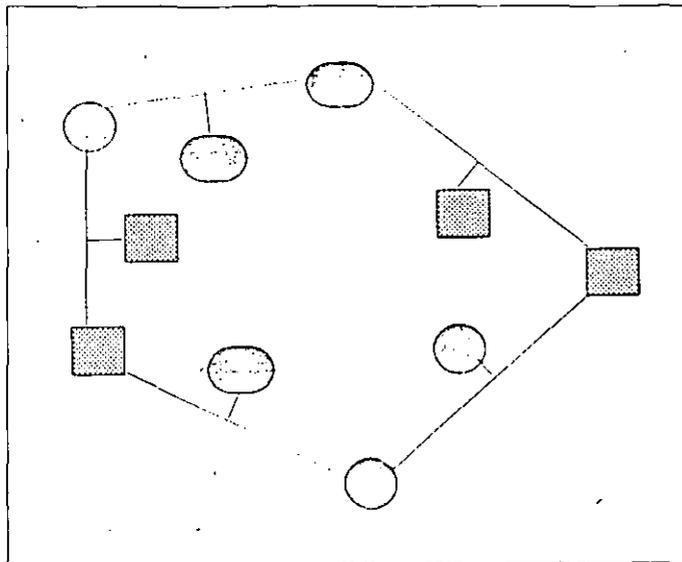
Topología de árbol jerárquico



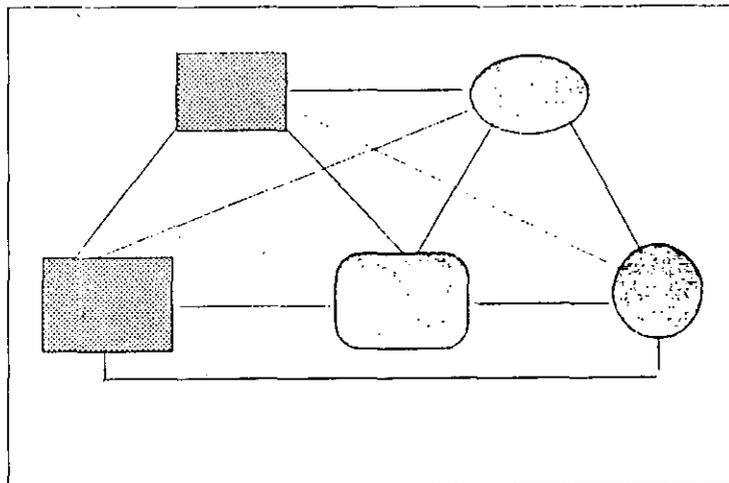
Topología de ciclo



Topología de bus



Topología de anillo



Topología de telaraña

RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS

Las grandes corporaciones actuales emplean típicamente varias redes de comunicaciones separadas para el transporte de mensajes de diferentes tipos. La más común es la red telefónica, que proporciona líneas analógicas para el circuito local, requiriendo modems en cada extremo para la conversión digital-analógica y analógica-digital. La misma organización también podrá estar conectada a una red conmutada por paquete, para las comunicaciones de computadoras; una red privada de satélites, microondas y fibra óptica; y una red de telex para las comunicaciones internacionales. Con la red digital de servicios integrados todos los mensajes se transportarán sobre una sola tubería, en lugar de hacerlo sobre muchas tuberías separadas. La ISDN pretende proporcionar una interfaz común y una red unificada y global de telecomunicaciones, accesible a compañías grandes y pequeñas e incluso a hogares, mediante la oficina central de la compañía telefónica. Con el tiempo, la ISDN promete ser una interfaz más fácil de usar, similar a la conexión de un aparato doméstico que utiliza la electricidad proporcionada por la compañía local. Elimina la necesidad de cable coaxial, modems, multiplexores y redes múltiples debido a que todo correrá en un cable telefónico ordinario.

DISPOSITIVOS PARA ARMAR REDES DE AREA AMPLIA

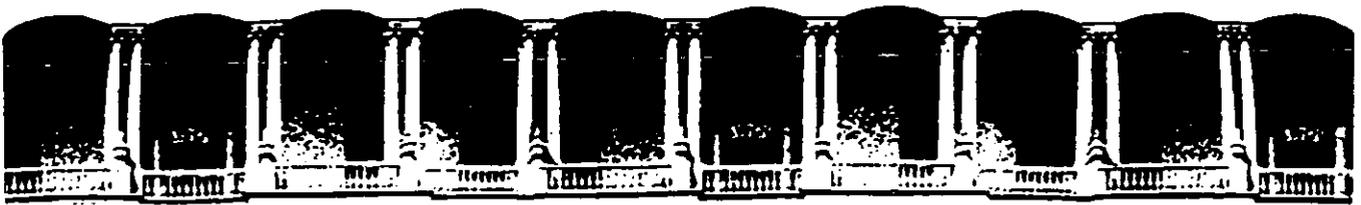
En sentido estricto, una red de área amplia es una red de redes, en la que se conectan varias redes locales mediante dispositivos que permiten su conectividad local o remotamente, a pesar de que tengan diferente topología. Estos dispositivos pueden usar o no líneas telefónicas o servicios públicos de transmisión de datos.

Los puentes, ruteadores y gateways son las cajas negras que nos permiten utilizar diferentes topologías y protocolos dentro de un solo sistema heterogéneo. Cada uno de estos elementos tiene ventajas y desventajas as como aplicaciones específicas.

Los puentes tienen usos definidos; primero pueden interconectar segmentos de red a través de medios físicos diferentes. También presentan transparencia de protocolo de alto nivel; permiten que se comuniquen los dispositivos y los segmentos que usan el mismo protocolo de alto nivel; los puentes son inteligentes, aprenden las direcciones de destino del tráfico que pasa por ellos y lo dirigen a su destino.

El ruteador es más inteligente que el puente, los ruteadores no tienen la misma capacidad de aprendizaje que los puentes pero pueden tomar decisiones de enrutamiento que determinen la trayectoria más eficiente de datos entre dos segmentos de red. A los ruteadores no interesa saber que topologías o que protocolos de nivel de acceso se utilizan en los segmentos de red; los ruteadores solo saben donde se encuentra el siguiente ruteador.

Los gateways ofrecen el mejor método para conectar segmentos de red y redes a mainframes. Se selecciona un gateway cuando se tienen que interconectar sistemas que se construyeron totalmente con base en diferentes arquitecturas de comunicación. En cada extremo de la red el gateway ofrece la conversión del protocolo de y a los segmentos de red conectados en el otro lado. Los gateways no proporcionan enrutamiento de paquetes dentro de los segmentos de red; simplemente entregan sus paquetes de datos de tal forma que los segmentos puedan leerlos. Cuando reciben paquetes del segmento, los traducen y enrutan al gateway



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

RADIACION Y ANTENAS

ING. Alfonso Aguilar Bristrain

M. en C. Amanda Gómez González

PARAMETROS FUNDAMENTALES

Cuando se define la forma en que se comporta una antena, se requiere fundamentar los parámetros en características físicas como son material, geometría, frecuencia, medio en que se propaguen las ondas, potencia de transmisión, y otros.

Desde el momento en que el conductor de la antena no es un conductor perfecto, implica pérdidas, que se manifiestan en temperatura principalmente en la región cercana, éste efecto que en principio puede suponerse poco favorecedor, resulta útil y aprovechable como se verá mas adelante.

Los parámetros fundamentales que nos indican el comportamiento de una antena cualquiera son:

Ganancia, potencia radiada, resistencia de radiación, impedancia de entrada, patrones de campo eléctrico en el plano vertical y horizontal, directividad, ancho de haz de potencia media, eficiencia, tamaño y posición de los lóbulos laterales, polarización, nivel de contrapolar, productos de intermodulación múltiple (PIM's), abertura equivalente, ancho de banda, frecuencia de trabajo, potencia de recepción. Aunque cabe aclarar que no todos ellos se presentan en todas las antenas, ya que dependerán de otros factores de diseño para considerarlos

→ CONCEPTO DE ANTENA ISOTROPICA

Cuando pensamos en una carga puntual radiante, suponemos de acuerdo a la ley de Gauss que el campo eléctrico a una distancia r se comporta como una esfera con igual intensidad en toda la superficie cerrada de radio r .

$$E_r = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \quad \left[\frac{V}{m} \right]$$

Si se pudiera contar con este comportamiento, implicaría que la antena fuera una esfera puntual y que la carga no tuviera dirección preferente, sin embargo para fines teóricos conviene considerar este concepto.

[Una antena isotrópica radia igual a todas direcciones, y esta medida se considera la referencia para el concepto ganancia, dado que en una isotrópica la ganancia es 1, y la corriente se considera constante.]

En cualquier antena, la corriente se distribuye como ya hemos visto en una forma diferente a lo largo de el conductor, y eso afecta la forma de radiación.

INTENSIDAD DE RADIACION

En una dirección dada, se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido, la intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y se calcula

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 W_0 \sin \theta / r^2 = W_0 \sin \theta$$

donde W_0 es la densidad máxima de potencia y θ es el ángulo al analizar la intensidad de radiación en una zona lejana del patrón de radiación se considera la intensidad debida al campo en θ y en ϕ

$$U(\theta, \phi) = r^2 / \eta \quad |E(r, \theta, \phi)|^2 = 1/2 \eta (|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2)$$

GANANCIA:

Pese a ser un concepto que tradicionalmente se aplica a circuitos activos, en antenas, la idea es (pese a no contar la antena con elementos activos en el conductor) un concepto de mejora de radiación de campo electromagnético, pero con una dirección definida,] haciendo una analogía podemos verlo de la siguiente manera:

A pesar de que el agua es la misma, en r_2 se acumula mayor cantidad que en r_1 , pero en una superficie mas pequeña.

Igual sucede con las antenas, éstas no aumentan su potencia radiada total, sino que la potencia total la enfocan en alguna dirección.

GANANCIA DIRECTIVA:

Es una relación que existe entre la densidad de potencia radiada en esa dirección particular y la potencia radiada por una antena isotrópica ideal.

Como es una relación de potencias, es una medida adimensional, aunque se maneja en decibeles, siempre mayor que 1.]

$G_d = 4\pi$ intensidad de radiación / potencia total suministrada

$$G_d = 4\pi (U (\theta, \phi)) / P_{in}$$

DIRECTIVIDAD:

Es un concepto que se relaciona directamente con la ganancia directiva, dado que en el punto donde la ganancia directiva es máxima; ésta medida es la directividad de la antena, para el caso de una eficiencia al cien por ciento. Podemos pensar también en la directividad como el valor donde la

ganancia en una dirección particular, muestra un valor máximo. En el caso de antenas isotrópicas, donde la radiación es igual a cualquier parte, o sea el radio de la magnitud de la ganancia es igual, en éste caso, la directividad es unitaria, o sea que no existe ganancia. Sin embargo en el caso de radiadores que no son isotrópicos, la directividad es el radio máximo del patrón de radiación.

Directividad = 4π máxima intensidad de radiación / Potencia radiada total

$$D = 4\pi U_{max} / Prad$$

GANANCIA DE POTENCIA

Una antena no es un radiador ideal, y por lo mismo su eficiencia no es 100%, por lo que la ganancia de la antena real es:

$$G = \eta D$$

donde η = eficiencia de la antena, y D es la directividad.

Cuando se desea saber la ganancia en dB

$$G_{db} = 10 \log (G)$$

RESISTENCIA DE RADIACION:

Es la relación de la potencia radiada por una antena entre la corriente en el punto de alimentación al cuadrado.

Dado que de acuerdo a la ley de ohms:

$$P = R I^2$$

$$Pr_{prom} = R_r I_0^2$$

$$R_r = \frac{Pr_{prom}}{I_0^2}$$

Éste es un valor calculado y como la potencia radiada promedio depende de la frecuencia, la resistencia R_r es un equivalente de resistencia en un circuito de sintonía en paralelo.

RESISTENCIA DE PERDIDAS

Dado que el conductor está calculado para radiar óptimamente una frecuencia, cuando la longitud del conductor es diferente que la óptima, se presentan pérdidas en la superficie del conductor, éstas pérdidas pueden manifestarse como disipación de calor en la superficie y por consiguiente, la resistencia de radiación ahora deberá de considerar la resistencia de pérdidas R_l .

$$R_{r1} = R_r (R_r / (R_r + R_l)) \dots\dots\dots$$

y la potencia radiada disminuirá en esta misma proporción. $P_r = R_{r1} I_o^2$
Se debe de tener en cuenta que no siempre representa una desventaja este calentamiento que se presenta y que disipa energía, dado que mas adelante cuando veamos la aplicación de antenas al area médica, justamente se trabaja en la zona de disipación térmica.

DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA

Cuando una onda viaja en el espacio, la energía que llega a un receptor de superficie limitada que se encuentra separada del transmisor una distancia r , se denomina flujo de potencia instantánea por unidad de área, a esta magnitud se expresa en watts/m^2 y se denomina vector de Pointing.

El producto $p \cdot a$ es la potencia por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a .

$W_{rad} = \epsilon \times H =$ densidad de potencia radiada instantánea

$$\epsilon = \Re \{ E (x, y, z) e^{j\omega t} \}$$

$$H = \Re \{ E (x, y, z) e^{j\omega t} \} / \eta$$

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_s W_{rad} \cdot ds = \iint_s W_{rad} \cdot n \cdot da$$

DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO:

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

$$W_{rad} = \frac{1}{2} \Re \{ E \times H^{\circ} \} + \Re \{ E \cdot H e^{j2\omega t} \}$$

La potencia promedio

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \Re \{ E \times H^{\circ} \}$$

POTENCIA PROMEDIO RADIADA

Es la densidad de potencia en todo el volumen de radiación :

$$\begin{aligned} P_{prom} &= \iint_s W_{rad} \cdot ds = \iint_s W_{prom} \cdot ds \\ &= 1/2 \iint_s \Re \{ E \times H^{\circ} \} \cdot ds \end{aligned}$$

considerando que la dirección de E es ortogonal a H, la máxima en el plano ortogonal a E y H.

AREA EFECTIVA:

Se define como la relación entre la potencia recibida por la antena entre la densidad de potencia de Poynting y es una superficie en donde se absorbe la máxima potencia

$$A = \frac{P_{recep}}{P}$$

LONGITUD EFECTIVA:

Debido a que el conductor lineal cuenta con un grosor y una longitud, la impedancia de la antena se ve afectada en dos partes, en la parte real R y en la parte imaginaria jX , donde se puede apreciar que la parte X depende de la frecuencia, por lo que el conductor presenta efectos inductivos y capacitivos, dependiendo de la frecuencia de diseño, por lo que aunque a nivel teórico en principio presenta una impedancia puramente real en una longitud de $l = \lambda/2$, en realidad ésta tiene una longitud eléctrica, como de una antena mayor, es decir, que presenta efectos inductivos por lo que se calcula la longitud real menor que la longitud óptima para tener solo parte real en su frecuencia de trabajo.

$$L_{efectiva} = \frac{1}{I_0} \int I(z) dz = (I_{prom} / I_0) \cdot L$$

POTENCIA DE RECEPCION:

$$\left(\frac{\lambda^2}{4\pi R} \right)^2 g_1 g_2 P = P_{Rec}$$

En éste punto es conveniente aclarar que ésta potencia es la que capta el receptor en toda su superficie limitada, y de la potencia original P_T del transmisor, ha pasado una distancia R , además que tal potencia se ve modificada debida a la forma del patrón de radiación de la antena transmisora, misma que le agrega ganancia G_1 , una vez viajada la distancia R y teniendo una frecuencia f , con su correspondiente longitud de onda.

La señal se capta por una antena 2 agregándole ganancia G_2 , por lo que:

$$P_{recibida} = P_{transmitida} \left[g_1 g_2 \frac{\lambda^2}{(4 \pi R)^2} \right]$$

g_1, g_2 = ganancia en unidades de potencia

G_1, G_2 = ganancia en decibeles.

PATRONES DE RADIACION:

Cuando se evalúa el campo eléctrico en un punto cualquiera situado en coordenadas x, y, z , se cuenta con el valor de E en forma puntual, mas si se mantiene fija la distancia R , pero se varía la posición en forma esférica, ya que sea θ fijo y ϕ variable o a la inversa, se obtiene el comportamiento.

TIPOS DE PATRONES:

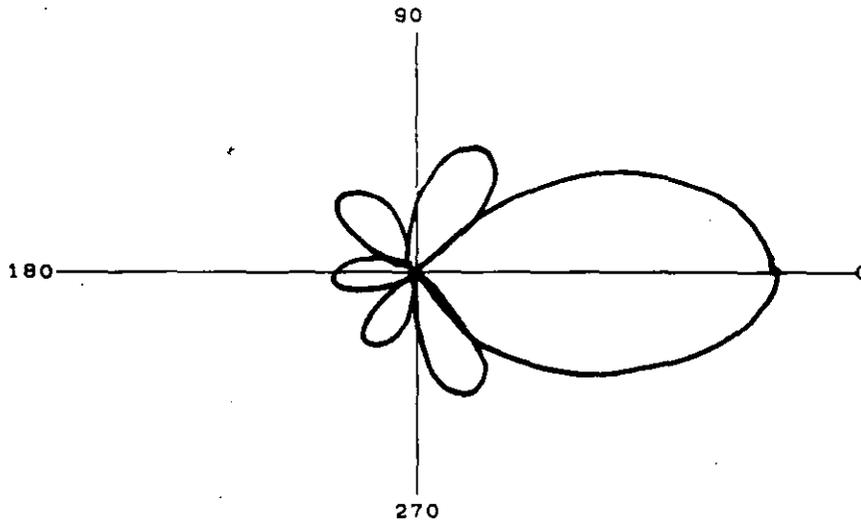
Dentro de los tipos de patrones de radiación podemos identificar las isotrópicas, la cual se supone que la radiación de la antena es igual en cualquier dirección, esto dado que la distribución de K corriente siempre tiene una dirección y no es igual en todas direcciones, sin embargo éste concepto es conveniente como referencia.

PATRON OMNIDIRECCIONAL

Es el tipo de patrón el cual muestra la propiedad de directividad, dado que tiene direcciones donde se recibe o transmite con mayor eficiencia, por ejemplo Fig la cual tiene su patrón la forma de un toroide cuyo centro es el conductor mismo, y la cual en el plano E (fig) su patrón parece un 8, pero ,en el plano H es un círculo por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área a P es una magnitud vectorial y por lo mismo tiene dirección y sentido.

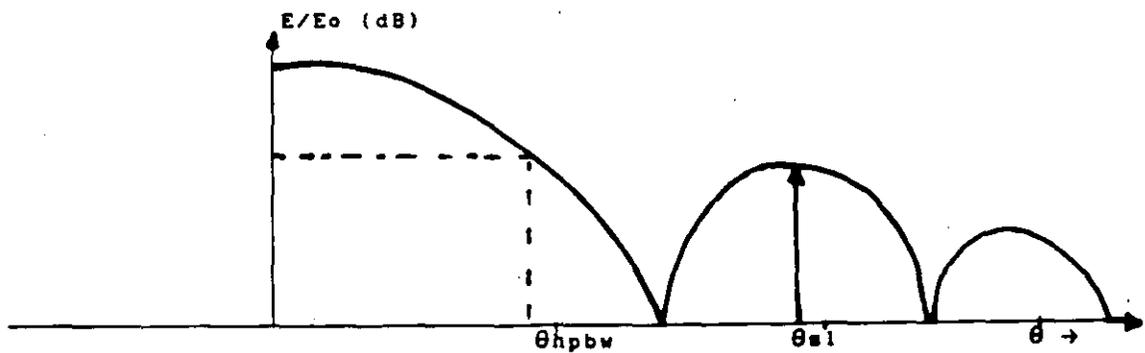
PATRONES POLARES Y CARTESIANOS

El patrón polar es la representación de la forma que radia una antena plasmada en un plano polar, cuyas variables son, el ángulo θ ó ϕ y la magnitud del campo., de ésta manera se puede ver la dirección de máxima radiación del campo, el valor del ángulo cuando la potencia baja a la mitad y las características de amplitud y ángulo de los lóbulos laterales.



Patrones de radiación cartesiano:

Es la representación del patrón de radiación en ejes de coordenadas cuya absisa es el ángulo y la ordenada es la magnitud relativa, aquí también pueden verse la magnitud de los lóbulos laterales, el valor del ancho de haz de potencia media y el comportamiento del patrón a diferentes ángulos.



Lóbulos laterales: Son los valores máximos que se presentan al graficar la forma del patron de radiación, se considera lobulo lateral a partir del valor máximo de ganancia, al segundo, tercer , cuarto etc. valor que se presente, éstos valores indican en realidad pérdidas o desvios de la señal, y para muchos casos éstos valores de señal invaden lugares que no eran los deseados. por lo que se pretenden evitar siempre que se puedan. Los valores pico de los lóbulos laterales son parte de las normas internacionales para la homologación de antenas. y se mide la máxima en referencia al lóbulo principal E_{s1}/E_{max} y se dá el valor en dB.

Ancho de haz de potencia media :

Es el ángulo donde la potencia se baja a la mitad y se expresa en grados, se mide a la mitad de la potencia en ambas direcciones. θ_{hpbw}

POLARIZACION:

La polarización en una antena en una dirección dada, se define como la polarización de la onda radiada cuando la antena está alimentada. Alternativamente la polarización de una onda incidente desde una dirección dada resulta de la máxima potencia en las terminales de la antena. Cuando la dirección no esté especificada la polarización es en donde exista la máxima ganancia. En la práctica la polarización de varias energías radiantes con la dirección en el centro de la antena, dá diferentes patrones y por lo tanto diferentes polarizaciones.

Existen dos tipos de polarizaciones: la polarización lineal y la polarización circular.

Otra clasificación adicional es la rotación de ésa polarización , ya sea en el sentido de las manecillas del reloj, a la cual se le designa polarización de mano derecha, ó en contra de las manecillas del reloj, a la que se le denomina polarización de mano izquierda.

$$\mathcal{E}(z;t) = \hat{a}_x \mathcal{E}_x(z;t) + \hat{a}_y \mathcal{E}_y(z;t)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_x(z;t) &= \Re [E_x^- e^{-j(\omega t + kz)}] = \Re [E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_y(z;t) &= \Re [E_y^- e^{j(\omega t + kz)}] = \Re [E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y) \end{aligned}$$

NIVELES DE CONTRAPOLAR:

Cuando en una antena se está trabajando en polarización lineal, conviene mantener filtrada la otra polarización en la cual no se está trabajando, por ejemplo, si se trabaja en polarización vertical, se requiere que la intensidad máxima en horizontal sea lo suficientemente pequeña como para no afectar por componentes vectoriales a la polarización vertical, estamos hablando de niveles alrededor de - 40 decibeles bajo la posición de trabajo. En el diseño de antenas, ésta medida se realiza colocando el detector a 90 grados que la polarización de trabajo.

PRODUCTO DE INTERMODULACION MULTIPLE PIM'S

En una antena se presentan fenómenos asociados al material, a la frecuencia y al ruido de fondo .

En un ancho de banda determinado, cuando se tienen dos o mas portadoras , se presentan componentes armónicos, los de 3er y 5to orden, llegan a sumarse y producir una componente no deseada dentro del canal, los cuales deben de evitarse para mantener la calidad de las portadoras.

Los causantes de los productos de intermodulación son elementos no lineales como son: los TWT (tubos de onda progresiva) , las propiedades dieléctricas de la antena, las guias de onda, los cables, los acoplamientos metal-metal, y cuando existe un cambio de medio de transmisión, asociado ésto con la temperatura y la diferencia de coeficiente de expansión térmica de cada material.

Por lo mismo es conveniente considerar este fenómeno al realizar los acoplamientos antena- red de distribución cuidando que la superficie se mantenga perfectamente acoplada, que no existan contaminantes externos y que los tornillos tengan el ajuste correcto y procurando que sea la misma fuerza de ajuste.

ANCHO DE BANDÁ:

Se define como el rango de frecuencia en el cual las características óptimas de la antena con respecto a otras características presentan una mejora en una especificación establecida. El ancho de banda se puede considerar también como el rango de frecuencias en la cual a partir de una frecuencia central (frecuencia de diseño de la antena) las características de la antena como son : impedancia de entrada, patrones, polarización, nivel de lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación, etc, cuentan con un valor aceptable para ésta frecuencia, y en donde se mantienen dentro de ciertos límites aceptables.

Por ejemplo un ancho de banda 10:1 indican que el ancho de banda es en la frecuencia mayor diez veces mas grande que la menor, lo que nos está indicando que la forma mejor de representar el ancho de banda es la relación de la frecuencia mayor a la frecuencia menor. Otras veces se indica en porcentajes, digamos: 5% en ancho de banda indica que la diferencia de frecuencia entre la frecuencia central y la frecuencia de operación se considera aceptable dentro de un $\pm 5\%$.

Existen antenas de ancho de banda pequeño las cuales son como el dipolo de $\lambda/2$ cuyo ancho de banda es de un 5% y otro tipo de antenas con diseños muy específicas, se pueden ampliar el ancho de banda hasta valores realmente grandes, cuyo límite en sí es la geometría de la antena, el peso de la misma ó el material de construcción; un caso muy sencillo es el de los arreglos logoperiódicos, donde el diseñador elige la frecuencia máxima y la frecuencia mínima de trabajo, y a partir de ellas, se generan las longitudes y las separaciones de los elementos que contiene.

IMPEDANCIA DE ENTRADA:

Es la medida con respecto a una línea de transmisión o fuente de impedancia característica, tiene una relación directa con el voltaje de la onda que se refleja.

Z_a es la impedancia de la antena

Z_0 es la impedancia característica del medio.

ρ El coeficiente de reflexión de una onda

$$\rho = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0)$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$R_a = R_r + R_i$$

donde R_r es la resistencia de radiación de la antena

R_i es la resistencia de pérdidas de la antena

X_a reactancia en las terminales de la antena

la resistencia de radiación la encontramos anteriormente como una relación de la potencia radiada y la corriente de alimentación de la antena.

$$X_a = (\omega L_a - 1/\omega C_a)$$

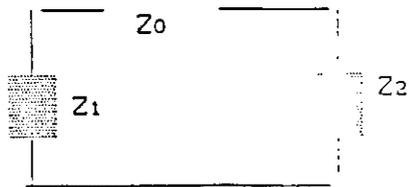
cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto se da cuando

$$\omega L_a = 1/\omega C_a$$

En el diseño de líneas de transmisión y antenas, los valores de L_a y C_a

Acoplamiento de impedancias:

Cuando se conecta una antena a un circuito cualquiera, la impedancia de la antena se debe acoplar de tal manera para que el resultado del acoplamiento de las impedancias dé como resultado una impedancia puramente real y de un valor alto, claro es que en principio esto será lo deseable pero para el caso real, la antena puede presentar impedancia de parte resistiva de valores pequeños y la parte reactiva con algún valor. y el acoplamiento con la impedancia del circuito debe ser analizado como un circuito.



$$Z_1 = R_1 + jX_1$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

$$1/Z_4 = 1/Z_3 + 1/Z_1$$

$1/Z_4 = Z \text{ total} = Z \text{ de radiación}$

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

INTRODUCCION:

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.

8

$$v = c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

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.

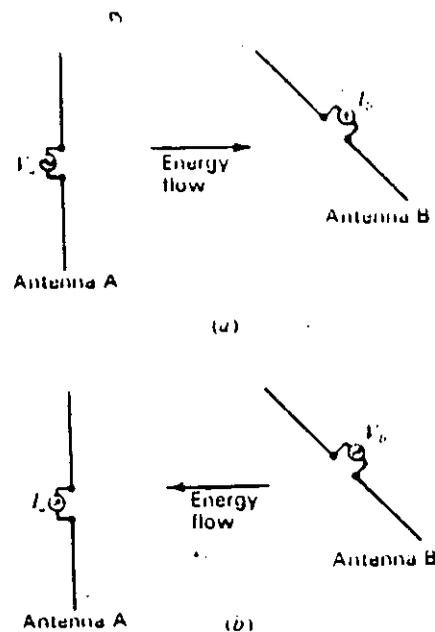
Una línea de transmisión es un dispositivo para transmitir o guiar energía de radiofrecuencia desde un punto a otro.

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.



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.

Ahora, si $V_b = V_a$, entonces por el teorema de reciprocidad $I_a = I_b$.

Una consecuencia importante de este teorema es que la obtención de los patrones de transmisión y recepción de la antena son los mismos.

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 y magnético y es denotado por S .

$$S = E \times H$$

El campo magnético es proporcional al campo eléctrico en campo lejano. La constante de proporción es la impedancia del espacio libre $\eta = 376.7 \text{ ohm}$.

$$|S| = S = |E|^2/\eta \text{ (w/m}^2\text{)}$$

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.

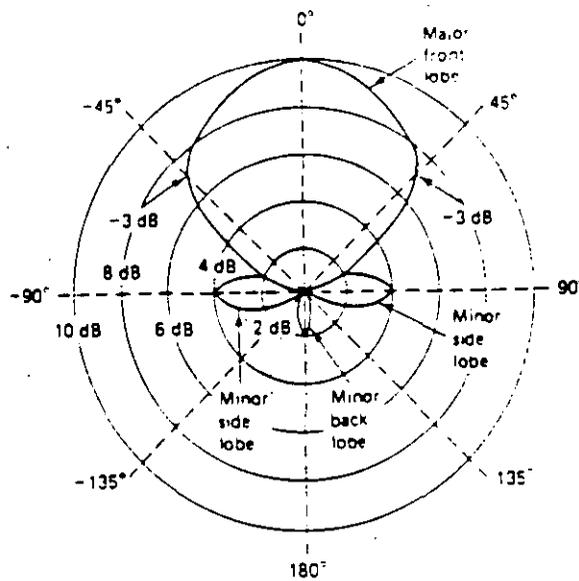


Fig.2

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.

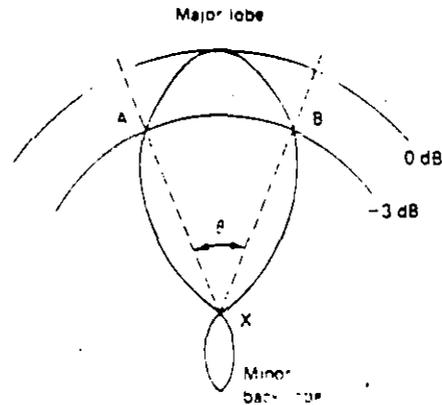


Fig 3.

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 es 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.

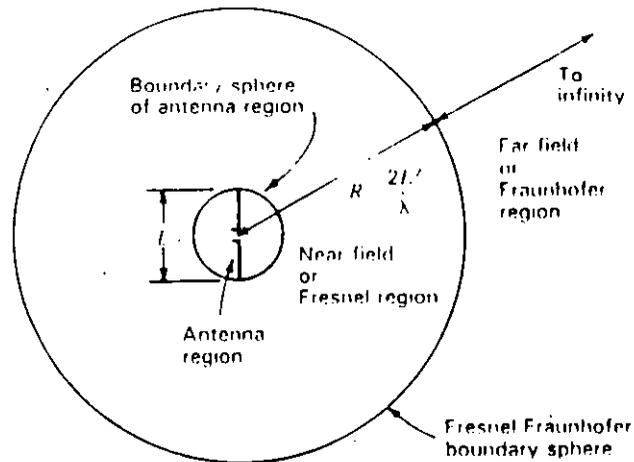


Fig. 4

Refiriendonos a la figura 4 el límite entre los dos campos tendrá un radio:

$$R = 2L^2/\lambda$$

Si $R < 2L^2/\lambda \rightarrow$ Campo cercano o de inducción.

Si $R > 2L^2/\lambda \rightarrow$ Campo lejano o de radiación.

Donde: L = máxima dimensión de la antena, m.

λ = longitud de onda, m.

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:

$$G = 10 \log \frac{P}{P_{ref}} \eta$$

Donde: G = ganancia de la antena.

η = eficiencia.

En la región lejana o de Fraunhofer los 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 radia 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:

$$\eta = \frac{P_r}{P_r + P_d} \times 100$$

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 Z_{in} 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.

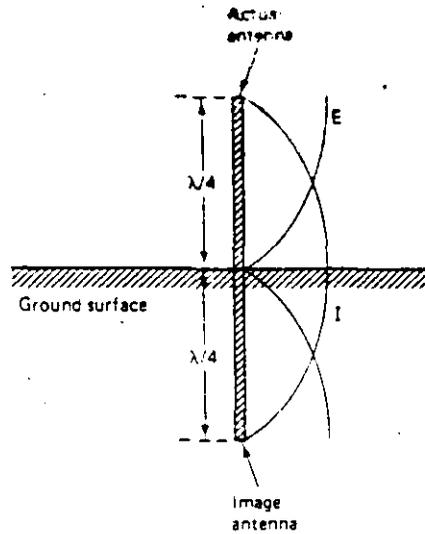


Fig. 5

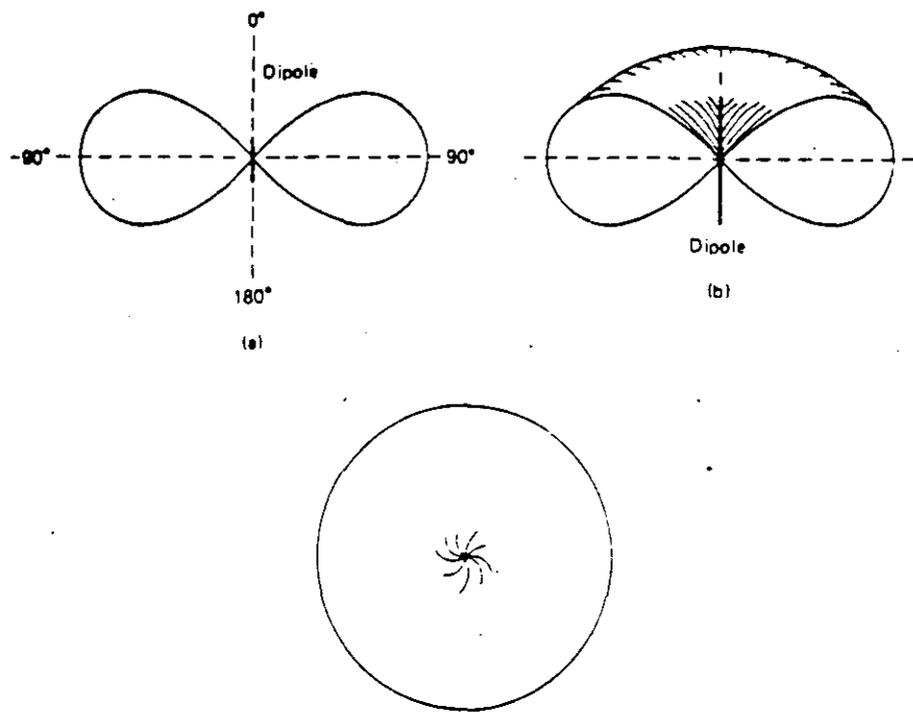
Puede verse que si la antena de Marconi es montada directamente sobre la superficie de la tierra producirá una imagen y el patrón de radiación será igual al de una antena de media longitud de onda.

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.

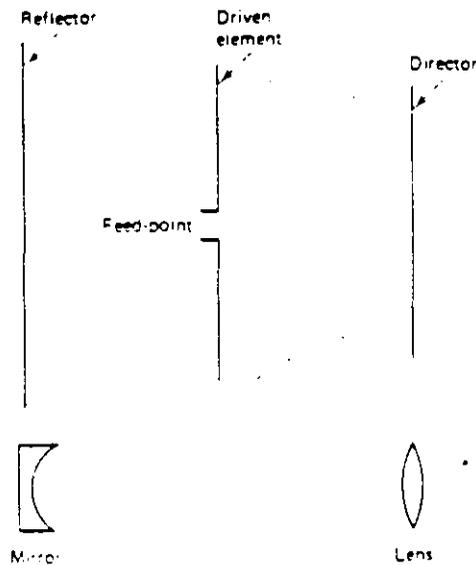
La figura 6 muestra los patrones de radiación de un dipolo de $\lambda/2$:



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.

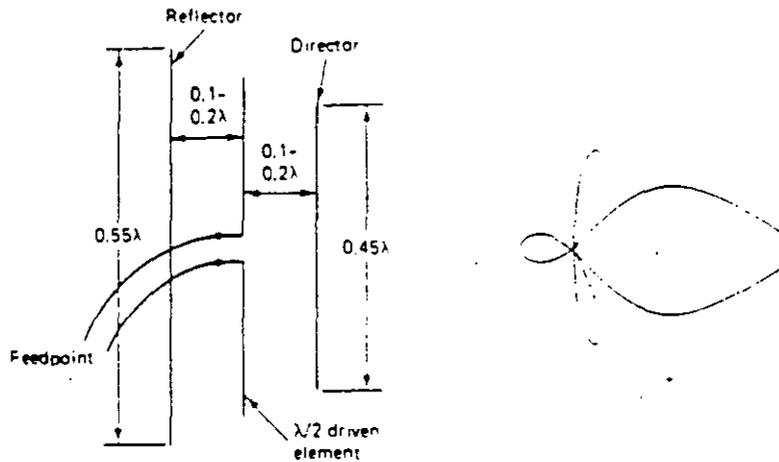


Fig. 8

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 recepción de televisión VHF.

ANTENA LOGOPERIODICA.

La estructura fisica de esta antena es repetitiva. En otras palabras, el diseño consiste de un patrón geométrico básico que consiste de varios dipolos de diferente longitud y espaciados de acuerdo a una constante de diseño; relacionado por la fórmula:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} = \tau = \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_3}{L_2} = \frac{L_4}{L_3}$$

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n}$$

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 reunen 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.

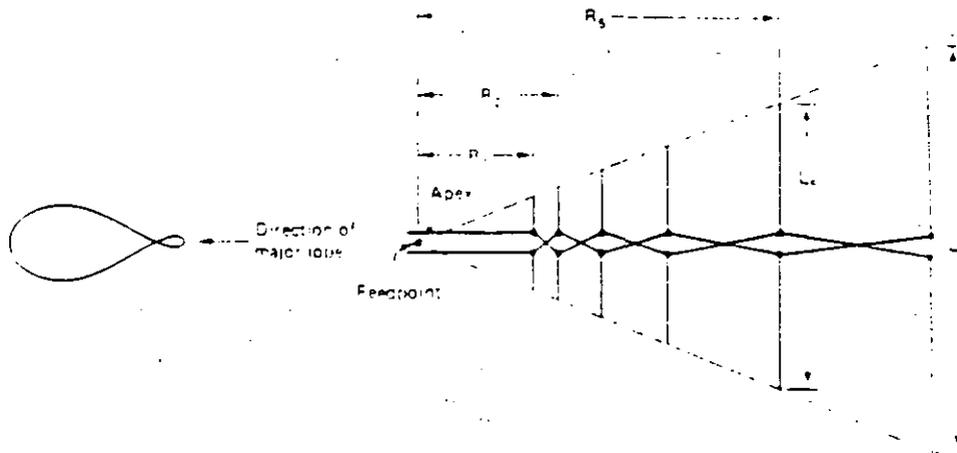
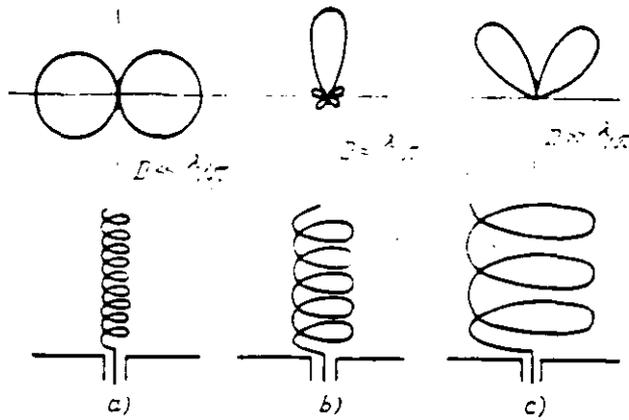


Fig. 9

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.

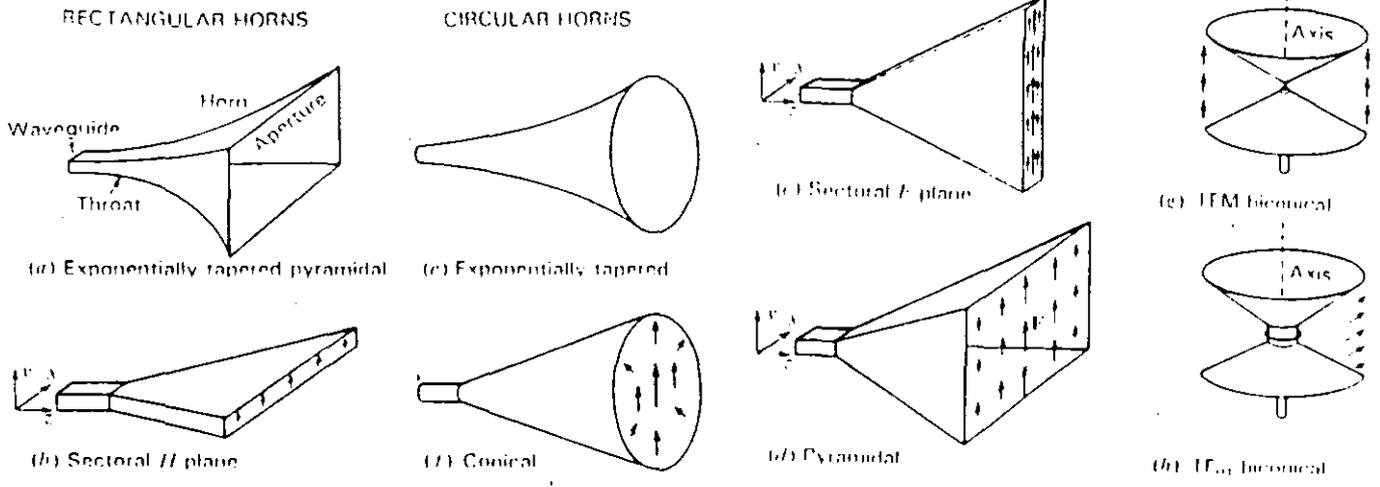


Fig. 11

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 minimo ancho de haz sin exceso de nivel de lóbulos laterales (o más ganancia) para una longitud de onda determinada.

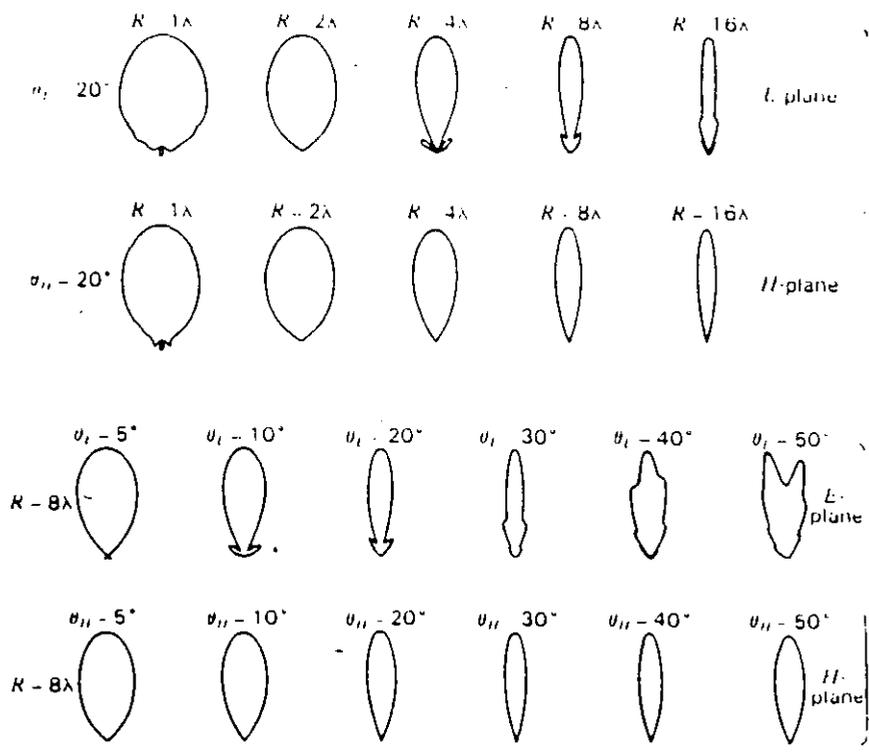


Fig. 12

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.

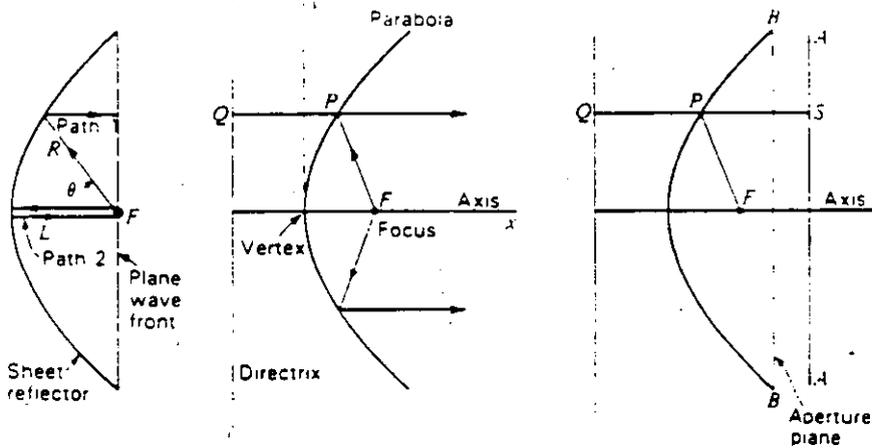
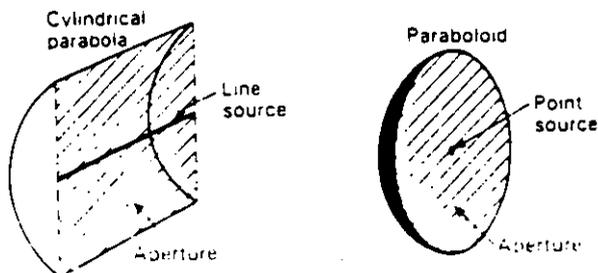


Fig. 13



Los representantes clásicos de las antenas de reflector son las antenas de reflector parabólico (figura 13) que pueden producirse en forma de paraboloides de revolución y cilindro parabólico. El paraboloides de revolución se excita por un alimentador débilmente dirigido situado en el foco, y transforma el frente de onda esférico en plano. El cilindro parabólico se excita por una antena lineal colocada en la línea focal y se transforma el frente de onda cilíndrico en plano.

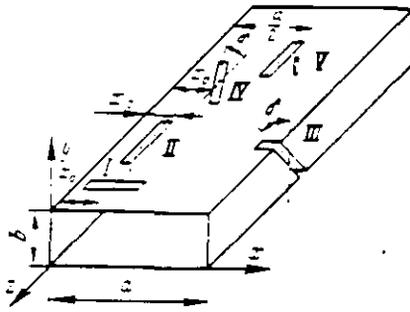
Las propiedades geométricas son tales que, los haces que se dirigen del foco son reflejados en la parábola y se hacen paralelos al eje focal.

La característica principal de una antena parabólica es su ganancia, la cual es proporcional al tamaño de ésta. Esto es cuanto más grande es la antena, mayor será la cantidad de señal que pueda recibir, sin embargo, el tamaño no es único factor a considerar ya que también es importante tomar en cuenta la eficiencia, así como su tipo de alimentación o configuración.

Dentro del diseño, el material de fabricación toma un papel importante pues no se obtienen los mismos resultados con una antena de aluminio que con una de malla. La determinación del material queda sujeta a la aplicación que se tendrá y al costo.

ANTENAS DE RANURAS

Las antenas de este tipo son redes de muchas ranuras radiantes, alimentadas por una guía de ondas común, y se utilizan preferentemente como antenas de haz uniforme. A menudo se usan las ranuras de media onda, dispuestas de diferente modo en las paredes ancha o estrecha de una guía de onda rectangular ordinaria, (fig. 14).



Tipos de ranuras utilizadas en las antenas de guías de ondas ranuradas

Fig. 14

Una ranura individual de una guía de ondas se excita cuando su lado ancho interseca las corrientes eléctricas que circulan por las superficies internas de las paredes de la guía de ondas.

Bibliografía

ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN

Constantine Balanis

WILEY

THE ARRL ANTENNA BOOK

The American Radio Relay League

MODERN ANTENNA DESIGN

Thomas Milligan

Mc Graw Hill

ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS FUNDAMENTALS THROUGH ADVANCED

Wyne Tomasi

Prentice Hall

INTRODUCCION

Las ANTENAS DE CORNETA no son de reciente invención, Jagadis Chandra Bose construyó una antena de corneta piramidal en 1897 [1].

Una Antena de Corneta, no es más que una guía de onda ensanchada hacia fuera en uno de sus extremos. Existen varios tipos de antenas de corneta, dependiendo su nombre principalmente de su forma, como son : las antenas rectangulares de corneta o las antenas circulares de corneta. Estas, con sus variantes como las cónicas o piramidales.

En el diseño de este tipo de antenas, para minimizar las reflexiones de la onda guiada, la región de transición entre la guía de onda a la garganta de la corneta y el espacio libre en la apertura se vá abriendo en una forma gradualmente exponencial. Una antena de corneta puede ensancharse a partir de la guía de onda en dos de sus lados ó en ambos a la vez. Una corneta rectangular con ensanchamiento en los dos planos, es llamada **CORNETA PIRAMIDAL**.

Despreciando los efectos de bordes, el patrón de radiación de una antena de corneta puede ser determinado si las dimensiones de la abertura y la distribución de los campos son conocidos. Las variaciones en la magnitud o fase del campo que cruza la abertura, decrecientan notablemente la directividad. Aquí, en vez de requerirse una fase constante através de la abertura de la corneta, se permite que pueda desviarse un poco menos que una cantidad especificada δ , igual a la diferencia de longitudes de trayectoria entre un haz que viaja a lo largo de un lado y otro que viaja sobre el éje de la corneta.

A partir de la Figura No.1, se pueden desprender fácilmente las siguientes ecuaciones matemáticas :

$$\cos \frac{\theta}{2} = \frac{L}{L + \delta}$$

$$\text{sen} \frac{\theta}{2} = \frac{a}{2(L + \delta)}$$

$$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{a}{2L}$$

con :

θ = ángulo de ensanchamiento (θ_E y θ_H para cada plano)

a = abertura (a_E y a_H para cada plano respectivamente)

L = longitud de la corneta (sobre el eje central)

Además, se vé claro que :

$$L = \frac{a^2}{8\delta} \quad \text{con } \delta \ll L$$

$$\theta = 2 \tan^{-1} \frac{a}{2L} = 2 \cos^{-1} \frac{L}{L + \delta}$$

Observando estas ecuaciones, tendremos que para obtener una distribución uniforme del campo en la abertura, se requiere una corneta con longitud muy grande y pequeño ángulo de ensanchamiento. Esto, no es muy práctico de realizar. Una **CORNETA OPTIMA** se encuentra entre ambos extremos y contiene un ancho de haz mínimo sin excesivos lóbulos laterales. Esto se puede lograr con una longitud de δ suficientemente pequeña con respecto a la longitud de onda de la frecuencia de operación de la antena. Así, las

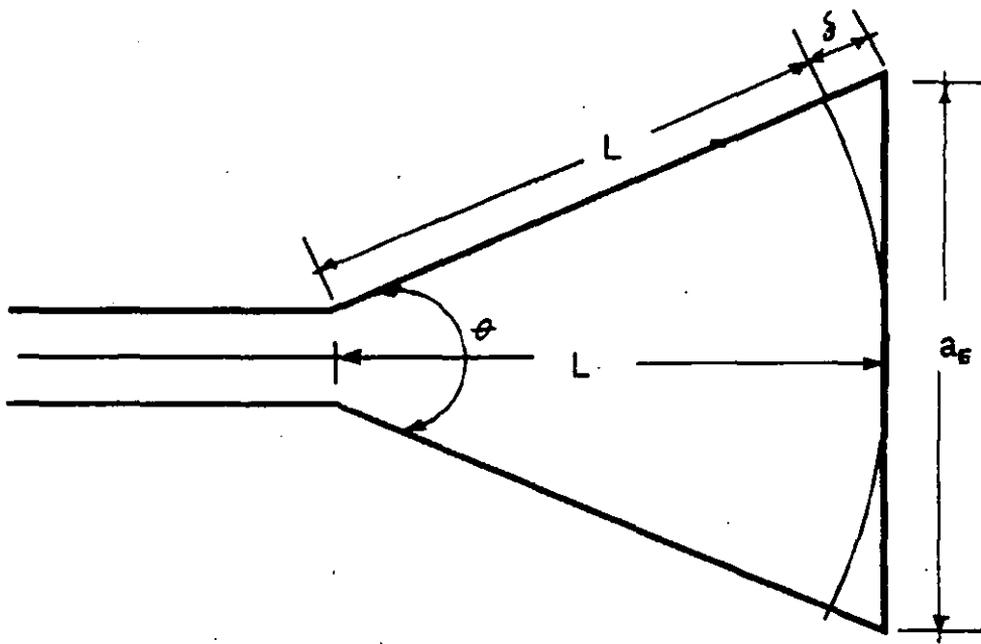


FIG. No. 1
PLANO DE ANTENA DE CORNETA

dimensiones óptimas de la antena se encuentran con las siguientes fórmulas :

$$L = \frac{\delta_0 \cos(\theta/2)}{1 - \cos(\theta/2)} = \frac{a^2}{8\delta} \quad (1)$$

$$\theta_E = 2 \tan^{-1} \frac{a}{2L} \quad (2)$$

$$\theta_H = 2 \cos^{-1} \frac{L}{L + \delta} \quad (3)$$

$$a_H = 2 L \tan \frac{\theta_H}{2} \quad (4)$$

A partir de éstas, se puede calcular la Directividad de la antena, de la siguiente forma :

$$D = 10 \log \left\{ \frac{7.5 A_p}{\lambda} \right\} \quad (5)$$

con :

$$A_p = \text{Abertura física} = a_E a_H$$

El Patrón de Radiación, se puede calcular a partir del Campo Eléctrico en la abertura, tomada esta como una guía de onda, pero con parámetros "a" de la antena de corneta.

Con éstas fórmulas se puede diseñar una antena de corneta piramidal en forma óptima, a partir de la frecuencia de operación y de la abertura del plano en el campo eléctrico E, obtenido en tablas expuestas en [2].

DISEÑO DE UNA ANTENA DE CORNETA PIRAMIDAL PARA BANDA X

ESPECIFICACIONES :

FRECUENCIA DE OPERACION : Banda X (MILITAR)

FRECUENCIA DE DISEÑO : $f = 9.375 \text{ GHz}$

ALIMENTACION : TE_{10}

MATERIAL : De cartón con Aluminio (Para efectuar pruebas).

GANANCIA : 16 dB.

CALCULOS :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8}{9.375E9} = 0.032 \text{ m.}$$

tomando de tablas de [2] el valor de $a_E = 2.375 \lambda = 0.076 \text{ m.}$

y el valor $\delta = 0.161 \lambda = 5.157E-3$

Evaluando la ecuación (1), para nuestro caso :

$$L = \frac{a^2}{8\delta} = \frac{(0.076)^2}{8(5.157E-3)} = 0.14$$

Para el cálculo de los ángulos de ensanchamiento en ambos planos de la corneta, tomamos las ecuaciones (2) y (3) :

$$\theta_E = 2 \tan^{-1} \frac{(0.076)}{2(0.14)} = 30.37^\circ$$

$$\theta_H = 2 \cos^{-1} \frac{0.14}{(0.14 + 5.157E-3)} = 30.63^\circ$$

Calculamos ahora la abertura en el plano H , con la ecuación (4)

$$a_H = 2(0.14) \tan \frac{(30.63^\circ)}{2} = 0.076 \text{ m.}$$

Finalmente, podemos calcular la directividad de la antena, auxiliados por la ecuación (5)

$$D = 10 \log \frac{(7.5)(0.076)(0.076)}{(0.032)^2} = 16.26 \text{ dB}$$

CONSTRUCCION DE LA ANTENA Y RESULTADOS PRACTICOS

Una vez obtenidos los cálculos de las dimensiones de la antena, se procedió a realizarla físicamente. El material exterior es de cartón ilustración, para dar la firmeza necesaria y el interior es un recubrimiento de papel aluminio con el objetivo de dar un acabado parejo y en el cual pudieran rebotar las ondas electromagnéticas con la menor distorsión y atenuación posibles.

A la antena de corneta piramidal que se obtuvo, se le colocó una brida con las dimensiones interiores de la guía de onda que alimenta a ésta y finalmente se pintó de color negro mate por su exterior con propósitos de presentación solamente.

Los resultados obtenidos en el laboratorio después de las pruebas aplicadas a la antena prototipo se observan en la gráfica del Patrón de Radiación de la Figura No.2.

30°
330°

20°
340°

10°
350°



350°
10°

340°
20°

330°
30°

10°
30°
50°
310°
60°
300°
70°
290°
80°
280°
90°
270°
100°
260°
110°
250°
120°
240°
130°
230°
140°
220°

310°
50°
300°
60°
290°
70°
280°
80°
270°
260°
100°
250°
180°
240°
120°
230°
130°
140°

ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA (P) = 32°

PATRON DE RADIACION
DE ANTENA DE CORNETA PIRAMIDAL
(OBTENIDO EN LABORATORIO)

FIGURA No. 2

CONCLUSIONES

Se puede concluir, que los resultados obtenidos en las pruebas efectuadas a la antena prototipo fueron muy satisfactorios, ya que se logró una directividad de 16.26 dB, la cual resulta muy buena para los efectos didácticos comparados con una antena patrón de laboratorio (un dB más solamente).

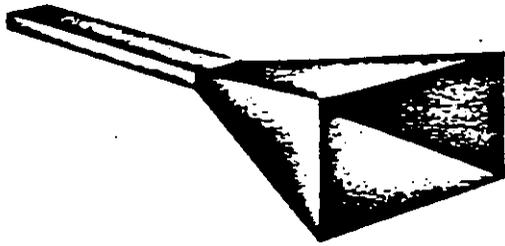
Además, podemos agregar que el principal uso de este tipo de antenas es como **ANTENAS PATRON DE LABORATORIO** o como **ALIMENTADORES DE ANTENAS PARABOLICAS**, en cuyas aplicaciones son de gran rendimiento.

BIBLIOGRAFIA

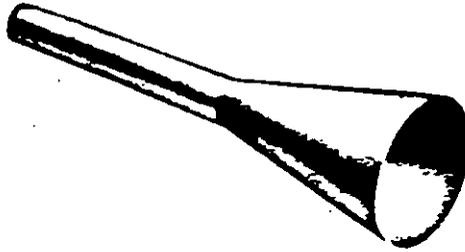
- [1] ANTENNAS AND RADIOWAVE PROPAGATION, R.E. Collin, MC.GRAW HILL. , 1985.
- [2] ANTENNAS. John D. Kraus, MC.GRAW HILL, 2/a. Ed. 1988.

ANTENAS DE ABERTURA

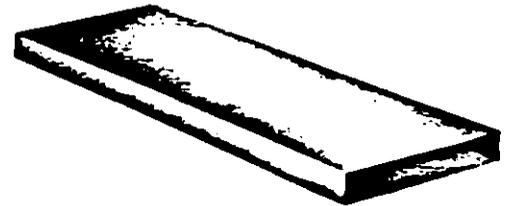
Normalmente son el tipo de antenas más utilizadas en frecuencias altas (microondas), sus configuraciones son avanzadas, destacando:



(a) Pyramidal horn



(b) Conical horn



(c) Rectangular waveguide

En general, estas antenas se componen de una guía de onda con una abertura al final que bien puede ser cuadrada, rectangular, circular o incluso elíptica.

Estas antenas resultan muy prácticas cuando se instalan en los fuselajes de aviones o naves espaciales, ya que la abertura es cubierta con un material dieléctrico para protegerla de las condiciones ambientales. Estos montajes suelen ir de acuerdo con los diseños aerodinámicos de tal forma que el perfil de la nave no se ve afectado.

Para conocer como es el comportamiento de este tipo de antenas, es necesario desarrollar herramientas matemáticas, ya que los análisis parten de principios diferentes. Por ejemplo, cuando se desea conocer el comportamiento de una antena de alambre (como un dipolo) se parte de conocer como se distribuye la corriente en el elemento. Resulta claro observar que es muy complicado conocer la distribución de corriente en una antena de abertura.

PRINCIPIO DE HUYGENS

También conocido como el *Principio del Campo Equivalente (PCE)* [1] en el cual las fuentes de energía actuales, tales como una antena o un transmisor, son remplazados por fuentes equivalentes. Estas fuentes ficticias son llamadas *Equivalentes dentro de una región* porque ellas producen campos equivalentes dentro de esas áreas.

El PCE se introduce en 1936 por S.A. Schelkunoff y es una forma más rigurosa del *Principio de Huygens* el cual establece que : *Cada punto de un frente de onda puede ser considerado como una nueva fuente de una onda esférica secundaria y que un frente de onda secundario se convierte en una envolvente de esa onda esférica secundaria.* Este principio fundamental de la óptica física puede usarse para explicar la desviación aparente de las ondas de radio alrededor de obstáculos, es decir, la difracción de ondas. Un rayo difractado es el que sigue una trayectoria que no puede interpretarse ni como reflexión ni como refracción [2]. Esta propone una teoría geométrica de la propagación de la luz, basado en ondas desde ranuras, que se expanden radialmente a la velocidad de la luz.

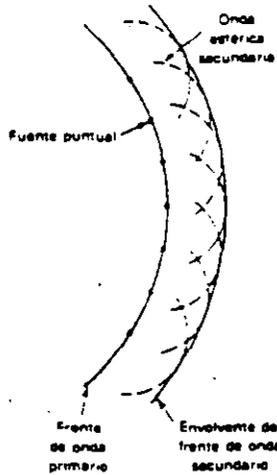
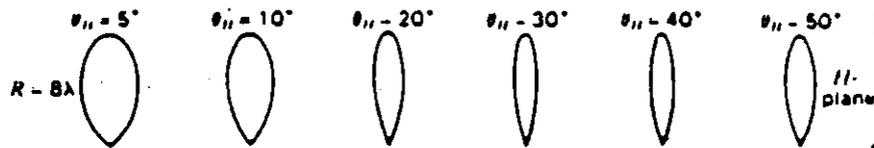
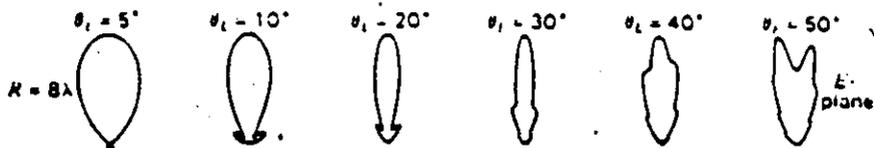
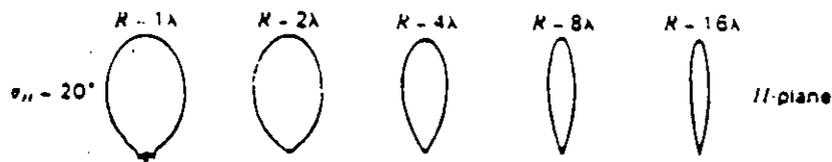
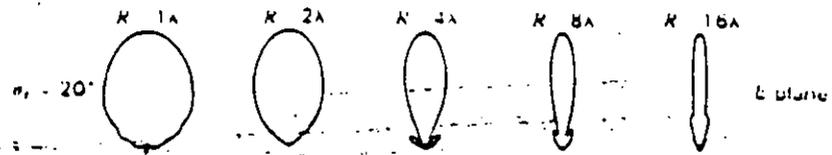


Figura 12-6 Ilustración del principio de Huygens de la óptica física (correspondencia punto a onda).

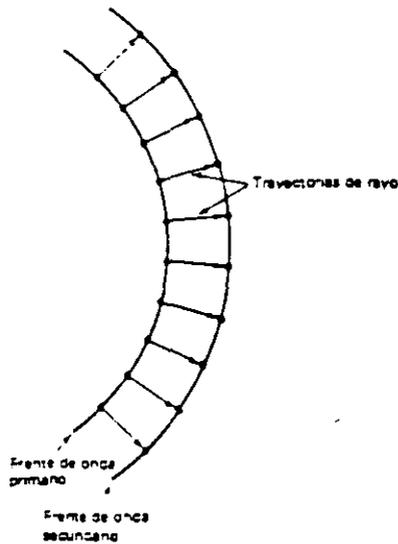
El PCE está basado en el *Teorema de la Unicidad* el cual establece que *un campo en una región con pérdidas es únicamente especificado por las fuentes dentro de la región mas las componentes tangenciales del campo eléctrico sobre los límites de la región, tanto de la parte anterior como posterior de la región.*



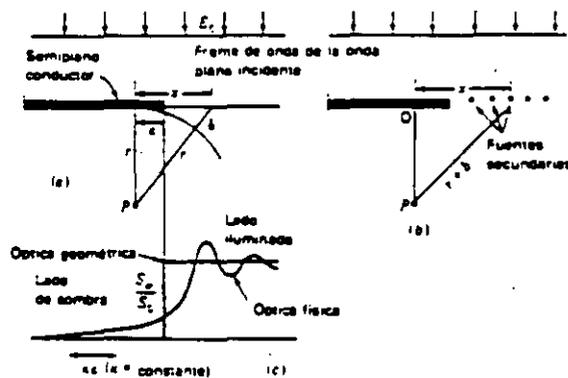
TEORIA GEOMETRICA DE LA DIFRACCION

Imagínese que se trata de una familia de trayectorias de rayos desde cada punto en un frente de onda primario para corresponder con los puntos en un frente de onda secundario, como se cita en la fig. Las trayectorias de los rayos son perpendiculares a los frentes de onda y están en dirección del vector de Poynting en cada punto. La *Teoría de la Óptica Geométrica* usa una correspondencia de rayos *punto a punto* entre dos posiciones sucesivas de un frente de onda, en contraste con la teoría de la óptica física, que postula una correspondencia punto a onda-esférica. Es decir, la óptica física tiene que ver con *frentes de onda*, mientras que la óptica geométrica tiene que ver con *trayectorias o caminos de los rayos* [2].

Para ilustrar lo anterior considérese una onda plana que incide sobre un borde recto. De acuerdo con la teoría de la óptica geométrica (fig), la densidad de potencia en el lado izquierdo del borde descenderá súbitamente a cero (línea sólida) cuando un observador pasa de la región iluminada a la región de sombra, en contraste con la solución de la óptica física (línea discontinua), que predice fluctuaciones seguidas de una disminución gradual. La aproximación de la óptica geométrica puede considerarse como el límite de alta frecuencia de la aproximación de la óptica física. Para tomar apropiadamente en cuenta la difracción en los bordes, los conceptos simples de la óptica geométrica se han extendido en una *Teoría Geométrica de la Difracción* (TGD) agregando un campo de difracción al campo simple de la óptica geométrica. Una ventaja de la teoría geométrica de la difracción es que permite una aproximación ingenieril a muchos problemas de difracción que serían difíciles o imposibles de resolver por medio de la óptica física u otros métodos.



El principio de la óptica geométrica (trayectorias de rayo).



Onda plana que incide por arriba en un semiplano conductor con variación de densidad de potencia resultante bajo el plano según se obtiene por la óptica física.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITO Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

ESTRUCTURAS DE TRANSMISION PARA COMUNICACIONES.

ING. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA.



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

CURSOS ABIERTOS

SEÑALES, CIRCUITO Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

ESTRUCTURAS DE TRANSMISION PARA COMUNICACIONES.

ING. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA.

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:

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

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

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:

$$\gamma = \sqrt{(R + j \omega L) (G + j \omega C)} \quad (15)$$

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

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

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:

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

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

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

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,

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:

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

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,

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: $\bar{z} = r + jx$ 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

$$\lambda = v_p / f$$

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

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

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

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.

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.

I.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.

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.

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

Supóngase que se conecta una impedancia variable $Z_2 = R_2 + jX_2$ como carga. La potencia absorbida por la carga es igual a $I^2 R_2$ 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 ésto, se requiere de un segundo dispositivo de acoplamiento en el extremo de la línea del lado del generador

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_o dada por:

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

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

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

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,

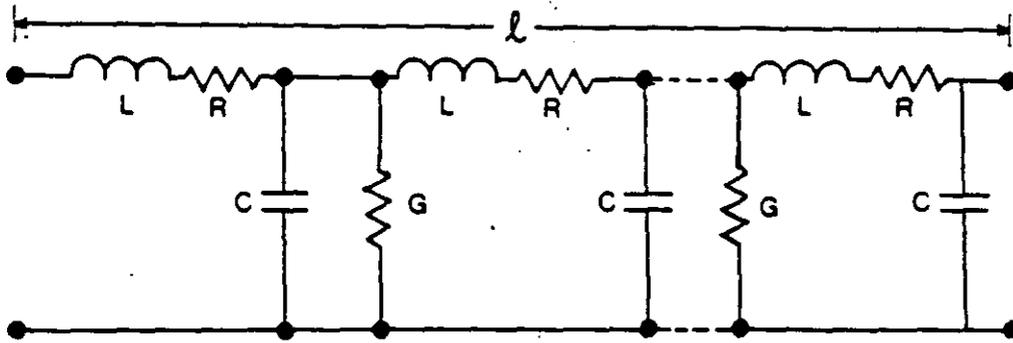


Fig. 2 REPRESENTACION EN CIRCUITO EQUIVALENTE DE UNA LINEA DE TRANSMISION

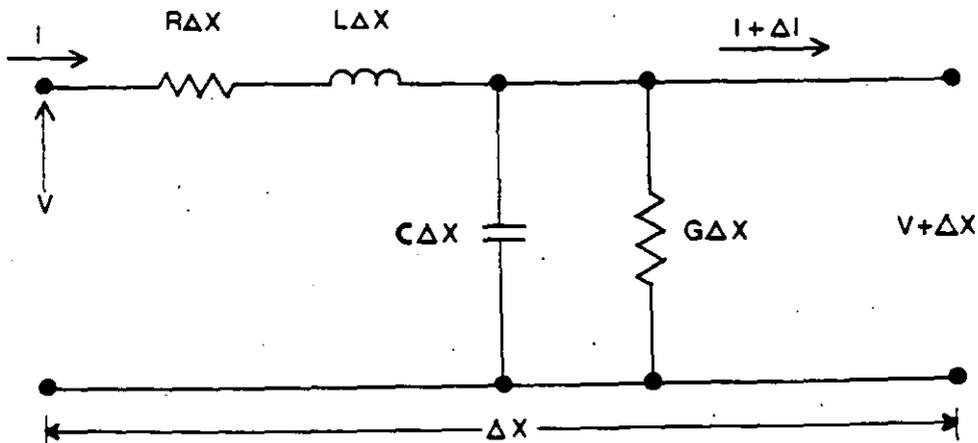


Fig. 3 SECCION INFINITESIMAL DE UNA LINEA DE TRANSMISION

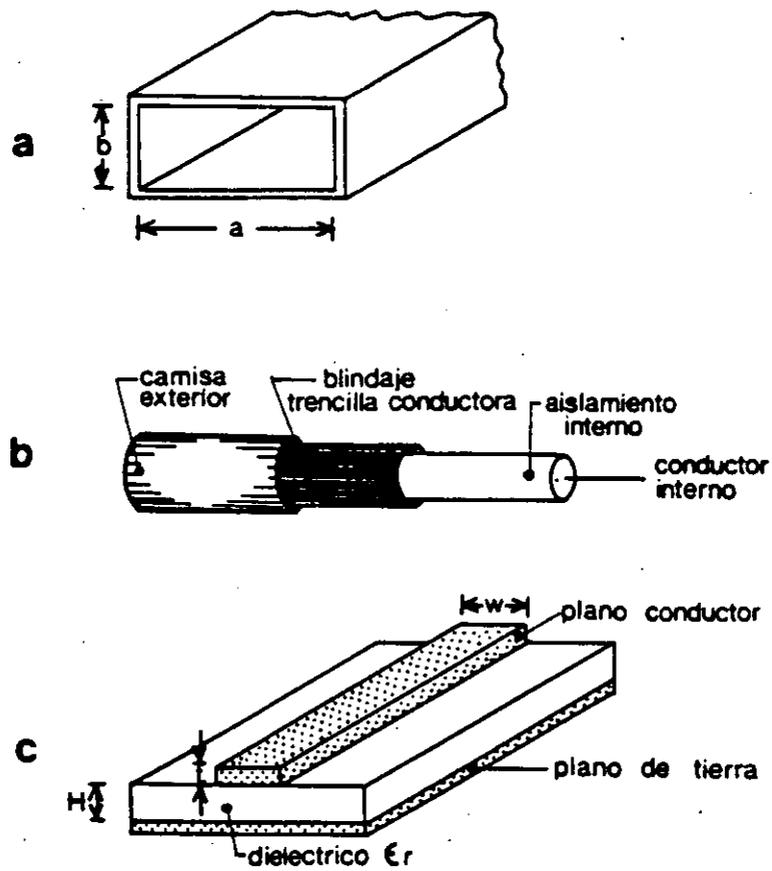


Fig. 1. TIPOS DE LINEA DE TRANSMISION; a) Guia de onda rectangular; b) Cable coaxial; c) Microcinta.

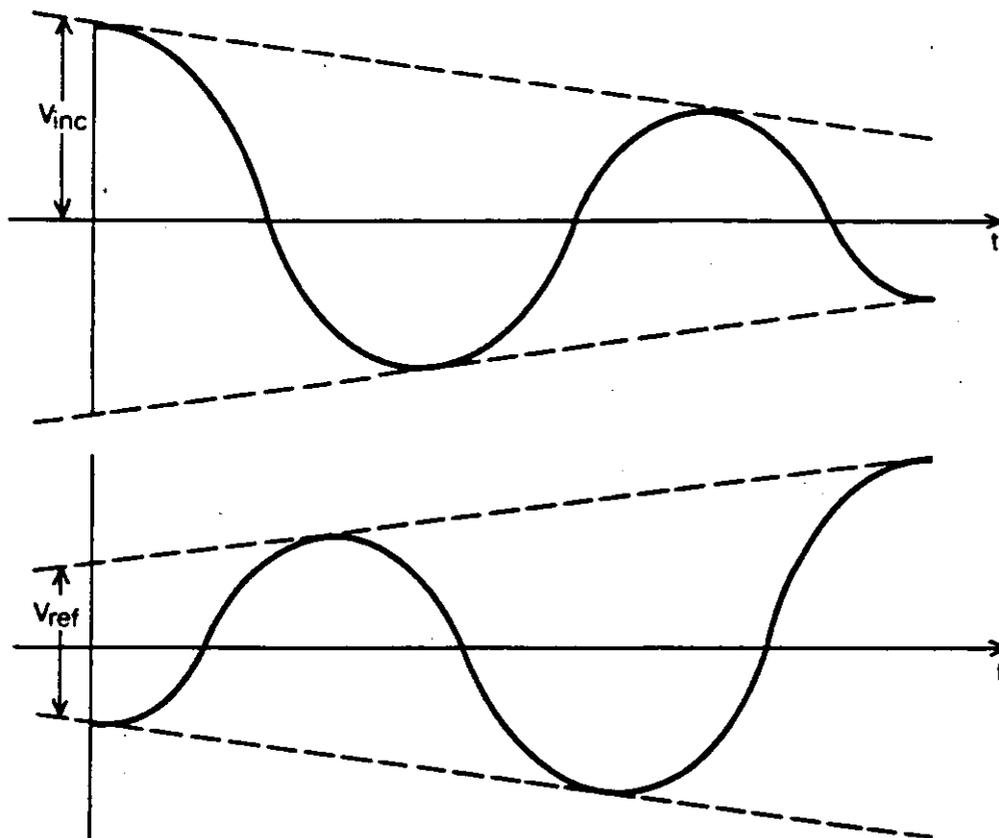


Fig. 6 VARIACION DE VOLTAJE PARA UN TIEMPO A LO LARGO DE UNA LINEA DE TRANSMISION

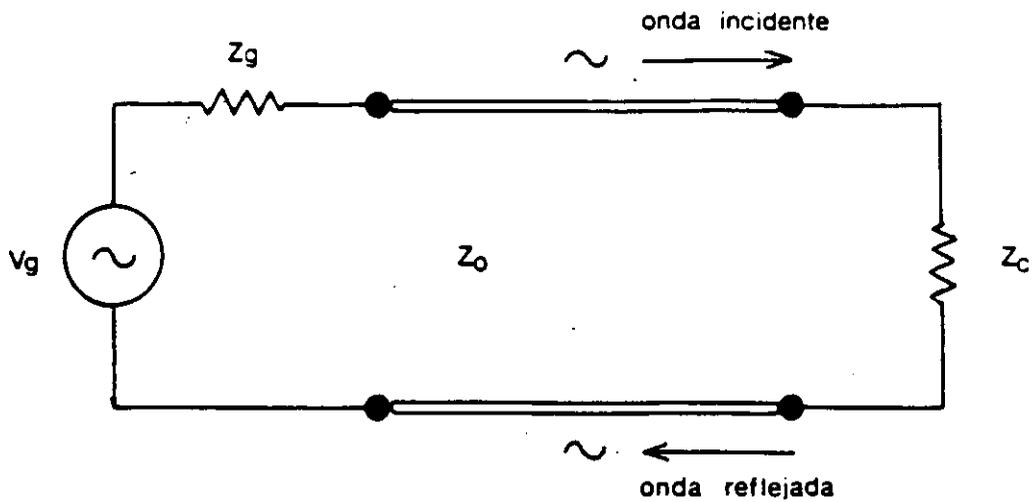


Fig. 4 LINEA DE TRANSMISION CON IMPEDANCIA CARACTERISTICA

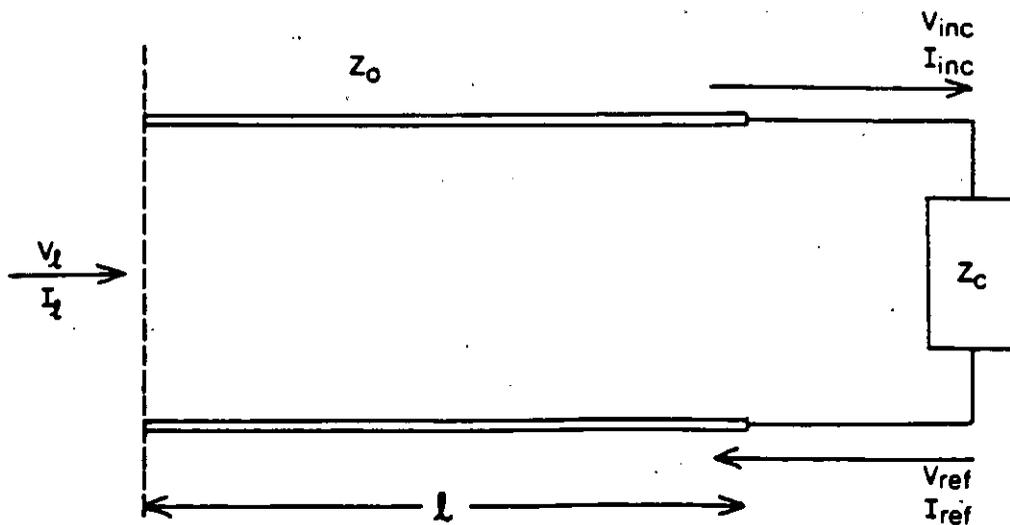


Fig. 5 VOLTAJES INCIDENTES Y REFLEJADOS DE UNA CARGA Z_c

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.

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 sustrato. 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 sustrato 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 sustrato, 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 sustrato (h) y el tipo del material

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 50 Ω , 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 son 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]:

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 $0 < h/\lambda < 0.13$.

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

$$R_{16} = 1 + 0.0503 \epsilon_r^2 R_{11} \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{u}{15} \right)^8 \right] \right\} \quad (31)$$

$$R_{17} = R_7 \left\{ 1 - 1.1241 \frac{R_{12}}{R_{16}} \exp \left[- 0.026 (fn)^{1.15658} - R_{15} \right] \right\} \quad (32)$$

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.

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

donde:

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

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

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

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

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

$$R_6 = 22.20 u^{1.82} \quad (21)$$

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

$$R_8 = 1 + 1.275 \left\{ 1 - \exp \left[-0.004625 R_3 \epsilon_r^{1.874} \left(\frac{fn}{18.365} \right)^{2.745} \right] \right\} \quad (23)$$

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

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

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

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

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

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

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.

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,

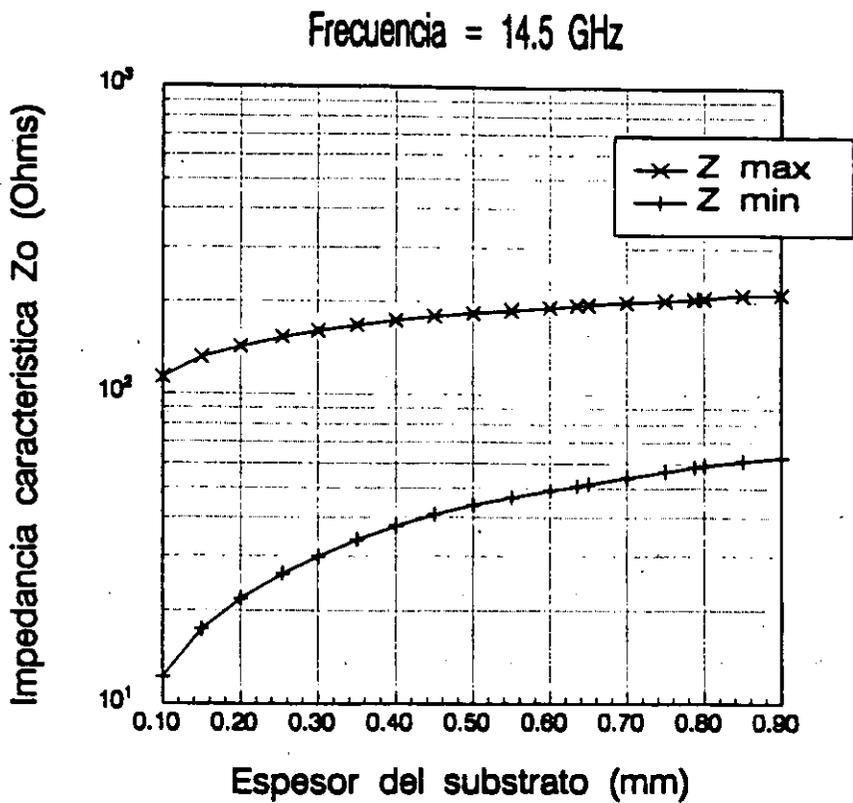


Fig. 3 LIMITES DE IMPEDANCIA EN LINEA DE MICROCINTA PARA MATERIAL TIPO PTFE CON $\epsilon_r = 2.23$

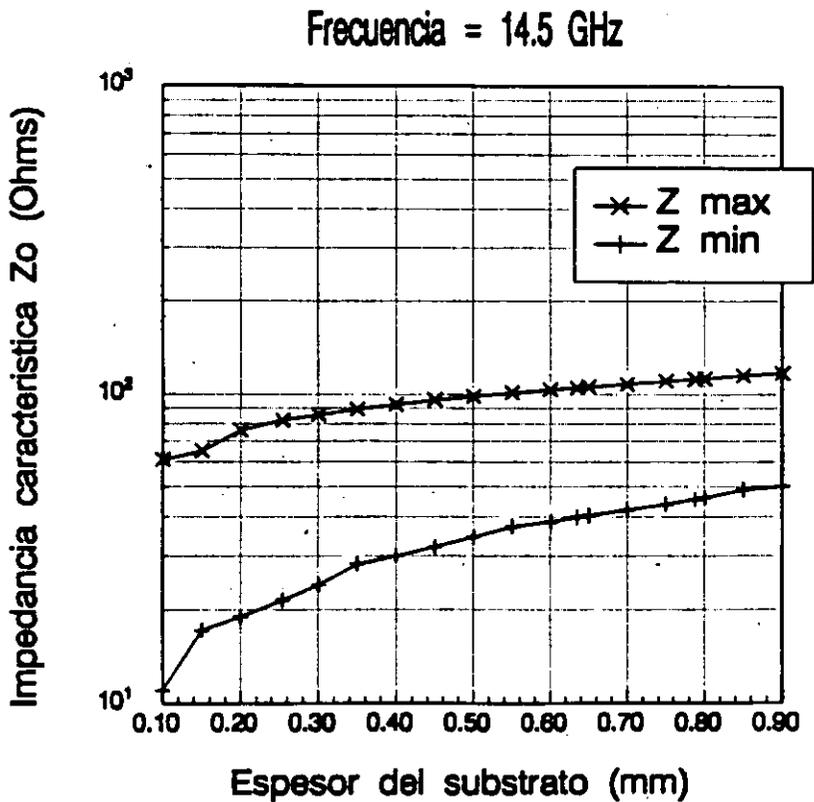


Fig. 4 LIMITES DE IMPEDANCIA EN LINEA DE MICROCINTA PARA MATERIAL TIPO PTFE CON $\epsilon_r = 10.5$

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

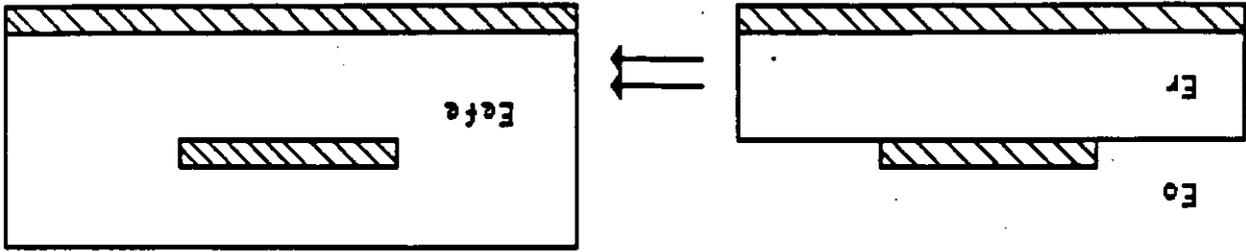
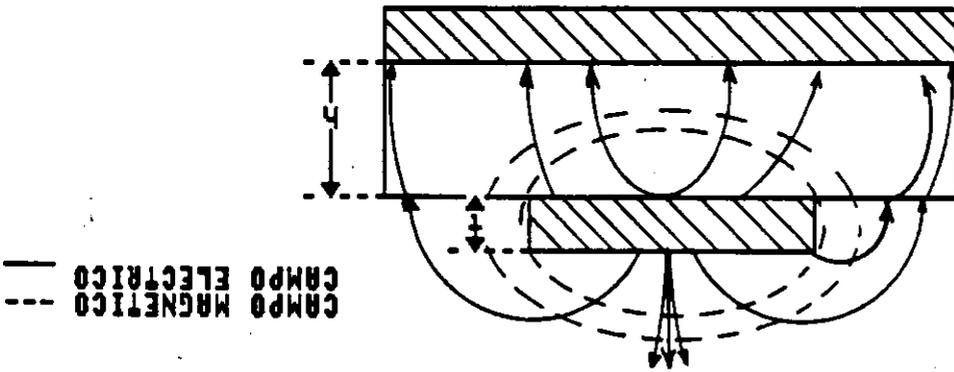
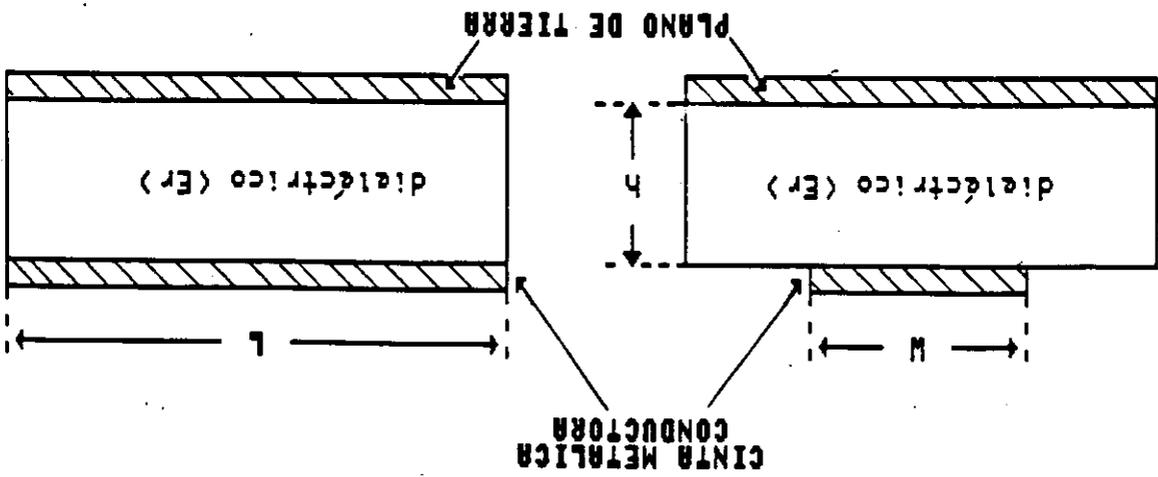


Fig. 1 GEOMETRIA Y CONFIGURACION DE LOS CAMPOS EN UNA LINEA DE MICROCINTA

b) Configuración de los campos



a) Geometría de la línea de microcinta



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

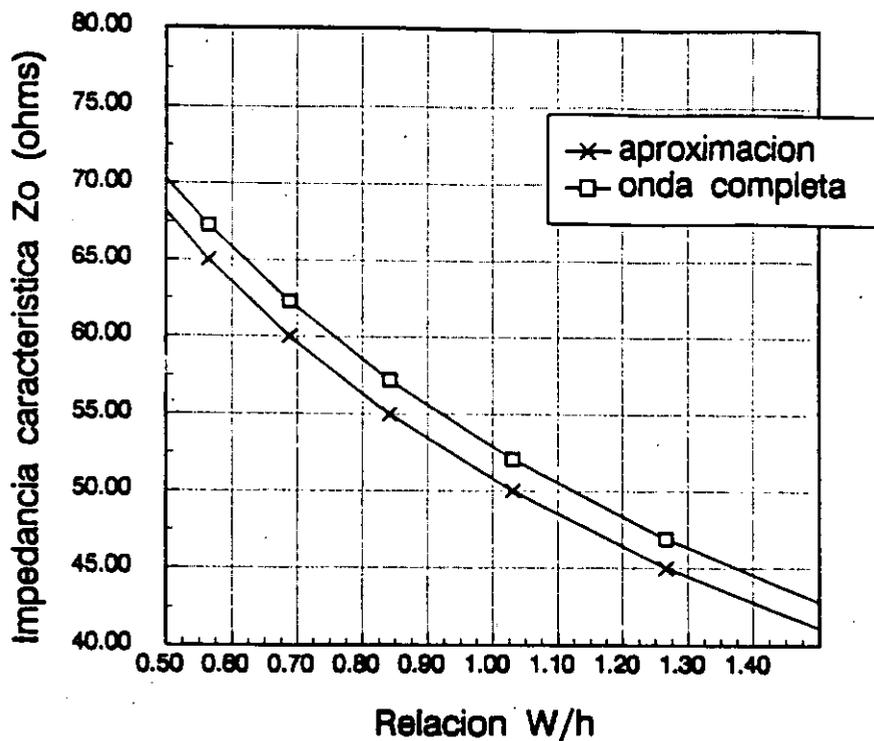


Fig 7 VALORES CALCULADOS CON LOS METODOS DE APROXIMACION Y DE ONDA COMPLETA

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

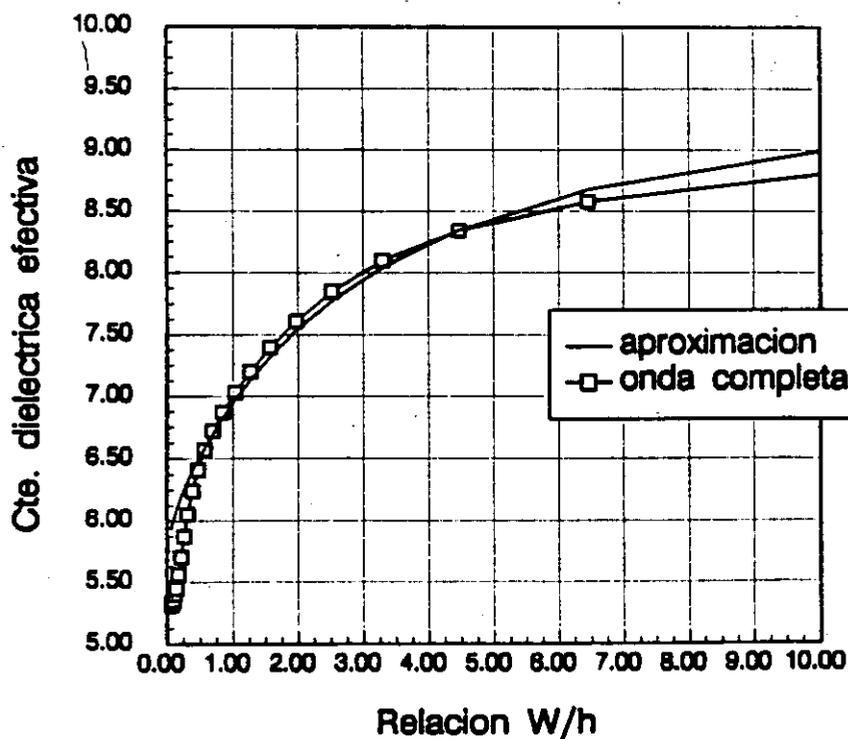


Fig 8 VALORES CALCULADOS CON LOS METODOS DE APROXIMACION Y DE ONDA COMPLETA

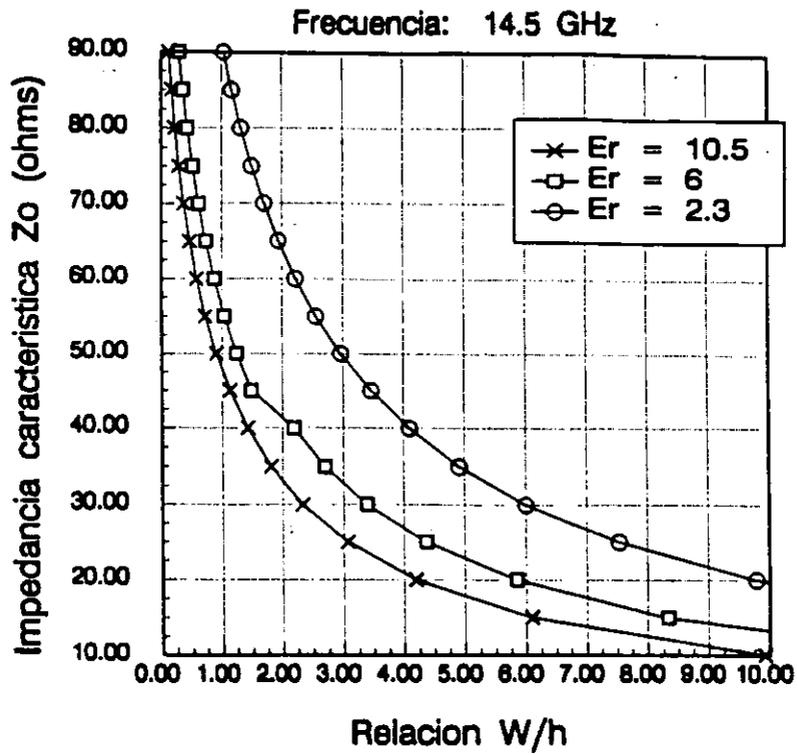


Fig 5 IMPEDANCIA CARACTERISTICA EN FUNCION DE W/H PARA MICROCINTA EN SUBSTRATO TIPO PTFE

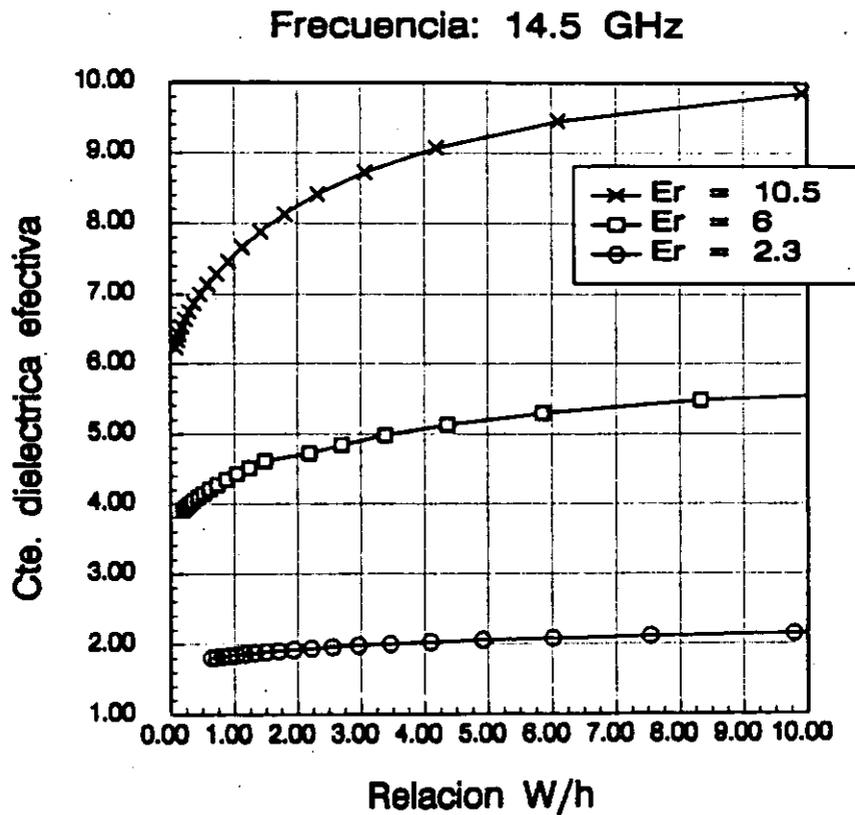


Fig 6 CTE. DIELECTRICA EFECTIVA EN FUNCION DE W/H PARA MICROCINTA EN SUBSTRATO TIPO PTFE

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

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

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

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

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

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

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

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

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:

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

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:

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} .

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:

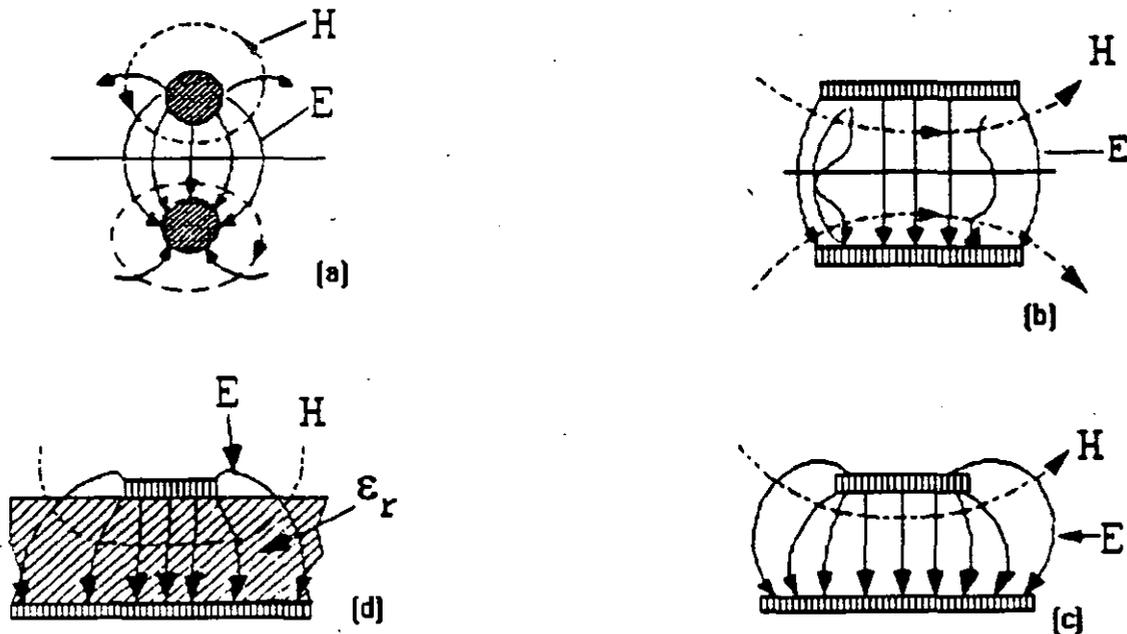
$$\left(f_r\right)_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon \mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{c}\right)^2} \quad (40)$$

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

La figura 1 muestra la evolución de la microcinta a partir de una línea integrada por dos conductores. La transformación de (a) a (b) es esencialmente un cambio en la forma de los conductores, mientras que de (b) a (c) involucra el cambio de una placa conductora al plano de simetría. La configuración final (d) se obtiene insertando un dieléctrico entre ambos conductores.



Por ser una estructura abierta, la microcinta es apropiada para conectar elementos pasivos y/o activos en el mismo sustrato, sin embargo, esta misma ventaja es una dificultad al efectuar su análisis matemático ya que como se observa en la figura 2 existe una región de transición aire-dieléctrico que afecta a los campos TEM.

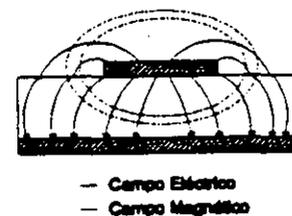


Figura 2. Campos TEM en una microcinta.

ANTENAS DE MICROCINTA

GERARDO ALEJANDRO NEYRA ROMERO

I INTRODUCCIÓN

Las Antenas de Microcinta representan uno de los tópicos más innovadores dentro del campo. La idea de este tipo de antenas data de los años 50, pero fué hasta los 70 que se le dió una seria atención a este elemento cuando fueron requeridas antenas de bajo perfil para las nuevas generaciones de misiles y cohetes. Este fué el primer paso, ya que a partir de aquí, se observó un amplio potencial de uso que tenían, dando nacimiento a una nueva industria.

Tabla 1. Aplicaciones de la tecnología de antenas de microcinta

Aeronaves	Radar, comunicaciones, navegación, altímetro, sistemas de aterrizaje.
Misiles	Radar, guía.
Satélites	Comunicaciones, difusión directa de TV, percepción remota, radares y radiómetros.
Barcos	Comunicaciones, radar, navegación.
Vehículos terrestres	Telefonía móvil vía satélite, radio móvil.
Otros	Sistemas biomédicos, alarmas contra intrusos.

La microcinta está catalogada dentro de las líneas planas de transmisión, es compacta, de bajo costo, puede fabricarse por medio de procesos fotolitográficos y es factible integrarla con dispositivos activos en un mismo sustrato. Está formada por una tira conductora y un plano de tierra separados por un medio dieléctrico que sirve como sustrato.

El substrato dieléctrico es usualmente delgado¹ así que los componentes del campo eléctrico paralelo al plano de tierra deben ser muy pequeños a través del substrato. El elemento radiador resuena cuando su longitud está cerca de $\lambda/2$ guiando a una corriente relativamente grande y amplitudes de campo.

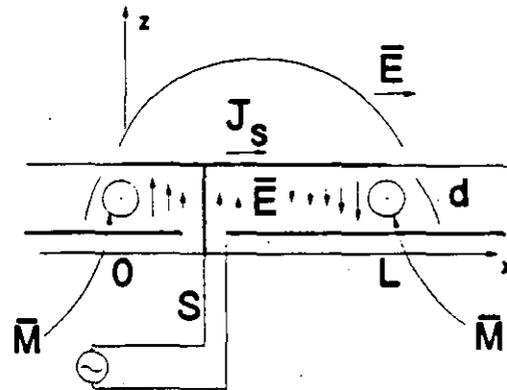


Figura 5. Antena rectangular de microcinta con alimentador.

Desde el punto de vista del teorema de equivalencia hay muchas maneras de interpretar la radiación resultante. La antena puede ser vista como una cavidad con radiadores del tipo de ranura en $x=0$ y $x=L$, con corrientes magnéticas equivalentes $\bar{M} = \bar{E} \times \bar{n}$, radiando en presencia del substrato dieléctrico aterrizado. Alternativamente,

la radiación puede ser considerada como si fuera generada por la densidad de corriente inducida en la superficie $\bar{J}_s = \bar{n} \times \bar{H}$ en el elemento radiador en presencia del substrato dieléctrico aterrizado.

En cualquiera de los dos casos, el patrón de radiación se observa en

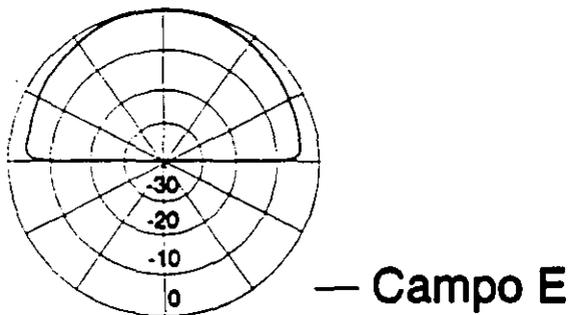


Figura 6. Patrón de radiación de una antena de microcinta

La impedancia de entrada de la antena de microcinta varía de acuerdo a la posición del punto alimentador en el radiador. Esto se

¹ Se considera que un sustrato es eléctricamente delgado cuando su grosor es menor a 0.051.

No obstante, dado que las ventajas son mayores que las desventajas, se ha continuado en el desarrollo de este concepto.

II CARACTERÍSTICAS BÁSICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTA

Gracias a la facilidad con que pueden construirse este tipo de antenas, se han creado diversas formas geométricas y tamaños, las más representativas se presentan en la figura 3.

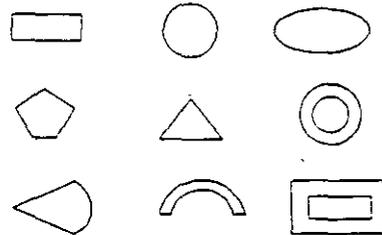


Figura 3. Diversas geometrías para radiadores de microcinta.

El análisis matemático es más complejo de acuerdo a la geometría del radiador razón por la cual, se hará la revisión de los radiadores rectangulares. La figura 4 muestra una antena de microcinta rectangular de ancho W , largo L y constante dieléctrica ϵ_r .

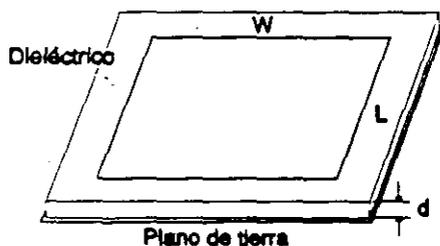


Figura 4. Radiador rectangular de microcinta.

Considerere una antena de microcinta rectangular con un alimentador de prueba (figura 5). Cuando se encuentra operando en el modo de transmisión, la antena está manejada con un voltaje entre el alimentador de prueba y el plano de tierra. Esto excita la corriente en el radiador, y un campo eléctrico vertical entre el radiador y el plano de tierra.

est

circuito. La raíz de este problema descansa en el hecho de que la radiación de la antena y de los circuitos son funciones eléctricas distintas, ya que un antena requiere campos limitrofes dispersos, mientras que la circuitería necesita campos estrechos para prevenir radiaciones ó acoplamientos indeseados.

Las pérdidas en la antena de microcinta ocurren en tres formas: Pérdidas en el conductor, en el dieléctrico y la excitación de ondas superficiales. Excepto para sustratos extremadamente delgados, las pérdidas en el conductor y en el dieléctrico son pequeñas. Las ondas superficiales no contribuyen al patrón de radiación primario y se incrementan con el grosor del sustrato y la constante dieléctrica. Esta es otra razón para preferir un sustrato con constante dieléctrica baja.

Tabla 2. Ventajas y desventajas de las antenas de microcinta

VENTAJAS	DESVENTAJAS
Perfil bajo	Eficiencia baja
Peso ligero	Ancho de banda bajo
Sencillo para fabricar	Radiaciones ajenas de alimentadores uniones y ondas superficiales
Pueden ser conformables	Problemas de tolerancia
Bajo costo	Requieren de sustratos de calidad y buena tolerancia a la temperatura
Pueden ser integrados con circuitos	Agrupamientos de alto funcionamiento requieren de complejos sistemas alimentadores
Los agrupamientos simples pueden ser fácilmente creados	La pureza de la polarización es difícil de conseguir

Tabla 3. Requerimientos aproximados para el buen funcionamiento de un radiador rectangular.

REQUERIMIENTO	TAMAÑO DEL SUBSTRATO (h)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	ANCHURA DEL RADIADOR (w)
Alta eficiencia de radiación	Grueso	Baja	Ancho

visualiza por medio del modelo de línea de transmisión, uno de los primeros que se emplearon para el análisis de estas antenas, donde el voltaje y la corriente en un radiador rectangular son expresados con la siguiente expresión:

$$\text{voltaje} = V(x) = V_0 \cos \frac{\pi x}{L}$$
$$\text{corriente} = I(x) = \frac{V_0}{Z_0} \text{sen} \frac{\pi x}{L}$$

Donde x es la posición del alimentador y L es la longitud del radiador. Para un alimentador localizado en una orilla ($x=0$ ó $x=L$) el voltaje es máximo y la corriente mínima, así que la impedancia es un máximo. Si el alimentador se coloca en el centro del radiador, ($x=L/2$) el voltaje es cero y la corriente es máxima, así que la impedancia de entrada es mínima. Impedancias del orden de 150 a 300 Ω se han encontrado al colocar el punto de alimentación en una de las orillas radiantes.

A medida que el sustrato sea más delgado, los análisis que se hagan tendrán mayor exactitud; sin embargo, esto implica que el factor de calidad Q del radiador sea alta y que el ancho de banda sea pequeño, por consiguiente, se presentan dos tendencias: El ancho de banda se incrementa con el grosor del sustrato y decrece con el incremento en la permitividad del sustrato.

Esto nos lleva a concluir que las antenas de microcinta operan mejor cuando el sustrato es eléctricamente grueso con una constante dieléctrica baja. Por otra parte un sustrato delgado con una constante dieléctrica alta es preferible para líneas de transmisión de microcinta y para circuitería de microondas.

Aquí se presenta una de las paradojas asociadas con el concepto de las antenas de microcinta ya que una de sus ventajas es la de poder integrarse fácilmente con una red alimentadora y circuitería en el mismo sustrato. Si esto se realiza, debe hacerse algún compromiso entre el buen funcionamiento de la antena y del

III.1 Análisis Reducido ó Empírico.

Los análisis reducidos de las antenas de microcinta, se refieren a los modelos que introducen una ó más significativas (pero razonables) aproximaciones para simplificar el problema. Dentro de estos análisis tenemos el Modelo de Línea de Transmisión (MLT) y el Modelo de Cavidad (MC).

El MLT es uno de los más intuitivos para la antena de microcinta, pero adolece de exactitud limitada y necesita de adecuados factores de corrección. Mejorando la exactitud de las admitancias de carga equivalentes que representan las terminaciones abiertas del radiador incluyendo el efecto de radiación de los extremos del radiador, ha mejorado el modelo de línea de transmisión.

El MC asume las siguientes consideraciones:

a) Debido a la proximidad entre la antena de microcinta y el plano de tierra, es válido considerar que \mathbf{E} solo tiene componente en z y que \mathbf{H} solo tiene componentes en la dirección xy dentro de la región limitada por la microcinta y el plano de tierra.

b) El campo en la región anteriormente mencionada es independiente de la coordenada z para todas las frecuencias de interés.

c) La corriente eléctrica en la microcinta no debe tener componente normal al borde en ningún punto de éste, implicando con esto, una componente tangencial despreciable de \mathbf{H} a lo largo del borde.

Como conclusión a lo anterior la región entre la microcinta y el plano de tierra, pueden ser tratado como una cavidad limitada por paredes eléctricas arriba y abajo y paredes magnéticas en las orillas.

La desventaja de estos modelos ha sido la limitada exactitud para la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada para substratos que no son muy delgados y una limitada capacidad para manejar los problemas relacionados tales con los acoplamientos mutuos, grandes agrupamientos, efectos de ondas superficiales y diferentes configuraciones de substrato.

REQUERIMIENTO	TAMAÑO DEL SUBSTRATO (h)	PERMITIVIDAD RELATIVA (ϵ_r)	ANCHURA DEL RADIADOR (w)
Pérdidas bajas en el dieléctrico	Delgado	Baja	—
Pérdidas bajas en el conductor	Grueso	—	—
Impedancia del ancho de banda	Grueso	Baja	Ancho
Pérdidas por radiaciones extrañas (ondas superficiales)	Delgado	Baja	—
Pérdidas por polarización cruzada	—	Baja	—
Peso Ligero	Delgado	Baja	—
Robustez	Grueso	Alta	—
Baja sensibilidad a tolerancias	Grueso	Baja	Ancho

III ANÁLISIS DE ELEMENTOS RADIANTES UNITARIOS.

El análisis de microcinta es complicado por la presencia de un dieléctrico no homogéneo, con características eléctricas de banda estrecha y una amplia variedad de configuraciones de radiadores, alimentadores y substratos. Los métodos para analizar las características de los elementos radiantes están clasificados en base a las simplificaciones que se haga de las antenas. Estos métodos son:

- a) Reducido ó empírico
- b) Semiempírico
- c) Onda completa

El EV combina el método variacional y la técnica de expansión modal para analizar radiadores de forma arbitraria. El objeto de este método es modelar una antena de microcinta con multiterminales, basado en la suposición de que presenta un substrato delgado. Se asumen paredes magnéticas perfectas en la frontera de la antena. El método aparenta ser potencialmente capaz para casi cualquier radiador de forma arbitraria, así como el hecho de que puede manejar elementos radiadores multipuerto.

Tabla 5. Ventajas y desventajas de los Métodos Semiempíricos

ANÁLISIS	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Enfoque Variacional. (EV ó MV)	Analiza radiadores de cualquier geometría. Aplica el método semi-empírico. Menos complejo que el análisis de onda completa y mayor que el empírico.	Involucra mayor complejidad analítica. Mayor tiempo computacional que el MC)

III.3 Análisis de Onda Completa

Los modelos que manejan al substrato dieléctrico de una forma rigurosa son referidos como soluciones de onda completa. Estos modelos usualmente asumen que el substrato es infinito en extensión en las dimensiones laterales y dan fuerza a las condiciones propias del limite en la interfase aire-dieléctrico. Esto se hace comunmente empleando la función exacta de Green para el substrato dieléctrico, el cual permite que la radiación de onda superficial, las pérdidas en el dieléctrico y el acoplamiento con elementos externos sean incluidos en el modelo.

El uso de la función de Green en una solución del método de momentos resulta en un modelo que es exacto y extremadamente versátil, sin embargo, el costo computacional es alto.

Tabla 6. Ventajas y desventajas de los Metodos de Onda Completa

Análisis	Ventajas	Desventajas
----------	----------	-------------

Los efectos de superficie de onda son importantes desde el punto de vista de las pérdidas y juegan un papel importante en los efectos de acoplamiento mutuo pero no están incluidos directamente en estos modelos.

Tabla 4. Ventajas y desventajas de los modelos empíricos

MODELO O ANALISIS:	VENTAJAS:	DESVENTAJAS:
Línea de Transmisión. (MLT)	Muy intuitivo. Tiene procedimientos de cálculo sencillos. Aplica el método empírico. Proporciona una clara idea física de la antena.	Presenta exactitud limitada. Necesita de adecuados factores de corrección. Aplicable sólo para radiadores rectangulares o cuadrados. Por simplicidad considera a algunos parámetros despreciables, lo cual genera un error en los valores obtenidos.
Cavidad. (MC)	Aplica el método empírico. Analiza radiadores de forma regular (rectangular, cuadrada, circular, triangular). Complejidad matemática accesible. Requerimientos de procesamiento computacional realizables. Más exacto que el MLT Proporciona una clara idea física de la antena.	El análisis matemático tiene mayor complejidad que el MLT Requiere mayor tiempo de cómputo que el MLT.

III.2 Análisis Semiempírico

Los Modelos Semiempíricos son una combinación del análisis empírico y de onda completa. Los efectos de onda superficial se toman en cuenta en muchos de estos modelos. Dentro de esta categoría encontramos el Método Variacional o Enfoque Variacional (MV ó EV).

Segundo, se formula una solución por Método de Momentos (MM) para encontrar la distribución de corriente en el elemento de la antena y se escoge un apropiado conjunto de funciones de expansión ponderada.

Tercero, se obtiene una matriz de impedancia, la cual se usa para determinar los coeficientes desconocidos de los modos de expansión. Debido a la naturaleza periódica del arreglo, la distribución de corriente en todos los elementos son iguales, excepto, en el caso de la imposición de un traslado progresivo de la fase.

Debido a lo anterior, formular la solución de MM para una "célula unitaria", es equivalente a encontrar la solución a través del arreglo completo. El acoplamiento mutuo está implícitamente incluido en la solución. Este método ha sido aludido en diferentes ocasiones como: "Solución de Onda Completa" ó como el Método de Galerkin en el Dominio Espectral y se ha aplicado a una gran variedad de problemas de antenas y circuitos de microondas, tanto en elementos unitarios como en agrupamientos.

Una vez que las corrientes han sido determinadas, otras cantidades de interés pueden encontrarse fácilmente; es factible calcular la variación de la impedancia de entrada con el ángulo de rastreo; este resultado es muy importante para el acoplamiento del arreglo sobre el rango de rastreo deseado. Un parámetro relacionado, es el patrón de elemento activo, el cual también proporciona información acerca del funcionamiento del rastreo de el arreglo. Otras características de interés incluyen el nivel de polarización cruzada y la eficiencia del arreglo. Asimismo, cantidades del patrón, tales como la directividad y el nivel de lóbulos laterales dependen del tamaño del arreglo y no es muy significativo para agrupamientos infinitos².

Los agrupamientos de antenas de microcinta pueden clasificarse de acuerdo a:

² Se considera que un arreglo infinito radía una onda plana, con una directividad infinita y un nivel de lóbulo lateral cero.

Método de Momentos. (MM)	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente. Analiza radiadores de cualquier geometría.	Largo procedimiento analítico y numérico. Demasiado tiempo computacional.
Transformación de Dominios. (MTD ó ATD)	Aplica método de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente.	Analiza radiadores rectangulares y circulares. Largo procedimiento analítico y numérico. Tiempo de cómputo extenso.
Transformada Rápida de Fourier con Gradiente Conjugado. (MTRFGC ó CGFTT)	Aplica análisis de onda completa. Exacto y riguroso electromagnéticamente.	Largo procedimiento analítico y numérico. -Mucho tiempo computacional. -Complejidad matemática extrema.

IV AGRUPAMIENTO DE ELEMENTOS DE MICROCINTA

Con frecuencia las propiedades deseadas de una antena, se obtienen con un elemento radiante de microcinta. Sin embargo, tal como en el caso de las antenas de microondas convencionales, características como: Alta ganancia, rastreo del haz ó capacidad de direccionamiento solo se consiguen cuando se combinan radiadores discretos para formar agrupamientos.

El procedimiento básico para el análisis de agrupamientos es el siguiente:

Primero, se deduce la función de Green para la placa dieléctrica en su forma espectral, para una fuente infinitesimal (dipolo eléctrico ó magnético). Este resultado se extiende a un arreglo periódico planar de dichas fuentes, con un traslado progresivo para tener el rastreo en el ángulo deseado.

superficies curvas, las antenas de microcinta tienen una variedad de aplicaciones. Su utilización puede ser por ejemplo, en aviones, barcos, satélites, etc. En muchos casos, donde el radio de curvatura es grande, una aproximación teórica planar es suficiente. Sin embargo, donde el radio de curvatura es pequeño, la curvatura de la superficie no puede ser despreciada.

Un arreglo cilíndrico, puede ser tratado teóricamente como un arreglo infinito en la dirección axial y un arreglo periódico infinito, en la del azimut. Como una alternativa, puede usarse una aproximación elemento por elemento. Cuando el número de elementos es grande, el modelo infinito es preferible, ya que todos los cálculos pueden realizarse considerando una célula unitaria. Cuando el arreglo es finito, los elementos cercanos a la orilla se comportan de diferente forma a los que se encuentran en el centro, debido a la diferencia en el acoplamiento mutuo. Estos efectos de borde deben tomarse en cuenta en el diseño de agrupamientos pequeños y de tamaño moderado y también cuando se requieran lóbulos laterales muy bajos en grandes agrupamientos.

Los cálculos del patrón de radiación, empleando un aproximación de elemento por elemento, involucra el modelado de los elementos de antena y la incorporación del acoplamiento mutuo.

La figura 7 muestra algunas configuraciones de agrupamientos de microcinta.



Agrupamiento lineal



Agrupamiento capacitivo



Agrupamiento conformable

Figura 7. Ejemplos de agrupamientos de microcinta

La tabla 7 resume algunas ventajas y desventajas de los agrupamientos en microcinta.

Tabla 7. Ventajas y desventajas de los diferentes agrupamientos de microcinta

TIPO DE AGRUPAMIENTO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Lineal (alimentado en paralelo)	Existe un buen control sobre la dirección del haz.	La red alimentadora provoca grandes pérdidas.
Lineal (alimentado en serie)	Las pérdidas son menores que en arreglo alimentado en paralelo. Existe la posibilidad de incrementar el ancho de banda de acuerdo al número de elementos.	La impedancia y la dirección del haz presentan grandes variaciones.
Acoplado capacitivamente	No se requieren puntos de soldadura.	Ancho de banda bajo. La separación entre los elementos está limitado por la longitud del radiador.
Arreglo Planar Infinito	Ampliamente usado en sistemas de comunicación. Es la base para crear los agrupamientos rastreados en fase.	La complejidad en el diseño y análisis es grande.
Arreglo Planar Finito	Proporciona una mejor visión sobre la validez del arreglo planar infinito.	El tamaño de los agrupamientos que puede manejar es limitado.

- a) Distribución espacial
- b) El tipo de rastreo
- c) Estructura de la antena.

IV.1 DISTRIBUCIÓN ESPACIAL

La Distribución Espacial considera que los elementos pueden ser idénticos ó diferentes unos de otros y que su distribución es lineal, planar ó volumétrica.

Un arreglo lineal consiste de elementos colocados a distancias finitas unos de otros a lo largo de una línea recta.

De forma similar, un arreglo planar comprende elementos distribuidos en un plano.

Finalmente, un arreglo volumétrico está formado por una distribución tridimensional de elementos.

IV.2 TIPO DE RASTREO

La posibilidad de rastreo es requerida en muchas aplicaciones; particularmente en sistemas de radar donde es factible realizarlo mecánicamente, como en los sistemas tradicionales. Sin embargo, el rastreo electrónico así como el obtenido por agrupamientos de fase y antenas de lente, ofrecen una mayor flexibilidad en la geometría de la exploración así como un rango de rastreo más alto que el obtenido de manera práctica con dispositivos mecánicos.

Un agrupamiento explorado electrónicamente, puede diseñarse para generar simultáneamente varios haces, los cuales pueden ser empleados individualmente.

Existen cuatro técnicas básicas de rastreo electrónico: En fase, con retraso respecto al tiempo, en frecuencia y con switcheo electrónico. Solo las técnicas de rastreo en fase y en frecuencia se han empleado con los agrupamientos de microcinta. Las otras técnicas pueden ser también usadas, pero, como con otros agrupamientos convencionales, su uso ha sido limitado.

IV.3 TIPO DE ESTRUCTURA

Debido a la posibilidad para adaptarse a estructuras con

TIPO DE AGRUPAMIENTO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Rastreo en Fase	<p>Tienen la capacidad para manejar grandes potencias pico ó promedio, ya que existe la posibilidad de conectar transmisores separados a cada elemento.</p> <p>Debido a que no hay necesidad de movimiento mecánico si se emplea el rastreo electrónico, las antenas pueden estar mecánicamente estables con una alta resolución angular.</p> <p>Ya que es factible generar varios haces (fijos y móviles) la operación multimodal es permitida.</p> <p>Una distribución de apertura en particular puede conseguirse con mayor facilidad con una antena de lenete ó usando reflectores, debido a que la amplitud y fase de cada elemento puede ser controlada individualmente.</p> <p>Presentan una gran eficiencia.</p> <p>Es posible tener una alta relación de datos y tiempos de reacción rápidos.</p> <p>Con el veloz desarrollo de microprocesadores y computadoras, los agrupamientos pueden ser fácilmente controlados por medio de estos, proporcionando exactos y eficientes sistemas de programación y de adquisición de datos.</p>	<p>Se presenta una cobertura limitada. Teóricamente, un rastreo hemisférico completo es limitado; sin embargo, en la práctica, la exploración está limitada por los efectos de acoplamiento mutuo y la necesidad de evitar grandes lóbulos.</p> <p>El costo y la complejidad son la mayor limitante. El costo es directamente proporcional al número de elementos de aquí que se requiera hacer un compromiso costo-funcionamiento.</p> <p>Para obtener haces muy angostos, se requiere un gran número de elementos, incrementando con esto no solo los costos y la complejidad, sino también la probabilidad de falla de algunos de los elementos, contribuyendo con esto a la degradación de las características de la antena.</p> <p>La estabilidad de fase depende de las condiciones ambientales.</p>

V TÉCNICAS DE ALIMENTACIÓN

Las primeras antenas de microcinta usaban una línea alimentadora de microcinta ó un alimentador coaxial. Estos dos métodos son muy semejantes en operación y ofrecen esencialmente un grado de libertad en el diseño de la antena a través del posicionamiento del punto de alimentación para ajustar el nivel de la impedancia de entrada.

Para el caso del alimentador de línea de microcinta, el radiador puede ser ranurado para proporcionar un punto de alimentación dentro del mismo.

En años recientes se han desarrollado alimentadores que físicamente no están en contacto con el radiador.

El alimentador por cercanía emplea dos capas dieléctricas con una línea de microcinta en el substrato más bajo terminado en una apertura bajo el radiador que está impreso en el substrato superior.

Otro tipo de alimentador sin contacto es el de apertura acoplada, emplea dos placas de substrato separadas por un plano de tierra. Una línea de alimentadora de microcinta en el substrato inferior se acopla a través de una pequeña abertura (típicamente una ranura rectangular angosta) en el plano de tierra a un radiador de microcinta en el substrato superior. Este arreglo permite tener un substrato delgado con constante dieléctrica baja para el radiador, permitiendo una optimización independiente para ambos elementos.

La figura 8 muestra este tipo de alimentadores.

Tabla 8. Ventajas y desventajas de los métodos de alimentación.

METODO DE ALIMENTACION	VENTAJAS	DESVENTAJAS
Alimentacion por coaxial	No hay pérdidas por radiación en la línea alimentadora.	Su fabricación es costosa y complicada.
	Es posible obtener diferentes valores de impedancia de entrada, modificando la localización del alimentador.	En el caso de agrupamiento de elementos unitarios, es necesario soldar un gran número de puntos.
Línea de microcinta.	Tanto el radiador como el alimentador pueden ser impresos en un solo paso.	A frecuencias milimétricas, se presenta el problema de radiaciones espúreas en el alimentador.
	Facilita la integración de elementos activos.	
Acoplamiento por abertura	Mayor libertad: las redes alimentadoras y los radiadores pueden diseñarse por separado.	Es costoso y complejo, requiriendo de un mayor espacio bajo el plano de tierra.
Ranura en el plano de tierra	Es simple en su fabricación, fácil de integrar con dispositivos activos y bueno para la disipación de calor de estos,	La ranura puede provocar radiaciones espúreas, limitando su uso en grandes redes alimentadoras.
	Tanto la ranura como el radiador pueden ser grabados en un solo paso	

VI SUBSTRATOS

El material dieléctrico del sustrato juega un papel esencial en el diseño, producción y funcionamiento del producto terminado.

Durante la etapa de diseño existen varios aspectos de los materiales que deben ser considerados para hacer la elección

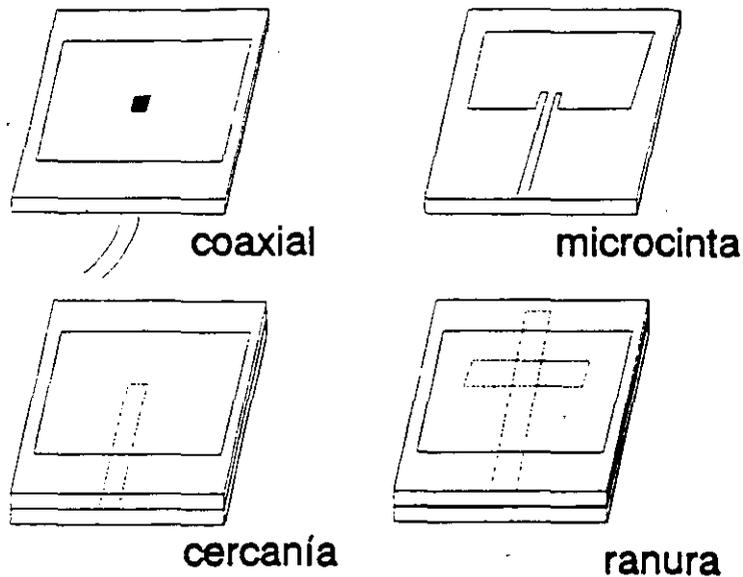


Figura 8. Tipos de alimentación para antenas de microcinta

correcta. Por ejemplo; lo que se ve ideal desde el punto de vista de diseño, puede no serlo durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los substratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños.

La tabla 9 muestra algunos materiales disponibles en el mercado, junto con sus fabricantes.

Tabla 9. Substratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb (panel)	Ciba Geigy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, CB2 4QD.
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cuming Inc, Canton, Massachusetts, USA.
2.1	RT Duroid® 5880 (Politetrafluoroetileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.

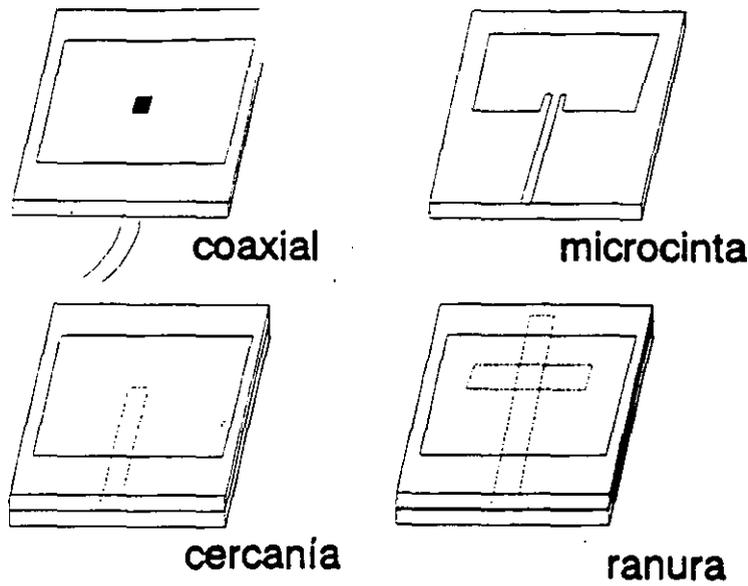


Figura 8. Tipos de alimetación para antenas de microcinta

correcta. Por ejemplo, lo que se ve ideal desde el punto de vista de diseño, puede no serlo durante la producción y requerimientos del producto final.

Existen muchos materiales dieléctricos en el mercado con rangos que van de 1.17 a 25 y tangentes de pérdidas de 0.0001 a 0.004. Los substratos de mayor uso son los de politetrafluoroetileno (PTFE) reforzados con fibra de vidrio debido a que proporcionan las características eléctricas y mecánicas requeridas, así como por su amplio rango de grosores y tamaños.

La tabla 9 muestra algunos materiales disponibles en el mercado, junto con sus fabricantes.

Tabla 9. Sustratos disponibles en el mercado.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
1.0	Aeroweb (panel)	Ciba Geigy, Bonded Structures Div., Duxford, Cambridge, CB2 40D.
1.06	Eccofoam PP-4	Emerson & Cuming Inc, Canton, Massachusetts, USA.
2.1	RT Duroid® 5880 (Politetrafluoroetileno)	Rogers Corp., o 700, Chandler AZ 85224, USA.

ϵ_r	MATERIAL	FABRICANTE
2.32	RT Duoroid® 5870	Rogers Corp.
3.5	Kapton film.	Dupont (Fortin Laminating Ltd., Unit 3, Brookfield Industrial Estate, Glossop, Derbyshire, UK)
6.0	RT Duroid® 6006	Rogers Corp.
9.9	Alumina	Omni Spectra Inc, 24600 Hallwood Ct. Farmington, Michigan, 48024 USA.
10.2	RT Duroid® 6010	Rogers Corp.

VI.1 CRITERIOS PARA LA SELECCIÓN DE SUSTRATOS

Los criterios usados para seleccionar a los sustratos para las antenas de microcinta, son:

- Magnitud de las pérdidas en el cobre y dieléctrico.
- Anisotropía.
- Medio ambiente.
- Requerimientos mecánicos.

IV.1.1 MAGNITUD DE LAS PÉRDIDAS EN EL COBRE Y EL DIELECTRICO.

Las pérdidas tanto en el dieléctrico como en el cobre dependen directamente de la frecuencia, sin embargo, las primeras, tienen una magnitud menor que las que se presentan en el cobre.

Las pérdidas en el dieléctrico pueden minimizarse, escogiendo un material con un ϵ_r relativamente bajo.

VI.1.2 ANISOTROPIA³

La anisotropía de la constante dieléctrica es el grado con el cual cambian de valor las propiedades de esta, dependiendo de la dirección del campo eléctrico con respecto a los ejes del material. Para simplificar los cálculos en el diseño de circuitos

³ Del griego an (no), iso (igual), y trope (dar vuelta); esto es, no tiene la misma propiedad con diferentes direcciones.

de microondas, usualmente se considera que ϵ_r es isotrópica, esto es, que existen valores iguales en las direcciones x , y , z , de substratos laminados para circuitería de microcinta.

La validez de esta suposición se reafirma al consultar la tabla 10, elaborada por algunos fabricantes, donde se muestra los valores de ϵ_r en función de la dirección.

Tabla 10. Constante dieléctrica típica contra la orientación del campo eléctrico.

ϵ_r Material	Dirección X	Dirección Y	Dirección Z	Valor citado	$\delta\epsilon_r/\epsilon_r$ Porcentaje
PTFE Fibra de vidrio (aleatorio)	2.545	2.432	2.347	2.35 ± 0.04	1.7
PTFE cerámico	10.68	10.70	10.40	10.5 ± 0.25	2.4
PTFE Fibra de vidrio (retícula)	2.88	2.88	2.43	2.45 ± 0.04	1.6

Como se observa en la tabla 10 el valor de la constante dieléctrica citada por los fabricantes es esencialmente el valor para el caso donde el campo eléctrico es perpendicular a la placa. Generalmente, esta orientación del campo eléctrico es la requerida por los ingenieros de antenas.

VI.1.3 MEDIO AMBIENTE

Bajo la categoría de medio ambiente, tenemos los efectos de temperatura y humedad.

Los efectos de la temperatura son los más críticos. Por ejemplo, la constante dieléctrica de un material PTFE, presenta $\delta\epsilon_r = 0.011$. El diseñador, debe asegurarse de lo siguiente:

- El substrato elegido, puede soportar las variaciones de ϵ_r dentro de el rango de temperatura en el cual debe operar, si al material conductor no es deformado.
- El substrato seleccionado tiene una baja dependencia en ϵ_r y tanó, con respecto a la temperatura.
- Los coeficientes de expansión y de conductividad térmicas sean suficientemente bajos.

VI.1.4 REQUERIMIENTOS MECANICOS

La facilidad de maquinado y conformabilidad, son los dos criterios mecánicos más importantes, sobre todo cuando se piensa diseñar una antena que deba tomar la forma de algún cuerpo cilíndrico, por ejemplo.

La estabilidad dimensional, la capacidad de soportar vibraciones severas durante largos periodos de tiempo, así como el peso del material, son otros criterios que también deben ser tomados en cuenta.

VII CONSTRUCCIÓN Y CARACTERIZACIÓN

Una de las principales ventajas de las antenas de microcinta es la facilidad de fabricación. Esta se realiza de forma similar a la de los circuitos impresos. Por medio de procesos fotolitográficos.

El proceso fotolitográfico consta de dos etapas:

- 1) Obtención de la mascarilla.
- 2) Grabado del circuito.

La mascarilla puede conseguirse auxiliandose de CAD ó por métodos manuales. En ambos casos, se requiere de la mayor exactitud posible para la fabricación de la misma.

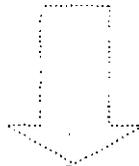
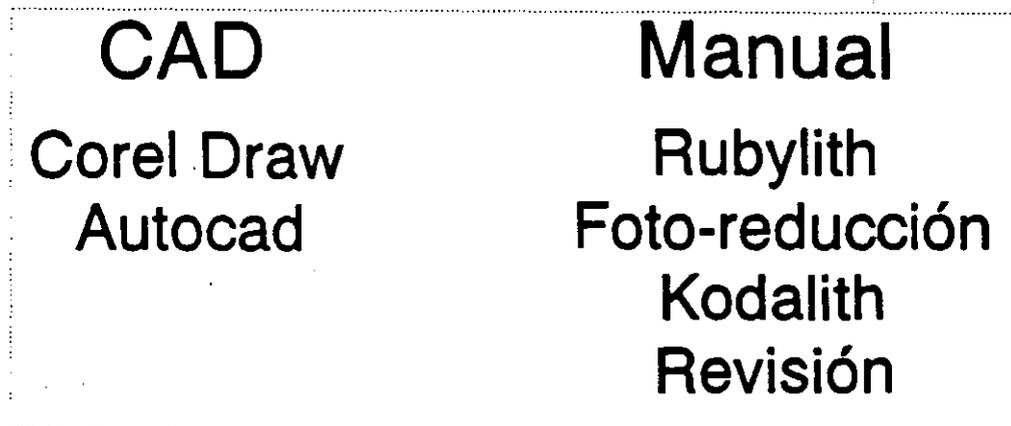
Para el grabado del circuito, es necesario que la placa del material esté perfectamente limpia, antes de aplicar los químicos requeridos para el decapado.

Una vez que se ha grabado la antena, será necesario limpiarla perfectamente y colocarla sobre una base de aluminio para darle mayor estabilidad mecánica.

La figura 9 sintetiza el procedimiento completo:

Método de Fabricación

Mascarilla



Grabado

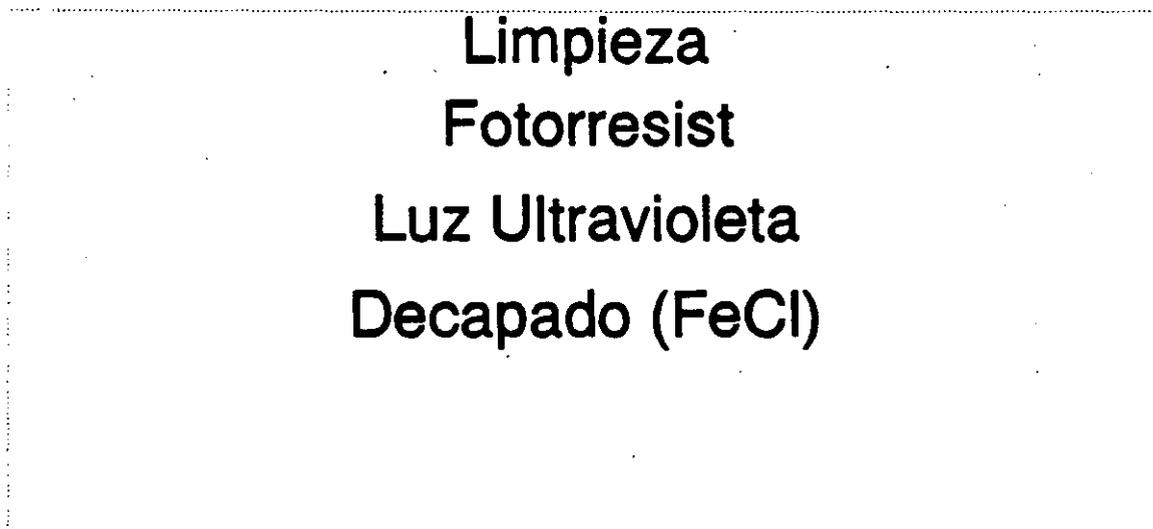


Figura 9. Procedimiento para fabricar una antena de microcinta.

REFERENCIAS

Gupta K., Garg R., Bahl I.
Microstrip Lines and Slotlines
Artech House, Inc. USA 1979.

Pozar, David M.
Microwave Engineering
Addison-Wesley Publishing Company
USA 1990.

Bahl I., Bhartia P.
Microstrip Antennas
Artech House Canada 1980.

James J.R., Hall P.S., Wood S.
Microstrip Antennas Theory and Design
Peter Peregrinus U.K. 1981.

Special Issue on Microstrip Antennas
IEEE Transactions on Antennas and Propagation
Vol AP29 No. 1 Jan. 1981.

James J.R., Hall P.S.
Handbook of Microstrip Antennas
Peter Peregrinus U.K. 1989

Bhartia P., Rao K.V.S., Tomar R.S.
Millimeter Waves Microstrip and Printed Circuit Antennas
Artech House. Ontario 1990.



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

**CURSOS ABIERTOS
SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES**

SISTEMAS DE COMUNICACION ANALÓGICA

M. EN I. JAIME A. C.

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.

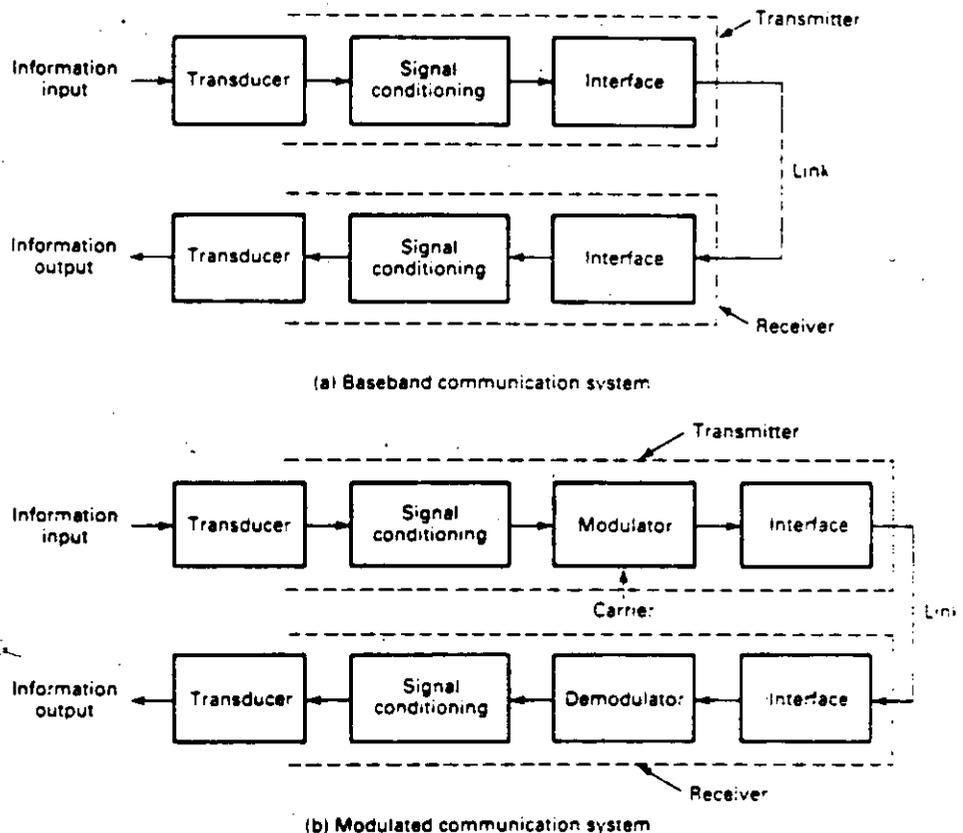


Figura 1. Sistema de Comunicación Analógica

Los sistemas de comunicación se clasifican como Simplex, Half-Duplex y Full-Duplex. Simplex describe un sistema que provee comunicación sólo en una dirección. Cuando la comunicación toma lugar en ambas direcciones simultáneamente, el sistema se le conoce como Full-Duplex. Un sistema en que la comunicación es en cualquier dirección, pero no en ambas direcciones al mismo tiempo es llamado Half-Duplex.

Características de una señal y el Canal.

Nivel y Atenuación.- El nivel de la señal o intensidad, es usualmente expresada en términos de voltaje e impedancia, o potencia por ejemplo: 100 mV a 75 ohms = 0.139 mW.

La relación de la potencia de dos señales, en la descripción de la ganancia o factores de atenuación, es más convenientemente expresada por el logaritmo de la unidad decibel (db).

$$\text{Relación Señal} = 10 \log (P2/P1) \text{ db.}$$

Ancho de Banda.- El ancho de banda de una señal se refiere al rango de frecuencias que contienen mayor potencia. El ancho de banda de un canal de comunicación se refiere al rango de frecuencias sobre el cual la atenuación o ganancia permanece dentro de los pocos decibeles de atenuación del valor de la banda media.

Relación Señal a Ruido.- La relación S/N es parámetro de la calidad de la señal; está expresada como la la cantidad de la potencia de la señal que excede a la potencia del ruido, en decibeles.

Multiplexaje.

El multiplexaje es el proceso que permite compartir un "link" de comunicación por dos o mas señales teniendo la habilidad de separar las señales al final de la recepción.

Existen dos aprovechamientos básicos en el multiplexaje de señales: Las señales pueden ocupar una frecuencia única dentro del ancho de banda del "link", conocido como (FDM), o también pueden ocupar un instante de tiempo, conocido como multiplexaje por división de tiempo (TDM).

Multiplexaje por división de frecuencia.

La figura 2. muestra el FDM de tres canales analógicos, o señales. La frecuencia para cada modulador es elegida para localizar únicamente la señal modulada dentro del espectro disponible y proporcionar una separación entre canales. La señal puede ser separada, o demultiplexada utilizando filtros a la entrada de cada receptor.

El ancho de banda debe ser lo suficientemente grande para que

puedan ser incluidas los anchos de banda de las señales moduladas (incluyendo las bandas laterales) y permitir de esta manera la separación entre frecuencias.

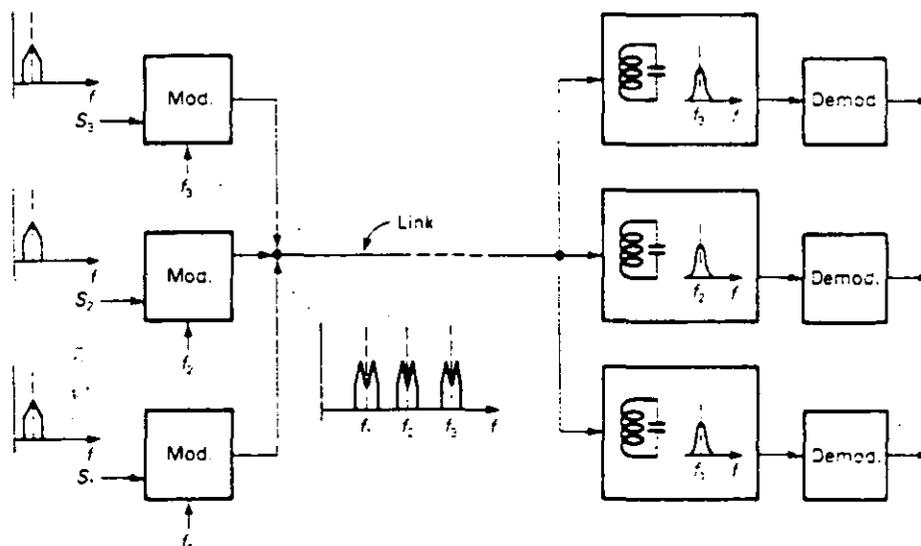


Figura 2. Multiplexaje por División de Frecuencias.

Multiplexaje por división de tiempo.

El concepto de TDM se ilustra en la figura 3. El interruptor es utilizado para conectar cada señal secuencialmente al "link" por la duración de un periodo de tiempo. El interruptor del demultiplexor debe estar sincronizado con el del multiplexor, para que la señal sea separada correctamente. La porción de cada señal se pierde mientras el link es conectado a otra señal. Si la rotación del interruptor es lo suficientemente rápida, este intervalo en cada señal será relativamente corto y el receptor lo completará satisfactoriamente. La reconstrucción satisfactoria del receptor, para cada señal se realiza por la frecuencia de muestreo de cada señal la cual debe tener una relación de muestreo de por lo menos dos veces la frecuencia más alta contenida en la señal de entrada.

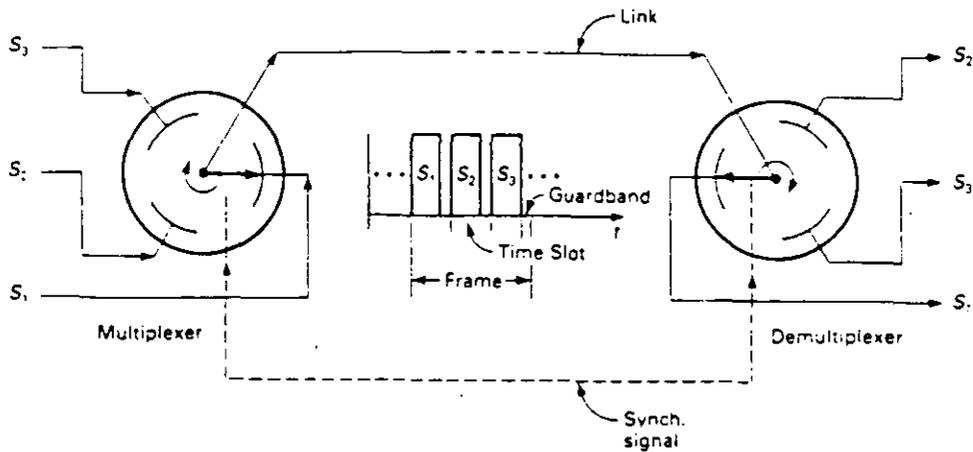


Figura 3. Multiplexaje por División de Tiempo.

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

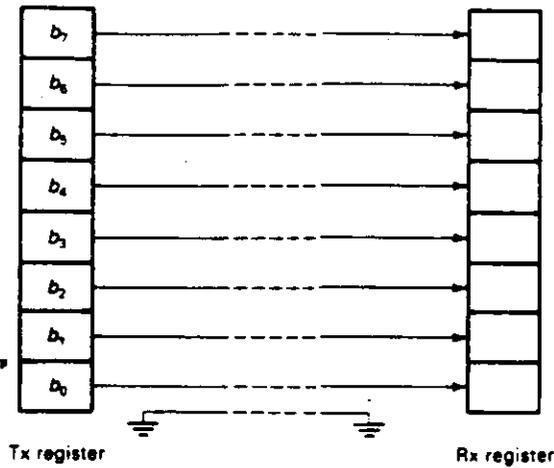
Hex Low	Hex High 0	1	2	3	4	5	6	7
0		NUL	DLE	SP	0	6	P	p
1		SOH	DC1	'	1	A	Q	q
2		STX	DC2	"	2	B	R	r
3		ETX	DC3	#	3	C	S	s
4		EOT	DC4	\$	4	D	T	t
5		ENQ	NAK	%	5	E	U	u
6		ACK	SYN	&	6	F	V	v
7		BEL	ETB	'	7	G	W	w
8		BS	CAN	(8	H	X	x
9		HT	EM)	9	I	Y	y
A		LF	SS	*	:	J	Z	z
B		VT	ESC	-	;	K	[{
C		FF	FS	<	=	L	\	
D		CR	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.

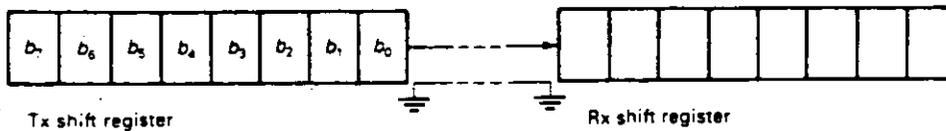
Tabla 1. Código ASCII de 7 Bits.

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.



(a) Parallel



(b) Serial

Figura 4. Transmisión Paralela y Serie.

La transmisión en paralelo es mucho más costosa que la serial, debido a que varias líneas de transmisión son necesitadas, pero es inherentemente mucho más rápida porque varios bits son enviados al mismo tiempo. La transmisión en paralelo es más práctica cuando el receptor está cercano al transmisor- frecuentemente en la misma habitación.

Transmisión Sincrona versus Asíncrona.

Transmisión Sincrona, como el término sugiere, significa que el receptor translada los bits de un carácter en sincronía con el transmisor. De tal forma que la transmisión es realizada por medio de un reloj de entrada en ambos registro de corrimiento, dicho reloj se encuentra en el transmisor como se muestra en la figura 5. Una vez que la sincronización del receptor se ha estabilizado, una larga secuencia de caracteres puede ser enviada a una velocidad alta, la cual está limitada únicamente por el ancho de banda del "link".

La desventaja de la transmisión sincrona radica en la necesidad de enviar la señal de reloj en paralelo con el dato, lo cual requiere de un segundo canal de transmisión. En grandes distancias, donde no es posible tener un canal separado de la información, los receptores sincronicos están equipados con un circuito especial phase-locked loop (PLL), el cual extrae la información de tiempo de la misma cadena de datos. Usualmente unos cuantos caracteres especiales son enviados antes del bloque de datos para que el receptor realice la sincronización; el carácter ASCII SYNC es frecuentemente utilizado para este propósito.

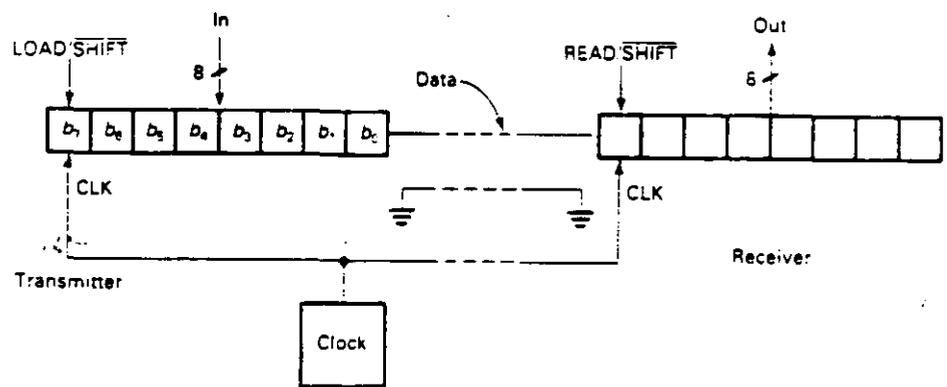


Figura 5. Transmisión Serie Sincrona.

Transmisión Asíncrona.

Esta no requiere continuamente de una señal de sincronización desde el transmisor al receptor. Los caracteres son sincronizados separadamente y pueden ser enviados con periodos desocupados de duración aleatoria entre ellos. En la figura 6, los bits de datos de cada carácter son precedidos por un bit de inicio, el cual es detectado por el receptor y este dispara el reloj de corrimiento del receptor. La frecuencia nominal del reloj del receptor y del transmisor es la misma y está determinada por la relación de bits que están siendo usados. Debido a que la frecuencia de los dos relojes es muy cercana, el receptor permanece lo suficientemente en fase con los bits de datos para la duración de un carácter, y la resincronización toma lugar al inicio de cada carácter. Uno o dos caracteres de paro son insertados después de los bits de datos de cada carácter lo cual permite un tiempo mínimo entre caracteres.

Debido a que los bits de inicio y paro deben ser sumados a cada carácter para la transmisión, la transmisión asíncrona es generalmente más lenta que la transmisión síncrona, pero resulta menos costosa. Los rangos para la transmisión asíncrona son 75, 110, 300 y 1200 bits/s. Los rangos para la transmisión síncrona son 2400, 4800 y 9600 bits/s.

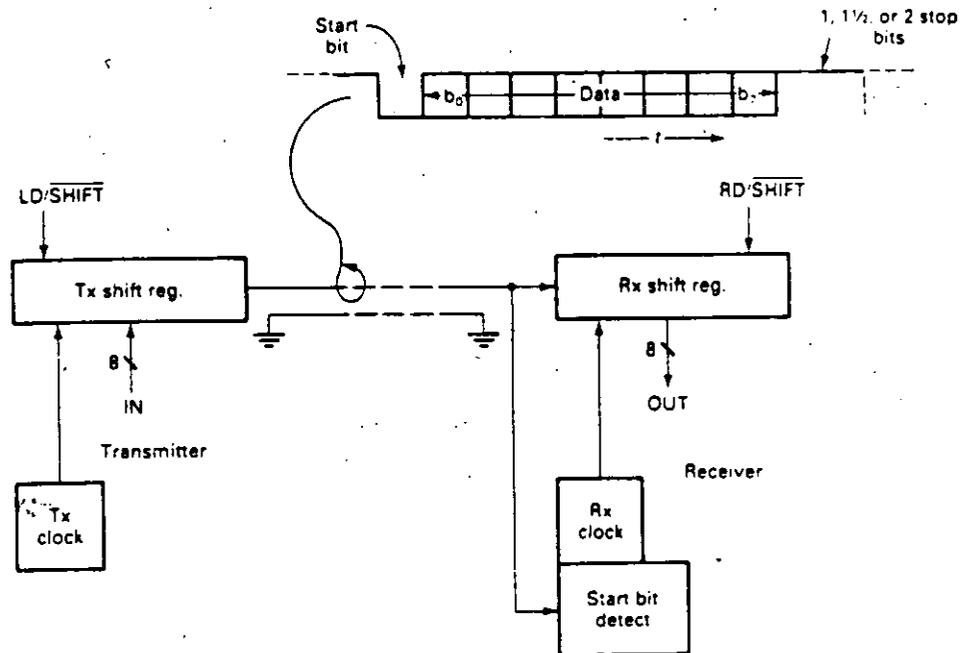


Figura 6. Transmisión Asíncrona.

HARDWARE DE COMUNICACION 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 asíncrono, 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 caracter.

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 evitar 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.

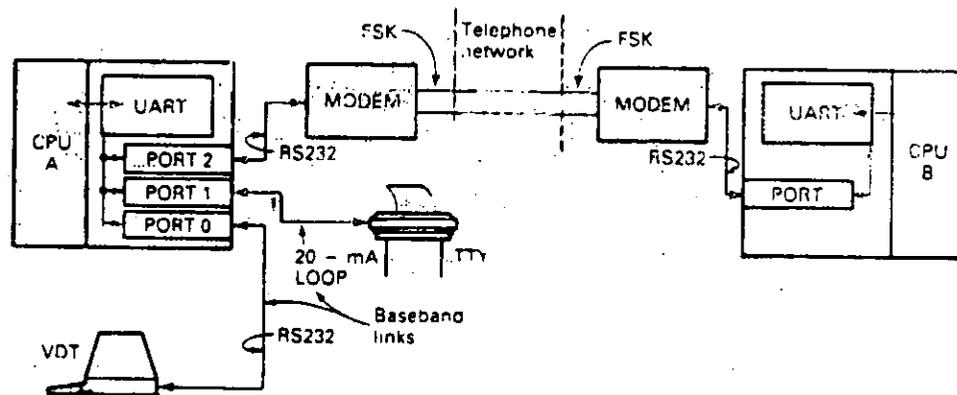


FIGURA 7
HARDWARE PARA LA COMUNICACION DE DATOS



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

SEÑALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES

TELEFONIA ANALOGICA Y DIGITAL

Ing. Ithandehui Mesinas Martínez

TELEFONÍA ANALÓGICA

INTRODUCCIÓN

Las telecomunicaciones hacen posible la comunicación eléctrica a distancia. El grueso de la industria en telecomunicaciones está dedicado a la red telefónica. Tradicionalmente la ingeniería de telecomunicaciones se ha dividido en dos partes básicas: transmisión y conmutación. Esta división se hace más obvia en telefonía. La transmisión se ocupa del transporte de una señal eléctrica desde el punto "X" hasta el punto "Y". Por su parte la conmutación se ocupa de conectar "X" con "Y" y no con "Z".

El teléfono común tal y como se conoce hoy en día, es un aparato que se conecta al mundo exterior mediante un par de alambres. Consiste de un microteléfono y su base con un dispositivo de señalización que incluye un disco para marcar y un teclado. El microteléfono contiene dos transductores electroacústicos, el audífono o receptor y el micrófono o transmisor. Contiene también un circuito de efecto local que permite retroalimentar hacia el receptor parte de la energía que se transmite.

TERMINOLOGÍA BÁSICA

Tráfico es un término que cuantifica la utilización. Un abonado usa su teléfono cuando desea hablar con alguien.

La *red* es el medio para interconectar a los abonados. Las conexiones más simples son en malla y en estrella.

Los *centros de conmutación* son los puntos nodales o nodos de la red.

La *red telefónica* se puede considerar como el desarrollo sistemático de la interconexión de medios de transmisión, de tal manera que un usuario se pueda conectar con cualquier otro de la red, el desarrollo de la red estará en función de la economía.

Las líneas telefónicas que conectan un centro de conmutación o central con otro se conocen como *troncales* en Norteamérica y como *enlaces* en Europa. Las líneas telefónicas que conectan a un abonado con su central se conocen como *líneas o circuitos de abonado*. La *concentración* es la razón de líneas a troncales.

Los abonados tienen acceso al resto de la red por medio de la central a la que se encuentran conectados, esta central se conoce como *central local*. Una central local tiene cierta área de servicio y todos los abonados localizados en esa área obtienen su

servicio a través de dicha central.

Uno de los aspectos más importantes en la práctica de la Ingeniería de Telecomunicaciones es la determinación del número de troncales que se requiere en la ruta o conexión entre dos centrales, lo que se conoce como *dimensionamiento* de la ruta. Para poder dimensionar correctamente la ruta se debe tener idea del número de conversaciones que intentarán establecerse al mismo tiempo (*% de utilización*) y la duración promedio de ocupación de la trayectoria por llamada (*tiempo de retención*). Se deberán formular pronósticos adecuados de tráfico en la hora pico.

DIMENSIONAMIENTO

El tráfico telefónico se define como la acumulación de llamadas telefónicas en un grupo de circuitos o troncales considerando tanto su duración como su cantidad, por lo tanto el flujo de tráfico (A):

$$A = CXT$$

Dónde:

C.-Cantidad de llamadas por hora

T.- Es la duración promedio por llamada

De esta fórmula la unidad de tráfico será llamadas-minuto o llamadas-hora.

La unidad preferida de tráfico es el Erlang, nombre dado en honor del matemático danés A. K. Erlang. El erlang es una unidad sin dimensiones. Un erlang de intensidad de tráfico sobre un circuito significa la ocupación continua del circuito.

$$1 \text{ Erlang} = 60 \text{ llamadas-minuto}$$

El grado de servicio expresa la probabilidad de encontrar congestiones durante la hora pico y se expresa con la letra p, y su valor típico es $p=0.01$. Esto significa que en promedio se pierde 1 de cada 100 llamadas.

$$\text{Congestionamiento de llamadas} = \text{Núm. total de llamadas perdidas} / \text{Núm. total de llamadas ofrecidas}$$

Cuando se dimensiona una ruta, lo que se requiere es determinar el número de circuitos de la ruta. Para esto se dispone de varias fórmulas que se basan en la carga de tráfico en la hora pico. La fórmula que más se utiliza en la actualidad fuera de los EEUU es la fórmula B de llamadas perdidas de Erlang, donde perdidas significa la probabilidad de bloqueo en el conmutador debido a congestión o al estado de "todas las troncales ocupadas". Esto se expresa como grado de servicio E_B :

$$E_B = A^n / n! / (1 + A - A^2/2! + \dots + A^n/n!)$$

Donde:

n = No. de troncales o canales de servicio

A = Promedio de tráfico ofrecido

Las suposiciones utilizadas para utilizar esta fórmula son:

- El tráfico se origina de un número infinito de fuentes.
- Las llamadas perdidas desaparecen del sistema considerando su duración igual a cero.
- El número de troncales es limitado.

CCITT en su recomendación Q:87 ha estandarizado la fórmula B de Erlang.

RED TELEFÓNICA

En el sistema telefónico pueden identificarse 3 tipos de redes:

a) La red de abonado.

Es el conjunto de líneas de abonado conectadas a una central terminal o local. Las comunicaciones telefónicas entre abonados conectados a una misma central emplean sólo la red local.

b) La red urbana

Es el conjunto de redes locales, troncales urbanas, troncales tandem y troncales urbanas de larga distancia.

c) La red interurbana

Son las conexiones entre centros de conmutación que pertenecen a ciudades diferentes (troncales interurbanas). Esta red se emplea para las comunicaciones de larga distancia.

Requerimientos en un sistema telefónico para un servicio de larga distancia automático:

- Plan de numeración

Que es la asignación de un número telefónico distinto a cada abonado. El número asignado no debe confundirse con ningún otro número de un abonado conectado a la red.

Los números deben tener la misma estructura, deben ser fáciles de utilizar y deben ser compatibles con los arreglos locales y áreas mayores.

- Plan de enrutamiento

Mediante este plan se debe dirigir en forma automática, rápida y económica el tráfico a su destino.

El plan debe incorporar la técnica de enrutamiento alterno en la que se aprovecha la habilidad de los sistemas de conmutación automática de probar con gran rapidez un cierto número de rutas para lograr el enrutamiento automático de las llamadas sobre una o más rutas alternas.

- Plan de señalización

La conmutación automática requiere de un sistema complejo de señales para transmitir información a través de la red de conmutación.

Entre estas señales se encuentran: la información numérica o de selección, información de cobro y de supervisión, datos de control, etc. Se debe diseñar a estas señales para que actúen y sean reconocidas por los sistemas de conmutación y transmisión empleados, además, se deben transmitir en forma precisa y rápida sobre diferentes medios de transmisión.

Hay varias clasificaciones para la señalización:

General

- a) Señalización de abonado
- b) Señalización entre centrales

Funcional

- a) Audiovisual
- b) De supervisión
- c) Señalización de destino

- Plan de transmisión

Mediante este plan se hace la elección adecuada de los medios de transmisión para que las señales que se transmiten por ellos se mantengan lo más cerca de los objetivos de diseño.

Uno de los factores más importantes que afectan el funcionamiento de una transmisión telefónica es la atenuación que sufre el nivel de los sonidos hasta el oído del abonado receptor, comparado con el nivel que presentan al ser emitidos por el abonado transmisor.

El método acordado internacionalmente para medir la atenuación emplea lo que se conoce como el NOSFER (Nuevo sistema fundamental para la Determinación de Equivalentes de referencia). De acuerdo al NOSFER un equivalente de referencia es la máxima atenuación permitida entre un micrófono en un extremo y el audífono en otro

de una comunicación de larga distancia nacional, esto representa el estándar mínimo de funcionamiento.

El equivalente de referencia recomendado por el CCITT para un sistema de larga distancia nacional que puede formar parte de un sistema internacional es de 33 db.

Uno de los objetivos que se persigue en el plan de transmisión es distribuir adecuadamente el equivalente de referencia en una comunicación de larga distancia nacional o internacional. Por razones económicas es conveniente que la mayor parte posible de atenuación se asigne a las líneas de abonado, pasivas, de modo que su costo pueda mantenerse a un mínimo. La mínima parte posible de la transmisión debe localizarse en circuitos activos a 4 hilos que constituyen la parte de larga distancia de la conexión.

NOMBRES DE LOS CENTROS DE CONMUTACIÓN EN LOS DIFERENTES NIVELES DE UNA RED TELEFÓNICA

Nombre internacional(CCITT)	México
Central local	Oficina terminal
Centro primario	Centro de zona
1er. nivel de conmutación troncal interurbana	
Centro secundario o de zona	Centro de área.
Centro terciario o de distrito	Centro regional
Centro cuaternario o de región	No se requiere
Central tandem	Central tandem

COMPARACIÓN ENTRE LA TRANSMISIÓN DIGITAL Y LA ANALÓGICA

En términos generales el ruido no se acumula en los repetidores y, por lo tanto, es una consideración secundaria en el diseño del sistema mientras que es la consideración principal en los sistemas analógicos.

El formato digital se adapta por sí mismo de manera ideal a la tecnología de estado sólido, particularmente a los circuitos integrados. La mayor parte de la información que se transmite en una red portadora común es de naturaleza analógica, ahora el objetivo es convertir esta señal en digital que se pueda transmitir eléctricamente. Para esto se utilizan comúnmente dos métodos diferentes de modulación.

La modulación por codificación de pulsos (MCP) la cual se usa para la transmisión de comunicaciones con portadora común y la modulación delta, la cual tiene gran aplicación en las comunicaciones militares.

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 reporte 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 Conmutation) 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 está operando y el vehículo se mueve de una celda A a una celda B esto hace que la llamada se re canalice a la estación B y se cambie el móvil al canal correspondiente. Todo esto se hace con una mínima molestia para el usuario.

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 está 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 tanpronto 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:

- a) Patrón de 12 células con antenas omnidireccionales.
- b) Patrón de 7 células con antenas direccionales de 120°.
- c) Patrón de 4 células con antenas direccionales de 60°.

PATRÓN CELULAR CONCEPTO	OMNI	7 CELULAS (21 SECTORES)	4 CELULAS (24 SECTORES)
NUMERO DE CANALES DE VOZ POR CELULA	26	45	78
NUMERO DE ABONADOS POR CELULA	805	1227	2040
NUMERO DE SUSCRIPTORES POR CANAL	30.96	27.27	26.15

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 esta 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.

PATRON CELULAR CONCEPTO	OMNI	7 CELULAS (ANTENA 120°)	4 CELULAS (ANTENA 60°)
RADIO DE LA CELULA EN KMI	6.4	6.4	2.4
CANTIDAD DE CELULAS	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	32.140	49.086	41.191

Conclusiones

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:

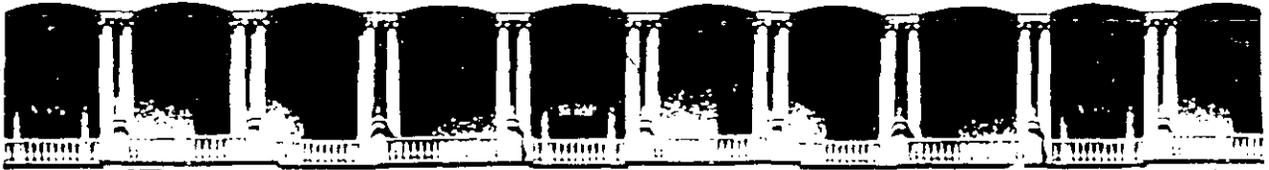
- El patrón celular en las etapas inicial y final.
- La dimensión y el número de células a corto, mediano y largo plazo.
- La cobertura de las células.
- El número de usuarios a servir, etc.

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**

COMUNICACIONES DE DATOS

M. EN I. MARIO PEÑA CABRERA

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 costo es 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 IEEE-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. Fue 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 acceder 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 tiene 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.

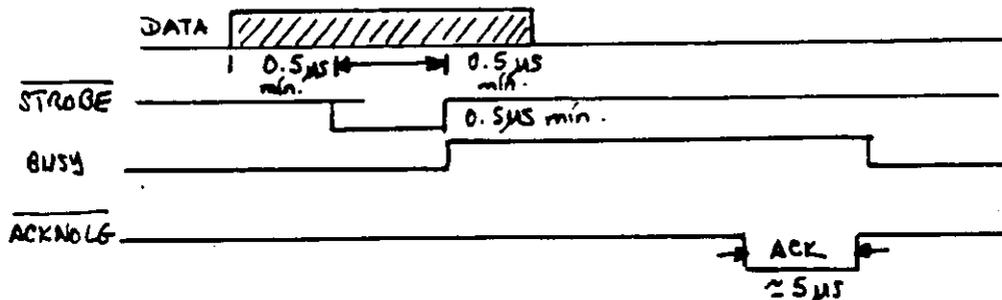


DIAGRAMA DE TIEMPOS DE LA INTERFASE EN PARALELO CENTRONICS PARA IMPRESORA. LAS LINEAS DE DATA Y STROBE SON MANDADOS POR LA COMPUTADORA Y LAS LINEAS ACKNOLG Y BUSY POR EL IMPRESOR.

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 :

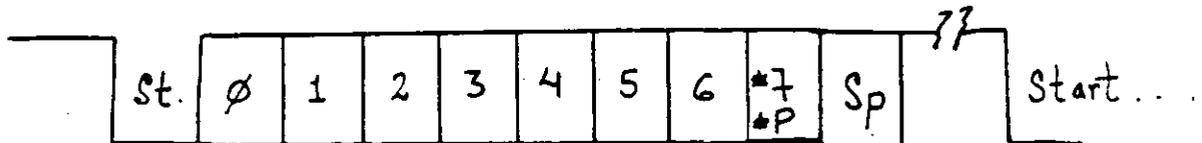
Cuando un caracter va a ser enviado al impresor , la rutina de salida manda el caracter al puerto de salida donde es 'latcheado' en espera de ser enviado, la rutina accesa entonces la línea BUSY hasta que tenga un nivel bajo , en el caso de que no suceda esto , la rutina cuenta con un contador de aproximadamente 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 74LS245. 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 empiezo ' (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 .

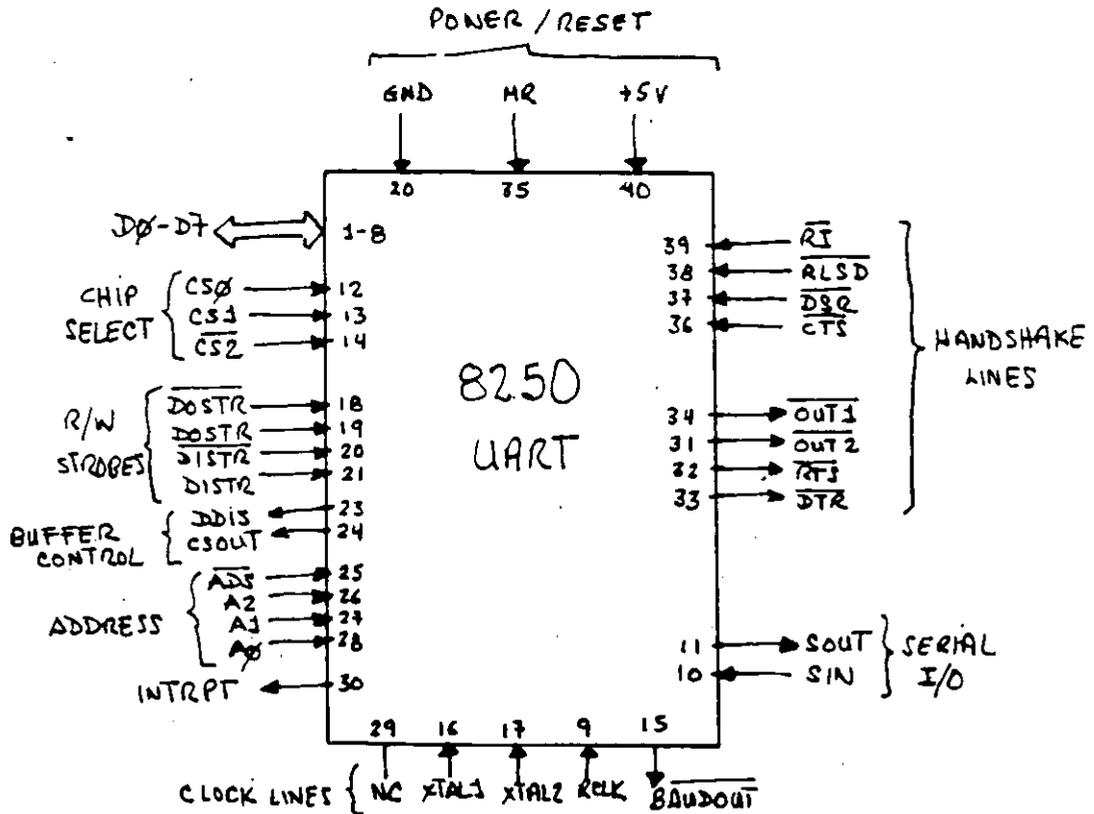


FORMATO DE TRANSMISION EN SERIE

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
3FB	Transmit data	0
3FB	Receive data	0
3FB	Gaud Rate L Byte	1
3F9	Gaud 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

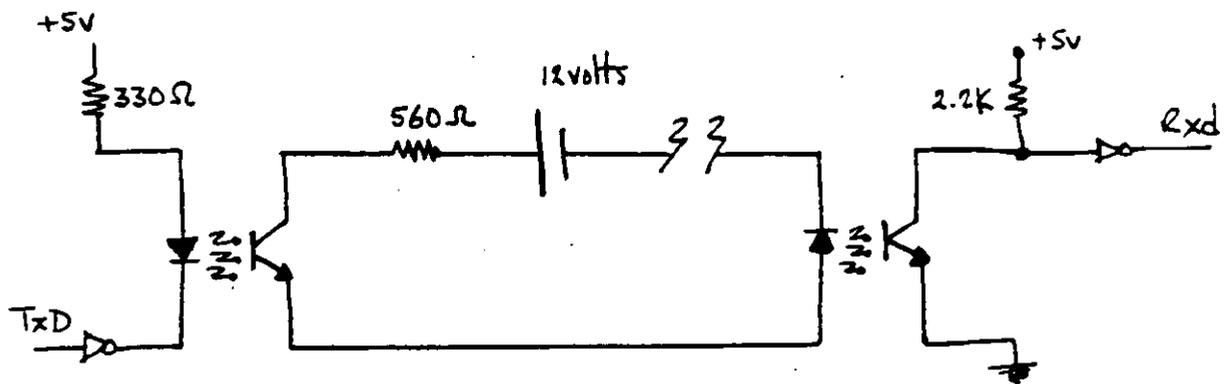
Es posible recibir y transmitir datos solamente realizando instrucciones de IN/OUT en la computadora . Las direcciones que se muestran en la tabla son para acceder el puerto serial COM1 en la PC , para acceder el puerto 2 COM2 son 100H mas bajas que el COM1.

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 .

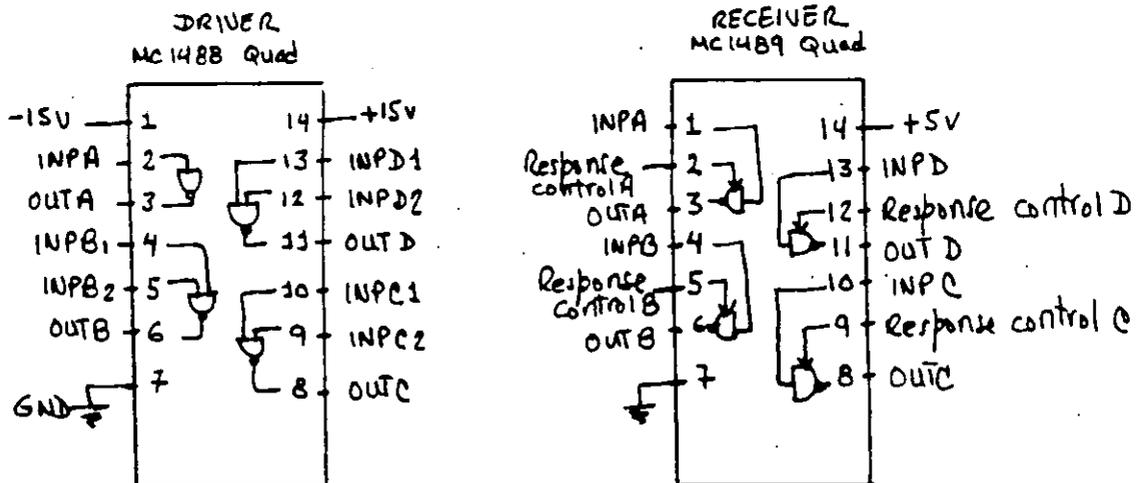
Los circuitos de malla de corriente , han sido utilizados desde la era del telegrafo , y son fácilmente construídos auxiliándose de optoacopladores que realizan una función de desacoplamiento eléctrico . Esto es muy recomendable en las interconexiones de microcomputadoras con computadoras mas grandes , 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 OPTOELECTRONICAMENTE AISLADO

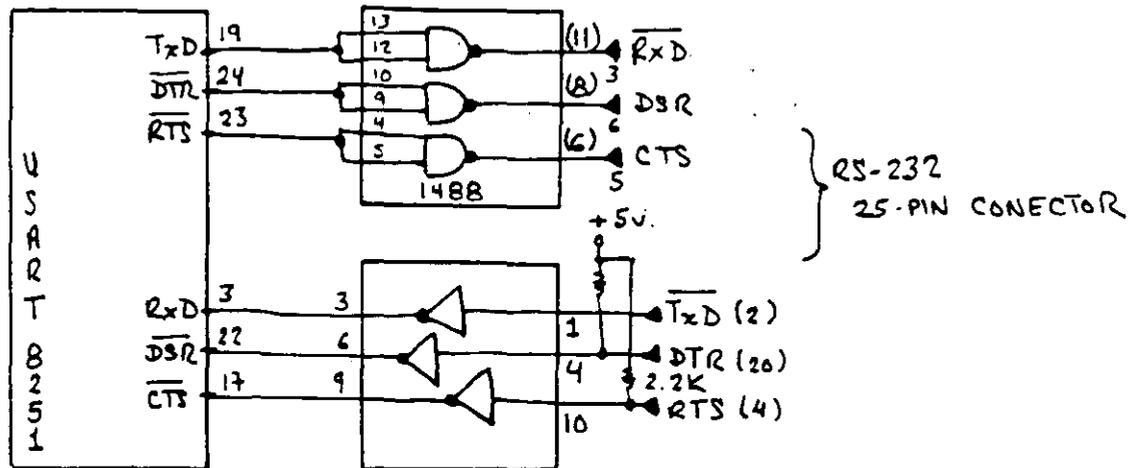
El metodo mas comun para transmitir datos en serie es la interfase RS-232 , estandarizada por EIA (Electronic Industries Association) y representa los '1' por voltajes de -3V. a -20V. y los '0' por voltajes de +3V. a +20V. , esto proporciona un amplio rango en las señales digitales , alternativa de cruce 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).

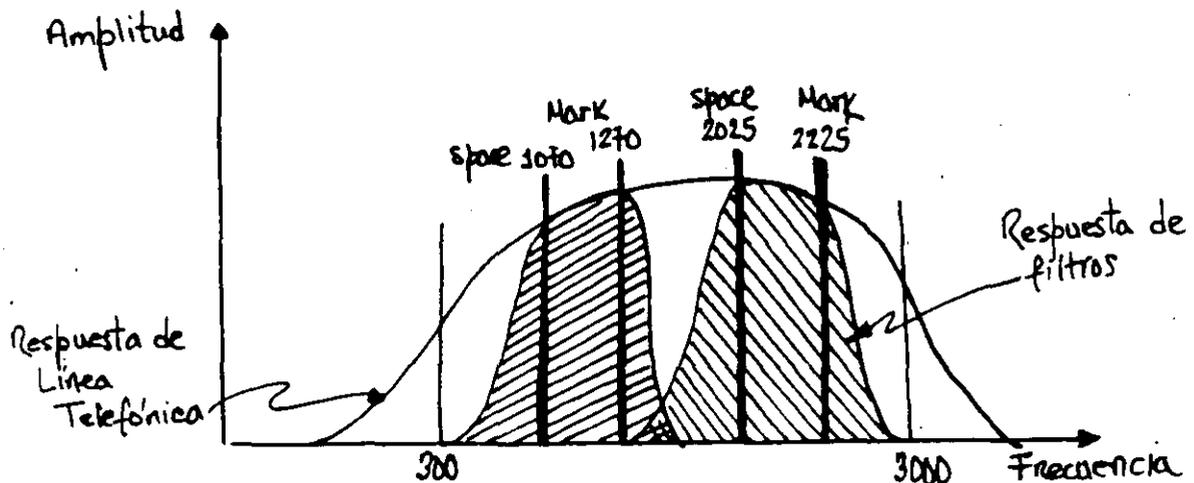
SEÑALES RS-232	I/O	TERMINAL DTE'	MODEM DCE
signal gorun		1	1
transmit data (SOUT)	O	2	3
receive data (SIN)	I	3	2
request to send(RTS)	O	4	5
clear to send(CTS)	I	5	4
data set ready(DSR)	I	6	20
chassis ground		7	7
carrier detect(CD)		8 (input)	8 (output)
data terminal ready(DTR)		20	6

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**

COMUNICACIONES DIGITALES

**M. EN I. ARTURO G. HERMOSILLO
ING. JAIME HERNANDEZ RUBI**

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).

CRIFTOGRAFIA

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 acompañadas 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 o e
 r v

Texto Encriptado: vrelloerv

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 ataque: 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 encriptacion 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 encriptacion 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 encriptacion $E_k: M \rightarrow C$
- Una familia de Transformaciones de decriptacion $D_k: C \rightarrow M$

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

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

Un sistema de encriptacion 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 encriptacion y de decriptacion. Formalmente existen dos requerimientos para los sistemas de encriptacion:

Requerimientos de Confidencialidad

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

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

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

Sistemas de Llave-Publica

Estos sistemas estan basados en el concepto de dos llaves, cada usuario posee dos llaves: Una publica (conocida por todos los usuarios), y una privada conocida unicamente por el. En un sistema de este tipo dos usuarios pueden establecer comunicaciones confidenciales (sin que otro usuario pueda "escuchar"), conociendo exclusivamente sus correspondientes llaves publicas.

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 desapruuebe 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 envia. Por la segunda condicion tambien establece la autenticidad del mensaje.

ALGORITMOS DE ENCRIPCION

En la actualidad se han desarrollado un gran numero de algoritmos de encriptacion, que van desde lo mas simple (transposicion o substitution), pasando por los del tipo producto (transposicion combinada con substitution), hasta los mas sofisticados entre los que podemos citar los cifradores exponenciales y los de Knapsak. Lo cual deja en una posicion dificil al usuario de los sistemas de encriptacion, al momento de decidir cual resulta el mas adecuado a sus necesidades.

Dado que no existe regla que permita determinar que sistema es el mas adecuado, lo que se recomienda es auxiliarse con la Teoria de la Complejidad, esta provee los fundamentos para analizar los requerimientos computacionales de las tecnicas de criptoanalisis, asi 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 decipcion). 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**

REDES DE COMPUTADORAS Y CODIFICACION DE VOZ

**M. EN C. FRANCISCO NAVA M.
ING. HUGO MORENO**

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.

Concierno 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.

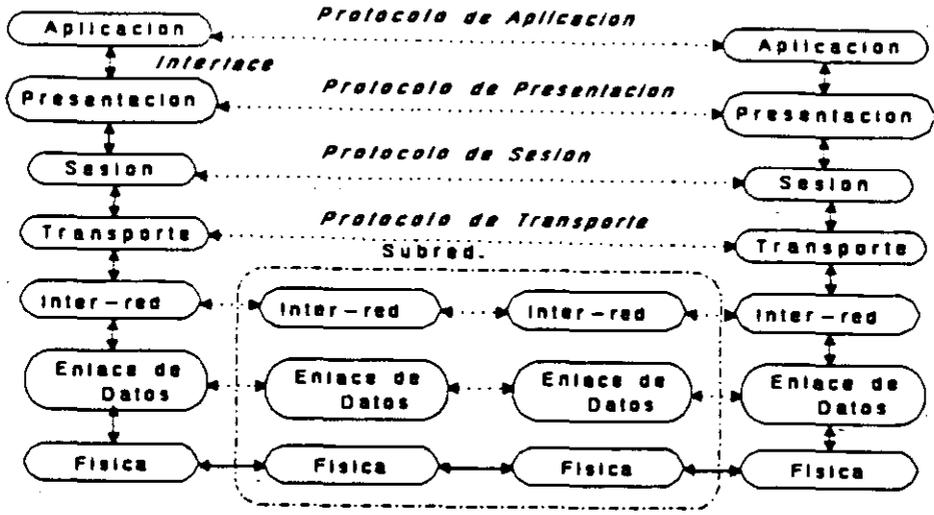


Fig. 1.- Arquitectura de RC, basada en ISO.

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 estaticas 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 comunicaci3n con otro proceso en otra m3quina. Una vez que la sesi3n es establecida, la capa de sesi3n puede manejar el di3logo de manera ordenada, si el usuario ha solicitado dicho servicio.

Una conexi3n entre usuarios se conoce como una sesi3n. La sesi3n se puede establecer para permitir a un usuario que entre en sesi3n en un sistema remoto con tiempo compartido o que transfiera archivos.

Capa de Presentaci3n.

Es un conjunto de funciones que proporcionan una soluci3n general a los problemas m3s comunes tales como: Compresi3n, encriptaci3n, conversi3n de caracteres y compatibilidad de terminales.

Capa de Aplicaci3n.

Corresponde a la parte visible, generalmente, a nivel usuario de una red y es la plataforma sobre la cual se realizan los programas de aplicaci3n 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 distribuci3n f3sica de los recursos. Sin embargo se generan problemas muy interesantes como son lenguajes o sistemas operativos que nos permitan distribuir autom3ticamente el problema entre las diversas m3quinas, para obtener la m3xima 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 comunicaci3n, contra el cual hay que realizar actividades de normalizaci3n asociadas en cada capa. Por lo que no se espera que exista un s3lo 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 interconexi3n en un ambiente espec3fico, 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 estandarizaci3n para la comunicaci3n 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 fabricaci3n de equipo de c3mputo mientras la CCITT produce estandars para la interconexi3n de equipo de c3mputo 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 p3blicas, 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.

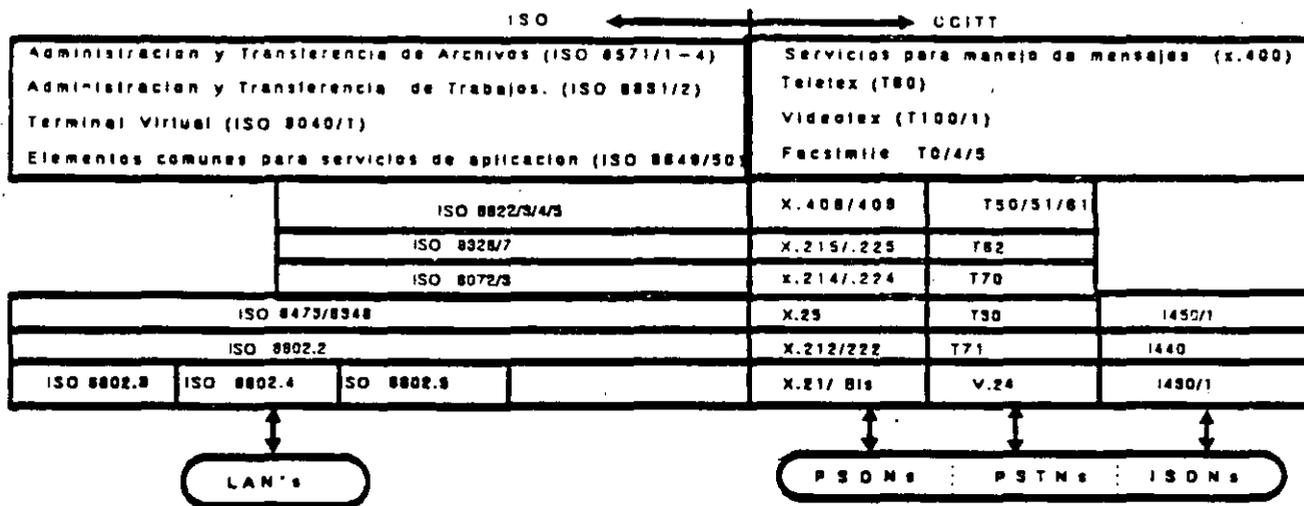


Fig. 2.- Resumen de Estandars.

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 involucra 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 fuge 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.

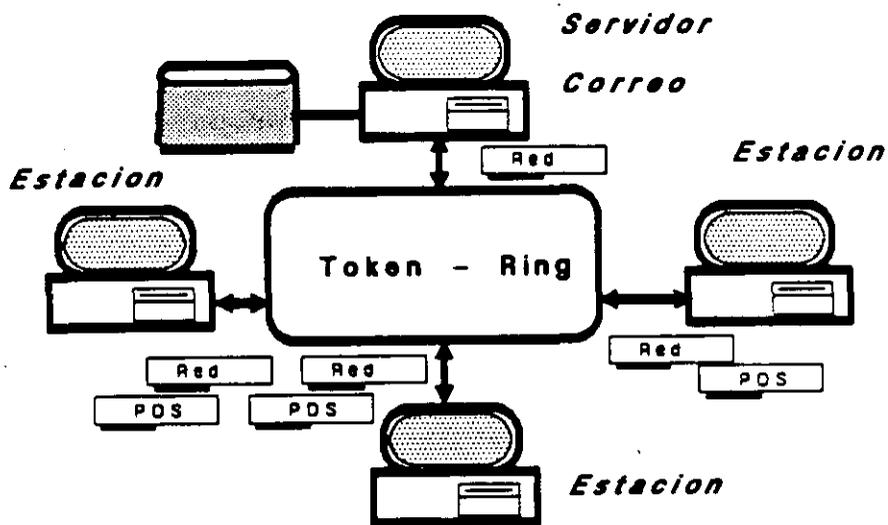


Fig. 3 Correo Electrónico de voz y datos.

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.

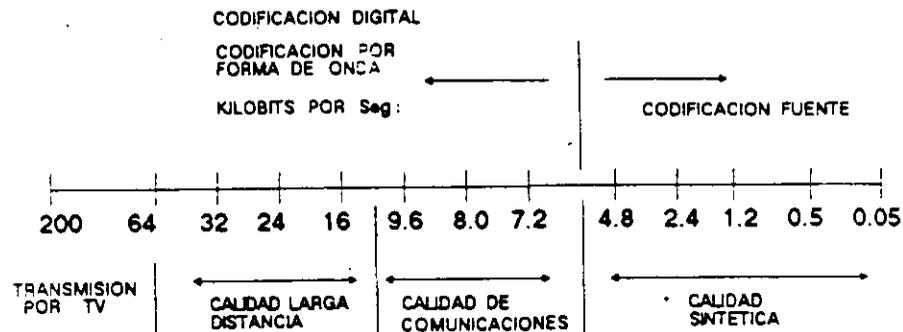


Fig 1. Espectro de las tasas de transmisión para codificación de voz en escala no lineal y con calidad asociada [1].

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.

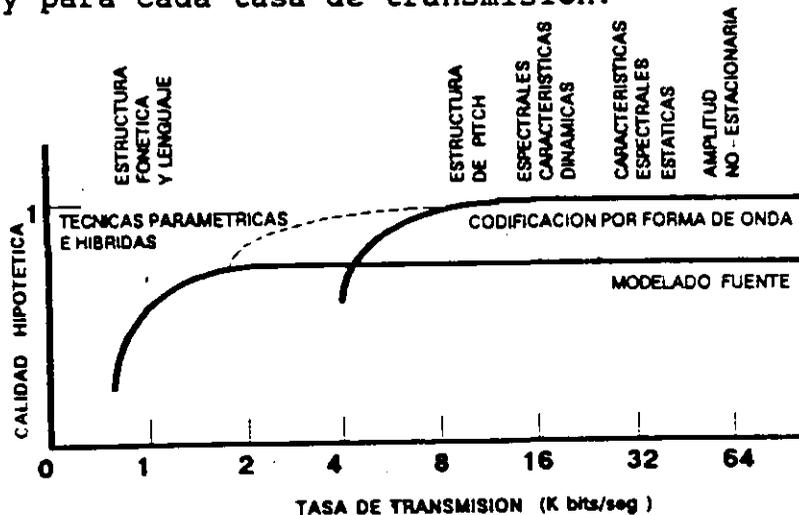


Fig. codif

icas de

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

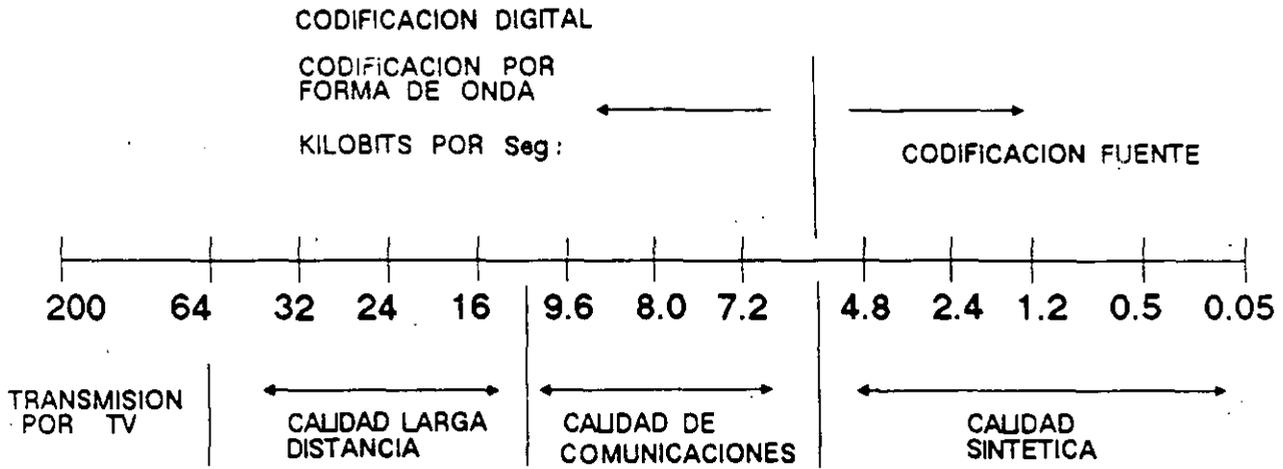


Fig 1

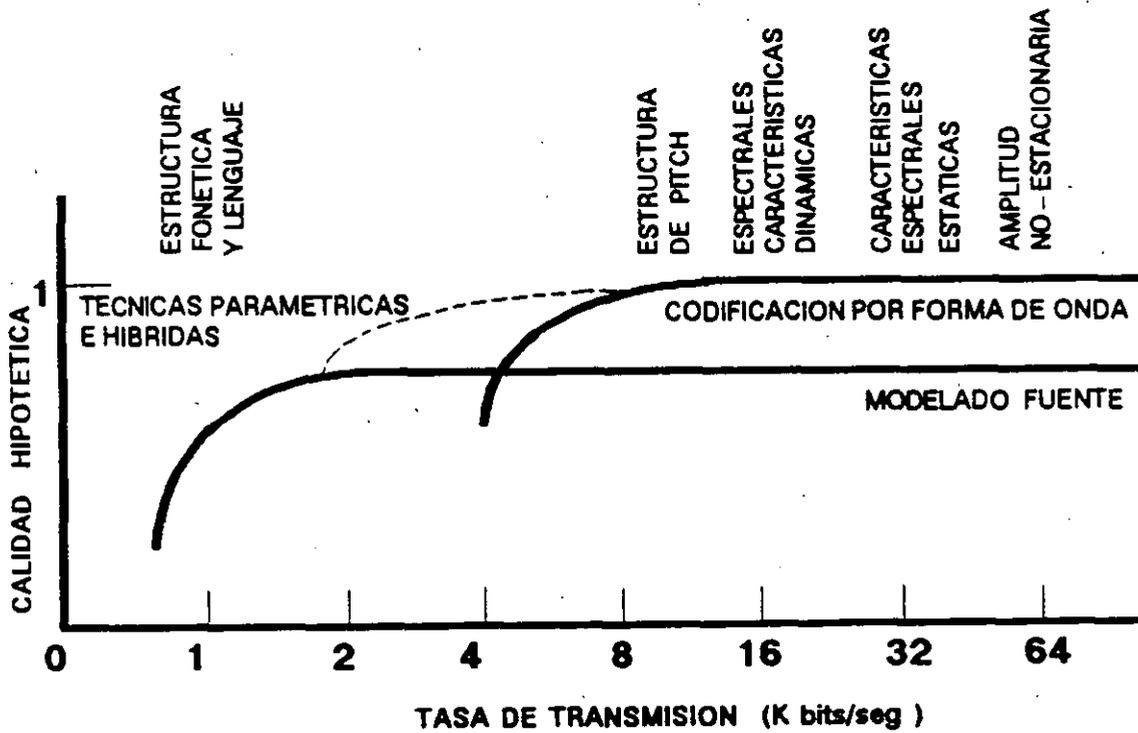


Fig 2



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

**CURSOS ABIERTOS
SENALES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE COMUNICACIONES**

COMUNICACIONES DIGITALES

M. EN I. ARTURO HARO RUIZ

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.

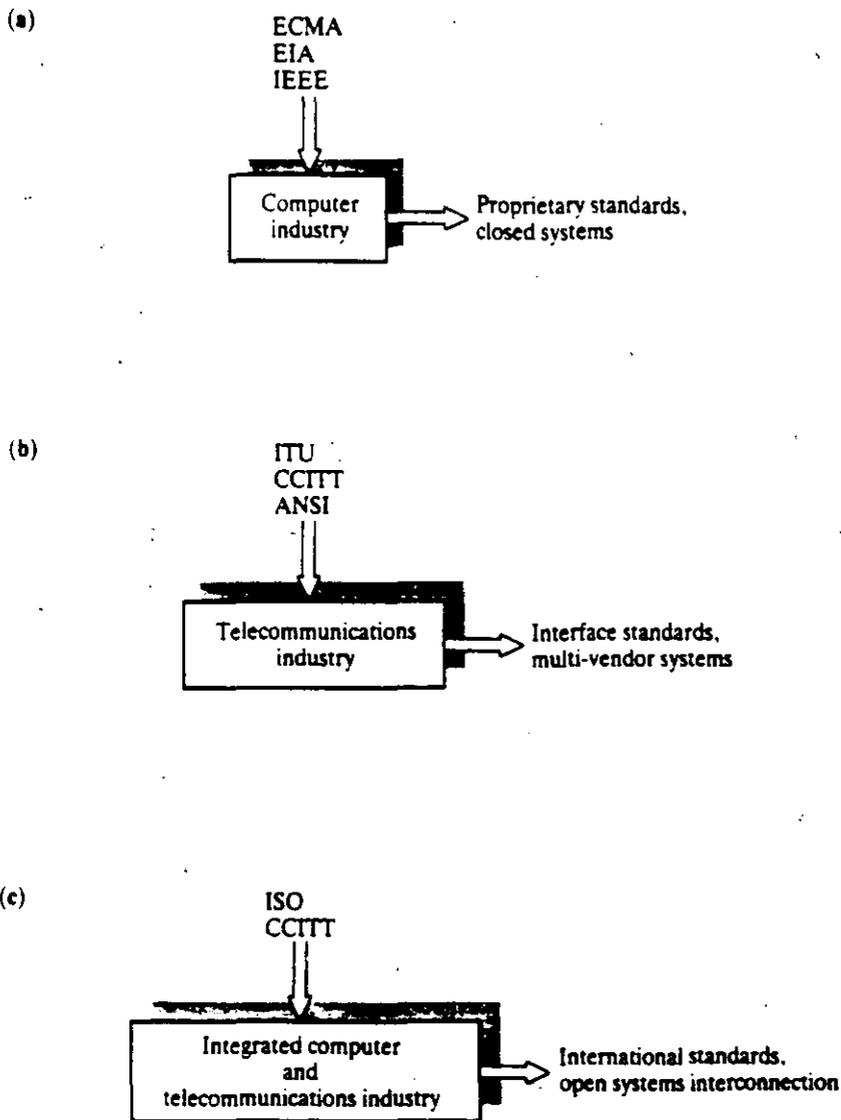
DADO QUE EXISTEN DIVERSOS DTE'S y DCE'S, ADEMAS DE DIFERENTES FABRICANTES DE ESTOS, SE HACE NECESARIO CONTAR CON ESTANDARES EN LAS PUERTAS DE I / O O *INTERFACE*.

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 SEÑALES 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*.



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 LOGRAR 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.

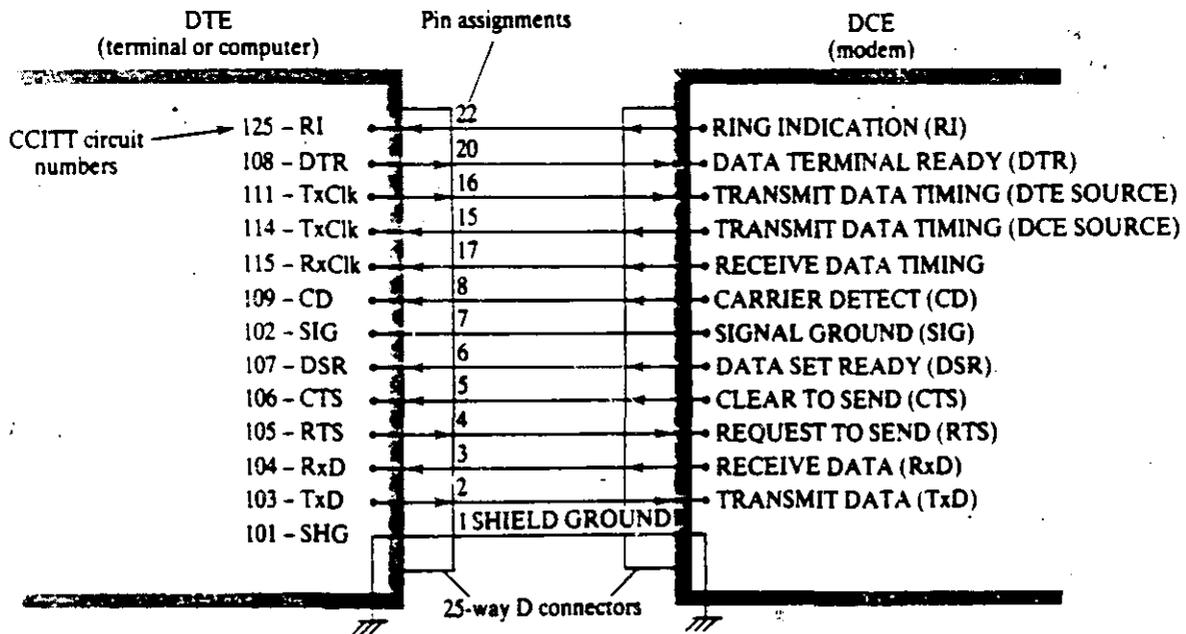
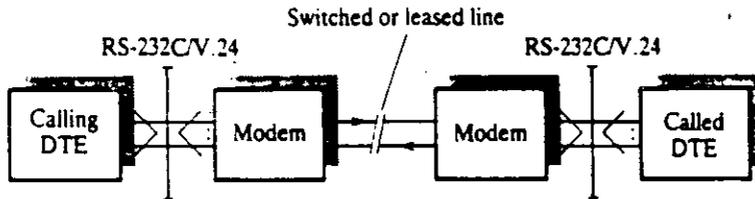
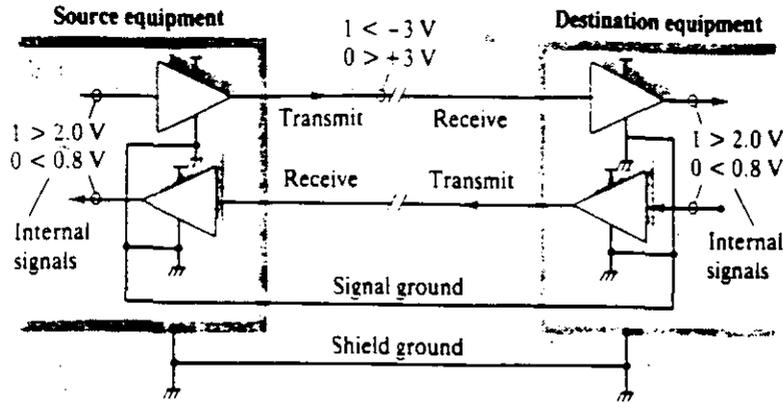


FIGURA 2.- 2a NIVELES DE VOLTAJE DE LA SEÑAL. 2b. POSICION DE LA INTERFACE CON RESPECTO A LOS EQUIPOS. 2c. SEÑALES DE CONTROL.

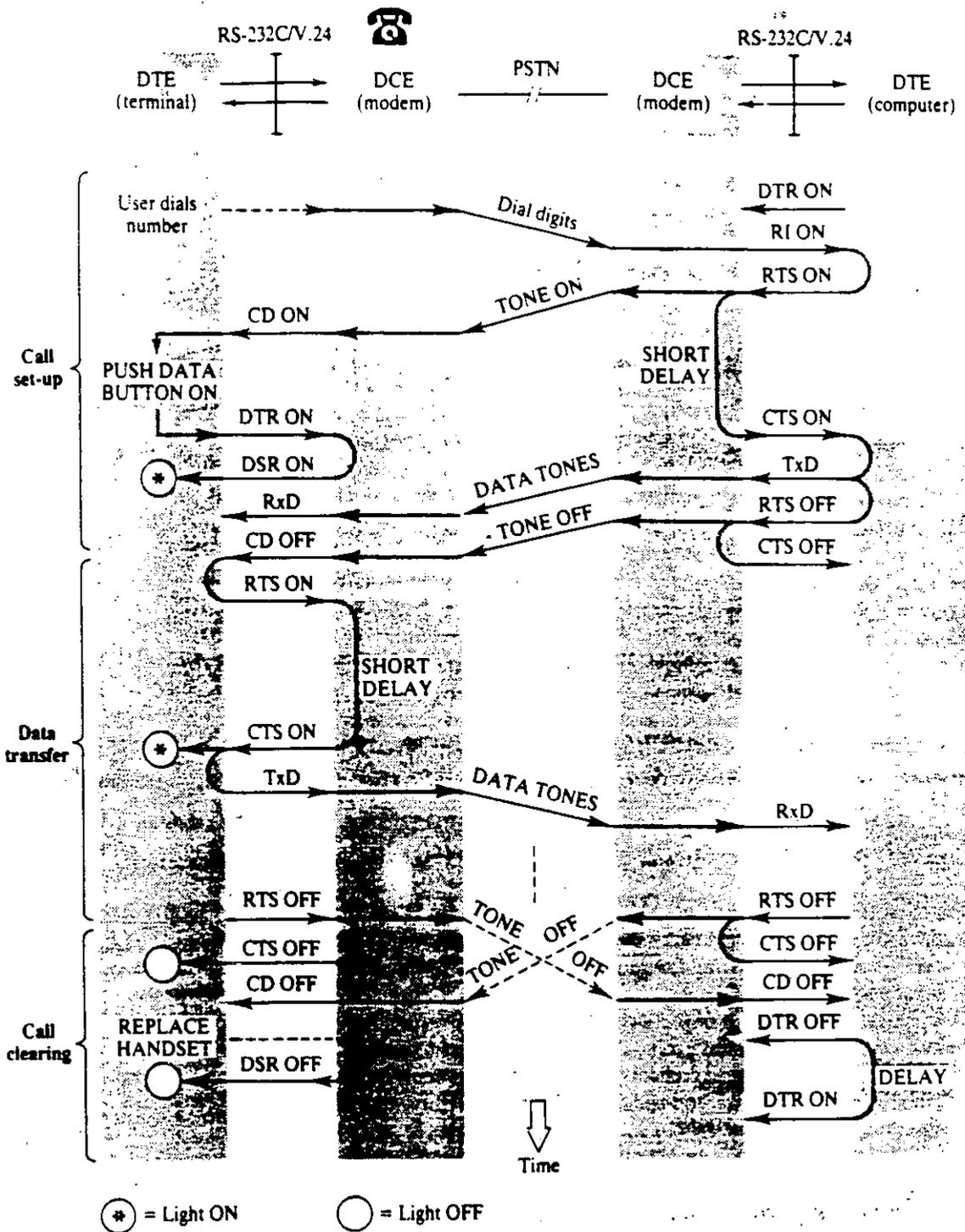


FIGURA 3.- PROCESO DE HANDSHAKING EN EL ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION ASINCRONA HALF-DUPLEX

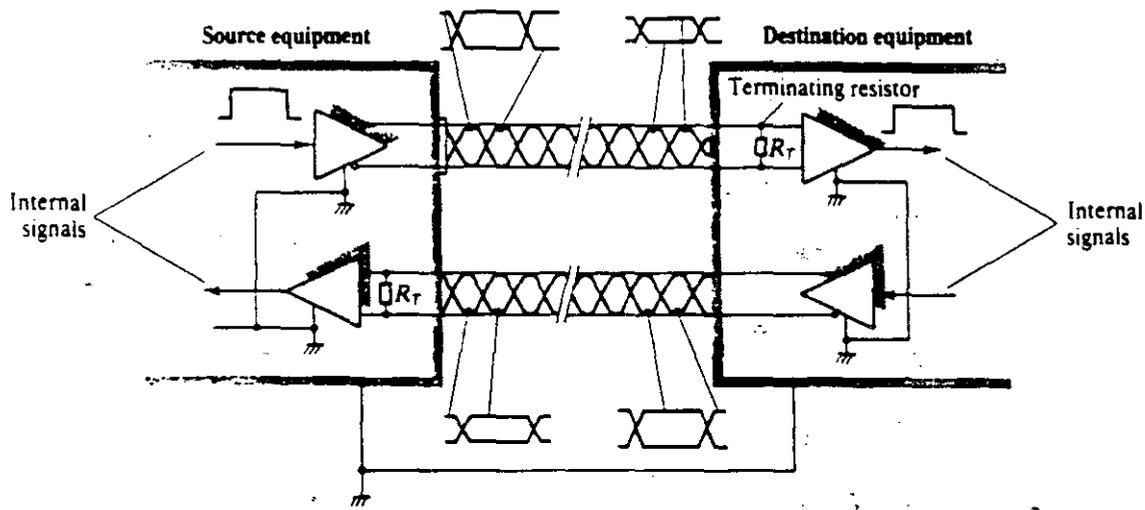


FIGURA 4.- CIRCUITO TÍPICO DE LA INTERFACE RS-422/V.11

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.

	RS-232C/D	RS-423A	RS-422A	RS-485
Mode	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 ±6.0V max	±2V min (diff'l)	±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

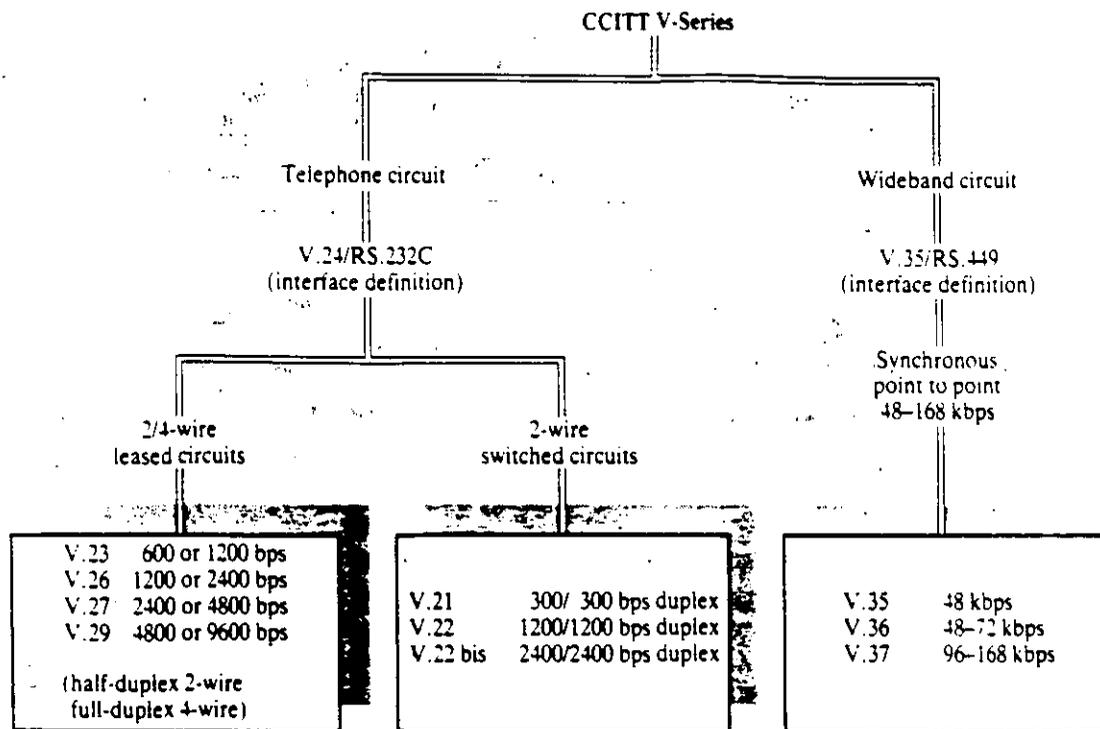


FIGURA 6.- SUMARIO DE LAS INTERFACES ESTANDAR CCITT/V

LA INTERFACE RS2-232 COMO YA SE MENCIONO FUE OGENERADA 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.

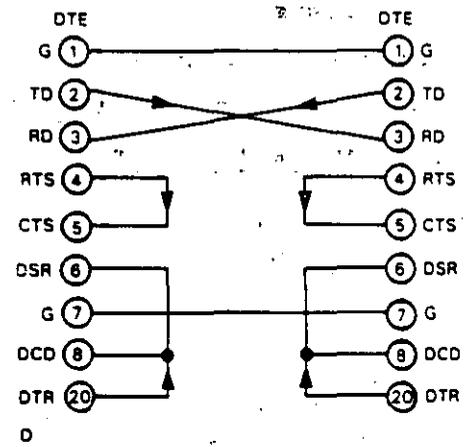
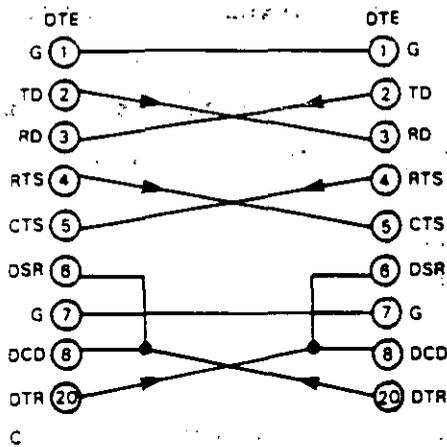
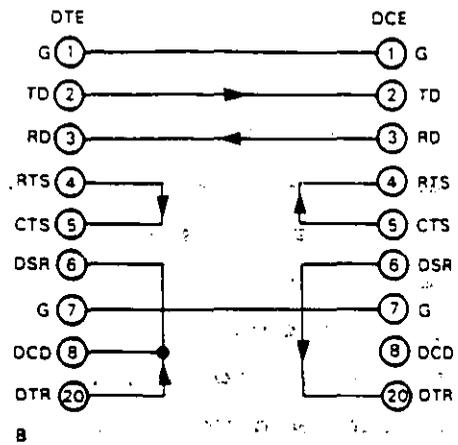
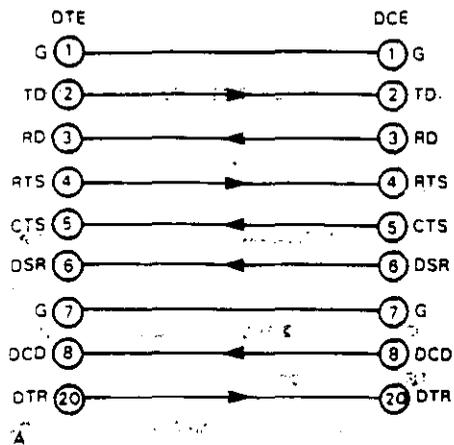
EN LA CONFIGURACION a DE LA FIGURA 7 SE MUESTRA LA CONEXION PARA UN DTE Y UN DCE, DONDE EN AMBOS DISPOSITIVOS SE UTILIZA EL HANDSHAKING (RTS/CTS Y DTR/DSR).

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)

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 1M BYTE/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:

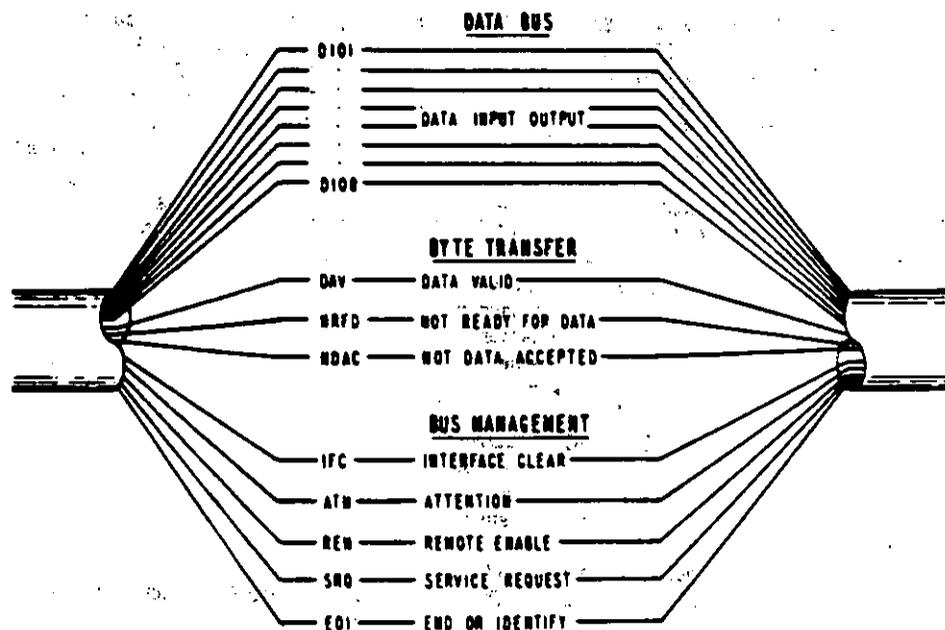


FIGURA 9.- ESTRUCTURA DE LA INTERFACE GPIB Y SU SEÑALIZACION

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.

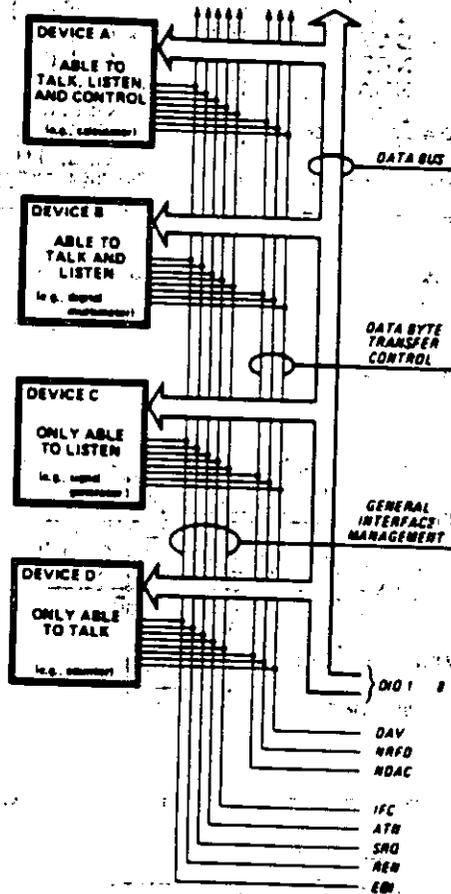


FIGURA 10.- CAPACIDADES DE LA INTERFACE GPIB Y LA ESTRUCTURA DEL BUS

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 57). LA ASIGNACION DE CONTACTOS PARA CADA SEÑAL Y EL TIPO DE CONECTOR SE MUESTRA EN LA FIGURA 11.