ORIGINAL

PROYECTO

TITULO Estación terrena de una comunicación vía satelite

Saturnino M Quesada Santana

TUTOR : Eduardo Rovaris

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2009

MEMORIA

Este proyecto ha sido realizado como trabajo de fin de carrera , de ingeniero tecnico de telecomunicación,trata del estudiode una estación terrena para un radioenlace via satelite,ha sido estudiada partiendo de la referencia de la estación que a este efecto ha sido instalada en el termino municipal de Aguimes de la provincia de Las Palmas de Gran Canaria, en la fig 0.1 se muestra un pequeño plano de la situación geografica del emplazamiento de la estación.

La estación a que hago referencia transmite via satelite información en forma de señales telefonicas , de video y sonido (TV), canales musicales.

El proyecto esta orientado eminentemente a hacer un estudio y descripción de los equipos de comunicaciones de la estación:

Subsistema de antenas se utiliza una antena tipo Cassegrain de 30 m de diametro del reflector parabolico y de 2.9 m de diametro del subreflector hiperbolico.

Subsistema de recepción en el cual se integra una etapa de amplificación de bajo ruido constituido por un amplificador parametrico de 30 dB de ganancia distribuidos en dos etapas de 15 dB cada una, el amplificador es del tipo circulador ,de una puerta seguida de otra etapa amplificadora esta vez de diodo tunel, de banda ancha de 30 dB de ganancia.

Amplificador de potencia (subsistema de transmisión) , en este caso es usado un amplificador de banda ancha de 1.5 KW de salida efectiva y 3 KW de potencia de saturación , este TOP trabaja con multiportadora.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

ORIGINAL

Subsistema modem constituido por una red modulado ra y una red demoduladora con sus conrrespondientes redes de prénfasis y deenfasis que introducen las ate nuaciones recomendadas por la CCIR , se describe un circuito de capacidad de 960 canales TF y tambien se hace referencia a un sistema de reserva TV/TF

Tambien se hace un pequeño diseño del amplificador parametrico utilizado,asi como un pequeño calculo de las dimensiones de la antena.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

ORIGINAL

INDICE

Pag.

CAPITULO 1 DESCRIPCION GENERAL DE LA ESTACION

Introducción 1

1-1 Descripción general de los equipos..... 2

1-1-1 Sistema de Tx,Rx 2

1-1-2 Sùbsistema modem 3

1-2 Metodos de modulación y canales 3

CAPITULO 2 DETERMINACION DE LA SENSIBILIDAD DE LA EST.

Introducción 5

2-1 Ganancia de la antena 6

2-2 Determinación de la temperatura de ruido de la antena 9

2-3 Control de lóbulos secundarios 12

2-4 No-linearidad del amplificador de salida 12

2-5 Demodulación en la estación terrena 13

2-6 Presupuesto de potencia 14

CAPITULO 3 SISTEMA DE TX y RX

Introducción 15

3-1 Amplificadores parametricos 16

3-1-1 Circuito equivalente del varactor.....17

3-1-2 Amplificadores no degenerados 19

3-1-3 Estudio del ruido de un amplificador parametrico.....23

3-1-4 Ancho de banda de los amplificadores 27

3-1-5 Consideraciones para el diseño del amplificador.....30

3-1-6 Diseño de un amplificador parametrico.....32

3-2 Subsistema de antenas.....38

3-2-1 Principio de las antenas Cassegrain.....39

3-2-2 Dimenciones de los espejos 40

3-2-3 Ventajas e inconvenientes de una antena Cassegrain.....42

3-2-4 Calculo para el diseño de una antena Cassegrain.....42

3-3 Amplificador de banda ancha.....44

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-4 Amplificador de potencia.....44
CAPITULO 4 SISTEMA MODEM
Introducción.....46
4-1 Modulador.....48
4-1-1 Igualador de cable.....48
4-1-2 Generador y filtro de la señal piloto.....48
4-1-3 Amplificador de banda base.....48
4-1-4 Amplificador de banda base con red de pre-
enfasis.....49
4-1-5 Modulador de FI.....50
4-1-6 Detector de FI y Pc.....54
4-1-7 C.A.F.....54
4-2 Demodulador.....56
4-2-1 Demodulador.....56
4-2-2 Amplificador de Banda Base con red de De-
enfasis.....58
4-2-3 Filtro piloto y silenciamiento.....59
4-2-4 Igualador de cable.....59

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

CAPITULO 1

DESCRIPCION GENERAL DE LA ESTACION

INTRODUCCION

La estación terrena de una comúnicación via satelite constituye los dos extremos del enlace, su organización difiere fundamentalmente de la de una estación terminal de un radioenlace por la magnitud de las señales emitidas y recibidas.

Los elementos basicos de una estación son:

a) Localización
b) Obra civil
c) Mantenimiento y operación
d) Suministro de energia electrica
e) Equipo de comunicaciones

Los aproximadamente 36.000 Km que separan el satelite geoestacionario de tierra acarrean problemas particularmente importantes en la recepción al estar limitada la potencia de emisión del satelite.

El enlace ascendente (tierra-satelite) no esta en principio limitada en cuanto a potencia.

La antena es comun a la recepcion 4GHz y a la emisión 6GHz, y su ubicación es importante en orden a minimizar las interferencias con algun otro sistema de comunicaciones terrestre.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

1-1 DESCRIPCION GENERAL DE LOS EQUIPOS

En esta descripción, se da una idea general de los diferentes equipos que constituyen cada subsistema, a la vez que se explica someramente el proceso de la señal a traves de los mencionados subsistemas.

1-1-1 SISTEMA DE TX ,RX (SALA DE ANTENA)

Este sistema esta constituido por los diferentes amplificadores,antena y conversores que constituyen la ultima etapa de transmisión así como la primera de recepción

El elemento clave en este sistema es la antena,comun como ya dijimos a la transmisión y a la recepción , el montaje que se utiliza es una tipo Cassegrain descrita en el capitulo 3 con un reflector parabolico principal de 30 m de diametro y un subreflector consituido por una hiperboloide de 2.9m de diametro, el calculo de las demas medidas basicas de la antena se describe en el capitulo 3 así como el calculo de la ganancia,control de lobulos laterales, etc..., se describe en el capitulo 2.

Seguidamente a la antena encontramos el duplexor y comparador que realiza las funciones de:

-separar la via de recepcion de la de transmisión

-proporcionar la información necesaria para localizar al satelite en el espacio, esta información tratada por el subsistema de seghimiento actua sobre los motores de movimiento de la antena variando el azimut y la elevación y el azimut en función de la situación del satelite en el espacio.

En la parte de recepción el elemento fundamental es la primera etapa amplificadora que debe ser orientada en función a minimizar la temperatura efectiva de ruido, parametro que define junto con la sensibilidad de la antena la sensibilidad de la estación, debido a esto se utilizan amplificadores parametricos como el descrito en elcapitulo 3 con tratamiento de la redundancia o sea mientras uno actua el otro esta en reserva.

Seguidamente a la la etapa de bajo ruido hay una etapa de amplificación que utiliza amplificadores de

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

banda ancha con diodo tunel descrito en el capitulo 3

La señal asi amplificada ha alcanzado un nivel suficiente como para atacar a la etapa de modulación sin embargo antes ha de pasar por una etapa conversora que devolvera la señal a la freeuencia intermedia.

En el sistema de transmisión la señal recorre un sentido inverso pasando despues de la etapa moduladora a los conversored que elevaran la señal en frecuencia hasta alcanzar los 4 GHz necesarios para la transmisión el amplificador de potencia de esta etapa esta constituida por un TOP como amplificador de banda ancha con multiportadora descrito en la sección 3.

Luego de esta etapa de amplificación la señal va al duplexor que la separara de la señal de recepción.

En la fig.1.1 se muestra el esquema basico de lo descrito en esta sección.

1-1-2 SUBSISTEMA MODEM

Este subsistema es el encargado de modular la señal de banda base proveniente de los multiplexores ,e introducir en la señal la FI ademas de introducir las atenuaciones de preenfasis o deenfasis recomendadas por la CCIR como se describe en el capitulo 4 .

1-2 METODOS DE MODULACION Y CANALES

La modulación que se emplea en la estación es FDM-FM o sea la señal del multiplexor modulada por división de frecuencia es modulada en frecuencia por el modulador del sistema modem .

La distribución de los radiocanales se hace en la banda de 6 GHz como se muestra an la fig. 1.2 obteniendo 12 radiocanales de 36 MHz c/u con las señales de ordenes correspondientes , ademas se amplian esos canales por discriminación espacial o sea 4 van para la distribución global y los otros 8 se pueden volver a utilizar destinandolos a regiones opuestas dandonos asi una anchura de banda util de 20 canales de 36 MHz que hacen un total de 720 MHz de anchura de banda util .

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Cada uno de estos radiocanales se pueden dividir en 960 canales telefonicos como muestra la fig 1.3 por radiocanal.

Cada canal telefonico tiene un ancho de banda correspondiente a las frecuencias que constituyen el rango de frecuencias donde se concentra toda la energia de la voz 300 - 3400 KHz , su variación dinamica es de unos 40 dB , sin embargo entre el sonido mas agudo que puede emitir una persona y el mas grave existe una diferencia de 70 dB.

Una persona que hable continuamente emite en termimedio una potencia media:

$$P_m = vu - 1'4 \ dBm$$

siendo

vu la medida de un VU-metro que es un miliamperimetro de dc con una cierta constante de tiempo y amortiguamiento menor que el crítico graduado logaritmicamente de forma que señale 0 cuando se conecte a un circuito de 600Ω que lleve una señal de 1mW de frecuencia comprendida entre 35 y 10000 Hz .

Segun recomendación del CCITT la potencia media de un canal activo , en un punto de nivel relativo cero, es de -10 dBm0.

Se comprueba que un elevado numero de canales , a la hora mas cargada solo una fracción de ellos estan activos, el factor de ocupación se establece entre un 0.7 y un 0.9 como cada circuito (en una conversación telefonica) esta solo la mitad del tiempo activo (habla y escucha por igual) el factor de actividad queda por lo tanto:

$$0'7 \cdot 0'5 = 0.35$$

El CCITT recomienda para este coeficiente un valor de 0.25 y que considera ademas el tiempo de espera y la señalización.

En estas condiciones la potencia media total viene dada por:

$$P_m = 0'25 \, n \, P_m \quad (w) \quad ó$$

$$P_m = -16 + 10 \log n \ dBmo \quad (dB)$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

CAPITULO 2

DETERMINACION DE LA SENSIBILIDAD DE LA EST.

INTRODUCCION

Este capitulo pretende dar una vision de como se puede calcular la sensibilidad o factor de merito G/T de la estacion paraello se calcula la sensibilidad de la antena, factor determinante en este parametro, calculando la ganancia , asi como la temperatura de ruido de la mencionada antena, se da tambien algunas especificaciones de la estación como son :

Control de lobùlos laterales

Respuesta en frecuencia

Ancho de banda y espectro de frecuencia de operación

No linearidad del amplificador de salida

La demodulación terrena desde el punto de vista de la sensibilidad propia de la estación.

Presupuesto de potencia en funcion de los distintos elementos constituyentes del sistema en general

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

2-1 GANANCIA DE LA ANTENA

Para determinar la sensibilidad de una estación terrena , hay que determinarla cifra de merito G/T a partir de un presupuesto de potencia y la relación portadora-ruido, donde G es la ganancia de la antena a la frecuencia correspondiente de trabajo que se calcula por cualquiera de estos tres metodossiguientes:

1) Comparación con un patron calibrado
2) Integración del diagrama de radiación
3) Medida de la potencia emitida por una radioestrella

El primer metodo consiste en que una fuente radioelectrica de caracteristicas conocidas, colocada en el campo lejano de la antena, la señal emitida por esta es captada por una antena que se toma como referencia y por la antena en cuestión que se va a medir.

La diferencia de medidas de las señales es determinada posteriormente mediante un patron calibrado.

Los principales inconvenientes del sistema empleado son:

- La diferencia de potencias involucradas en la medida es generalmente del orden de los 30 dB
- La localización de la fuente puesto que puede no estar colocada a una distancia que no se suficiente para que se considere dentro del margen de la zona de campo alejado de la antena y dar asi origen a reflexiones, que no se presentan en la utilización real de la entena .

Este segundo inconveniente se puede solucionar colocando una baliza radioelectrica a bordo del satelite con lo cual se evitan las mencionadas reflexiones terrestres, en este caso hay que tener presente la variación de potencia , asi como los reultados de las medidas que se refieren solo a la frecuencia de emisión de la baliza, la exactitud que se consigue con este metodo es del orden de los 0.5 dB.

Por el segundo metodo o sea el de integración en un

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

diagrama de radiación, la ganancia de la antena puede ser calculada por la formula: $G = G_D - L$

$$G_D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} P(\theta,\varphi)\,\mathrm{sen}\,\theta\, d\theta \cdot d\varphi}$$

donde:

G es la ganancia real de la antena (contando las perdidas)

G_D es la ganancia teorica de la antena

$P(\theta,\varphi)$ es el diagrama de radiación normalizado

L son las perdidas de disipación de la antena

Cuando se trata de un montaje que exiga una antena de dimensiones muy grandes es muy dificil realizar la medida $P(\theta,\varphi)$ por lo que este metodo es usado generalmente en etapas de diseño,

El tercer metodo mencionado consiste en medir la emisión de una fuente radioelectrica igual que el primero de los metodos enunciados, pero con la diferencia de que dicha fuente no esta colocada en la superficie terrestre (para evitar las mencianadas reflexiones terrestres que describimos como inconveniente en el primer metodo) ni a bordo del satelite sino que utiliza como fuente patron una radioestrella.

Hay cuatro radioestrellas que se conocen con suficiente exactitud como para ser utilizadas como fuentes patrones en esta medida:

Cassiopea A

Taurus A

Cignus A

Orion A

Estas radioestrellas emiten un ruido caracterizado por una densidad de flujo S medido en w/m/Hz .

(por ejemplo la radioestrella Cassiopea A emite un flujo S:

$S = 1040 \cdot 10^{-26}\ w/m^2/Hz$ a una frecuencia de 4GHz)

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

La determinación de la ganancia se hace pues apuntando la antena a la radioestrella y midiendo con un radiometro la potencia recibida, dicha potencia será:

$$P = \frac{SA}{2}$$

donde:

S= es la densidad de flujo de la radioestrella

A= es el area efectiva de la antena en cuestión

El area edectiva de la entena es:

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

donde:

G es la ganancia de la antena

λ es la longitud de onda

como $P = \frac{SA}{2}$ sustituyendo A nos queda:

$P = \frac{S\lambda^2 G}{8\pi}$ por lo que $G = \frac{8\pi P}{S\lambda^2}$

como $P = K T_e$

$$G = \frac{8\pi K T_e}{S\lambda^2}$$

donde

K es la constante de Boltzman=

T_e es la temperatura de la radioestrella

La formula final necesita de dos factores de corrección :

K_1 que corrige las variaciones atmosfericas, debidas al diferente angulo de elevación

K_2 que tiene en cuenta que la fuente radioelectrica no es puntual de esta forma nos queda la ganancia:

$$G = \frac{8\pi K T_e}{S\lambda^2} K_1 \cdot K_2$$

donde

$$K_1 = 10 \frac{0.004}{\operatorname{sen} \theta} \quad \text{para} \quad \theta \geqslant 5^\circ$$

$$K_2 = \frac{\int_{\Omega s} B(\Omega)\, d\Omega}{\int_{\Omega s} B(\Omega)\, P(\Omega)\, d(\Omega)}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

donde:

Θ es el angulo de elevación

Ω_s es el angulo solido correspondiente a la fuente

$B(\Omega)$ es la brillantez de la fuente

$P(\Omega)$ es el diagrama normalizado(Ω) de la fuente

Para esta medida es importante la exactitud del radiometro asi como el rango de visibilidad de la fuente , los angulos limites de la misma son:

$$E_a = 90° - [(\pm D) + L]$$

$$E_b = \pm D - [90° - L]$$

donde:

D es la declinación de la radioestrella

L es la latitud de la estación terrena, el signo superior es utilizado para el hemisferio norte y el inferior para el hemisferio sur

Por este metodo se puede determinar la sensibilidad de la estación terrena directamente y un circuito posible para dicha determinación es el mostrado en la fig.2.1

La ecuación utilizada en este caso es:

$$\frac{G}{T} = 8\pi k \frac{(Y-1)}{S\lambda^2} K_1 \cdot K_2$$

donde:

Y es la relación entre potencias, primero cuando la antena esta apuntada a la fuente y segundo cuando la antena no este apuntando hacia la fuente sino hacia el fondo del firmamento.

2-2 DETERMINACION DE LA TEMPERATURA DE RUIDO DE LA ANTENA

Cuando un equipo como el que se describe en este trabajo utiliza como primera etapa de recepción un amplificador de muy bajo ruido (amplificadores parametricos) la potencia de ruido termico liberada por la antena puede disminuir muy sensiblemente la sensibilidad del conjunto de recepción del sistema

Considerando que la antena esta construida de un metal perfectamente conductor o sea que no introduce perdidas debido a esta causa en el sistema, el unico foco de ruido considerable es el mencionado ruido termico.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

El ruido termico que libera es unicamente el ruido captado por el lobùlo principal y los lobulos secundarios, cuando la antena apunta hacia el cielo el ruido captado por dicho lobulo solo será el proveniente de la fuente atmosferica y del cielo en general, sin embargo, los lobulos secundarios y particularmente los situados lejos del lobulo principal pueden apuntar hacia regiones donde reine un ruido termico considerable, en particular los que apunten hacia el suelo donde la temperatura es del orden de los 290 ^{o}K en condiciones normales, esto conlleva un cuidadoso cuidado y supresion en lo posible de los lobulos laterales que se estudiara en la siguiente sección.

Por analogia con el estudio de ruido hecho en las etapas de amplificación la potencia de ruido disponible de una antena se calcula mediante la ecuación

$$N_a = K T_a B$$

donde:

Na es la potencia de ruido disponible a la salida , supuesta a la entrada del amplificador de bajo ruido

B es el ancho de banda de este ultimo

K es la constante de Boltzman

Ta es la temperatura de ruido de la antena

En el caso de que la antena apunte hacia sitios elevados y que el nivel de ruido introducido por concepto de lobulos secundarios es pequeño la Ta de la antena es baja, se dice entonces que la temperatura de la antena es fria

El metodo mas practico y usual para la determinación de la temperatura de ruido de una antena se basa en la comparación de dos medidas de ruido obtenidas mediante una fuente fria y otra caliente segun muestra la fig. 2.2.

Las ecuaciones que rigen esta medida sòn:

$$T_R = \frac{T_o - Y_1 T_f}{Y_1 - 1} + \frac{T_o}{G_R} \qquad (^{o}K)$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

$$T_A = \frac{T_f + T_R(1 - Y_2)}{Y_2} + \frac{T_o}{G_R}\,\frac{(Y_2 - 1)}{Y_2} \qquad (^oK)$$

donde

To es la temperatura ambiente(caliente)

Tf es la " de referencia fria

Yi es la relación de potencia de ruido recibidas

Gr es la ganancia de la etapa de bajo ruido

Para determinar la temperatura total del sistema se utilizan las ecuaciones:

$$T_s = \frac{\Delta T}{Y - 1} \qquad \text{donde} \quad Y = \frac{N_s + N_i}{N_s}$$

donde:

Ni es una cantidad predeterminada y conocida que se introduce en el sistema para efectos de referencia

ΔT es la temperatura equivalente a Ni

Ns es el ruido correspondiente al sistema en cuestion

Para que este sistema de medida sea efectivo es importante la linearidad de las etapas amplificadoras en todo el rango de frecuencias.

Otro metodo mas teorico de calcular la temperatura de la antena es mediante las expresiones:

$$T_A = \frac{T_{ex}}{L} + \frac{(L-1)}{L} \cdot T_o \qquad (^oK)$$

donde:

To es la temperatura ambiente

L son las distintas perdidas del sistema

Tex es la distribución de fuentes de ruido externos, siendo

$$T_{ex} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} G(\theta,\varphi) \cdot T(\theta,\varphi) \operatorname{sen}\theta \, d\theta \, d\varphi$$

Estas ecuaciones presentan la dificultad de determinar $G(\theta,\varphi)$ y $T(\theta,\varphi)$ por lo que su mayor aplicación se encuentra en las etapas de diseño.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

2-3 CONTROL DE LOBULOS SECUNDARIOS

Este control fijara el nivel de interferencias del sistema con otros sistemas de comunicaciones, además de minimizar la temperatura de ruido de la antena. Como ejemplo podemos enunciar los limites establecidos por el CCIR para los diagramas de radiación de las antenas:

$$G = 32 - 25 \log_{10} \theta \ dBi \ ; \ 1° < \theta \leq 48°$$

$$G = -10 \ dB \quad ; \quad \theta > 48°$$

donde:

G es la ganancia de la envolvente del lobulo principal en la dirección de la orbita geoestacionaria.

θ es el ángulo entre la direccion del eje del haz principal y la dirección a considerar.

En la practica la limitación de lóbulos laterales con una dimensión de 400λ a 600λ en una altura de estación terrena como la estudiada del tipo Cassegrain esta relacionada con el control de:

a) la distribución de energia en la apertura y la difracción que se origine en consecuencia

b) blocaje de la apertura

c) sobre iluminación del subreflector.

2-4 NO-LINEARIDAD EN EL AMPLIFICADOR DE SALIDA

El amplificador de potencia de la estación terrena cuando es utilizado simultaneamente por varias portadoras da origen a productos de intermolación que al ser amplificados por la antena producen una densidad de flujo que degrada las señales en el enlace ascendente.

El procedimiento que se sigue es establecer una limitación en el ruido por Emisión Fuera Banda (EFB) que es como se denomina este ruido.

El TOP utilizado simultáneamente por varias portadoras no puede trabajar a saturación, sino en algún punto en la región más lineal.

La limitación en la densidad espectral de EFB se establece por su equivalencia a la cantidad de ruido que se introduce en la señal.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

El cálculo consta de los siguientes pasos:

1)Cálculo de la potencia de una portadora en el enlace ascendente para un canal:

$$P = W_s - PO + PE_a - A - B \quad dBw/\text{canal telefónico}$$

en donde:

Ws es el flujo de iluminación a saturación dBw/m^2.

PO es el punto de operación del amplificador no lineal dB

PEa son las perdidas del enlace ascendente dB

A es la apertura de la antena en el satelite dBm^2

B es la relación entre un canal en el satelite y un canal telefonico dB

2) Calculo de la relación portadora-ruido en el enlace ascandente para un canal telefonico

$$\frac{C_a}{N_o} = \frac{C}{KTB}$$

3) Densidad espectral de ruido en el enlace ascendente

$$P - \frac{C_a}{N_o} = DE_{a1} \quad dBW/4KHz$$

4) Dado el limite incremental de ruido asignado a esta perturbación $\Delta\eta$

$$\eta_{T2} = \eta_{T1} + \Delta\eta$$

se establece la nueva DEa2 de tal manera que la cota maxima que pueden alcanzar los productos de intermodulación es:

$$EFB = 10 \log_{10} \left[10 \cdot 1^{(0,1 \cdot DEa_2)} - 10 \cdot 1^{(0,1 \cdot DEa_1)} \right]$$

2-5 DEMODULACION EN LA ESTACION TERRENA

El demodulador es el elemento que relaciona la sensibilidad del enlace $\frac{C}{K\,Ts}$ con la calidad de la información a obtener. La ecuación básica de la frecuencia modulada es:

$$\frac{S}{N} = \frac{3}{2} \frac{C}{N_o} \frac{D_p^2}{f_2^3 - f_1^3}$$

donde:

es la relación señal ruido

es la sensibilidad del enlace

es la desviación de pico del piloto

son las frecuencias limites de la banda base

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

es el factor de ponderación

es el factor psofometrico

2-6 PRESUPUESTO DE POTENCIA

A partir de los datos calculados en este trabjo :

Potencia de salida del TOP ..... 88 dBw

Ganancia de la antena a 6 GHz..... 63 dB

Ganancia de la antena a 4GHz .....60.7 dB

Ganancia del amplificador parametrico .....30 dB

Ganancia del amplificador a diodo tunel .....30 dB

y otros no calculados pero tomados de ejemplos practicos ya realizados como son:

Perdidas en los circuitos de salida ..... -4 dB

Perdidas de enlace entre edificios T(x)..... -3 dB

Perdidas de enlace entre edificios R(x)..... -5 dB

se puede establecer un presupuesto de potencia como el de la fig.2.3 y 2.4.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

CAPITULO 3

SISTEMA DE TX Y RX

INTRODUCCION

El sistema de transmisión -recepción del sitema de comunicacines via satelite que nos ocupa consta como dijimos en el capitulo 1 de los elementos siguientes:

a) Susistema de antenas que consta de una antena tipo Cassegrain de diametro del paraboloide de 30 m y del subreflector de 2.9 m

b) sistema de recepción que consta fundamentalmente de una etapa amplificadora de bajo ruido (amplificador parametrico), seguida de una etapa amplificadora a diodo tunel que entrega la señal convenientemente amplificada a los conversores.

c) sistema de transmisión que emplea un TOP como amplificador de potencia de banda ancha.

En las seccines 3-1 y 3-2 se estudian los componentes fundamentales de este sistema amplificador parametrico y antena respectivamente, para seguir en las secciones 3-3 y 3-4 dando una somera explicación de funcionamiento de la etapa de amplificación de potencia de transmisión y del amplificador a diodo tunel.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-1 AMPLIFICADORES PARAMETRICOS

INTRODUCCION

Debido al escaso nivel de potencia recibido en la estacion es aproximadamente 3 pw y a que el subsistema de antenas introduce muy poco ruido, la primera etapa de recepción ha de ser un tipo de amplificador que contribuya lo menos posible a aumentar dicho ruido. Con este fin se utiliza el amplificador paramétrico, para amplificar la señal (introduciendo el menor ruido posible) antes de que se degrade en la etapa mezcladora.

El principio de funcionamiento del amplificador paramétrico es como sigue:

Sobre el diodo varactor (elemento activo fundamental) se concentran dos frecuencias, la propia de la señal y una generada por la bomba (alta frecuencia de microondas) dando como resultado que debido a las caracteristicas del diodo varactor, de que la tension aplicada a una carga fija varía inversamente con su capacidad.

$$E = \frac{Q}{C}$$

Debido a esto la señal quedaría amplificada por efecto de la tensión de bombeo aplicada sobre el varactor que hace disminuir su capacidad.

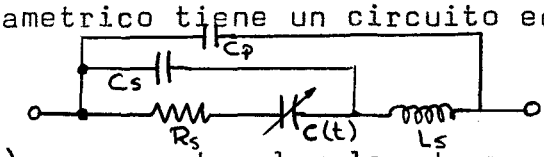
Para que se produzca la amplificación la frecuencia de bombeo ha de ser mucho más grande que la frecuencia de la señal.

En realidad las frecuencias de estas señales, deben mantener una relación entre si tal que al actuando juntamente sobre el diodo; este al decrecer su capacidad, consiga introducir en el circuito una variación de la reactancia o resistencia negativa que es la causa de la amplificación.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-1-1 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL VARACTOR

El varactor como elemento fundamental del amplificador parametrico tiene un circuito equivalente básico:



donde C(t) representa el valor de capacidad variable del diodo, se puede expresar tambien en valores de susceptancia S(t) para facilidad de las operaciones de cálculo.

Rs es la resistencia en serie asociada.

Ls es la inductancia " " "

Cs representa la capacidad en las proximidades de la union.

Cp representa la capacidad de encapsulado.

El unico factor que contribuye a la amplificación es la C(t) siendo todos los demás limitadores de cualquier caracteristica, Rs limita el ruido de trabajo además de la frecuencia máxima de operación del diodo.

Las otras reactancias limitan a su vez el producto ganancia ancho de banda.

El voltage y la corriente en esta capacidad se calculan:

$$v(t) = \int \frac{1}{C(t)}\, i(t) = f\left[q(t)\right]$$

$$i(t) = \frac{d}{dt}\left[C(t)v(t)\right] \qquad \text{Eq. 3.1}$$

vemos que la tensión es función de la carga en el tiempo.

Al aplicar sobre una reactancia no lineal dos frecuencias distintas f_1 f_2 pueden aparecer todas las frecuencias de la forma:

$$f_{mn} = mf_1 + nf_2$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Siendo f_1 f_2, f_1 f_2,..... filtros paso banda sintonizados a dichas frecuencias.

Basandonos en la ley de Ohm

$$V=IR$$

$$\left[V_{mn} = - \frac{S_x}{j\omega_{mn}} \quad i_{mn} \right] \quad ó$$

$$\left[V_{mn} = - \frac{1}{j\omega_{mn} C_x} \quad i_{mn} \right] \qquad \text{Eq. 3.2}$$

obtenemos la tension equivalente a una frecuencia fm+fn sobre una susceptancia Sx o capacidad Cx porla que fluye una corrienta im,n, donde Sx es cada uno de los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier:

$$S(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} S_i \, e^{j\omega t}$$

la matriz formada por estos coeficientes es:

$$\begin{bmatrix} v^*_{2p-s} \\ v_i \\ v_s \\ v_u \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdots \frac{S_0}{j(2\omega_p-\omega_s)} & \frac{S_1^*}{j\omega_i} & \frac{S_2^*}{j\omega_s} & \frac{S_3^*}{j\omega_u} \\ \cdots \frac{-S_1}{j(2\omega_p-\omega_s)} & \frac{-S_0}{j\omega_i} & \frac{S_1^*}{j\omega_s} & \frac{S_2^*}{j\omega_u} \\ \cdots \frac{-S_2}{j(2\omega_p-\omega_s)} & \frac{-S_1}{j\omega_i} & \frac{S_0}{j\omega_s} & \frac{S_1^*}{j\omega_u} \\ \cdots \frac{-S_3}{j(2\omega_p-\omega_s)} & \frac{-S_2}{j\omega_i} & \frac{-S_1}{j\omega_s} & \frac{S_0}{j\omega_u} \\ \cdots \quad \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdots \quad \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i^*_{2p-s} \\ i^*_i \\ i_s \\ i_u \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

Eq 3.3

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-1-2 AMPLIFICADORES NO DEGENERADOS

Los amplificadores no degenerados son aquellos que involucran solo 3 frecuencias la frecuencia de señal, idler y de bombeo, definiendose la frecuencia idler como:

Al actuar sobre la reactancia no lineal del diodo, las frecuencias de bombeo y de señal aparecen entre otras la suma y diferencia de dichas señales, para que el amplificador funcione adecuadamente una de estas dos frecuencias fp+fs ó fp-fs han de aparecer en el circuito, y esta frecuencia es la frecuencia idler y el circuito sintonizado a dicha frecuencia al circuito idler.

Cuando se trata de amplificadores parametricos de una sola puerta y dado que la frecuencia de entrada y salida son las mismas hay que diseñar el amplificador con un circuito que separe la entrada de salida, por ello se utilizan para separar dichas señales:

-un circulador de 3 puertas ⇒ Amplificador tipo circulador.

-un circuíto híbrido ⇒ Amplificador tipo híbrido.

Por supuesto es posible extraer la potencia del circuíto conectando una carga en serie o en paralelo con el generador de señal, pero este metodo introduce en el circuíto un factor de ruido más elevado que el tipo circulador, además de que mucha de la potencia de salida se disiparía en el generador.

El amplificador más usado es el de una puerta y de tipo circulador, un circuito simplificado del mismo es el que se muestra en la figura 3.1 donde:

Rg= Resistencia interna del generador
Ri= " de carga Ri=Rg

El varactor es representado por la capacidad C(t) ó susceptancia S(t) y su resistencia asociada en serie Rs

Los otros elementos constituyentes del circuito son filtros sintonizados a la frecuencia de la señal w_1 (L_1, C_1, R_1)

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

y la frecuencia idler (fp-fs) w_2 $(L_2C_2R_2)$

Como hemos considerado que por el varactor solo fluyen las corrientes debidas a las frecuencias idler y de señal obtenemos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{So}{jw_2} & -\frac{S_1}{jw_2} \\ \frac{S_1}{jw_1} & -\frac{S_0}{jw_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2^* \end{bmatrix} \qquad \text{Eq. 3.4}$$

Si ahora definimos el factor dinamico de calidad Q del varactor, considerando como unico elemento disipativo la resistencia en serie Rs el factor Q queda:

$$Q = \frac{|S_1|}{wRs}$$

por lo que:

$$Q_1 = \frac{|S_1|}{w_1 Rs} \qquad y \qquad Q_2 = \frac{|S_1|}{w_2 Rs} \qquad \text{Eq. 3.5}$$

de donde despejando el factor

por lo que la Eq. 3.4 queda de la forma:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{So}{jw_1} & -jQ_2Rs \\ jQ_1Rs & \frac{So}{jw_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2^* \end{bmatrix} \qquad \text{Eq. 3.6}$$

Para resolver la ecuación 3.6 se plantea un circuito equivalente de forma que la impedancia de transferencia es

$$Z_{12} = -\frac{Q_1 Q_2 Rs^2}{Rs + Z_{22}^*} \qquad y \qquad Z_{21} = -\frac{Q_1 Q_2 Rs^2}{Rs + Z_{11}^*}$$

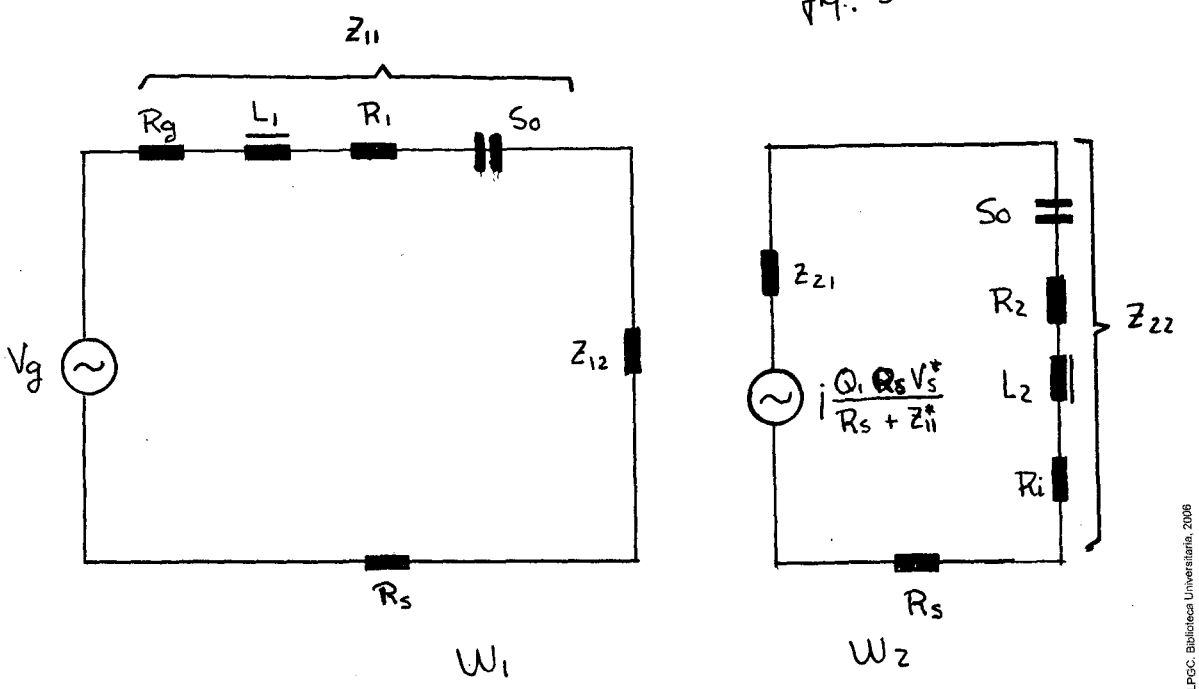
Z_{12} impedancia vista en 1 debido a 2

Z_{21} " " en 2. " a 1

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

el circuito quedará de la forma:

fig. 3.2



donde la impedancia de entrada se calcula:

$$Z_{in} = Rs \quad Re\left(-\frac{Q_1 Q_2 Rs^2}{Rs + Z_{22}}\right)$$

$$j\left[\left(w_1 L_1 - \frac{So}{w_1}\right) \quad Im\left(-\frac{Q_1 Q_2 Rs^2}{Rs + Z_{22}}\right)\right]$$

Eq. 3.7

donde $Z_{22}^* = R_i + R_s - j\left(w_2 L_2 - \frac{So}{w_2}\right)$

El termino:

$$Re\left(-\frac{Q_1 Q_2 Rs^2}{Rs \; Z_{22}}\right)$$

representa una resistencia negativa que es máxima cuando para un valor determinado de hacemos que

La resistencia de entrada queda pues:

$$R_{in} = Rs + R_1 - Q_1 Q_2 Rs \qquad \text{Eq. 3.8}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Si tenemos $R_1 = 0$ obtenemos que la :

$$R_{in} = R_s\,(1 - \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2) \qquad \text{Eq. 3.9}$$

que demuestra que si $\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2$ llegan a ser la unidad el amplificador deja de mostrar una caracteristica de resistencia negativa por lo que no presenta amplificación al guna .

Para hallar la ganancia de un amplificador parametrico de una puerta definido como el coeficiente de reflexión de potencia .

Cuando la resistencia de entrada es negativa el coeficiente de reflexión es mas grande que la unidad y la ganancia de potencia puede ser obtenida:

$$G_{11} = \frac{\left| Z^*_{11} - R_1 - \left[\left(-\frac{Q_1 Q_2 R_s^2}{R_s + Z^*_{22}}\right) + (R_s + R_1)\right] \right|^2}{\left| Z_{11} - R_1 + \left[\left(-\frac{Q_1 Q_2 R_s^2}{R_s + Z^*_{22}}\right) + (R_s + R_1)\right] \right|^2}$$

dado que el coeficiente de reflexión se define:

$$\rho_L = \frac{V_R}{V_i} = \frac{Z_0 - Z_L}{Z_0 + Z_L}$$

Z_0 es la impedancia intrinseca del circuito

Z_1 es la impedancia de carga

$$R_s + R_1 - \frac{Q_1 Q_2 R_s^2}{R_s + Z^*_{22}}$$

donde $Z^*_{11} = R_g + R_1 - j\left(\omega_1 L_1 - \frac{S_0}{\omega_1}\right)$

cuando $$Z_{11} + R_s = \frac{Q_1 Q_2 R_s^2}{R_s + Z^*_{22}}$$

la ganancia llega a ser infinita:

$$Z_{11} - \cancel{R_1} + R_s + \cancel{R_1} - \left(\frac{Q_1 Q_2 R_s^2}{R_s + Z^*_{22}}\right) \simeq \infty$$

$$G_{11} \simeq \infty$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-1-3 ESTUDIO DEL RUIDO DE UN AMPLIFICADOR PARAMETRICO

El factor mas predominante en el estudio del ruido de un amplificador parametrico es el ruido termico , de ahi que el estudio del ruido vaya orientado a disminuir en lo posible este ruido termico.

Esta disminución se consigue generalmente mediante algun tipo de refrigeración de alguna de las etapas amplificadoras por medio de Helio ó Nitrogeno liquido alcanzandose asi temperaturas del orden de los 4° K o menores.

Como hemos dicho el foco predominante de ruido es el ruido termico, desplazando asi a un segundo plano el ruido de disparo ó de bombeo.

Para hacer un estudio del amplificador teniendo en cuenta el ruido termico hay que modificar el circuito de la fig. 3.2 en orden a introducir las mencionadas fuentes de ruido:

Sabiendo que para cualquier fuente de ruido se establece que:

$$V^2 = 4KTRB$$

Siendo:

K= constante de Boltzman
T= temperatura del elemanto
R= resistencia asociada (foco de ruido)
B= ancho de banda

El ruido debido al circuito w_1 es debido a R_1 y R_s se estable mediante las ecuaciones:

$$R_1 \Rightarrow V_1^2 = 4KT_1R_1B$$

$$R_s \Rightarrow V_s^2 = 4KT_sR_sB$$

Siendo T_1 y T_s las temperatura de ruido de R_1 y R_s respectivamente

El ruido debido al circuito w_2 se debe a las resistencias R_s , R_i y R_2 :

$$R_s \Rightarrow V_s^2 = 4KT_sR_sB$$

$$R_i \Rightarrow V_i^2 = 4KT_iR_iB$$

$$R_2 \Rightarrow V_2^2 = 4KT_2R_2B$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

$T_i \equiv T_i$

$T_2 \equiv T \equiv T_1$

$T_s \equiv T_d$

Siendo T_s T_i y T_2 son las temperaturas de ruido de R_s R_i y R_2 respectivamente

Resumiendo, el ruido debido al circuito w_1, v_{n1} es:

$$V_{M_1}^2 = 4K\,(T_1R_1 + T_sR_s)B$$

y el ruido debido a w_2 , v_{n2} :

$$V_{M_2}^2 = 4K\,(T_iR_i + T_2R_2 + T_sR_s)\,B$$

obteniendose asi la potencia de ruido del sistema :

$$P_n = \frac{4KB\left[(T_1R_1 + T_sR_s + (T_iR_i + T_2R_2 + T_sR_s)\cdot\frac{\tilde{Q}_2^2\,R_s^2}{|R_s + Z_{22}^*|^2}\right]R_g}{\left|Z_{11} + R_s - \frac{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2\,R_s^2}{R_s + Z_{22}^*}\right|^2} \qquad \text{Eq 3.13}$$

La temperatura de ruido del amplificador se obtiene:

$$T_e = \frac{P_n}{KBG_{11}} \qquad \text{Eq. 3.14}$$

y el factor de ruido del mismo,teniendo en cuenta que el amplificador tiene una unica frecuencia de salida y una unica frecuencia de entrada, se determina por la ecuación:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \qquad \text{Eq. 3.15}$$

donde T_o es la temperatura ambiente estandarizada 290 ^oK

La cantidad (medida) de ruido M_{mn} se obtiene:

$$M_{mn} = \frac{1 + (w_1/w_2)\,\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2}{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1}\;\frac{T_d}{T_o} \qquad \text{Eq. 3.16}$$

para un determinado valor de Q_1 y T_d , M_m se queda en función de w_2 , y hay una optima frecuencia idler para la cual se obtiene un minimo de esta medida

Usando la relación $\tilde{Q}_2 = (w_1/w_2)\,\tilde{Q}_1$ y la ecuación 3.16 el minimo es obtenido:

$$M_{m.n} = 2\left(\frac{1}{\tilde{Q}_1^2} + \frac{1}{\tilde{Q}_1}\sqrt{1 + \frac{1}{Q_1^2}}\right)\frac{T_d}{T_o} \qquad \text{Eq. 3.17}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Cuando:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1+\tilde{Q}_1^2} - 1 \qquad \text{Eq. 3.18}$$

$$\frac{R_2}{R_s} = \frac{\left(\sqrt{G_{11}} + 1\right)^2}{G_{11} - 1}\left(\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1\right) \qquad \text{Eq. 3.19}$$

De todo esto sacamos que cuanto mayor sea Q_1 y menor sea T_d conseguiremos una medida menor de ruido

En la expresión 3.16 consideraremos $T_d = T_i$ y concluiremos que la resistencia idler deberia ser lo mas pequeña posible para lograr una mejor medida de ruido .

Sin embargo si $T_d > T_i$ debemos esperar una amplia mejora en la figura de ruido del sistema ajustando el valor de la resistencia de carga. El analisis indica lo siguiente :

1) Si la frecuencia idler es mas baja que la optima la medida de ruido puede ser mejorada refrigerando la carga idler, el valor minimo de M es igual al obtenido en la Eq.3.17

2) Si T_d aumenta debido a la disipasión de la bomba de potencia , la frecuencia idler optima sera mucho mas baja que la obtenida en la Eq. 3.18, algunas mejoras en la medida de ruido se obtiene optimizando la resistencia idler a temperaturas criogenicas

En funcion a disminuir la temperatura deruido efectiva la cual es proporcional a la temperatura ambiente del amplificador se recurre a la refrigeración por medio generalmente de helio o nitrogeno liquido, mejorando asi el factor de calidad como se muestra en la fig.3.3

El varactor mas usado para operar a temperaturas criogenicas esta construido de una aleación de arseniuro de galio AsGa dopado fuertemente, debido a que los varac

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

tores mas usuales no pueden ser usados cuando se requiere una refrigeración por debajo de los 100 ^{o}K pues la resistencia en serie asociada al varactor aumenta rapidamente y que por debajo de los 20 ^{o}K el varactor deja de mostrar su caracteristica de capacidad variable.

Sin embargo , se han hecho experimentos con varactores de Silicio fuertemente dopados, que trabajan bien hasta los 4 ^{o}K sin ninguna degradación , la desventaja de este dispositivo esta en que la dopación debe ser en este caso muy cuidadosamente controlada.

Hasta ahora hemos considerado que el foco esencial de ruido es el termico, rebajando a un segundo plano otro ruidos introducidos en el sistema por ser estos segundos mucho menores en termino de potencia que los primeros.Pero una vez salvado en su mayor parte la diferencia entre estas dos potencias mencionadas hay que considerar esos ruidos como de primer orden.

El ruido de disparo es insignificante cuando la temperatura de los amplificadores supera los 100 ^{o}K pero al disminuir esta hay que considerarlo, el exceso de temperatura efectiva de ruido debido a este factor varia de 3°K/μA para varactores de AsGa a 25°K/μA para varactores de Si, por tanto los varactores deben diseñarse en función de evitar estos focos de ruido.

De todo esto concluimos que el amplificador refrigerado de ser mas cuidados en cuanto a estos referidos parametros en función de evitarlos, y este cuidado debe ser mayor logicamente que en los amplificadores no refrigerados en los cuales al suparar estas temperaturas no tienen en cuenta el ruido debido a estos factores.

Hay que tener en cuenta como foco de ruido en los amplificadores parametricos refrigerados, la parte superior de la banda de trabajo, si la resistencia de carga , presenta una elevada temperatura de ruido a estas frecuencias debe ser tenido en consideración este factor.

En amplificadores parametricos con portadora multiple hay que tener en cuenta que el ruido aumenta en pro-

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

porción directa del numero de portadoras.

3-1-4 ANCHO DE BANDA DE LOS AMPLIFICADORES

En orden a calcular el ancho de banda de los amplificadores , lo que se suele hacer es calcular el producto ganancia-ancho de banda en el cual hay que considerar ademas de los fitros separadores de señal, los encapsulados,el circuito idler etc...,

Consideremos por ejemplo un amplificador de sintonia simple,conectado a un circualdor de tres puertas por medio de un acoplador N de bajas perdidas como muestra la fig. 3.4, donde el circuito T es el circuito sintonizante a la frecuencia de la señal y a la idler ω_{10} ω_{20} cuya reactancia se calcula:

$$X(\omega_{10}) = \frac{S_0}{\omega_{10}} \qquad X(\omega_{20}) = \frac{S_0}{\omega_{20}} \qquad \text{Eq. 3.20}$$

Si definimos ahora lo que llamamos"factor slope" d_1 y d_2 referidos a ω_{10} y ω_{20} que representa la relacion de la pendiente de la reactancia del circuito de simple y doble sintonia $C_0 \approx \frac{1}{S_0}$

$$d_1 = 1 + \frac{C_0}{C'} = \frac{1}{2}\left[1 + \omega_{10}^2 C_0 \left(\frac{dX}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_{10}}\right] \qquad \text{Eq. 3.21}$$

$$d_2 = 1 + \frac{C_0}{C''} = \frac{1}{2}\left[1 + \omega_{20}^2 C_0 \left(\frac{dX}{d\omega}\right)_{\omega=\omega_{20}}\right] \qquad \text{Eq. 3.22}$$

La impedancia de entrada de un amplificador de sintonía simple es aproximadamente :

$$Z_{in} \simeq R_s \pm j\frac{2d_1\Delta\omega}{\omega_{10}^2 C_0} - \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 R_s^2}{R_s + R_i \pm j(2d_2\,\Delta\omega/\omega_{20}^2 C_0} \qquad \text{Eq. 3.23}$$

donde la relación $\omega_2 = \omega_p - (\omega_{10} \pm \Delta\omega) = \omega_{20} \mp \Delta\omega$ ha sido usada

La ecuación mencionada sugiere un circuito equivalente que constaría de un circuito positivo en serie y de un circuito negativo en paralelo como muestra la figura 3.5. Por medio de esta figura se obtienen:

$$C_1 = \frac{C_0}{d_1} \qquad C_2 = \frac{d_2}{\omega_{20}^2 C_0 Q_1 Q_2 R_s^2}$$

$$R_j = \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 R_s^2}{R_s + R_i} \qquad \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} = \omega_{10}^2 \qquad \text{Eq 3.24}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Si suponemos el acoplador N como un transformador cuya relación de transformación es n^2 el valor absoluto de la ganancia de tension es:

$$g(\omega_1) = \frac{n^2 Z_0 - Z_{in}}{n^2 Z_0 + Z_{in}} \qquad \text{Eq. 3.25}$$

El ancho de banda a 3dB es calculado:

$$g(\omega_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} g_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{n^2 Z_0 - Z_{in}}{n^2 Z_0 + Z_{in}} \qquad \text{Eq. 3.26}$$

$$\left(\frac{B Q_m}{\omega_{10}}\right)^4 + \left(\frac{B Q_m}{\omega_{10}}\right)^2 \left[2 + \frac{1}{q^2} + \left(\frac{g_0+1}{g_0-1}\right) q^2\right] - \frac{4 g_0^2}{(g_0-1)^2 (g_0-2)^2} \qquad \text{Eq. 3.27}$$

donde

$$Q_m = \sqrt{Q_1 Q_2} = \frac{1}{Q_1 \omega_1 C_0 R_s} \sqrt{d_1 d_2 \frac{\omega_1}{\omega_2}} = \frac{1}{\gamma_1} \sqrt{d_1 d_2 \frac{\omega_1}{\omega_2}}$$

$$q = \sqrt{Q_2/Q_1} = \frac{Q_1 R_s}{R_s + R_i} \sqrt{\frac{d_2}{d_1} \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2} \qquad \text{Eq. 3.28}$$

$$Q_1 = \frac{1}{\omega_{10} C_i R_i} \qquad Q_2 = \omega_{10} C_2 R_i$$

$$g_0 = \frac{n^2 Z_0 - (R_s - R_i)}{n^2 Z_0 + (R_s - R_i)}$$

$$B = 2(\omega_1 - \omega_{10})$$

para ω_1 como en la acuación 3.26

Deduciendo de la ecuación 3.27 suponiendo que

$R_s \ll R_i$, $\tilde{Q}_1 \approx \tilde{Q}_{10}$ y $\tilde{Q}_2 \approx \tilde{Q}_{20}$

para una ganancia dada $\frac{B g_0}{\omega_{10}}$ es maxima cuando

$$q_{opt} = \left(\frac{g_0 - 1}{g_0 + 1}\right)^{1/2} \qquad \text{Eq. 3.29}$$

para una gran ganancia se reduce aproximadamente a:

$$\frac{B Q_m}{\omega_{10}} g_0 = \frac{2}{\sqrt{2 + q^2 + 1/q^2}} \qquad \text{Eq. 3.30}$$

el cual alcanza un valor maximo de 1 para q= 1

El producto ganancia-ancho de banda $\frac{B g_0}{\omega_{10}}$ es inversamente proporcinal a Qm, el cual es funcion del factor de capacidad de modulación $\gamma \approx S_1 C_0$

se consigue un ancho de banda mayor para un mas grande , y un mas pequeño $d_1 d_2$ y $\frac{\omega_1}{\omega_2}$

Sin embargo existen ciertas limitaciones establecimayormente por los parametros basicos del varactor

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

El circuito T debido al rechazo que tiene que suponer a la frecuencia idler debe consistir como minimo en 3 elementos C_p, L_p y $L_o + L_s$ como muestra la fig. 3.6

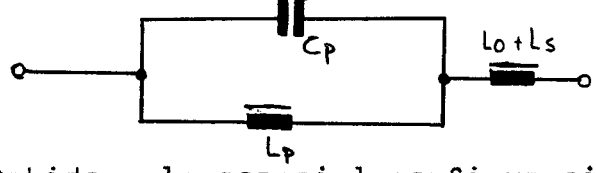


fig. 3.6

Debido a la especial configuración del varactor balanceado el circuito de aislamiento idler T puede ser una simple inductancia y $d_1 \cdot d_2$ puede ser aproximadamente 1 la fig. 3.7 muestra graficamente el calculo de d_1 y d_2 y de la función $\frac{r_1}{2} Q_m \sqrt{\frac{\omega_d}{\omega_1}}$ en función de $\frac{\omega_2}{\omega_d}$

El maximo producto ganancia-ancho de banda se obtiene para

En orden a ensanchar el producto ganancia-ancho de banda se utilizan:

1) circuitos de sintonia multiple y circuitos idler
2) estructuras de ondas progresivas

lo mas utilizado son los circuitos de multiple sintonia

Cuando la ganancia es suficientemente grande la formula de ganancia de voltage es :

$$g(\omega_1) \quad \frac{2 n^2 Z_o}{\left| n^2 Z_o + R_s - R_i + (j 2\Delta\omega R_i/\omega_1) \; (Q_1 + Q_2) \right|} \qquad \text{Eq. 3.31}$$

El producto ganancia-ancho de banda se triplica usando la combinacion de circuito resonante en serie y en paralelo en el circuito de la señal, lo cual se puede mejorar aumentando el numero de circuitos resonantes

En orden a obtener un mayor ancho de banda plano, se utiliza la ecuación:

$$\frac{B Q_m}{\omega_1} \ln g_o = \frac{\pi\left(\sqrt{1 + 3q^2} - 1\right)}{q} \qquad \text{Eq. 3.32}$$

La fig.3.10 muestra el porcentage de ancho de banda del varactor simple y balanceado,para circuitos de doble y simple sintonia . La frecuencia de resonancia del varactor ha sido fijada en 10 GHz y la ganancia en 20 dB .

Las frecuencias de auto-resonancia de los varactores de microondas son del orden de los 6 a los 30 GHz por lo que hay que cuidar la calidad del varactor.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-1-5 CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DEL AMPLIFICADOR

En el diseño de los amplificadores parametricos se deben tener en cuenta , los parametros requeridos , asi como la utilización de los varactores , circuladores , y circuitos de bombeo y de refrigeraciónsi se requiere, optimos en función de unas caracteristicas dadas.

Si necesitamos un gran ancho de banda, debemos utilizar ademas un circuito de sintonia multiple.

En lo referente al varactor, algunos de los facteres que determinan su elección son:

1) Una impedancia capacitiva del orden de la del circulador.

2) Alto factor dinamico de calidad Q_1 a la frecuencia de la señal. Para un ruido minimo Q_1 será lo mas grande posible :

$$(\tilde{Q}_1)_{opt} = q_{opt}\sqrt[4]{\frac{27}{4}}\sqrt{\left(\frac{\omega_d}{\omega_1}\right)^3} \qquad \text{Eq. 3.33}$$

para una configuración de varactor simple y

$$(\tilde{Q}_1)_{opt} = q_{opt}\sqrt{\left(\frac{\omega_d}{\omega_1}\right)^3} \qquad \text{Eq. 3.34}$$

para un varactor balanceado . El rango de q_{opt} va de 1 en un circuito de sintonia simple a 2 para circuitos de maxima compensación.

3) La frecuencia de auto-resonancia debe ser tan alta como sea posible.

4) Para amplificadores de banda ancha el factor γ_1 de capacidad de modulación ha de ser lo mas grande posible

5) Para amplificadores refrigerados las caracteristicas deben permanecer constantes desde temperatura ambiente a temperaturas criogenicas.

En lo referente a las caracteristicas del circuito, la frecuencia idler y de bombeo son determinadas por la ecuación 3.18 y la temperatura efectiva de ruido por la formula:

$$T_{e,m} = \left(1 - \frac{1}{G_{11}}\right)\frac{1 + \frac{\omega_1}{\omega_2}\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2}{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1}\cdot T_d \qquad \text{Eq. 3.35}$$

Considerando las perdidas en las lineas de transmisión , la temperatura efectiva de ruido queda:

$$T_e = (L_1 - 1)T_1 + L_1 T_{e1} + \frac{L_1(L_2-1)T_1 + L_1 L_2 T_{e2}}{G_1} \qquad \text{Eq. 3.36}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

donde :

T_{e1} es la temperatura efectiva calculada en la Eq 3.35

L_1 es la perdida de inserccion a la entrada del circulador

L_2 es la perdida de inserccion a la salida del circulador

T_1 es la temperatura del circulador

G_1 es la ganancia de potencia disponible

para minimizar la contribución de ruido de las siguientes etapas amplificadoras la ganancia G_1 debe ser lo mas grande posible .Sin embargo esta ganancia esta limitada en la practica por la propia estabilidad de ganancia del amplificador.

El amplificador parametrico es un circuito de resistencia negativa, y la ganancia y caracteristicas de transmision son sensibles a la variacion de las impedancias del circuito y de la señal de bombeo. Para amplificadores de bajo ruido con ganancia del orden de 20 dB, la ganancia varia cerca de 0,1 dB para una variación de la señal de bombeo de 0,01 dB esta sensibilidad puede ser contrarestada reduciendo la ganancia por etapas y usando cada una de la etapas en orden a lograr una ganancia deseable, ademas de controlar la señal de bombeo adecuadamente.

Como se dijo en la seccion de ancho de banda el diseño del circuito idler es muy importante en orden a lograr un buen ancho de banda .

El circuito de señal es diseñado de forma que sea resonante a la frecuencia de la señal y la resistencia pasiva de entrada del circuito de señal normalizada respecto a la resistencia del generador es igual a:

$$\frac{R_s}{R_g} = \frac{(G_{11}-1)/(\sqrt{G_{11}}+1)^2}{Q_1 Q_2 - 1} \qquad \text{Eq. 3.37}$$

En las consideraciones anteriores de diseño todos los circuitos exepto el varactor se consideraban de bajas perdidas, sin embargo algunas perdidas indeseables se introducen por las imperfecciones del montaje de los circuitos, los cuales son facilmente detectables midiendo el factor dinamico de calidad en cada circuito .

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Un valor exacto de la temperatura efectiva de ruido es dificilmente obtenible dado que los factores dinamicos de calidad Q y Q son medidos en condiciones pasivas y no responden a la realidad en condiciones de funcionamiento. En orden a resolver esta dificultad el valor de:

$$\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 / (1 + R_i/R_s)$$

En condiciones de operación se determinan:

$$\frac{Q_1 Q_2}{1 + R_i/R_s} = \frac{(G_{11} - 1) R_g}{(\sqrt{G_{11}} + 1)^2 R_s} + 1 \qquad \text{Eq. 3.38}$$

Las medidas de temperatura de ruido mediante esta formula tienen una tolerancia de 3 ^{o}K de los valores obtenidos mediante la Eq. 3.35.

El diseño de un amplificador de banda ancha es similar al de uno de banda estrecha, sin embargo hay que extremar los cuidados del factor de calidad, así como los del circuito idler. El circuito de señal es generalmente de multiple sintonía y el de idler es de sintonía simple, el numero de elementos resonantes es determinado por la exigencia de ancho de banda del amplificador, sin embargo circuitos de simple sintonia o más no son deseables toda vez que esto resulta un diseño demasiado complicado y una degradación del amplificador.

3-1-6 DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR PARAMETRICO

En este diseño, se describe un amplificador parametrico de dos etapas en cascada, con varactores en configuración simple. Las caracteristicas basicas del circuito se describen en la tabla I y fueron hallados de la forma siguiente:

La frecuencia de trabajo se establece en 3.95 GHz, la resistencia asociada a C(t) Rs del varactor cuando este actua como amplificador parametrico es de 0.45 Ω

El varactor que necesitamos esta construido de una aleación de AsGa (arseniuro de galio) y tiene una S tal que $|S_1| = 1.67 \cdot 10^{11}$ (Eq 3.3) esto nos da un factor dinamico de calidad segun la Eq 3.5

$$\tilde{Q}_1 = \frac{|S_1|}{\omega_1 R_s} = \frac{1.67 \cdot 10^{11}}{2\pi \cdot 3'95 \cdot 10^9 \cdot 0'45} = 15$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

la f_p es de 32 GHz por lo que la frecuencia idler nos quedara: $f_i = f_p - f_s = 32 - 3'95 = 28\ GHz$

de todo esto y sabiendo que:

$$\tilde{Q}_2 = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)\tilde{Q}_1 = \frac{2\pi \cdot 3'95 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 28 \cdot 10^9} \cdot 15 = 2.11$$

La ganancia del amplificador calculado mediante la Eq 3.10 queda:

$$G_{11} = \frac{\left|(Z_{11}^* - R_1) - \left(R_s + R_1 - \frac{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 R_s^2}{R_s + Z_{22}^*}\right)\right|^2}{\left|(Z_{11} - R_1) + \left(R_s + R_1 - \frac{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 R_s^2}{R_s + Z_{22}^*}\right)\right|^2}$$

que para simplificación de calculo se obtiene una buena aproximación considerando: $R_1 = 0$, $Z_{22} = 0$ por lo que la ganancia queda :

$$G_{11} = \frac{|(Z_{11}^* - R_s(1 - \tilde{Q}_1\tilde{Q}_2)|^2}{|(Z_{11} + R_s(1 - \tilde{Q}_1\tilde{Q}_2}$$

siendo $R_s(1 - Q_1Q_2) = Z_{in} = -13'8$

lo cual nos da un $Z_{11} = R_1 + jX_1 = 10 + j1'9$

siendo:

$$X_1 = \omega_1 L_1 - \frac{1}{\omega_1 C_1} = 1'9$$

la ganancia de cada etapa nos da

$$G_{11} = \frac{|(10 + 1'3'8) - j\,1'9|^2}{|(10 - 13'8) + j\,1'9|^2} = 31'6$$

$$G_{11} = 31'6 \Rightarrow G_{11} = 10 \log 31'6 = 15\ dB$$

la $Z_{in} = -13'8$ es la que nos da la caracteristica de amplificación

La frecuencia ω_{10} del circuito de señal en nuestro caso será 3.91 GHz dandonos un ancho de banda :

$$B = 2(\omega_1 - \omega_{10})$$

$$B = 2(2\pi \cdot 3'95 \cdot 10^9 - 2\pi \cdot 3'9101 \cdot 10^9) = 500\ MHz$$

Para calcular el producto ganancia-ancho de banda, segun la Eq 3.30

$$\frac{B\,Q_m}{\omega_{10}}\, g_0 = \frac{2}{\sqrt{2 + q^2 + 1/q^2}}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

como

$$q = \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} = 0'37$$

$$Q_m = \sqrt{Q_1 Q_2} = 5'62$$

$$\frac{500 \cdot 10^6 \cdot 5'62}{3'9101 \cdot 10^9} \cdot g_0 = 0'65$$

$$g_0 = \frac{3'9101 \cdot 10^9 \cdot 0'65}{500 \cdot 10^6 \cdot 5'62} = 0'9$$

$$g(\omega_1) = \frac{1}{\sqrt{2}} g_0 = 0'636$$

con el factor dinamico de calidad $Q_1 = 15$ obtenemos por medio de la fig. 3.3 (que representa la temperatura efectiva de ruido de entrada en función de Q_1) un valor de $Te = 50\ ^oK$.

Si el factor de ruido es segun la Eq 3.15 obtenemos:

$$F = 1 + \frac{Te}{To} = 1 + \frac{50}{290} = 1.172$$

Para calcular la potencia de ruido del circuito aplicamos la Eq 3.14 que nos da Pn en funcion del ancho de banda y de la ganancia de la etapa:

$$P_N = K\,Te\,B\,G_n = 1'38 \cdot 10^{-23} \cdot 50 \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 31.6 = 0.01\,pw$$

Para minimizar la temperatura de ruido se puede establecer que $R_1 = R_2 = R_i = Im\ Z_{22} = 0$
con lo que la temperatura efectiva de ruido queda:

$$Te,m = \left(1 - \frac{1}{G_{11}}\right) \frac{1 + (\omega_1/\omega_2)\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2}{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1}\ Td$$

Siendo la Td la temperatura del diodo $Td = 99\ ^oK$

$$Te,m = \left(1 - \frac{1}{31'6}\right) \frac{1 + \frac{3'95}{28} \cdot 15 \cdot 2.11}{15 \cdot 2.11 - 1} \cdot 99 =$$

$$= 0'96\ \frac{541}{30'65} = 17^\circ K$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

La medida de ruido Mm se obtiene segun la Eq 3.16

$$M_m = \frac{1 + (\omega_1/\omega_2)\,\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2}{\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1} \cdot \frac{T_d}{T_o} \qquad M_m = 0.06$$

La frecuencia de auto-resonancia se puede obtener de la Eq 3.33 ya que se trata de un varactor de configuración simple:

$$Q_1 = q_{opt}\sqrt[4]{\frac{27}{4}}\ \sqrt{\left(\frac{\omega_d}{\omega_1}\right)^3} \qquad q_{opt} = 1$$

de donde despejando:

$$\omega_d = \omega_1\left(\frac{1'5}{1'611}\right)^{2/3} = 2\pi \cdot 3'95 \cdot 10^9 \left(\frac{1'5}{1'611}\right)^{3/2} = 1'1 \cdot 10^{11}$$

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = \frac{1'1 \cdot 10^{11}}{2\pi} = 17'5\ GHz$$

Segun la fig. 3.7 podremos calcular el"factor slope" d_1 y d_2 graficamente en funcion de ω_2/ω_d, en nuestro caso $\omega_2/\omega_d = \frac{2\pi \cdot 28 \cdot 10^9}{2\pi \cdot 17'5 \cdot 10^9} = 1'6$

obtenemos

$d_1 = 1.6$

$d_2 = 2.6$

La resistencia R_2 del circuito idler normalizada respecto de Rs se obtiene segun la Eq 3.19

$$\frac{R_2}{R_s} = \frac{(\sqrt{G_{11}} + 1)^2}{G_{11} - 1}\,(\tilde{Q}_1\tilde{Q}_2 - 1)$$

$$\frac{R_2}{R_s} = \frac{43'8}{30'6}\,(30'65) = 43.87$$

$$\frac{R_2}{R_s} = 43.87 \Rightarrow R_2 = R_s \cdot 43'87 = 0'45 \cdot 43'87 \Rightarrow$$

$$R_2 = 19'6\ \Omega$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Analogamente la Rg normalizada respecto de Rs se obtiene a partir de la Eq 3.37

$$\frac{R_s}{R_g} = \frac{(G_{11}-1)/(\sqrt{G_{11}}+1)^2}{\tilde{Q}_1\,\tilde{Q}_2 - 1} = \frac{30'6 / 43.8}{30'65} = 0'022$$

$$\frac{R_g}{R_s} = 43'8$$

La Ri normalizada respecto de Rs se calcula igualmente segun la Eq 8.38

$$\frac{\tilde{Q}_1\,\tilde{Q}_2}{1+R_i/R_s} = \frac{R_g}{R_s}\,\frac{G_{11}-1}{(\sqrt{G_{11}}+1)^2} + 1$$

$$31'65 = 31'6 + 31'6\,\frac{R_i}{R_s}$$

$$\frac{R_i}{R_s} = \frac{31'65 - 31'6}{31'6} = 1'5 \cdot 10^{-3}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

TABLA I

CARACTERISTICAS DEL AMPLIFICADOR PARAMETRICO

Frecuencia de entrada y salida	3.95 GHz
" de bombeo	32 GHz
" idler	28 GHz
" auto-resonancia	17'5 GHz
Factor dinámico de calidad Q_1	15
" " " " Q_2	2'11
Ancho de banda B	500 MHz
Ganancia	30 dB (15+15)
Producto ganancia-ancho de banda	0'65
$q = \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}}$	0'37
$Q_m = \sqrt{Q_1 Q_2}$	5'62
$g(\omega_1)$	0'636
Temp. de ruido de entrada (Te)	50° K
Te,m	17° K
Mm	0'06
Fe	1'172
Pn	0'01 pw
Factor slope d_1, d_2	1'6, 2'6
Rs	0'45
$\frac{R_z}{R_s}$	43'87
$\frac{R_m}{R_s}$	43'8
$\frac{R_d}{R_s}$	$1'5\ 10^{-3}$

La fig. 3.9 muestra el amplificador parametrico de dos etapas que hemos diseñado.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-2 SUBSISTEMA DE ANTENAS

INTRODUCCION

En las comunicaciones via satelite , la antena juega un papel primordial,el subsistema de antenas, utilizandose una unica antena para la transmision y recepción , el rastreo puede utilizar una antena o antenas auxiliares.En nuestro caso la señal de rastreo se recibe dentro de la banda de recepción, no precisandose por consiguiente una nueva antena.

Las antenas se caracterizan por su gran ganancia y necesidad de seguimiento del satelite. Los diseños se basan todos en grandes reflectores parabolicos, existiendo 3 alternativas para la alimentación :

a) Las primeras antenas tenian los alimentadores frente al reflector. El mayor inconveniente de este modelo es las perdidas que se originan en las guiaondas

b) Tipo Cassegrain, en la que el exitador se encuentra en la apertura del reflector principal,incide en un subreflector colocado enfrente de el que colima la energia hacia él

c) Tipo Cassegrain modificado, en el que es practicamente eliminada el recorrido de guiaondas.Utiliza un segundo subreflector , que recoge la energia a la aalida del duplexor y la envia al primer subreflector.

En cuanto a caracteristicas, debe basarse en las siguientes:

1) Simplificación del sistema de seguimiento

2) Ser multihaz

3) Control de lobulos laterales yen su caso discriminación por polarización

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-2-1 PRINCIPIO DE LAS ANTENAS CASSEGRAIN

Una antena cassegrain esta constituida basicamente por dos espejos(fig 3.11) uno concavo M y otro convexo M', este devuelve la señal al centro del espejo principal M, La absorción de la energia se hace con la ayuda de un agujero taladrado en este sitio

La antena de dos reflectores que vamos a estudiar , esta basada en este principio (fig. 3.12) y se compone esencialmente de un espejo principal M, que es una paraboloide de foco en F_1, un espejo auxiliar M', que es una hiperboloide de focos F_1 y F_2 y de una fuente primaria C,donde el centro de fase esta en F_2

Todo rayo tal que F_2N es reflejado por el hiperboloide en la dirección NP(aparentemente emanado de F_1). Como este punto es el foco del paraboloide, el rayo PP' reflejado por este último es paralelo al eje OZ , cuando esta dirección presenta un angulo con OZ se producen lo que llamamos aberraciones.

Llamaremos :

$f = OF_1$

$f_1 = QF_1$

$f_2 = QF_2$

D= diametro del reflector

d= diametro del subreflector

Por analogia con la óptica definimos el factor m del sistema, a la relación entre f_1 y f_2 , es decir $m = \frac{f_2}{f_1}$,factor básico para el estudio de la antena es siempre superior a la unidad. El foco F_2 es en algunos casos el puesto de despejo principal existe entonces un caso particular importante: $f_1 = f_2$ dandonos un factor m=1.

El caso más generalizado es que coincida el paraboloide con el vertice O.

Se ha de notar que el espejo principal que debe interceptar la casi totalidad de la radiación de la fuente primaria a fin de no tener perdidas por este concepto al presentar un efecto de sombra muy importante; efecto que puede ser suprimido por relacion del plano de poralización

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

de la onda.

Otro caso importante es el representado en la fig. 3.13. El espejo principal se transforma en un plano (M),y el espejo auxiliar en un paraboloide (M') de foco F_2 (en O). Un rayo tal que ON, se refleja paralelamente a OZ en NP, siendo emitido paralelamente a OZ en PP".

Este montaje no funciona si M' no es trasparente para un rayo en PP" y reflector para ON;este caso se resuelve por rotación del plano de poralización en el momento de la reflexión sobre M. Esta rotacion se consigue del siguiente modo:

Delante de M y a un cuarto de longitud de onda de este, un dispositivo en redesilla de hilos inclinado 45° sobre la dirección del campo electrico incidente,direccion que suponemos vertical sobre la figura. En este caso el espejo auxiliar M' estara constituido por unos hilos verticales y la fuente primaria irradiaria un campo de polarización vertical. Si el diametro y la separación de los hilos que forman M', son los correspondientes, este espejo es reflector para la polarización horizontal.

Este artificio suprime el efecto de sombra del espejo auxiliar para los montajes de las fig. 3.12, 3.13.

Sin embargo el montaje que vamos a utilizar es el de la fig.3.12.

3-2-2 DIMENSIONES DE LOS ESPEJOS (REFLECTORES)

Nos fijaremos en el caso general de la fig.3.12 y 3.14 que reflejan las principales dimensiones que consideraremos.

Recordemos primeramente que en el paraboloide:

$$tg\,\frac{\phi_0}{2} = \frac{D}{4f} \qquad \text{Eq. 3.39}$$

Para el hiperboloide, la distancia focal es $F_1 F_2$:

$$F_1 F_2 = f' = f_1 + f_2 \qquad \text{Eq 3.40}$$

En geometria f' es habitualmente designada por (2c) mientras que la distancia entre los vertices de dos capas de hiperboloide es designada por (2a).

En la figura 3.14 :

$$f_2 = F_2 Q = a + c$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

La excentricidad de la hiperboloide es definida por la ecuación :

$$e = \frac{c}{a} \qquad \text{Eq. 3.42}$$

que es superior a la unidad.

Y: $$f_1 = c - a \qquad \text{Eq. 3.43}$$

despues :3.41, 3.42.3.43

$$m = \frac{f_2}{f_1} = \frac{e+1}{e-1} \qquad \text{Eq. 3.44}$$

donde :

$$e = \frac{m+1}{m-1}$$

De las propiedades de la hiperbola :

$$m = \frac{f_2}{f_1} = \frac{tg\,\frac{\phi_0}{2}}{tg\,\frac{\alpha_0}{2}} \qquad \text{Eq. 3.46}$$

Esto permite calcular el diametro (d) del reflector auxiliar:

$$\frac{D}{d} = m\left[1 + \frac{1}{m}\left(1 - tg^2\,\frac{\phi_0}{2}\right) - \frac{1}{m^2}\,tg^2\,\frac{\phi_0}{2}\right]\frac{f}{f_1+f_2}$$

$$\text{Eq. 3.47}$$

Si m es del orden de algunas unidades:

$$\frac{D}{d} \simeq m \qquad \text{Eq. 3.48}$$

Se puede igualmente demostrar que si se prolonga un rayo primario tal que F N , este corta el rayo secundario Pt en un punto P que esta situado sobre la parabola tal O' P' R' de foco F_2 .La distancia focal de esta nueva parabola es : $$f^n = m\,f \qquad \text{Eq. 3.49}$$

Del punto de viste de la radiación secundaria la unión de dos reflectores, puede ser reemplazada por esta parabola, llamada por esta razón parabola equivalente de Cassegrain. Si $I(\alpha)$ es la corriente de iluminación primaria la distribución de amplitud sobre la avertura del paraboloide equivalente :

$$E(x) = \frac{\sqrt{I(\alpha)}}{F_2 P'} \qquad \text{Eq. 3.50}$$

Por consiguiente se podra calcular el diagrama de radiación de la antena o las dimensiones de la boquilla del cubilete primario, que sera (m) veces más grande que

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

que la necesaria para un paraboloide ordinario.

El calculo de una antena Cassegrain, es muy complejo, para que (d) sea pequeño, tenemos que minimizar f ,el factor m es ahora muy importante sobre todo en grandes antenas, esto conduce a grandes valores de f y de las dimensiones de lafuente primaria.

3-2-3 VENTAJAS E INCONVENIENTES DE UNA ANTENA CASSEGRAIN

Desde el punto de vista de la dimensión de la antena, el punto principal del montaje es la flexibilidad,en la elección de los parametros del sistema radiante , es relativamente facil de obtener una parabola euivalente de gran distancia focal.

Otra ventaja inmediata es la supresión del efecto de sombra, de difracción y de reflexión parasitas provocadas por la fuente primaria, ademas de suprimir grandes longitudes de lineas para alimentar la fuente principal, ya que este montaje permite la alimentación a traves del vertice de la parabola, eliminando asi una causa de ruido (por acortar la linea) en el caso de receptores de alta sensibilidad(Amplificadores paramétricos o maser)

3-2-4 CALCULO PARA EL DISEÑO DE UNA ANTENA CASSEGRAIN

Se puede hacer un pequeño diseño (en cuanto a medidas se refiere) de una antena para su utilización en la estación terrena de una comunicación vía satelite.

La antena debera tener una f_2 o sea una distancia desde el alimentador hasta el vertice del hiperboloide reflector : $f_2 = 7'66$ m

y un f_1 o sea una distancia desde el vertice del subreflector hasta el foco F_1 de la parabola: $f_1 = 0'74$ m

con esto y mediante la Eq. 3.44

$$m = \frac{f_2}{f_1} =$$

El alimentador ha de estar situado a 6.33 m del vertice del paraboloide por lo que segun la ecuación

$$f = f_1 + f_2 + \ell = 14'73 \text{ m}$$

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

y como f es la distancia desde el origen (vertice de la parabola) hasta el foco F de la misma, teniendo en cuenta que la parabola ha de tener un diametro de 30m, por la ecuación 3.48 $\frac{D}{d} \simeq m \Rightarrow d = 2'9\,m$

obtenemos que el diametro del subreflector (d) es 2.9 m con estos datos se pueden calcular el ángulo ϕ_0 de la forma:

$$tg\,\frac{\phi_0}{2} = \frac{D}{4f} \Rightarrow \phi_0 = 54^\circ$$

Con estos datos podemos calcular tambien la distancia f que es la distancia entre el alimentador y el foco F del paraboloide de la forma :

$$f' = f_1 + f_2 = 8'4\,m$$

Tambien podremos calcular el angulo α_0 de la forma :

$$m = \frac{tg\,\frac{\phi_0}{2}}{tg\,\frac{\alpha_0}{2}} \Rightarrow tg\,\frac{\alpha_0}{2} = 0'05 \Rightarrow \alpha_0 = 5'6^\circ$$

con lo que la distancia entre focos de la hiperboloide queda :

$$\overline{F_1 F_2} = 8'4\,m$$

En el capitulo 2 se hace un calculo de la ganancia de la antena asi como de otros parametros de la misma.

La fig.3.14 muestra graficamente todas las medidas reseñadas.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

3-3 AMPLIFICADOR DE BANDA ANCHA

Despues de la etapa de recepción de bajo ruido hay una etapa de amplificación posterior que se encarga de alcanzar un nivel adecuado de señal para que pueda atacar al sistema modem (demodulador), de ahi que se utilice un amplificador de diodo tunel, el cual presenta una caracteristica de resistencia negativa con un nivel de polarización adecuado, las caracteristicas basicas de este amplificador son:

Ganancia ..... 30 dB
anchura de banda. 500 MHz
Banda de frecuencia. 3700 a 4200 MHz

3-4 AMPLIFICADOR DE POTENCIA

En la etapa de transmisión se utiliza como amplificador de potencia un TOP como amplificador de banda ancha, utilizado con multiportadoras, aunque en este caso introduce productos de intermodulación por lo que no puede operar a saturación.

En la fig. 3.15 vemos un diagrama de bloques del sistema de transmisión, que consta de una etapa preamplificadora seguida del amplificador propiamente dicho, este amplificador consta de un TOP cuyas caractristicas son:

Banda de frecuencias..... 5925-6425MHz
Potencia de saturación..... 3 kW
Ganancia maxima ..... 43 dB
Gnancia minima..... 29 dB

estas caracteristicas unidas a las de las otras etapas amplificadoras del sistema de transmisión hacen que el amplificador adquiera unas caracteristicas :

Banda de frecuencias.....5925-6425 MHz
Potencia maxima.....3kW
Potencia útil.....1.6 kW
Potencia radiada efectiva... 88 dB
Señales transmitidas .....Multiportadoras
linealidad..... intermodulación -26 dB

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

La figura de merito del TOP es:

$$F(TOP) = G \times B \times P \quad dBw \cdot MHz \qquad Eq.\ 3.51$$

El fenomeno de amplificación se explica de la siguiente manera :

Cuando un electron se ve sometido a un campo mas o menos fuerte se acelera en relación con una velocidad media dando lugar a un apelotamiento o enrarecimiento de electrones , si el haz de electrones es inyectado con una velocidad media superior a la velocidad de fase , habrá un intercambio de energia electrica en energia de radiofrecuencia (hay trasvase de energia cinetica de los electrones en energia de campo)

Los elementos fisicos que componen un TOP sòn:

a) lineas de retardo , las mas usadas son las helices por el gran ancho de banda que presentan

b) acoplo de energia de radiofrecuencia generalmente hecho por medio de un coaxial

c) el cañon electronico es analogo a la de cualquier válvula

d) dispositivo de enfoque del haz de electrones

e) el atenuador que tiene la misisón de separar la entrada de la salida del tubo para evitar la oscilación normal del tubo.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

CAPITULO 4

SISTEMA MODEM

INTRODUCCION

El sistema modem (modulador-demodulador) consta delos equipos de modulación y demodulación de la estación terrestre , asi como todas las redes de preenfasis ,deenfasis , señales piloto, silenciamiento etc..., que mas adelante se describiran; se incluye tambien el sistema de alimentación asociadas a los circuitos.

En el sentido de transmisión ,la señal procedente de la fuente de información, o sea la banda base se amplifica y se somete , luego de introducir en la misma las señales pilotos a una red de preenfasis, luego pasa al modulador de banda ancha , el cual necesita una alta estabilidad de frecuencia que se consigue por un circuito de control automatico de frecuencia C.A.F. que compara la señal con la procedente de un cristal de cuarzo de frecuencia extremademente estable.

A la salida del modulador la señal de banda base modulada en amplitud esta disponible como una señal de F.I de 70 MHz modulada en frecuencia para ser aplicada al equipo de radio.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

En el sentido de recepción (demodulación) el proceso es inverso, la señal de F.I (70 MHz) procedente del amplificador de bajo ruido de la etapa de recepción , se hace pasar a traves de un limitador que eliminara la modulación en amplitud parasita superpuesta a la modulacion en frecencia , a continuación un modulador de banda ancha regenera de nuevo las frecuencias de banda base,despues de pasar por una red de deenfasis y una etapa amplificadora que separa las señales piloto de la correspondiente a la información.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-1 MODULADOR (SENTIDO DE TRANSMISION)

El modulador tiene la misión de suministrar al transmisoruna portadora de radio de F.I 70 MHz ,modulada en frecuencia por la señal de banda base BB dicho modulo se subdivide en los siguientes bloque

4-1-1 IGUALADOR DE CABLE

la funcion de este bloque es compensar la atenuación dependiente de la frecuencia que se origina en el cable de union entre el equipo multicanal y el modem el ajust del nivel de la señal de entrada se realiza igualmente por medio de este igualador de cable.

4-1-2 GENERADOR Y FILTRO DE LA SEÑAL PILOTO

La señal piloto es generada por medio de un oscilador de cuarzo altamente estable,un parametro muy imprtante en esta señal es su amplitud constante por lo que se necesita un oscilador que mantenga lo mas posible estable su amplitud.

El filtro del piloto es una red con impedancia caracteristica constante que sirve para inyectar la frecuencia piloto en el espectro de la señal de banda base.

4-1-3 AMPLIFICADOR DE BANDA BASE

Es la primera etapa de amplificación que sufre la banda base y su ganancia es ajustable dentro de unos margenes por medio de varias etapas amplificadoras.

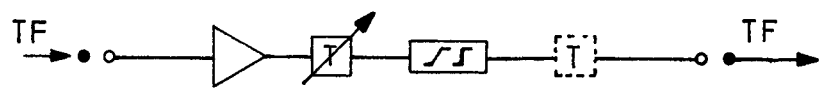
© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-1-4 AMPLIFICADOR DE BANDA BASE CON RED DE PREENFASIS

Su mision consiste en amplificar la señal de entrada e imponer a la señal de banda base la acentuación recomendada por el CCIR.

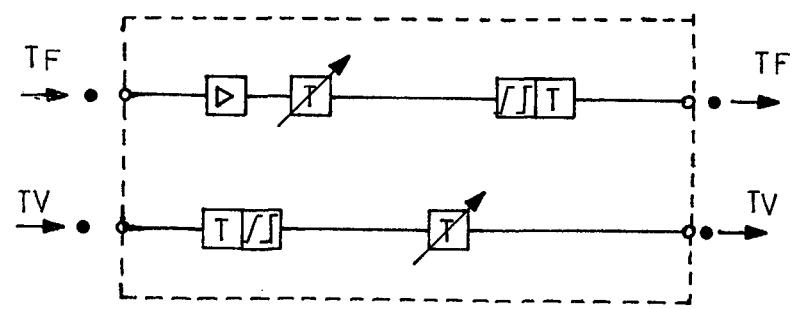
Esta etapa de amplificación de ganancia ajustable contiene a la entrada una red de preenfasispara reforzar en potencia la parte de la banda correspondiente a la de mayor frecuencia, por lo que esta red tiene una perdida de insercción decreciente segun aumenta la frecuencia de forma que el nivel de la señal de banda base de frecuencias elevadas es superior que las de baja frecuencia

El esquema de bloques del circuito fig : 4.1



esta constituido por una etapa amplificadora variable, por un atenuador variable y segudo de una red de preenfasis CCIR.

Cuando se trata de un enlace mixto TV/TF se utiliza un amplificador cuyo esquema de bloques es el si - guiente : fig. 4.2



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

en el que podemos apreciar , para la parte destinada para tlefonia el mismo esquema de bloques que el anteriormente reseñado , y para la parte de TV esta constituida por una red de preenfasis TV CCIR y por un atnuador variable identico al utilizado en la sección de telefonia.

Las redes de prénfasis TF y TV pueden sustituirse por otrod tantos atenuadores,que introducen en el circuito una atenuación equivalente

Las especificaciones tecnicas de este bloque estan dadas en la tabla.

4-1-5 MODULADOR DE F.I

Esta etapa convierte la señal de banda base en otra modulada en frecuencia con traslación a la frecuencia intermedia de 70 MHz.

El modulador de F.I se compone de :

I)Un amplificador de banda base.

II) Dos osciladores de alta estabilidad cuya diferencia de frecuencia sea exactamente la frecuencia intermedia o sea 70 MHz , estas oscilaciones son generadas por dos osciladores modulàdos en contrafase .

Debido a la estructura del circuito , la F.I es igual a la diferencia de frecuencias de los dos osciladores y la desviación total a la salida resulta igual a la suma de de las desviaciones de los dos osciladores individuales.

El principio en el que se basa el funcionamiento del modulador y que permite obtener una buena linealidad ,es practicamente el mismo que el empleado en los amplifica-

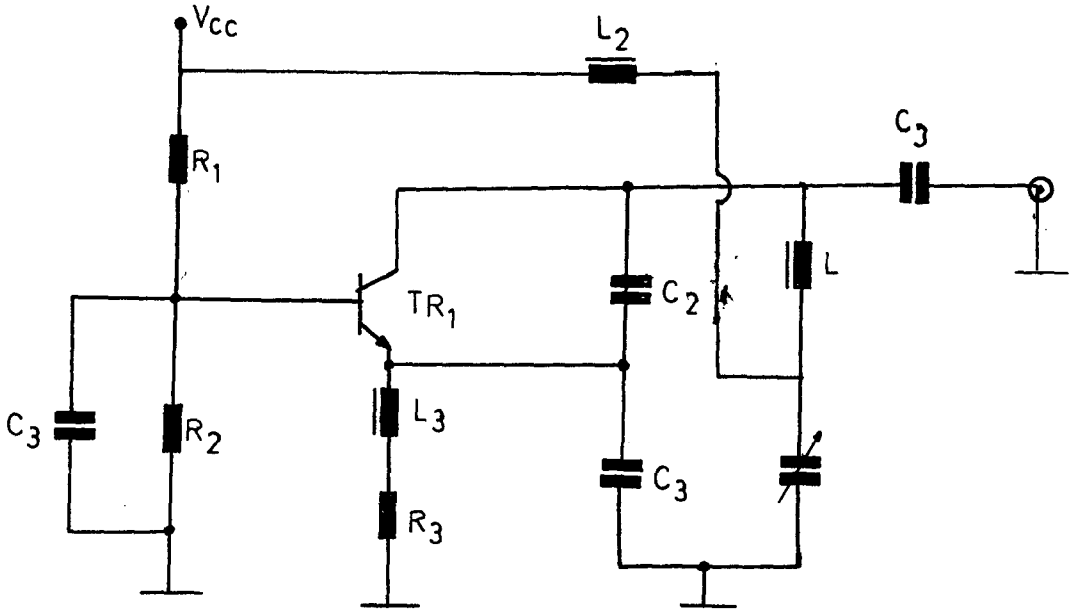
© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

dores en contrafase (push-pull)

Estando los dos osciladores modulados en contrafase las caracteristicas de modulación que se pueden considerar en principio identicas , son recorridos en sentido opuesto por los dos osciladores , de este modo , componiendo las dos desviaciones , la disminucion de la pendiente de una se compensa con el aumento de la otra dando lugar a una caracteristica rectilinea .

En la practica debido a que las dos caracteristicas antes mencionadas no son iguales se elige el tramo de caracteristica mas lineal de uno de los dos osciladores (el mas conveniente) para obtener asi la mencionada linealidad; ésto se obtiene regulando una desviacion respecto a la otra actuando sobre el nivel de la tension moduladora.

Los dos osciladores son de frecuencia 323y 253 MHz los osciladores pueden ser del tipo Clapp constituidos por dos transistores que llevarian montados en sus respectivos circuitos resonadores dos varactores.



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

la modulación se obtiene enviando la señal de BB directamente a los dos varactores conectados en el circuito resonante la modulación de las capacidades de los varactores producen la modulación en frecuencia.

Las dos señales de los osciladores de 323 y de 253 MHz ,moduladas en frecuencia han de pasar por unos filtros de paso bajo de 500 y 350 MHz con el fin de eliminar los armonicos.

Una vez filtradas pasan por una etapa mezcladora constituida por cuatro diodos de baja capacidad en la cual se aplican las dos frecuencias de los osciladores cuya diferencia es la frecuencia intermedia.

323-253 = 70 MHz

Una vez obtenida la frecuencia intermedia pasan a una etapa de amplificación de dicha frecuencia :

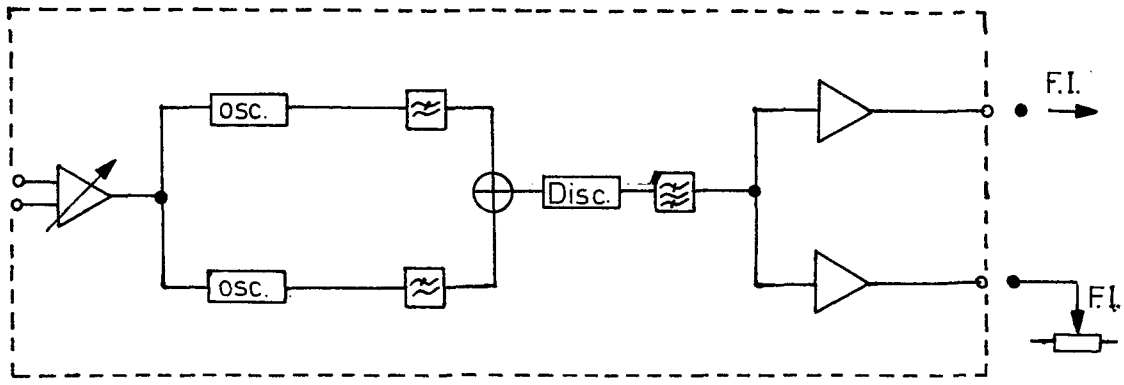
I Preamplificador de F.I debido al bajo nivel de la señal a la salida del mezclador,esta primera etapa de amplificación debe ser de ganancia controlada automaticamente,con el fin de obtener una correción del nivel en la señal debido al envejecimiento y a la temperatura por lo que se requiereun amplificador de bajo ruido.

II Amplificador final que es la ultima etapa amplificadora del modulador a cu-

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

ya salida se obtiene la señal de F.I
a un nivel de acuerdo con las recomen-
daciones de la CCIR

el esquema simplificado de bloques del modulador de F.I
es el siguiente : fig 4.4



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-1-6 Detector FI y Pc

Esta unidad tiene la misión de dar la alarma cuando disminuya el nivel de la señal de FI existente en su entrada por debajo de un valor prefijado, o bien cuando la desviación de frecuencia aplicada a la señal de FI de la frecuencia piloto sea inferior a un valor prefijado.

4-1-7 C.A.F (CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA)

Esta unidad tiene la misión de suministrar al modulador una componente continua de amplitud y polaridad proporcionales al desplazamiento en frecuencencia de la señal de FI .

Cuando dicha componente supere un valor prefijado la unidad da una alarma

A la salida del mezclador aparecen dos señales desfasadas 90 entre si a frecuencia igual a la diferencia entre los 70 MHz estabilizados y la frecuencia FI correspondiente a la señal , dicho desfasaje entre las dos señales resulta anticipado o retrasado depaendiendo de que si el valor de la FI bajo control es inferior o supaerior al valor nominal , por lo que las dos señales despues de pasar por el circuito desfasador se encuentran en fase o en oposición de fase por lo que suministran a la salida del ultimo mezclador una componente continua de polaridad positiva o negativa respectivamente.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

La citada componente continua se utiliza para aumentar o disminuir la frecuencia de uno de los osciladores para compensar de esta menera el supuesto desplazamiento de la FI de su valor nominal.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-2 DEMODULADOR (SENTIDO DE RECEPCION)

Este modulo tiene la misión de restituir la banda base emitida, misión que realiza detectando por medio de un discriminador la portadora de 70 MHz de FI modulada en frecuencia. Dicho modulo se subdivide en los siguientes bloques:

4-2-1 DEMODULADOR

Este bloque tiene la misión de extraer la señal de banda base de una portadora de FI modulada en frecuencia

El bloque demodulador se divide a su vez en los siguientes circuitos:

-Filtro y limitador

-Amplificador igualador

-Discriminador

-Amplificador

Filtro y limitador

Este circuito esta constituido por una etapa de separación seguida de un filtro paso banda cuya misión es la de atenuar posibles armonicos, a su salida hay un amplificador que envia una señal a un nivel idoneo para que ataque al limitador el cual tiene la misión de hacer una regulación lo mas fina posible del nivel de BB de salida, suprimiendo la modulación en amplitud superpuesta a la FM.

Luego de este proceso de limitación en el cual van a aparecer componentes armonicos, hay que colocar a su salida un filtro paso banda de FI.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

Amplificador igualador

Su misión es la de contribuir a la compensación del retardo de grupo de los filtro y las redes de discriminación que siguen, y enviar la señal a las etapas del discriminador por medio de dos vias separadas de amplificación . De este bloque tambien sale una salida monitora de FI

Discriminador

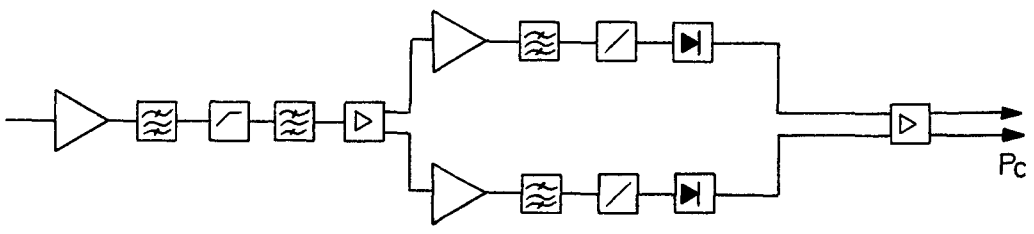
La señal de FI procedente del circuito anterior se envia a dos etapas a,plificadoras , seguidas cada una de un filtro paso banda. A la salida de los filtros hay una red que transforma la modulación de frecuencia en modulación de amplitud , convirtiendo los cambios de FM en una señal de AM que se utiliza para rectificar la FM. Las dos señales de BB a la salida de los detectores , se combinan en una red resistiva y se envian a la entrada del siguiente amplificador.

Amplificador

A la salida de este bloque se obtiene la señal de FI a un nivel de acuerdo con las recomendaciones de CCIR

Un circuito simplificado del demodulador es:

Fig 4.5



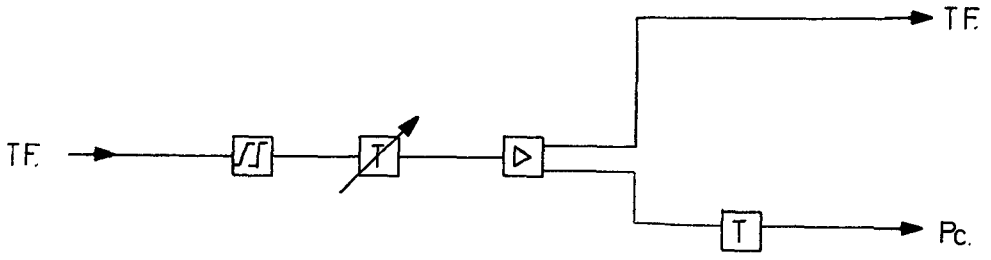
© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-2-2 AMPLIFICADOR DE BANDA BASE CON RED DE DEENFASIS

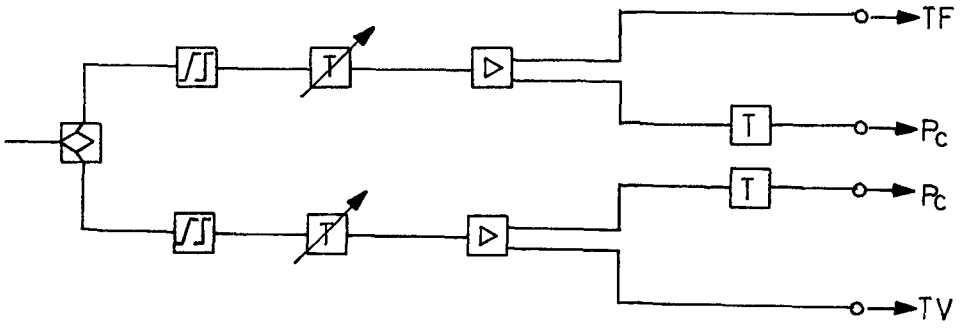
Este bloque tiene la misión de amplificar la señal de BB que le envia el demodulador y de imponer a la BB una atenuación recomendada por el CCIR, complementaria de la impuesta en transmisión.

Este bloque esta constituido por una red de deenfasis CCIR,seguido de un atenuador variable y de una etapa amplificadora.

El circuito de deenfasis se puede sustituir por un atenuador que introduce en el circuito una atenuación equivalente. fig. 4.6



Para el caso de TV/TF el circuito equivalente sería :



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

4-2-3 FILTRO PILOTO Y SILENCIAMIENTO

Este circuito esta constituido por un filtro eliminador de la señal piloto y por un circuito de silenciamiento.

El filtro piloto sirve para separar de la banda base la frecuencia piloto de continuidad y el circuito de silenciamiento para evitar la entrada de ruido al equipo multicanal. En caso de empeoramiento del sistema de trasmisión, atenúa ademas de la señal piloto la señal de BB para que no se propague posteriormente.

4-2-4 IGUALADOR DE CABLE

Sirve para adaptar el cable que une el bastidor modem al equipo multicanal.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

INDICE DE FIGURAS

Fig. Pag

0.1 Plano de situación (Memoria)

1.1 Susistema de Rx y Tx..... 3

1.2 Distribución de la banda de 6 GHz 3

1.3 Distribución de canales..... 4

2.1 Circuito para determinar la sensibilidad 9

2.2 Fuente fria y fuente caliente.....10

2.3 Presupuesto de potencia Tx.....14

2.4 " de " Rx 14

3.1 Amplificador parametrico tipo-circulador 19

3.2 Circuito equivalente del amplificador parametrico. Calculo de ruido 21

3.3 Q_1 en función de la temperatura efectiva de ruido 25

3.4 Circuito del amplificador parametrico. Calculo del ancho de banda B 27

3.5 Circuito serie-paralelo equivalente del amplificador parametrico para el calculo de C_1 C_2 , Rj, W_{10} 27

3.6 Circuito equivalente de T 29

3.7 d_1 , d_2 y en función de W_2/ W_d 29

3.9 Circuito del amplificador parametrico diseñado...37

3.10 Porcentage de ancho de banda B en función de la frecuencia 29

3.11 Antena de Cassegrain (principio).....39

3.12 Antena de dos reflectores (Cassegrain).....39

3.13 Montaje Cassegrain.....40

3.14 Antena Cassegrain diseñada.....43

3.15 Diagrama de bloques del sistema de Tx.....44

4.1 Amplificador co red de preenfasis TF.....49

4.2 Amplificador con red de prénfasis TV/TF.....49

4.3 Oscilador Clapp (modulación de FI) 51

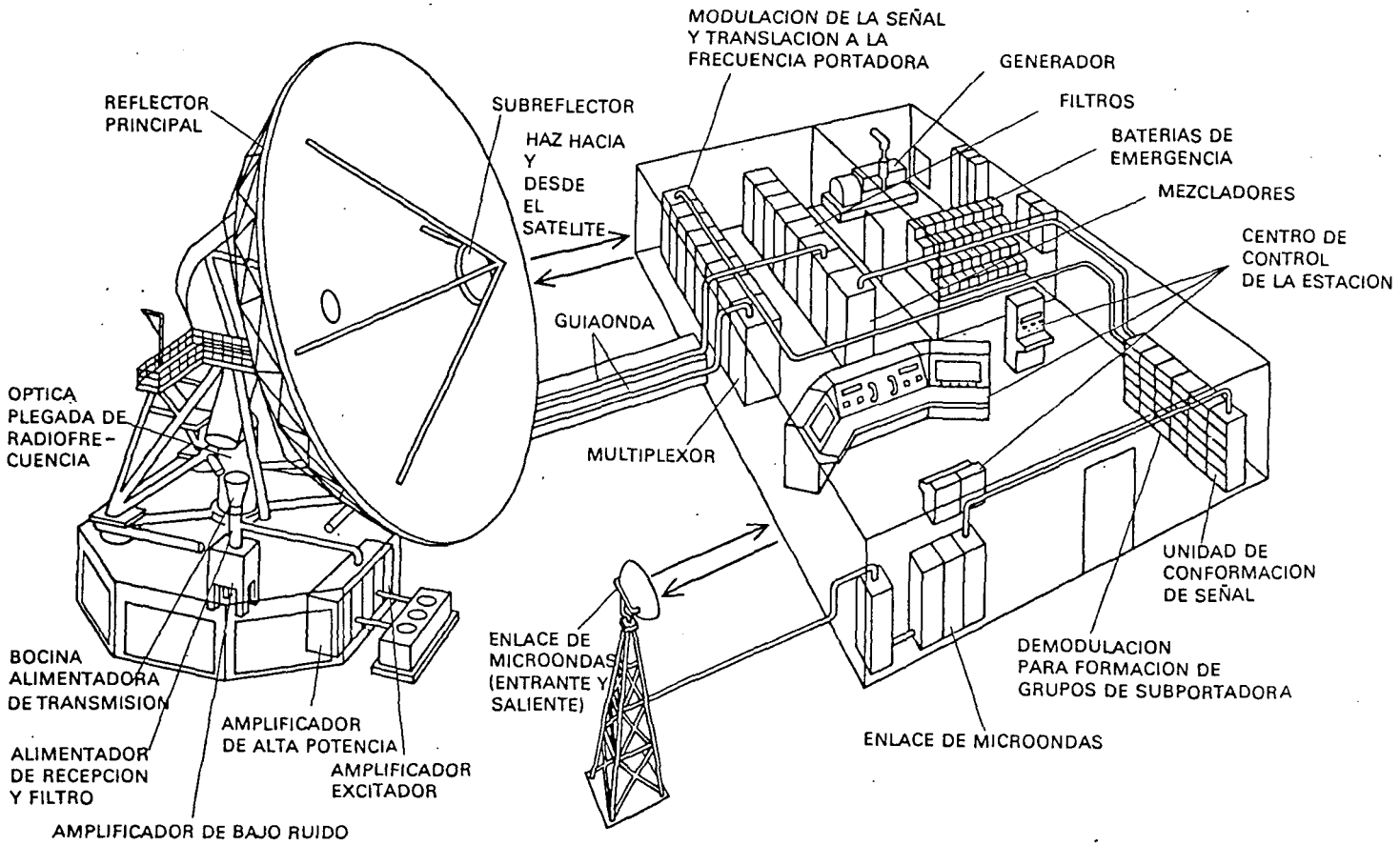
4.4 Diagrama de bloques del modulador de FI.....53

4.5 Amplificador de FI.....57

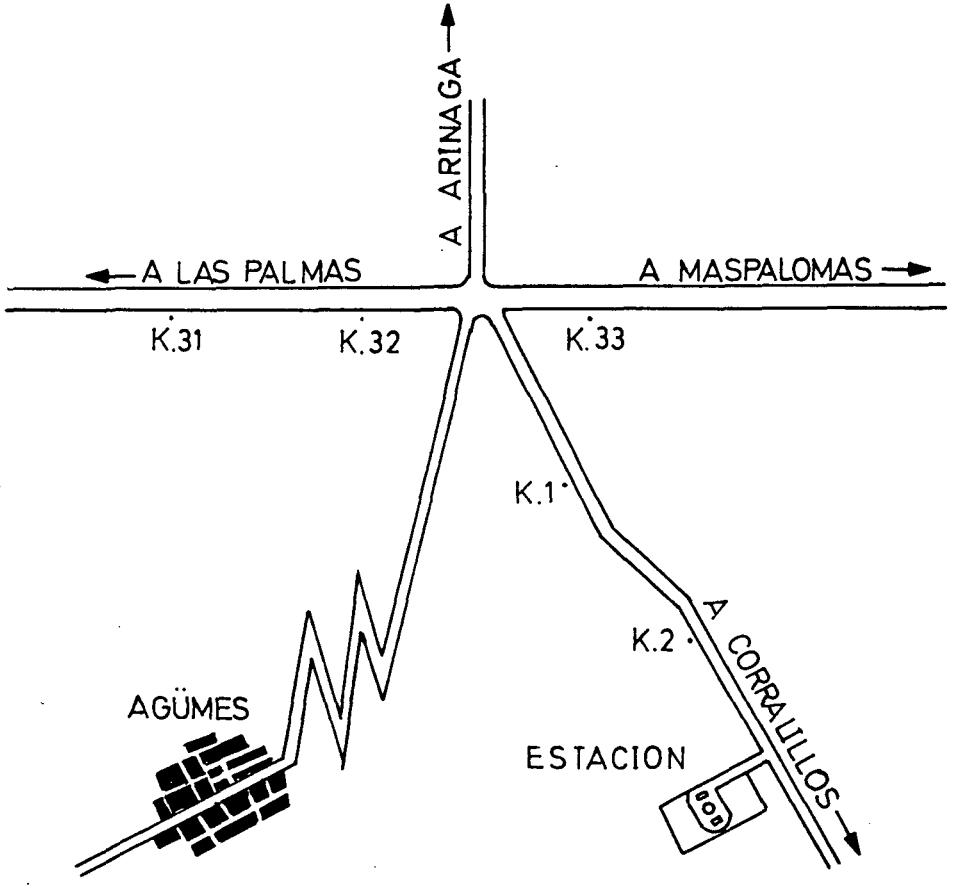
4.6 Amplificador de BB con red de deénfasis TF 58

4.7 " de " " " de " TV/TF.....58

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

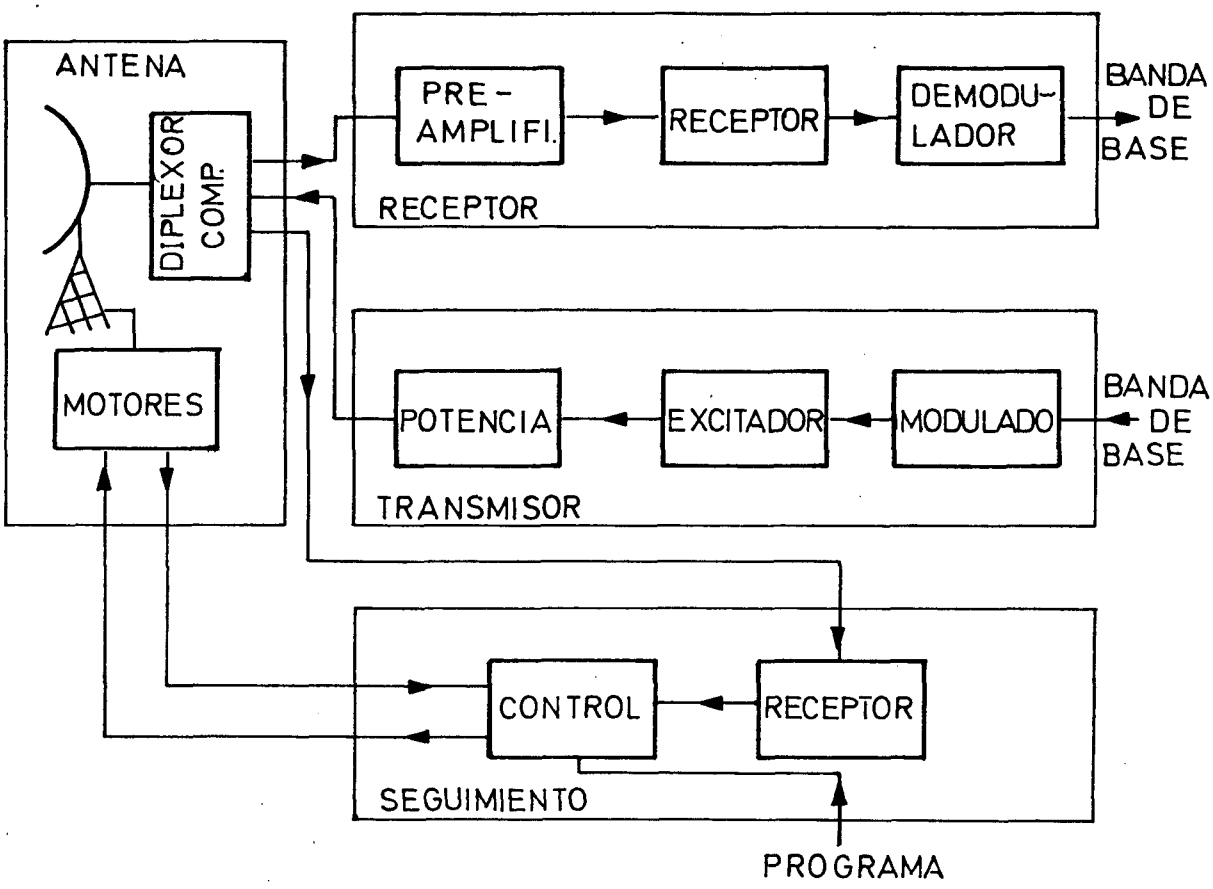
E.U.P.

SITUACION

ING. TEC. DE TELECOM.

PLANO Nº 0.1

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

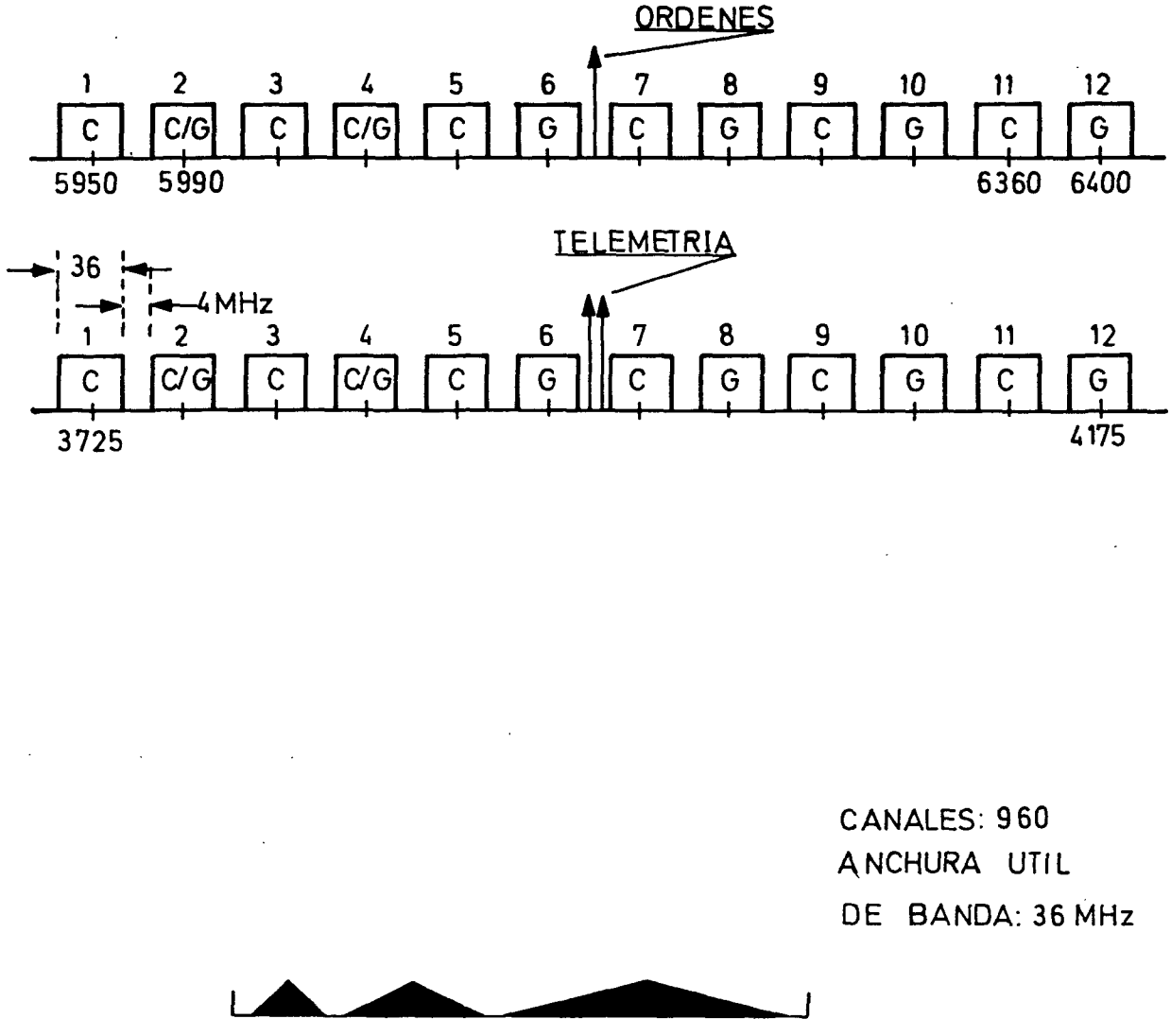
SUBSISTEMA DE TX y RX

E.U.P.

PLANO Nº 1.1

ING. TEC. DE TELECOM.

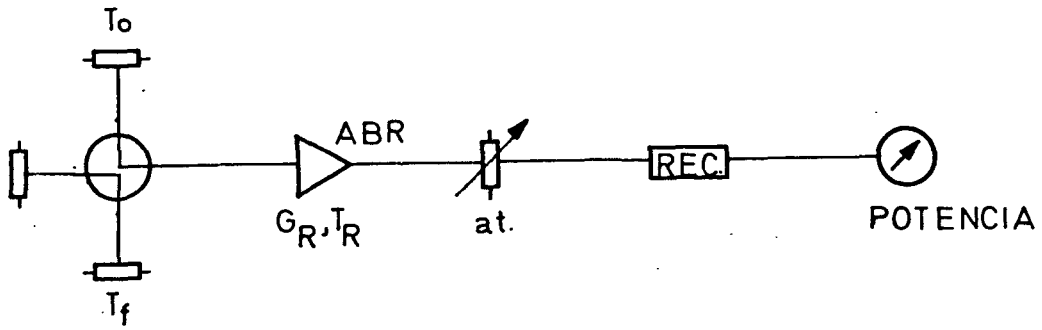
© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

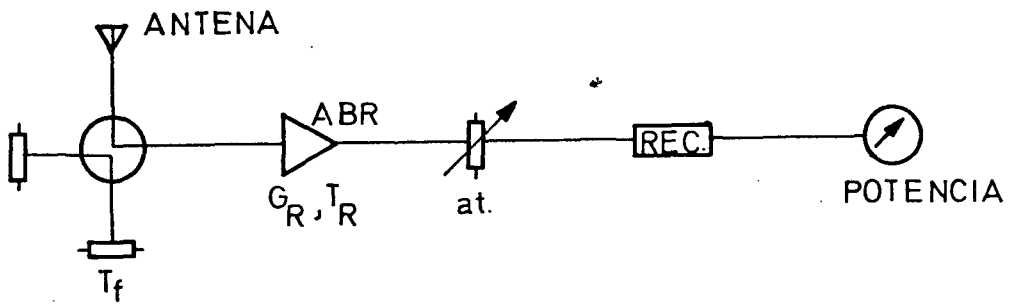


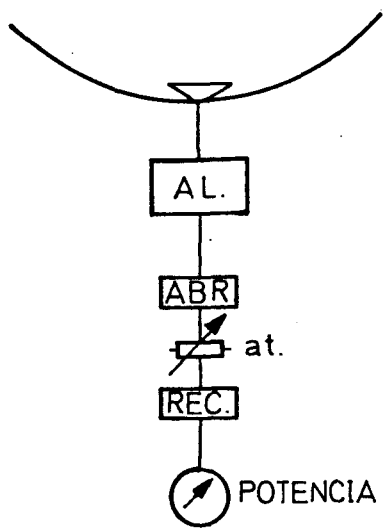
CANALES: 960
ANCHURA UTIL
DE BANDA: 36 MHz

EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
DISTRIBUCION DE CANALES	E.U.P.
	PLANO Nº 1.2 .3
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

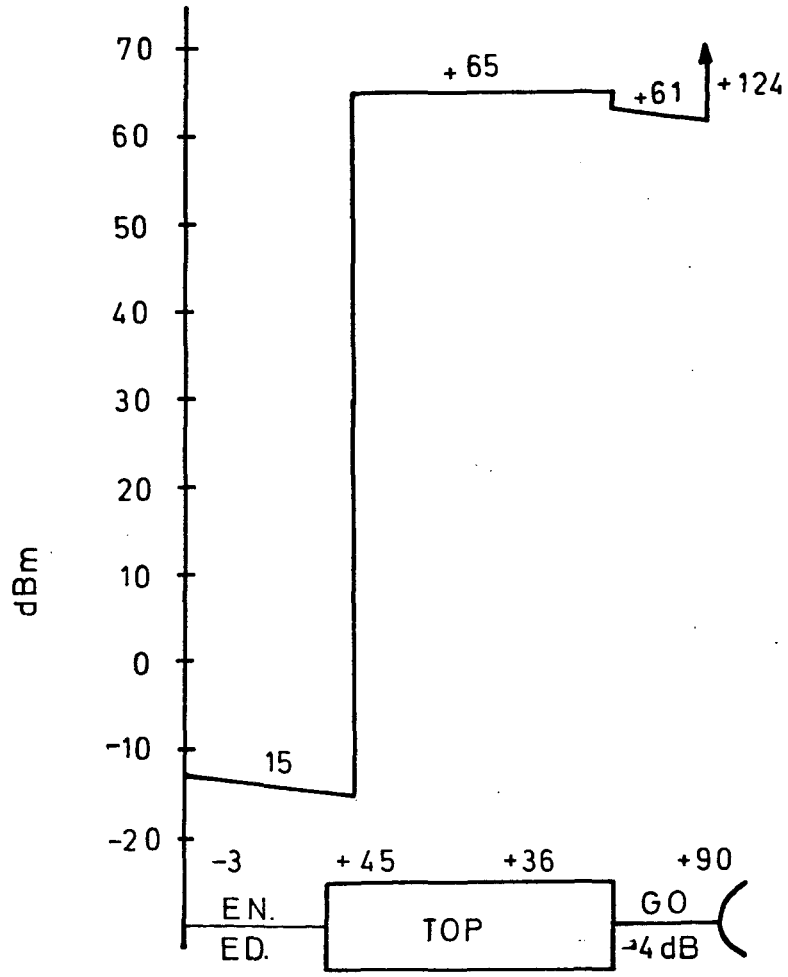






EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
DETERMIN. SENSIB.	E.U.P.
	PLANO Nº 2.1 .2
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

PRESUPUESTO DE POTENCIA

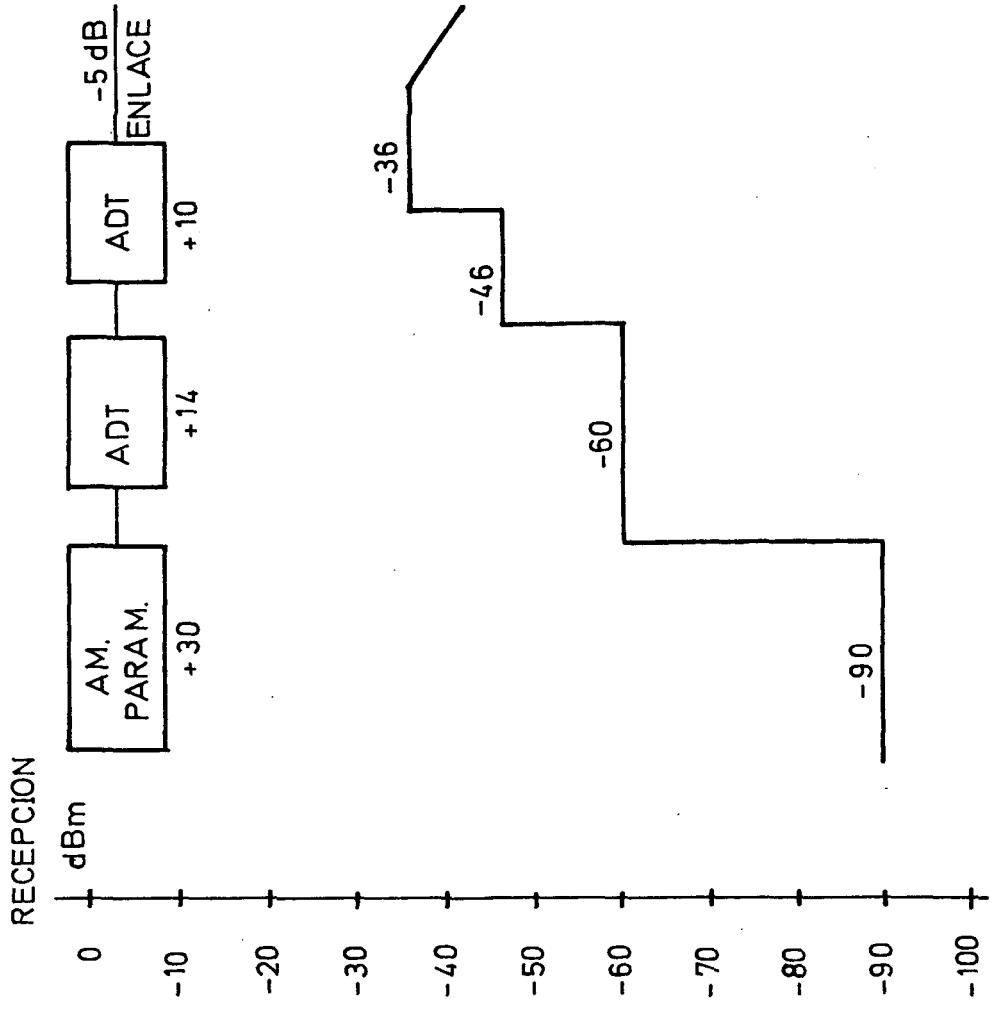
TX

E.U.P.

PLANO Nº 2.3

ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

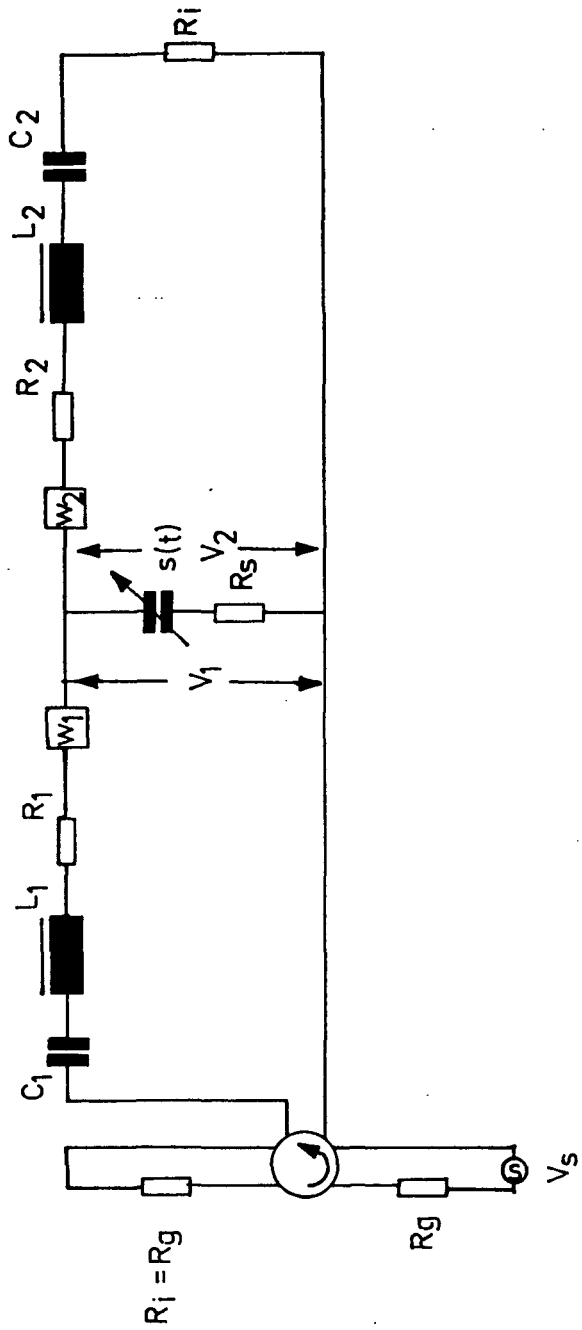
PRESUPUESTO DE POTENCIA
RX

E.U.P.

PLANO Nº
2.4

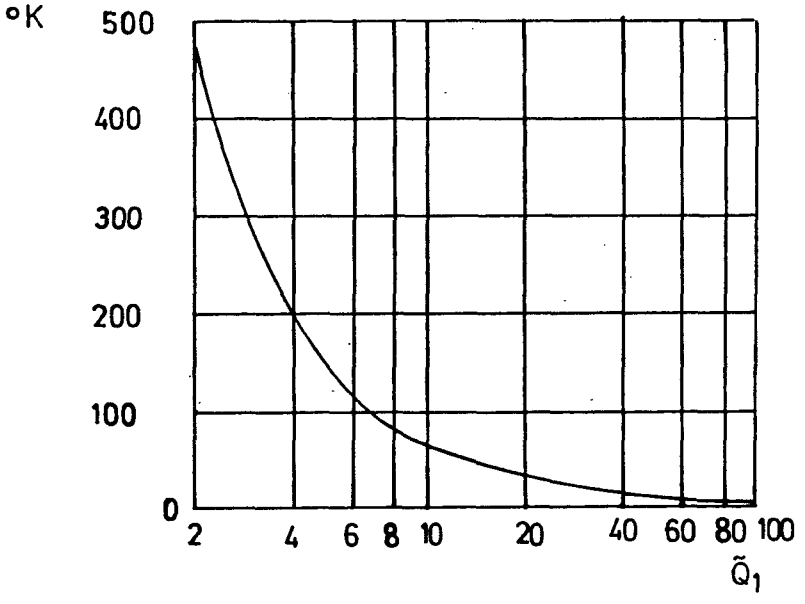
ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



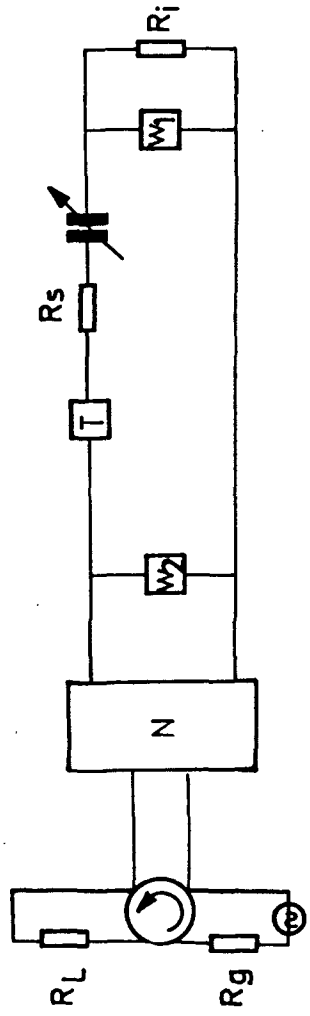
EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
CIRCUITO EQ. DEL AMPL. PAR. CALCULO DEL RUIDO	E.U.P.
	PLANO Nº 3.2
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



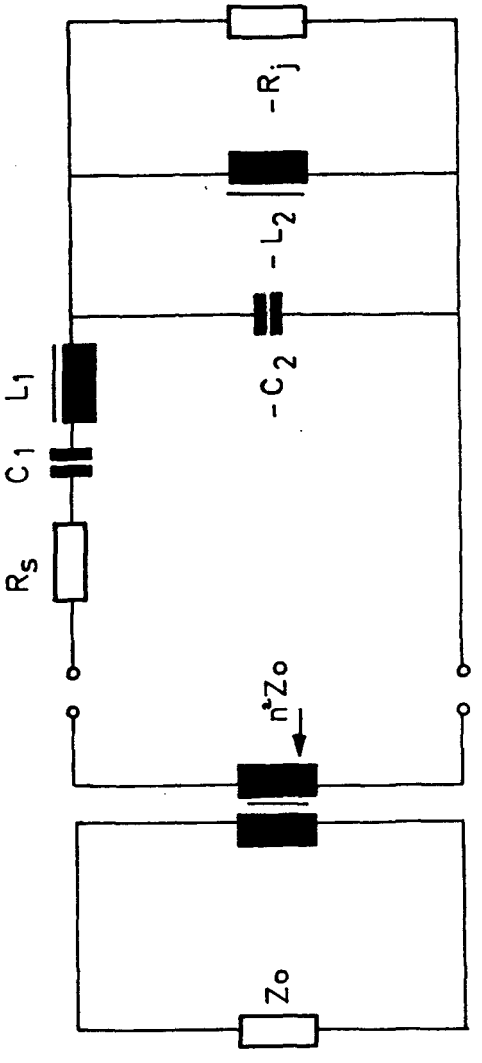
EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
$\tilde{Q}_1$ EN FUNCION DE LA Te °K	E.U.P.
	PLANO Nº 3.3
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
CIRCUIT EQ. AMP. P. CALC. DE B	E.U.P.
	PLANO Nº 3.4
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

CIRC. EQ. SERIE-PARALELO

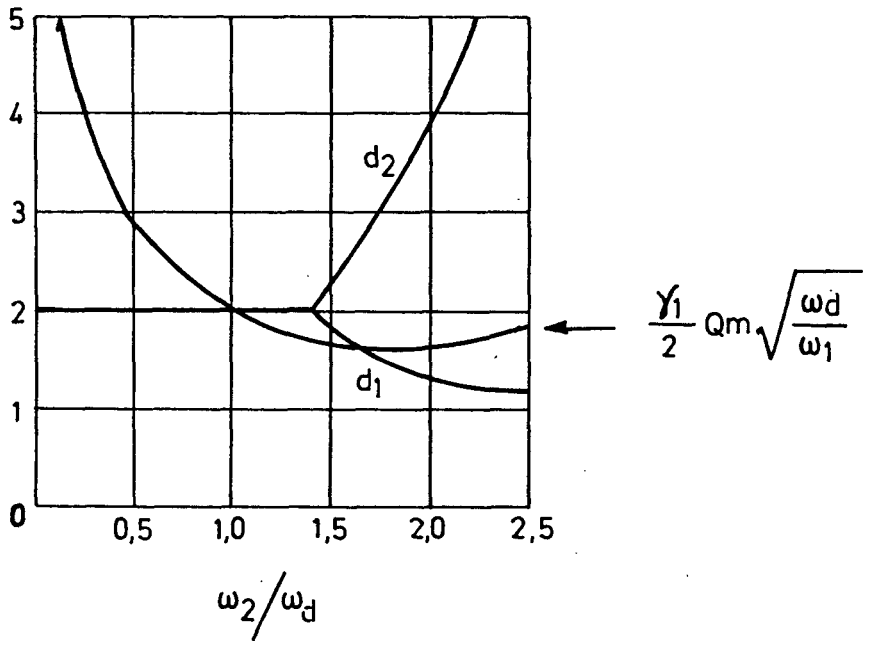
CALCULO DE B

E.U.P.

PLANO Nº 3.5

ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

d_1 d_2 y $\frac{\gamma_1}{2} Qm \sqrt{\frac{wd}{w_1}}$

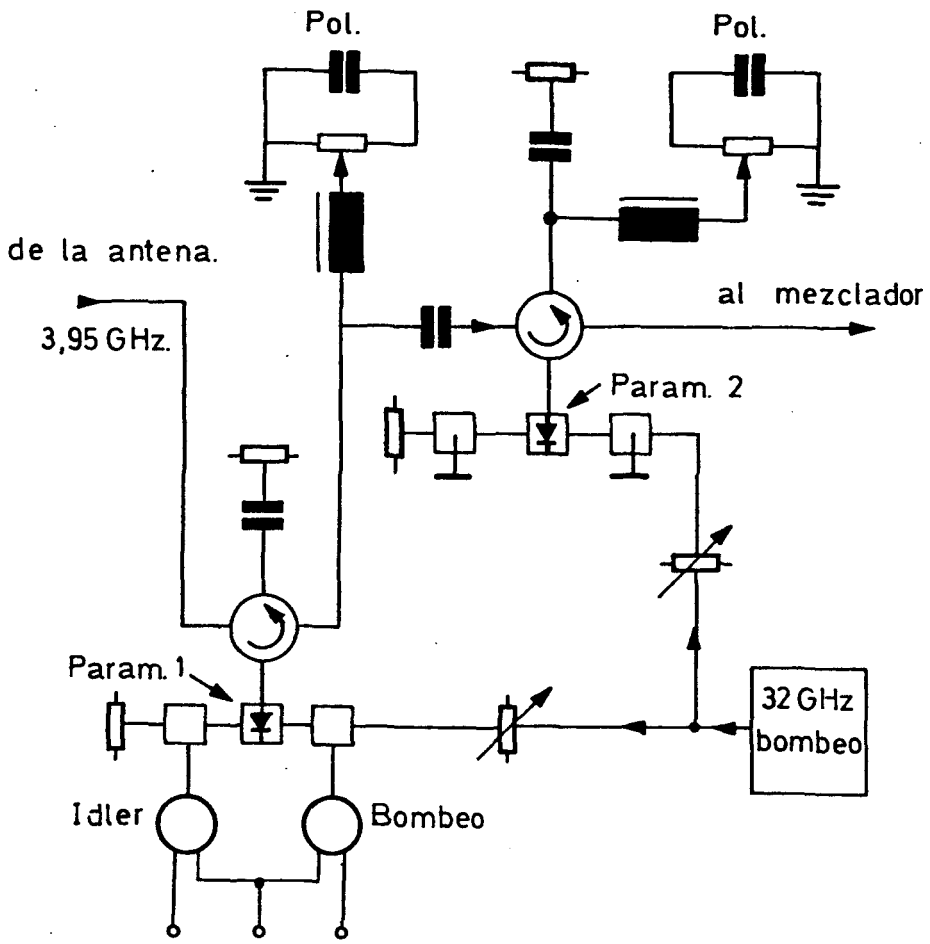
en funcion de $\frac{w_2}{wd}$

E.U.P.

PLANO Nº 3.7

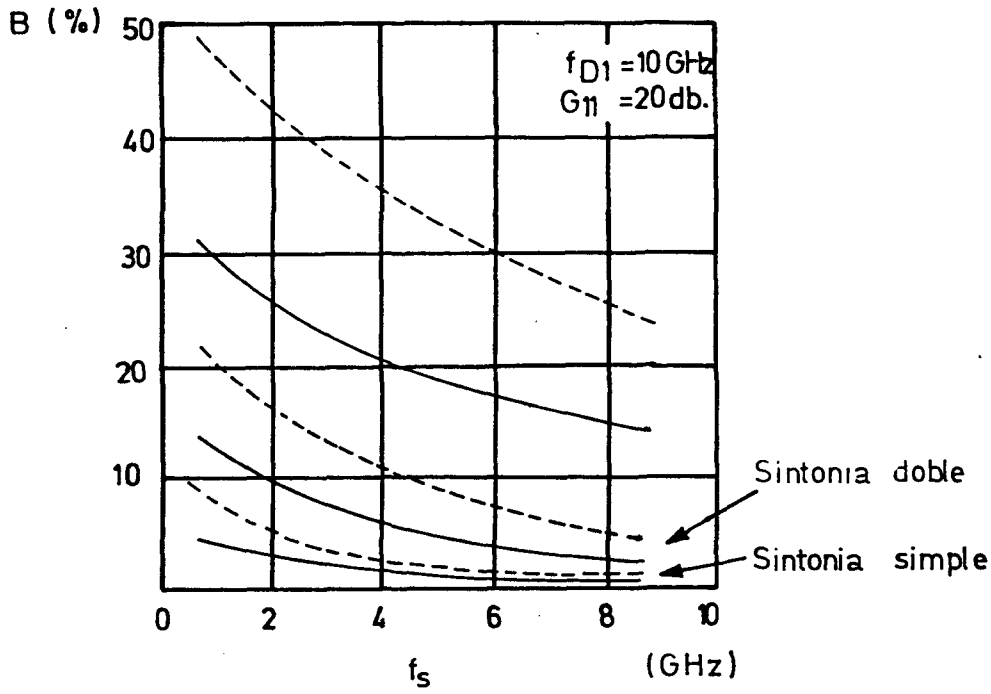
ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
AMP. PARAM. DISEÑADO	E.U.P.
	PLANO Nº 3.9
ING. TEC. DE TELECOM.	

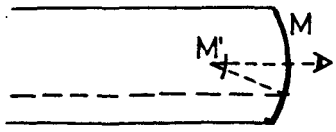
© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

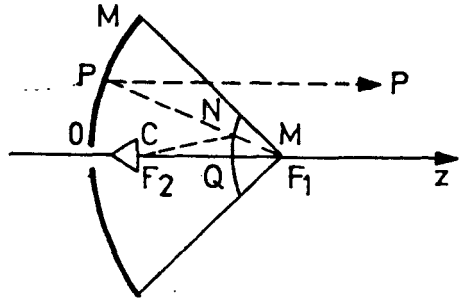


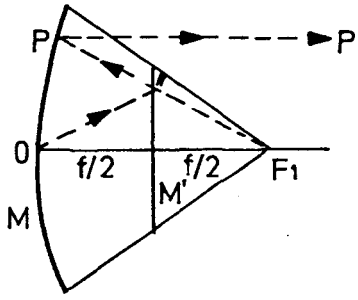
—— Diodo simple
- - - Diodo balanceado

EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
% B EN FUNCION DE F.	E.U.P.
	PLANO Nº 3.10.
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

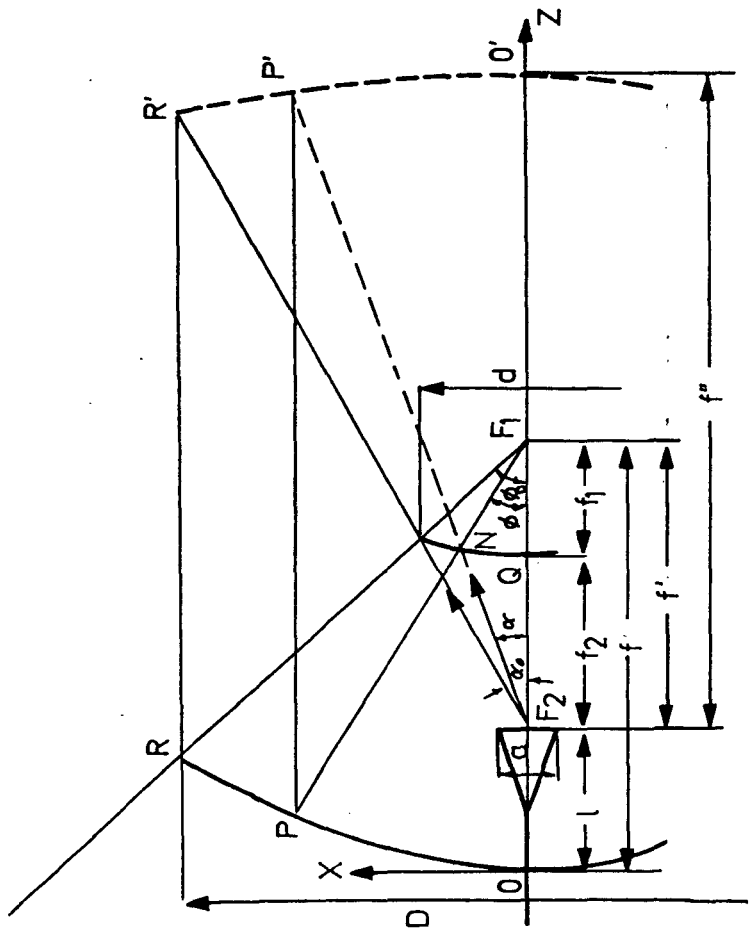






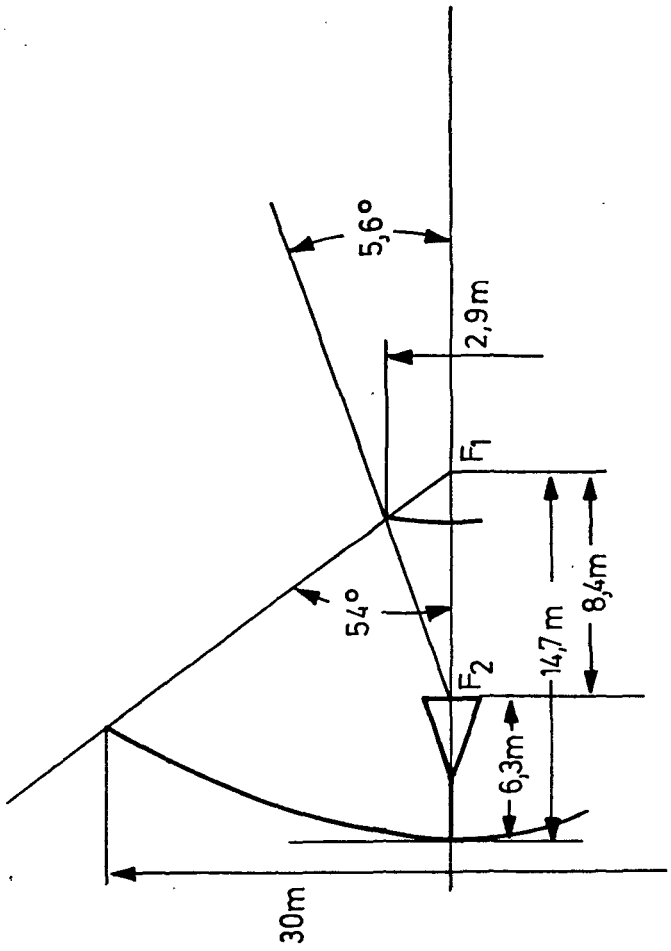
EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
AX CASS. PRIN.	E.U.P.
	PLANO Nº 3.11 .12
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE	
MONTAJE CASS.	E.U.P.
	PLANO Nº 3.13
ING. TEC. DE TELECOM.	

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

ANTENA DISEÑADA

(MEDIDAS)

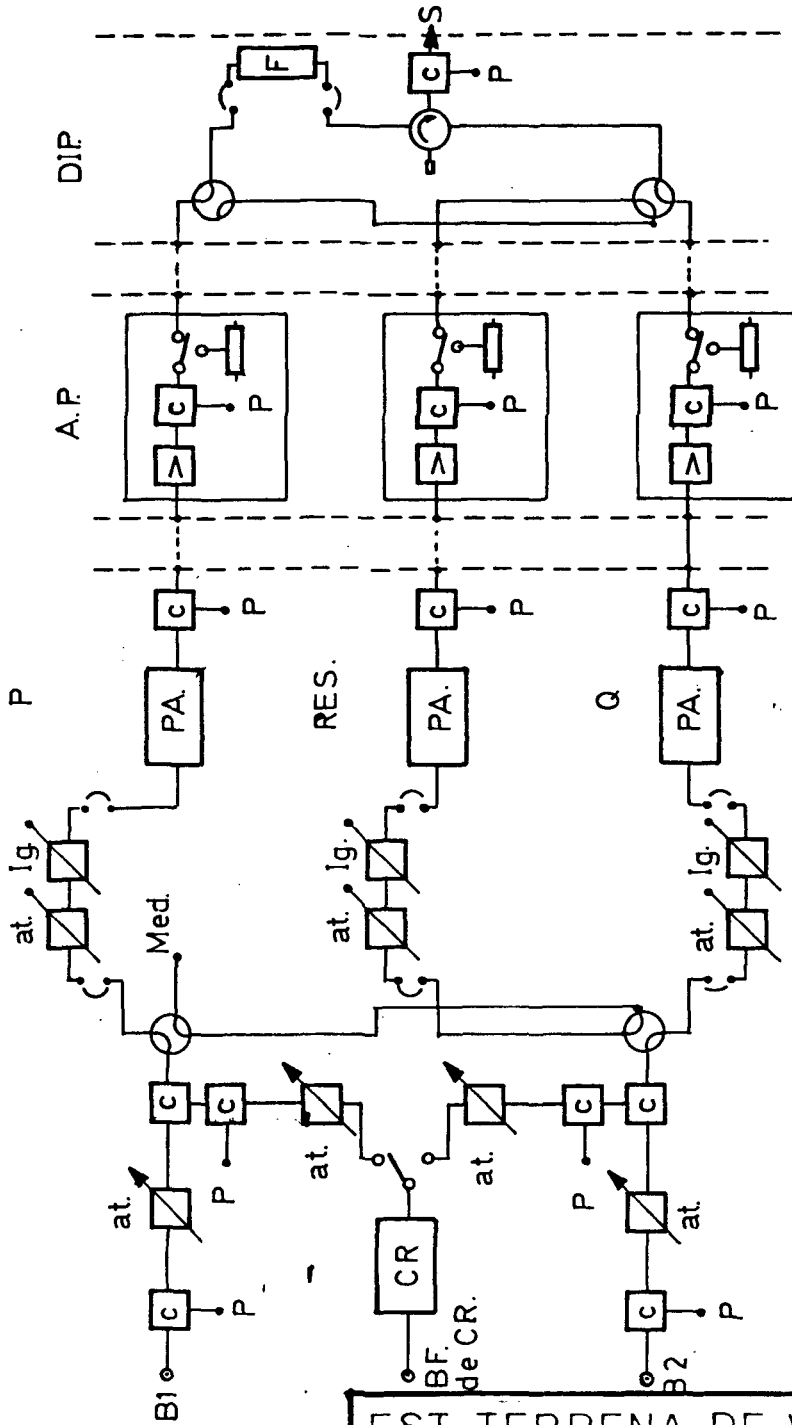
E.U.P.

PLANO Nº

3.14

ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006



EST. TERRENA DE VIA SATELITE

SISTEMA DE TX

(TOP)

E.U.P.

PLANO Nº 3.15

ING. TEC. DE TELECOM.

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006

BIBLIOGRAFIA

-Transmisión por radio I CTNE

-Transmisión por radio II CTNE

-Microwaves Diodes and Circuits (Capitulo 7 : Varactor Aplicatións)

-Les Antenes (Capitulo 10:Reflecteurs D'ondes)

-Telecomunicaciones espaciales ETSIT Madrid

-Analisis y calculo de los sistemas de radioenlace 1ª parte

-Comunicaciones electricas Nº 49/3 1974 (Amplificadores de potencia de 6 GHz)

-Equipo modem de Telektra

© Del documento, los autores. Digitalización realizada por ULPGC. Biblioteca Universitaria, 2006