



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

**VI CURSO INTERNACIONAL EN
TELECOMUNICACIONES**

MODULO I: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

MICROONDAS

EXPOSITOR: ING. CARLOS GARCIA GIRON

1997



CENTRO DE EDUCACION CONTINUA

FACULTAD DE INGENIERIA

U.N.A.M.

VI CURSO INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

MICROONDAS

ING. CARLOS GIRON GARCIA

MAYO 1997

DESARROLLO DE LOS SISTEMAS DE MICROONDAS.

1.- DURANTE LA DECADA DE LOS 70'S GRACIAS AL DESARROLLO DE LA TECNOLOGIA SE CONTARON CON SISTEMAS DE TRANSMISION DE MICROONDAS CON CAPACIDAD MAYOR A 6000 CANALES, EMPLEANDO UNA PORTADORA DE RF DE 30 MHZ.

2.- LOS SISTEMAS DE MICROONDAS PERFECCIONARON EL USO EFICIENTE DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO, MEDIANTE EL EMPLEO DE LOS METODOS DE MODULACIÓN DIGITAL.

3.- EL METODO DE MODULACION DIGITAL QUE MAS SE HA EXTENDIDO EN LOS SISTEMAS DE MICROONDAS ES EL "QAM" (QUADRATURE AMPLITUDE MODULACION).

4.- DE ACUERDO A LOS DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION "QAM" SE PUEDEN TENER LAS SIGUIENTES CAPACIDADES:

16 QAM	90-200 MBPS.
64 QAM	90, 135, 140 MBPS.
256 QAM	400 MBPS.

5.- EL EMPLEO DE LOS METODOS DE MODULACION "QAM" TAMBIEN HACEN FACTIBLE EMPLEAR LAS TECNICAS DE REUSO DE FRECUENCIAS COCONALES CON POLARIZACION INVERTIDA. LO QUE PERMITE DISPONER DE UN USO MAYOR DE FRECUENCIAS.

**CUADRO INTERNACIONAL DE ATRIBUCION DE FRECUENCIAS
USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO PARA LOS SERVICIOS DE
RADIOCOMUNICACION**

REGION 1	REGION 2 REGION 3
3400-3600 Mhz. FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) Móvil Radiolocalización	3400-3500 Mhz FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) Radioaficionados Móvil Radiolocalización
3600-4200 Mhz FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) Móvil	3500-3700 Mhz FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) MOVIL salvo móvil aeronáutico Radiolocalización
	3700-4200 Mhz FIJO FIJO POR SATELITE (Espacio-Tierra) MOVIL salvo móvil aeronáutico

UTILIZACION DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO POR LOS SISTEMAS DE MICROONDAS.

LA UTILIZACION O USO DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO POR LOS SISTEMAS DE MICROONDAS, SE PUEDE REFERIR A LOS SIGUIENTES PUNTOS:

LA ELECCION DE LA BANDA DE FRECUENCIAS MAS APROPIADA DENTRO DE LAS BANDAS DE FRECUENCIAS DISPONIBLES.

LA ELECCION PARA UTILIZAR DE LA MEJOR MANERA LA BANDA DE FRECUENCIAS DE ACUERDO A LA CAPACIDAD DEL SISTEMA Y APLICACIONES.

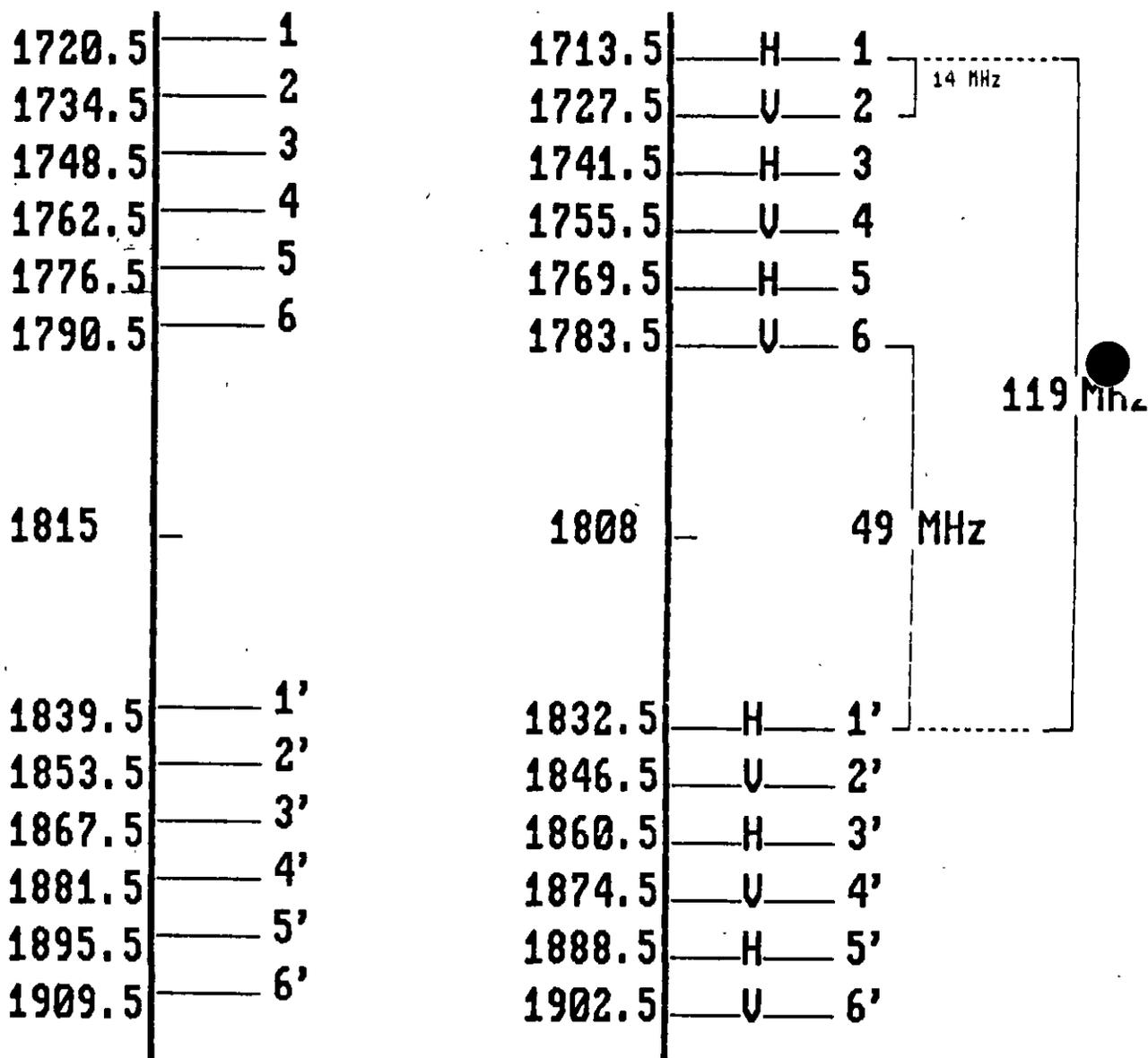
LA ELECCION RESPECTO AL USO MAS EFICIENTE DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO.

OTRO ASPECTO DE UTILIZACION DEL ESPECTRO ES EL RELATIVO A LOS PROBLEMAS DE INTERFERENCIAS; YA SEA ENTRE SISTEMAS DEL MISMO TIPO DE SERVICIOS, COMO ENTRE SISTEMAS DE SERVICIOS DIFERENTES.

**BANDAS DE FRECUENCIAS EMPLEADAS POR LOS SISTEMAS
DE MICROONDAS.**

RANGO DE FRECUENCIAS (MHZ).	CAPACIDAD EMPLEADA .
353-399.900	12, 24 y 72 Canales
890-960	12, 24 y 72 Canales
1,429-1525	30 Canales (Multiacceso)
1,700-2,300	2, 8 Y 34 Mbps.
2,296-2,437	2 y 4 Mbps (Multiacceso)
4,430-4,970	2,700 Canales
6,460-7,080	140 Mbps (1,940 Canales)
7,125-7,725	2 Mbps
7,747-8,267	1,800 Canales
8,210-8,490	300, 960 Canales
10,552-10,659	2 Mbps
10,735-11,685	140 Mbps
12,765-13,277	30 Canales
12,765-13,241	480 Canales
14,500-15,350	2, 8, 34 y 140 Mbps
17,700-19,700	2, 8, 34 Y 140 Mbps
21,800 23,000	2, 8, 34 Mbps
37,061-38,951	2 y 8 Mbps
57,200-58,200	2 y 8 Mbps

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 2 GHZ CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2, 8 Y 34 Mbps (CAPACIDAD DE 30, 120 Y 480 CANALES TELEFONICOS).



PLANES DE DISTRIBUCION DE CANALES.

1.- UNA DISTRIBUCION DE CANALES ES LA SUBDIVISION DE UNA BANDA DE FRECUENCIAS DISPONIBLE EN PEQUEÑAS PORCIONES DENOMINADAS "CANALES".

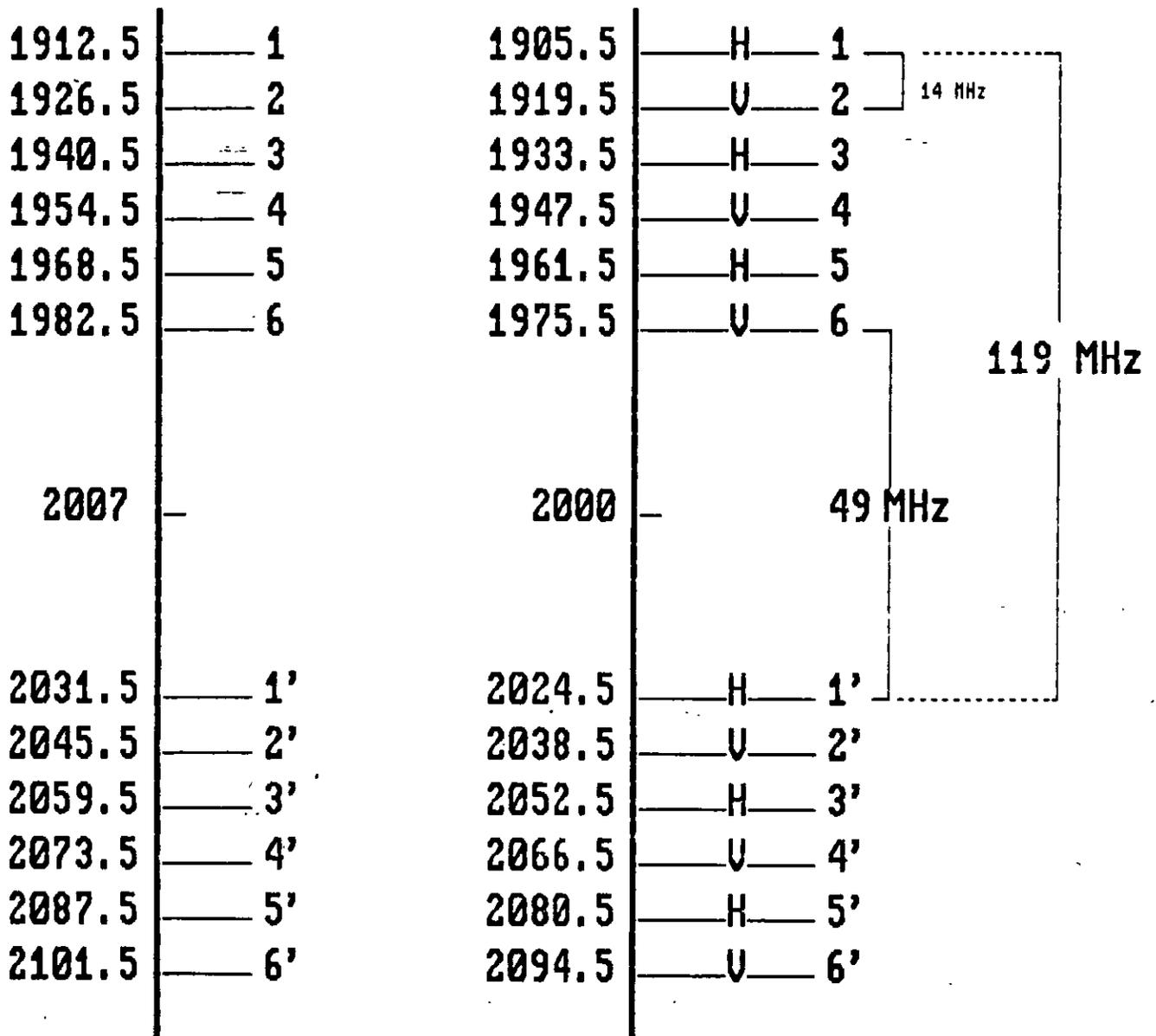
2.- CADA CANAL ESTA DESTINADO A ACOMODAR EL ESPECTRO EMITIDO POR UN SISTEMA TRANSMISOR UNICO.

3.- LA CANTIDAD DE ESPECTRO RADIOELECTRICO QUE ES EMITIDO POR UN TRANSMISOR DEPENDE DE LOS SIGUIENTES FACTORES :

DE LA CAPACIDAD DE TRANSMISION DEL CANAL.

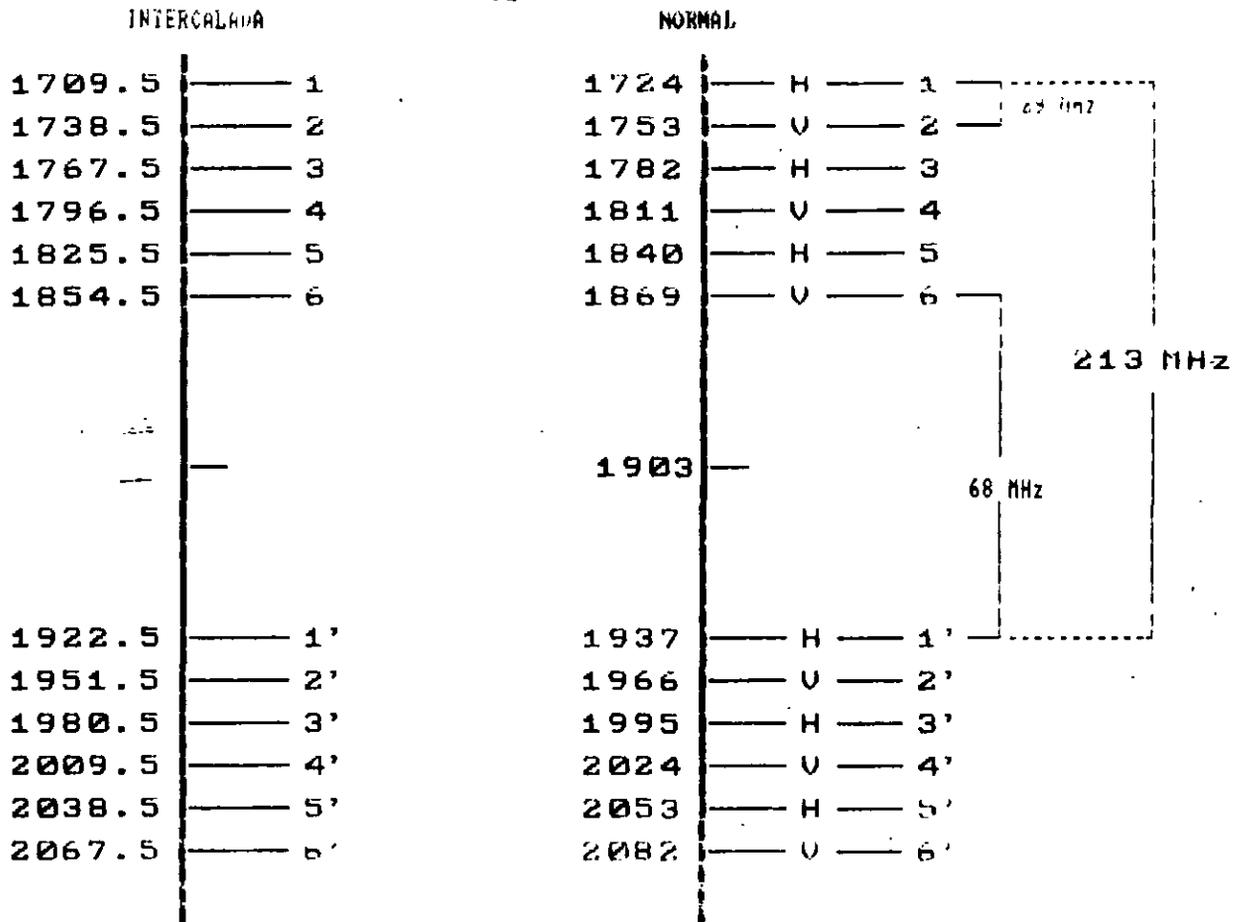
DEL METODO DE MODULACION EMPLEADO.

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 2 GHz CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2, 8 Y 34 Mbps (CAPACIDAD DE 30, 120 Y 480 CANALES TELEFONICOS).



SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION: 14 MHz
 SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 119 MHz

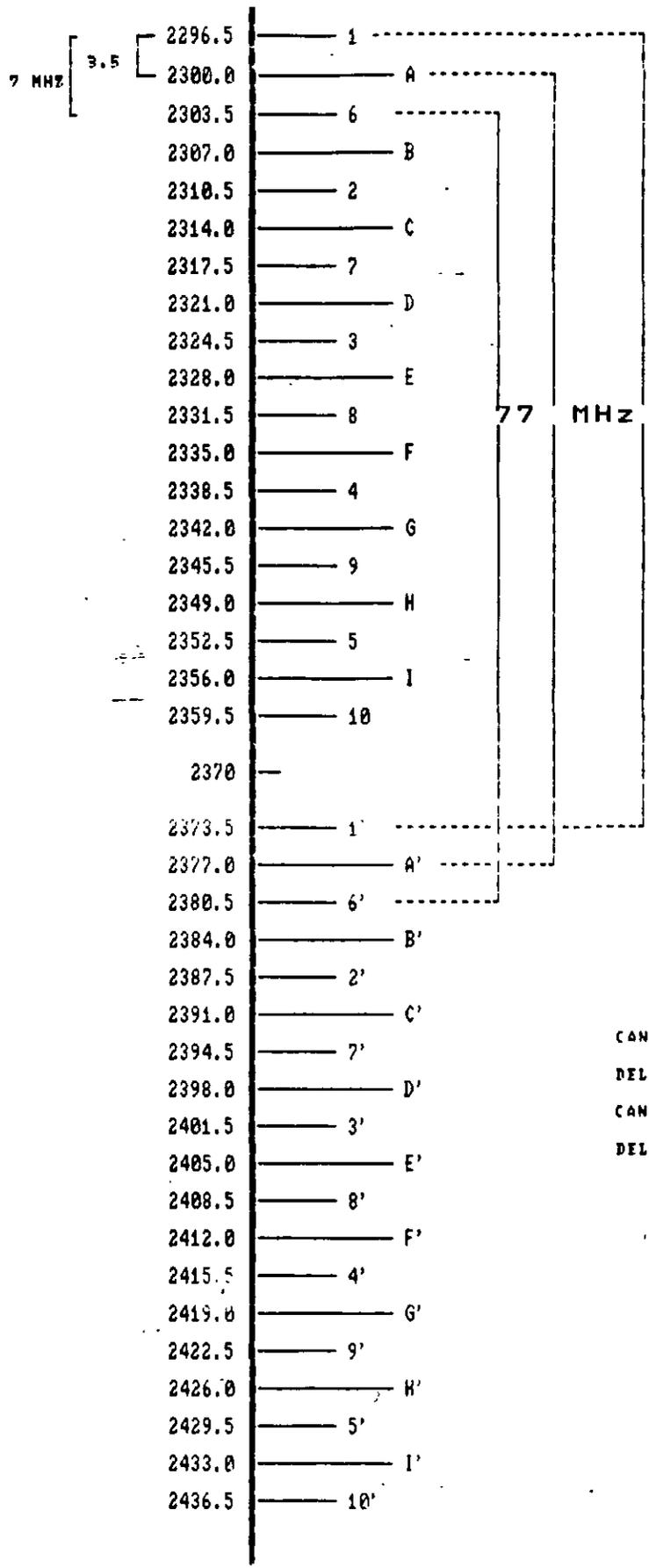
DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS QUE OPERAN EN LA BANDA DE 2 GHZ CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2X34 Mbps (960 CANALES).



SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION: 29 MHz

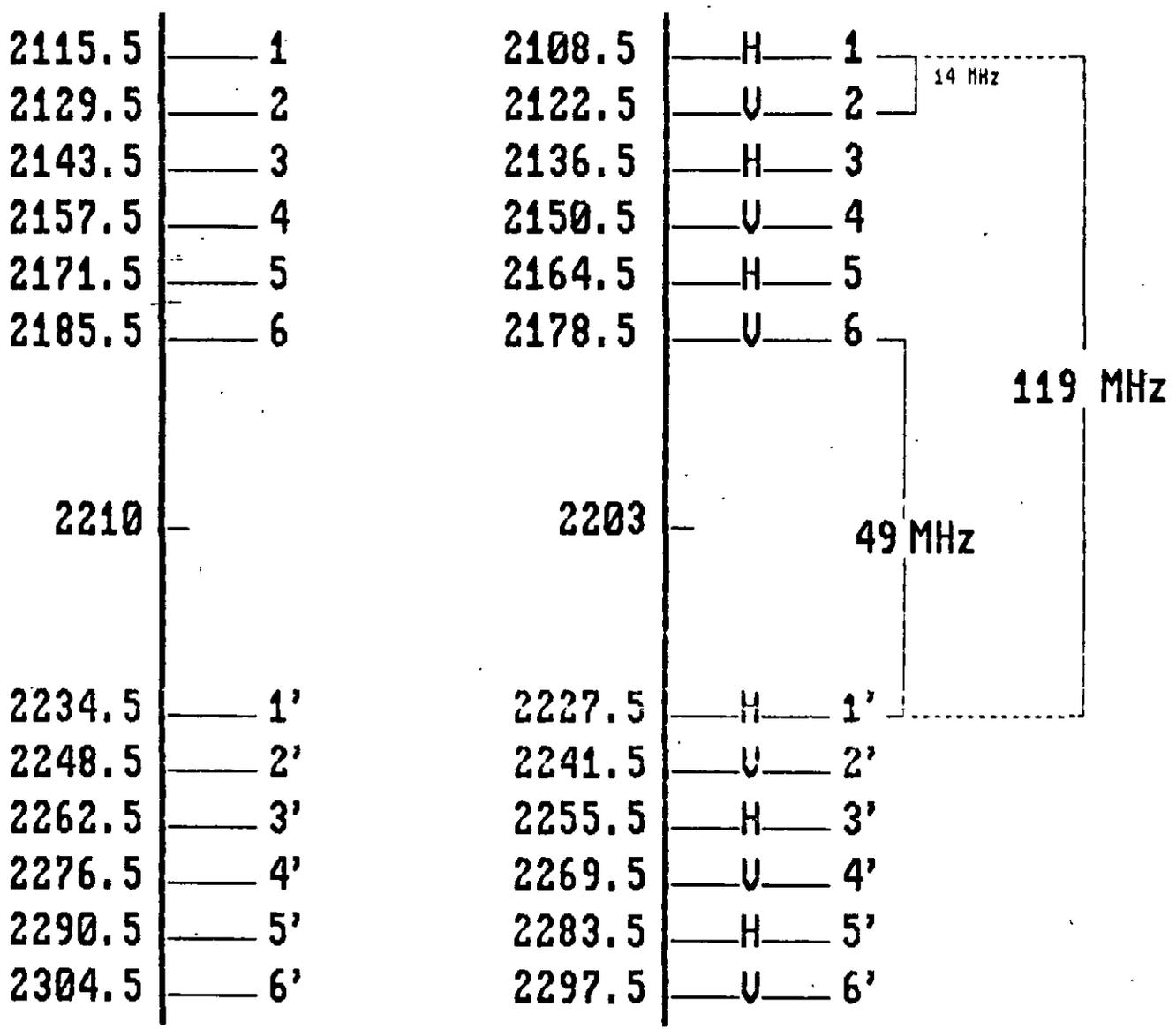
SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 213 MHz

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS PUNTO - MULTIPUNTO QUE OPERAN EN LA BANDA DE 2.4 GHz CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2 Y 4 Mbps CAPACIDAD DE 30 Y 60 CANALES TELEFONICOS.



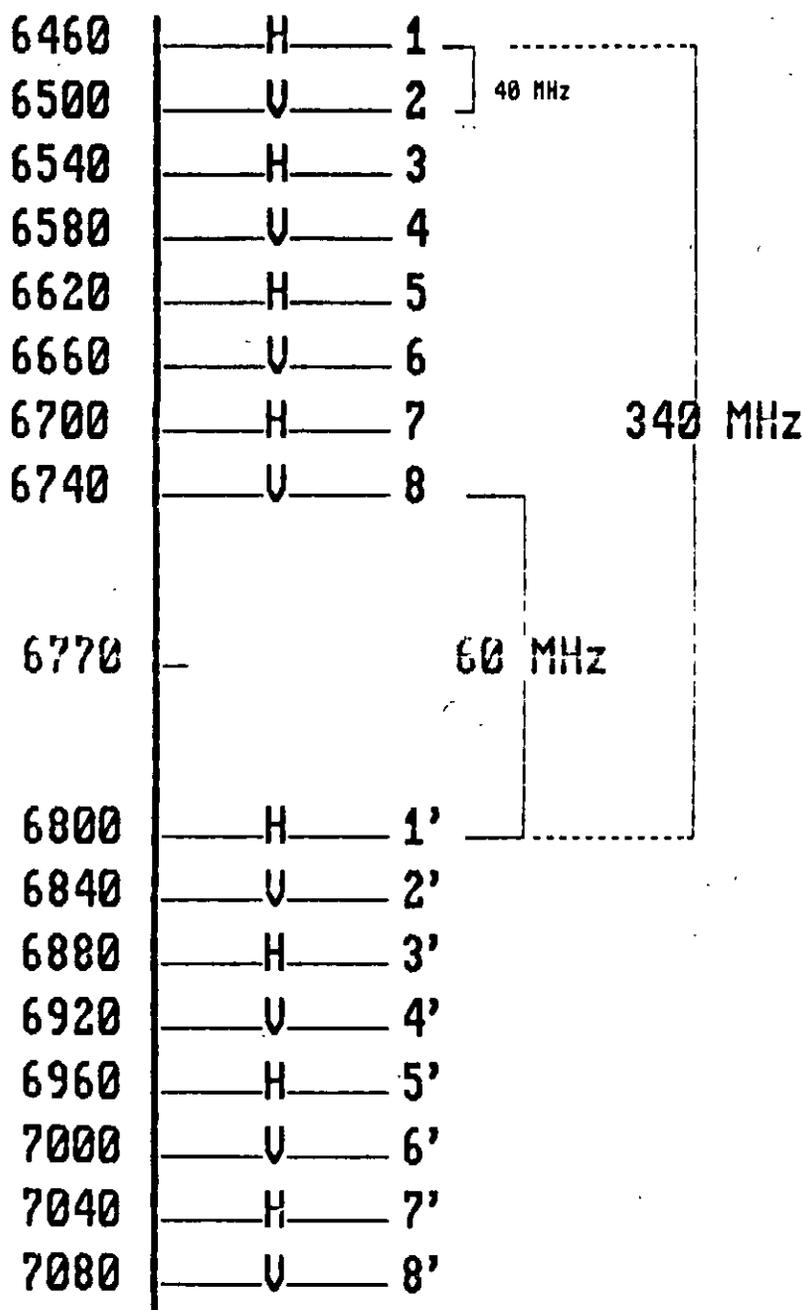
CANALIZACION PRINCIPAL
 DEL 1 AL 10/1' AL 10' : 4 MHz
 CANALIZACION INTERCALADA
 DEL A AL I/A' AL I' : 2 MHz

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELCTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 2 GHz CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2, 8 Y 34 Mbps (CAPACIDAD DE 30, 120 Y 480 CANALES TELEFONICOS).



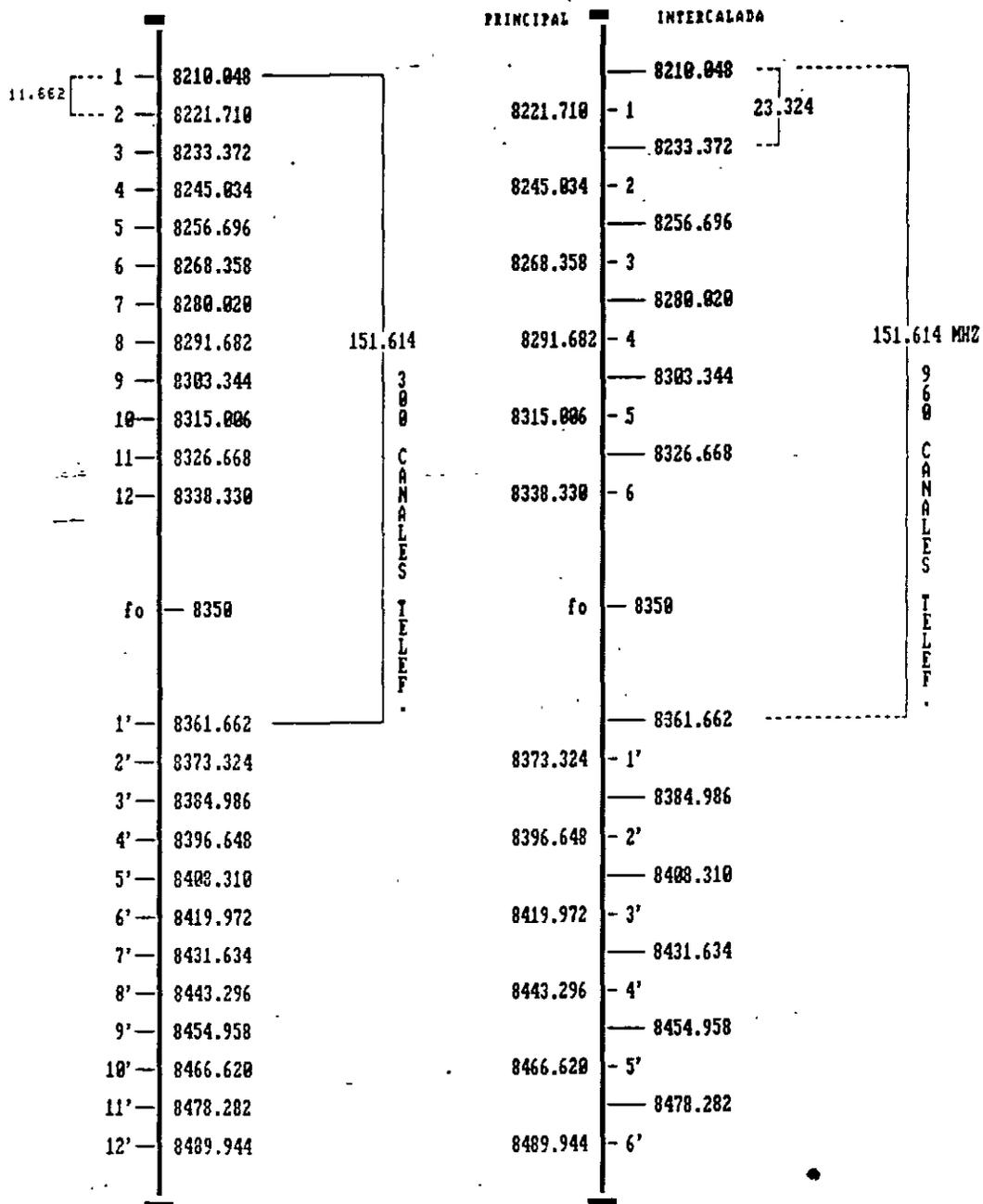
SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION : 14 MHz
 SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 119 MHz

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 6 GHz CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 140 Mbps O SU EQUIVALENTE (CAPACIDAD DE 1920-CANALES TELEFONICOS).



SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION: 40 MHz
 SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 340 MHz

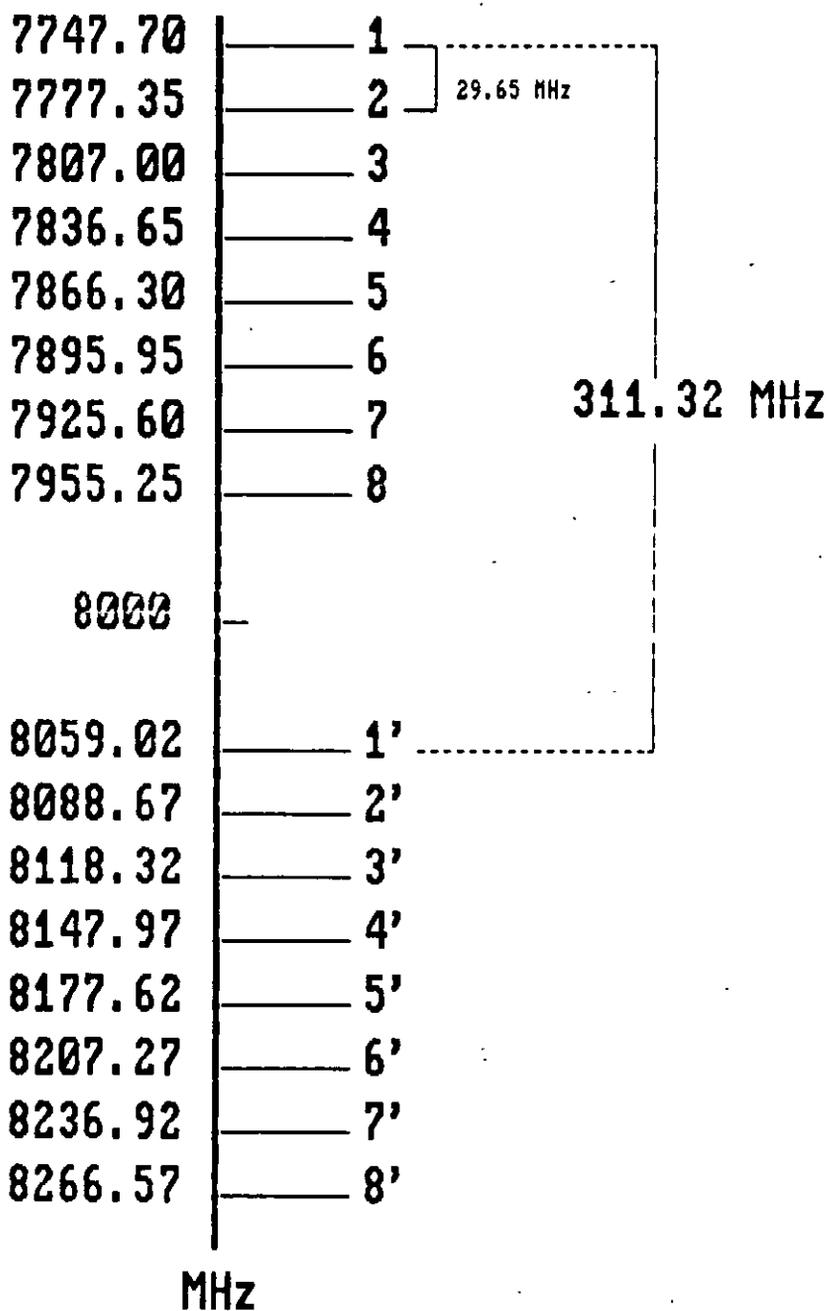
DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS PARA SISTEMAS MULTICANALES DE ALTA CAPACIDAD SEGUN LA RECOMENDACION NUM. 386-1 CCIR (300 O 960 CANALES TELEFONICOS) EN LA BANDA DE 8 GHZ

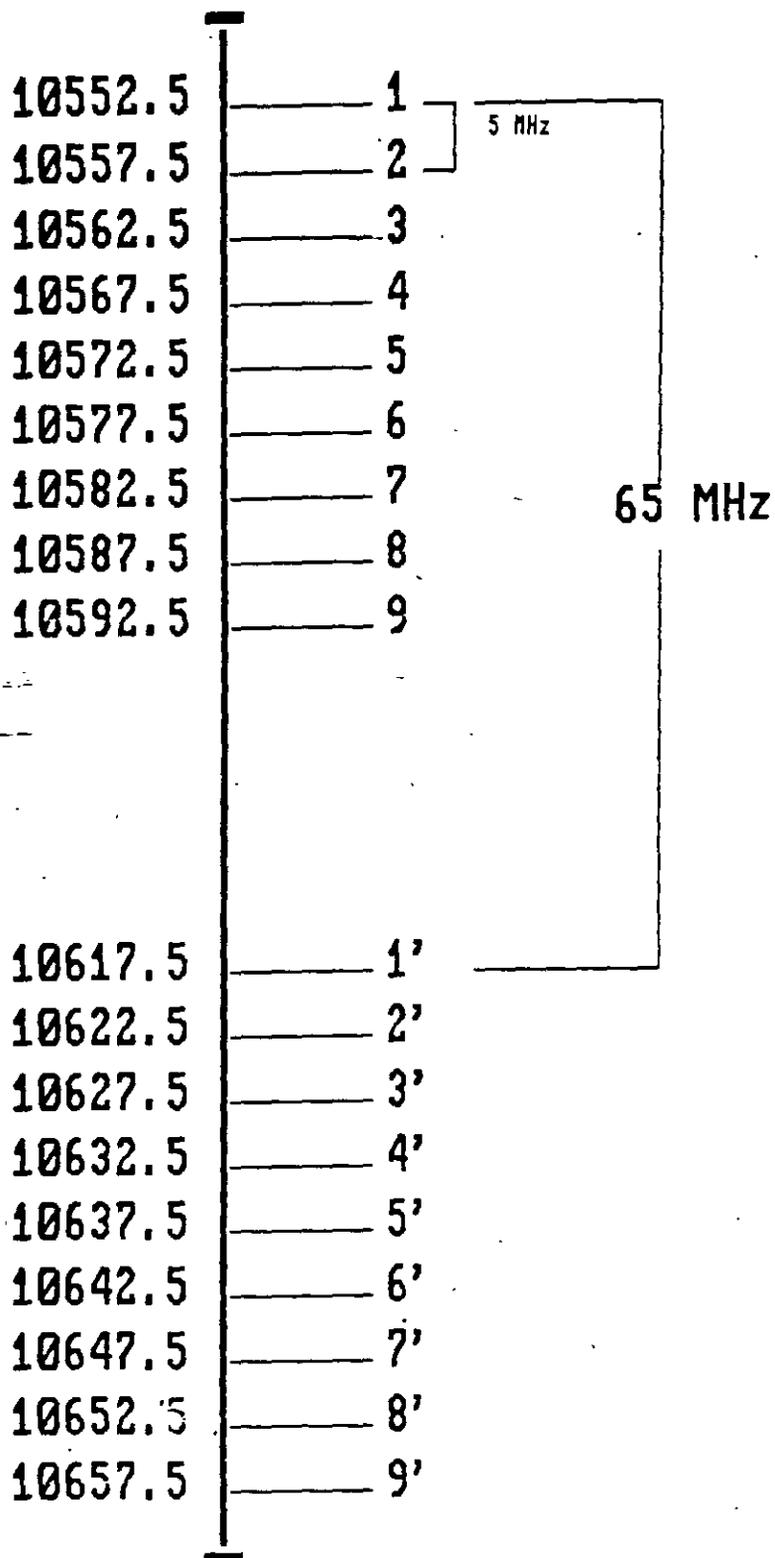


SM (300 CH) 7.23 MHz ANALOGICOS

SM (960 CH) 15.6 MHz ANALOGICOS

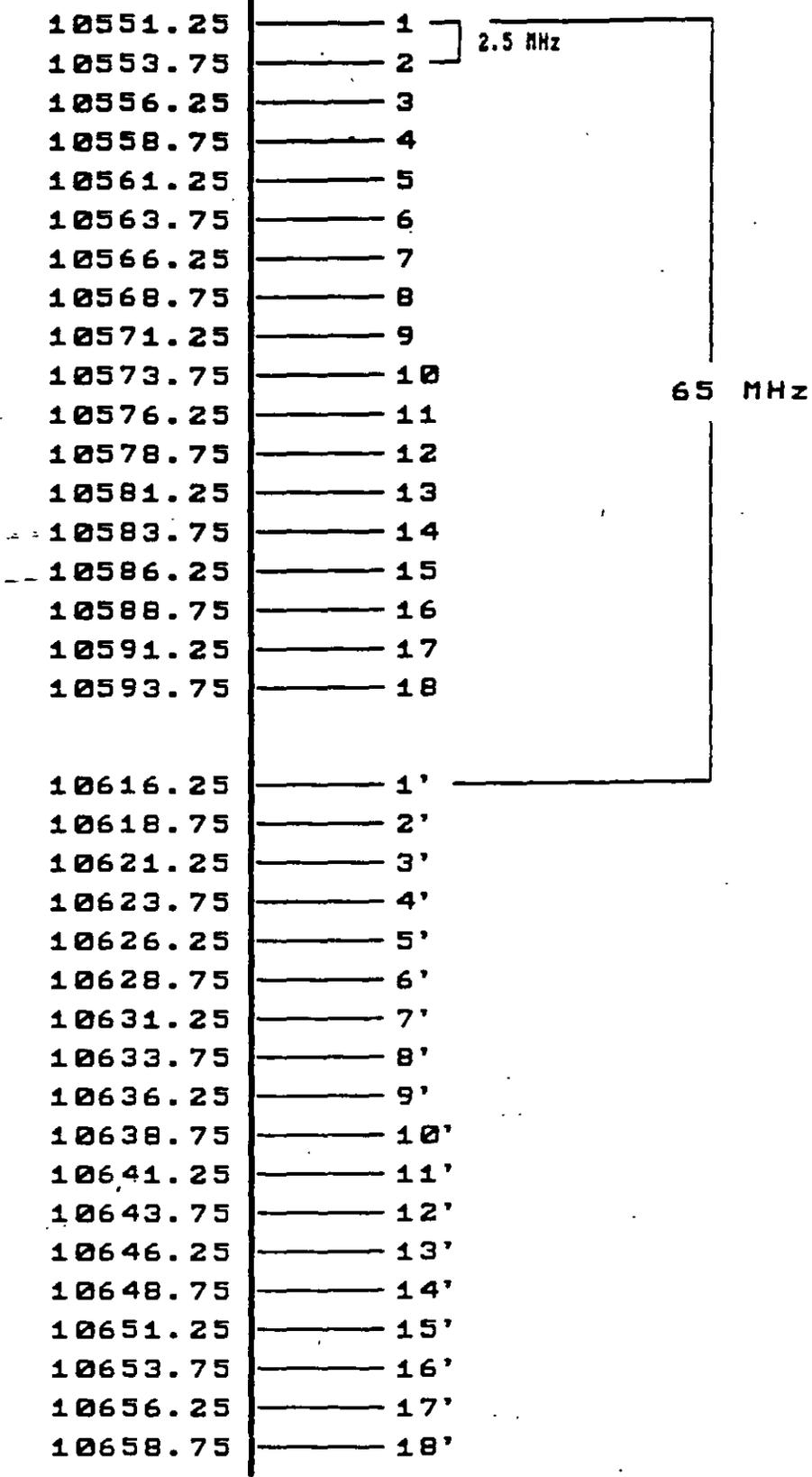
**DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS PARA SISTEMAS MULTICANA-
 LES DE ALTA CAPACIDAD SEGUN LA RECOMENDACION NO. -
 386-1 DEL C. C. I. R. (1800 CANALES TELEFONICOS EN LA
 BANDA DE 8 GHz**





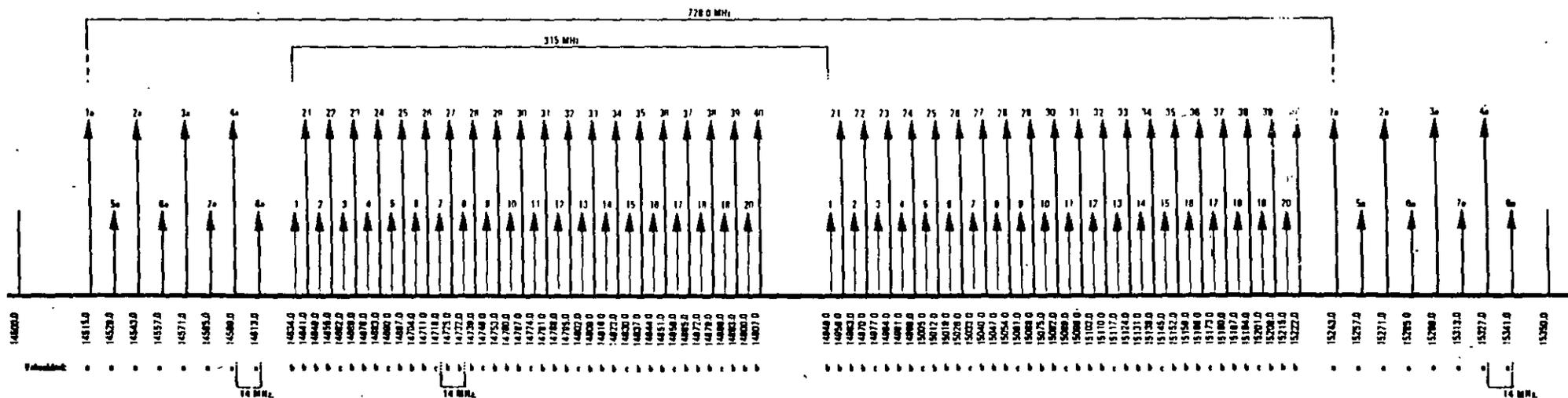
SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION : 65 MHz

SEPARACION DE FRECUENCIAS ENTRE CANALES ADYACENTES: 5 MHz



DISTRIBUCIÓN ACTUAL DE RADIOCANALES EN MÉXICO

BANDA: 14500-15350 MHz (15 GHz)

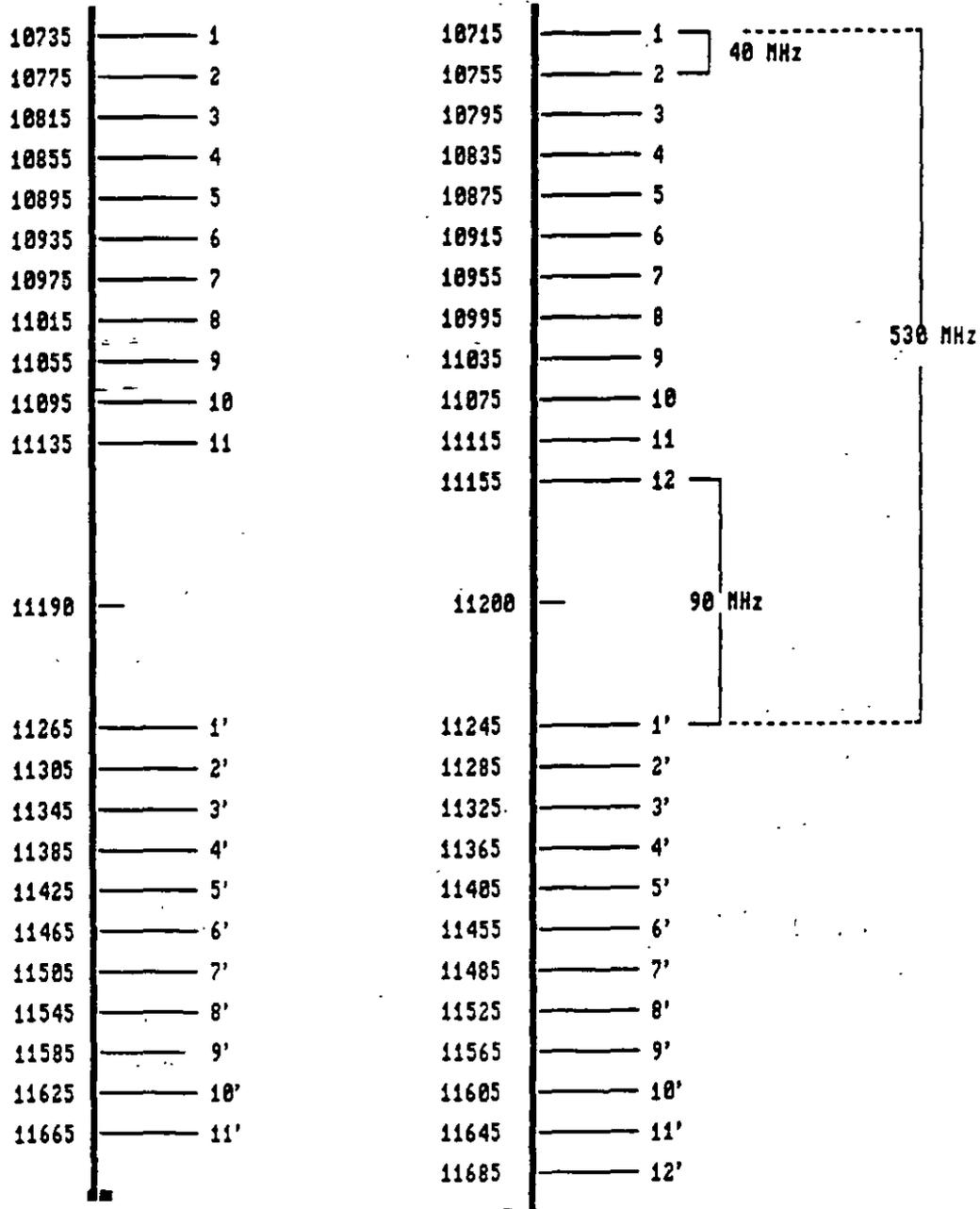


a = Velocidad de transmisión: 140 Mbits/seg.
 b = Velocidad de transmisión: 8 Mbits/seg.
 c = Velocidad de transmisión: 8, 2x8 y 34 Mbits/seg.

Separación Tx/Rx = 728.0 MHz
 Separación Tx/Rx = 315.0 MHz
 Separación Tx/Rx = 315.0 MHz

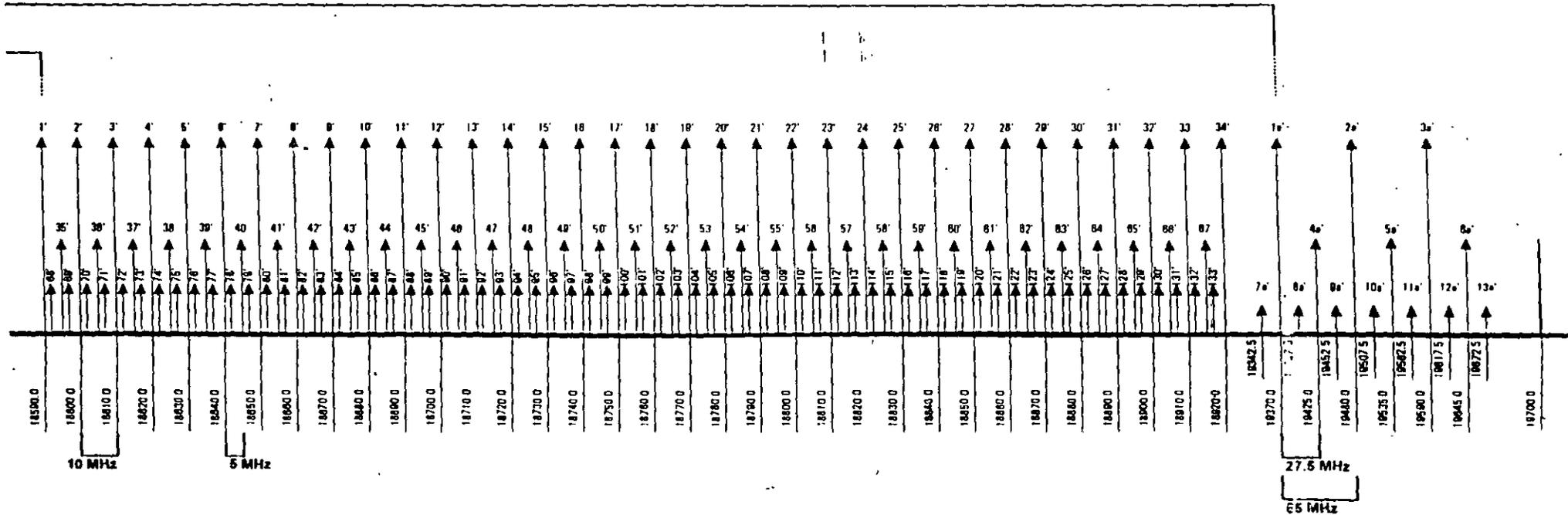
Polarización Preferente:
 1a, 2a, 3a, 4a, 1a', 2a', 3a', 4a' = Vertical
 5a, 6a, 7a, 8a, 5a', 6a', 7a', 8a' = Horizontal

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 11 GHZ CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 140 Mbps O SU EQUIVALENTE (CAPACIDAD DE 1920 CANALES TELEFONICOS)



SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION: 40 MHz
 SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 530 MHz

DISTRIBUCIÓN ACTUAL DE RADIOCANALES EN MÉXICO BANDA: 17700-19700 MHz (18 GHz)



Velocidad de transmisión: 2x2 Mbita/seg.:

Canales:

Ida = 35, 36, , 67

Retorno 35', 36', , 67'

Separación Tx/Rx = 340.0 MHz

Velocidad de transmisión: 2 Mbita/seg.:

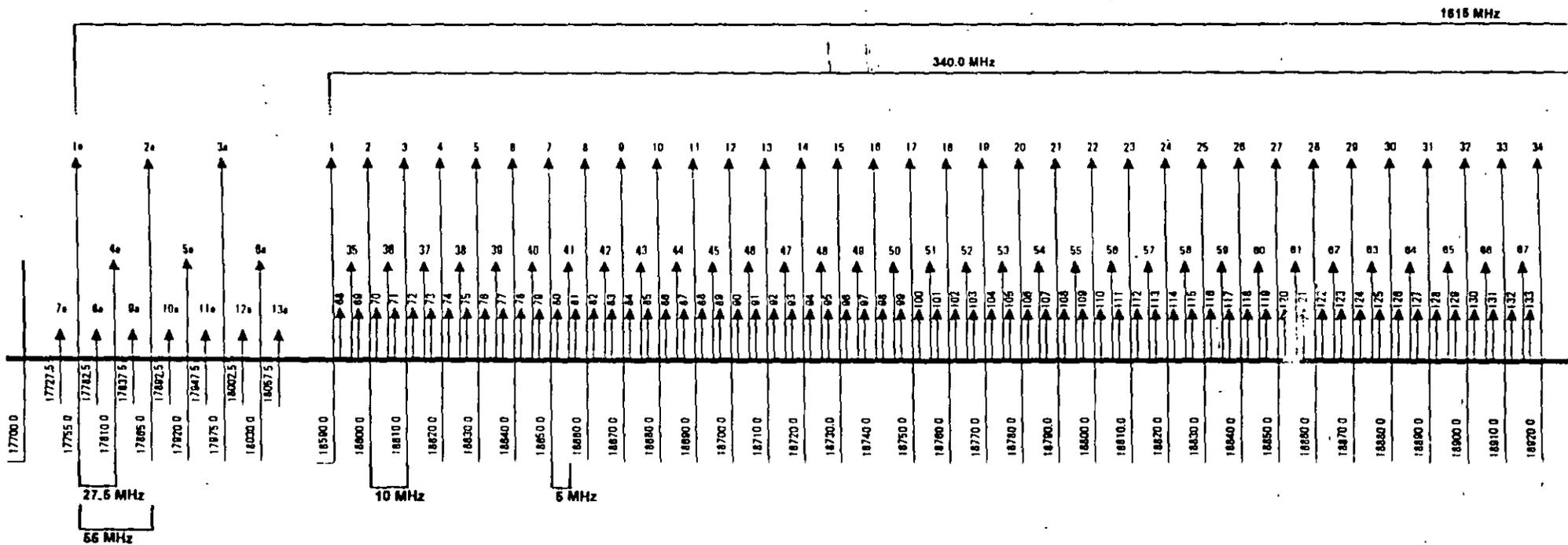
Canales:

Ida = 68, 69, , 133

Retorno 68', 69', , 133'

Separación Tx/Rx = 340.0 MHz

DISTRIBUCIÓN ACTUAL I RADIOCANALES EN MÉXICO BANDA: 17700-19700 MHz (18 GHz)



Velocidad de transmisión 140 Mbits/seg.:

Canalización principal (1a - 6a) / (1a' - 6a')

Canalización intercalada (7a - 13a) / (7a' - 13a')

Separación Tx/Rx = 1615.0 MHz

Polarización Preferente

Vertical 1a, 2a, 3a, 1a', 2a', 3a'

Horizontal 4a, 5a, 6a, 4a', 5a', 6a'

Velocidad de transmisión: 8 Mbits/seg.:

Canales

Ida = 1, 2, ... 34

Retorno 1', 2', ... 34'

Separación Tx/Rx = 340.0 MHz

Velocidad de transmisión: 8, 2x8, 34 Mbits/seg.:

Canales

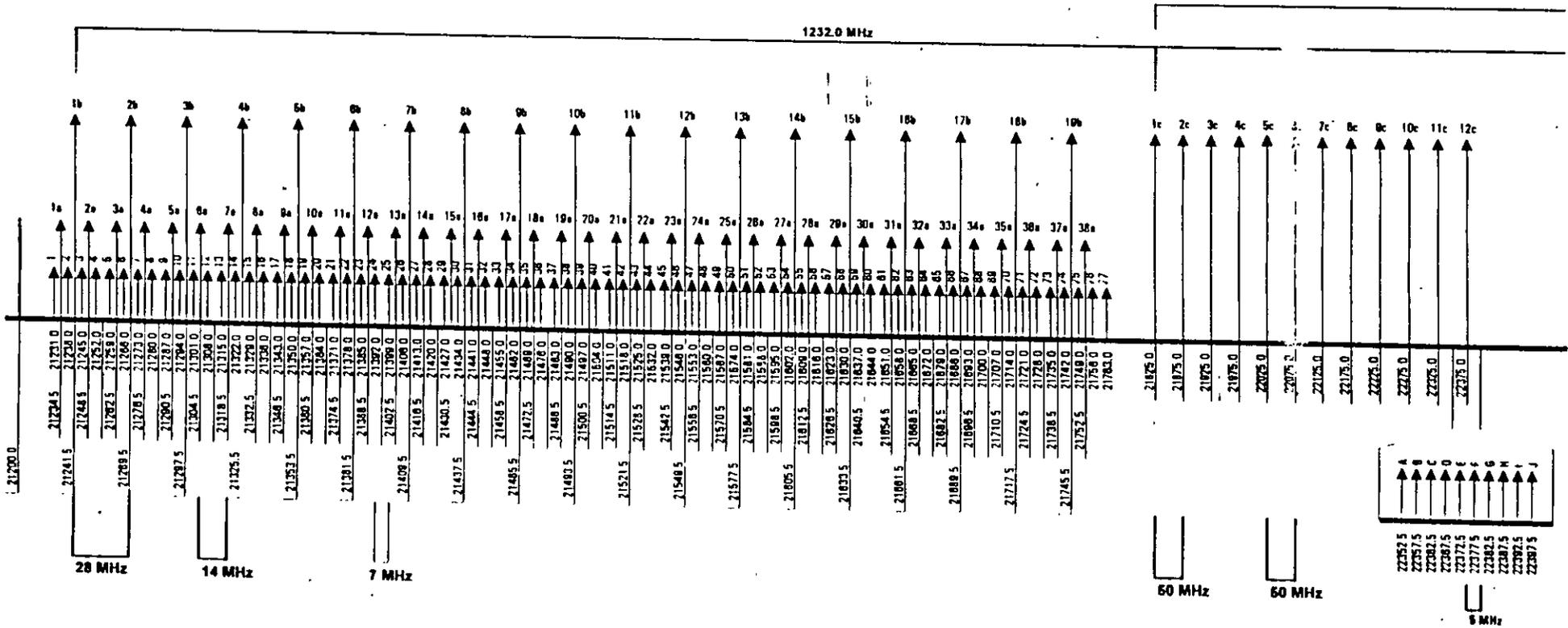
Ida = 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27, 30

Retorno 3', 6', 9', 12', 15', 18', 21', 24', 27', 30'

Separación Tx/Rx = 340.0 MHz

DISTRIBUCIÓN ACTUAL DE RADIOCANALES EN MÉXICO

BANDA: 21200-23000 MHz (23 GHz)



Velocidad de transmisión: 2 Mbits/seg:
 Canales: 1, 2, 3, ..., 77 / 1', 2', 3', ..., 77'
 Separación Tx/Rx = 1232.0 MHz

Velocidad de transmisión: 8 Mbits/seg:
 Canales: 1a, 2a, 3a, ..., 38 / 1a', 2a', 3a', ..., 38a'
 Separación Tx/Rx = 1232.0 MHz

Velocidad de transmisión: 34 Mbits/seg:
 Canales: 1b, 2b, 3b, ..., 19b / 1b', 2b', 3b', ..., 19b'
 Separación Tx/Rx = 1232.0 MHz

Velocidades de transmisión 2, 8 o 34 Mbits/seg:
 Canales: 1c, 2c, 3c, ..., 12c / 1c', 2c', 3c', ..., 12c'
 Separación Tx/Rx = 1200.0 MHz

Velocidades de transmisión: 64, 128 o 256 Kbit/seg:
 Canales: A, B, C, ..., J / A', B', C', ..., J'
 Separación Tx/Rx = 1200.0 MHz

DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS QUE OPERAN EN LA BANDA DE 18 GHz (18580-19265)

CANALIZACION FRECUENCIAS (MHz)	PRICIPAL CAPACIDAD (Mbps)	CANALIZACION FRECUENCIAS (MHz)	INTERCALADA VELOCIDAD (Mbps)
18590/18930	8	18585/18925	8
18600/18940	8	18595/18935	8
18610/18950	8, 2x8 y 34	18605/18945	8
18620/18960	8	18615/18955	8
18630/18970	8	18625/18965	8
18640/18980	8, 2x8 y 34	18635/18975	8
18650/18990	8	18645/18985	8
18660/19000	8	18655/18995	8
18670/19010	8, 2x8 y 34	18665/19005	8
18680/19020	8	18675/19015	8
18690/19030	8	18685/19025	8
18700/19040	8, 2x8 y 34	18695/19035	8
18710/19050	8	18705/19045	8
18720/19060	8	18715/19055	8
18730/19070	8, 2x8 y 34	18725/19065	8
18740/19080	8	18735/19075	8
18750/19090	8	18745/19085	8
18760/19100	8, 2x8 y 34	18755/19095	8
18770/19110	8	18765/19105	8
18780/19120	8	18775/19115	8
18790/19130	8, 2x8 y 34	18785/19125	8
18800/19140	8	18795/19135	8
18810/19150	8	18805/19145	8
18820/19160	8, 2x8 y 34	18815/19155	8
18830/19170	8	18825/19165	8
18840/19180	8	18835/19175	8
18850/19190	8, 2x8 y 34	18845/19185	8
18860/19200	8	18855/19195	8
18870/19210	8	18865/19205	8
18880/19220	8, 2x8 y 34	18875/19215	8
18890/19230	8	18885/19225	8
18900/19240	8	18895/19235	8
18910/19250	8	18905/19245	8
18920/19260	8	18915/19255	8

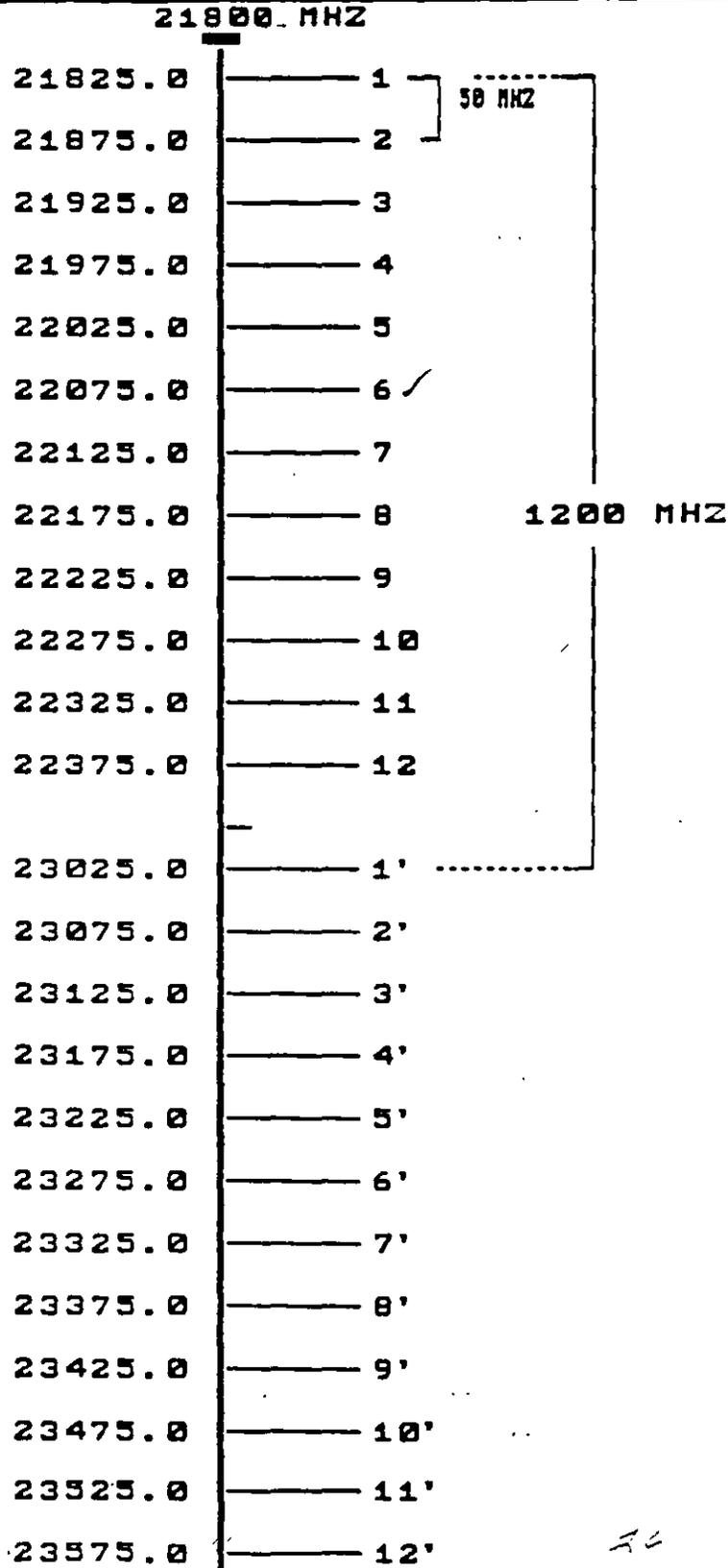
ANCHURA DE BANDA

8	Mbps	8	MHz
2x8	Mbps	14	MHz
34	Mbps	28	MHz

SEPARACION TX/RX: 340 MHz

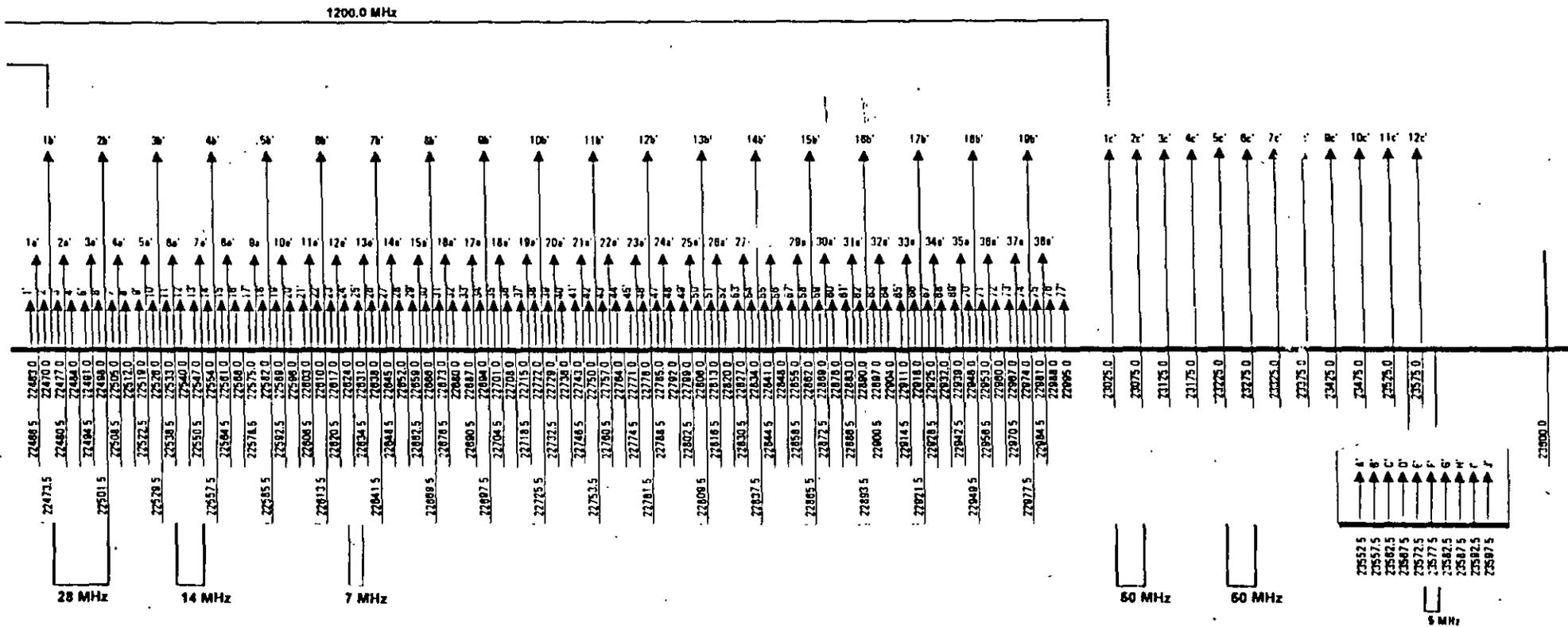
SEPARACION ENTRE CANALES: 10 MHz

DISTRIBUCION DE RADIOCANALES PARA LA OPERACION DE SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES (CON VELOCIDADES DE TRANSMISION DE 2, 8, Y 34 Mbps Y ANALOGICOS (CON CAPACIDAD DE -- TRANSMISION DE UN SOLO CANAL DE TELEVISION CON VIDEO Y AUDIO).



DISTRIBUCIÓN ACTUAL L... RADIOCANALES EN MÉXICO

BANDA: 21200-23000 MHz (23 GHz)



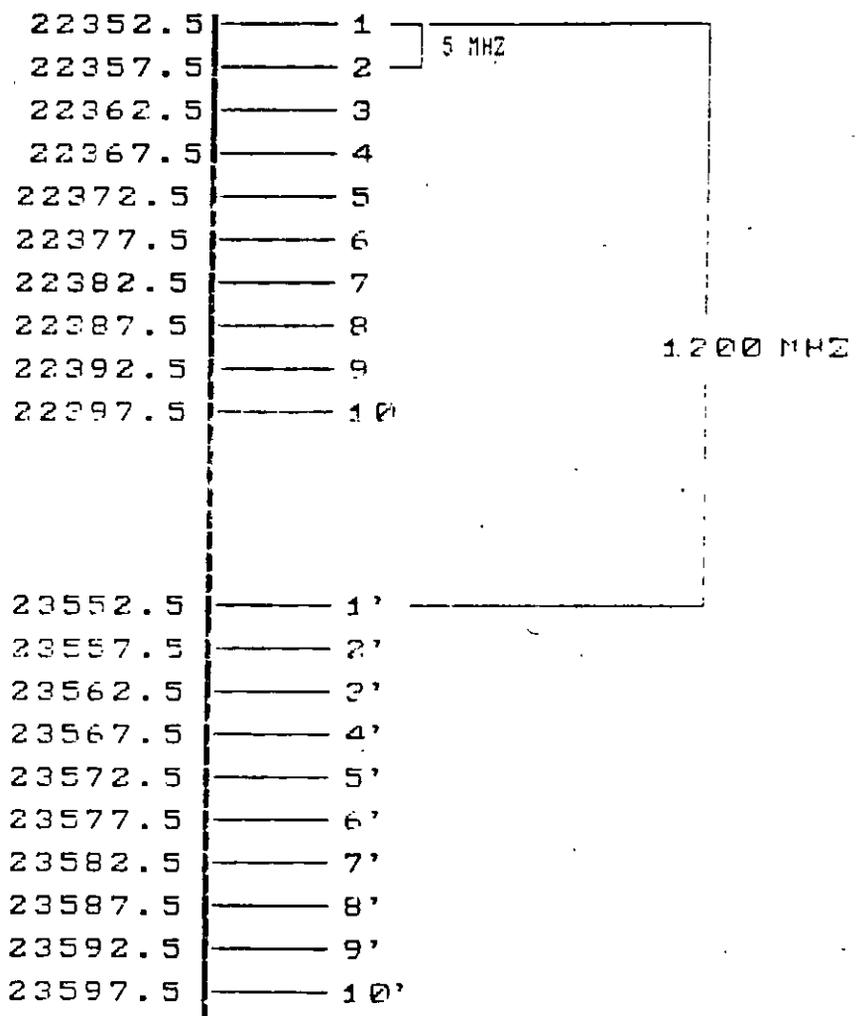
DISTRIBUCION DE LOS RADIOCANALES INTERCALADOS DE 7 MHz., PA. A LA OPERACION DE SISTEMAS DE RELEVADO- RES RADIOELECTRICOS DIGITALES CON VELOCIDAD DE -- TRANSMISION DE 2 Mbps (21200-21800/22400-23000)

NO. DE CANAL	FRECUENCIAS (MHZ)	NO. DE CANAL	FRECUENCIAS (MHZ)
1/1'	21231/22463	40/40'	21504/22736
2/2'	21238/22470	41/41'	21511/22743
3/3'	21245/22477	42/42'	21518/22750
4/4'	21252/22484	43/43'	21525/22757
5/5'	21259/22491	44/44'	21532/22764
6/6'	21266/22498	45/45'	21539/22771
7/7'	21273/22505	46/46'	21546/22778
8/8'	21280/22512	47/47'	21553/22785
9/9'	21287/22519	48/48'	21560/22792
10/10'	21294/22526	49/49'	21567/22799
11/11'	21301/22533	50/50'	21574/22806
12/12'	21308/22540	51/51'	21581/22813
13/13'	21315/22547	52/52'	21588/22820
14/14'	21322/22554	53/53'	21595/22827
15/15'	21329/22561	54/54'	21602/22834
16/16'	21336/22568	55/55'	21609/22841
17/17'	21343/22575	56/56'	21616/22848
18/18'	21350/22582	57/57'	21623/22855
19/19'	21357/22589	58/58'	21630/22862
20/20'	21364/22596	59/59'	21637/22869
21/21'	21371/22603	60/60'	21644/22876
22/22'	21378/22610	61/61'	21651/22883
23/23'	21385/22617	62/62'	21658/22890
24/24'	21392/22624	63/63'	21665/22897
25/25'	21399/22631	64/64'	21672/22904
26/26'	21406/22638	65/65'	21679/22911
27/27'	21413/22645	66/66'	21686/22918
28/28'	21420/22652	67/67'	21693/22925
29/29'	21427/22659	68/68'	21700/22932
30/30'	21434/22666	69/69'	21707/22939
31/31'	21441/22673	70/70'	21714/22946
32/32'	21448/22680	71/71'	21721/22953
33/33'	21455/22687	72/72'	21728/22960
34/34'	21462/22694	73/73'	21735/22967
35/35'	21469/22701	74/74'	21742/22974
36/36'	21476/22708	75/75'	21749/22981
37/37'	21483/22715	76/76'	21756/22988
38/38'	21490/22722	77/77'	21763/22995
39/39'	21497/22729		

SEPARACION ENTRE
CANALES ADYACEN-
TES. 7 MHz

SEPARACION ENTRE
TX / RX. 1232 MHz

DISTRIBUCION DE LOS RADICANALES PARA LA
 MA CAPACIDAD PARA APLICACIONES DE 64, 128
 Y 256 kbit/s EN LAS BANDAS DE 22350 - 22400
 Y 23550 - 23600 MHz



ANCHO DE BANDA DE FF : 5 MHz

DISTRIBUCION DE LOS RADIOCANALES INTERCALADOS DE 28 MHz; PARA LA OPERACION DE SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES CON VELOCIDAD DE TRANSMISION DE 34 Mbps. , EN LAS BANDAS DE 21200 - 21800 MHz / 22400 - 23000 MHz., LOS RADIOCANALES DE 28 MHz SE PODRAN TRANSMITIR SENALES DE T.V. (VIDEO Y AUDIO).

Nº DE CANAL	FRECUENCIA (MHz)
1/1'	21241.5/22473.5
2/2'	21269.5/22501.5
3/3'	21297.5/22529.5
4/4'	21325.5/22557.5
5/5'	21353.5/22585.5
6/6'	21381.5/22613.5
7/7'	21409.5/22641.5
8/8'	21437.5/22669.5
9/9'	21465.5/22697.5
10/10'	21493.5/22725.5
11/11'	21521.5/22753.5
12/12'	21549.5/22781.5
13/13'	21577.5/22809.5
14/14'	21605.5/22837.5
15/15'	21633.5/22865.5
16/16'	21661.5/22893.5
17/17'	21689.5/22921.5
18/18'	21717.5/22949.5
19/19'	21745.5/22977.5

SEPARACION ENTRE CANALES ADYACENTES: 28 MHz

SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 1232 MHz

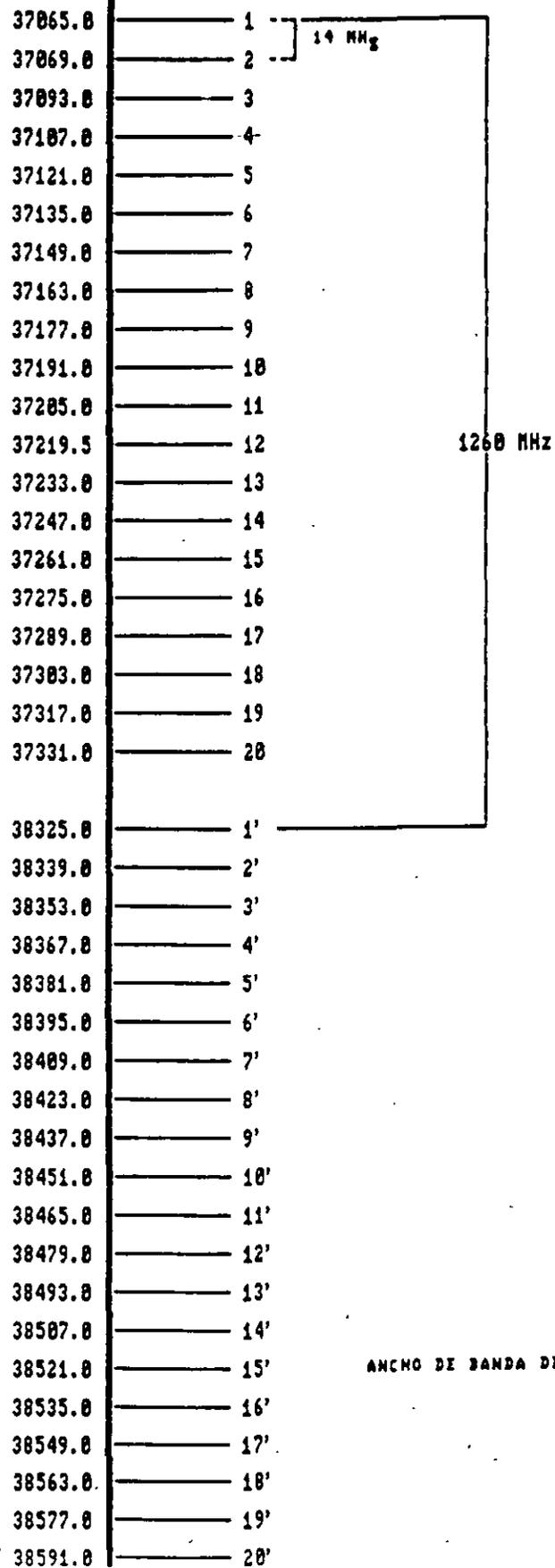
DISTRIBUCION DE LOS RADIOCANALES INTERCALADOS DE 14 MHz., PARA LA OPERACION DE SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES CON VELOCIDAD DE TRANSMISION DE 8 Mbps. , EN LAS BANDAS DE 21200 - 21800 MHz / 22400 - 23000 MHz.

Nº. DE CANAL	FRECUENCIAS (MHz)	Nº DE CANAL	FRECUENCIAS (MHz)
1/1'	21234.5/22466.5	20/20'	21500.5/22732.5
2/2'	21248.5/22480.5	21/21'	21514.5/22746.5
3/3'	21262.5/22494.5	22/22'	21528.5/22760.5
4/4'	21276.5/22508.5	23/23'	21542.5/22774.5
5/5'	21290.5/22522.5	24/24'	21556.5/22788.5
6/6'	21304.5/22536.5	25/25'	21570.5/22802.5
7/7'	21318.5/22550.5	26/26'	21584.5/22816.5
8/8'	21332.5/22564.5	27/27'	21598.5/22830.5
9/9'	21346.5/22578.5	28/28'	21612.5/22844.5
10/10'	21360.5/22592.5	29/29'	21626.5/22858.5
11/11'	21374.5/22606.5	30/30'	21640.5/22872.5
12/12'	21388.5/22620.5	31/31'	21654.5/22886.5
13/13'	21402.5/22634.5	32/32'	21668.5/22900.5
14/14'	21416.5/22648.5	33/33'	21682.5/22914.5
15/15'	21430.5/22662.5	34/34'	21696.5/22928.5
16/16'	21444.5/22676.5	35/35'	21710.5/22942.5
17/17'	21458.5/22690.5	36/36'	21724.5/22956.5
18/18'	21472.5/22704.5	37/37'	21738.5/22970.5
19/19'	21486.5/22718.5	38/38'	21752.5/22984.5

SEPARACION ENTRE CANALES ADYACENTES: 14 MHz

SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION: 1232 MHz

**DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS
 PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS
 DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 38 GHz
 CON VELOCIDAD DE 8 Mbps (CAPACIDAD DE 120
 CANALES TELEFONICOS)**



ANCHO DE BANDA DE RF 14 MHz

**DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS
PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS
DIGITALES QUE OPERAN EN LA BANDA DE 38 GHz
CON VELOCIDAD DE TRANSMISION DE 2 Mbps (CA-
PACIDAD DE 30 CANALES TELEFONICOS)**

CANAL	FRECUENCIAS (MHz)	CANAL	FRECUENCIAS (MHz)
1/1'	37061.5/38321.5	21/21'	37201.5/38461.5
2/2'	37068.5/38328.5	22/22'	37208.5/38468.5
3/3'	37075.5/38335.5	23/23'	37215.5/38475.5
4/4'	37082.5/38342.5	24/24'	37222.5/38482.5
5/5'	37089.5/38349.5	25/25'	37229.5/38489.5
6/6'	37096.5/38356.5	26/26'	37236.5/38496.5
7/7'	37103.5/38363.5	27/27'	37243.5/38503.5
8/8'	37110.5/38370.5	28/28'	37250.5/38510.5
9/9'	37117.5/38377.5	29/29'	37257.5/38517.5
10/10'	37124.5/38384.5	30/30'	37264.5/38524.5
11/11'	37131.5/38391.5	31/31'	37271.5/38531.5
12/12'	37138.5/38398.5	32/32'	37278.5/38538.5
13/13'	37145.5/38405.5	33/33'	37285.5/38545.5
14/14'	37152.5/38412.5	34/34'	37292.5/38552.5
15/15'	37159.5/38419.5	35/35'	37299.5/38559.5
16/16'	37166.5/38426.5	36/36'	37309.5/38566.5
17/17'	37173.5/38433.5	37/37'	37313.5/38573.5
18/18'	37180.5/38440.5	38/38'	37320.5/38580.5
19/19'	37187.5/38447.5	39/39'	37327.5/38587.5
20/20'	37194.5/38454.5	40/40'	37334.5/38594.5

SEPARACION ENTRE FRECUENCIAS DE TRANSMISION Y RECEPCION : 1260 MHz

SEPARACION DE FRECUENCIAS ENTRE CANALES ADYACENTES : 7 MHz

ANCHO DE BANDA DE RF: 5 MHz

NUEVAS ATRIBUCIONES Y FUTUROS SERVICIOS EN LAS BANDAS DE FRECUENCIAS EMPLEADAS POR LOS SISTEMAS DE MICROONDAS.

1.- LA BANDA DE 1700-2300 MHZ ES AMPLIAMENTE EMPLEADA POR LOS SISTEMAS DE MICROONDAS DIGITALES PARA CAPACIDADES DE HASTA 480 CANALES (34 MBPS).

2.- LAS BANDAS DE 1885-2025 MHZ Y 2110-2200 MHZ FUERON ATRIBUIDAS A NIVEL MUNDIAL POR LA CAMR-92, PARA INTRODUCIR EN LOS PAISES "LOS FUTUROS SISTEMAS PUBLICOS DE TELECOMUNICACIONES MOVILES TERRESTRES" (FSPTMT).

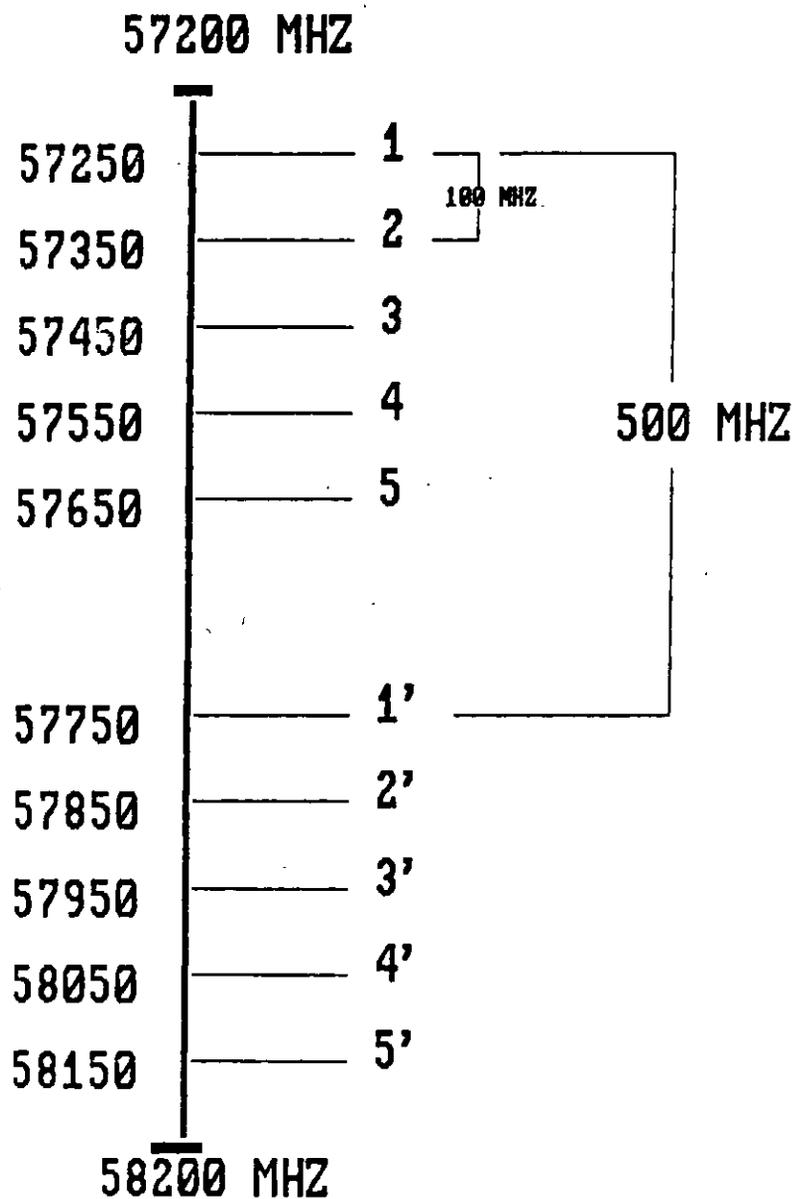
3.- LAS BANDAS DE 1970-2010 (TIERRA-ESPACIO) Y 2160-2200 MHZ (ESPACIO-TIERRA) FUERON ATRIBUIDAS POR LA CAMR-92 PARA EL SERVICIO MOVIL POR SATELITE. ESTA ATRIBUCION FUE CONSIDERADA PARA QUE OPERE A PARTIR DEL 1° DE ENERO DE 2005.

4.- LA BANDA DE 2200-2290 MHZ FUE ATRIBUIDA POR LA CAMR-92 AL SERVICIO MOVIL.

5.- LA BANDA DE 5850-5925 MHZ (TIERRA-ESPACIO) FUE ATRIBUIDA POR LA CAMR-92 PARA LOS FUTUROS SISTEMAS DE SATELITES.

6.- LA BANDA DE 19.3-19.6 MHZ (ESPACIO-TIERRA) FUE ATRIBUIDA POR LA CMR-95 PARA LOS SISTEMAS DE SFS OSG (ESTACIONARIOS) Y PARA LOS ENLACES DE CONEXION DE LOS SISTEMAS DE SATELITES NO GEOESTACIONARIOS DEL SERVICIO MOVIL POR SATELITE (SMS N GEO).

**DISTRIBUCION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA
SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELECTRICOS DIGITALES
QUE OPERAN EN LA BANDA DE 60 GHZ CON VELOCIDADES
DE TRANSMISION DE 2 Y 8 MBPS**



ANCHO DE BANDA =

ATRIBUCIONES DE FRECUENCIAS PARA LOS PCS.

LA INTRODUCCION DE LOS SISTEMAS "PCS" IMPLICA DOS PUNTOS IMPORTANTES:

- * ATRIBUCION DE FRECUENCIAS.
- * COMPARTICION O REUBICACION DE LOS SERVICIOS FIJOS EXISTENTES.

LAS ATRIBUCIONES DE FRECUENCIAS EXISTENTES PARA LOS SERVICIOS "PCS" EN EL RANGO DE FRECUENCIAS DE 1700-2200 MHZ, SON:

1885-2025 y 2110-2200 MHZ ATRIBUIDAS POR LA UIT PARA LOS **FSPTMT**.

1850-1990 MHZ ATRIBUIDOS POR LA FCC PARA LOS **PCS** EN LOS EUA.

1710-1785 Y 1805-1880 MHZ EMPLEADAS EN EUROPA PARA EL SISTEMA **DCS 1800 (GLOBAL SYSTEM FOR MOVILITY, GSM)**.

1880-1890 MHZ EMPLEADAS EN EUROPA PARA EL SISTEMA **DECT (DIGITAL EUROPEAN CORDLESS TELEPHONY)**.

1895-1981.1 MHZ EMPLEADA EN JAPON PARA EL SISTEMA **PHS (PHONE HAND SYSTEM)**.

DE ESTAS ATRIBUCIONES SE OBSERVA QUE SOLO EL SISTEMA **DCS 1800** EVITAN EL TRASLAPE Y SOLAMENTE EL SISTEMA **PHS** ESTA COMPLETAMENTE DENTRO DE LAS ATRIBUCIONES QUE ESTABLECIO LA UIT PARA LOS SISTEMAS **FSPTMT**. ESTO ES RESULTADO DE LOS INTERESES NACIONALES Y REGIONALES PREDOMINANTES.

SERVICIOS PERSONALES DE COMUNICACION (PCS).

CONSIDERACIONES TECNOLOGICAS.

1.- LOS "PCS" SON RESULTADO DE LA CONVERGENCIA DE LOS SERVICIOS MOVIL-CELULAR Y LOS TELEFONOS INALAMBRICOS.

2.- LOS "PCS" SURGEN EN LAS DIFERENTES REGIONES DEL MUNDO COMO UN TERMINO PARAGUAS , COMPRENDIENDO TODOS LOS ASPECTOS DE LAS NACIENTES COMUNICACIONES INALAMBRICAS. ENTRE ESTOS ASPECTOS DESTACAN:

- * MOVILIDAD DE ALTA-VELOCIDAD Y BAJA VELOCIDAD.
- * ADAPTACION PARA APLICACIONES FIJAS.
- * COMPATIBILIDAD CON SISTEMAS TERRESTRES Y SATELITALES.
- * TRANSPORTE DE VOZ, DATOS Y MENSAJES.
- * INTEROPERABILIDAD CON LAS REDES INALAMBRICAS.
- * MOVILIDAD PERSONAL Y DE TERMINALES.

3.- LOS SERVICIOS DE COMUNICACIONES PERSONALES SE BASARAN DE UNA COMBINACION DE SERVICIOS FIJOS Y MOVIL/INALAMBRICO CON EL FIN DE OFRECER UN SERVICIO ININTERRUMPIDO PUNTO A PUNTO AL USUARIO.

ANALISIS DE INTERFERENCIAS EN REDES DE SISTEMAS DE MICROONDAS.

LAS INTERFERENCIAS PRODUCIDAS ENTRE LOS ENLACES DE UNA MISMA RED O INTERFERENCIAS "INTRA-RED" SON CAUSAS PRINCIPALES DE LA DEGRADACION DEL RENDIMIENTO DE UNO O VARIOS ENLACES DE LA RED Y REPRESENTA EL MAYOR PROBLEMA A RESOLVER.

FUENTES DE INTERFERENCIA.

LAS PRINCIPALES FUENTES DE INTERFERENCIA "INTRA-RED" SON LA SIGUIENTES:

- 1.- CO-CANAL CON POLARIZACION CRUZADA O CO-POLARIZADO, figura (a).
- 2.- CANAL ADYACENTE CO-POLARIZADO O CON POLARIZACION CRUZADA, figura (b)
- 3.- FRENTE A ESPALDA DEL ENLACE OPUESTO, figura (c).

PROBLEMAS PRODUCIDOS POR INTERFERENCIAS.

UNA SEÑAL INTERFERENTE PRODUCE UN AUMENTO DE LA TASA DE ERROR (BER) A LA QUE OPERA EL ENLACE COMO RESULTADO DE LA DEGRADACION DEL MARGEN DE DESVANECIMIENTO DISPONIBLE.

LOS CASOS DE INTERFERENCIA MAS DESFAVORABLES OCURREN CUANDO EL ENLACE DE MICROONDAS INTERFERENTE OPERA EN CONDICIONES NORMALES DE PROPAGACIÓN Y EL RECEPTOR "VICTIMA" ESTA CERCANO A SU UMBRAL.

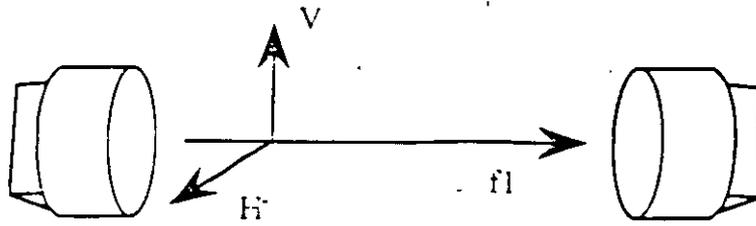


figura (a)

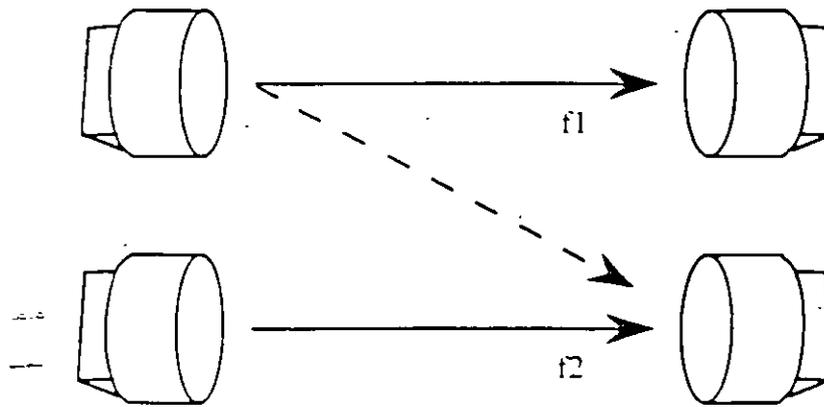


figura (b)

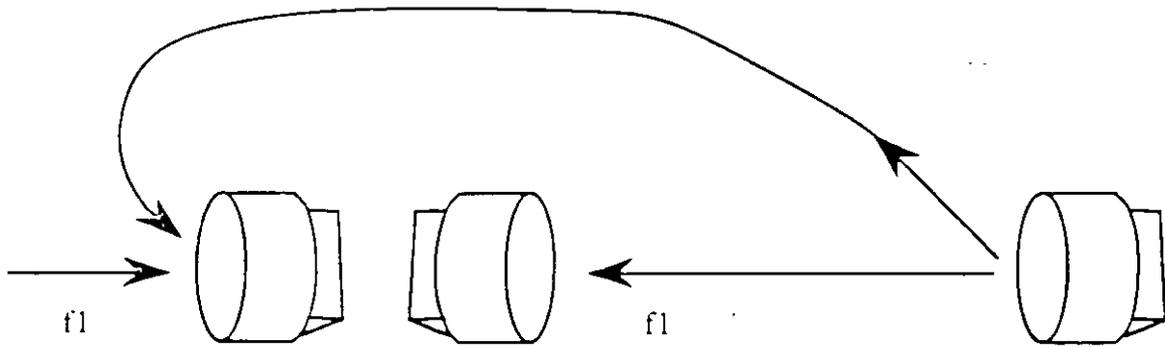


figura (c)

**SECRETARIA DE COMUNICACIONES Y TRANSPORTES
SUBSECRETARIA DE COMUNICACIONES Y DESARROLLO TECNOLOGICO
DIRECCION GENERAL DE REDES Y RADIOCOMUNICACION**

NOMBRE DE LA ESTACION	TIPO DE ESTACION	DOMICILIO DE LA ESTACION	ALTURA DEL LUGAR ASNM (MTS)	ALTURA		TIPO CABLE DE TRANSMISION	LONGITUD LINEA DE TRANSMISION (MTS)	DISTANCIA ENTRE ESTACIONES (KMS)	COORDENADAS DEL LUGAR	
				TORRE (MTS)	ANTENA (MTS)				LATITUD	LONGITUD
NODO ZAPOPAN		PROL. AMERICAS # 248	1500	30	42	GUIA ONDA	0.3	5.28	20°43'38"	103°23'47"
INTERSYS DE MEXICO		AV. AVILA CAMACHO	1500	3	15	GUIA ONDA	0.3	5.28	20°40'49.8"	103°23'12.4"

RAZON SOCIAL

SISTEMA RADIADOR					AZIMUT		PERDIDA EN LINEAS DB	EQ. TRANSMISION		CAPACIDAD DE CANALES	
TIPO DE ANTENA	DIAMETRO (MTS)	POLARIZACION	GANANCIA EN DBI	ANGULO DE APERTURA	ANTERIOR	POSTERIOR		POTENCIA RADIADA APARENTE		INICIAL	TOTAL
								dBm	mW		
PARABOLICA	0.6	VERTICAL	44.3	0.9	169.09°	--	0.03	61.27	1339677	120	120
PARABOLICA	0.6	VERTICAL	44.3	0.9	349.09°	--	0.03	61.27	1339677	120	120

CLASE DE EMISION	14MOF7W
TASA DE TRANSMISION	8.418 MBPS
TIPO DE MODULACION	FSK
ANCHO DE BANDA DE RF	7 MHZ.
POTENCIA NOMINAL DE TX(dBm)	17 dBm
RANGO DE FRECUENCIA	37-38.6 GHZ.
SEPARACION DE CANAL	14 MHZ.
SEPARACION ENTRE TX Y RX	1260 MHZ.
HORARIO DE OPERACION	24 HORAS

NODO
NODO ZAPOPAN
PROL. AMERICAS # 248 COL. LOMA
BLANCA ZAPOPAN, JAL.
TX 38.4090 GHZ
RX 37.1490 GHZ
169.09°

SUCURSAL
INTERSYS DE MEXICO S.A. DE C.V.
AV. TERRANOVA # 295 1.- PISO
GUADALAJARA, JALISCO.
TX 37.1490 GHZ.
RX 38.4090 GHZ
349.09°

EQUIPO	MARCA	
	TIPO	MODELO
	MR	MR-40DR
Eb/No	NF	UMBRAL DE RECEPCION
	11 dB	-80 dBm
HOMOLOGACION S.C.T. No		



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

**VI CURSO INTERNACIONAL EN
TELECOMUNICACIONES**

MODULO I: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

DISEÑO DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

**EXPOSITORES: M. EN C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA
DR. JOSE LUIS MEDINA MONROY**

1997





**Telecomunicaciones Vía Microondas
DECFI, UNAM, Palacio de Minería
México D.F. 26-30 de mayo de 1997**

Diseño de Circuitos de Microondas

M.C. Arturo Velázquez Ventura y

Dr. José Luis Medina Monroy

CICESE

Dpto. Electrónica y Telecomunicaciones

Km. 107 Carretera Tijuana-Ensenada

Ensenada B.C. México



Diseño de Circuitos de Microondas

Contenido

I. INTRODUCCION

II. ELEMENTOS PARA EL DISEÑO DE AMPLIFICADORES

II.1 ESTABILIDAD

II.2 GANANCIA

II.3 FACTOR DE RUIDO

III. REDES DE ACOPLAMIENTO

III.1 CIRCUITOS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

III.2 CIRCUITOS CON ELEMENTOS DISTRIBUIDOS

III.3 TRANSFORMACION DE ELEMENTOS CONCENTRADOS A DISTRIBUIDOS

III.4 CIRCUITOS DE MICROCIANTA

IV. DISEÑO DE AMPLIFICADORES

IV.1 METODOLOGIA DE DISEÑO

IV.2 DISEÑO PARA BAJO RUIDO

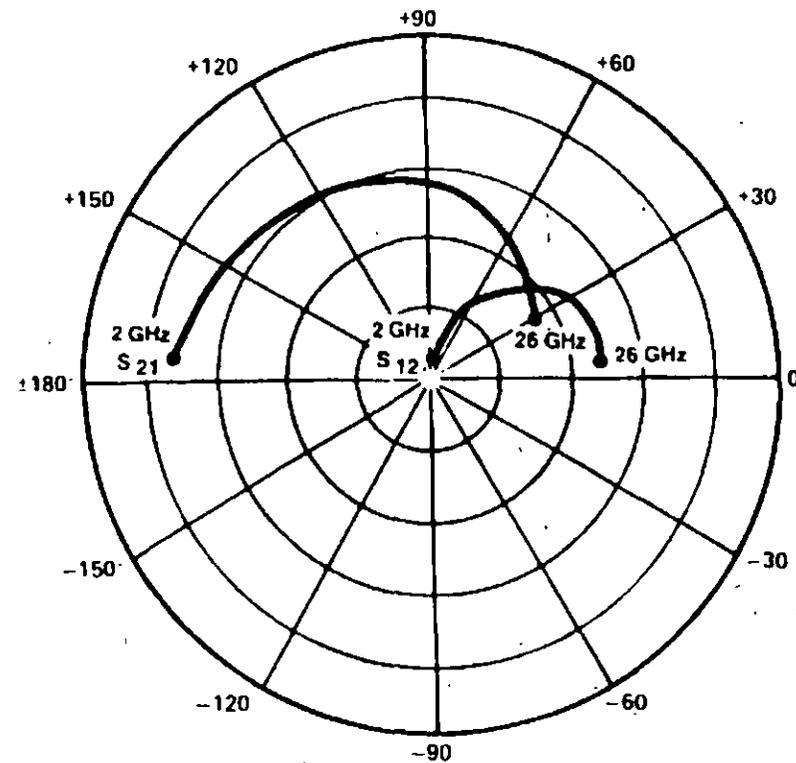
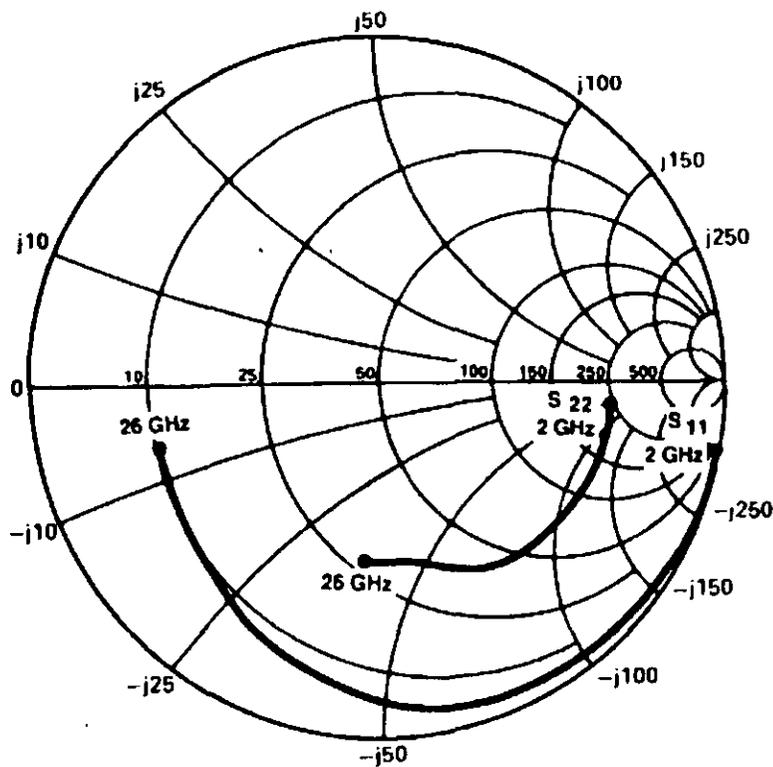
IV.3 DISEÑO PARA GANANCIA ELEVADA

IV.4 DISEÑO PARA POTENCIA

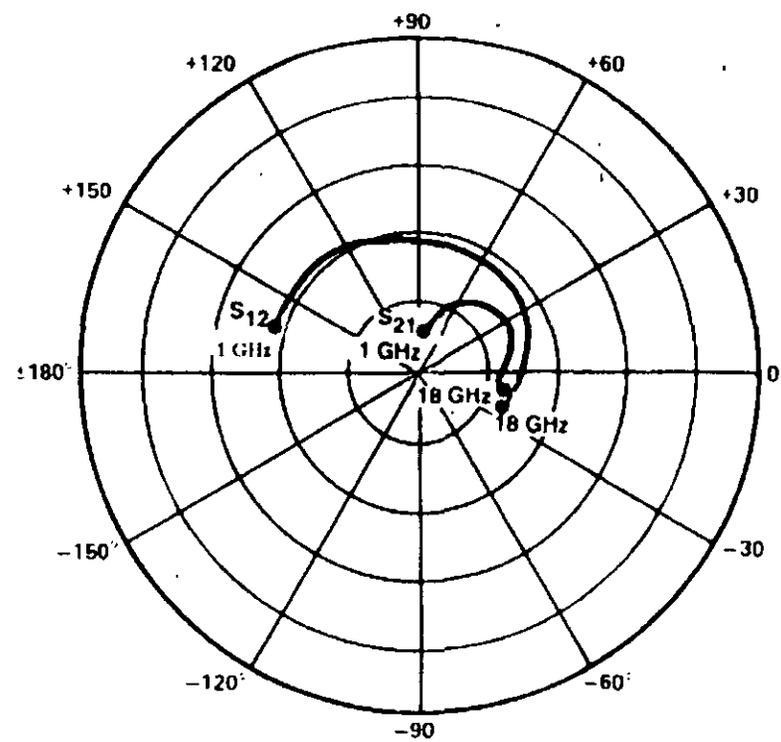
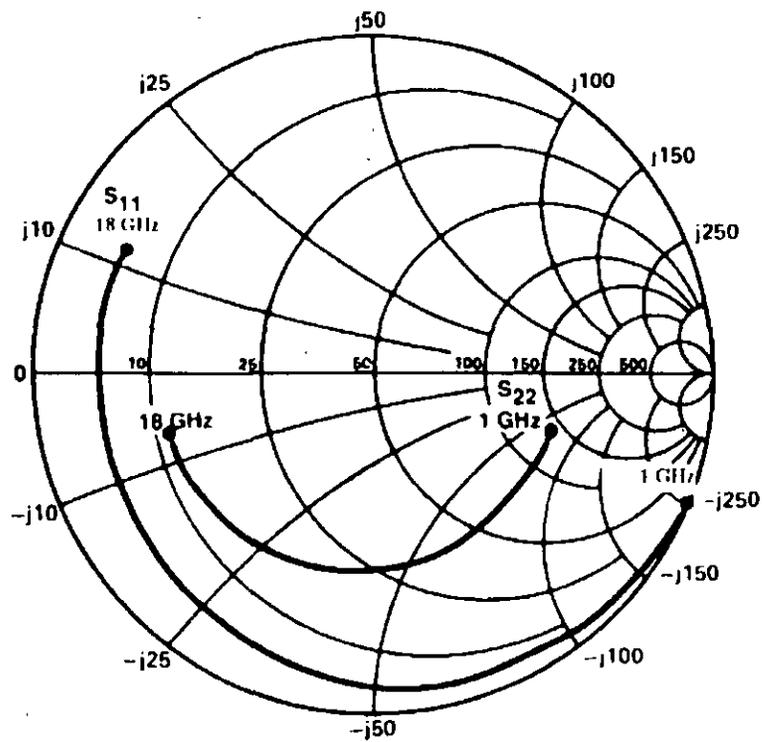
V. EJEMPLOS DE ANALISIS Y OPTIMIZACION



Parámetros "S" de un Transistor HEMT sin encapsular.



Parámetros "S" de un Transistor HEMT Encapsulado





Parámetros “S” Típicos

Parámetros de Dispersión “S” de un HEMT

Frec (GHz)	S11		S21		S12		S22	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.5	1.0	-7.1	2.18	172.6	0.006	83.7	.592	-6.0
1.0	0.998	-14.0	2.169	165.5	0.011	79.0	.591	-11.8
2.0	0.989	-27.8	2.139	151.3	0.021	68.8	.588	-23.5
3.0	0.979	-41.2	2.105	137.6	0.031	59.1	.584	-34.9
4.0	0.964	-54.8	2.066	123.7	0.039	49.0	.578	-46.4
5.0	0.945	-68.3	2.011	110.1	0.045	39.7	.570	-57.8
6.0	0.926	-81.4	1.939	96.6	0.050	30.7	.565	-69.3
7.0	0.909	-93.6	1.854	83.8	0.052	22.5	.562	-80.6
8.0	0.896	-104.6	1.777	71.7	0.053	15.7	.564	-90.9
9.0	0.885	-114.9	1.708	60.3	0.053	9.8	.567	-100.6
10.0	0.874	-125.1	1.651	49.0	0.053	4.9	.573	-109.9
11.0	0.861	-135.0	1.595	38.0	0.052	0.7	.576	-118.8
12.0	0.848	-144.6	1.541	27.2	0.051	-3.1	.580	-127.9
13.0	0.839	-153.5	1.486	16.9	0.049	-5.6	.585	-136.4
14.0	0.832	-162.0	1.446	6.6	0.048	-6.6	.592	-145.0
15.0	0.826	-170.1	1.415	-3.4	0.048	-7.3	.602	-152.6
16.0	0.817	-178.4	1.392	-13.5	0.049	-8.0	.609	-160.2
17.0	0.805	173.4	1.371	-23.7	0.051	-9.5	.619	-167.4
18.0	0.793	165.3	1.363	-33.9	0.054	-11.9	.625	-174.3



Parámetros de ruido típicos

Parámetros de Ruido de un HEMT

Frec (GHz)	Fmin (dB)	Mag.	Γ_o Ang.	rn	Ga (dB)
2.0	0.35	0.76	29	0.77	18
4.0	0.40	0.76	57	0.60	15
6.0	0.50	0.70	82	0.41	13
8.0	0.70	0.61	110	0.28	12
10.0	0.90	0.55	141	0.14	11
12.0	1.1	0.50	168	0.10	10
14.0	1.2	0.46	-161	0.09	9.0
16.0	1.35	0.44	-137	0.07	8.5
18.0	1.5	0.43	-113	0.05	8.0

CONDICIONES:

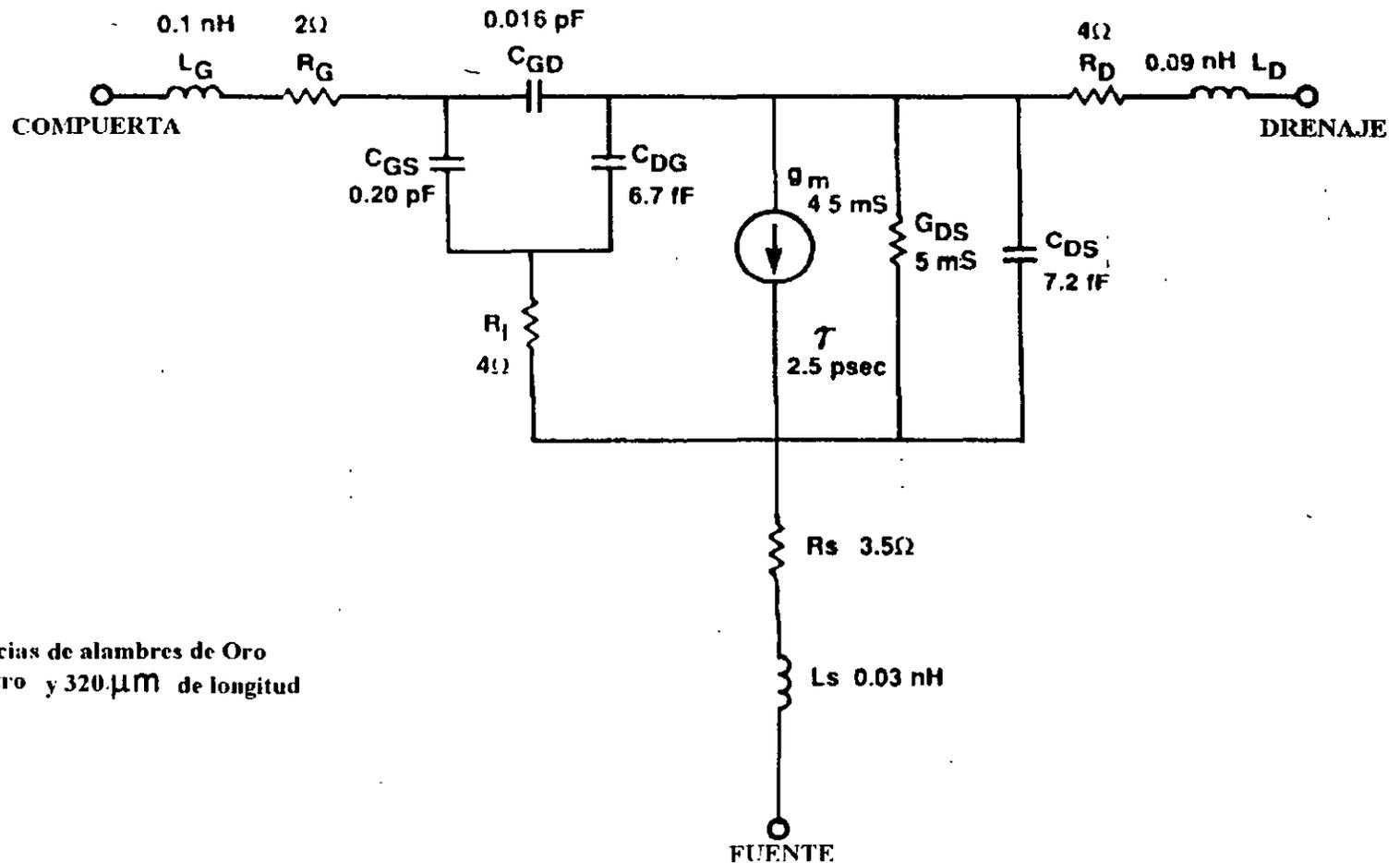
-Temperatura = 25 C

-Vds = 2.0 V

-Ids = 10 mA.



Modelo de Transistor de Microondas



$I_{DS} = 10 \text{ mA}$

$V_{DS} = 2 \text{ V}$

$L_G = 0.3 \text{ } \mu\text{m}$

$W_G = 200 \text{ } \mu\text{m}$

Se incluyen Inductancias de alambres de Oro de $20 \text{ } \mu\text{m}$ de diámetro y $320 \text{ } \mu\text{m}$ de longitud

Compuerta (n = 2)

Drenaje (n = 2)

Fuente (n = 6)



Obtención del Modelo de circuito equivalente de un MESFET

➤ Mediciones en el régimen estático:

Se miden las características de DC (I_{dss} , g_m , curvas I-V)

Se obtienen los elementos independientes de la frecuencia (R_g , R_d , R_s , R_i y g_m).

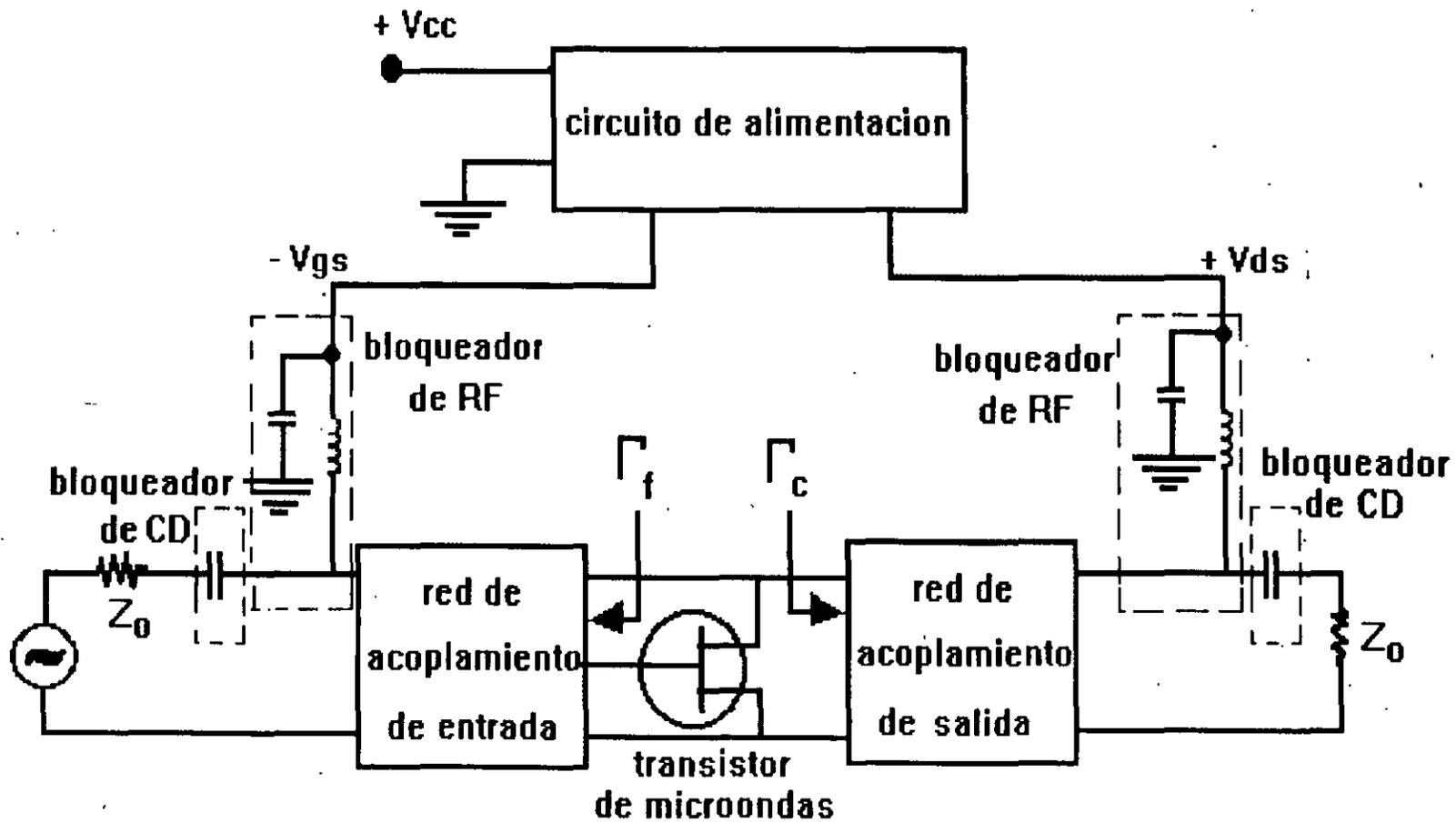
➤ Mediciones en el régimen dinámico:

Se miden los parámetros “S” mediante un analizador de redes

Se obtienen los elementos reactivos dependientes de la frecuencia (L_g , L_d , L_s , C_{gs} , C_{dg} , C_{ds} y C_{dg}).



Componentes de un amplificador





ELEMENTOS PARA EL DISEÑO

① ESTABILIDAD

La estabilidad se considera como la resistencia de un bipuerto a oscilar. Las oscilaciones se producen cuando el puerto de entrada o de salida presentan característica de resistencia negativa.

② GANANCIA

La ganancia de potencia describe la capacidad de amplificación de un bipuerto. Se define como la relación de la potencia de salida sobre la potencia de la entrada.

③ FIGURA DE RUIDO

La figura de ruido describe cuantitativamente el comportamiento de un amplificador con ruido. Se define como la relación de la potencia disponible de ruido a la salida sobre la potencia disponible de ruido a la salida debido a ruido térmico.



ESTABILIDAD

- ☞ La estabilidad representa una medida de la oposición o resistencia de un bipuerto a oscilar.
- ☞ Las oscilaciones se presentan cuando el puerto de entrada o el de salida exhiben una característica de resistencia negativa.
- ☞ Un bipuerto puede ser:
 - ⇒ Incondicionalmente Estable
 - ⇒ Potencialmente Inestable



ESTABILIDAD (Análisis mat.)

➤ Un dispositivo o bipuerto se considera incondicionalmente estable si se cumple alguna de estas condiciones:

$$\textcircled{1} \quad \mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|} > 1$$

o bien:

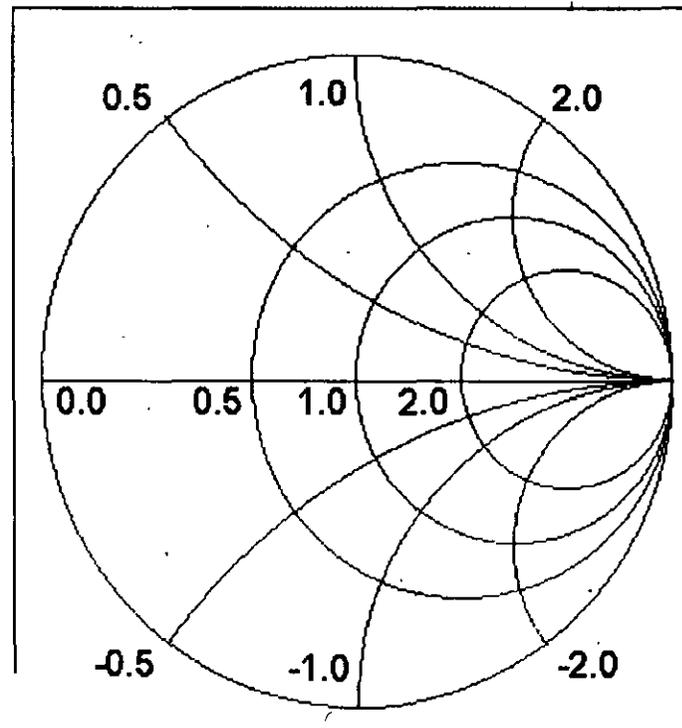
$$\textcircled{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \\ |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \end{array} \right.$$



ESTABILIDAD (Análisis gráfico)

- El objetivo es determinar las regiones en las que se puede seleccionar impedancias de entrada y salida en condiciones estables

★ CARTA DE SMITH





CIRCULOS DE ESTABILIDAD

➤ El lugar geométrico de valores de coeficiente de reflexión de fuente Γ_f para $|\Gamma_{sal}| = 1$ llamado círculo de estabilidad de la entrada (C.E.E.):

◆ Centro en:
$$C_f = \frac{(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

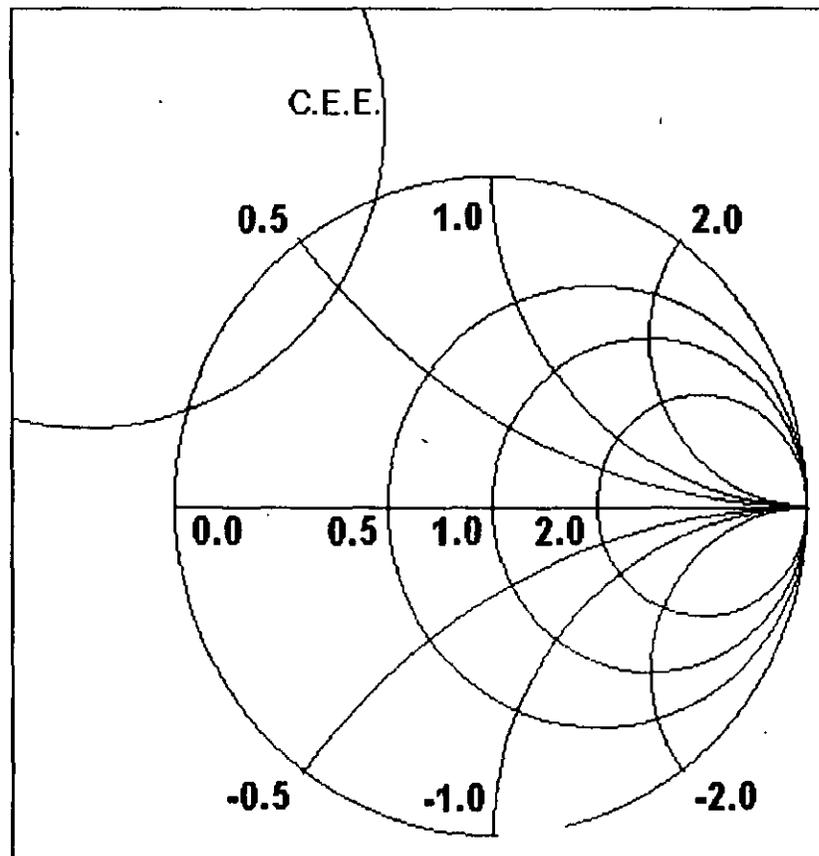
y

◆ Radio:
$$R_f = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$



CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA ENTRADA, C.E.E.

- La región estable puede estar afuera o adentro del círculo de estabilidad.





CIRCULOS DE ESTABILIDAD

- El lugar geométrico de valores de coeficiente de reflexión de carga Γ_c para $|\Gamma_{ent}|=1$ llamado círculo de estabilidad de la salida (C.E.S.):

$$\text{Centro en: } C_c = \frac{(S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

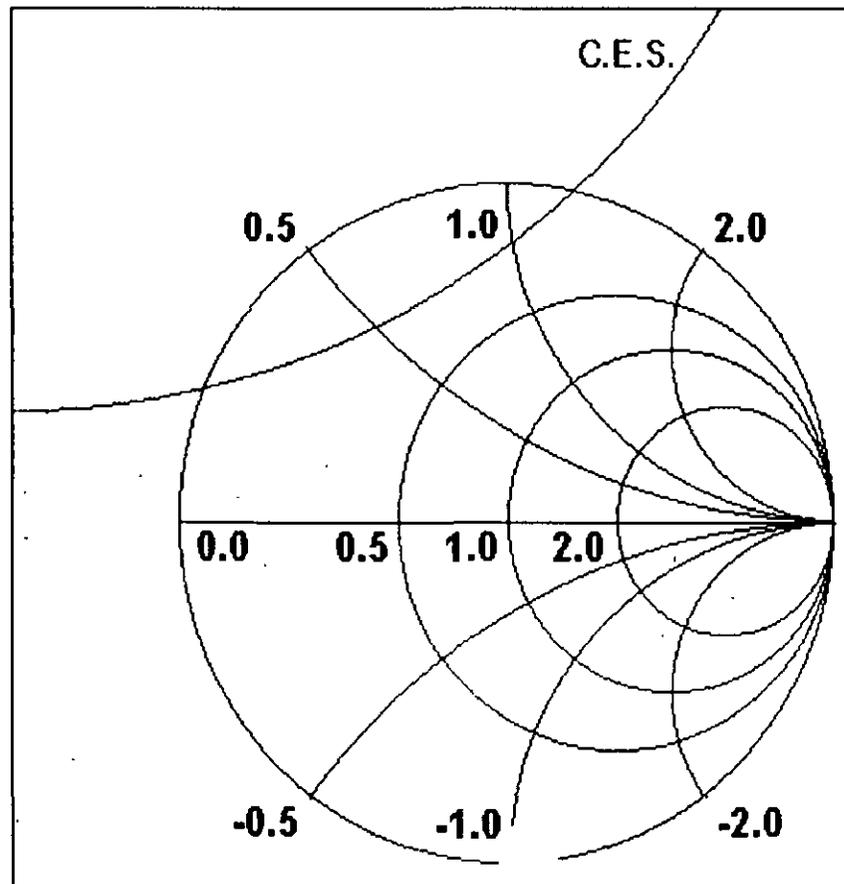
y

$$\text{Radio: } R_c = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$



CIRCULO DE ESTABILIDAD DE LA SALIDA, C.E.S.

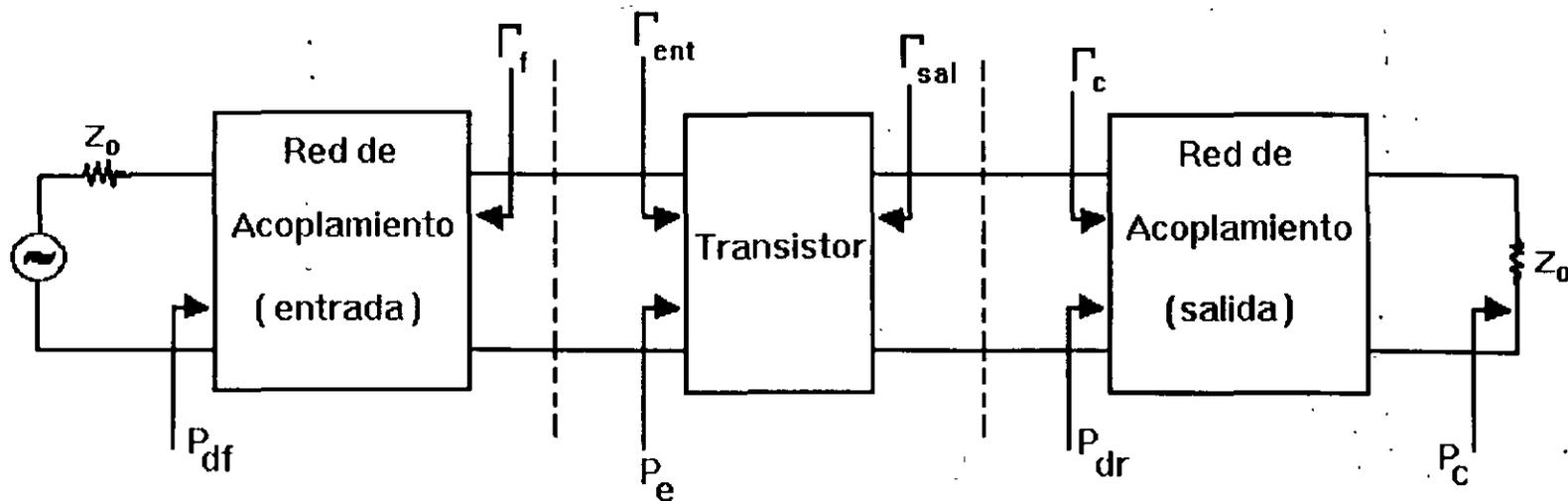
- La región estable puede estar afuera o adentro del círculo de estabilidad.





Potencias y Coeficientes de Reflexión

Diagrama a bloques de un amplificador





GANANCIA DE UN BIPUERTO

☞ Ganancia de transductor

$$G_t = \frac{P_c}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia} \cdot \text{entregada} \cdot \text{a} \cdot \text{la} \cdot \text{carga}}{\text{Potencia} \cdot \text{disponible} \cdot \text{de} \cdot \text{la} \cdot \text{fuente}}$$

☞ Ganancia disponible

$$G_d = \frac{P_{dr}}{P_{df}} = \frac{\text{Potencia} \cdot \text{disponible} \cdot \text{de} \cdot \text{la} \cdot \text{red}}{\text{Potencia} \cdot \text{disponible} \cdot \text{de} \cdot \text{la} \cdot \text{fuente}}$$

☞ Ganancia de operación

$$G_p = \frac{P_c}{P_e} = \frac{\text{Potencia} \cdot \text{entregada} \cdot \text{a} \cdot \text{la} \cdot \text{carga}}{\text{Potencia} \cdot \text{entregada} \cdot \text{a} \cdot \text{la} \cdot \text{red}}$$



Acoplamiento con dos segmentos de líneas de transmisión en serie

- En este método se proporcionan valores realizables físicamente al primer elemento: Z_1 y θ_1 y se calcula la impedancia intermedia Z_x localizada entre los elementos 1 y 2 por

$$Z_x = Z_1 \left[\frac{(R_a + jX_a) + jZ_1 \tan \theta_1}{Z_1 + j(R_a + jX_a) \tan \theta_1} \right]$$

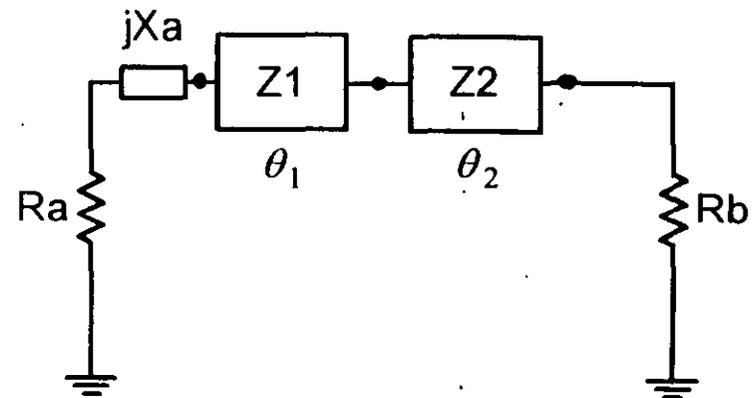
- Se calculan Z_2 y θ_2 por:

$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_x(R_b)^2 - (R_x^2 + X_x^2)R_b}{R_b - R_x}}$$

y

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{Z_2(R_x - R_b)}{-R_b X_x} \right]$$

- Si el valor dentro del radical de Z_2 es negativo ó bien los valores obtenidos Z_2 y θ_2 no son valores realizables, entonces Z_1 y θ_1 se cambian por otros nuevos valores y se repite el proceso.





Acoplamientos mediante segmentos de líneas de transmisión en serie

Acoplamientos con líneas de transmisión

- Se utilizan segmentos de línea de transmisión en serie de impedancia Z_0 y longitud eléctrica θ_0 calculadas respectivamente por

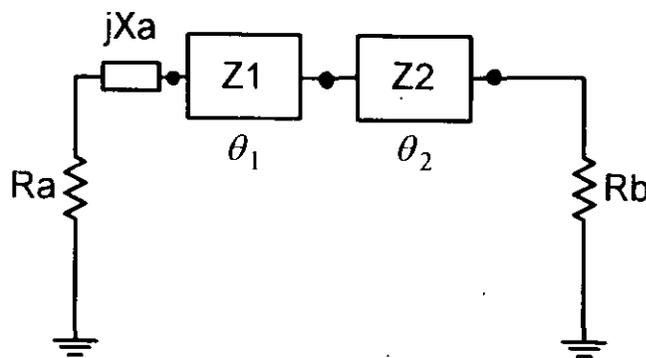
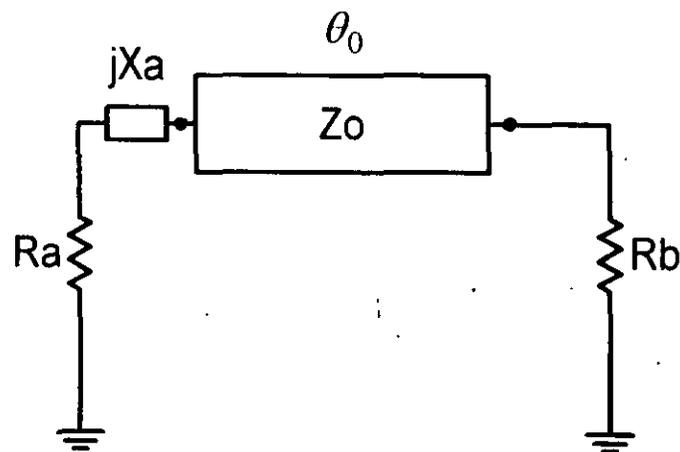
$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_a(R_b)^2 - (R_a^2 + X_a^2)R_b}{R_b - R_a}} \quad \text{y} \quad \theta_0 = \text{Tan}^{-1} \left[\frac{Z_0(R_a - R_b)}{-R_b X_a} \right]$$

- Limitaciones:**

Acoplamiento imposible para valores dentro del radical < 0 .

Cuando $\theta_0 < 0$, entonces: $\theta_0 = \theta_0 + 180^\circ$

- Cuando el valor dentro del radical es negativo, el acoplamiento con un solo elemento es imposible y se deben usar dos o más elementos de la forma:

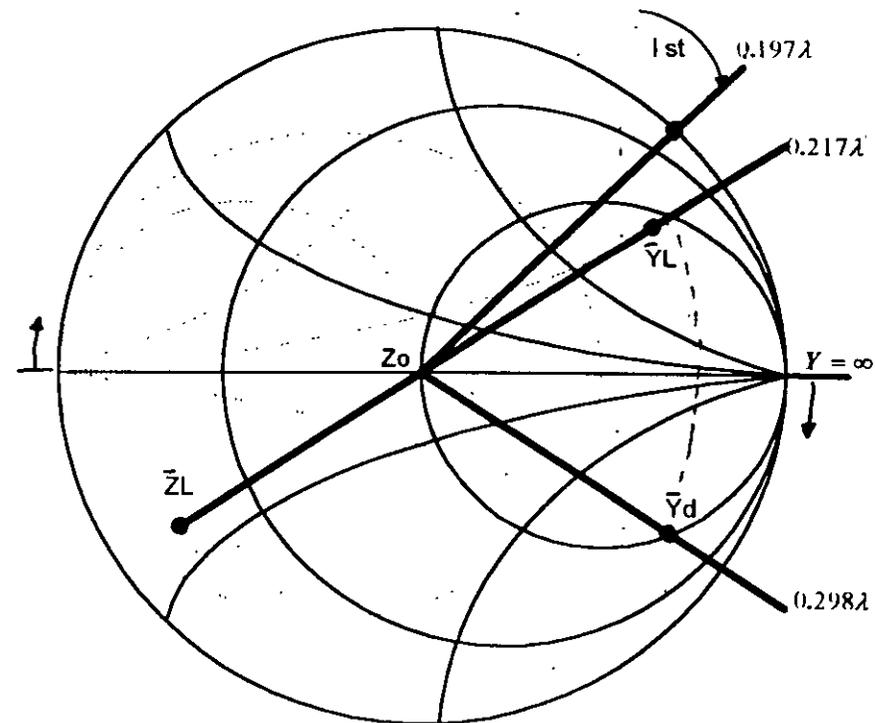




Continuación de ejemplo de acoplamiento

- La distancia d del stub a la carga se determinará de las lecturas en fracciones de longitud de onda hacia el generador: $d = (0.298\lambda - 0.217\lambda) = 0.081\lambda$
- Si la frecuencia es 4 GHz, $\lambda = 7.5$ cm, por lo tanto la longitud física será: $d = 0.081(7.5) = 6.075$ mm
- La longitud del stub con impedancia $Z_{st} = 50\Omega$ se determinará encontrando primero la susceptancia con la cual contribuye.
- Se debe cumplir: $\bar{y}_{11} = \bar{y}_d \pm \bar{y}_{st} = 1$; $\bar{y}_{st} = \bar{y}_{11} - \bar{y}_d$
 $\bar{y}_{st} = 1 - (1 - j2.9) = +j2.9$
- Entonces el stub capacitivo $\bar{y}_{st} = j2.9$ deberá cancelar la susceptancia inductiva $-j2.9$ de \bar{y}_d .
- Trazando en la carta $\bar{y}_{st} = 0 + j2.9$ la distancia en fracciones de λ correspondiente es 0.197λ , entonces la longitud del stub se encuentra del punto en cortocircuito ($y = \infty$) $\implies 0.25\lambda$ al punto correspondiente a la susceptancia vista por el stub.
 $\ell_{stub} = (0.25 + 0.197)\lambda = 0.447\lambda$ y $Z_{st} = 50\Omega$
 $\ell_{stub} = 0.447(7.5) = 3.35$ cm.

Acoplamiento con elementos distribuidos





Ejemplo de acoplamiento

- **Ejemplo .-** Acoplar una línea con impedancia característica $Z_0 = 50\Omega$ a una carga $Z_L = 5.75 - j10.4$ utilizando un stub en corto. Calcular la distancia d a la cual hay que poner un stub con impedancia $Z_{sc} = 50\Omega$ y calcular la longitud ℓ_s del stub a la frecuencia de 4 GHz

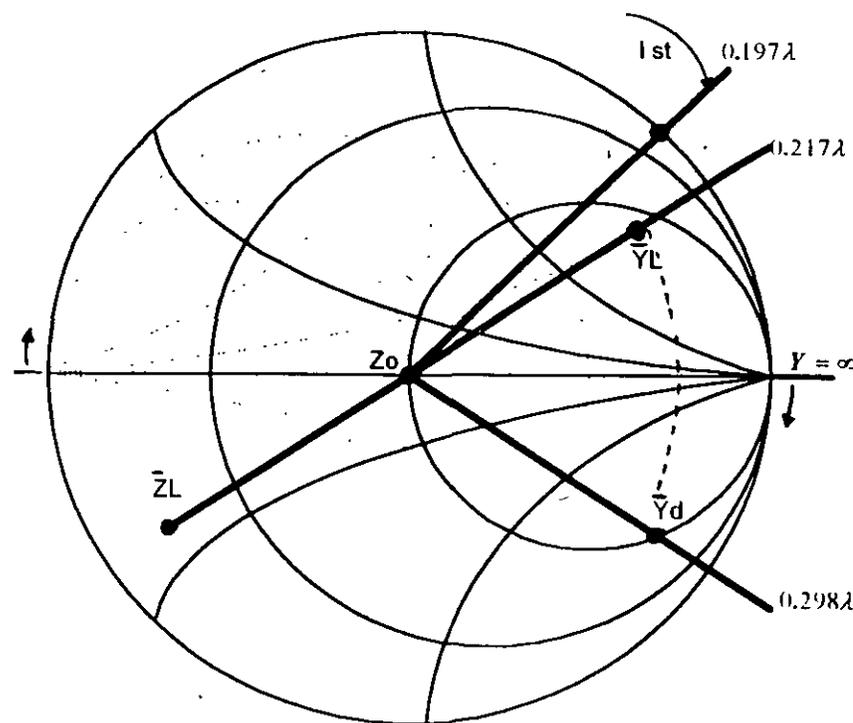
- **Solución:**

- Se tiene que para trazar en una Carta $Z_L = 5.75 - j10.4$ se debe normalizar: $\bar{Z}_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 0.1115 - j0.208$

la cual se traza de la Carta de Smith.

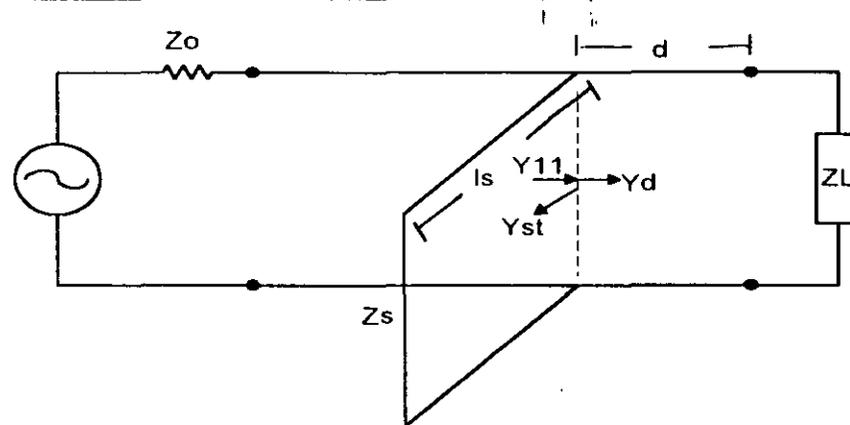
- Como el stub es un elemento en paralelo se determina su admitancia haciendo una rotación de 180° en la carta resultando $\bar{Y}_L = 2.0 + j3.7$
- Con el propósito de encontrar la distancia d que haga que al acoplar un stub en ese punto, la parte real de $y_d = y_0$. Efectuando una rotación de la carga hacia el generador hasta que encuentre un círculo unitario donde la parte real de \bar{y}_d sea $G=1$, en ese punto la admitancia será: $\bar{y}_d = 1 - j2.9$

Acoplamiento con elementos distribuidos





Método gráfico utilizando stub's



- Otro caso típico de acoplamiento se presenta cuando una línea de transmisión con impedancia característica Z_0 se debe de acoplar a un sistema receptor, transmisor, antena, etc. que presenta una impedancia de carga Z_L .
- Se utilizan stubs con impedancias Z_S y longitud l_S el cual debe estar localizado una distancia d de la carga.
- Para obtener la máxima transferencia de potencia del generador se requiere que $Y_{11} = Y_0$ donde Y_{11} es la admitancia total (línea + stub) $Y_{11} = Y_d \pm Y_{st}$
- El stub debe mostrar una susceptancia pura (inductiva o capacitiva) y debe estar localizado a una distancia d de la carga donde se cumpla: $Y_{11} = Y_d \pm Y_{st}$ para valores normalizados.
- Este problema se puede resolver gráficamente utilizando la carta de Smith donde se determinan :
 Z_S, l_S, d



Acoplamiento con elementos distribuidos

Acoplamiento con elementos en paralelo "stubs"

El procedimiento de acoplamiento para este tipo de red, cambia de la siguiente manera:

1. Se calcula la impedancia del transformador de un cuarto de onda por.

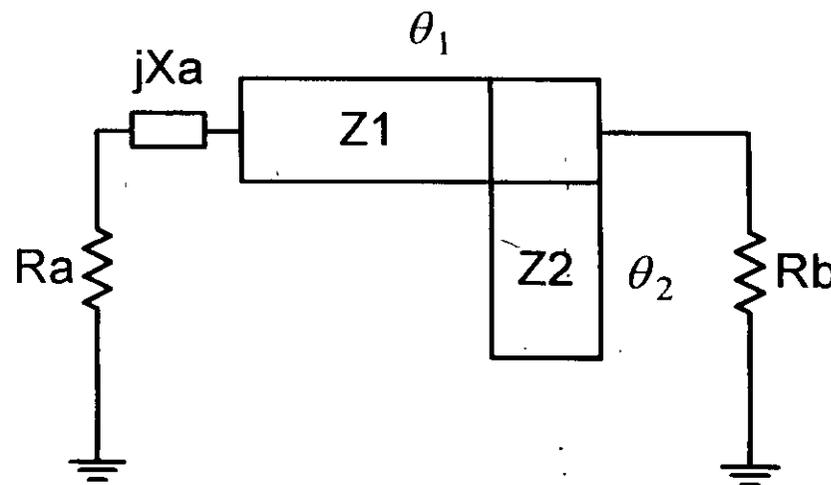
$$Z_1 = \sqrt{RaRb}, \text{ donde } \theta_1 = 90^\circ$$

2. Se proporciona un valor a la impedancia del stub físicamente realizable.
3. Se calcula la longitud eléctrica para el stub

$$\text{abierto: } \theta_2 = \tan^{-1} \left[-\frac{Z_2 X_a}{RaRb} \right]$$

$$\text{corto: } \theta_2 = \tanh^{-1} \left[\frac{RaRb}{X_a Z_2} \right]$$

cuando es negativa, se hace: $\theta_2 = \theta_2 + 180^\circ$





Acoplamiento con elementos distribuidos

Acoplamiento con elementos en paralelo "stubs"

Este tipo de acoplamiento se puede efectuar mediante la siguiente metodología.

1. Se tiene una impedancia compleja Z_a que debe acoplarse a una impedancia de carga real R_b por un circuito como el de la figura, donde:

$$Z_a = R_a + jX_a$$

2. Dado que el "stub" es un circuito en paralelo, se determina su admitancia:

$$Y_a = \frac{R_a}{R_a^2 + X_a^2} - j \frac{X_a}{R_a^2 + X_a^2} = G_a - jB_a$$

3. Se proporciona un valor a la impedancia del stub físicamente realizable.

4. Se calcula la longitud eléctrica para el stub

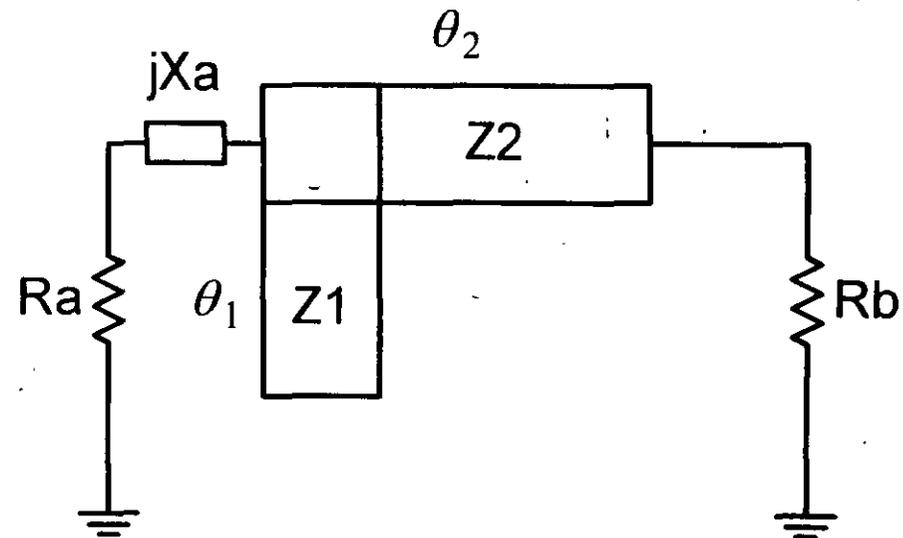
$$\text{abierto: } \theta_1 = \tan^{-1}[-Z_1 B_a]$$

$$\text{corto: } \theta_1 = \tanh^{-1} \left[\frac{1}{Z_1 B_a} \right]$$

cuando es negativa, se hace. $\theta_1 = \theta_1 + 180^\circ$

5. Se calcula la impedancia del transformador.

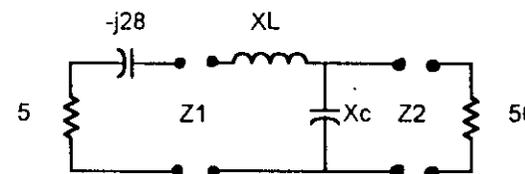
$$Z_2 = \sqrt{\frac{R_b}{G_a}}; \text{ donde: } \theta_2 = 90^\circ$$





Ejemplo de Acoplamiento con elementos concentrados.

Acoplar una impedancia $Z_1=5-j28$ a una impedancia $Z_2= 50$ Ohms por una red LC.



Respuesta:

$$\bar{Z}_1 = \frac{Z_1}{Z_0} = 0.1 - j0.56$$

al cruzar $\bar{G}=1$ se tiene $\bar{Z}_x = 0.1 + j0.3$

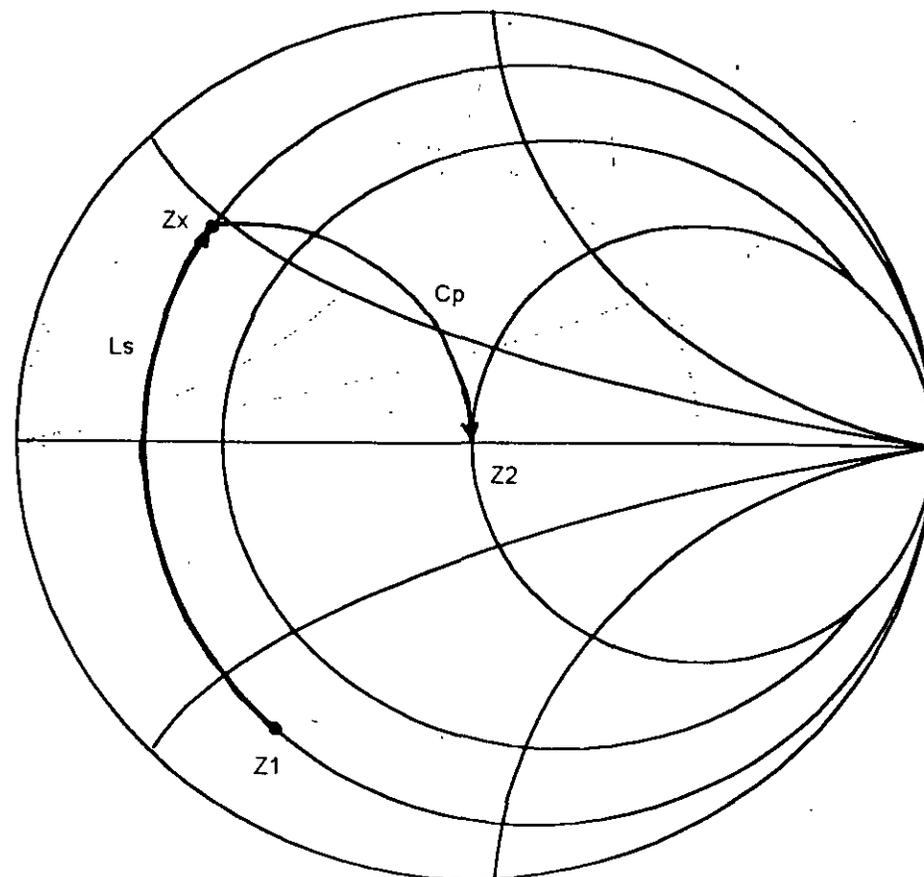
$$\bar{X}_L = \bar{X}_x - \bar{X}_1 = 0.3 - (-0.56) = 0.86j$$

$$X_L = \bar{X}_L(50) = j43$$

$$\bar{X}_C = -\frac{1}{\bar{B}_x} = -\frac{1}{j\beta} = -j0.3333j$$

$$X_C = \bar{X}_C(50) = -j16.67$$

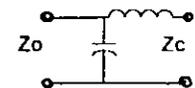
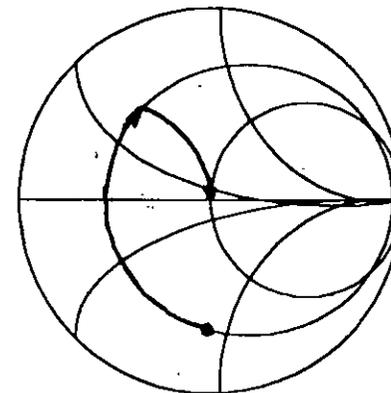
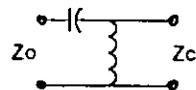
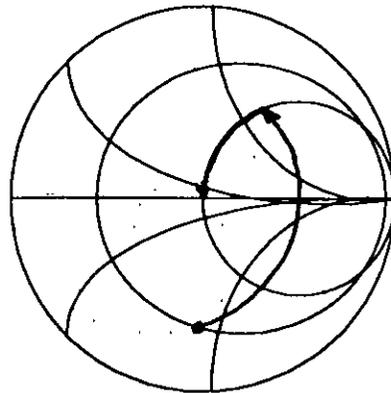
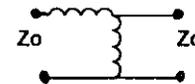
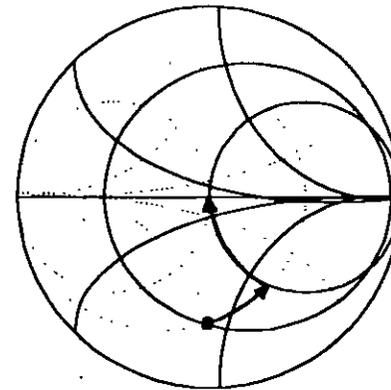
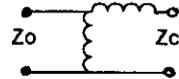
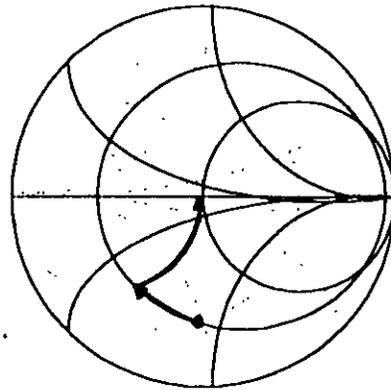
$$L = \frac{X_L}{2\pi f}; C = \frac{1}{2\pi f X_C}$$





Acoplamientos con elementos concentrados

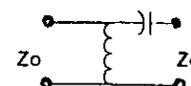
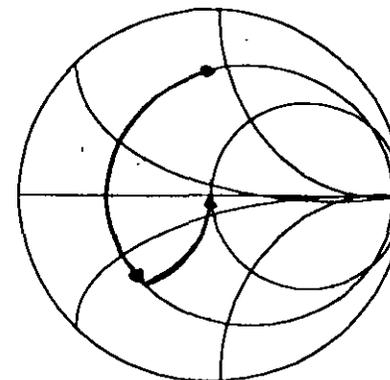
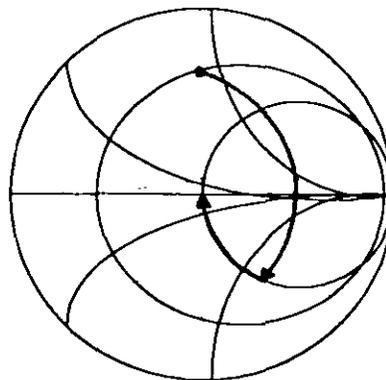
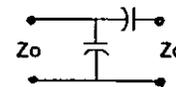
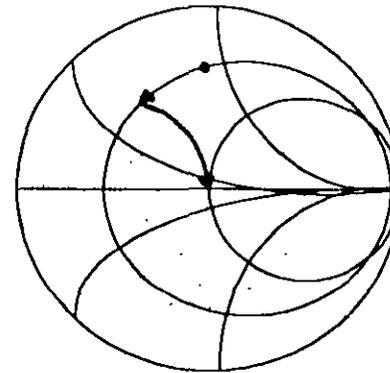
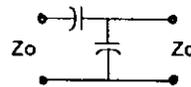
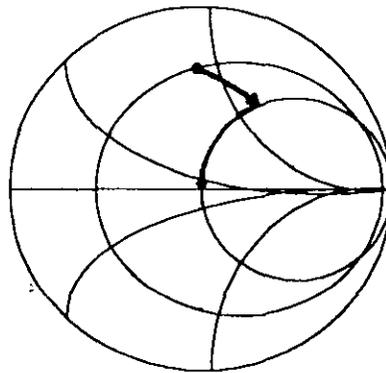
Acoplamientos con elementos concentrados





Acoplamientos con elementos concentrados

Acoplamientos con elementos concentrados

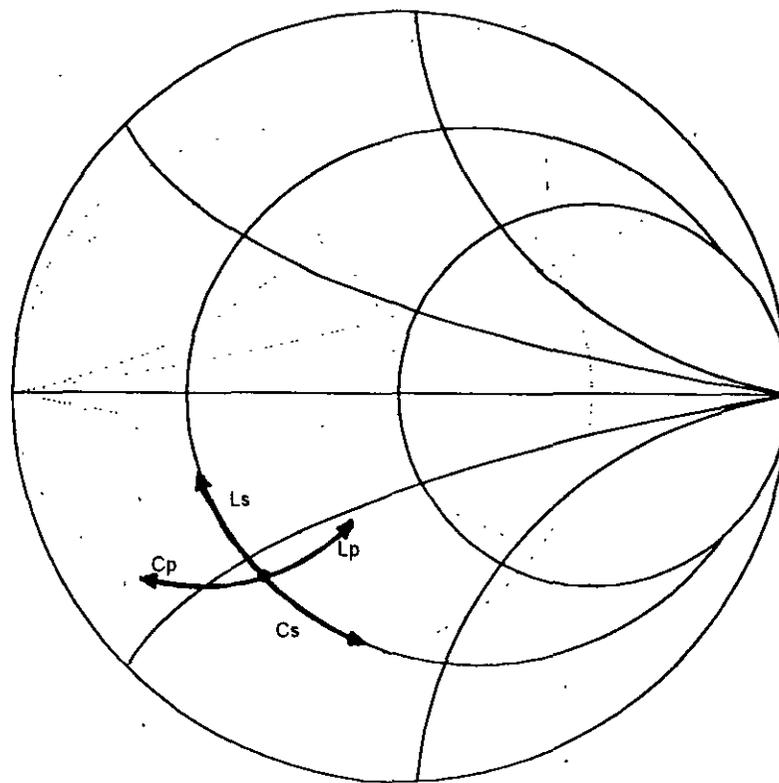




Acoplamiento con elementos concentrados

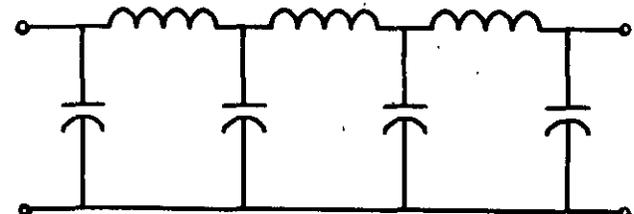
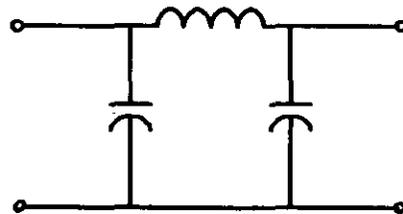
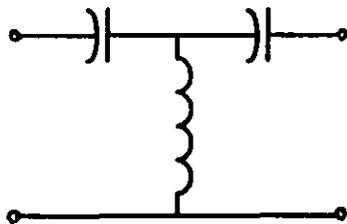
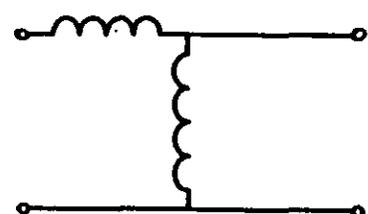
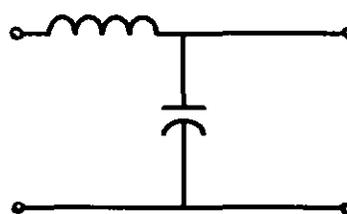
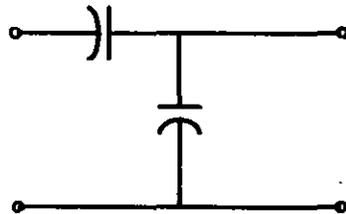
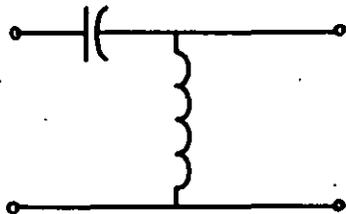
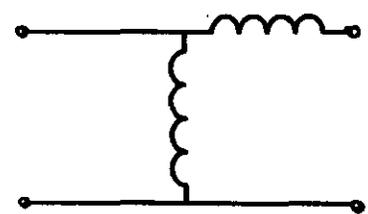
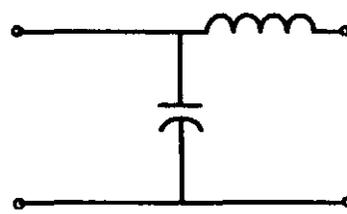
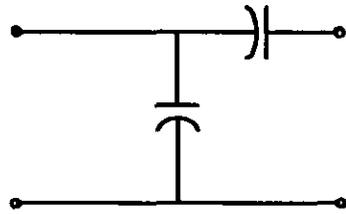
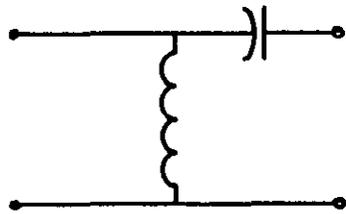
- ☛ Elemento en serie \Rightarrow
Círculos de resistencia constante.
- ☛ Elemento en paralelo \Rightarrow
Círculos de conductancia constante.
- ☛ Inductores \Rightarrow Hacia la parte superior ($+jX$).
- ☛ Capacitores \Rightarrow Hacia la parte inferior ($-jX$).
- ☛ Se consideran los círculos de resistencia y conductancia unitaria.

Acoplamiento con elementos concentrados





Topologías de Redes de Acoplamiento





Circuitos con elementos concentrados

- ☛ El acoplamiento se realiza por medio de inductancias y capacitancias.
- ☛ Se aplican a circuitos de baja frecuencia.
- ☛ En altas frecuencias, se realiza el acoplamiento y se transforma a elementos distribuidos.
- ☛ Es posible acoplar impedancias reales a complejas o entre impedancias complejas.
- ☛ Se pueden obtener varias topologías (“L”, “T”, “PI” o redes escalera).



Casos típicos de acoplamiento



Acoplamiento resistivo



Acoplamiento resistivo-complejo

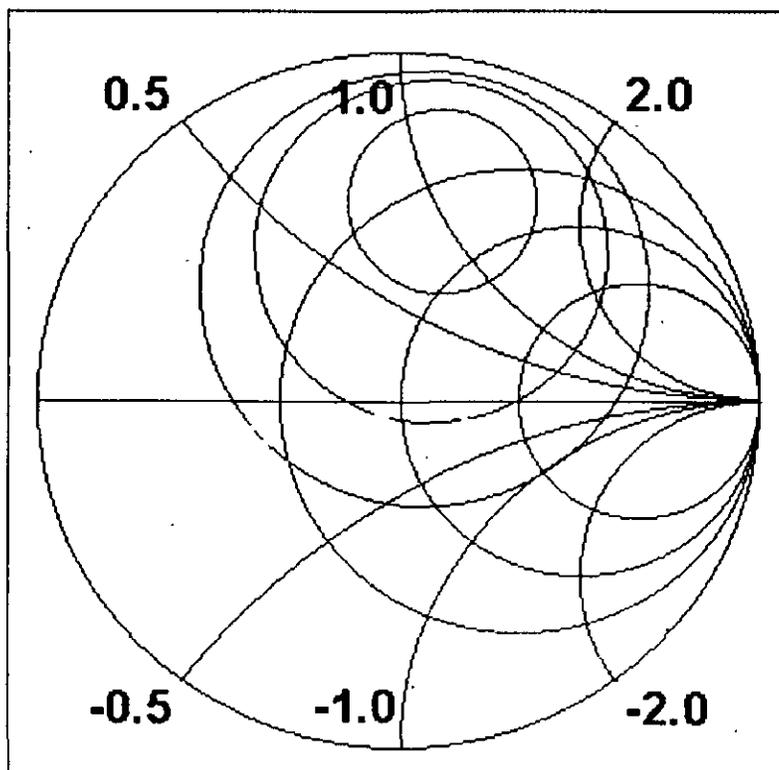


Acoplamiento complejo-complejo



CIRCULOS DE FIGURA DE RUIDO

- El centro de cada círculo de figura de ruido se localiza a lo largo del vector Γ_{opt}





Redes de Acoplamiento

- En un sistema de líneas de transmisión, en general las impedancias del generador y la carga no son iguales a la impedancia característica de la línea. Esto provoca un desacoplamiento que se puede mejorar si se insertan redes de acoplamiento las cuales aseguran una máxima transferencia de potencia al hacer un acoplamiento conjugado.
- El desacoplamiento se especifica en términos de: un coeficiente de reflexión, pérdidas por regreso o relación de onda estacionaria:

$$\Gamma = \left[\frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} \right] \text{ donde: } (0 \leq \Gamma \leq 1)$$

$$PR = -20 \log |\Gamma|$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

- Se tienen casos típicos de acoplamiento entre: un generador y una carga, un transmisor o receptor a una antena, un filtro a un amplificador o un transistor a una carga.

Tipos de circuitos

- Circuitos con elementos concentrados (bajas frecuencias): Resistencias, Capacitancias e Inductancias.**
- Circuitos con elementos distribuidos (altas frecuencias):**
 - ⇒ Segmentos de línea de transmisión en serie (transformador de un cuarto de longitud de onda),
 - ⇒ segmento de línea de transmisión en paralelo ("stubs") como el stub abierto y el stub en corto.
- Características de ancho de banda:**
 - ⇒ Banda angosta (<10% de f_0). Se diseñan de manera analítica o gráfica empleando elementos concentrados.
 - ⇒ Banda ancha (2 o 3 octavas). Se diseñan mediante el método de síntesis de redes o el de optimización de redes.



FIGURA DE RUIDO

- En una red lineal de dos puertos, los parámetros de ruido se relacionan con la admitancia de fuente Y_f :

$$Y_f = G_f + jB_f$$

- La siguiente ecuación permite calcular la figura de ruido de un amplificador de una etapa:

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{G_f} \left[(G_f - G_{\text{opt}})^2 + (B_f - B_{\text{opt}})^2 \right]$$



FIGURA DE RUIDO

- Existe un valor de admitancia de fuente óptimo para obtener el mínimo ruido, F_{min} , de un amplificador:

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$$

- También existe una resistencia equivalente de ruido que representa la degradación en el comportamiento de ruido:

$$r_n = \frac{R_n}{Z_0}$$

- Los parámetros de ruido son: F_{min} , Y_{opt} y r_n



FIGURA DE RUIDO

- Las admitancias se pueden representar por medio de los coeficientes de reflexión:

$$Y_{\text{opt}} = \frac{1 - \Gamma_{\text{opt}}}{1 + \Gamma_{\text{opt}}} \quad \text{y} \quad Y_{\text{f}} = \frac{1 - \Gamma_{\text{f}}}{1 + \Gamma_{\text{f}}}$$

- Substituyendo estas expresiones en la ecuación de la figura de ruido se obtiene:

$$F = F_{\text{min}} + \frac{4 \cdot r_n |\Gamma_{\text{f}} - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_{\text{f}}|^2) \cdot |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2}$$



CIRCULOS DE FIGURA DE RUIDO

- El lugar geométrico de valores de coeficiente de reflexión que proporcionan un mismo valor de figura de ruido es un círculo con:

Centro en:
$$C_{Fi} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i}$$

Radio:
$$R_{Fi} = \frac{1}{1 + N_i} \cdot \sqrt{N_i^2 + N_i \left(1 - |\Gamma_{opt}|^2\right)}$$

donde
$$N_i = \frac{F_i - F_{min}}{4 \cdot r_n} \cdot |1 + \Gamma_{opt}|^2$$



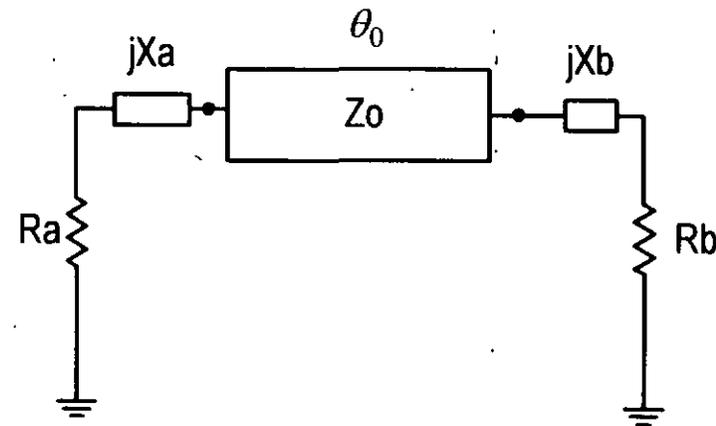
Acoplamiento complejo-complejo

- El acoplamiento entre dos impedancias complejas se lleva a cabo con segmentos de línea de transmisión en serie, donde su impedancia Z_0 y longitud eléctrica θ_0 se calculan por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R_a^2 + X_a^2)R_b - (R_b^2 + X_b^2)R_a}{R_a - R_b}}$$

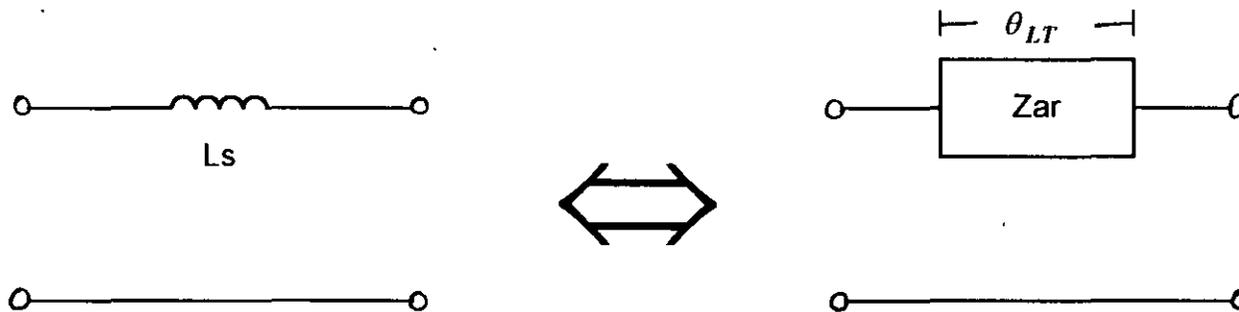
$$\theta_0 = \text{Tan}^{-1} \left[\frac{Z_0(R_b - R_a)}{X_a R_b - X_b R_a} \right]$$

- Estos elementos tienen limitaciones algunas veces, haciendo el acoplamiento imposible.
- Para resolver este problema, se emplean dos o más elementos.





Transformación de elementos concentrados a distribuidos



Inductor en serie

- Tiene su equivalente a una línea de transmisión en serie de alta impedancia.
- Se proporciona un valor Z_{0r} lo más alto realizable y se calcula θ_{LT} por:

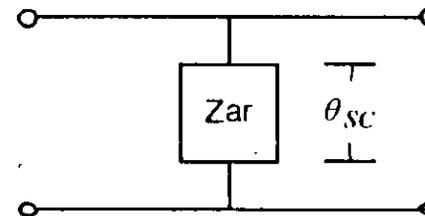
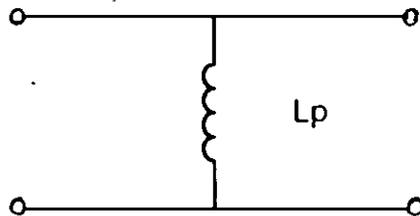
$$\theta_{LT} = 360(\text{frec})(Ls) / Z_{0r} \quad \text{con} \quad Z_{0r} \gg 2\pi fLs$$

- o bien con:

$$\theta_{LT} = \text{Tan}^{-1} \left[\frac{2\pi fLs}{Z_{0r}} \right]$$



Transformación de elementos concentrados a distribuidos



Inductor en paralelo

- Se transforma a un stub en corto de alta impedancia.
- Se proporciona un valor Z_{ar} lo más alto realizable y se calcula la longitud eléctrica por:

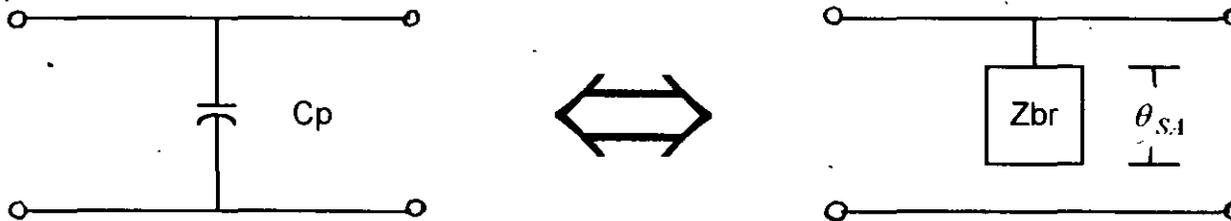
$$\theta_{sc} = 360(\text{frec})(Lp) / Z_{ar}$$

o bien con:

$$\theta_{sc} = \tan^{-1} \left[\frac{2\pi f Lp}{Z_{ar}} \right] = \tan^{-1} \left[\frac{X_L}{Z_{ar}} \right]$$



Transformación de elementos concentrados a distribuidos



Capacitor en paralelo

- Se aproxima a un stub abierto de baja impedancia.
- Se proporciona un valor de impedancia lo más bajo posible y se calcula la longitud eléctrica por:

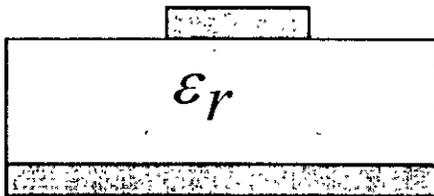
$$\theta_{s,1} = 360(\text{frec})(C_p)(Z_{BR}) \quad \text{con:} \quad Z_{BR} \gg \frac{1}{2\pi f C_p}$$

o bien con:

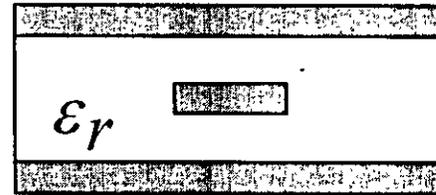
$$\theta_{s,1} = \tan^{-1}[2\pi f C_p Z_{BR}] = \tan^{-1}\left[\frac{Z_{BR}}{X_C}\right]$$



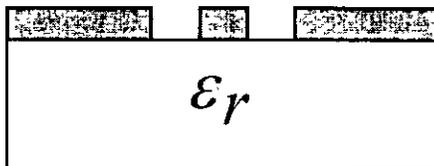
Estructuras planares de Microondas



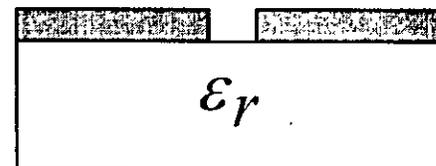
a) Microcinta



b) Línea de Tira



c) Guía Coplanar

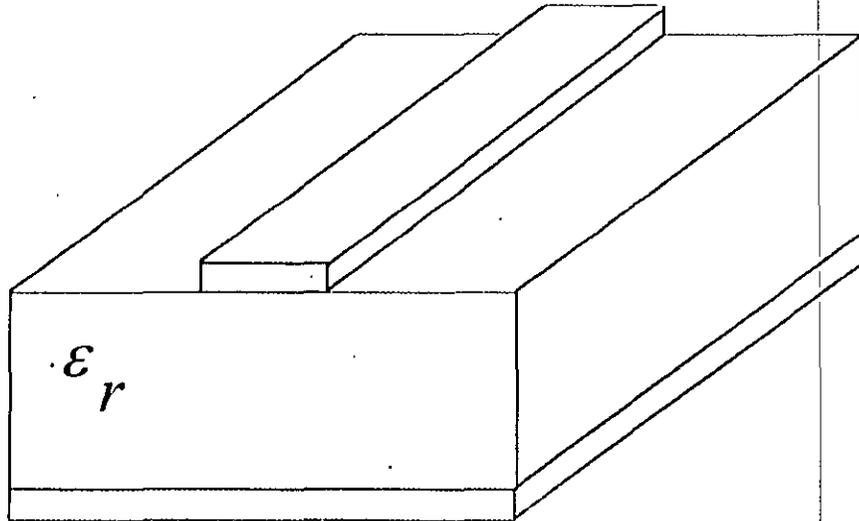


d) Línea Ranurada

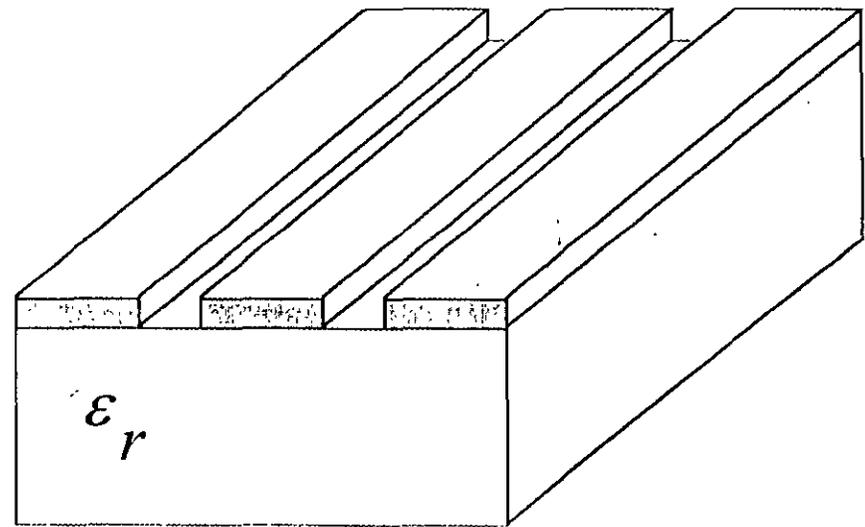


Circuitos Pasivos para Microondas y Ondas Milimétricas

Microcinta



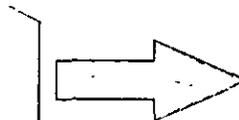
Guía de Onda Coplanar



Pérdidas



Dispersión



Discontinuidades

Mejores sustratos y conductores

**Espesor del dieléctrico pequeño
o mediante**

Métodos Analíticos y Numéricos



Circuitos Pasivos para Microondas y Ondas Milimétricas

MICROCINTAS

• Ventajas:

- ⇒ Tecnología madura:
- ⇒ Existen modelos de dispersión y Discontinuidades

• Desventajas:

- ⇒ Montaje de componentes en paralelo difícil
- ⇒ Dimensiones grandes
- ⇒ Parasitancias debidas a conectores, transiciones y alambres.
- ⇒ Interacción entre líneas y efectos de radiación significativos.
- ⇒ Requiere de hoyos metalizados.

GUIA DE ONDA COPLANAR

• Ventajas:

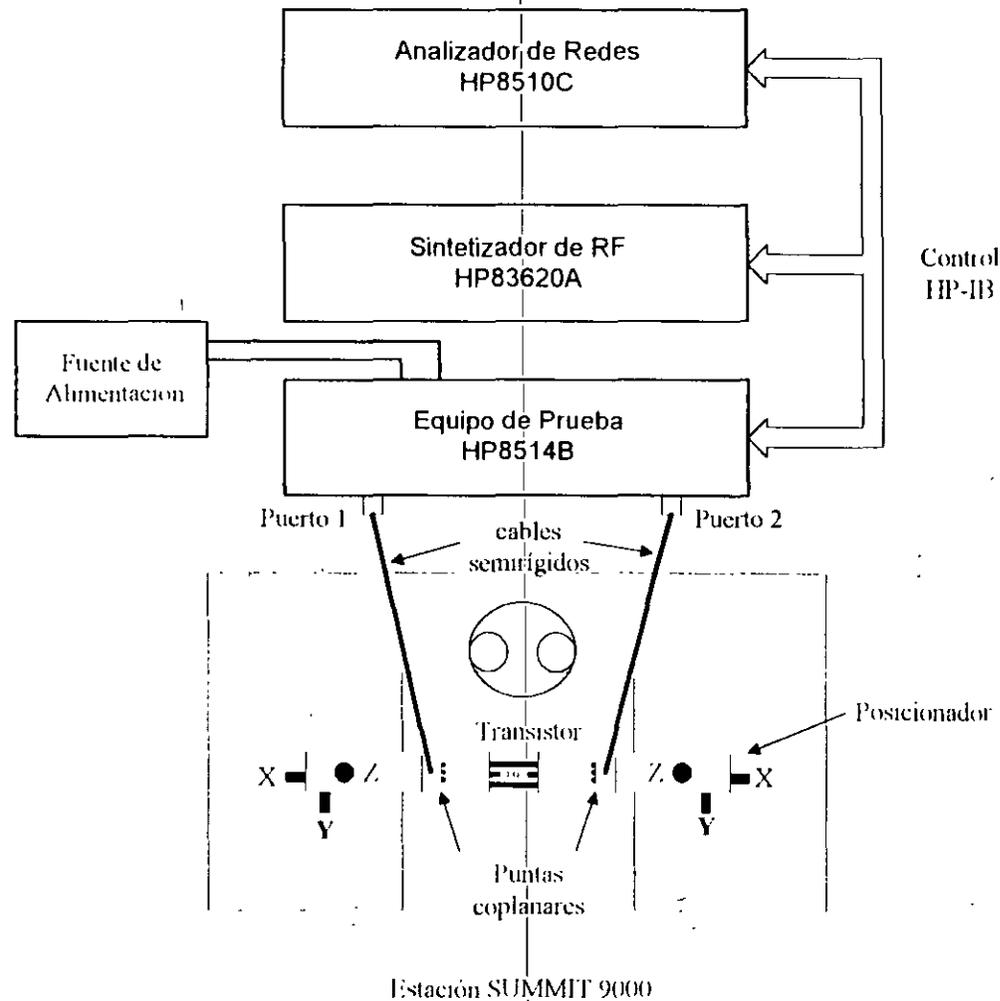
- ⇒ Facilidad de montaje de componentes en paralelo
- ⇒ Miniaturización
- ⇒ Minimiza efectos parásitos
- ⇒ Facilidad de medición
- ⇒ Permite caracterizar “Chip’s” directamente en la oblea o “dadö”
- ⇒ Comparación Medición-Teoría
- ⇒ Acoplamiento entre líneas mínimo.
- ⇒ Permite sintetizar impedancias con w y s pequeños.

• Desventajas

- ⇒ Tecnología inmadura:
- ⇒ No existen modelos de dispersión y discontinuidades.



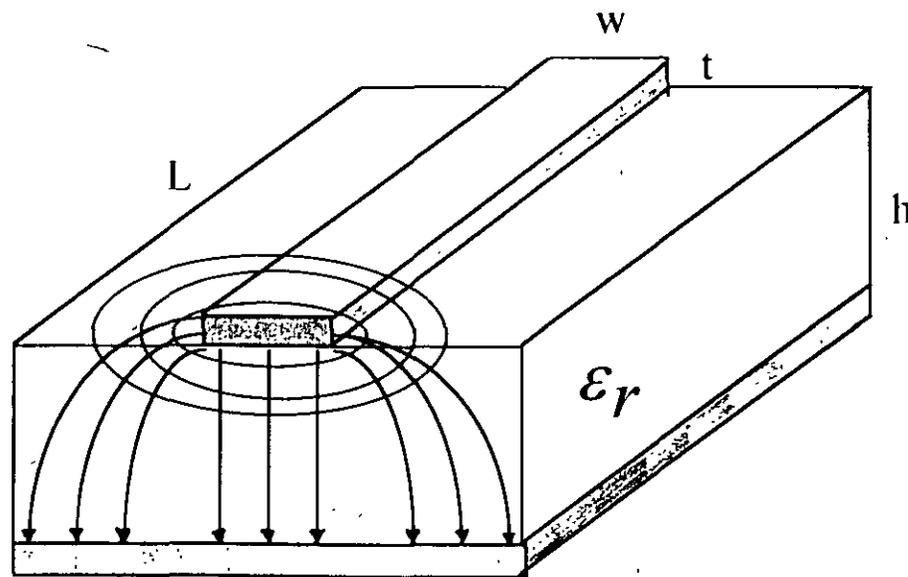
Equipo de medición de dispositivos y componentes coplanares





Circuitos de Microcinta

Campos eléctricos y magnéticos de la microcinta





Análisis y Síntesis de Microcintas

☛ Proceso de Síntesis:

$$\varepsilon_r, h, t, f, Z_m, \theta_m \implies \boxed{\text{Síntesis}} \implies w, L$$

☛ Proceso de Análisis:

$$\varepsilon_r, h, t, f, w, L \implies \boxed{\text{Análisis}} \implies Z_m, \theta_m$$



Análisis de estructuras de Microcinta

- Teoría de Circuitos. (Rápida, válida a bajas frecuencias)
- Análisis electromagnético (tiempo y memoria de cómputo elevados)
 - ⇒ Analíticos (Solución de las ecuaciones de Maxwell)
 - ⇒ Numéricos (FDM, FEM, Momentos, Dominio Espectral, etc.)
- Métodos empíricos aproximados
 - ⇒ Análisis cuasi-estático (Cuasi-TEM : válidos a bajas frecuencias)
 - ⇒ Análisis de Dispersión (Se toma en cuenta la dependencia en frecuencia provocada por la propagación de modos híbridos)

Suma de Cuasi-TEM + Dispersión \approx Métodos rigurosos de onda completa



Análisis de Microcintas

☛ Los parámetros “S”

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

☛ Son una función de:

$$[S] = f(Z_m, L, \gamma, Z_0)$$

☛ donde: $\gamma = \alpha + j\beta$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_m} = \frac{\theta_m}{L}$$

$$\lambda_m = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_m} \right)^2 = \left(\frac{Z_0}{Z_m} \right)^2 = \left(\frac{C_m}{C_0} \right)$$



Modelos Cuasiestáticos

Modelo de Schneider (Bell Syst. Tech. J., vol 48, pp. 1421-1444, may 1969)

$$Z_0 = 60 \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right] \text{ para } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6} \text{ para } \frac{w}{h} \geq 1$$

$$Z_m = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-0.5}$$



Modelos Cuasiestáticos

Modelo de Hammerstad (IEEE MTT-S, pp. 407-409, 1980)

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln \left[\frac{X_1}{h} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{\left(\frac{w}{h} \right)} \right)^2} \right] \quad \text{donde } \eta_0 = 376.73\Omega \approx 120\pi$$

$$X_1 = 6 + (2\pi - 6)e^{\left[- \left(\frac{30666}{\left(\frac{w}{h} \right)} \right)^{0.7528} \right]}$$

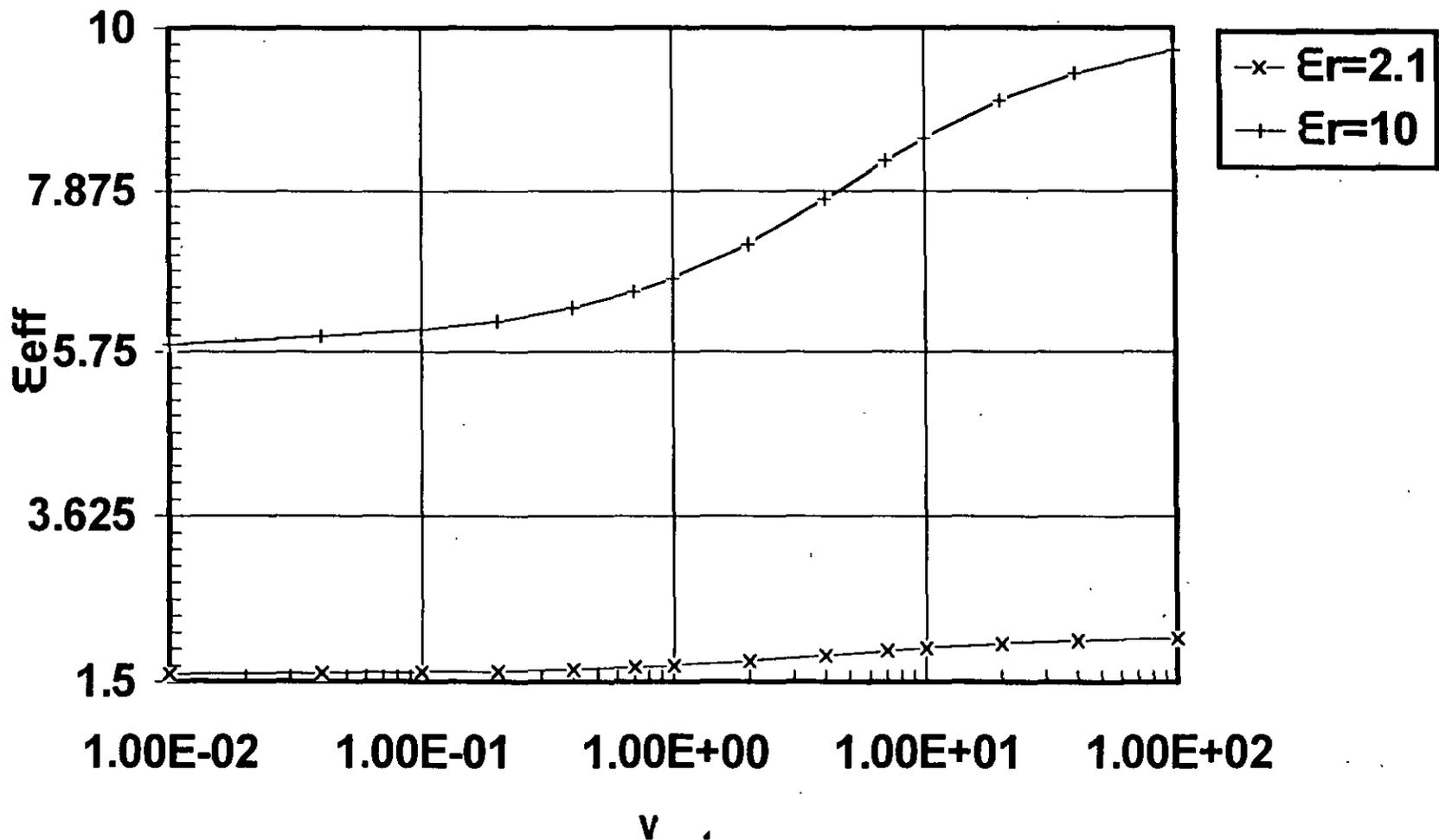
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{\left(\frac{w}{h} \right)} \right]^{-ab} \quad \text{donde: } b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053}$$

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



Comportamiento de ϵ_{eff} en función de w/h

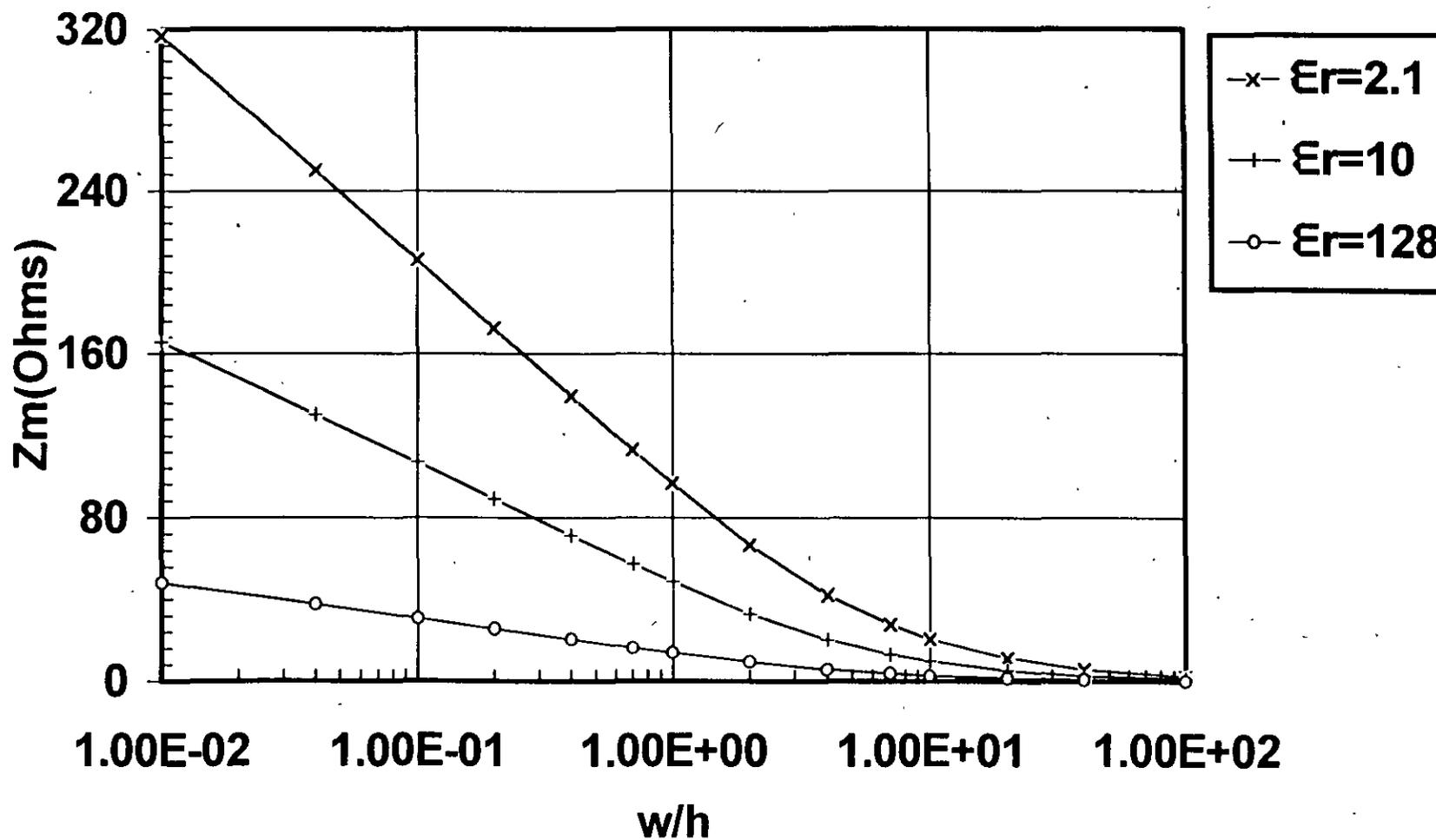
$\epsilon_r=2.1$ y 10





Comportamiento de la Impedancia Z_o

$\epsilon_r=2.1, 10 \text{ y } 128$





Dispersión de la Microcinta

- ☛ Se debe a la no homogeneidad de la estructura
- ☛ Se presenta a frecuencias mayores a 6 GHz
- ☛ Se propagan modos híbridos debidos a la superposición de modos TE y TM, provocando que la velocidad de fase sea dependiente de la frecuencia.
- ☛ Se presenta una desviación en la constante dieléctrica efectiva y en la impedancia en función de la frecuencia.
- ☛ Cuando:

$$f \Rightarrow 0, \varepsilon_{eff}(f) \Rightarrow \varepsilon_{eff}$$

$$f \Rightarrow \infty, \varepsilon_{eff}(f) \Rightarrow \varepsilon_r$$



Modelo de dispersión de la Microcinta

- Modelo de Getsinger (IEEE, MTT-21, No. 1, pp. 34-39, jan. 1973)
- Se basa en el modo fundamental de sección eléctrica longitudinal LSE

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \left[\frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + G \left(\frac{f}{f_p} \right)^2} \right]$$

$$G = 0.6 + 0.009Z_m \quad \text{para substratos de Alumina}$$

$$f_p = \frac{cZ_m}{2h\eta_0} = \frac{Z_m}{0.8\pi h}$$



Modelo de dispersión de la Microcinta

Modelo de Kirschning y Jansen (Electron lett., vol 18, pp. 272-273, 1982)

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \left[\frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}{1 + P} \right]$$

$$P = P_1 P_2 \left[(0.1844 + P_3 P_4) 10 fh \right]^{15763}$$

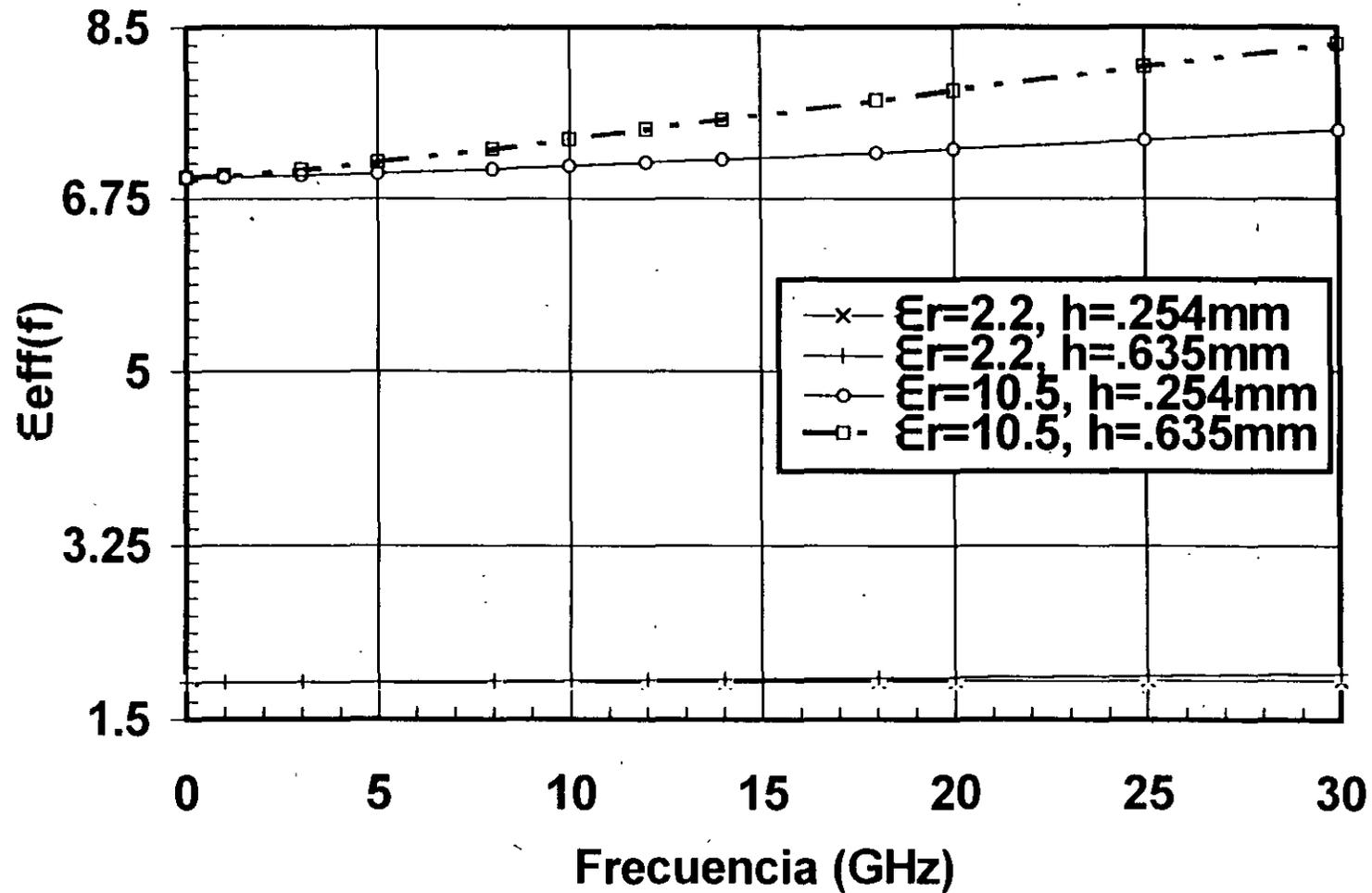
$$P_1 = 0.27488 + \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}} \right] (w/h) - 0.065683 e^{-8.7513(w/h)}$$

$$P_2 = 0.33622 \left(1 - e^{-0.03442 \varepsilon_r} \right)$$

$$P_3 = 0.0363 e^{-4.6(w/h)} \left[1 - e^{-\left(\frac{fh}{387}\right)^{4.97}} \right], \dots, P_4 = 1 + 2.75 \left[1 - e^{-\left(\frac{\varepsilon_r}{15.916}\right)^8} \right]$$



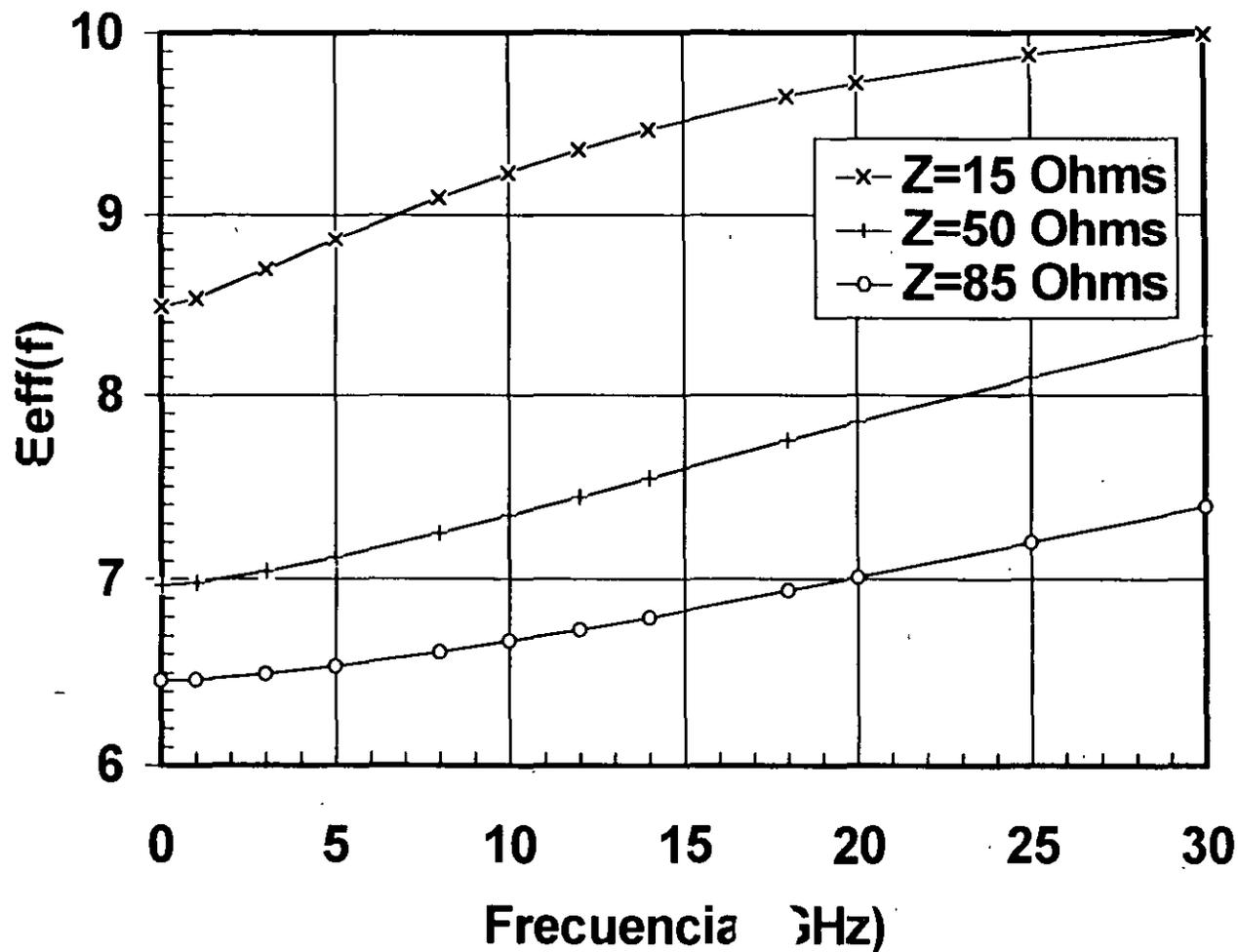
Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas de 50 Ohms en diferentes substratos.





Dispersión en $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ para líneas con diferentes impedancias.

$\epsilon_r=10.5$, $h=0.635\text{mm}$.





CIRCULOS DE GANANCIA, G_p

- Cualquier impedancia sobre el círculo proporciona la misma ganancia

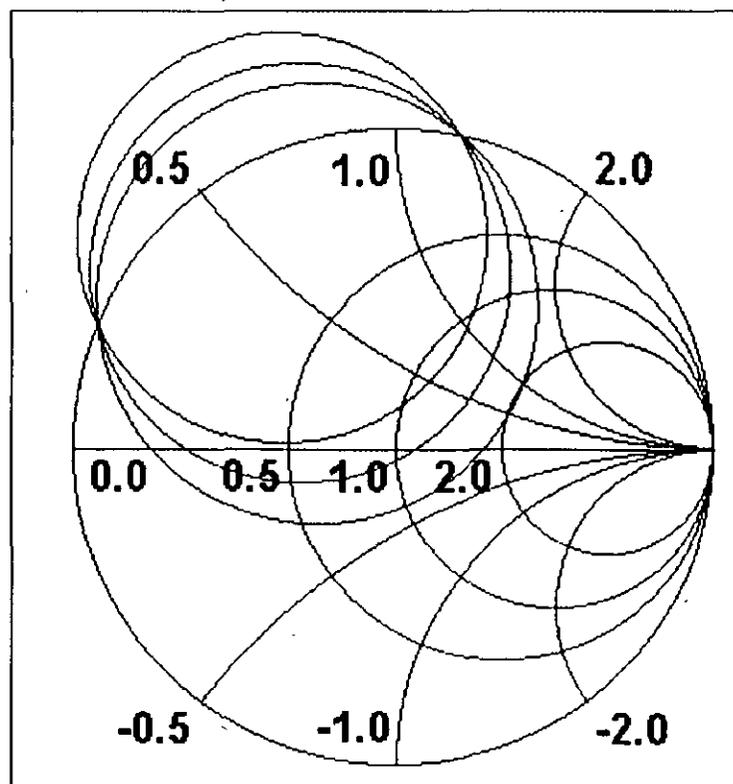




FIGURA DE RUIDO

- La figura de ruido de un amplificador es una medida de la degradación en la relación señal a ruido (SNR) debido al ruido adicional producido en el amplificador.

$$F_{dB} = 10 \cdot \log \left\{ \frac{P_{si} / P_{Ni}}{P_{so} / P_{No}} \right\}$$

donde P_{si} / P_{Ni} es la SNR a la entrada y P_{so} / P_{No} es la SNR a la salida de la red.



GANANCIA DE OPERACION

- La ganancia de operación es el caso especial de G_t cuando la salida está desacoplada y la entrada se acopla de manera conjugada.

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{ent}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_c|^2}$$

- Es función de los parámetros $[S]$ y de la red de salida.



CIRCULOS DE G_p CONSTANTE

➤ A partir de la definición de G_p se define una familia de círculos de ganancia constante con Centro en:

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad \text{con} \quad g_p = \frac{10^{G_p/10}}{|S_{21}|^2}$$

y Radio:

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

donde: $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$ y $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$



CIRCULOS DE G_a CONSTANTE

➤ A partir de la definición de G_a se define una familia de círculos de ganancia constante con Centro en:

$$C_A = \frac{g_A C_1^*}{1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \quad \text{con} \quad g_A = \frac{10^{G_a/10}}{|S_{21}|^2}$$

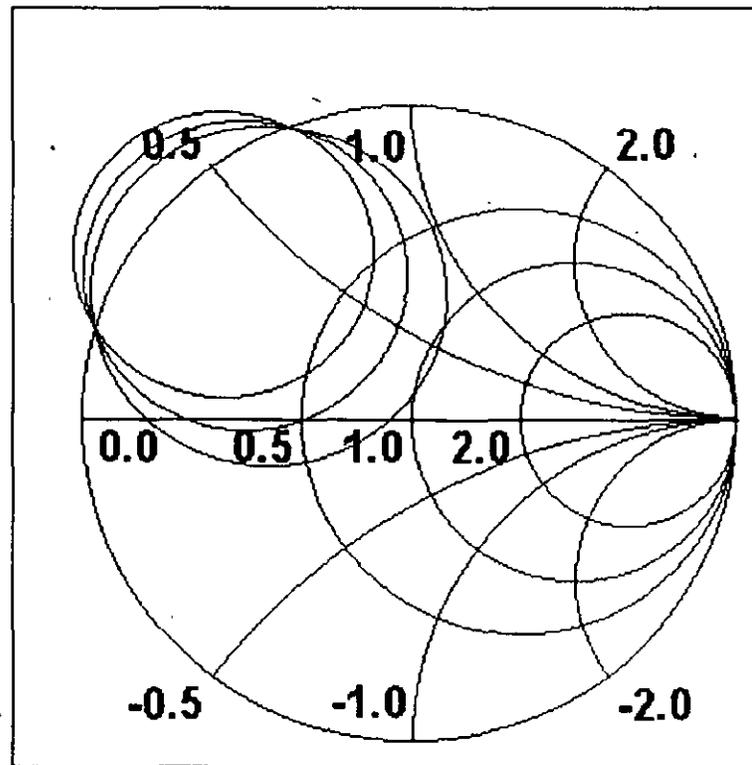
y Radio:
$$R_A = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_A + |S_{12}S_{21}|^2 g_A^2}}{|1 + g_A (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

donde: $c_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$ y $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$



CIRCULOS DE GANANCIA, G_a

- Cualquier impedancia sobre un círculo proporciona la misma ganancia





GANANCIA DE TRANSDUCTOR

➔ Es la definición más completa de ganancia y es la que representa lo que se obtiene en mediciones experimentales. Se utilizan dos expresiones alternativas para G_T :

$$\textcircled{1} \quad G_T = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - \Gamma_{ent} \Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_c|^2}$$

$$\textcircled{2} \quad G_T = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - \Gamma_{sal} \Gamma_c|^2}$$

donde: $\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_c}{1 - S_{22} \Gamma_c}$ y $\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_f}{1 - S_{11} \Gamma_f}$



GANANCIA DISPONIBLE, G_a

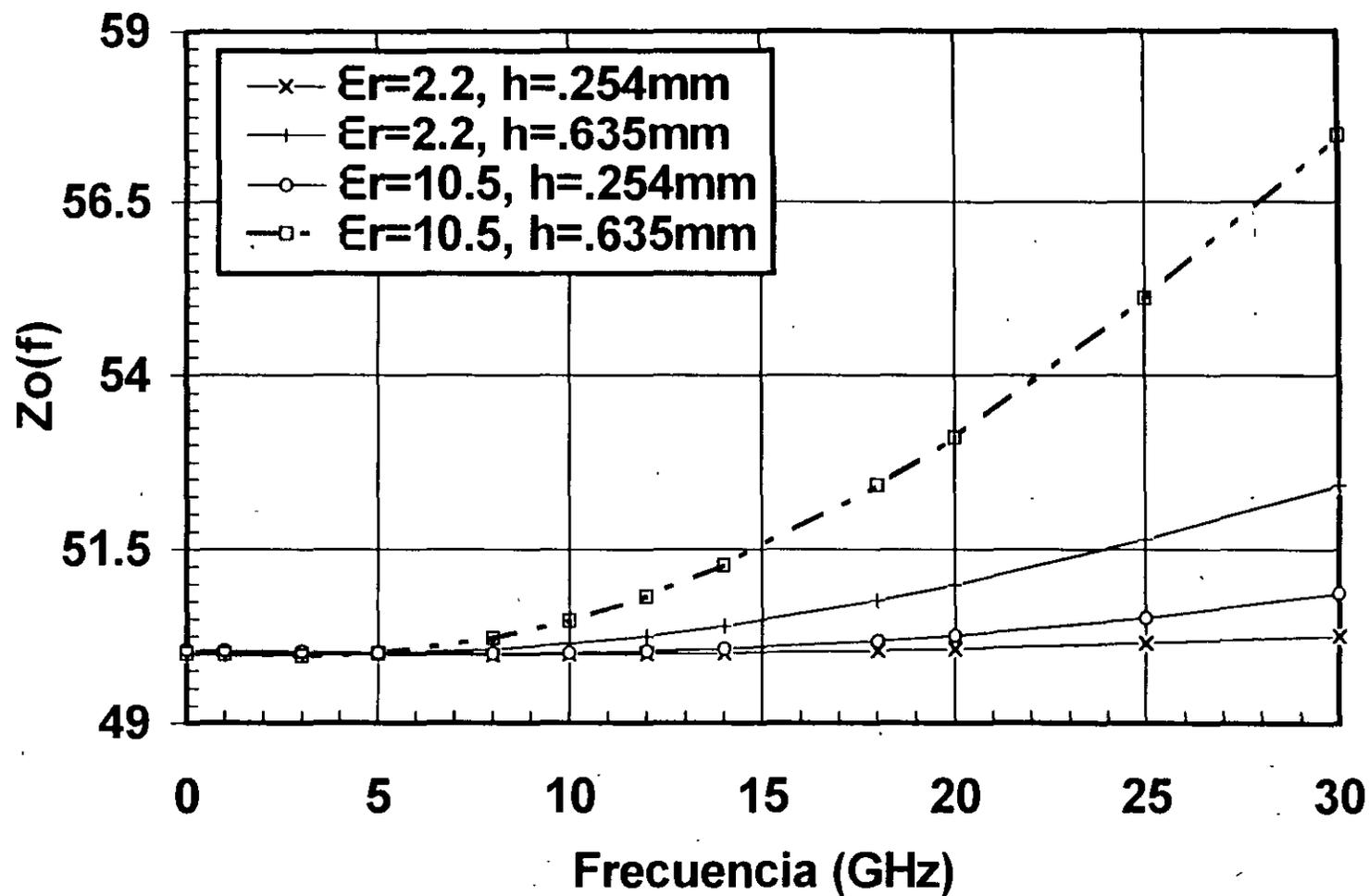
- La ganancia disponible es el caso especial de G_t cuando la entrada está desacoplada y la salida se acopla de manera conjugada.

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |\Gamma_{sal}|^2}$$

- Es función de los parámetros $[S]$ y de la red de entrada.

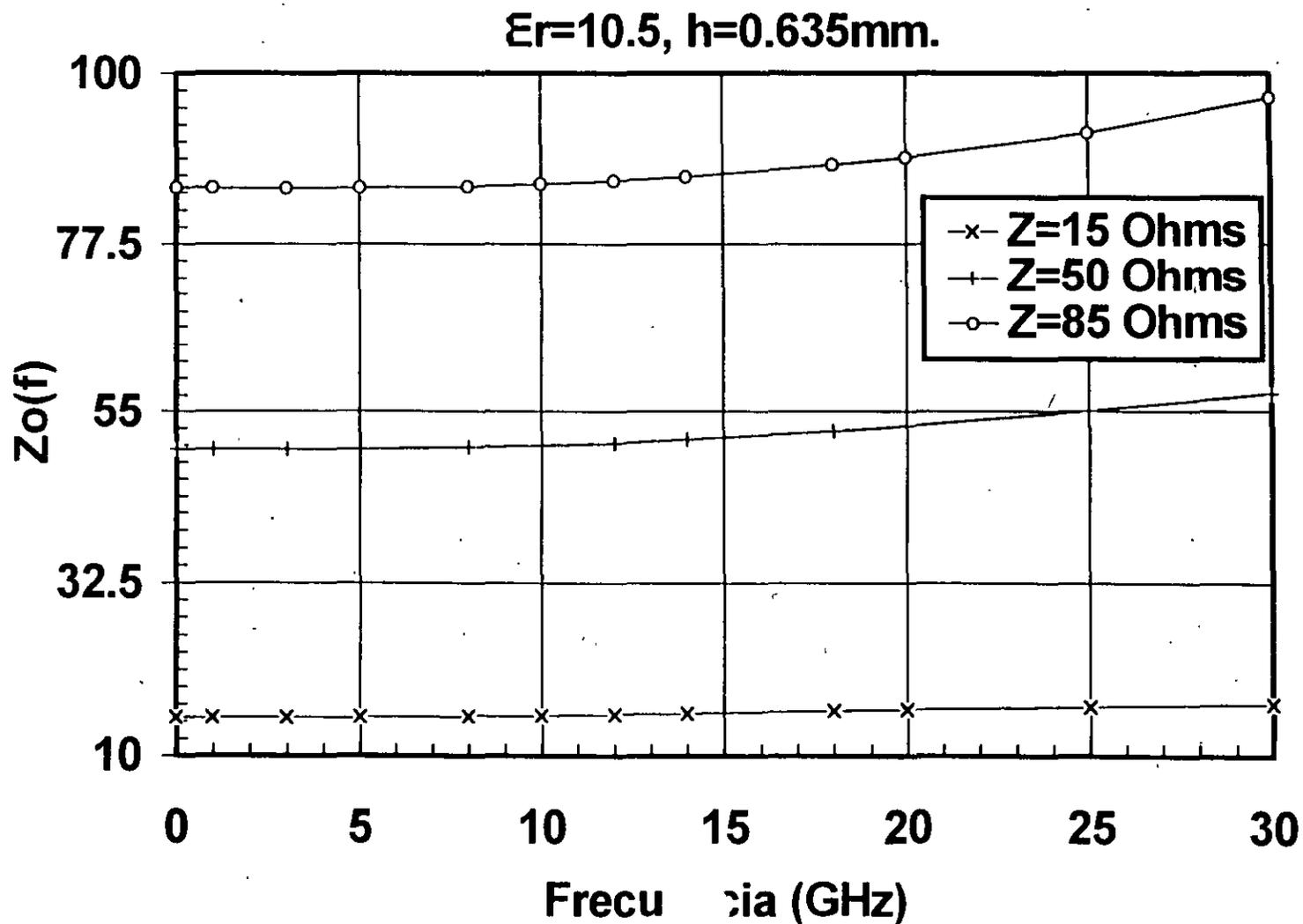


Dispersión en $Z_o(f)$ para líneas de 50 Ohms en diferentes substratos.



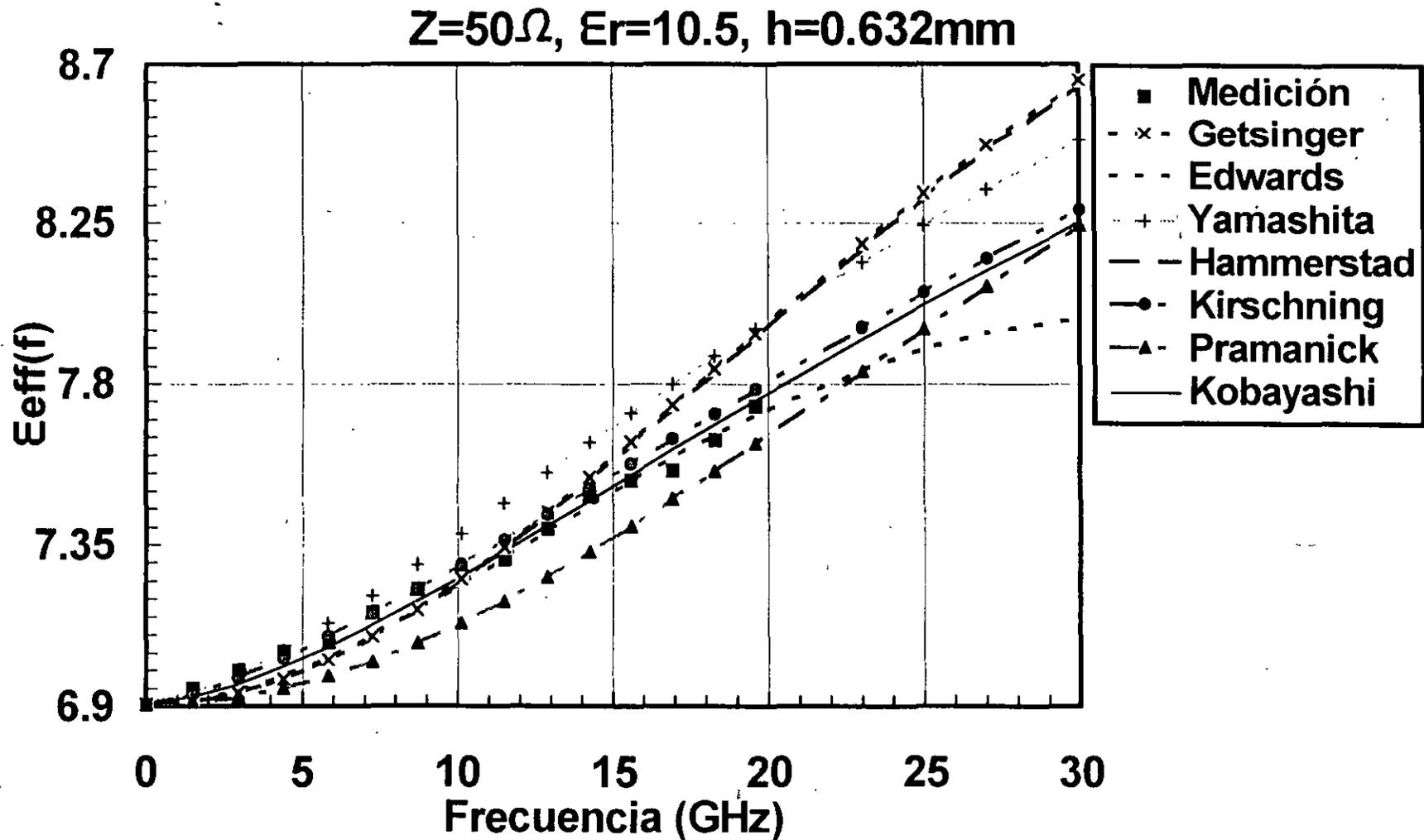


Dispersión en $Z_o(f)$ para líneas con diferentes impedancias.





Comparación de modelos de dispersión de la microcinta





DISEÑO DE AMPLIFICADORES

- Introducción
- Métodos de diseño de amplificadores
- Amplificadores de bajo ruido
- Amplificadores de ganancia elevada
- Amplificadores de potencia



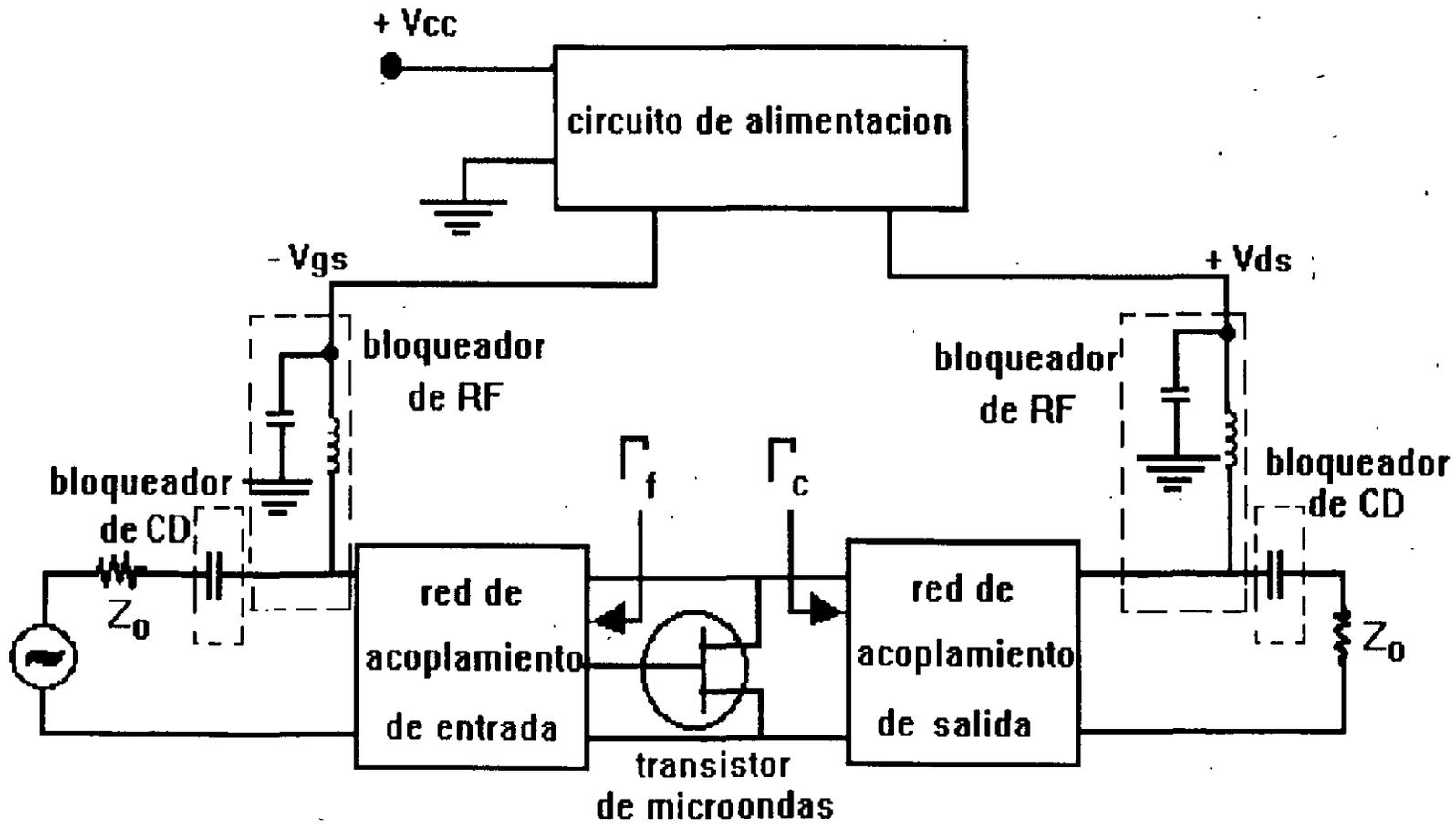
INTRODUCCIÓN

Los amplificadores de microondas son una parte importante en sistemas de comunicación y en instrumentación de alta frecuencia. Sus principales componentes son:

- ☛ Dispositivos activos (MESFET, HEMT, etc.)
- ☛ Redes de acoplamiento (concentrados o dist.)
- ☛ Circuitería de alimentación y regulación DC
- ☛ Dispositivos pasivos (filtros, bloqueadores...)



Componentes de un Amplificador





Descripción de Componentes

- Redes de acoplamiento: se utilizan para acoplar o adaptar las impedancias de e/s de los dispositivos
- Circuitería de CD: se emplea para aplicar los voltajes y corrientes requeridos
- Dispositivos pasivos: realizan diversas funciones dependiendo de su configuración (filtros, bloqueadores de RF o CD, etc.)



REDES DE ACOPLAMIENTO

Las redes de acoplamiento pueden realizarse con elementos concentrados o distribuidos y en un amplificador de microondas se emplean para:

- Determinar el ancho de banda Δf
- Minimizar la figura de ruido en Δf
- Controlar la ganancia en Δf
- Determinar los acoplamientos de E/S en Δf



METODOLOGÍA DE DISEÑO

- Establecer los objetivos de diseño
- Seleccionar los dispositivos activos
- Caracterizar los dispositivos activos
- Analizar los dispositivos activos
- Diseñar el amplificador
- Transformar a microcinta
- Analizar el comportamiento del amplificador
- Optimizar la respuesta del amplificador



OBJETIVOS DE DISEÑO

- Intervalo de frecuencias:.....1.7-12.2 GHz
- Ganancia de potencia:.....20 dB +/- 0.5 dB
- Figura de ruido:.....1.5 dB +/- 0.2 dB
- ROEV de entrada y salida:..... 1.5:1
- Potencia de salida (P_{1dB}) 12 dBm
- Voltaje y corriente:.....12V@50mA
- Otros (retardo de grupo, pendiente de la ganancia, etc.)



Selección de Transistores

- Estructura: MESFET, HEMT, P-HEMT, etc.
- Aplicación: bajo ruido, ganancia, potencia
- Configuración: empaquetado, chip,...
- Intervalo de frecuencias
- Intervalo de temperaturas
- Disponibilidad: comercial, experimental...
- Modelos de circuito equivalente disponibles



ANÁLISIS DE TRANSISTORES

☞ ESTABILIDAD

⇒ factor K , factor μ , círculos de estabilidad

☞ GANANCIA

⇒ $G_{\text{máx}}$, G_p , G_a

☞ FIGURA DE RUIDO

⇒ F_{min} , Γ_{opt} , R_n

☞ POTENCIA

⇒ contornos de potencia constante, ($P_{1\text{dB}}$)



Caracterización de dispositivos

- ☛ Para el diseño se requieren los parámetros $[S]$ y de ruido $[F_{\min}, \Gamma_{\text{opt}} \text{ y } R_n]$ de los dispositivos por utilizar
- ☛ Estos parámetros se pueden obtener de dispositivos empaquetados, en chip o en oblea
- ☛ Las mediciones se deben efectuar en el punto de operación óptimo para el diseño
- ☛ Así, para el dispositivo de la primera etapa se determinan los parámetros $[S]$ y de ruido en el punto para el cual la corriente I_{ds} sea la adecuada para obtener F_{\min}



Caracterización de transistores

- Curvas I-V: mediciones estáticas (CD)
- Parámetros de dispersión [S]: sistema analizador de redes HP-8510C
- Parámetros de ruido [F_{\min} , Γ_{opt} , R_n]: sistema de medición de figura de ruido HP-8970A
- Punto de compresión: medidor de potencia HP-438A, analizador de espectro HP-8565A
- Modelos lineales o no lineales



ETAPAS DE DISEÑO (I)

Una vez que se han caracterizado los dispositivos, se diseña el amplificador empleando CAD, con una secuencia similar a la siguiente:

- ① Se define una topología aproximada para la RAE, basada en el conocimiento de los parámetros [S] y de ruido, así como de las especificaciones dadas: ganancia, ruido, acoplamiento
- ② Se optimiza la RAE utilizando paquetes informáticos CAD
- ③ Se modela la salida de la primera etapa
- ④ Se define la topología de la RAI para minimizar comportamiento de ruido
- ⑤ Se determina la RAS para maximizar ganancia y minimizar ROEV



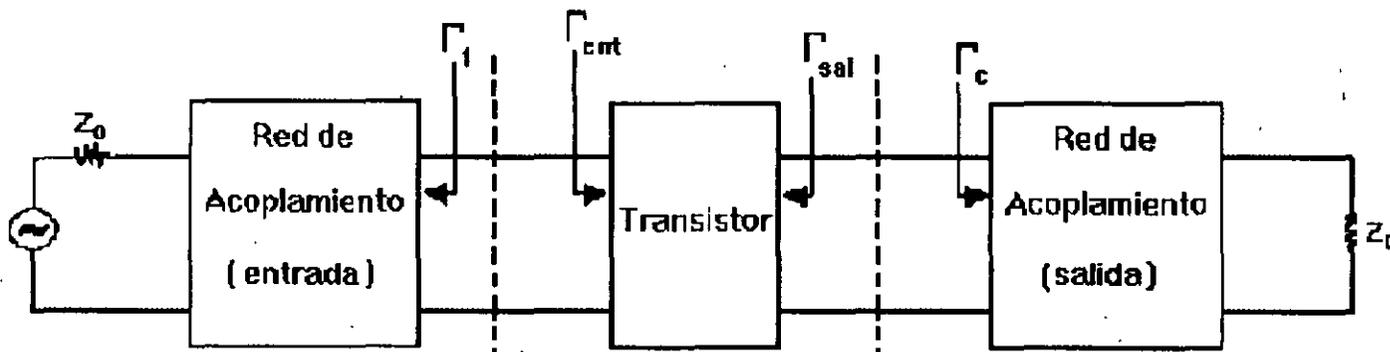
ETAPAS DE DISEÑO (II)

- ⑥ Se efectúa la transformación a microcinta
- ⑦ Se analiza el amplificador utilizando simuladores comerciales: MMICAD, ACADEMY, MDS...
- ⑧ Se optimiza el amplificador
- ⑨ Se verifican los resultados
- ⑩ Dependiendo de los resultados obtenidos se puede volver a optimizar, modificar la topología inicial, cambiar de dispositivo activo y:
 - ☛ Se optimiza de nuevo o se procede a iniciar un nuevo diseño
 - ☛ Se hace un análisis de sensibilidad
 - ☛ Se realiza un análisis de tolerancias
 - ☛ Se hace análisis estadístico



DISEÑO DE AMPLIFICADORES

➤ Coeficientes de reflexión para el diseño



$$\Gamma_{ent} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1 - S_{22}\Gamma_c}$$

$$\Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_f}{1 - S_{11}\Gamma_f}$$



DISEÑO DE AMPLIFICADORES

- ☛ Diseño para mínima figura de ruido
 - ⇒ Acoplamiento para F_{\min} a la entrada ($\Gamma_f = \Gamma_{\text{opt}}$)
 - ⇒ Acoplamiento conjugado a la salida ($\Gamma_c = \Gamma_{\text{sal}}^*$)

- ☛ Diseño para máxima ganancia
 - ⇒ Dispositivos incondicionalmente estables
 - ⇒ Acoplamiento conjugado simultáneo

- ☛ Diseño para máxima potencia de salida



DISEÑO DE AMPLIFICADORES

- Diseño para ganancia específica
- Diseño para figura de ruido específica
- Diseño para buen compromiso entre ruido y ganancia
- Diseño para buen compromiso entre ganancia y potencia de salida
- Diseño para buen compromiso entre ganancia, ruido, potencia y ROEV e/s



DISEÑO PARA BAJO RUIDO

- Se selecciona como coeficiente de reflexión de fuente, Γ_f , el valor correspondiente a Γ_{opt} o algún valor cercano.
- Con el valor de Γ_f escogido se calculan el valor del coeficiente de reflexión de carga, Γ_c , la ganancia y la figura de ruido.
- Las ecuaciones requeridas son:

$$\Gamma_f = \Gamma_{opt} \quad \Gamma_c = \Gamma_{sal}^* = \left(S_{22}' \right)^* \quad \Gamma_{sal} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_f}{1 - S_{11} \Gamma_f}$$

$$F = F_{min} + \frac{4 \cdot r_n |\Gamma_f - \Gamma_{opt}|^2}{\left(1 - |\Gamma_f|^2\right) \cdot |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - \Gamma_{sal} \Gamma_c|^2}$$



DISEÑO PARA MÁXIMA GANANCIA

- El diseño para máxima ganancia es posible solamente si el dispositivo es incondicionalmente estable ($\mu > 1$) .
- La máxima ganancia de transductor se obtiene bajo condiciones de acoplamiento conjugado simultáneo a la entrada y a la salida.
- Los coeficientes de reflexión requeridos son:

$$\Gamma_f = \Gamma_{Mf} \quad \text{donde } \Gamma_{Mf} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4 \cdot |C_1|^2}}{2 \cdot C_1} \quad \text{y}$$

$$\Gamma_c = \Gamma_{Mc} \quad \text{donde } \Gamma_{Mc} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4 \cdot |C_2|^2}}{2 \cdot C_2} \quad \text{(el signo}$$

indeterminado en la raíz debe ser el opuesto a B_i) . En las ecuaciones:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$



Diseño para Ganancia Específica

- Se dibujan en la Carta de Smith los círculos de ganancia constante y de ahí se escogen los coeficientes de reflexión de fuente o de carga
- Si el dispositivo es potencialmente inestable, se trazan los círculos de estabilidad para la selección.
- CON DISPOSITIVOS POTENCIALMENTE INESTABLES, SIEMPRE SE TRAZAN LOS CIRCULOS DE ESTABILIDAD PARA ASEGURAR QUE EL DISPOSITIVO OPERA EN REGIÓN ESTABLE. ESTO ES, Γ_f Y Γ_c QUEDAN FUERA DE LAS REGIONES INESTABLES.



Diseño para Ganancia Específica

❶ Círculos de ganancia en el plano de la fuente:

⇒ Se escoge un Γ_f adecuado

⇒ Se calcula el correspondiente $\Gamma_c = \Gamma_{sal}^* = (S_{22}')^*$

⇒ Se calcula la ganancia G_{T1}

❷ Círculos de ganancia en el plano de la carga:

⇒ Se escoge un Γ_c adecuado

⇒ Se calcula el correspondiente $\Gamma_f = \Gamma_{ent}^* = (S_{11}')^*$

⇒ Se calcula la ganancia G_{T2}

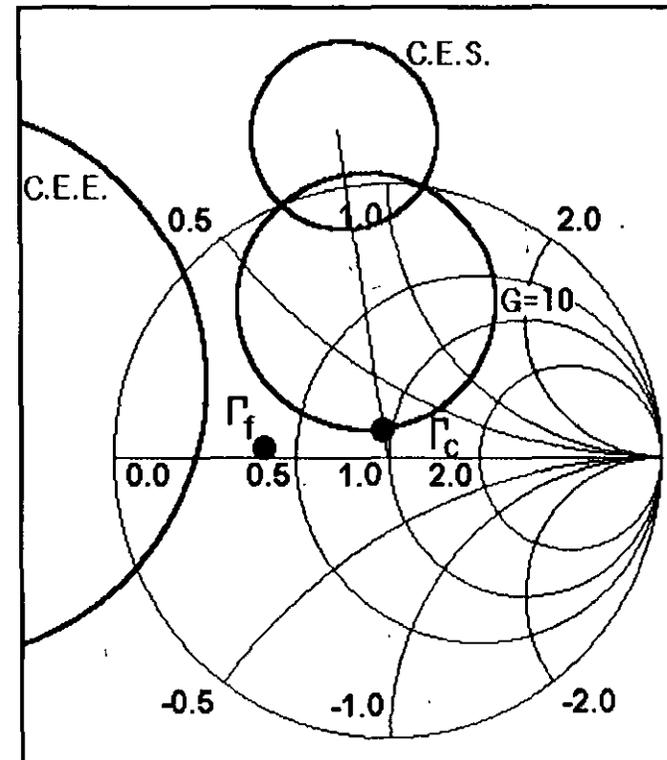
$$G_{T1} = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - \Gamma_{sal}\Gamma_c|^2}$$

$$G_{T2} = \frac{1 - |\Gamma_f|^2}{|1 - \Gamma_{ent}\Gamma_f|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_c|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_c|^2}$$



Caso Potencialmente Inestable

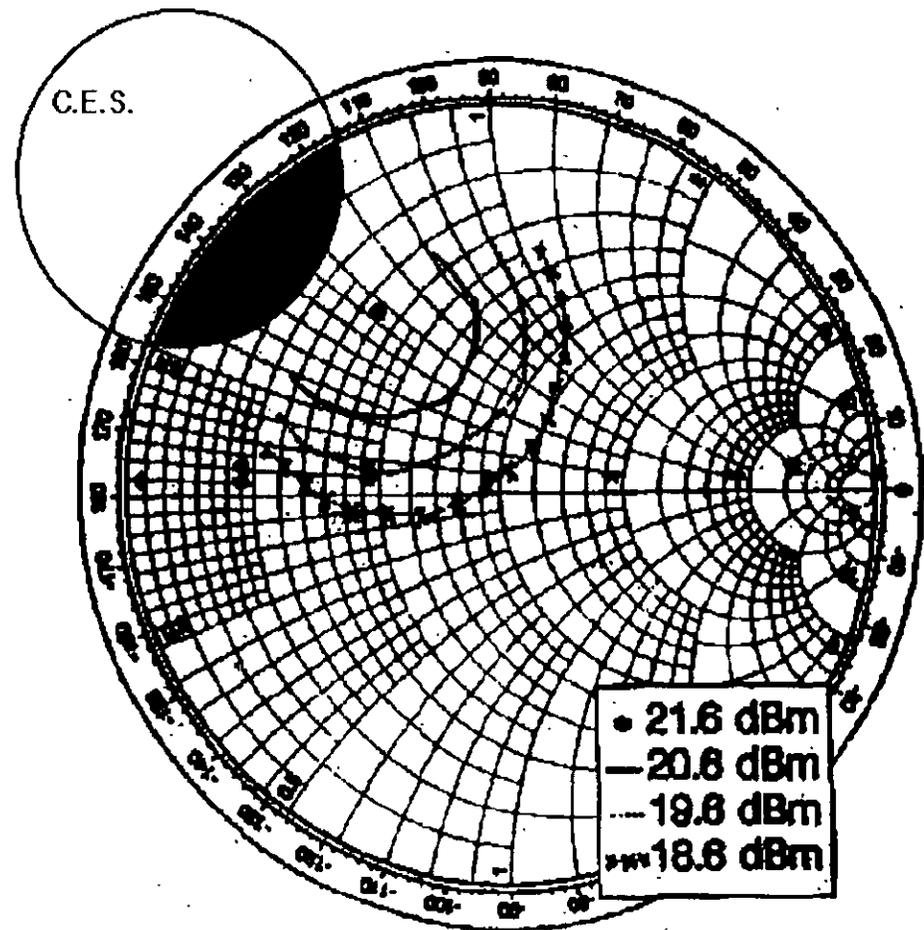
- ❶ Para un valor dado de G , dibujar los círculos de ganancia y estabilidad correspondientes. Escoger Γ_c en en la región estable.
- ❷ Calcular $\Gamma_f = \Gamma_{ent}^*$ y determinar si es posible un acoplamiento conjugado.
- ❸ Si $\Gamma_f = \Gamma_{ent}^*$ no queda en la región estable, se escoge arbitrariamente un Γ_f o se escoge otro valor de G .





Diseño para potencia específica

- 1 Para un valor dado de nivel de potencia de salida, se dibujan los contornos de potencia constante y el círculo de estabilidad de la salida. Se escoge un Γ_c de la región estable.
- 2 Calcular $\Gamma_f = \Gamma_{ent}^*$ y determinar si es posible un acoplamiento conjugado. Si no, se escoge un Γ_c de valor arbitrario.
- 3 Calcular la ganancia.





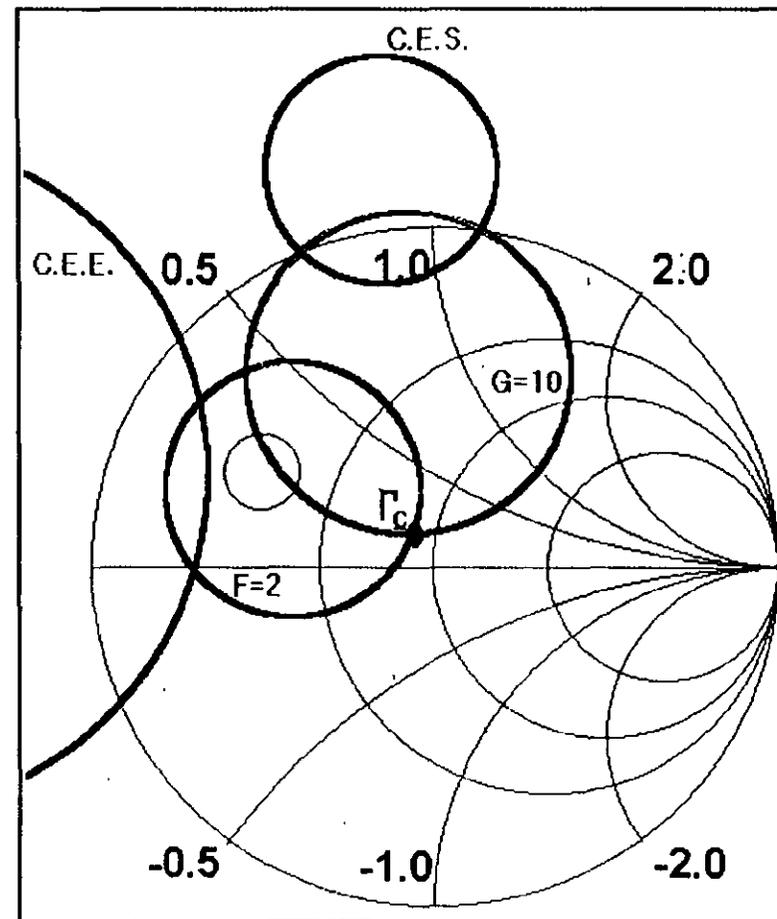
COMPROMISOS DE DISEÑO

- ☛ En general, los requerimientos para mínimo ruido, potencia de salida, mínima ROEV e/s y máxima ganancia no son compatibles. Se debe hacer un compromiso entre estos parámetros de diseño.
- ☛ La figura de ruido se determina casi por completo por la red de acoplamiento de entrada y la figura de ruido del primer transistor.
- ☛ La ganancia y potencia de salida se fijan con la red de acoplamiento de salida y el punto de compresión del último transistor y en las etapas intermedias.



Compromiso Ruido-Ganancia

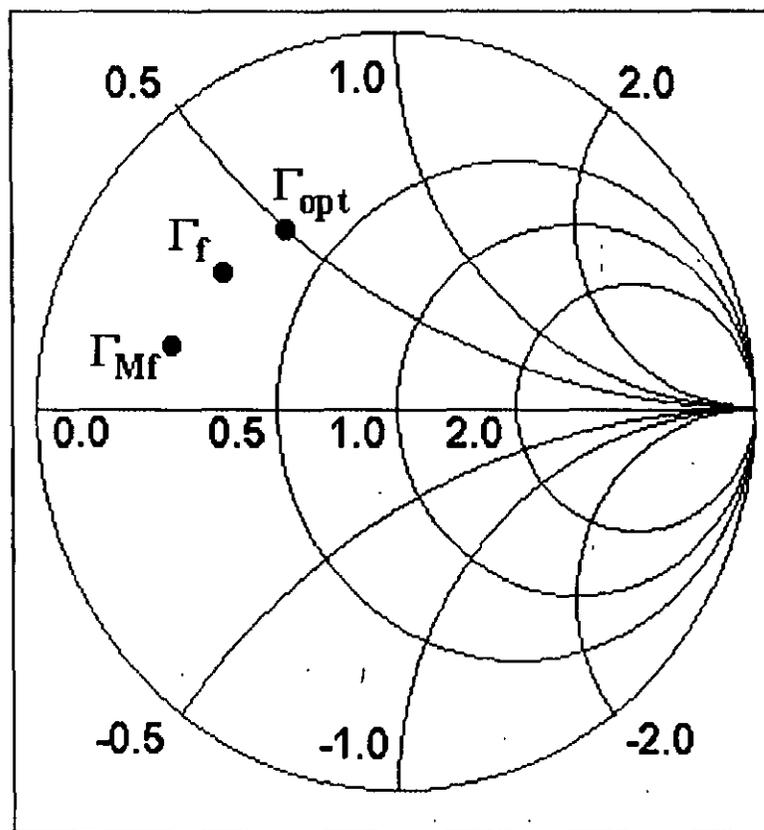
- ☞ Se presenta en diseños en que no es posible obtener G_{max} y F_{min} al mismo tiempo.
- ❶ Se trazan en la Carta los círculos de estabilidad, ganancia y ruido
- ❷ Se escoge Γ_f o Γ_c y se calcula $\Gamma_c = \Gamma_{sal}^*$ o $\Gamma_f = \Gamma_{ent}^*$
- ❸ Se calculan Ganancia y Figura de ruido





El mejor compromiso de diseño

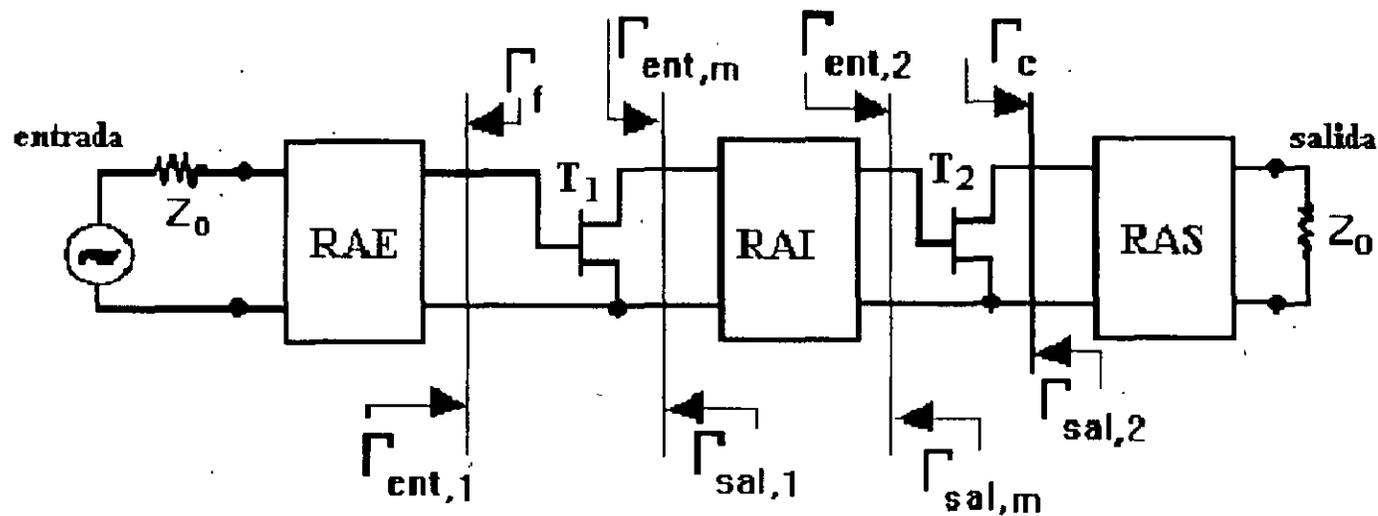
- El diseño de un amplificador con buena respuesta en microondas se logra encontrando el punto de operación que proporcione el mejor compromiso entre los parámetros de diseño involucrados (ruido, ganancia, potencia, ROEV, etc.).





Amplificadores de dos etapas

- En un amplificador de dos o más etapas los coeficientes de reflexión para cada una de las redes de acoplamiento se escogen de acuerdo con la aplicación del amplificador.





Amplificadores de dos etapas

- En la selección de coeficientes se pueden seguir los criterios de diseño básicos para cada etapa de amplificación combinados de manera que se logre el mejor compromiso entre los parámetros de interés:

Ganancia	Potencia	Ruido
$\Gamma_f = (\Gamma_{ent,1})^*$	$\Gamma_f = (\Gamma_{ent,1})^*$	$\Gamma_f = \Gamma_{opt,1}$
$\Gamma_{ent,m} = (\Gamma_{sal,1})^*$	$\Gamma_{ent,m} = \Gamma_{cp,1}$	$\Gamma_{ent,m} = (\Gamma_{sal,1})^*$
$\Gamma_{sal,m} = (\Gamma_{ent,2})^*$	$\Gamma_{sal,m} = (\Gamma_{ent,2})^*$	$\Gamma_{sal,m} = \Gamma_{opt,2}$
$\Gamma_c = (\Gamma_{sal,2})^*$	$\Gamma_c = \Gamma_{cp,2}$	$\Gamma_c = (\Gamma_{sal,2})^*$



METODOS DE DISEÑO

- ☛ Método gráfico: la Carta de Smith
- ☛ Método de síntesis:
 - ⇒ Faisyn (paquete informático MMICAD)
 - ⇒ E-Syn (paquete informático ACADEMY)
 - ⇒ Ecuaciones explícitas
- ☛ Método de optimización
 - ⇒ MMICAD (paquete informático para PCs)
 - ⇒ Touchstone (parte del paquete informático ACADEMY)
 - ⇒ MDS (parte del paquete informático Microwave Design System)



Método Gráfico: La Carta de Smith

- Con este método se obtienen la topología y valores de los elementos de las redes de acoplamiento mediante el desplazamiento conveniente sobre la Carta de Smith.
- Se pueden obtener redes con elementos concentrados o distribuidos.
- Su aplicación está limitada a anchos de banda no mayores del 10%



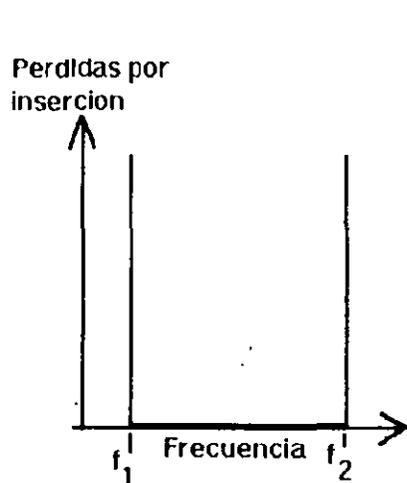
Método de Síntesis de Redes

- Con este método se define una función racional que aproxime la respuesta deseada de la red de acoplamiento y posteriormente se sintetiza una red pasiva con estructura de filtro insertada entre cargas terminales que corresponden a los coeficientes de reflexión adecuados: Γ_f y Γ_c .
- Este método permite diseñar amplificadores de muy amplio ancho de banda (hasta 3 octavas).
- La síntesis de las redes de acoplamiento se puede efectuar con elementos concentrados (L,C) o con elementos distribuidos (líneas de transmisión).

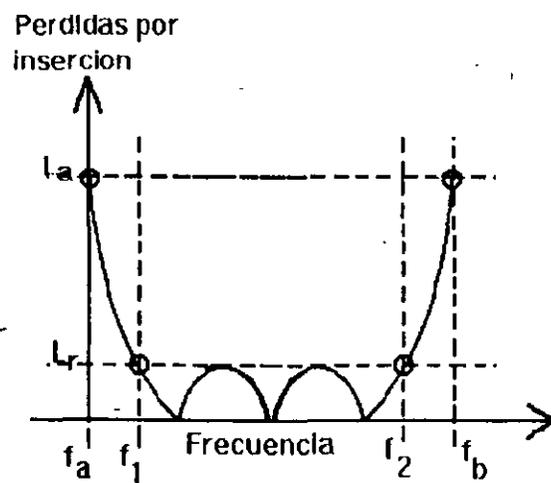


Método de síntesis de redes

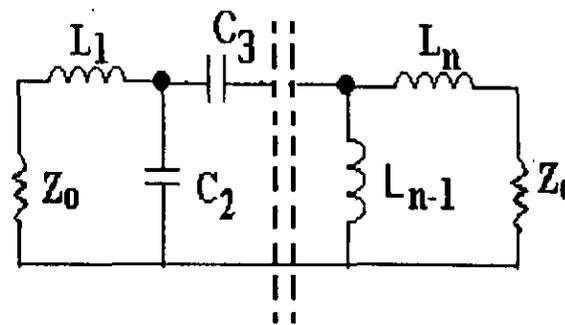
El proceso global de la síntesis se ilustra en la siguiente figura:



a) ideal



b) aproximación



c) circuito



Método de síntesis de redes

☞ Las etapas del proceso de síntesis son:

❶ Formar la función $|\rho_1(\omega)|^2$ a partir de P.I. (ω)
donde:

$$|\rho_1(\omega)|^2 = 1 - \frac{1}{\text{P.I.}(\omega)} = \frac{A(\omega) - B(\omega)}{A(\omega)} \quad \text{y} \quad \text{P.I.}(\omega) = \frac{a_0 + a_2\omega^2 + \dots + a_{2N}\omega^{2N}}{\omega^{2J}} = \frac{A(\omega)}{B(\omega)}$$

❷ Substituir la variable de frecuencia $\omega = \frac{s}{j}$ y
encontrar los polos y ceros de la función $|\rho_1(s)|^2$
en el plano complejo 's'

❸ Escoger los polos y ceros para formar la función $\rho_1(s)$



Método de síntesis de redes

➡ Las etapas del proceso de síntesis (cont.):

④ Construir la función $\rho_1(s)$ a partir de sus singularidades (polos y ceros):

$$\rho_1(s) = \frac{K_1(s-z_1)(s-z_2)\cdots}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots} = \frac{K_1 \prod_i (s-z_i)}{\prod_i (s-p_i)} \quad \text{donde } K_1 = \pm 1$$

⑤ Construir la función:

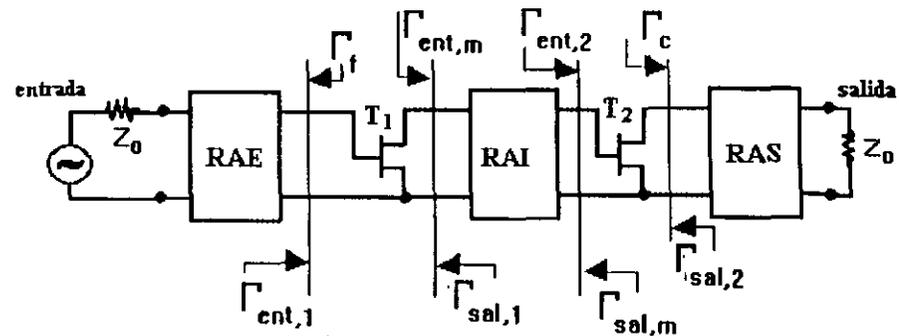
$$Z_1(s) = \frac{1+\rho_1(s)}{1-\rho_1(s)}$$

⑥ Determinar los valores de los elementos de la red por medio de remoción de polos y ceros de $Z_1(s)$ a las frecuencias de cero e infinito.

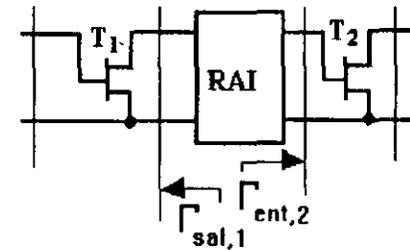


Proceso de síntesis de una RAI

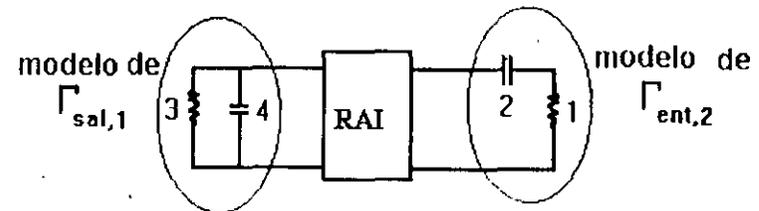
➔ Diagrama a bloques de un amplificador



❶ Identificación de la RAI



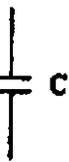
❷ Modelado de las impedancias de entrada y salida de los transistores





Método de síntesis de redes

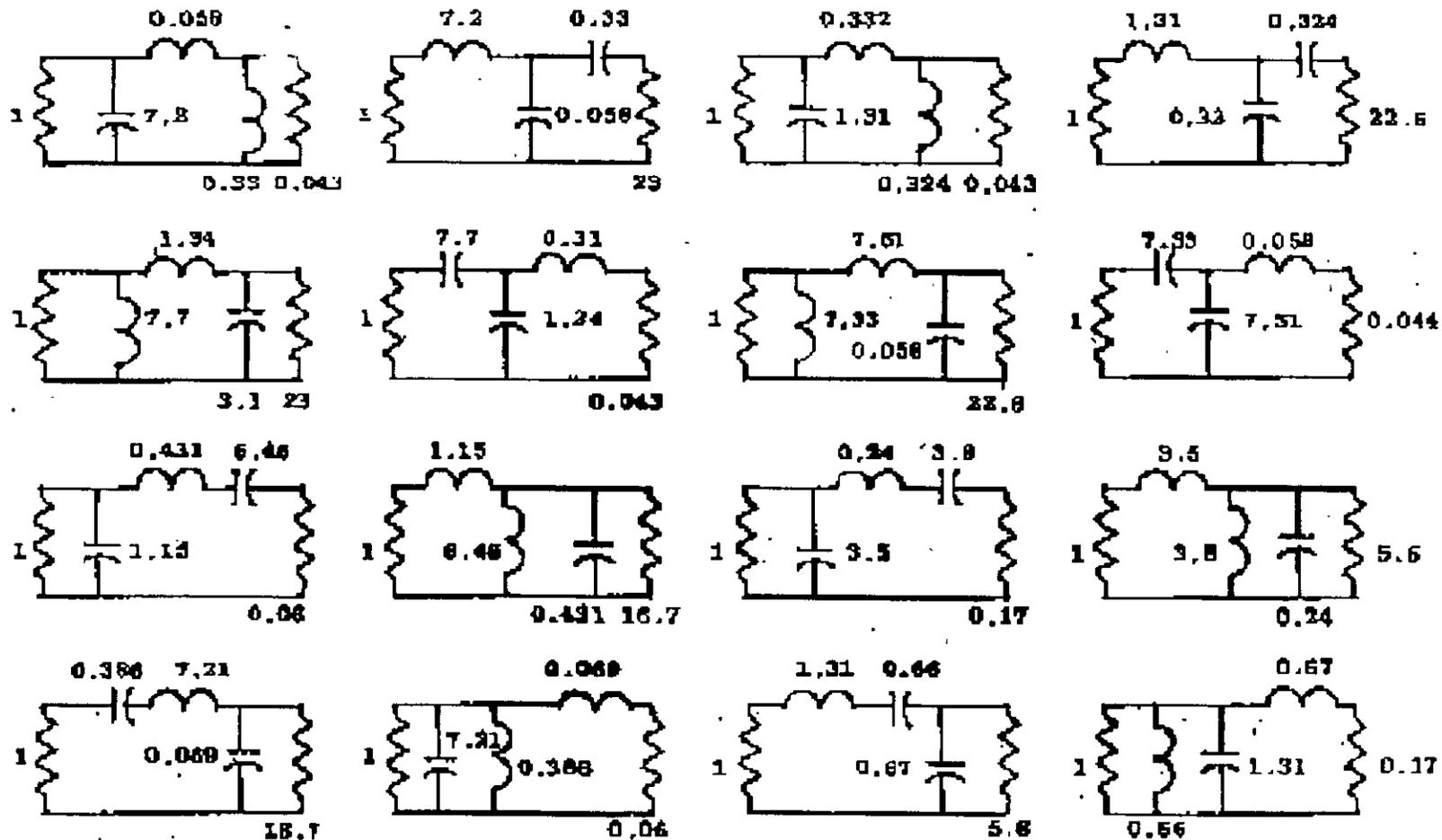
➔ Proceso de remoción de polos y ceros

<i>Elemento</i>	<i>Z(s) o Y(s)</i>	<i>Polo</i>	<i>Prueba a Z(s)</i>	<i>Valor</i>
	$Z(s) = sL$	$Z(s) _{s \rightarrow \infty}$	$n > m$	$L = \frac{P_n}{q_m}$
	$Y(s) = \frac{1}{sL}$	$Y(s) _{s \rightarrow 0}$	$P_0 = 0$ $q_0 > 0$	$L = \frac{P_1}{q_0}$
	$Z(s) = \frac{1}{sC}$	$Z(s) _{s \rightarrow 0}$	$P_0 > 0$ $q_0 = 0$	$C = \frac{q_1}{P_0}$
	$Y(s) = sC$	$Y(s) _{s \rightarrow \infty}$	$m > n$	$C = \frac{q_m}{P_n}$
$Z(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{P_n s^n + \dots + P_2 s^2 + P_1 s + P_0}{q_m s^m + \dots + s^2 + q_1 s + q_0}$				



CICESE

TOPOLOGIAS EQUIVALENTES





MÉTODO DE OPTIMIZACIÓN

- ☛ La optimización de redes es un procedimiento por medio del cual la respuesta característica de una red se mejora o ajusta a una condición deseada, modificando los valores de los elementos del circuito en una manera apropiada.
- ☛ Al inicio del proceso se establece una función de error, la cual indica la desviación de la respuesta real con respecto a la respuesta deseada. Esta función sirve como cifra de mérito para comparar ambas respuestas.
- ☛ El proceso de optimización localiza el punto en el que los valores de los elementos corresponden a un mínimo de la función de error, para lo cual se inicia con una estructura de red fija y la topología no se cambia durante el proceso.



MÉTODO DE OPTIMIZACIÓN

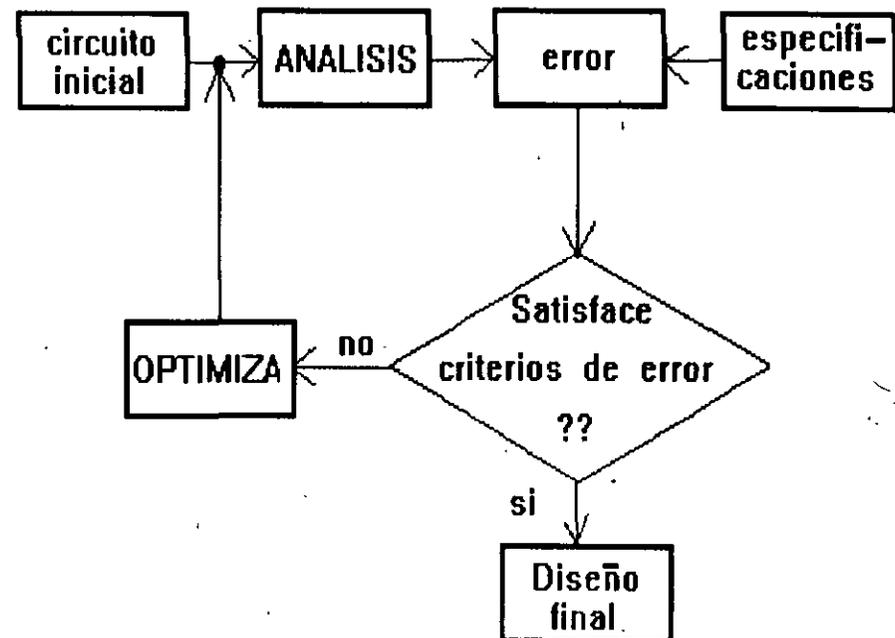
Los pasos del método son:

⇒ analizar un circuito

⇒ comparar la respuesta con una respuesta objetivo o función de error

⇒ almacenar el error

⇒ modificar los elementos del circuito para minimizar el error.





Términos de la función de error

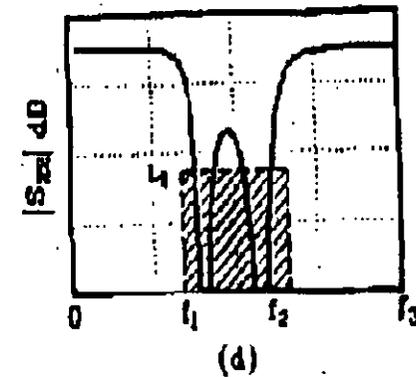
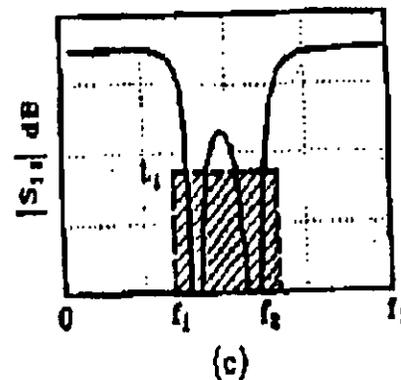
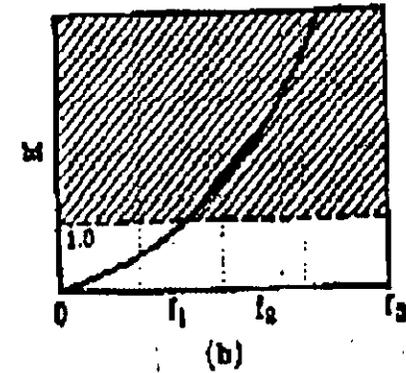
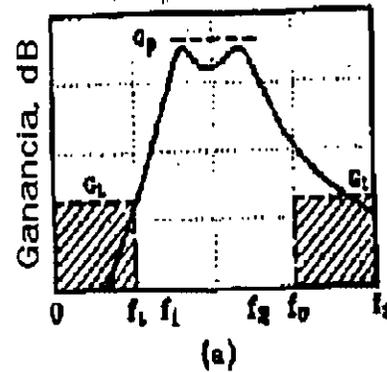
Los términos de la función de error se definen de acuerdo con la respuesta deseada o con las características que se deseen mejorar en el comportamiento de un circuito:

$$E = \sum_{f=0}^{f_3} (K(f) - 1.0)^2$$

$$+ \sum_{f=0}^{f_L} (G(f) - G_L)^2$$

$$+ \sum_{f=f_1}^{f_2} \left[(G(f) - G_p)^2 + (20 \text{Log}|S_{11}(f)| - L_1)^2 + (20 \text{Log}|S_{22}(f)| - L_2)^2 \right]$$

$$+ \sum_{f=f_U}^{f_3} (G(f) - G_L)^2$$





Optimización en un ambiente CAD

- ☛ Método de gradiente: búsqueda de un mínimo local más próximo a la condición inicial. Este método es muy conveniente en la fase final de la optimización, o en circuitos cuyas variables tienen moderada sensibilidad.
- ☛ Método aleatorio: búsqueda aleatoria de mínimos y con el mejor resultado obtenido puede servir eventualmente de punto de partida para una optimización tipo gradiente.
- ☛ Método mixto (híbrido): es una combinación automática de los métodos de gradiente y aleatorio. Este método permite teóricamente localizar el mínimo global de la función objetivo



Método de optimización

☛ En resumen, el objetivo de la optimización es tratar de producir una respuesta deseada ajustando valores de los elementos de la red, repitiendo el proceso : hasta que se cumple alguno de los siguientes criterios:

- ⇒ Se satisfacen las especificaciones de diseño
- ⇒ Se obtiene un valor mínimo predeterminado de diferencia entre valores esperados y valores calculados
- ⇒ Se alcanza un número determinado de iteraciones

PROGRAMAS COMERCIALES "CAD" DE MICROONDAS

Actualmente existen diversas compañías a nivel internacional que ofrecen paquetes de programas de computadora especializados para el diseño y análisis de circuitos y componentes de microondas y ondas milimétricas. Algunos de los programas que se utilizan para el diseño de componentes lineales (L), no lineales (N) y de análisis electromagnético (EM) Tales como Amplificadores de bajo ruido y potencia, osciladores, filtros, acopladores, etc, son los siguientes:

PROGRAMAS	COMPAÑIA	
Touchstone (L)	EEsof Incorporated	DOS
Libra (N)	Lindero Canyon Road	UNIX
Academy(L/N)	Westlake Village, CA 91362	
Em-Syn (EM)	FAX: (818)-879-6223	
Super Compact (L)	Compact Software Inc.	DOS
Harmonica (N)	201 McLean Boulevard	UNIX
Explorer(EM)	Paterson, NJ 07504	
	FAX: (201)-881-8361	
MDS (L/N)	Hewlett Packard	DOS
HFSS (EM)	3000 Hanover Street	UNIX
MOMENTUM (EM)	Palo Alto CA 94304	
	FAX: (707)-577-4527	
MMICAD (L)	Optotek Ltd.	DOS
	62 Steacie Drive	
	Kanata, Ontario	
	K2K 2A9	
	FAX: (613)-591-0584	
OSA90/hope (L/N)	Optimization System Assoc.	UNIX
Empipe (EM)	P.O. Box 8083	
	Dundas, Ontario	
	Canada L9H 5E7	
	FAX: (416)-628-8225	
LINMIC +/-N (L/N/EM)	Jansen Microwave	UNIX
	Ratingen, Germany	
	Distrib: (Eagleware)	
SuperStar Prof.(L)	Eagleware Corporation	DOS
Filter (L)	1750 Mountain Glen	
	Stone Mtn, GA 30087	
	FAX: (404)-939-0157	

E-Syn Organization

is composed of program windows which are linked together. At the bottom of each is a menu appropriate to that window. The use of each program window is given in 2 of the Reference section, Program Windows. Chapter 3, Menus, describes each menu commands in detail.

Following illustration shows how the windows are linked together. Arrows next to a indicate that a command (other than EXIT) from the menu on the previous screen is enter that window.

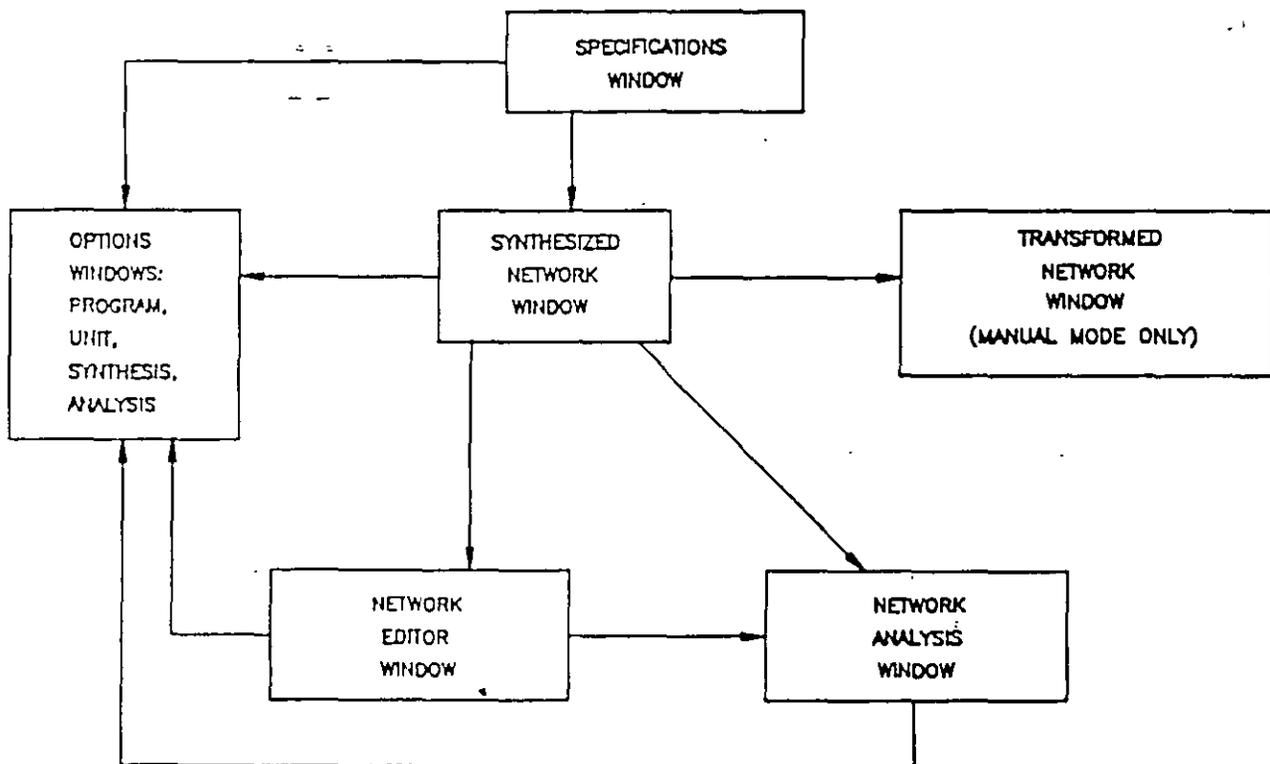
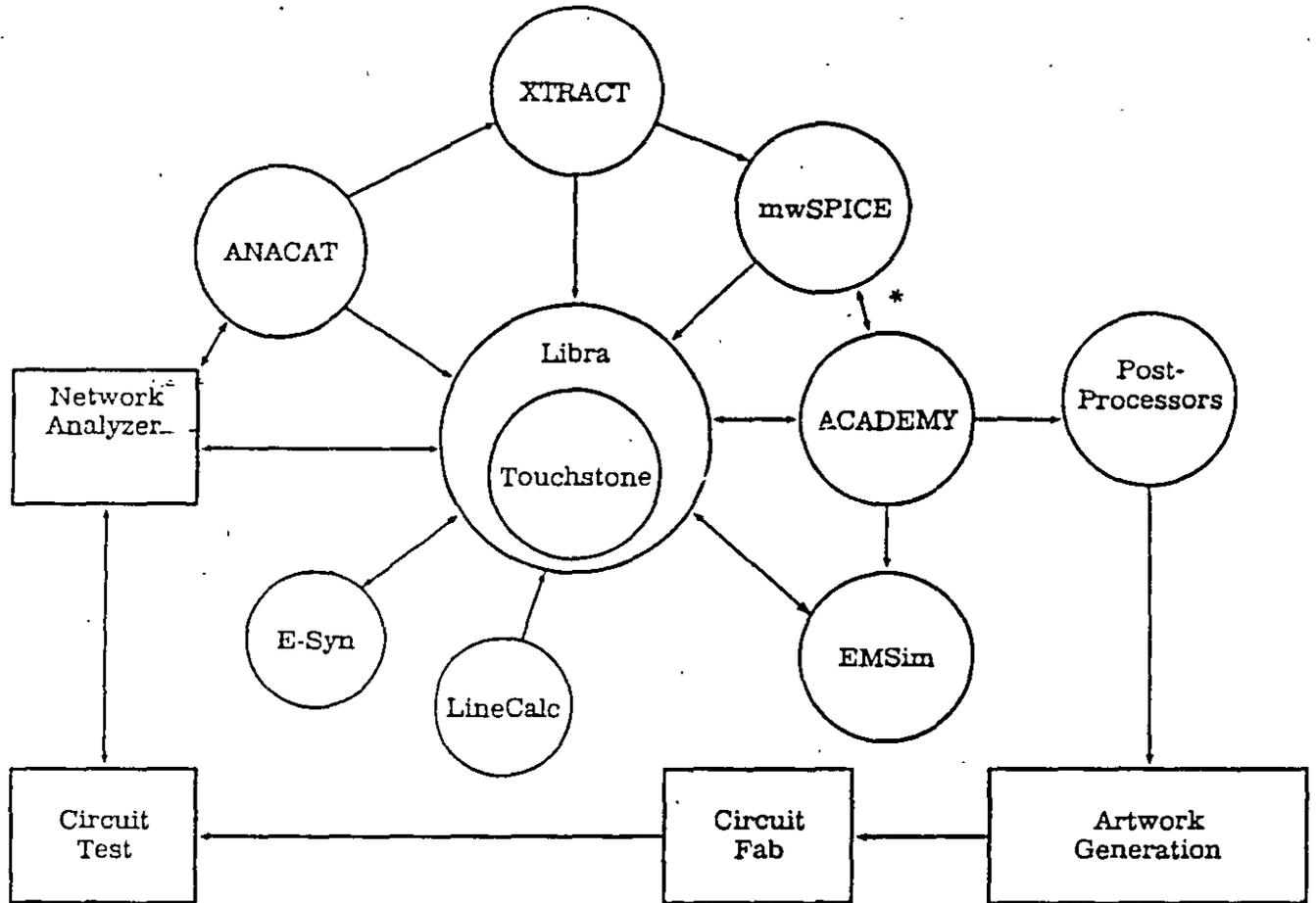


Figure 1-1. E-Syn Program Windows

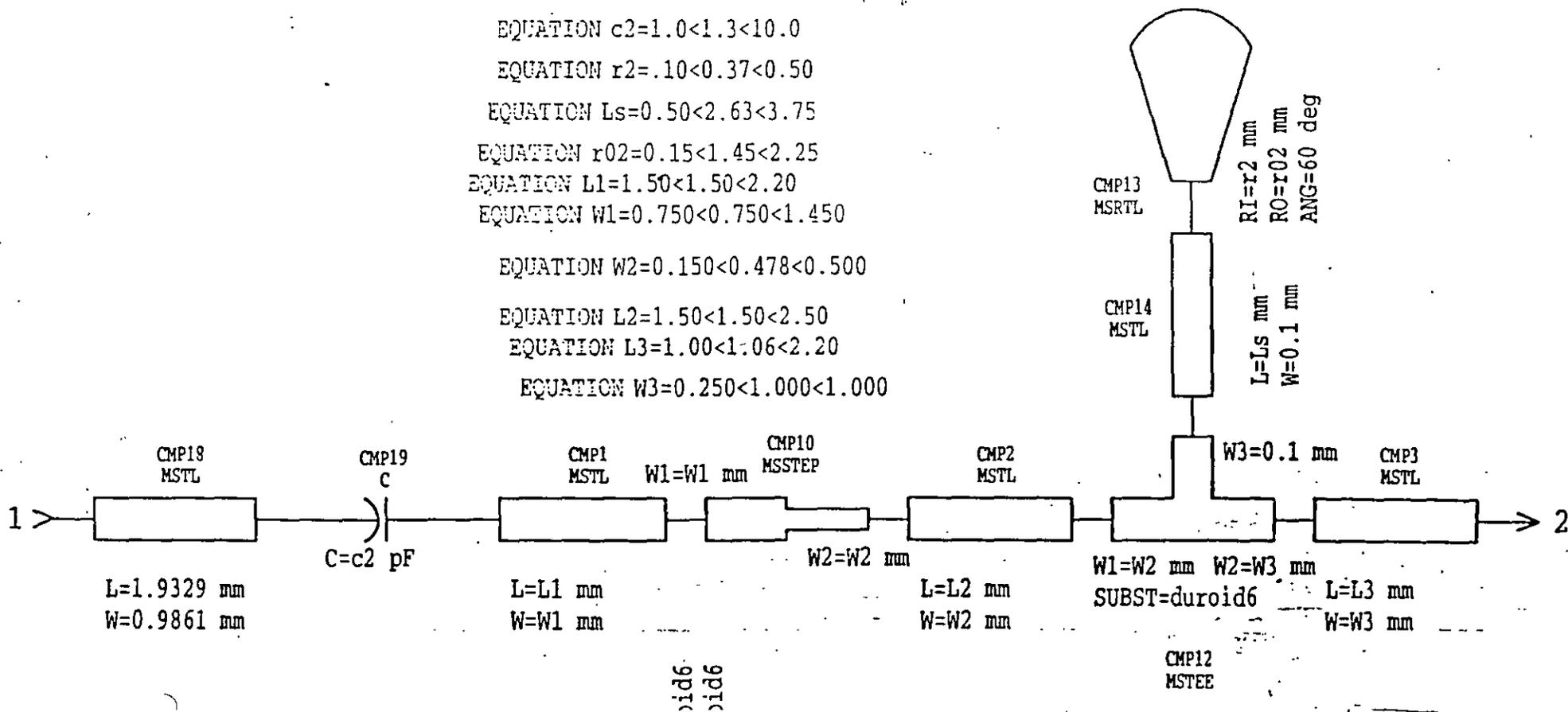
Program Interfaces to Other EEs of Programs

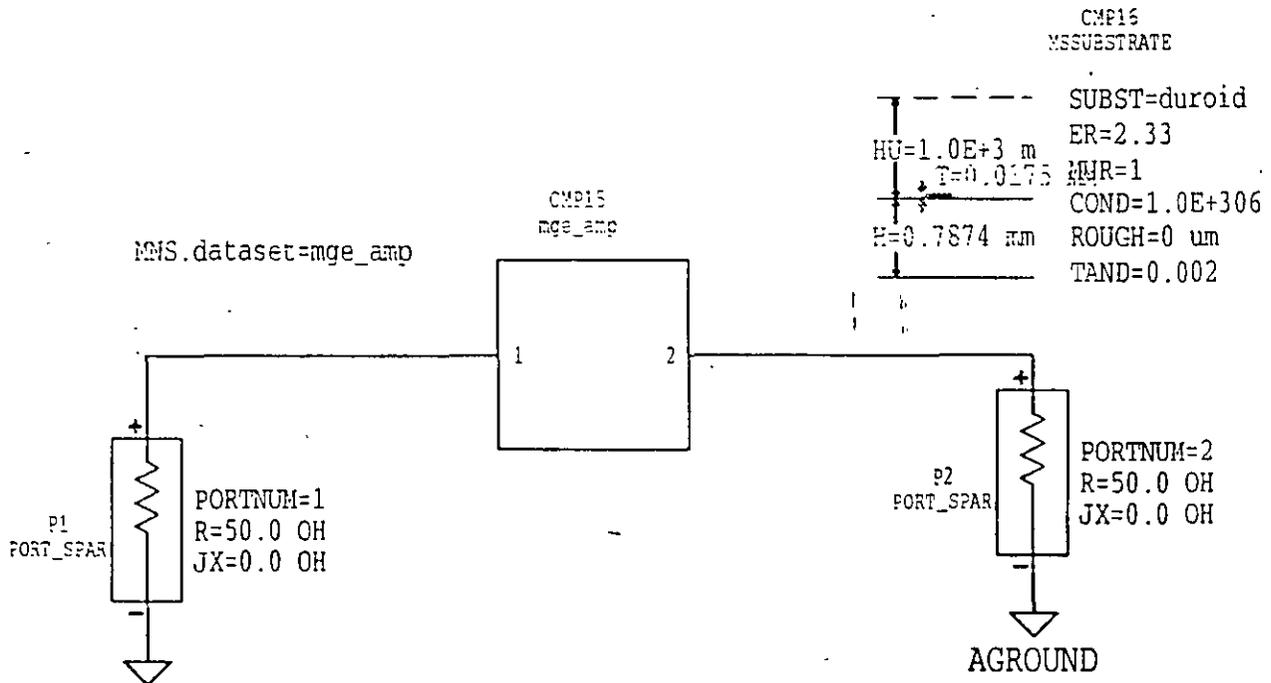
Touchstone and Libra interface with other EEs of programs to provide a complete set of design tools for the microwave engineer. The following chart represents the overall capability of EEs of programs. Please consult the EEs of Sales Department for more detailed information.



* Future interface

EQUATION c2=1.0<1.3<10.0
 EQUATION r2=.10<0.37<0.50
 EQUATION Ls=0.50<2.63<3.75
 EQUATION r02=0.15<1.45<2.25
 EQUATION L1=1.50<1.50<2.20
 EQUATION W1=0.750<0.750<1.450
 EQUATION W2=0.150<0.478<0.500
 EQUATION L2=1.50<1.50<2.50
 EQUATION L3=1.00<1.06<2.20
 EQUATION W3=0.250<1.000<1.000





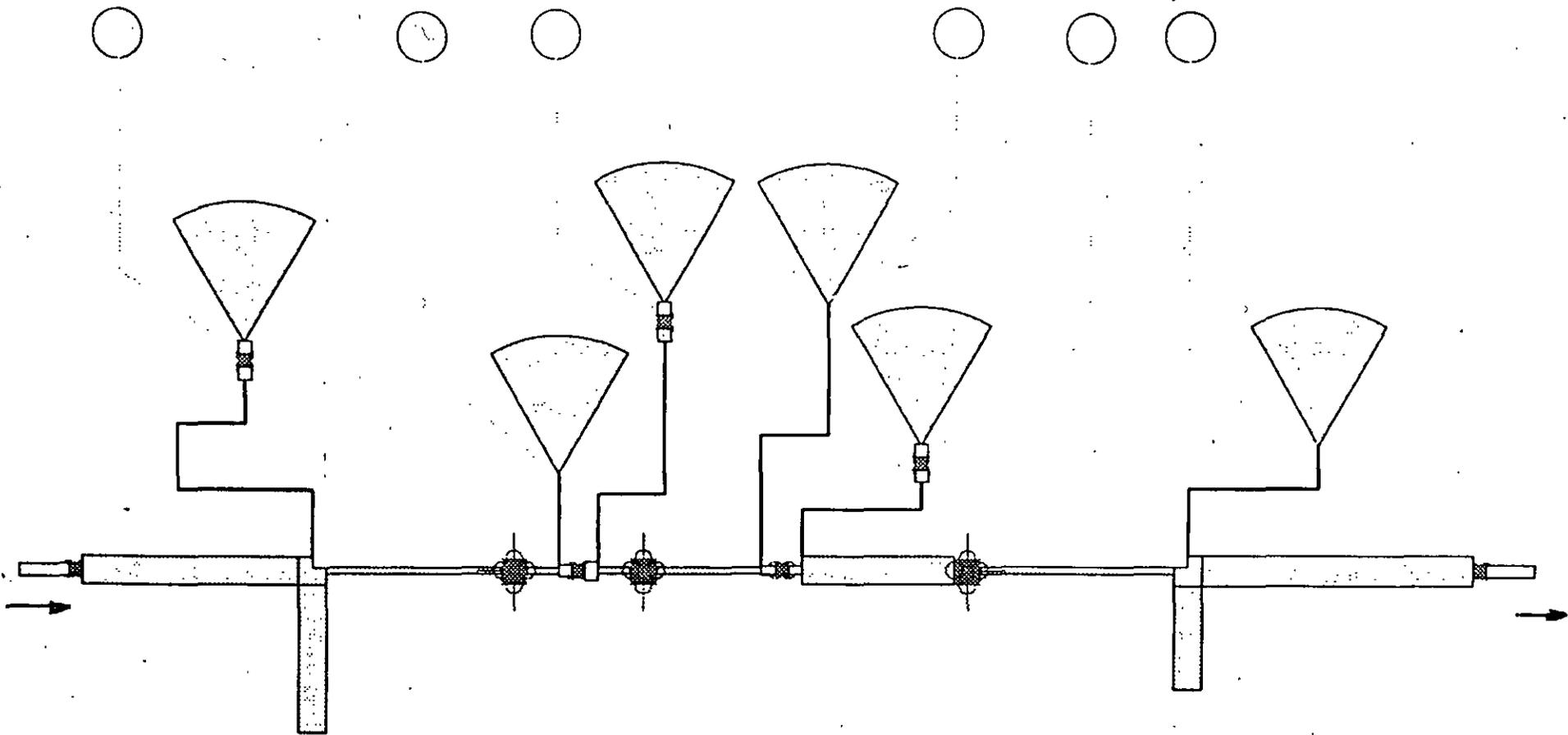
* S-PARAMETER *
 SIMULATION
 SWEPT_VAR=FREQ
 STIMGROUP=FreqRange
 FREQ=
 OUTPUT_VARS=

StimSpec
 STRSTPPTS
 STIMULUS
 STIMGROUP=FreqRange
 START=4.5 GHz
 STOP=5.5 GHz
 LINEAR PTS=21
 REVERSE=NO

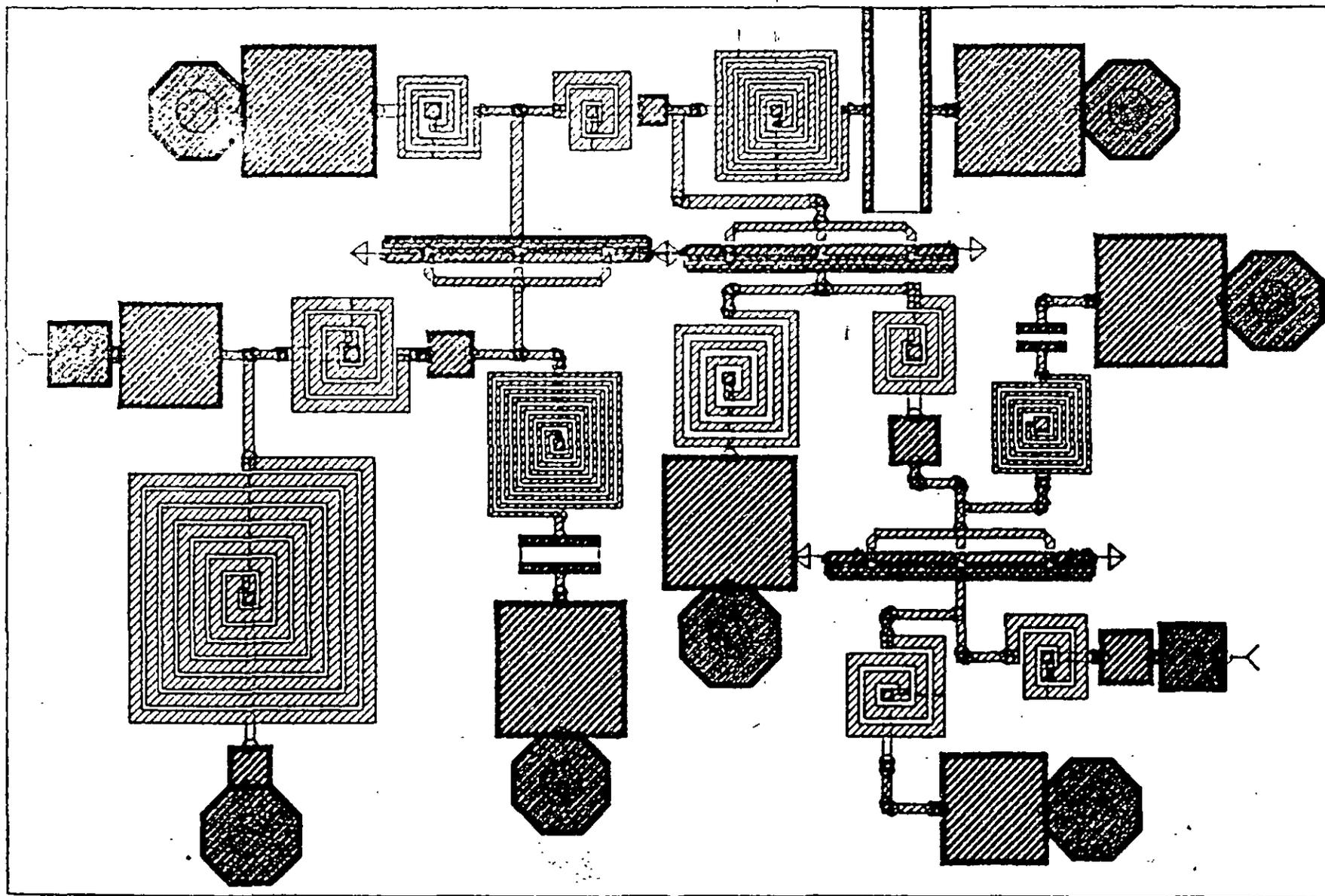
CMP19
 GoalMinMax
 * GOAL *
 GOAL=(1+mag(s22))/(1-mag(s22))
 ANALYSIS_NAME=SPana
 MIN=2
 MAX=2.5
 WEIGHT=1
 RANGE_VAR=
 RANGE_MIN=
 RANGE_MAX=

CMP17
 GoalMinMax
 * GOAL *
 GOAL=db(S21)
 ANALYSIS_NAME=SPana
 MIN=11
 MAX=11.05
 WEIGHT=50
 RANGE_VAR=
 RANGE_MIN=
 RANGE_MAX=

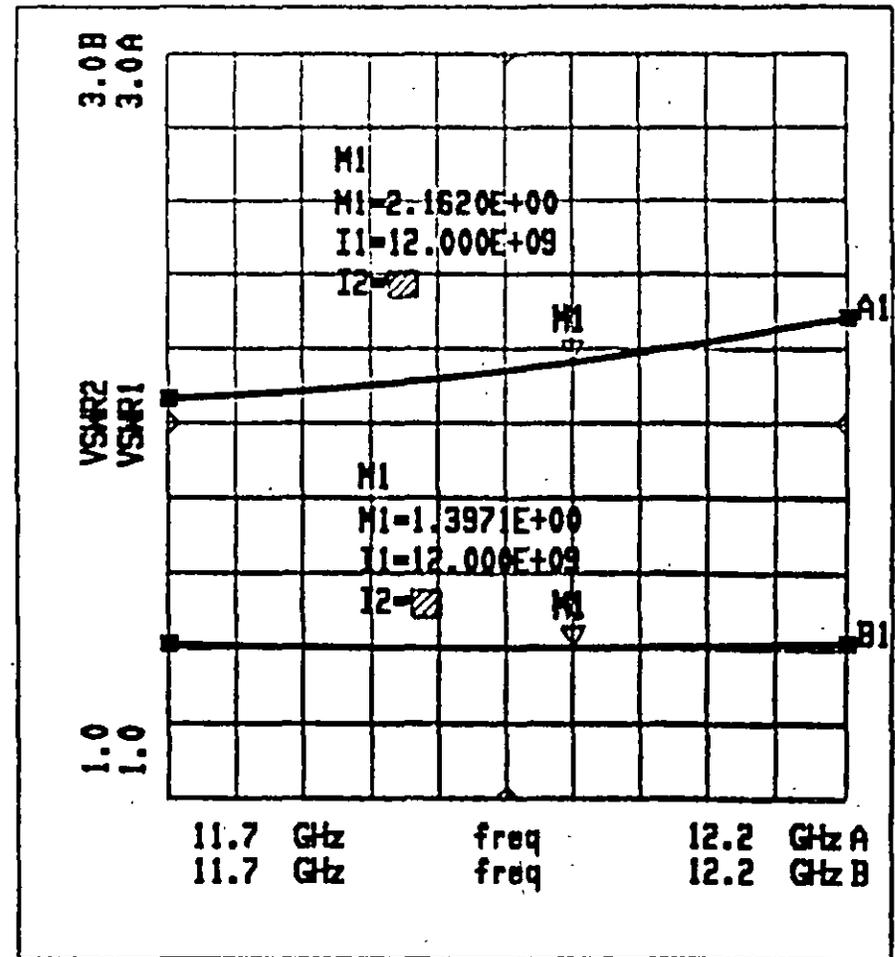
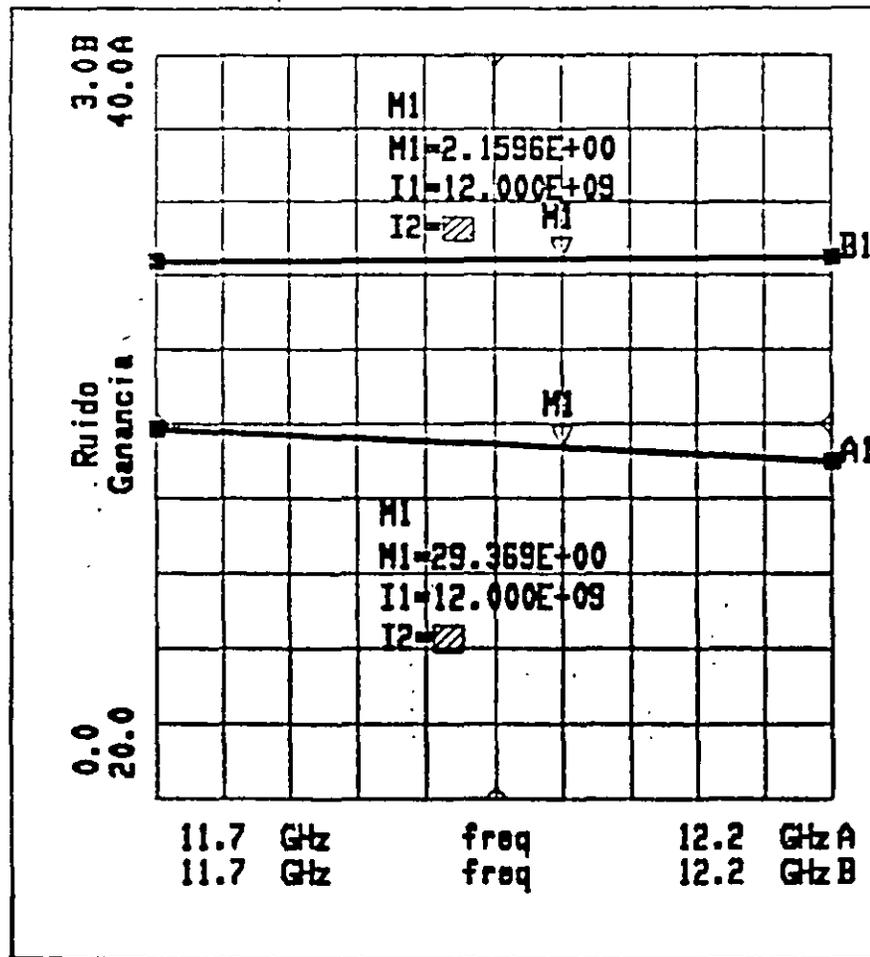
CMP18
 GoalMinMax
 * GOAL *
 GOAL=(1+mag(s11))/(1-mag(s11))
 ANALYSIS_NAME=SPana
 MIN=2
 MAX=2.5
 WEIGHT=5
 RANGE_VAR=
 RANGE_MIN=
 RANGE_MAX=

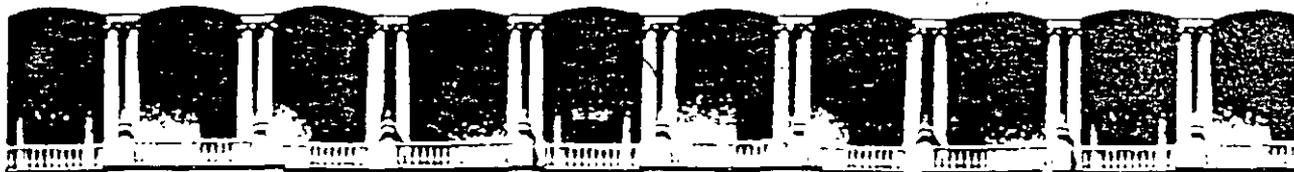


AMPLIFICADOR MONOLITICO EN BANDA Ku



SIMULACION DEL AMPLIFICADOR MONOLITICO EN BANDA KU





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

**VI CURSO INTERNACIONAL EN
TELECOMUNICACIONES**

MODULO I: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

COMPONENTES Y SISTEMAS DE MICROONDAS

**EXPOSITORES: M. EN C. ARTURO VELAZQUEZ VENTURA
DR. JOSE LUIS MEDINA MONROY**

1997





**Telecomunicaciones Vía Microondas
DECFI, UNAM, Palacio de Minería
México D.F. 26-30 de mayo de 1997**

Componentes y Sistemas de Microondas

**Dr. José Luis Medina Monroy y
M.C. Arturo Velázquez Ventura
CICESE**

**Dpto. Electrónica y Telecomunicaciones
Km. 107 Carretera Tijuana-Ensenada
Ensenada B.C. México**



Componentes y Sistemas de Microondas

Contenido

I. INTRODUCCION

II. COMPONENTES PASIVOS DE MICROONDAS

II.1 ANTENAS DE MICROONDAS

II.2 DIVISORES Y ACOPLADORES DIRECCIONALES E HIBRIDOS

II.3 CIRCULADORES Y AISLADORES

II.4 FILTROS Y MEZCLADORES DE MICROONDAS

III. COMPONENTES ACTIVOS DE MICROONDAS

III.1 TRANSISTORES

III.2 AMPLIFICADORES

III.3 OSCILADORES

IV. RECEPTORES DE MICROONDAS

IV.1 SISTEMAS DE CONVERSION SIMPLE

IV.2 SISTEMAS DE DOBLE CONVERSION

IV.3 SISTEMAS DE CONVERSION EN BLOQUE

V. TRANSMISORES DE MICROONDAS

VI. EJEMPLOS Y APLICACIONES



INTRODUCCION

El desarrollo de las metodologías de diseño, fabricación y caracterización de componentes para altas frecuencias en el rango de las microondas y ondas milimétricas, han sido de suma importancia para mejorar las características de los sistemas receptores y transmisores para comunicaciones vía satélite y terrestre, radioastronomía, sistemas de radar y equipos de medición entre otros.

La integración y desarrollo de sistemas de microondas, ha sido posible gracias a los avances científicos y tecnológicos relacionados con el desarrollo de:

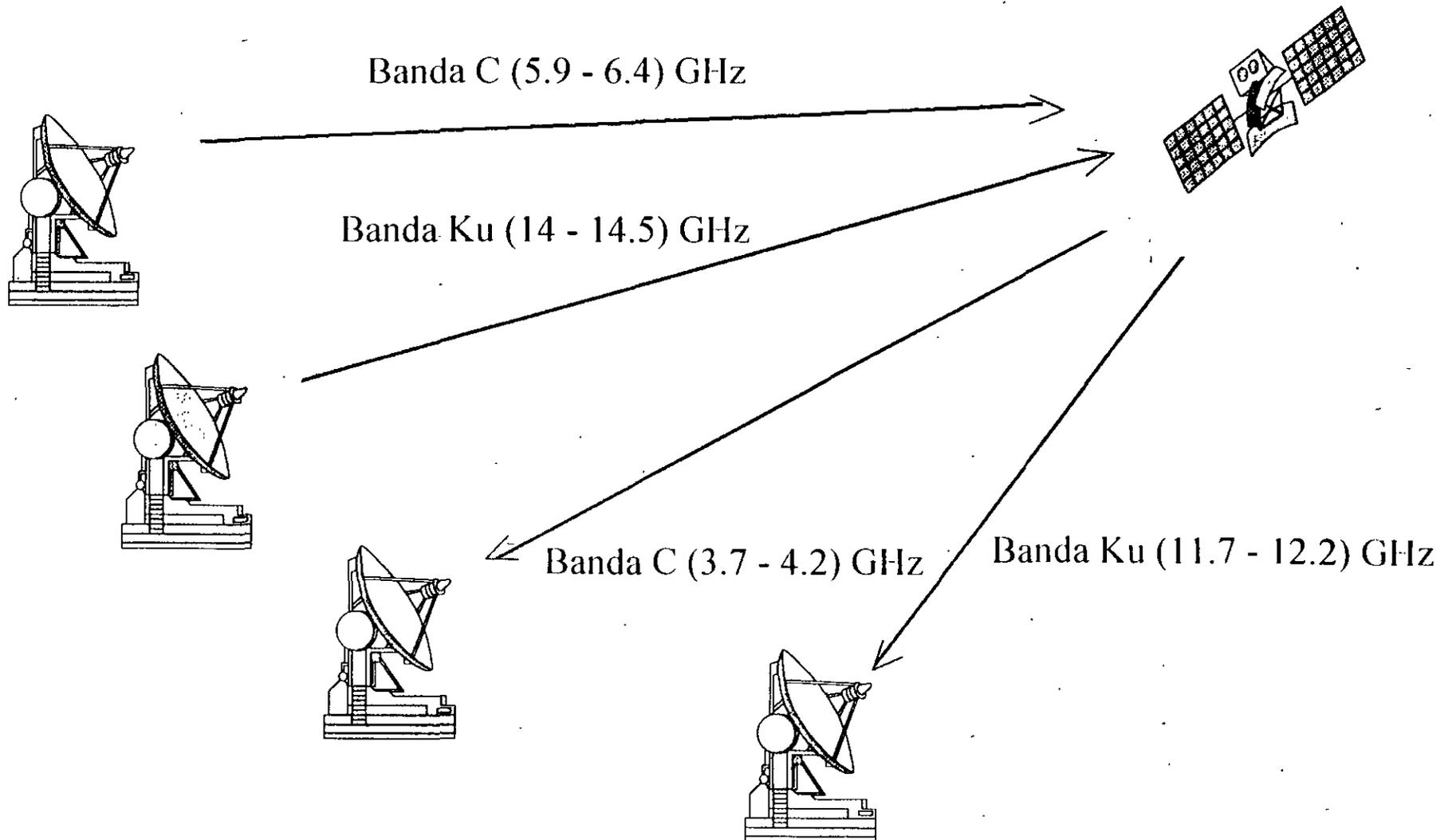
- ☛ **Componentes pasivos** (líneas de transmisión en microcinta, guía de onda coplanar y guías de onda, divisores, combinadores, acopladores direccionales e híbridos, circuladores y aisladores, filtros, mezcladores y antenas).
- ☛ **Dispositivos y componentes activos** (Transistores BJT, MESFET, HEMT, P-HEMT y componentes amplificadores, osciladores, mezcladores y multiplicadores desarrollados en tecnología híbrida o monolítica).



Bandas de Frecuencias de Microondas y Ondas Milimétricas

☛ L	1.0 GHz - 2.0 GHz
☛ S	2.0 GHz - 4.0 GHz
☛ C	4.0 GHz - 8.0 GHz
☛ X	8.0 GHz - 12.4 GHz
☛ Ku	12.4 GHz - 18.0 GHz
☛ K	18.0 GHz - 26.5 GHz
☛ Ka	26.5 GHz - 40.0 GHz
☛ Q	33.0 GHz - 50.0 GHz
☛ U	40.0 GHz - 60.0 GHz
☛ E	60.0 GHz - 90.0 GHz
☛ F	90.0 GHz - 140.0 GHz
☛ G	140.0 GHz - 222.0 GHz
☛ J	222.0 GHz - 325.0 GHz

Transmisión - Recepción en Bandas C y Ku





Componentes Pasivos de Microondas y Ondas Milimétricas

☛ Antenas de Microondas

- ⇒ Tipo Casagrain
- ⇒ Punto Focal
- ⇒ Foco Desplazado
- ⇒ Planar de Microcinta

☛ Divisores de Potencia

☛ Acopladores

- ⇒ Acoplador Direccional
- ⇒ Acoplador Híbrido o de Cuadratura

☛ Mezcladores

☛ Filtros

- ⇒ Pasa Bajas
- ⇒ Pasa Altas
- ⇒ Pasa Banda
- ⇒ Rechazo de Banda



Antenas de Microondas

Tipos de Antenas

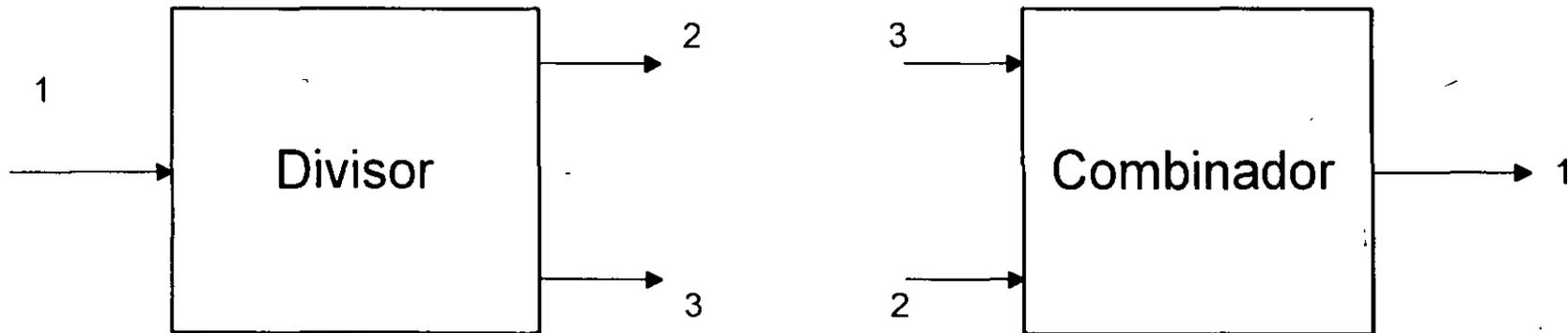
- Cassegrain
- Punto Focal
- Foco desplazado
- Planar de Microcinta

Características de las Antenas

- Ganancia de la Antena (Diámetro, eficiencia y longitud de onda)
- Eficiencia
- Ancho del Haz (BW3dB)
- Patrón de radiación (Lobulos laterales)
- Rugosidad RMS (Atenuación por rugosidad)
- Manejo de Potencia



Divisores y Combinadores de Potencia

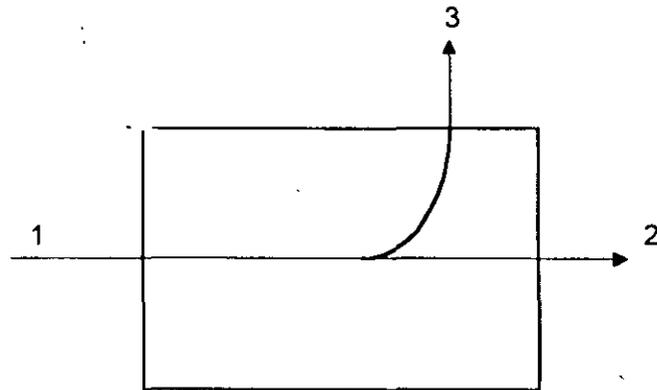


Características

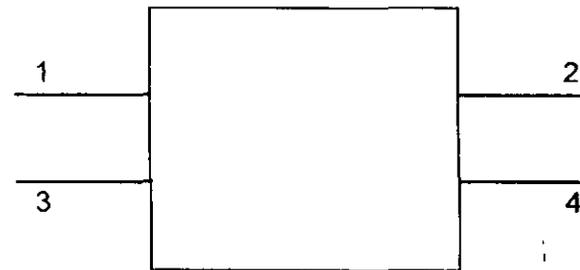
- ☞ Intervalo de frecuencias (11-13 GHz)
- ☞ Pérdidas por inserción (0.5 dB)
- ☞ Aislamiento (20 dB)
- ☞ VSWR máximo (1.35:1)
- ☞ desviación de fase (0+/- 2 grados)



Acopladores de Microondas



Acoplador direccional



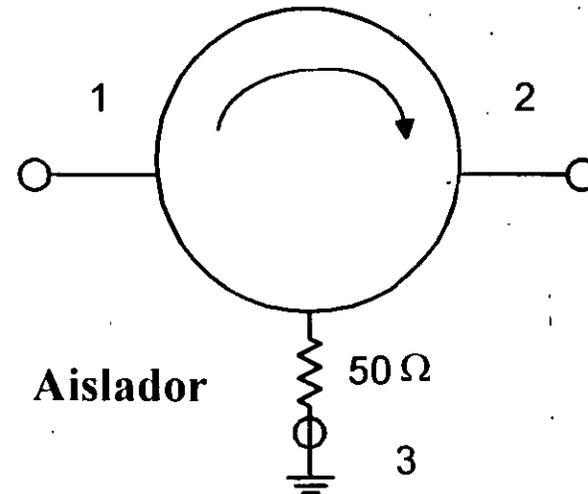
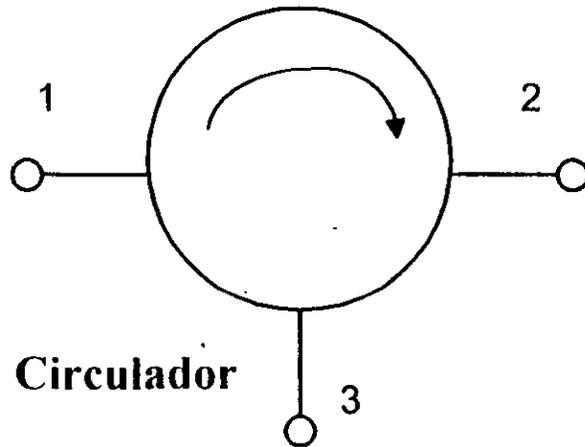
Acoplador Híbrido

Características

- ☞ Intervalo de frecuencias (8 - 18 GHz)
- ☞ Pérdidas por inserción (0.15-0.5 dB)
- ☞ Acoplamiento (6-30 dB) ó en los híbridos (3dB+/- 0.5 dB)
- ☞ Directividad (12-22 dB) ó Aislamiento (15-30 dB) y Balance de fase (90 +/- 3 grados)
- ☞ VSWR máximo (1.5:1)
- ☞ Potencia máxima (1-50 Watts)



Circuladores y Aisladores de Microondas



Características

- Intervalo de frecuencias de operación (11.5 - 12.5 GHz)
- Pérdidas por inserción (0.3 dB)
- Aislamiento (15 - 30 dB)
- VSWR (1.2:1)
- Manejo de potencia (1 Watt)



Tipos de Filtros de Microondas

- Filtros de Elementos Concentrados LC (500MHz)
- Filtros de Cavidad (500 MHz - 200 GHz)
- Filtros de Resonador Dieléctrico (30 GHz)
- Filtros de Microcinta y Guía de Onda Coplanar
- Interdigitados(Líneas Paralelas)
- Elípticos, Compline y Hairpin



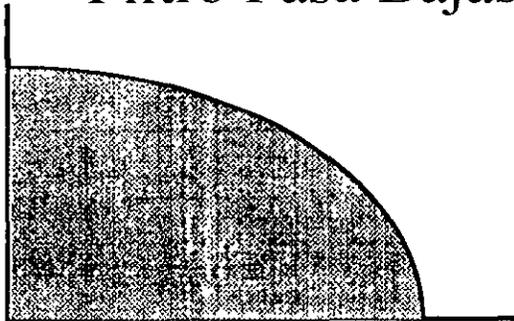
Características de los Filtros

- Pérdidas por inserción (0.5dB)
- Frecuencias o Ancho de banda a 1 o 3 dB (11.7 - 12.2GHz ó 500MHz)
- Frecuencias de corte o Porcentaje de ancho de banda $(BW3/f_0) \times 100$
- Atenuación en la banda de rechazo (30 a 60 dB)
- Impedancias de entrada y salida (50 Ohms)
- VSWR o Pérdidas por regreso (1.0:1 ó -40dB)
- Manejo de potencia (Función del Q, tamaño y materiales)
- Condiciones ambientales (Temperatura, humedad, vibración, especificación MIL)

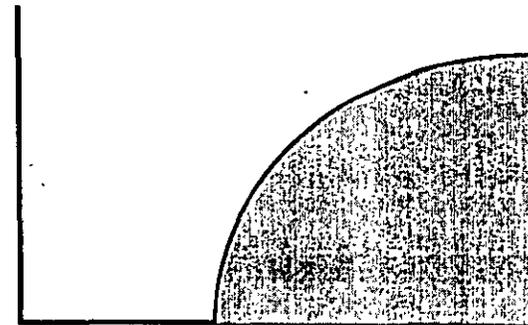


Respuestas de Filtros

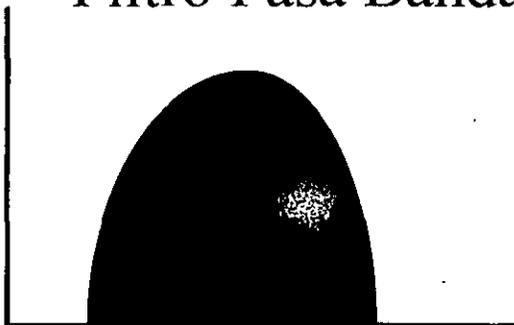
Filtro Pasa Bajas



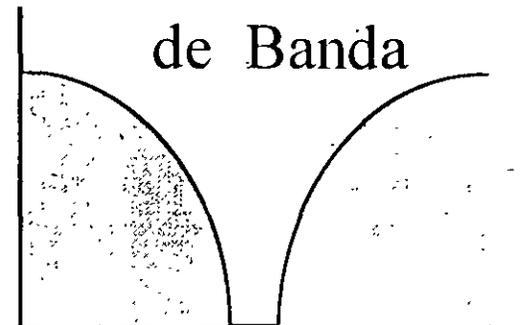
Filtro Pasa Altas



Filtro Pasa Banda



Filtro de Rechazo de Banda





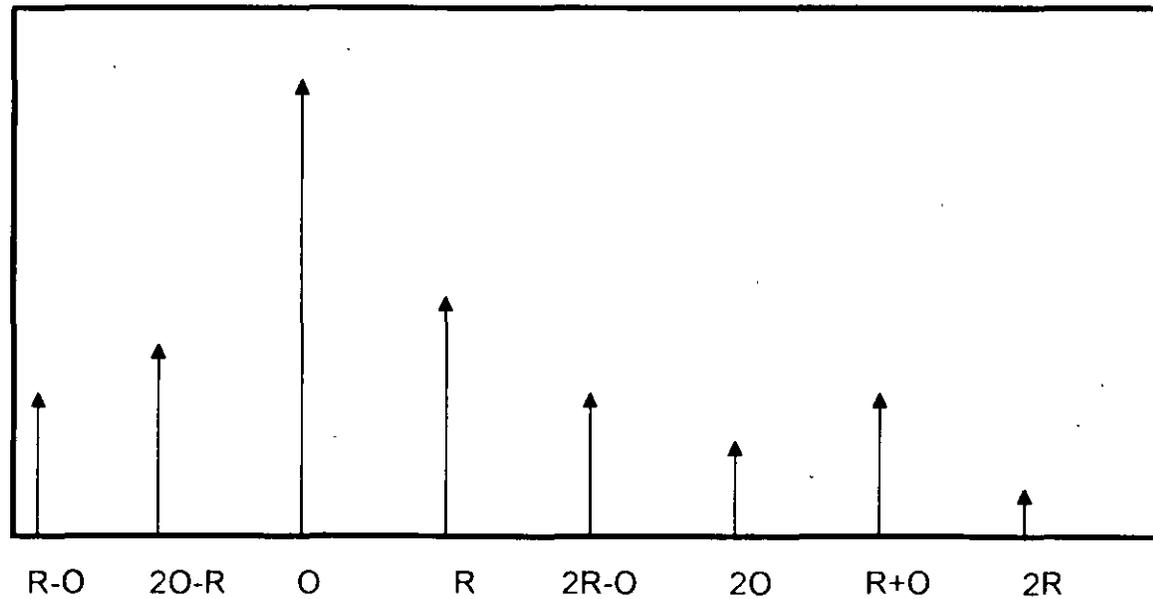
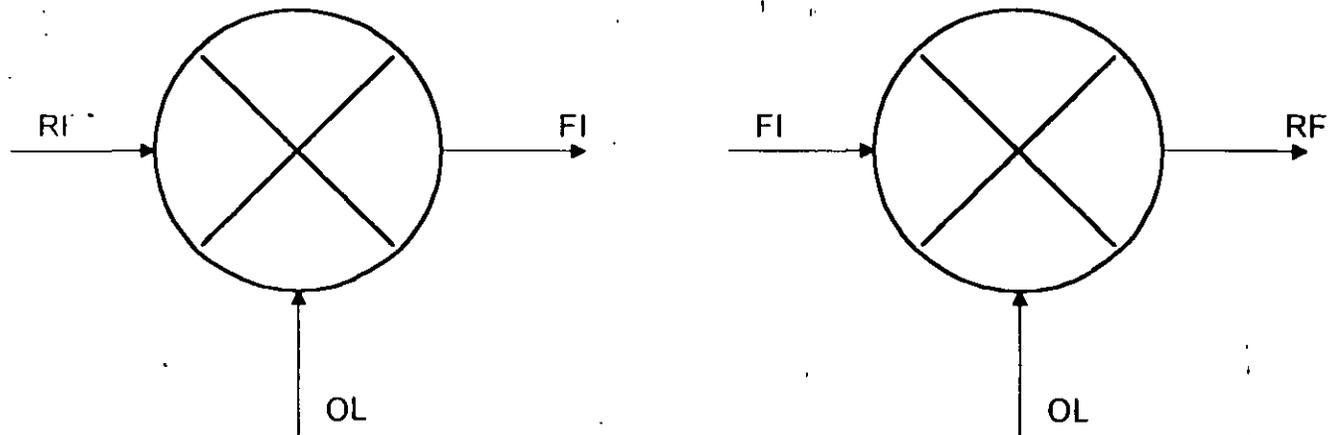
Mezcladores de Microondas

Características importantes

- Intervalo de frecuencias RF, OL (1-10GHz) e IF (DC-1GHz)
- Pérdidas por conversión (5-12 dB)
- Potencia en OL (7-13 dBm)
- Factor de ruido (5 - 15 dB)
- Aislamiento entre puertos L-R, L-I y R-I (15-35 dB)
- Nivel de productos de intermodulación ($WL \pm WR$) ó ($WL \pm (2WR_1 + WR_2)$)
- Rango Dinámico representa los límites de potencia sobre los cuales el mezclador puede ser utilizado (40 dB de -70 a -30 dBm).
- → VSWR (2.0:1)



Mezcladores de Microondas y Frecuencias generadas





Componentes Activos de Microondas y Ondas Milimétricas

☛ Transistores

- ⇒ BJT y HBT
- ⇒ MESFET (GaAs, InP)
- ⇒ HEMT y P-HEMT

☛ Amplificadores

- ⇒ Bajo Ruido
- ⇒ Ganancia Elevada
- ⇒ Potencia Lineal
- ⇒ Potencia Elevada

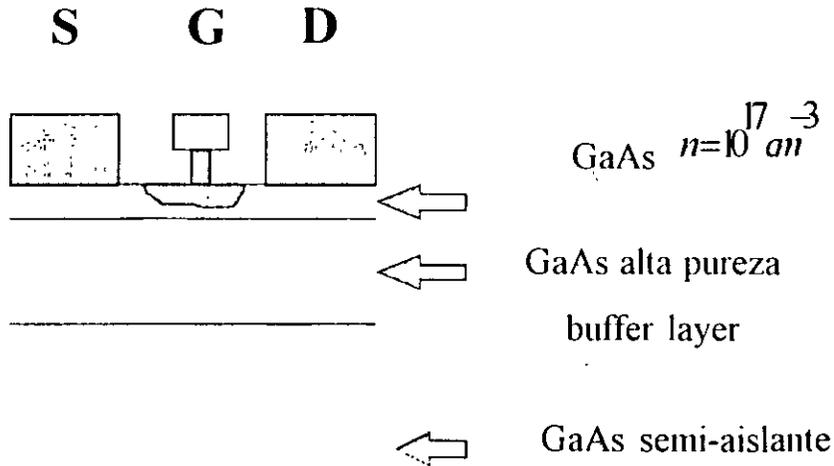
☛ Osciladores

- ⇒ Fundamental
 - * Transistores y Diodos (Gunn, Tunnel e Impatt)
- ⇒ Cadenas Multiplicadoras
- ⇒ Estabilizados
 - * Por Voltaje (VCO), Por Cavidades (CSO)
 - * Por Resonador Dieléctrico (DRO), Por Señales Digitales (DTO)

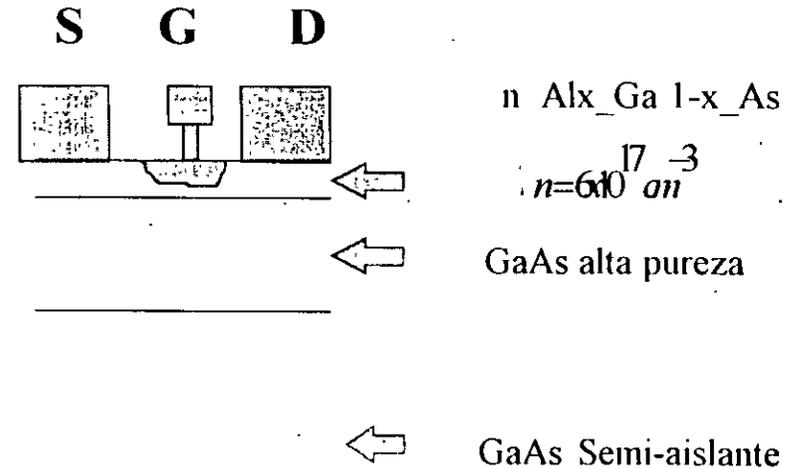


Dispositivos Activos para Microondas y Ondas Milimétricas

MESFET



HEMT



P-HEMT



AlGaAs contaminado Si

InGaAs no contaminado



Objetivos de los Dispositivos Activos

Materiales y Geometría

☛ Mayores Frecuencias y Ganancias:

- ⇒ Semiconductores con mayor movilidad de electrones (GaAs, InP).
- ⇒ L_g y W_g pequeñas.
- ⇒ Inductancias pequeñas.

☛ Menores Niveles de Ruido:

- ⇒ R_g , R_s y C_{gs} pequeñas (conductividad y espesor del metal) y g_m elevada.
- ⇒ Dimensiones Físicas: L_g y W_g pequeñas (tecnología de litografía de haz de electrones)
- ⇒ Estructura de compuerta (hueco y hongo o en T)
- ⇒ Temperaturas bajas (Nitrogeno líquido y Helio líquido)



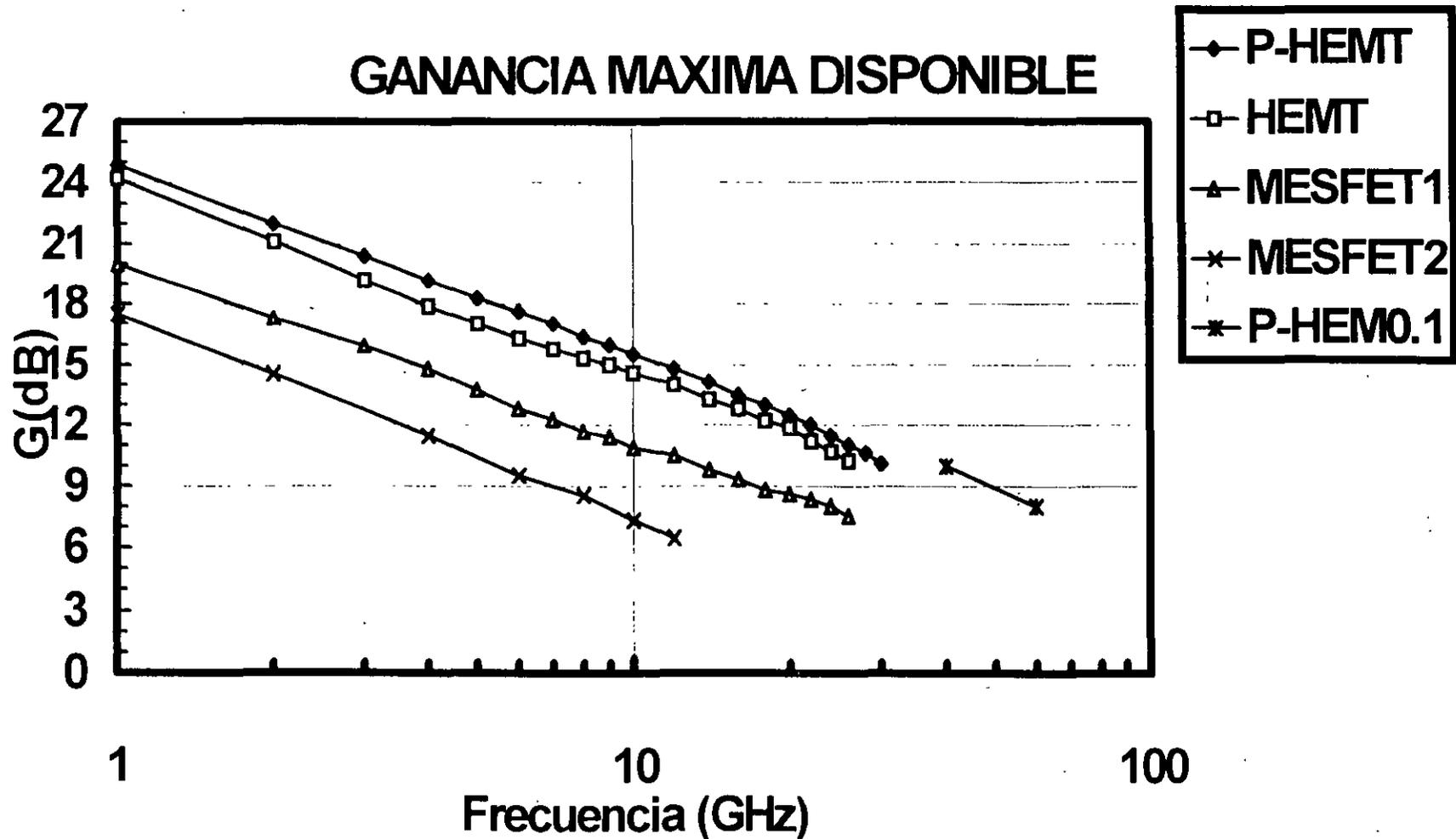
Dispositivos Activos de Microondas y Ondas Milimétricas

DISPOSITIVOS ACTIVOS

Características	P-HEMT	HEMT	MESFET ₁	MESFET ₂
L_g (μm)	.25	.3	.3	1.0
w_g (μm)	200	280	280	300
gm (mS)	70	60	50	40
FR(12GHz)	.6	.75	1.6	2.5
G(12GHz)	11	10.5	9.0	6.5
FR(30GHz)	2.8	3.4	4.5	6.5
G(30GHz)	7.3	6.7	4.75	2.0

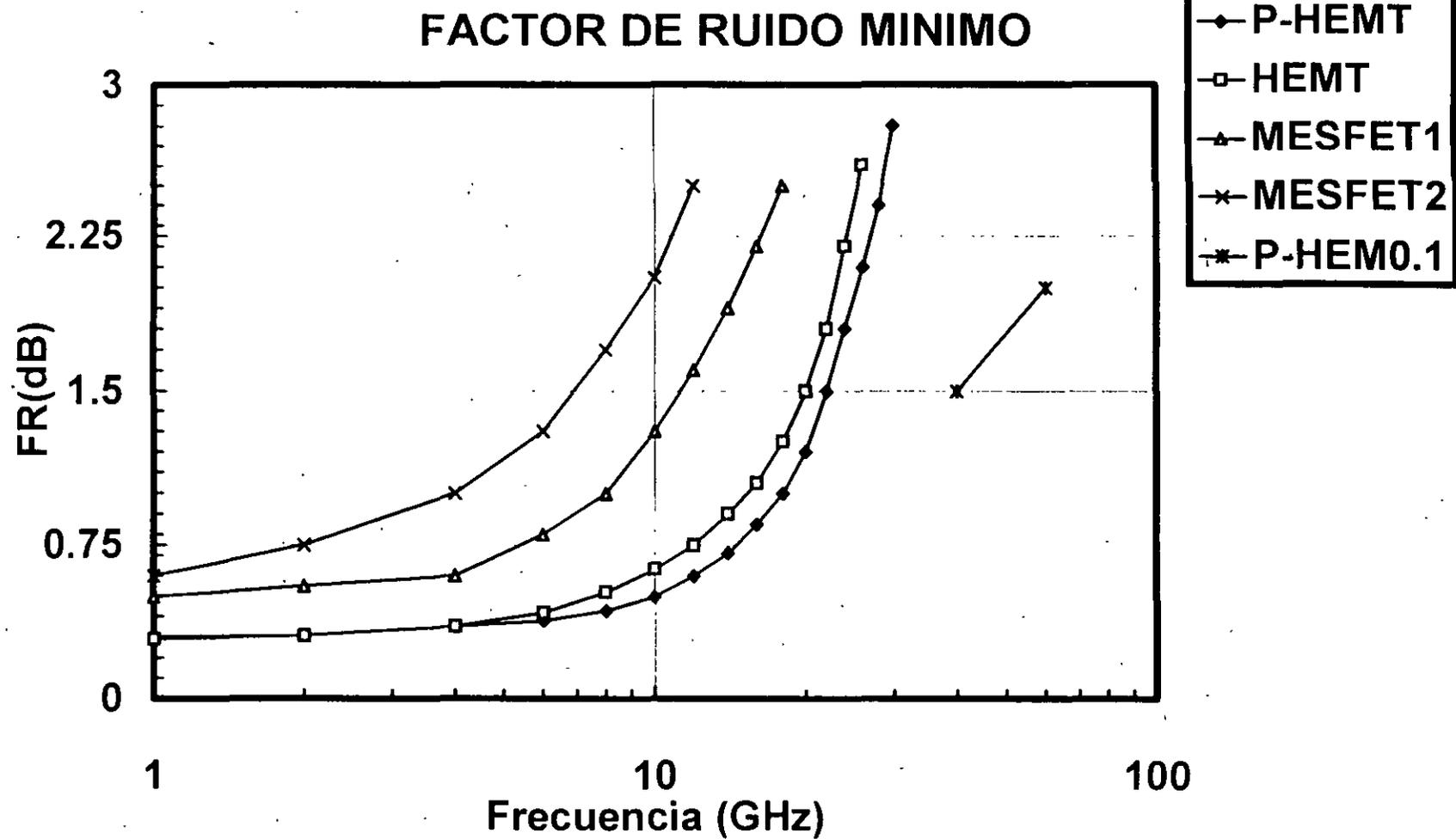


Dispositivos Activos de Microondas y Ondas Milimétricas





Dispositivos Activos de Microondas y Ondas Milimétricas





Componentes Activos de Microondas

DISPOSITIVOS DE ESTADO SÓLIDO:

- Bipolares BJT y HBT
- MESFET (GaAs, InP)
- HEMT y P-HEMT

AMPLIFICADORES. Son componentes con capacidad de aumentar el nivel de la señal de entrada sin degradar su comportamiento.

Tipos de Amplificadores:

- ⇒ • Bajo Ruido
- ⇒ • Potencia lineal
- ⇒ • Ganancia elevada
- ⇒ • Potencia Elevada
 - Configuración en línea
 - Configuración Balanceada
 - Banda Angosta
 - Banda Ancha



Componentes Activos de Microondas

• CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES DE LOS AMPLIFICADORES:

- Intervalo de frecuencias (11.7-12.2 GHz)
- Ganancia (30dB)
- Linealidad de Ganancia (0.5dB)
- Relación de onda estacionaria VSWR ent/sal (1.25/1.5)
- Voltaje y corriente de alimentación (15V/120mA) o (18V/5A)
- Factor de ruido (0.7dB) o temperatura de ruido (50 K)
- Retardo de grupo (0.01nseg/MHz)
- Potencia en el punto de compresión de 1dB P_{1dB} (+7dBm-40dBm)
- Punto de intersección de 3er orden (+17 dBm-50dBm)
- Potencias de entrada mínima y máxima
- Rango dinámico libre de espureas

• Potencia mínima (NER) a la entrada de un amplificador : $NER = Fr - 10\log(KTB) + 10\log(B)$

• Potencia de entrada máxima: $Pe = P_{1dB} - G$

• Potencia libre de espureas: $Pi = \frac{NER}{3} - \frac{2G}{3} + \frac{2P_{31}}{3}$



Componentes Activos de Microondas

• OSCILADORES DE MICROONDAS:

Los osciladores de microondas generan una señal de RF cuando se le aplica un voltaje de CD. Estos consisten en general de un dispositivo activo y un circuito pasivo.

• Tipos de Osciladores:

• Oscilador fundamental

- -Diodos Gunn , Tunnel e Impatt
- -Bipolares BJT y HBT
- -MESFET, HEMT y P-HEMT

• Cadenas multiplicadoras

• Técnicas de estabilización:

- Cristal de cuarzo y multiplicadores
- Cavity metálica
- Resonador dieléctrico
- AFC o PLL

• Sintonización:

- Fijo
- Por voltaje (VCO)
- Mecánicamente
- Señal digital (DTO)

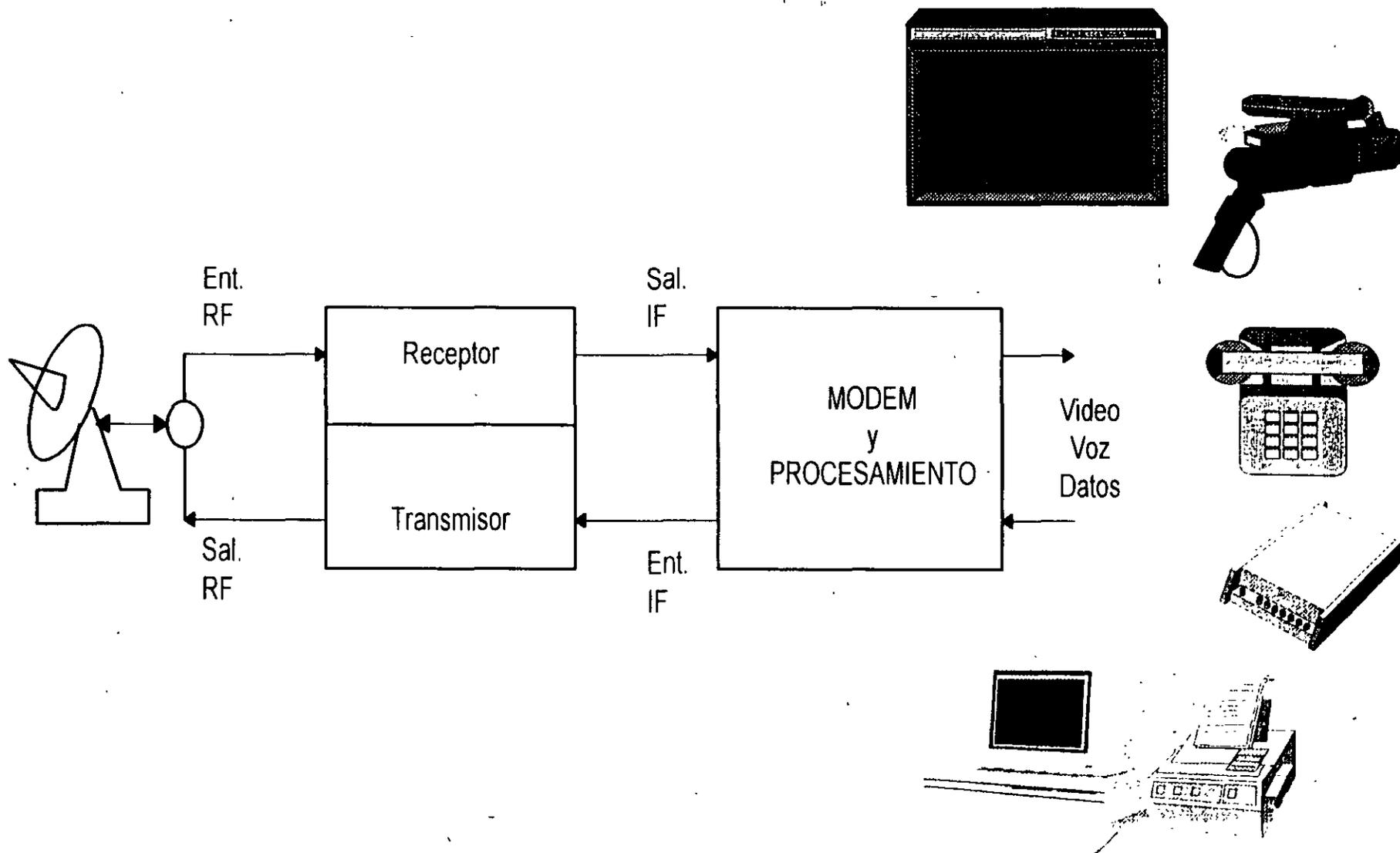


Componentes Activos de Microondas

➤ CARACTERISTICAS IMPORTANTES DE LOS OSCILADORES:

- • Frecuencia de Oscilación (5.1GHz)
- • Potencia de salida (+7-20dBm)
- • VSWR (2.0:1)
- • Estabilidad en frecuencia (0.05%)
 - -Temperatura (100ppm/)
 - -Voltaje (Pushing) (100KHz/V)
 - -VSWR (Pulling) (1MHz)
- • Ruido de Fase (-110dBc @ 100KHz)
- • Eficiencia (20%)
- • Voltaje y corriente de alimentación (15V/140mA)

Sistema Transmisor - Receptor de Microondas



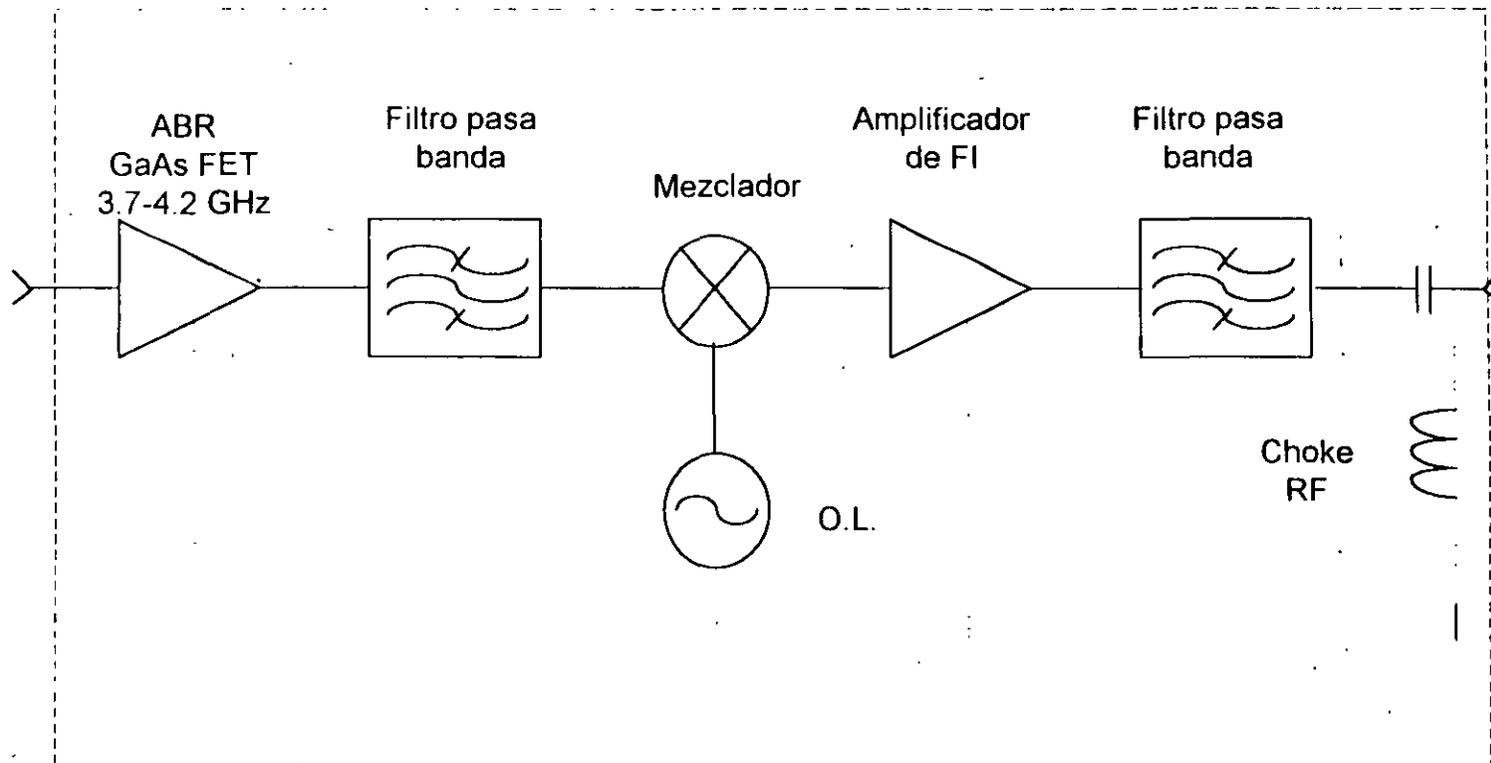


Parámetros Requeridos para el Diseño de Sistemas de Microondas

- ☛ Frecuencias de recepción y transmisión (RF)
- ☛ Frecuencias Intermedias (FI)
- ☛ Niveles de Potencia requeridos de FI
- ☛ Tamaños de las Antenas
- ☛ Potencia de Transmisión (RF)
- ☛ Distancia del Enlace
- ☛ Voltaje de Alimentación y consumo de potencia
- ☛ Redundancia?
- ☛ Efectuar el cálculo de Enlace (Potencia Recibida y C/N_0 ó E_b/N_0)



Receptores de Microondas



ABR / Conversor en bloque



Receptores de Microondas

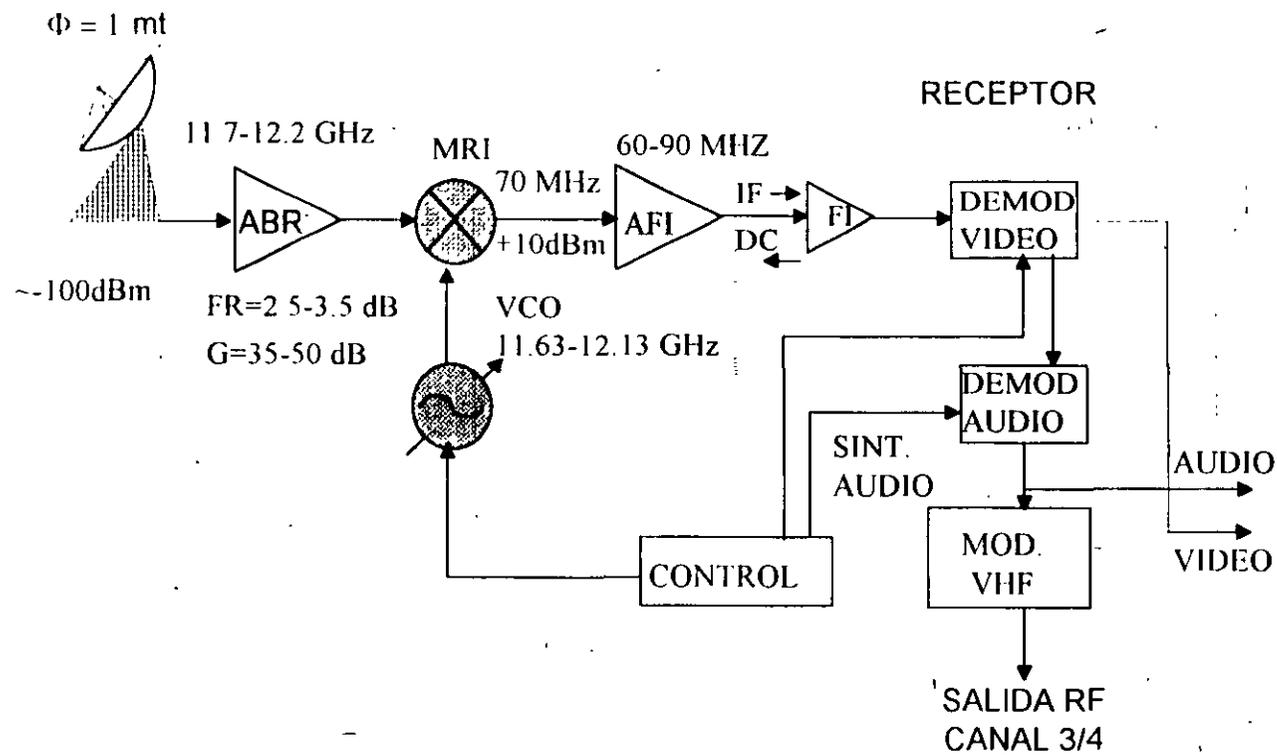
☛ RECEPTORES DE MICROONDAS

☛ Para el diseño de receptores, se definen las siguientes características:

- ☛ • Temperatura de ruido y ganancia del ABR
- ☛ • Pérdidas por conversión del mezclador
- ☛ • Frecuencias del oscilador local
- ☛ • Ganancias de los amplificadores de FI
- ☛ • Ancho de banda y frecuencias de los filtros
- ☛ • Voltaje de alimentación

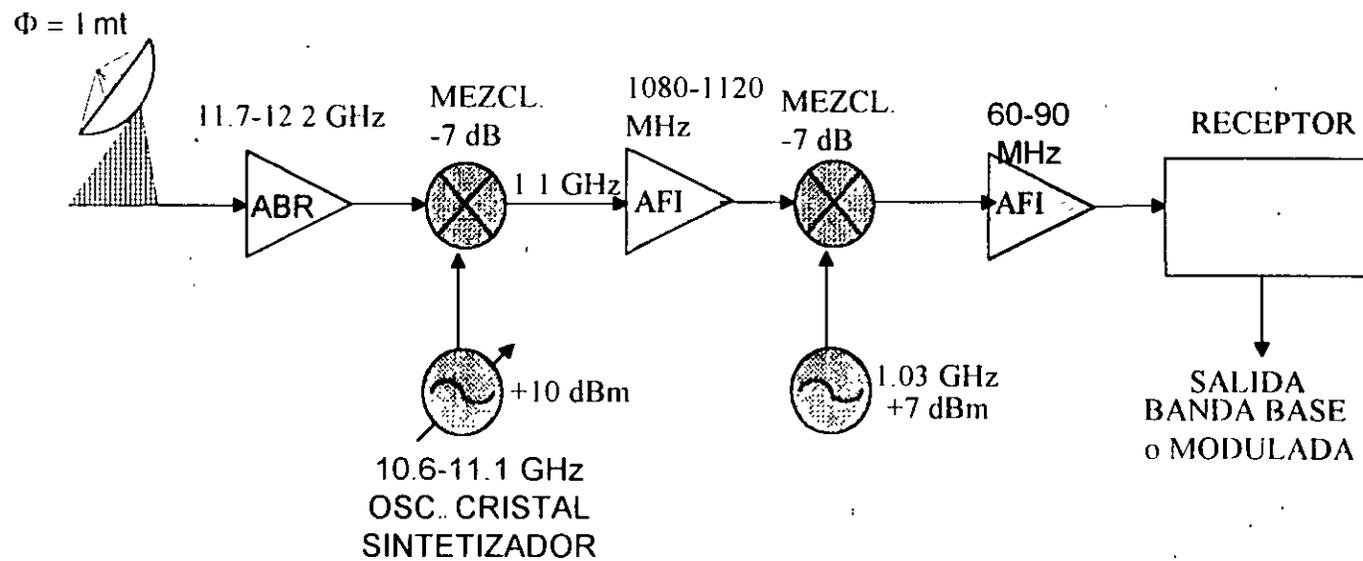


Sistema Receptor de Conversión Simple



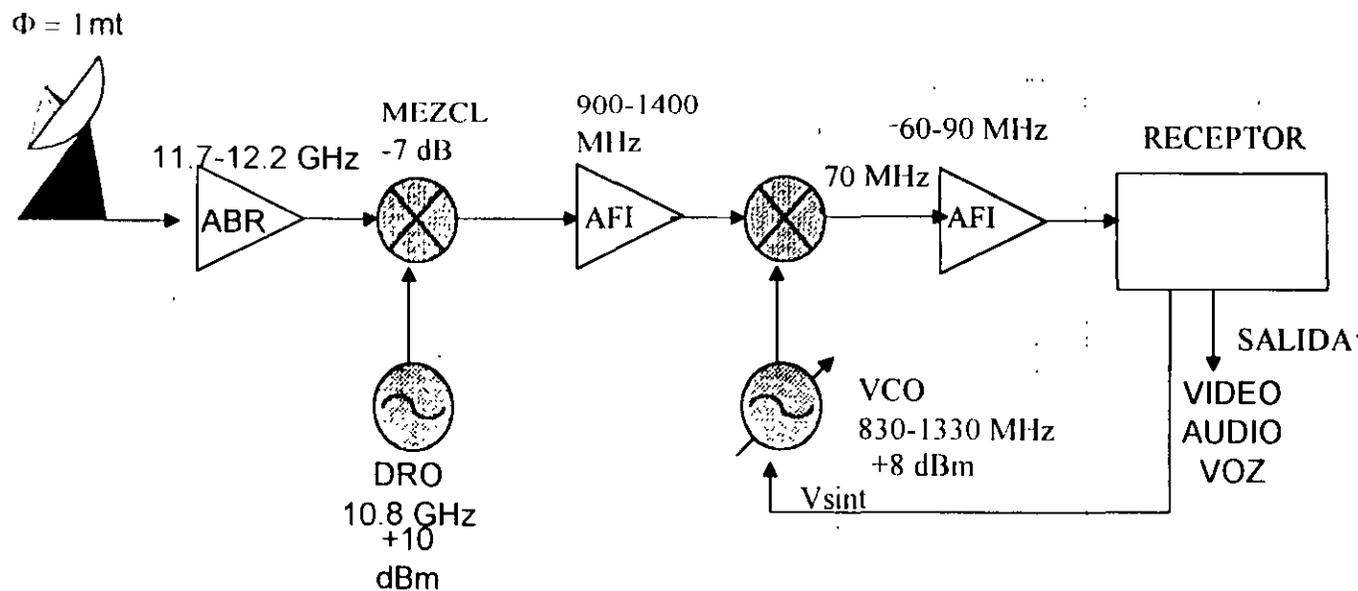


Sistema Receptor de Conversión Doble





Sistema Receptor de Conversión en Bloque





Transmisores de microondas

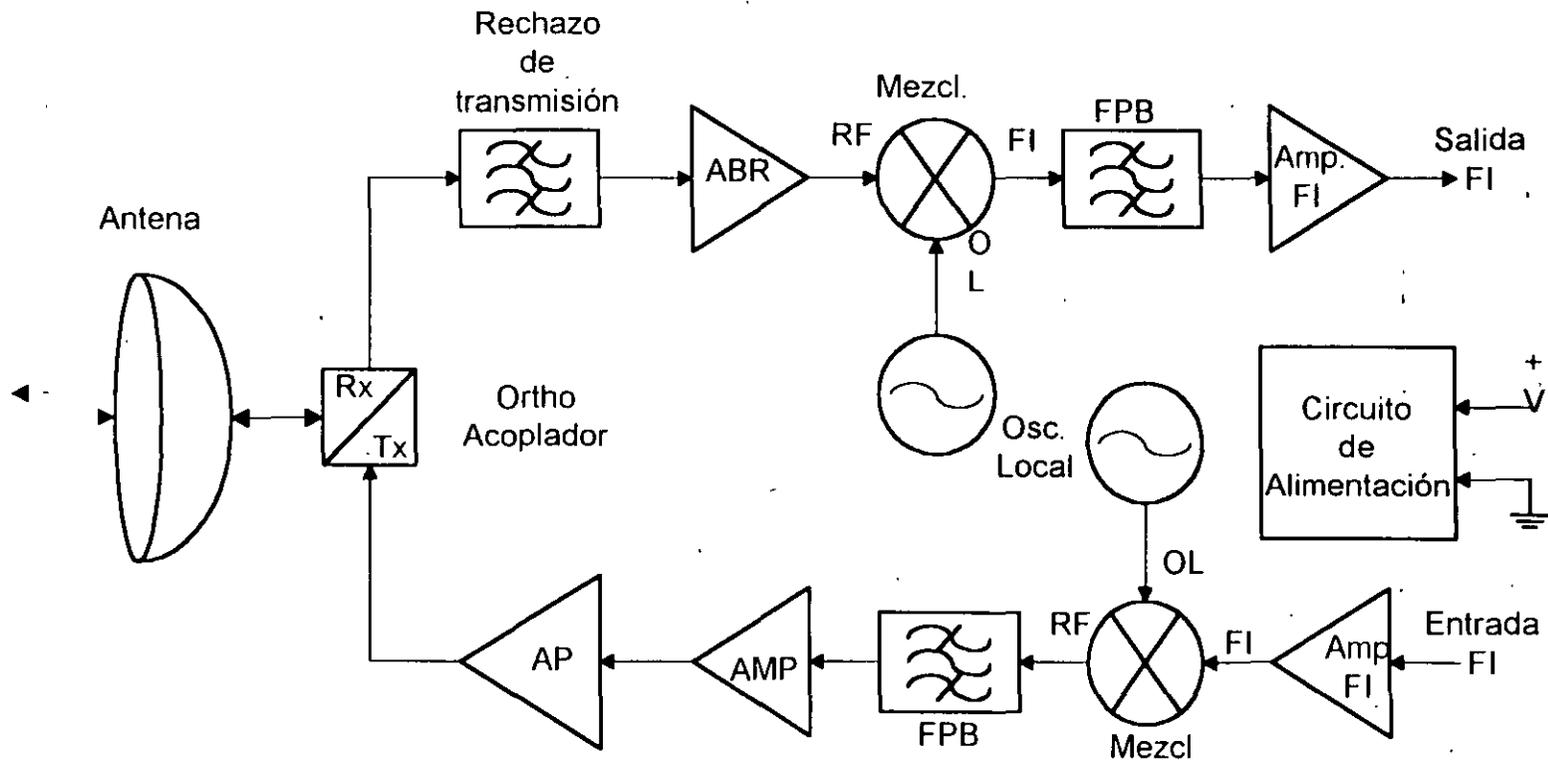
TRANSMISORES DE MICROONDAS

Para el diseño de transmisores de microondas se determinan los siguientes parámetros:

- Potencia de salida y Ganancia del amplificador de potencia elevada
- Pérdidas por conversión y frecuencias de los mezcladores
- Potencias y frecuencias de los osciladores locales
- Rango de frecuencias y Ganancias de los amplificadores de FI
- Intervalo de frecuencias de los filtros de RF y FI
- Especificar el atenuador controlado (Si se requiere control de potencia.
- Especificar acopladores direccionales (Si se requiere monitoreo de la señal.
- Voltaje de alimentación

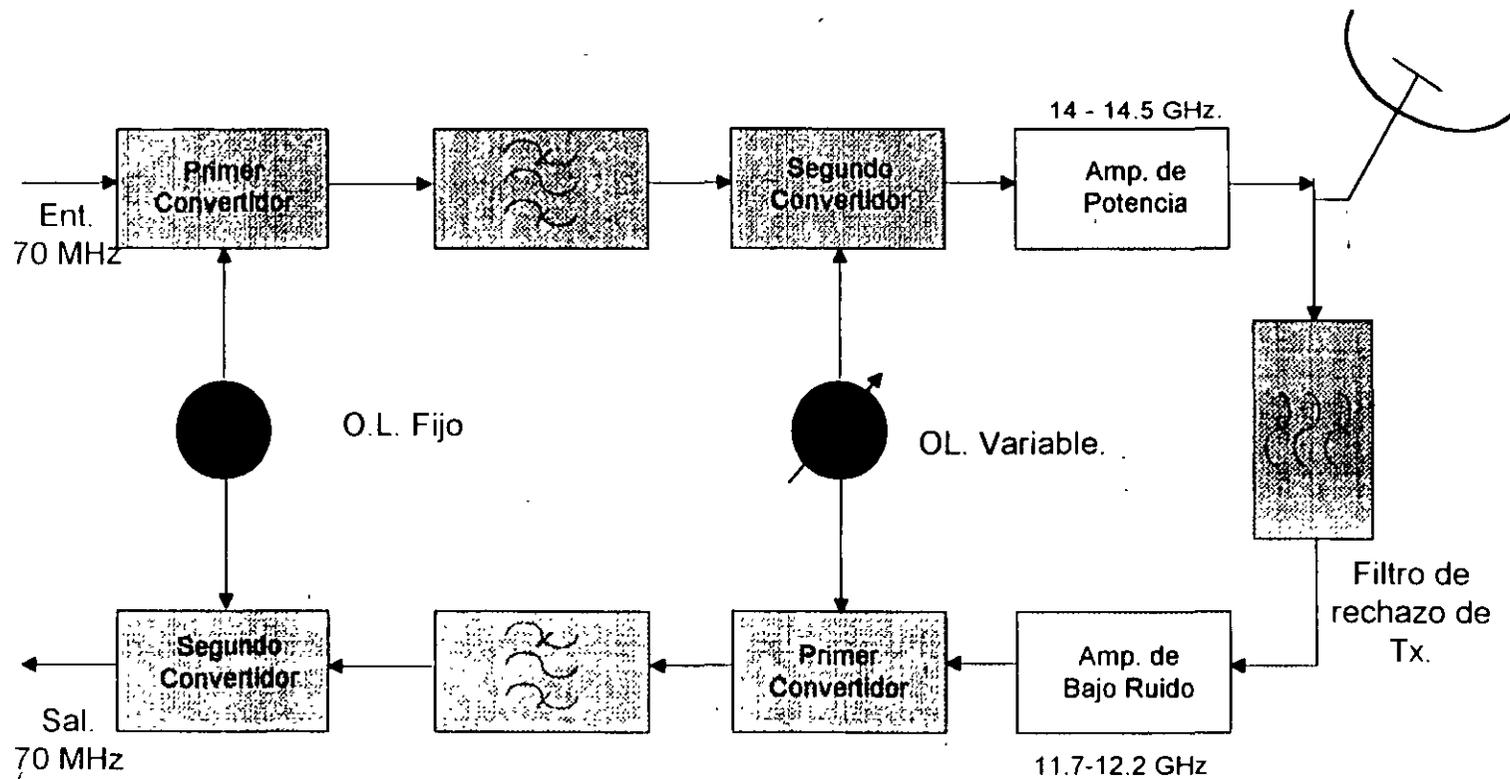


Sistema Transmisor - Receptor de Microondas



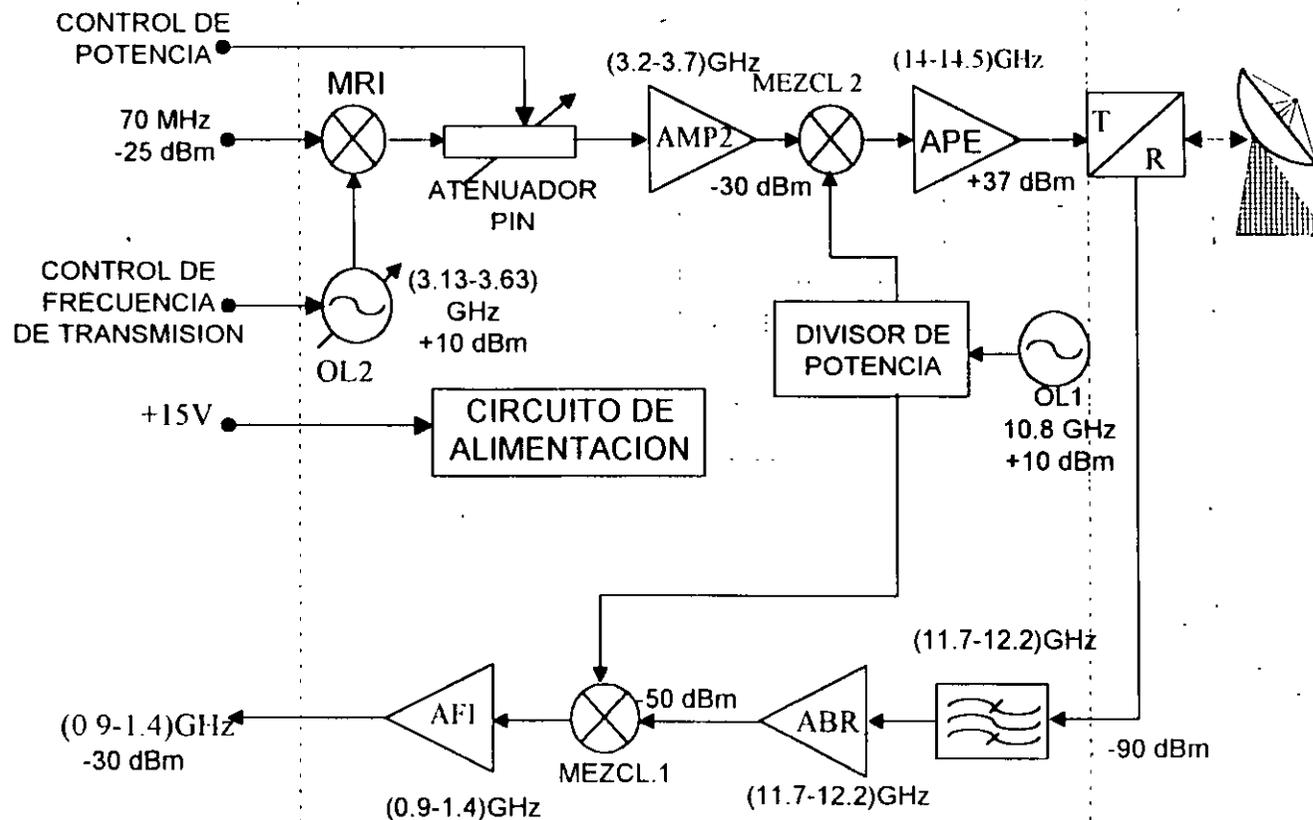


Estación de Microondas en Banda Ku



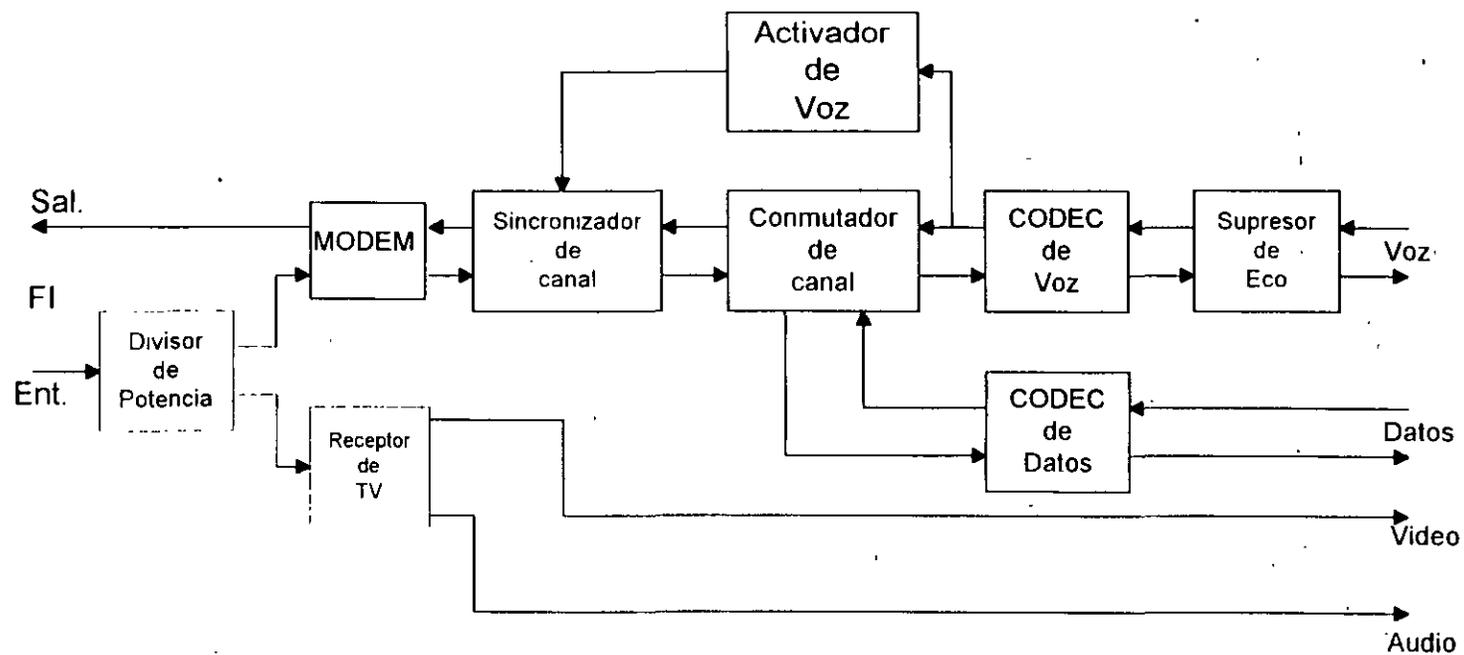


Sistema Tx/Rx en Banda Ku





Subsistema de Procesamiento de Voz, Datos y Video



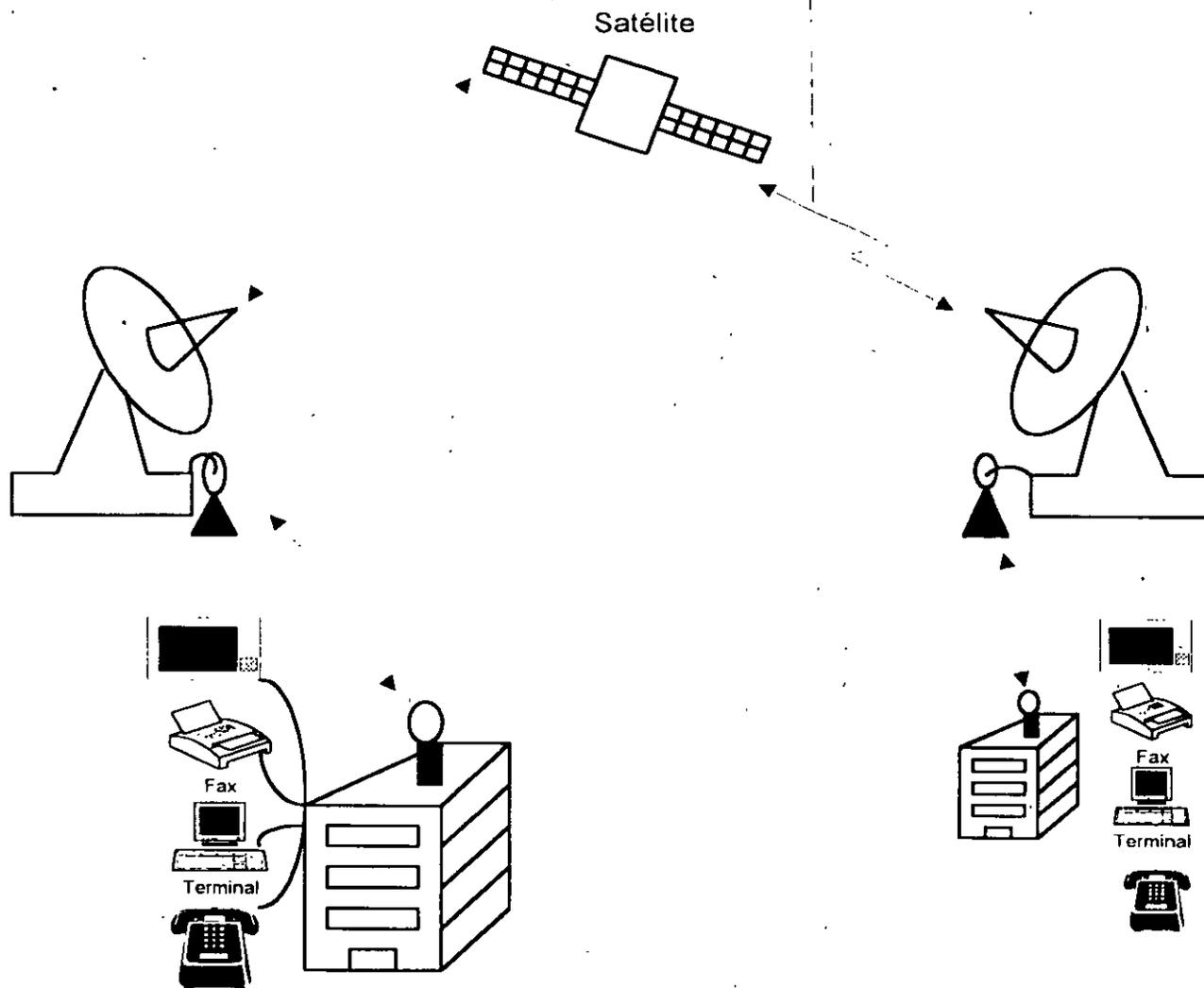


Aplicaciones de Sistemas de Alta Frecuencia (Microondas y Ondas Milimétricas)

- ☛ Comunicaciones Vía Satélite
- ☛ Redes de Comunicaciones Terrestres
- ☛ Comunicaciones Privadas (punto a punto)
- ☛ Radares
- ☛ Detectores Radiométricos
- ☛ Radiotelescopios
- ☛ Instrumentación y Equipos de Medición

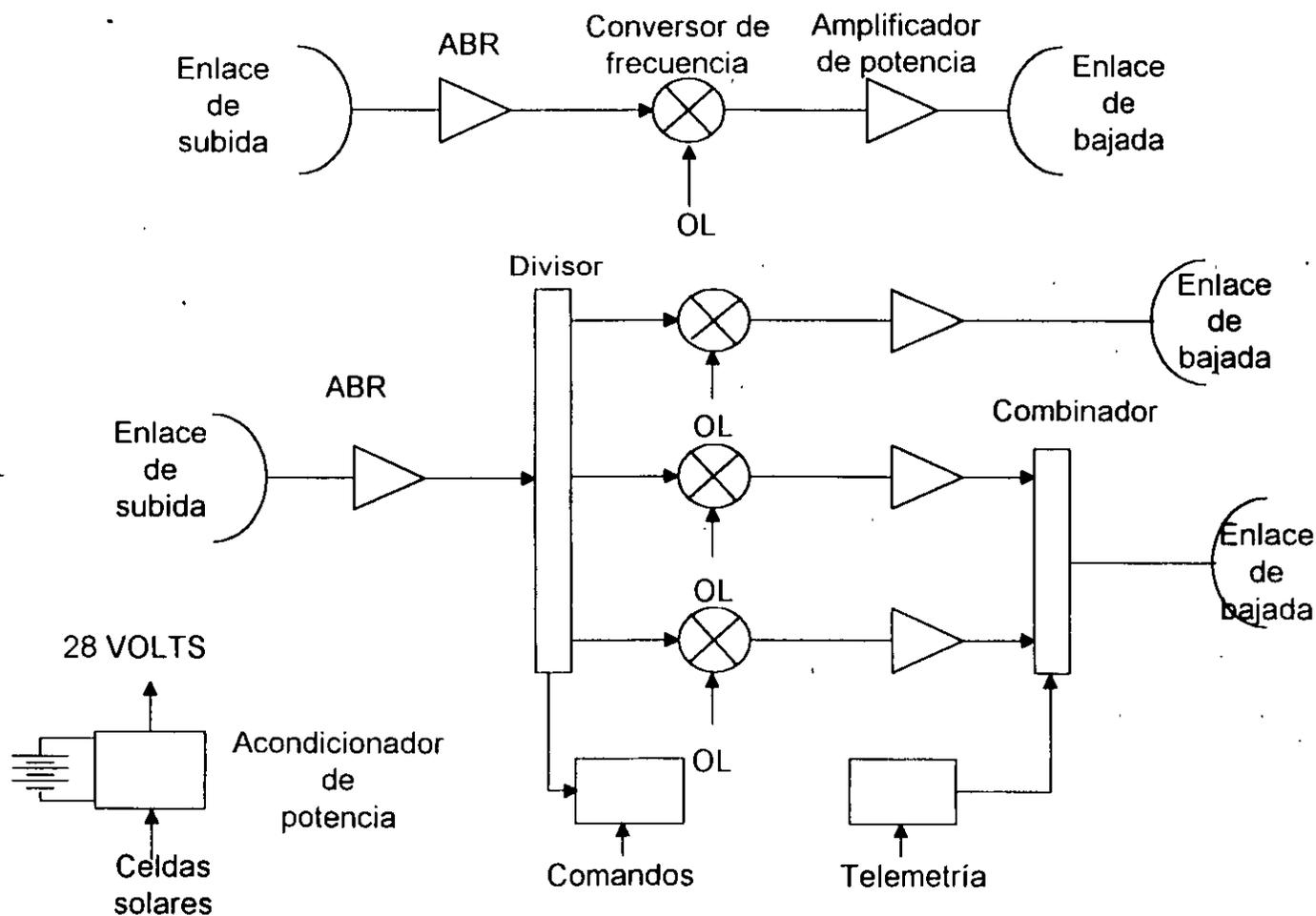


Aplicaciones en Sistemas de Microondas Vía Satélite y Terrestre





Satélite de Comunicaciones





Comunicación por Satélite

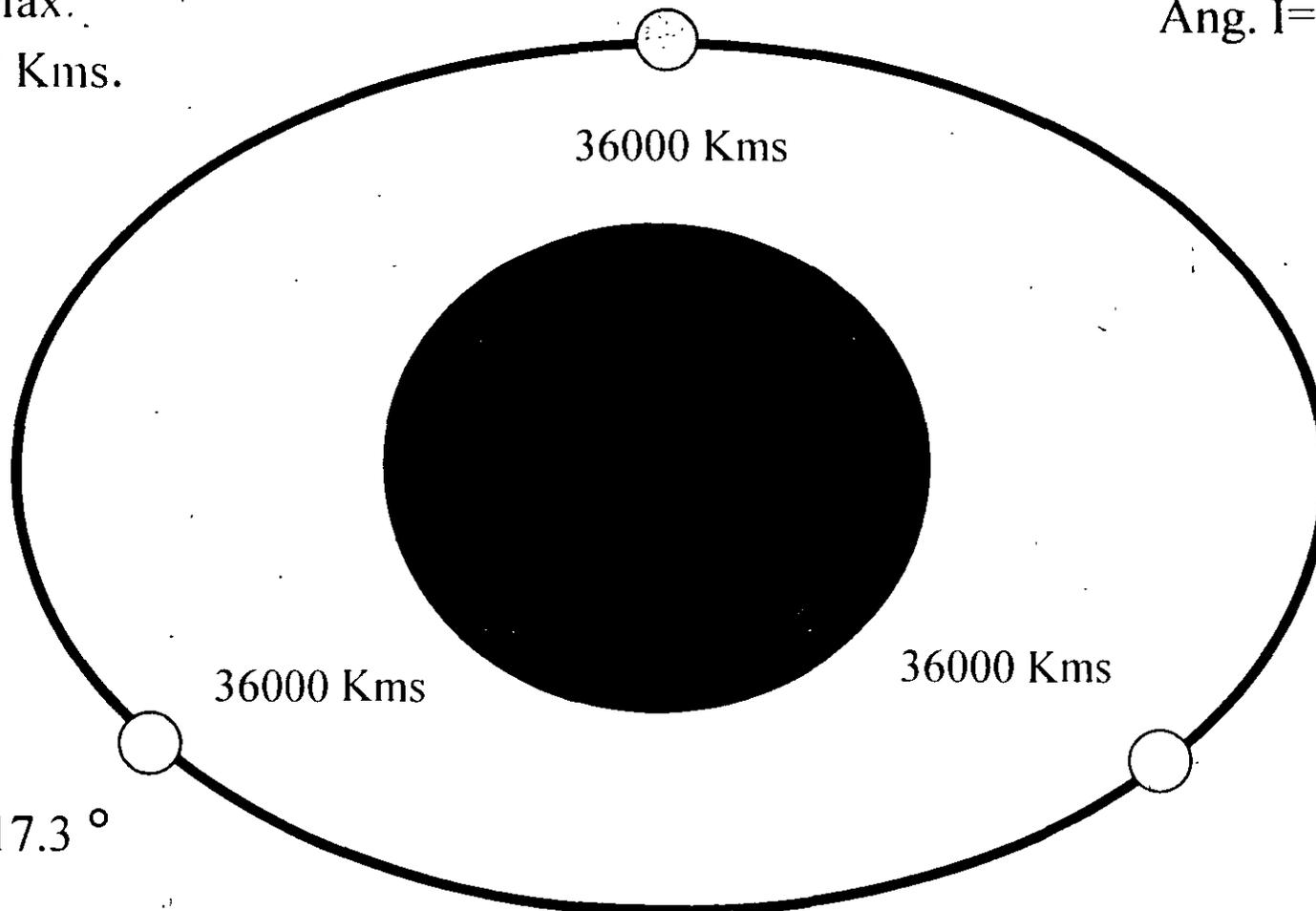




Satélites Geoestacionarios

Dist. Max.
41,747 Kms.

Ang. I=162.7°

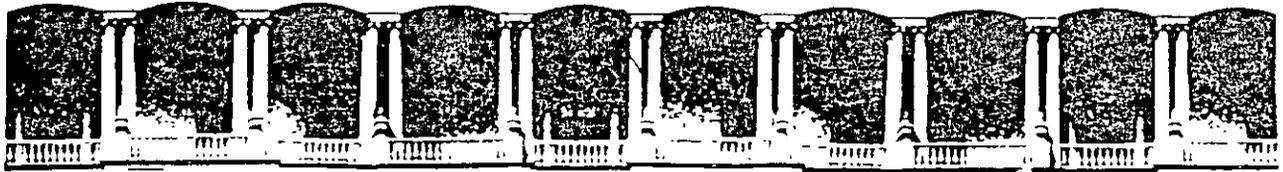


Ang. S=17.3°



Conclusiones

- Se presentó un panorama general de los tipos de componentes tanto pasivos como activos que intervienen en el diseño e integración de sistemas receptores y transmisores de microondas.
- Se presentaron las características y parámetros principales de cada uno de los componentes y sus aplicaciones en el diseño de sistemas.
- Se mostró una metodología para diseñar receptores y transmisores con aplicación en comunicaciones vía satélite.



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

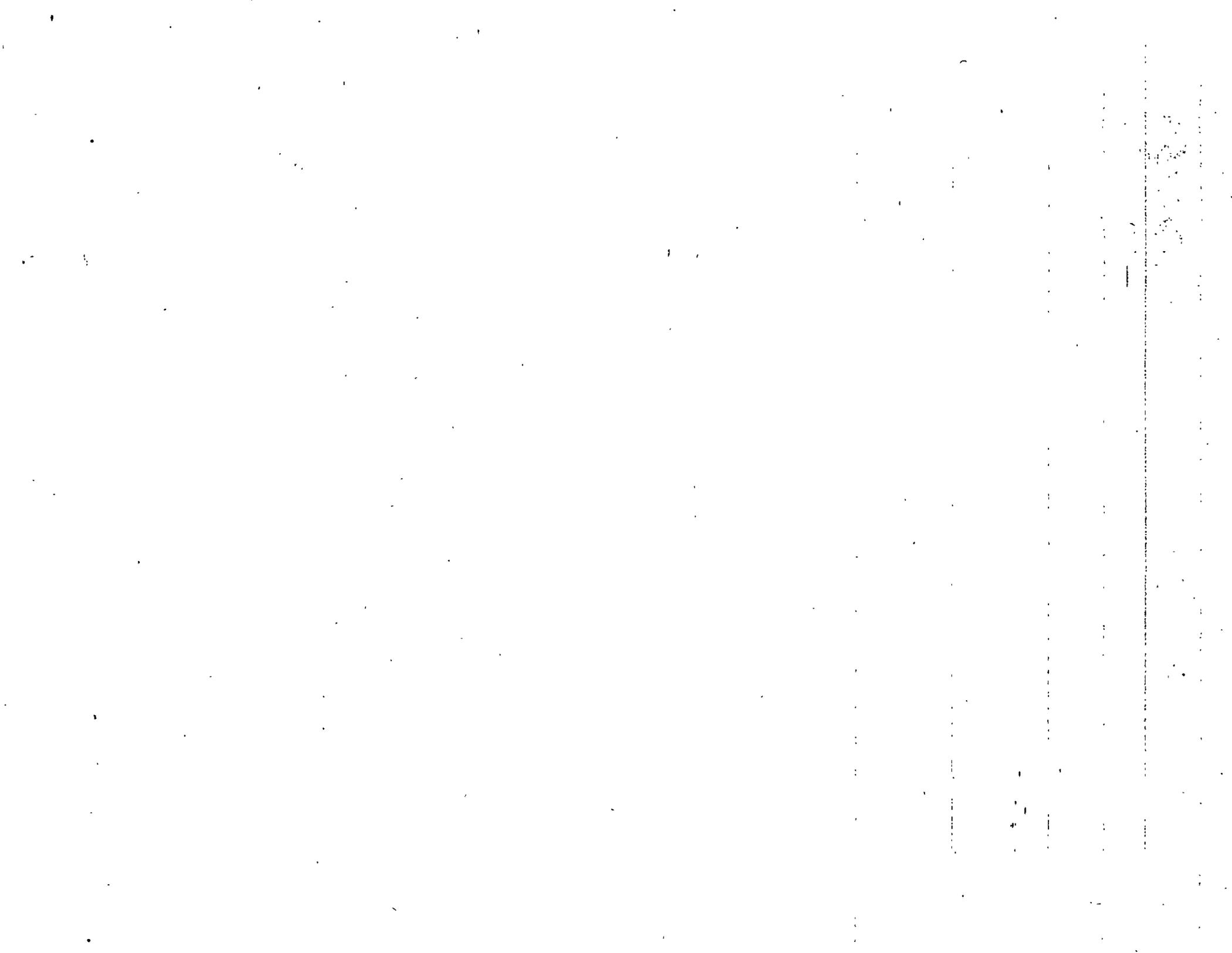
VI CURSO INTERNACIONAL EN TELECOMUNICACIONES

MODULO I: TELECOMUNICACIONES VIA MICROONDAS

**SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES RF-MICROONDAS
DIGITAL**

EXPOSITOR: DR. JAVIER GONZALEZ VILLARRUEL

1997



Sistemas de Telecomunicación RF-Microondas Digital

Facultad de Ingeniería de la UNAM
MEXICO

Javier Gonzalez Villarruel

Mayo 1997



TELECOMUNICACIONES MOVILES Y LA ERA DE LA INFORMACION; UNA COMBINACION PARA EL FUTURO.

Hoy, gracias a los experimentos de la tecnología es posible obtener programas de televisión por medio de las líneas telefónicas, obtener servicios de información a través de la televisión por cable, hablar con otra persona y hasta mirar una emisión de noticias en vivo a través de la red Internet. La localización y comunicación de y con una persona en cualquier lugar del planeta, el acceso a las riquezas de cualquier biblioteca o museo, por medio de una plataforma móvil y sin necesidad de cables, parecen más cercanas de la realidad que de la ciencia ficción. Este artículo, primero de una serie, presenta un panorama actual de la tecnología, los hechos y las personas que nos han permitido llegar al nivel de desarrollo que hoy conocemos, los nuevos servicios móviles de telecomunicaciones que han dado origen o múltiples aplicaciones y la orientación tecnológica que nos permitirá el acceso a la fabulosa era de la información.

Es difícil imaginar hoy en día lo que sería nuestra forma de vida moderna sin el acceso a los seguros, económicos, transparentes y eficientes sistemas de telecomunicación. El teléfono, la radio y la televisión, utilizados cotidianamente, son sólo algunos ejemplos de estos sistemas. Otros más complejos guían los aviones, las naves espaciales y los trenes automáticos, proveen una cobertura en vivo de las noticias alrededor del mundo, ayudan a la gestión y administración de los servicios de urgencia y la lista de ejemplos podría continuar y continuar. Realmente no es exagerado afirmar que los sistemas de telecomunicación no sólo son indispensables para el crecimiento y el desarrollo de la industria, los bancos, los negocios, la educación y la diseminación de la información, pero sobre todo, esenciales para el bienestar y el mantenimiento de la paz mundial. telecomunicación nosotros convenimos en la conversión o en la transmisión de la información de un lugar y/o tiempo a otro. Admitimos que esta definición no es muy precisa, pero siendo los sistemas de telecomunicación tan vastos y complejos hoy en día, sería realmente difícil definirlos de otra forma. Por el momento, en lugar de buscar una definición más precisa, nuestro propósito será la presentación de los servicios móviles de telecomunicación emergentes; el encuentro entre las filosofías de la radio (inalámbrica) y del teléfono (alambres o con alambres), sus esperanzas, promesas y deficiencias. Sin embargo antes de abordar este fascinante tema me parece indispensable, en especial para el lector no advertido, exponer brevemente los trabajos y los esfuerzos de quienes han contribuido de una forma u otra al desarrollo de las telecomunicaciones.

Antecedentes.

La historia de las telecomunicaciones ha seguido diferentes trayectorias las cuales coinciden y divergen de acuerdo a las aplicaciones. Las cuatro principales son la telegrafía, la telefonía, la radio y los sistemas de datos. Cada una de ellas ha progresado según el alcance tecnológico y las necesidades. Las telecomunicaciones utilizando señales eléctricas se iniciaron en el año 1800 con la invención de la batería por Volta y el descubrimiento de la desviación de una brújula con el flujo de la corriente a través de un alambre por Oersted. Estos trabajos representaron la base de los sistemas de telegrafía cuyo desarrollo permitió el progreso de los sistemas ferroviarios: implantación de itinerarios, control de tráfico, etcétera. Un sistema de telégrafo había sido demostrado por George Lasage de Genova en 1774 utilizando una máquina electrostática y un alambre para cada tipo de letra. Más tarde en Londres, en 1816, un telégrafo electrostático mejorado constituido de un sólo alambre fue fabricado por Sir Francis Ronalds. Por otro lado, en los Estados Unidos de América, el profesor Morse de la Nueva Universidad de New York diseñó un telégrafo capaz de grabar mensajes sobre una cinta de papel, y uno de sus estudiantes, Alfred Vail, concibió el código Morse asignando a cada una de las letras más comunes del abecedario los símbolos más simples. Así en 1845, utilizando la cinta de papel junto con el código de Morse, fue posible la transmisión de 12 letras por minuto, y luego alrededor

de 1920, gracias a la multiplexación, 200 palabras por minuto. Con el progreso de las telecomunicaciones muy pronto apareció la necesidad de comunicación entre personas, en puntos distantes y utilizando la señal de voz, dando origen al teléfono y a las comunicaciones persona-a-persona. El teléfono fue introducido al público en Filadelfia el año 1876 durante la exposición centenaria de los Estados Unidos de América. Alexander Graham Bell logró transmitir la voz en forma eléctrica a través de un circuito de alambres de cobre de varias decenas de metros de longitud. Luego, a partir de un transmisor y un receptor electromagnéticos apareció la versión comercial. Pero no fue hasta después del año 1878, con la patente del micrófono de carbón de Henry Hunnings de Yorkshire, que el teléfono moderno vio su origen realmente. Tiempo después, conforme la red del sistema telefónico continuó extendiéndose, y los primeros cables de larga distancia fueron instalados, los primeros problemas eléctricos, las pérdidas y la distorsión inherentes, aparecieron: es importante recordar que en aquel entonces no existía la amplificación de las señales eléctricas. Así Pupin y Cambell alrededor del año 1900, con la invención de las inductancias de carga y colocadas en intervalos específicos a lo largo de las líneas de la red telefónica lograron disminuir una parte de la distorsión debida a las pérdidas y a la transmisión de las altas frecuencias del sonido. Otros problemas más complejos surgieron más tarde, al final de los años 1920, la densidad de tráfico y los requerimientos de equipo para diferentes servicios fueron estudiados por los matemáticos, y algunos pioneros como A.K. Erlang, quien dio su nombre a la unidad de densidad de tráfico, realizó importantes contribuciones. Las redes telefónica y telegráfica continuaban su desarrollo, otras necesidades de comunicación afloraron, por ejemplo: las telecomunicaciones trasatlánticas y marítimas dando como resultado la aparición de las telecomunicaciones inalámbricas, y que hoy conocemos como la radio. En base a los trabajos de Henri Hertz, Guglielmo Marconi en 1894 inició sus experimentos sobre la transmisión de las ondas electromagnéticas a través del espacio, y obtuvo el registro de su primera patente inalámbrica en el año 1896 con una máquina que imprimía marcas de tinta sobre un papel cuando recibía las señales del código Morse. Más tarde y por primera vez, el East Goodwin, un barco dañado durante una tormenta utilizó la radio, un equipo de telegrafía inalámbrica, para enviar señales de auxilio. Así en la Gran Bretaña en el año 1900, se fundó la compañía de telecomunicaciones marítimas internacionales Marconi para proveer servicios de telecomunicación por medio de las señales de radio. Un poco más tarde, en 1901 Marconi decidió intentar la transmisión de señales de radio a través del Atlántico, Poldhu en Cornwall y Cape Cod en Massachusetts, con ayuda de un transmisor operando a 20 KW en CC y con una eficiencia de conversión de CC a RF estimada de 20%. Finalmente el 12 de Diciembre, por medio de un micro-teléfono, Marconi logró recibir una débil señal de radio mezclada con el ruido estático; la letra S del código de Morse (tres puntos), sin embargo la señal era demasiado débil para poder operar una máquina de telégrafo por lo que no existe prueba física. Los rusos por su parte también reclaman el descubrimiento de la radio. Aleksandro Stepanovich Popov un físico que vivió de 1859 a 1905 logró transmitir ondas de radio en 1897 a lo largo de una distancia de 5 Km. Sin embargo sus trabajos fueron orientados hacia el estudio de las descargas eléctricas. Su parte, las redes telefónicas continuaron también extendiéndose y después de múltiples tentativas, en 1956 el primer cable telefónico trasatlántico TAT-1 entró en operación permitiendo la transmisión de 36 circuitos telefónicos. En 1966 un desarrollo en el laboratorio, propuesto por K.C. Kao y G.A. Hockham, llevó a la producción del cable de la fibra óptica y en 1977 fue instalada la primera fibra óptica. Entre 1956 y el día de hoy, otros cables de cobre y de fibra óptica han sido depositados a partir de Francia, Inglaterra y España, cada uno con más y más capacidad de transmisión. Finalmente de las transmisiones y los intercambios analógicos verá probablemente su fin con la revolución digital de las telecomunicaciones y la red telefónica manejará todas las señales (digitales) de la misma forma sin importar la información contenida en ellas; voz, datos, música, video, etcétera. Hoy, con el nacimiento de la era de la información otra etapa fascinante en el ámbito de las telecomunicaciones está emergiendo, esto es lo que abordaremos en los párrafos siguientes.

Servicios móviles de telecomunicaciones.

A menudo escuchamos que nos encontramos en el inicio de una revolución de las telecomunicaciones, un

verdadera revolución que finalmente nos liberará de la liga a un punto de localización y a un número fijos de la red telefónica, y va a proveernos con la capacidad de transmisión de la información en forma móvil y a precios razonables. Contrariamente a los inicios fallidos de la telefonía móvil a finales de los 80s. hoy el impulso de los servicios móviles de telecomunicación: la radio de banda civil, los sistemas de pager, los teléfonos inalámbricos, y sobre todo la gran dispersión de los sistemas de radio en la industria (transportes, construcción, seguridad, despacho, etcétera.) han expuesto a millones de personas a la tecnología inalámbrica de las telecomunicaciones móviles y han influenciado en gran escala las actividades del trabajo y recreo. embargo, los servicios móviles de telecomunicaciones, la telefonía en particular. se han visto limitados por normas obsoletas que han dificultado su participación en el desarrollo de las redes de servicios digitales integrados RSDI de las compañías telefónicas por cable. Por ejemplo, la falta de privacidad de los sistemas de radio telecomunicación actuales no sera fácilmente remediada con las técnicas análogas existentes. Durante los últimos años del monopolio monolítico del teléfono por cable y los primeros años de la era de los mercados abiertos y competitivos de la radio, los servicios móviles han heredado un proceso regulador defectuoso que ha sido diseñado y re-diseñado por cientos de grupos de interés, pellizcado y articulado por economistas, abogados, e ingenieros, rasgado y comprometido en las cortes (judiciales y administrativas) por mas de veinte años. del año 1980, los sistemas móviles de telecomunicaciones eran utilizados exclusivamente por las organizaciones públicas, el ejercito, la marina y los operadores aéreos. Después de este año, se iniciaron las operaciones de los servicios móviles públicos; la telefonía celular, los sistemas de pager, los sistemas de facsímil y datos, la radio móvil privada, las redes privadas, y los sistemas satélites móviles. Cada uno de estos servicios responde a necesidades y aplicaciones particulares. A continuación describiremos brevemente cada uno de ellos. primer servicio corresponde a la telefonía móvil, este servicio ha previsto el acceso inalámbrico de 40 millones de abonados a la red telefónica para el año 1999 tan sólo en el mercado Norte Americano. En comparación, la red telefónica no alcanzo 40 millones de abonados hasta el año 1949, 73 años después de la invención del teléfono. La interconexión entre las redes alámbricas e inalámbricas (móvil) va a incitar el desarrollo de ambos sistemas especialmente el del hemisferio móvil. El lado móvil ha ido lo más lejos posible sin la interconexión. El gran reto hoy del lado móvil es la adaptación de la radio a las normas de servicio y los parámetros económicos de la telefonía convencional en un ámbito de más y más demanda de transmisión. Al mismo tiempo, otras tecnologías de radio comunicación avanzadas están emergiendo y fortalecerán la red telefónica para vigorizar y expandir la telefonía básica "no móvil" más allá de sus limites geográficos y económicos actuales. El acceso del abonado del sistema móvil a la red existente va a impulsar hacia adelante y mas rápido la evolución de la tecnología de la radio móvil. La radio celular de la telefonía móvil está compuesta de células con estaciones base terminales y receptores. Cada célula cuenta con un grupo de frecuencias para los teléfonos de los automóviles y portátiles de bolsillo. Si un automóvil pasa de una célula a otra célula debe existir un control y un cambio de frecuencia transparente para el usuario. La competencia en este tipo de servicio se realizará en base al método de facturación y no a las facilidades tecnológicas. segundo servicio móvil se refiere a los sistemas de radio de pager, estos sistemas ofrecen servicios de aviso a sus abonados, indicando que alguien desea comunicar con ellos, por medio de receptores que suenan, destellan, y los más sofisticado, reportan los mensajes por medio de un display. Estos sistemas pueden proporcionar servicios especializados tales como los reportes de la bolsa (currency). En general existen dos tipos de sistemas: interiores para fabricas, oficinas y hospitales por ejemplo, y extendidos que incluyen sistemas de pager regional o nacional. En el caso de los sistemas de datos y de facsímil los abonados del sistema reciben facsímiles o mensajes en una computadora central, así el abonado puede llamar y decidir si el mensaje tiene la importancia para que le sea transmitido a un facsímil disponible en el área o a su computadora. Este tipo de red de radio de datos digitales no permite la transmisión de la voz. radio móvil privada es otro servicio móvil, este tipo de sistema es operado en las bandas VHF y UHF por las organizaciones tales como la policía, las ambulancias, los servicios de urgencia, los bomberos, las compañías de electricidad, agua, gas, taxis y otras firmas comerciales para sus servicios de comunicación, gestión y administración. servicio móvil corresponde a las redes de comunicaciones personales, eventualmente los sistemas de telecomunicación deberán evolucionar hacia el llamado número personal para poder localizar, por medio de un teléfono de bolsillo, un persona dondequiera que se encuentre. Este tipo de sistema a nivel

nacional requerirá, desde luego, una gran inversión en cuanto a la infraestructura celular y micro-celular con el objeto de proporcionar una adecuada cobertura. Por ejemplo en la Gran Bretaña la banda 1710 a 1870 MHz ya ha sido definida para la red de comunicaciones personales. Sistemas competitivos utilizando micrófonos en frecuencias más bajas (900 MHz) han empezado a operar y serán incorporados con la instalación del GSM de la red digital. el servicio de los sistemas satélites permite comunicar áreas remotas donde otros medios de telecomunicación son imposibles. Desde 1965 INTELSAT, satélites geoestacionarios que transportan 2/3 del tráfico telefónico mundial y la televisión trasoceánica, ha incrementado su tamaño, su potencia y su número. El consorcio es operado por más de 100 naciones que comparten la organización que opera en 110 países gracias a 700 estaciones terrenas. Un sistema satelital geoestacionario llamado INMARSAT (International Maritime Satellite Organization) fue desarrollado para las comunicaciones de voz y datos en 1982. Este es un sistema de telecomunicaciones móviles mundiales. Otros satélites europeos y americanos EUTELSAT y AMSC proveen una cobertura regional. INMARSAT también es utilizado para proporcionar facilidades de teléfono y facsímil móviles a algunas líneas aéreas con. Por medio de teléfonos en los asientos de los aviones, los pasajeros pueden comunicarse directamente a tierra vía el equipo de comunicación del avión y el sistema INMARSAT. Otros sistemas de telecomunicaciones satelitales están actualmente en desarrollo, la compañía Motorola ha propuesto la entrada en operación del sistema IRIDIUM en 1998. Este sistema estará constituido de aproximadamente 66 satélites de órbita baja que permitirán a los abonados por medio de teléfonos portátiles el acceso a los servicios de voz, pager, facsímil y datos.

Hacia el futuro; comunicaciones persona-a-persona y persona-a-máquina

Por más de 100 años, la mayoría del tráfico de telecomunicaciones ha estado constituido por mensajes en tiempo real y de tipo persona-a-persona. Hoy en día, la red de telecomunicaciones es más amigable a las transmisiones de la voz y por el contrario no muy amigable a otro tipo de tráfico. Como sabemos, el estado de las comunicaciones persona-a-persona ha alcanzado actualmente una relativa madurez: por ejemplo cualquier hora del día la utilización del teléfono es de algunos segundos o de algunos minutos y este tráfico se está incrementando muy ligeramente. Realmente no esperamos que en el futuro las personas utilizarán 10 veces más el teléfono para comunicar con otras personas. el contrario, otra dimensión de las telecomunicaciones modernas está tomando cada vez más importancia con la era de la información, esto es el incremento de las comunicaciones persona-a-máquina. Los ejemplos son abundantes, más y más aplicaciones de bases de datos en línea dependen de las facilidades de una red compartida; los usuarios interactúan con estos sistemas con más y más frecuencia a partir de un punto de venta para la validación de las tarjetas de crédito, para rastrear los envíos de los servicios de envíos acelerados, para obtener información de los itinerarios de vuelo de las líneas aéreas. Estos servicios son actualmente de un ancho de banda reducido, sin embargo el próximo nivel del tráfico de tipo persona-máquina está ahora apareciendo en los ámbitos del trabajo especializado involucrados con el transporte de imágenes o datos orientados al video de ancho de banda elevado de forma inherente. Los ejemplos incluyen el diseño y la fabricación con ayuda de la computadora (CAD/CAM) los cuales emplean frecuentemente una red para compartir con otros usuarios el costoso equipo, aviación avanzada (incluyendo la militar), la transmisión de datos (incluyendo datos sismológicos) desde las facilidades de producción y explotación de petróleo. Aun el Fax, una forma de comunicación persona-máquina, está creciendo más aceleradamente que las comunicaciones de voz (persona-persona). el caso del campo de la salud, los datos de un diagnóstico y las técnicas de análisis consisten de imágenes de alta resolución. Esto es cierto en el caso de los rayos x, el ultrasonido, resonancia magnética nuclear y más recientemente las imágenes de video producidas por las fuentes de fibras ópticas, microscopios en (patología) etc. un número creciente de situaciones. el alto costo de la instrumentación de diagnóstico dicta que estos recursos deben ser compartidos. lo que requiere que tanto los datos de entrada como de salida sean transmitidos en la misma forma en la red de telecomunicaciones ya sea una red local especializada o una red de larga distancia en base a las facilidades del sistema telefónico público.

este primer artículo hemos presentado los antecedentes de las telecomunicaciones; cuatro trayectorias principales que se han cruzado y separado según las necesidades y los avances tecnológicos. Hoy con el nuevo impulso de la radio, transmisiones inalámbricas, estamos presenciando el nacimiento de una plataforma que probablemente nos liberará de la liga a un punto fijo de la red de telecomunicaciones. Las características básicas de esta plataforma y sus servicios ha sido descrita en forma general, pretender definirla en detalle nos llevaría inevitablemente a definiciones obsoletas debido a vertiginoso avance de la tecnología.

[1] "Transmission Systems For Communications", Bell Laboratories 1982.

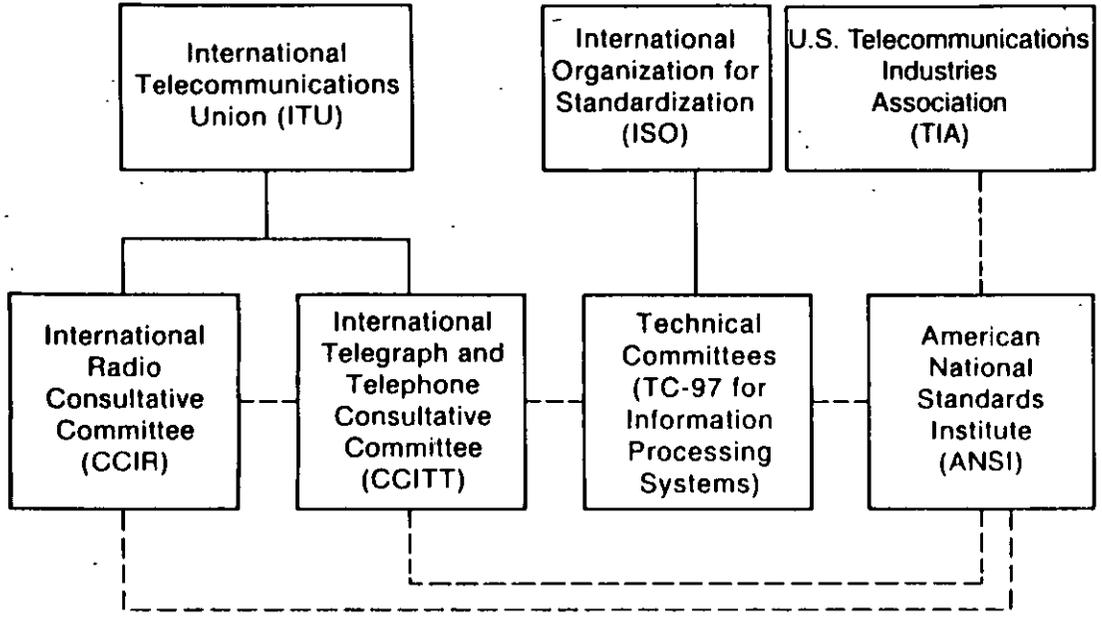
[2] E.F. O'Neill ed., "A History of Engineering and Science in the Bell System: Transmission Technology (1925-1975)", AT&T Bell Laboratories, 1985, p. 408.

[3] William C. Jakes, ed., "Microwave Mobile Communications", New York: Wiley, 1974.

[4] Trudy E. Bell, John A. Adam, Sue J. Lowe, "Communications", IEEE Spectrum, January 1996.

- 1850—Invention of telegraph by Morse
- 1874—Invention of time-division multiplexing by Baudot
- 1876—Invention of telephone by Bell
- 1880—Invention of photophone by Bell
- 1899—Invention of radio by Marconi
- 1928—Development of sampling theory by Nyquist
- 1936—Invention of pulse code modulation by Reeves
- 1948—Development of channel capacity theory by Shannon
Invention of transistor by Bell Laboratories
- 1962—First 1.544-Mb/s T1 cable carrier system by Bell System
Telstar, first communications satellite by Bell System
- 1965—Early Bird, first geostationary communications satellite by
INTELSAT
- 1966—Low-loss optical fiber proposed by Kao
- 1980—AT&T introduces fiber optic transmission at T3 data rate
- 1984—Divestiture of the Bell System increases competition and accel-
erates introduction of digital transmission in the United States
- 1985—Introduction of 32-kb/s adaptive differential PCM doubles
voice-channel capacity of digital transmission
- 1988—First transatlantic fiber optic cable (TAT-8) installed
- 1989—First transpacific fiber optic cable (HAW-4/TPC-3) installed
- 1992—Conversion of major U.S. networks to digital transmission
completed
- 1990s—Deployment of digital transmission worldwide in support of the
Synchronous Digital Hierarchy and Integrated Services Digital
Network

FIGURE 1.3 Significant Events in the Modern History of Digital Transmission



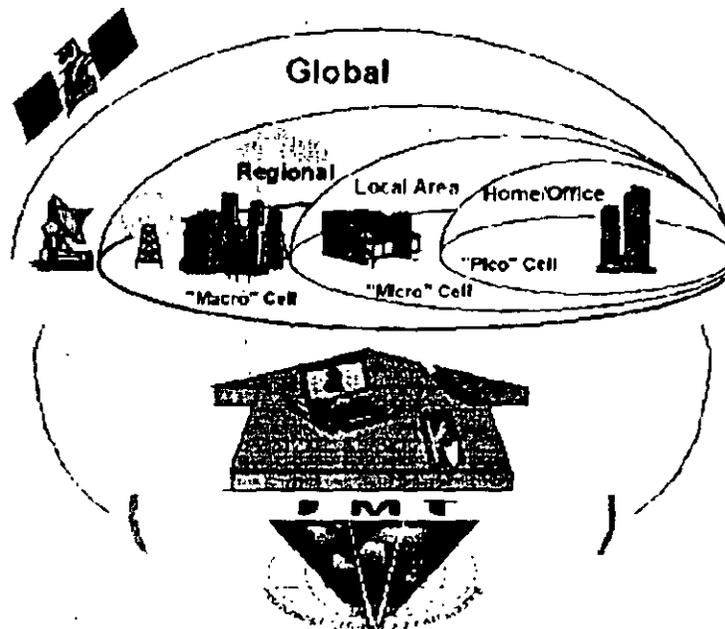
Relationships Among International and U.S. National Standards Organizations

ECSA Committee T1 Technical Subcommittees and Working Groups

Technical Subcommittees	Technical Working Groups
TIA1: Specialized Subjects	Specialized Video and Audio Services Specialized Voice and Data Processing Environmental Standards for Exchange and Interexchange Networks
TIE1: Network Interfaces	Analog Access Wideband Access Connectors and Wiring Arrangements Digital Subscriber Line Access
TIM1: Internetwork Operations, Administration, Maintenance, and Provisioning (OAM&P)	Internetwork Planning and Engineering Internetwork Operations Testing and Operations Systems and Equipment OAM&P Architecture, Interfaces, and Protocols
TIP1: Systems Engineering, Standards Planning, and Program Management	Program Management Wireless Access Network and Services
TIS1: Services Architecture and Provisioning	Architecture and Services Switching and Signaling Protocols Common Channel Signaling Broadband ISDN
TIX1: Digital Hierarchy and Synchronization	Synchronization Interfaces Metallic Hierarchical Interfaces Optical Hierarchical Interfaces Tributary Analysis Interfaces

International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000)
 formerly Future Public Land Mobile Telecommunication Systems (FPLMTS)

Primarily aimed at
 "2 GHz FPLMTS"
 spectrum identified
 at WARC-92



ITU
 Recommendations
 available in time for
 the 21st century

CEC/DGN/H

More Information :



English French Spanish

Relationship between
 GMPCS & IMT-2000

Events & Happenings

IMT
 Global Vision



Comunicación

En todo el mundo - En todo momento

FSPTMT-TMI2000

Futuros Sistemas Públicos de Telecomunicaciones Móviles Terrestres

Telecomunicaciones Móviles Internacionales 2000 Resumen

1. Resumen
2. Antecedentes
3. Características Clave y Objetivos
4. Servicios
5. Consideraciones Relativas al Acceso Radioelectrico
6. Consideraciones Relativas al Espectro
7. Consideraciones Relativas a la Red
8. Ambito Reglamentario
9. Consideraciones sobre la movilidad, y Relaciones con la TPU
10. Relacion con la Redes Actuales Y Futuras

1. RESUMEN

Los estudios del Sector de Radiocomunicaciones (UIT-R) sobre los Futuros Sistemas Públicos de Telecomunicaciones Móviles Terrestres (FSPTMT) que se efectúan en el Grupo de Tareas Especiales 8/1 (GTE 8/1) apuntan al establecimiento de telecomunicaciones móviles - *en todo el mundo- en todo momento*. Con estos estudios se pretende desarrollar sistemas que podrian utilizarse hacia el año 2000 y que funcionarán en una banda de frecuencias de unos 2 000 MHz.

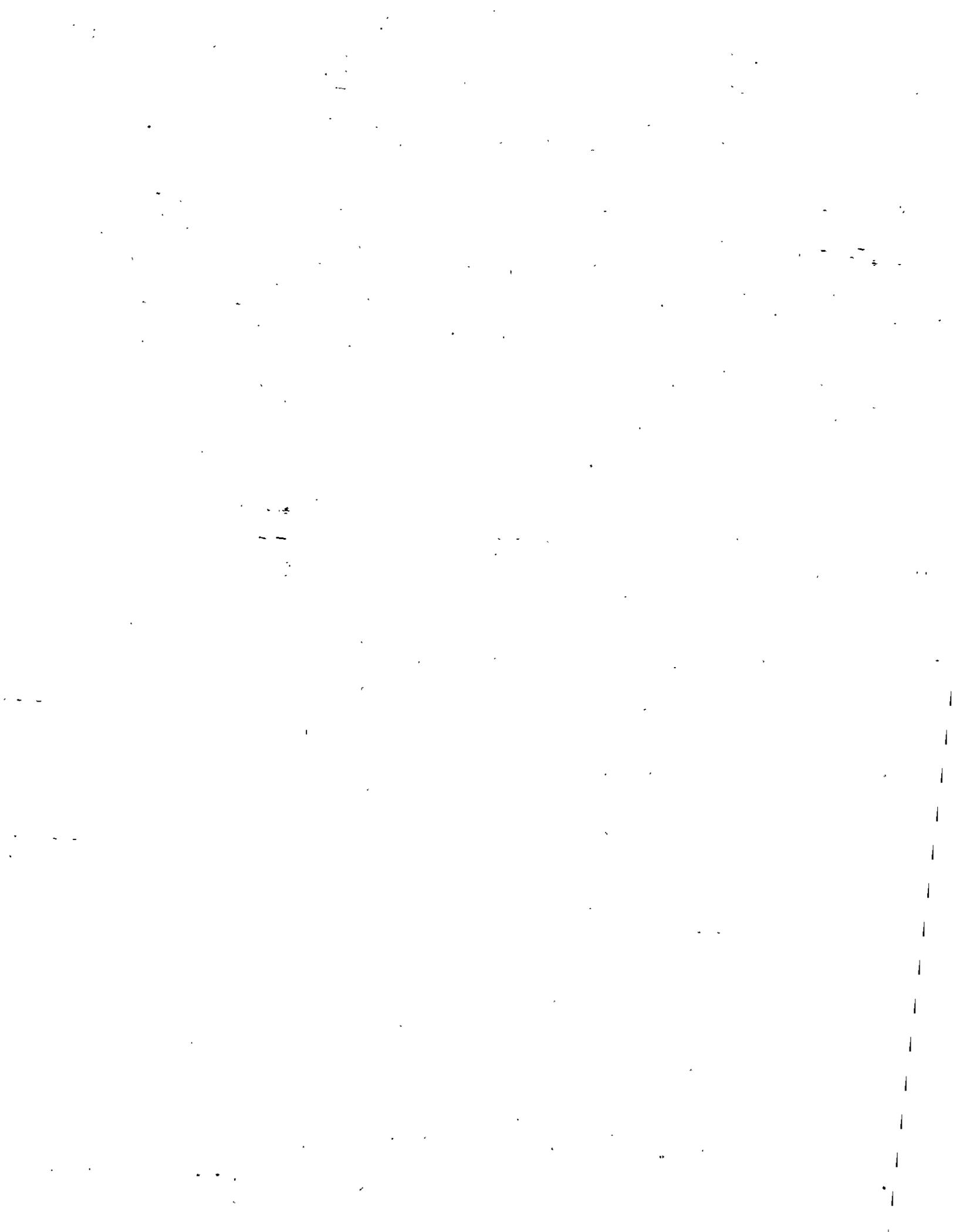
Se ha propuesto un nuevo nombre, ya que FSPTMT es difícil de pronunciar en cualquiera de los idiomas de la UIT.

El nombre propuesto es el de Telecomunicaciones Móviles Internacionales - 2000 (TMI-2000).

En este nombre se engloba la parte del espectro radioeléctrico utilizado y el marco temporal para los servicios FSPTMT.

El concepto de teléfono "de bolsillo" pequeño, ligero y práctico es una parte fundamental de los FSPTMT y ofrece la **movilidad del terminal** que es complementaria de la **movilidad personal** y la gestión del perfil del servicio que prevén las Telecomunicaciones Personales Universales (TPU) que se están estudiando en el Sector de Normalización de las Telecomunicaciones (UIT-T).

Intervienen toda una serie de entornos radioelectricos diferentes, desde células interiores muy pequeñas con capacidad muy elevada, pasando por células terrenales exteriores de gran tamaño, hasta la cobertura por satélite. Un punto central de las normas del UIT-R con respecto a los FSPTMT/TMI-2000 es el de maximizar los aspectos comunes entre las distintas interfaces radioeléctricas que intervienen, con el fin de simplificar la tarea de



composición de terminales móviles multimodo para más de un entorno de funcionamiento.

Los estudios iniciales apuntaban a la definición de objetivos para los FSPTMT y los requisitos de espectro resultantes, como parte de la contribución del UIT-R (antiguo CCIR) a la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones de febrero de 1992 (CAMR-92). La CAMR-92 fijó las bandas 1 885 - 2 025 y 2 110 - 2 200 MHz, con carácter mundial, para los FSPTMT, incluyendo las bandas 1 980 - 2 010 y 2 170 - 2 200 MHz para la componente de satélite de estos sistemas (véase el N° 746A del Reglamento de Radiocomunicaciones).

Una parte importante de los estudios del UIT-R sobre los FSPTMT/TMI-2000 es el potencial de estas nuevas tecnologías de radiocomunicaciones móviles para facilitar un acceso rentable y flexible de los países en desarrollo y de las zonas menos desarrolladas de los países industrializados a las redes mundiales de telecomunicación.

Actualmente, se han normalizado una serie de sistemas móviles digitales de telecomunicaciones en algunas regiones y se ha previsto para un próximo futuro definir otros a los que se denomina sistemas "de segunda generación". Estos últimos incluyen diversos sistemas de radiobúsqueda, de teléfono sin cordón, celulares, de comunicaciones móviles de datos y móviles por satélite.

*Los FSPTMT/TMI-2000 son sistemas de tercera generación con los que se pretende **unificar** los distintos sistemas presentes hoy en día en una estructura radioeléctrica capaz de ofrecer una amplia gama de servicios hacia el año 2000 en múltiples entornos operativos distintos.*

Las decisiones importantes de la CAMR-92, es decir, la identificación del espectro a nivel mundial, tanto para las partes de satélite y terrenal en una banda común, establecen el marco para una norma FSPTMT/TMI-2000 capaz de ofrecer no sólo todos los servicios móviles que contemplamos actualmente, sino también un abanico mucho más amplio de servicios con la calidad que cabe esperar de las redes fijas de telecomunicaciones.

La coordinación estrecha en la UIT entre las normas de la red fija y las de los sistemas radioeléctricos para las telecomunicaciones personales aseguran un acceso muy rentable a las redes, especialmente para los países en desarrollo, con independencia de si necesitan o no las capacidades correspondientes de gestión de la movilidad. El carácter modular inherente de los FSPTMT/TMI-2000 permite configurar las redes sólo con las capacidades necesarias, mejorándolas después si es preciso, hasta llegar a una red móvil totalmente personalizada.

La relación estrecha entre las componentes de satélite y terrenal de los FSPTMT/TMI-2000 permite el desarrollo de los servicios inicialmente a través de satélites cuando no exista infraestructura o sea insuficiente, pasando a la infraestructura terrenal en ciertas zonas a medida que lo permitan las condiciones de desarrollo.

2. ANTECEDENTES

Tras el rápido desarrollo de los sistemas analógicos de radiotelefonía celular con normas y bandas de frecuencia distintas e incompatibles y la aparición de terminales de mano, se suscitó la inquietud en el seno de la UIT con respecto a la necesidad de colaboración en el desarrollo de normas armonizadas para los sistemas futuros. El estudio de los FSPTMT se inició con el establecimiento del Grupo Interino de Trabajo 8/13 (GIT 8/13) mediante la Decisión 69 adoptada en 1985, y se prosigue en el Grupo de Tareas Especiales 8/1. Respondiendo a las Cuestiones 39/8 y 77/8, el GIT 8/13 investigó los objetivos generales, los requisitos de espectro que incluían las bandas de frecuencia adecuadas, los niveles de compatibilidad y de comunidad y las necesidades de los países en desarrollo.

Los Informes UIT-R M.1153 (FSPTMT) y 1155 (*Adaptación de la tecnología de radiocomunicación móvil a las necesidades de los países en desarrollo*) y la Recomendación UIT-R M.687 (FSPTMT) fueron el resultado de las primeras fases del trabajo al que se añadió una contribución significativa sobre temas relativos al espectro en el Informe del UIT-R (antiguo CCIR) *Bases Técnicas y de Explotación para la CAMR-92*.

Los estudios sobre los FSPTMT han continuado en la Comisión de Estudio 8 de Radiocomunicaciones, bajo los auspicios del Grupo de Tareas Especiales 8/1, con un detalle cada vez mayor y con la incorporación de aspectos debidos a la integración de los sistemas de satélite y terrenales. El resultado de dichos estudios ha sido la preparación de las siguientes Recomendaciones UIT-R M.:

816 - *Marco para los servicios que prestarán los FSPTMT,*

817 - *Arquitecturas de red para los FSPTMT,*

818 - *Funcionamiento por satélite en los FSPTMT,*

819 - *Adaptación de los FSPTMT a las necesidades de los países en desarrollo,*

1034 - *Requisitos de los interfaces radioeléctricos para los FSPTMT,*

1035 - *Marco general para el estudio de la funcionalidad de los interfaces radioeléctricos y del subsistema radioeléctrico en los FSPTMT,*

1036 - *Consideraciones sobre el espectro para la implementación de los FSPTMT en las bandas 1 885 - 2 025 y 2 110 - 2 200 MHz,*

1078 - *Principios de seguridad para los FSPTMT,*

1079 - *Requisitos de comportamiento en cuanto a las señales vocales y los datos en banda vocal para los FSPTMT.*

Entre las Recomendaciones que están en proceso de aprobación, cabe citar las siguientes:

Marco de la gestión de red de los FSPTMT;

Marco para la componente de satélite.

Además, de la continuación de las actividades en el UIT-R, el UIT-T realiza estudios conexos sobre los FSPTMT, sobre todo en lo que respecta a los servicios, a la ingeniería de teletráfico, la codificación de la señal vocal, la numeración y las cuestiones de red. Para facilitar la coordinación de las actividades entre las Comisiones de Estudio UIT-R y UIT-T, se ha formado un Grupo de Coordinación Intesectorial (GCI) sobre los FSPTMT. Todos estos trabajos están encaminados a la introducción de los FSPTMT hacia el año 2000, a reserva de las consideraciones de mercado.

3. CARACTERÍSTICAS CLAVE Y OBJETIVOS

Las características clave y los objetivos de los FSPTMT han sido un tema de estudio importante y se tratan en detalle en las Recomendaciones UIT-R M.687 y 816.

Las características clave y los objetivos comprenden, entre otras cosas:

- la incorporación de toda una variedad de sistemas;
- un alto grado de uniformidad de diseño en todo el mundo;
- la compatibilidad de los servicios dentro de los FSPTMT y con la red fija;
- una calidad y una integridad elevadas, comparables con las de la red fija;
- la aceptación de diversos tipos de terminales, incluidos los de bolsillo;
- la utilización de un pequeño terminal de bolsillo en todo el mundo;
- la conexión de los usuarios móviles con otros usuarios móviles o con los usuarios fijos;
- la prestación de servicios por más de una red en cualquier zona de cobertura;
- la disponibilidad para los usuarios móviles de una serie de servicios vocales y no vocales;
- la prestación de estos servicios con densidades de usuarios y zonas de cobertura muy variadas;
- la utilización eficaz del espectro radioeléctrico compatible con la prestación de servicios a un precio aceptable;
- el suministro de un marco para la expansión continua de los servicios de la red móvil y el acceso a servicios e

instalaciones de la red fija;

- una arquitectura abierta que permitirá introducir fácilmente adelantos tecnológicos y diferentes aplicaciones;
- una estructura modular que permitirá al sistema comenzar con la configuración más pequeña y sencilla posible y crecer, a medida que sea necesario, en tamaño y complejidad.

4. SERVICIOS

Los FSPTMT admiten una gran variedad de servicios basados en los de la red de telecomunicaciones fija y los propios de los usuarios móviles. Los usuarios de los FSPTMT no se darán cuenta en la mayoría de los casos de que un enlace radioeléctrico se utiliza para conectar su terminal con las redes de telecomunicación del mundo.

Los servicios estarán disponibles para el usuario en cualquier situación en que se halle, en interiores o al exterior, en zonas urbanas densas -comprendidas las oficinas con uso muy intenso-, zonas suburbanas y rurales y zonas distantes. Se han incluido las situaciones terrestres, marítimas y aeronáuticas para que el usuario que circule en un vehículo, a bordo de un barco o en una aeronave disponga continuamente de los servicios.

Estos servicios abarcan desde la radiobúsqueda básica en una zona amplia, la telefonía (probablemente el uso primero del terminal personal) y los servicios de datos digitales, hasta las comunicaciones de sonido e imagen. Los servicios efectivos obtenidos por un usuario dependerán de la capacidad de su terminal, la serie de servicios a que esté abonado y el conjunto de servicios prestados por la empresa de explotación de la red correspondiente. Los servicios que requieren altas velocidades de transmisión se prestarán con máxima probabilidad en las zonas de gran densidad, como los centros comerciales.

El usuario del terminal personal podrá llevarlo consigo a cualquier lugar del mundo y tener acceso por lo menos a una serie mínima de servicios que comprenderán: telefonía, selección de servicios de datos, acceso a la TPU y la indicación de los demás servicios disponibles.

Los FSPTMT pueden además prestar servicios a usuarios fijos, y en toda circunstancia en que se requiera el establecimiento rápido y económico de comunicaciones fijas, o que tiene un interés particular para los países en desarrollo.

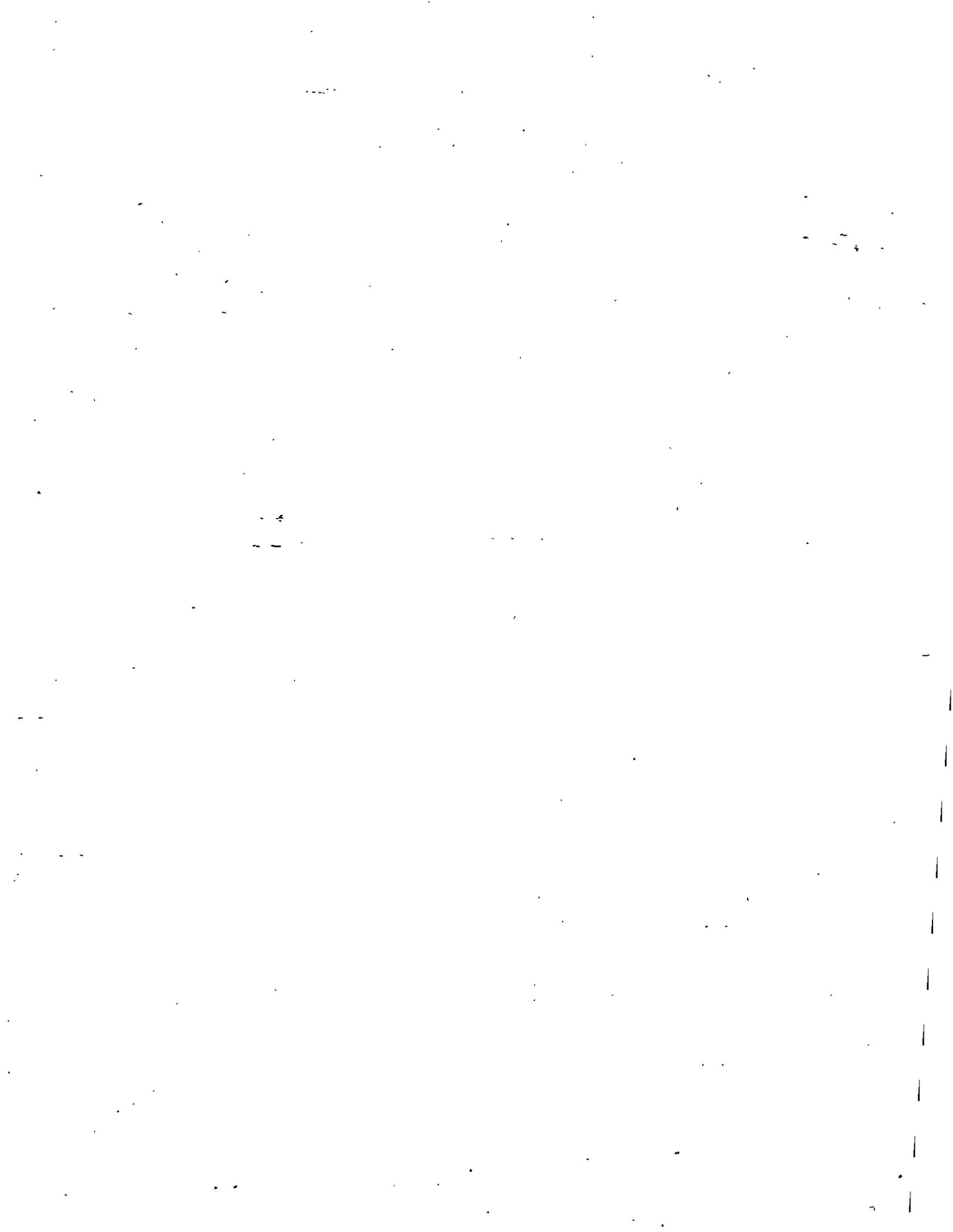
Los FSPTMT abarcan aplicaciones hasta ahora facilitadas por distintos sistemas como la comunicación celular, la comunicación sin cordón, el telepunto, las comunicaciones de datos móviles y la radiobúsqueda. Se hallarán muchas aplicaciones nuevas para los FSPTMT, cuyo carácter no es fácil predecir hoy en día.

5. CONSIDERACIONES RELATIVAS AL ACCESO RADIOELECTRICO

Los FSPTMT están concebidos para proporcionar acceso, mediante uno o más enlaces radioeléctricos, a una amplia gama de servicios en una gran variedad de entornos de operación, que excede con mucho la de los sistemas actuales. Por ejemplo:

- la velocidad de movimiento de los terminales puede variar desde cero (para bucles de abonado fijo) hasta valores muy elevados;
- la densidad de usuarios puede variar desde la de un centro de ciudad (que requiere una capacidad muy alta) hasta la correspondiente a usuarios aislados en zonas remotas;
- el usuario puede estar situado en exteriores (urbano, suburbano, rural, marítimo, aeronáutico, etc.) o en interiores;
- la cobertura puede ser continua o discontinua (islas o zonas aisladas);
- la entrega del servicio puede hacerse a través de una infraestructura terrenal o de satélite, en la que haya dos o más enlaces radioeléctricos en tándem (relevadores, estaciones de base del transporte público por ejemplo).

Comparados con los sistemas actuales, más especializados, los FSPTMT permiten suministrar servicios competitivos al usuario en cada una de estas condiciones de operación. Un requisito adicional importante es la



capacidad de seguimiento mundial de los móviles. Por consiguiente, las características básicas del acceso radioeléctrico a los FSPTMT incluyen:

- alto grado de flexibilidad;
- buena relación costo-eficacia en todas las condiciones de operación;
- diseño común en todo el mundo;
- operación de los componentes terrenales y de satélite de los FSPTMT en las bandas identificadas por la CAMR-92 para uso mundial.

6. CONSIDERACIONES RELATIVAS AL ESPECTRO

Las primeras estimaciones de los requisitos de espectro de los FSPTMT indicaban la necesidad, en condiciones críticas, de por lo menos 230 MHz de anchura de banda de espectro radioeléctrico.

Si bien la CAMR-92 identificó las bandas 1 885 - 2 025 y 2 110 - 2 220 MHz como disponibles en todo el mundo para los FSPTMT, hay que tener en cuenta varias consideraciones relativas al espectro que pueden afectar la disponibilidad de los FSPTMT, entre otras:

- las bandas identificadas por la CAMR-92 se comparten con otros sistemas y servicios de radiocomunicación, y en muchos casos ya se utilizan;
- estas bandas se utilizan diferentemente en varios países;
- el tráfico y los servicios transportados por las redes de los FSPTMT pueden variar de un país al otro, así como dentro del mismo país;
- los FSPTMT necesitarán inicialmente sólo porciones de estas bandas, y la utilización crecerá con el tiempo.

Muchas de estas consideraciones se examinan en la Recomendación UIT-R M.1036 sobre Consideraciones relativas al espectro.

La CAMR-92 resolvió que las administraciones que implementen FSPTMT deberán poner espectro a disposición en las bandas identificadas para el desarrollo y la implementación de los sistemas y deberán utilizar las características técnicas internacionales pertinentes que se elaboren para facilitar la utilización y el seguimiento en todo el mundo.

7. CONSIDERACIONES RELATIVAS A LA RED

La normalización de los FSPTMT está prevista para las fechas de implementación, alrededor del año 2000 y más allá. Por consiguiente, para la red de telecomunicaciones se consideran tecnologías nuevas e incipientes; una de estas áreas es la relacionada con el concepto y la normalización de las redes inteligentes (Intelligent Networks - IN). Los asuntos relativos a las redes de los FSPTMT se estudian en estrecha cooperación entre el UIT-R y el UIT-T y en una medida importante como parte integral del trabajo del UIT-T sobre los conceptos y capacidades de las IN. Las versiones futuras de las IN, las normas de conmutación y señalización, incluirán la gestión de móviles y el acceso radioeléctrico como parte natural de los protocolos. Esto incluye el registro/actualización de la ubicación, la radiobúsqueda y algunos tipos de traspaso entre células radioeléctricas.

Los diferentes aspectos y entornos de los servicios de los FSPTMT y la importancia que reviste la mejor utilización posible del espectro radioeléctrico (que es limitado) exigen que se encuentre una solución muy flexible para la interfaz radioeléctrica y para su interfuncionamiento con la tecnología de transmisión utilizada en las redes fijas (por ejemplo, "recurso a petición" de manera dinámica, en fracciones de segundo). Las tecnologías de la RDSI de banda ancha (RDSI-BA) estarán también en una etapa avanzada cuando se introduzcan los FSPTMT. Por consiguiente, se tienen en cuenta el acceso a la RDSI-BA y el interfuncionamiento con la misma, así como la flexibilidad de la tecnología de transmisión en modo de transferencia asíncrono (MTA), y se definirá un interfuncionamiento eficiente con el MTA. Los FSPTMT necesitan también interconectarse con muchas redes fijas anteriores, tanto analógicas como digitales.

Los FSPTMT se especifican de manera que los servicios puedan ser suministrados por una red autónoma con

conexiones de cabecera a las redes fijas, incluida la Red Telefónica Pública Conmutada (RTPC), la Red Digital de Servicios Integrados (RDSI), la Red Pública de Datos con Conmutación de Paquetes (RPDCP), así como las Redes Móviles Terrestres Públicas (RMTP) existentes. Pero también es posible implementar las funcionalidades de los FSPTMT como parte integral de los nodos de la red fija. La opción autónoma es importante en un entorno de múltiples operadores. La opción integrada es importante para operadores de redes fijas que desean integrar el acceso radioeléctrico, cuando se pueda, como una parte natural de la red fija. Se supone que el acceso radioeléctrico definido para los FSPTMT será una alternativa económica con relación a los bucles locales de cable, y, por consiguiente, es de especial interés para los países en desarrollo.

La gestión de la red es otro aspecto importante, gracias al cual los FSPTMT podrán reducir considerablemente los costos de operación. Los FSPTMT incluirán toda una gama de funciones tales como planificación, instalación, suministro, operación, mantenimiento, administración y servicios al cliente en un entorno de múltiples vendedores y múltiples operadores. Para proporcionar estas funciones, se emplea en los FSPTMT el concepto de red de gestión de las telecomunicaciones (Telecommunications Management Network - TMN), que está estudiándose en el UIT-T y da a los FSPTMT una buena relación costo-eficacia, a la vez que los hace adecuados para entornos de múltiples operadores.

8. AMBITO REGLAMENTARIO

El examen reglamentario para la introducción y utilización de los FSPTMT comprende las consideraciones siguientes: condiciones de los sistemas reglamentados y no reglamentados, compartición del espectro (compartición dinámica o atribuciones en bloque), número de operadores, procedimientos de licencia, tarificación, etc. La provisión y establecimiento de los FSPTMT está sujeta a la reglamentación de cada administración.

Quizá sea necesario definir para los FSPTMT un nuevo marco reglamentario, que permita la prestación de nuevos servicios mediante distintos métodos no previstos por la reglamentación actual.

En lo que concierne al espectro, desde que la CAMR-92 destinó las bandas 1 885 - 2 025 y 2 110 - 2 200 MHz a los FSPTMT, las administraciones de todo el mundo han iniciado un proceso exhaustivo de replanificación de la banda 1 - 3 GHz para dar cabida a futuros sistemas. Basándose en su utilización nacional, las administraciones están definiendo nuevas políticas nacionales en cuanto al espectro para dar cabida a los nuevos servicios, desplazando paulatinamente servicios existentes.

La CAMR-92 dispuso que las bandas de frecuencias mundiales 1 980 - 2 010 y 2 170 - 2 200 MHz estuvieran a la disposición del servicio móvil por satélite en el año 2005. Estas bandas darán cabida a la componente de satélite de los FSPTMT, pero deberían estar disponibles alrededor del año 2000 para que esta componente de satélite pueda introducirse al mismo tiempo que la componente terrenal.

9. CONSIDERACIONES SOBRE LA MOVILIDAD, Y RELACIONES CON LAS TPU

Los FSPTMT permiten la **movilidad del terminal**, es decir la capacidad de desplazarse permanentemente en zonas extensas, conservando la posibilidad de utilizar servicios de telecomunicación, o incluso de mantener una llamada en curso. Esta movilidad es inherente al acceso y al propio terminal radioeléctrico. Además, se está considerando la separación lógica del usuario respecto al terminal físico para los FSPTMT, a fin de introducir cierta seguridad y flexibilidad adicionales. Esto beneficiaría a los usuarios y operadores, y también facilitaría la venta de terminales móviles.

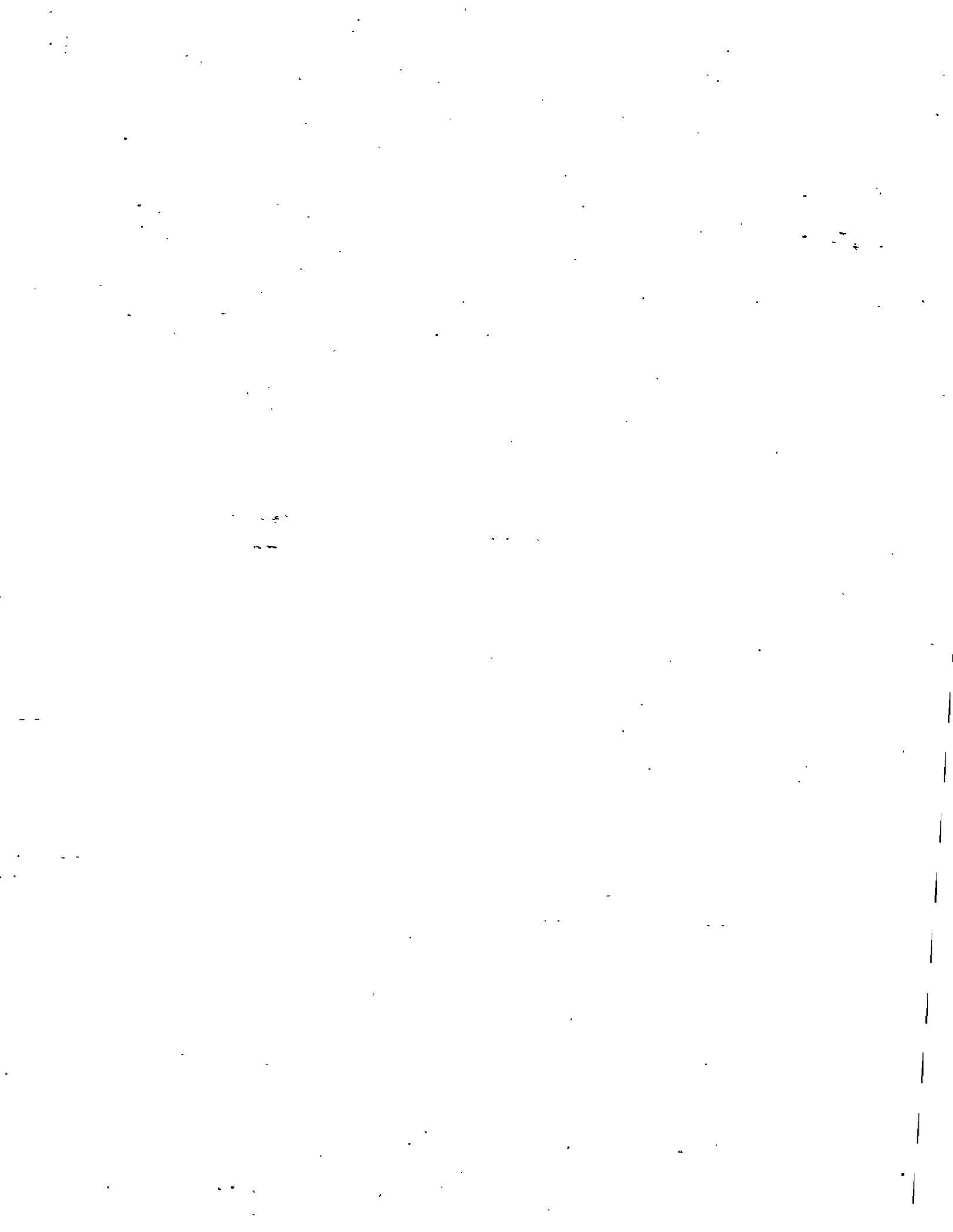
Las TPU permiten la **movilidad personal**, es decir la capacidad para un usuario de TPU de recibir servicios de telecomunicaciones en "cualquier terminal de cualquier red" sobre la base de un número TPU personal único. Las TPU están siendo definidas actualmente por el UIT-T como un concepto avanzado de telecomunicaciones personales. Comprenden perfiles de servicio personalizados con cuadros y filtros de encaminamiento variables (sobre la base, por ejemplo, de la hora, el número de la parte llamante, el punto de registro actual, el servicio solicitado, etc.). Los FSPTMT y las TPU ofrecen fundamentalmente una **movilidad complementaria** y en la definición de los FSPTMT caben las TPU, es decir que un usuario TPU que emplee un terminal FSPTMT podrá recibir servicios TPU en virtud de un acuerdo entre el abonado TPU y el proveedor del servicio TPU. No es técnicamente necesario que el operador de red FSPTMT sea un proveedor de servicio TPU (es decir que tenga todas las características TPU). En este caso la red FSPTMT actuará de enlace intermedio entre el usuario TPU (en el terminal FSPTMT) y el proveedor de servicio TPU (con su propia red).

10. RELACION CON LAS REDES ACTUALES Y FUTURAS

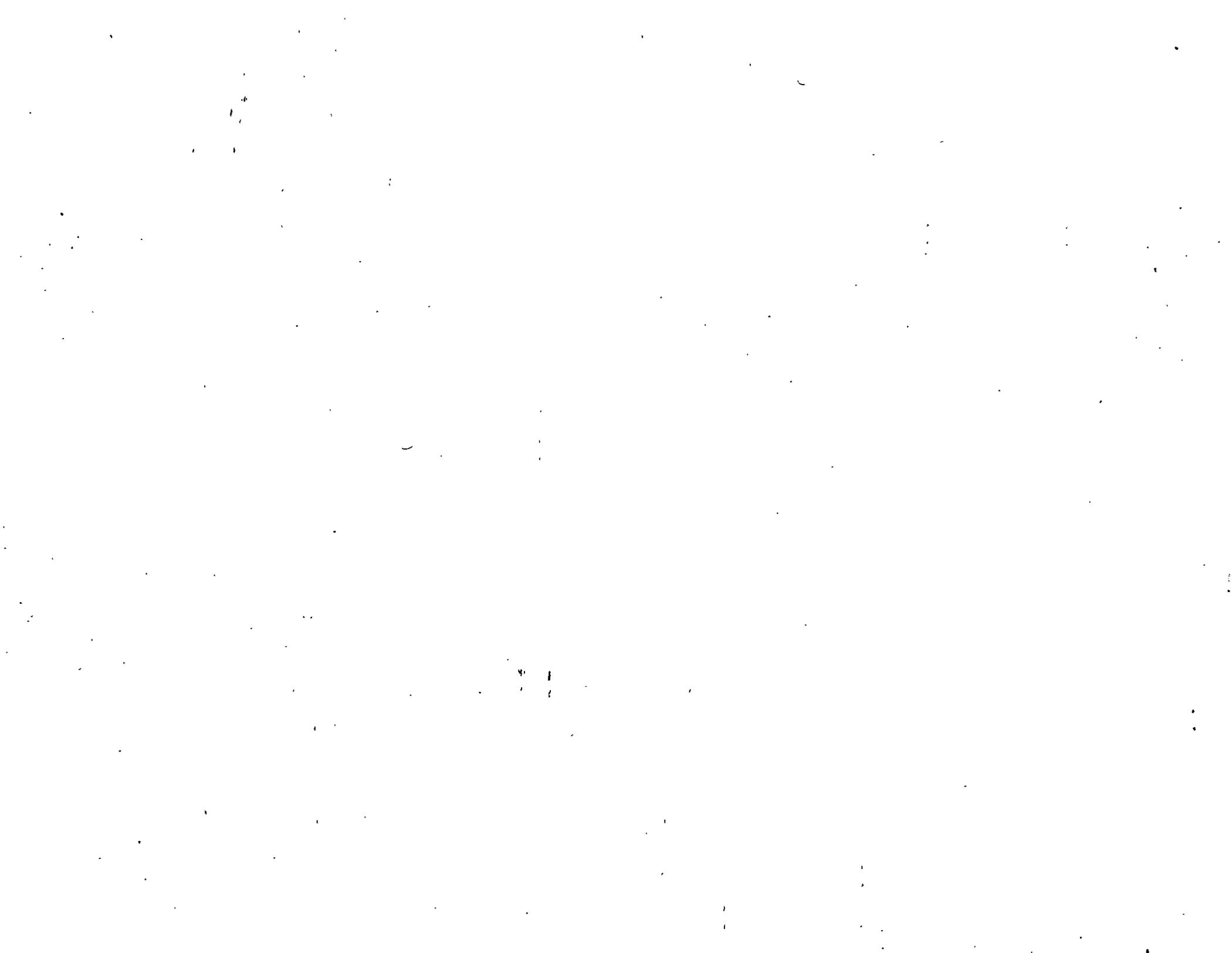
Los trabajos sobre los FSPTMT/TMI-2000 han permitido desarrollar una segunda generación de sistemas, y permitirán lograr otros avances considerables, como son las telecomunicaciones personalizadas avanzadas de alta calidad, la radiobúsqueda mundial, una amplia gama de servicios y entornos de radiocomunicaciones, una utilización muy eficaz de los recursos radioeléctricos y de la red, y una explotación global rentable de ésta. Durante el periodo de transición algunos de los sistemas de primera y segunda generación coexistirán con los FSPTMT/TMI-2000, pero ulteriormente podrán ser sustituidos por éstos o evolucionar hacia los FSPTMT/TMI-2000.

[[Up](#) | [ITU Home Page](#) | [Search](#) | [Help](#) | [Navigate](#) | [Comments](#) | [© Copyright](#)]

Contact address for this page
Tue Oct 8 7:03:21 1996



Conceptos de Radio



EL LENGUAJE DE LAS TELECOMUNICACIONES MOVILES: UNA COMBINACIÓN DE LA RADIO Y LOS SISTEMAS DIGITALES.

PRIMERA PARTE LOS CONCEPTOS DE LOS SISTEMAS DE RADIO

La liberalización de las telecomunicaciones ha impulsado la competencia industrial y ha permitido la puesta en marcha de uno de los proyectos más ambiciosos y visionarios de nuestra época que consiste en la implantación de la red inalámbrica, en base a una plataforma móvil, con una capacidad igual o superior a la red telefónica cableada [1]. Así mismo, las próximas generaciones de servicios móviles están en proceso de desarrollo, en Europa por ejemplo una arquitectura en base a la tecnología digital TDMA será probablemente adoptada, por el contrario en Norte América una arquitectura en base a la tecnología FDM análoga se encuentra en desarrollo. En México, gracias a esta liberalización, estamos presenciando un cambio radical en la administración del espectro electromagnético. ¿Cuáles serán las ventajas y los inconvenientes de estos nuevos servicios y tecnologías móviles?, ¿Cuál será el sistema y la tecnología que predominará y existe un interés por el predominio de uno/una de ellas?, ¿Cómo será posible la comunicación entre los diferentes sistemas? y en fin ¿Qué impactos tendrán estas nuevas tecnologías sobre nuestras actividades cotidianas como usuarios de las telecomunicaciones?.

La terminología de las telecomunicaciones se ha desarrollado al mismo ritmo fulgurante de los progresos tecnológicos impuestos por la era de la información, relegando a los usuarios a la puerta del "analfabetismo" tecnológico y dada la complejidad del lenguaje tecnológico, nos es casi imposible comprender estos cambios para poder adaptar nuestros sistemas de información en la dirección adecuada y para poder intervenir en las decisiones que puedan afectar nuestros intereses. Existe una extensa literatura sobre estas nuevas tecnologías de telecomunicaciones pero al estar dirigida hacia aquellos que disponen de un buen conocimiento del tema lleva a textos complejos e inadaptables al usuario común, con el objeto de llenar este vacío, este artículo presenta en dos partes los conceptos principales que han permitido esta revolución de las telecomunicaciones móviles.

INTRODUCCIÓN

Contar con un lenguaje común es la primera etapa para la comprensión de cualquier problema. A principios de este siglo, durante el desarrollo de la telegrafía y la radio, debido a la carencia de un lenguaje de telecomunicaciones, los ingenieros trataban los problemas con más casualidad que tecnología [2]. Por razones que no fueron entendidas en aquella época la velocidad de transmisión de los símbolos del código Morse al ser enviados a través de cables de larga distancia se vio reducida en gran medida esto llevó al abandono de las *transmisiones digitales*; en aquel tiempo eran necesarias tres horas para transmitir el texto contenido en una página desde Europa hacia América a través de un cable submarino, por lo tanto era más rápido el transporte por barco de un periódico que su transmisión a través de un cable submarino!!!! Tiempo más tarde con la invención del teléfono, observamos, por una parte, el nacimiento de las transmisiones *análogas* y el desuso de las transmisiones *digitales*, y por otra parte, la construcción del monopolio más grande de la industria en base al cable de cobre y el "estancamiento" de la tecnología de la radio.

Paradójicamente, hoy en el debut de la era de la información, gracias justamente a un lenguaje más estructurado de la *Radio* y de las *Transmisiones Digitales*, nos encontramos en el medio de una revolución tecnológica de las telecomunicaciones. Las técnicas de modulación análogas, simples e ineficaces del "pasado" están siendo suplantadas por otras digitales poderosas y complejas, cuyos circuitos individuales son construidos a partir de capas de programación extremadamente sofisticadas y luego combinadas dentro de sistemas ingeniosos de múltiple acceso. Esto ha dado como resultado sistemas de información con una gran ganancia en costo, calidad y capacidad. Sin embargo, la diversificación tan extensa de estas nuevas técnicas digitales dificulta la adecuada

selección de una de ellas para un caso en particular; anteriormente en las transmisiones análogas la selección de la modulación FM era indiscutible, esto será expuesto con más detalle en la sección de Alternativas de los Enlaces de Radio. Por otro lado, con el renacimiento de la radio, la promesa de ser liberados de la liga a un punto o ubicación fijos de la red de telecomunicaciones y disfrutar de los mismos servicios en forma móvil (inalámbrica) está cada vez más cercana. En fin, la combinación de las técnicas digitales y la informática, ha obligado a las compañías de telecomunicaciones a modificar sus estrategias de administración dada la amenaza constante de quedar obsoletas y fuera de la competencia tecnológica.

Las primeras aplicaciones de la radio a las telecomunicaciones telefónicas móviles, estuvieron basadas en dos sistemas: el AMPS (Advanced Mobile Phone System) y el sistema escandinavo NMT (Nordic Mobile Telephone) ambos con modulaciones análogas y grandes diferencias entre sus especificaciones dando como resultado una total incompatibilidad entre los sistemas móviles de la primera generación. A partir de esta experiencia, las próximas generaciones serán construidas casi seguramente en base a las transmisiones digitales, gracias justamente a la robustez y la compatibilidad de las señales digitales. En los siguientes párrafos vamos entonces a revisar los conceptos básicos que han permitido esta revolución de las telecomunicaciones móviles: primero aquellos relacionados con la Radio; propagación de ondas electromagnéticas, frecuencias portadoras (circuitos), y luego aquellos relacionados con los Sistemas Digitales de Datos; manipulación digital de la información. En realidad el casamiento de la ingeniería de la Radio y la ingeniería de los Sistemas Digitales es una unión de las más interesantes del escenario tecnológico contemporáneo. El clan de la Radio donde trabajan aquellos que se encuentran desarrollando una plataforma móvil (inalámbrica) y que saben que en el espacio todo radia y todo interactúa, y el clan de los Sistemas Digitales desarrollado por la industria de la informática donde trabajan aquellos que se encuentran digitalizando los procesos de conmutación, intercambio y de transmisión. Nuestro interés aquí será la presentación de los conceptos más relevantes para la implantación de los nuevos servicios de telecomunicación móvil. Este artículo sin embargo no está dirigido a la descripción de la infraestructura de las redes (p.e. LAN, WAN, INTERNET, etcétera) o de las interfaces entre los usuarios y la radio, una extensa literatura aborda estos tópicos en detalle [3-6].

LA TERMINOLOGÍA DE LA RADIO.

La Radio es una forma de energía electromagnética que se propaga en el espacio a la velocidad de la luz. Para nuestros propósitos, la onda de radio puede ser vista como una onda senoidal (ver figura 1) cuyas características más importantes son: a) la Amplitud, magnitud de las crestas de la onda senoidal; b) la Frecuencia, número de ciclos que ocurren en un segundo; en el caso senoidal un ciclo está formado de dos crestas una positiva y otra negativa, la medida de la frecuencia es el Hertz (Hz) que define el número de ciclos por segundo; y c) la Fase, ángulo de la onda a un momento preciso en el tiempo. La frecuencia de la onda es muy importante dado que a diferentes frecuencias la onda interactúa en forma diferente con el medio ambiente; algunas frecuencias permiten una propagación en línea directa, otras pueden rebotar y reflejarse en la ionosfera para una propagación a miles de kilómetros al horizonte, las ondas llamadas milimétricas tienden a ser absorbidas por el follaje de los árboles o la humedad atmosférica, mientras que otras a más baja frecuencia penetran sin muchas pérdidas.

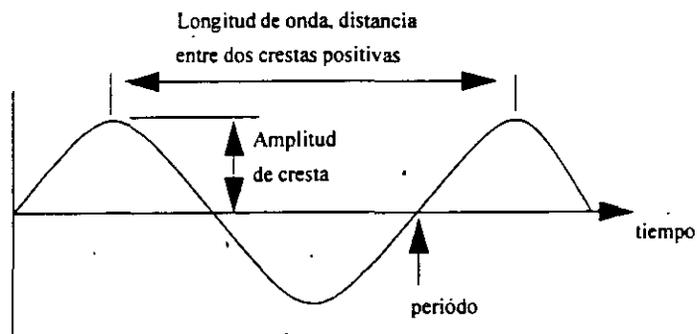


Fig. 1 Forma de onda de radio

CARACTERÍSTICAS DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.

La figura 2 muestra un diagrama de la repartición del espectro electromagnético en función de la frecuencia y de la longitud de onda. A menudo las ondas electromagnéticas están definidas en función de la longitud de onda permitiendo relacionarlas más fácilmente a las dimensiones de los componentes físicos: las antenas, las líneas de transmisión, los transmisores y receptores, etcétera. La banda del espectro electromagnético cuyas ondas tienen longitudes inferiores a 10^{-14} metros corresponde a los rayos cósmicos, que provienen del espacio exterior y tienen una gran potencia de penetración. Luego entre 10^{-10} y 10^{-14} metros encontramos a los rayos gamma, los cuales son liberados por los materiales radioactivos. Estas ondas son utilizadas en hospitales con el objeto de eliminar células de cáncer y otras enfermedades del cuerpo humano, pero obviamente por razones de seguridad sus fuentes deben ser mantenidas en contenedores de plomo. Entre las longitudes de onda de 10^{-9} y 10^{-11} metros encontramos a los rayos X, los cuales pueden penetrar los tejidos del cuerpo humano y por lo tanto pueden ser utilizados como una herramienta de diagnóstico en la medicina, la industria y la ciencia para producir fotografías de rayos X. Los rayos ultravioleta cuyas longitudes de onda se encuentran entre 380 y 5 nanómetros están presentes en la luz solar, y en grandes cantidades, pueden afectar la vida humana, por el contrario en pequeñas cantidades presentan efectos benéficos en el campo de la dermatología. La banda entre 740 nanómetros y 400 nanómetros corresponde a la luz visible, cuando nuestros ojos reciben ondas electromagnéticas en esta parte del espectro producen impulsos eléctricos que luego son interpretados como la visión por nuestro cerebro; cada uno de los colores visibles tiene a una longitud de onda (o frecuencia) diferente. La siguiente banda entre 750 nanómetros y 1mm ha sido denominada Infrarrojo, cuando estas ondas penetran el cuerpo humano generan un calor interno el cual puede ser detectado independientemente de la visibilidad. Las longitudes de onda superiores a las ondas del Infrarrojo corresponden a las ondas de microondas y las ondas de radio, utilizadas en los sistemas de telecomunicaciones y de calentamiento. Dadas las dimensiones de las longitudes de onda en estas bandas, las mismas son definidas preferentemente en función de la frecuencia

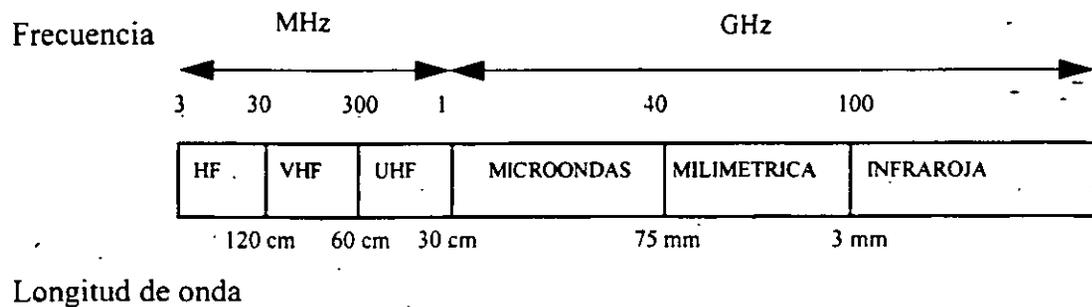


Fig. 2. Espectro electromagnético de telecomunicaciones

En el caso de las ondas de radio comunicación el espectro electromagnético puede ser dividido en cinco grandes bandas:

- a) Abajo de 100 KHz la transmisión es realizada por medio de ondas de tierra u ondas aéreas a múltiples reflexiones entre la tierra y la parte baja de la ionosfera. En esta banda la atenuación de las ondas es pequeña pero la dificultad práctica para realizar antenas eficientes a grandes dimensiones (a 750 metros o mayores) provoca que los transmisores requeridos deban operar a potencias muy elevadas. Esta banda es utilizada para comunicaciones de tipo de radio difusión en los sistemas de navegación entre barcos y estaciones costeras.
- b) En la banda entre 100 KHz y 1500 KHz la propagación se realiza principalmente en forma de ondas de tierra dado que las ondas aéreas son fuertemente atenuadas, especialmente durante el día. Estas frecuencias también son utilizadas para la radio difusión y ciertas ayudas de navegación.
- c) Entre 1500 KHz y 6 MHz la propagación se realiza en forma de ondas de tierra y aéreas. Esta banda es utilizada para comunicaciones a distancias moderadas.
- d) La siguiente banda está comprendida entre 6 MHz y 30 MHz, la propagación depende casi totalmente de la onda aérea y por lo tanto de las condiciones en la ionosfera. Con poca atenuación y en condiciones adecuadas es posible cubrir largas distancias. Esta banda es normalmente utilizada para la radio difusión y las telecomunicaciones a larga distancia.
- e) Arriba de 30 Mhz las ondas de radio pasan a través de la ionosfera y son utilizadas donde son posibles los enlaces con una línea de visión entre el transmisor y el receptor, aunque la trayectoria también puede incluir reflexiones. Esta banda es utilizada para la radiodifusión de las señales de radio y televisión, los enlaces de microondas punto a punto incluyendo la transmisión hacia y desde los satélites, el radar y recientemente las telecomunicaciones móviles. Dada la corta longi-

tud de las ondas, antenas pequeñas y eficientes pueden ser utilizadas lo que representa una ventaja considerable para las telecomunicaciones móviles. Las ondas en esta banda, debido a la atenuación y la absorción, sólo pueden viajar distancias cortas en comparación a las ondas de frecuencias más bajas, a menos que se utilicen antenas parabólicas (en el caso de satélites y sistemas de microondas terrestres). Otra ventaja de estas ondas es la posibilidad de reutilización de las frecuencias (sistemas celulares) sin que los transmisores se interfieran entre ellos. Los sistemas de radio móvil utilizan de forma muy extensa las bandas UHF y VHF, la figura 3 muestra las diferentes formas de propagación de las ondas de radio.

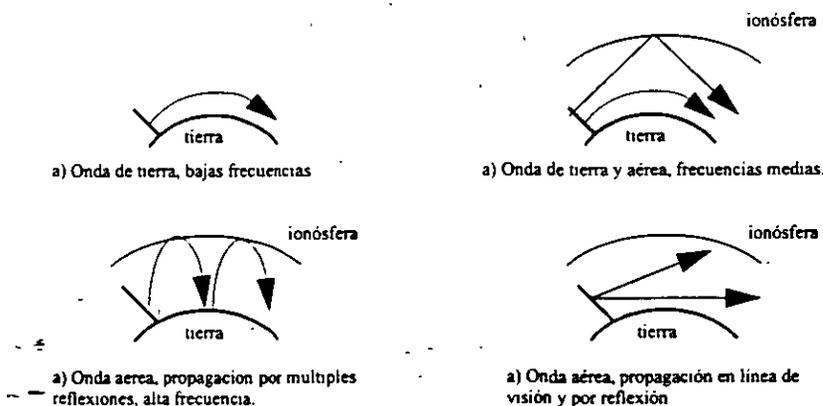


Fig. 3. Propagación de las ondas de Radio

TRANSMISIONES DE RADIO MÓVIL.

La mayoría de las telecomunicaciones por medio de las ondas de radio están basadas en la transmisión de una onda continua de frecuencia o amplitud fija definida como la portadora. La información, tal que la voz o los datos, es impresa en la onda portadora por medio de la variación de la amplitud, la frecuencia o la fase (o la combinación de algunas de ellas), este proceso es llamado la modulación. La variación de la portadora puede ser continua en cuyo caso la modulación es de tipo análoga, o la variación puede ser en forma de cambios discretos o pasos, niveles o pulsos en cuyo caso la modulación es de tipo digital. Las formas más comunes de la modulación análoga son la modulación de amplitud {Amplitud Modulation AM¹} y la modulación de la frecuencia {Frequency Modulation}. Actualmente una serie de modulaciones de tipo digital están bajo consideración para el desarrollo y la implantación de los futuros servicios de telecomunicaciones móviles, esto será expuesto en detalle en el próximo artículo en la sección de la modulación.

1. Con el objeto de enriquecer el texto, las definiciones en ingles son indicadas dentro de los paréntesis de tipo {}.

La onda portadora constituye entonces el circuito de comunicación. Las primeras comunicaciones de radio móvil eran del tipo simplex o "push to talk" donde sólo un participante podía hablar en un momento dado. Actualmente, por cada comunicación móvil dos frecuencias portadoras son utilizadas, una para transmitir de la terminal del abonado (teléfono de bolsillo, de automóvil, avión, etcétera) hacia la terminal de base y otra para transmitir de la terminal de base hacia la terminal del abonado (ver figura 4). El uso de dos frecuencias es la forma más fácil de implantar una operación duplex, lo cual significa que los dos participantes pueden comunicar al mismo tiempo en forma natural. La separación entre estas dos frecuencias es llamada separación de portadoras y tiene un gran impacto en el costo y el funcionamiento del sistema móvil. La portadora modulada ocupa una región estrecha del espectro alrededor de una frecuencia de la portadora no modulada o nominal, el ancho de esta región -el ancho de banda ocupado- es comúnmente definido como el canal de radio. Algunos sistemas utilizan un ancho de banda estrecho, típicamente entre 25 y 30 KHz por cada transmisión, otros de banda ancha utilizan algunos Mhz. Por ejemplo en Gran Bretaña, uno de los sistemas de telefonía móvil se encuentra en la banda UHF, entre 890 MHz y 950 MHz, cada canal tiene un ancho de banda de 25 KHz y una separación entre canales de 25 KHz. Dado que todas las conversaciones en los sistemas de telefonía móvil son de tipo duplex dos canales son requeridos por cada comunicación, esto hace necesario la reutilización de las frecuencias para el aprovechamiento máximo del espectro y la disponibilidad de canales. Sin embargo, el diseño de un sistema móvil para la cobertura de una área requiere la consideración de otros factores como: la interferencia entre transmisores que se encuentren operando a la misma frecuencia, las condiciones del medio ambiente que puedan afectar la onda portadora durante la propagación, el cumplimiento de ciertas condiciones para asegurar la calidad del canal de comunicación, etcétera. La revisión de estos factores de diseño son el objeto de los siguientes párrafos.

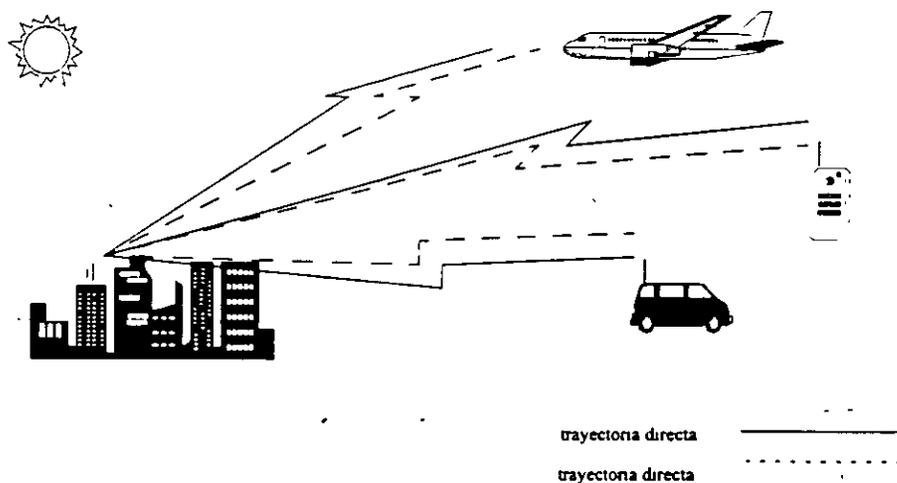


Fig. 4. Circuitos de telecomunicaciones móviles

RUIDO E INTERFERENCIA

La transmisión de la señal de radio es afectada por el ruido y la interferencia; el ruido es considerado como el resultado de los procesos aleatorios que producen energía de radiofrecuencia, como por ejemplo, el encendido de un auto, el ruido térmico de un receptor, etcétera. La relación entre el nivel de la señal y el nivel de ruido es la Relación Señal a Ruido RSR {Signal Noise Radio SNR} o la relación entre la Portadora y el Ruido P/R {Carrier-to-Noise C/N}. Esta última es la medida más básica de la calidad de la señal. Por su lado la interferencia es una forma de degradación de la señal producida por otras emisiones de radio. Dos tipos de interferencia existen (ver figura 5): la interferencia del canal adyacente que ocurre cuando la energía de una portadora está presente en un canal adyacente y la interferencia de los canales adyacentes la cual ocurre cuando dos transmisiones en la misma frecuencia de portadora llegan a un receptor.

El interés de la radio digital es la reducción y simplificación de todas las fuentes de degradación de las características de la señal de radio digital, dicho de otra forma la disminución de la ocurrencia de errores durante la transmisión de las señales digitales, lo cual es definido como el Rango de Error de los Bitios {Bits Error Range BER}; este último utilizado comúnmente en lugar de muchas otras medidas excepto en el caso de la medida de la relación C/I.

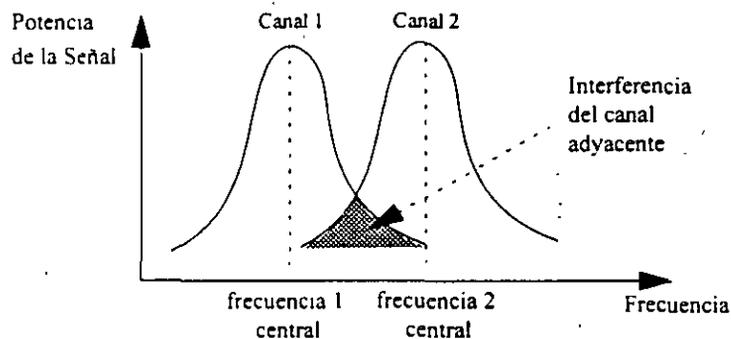


Fig. 5. Interferencia del canal adyacente

PERDIDAS EN EL ESPACIO.

Otro concepto básico de la propagación de la onda de radio es la predicción {budget} de las pérdidas del enlace de radio, el cual determina la calidad de la transmisión. Una predicción será diseñada para asegurar que una señal de nivel suficiente sobrevivirá al proceso de transmisión y alcanzará un SNR o un BER requerido y aceptable para la operación del sistema. La predicción del enlace es medida en términos de decibelios (dB), la figura siguiente presenta los parámetros de una predicción típica.

$$G_s = L_e + M + L_q + L_m + L_d - G_t - G_r$$

donde G_s = ganancia del sistema en db
 L_e = pérdidas en el espacio libre
 L_t = pérdidas debidas a las líneas de transmisión
 L_m = pérdidas debidas a otros factores (desalineamiento)
 L_d = pérdidas debidas a las desadaptaciones de los componentes de la radio
 M = margen de desvanecimiento
 G_t = ganancia de la antena transmisora
 G_r = ganancia de la antena receptora

Fig. 6 Predicción de un enlace de radio

A lo largo de su trayectoria, la señal estará expuesta a una serie de obstáculos que pueden impedir que alcance su receptor probable, una falla del enlace de radio durante algunos milisegundos puede producir una degradación notable del canal de comunicaciones. Estos obstáculos son de tres tipos principalmente:

a) Espacio libre. En el caso más simple -transmisor omnidireccional- la potencia recibida de la señal disminuye cuando el receptor se aleja del transmisor. En el vacío "el espacio libre" la intensidad de la señal disminuirá en forma inversa y proporcional al cuadrado de la distancia. En otras palabras, si la señal recibida a un kilómetro de distancia del transmisor es de 1 Watt, esta misma señal será de un cuarto de Watt a 2 kilómetros. En la práctica, debido a que las telecomunicaciones móviles no se realizan en el espacio libre, las pérdidas de la trayectoria serán más severas de lo que preve este teorema. Este tipo de sistema puede ser modelado de forma más precisa por medio del inverso cúbico de la distancia y hasta de una potencia más elevada. El establecimiento de este teorema refleja los efectos del terreno, la atmósfera y otros elementos del mundo real. Estas pérdidas también son altamente dependientes de la frecuencia. A notar que el análisis de la propagación de las ondas de radio es todavía un campo empírico, especialmente en el caso de las nuevas aplicaciones, los servicios móviles y las nuevas frecuencias elevadas.

b) Atenuación. Debido a los efectos de la atenuación, las ondas de radio pueden ser parcialmente o totalmente bloqueadas cuando su energía es absorbida o bloqueada por obstáculos físicos del medio ambiente. El elemento de absorción puede ser la lluvia, el follaje de los árboles, una montaña, etcétera. La causa específica de la severidad de la atenuación depende principalmente de la frecuencia, por ejemplo las ondas electromagnéticas de 1 Ghz no son afectadas relativamente por la lluvia, por el contrario, las ondas de frecuencias superiores a 10 Ghz son normalmente afectadas. Entre más elevada sea la frecuencia mayor será la atenuación, por esta razón, para obtener el mismo nivel de calidad de una señal recibida una potencia de transmisión más elevada será necesaria a frecuencias más elevadas; por ejemplo la FCC permite una potencia máxima de transmisión de 100 KW para las radio difusoras de señales de televisión en la parte baja de la banda d

50 a 90 MHz, en el caso de la banda 500-800 MHz la máxima potencia de transmisión permitida es de 5000 KW. Históricamente, el desarrollo de la tecnología de la radio ha procedido desde las frecuencias bajas hacia las frecuencias elevadas debido a que la mayoría de las aplicaciones actuales requieren más ancho de banda, esto sólo es posible a frecuencias más elevadas: Otros efectos importantes de la atenuación de las ondas de radio sobre todo en las zonas urbanas son las múltiples reflexiones y la atenuación debido al follaje de los árboles lo que lleva a la creación del efecto fantasma.

c) Desvanecimiento. Una onda de radio también puede ser reflejada por cualquier objeto en la atmósfera; una montaña, un edificio, un aeroplano, etcétera. Estas reflexiones producirán necesariamente diferentes trayectorias creando uno de los problemas más difíciles en la transmisión de la radio. La dispersión por retardo, propagación de la señal por diferentes trayectorias, producirá que la señal viaje por múltiples trayectorias las cuales llegarán con una diferencia en el tiempo produciendo una deformación por retardo. En la práctica este retraso provocará una dispersión de las señales produciendo una interferencia de símbolos en el caso de los bitios digitales. Otro efecto importante es el desvanecimiento de Raleigh; dado que la fase de las múltiples trayectorias será modificada por las reflexiones en el caso de una señal directa y una señal reflejada con una diferencia de fase de 180 esto producirá la cancelación de la señal a la entrada del receptor. El tercer efecto importante, presente solo en las aplicaciones móviles, es el defasamiento Doppler, el movimiento de un receptor con respecto a un transmisor producirá un defasamiento Doppler; cuando un transmisor móvil envía una frecuencia a un receptor inmóvil, el receptor observará una señal ligeramente superior a la transmitida en el caso contrario será una frecuencia ligeramente inferior.

ALTERNATIVAS DE LOS ENLACES DE RADIO.

El enlace de radio, entre la estación base y las terminales móviles, es la parte principal del sistema. La selección de una tecnología de radio determinará en gran medida las características económicas y de funcionamiento del sistema. Hace veinte años la selección del sistema era mucho más simple dado que existía una tecnología predominante: la transmisión de las señales en forma análoga utilizando la modulación en frecuencia {FM}. Hoy por el contrario existen una docena de alternativas, la mayor parte en el dominio digital, basadas en los métodos de modulación y las técnicas de codificación de la voz. Pero, hablando en forma más extensa, existen tres super familias de tecnologías para los enlaces de radio que serán consideradas en la próxima generación de los sistemas celulares:

- 1) Las técnicas de modulación análogas avanzadas,
- 2) Las técnicas digitales,
- 3) Las técnicas de espectro ancho.

Aunque desde mi punto de vista, la tendencia es hacia el uso de las arquitecturas digitales, debemos reconocer que las técnicas análogas avanzadas son vistas como una tecnología viable para los enlaces de radio de la próxima generación gracias a la reducida utilización del espectro electromagnético requerido por cada canal. En particular dos métodos son ha considerar: la FM de banda estrecha y la modulación en banda única.

Por su parte los sistemas en base a la tecnología digital, como será expuesto en la segunda parte de

este artículo, consisten en dos procesos: la codificación de la información; conversión de la señal analógica en una forma digital y b) la modulación; impresión de la información en forma digital sobre la señal de radio efectuada por medio de la variación en forma controlada de algún parámetro clave de la señal.

COMPONENTES DE LOS SISTEMAS DE RADIO.

En esta sección describiremos brevemente los principales elementos o unidades que componen comúnmente un sistema de radio móvil:

- a) Unidad de interfaz de la línea. La mayoría de los sistemas de transmisión, ya sean por cable o por radio, requieren un equipo de interface entre el equipo de modulación y la línea de transmisión. Las funciones típicas de este equipo de interfaz para los sistemas de radio son: proveer una ganancia o atenuación de las señales para establecer niveles de transmisión adecuados, compensación de la ganancia y ecualización de las pérdidas, formación del nivel de transmisión para optimizar el funcionamiento de la relación señal a ruido a transmitir. Por otra parte, una conmutación automática de protección puede ser requerida con el objeto de asegurar que una falla en los amplificadores de la unidad de interfaz y del equipo asociado no afectará el funcionamiento general del sistema.
- b) Unidad de modulación. En los sistemas de radio la señal de banda base es utilizada para modular la portadora de radio. En los sistemas de larga distancia y algunos de corta distancia, la modulación y la demodulación es realizada a frecuencia intermedia (FI) por el transmisor terminal o receptor terminal respectivamente. Esto será expuesto con más detalle en la segunda parte de este artículo.
- c) Sistemas de antenas y torres. Las antenas y las torres son elementos importantes en el diseño de los sistemas de radio desde el punto de vista funcional y económico. Capacidades de banda ancha con alta ganancia, alta perdidas de retorno, buena directividad en el caso de los enlaces de larga distancia y omnidireccional casi hexagonal en el caso de los sistemas de telefonía celular, y polarización doble son requisitos típicos de las antenas. Sin embargo, las características de las antenas tienen un gran impacto en los requisitos de las torres. La ganancia de la antena por ejemplo está relacionada directamente con las dimensiones físicas de la antena lo que afecta la carga, la estabilidad y el costo de la torre. Así algunos compromisos entre el costo y el rendimiento son necesarios. La selección de la torre por su parte está definida por una serie de factores interrelacionados los cuales incluyen el costo, el terreno, el sistema de radio seleccionado y el número de las antenas que serán acomodadas. La altura media de las torres de los sistemas de larga distancia es de 200 pies y en el caso de enlaces a corta distancia es de 30 metros. Por último en cuanto a la polarización podemos decir que para obtener una alta discriminación entre los canales adyacentes y facilitar el diseño del sistema de las redes, la separación y combinación entre canales transmitidos es posible utilizando diferentes polarizaciones. La polarización se refiere a la orientación del campo eléctrico de la onda radiada, las polarizaciones lineales horizontal y vertical (en referencia al plano de tierra) son comúnmente utilizadas en los sistemas de radio móvil.

UNIDADES PARA LA COMUNICACION

La necesidad de unidades para la comunicación (microtelefono, pagets, telefono de bolsillo etcétera) compactas y ligeras implican grandes restricciones de diseño. La batería es el componente más importante, por su peso, sus dimensiones y su capacidad, para la determinación de la potencia disponible y el rango de operación. Por otra parte, esta bien claro que estas unidades no serían posibles sin los progresos de la electronica integrada y en particular la tecnología de VLSI. Las diferentes funciones electronicas requeridas son: la manipulación de las señales de voz, la codificación de los canales, la ecualización o nivelación de las señales transmitidas y recibidas, el control y la supervisión para la localización de la unidad, la indicación de un número de abonado, el registro, los cambios de canales debidos a desvanecimientos o cambios de áreas, etcétera. Generalmente existen dos tipos de potencias de transmisión de las unidades móviles: 250 mW y 1W que permiten alcanzar distancias entre 0.5 Km. en las ciudades y hasta 8 Km. en las areas rurales.

CONCLUSIÓN

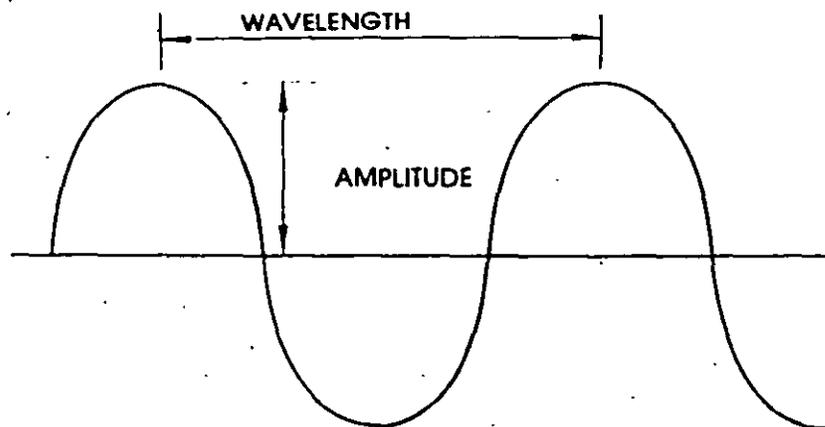
En este articulo, primero de una serie de dos, hemos presentado los conceptos fundamentales de la Radio Digital que han hecho posible la evolución más importante de las telecomunicaciones móviles. La primera generación de los servicios de telefonía móvil, en base a sistemas con modulaciones análogas AMPS y NMT, han dado como resultado sistemas totalmente incompatibles impidiendo la consideración de un sistema móvil integrado. Por el contrario, las técnicas de modulación digital combinadas con las señales radio han demostrado grandes posibilidades de integración entre los diferentes sistemas móviles y la red telefonica integrada.

El progreso fulgurante y la complejidad del lenguaje tecnologico de estos sistemas ha provocado que los usuarios de las telecomunicaciones no dispongan de los conceptos fundamentales para la comprensión o la planeación de sus sistemas de administración o información. Por otra parte, los avances de las telecomunicaciones publicados en las revistas especializadas presentan textos complejos produciendo el desaliento. Con el objeto de remediar esta situación este artículo presenta los conceptos fundamentales relacionados con la planeación de un sistema de telecomunicaciones móviles en base a la radio digital. en particular la primera parte aborda las tecnicas de radio y la segunda parte, tratará los conceptos básicos de las tecnicas digitales.

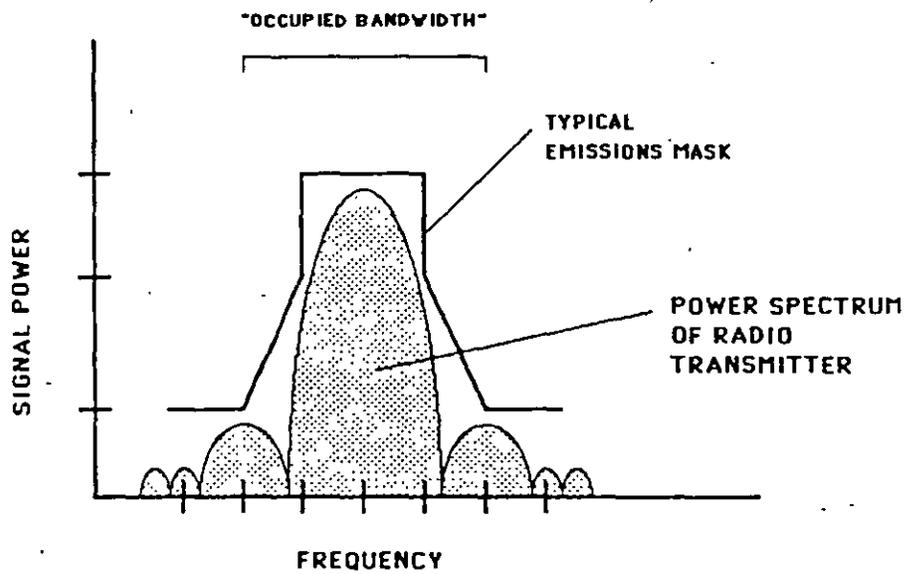
BIBLIOGRAFIA

- [1] Proyecto RACE
- [2] Gonzalez J. Sistemas Avanzados
- [3] Internet
- [4] Lans Wans
- [5] Comunicaciones digitales
- [6] Bell

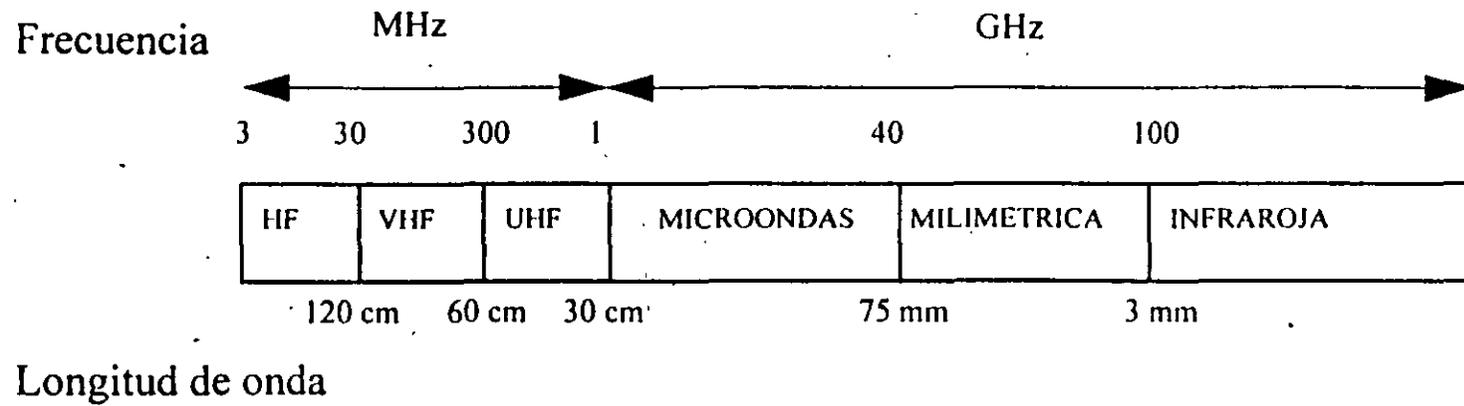
)



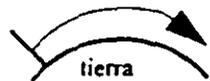
Idealized Radio Wave.



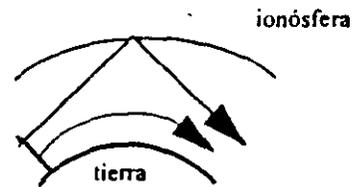
Emission Characteristics and Channel Definition.



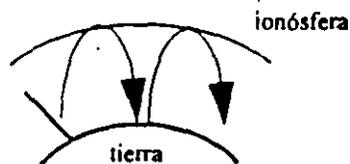
Espectro electromagnético de telecomunicaciones



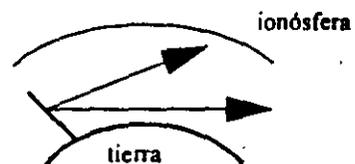
a) Onda de tierra, bajas frecuencias.



a) Onda de tierra y aérea, frecuencias medias.

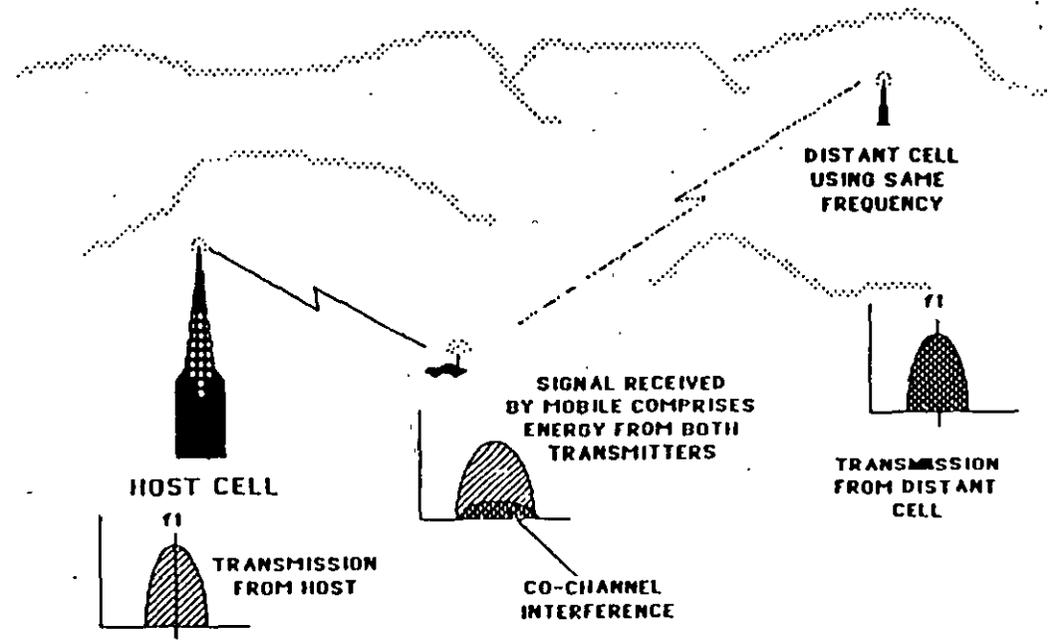


a) Onda aérea, propagación por múltiples reflexiones, alta frecuencia.

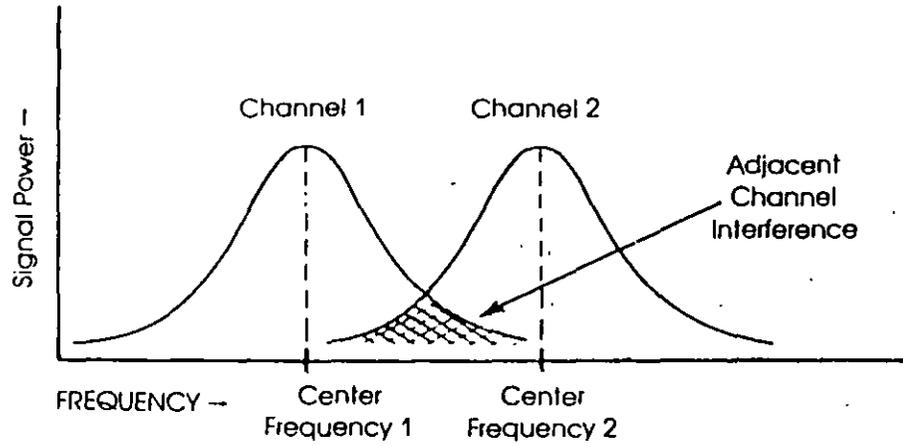


a) Onda aérea, propagación en línea de visión y por reflexión

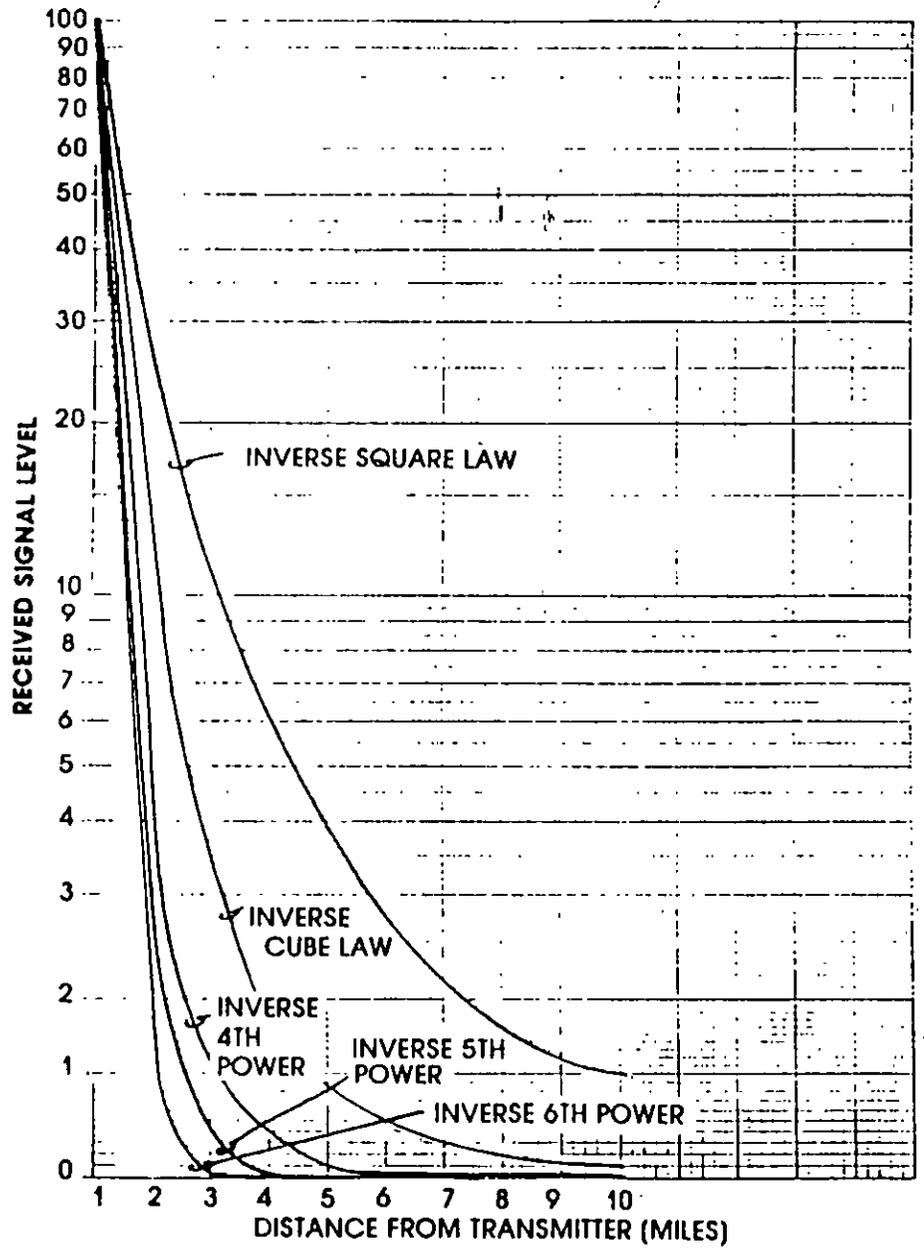
Propagación de las ondas de Radio



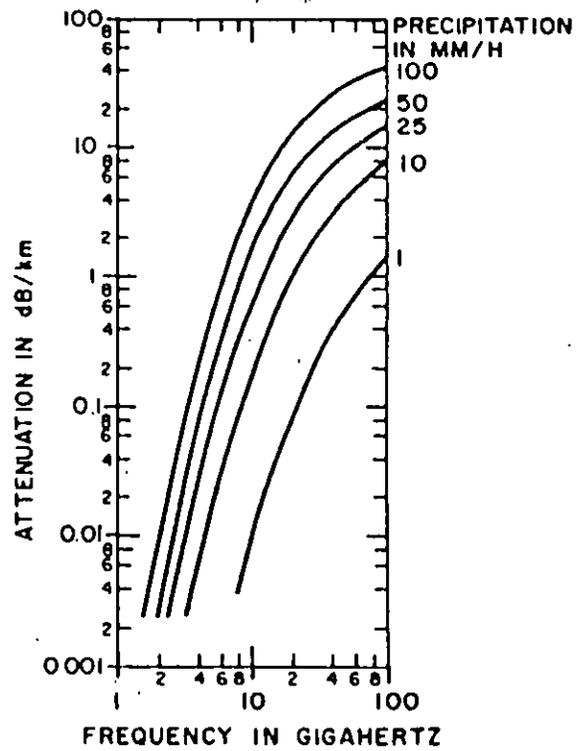
Co-Channel Interference.



Adjacent Channel Interference.

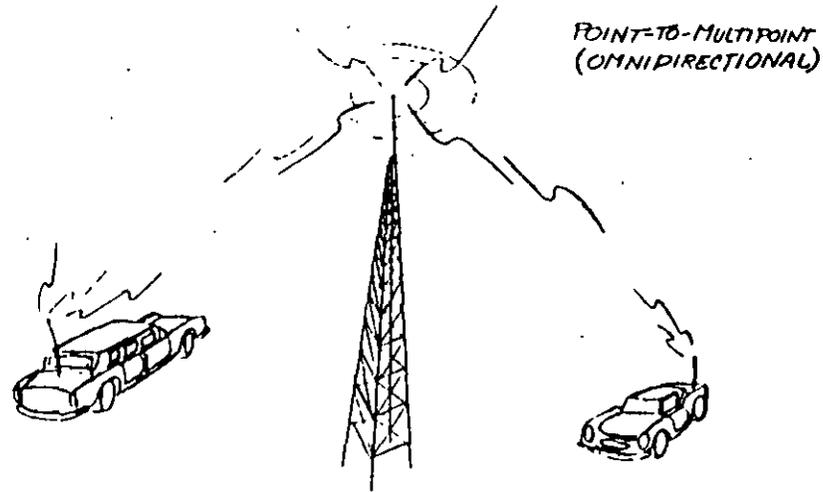
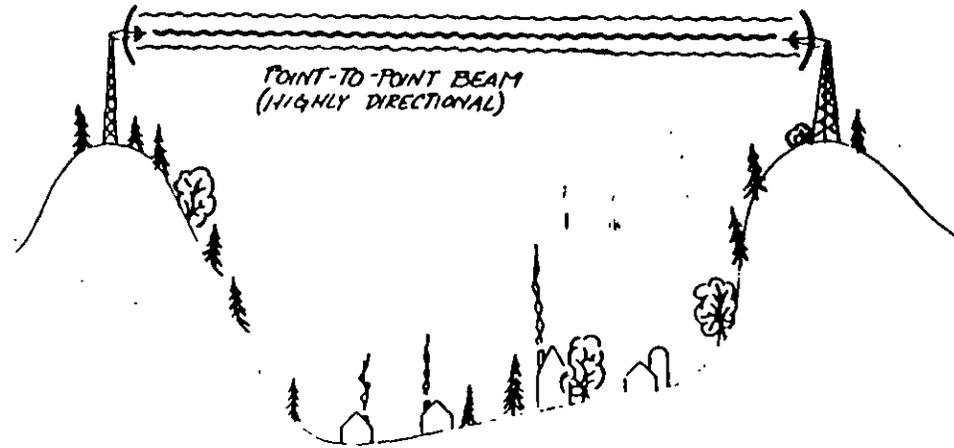


Path Loss as a Function of n - Inverse Power Law.

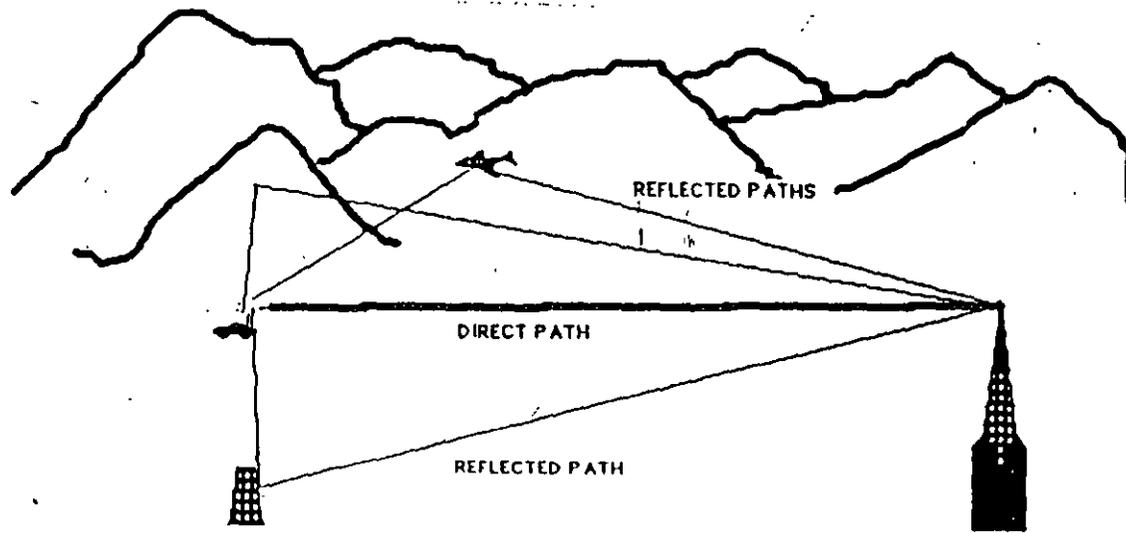


Rainfall Attenuation as a Function of Frequency.

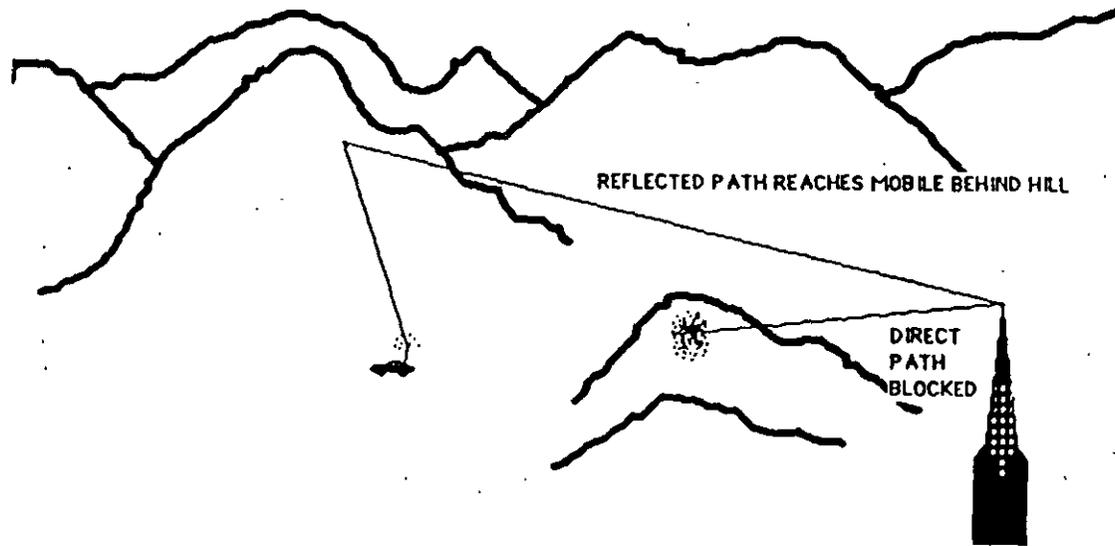
Source: William C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, p.89.



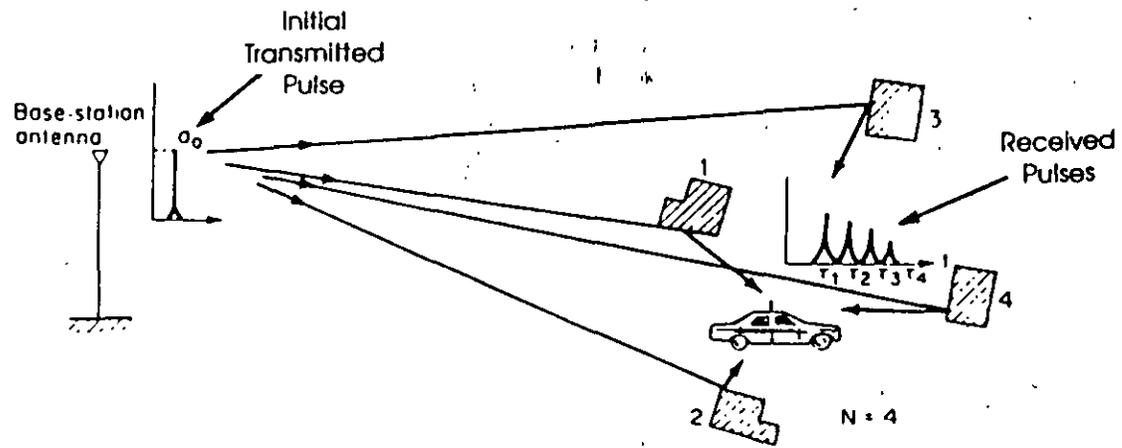
Point-to-Point versus Point-to-Multipoint Transmission.



Multipath Propagation.



Multipath Allows Propagation around Obstacles.



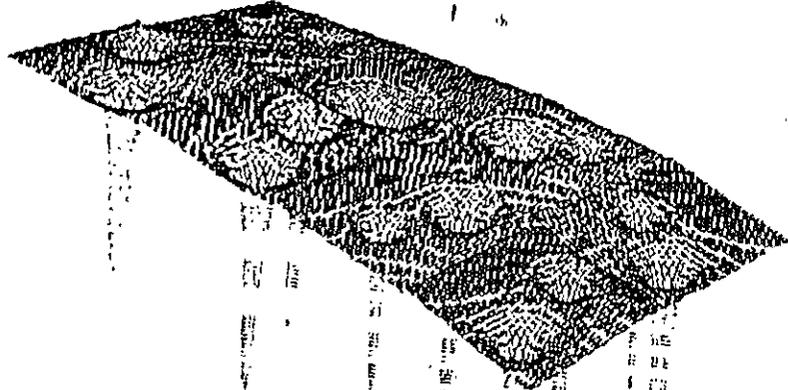
(a)



(b)

Illustration of Delay Spread.

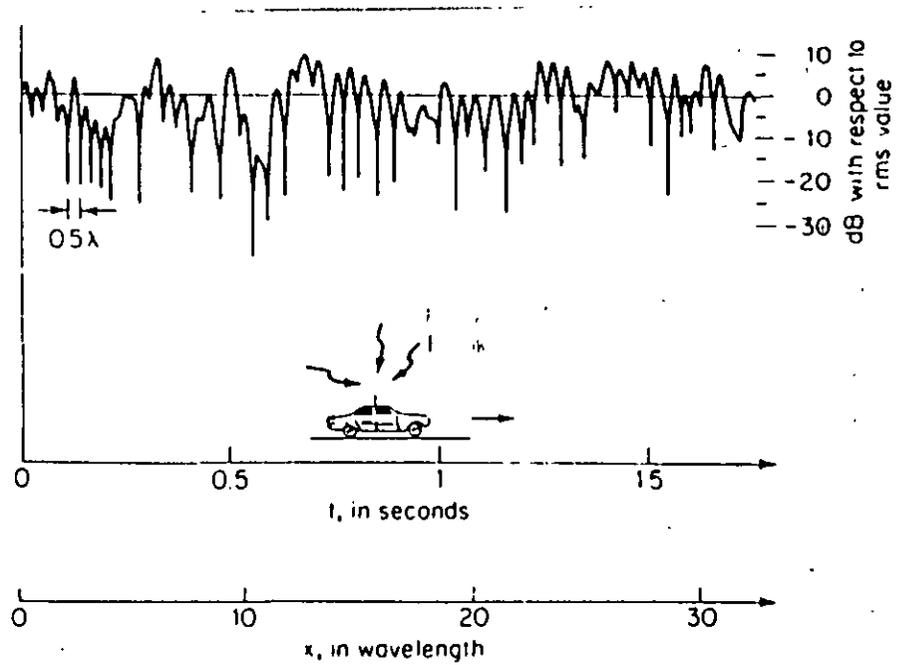
Source: William C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, p.40.



TWO-DIMENSIONAL REPRESENTATION
OF LORD RAYLEIGH'S UNIVERSE

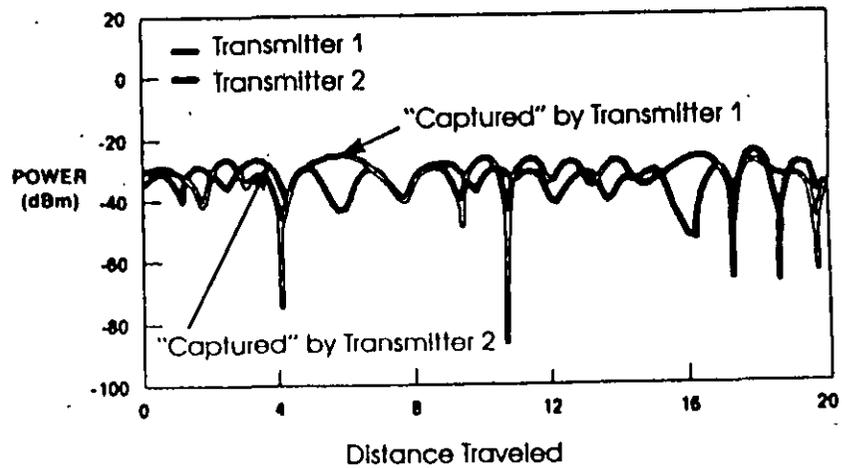
DEEP
RADIO
FADES

Lord Rayleigh's Universe.



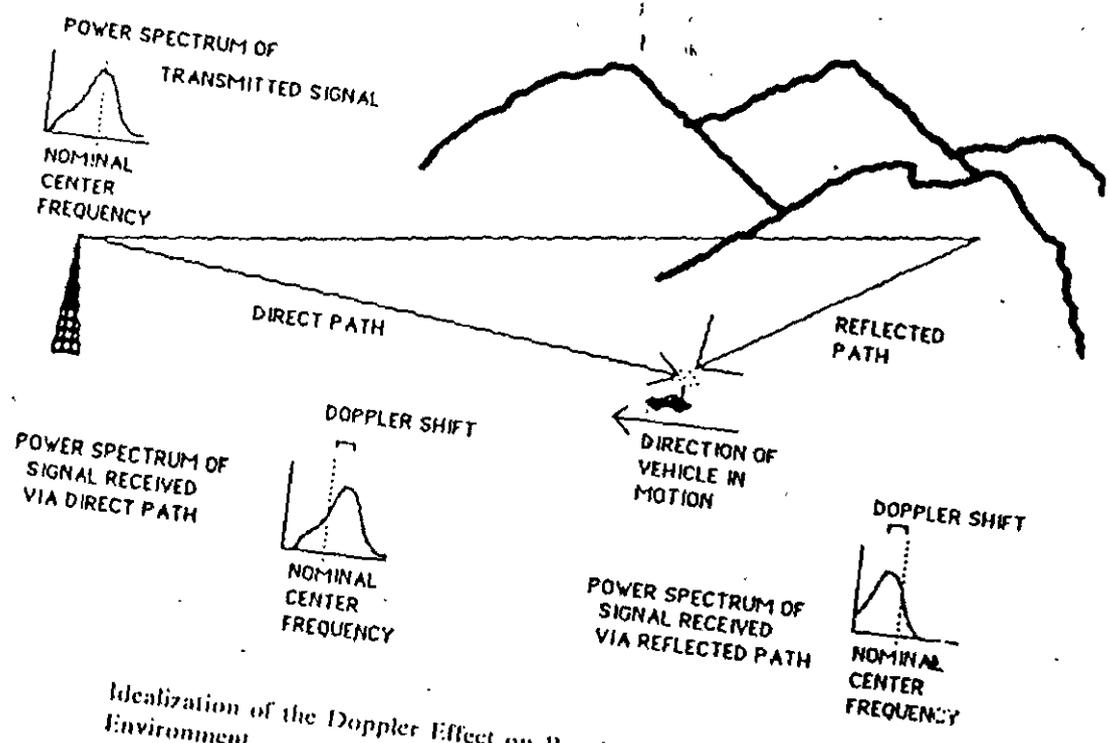
Typical Fading Signal Received While the Mobile Unit Is Moving.

Source: William C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*, p.46.

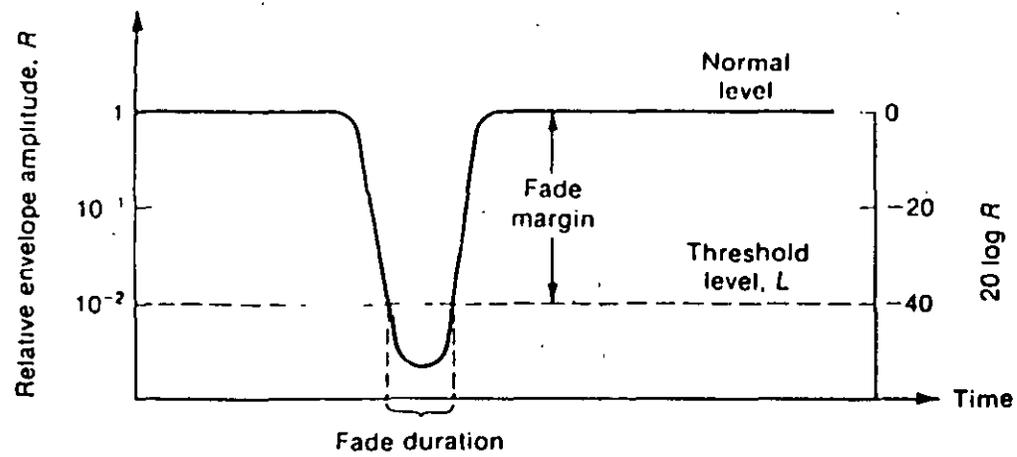


Rayleigh Patterns from Two Co-Channel Transmitters.

Source: derived from Cox, et al., *E Proc.*, p. 768.



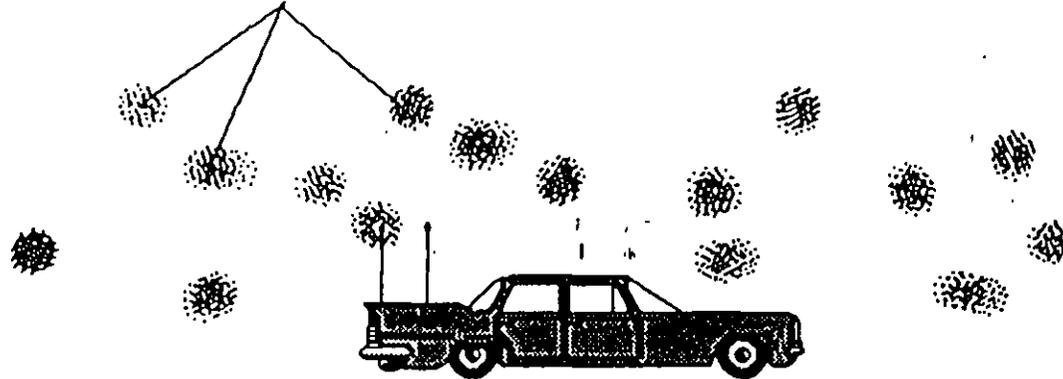
Idealization of the Doppler Effect on Received Signals in a Mobile Multipath Environment.



Fade Margin.

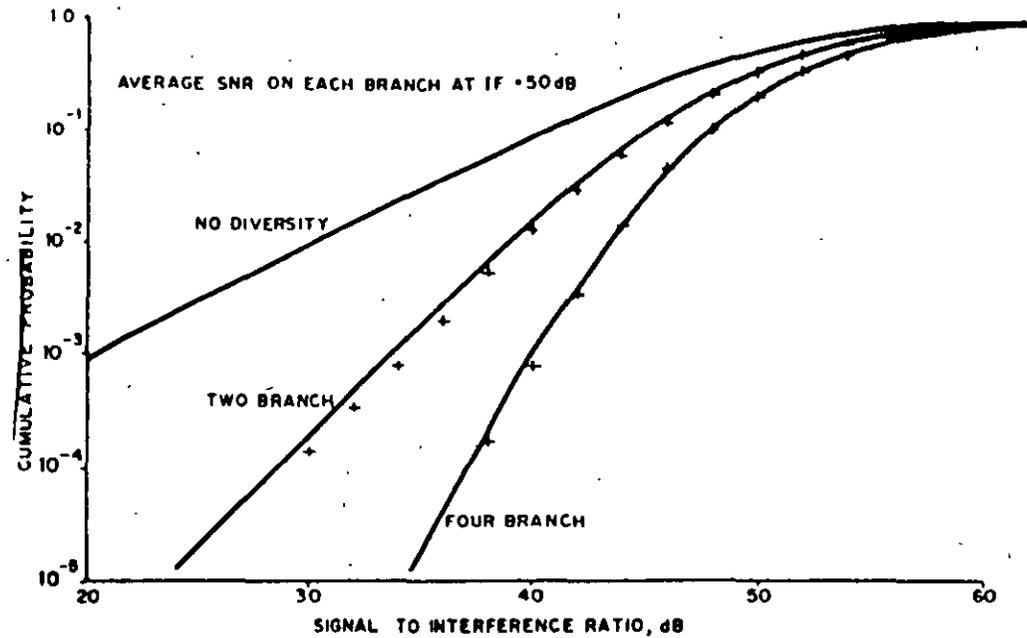
Source: David Smith, *Digital Transmission Systems*, p.382.

IDEALIZATION OF DEEP RAYLEIGH FADES



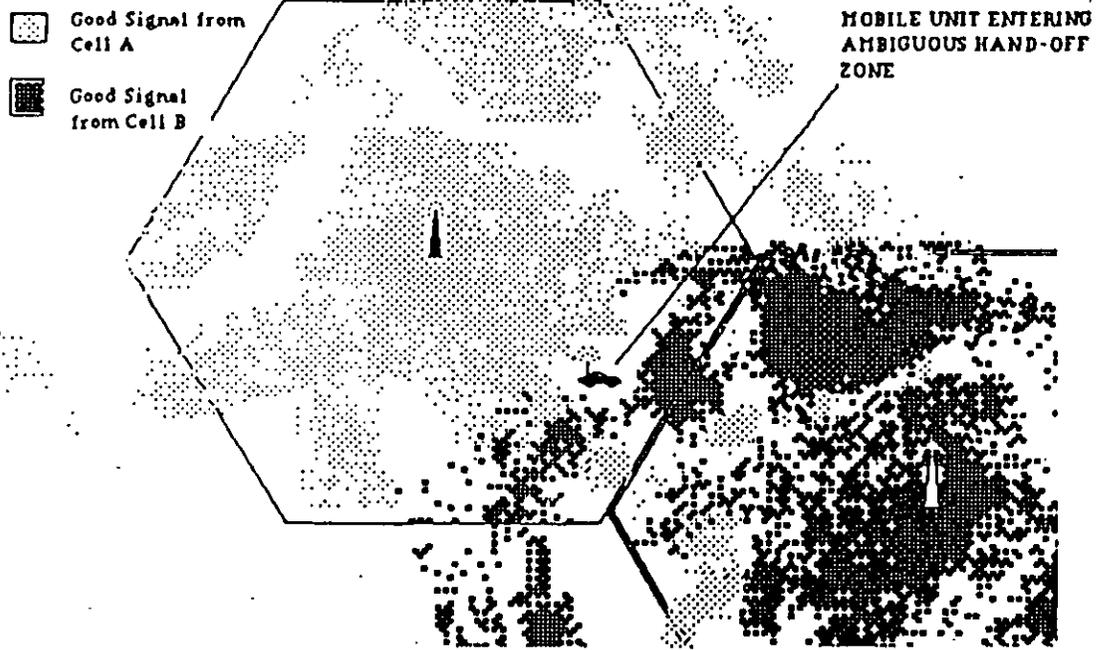
TWO ANTENNAS: IT IS UNLIKELY THAT BOTH ANTENNAS WILL BE IN A DEEP FADE AT THE SAME MOMENT

Idealization of Space Diversity.



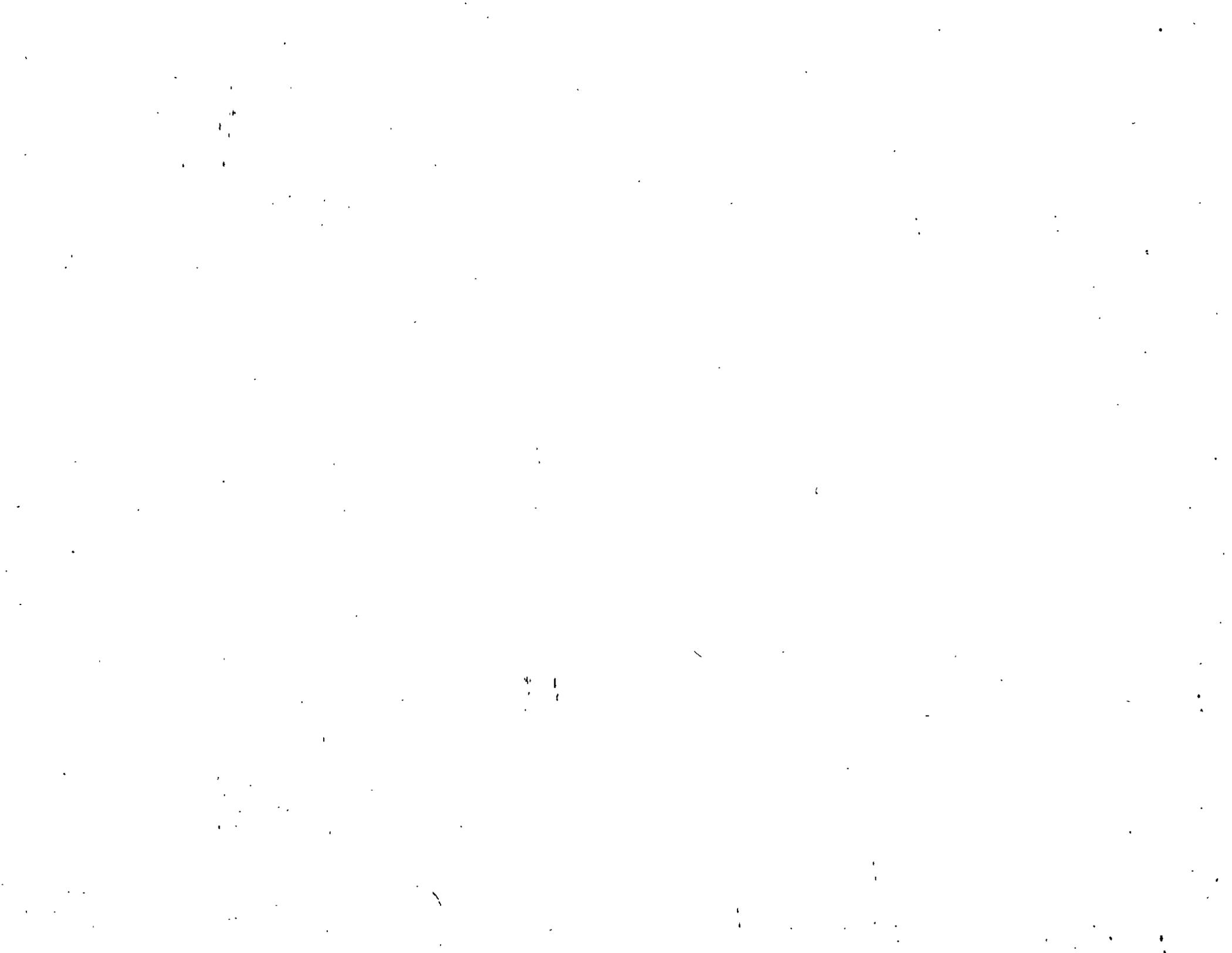
Effects of Spatial Diversity: Two-Branch and Four-Branch.

Source: William C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, p.363.



Two Adjacent Fuzzy Cells.

Técnicas Digitales



EL LENGUAJE DE LAS TELECOMUNICACIONES MÓVILES. SEGUNDA PARTE: LAS TÉCNICAS DIGITALES.

En los últimos años las aplicaciones de las telecomunicaciones inalámbricas digitales han eclipsado todo tipo de transmisión inalámbrica tradicional. La obtención de una transmisión libre de errores, la posibilidad de contrarrestar de una forma muy eficiente los imprevistos de los enlaces de radio, la capacidad de obtener una completa confidencialidad en las transmisiones de radio telefonía, la realización de una verdadera red inalámbrica de servicios integrados son solo algunas de las ventajas que las técnicas digitales ofrecen con respecto a las análogas.

En esta segunda y ultima parte del lenguaje de las telecomunicaciones se presentan las técnicas y los conceptos básicos de los sistemas digitales aplicados a las telecomunicaciones móviles.

INTRODUCCIÓN.

Las telecomunicaciones inalámbricas han existido por mas de un siglo, y han existido en combinación con las técnicas digitales por mas de 50 años. Sin embargo en el ámbito comercial solo han estado presentes durante los 25 últimos años. Su impulso y la demanda exponencial de las aplicaciones comerciales recientes han llevado a eclipsar todo tipo de comunicación análoga inalámbrica tradicional.

El termino "Telecomunicaciones Digitales Inalámbricas" ha evolucionado desde los años 50's de un termino técnico especializado hacia un termino de utilización a gran escala. La significación del termino digital, sin pretender establecer una definición absoluta, se refiere a la transmisión de números; decimales, octales o binarios, como en nuestro caso, y del termino inalámbrico se refiere a enlaces de telecomunicaciones sin conexión física (cable o hilo de cobre u óptico).

Recientemente, como ya hemos mencionado [1], la combinación de las técnicas digitales y la informática han obligado a las compañías de telecomunicaciones, en particular aquellas que ofrecen servicios inalámbricos, a modificar sus estrategias de administración y desarrollo. Las compañías que ofrecen servicios de comunicación, por cable o por radio, se encuentran en una etapa que se ha definido "la introducción a la competencia" donde la competencia estará establecida en gran medida en la forma de efectuar la tarificación al abonado; por ejemplo actualmente en Norte América la renta de una línea con una compañía telefónica con capacidad de 24 canales de voz (T1) tiene un costo aproximado de 1500 dólares por mes, lo que representaba hasta ahora una ventaja comparada al costo de un equipo de radio microondas. En el próximo futuro un sistema de radio digital microondas de la nueva generación con una capacidad similar tendrá un costo, según estimaciones, de aproximadamente 15000 dólares, lo que producirá seguramente mas competencia.

SISTEMAS DIGITALES.

En un sistema de telecomunicaciones digitales existen tres etapas básicas. La primera corresponde a la *conversión análoga a digital (A/D)*; reducción de la forma de onda análoga

original compleja en una forma de onda digital fácilmente manipulable sin perder la habilidad de recrear su riqueza y sus matices. La segunda es llamada usualmente la *modulación*; conversión de la señal digital lógica a una forma transmisible, pulsos de corriente eléctrica, ondas de luz en los sistemas de fibra óptica u ondas de radio. La tercera es la *transmisión y el tratamiento de la señal*; manipulación de la señal para su recuperación, multiplexación, retransmisión etcétera.

1).- *Conversión A/D*. Un método que permite reducir una señal de forma análoga compleja en otra digital más simple es el análisis de *Fourier*; toda señal de forma compleja puede ser vista como la suma de un número finito de ondas senoidales puras. Sin embargo la implantación práctica de este método es muy compleja desde el punto de vista computacional y de los límites del tratamiento en tiempo real. La técnica que forma la base de las comunicaciones digitales es más intuitiva, llamada el teorema de muestreo o teorema de Nyquist, en honor a Henry Nyquist.

En realidad el proceso de conversión de la forma análoga a la forma digital está compuesta de tres conceptos matemáticos o lógicos básicos: el *muestreo*, la *cuantización* y la *codificación*. El *muestreo* es el proceso de tomar medidas instantáneas de una señal análoga cambiante en el tiempo, tal como la amplitud de una forma de onda compleja. La información muestreada permite reconstituir más o menos una representación de la forma de onda original. Sin embargo si las muestras son relativamente infrecuentes, la información entre las muestras será perdida. El teorema de muestreo establece que es posible capturar toda la información de la forma de onda, si se utiliza una frecuencia de muestreo del doble de la frecuencia más elevada contenida en la forma de onda. En los sistemas telefónicos la velocidad de muestreo ha sido establecida a 8000 muestras por segundo.

Una vez que la muestra y su valor han sido obtenidos la *cuantización* es el siguiente proceso para la reducción de la señal análoga compleja; este permite aproximar la muestra a uno de los niveles de una escala designada. Por ejemplo tomando una escala cuyos valores máximo y mínimo son quince y cero respectivamente y el rango está dividido en 16 niveles las muestras tendrán que ser aproximadas a uno de estos niveles. A notar que el proceso de *cuantización* puede introducir un ruido de cuantización; una diferencia entre el valor original de la amplitud muestreada y el valor aproximado correspondiente a la escala seleccionada, donde la magnitud de este error estará determinada por la fineza de la escala empleada.

El siguiente proceso se refiere a la *codificación lógica*. Una señal cuyas muestras cuantificadas son de 16 niveles puede ser representada por un nivel de tensión para cada muestra diferente, 16 tensiones en total. Un sistema tal de *codificación* es altamente eficiente, debido a que sólo un pulso de corriente es necesario para transmitir cada muestra. Sin embargo el problema de las codificaciones super eficientes es que el ruido de transmisión afecta grandemente la distinción entre los símbolos de la codificación; en el caso de la telefonía donde una codificación a 8 bits es utilizada, el receptor deberá ser capaz de distinguir entre un pulso de 126 voltios y uno de 127 voltios por ejemplo. Por el contrario utilizando una *codificación lógica*, cada muestra puede ser construida o representada por medio de una serie de pulsos separados, cada pulso representado ya sea por un 1 o un 0 lógico. Esto es llamado la codificación binaria, una representación de base dos. La desventaja de este método es que el número de pulsos necesarios para cada muestra de la

señal compleja se incrementa y por consiguiente la capacidad de cualquier sistema de transmisión disminuye. Este proceso está representado en la figura 1.

2). - *Modulación*. Una vez que la información se encuentra en forma digital, esta misma deberá ser codificada por segunda vez para la transmisión. La forma de la energía electromagnética (radio, microondas, luz, electricidad) utilizada en el circuito es modulada por los 1s o 0s lógicos y traducida en variaciones discretas con las características de la señal transmitida. En algunos sistemas de fibra óptica o de hilos de cobre, los bitios son convertidos directamente en pulsos de energía que llevan la información en una secuencia de encendido-apagado similar al código de MORSE - pulsos eléctricos en el caso de los circuitos telefónicos o pulsos de luz en los sistemas de fibra óptica. Esta es la forma de modulación más simple definida como la modulación de encendido- apagado {On-Off keying} o modulación por desplazamiento de amplitud {Amplitude Shift Keying ASK}. Sin embargo, la modulación On-Off también llamada transmisión unipolar es muy susceptible a los errores producidos durante la transmisión, por esta razón, los diseñadores de los sistemas digitales telefónicos han desarrollado una serie de esquemas de codificación o de línea más robustos contra los errores de transmisión, por ejemplo HDB3, 4B3T o B6ZS. En el caso de los sistemas de radio, es preferible mantener una onda de transmisión continua y variar alguna de sus características. Primero se establece una transmisión a una frecuencia dada definida como la frecuencia de la portadora. La portadora no contiene información, ella sólo es un vehículo para las variaciones de amplitud, de frecuencia o de fase las cuales representan la información. Cada portadora es entonces un canal de radio, un canal de TV o un canal de microondas.

En las modulaciones análogas utilizadas comúnmente por las radio difusoras, AM y FM, la forma de onda de la información está representada directamente por las variaciones continuas de la amplitud o de la frecuencia. En los sistemas digitales de AM o FM los cambios son discretos en correspondencia a los niveles lógicos discretos. Por ejemplo en un sistema FM digital binario, la frecuencia de la onda portadora de radio es desplazada entre dos frecuencias predefinidas que representan los 1s o los 0s binarios, esto es también llamado modulación por desplazamiento de la frecuencia {Frequency Shift Keying FSK}. Por otra parte, en un sistema de modulación de la fase, llamado manipulación del desplazamiento de la fase {Phase Shift-Keying Modulation} la transmisión es alternada entre varios estados de fase diferentes. La figura 2 representa estos dos tipos de modulaciones.

Debido a la necesidad de un ancho de banda superior para el mismo número de canales los sistemas de la radio digital han sido vistos tradicionalmente en desventaja con respecto a la radio analógica, principalmente debido a la necesidad de un ancho de banda superior para el mismo número de canales. Sin embargo esta situación puede ser remediada por medio de las nuevas técnicas de modulación desarrolladas. Estas técnicas permiten a cada símbolo de transmisión llevar 2 o más bitios de información. Por ejemplo un sistema de modulación de fase a cuatro niveles llamado manipulación por desplazamiento de fase cuaternaria {Quaternary Phase Shift Keying QPSK} transmite dos bitios de información en cada símbolo. Por otra parte, las técnicas de modulación a multi-niveles han avanzado enormemente, hoy sistemas PSK a 16 niveles que transmiten cuatro bitios por símbolo son comunes en las aplicaciones de las microondas digitales sin embargo estos sistemas requieren la detección de una diferencia de fase de 22.5 grados.

Por ejemplo, en Europa, donde el costo de un canal de microondas está determinado por el ancho de banda ocupado, las modulaciones a multi-estados son muy utilizadas; en el caso PSK a 16 niveles es posible transmitir una palabra de 8 bits PCM standard en sólo dos símbolos en lugar de 8 símbolos, lo que significa una reducción de 75% del ancho de banda ocupado.

3).- *Tratamiento de la Señal y Transmisión.* Una vez que la señal de radio entra en el canal de transmisión empieza a deteriorarse. Una señal eléctrica transmitida a través de un hilo de cobre standard después de 30 Km. pierde casi el 100% de su nivel. Una señal de radio es mucho más vulnerable, la lluvia, el follaje y otros elementos del medio ambiente pueden absorber una gran cantidad de la señal transmitida dependiendo de la frecuencia de la portadora. Las montañas, los edificios, los aeroplanos y otras estructuras, también pueden afectar las señales de radio en los sistemas móviles, [2]. Las pérdidas en la trayectoria de un enlace de radio móvil de 30 Km. pueden ser de hasta 150 dB, lo que nos lleva a la conclusión que un enlace de radio móvil es una cosa muy frágil. Sin embargo, dado que la señal digital puede ser manipulada o procesada con una gran variedad de formas para contrarrestar los imprevistos o mejorar la eficiencia y la calidad de la transmisión, los sistemas digitales permiten una transmisión en una forma mucho más eficiente de lo que es posible con las técnicas análogas; aquí es donde las técnicas digitales brillan por sus méritos. La descripción de algunas formas de tratamiento de la señal digital será el objeto de los siguientes párrafos.

- *Regeneración.* Consiste en la ubicación de repetidores a distancias definidas capaces de detectar los pulsos entrantes, procesarlos lógicamente y transmitirlos nuevamente en forma de pulsos. Un atributo fundamental de un sistema digital es la reducción de la probabilidad de errores de transmisión insertando repetidores en puntos intermedios del enlace. Así un ingeniero de telecomunicaciones puede controlar la calidad de la señal de una red sin importar que tan lejos viajarán o como deberán viajar los datos en un medio ambiente severo. Aunque los repetidores regenerativos no pueden fácilmente ser incorporados en un sistema de radio móvil, los principios de regeneración son importantes para la comprensión de lo que puede significar la tecnología digital en la radio móvil celular. La medida de la calidad de una transmisión digital es el BER, así idealmente una transmisión deberá estar libre de errores.

- *Control de Errores. Recuperación de la codificación lógica.* Básicamente existen dos estrategias para controlar los errores en un sistema digital al nivel de la codificación lógica: 1) El diseñador puede construir un sistema con un tipo de señal mas robusto para reducir la probabilidad de errores para una relación dada de señal a ruido; una transmisión con densidad de información mas baja es de forma inherente mas robusta, por ejemplo, si un modem de 16 QAM, el cual transmite 4 bits por símbolo, sufre un error que afecta a dos símbolos-adyacentes una palabra completa de 8 bits será perdida, por el contrario, en el caso de la transmisión de una portadora telefónica T1 la pérdida de dos símbolos afectara menos especialmente si esto ocurre en el caso de los bits de menor significación; 2) El diseñador puede codificar la señal de tal forma que los errores pueden ser detectados y corregidos antes de la salida final del convertidor D/A; una vez que el error ha ocurrido, existen algunos procedimientos permiten la corrección de los errores, las técnicas de corrección de errores consumen mas ancho de banda, un compromiso deberá ser efectuado entre la técnica de corrección de errores y la eficiencia del espectro. Las

técnicas de corrección de errores digitales es un proceso particular para la solución de algunos problemas de los sistemas móviles.

- *La Multiplexación.* La otra gran ventaja de las transmisiones digitales es la facilidad que ofrecen a diferentes tipos de multiplexación (o técnicas de combinación de circuitos múltiples en una sola transmisión en un solo canal ya sea un par de hilos de cobre una fibra óptica o un canal de radio microondas. La ventaja de la multiplexación es la justificación económica central de las técnicas digitales en las telecomunicaciones. La fuerza que dio impulso al desarrollo de la técnica de multiplexación en la telefonía (portadora T) tuvo como objetivo económico el ahorro del costo de los hilos de cobre en la telefonía combinando 24 circuitos de voz en un sólo par de hilos de cobre.

La técnica utilizada es conocida como la multiplexación por división de tiempo (TDM time division multiplexing) [3]. TDM funciona de la siguiente forma: imaginemos 24 señales de voz codificadas en PCM, cada una un circuito de voz, lo que produce 24 flujos de bitios cada uno a la velocidad de 64,000 bitios por segundo. Imaginemos además que deseamos transmitir todos estos flujos de bitios a través de un par de hilos de cobre único. Una forma de hacer esto sería construyendo un nuevo flujo de bitios multiplexados, tomando primero ocho bitios -la primera palabra PCM completa- de un canal seguido por los siguientes ocho bitios del segundo canal, seguido por los primeros 8 bitios del tercer canal y así sucesivamente, hasta la nueva cadena de 192 bitios que representan la primera palabra de cada uno de los 24 canales.

CONCLUSIÓN

En este segundo y último artículo hemos presentado los conceptos y las técnicas digitales aplicadas a las telecomunicaciones móviles.

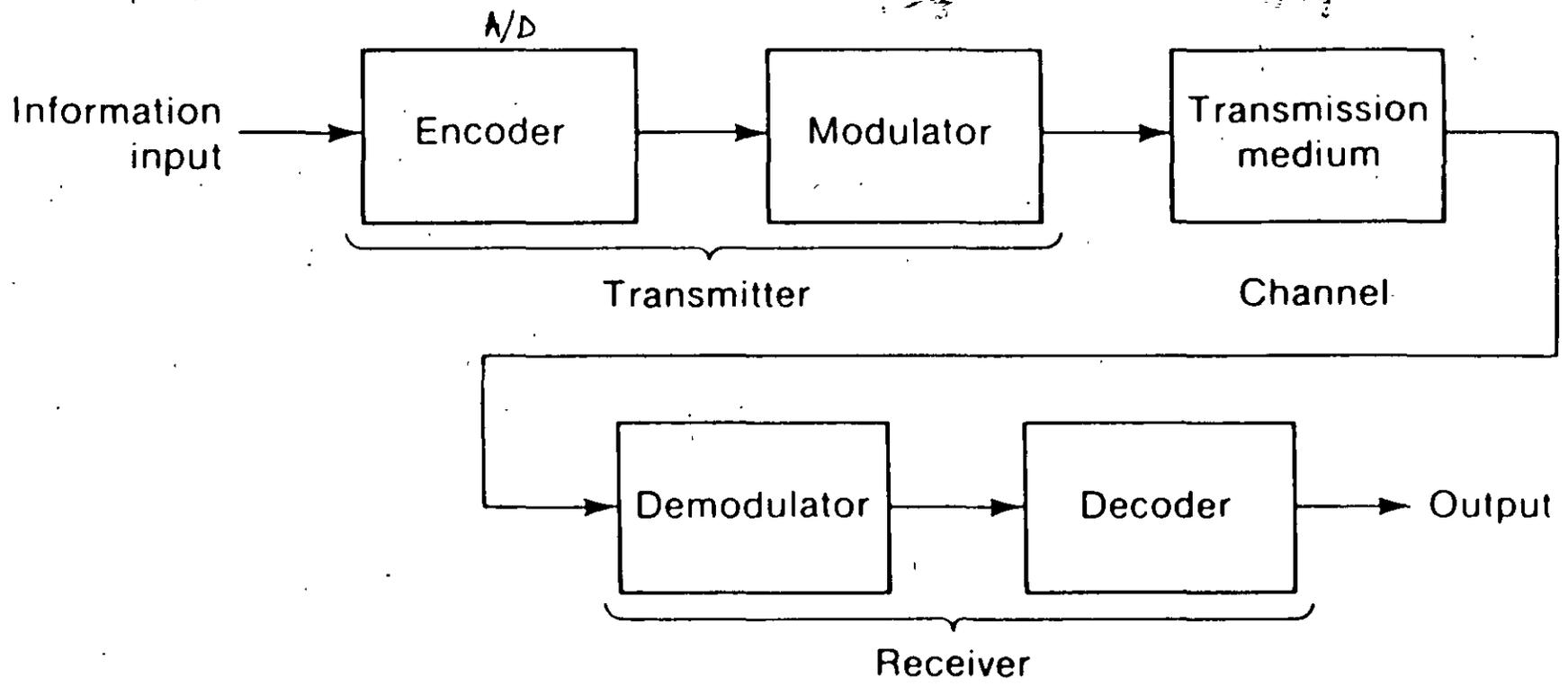
La introducción de estas técnicas junto con la informática en el mundo de las telecomunicaciones ha llevado a las compañías a revisar sus estrategias de desarrollo y de administración afin de mantenerse competitivas, lo que ha dado como resultado la aparición de una multitud de aplicaciones comerciales las cuales serán el objeto de los próximos artículos.

Referencias

Gonzalez J., "El lenguaje de las telecomunicaciones móviles: Primera Parte", Soluciones Avanzadas, No. 34 junio 1996, pp. 5-10.

Gonzalez J., "Telecomunicaciones Móviles y la Era de la Información", Soluciones Avanzadas, No. 33 junio 1996, pp. 5-7.

[3] Bell Laboratories, "Transmission Systems for Communications", Fifth Edition, 1982.



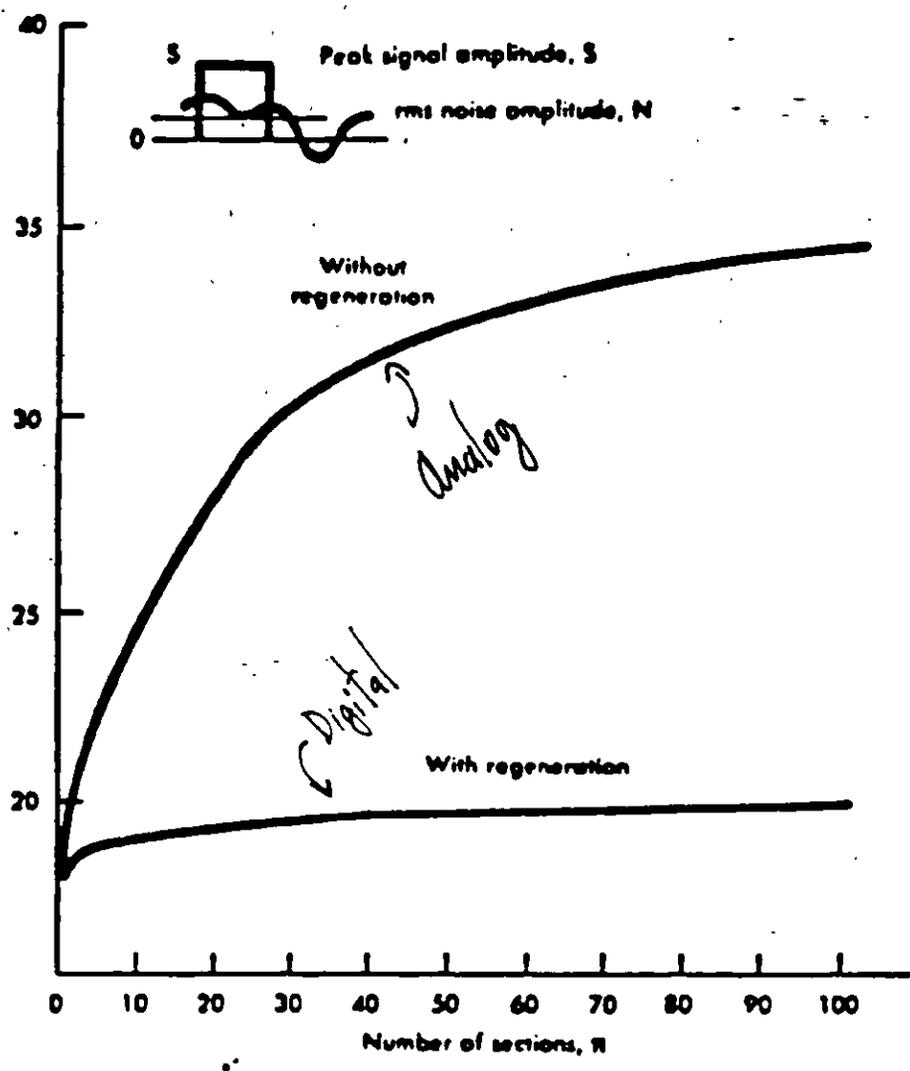
Block Diagram of Digital Transmission System

DIGITAL VERSUS ANALOG TRANSMISSION

ADVANTAGES OF DIGITAL TRANSMISSION:

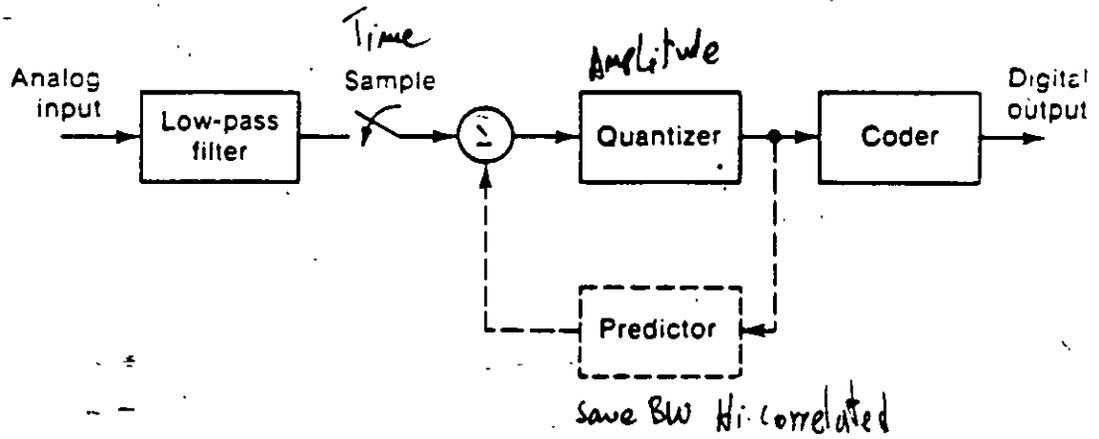
1. PERFORMANCE IS SUPERIOR.
2. DIGITAL DATA MORE EFFICIENTLY ACCOMMODATED.
3. RELIABILITY AND MAINTAINABILITY.
4. COST COMPETITIVE WITH (FDM/FM).
5. POTENTIAL SAVINGS IN UTILIZATION OF RF BANDWIDTH.
6. LESS SUSCEPTIBLE TO INTERFERENCE.
7. FACILITATES ENCRYPTION.

10^{-5}
 Signal-to-noise ratio, $20 \log S/N$,
 required in each repeater section to realize $P_e = 10^{-5}$

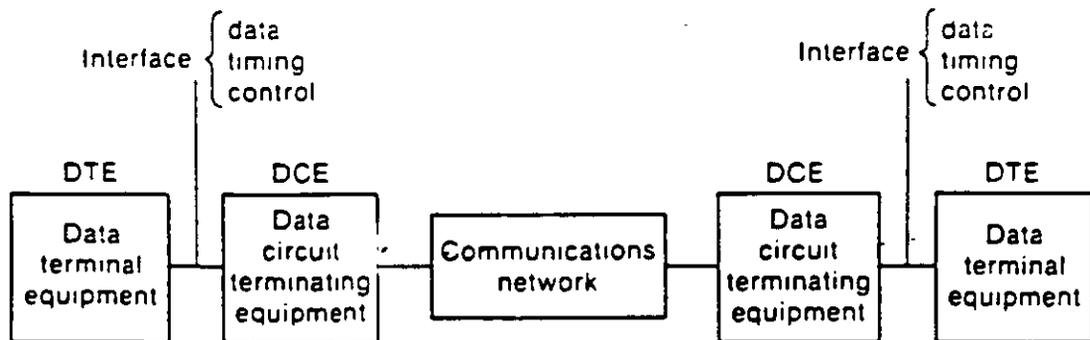


Noise advantage of pulse regeneration.

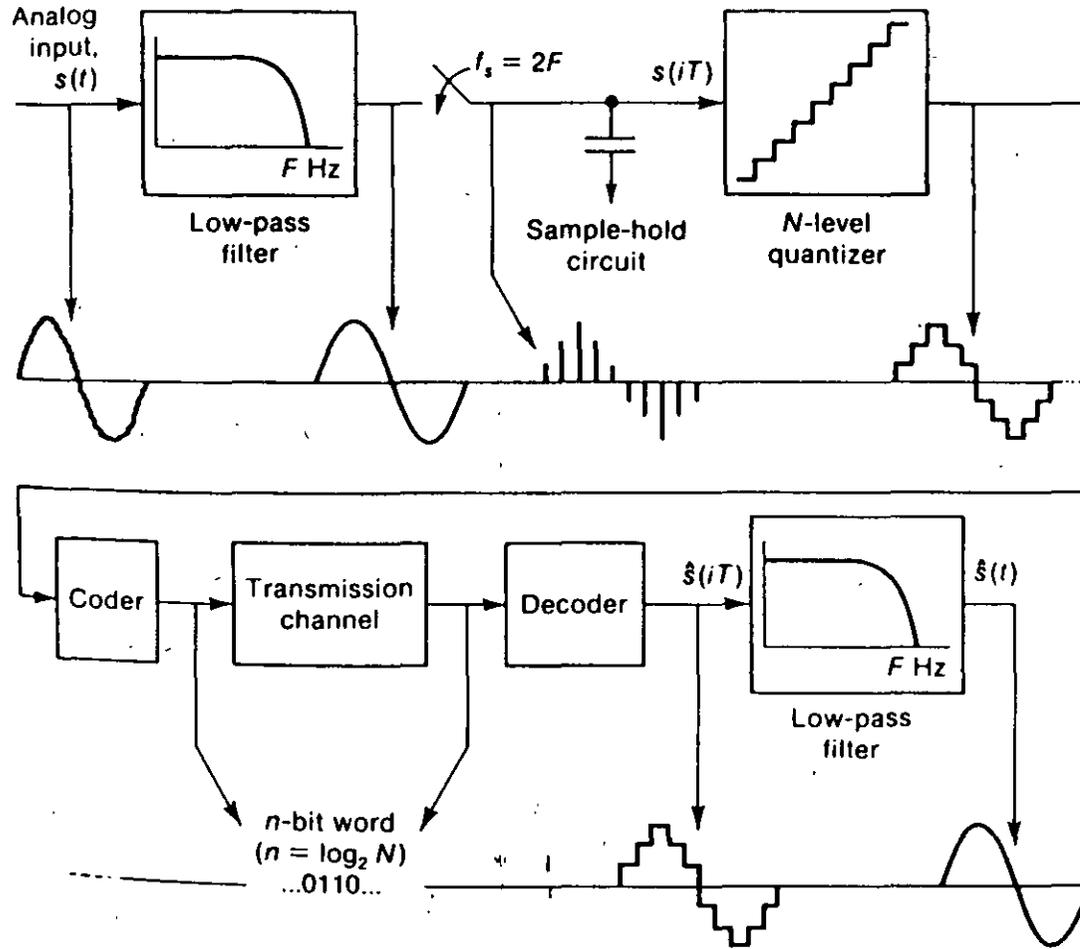
TRANSMISSION SERVICES



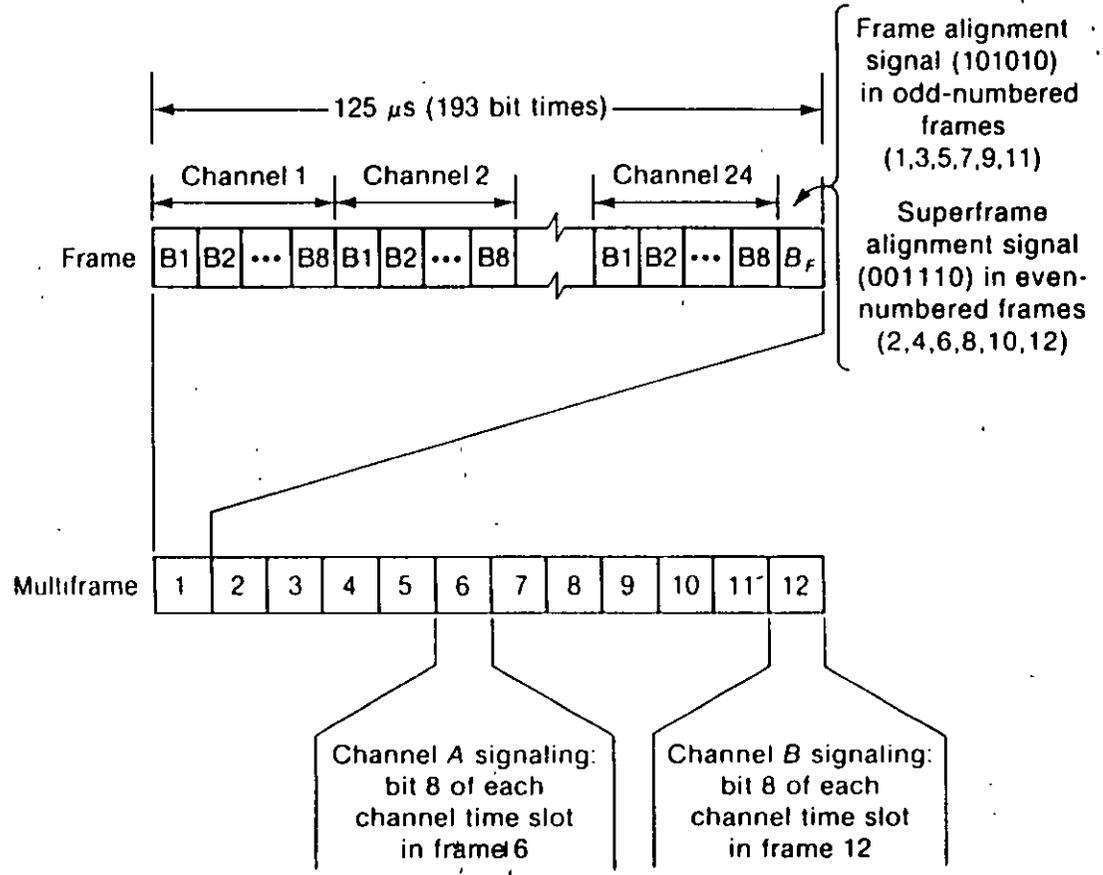
Block Diagram of Analog-to-Digital Converter



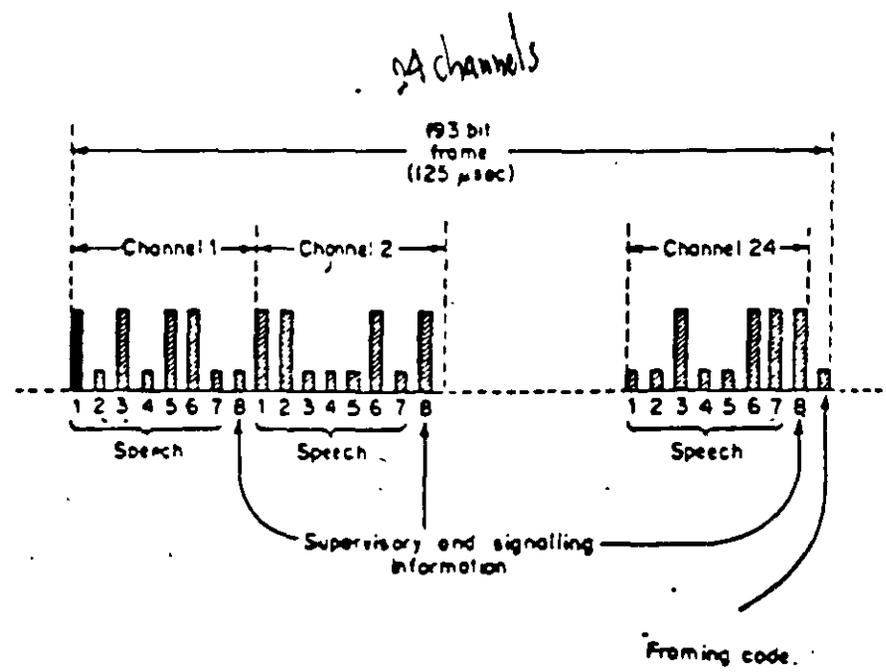
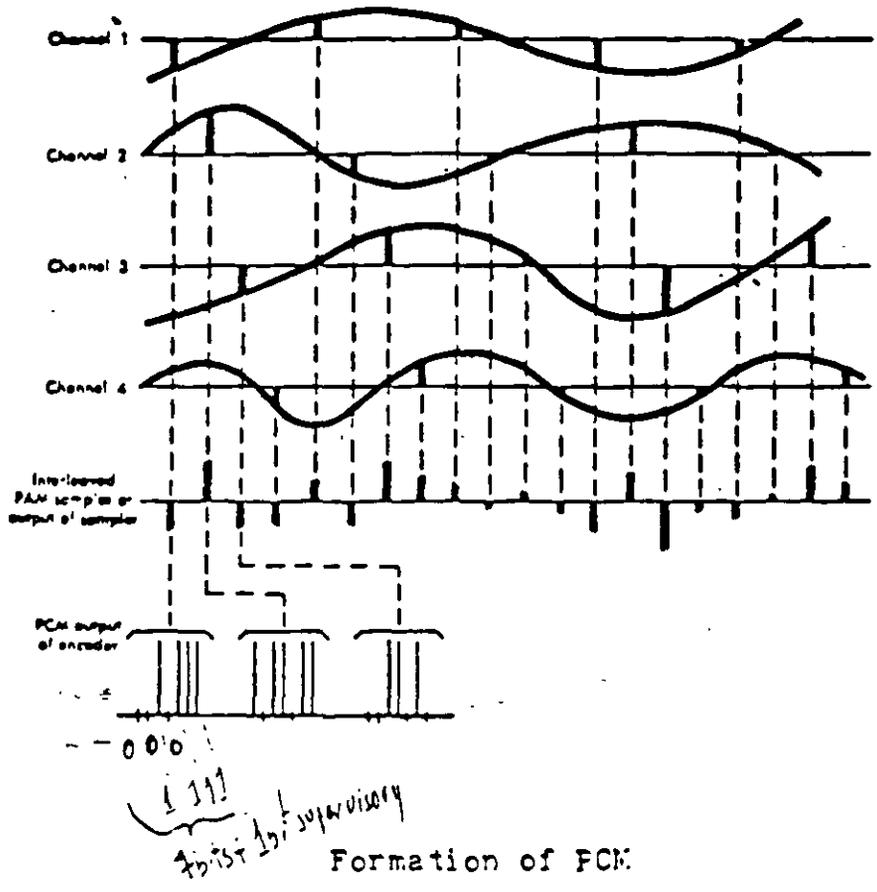
Data Transmission Network Interfaces



Block Diagram of Pulse Code Modulation



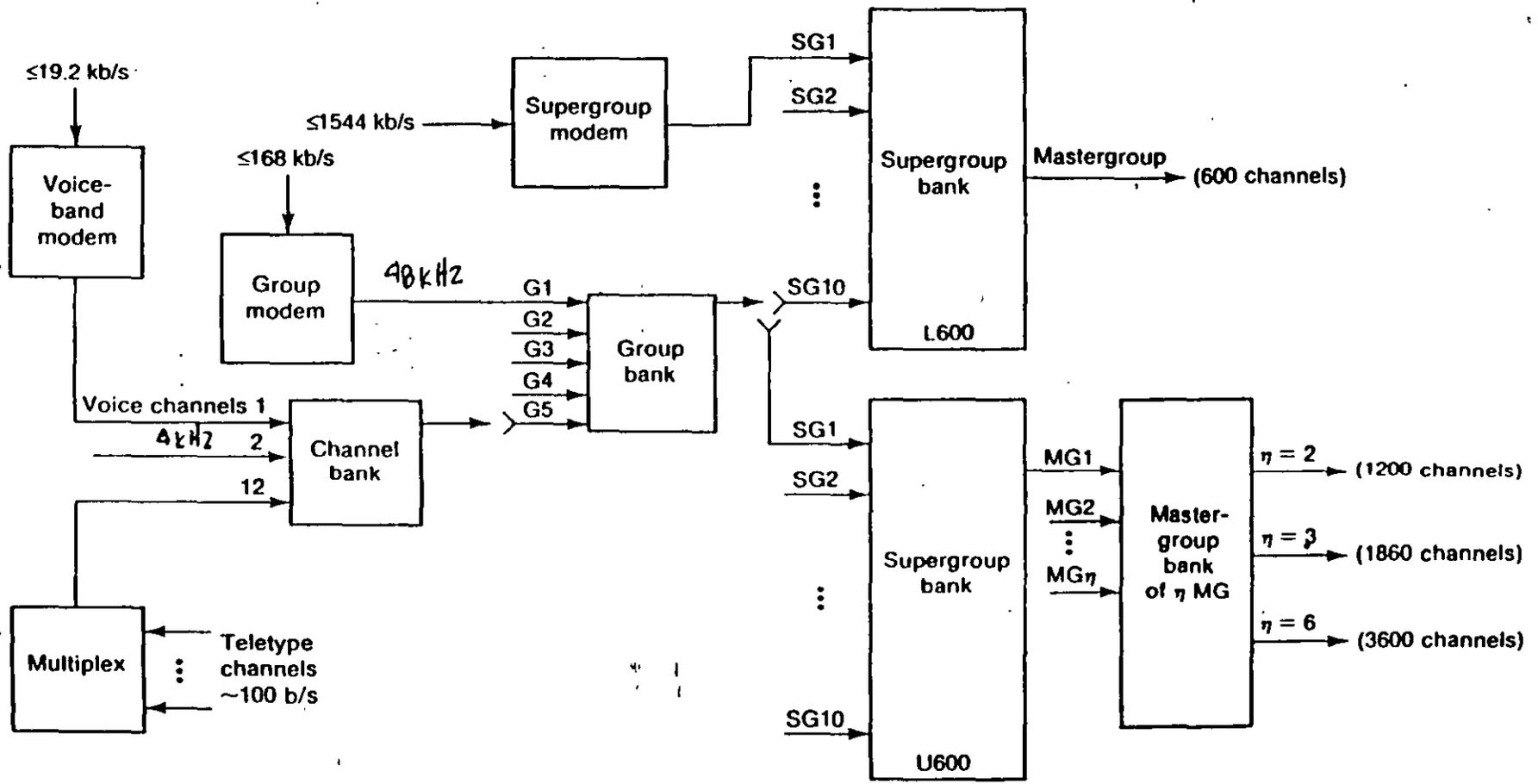
Frame and Superframe Format for 24-Channel PCM Multiplex



D1 Channel Bank Bit Pattern

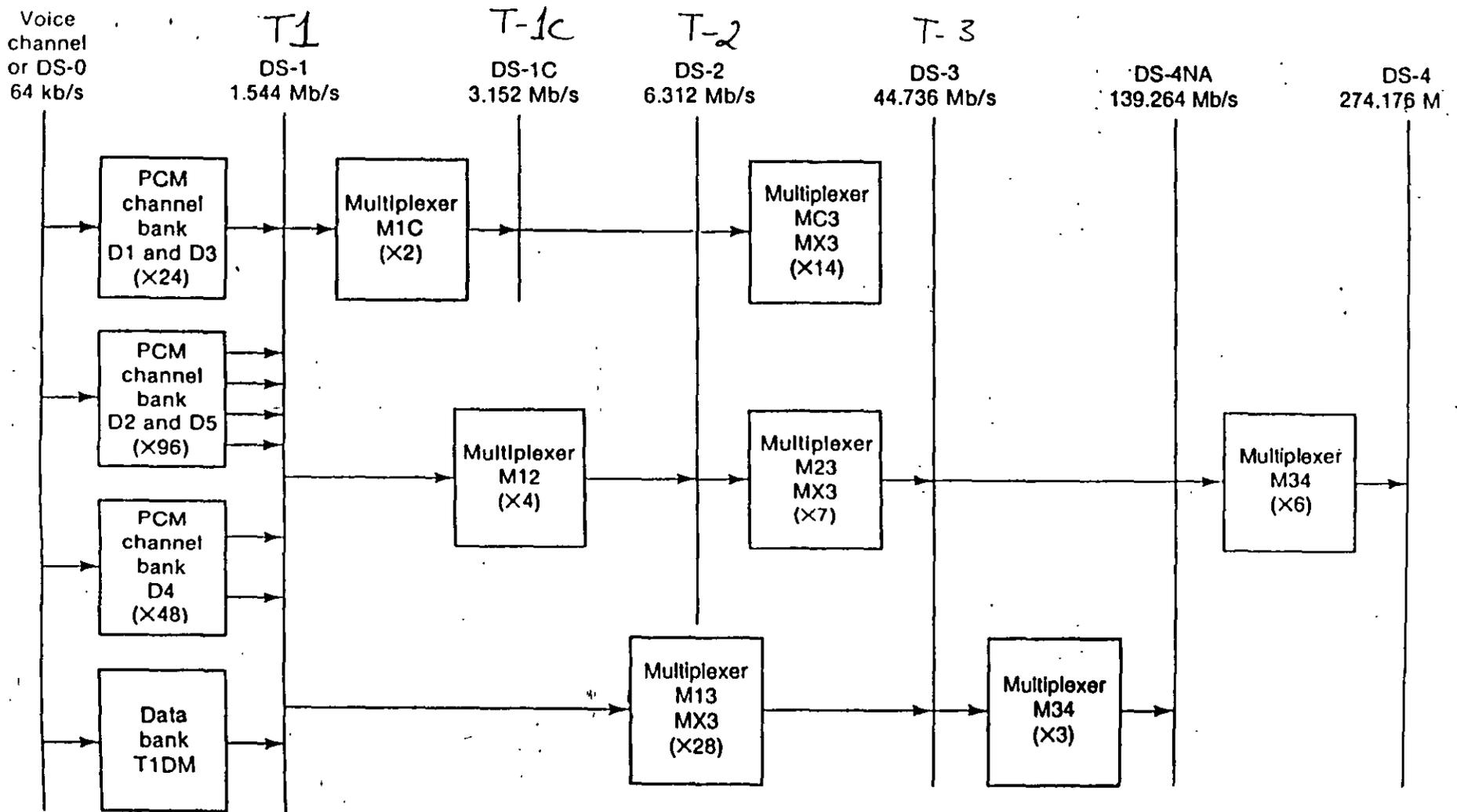
Handwritten mark

ANALOG

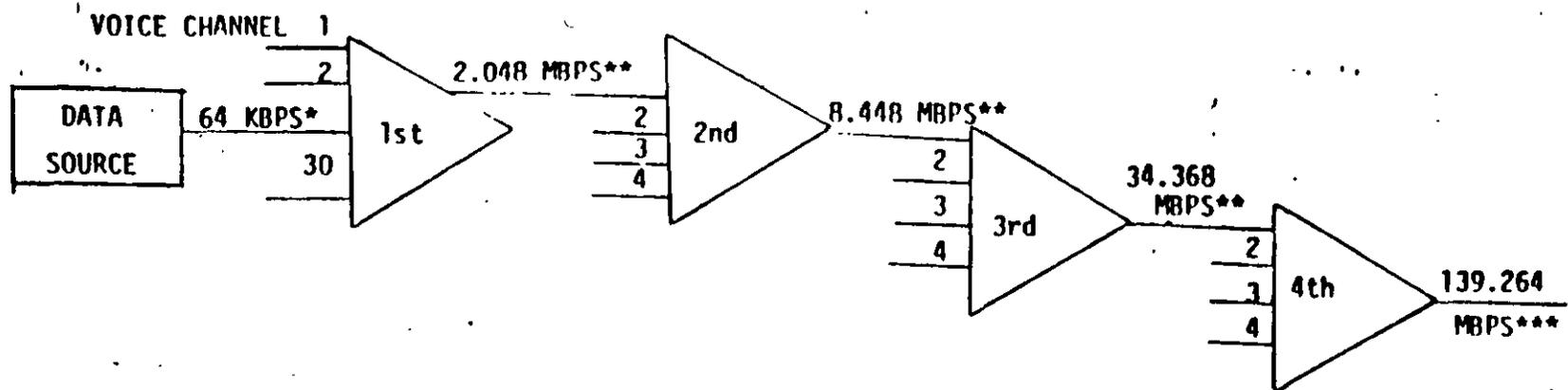


North American FDM Hierarchy

1519.1
 mile
 History of the same equipment (analog repeater distances)



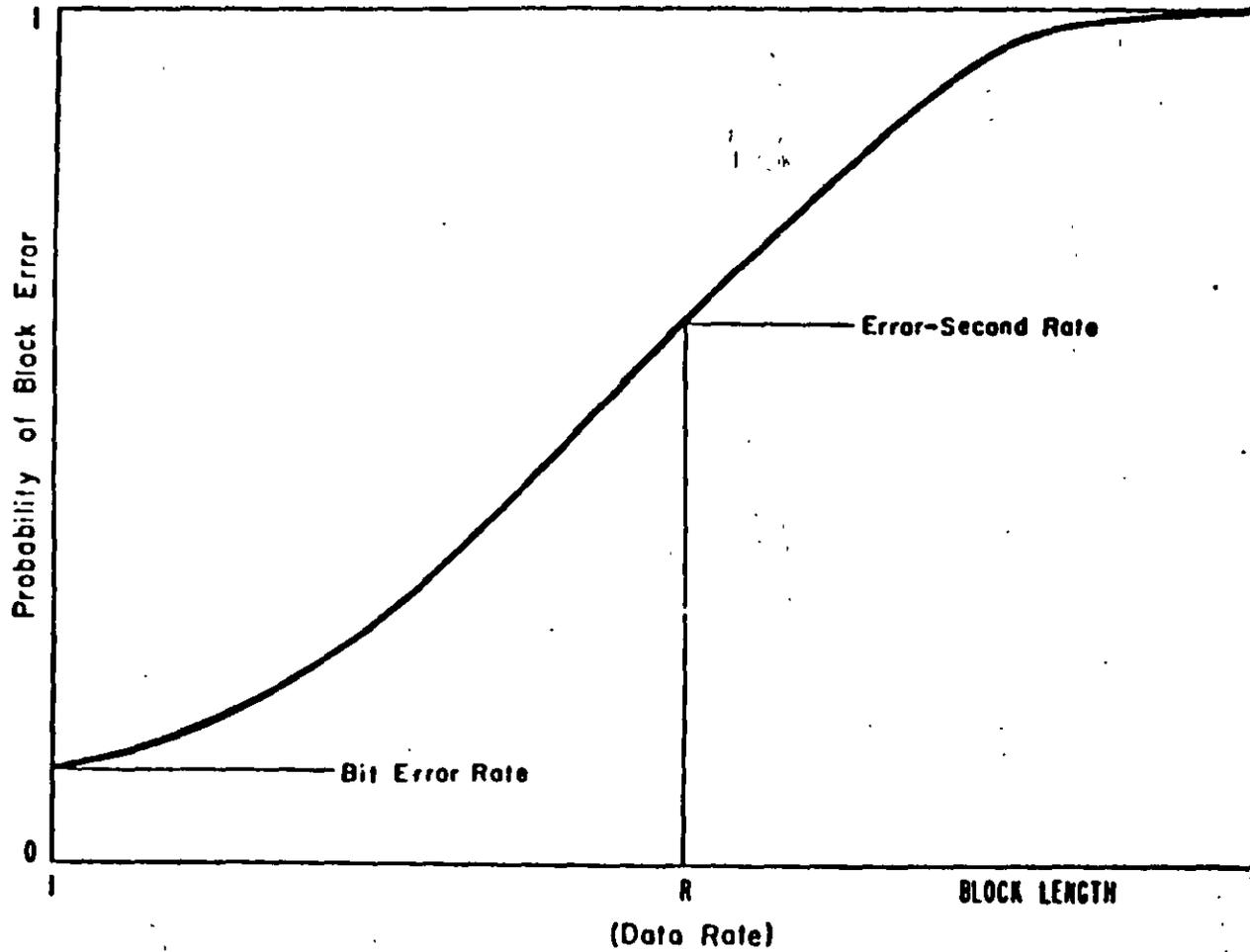
North American Digital Hierarchy



NOTES:

- * CCITT RECOMMENDATION: DATA SIGNAL CODED IN AMI WITH 100% DUTY CYCLE; COMPOSITE TIMING SIGNAL CONVEYS 64 KHZ BIT TIMING USING AMI WITH 50% DUTY CYCLE AND 8 KHZ OCTET TIMING BY INTRODUCING VIOLATIONS OF THE CODE RULE.
- ** HDB3 CODING RECOMMENDED BY CCITT.
- *** CODED MARK INVERSION RECOMMENDED BY CCITT.

EUROPEAN MULTIPLEX HIERARCHY (CEPT)



PROBABILITY OF BLOCK ERROR VERSUS BLOCK LENGTH

$$\% \text{ EFS} = 100(1 - p)^R$$

$$p = \text{BER}$$

$$R = \text{bit rate}$$

$$\begin{aligned} \% T_1(\text{BER} \leq \text{threshold}) &= 100P(x \leq T_0Rp) \\ &= 100 \sum_{x=0}^{T_0Rp} \frac{(T_0Rp)^x}{x!} e^{-(T_0Rp)} \end{aligned}$$

$$x = \text{number of errors in time } T_0$$

$$R = \text{bit rate}$$

$$T_0 = \text{measurement interval} \quad \text{sec, min}$$

$$T_0Rp = \text{error threshold (integer value)}$$

$$P(\text{block error}) = \sum_{k=1}^n \binom{n}{k} p^k (1-p)^{n-k} = 1 - (1-p)^n$$

$$n = \text{block length}$$

$$\binom{n}{k} = \text{binomial coefficient} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$$

VOICE CIRCUIT QUALITY

DETERMINED BY

1. CHOICE OF A/D:
PCM = EXISTING ANALOG TRANSFER CHARACTERISTICS
2. # OF A/D CONVERSIONS =
 \leq 5 IN GLOBAL REFERENCE CIRCUIT
3. TRANSMISSION BER
 - a. DURATION OF BER OUTAGE
 - b. FREQUENCY OF BER OUTAGE

BER STATISTICS

- MEAN BER NOT SUFFICIENT.
- TEMPORAL RELATIONSHIP BETWEEN ERRORS BECOMES IMPORTANT MEASURE OF CHANNEL QUALITY.
- FADING CHARACTERIZED BY SHORT TRANSITION TO OUTAGE CONDITION.

ERROR PERFORMANCE FOR DATA

ERROR FREE SECONDS

- EXPRESSED IN PERCENTAGE, E.G., 99.99%
- USED BY CARRIERS (AT&T, MCI, SPRINT)

ERROR FREE BLOCKS

- ERROR DETECTION/CORRECTION WORKS ON BLOCKS OF DATA
- ARQ USED FOR BLOCKS WITH ERRORS

Equipment	Quantity	MTSR(HR)	MTBO(HR)	Unavailability ($\times 10^{-4}$)
Digital Fiber Optics	26	2.23	125,000	4.6384
Digital Line-of-Sight	2	1.75	125,000	0.28
Digital Cable System	2	1.75	50,000	0.70
Second Level Multiplex				
Common Equipment	10	0.5	200,000	0.25
Port Equipment	10	0.5	220,000	0.2727
First Level Multiplex				
Common Equipment	2	0.5	7,000	1.4286
Port Equipment	2	0.5	170,000	0.0588
Station Power	16	2.06	500,000	0.6592
Total				8.2877

Example Unavailability Allocation for Hypothetical Reference Circuit

69
 1 MTSR Mean time to service restoration \rightarrow includes travel time

2,400 min

$$u = 4 \times (83 \times 10^{-9})$$

$$A = 1 - u = 0.9967$$

Error Parameters

- *Bit error rate (or ratio) (BER)*: ratio of errored bits to the total transmitted bits in some measurement interval
- *Error-free seconds (EFS) or error seconds (ES)*: percentage or probability of one-second measurement intervals that are error free (EFS) or in error (ES)
- *Percentage of time (T_1) that the BER does not exceed a given threshold value*: percentage of specified measurement intervals (say, 1 min) that do not exceed a given BER threshold (say, 10^{-6})
- *Error-free blocks (EFB)*: percentage or probability of data blocks that are error free

LINK AVAILABILITY ALLOCATIONS FOR GLOBAL REFERENCE CHANNEL

Nominal Distance (mi)	Type of Digital Link	Number of Digital Links	Allocation per Digital Link	Total Allocation
2400	Metallic Cable	4	.9999	.9999 ⁴ = .9996
	Los radio	4	.9999	.9996
	Fiber Optic	52	.99995	.9975
3000	Satellite or Submarine Cable	1	.999	.999
	Satellite or Submarine Cable	1	.999	.999
2400	Metallic Cable	4	.9999	.9996
	Los radio	4	.9999	.9996
	Fiber Optic	52	.99995	.9975

}

.9967

Total for Global Reference Channel .99

TYPICAL RELIABILITY FIGURES FOR DIGITAL TRANSMISSION EQUIPMENTS

Equipment	MTBF (Hrs)	Redundancy	MTTR (Hrs)	MTBO (Hrs)
Digital LOS Radio	1500	Dual 1:1	.5	125,000
Digital Fiber Optic Repeater	1500	1:N	.5	125,000
Second Level Multiplexer	1500	Dual 1:1	.5	200,000
First Level (PCM) Multiplexer	3500	None	.25	3,500
Low Speed Multiplexer	3500	None	.25	3,500
Station Clock and Timing Distribution System	1000	Triple 2:1	.5	300,000

Modulation Efficiency Trade-Off

As the complexity of the modulation increases, the radio becomes more spectrally efficient. However, it also becomes more susceptible to errors caused by noise and distortion

Multiplexing or "Channelization"

Definition: Any characteristic of a signal or system which can be varied to separate different users of the frequency spectrum

Purpose: Allow different users to communicate over the same frequency spectrum

Major Modulation Goal: Spectral Efficiency

Theoretical Bandwidth Efficiency Limits:

- BPSK 1 bit/second/Hz
- QPSK 2 bits/second/Hz
- 8PSK 3 bits/second/Hz
- 16QAM 4 bits/second/Hz
- 32 QAM 5 bits/second/Hz
- 64 QAM 6 bits/second/Hz
- 256 QAM 8 bits/second/Hz

Note: These figures CAN NOT be achieved in practical radios

Spectral Efficiency Examples in Practical Radios

IS-54 Digital Cellular: $\frac{48 \text{ kb/second}}{30 \text{ kHz BW}} = 1.6 \text{ bits/sec/Hz}$

GSM Digital Cellular: $\frac{270 \text{ kb/second}}{200 \text{ kHz BW}} = 1.36 \text{ bits/sec/Hz}$

Microwave Dig Radio: $\frac{140 \text{ Mb/second}}{52.5 \text{ MHz BW}} = 2.7 \text{ bits/sec/Hz}$

Ingeniería de Microondas



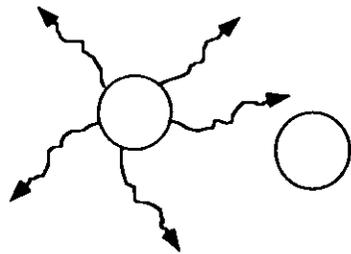
BREVE HISTORIA DE LAS MICROONDA

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu \vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega\epsilon \vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \vec{J} &= -j\omega\rho \end{aligned}$$

1873

James Clerk MAXWELL

Teorias Electromagnetica



1887-1895

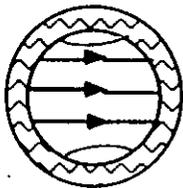
Henrich HERTZ

Primer ingeniero en microondas

TEM, TM_{mn}, TE_{mn}

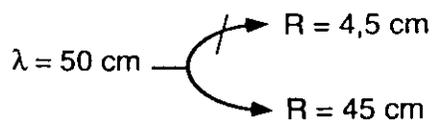
1897

Lord Rayleigh
Teoria de la propagacion



1936

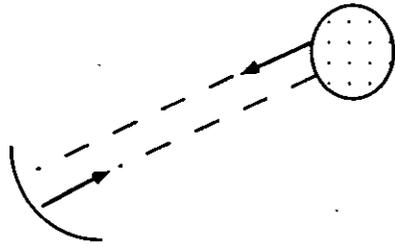
G. Southworth y W. Barrow
Propagacion a traves de un tubo



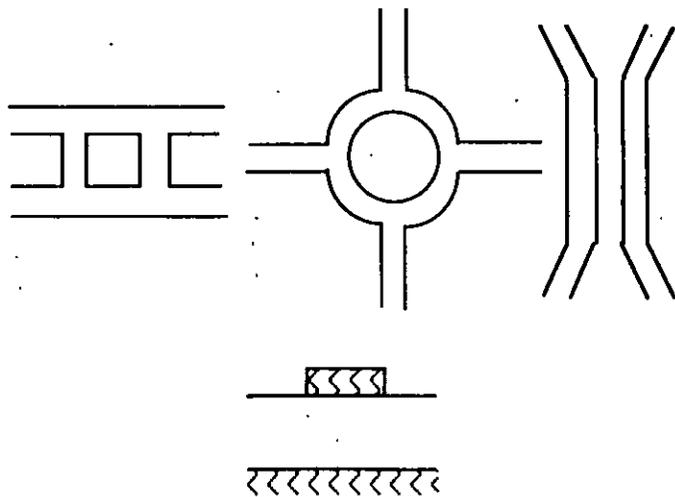
RADAR

1930 Desarrollo del magnetron en Inglaterra

1940 RADAR en la banda de microondas en Inglaterra y USA,



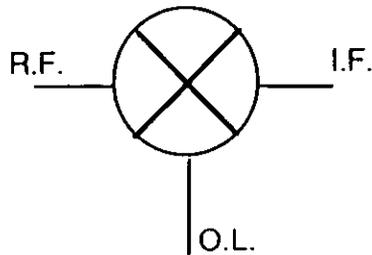
LINEAS DE TRANSMISION PLANAS



1950 Diferentes componentes fabricados con líneas

1960 ITT desarrolla la guía microstrip.

DISPOSITIVOS ACTIVOS MICROONDAS



1920 Diodos de cristal y mezcladores son utilizados para la conversión de frecuencia

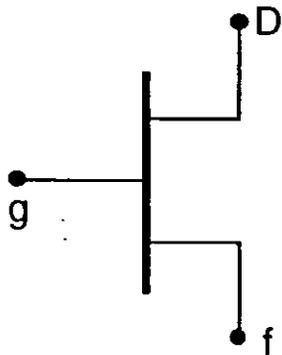
$$\frac{S_0}{N_0}$$

Friis contribuye al estudio del ruido

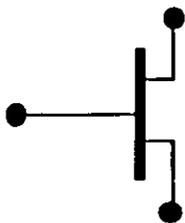
1930 Desarrollo de magnetron

1937 Los hermanos varian inventan el klystron

1950 Concepción de amplificadores de bajo ruido utilizando los tubes de ondas viajeras y los masers



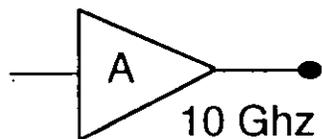
1952 W. Shockley, Teoria del transistor FET



MMIC

1965

Primer FET realizado en el Cal Tech.



**TEGFET
HEMT**

1976

Primer amplificador MMIC desarrollado en los laboratorios PLESSEY

**RAM 16 bits
35k MESFETS's**

**RAM 4 kbits
8k TEGFET's**

1980

Thomson-CSF y FUJITSU presentan un FET a heteroestructura

Finales 80's

Numerosos laboratorios en Europa, Estados Unidos, Japon desarrollan MMIC's complejos

Aplicaciones futuras. Bandas milimetricas

62-63 Ghz
65-66 Ghz
100 Mbit/s

1993

Proyecto RACE. Desarrollo de una Red B-ISDN para los usuarios mobiles

76-77 Ghz

General Motors propone a la FCC un sistema de radar para el trafico automovilistico

90's

Acesso inalambrico aplicado a la telefonia

QUE ES LA INGENIERIA DE MICROONDAS?

**El termino microondas se refiere a
todas las ondas comprendidas entre**

300 Mhz - 300 Ghz

de periodo

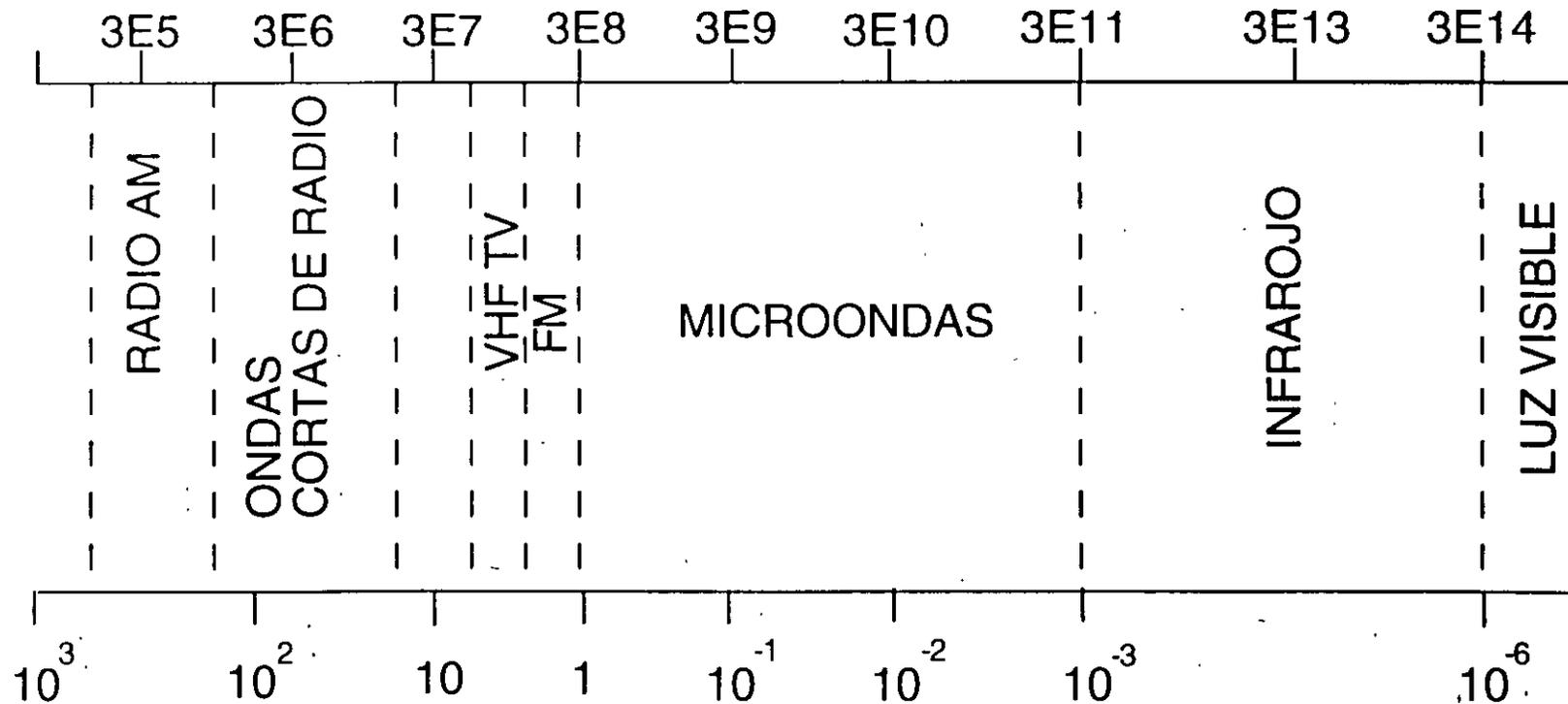
$$T = \frac{1}{f} \quad 3 \text{ ns (3 E-g seg)} - 3 \text{ ps (3 e - 12 seg)}$$

y de longitud de Onda

$$\lambda = \frac{C}{f} \quad 1\text{m} - 1\text{mm}$$

ESPECTRO ELECTROMAGNETICO

Frecuencia (Hz)



LONGITUD DE ONDA (M)

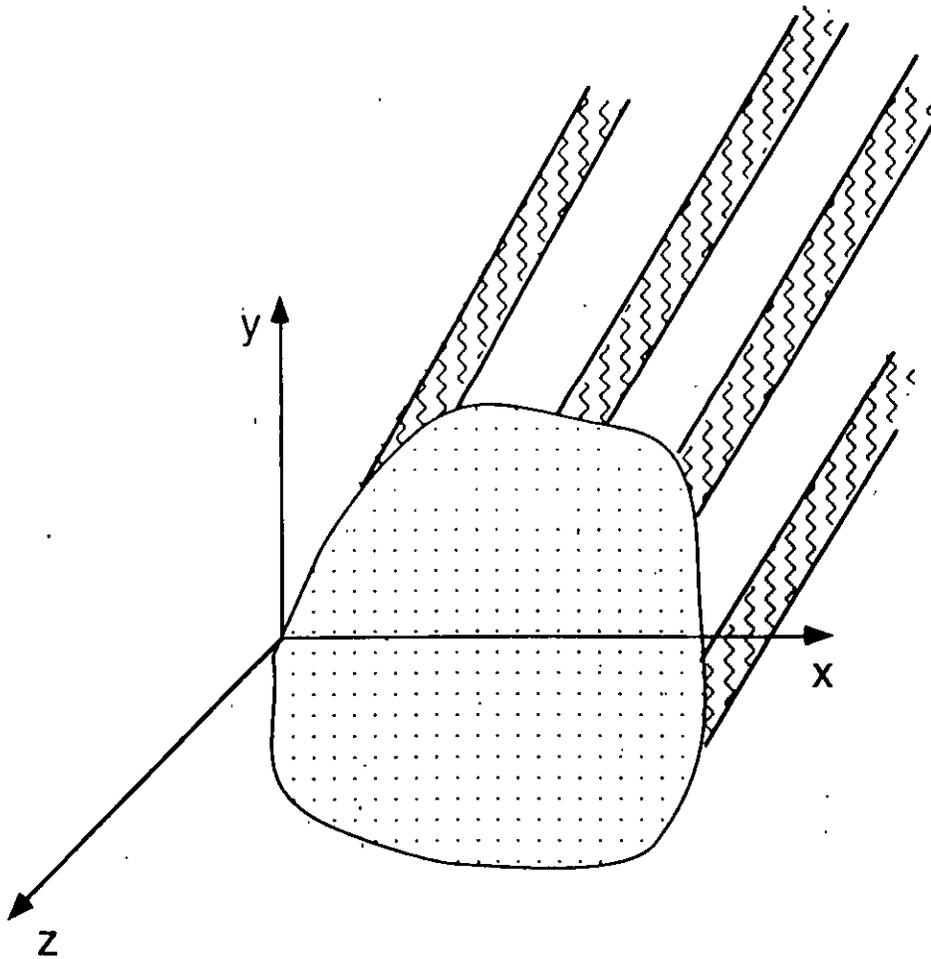
BANDAS DE FRECUENCIA TIPICAS**DESIGNACION DE BANDAS**

AM	535-1605 Khz	L	1-2 Ghz
Ondas cortas	3-30 Mhz	S	2-4 Ghz
FM	88-108 MHZ	C	4-8 Ghz
VHF TV (2-4)	54-72 Mhz	X	8-12 Ghz
VHF TV (5-6)	76-88 Mhz	Ku	12-18 Ghz
UHF TV (7-13)	174-216 Mhz	K	18-26 Ghz
UHF TV (14-83)	470-890 Mhz	Ka	26-40 Ghz
Hornos Microondas	2.5 Ghz	U	40-60 Ghz

II - LINEAS DE TRANSMISION Y GUIAS

DE ONDA MICROONDAS

PROPAGACION GUIADA



Lineas de transmision:

- Dos a mas conductores
- TEM, TM, TE

Guias de onda:

- un solo conductor
- TM y TE
- Fc de propagacion

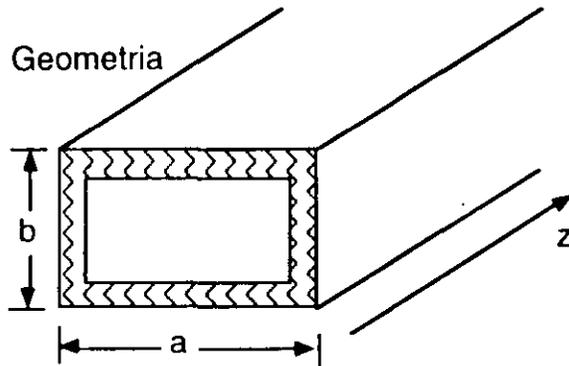
Caracteristicas:

- constante de propagacion
- Impedancia caracteristica
- Atenuacion
- Banda de operacion

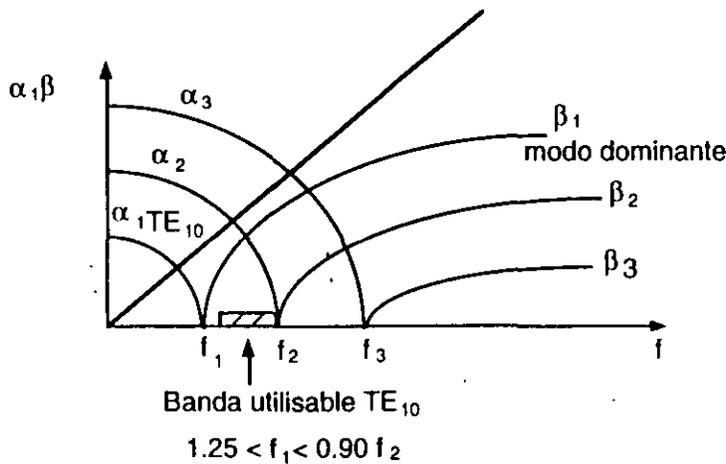
GUIA DE ONDAS RECTANGULAR

- **Primera estructura utilizada para el transporte de microondas**
- **Banda de operación 1 Ghz - 220 Ghz**
- **Modo dominante de propagación TE₁₀**
- **Componentes disponibles : Acopladores, aisladores, atenuadores...**

GUIA DE ONDAS RECTANGULAR METALICA



Bandas de frecuencia. Diagrama de dispersion



Frecuencia de corte para los modos TE_{mn} y TM_{mn}

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

Impedancia de onda

$$Z_{TE} = \frac{377 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - f_c^2 / f^2}} \quad Z_{TM} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}$$

ϵ_r constante dielectrica

Potencia maxima de transmision

$$P_{max} = 3.6 a \left| \begin{array}{c} b \\ in \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} b \\ in \end{array} \right| \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}} \quad MW$$

EJEMPLO GUIA DE ONDA RECTANGULAR

Considerar una guía de onda para la banda K. Enseguida a partir de las tablas de la IEC determinar las dimensiones de la guía y la banda de operación recomendada.

Solucion:

La región de frecuencia de la banda K esta definida en el rango 18.0-26.5 Ghz. Asi, utilizando la tabla de la IEC, podemos observar que la guía R220, cuyas dimensiones son $a = 10.66$ mm y $b = 4.3$ mm, es adecuada.

La frecuencia de corte de las dos primeros modos de propagacion son :

$$f_{c10} = \frac{C}{2a} = 14.02 \text{ Ghz}$$

$$f_{c20} = \frac{C}{a} = 28.04 \text{ Ghz}$$

Banda recomendada :

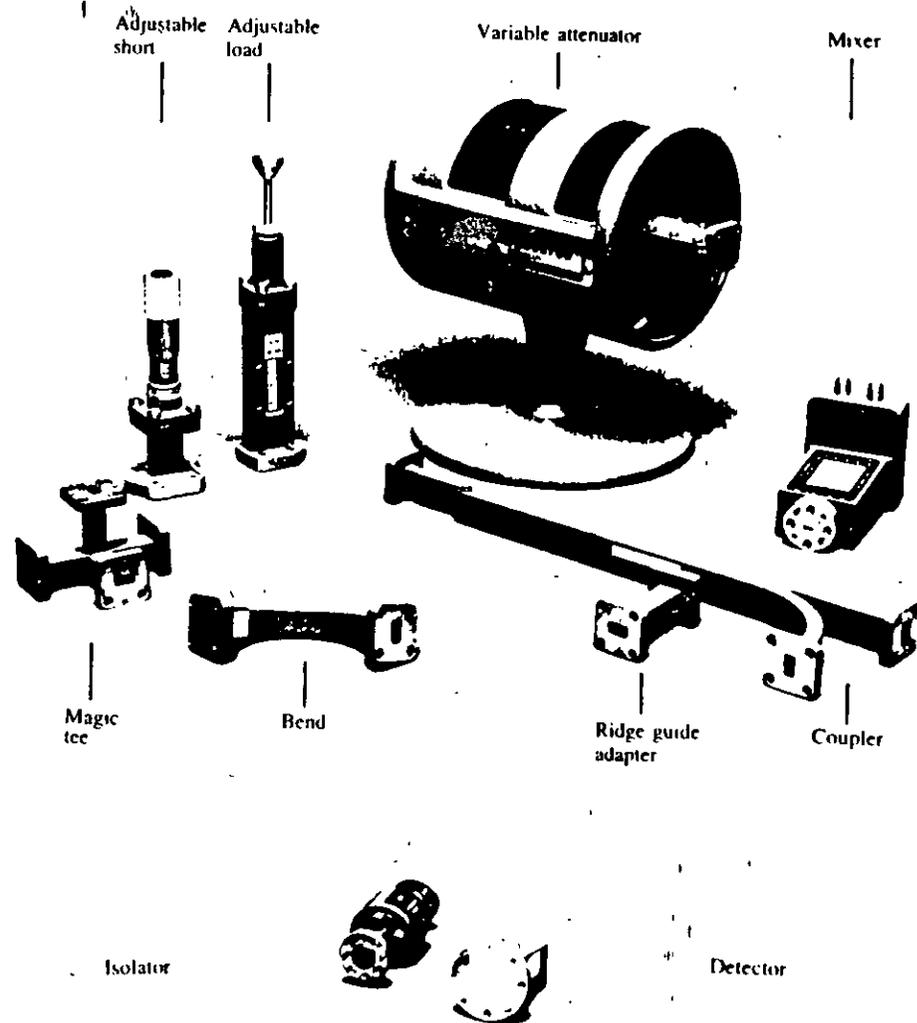
$$f_1 \times 1.25 < f < 95 f_2$$

$$17.5 \text{ Ghz} - 26.6 \text{ Ghz}$$

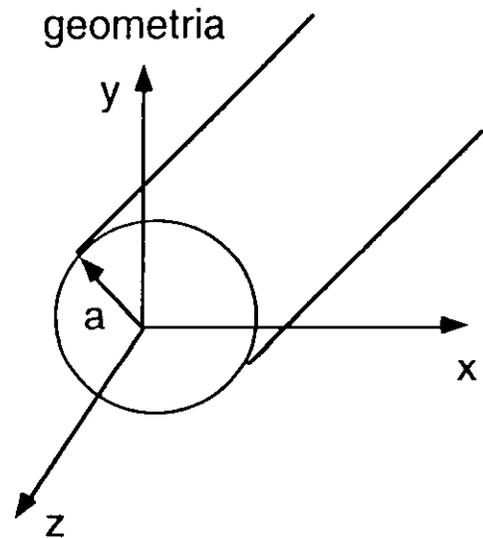
Tabla de las guias de onda rectangulares IEC

Type 153 IEC-	Bande de fréquences en GHz		Dimensions		Affaiblissement en dB/m		
	Mode dominant de	à	a/mm	b/mm	à f/GHz	théorique	max.
R 3	0,32	0,49	584,2	292,1	0,386	0,00078	0,0011
R 4	0,35	0,53	533,4	266,7	0,422	0,00090	0,0012
R 5	0,41	0,62	457,2	228,6	0,49	0,00113	0,0015
R 6	0,49	0,75	381,0	190,5	0,59	0,00149	0,002
R 8	0,64	0,98	292,1	146,05	0,77	0,00222	0,003
R 9	0,76	1,15	247,65	123,82	0,91	0,00284	0,004
R 12	0,96	1,46	195,58	97,79	1,15	0,00405	0,005
R 14	1,14	1,73	165,10	82,55	1,36	0,00522	0,007
R 18	1,45	2,20	129,54	64,77	1,74	0,00749	0,010
R 22	1,72	2,61	109,22	54,61	2,06	0,00970	0,013
R 26	2,17	3,30	86,36	43,18	2,61	0,0138	0,018
R 32	2,60	3,95	72,14	34,04	3,12	0,0189	0,025
R 40	3,22	4,90	58,17	29,083	3,87	0,0249	0,032
R 48	3,94	5,99	47,55	22,149	4,73	0,0355	0,046
R 58	4,64	7,05	40,39	20,193	5,57	0,0431	0,056
R 70	5,38	8,17	34,85	15,799	6,46	0,0576	0,075
R 84	6,57	9,99	28,499	12,624	7,89	0,0794	0,103
R 100	8,20	12,5	22,860	10,160	9,84	0,110	0,143
R 120	9,84	15,0	19,050	9,525	11,8	0,133	
R 140	11,9	18,0	15,799	7,898	14,2	0,176	
R 180	14,5	22,0	12,954	6,477	17,4	0,238	
R 220	17,6	26,7	10,668	4,318	21,1	0,370	
R 260	21,7	33,0	8,636	4,318	26,1	0,435	
R 320	26,4	40,0	7,112	3,556	31,6	0,583	
R 400	32,9	50,1	5,690	2,845	39,5	0,815	
R 500	39,2	59,6	4,775	2,388	47,1	1,060	
R 620	49,8	75,8	3,759	1,880	59,9	1,52	
R 740	60,5	91,9	3,099	1,549	72,6	2,03	
R 900	73,8	112	2,540	1,270	88,6	2,74	
R 1 200	92,2	140	2,032	1,016	111	3,82	
R 1 400	114	173	1,651	0,826	136,3	5,21	
R 1 800	145	220	1,295	0,648	174,0	7,50	
R 2 200	172	261	1,092	0,546	206,0	9,70	
R 2 600		330	0,864	0,432	260,5	13,76	

Gra fica de diferentes guias de onda rectangulares



GUIA DE ONDA CIRCULAR METALICA



- Propagacion de los modos TE y TM
- Ondas polarizadas en forma circular
- TE_{0m} disminucion de la atenuacion al aumentar la frecuencia
- TE₁₁ modo dominante
- TE₁₁, TM₀₁, TE₂₁, TE₀₁/TM₁₁, TE₃₁

Frecuencia de corte

$$f_{cTE_{nm}} = \frac{P_{nm} C}{2\pi a} \quad f_{cTM_{nm}} = \frac{q_{nm} C}{2\pi b}$$

P_{nm}, q_{nm} zeros de la funcion de Bessel

Impedancia de onda

$$Z_{TE} = \frac{377/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}} \quad Z_{TM} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}}$$

ϵ_r constante dielectrica

Potencia maxima

$$P_{\max_{TE_{11}}} = 2.7 (2a)^2 \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f^2}} \quad \text{MW}$$

a en pulgadas

Tabla de las guias circulares descripcion IEC

Type	Rayon a/mm	Fréquences de coupure en GHz			Affaiblissement en dB/m, mode TE ₁₁		
		Mode TE ₁₁	Mode TM ₀₁	Mode TE ₂₁	à f/GHz	théorique	max.
C 3.3	323.9	0.27	0.35	0.56	0.325	0.00067	0.0009
C 4	276.7	0.32	0.41	0.66	0.380	0.00085	0.0011
C 4.5	236.4	0.37	0.48	0.77	0.446	0.00108	0.0014
C 5.1	201.9	0.43	0.57	0.90	0.522	0.00137	0.0018
C 6.2	172.5	0.51	0.66	1.06	0.611	0.00174	0.0023
C 7	147.39	0.60	0.78	1.24	0.715	0.00219	0.0029
C 8	125.92	0.70	0.91	1.45	0.838	0.00278	0.0036
C 10	107.57	0.82	1.07	1.70	0.980	0.00352	0.0046
C 12	91.88	0.96	1.25	1.99	1.147	0.00447	0.0058
C 14	78.50	1.20	1.46	2.33	1.343	0.00564	0.0073
C 16	67.05	1.31	1.77	2.73	1.572	0.00715	0.0093
C 18	57.29	1.53	2.00	3.19	1.841	0.00906	0.012
C 22	48.93	1.79	2.34	3.74	2.154	0.0115	0.015
C 25	41.81	2.10	2.74	4.37	2.521	0.0140	0.018
C 30	35.71	2.46	3.21	5.12	2.952	0.0184	0.024
C 35	30.52	2.88	3.76	5.99	3.455	0.0233	0.030
C 40	25.99	3.38	4.41	7.03	4.056	0.0297	0.039
C 48	22.22	3.95	5.16	8.23	4.744	0.0375	0.049
C 56	19.05	4.61	6.02	9.60	5.534	0.0473	0.062
C 65	16.27	5.40	7.05	11.2	6.480	0.0599	0.078
C 76	13.894	6.32	8.26	13.2	7.588	0.0759	0.099
C 89	11.912	7.37	9.63	15.3	8.850	0.0956	0.124
C 104	10.122	8.68	11.3	18.1	10.42	0.1220	0.150
C 120	8.737	10.00	13.1	20.9	12.07	0.1524	
C 140	7.544	11.6	15.2	24.2	13.98	0.1893	
C 165	6.350	13.8	18.1	28.8	16.61	0.2459	
C 190	5.563	15.8	20.6	32.9	18.95	0.3003	
C 220	4.762	18.4	24.1	38.4	22.14	0.3787	
C 255	4.165	21.1	27.5	43.9	25.31	0.4620	
C 290	3.563	24.6	32.2	51.2	29.54	0.5834	
C 330	3.175	27.7	36.1	57.6	33.20	0.6938	
C 380	2.781	31.6	41.3	65.7	37.91	0.8486	
C 430	2.387	36.8	48.1	76.6	44.16	1.0650	
C 495	2.184	40.2	52.5	83.7	48.26	1.2190	
C 580	1.790	49.1	64.1	102	58.88	1.643	
C 660	1.583	55.3	72.3	115	66.41	1.967	
C 765	1.384	63.5	82.9	132	76.15	2.413	
C 890	1.194	73.6	96.1	153	88.30	3.011	

Tabla de ceros de la función de Bessel

For TE modes $f_c = q_{nm} c / 2\pi b$, and for TM modes $f_c = p_{nm} c / 2\pi b$, where b is the radius of the waveguide.

a. Values of q_{nm} for TE Modes

$$J'_n(q_{nm}) = 0$$

n	q_{n1}	q_{n2}	q_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841 ^a	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970
3	4.201	8.015	11.346

b. Values of p_{nm} for TM Modes

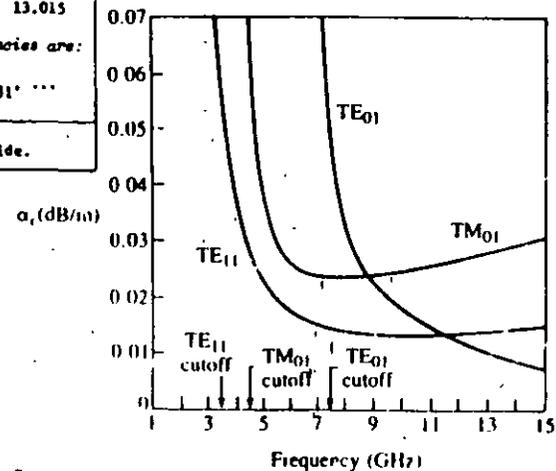
$$J_n(p_{nm}) = 0$$

n	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620
3	6.380	9.761	13.015

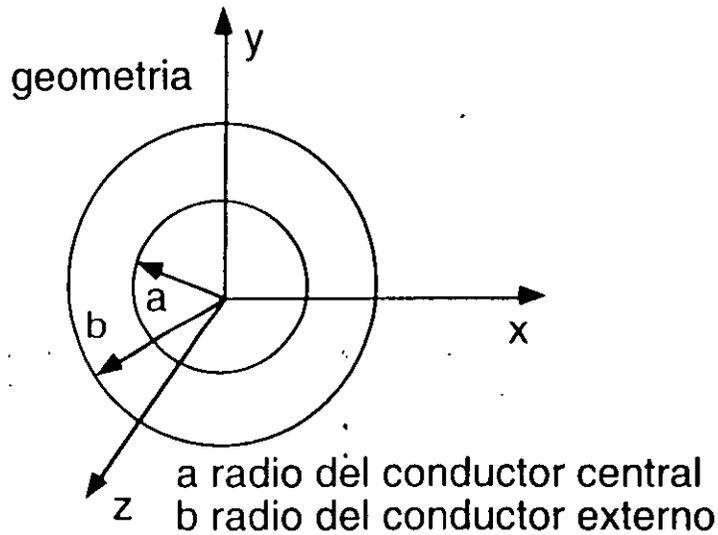
Modes with ascending cutoff frequencies are:

TE₁₁, TM₀₁, TE₂₁, TE₀₁/TM₁₁, TE₃₁, ...

^a Lowest mode of the circular waveguide.



GUIA DE ONDA COAXIAL



- Modo dominante TEM
- Propagacion al interior del conductor exterior

Impedancia caracteristica

$$Z_0 = \eta \frac{\ln b/a}{2\pi} \quad \eta = \sqrt{\mu/\epsilon'}$$

Atenuación

$$\alpha = \frac{R_s}{2\eta \ln b/a} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) + \frac{\omega \epsilon'' \eta}{2}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \quad \text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

Limite superior de frecuencia

$$f_{c_{TE_{11}}} = C \frac{k_c}{2\pi \epsilon_r} \quad k_c = \frac{2}{a+b}$$

Potencia maxima

$$P_{\max} = \frac{\pi a^2 E d^2}{\eta} \ln \frac{b}{a}$$

EJEMPLO DE LA LINEA COAXIAL

Considerar una línea coaxial RG-142 cuyas dimensiones son $a = 0.035$ in y $b = 0.116$ in. La constante dieléctrica del aislante es $\epsilon_r = 2.2$. Determinar la banda de la operación en frecuencia de esta línea?

Solucion :

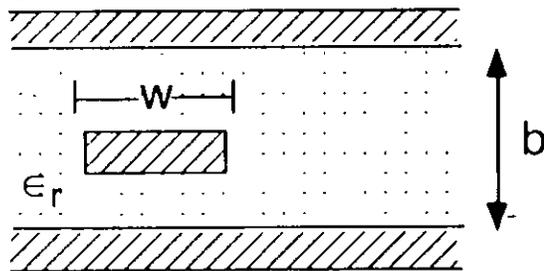
Primero calculamos $K_c = \frac{2}{a+b} = 521.4 \text{ m}^{-1}$, enseguida aplicando la ecuación de la frecuencia máxima

$$f_{c_{TE_{11}}} = c \frac{K_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} = 16.7 \text{ Ghz}$$

en la practica $f_{\text{max}} = 0.90 \times f_c \approx 16 \text{ Ghz}$

GUIA DE ONDA STRIPLINE

geometria



- TEM modo dominante
- Propagacion entre dos conductores

w - ancho del conductor central
 b - separación entre conductores externos
 ϵ_r - permitividad relativa del diélectrico

Calcul de las dimensiones para una Z_0 :

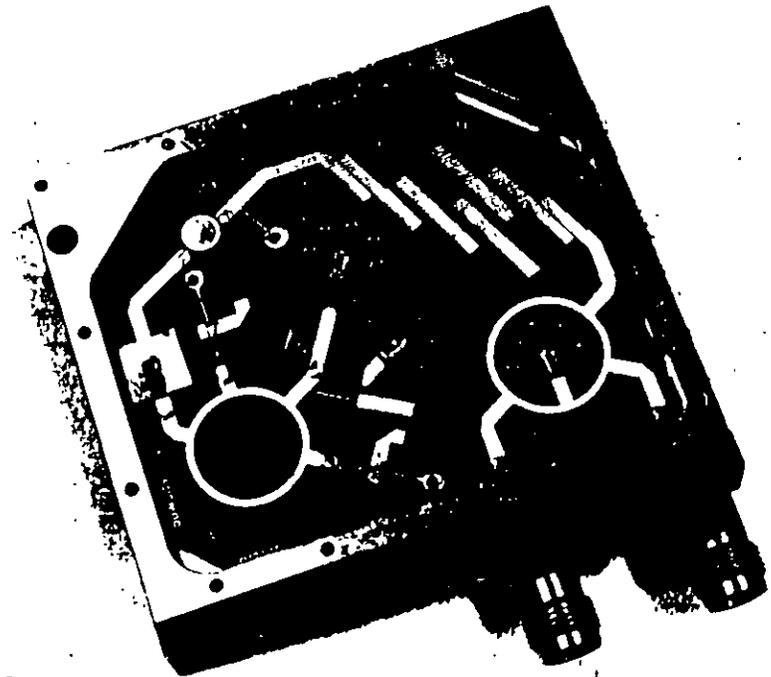
$$\frac{w}{b} \begin{cases} x \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} \end{cases}$$

para $\sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120$

para $\sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120$

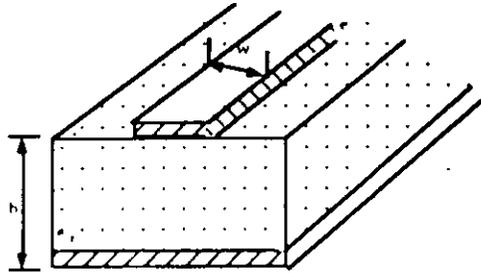
$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441$$

Z_0 impedancia caracteristica



GUIA DE ONDA MICROSTRIP

geometria



w - ancho del conductor
d - ancho del dielectrico
Er - constante dielectrica

• Quasi-TEM modo dominante

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/w}}$$

Cálculo de las dimensiones para una Z_0 dada

$$\frac{w}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } w/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } w/d > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

donde

EJEMPLO DE CALCULO DE UNA LINEA MICROSTRIP

Calcular el ancho y la longitud de una línea microstrip para una impedancia característica de 50 ohms y de longitud eléctrica de 90° a 2.5 Ghz. Considerar un espesor y una constante dieléctrica del aislante $d = 0.127$ cm y $\epsilon_r = 2.20$.

Solucion:

En primer lugar calculamos la relación w/d para una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$ tomando la fórmula $w/d > 2$.

$$B = 7.985 \text{ y } w/d = 3.081 \quad w/d > 2$$

$$\text{entonces } w = 0.391 \text{ cm}$$

La longitud eléctrica es:

$$E = 90^\circ = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_e} l \quad \text{donde } \epsilon_e = 1.87$$

$$\text{asi } l = 2.19 \text{ cm}$$

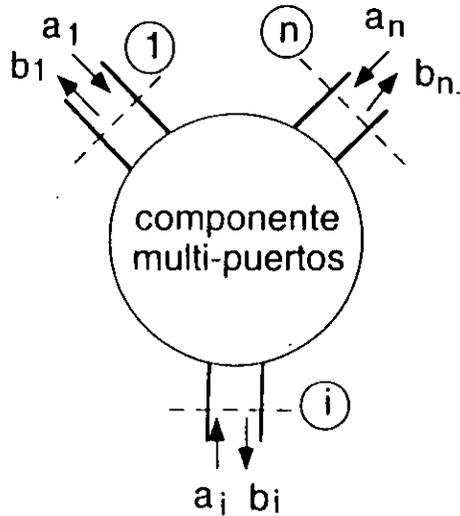
Resumen de las lineas de transmision y guias mas comunes

CARACTERISTICAS	COAXIAL	GUIA DE ONDA METALICA	SURF LINE	MICROSTRIP
Modos	TEM	TE ₁₀	TEM	QUASI-TEM
Otros	TM, TE	TM, TE	TM, TE	Hibrido, TM, TE
Dispersion	Nula	Media	Nula	Baja
Ancho de banda	Grande	Estrecho	Grande	Grande
Perdidas	Media	Baja	Alta	Alta
Capacidad en potencia	Grande	Alta	Baja	Baja
Dimensiones	Grandes	Grandes	Medias	Pequeñas
Facilidad de fabricacion	Media	Media	Facil	Facil
Integracion con otros componentes	Dificil	Dificil	Media	Facil

III - DISPOSITIVOS, COMPONENTES Y TECNOLOGIAS

DE MICROONDAS

MATRIX [S]

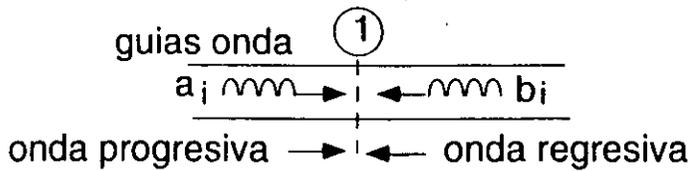


$$[b] = [s] [a]$$

$$s_{ij} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0} \quad \text{para todos los accesos } j \neq i \text{ adaptados}$$

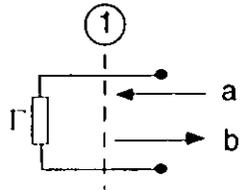
$$s_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0} \quad \text{para todos los accesos } k \neq i \text{ adaptados}$$

transmission de i hacia j



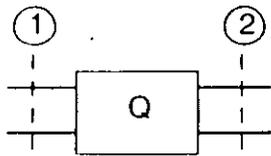
$$a_i = \frac{V_i + Z_{0i} I_i}{2\sqrt{Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_{0i} I_i}{2\sqrt{Z_{0i}}}$$

REPRESENTACION DE LOS COMPONENTES Y DISPOSITIVOS MICROONDAS



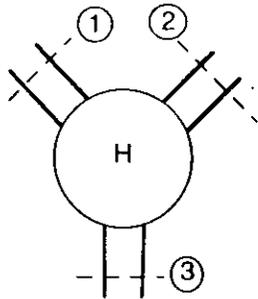
$$b = \Gamma_a$$

Diodos
Impedancias
Cargas



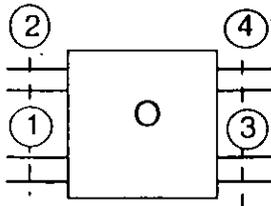
$$[S_Q] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Guia de ondas
Atenuador
Defasador
Transistor



$$[S_H] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

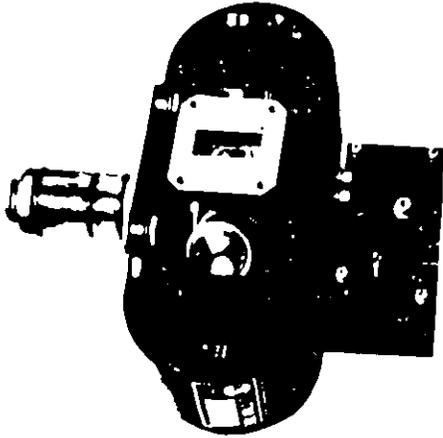
Circulador
Divisor de potencia



$$[S_O] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$$

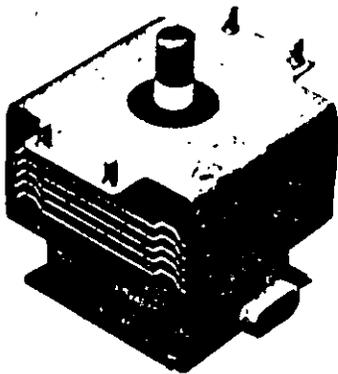
Acopladores

TUBOS MICROONDAS

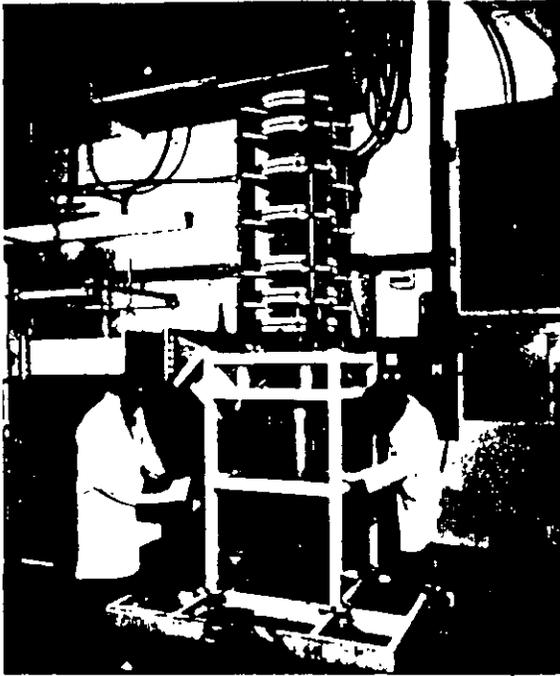


MAGNETRON

- Alta potencia 10 kW a 10 mW
- Frecuencias milimetricas 100 GHz
- Rendimiento 90 %
- Radar a Impulsion
- Horn os de microondas



TUBOS MICROONDAS (cont ...)



KLYSTRON

- Amplificador u oscilador
- 2 Cavidades 20 dB
- Rendimiento 60 %
- Alto costo
- Astronomie

DISPOSITIVOS MICROONDAS DE ESTADO SOLIDO DIODOS

IMPATT : Impact ionization avalanche transit time

Union PN, Si

Tension inversa 70-100 V

Resonadora Q ↑ e Impact → oscilador

Amplificador

2 - 100 GHz

GUN : Dispositivo a transferencia de electrones

Barra de semiconductor Ga As o Inp

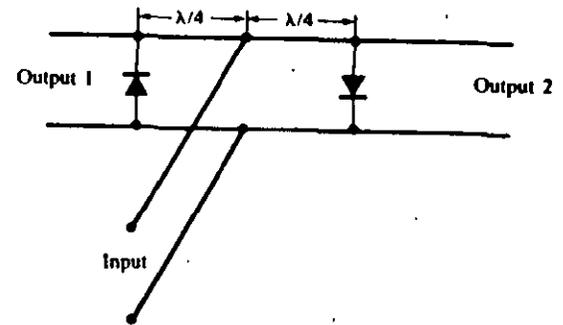
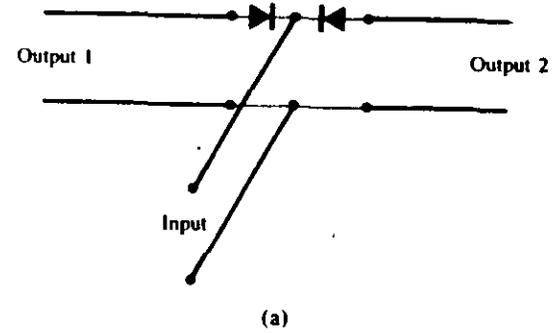
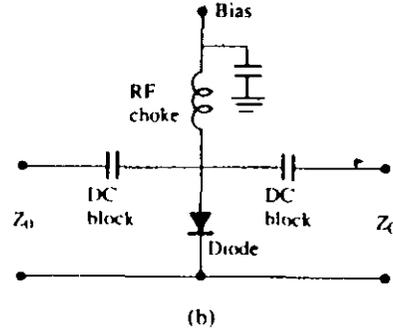
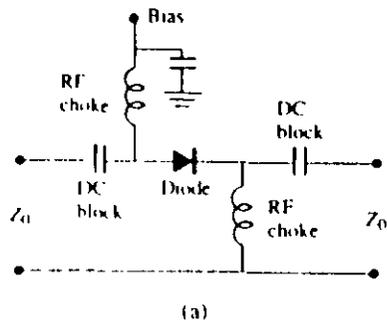
Tension 6 - 15 V → 10 a 100 mW

Amplificador)
Oscilador) 2-100GHz

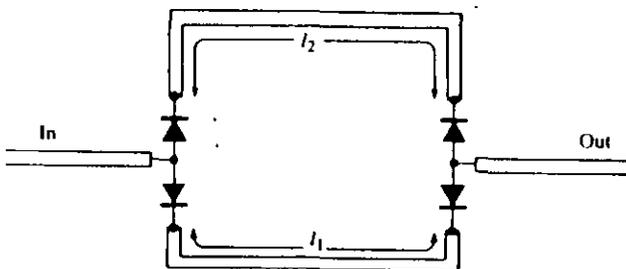
PIN : Tres regiones, dos dopadas P y N y una intrínseca
Banda intrínseca a resistencia variable ($10\text{ K}\Omega - 1\ \Omega$)
Atenuadores, limitadores, circuitos de interrupción, de fasadores

SCHOTTKY : Unión metal - semiconductor
Característica I - V no lineal
Detectores, osciladores, mezcladores

Circuitos microondas a diodos



$$\Delta\phi = \beta(\ell_2 - \ell_1)$$



DISPOSITIVOS MICROONDAS DE ESTADO SOLIDO TRANSISTORES

BJT : Transistor bipolar

Silicio

NPN

f_T ganancia unitaria

$f_{max} G_{Amax} = 1$

MESFET : Transistor a efecto de campo a union metal semiconductor

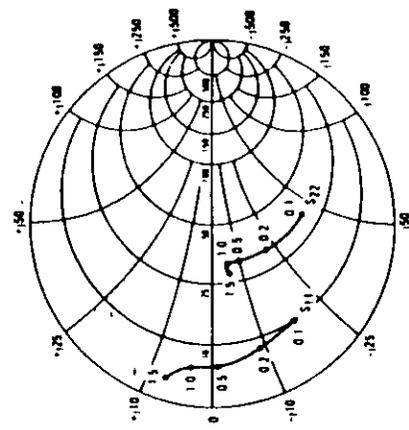
Union Schottky

Ga As

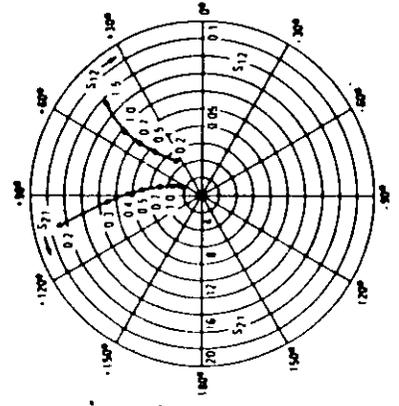
MATRIZ [S] DE UN TRANSISTOR MICROONDAS

MRF962 COMMON-EMITTER S-PARAMETERS

INPUT/OUTPUT REFLECTION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)

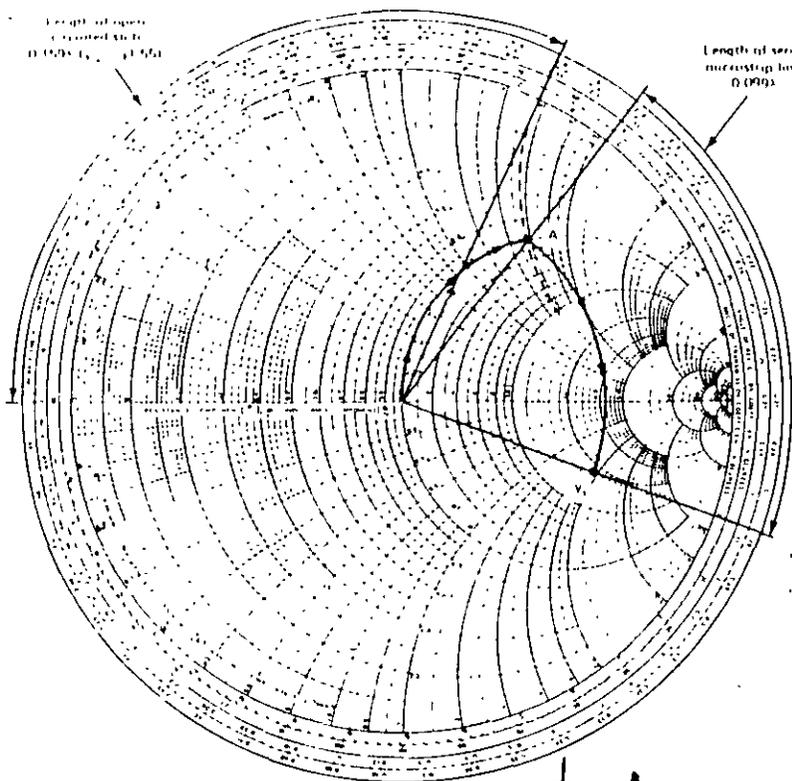
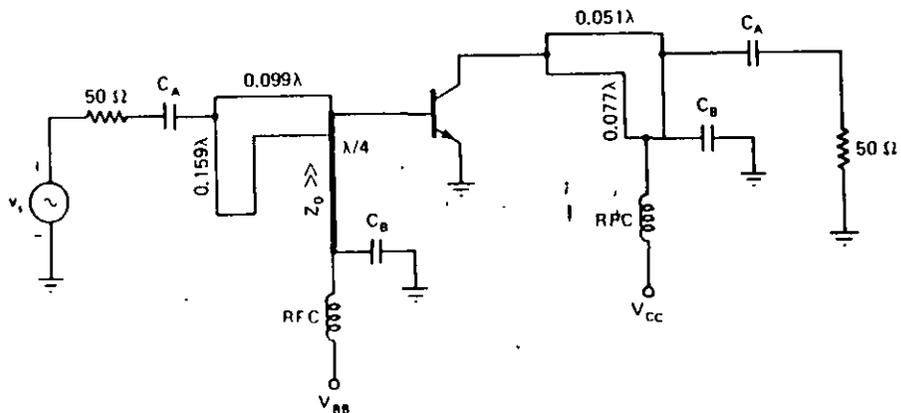


FORWARD/REVERSE TRANSMISSION
COEFFICIENTS versus FREQUENCY
(V_{CE} = 10 V, I_C = 50 mA)

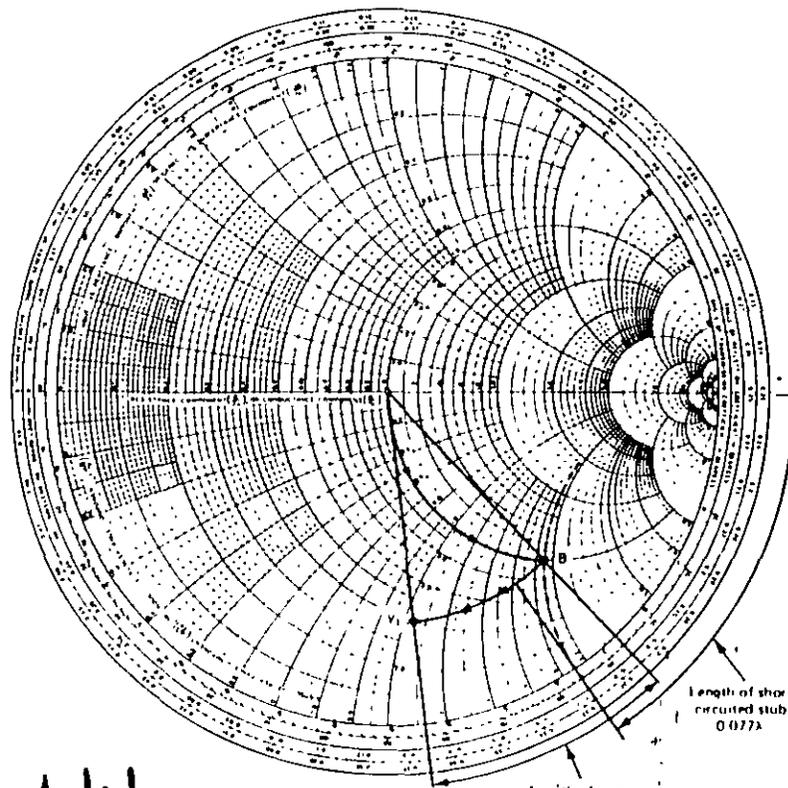


V _{CE} (Volts)	I _C (mA)	f (MHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
			∠	ρ	∠	ρ	∠	ρ	∠	ρ
50	10	100	0.70	-102	17.42	128	0.044	43	0.65	-97
		300	0.75	-156	7.11	98	0.058	24	0.32	-57
		500	0.78	-170	4.36	86	0.064	25	0.26	-110
		700	0.78	-176	3.16	77	0.071	26	0.23	-117
		1000	0.78	-176	2.26	67	0.078	27	0.24	-126
		1500	0.79	-167	1.51	54	0.092	29	0.31	-133
	25	100	0.69	-131	24.24	118	0.029	38	0.56	-87
		300	0.71	-167	8.76	95	0.039	32	0.35	-137
		500	0.79	-176	5.26	85	0.046	36	0.32	-150
		700	0.80	-178	3.82	78	0.055	40	0.31	-158
		1000	0.79	-173	2.72	70	0.067	42	0.32	-164
		1500	0.81	-164	1.82	59	0.086	42	0.34	-167
10	50	100	0.71	-147	27.72	113	0.021	37	0.53	-107
		300	0.78	-173	9.59	94	0.030	40	0.41	-152
		500	0.81	-179	5.72	85	0.038	46	0.39	-163
		700	0.81	-176	4.09	78	0.048	50	0.38	-169
		1000	0.81	-171	2.89	71	0.061	51	0.38	-175
		1500	0.82	-163	1.96	62	0.082	49	0.40	-177
	25	100	0.71	-92	18.77	131	0.037	47	0.70	-44
		300	0.74	-150	8.09	100	0.051	28	0.34	-69
		500	0.75	-166	5.01	87	0.056	28	0.27	-75
		700	0.76	-174	3.62	78	0.064	28	0.24	-79
		1000	0.76	-178	2.58	69	0.071	30	0.24	-88
		1500	0.77	-168	1.72	55	0.085	31	0.24	-104
50	100	0.67	-120	27.10	127	0.027	42	0.57	-68	
	300	0.73	-163	10.27	97	0.035	36	0.27	-110	
	500	0.76	-174	6.21	86	0.043	39	0.22	-124	
	700	0.77	-179	4.48	78	0.051	41	0.20	-132	
	1000	0.77	-175	3.19	71	0.062	43	0.20	-139	
	1500	0.78	-166	2.13	59	0.080	42	0.25	-142	
50	100	0.68	-137	31.53	116	0.020	37	0.49	-85	
	300	0.74	-169	11.17	96	0.028	40	0.27	-131	
	500	0.77	-177	6.88	85	0.037	46	0.24	-144	
	700	0.77	-178	4.82	78	0.047	48	0.23	-152	
	1000	0.77	-173	3.42	71	0.069	50	0.23	-158	
	1500	0.79	-168	2.38	64	0.078	47	0.27	-169	

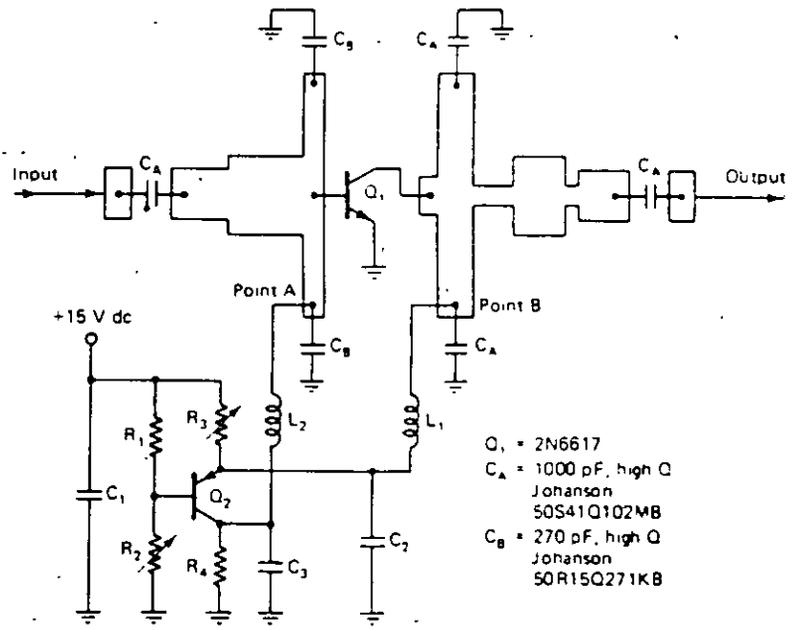
Amplificador microondas



entrada

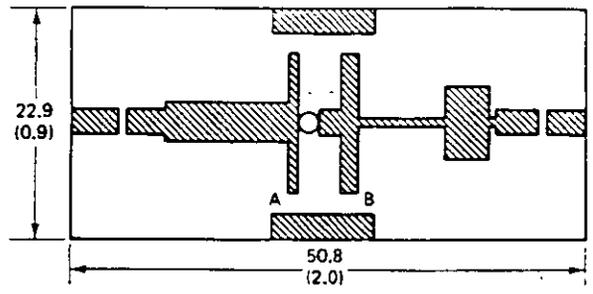


salida

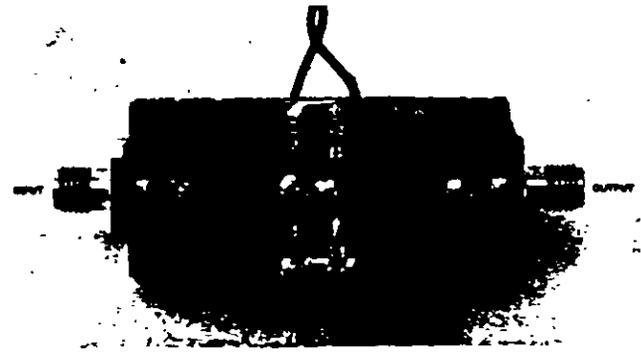


- Q₁ = 2N6617
- C_A = 1000 pF, high Q
Johanson
50S41Q102MB
- C_B = 270 pF, high Q
Johanson
50R15Q271KB

(a)



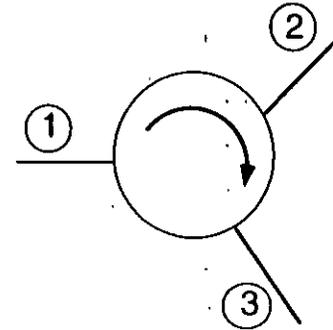
Dimensions in millimeters (inches)



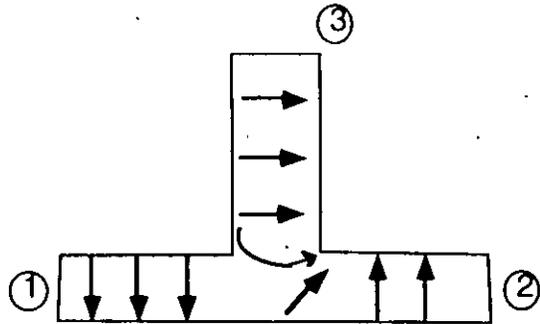
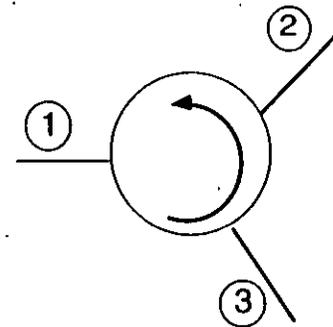
COMPONENTES MICROONDAS A 3 ACCESOS

Circuladores
Componentes no recíprocos

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



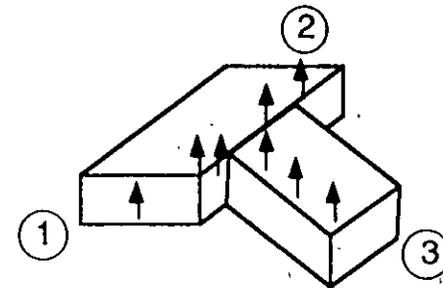
$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



$$S_{11} = S_{22} \quad S_{13} = -S_{23}$$

1 y 2 en oposición de fase

T_e paralela

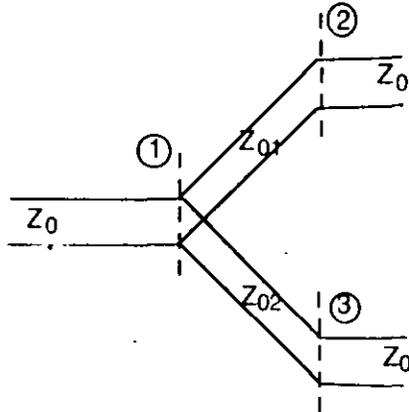


$$S_{11} = S_{22} \quad S_{13} = S_{23}$$

1 y 2 en fase

DIVISORES DE POTENCIA

Divisor sin perdidas



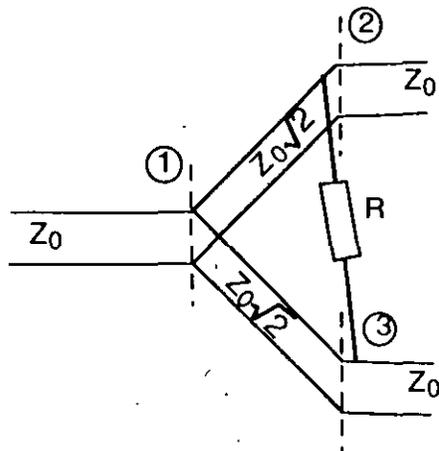
$$S_{11} = 0 \quad S_{22} \neq 0$$

$$S_{33} \neq 0$$

$$Z_{01} = Z_0 \sqrt{n}$$

$$Z_{02} = Z_0 \sqrt{\frac{n}{n-1}}$$

Divisor Wilkinson

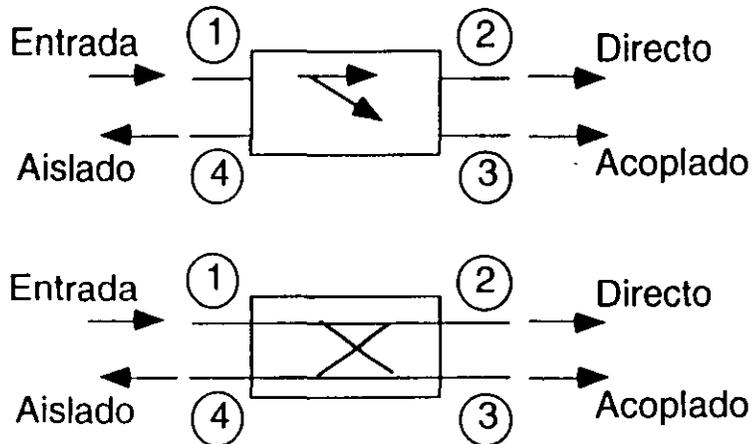


$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$$

$$R = 2 Z_0$$

COMPONENTES MICROONDA A 4 ACCESOS

ACOPLADORES DIRECTIVOS



$$\text{Acoplamiento} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB}$$

$$\text{Directividad} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB}$$

$$\text{Aislamiento} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB}$$

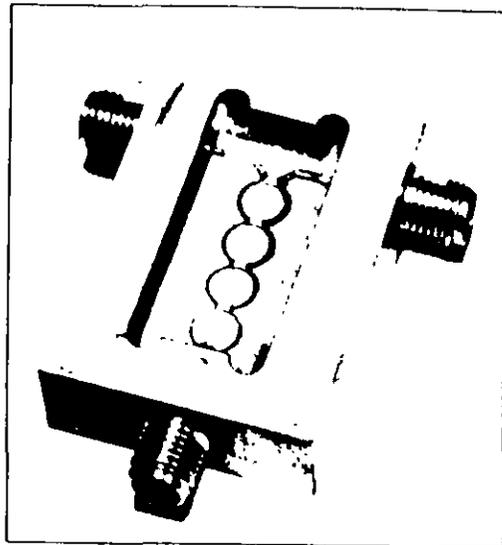
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\theta = 90^\circ$$

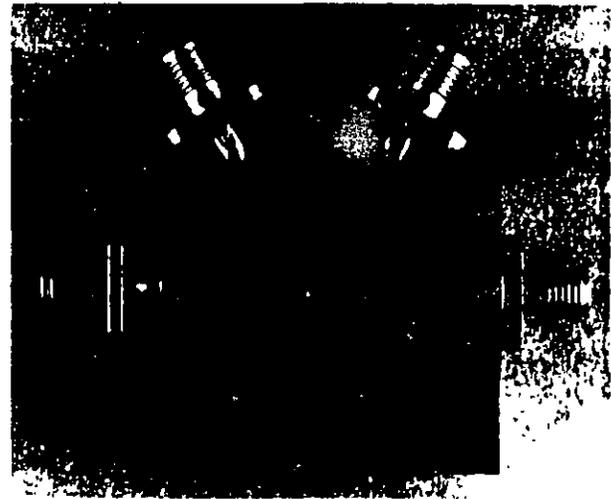
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\theta = 180^\circ$$

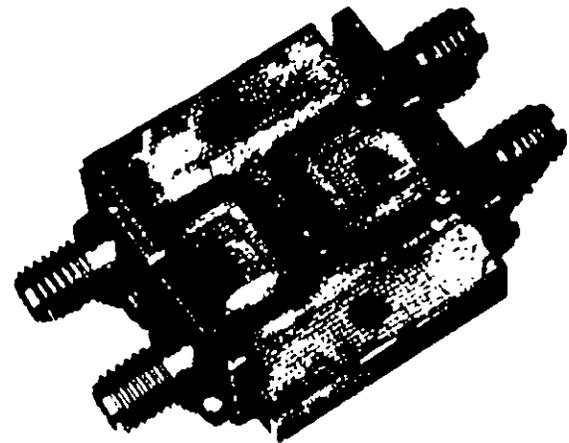
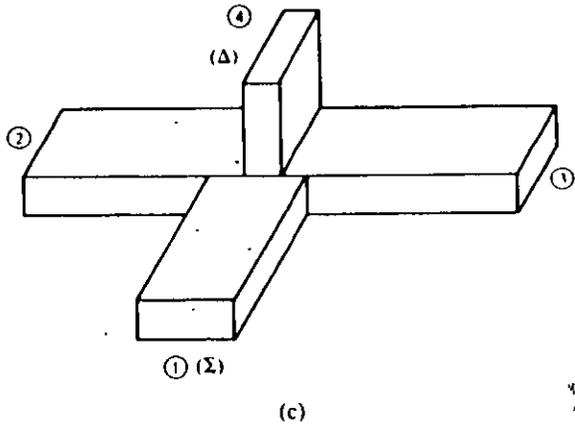
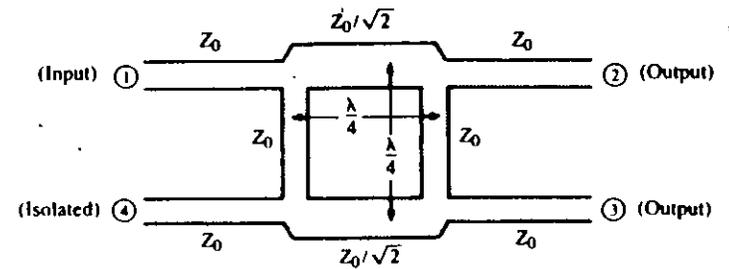
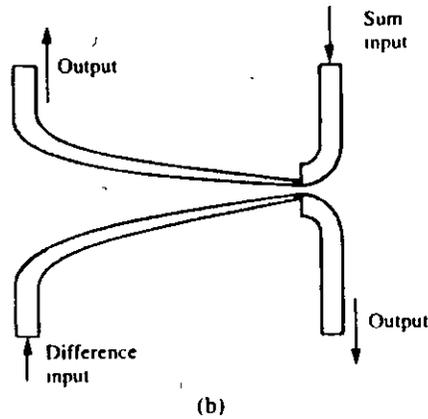
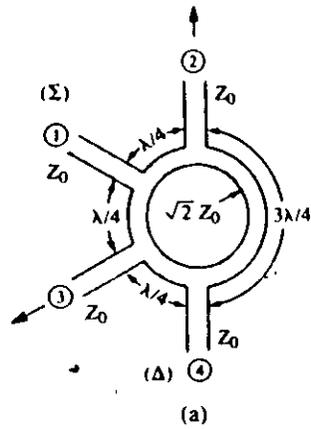
Divisor Wilkinson



Acoplador en anillo



Acopladores



- a) Rat-Race
- b) a línea
- c) T-magica



CIRCUITOS INTEGRADOS

MICROONDAS

VENTAJAS DE LA TECNOL. HIBRIDA

- SUBSTRATOS A BAJO COSTO Y MAS GRANDES
- POSIBILIDAD DE SINTONIZACION POSTERIOR A LA FABRICACION
- COMPONENTES A Q MAS ELEVADA Y MENORES PERDIDAS
- SELECCION EXTENSA DE COMPONENTES

VENTAJAS DE LA TECNOL. MONOLITICA

- PARASITOS MAS PEQUEÑOS Y MAS CONTROLADOS
- MAYOR INTEGRACION POSIBLE
- DIMENSIONES MAS PEQUEÑAS Y MENOR PESO
- MEJOR REPRODUCCION Y RENDIMIENTO
- DISEÑO DE CIRCUITOS ESPECIFICOS:
ADAPTACION BANDA ANCHA Y CONTROL TERMICO.



RELATIVAS DESVENTAJAS-DEL AsGa SOBRE
EL Si PARA LOS CIRCUITOS INTEGRADOS
MICROONDAS

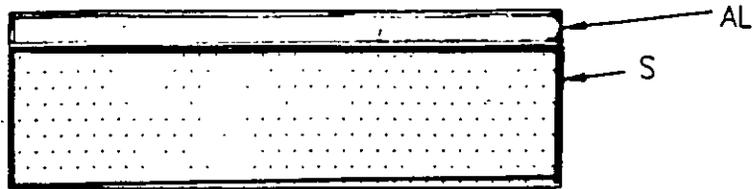
- EL AsGa TIENE UNA CONDUCTIVIDAD TERMICA INFERIOR AL Si
- AsGa ES MAS FRAGIL Y MAS DIFICIL DE MANIPULAR QUE EL Si
- LOS DISPOSITIVOS TIPO P NO SON DISPONIBLES EN AsGa
- EL AsGa TIENE UN RUIDO 1/F SUPERIOR

RELATIVAS VENTAJAS DEL AsGa SOBRE EL
Si PARA LOS CIRCUITOS INTEGRADOS
MICROONDAS

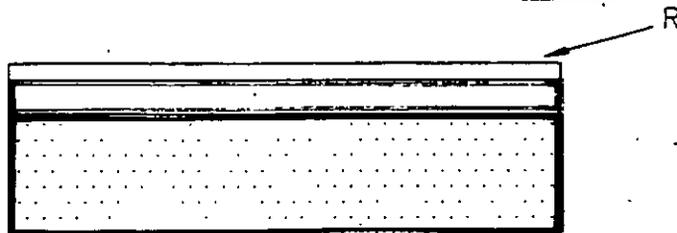
- EL AsGa TIENE UN DESEMPEÑO SUPERIOR A ALTAS FRECUENCIAS
 (P.E., f_t FRECUENCIA DE RELAJACION Y f_{max} SUPERIORES)
- CAPACITANCIAS PARASITAS MAS PEQUEÑAS
- POSIBILIDAD DE LOGRAR COMPONENTES PASIVOS CON UN FACTOR DE CALIDAD Q SUPERIOR (INDUCTORES, LINEAS DE TRANSMISION, ETC)
- LA TOLERANCIA A LAS RADIACIONES PUEDE SER MEJOR EN EL AsGa
- EL AsGa (MESFET) ES UNA INTERFACE COMODA ENTRE LOS COMPONENTES OPTICOS Y DE ALTA FRECUENCIA.

CIRCUITOS INTEGRADOS HIBRIDOS

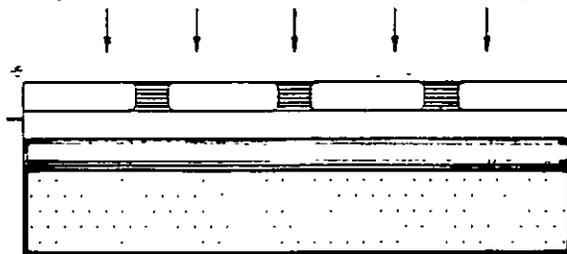
Substratos de capa delgada, líneas microcinta, combinados con componentes discretos activos y pasivos utilizando interconexiones por alambres.



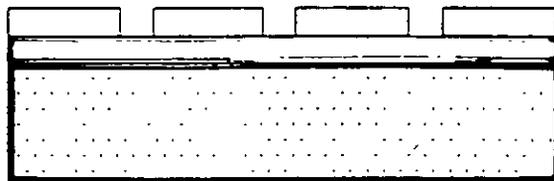
DEPOSITO DE UNA CAPA UNIFORME DE METAL



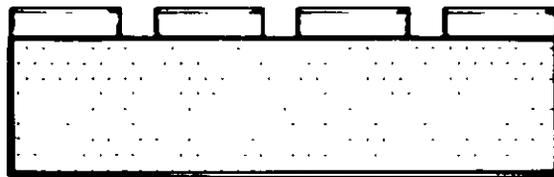
DEPOSITO DE UNA CAPA UNIFORME DE RESINA
FOTOSENSIBLE Y COCIDO A UNA TEMPERATURA MEDIA DE LA RESINA
(PARA QUE ELLA SE SOLIDIFIQUE)



APLICACION SOBRE LA RESINA DE UNA MASCARILLA FOTOGRAFICA
REPRESENTANDO EL DISEÑO E ILUMINACION POR UNA LAMPARA ULTRAVIOLETA



DESPEGAMIENTO DE UNA RESINA NO POLIMERIZADA, LO QUE DEJA DESNUDO EL
METAL CORRESPONDIENTE A LAS ZONAS DONDE DEBE SER ELIMINADO

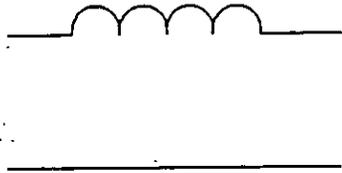


ATAQUE DEL METAL QUE SE ELIMINA EN LAS ZONAS DEFINIDAS
POR LA MASCARILLA.

S = SUBSTRATO



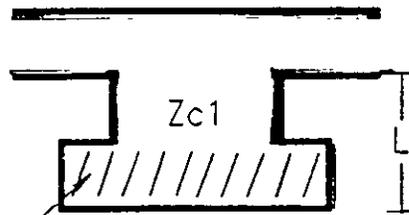
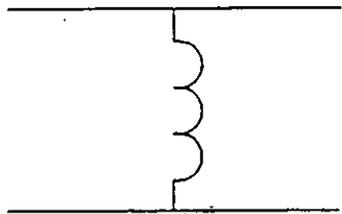
INDUCTOR



$$Z_{c1} \gg Z_{c2}$$

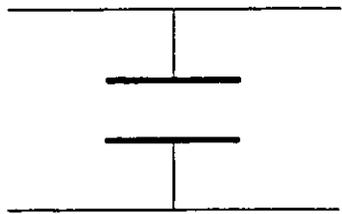


INDUCTOR PARALELO

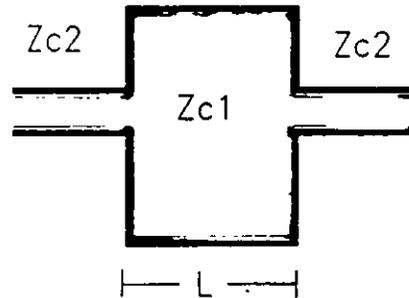


CORTO CIRCUITO

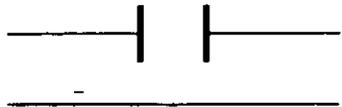
CACITOR PARALELO



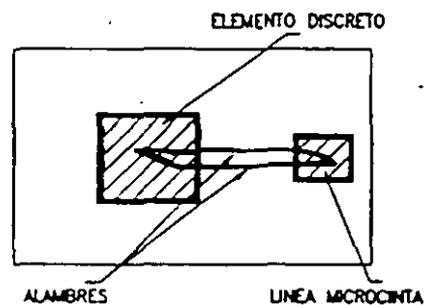
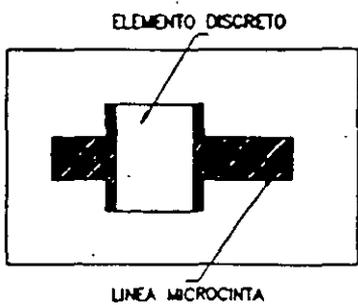
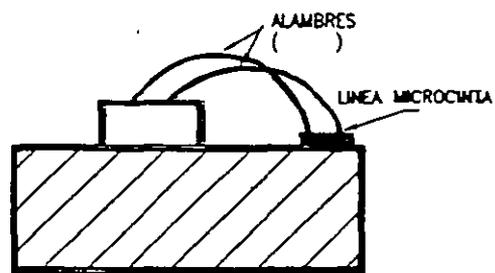
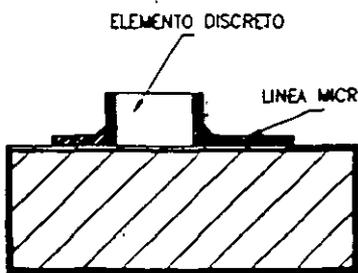
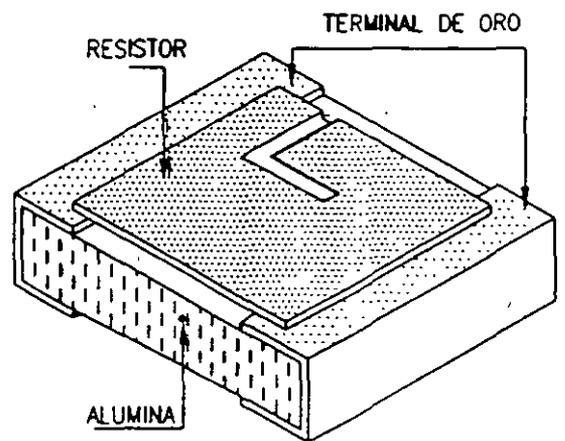
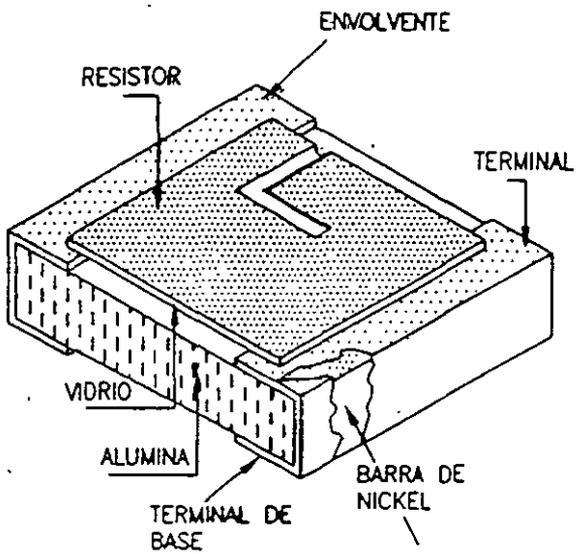
$$Z_{c2} \gg Z_{c1}$$



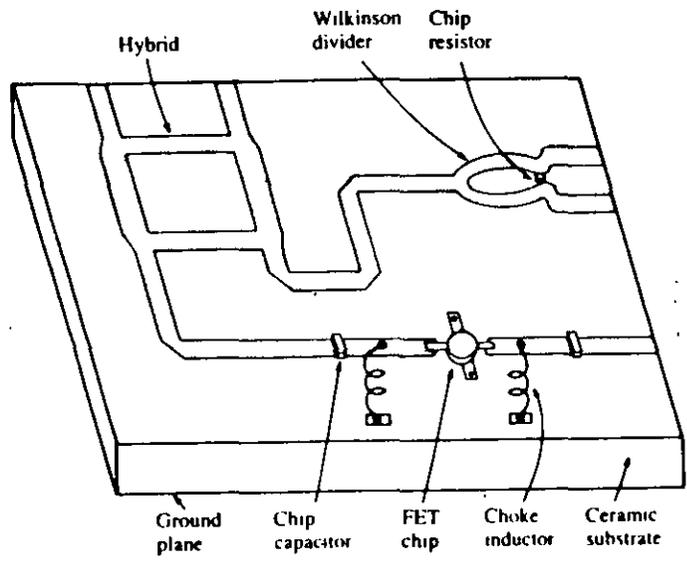
CAPACITOR SERIE



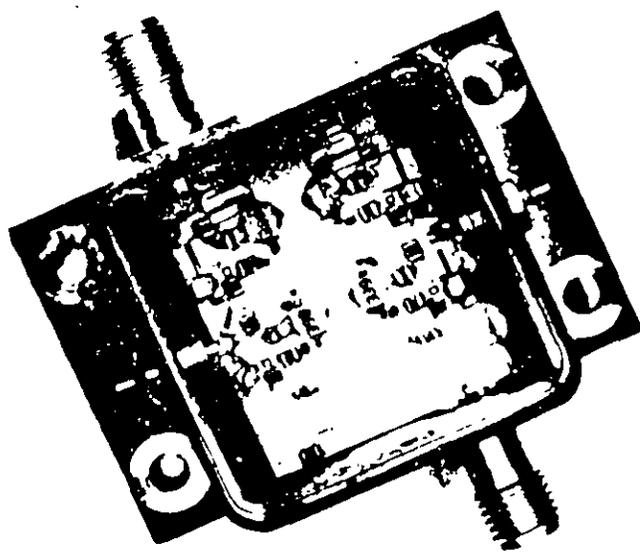
DIFICIL REALIZACION



LAY OUT



AMPLIFICADOR FET



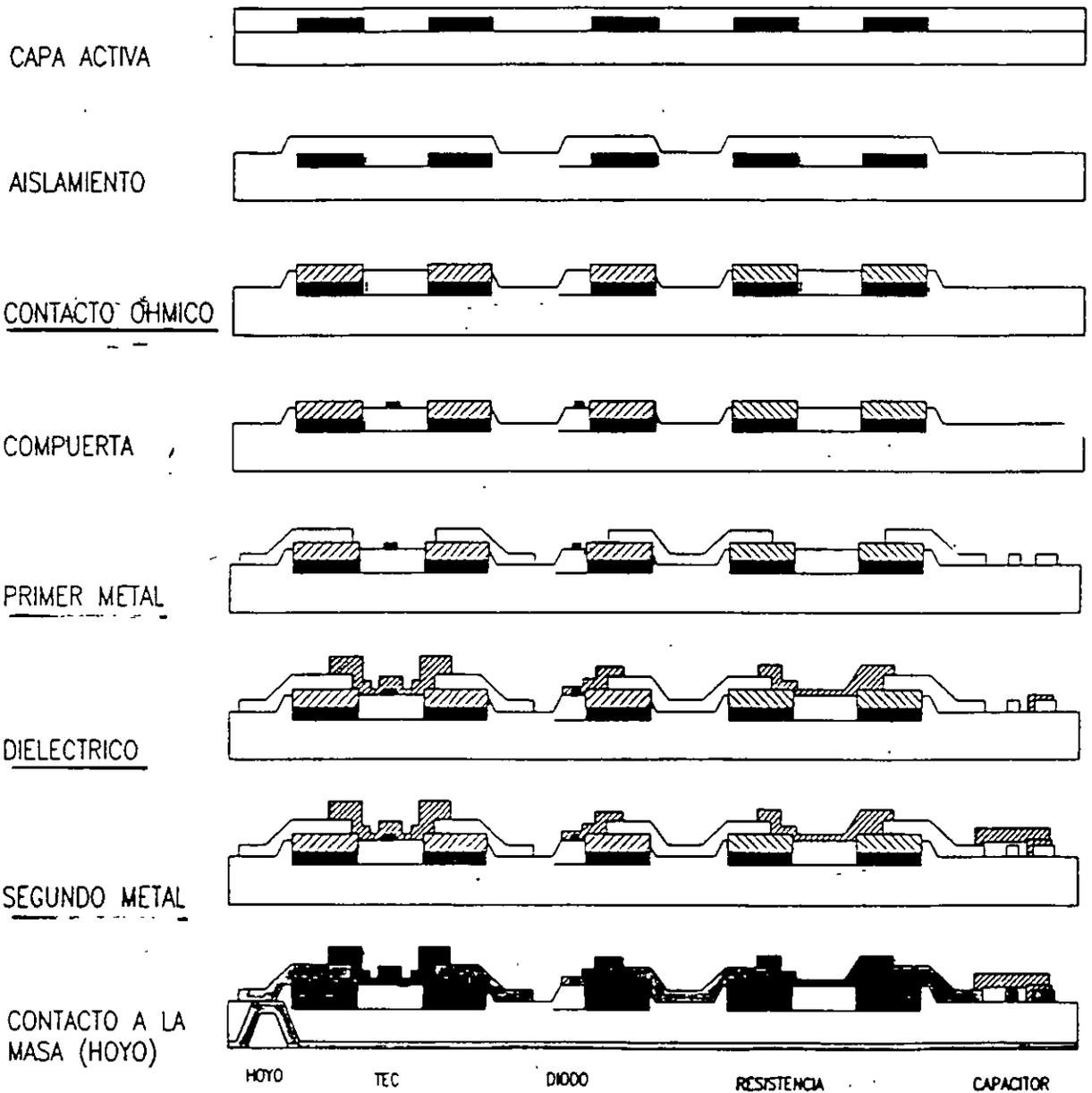
CIRCUITOS INTEGRADOS MONOLITICOS

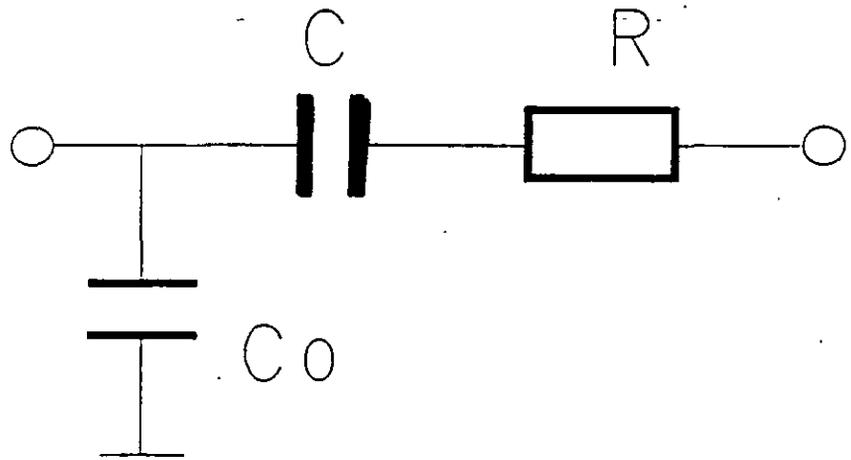
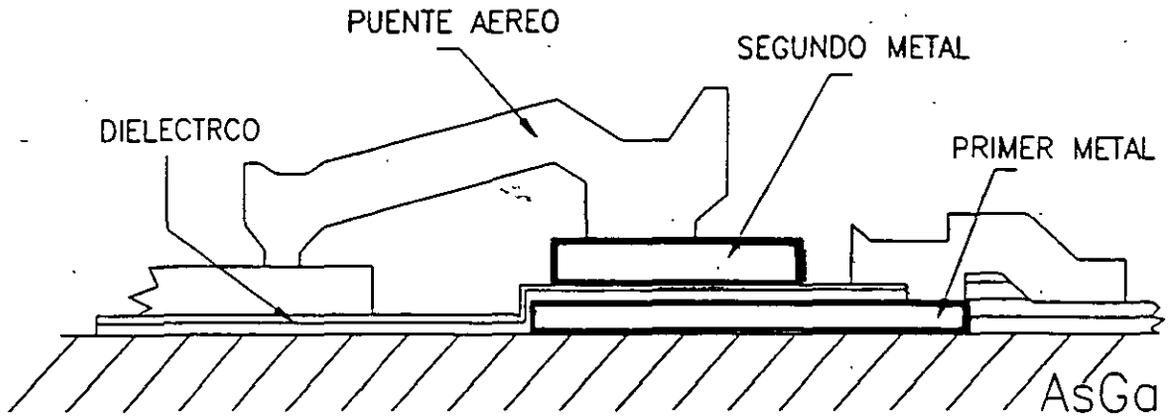
Todos los componentes activos y pasivos así como las interconexiones sobre el mismo substrato AsGa.

Los elementos se realizan por medio de depósitos sucesivos de metales y dieléctricos y en algunos casos ataques químicos.

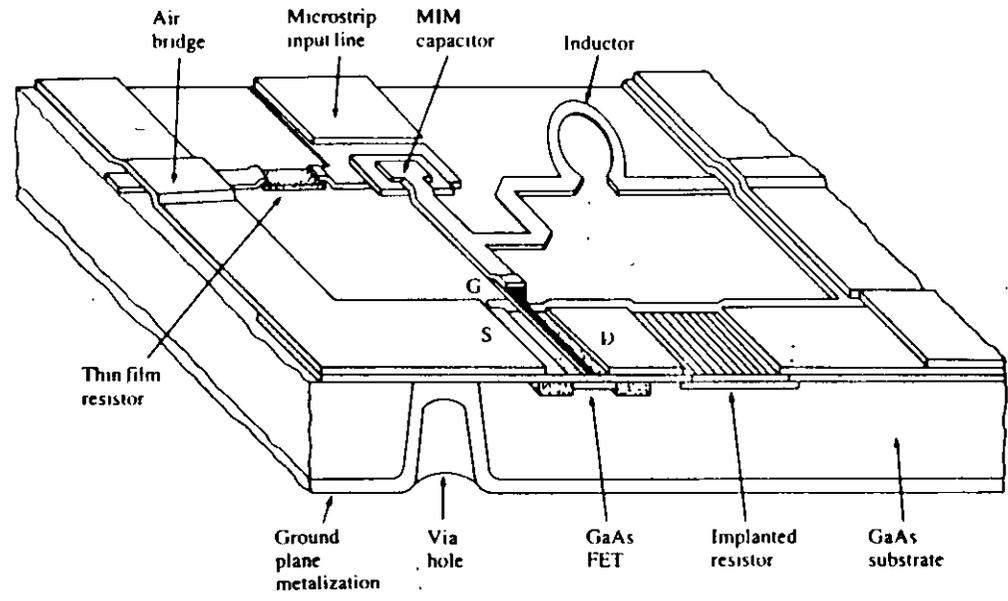


ETAPAS DE LA TECNOLOGIA MONOLITICA MICROONDAS

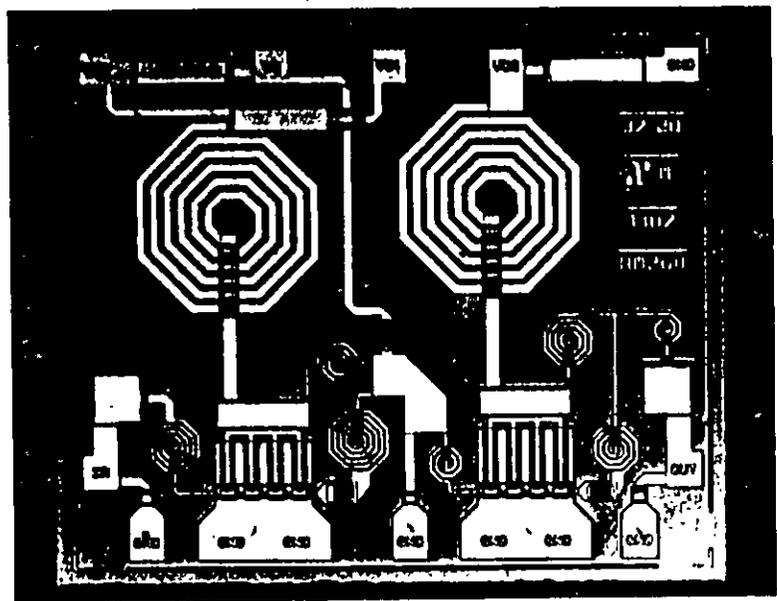




LADO DE LA ARMADURA INFERIOR

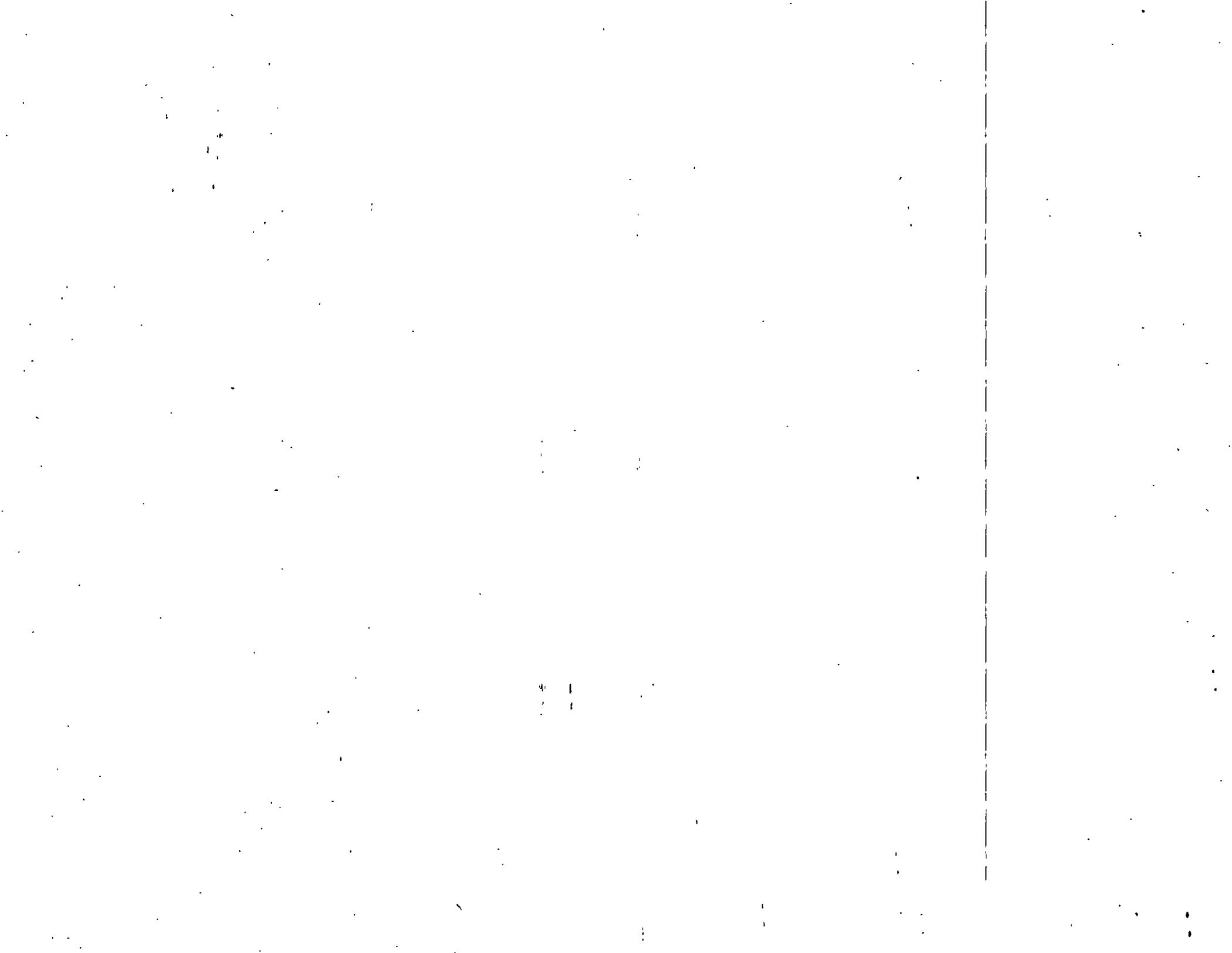


LAYOUT



AMPLIFICADOR
 a
 2 ETAPAS
 GaAs MESFET

Aplicaciones Radio Microondas



SISTEMAS RADAR

APLICACIONES CIVILES

Vigilancia en aeropuertos

Navegación marina

Radar climatológico

Altímetro

Aterrizaje aéreo

Medida de la velocidad (policia)

Mapeo

APLICACIONES MILITARES

Navegación marina y aérea

Detección y rastreo

aviones, misiles, etc.

Guia de misiles

Armas teleguiadas

Reconocimiento

APLICACIONES CIENTIFICAS

Astronomía

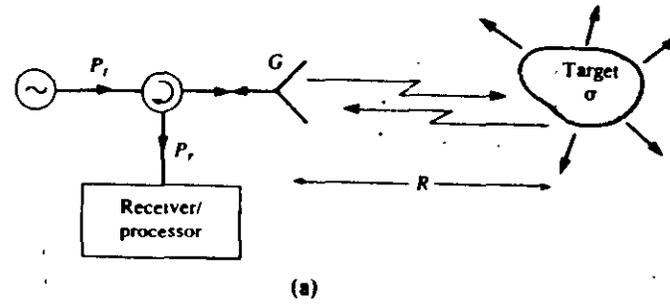
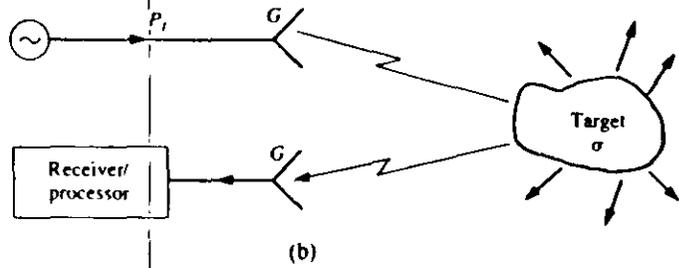
Mapeo e imágenes

Medida de la distancia

Sensado de los recursos

naturales

ECUACION DE RADAR

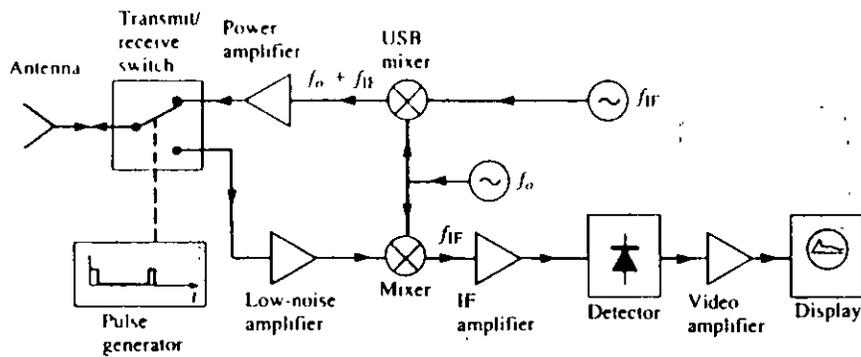


$$P_R = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4}$$

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 P_{min}} \right]^{1/4}$$

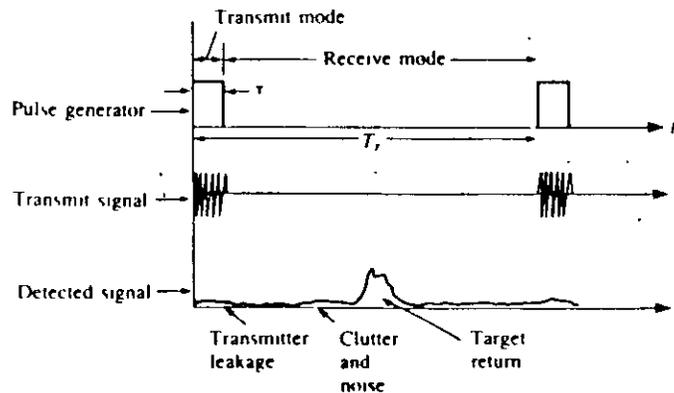
RADAR A IMPULSIONES

Rango del objeto a detectar ??

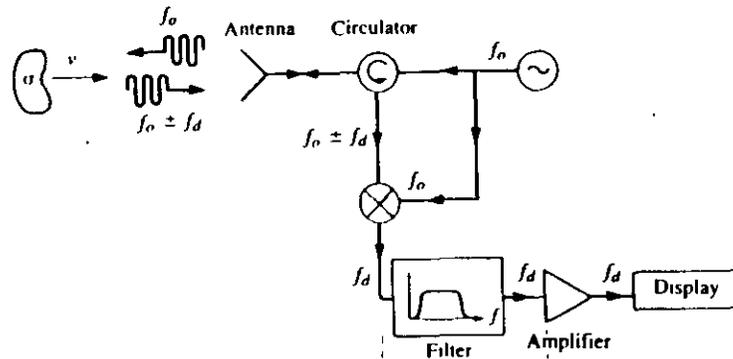


τ ancho del pulso de transmision
100 ms a 50 ns

$f_R = \frac{1}{T_R}$ frecuencia de repeticion
100 Hz - 100KHz



SISTEMAS RADAR DOPPLER



Frecuencia Doppler

$$f_D = \frac{2v f_0}{c}$$

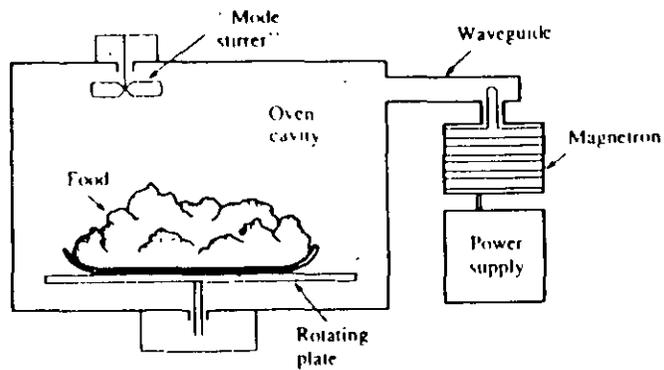
c velocidad de la luz
 v velocidad del objeto

Senal recibida

$$f_0 \pm f_0$$

+ objeto acercandose
 - objeto alejandose

CALENTAMIENTO POR MICROONDAS

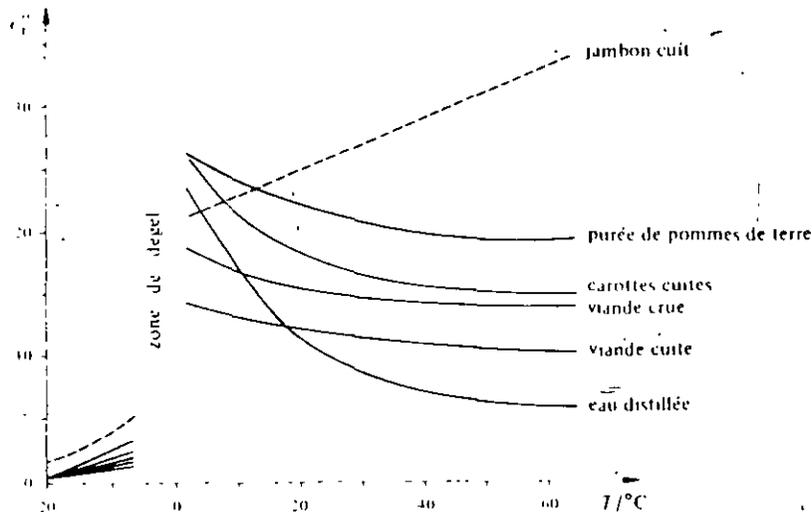


Descubrimiento: • 1945

Principio: • Magnetron a 2.45 GHz

• $q \sim 10 \text{ kW}$

• Radiación electromagnética transformada en calor

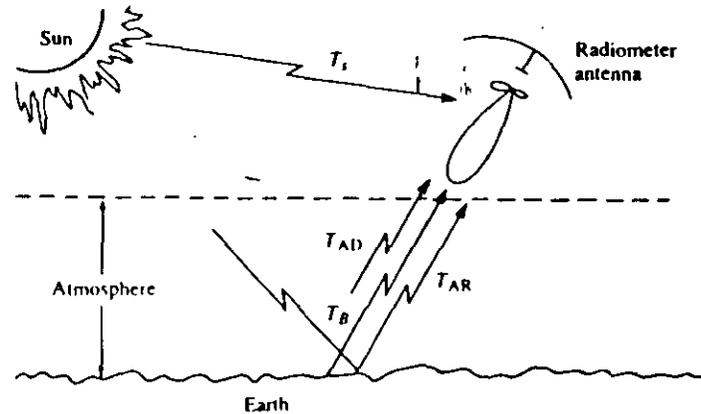


$$P_{abs} = 2\pi E_0 |E|^2 \epsilon''$$

P_{abs} potencia media convertida en calor

ϵ'' constante dieléctrica según los alimentos

RADIOMETRIA



Environmental Applications

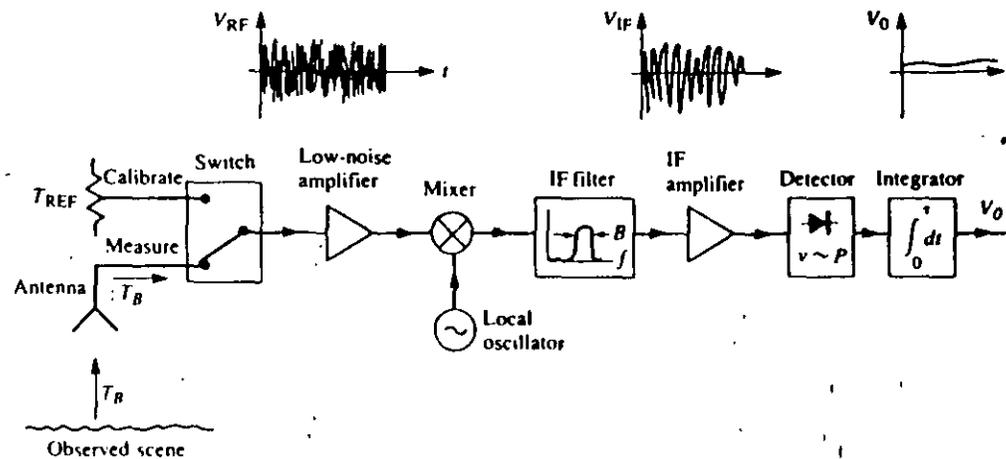
- Measurement of soil moisture
- Flood mapping
- Snow cover/Ice cover mapping
- Ocean surface windspeed
- Atmospheric temperature profile
- Atmospheric humidity profile

Military Applications

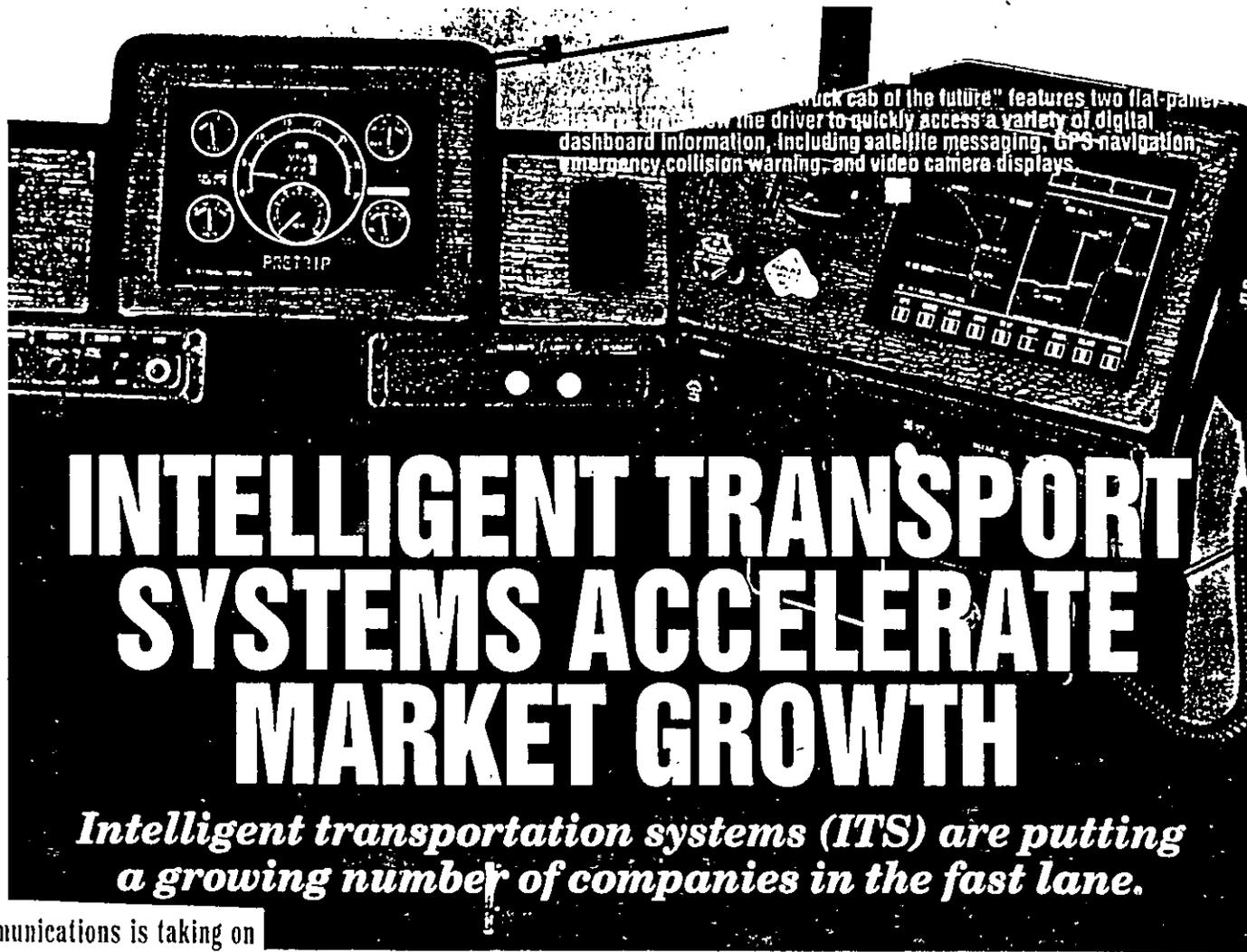
- Target detection
- Target recognition
- Surveillance
- Mapping

Astronomy Applications

- Planetary mapping
- Solar emission mapping
- Mapping of galactic objects
- Measurement of cosmological background radiation



SISTEMAS DE TRANSPORTE INTELIGENTES



INTELLIGENT TRANSPORT SYSTEMS ACCELERATE MARKET GROWTH

*Intelligent transportation systems (ITS) are putting
a growing number of companies in the fast lane.*

MOBILE communications is taking on new meaning as intelligent transportation systems (ITS) gain market acceptance.

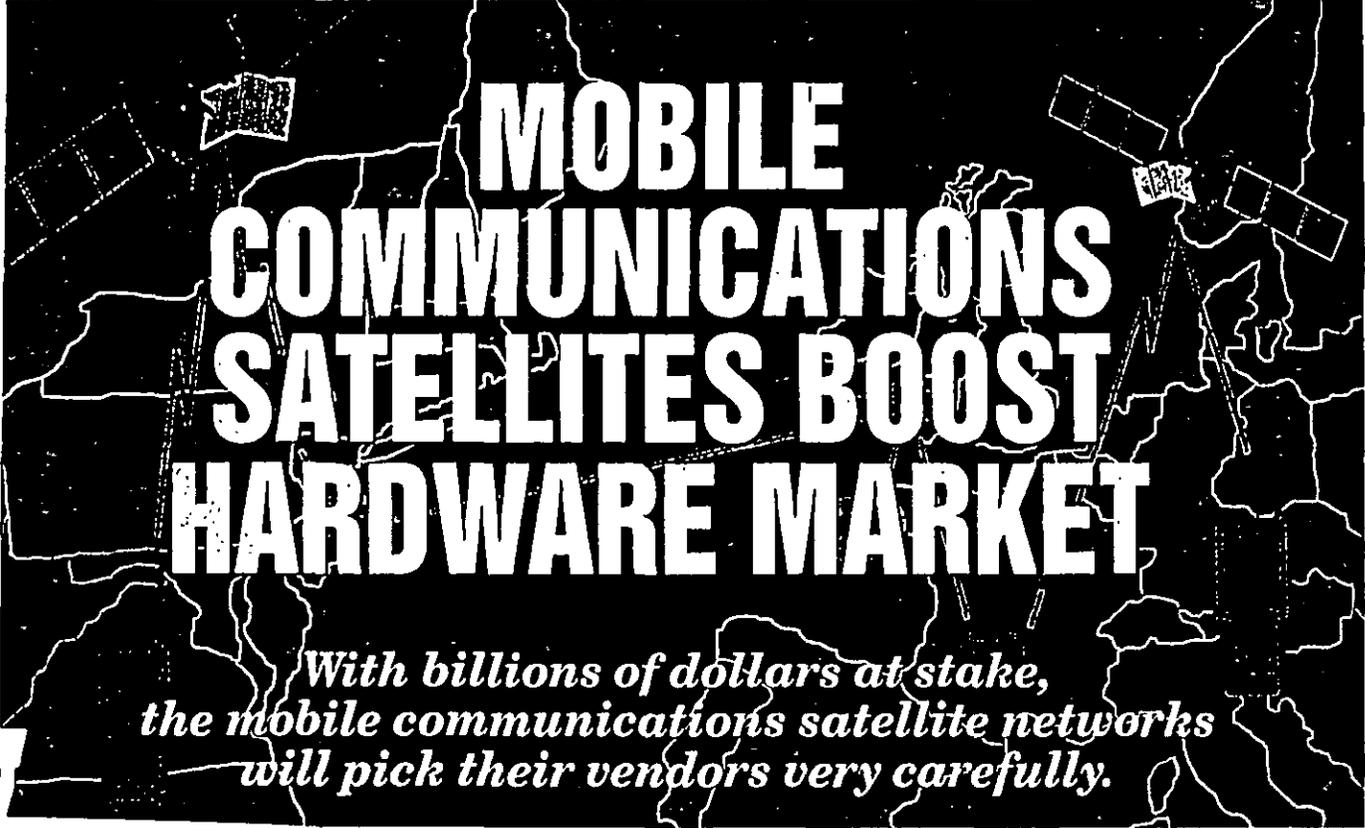
Four million electronic highway toll tags have already been issued and 161,000 vehicles are using satellites for navigation in the U.S. Several American, European, and Japanese automakers are expected to

COMUNICACIONES MOBILES



Volvo and Siemens have in-car navigation systems. Delco Electronics offers services for restaurants, theaters, and services.

COMUNICACIONES MOBILES

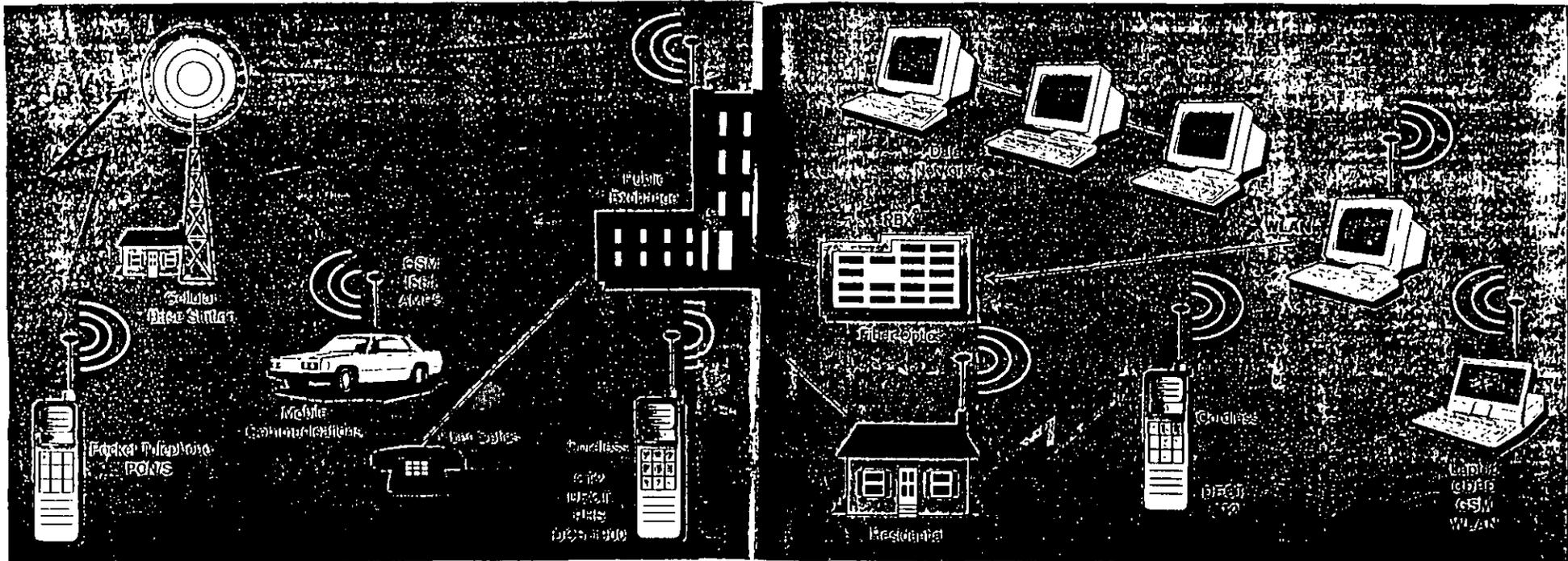


MOBILE COMMUNICATIONS SATELLITES BOOST HARDWARE MARKET

*With billions of dollars at stake,
the mobile communications satellite networks
will pick their vendors very carefully.*

WITH the Federal Communications Commission (FCC) poised to begin licensing space-based mobile phone systems, vendors are queuing up to design and build everything from the satellites themselves to ground-station hardware and other major systems and subsystems that will eventually serve business travelers as well as remote towns and villages throughout the world. Billions of dollars are at stake, but some winners have already emerged.

ACCESO INALAMBRICO



THE industry's vision that virtually everything that is wired will eventually be wireless may still be a long way off, but the pace clearly quickened during two recent major trade shows—the *Microwaves & RF*-sponsored WIRELESS Symposium & Exhibition in Santa Clara, CA and the Cellular Telecommunications Industry Association's (CTIA's) annual meeting, held this year in New Orleans, LA.

COMUNICACIONES TERRESTRES

Interes

- buena directividad con antenas a dimensiones modestas
- Ancho de banda grande permitiendo altas tazas de informacion
- Abajo de 10Ghz FDM, arriba de 10 Ghz TDM

Enlaces Microondas Analogos 4/6 Ghz

- Instalado por la B.T. para servicio telefonico y de television
- Modulacion de frecuencia
- Distancia entre estaciones entre 40 Km y 100 Km

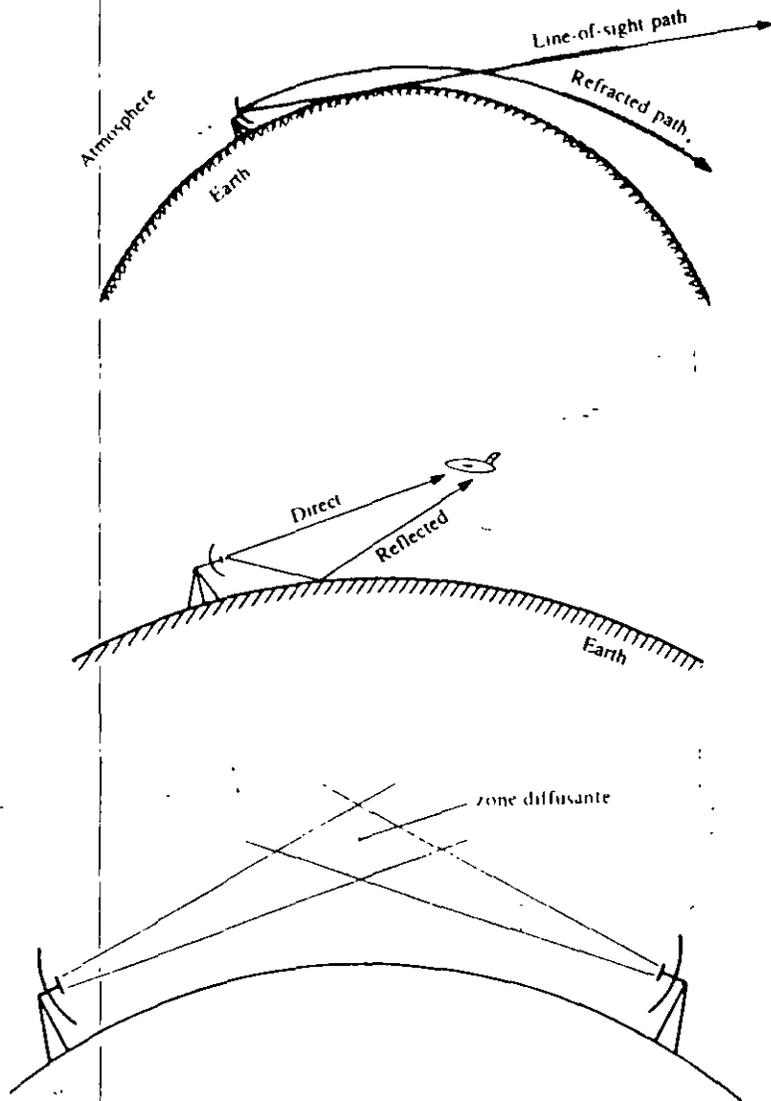
Enlaces de tipo TROPOSCATTER

- Distancias superiores a 200 Km, p.e. entre la tierra y las estaciones en el mar del norte
- Dado que el angulo de difusion debe ser lo mas pequeno posible la antena debe estar a una altura elevada

Enlaces Digitales Microondas

- A frecuencias de 11 Ghz o mas elevadas
- Modulacion QPSK a 70 Mb/s

PROPAGACION ATMOSFERICA



• Propagación Línea de visión

• Propagación multi trayectorias

• Propagación Troposférica

Enlaces Terrestres

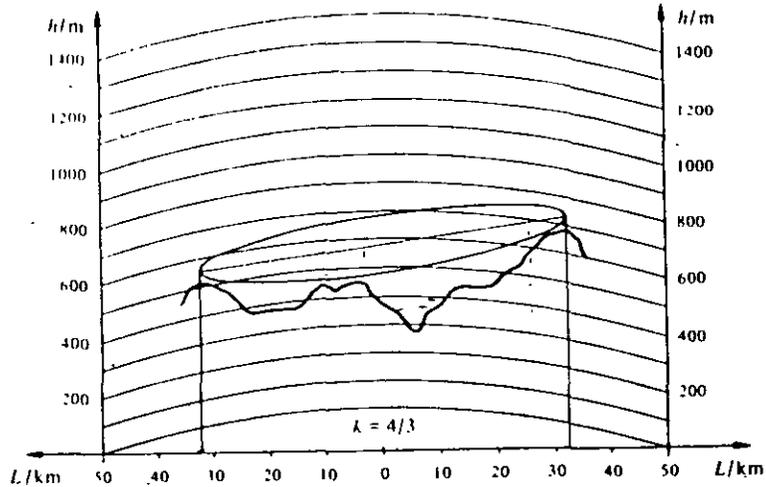


Diagrama
altitud - posición

Enlace Terrestre
sobre la tierra
con radio

$$R_T = K R$$

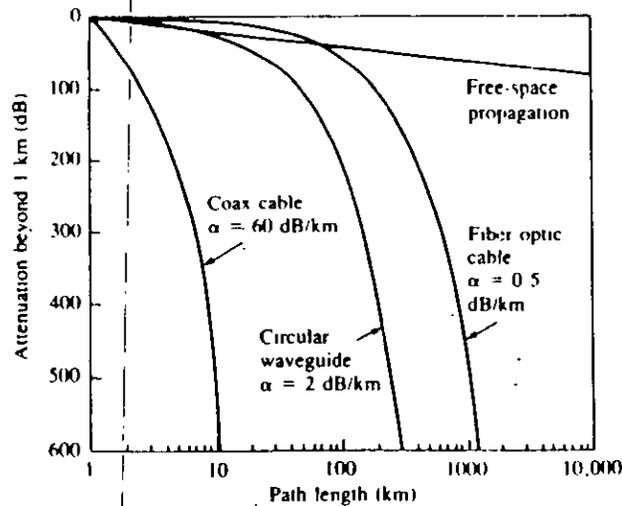
donde

$$K = 4/3$$

R = radio de la
tierra

SISTEMAS DE COMUNICACION MICROONDAS

Transmisión de señales de voz, de datos y de televisión por medio de enlaces interurbanos y/o espaciales



Sistemas de onda guiada

- Línea coaxial y guía de onda
- limitación a ~ 1 Ghz

- Fibra Optica; inmunidad EM, atenuación

- Potencia $\downarrow \rightarrow e^{-2\alpha z}$

- aplicaciones: telefonía larga distancia, líneas de acceso,,
conexión de antenas, sensado, etc.

Sistemas de Enlace Radio

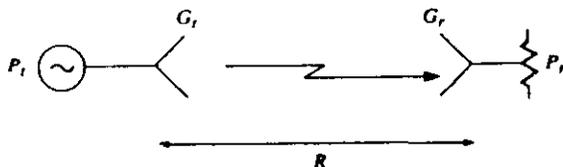
- Propagación radio microondas; línea de visión

- Transmisión de alto volumen de información

- $f_c = 4$ Ghz $> 1000,000$ canales de voz o 66 canales de televisión

- Potencia $\downarrow \rightarrow 1/R^2$

ENLACE DE RADIO MICROONDAS



Potencia Recibida
$$P_R = P_t \frac{G_t G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

Ecuacion de Transmision de Potencia de FRIIS

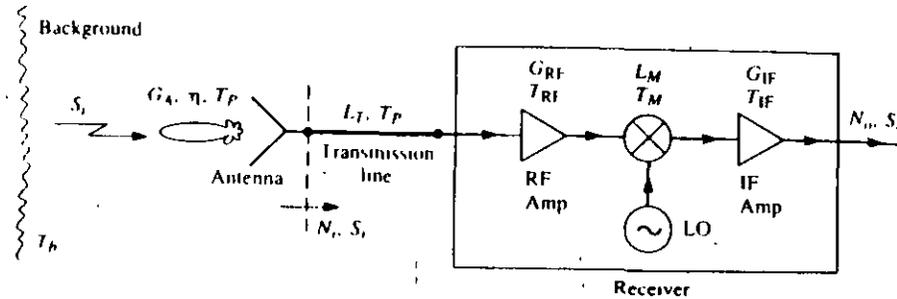
Ejemplo: Una estacion terrena transmite una potencia de 120 W a 6 GHz con una ganancia de la antena de 42 dB. La antena del satelite geostacionario tiene una ganancia de 31 dB. Cual es la potencia recibida en dBm?

Solucion: $G_t = 10^{42/10} = 15849$, $G_R = 10^{31/10} = 1259$, $\lambda = 0.05\text{m}$ y $R = 36000\text{km}$

$$P_R = \frac{120(15849)(1259)(0.05)^2}{(4\pi)^2 (36 \times 10^6)^2} = 2.94 \times 10^{-11} \text{W} = -75.3 \text{dBm}$$

RUIDO EN UN RECEPTOR MICROONDAS

Nivel minimo de senal detectable en el receptor?



Relacion senal a ruido a la salida del receptor

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{kBT_{sys}}$$

$$T_{sys} = T_A + T_{TL} + L_t T_{REC}$$

$$T_A = \eta T_b + (1 - \eta) T_p$$

$$T_{TL} = (L_t - 1) T_p$$

$$T_{REC} = T_{RF} + \frac{T_M}{G_{RF}} + \frac{T_{IF} L_M}{G_{RF}}$$

$$K = 1.38 \times 10^{-23}$$

$$T = (F - 1) T_0$$

ENTRADA

S_i - potencia recibida

ANTENA

η - eficiencia

T_p - temperatura fisica

T_b - temperatura background

LINEA DE TRANSMISION

L_t - perdidas

T_p - temperatura fisica

RELACION SENAL A RUIDO EN EL RECEPTOR

Ejemplo: Un receptor microondas tiene los siguientes parámetros:

$$\begin{array}{lllll}
 f = 4.0 \text{ GHz} & \eta = 0.90 & L_T = 1.5 \text{ dB} & L_M = 6.0 \text{ dB} & F_F = 30 \text{ dB} \\
 B = 1 \text{ MHz} & T_p = 300 \text{ K} & G_{RF} = 20 \text{ dB} & F_M = 7.0 \text{ dB} & \\
 G_A = 26 \text{ dB} & T_b = 200 \text{ K} & F_{RF} = 30 \text{ dB} & G_{FI} = 30 \text{ dB} &
 \end{array}$$

Calcular la Relación señal a ruido a la salida del receptor para $S_i = -80 \text{ dBm}$.

Solución

$$G_{RF} = 10^{20/10} = 100$$

$$L_T = 10^{1.5/10} = 1.41$$

$$T_M = (F_M - 1)T_0 = (10^{7/10} - 1)(290) = 1163 \text{ K}$$

$$G_{FI} = 10^{30/10} = 1000$$

$$L_M = 10^{6/10} = 4.0$$

$$T_{RF} = (F_{RF} - 1)T_0 = (10^{3/10} - 1)(290) = 289 \text{ K}$$

$$T_{IF} = (F_{IF} - 1)T_0 = (10^{4/10} - 1)(290) = 84 \text{ K}$$

$$T_{REC} = 289 + \frac{1163}{100} + \frac{84(4.0)}{100} = 304 \text{ K}$$

$$T_{TL} = (L_T - 1)T_p = (1.41 - 1)300 = 123 \text{ K}$$

$$T_A = \eta T_b + (1 - \eta)T_p = 0.9(200) + (1 - 0.9)(300) = 210 \text{ K}$$

$$T_{sys} = T_A + T_{TL} + L_T T_{REC} = 210 + 123 + (1.41)(304) = 762 \text{ K}$$

$$k_B T_{sys} = 1.38 \times 10^{-23} (10^6) (762) = 1.05 \times 10^{-4} = -110 \text{ dBm}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{k_B T_{sys}} = -80 + 110 = 30 \text{ dB}$$



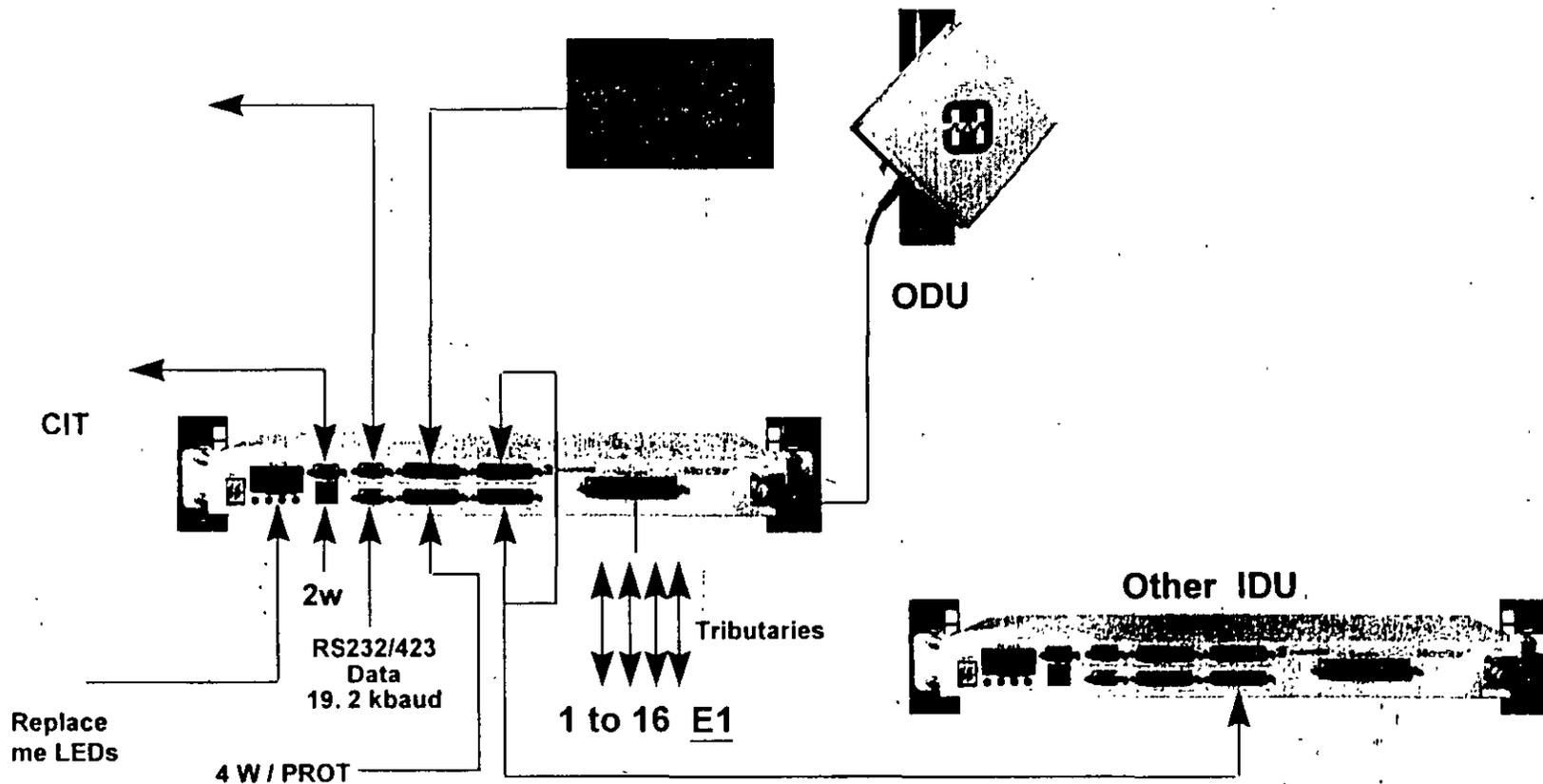
Sistemas Avanzados de Radio Digital



Radio Digital Avanzado

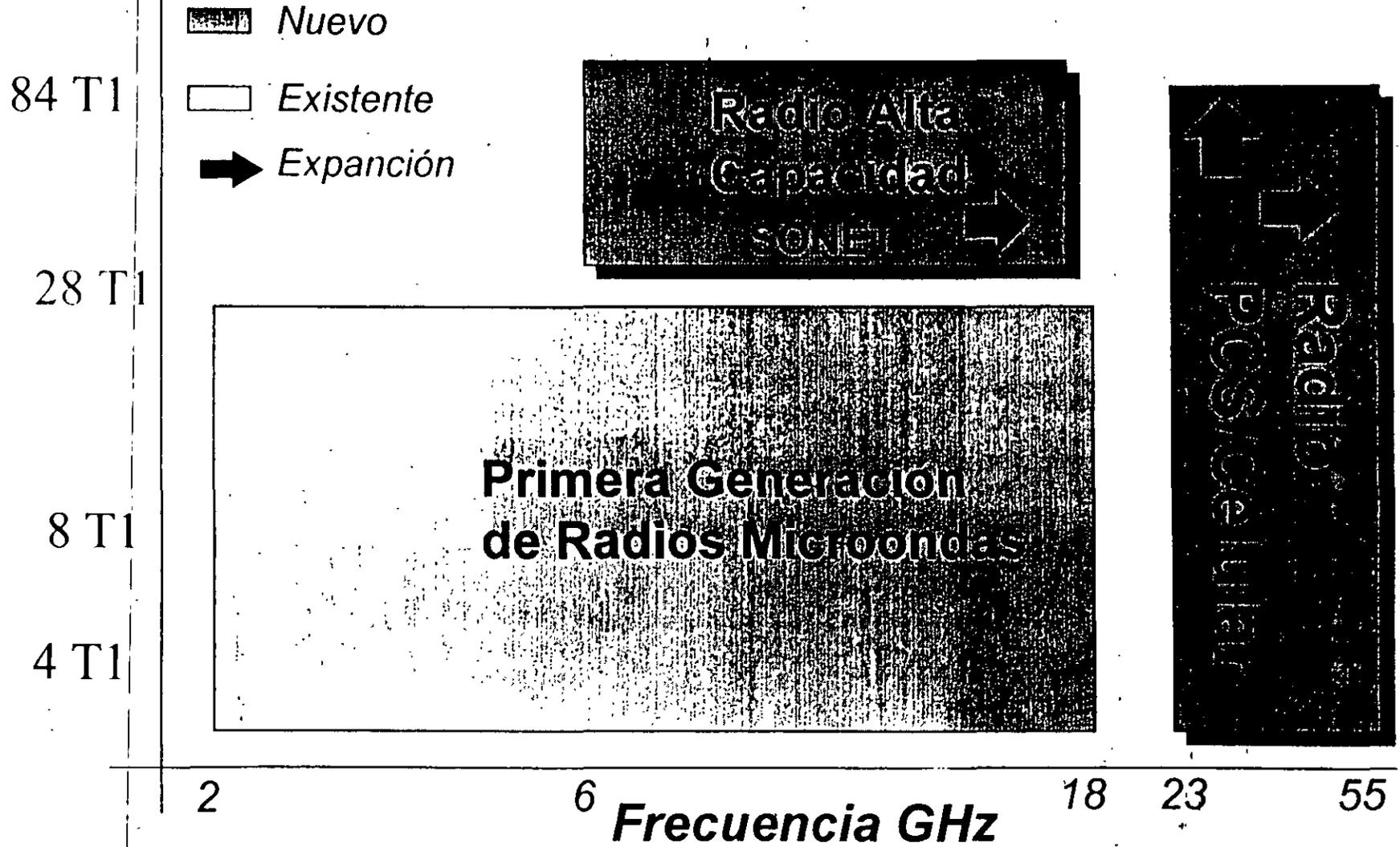
Unidad Interior

DVA o
FarScan/StarScan
NMS or SNMP

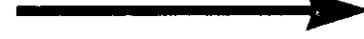
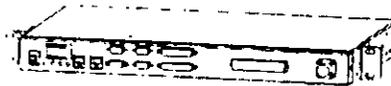
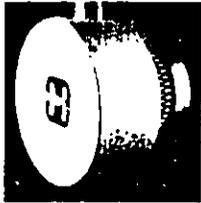


Capacidad

Productos



Radio Digital Microondas



Radio Digital

Actualización

Actualización por software de 1 to 8 DS1
Minimo costo de Operación (MTBF > 100,000
Hrs)

Instalación Rapida

Algunas semanas
Configuración con software
Rapida Instalación

Servicios en todo el Mundo

24 horas

Radio Digital Antena Plana

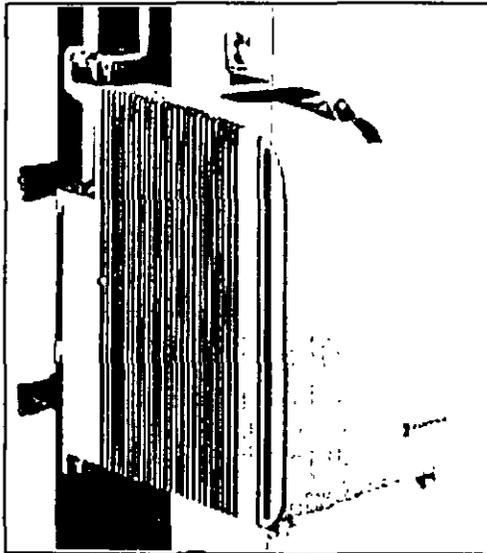
Valor Agregado

Antena "Invisible"
Expandible de 8 DS1 a DS3
Instalación más rapida

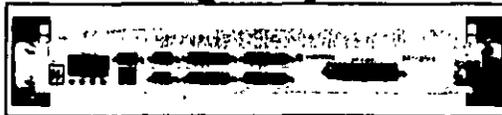
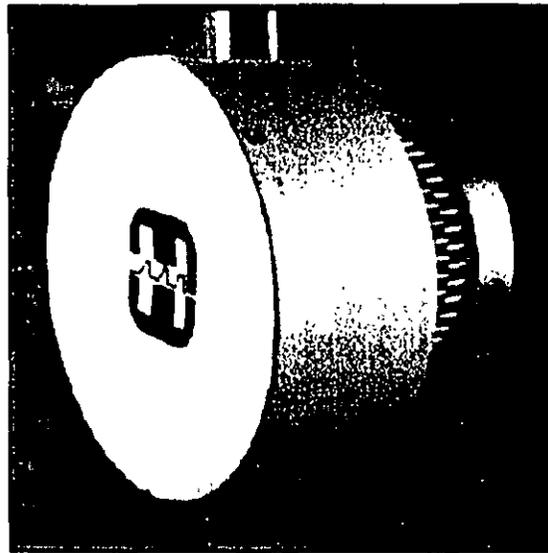
Mejor utilización del espectro (4/16 QAM)

Radio Digital Avanzado

15/18/23 GHz
4/8 DS1, DS3



38 GHz
4/8 DS1

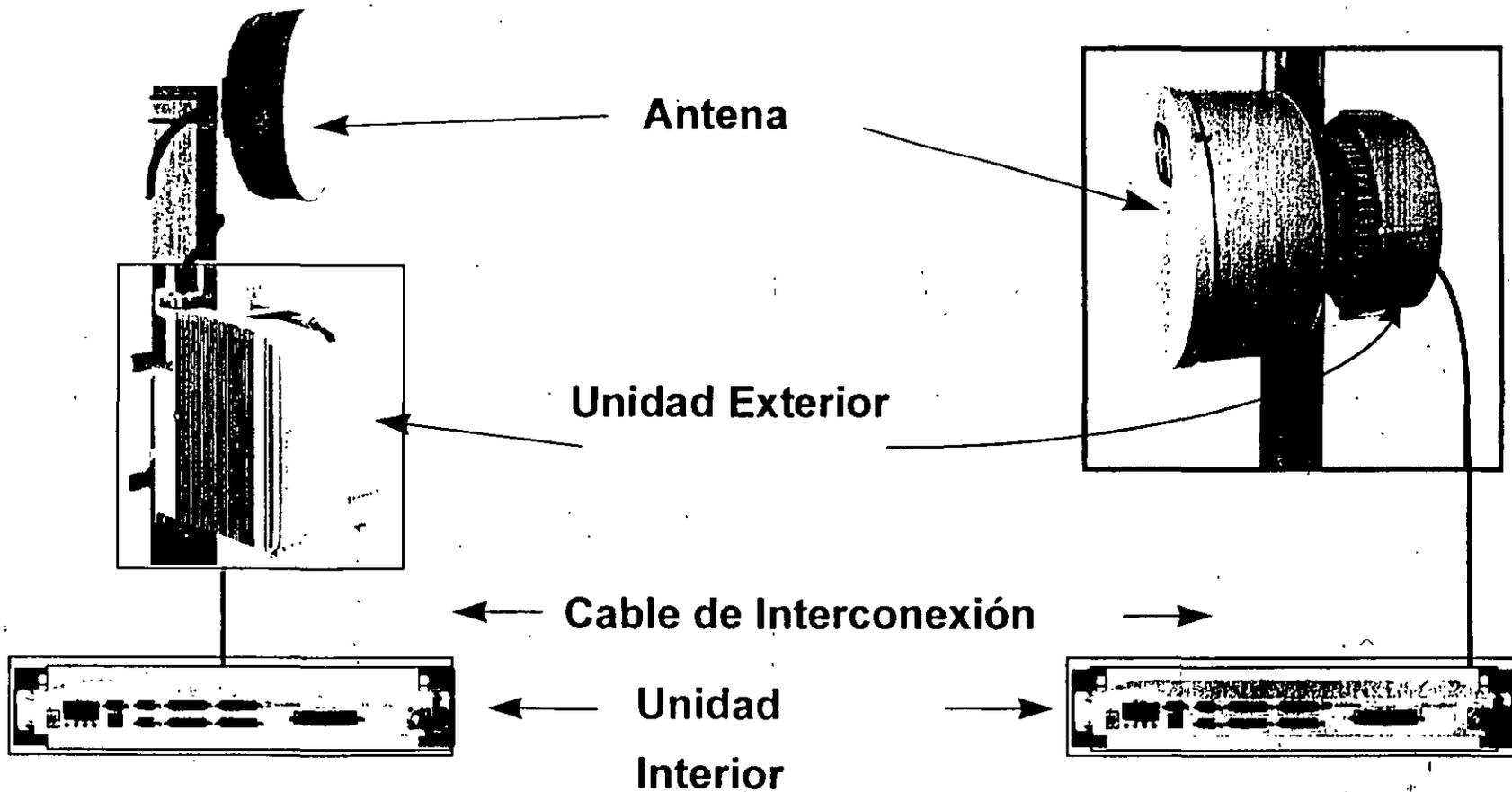


4 Level FSK

Radio Digital Avanzado

Arquitectura

4 Elementos

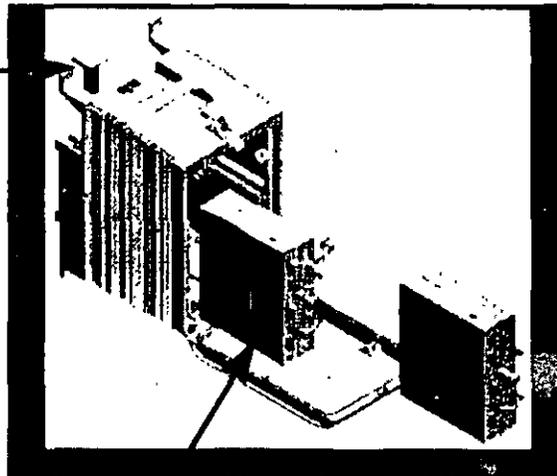


Radio Digital Avanzado

Unidad Exterior

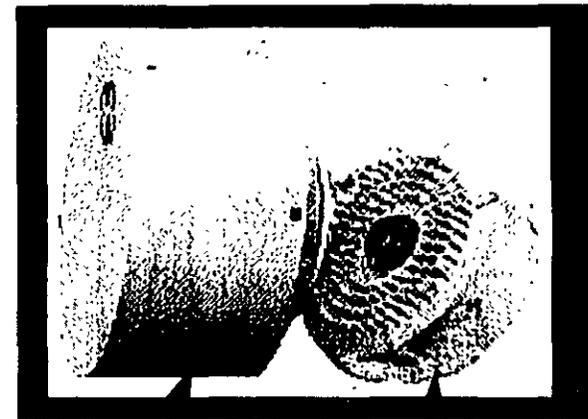
15/18/23 GHz

Puerto
a la
Antena



Transceptor

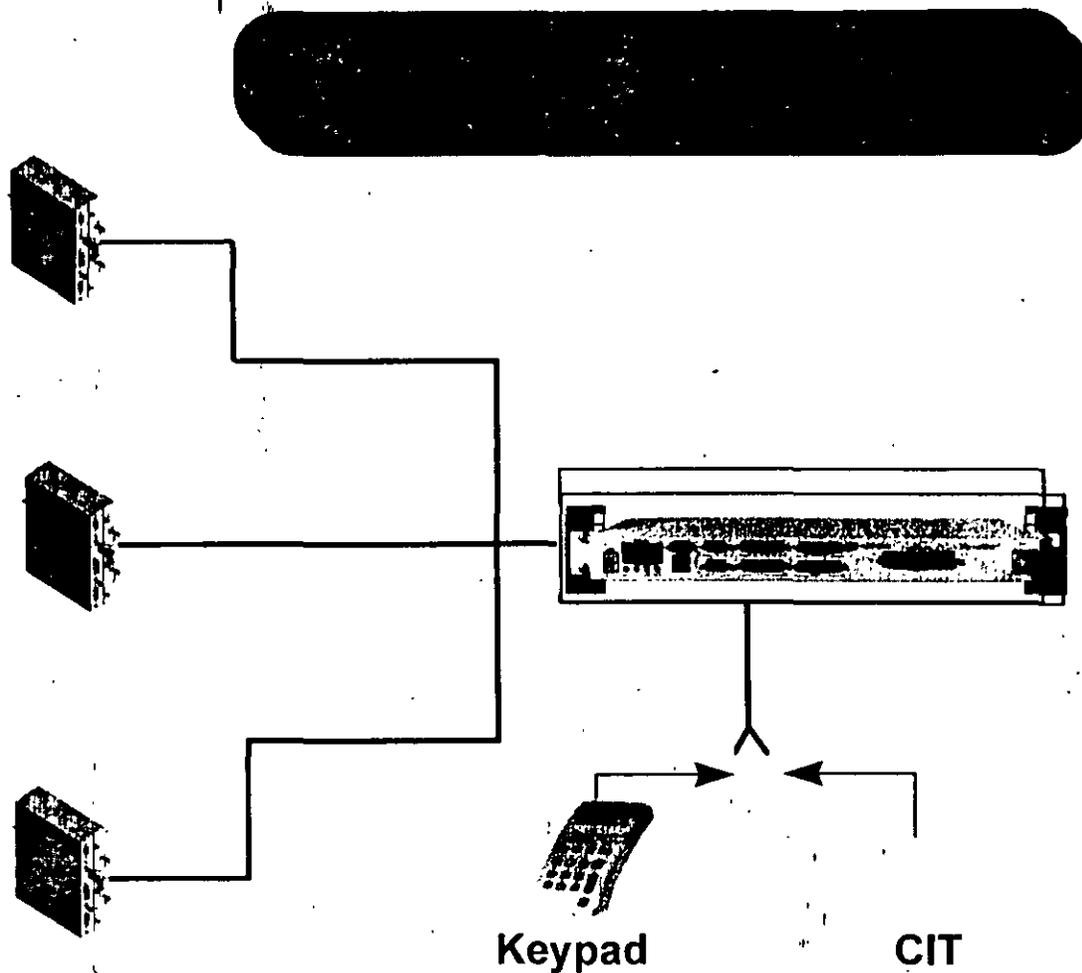
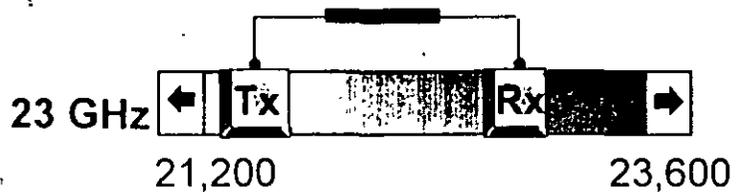
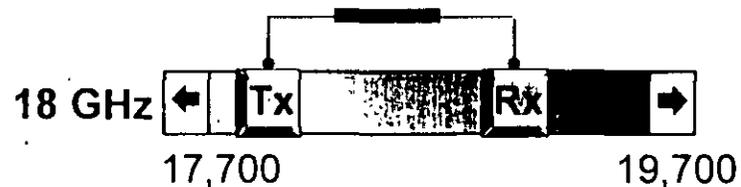
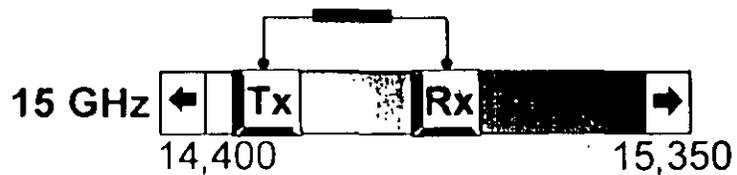
38 GHz



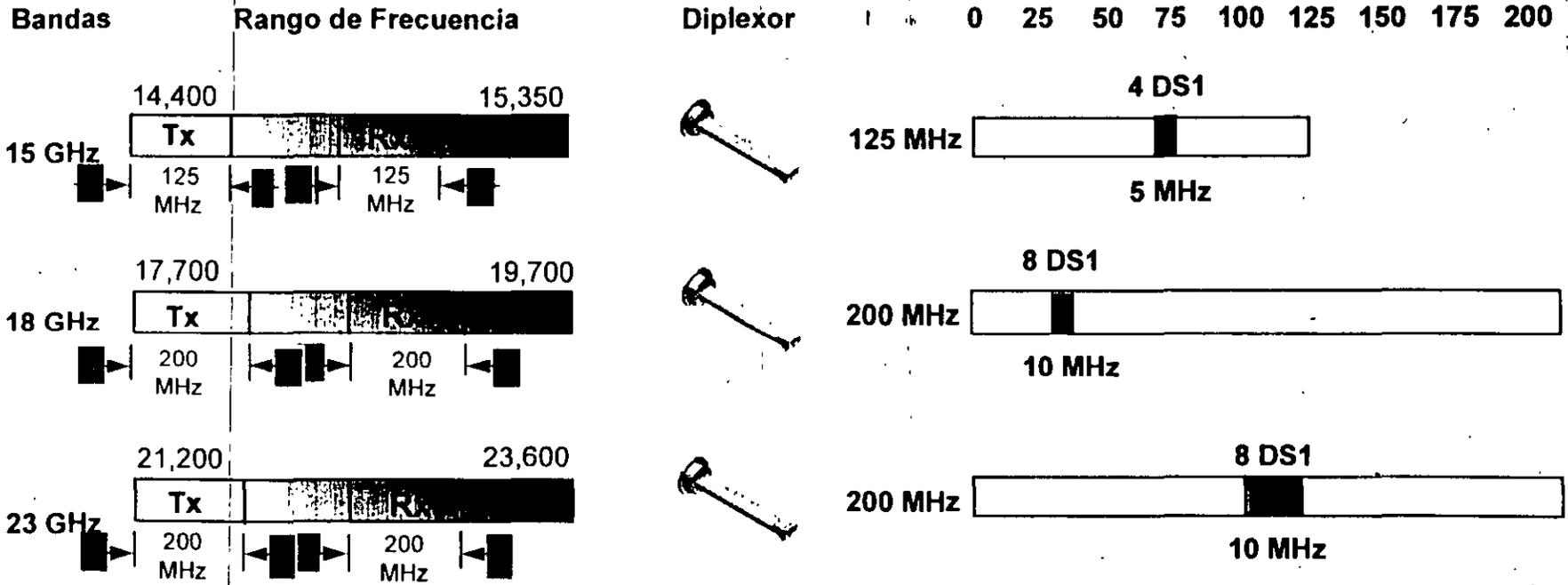
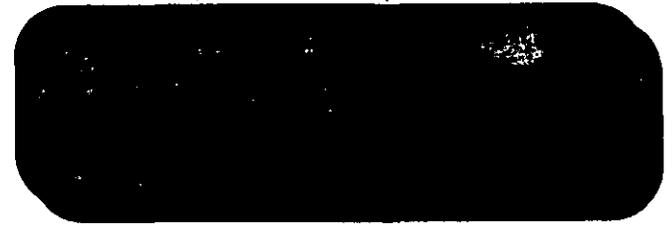
Antena

Transceptor

Radio Digital Avanzado



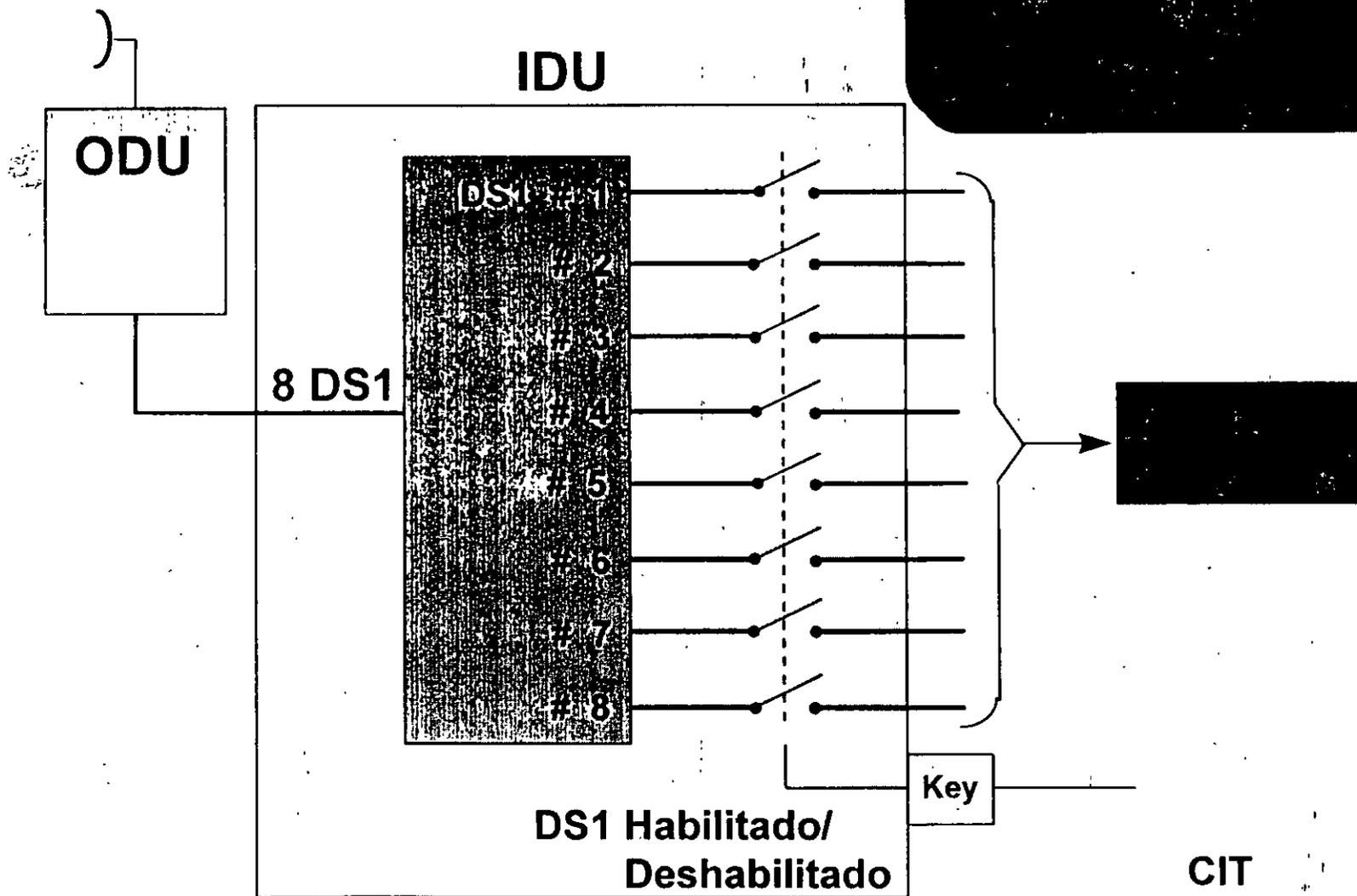
Radio Digital Avanzado



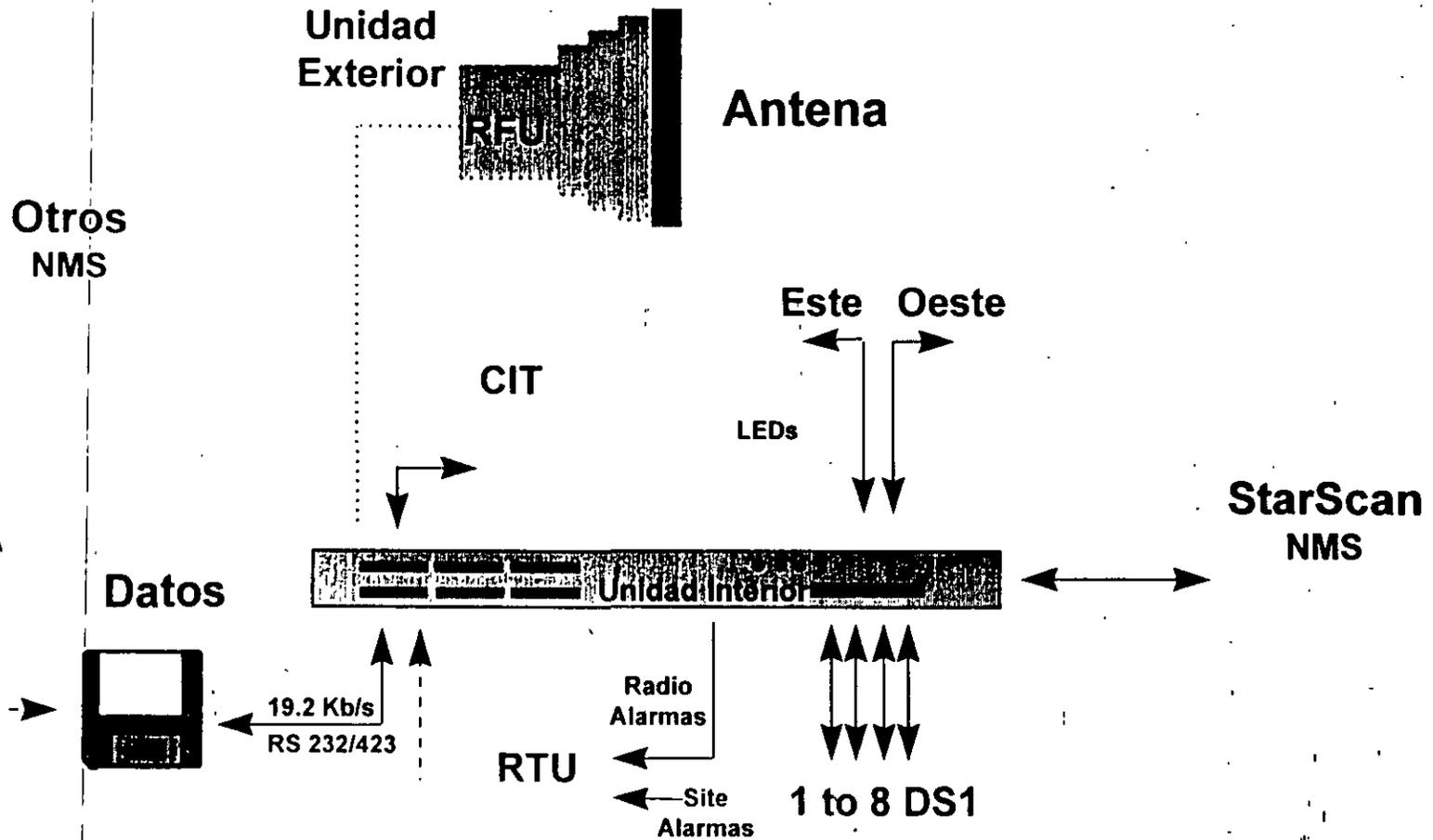
Capacidad del Canal

	5 MHz BW 4 DS1	10 MHz BW 8 DS1
15 GHz	25	12
18 GHz	40	20
23 GHz	40	20

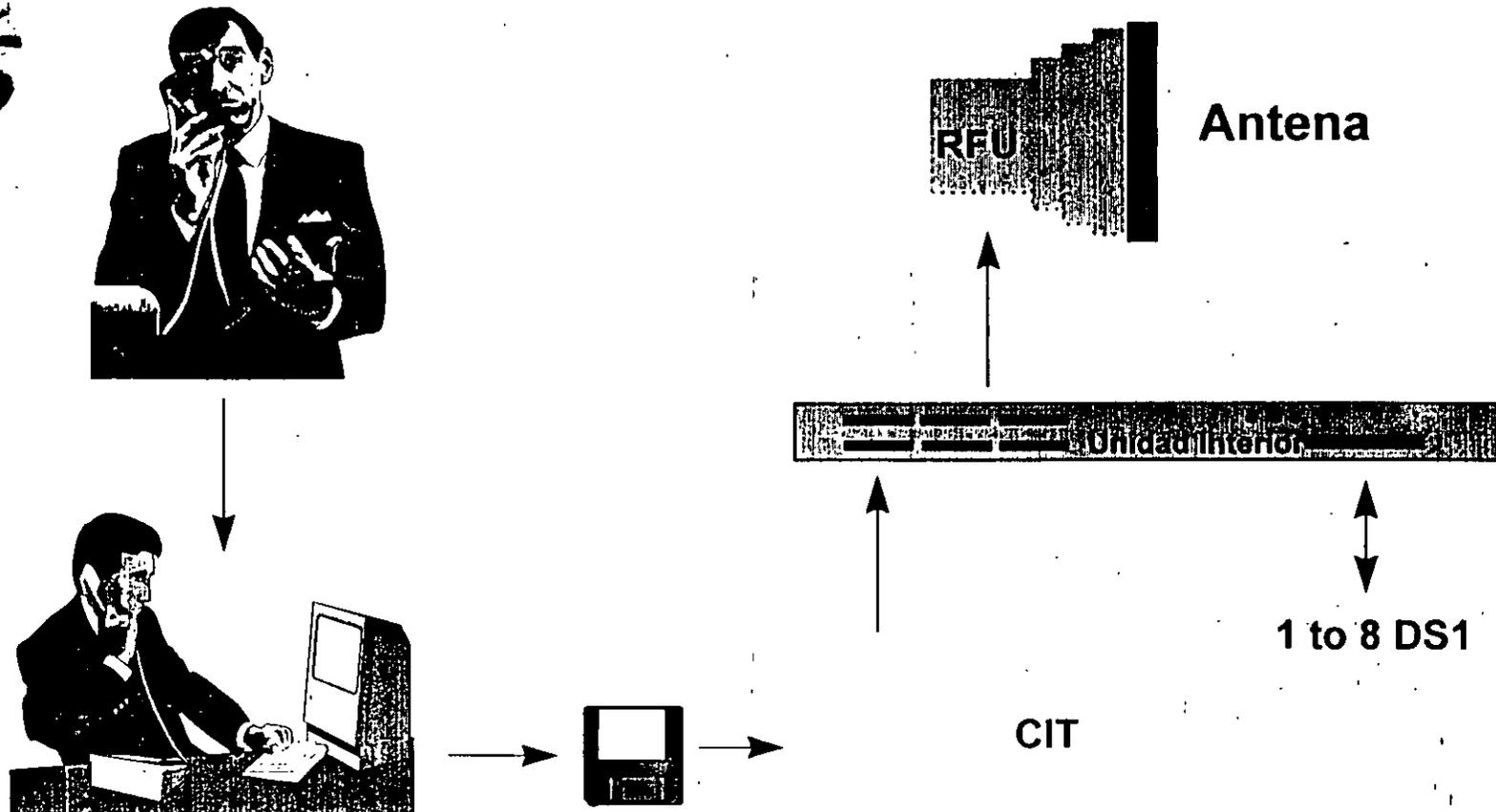
Radio Digital Avanzado



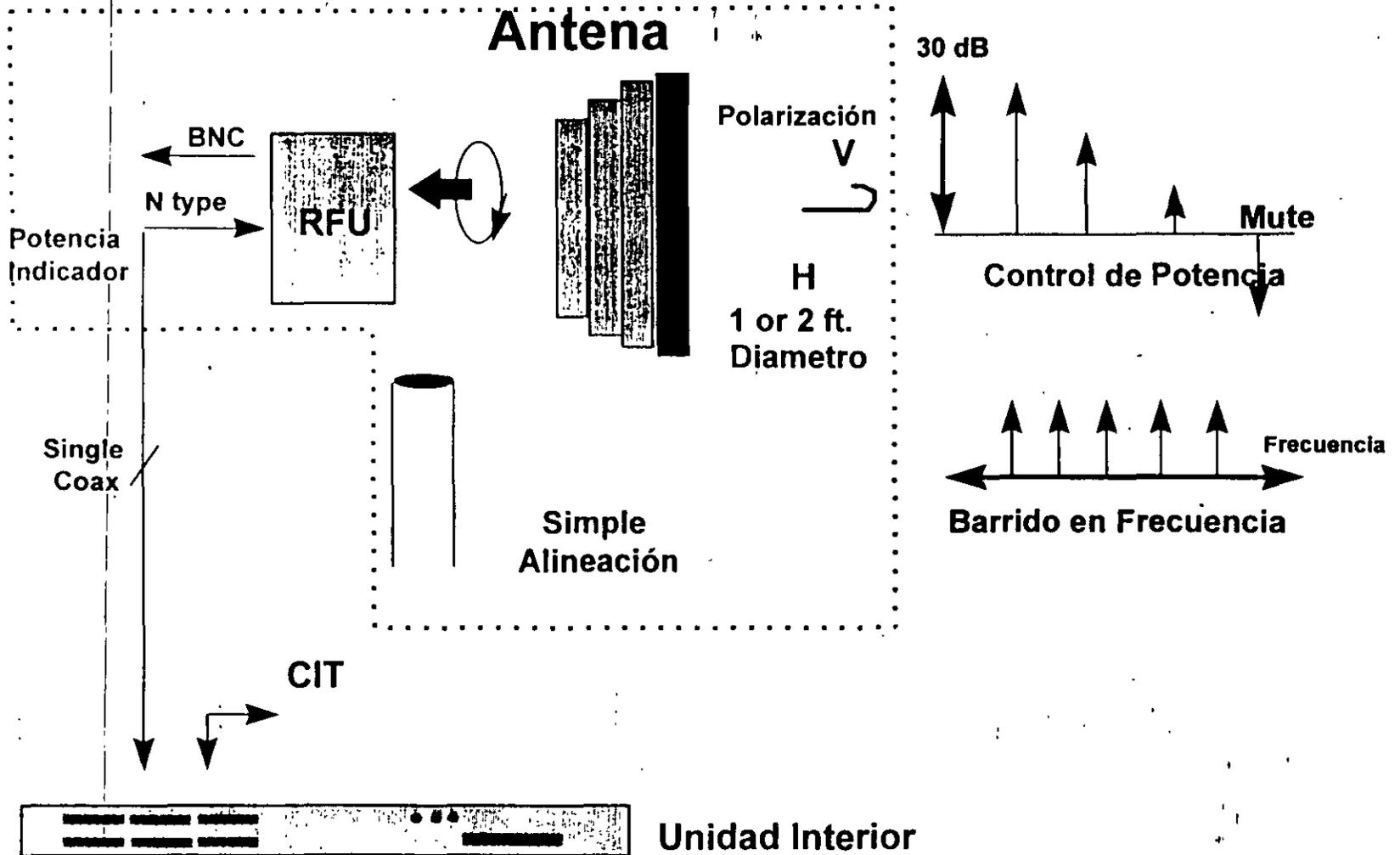
Unidad Interior Radio Digital



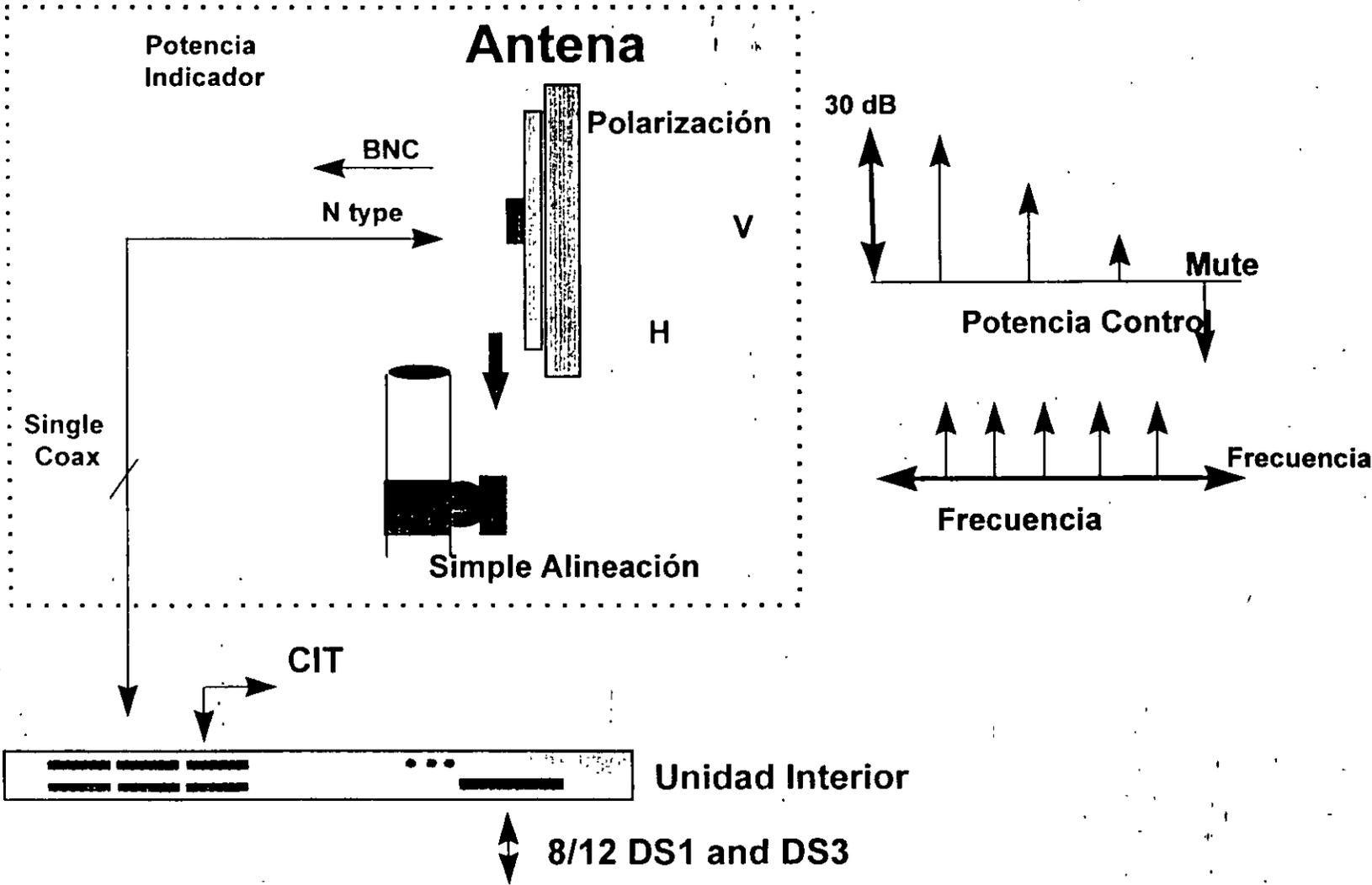
Actualización a Distancia



Unidad Exterior

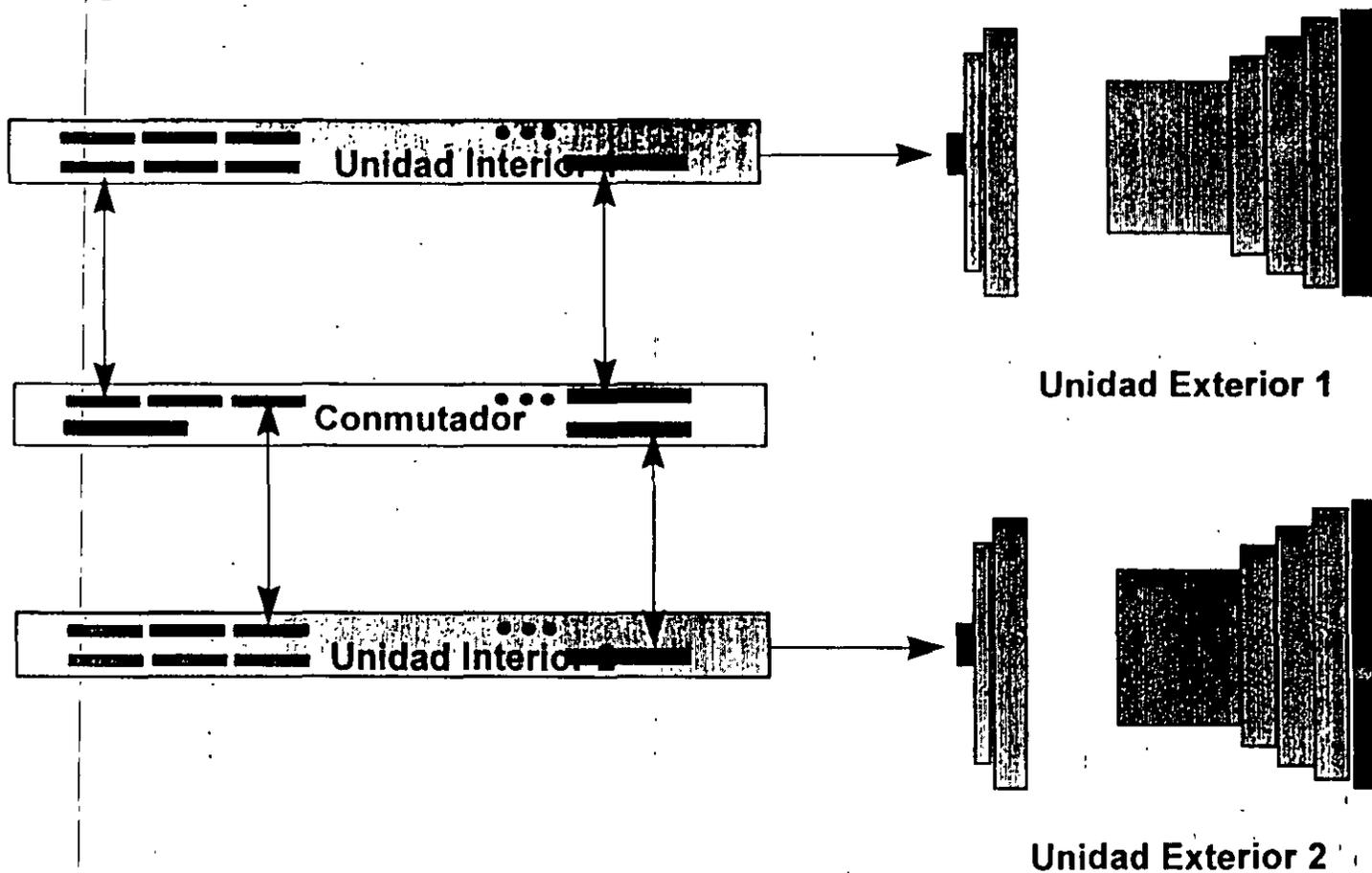


Antena Plana



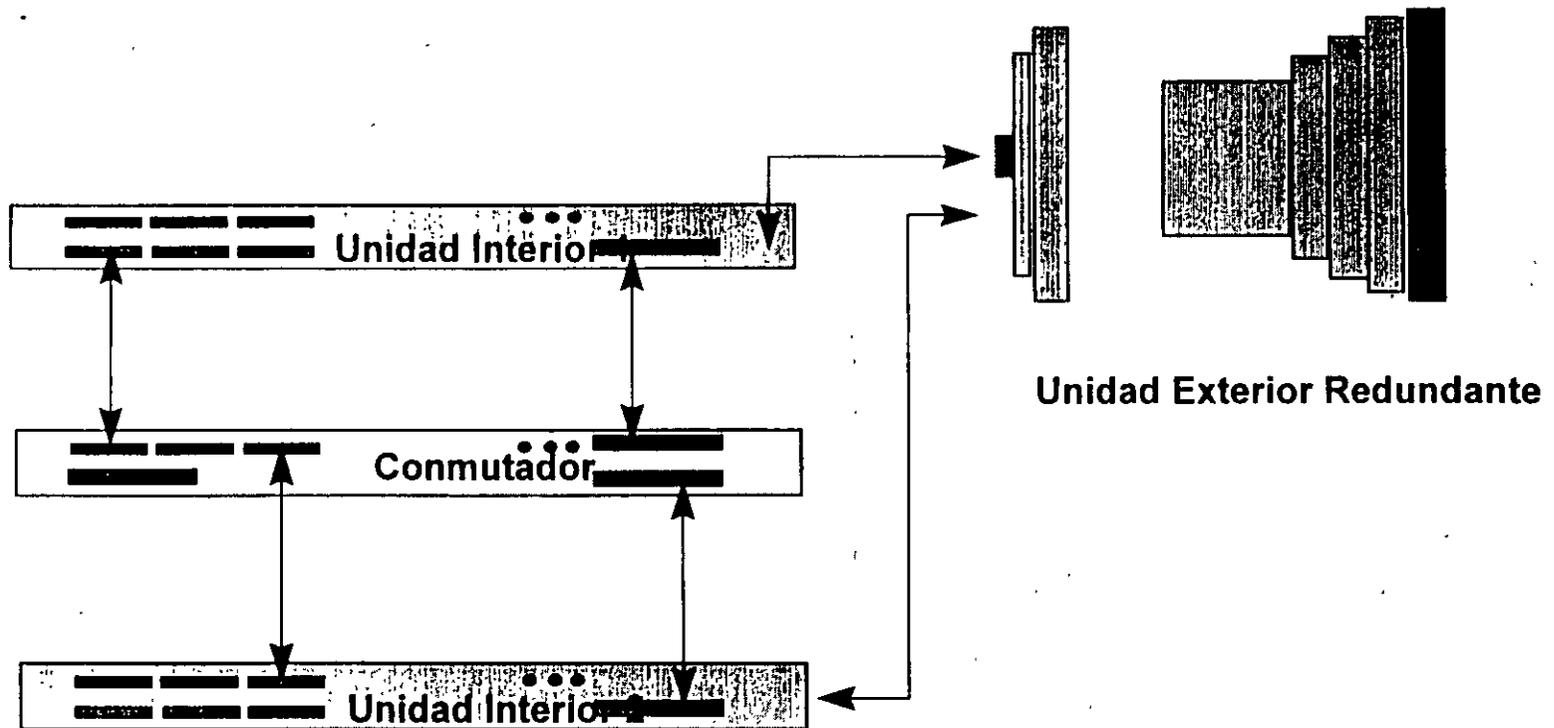
157

Esquema de Protección



158

Unidad Exterior Redundante



Beneficios del Radio Digital

Resumen

- **Capacidad de actualización del Software**
- **Solución económica**
- **Rapida Instalación**
 - **Entrega en par de semanas**
 - **Configuración en-sito (Potencia transmitida, Frecuencias)**
 - **Alineación de la Antena Simple y precisa**
- **Unidad de Radio.**
 - **Fácil reemplazo**
 - **Mantiene la Alineación de la Antena**
 - **Fácil mejoría de la Antena**
- **Plataforma Común para todas las Frecuencias**
- **Sin Opciones**
- **Puede ser Integrado con Otras Redes**

Radio Digital PCS/Celular

Resumen

- Sistema de Alta Capacidad (>8 DS1 hasta DS3)
- Expandible de 8 DS1 a DS3
- Eficiencia espectral con modulación QAM
- Antena "Invisible"
- Posibilidad de montaje en muros
- **En el Futuro Inmediato**
- Compatibilidad con Sonet a OC1
- Alineación Electrónica de la Antena

Aplicaciones

Rural

- **Larga Distancia y baja Capacidad**
- **Voz y Datos**

Ciudad

- **Cortas Distancias y Alta Capacidad**
- **PCS**
- **TV**
- **WLL**
- **CAPs**

Diagrama de Bloques: Estación Base

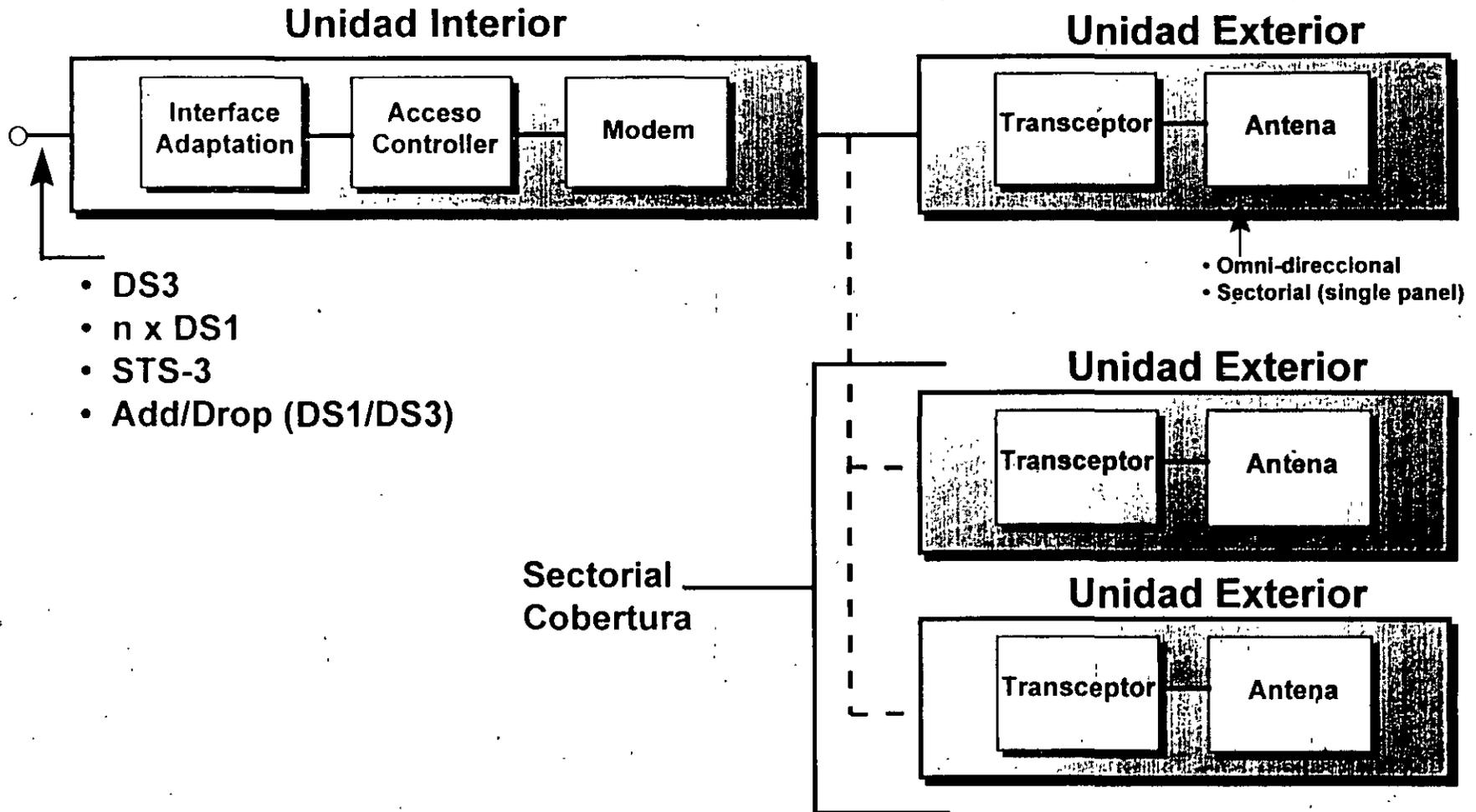
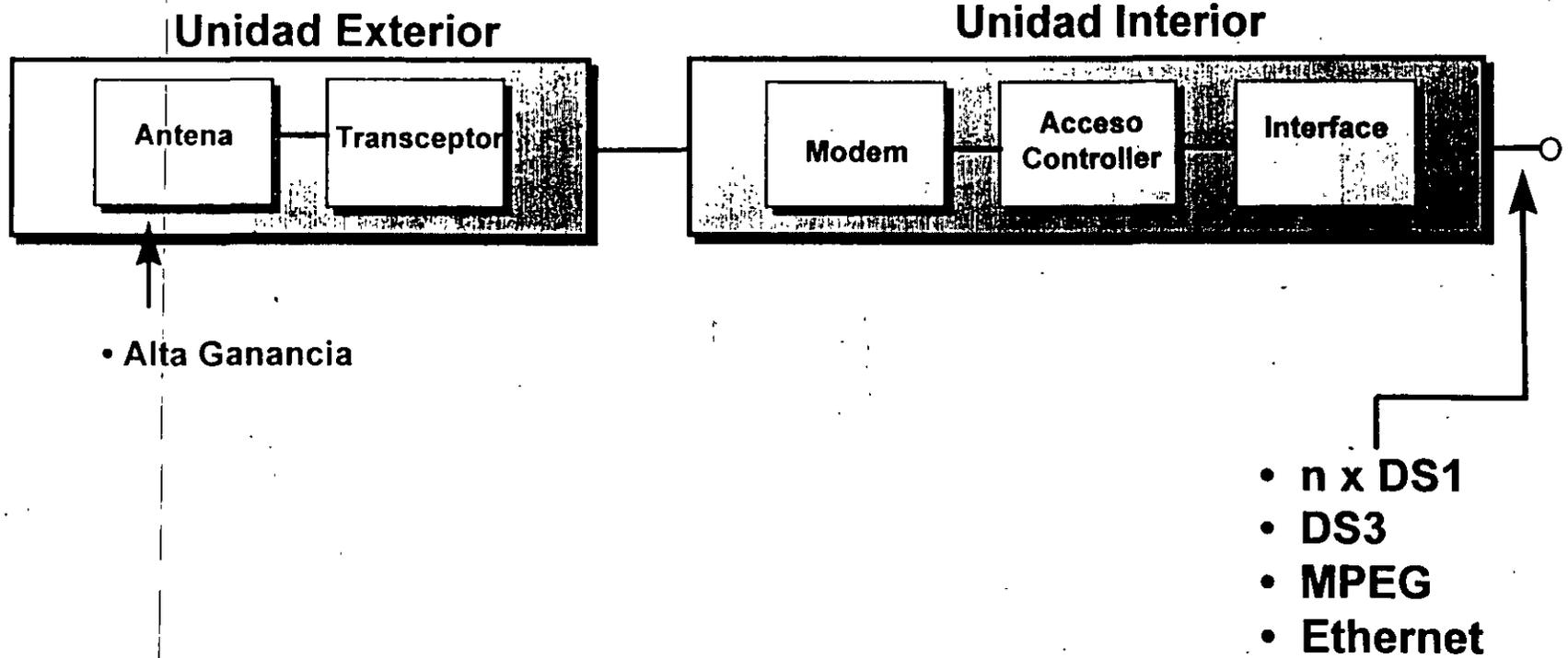
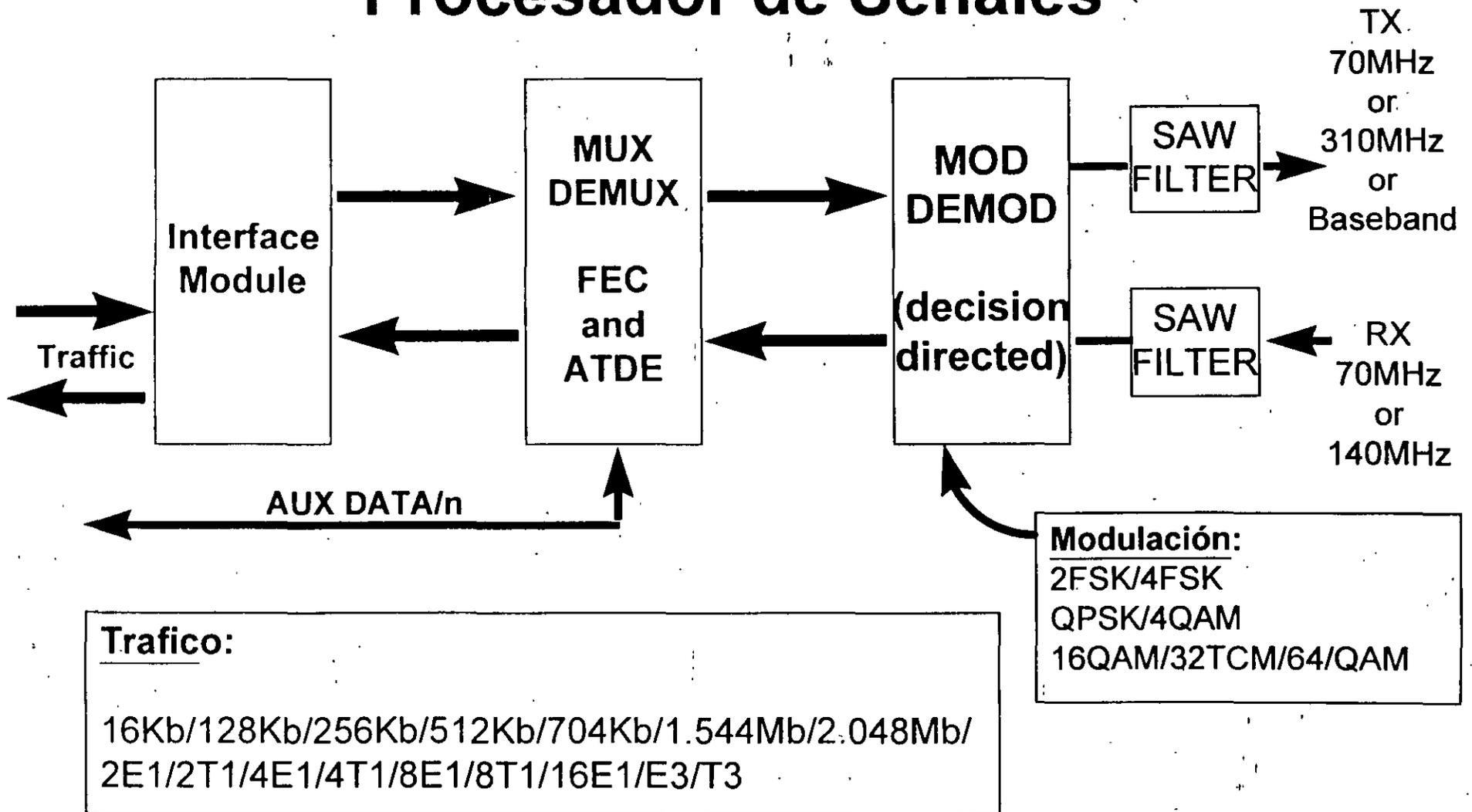


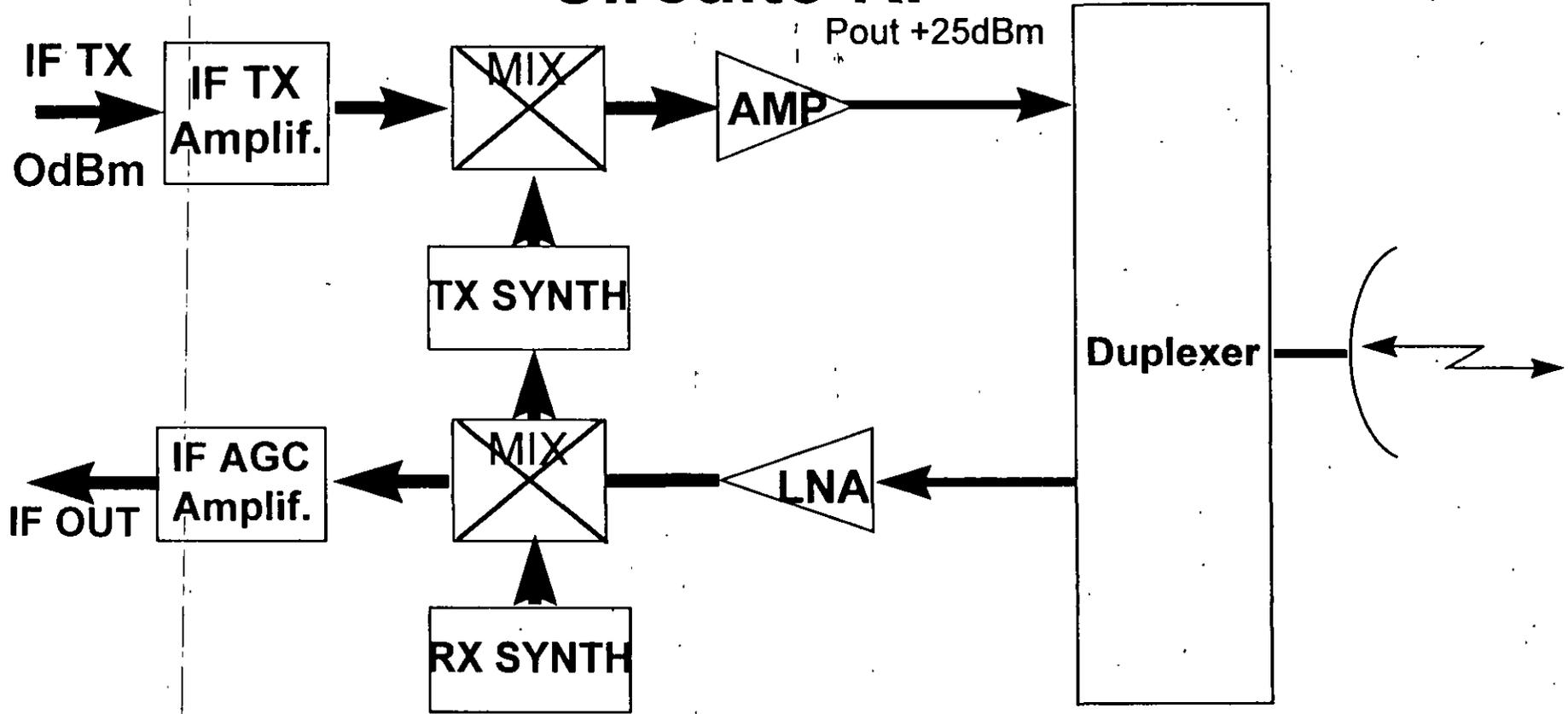
Diagrama de Bloques: Estación Remota



Procesador de Señales

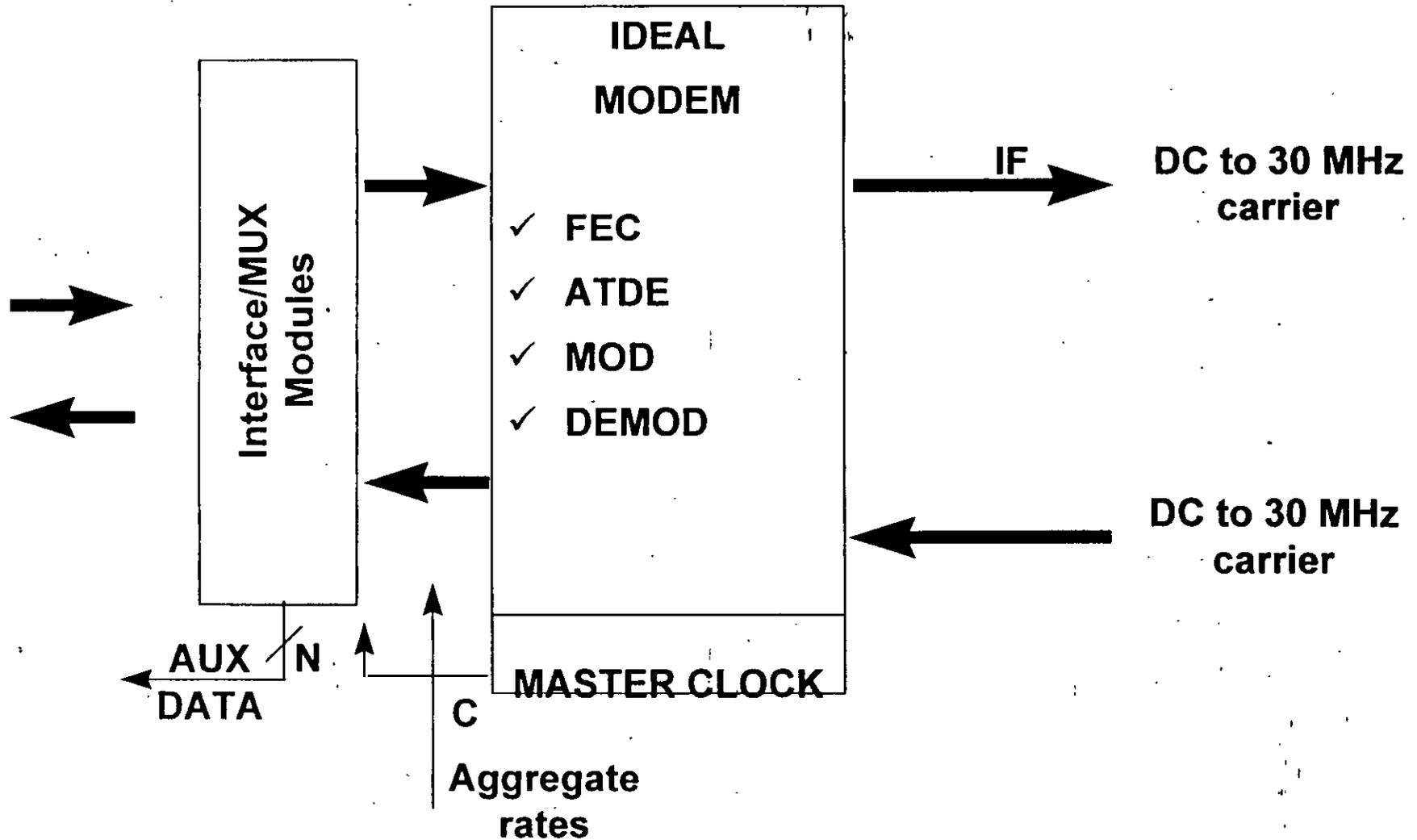


Circuito RF

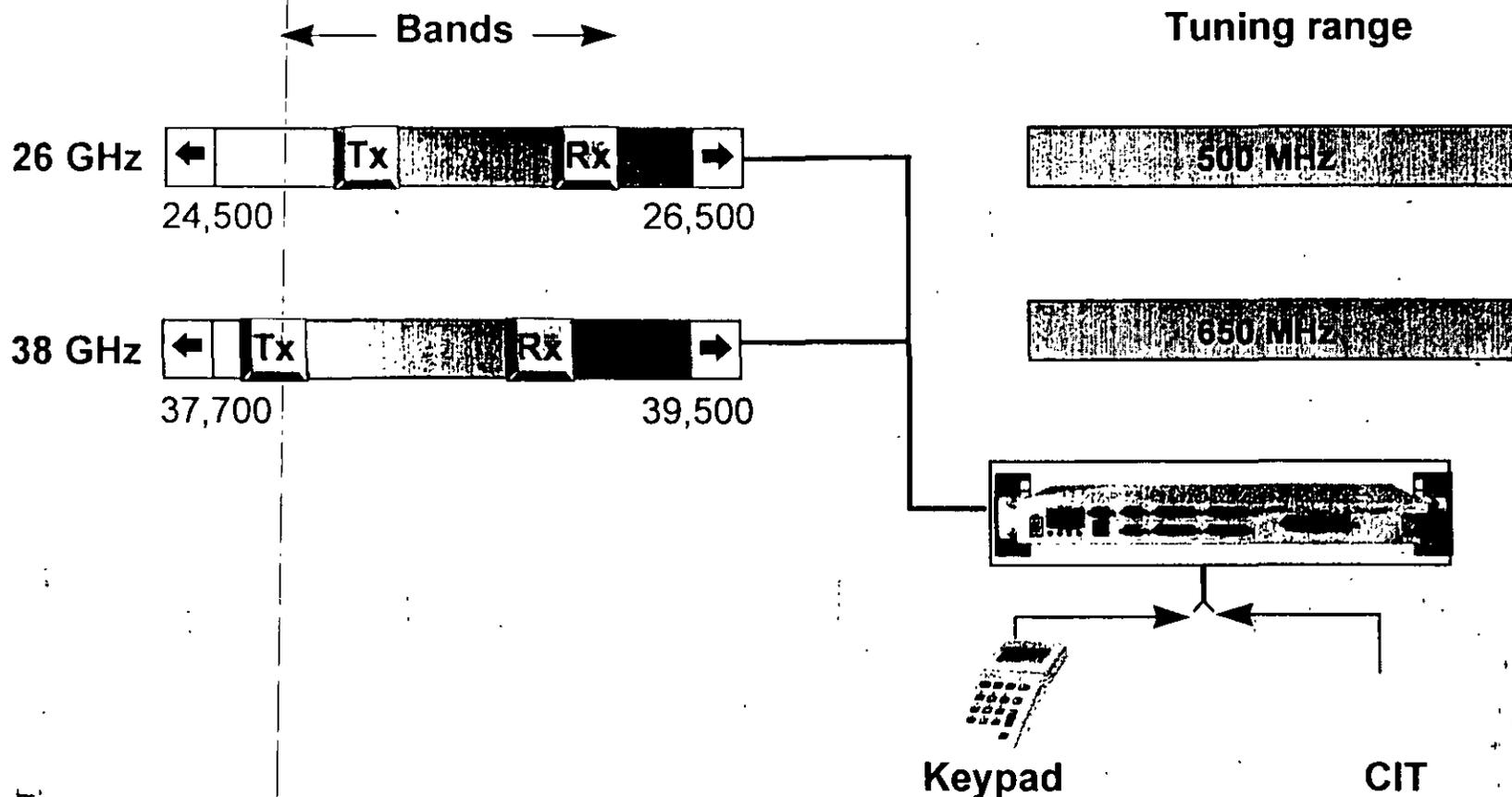
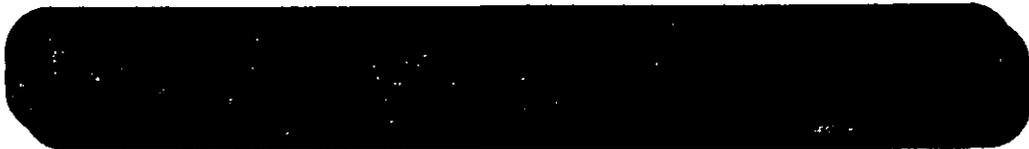


Rango Dinámico. -10dBm to -100dBm

Modem Ideal



Radio Digital Avanzado



Radio Digital



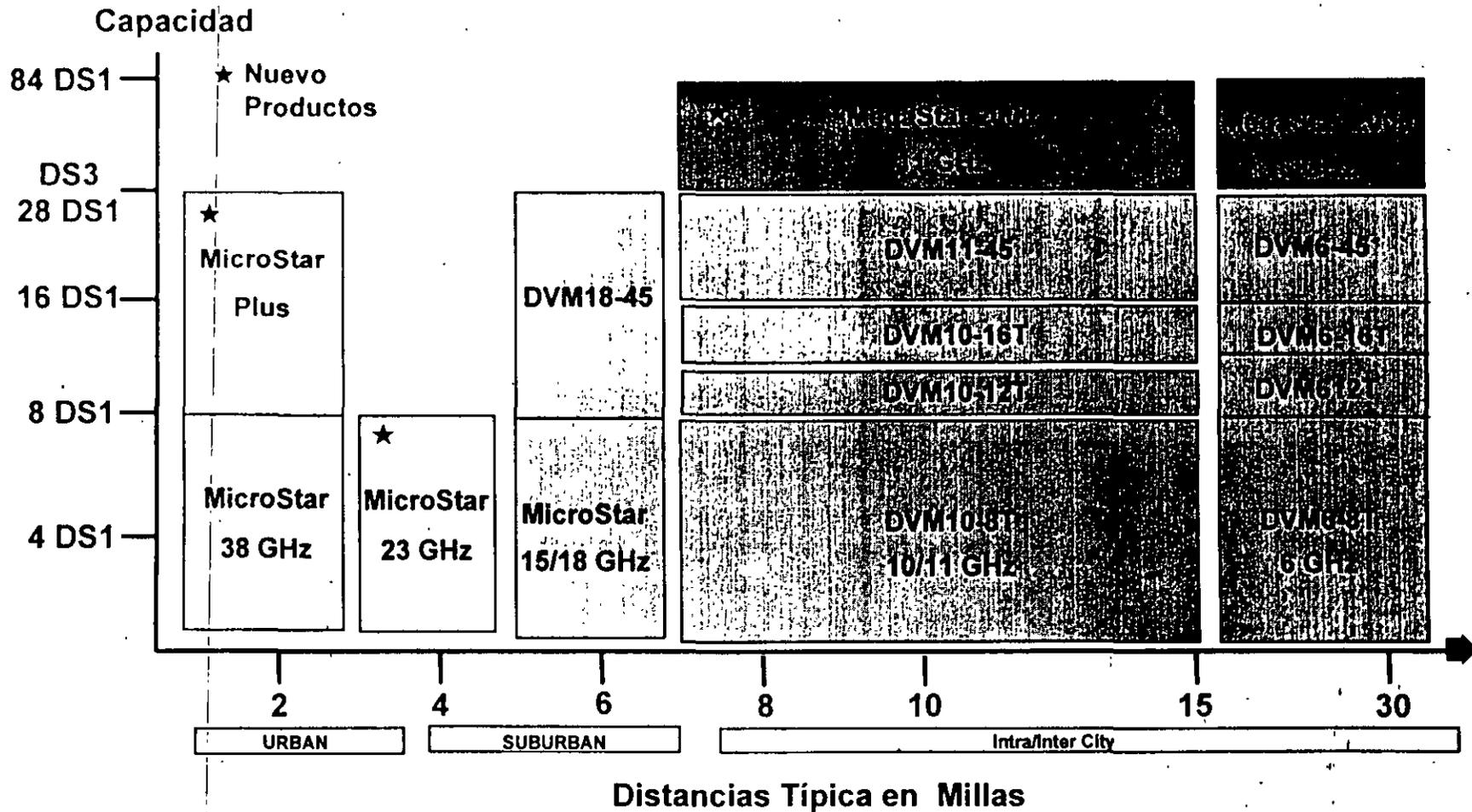
26 GHz

24,500 - 26,500

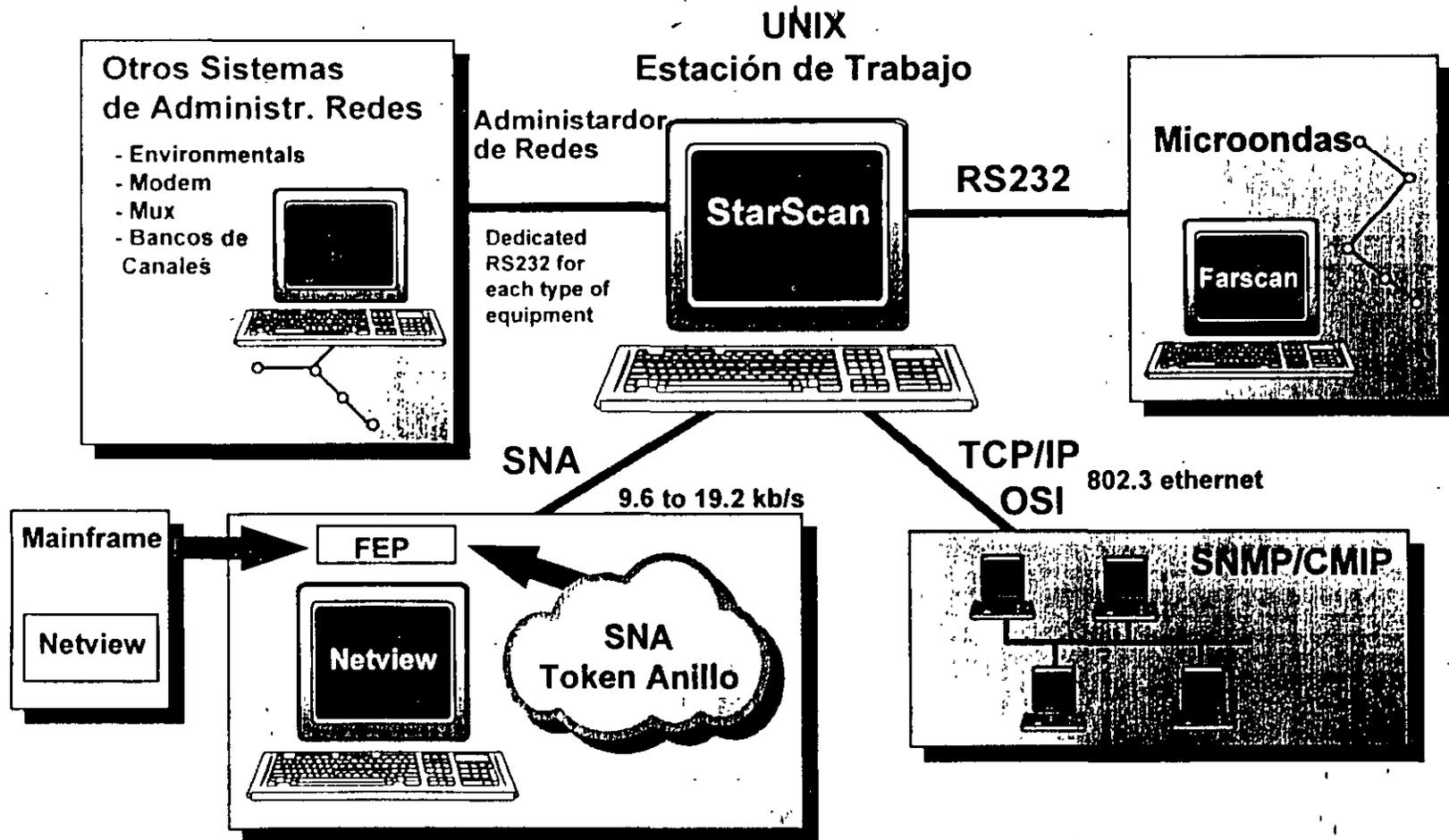
Frequency Range (MHz)	3.5 MHz (1 E1)	3.5 MHz (2 E1)	7 MHz (4 E1)	14 MHz (8 E1)	28 MHz (16 E1)
Channel Bandwidth (Capacity)					
Modulation	OQPSK				
System Gain (dB)*	112 110.5	109 107.5	106 104.5	103 101.5	100 98.5
Transmitter Power	+ 17 dBm at antenna port				
Power Consumption	< 45 watts				
Power Source	21 to 60 Vdc, positive or negative ground				
Network Administr.	SNMP, FarScan, StarScan				
Indoor	H: 45 mm	W: 483 mm	D: 267 mm	Weight: 3.5 kg	
Outdoor	H: 320 mm W: 320 mm D: 106 mm Wt: 4.9 kg (30cmx30cm antenna included)				
Environment	Guaranteed: Indoor, 0 to +50°C Outdoor, -30 to +55°C				

* 1st line values for BER: 10⁻³ ; 2nd line for BER: 10⁻⁶

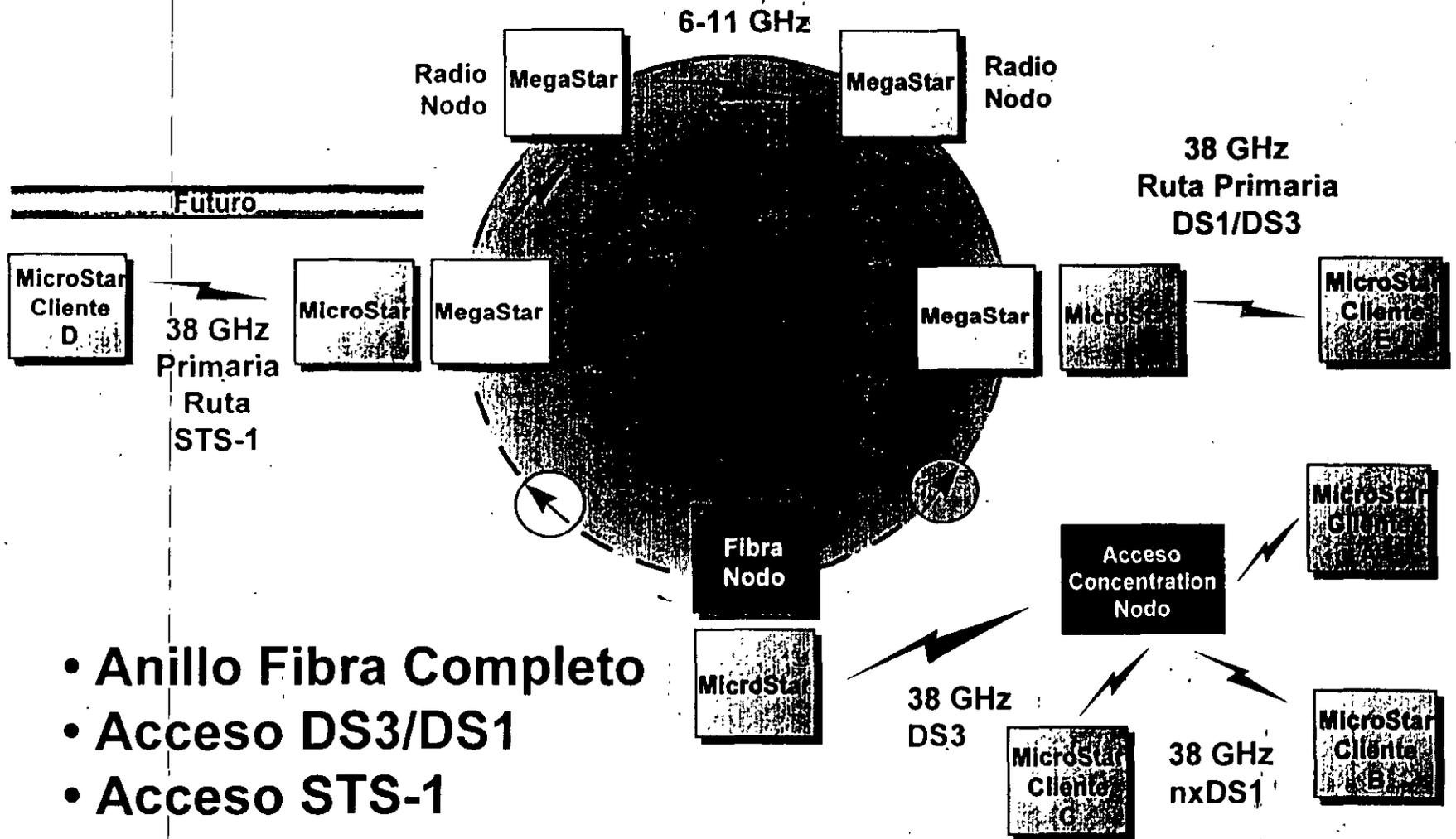
Redes Inalambricas



Solución para Redes Inalambricas

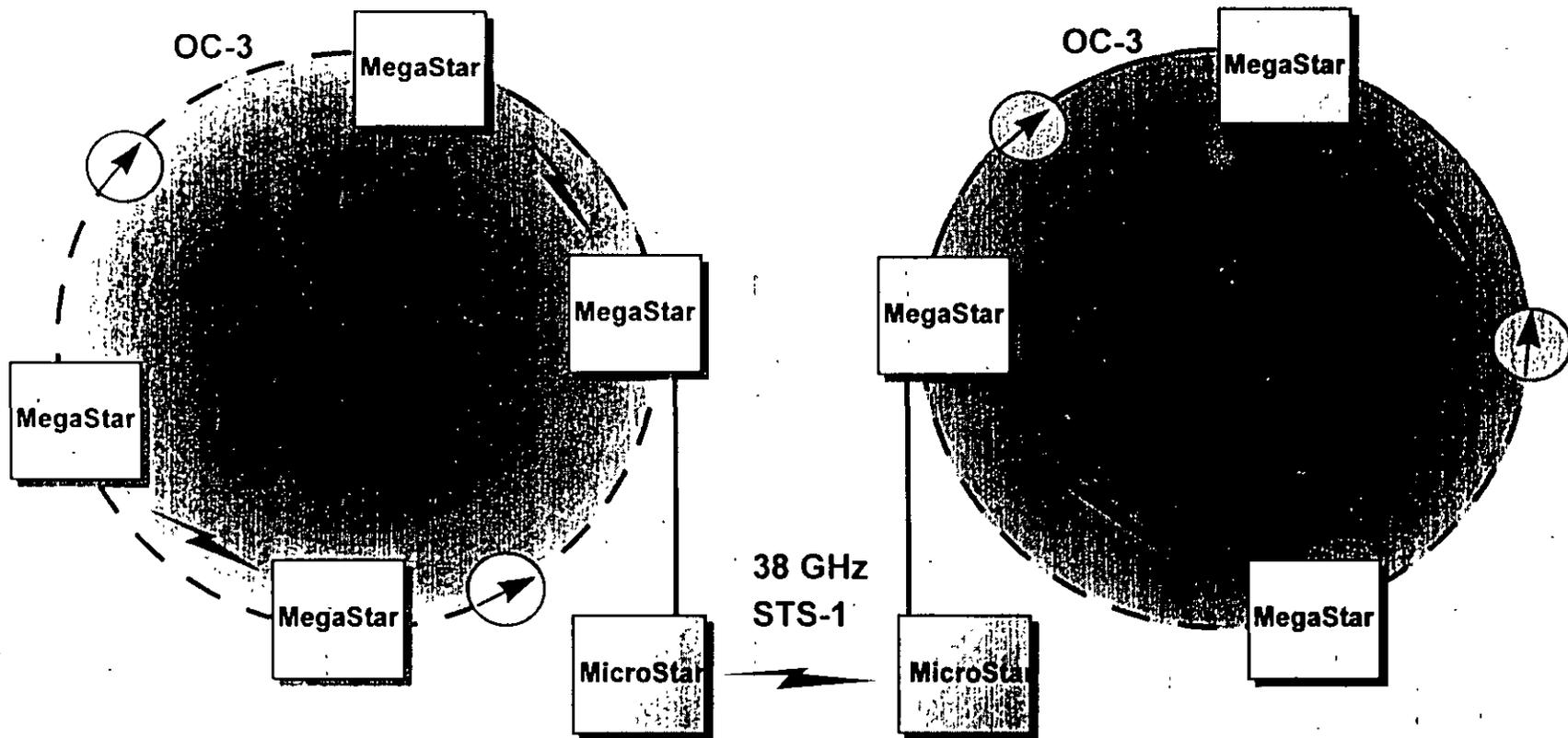


Aplicaciones: Extención de Redes con Fibra

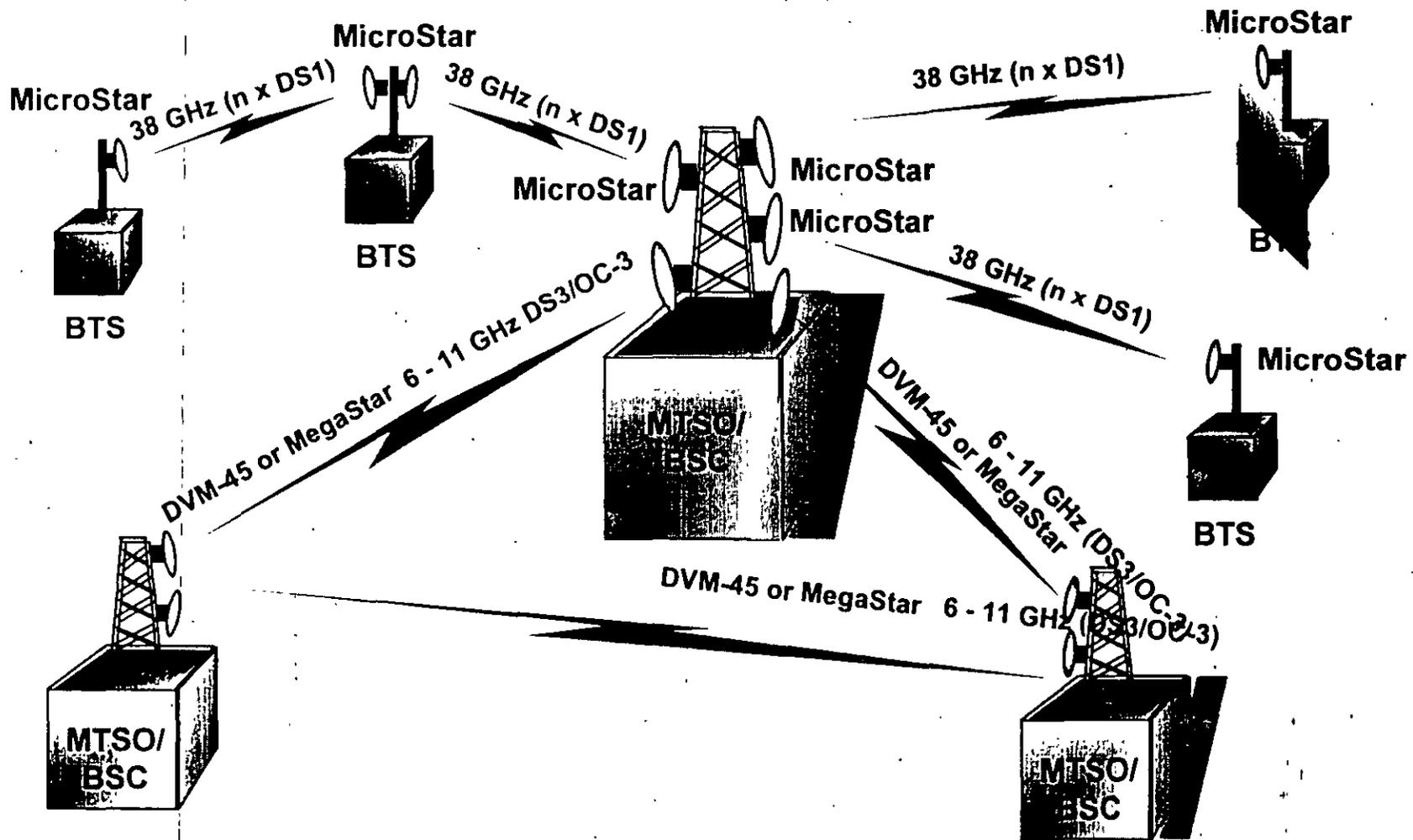


- Anillo Fibra Completo
- Acceso DS3/DS1
- Acceso STS-1

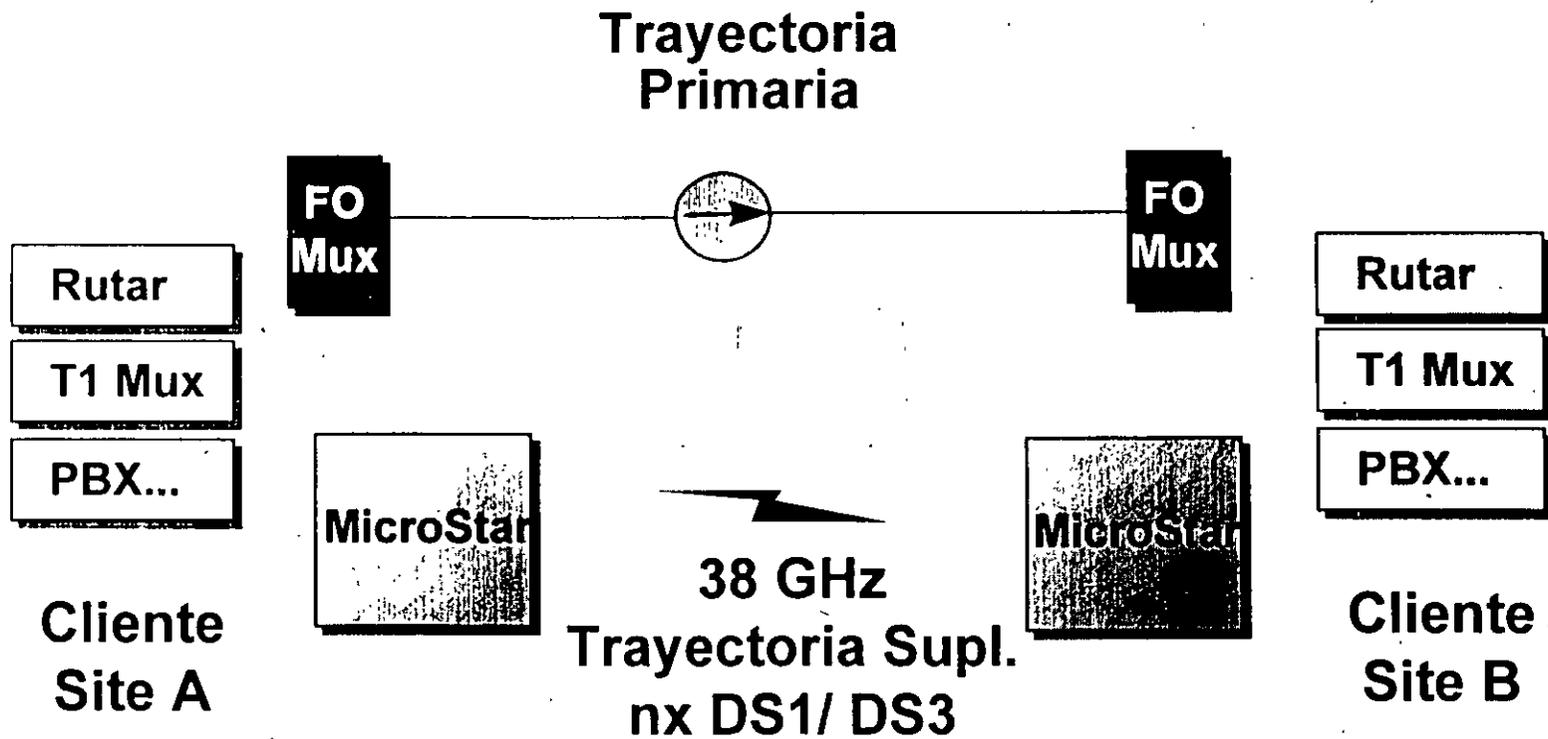
Aplicaciones: Anillo de Interconexión



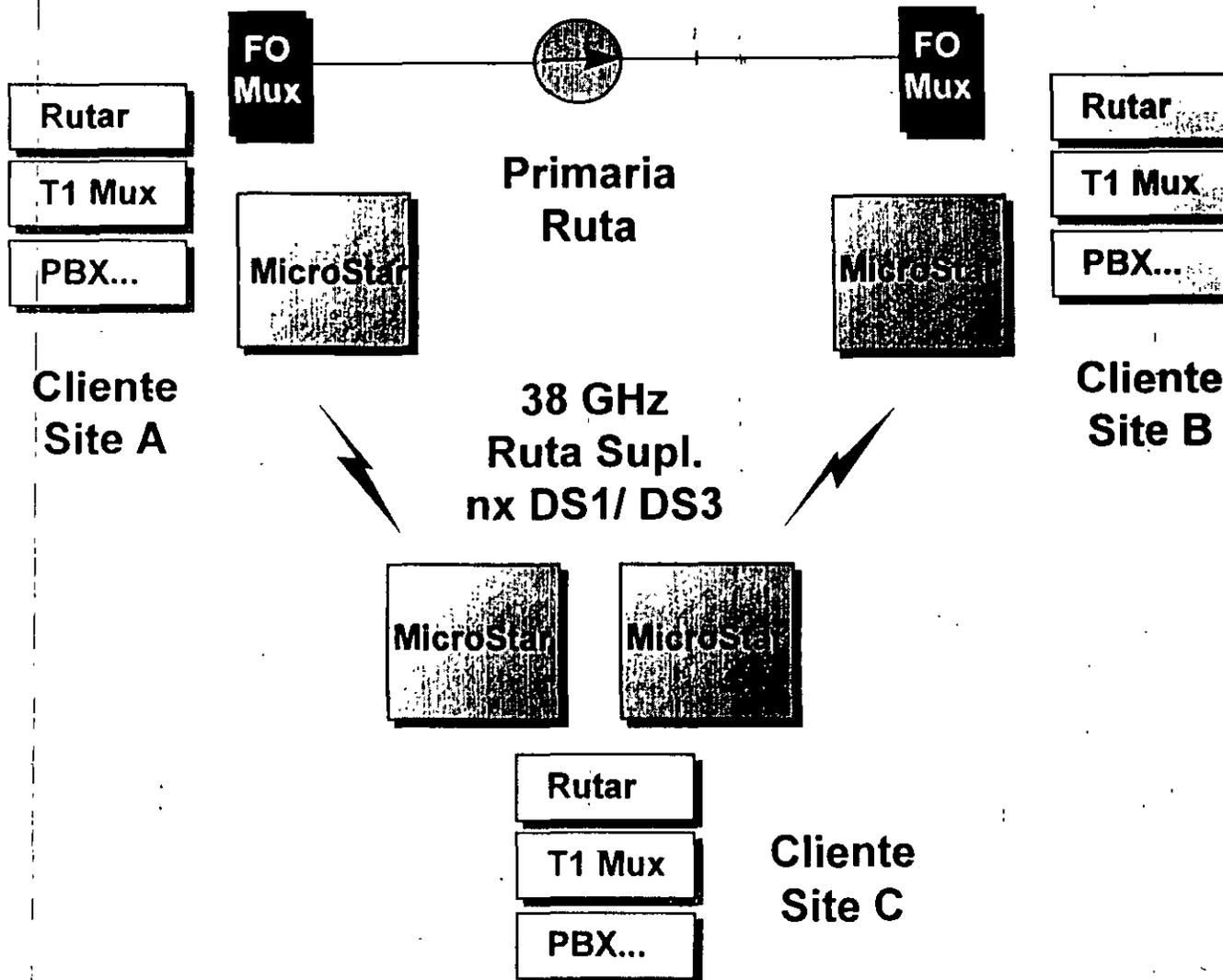
Aplicaciones: Interconexión PCS/Cellular



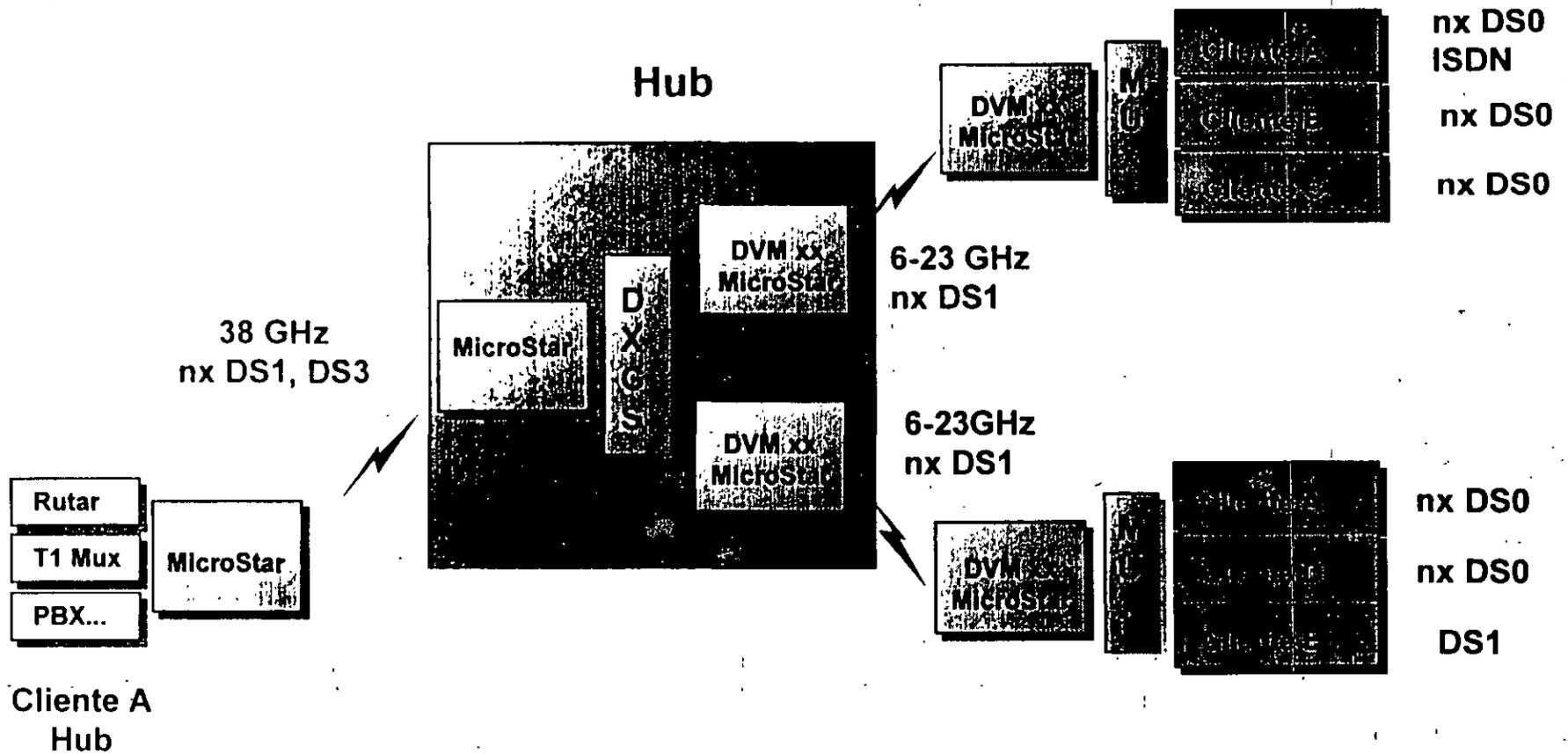
Aplicaciones: Redes Privadas - Trayectoria Sup.



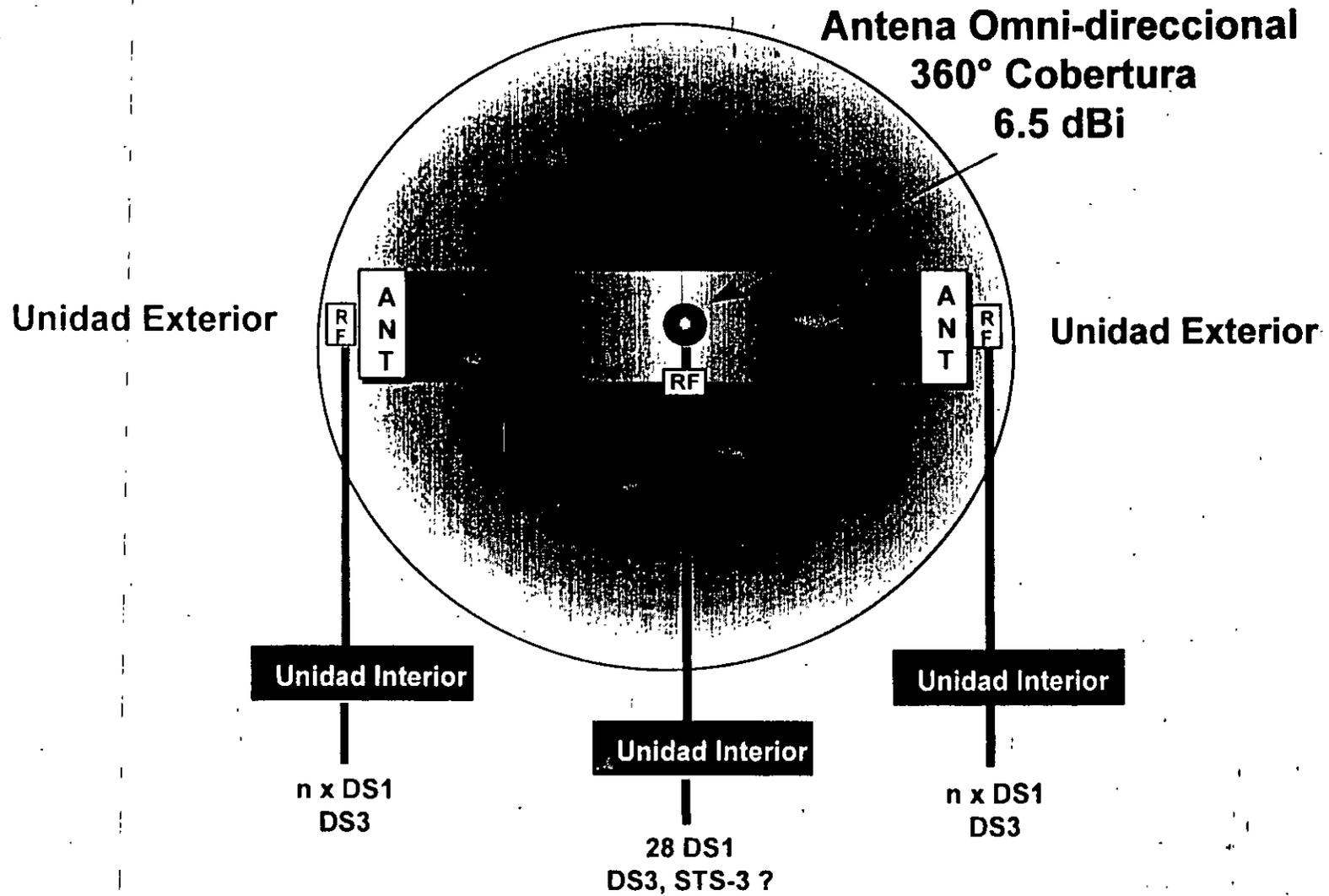
Aplicaciones: Redes Privadas - Ruta Supl.



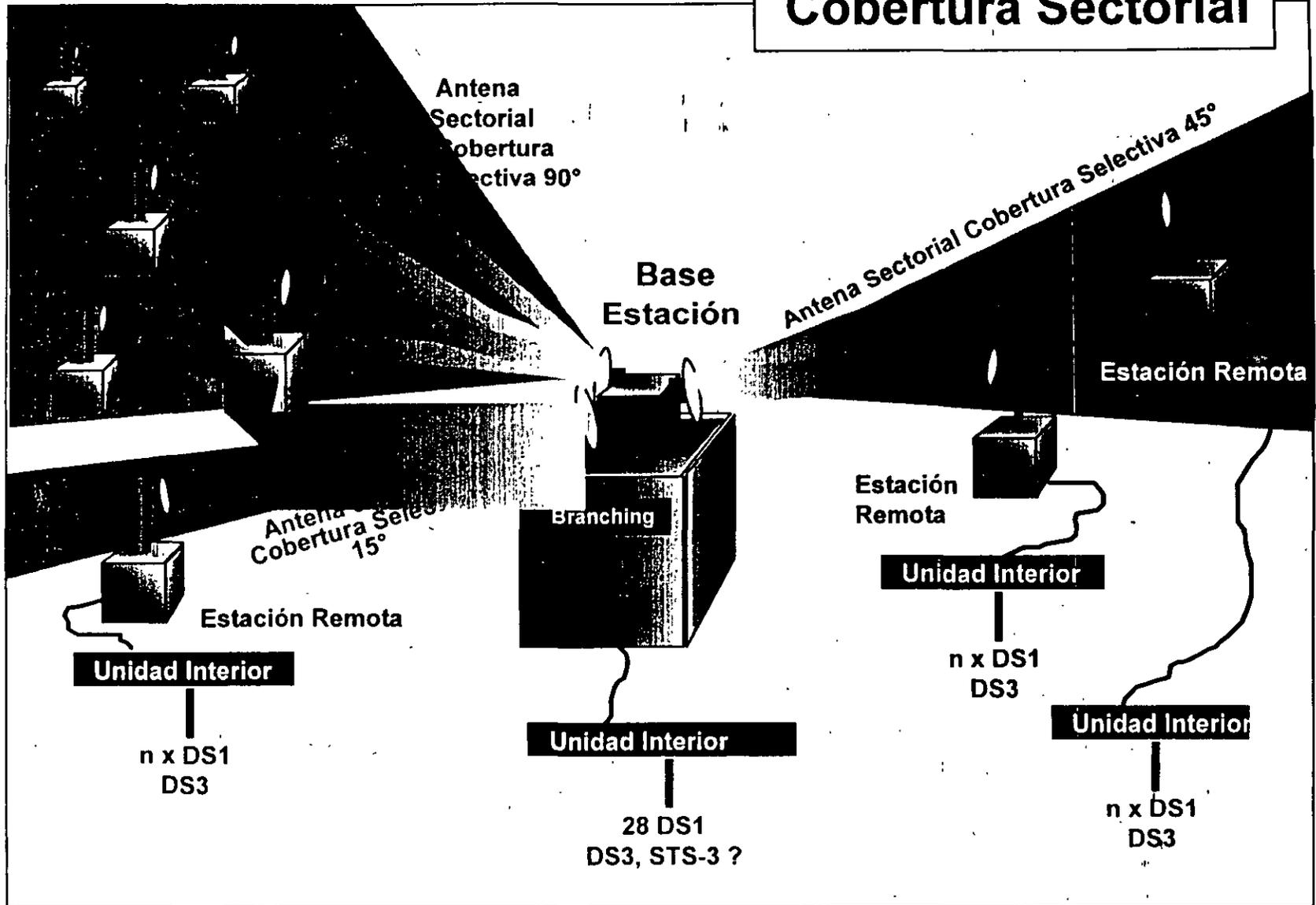
Aplicaciones: Extención de Redes Privadas



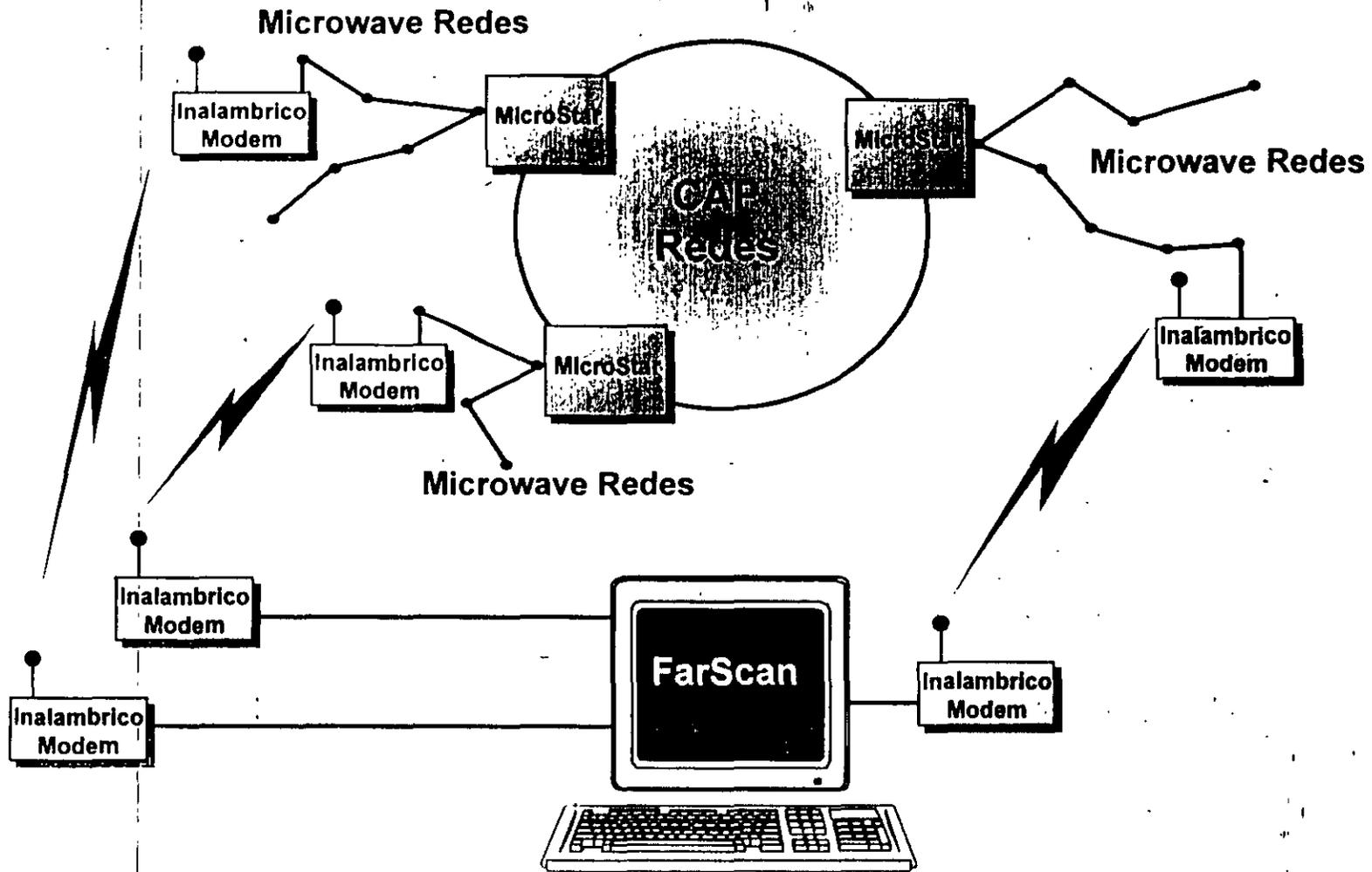
Cobertura Omni-direccional



Cobertura Sectorial

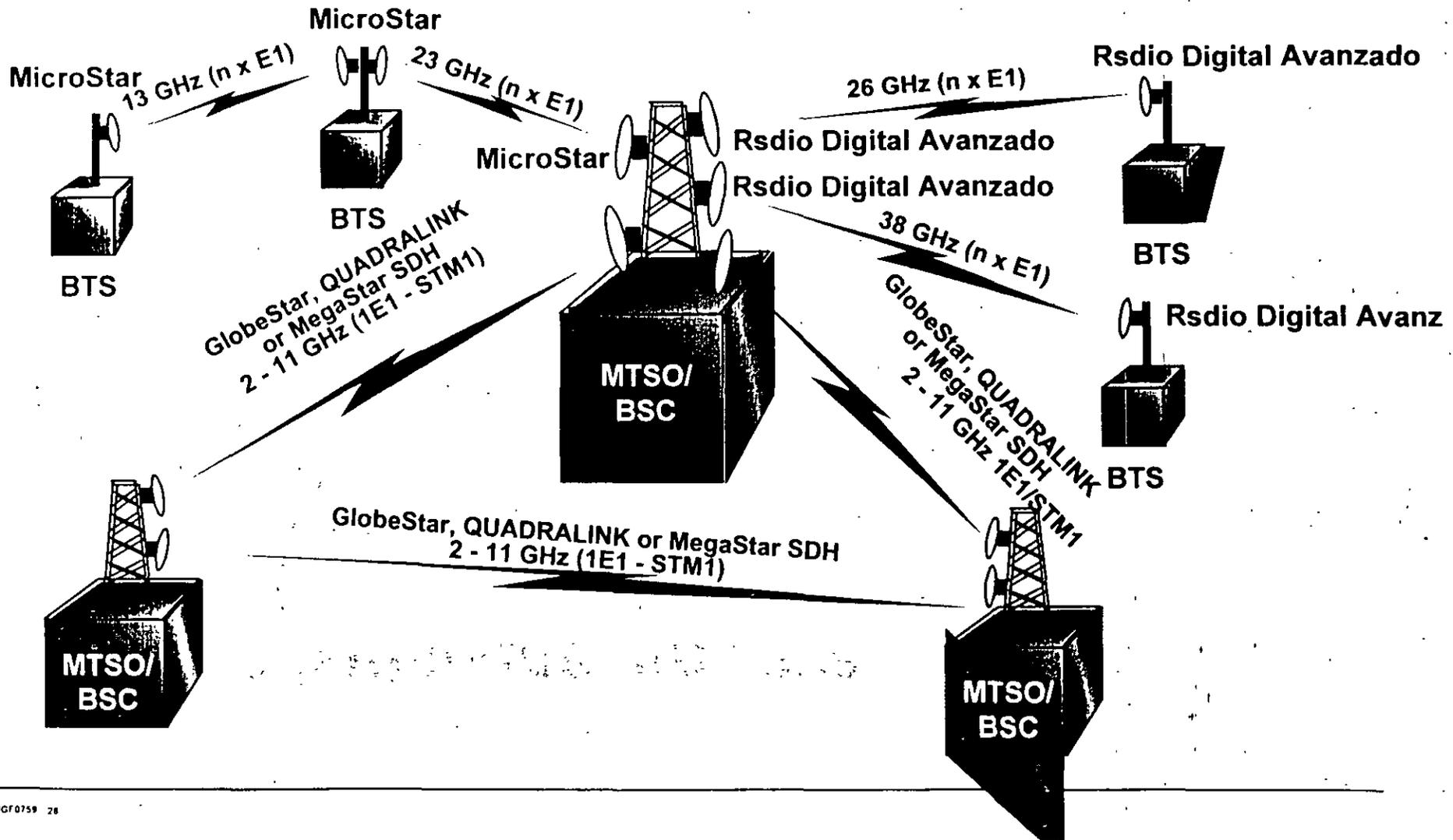


Conectividad Inalambrica



Aplicaciones

Interconexión PCN/Celular

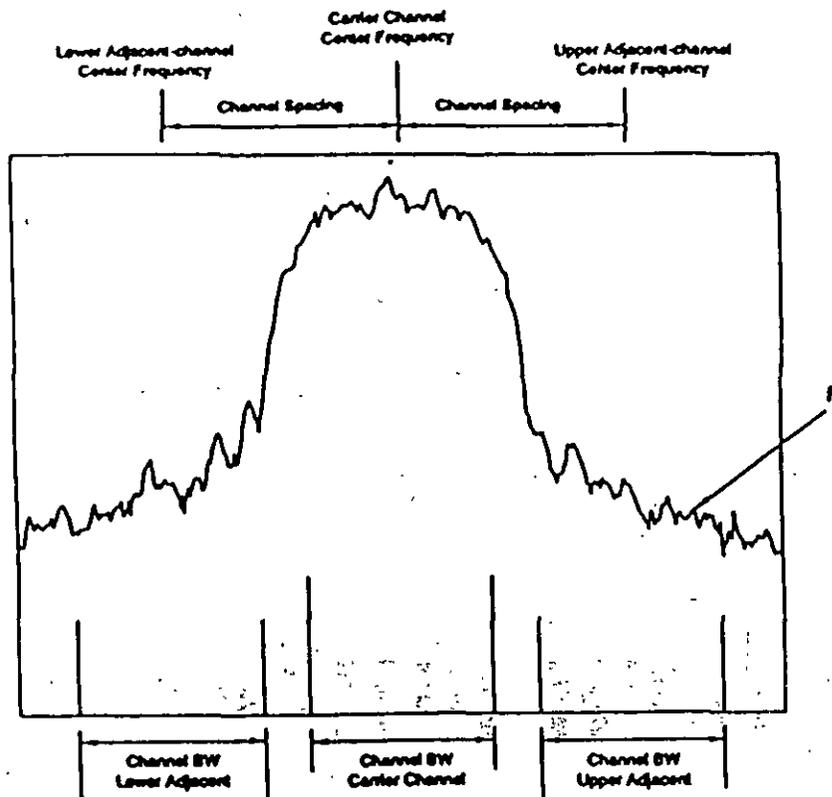


Digital Radio RF Mask

A mask is a graphical representation of the government agency specification for the transmitted spectrum of a digital radio system.

It outlines the authorized bandwidth that must contain the modulated spectrum.

Adjacent Channel Power (ACP) (TDMA Transmitter)



$$P = (B_s/B_n) \times (1/n) \times \sum_{i=1}^n P_i$$

where:

- P = RMS-like power in the specified integration bandwidth (watts)
- P_i = Power level at sample point i of the spectrum (watts)
- B_s = Specified integration bandwidth for adjacent channel (Hz)
- B_n = Effective noise bandwidth of spectrum analyzer (Hz)
- $B_n = 1.13 \times BW_{3dB}$ (for 4-pole-synchronously tuned RBW filter)
- n = Number of sample points in the specified bandwidth

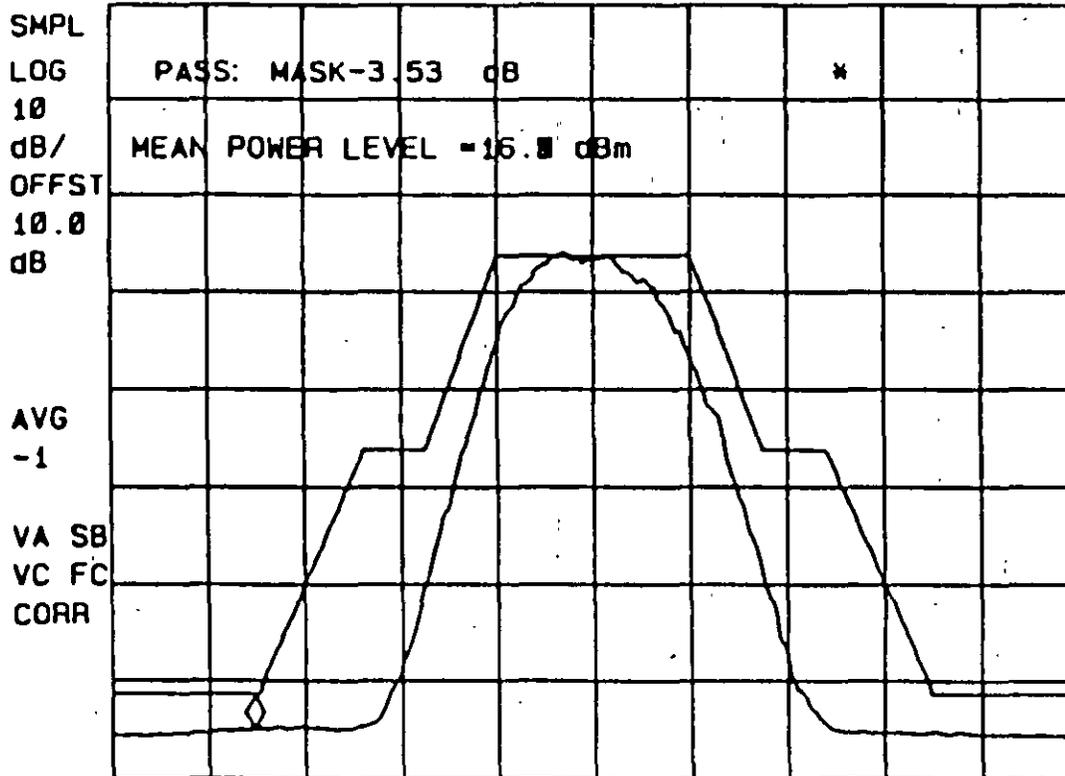
UK & FRG Mask Comparison Example

15:09:51 NOV 27, 1989

MKR 5.9528 GHz

REF 20.0 dBm ATTEN 20 dB

-54.80 dBm



CENTER 13.0000 GHz

SPAN 100.0 MHz

RES BW 100 kHz

VBW 100 kHz

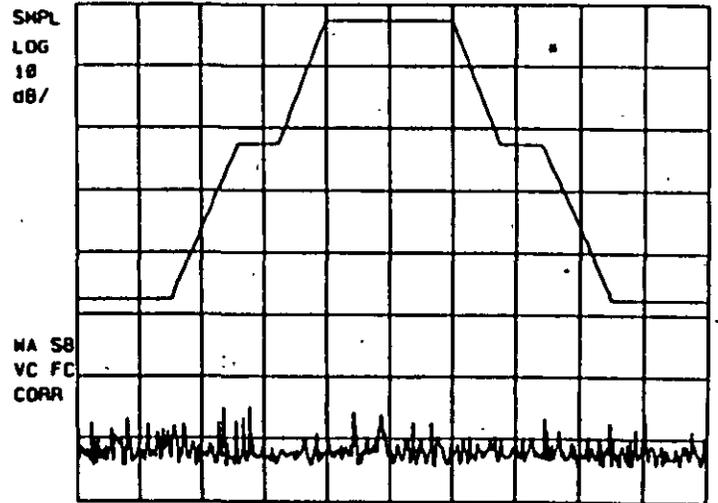
SWP 30 msec

UK 13 GHz Mask (Relative)

Reference Level 1 (relative)
 Center Frequency 13 GHz
 Span 100 MHz
 Measurement Bandwidth not applicable
 Number of Breakpoints 6
 Breakpoint 1 0 MHz, 0 dB
 Breakpoint 2 10 MHz, 0 dB
 Breakpoint 3 17.5 MHz, -20 dB
 Breakpoint 4 24 MHz, -20 dB
 Breakpoint 5 35 MHz, -45 dB
 Breakpoint 6 50 MHz, -45 dB

12: 47: 54 NOV 29, 1989

REF 0 dBm ATTEN 10 dB



CENTER 13.0000 GHz SPAN 100.0 MHz
 #RES BW 100 kHz VBW 100 kHz SWP 30 mrec

OGRO

CENTER FREQ

START FREQ

STOP FREQ

CF STEP AUTO MAN

FREQ OFFSET

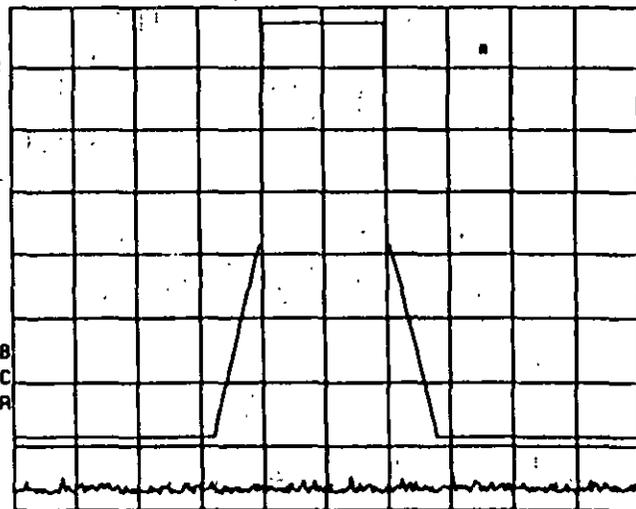
FCC 4 GHz Mask (Absolute)

Reference Level 2 (absolute)
 Center Frequency 4 GHz
 Span 100 MHz
 Measurement Bandwidth 4 kHz
 Number of Breakpoints 6
 Breakpoint 1 0 MHz, 0 dB
 Breakpoint 2 10 MHz, 0 dB
 Breakpoint 3 10 MHz, -50 dB
 Breakpoint 4 10.5 MHz, -50 dB
 Breakpoint 5 18 MHz, -80 dB
 Breakpoint 6 50 MHz, -80 dB

19: 09: 30 DEC 04, 1989

REF 0 dBm ATTN 10 dB

SAMPL
LOG
10
dB/



CENTER 4.0000 GHz

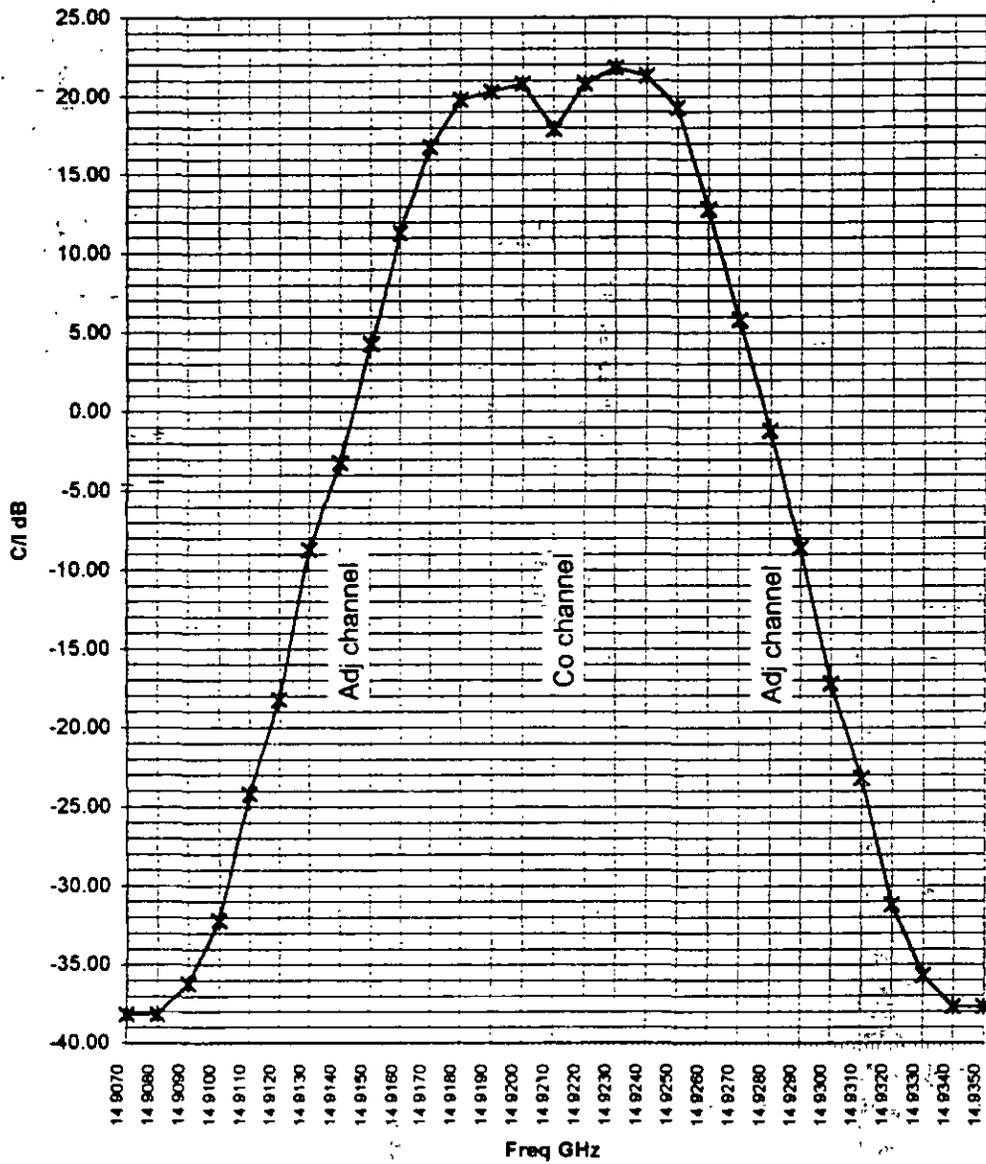
RES BW 100 kHz

VBW 100 kHz

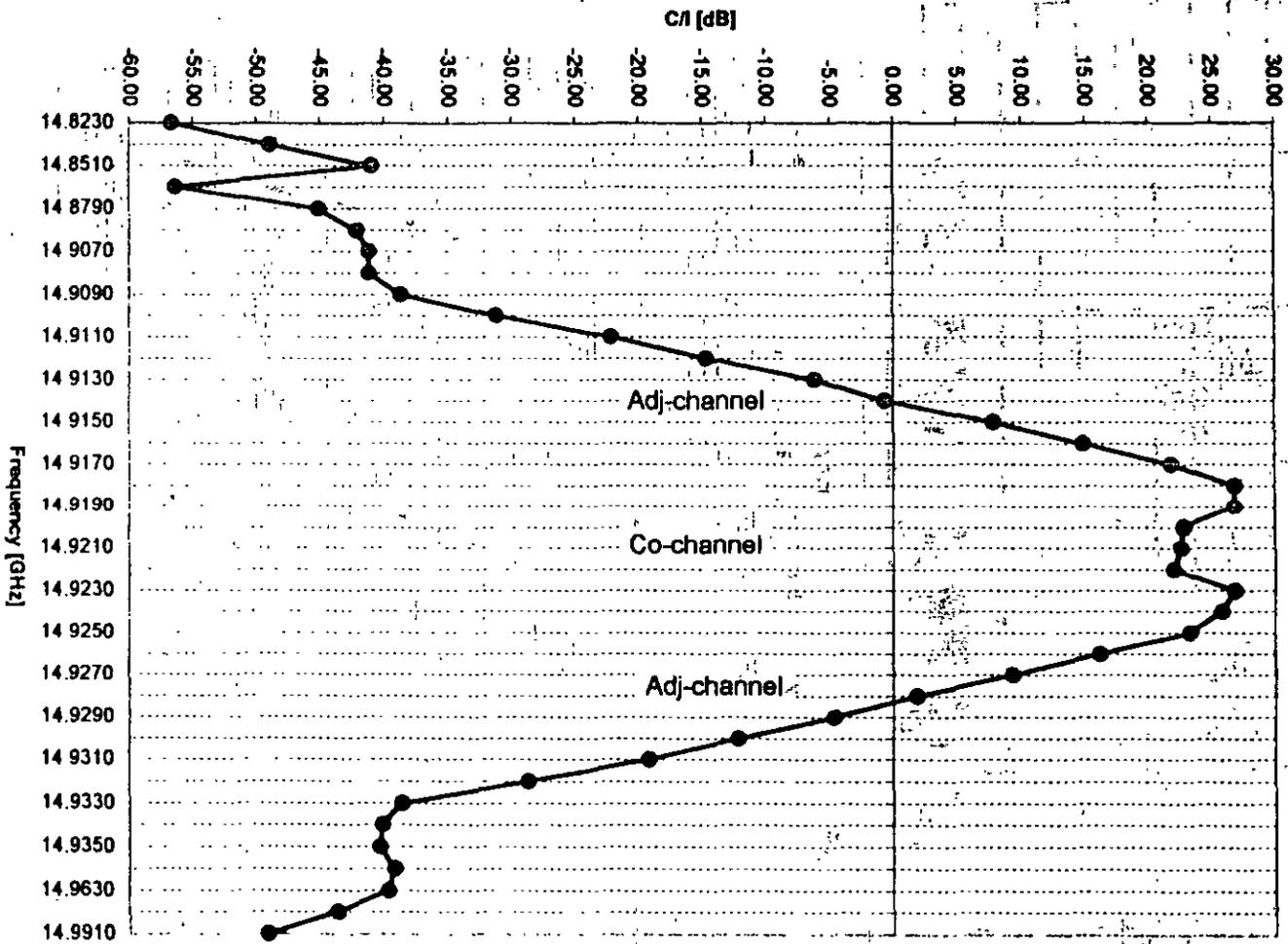
SPAN 100.0 MHz

SWP 30 msec

C/I 1x10⁻⁶ to 1x10⁻⁵ Microstar FSK 15 GHz 4E1 U.006



C/I 1X10-6 1 dB Microstar 15 GHz 4E1 Unit 006



ATTEN 10dB

BP 7.1 KHZ

RL -12.0dBm

10dB/BPO1

ZHME 9.23MHz

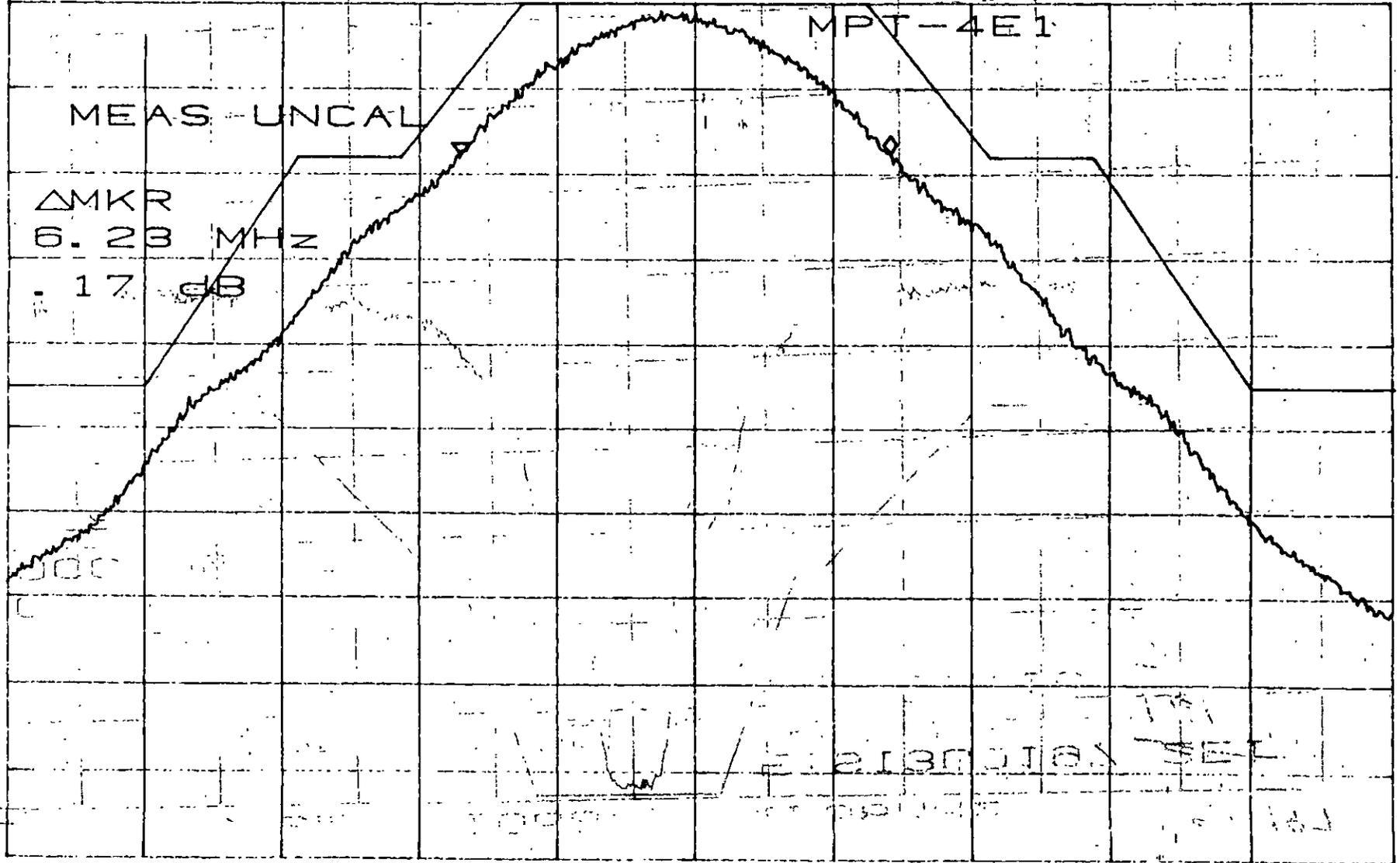
MPT-4E1

MEAS UNCAL

ΔMKR
6.23 MHz

.17 dB

D



CENTER 15.34100GHz

SPAN 20.00MHz

BW 30KHz

*VBW 10Hz

SWP 17s

190

000 #17 @ 25°C

ATTEN 10dB

ΔMKR 2.50dB

RL -18.0dBm

10dB/BPO1

1.58MHz

2/12/97

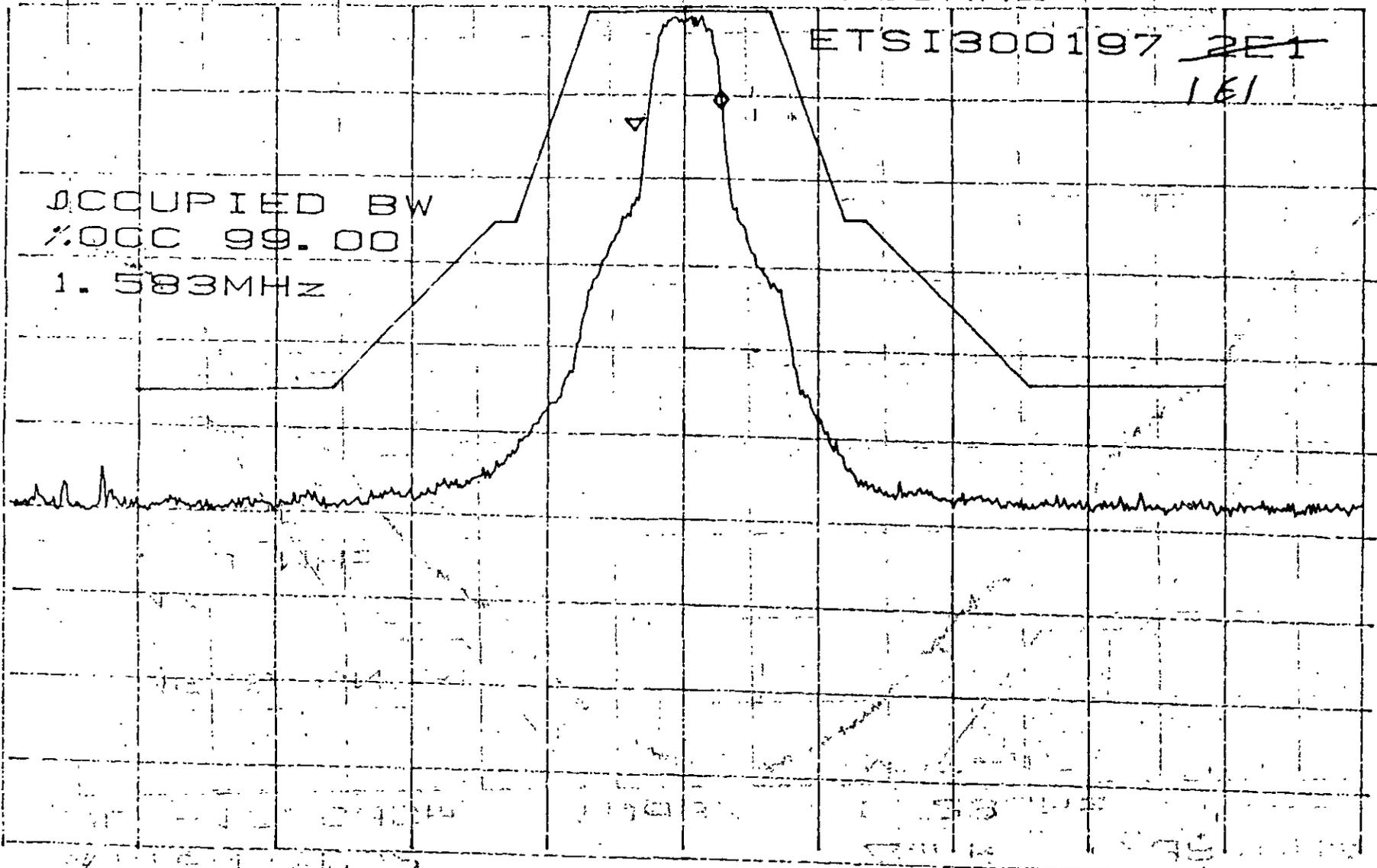
ETSI300197

~~2E1~~
1E1

OCCUPIED BW

1.583MHz

99.00



CENTER 37.05000GHz

SPAN 25.00MHz

*RBW 30kHz

*VBW 300Hz

SWP 7.00sec

191

ib # 2

no star

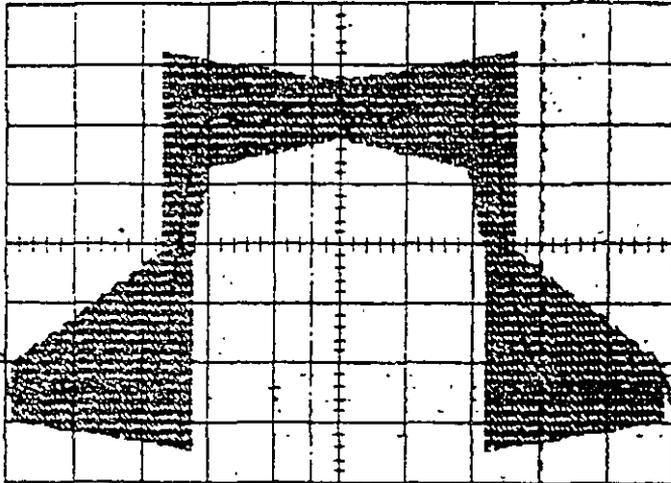
E1

3-Jun-96
13:24:24

1
50 ns
0.50 V

2-1
50 ns
0.50 V

3: M1
50 ns
21.0 %



MEASURE

OFF Cursors
Parameters

MODE
Std Voltage
Std Time
Custom
Pass
Fail

Testing
OFF

CHANGE TEST
CONDITIONS

From
4.58 div
Track On

to
8.84 div

238 passed of 238 sweeps Test passed
Pass if all points (P) inside mask (M) yes T
CCITT-G.703-Fig.15-2048-kbit/s

50 ns
1.5 V DC

2 disabled

1 DC 0.27 V

1 GS/s

AUTO

CC 9610 6120 PASTEURIZED CABLE OUTPUT MADE