

Diseño de un Prototipo de Bloque de Bajo Ruido que Opere en la Banda de Frecuencia C.

Design of a Prototype of Low Noise Block Operating in the Frequency Band C.

Yaremi Gamboa - Fundación Cendit, Héctor Núñez, Dino Di Rosa, y Gloria Carvalho.

Resumen—En el sistema de recepción satelital, coexisten un conjunto de dispositivos necesarios para el correcto procesamiento de la señal; entre los dispositivos a estudiar, se encuentra el bloque de bajo ruido, cuya finalidad es la de amplificar la señal recibida por la antena y convertirla a la frecuencia de recepción para evitar la pérdida de información. Este dispositivo se conforma por varias etapas como: filtros, mezcladores, osciladores controlados por voltajes, amplificadores, y todo el conjunto tiene como propósito el modificar la frecuencia de la señal obtenida por el satélite en banda C a una frecuencia menor como la banda L. En vista de que en el país contamos con dos estaciones terrenas en las cuales se han instalado dispositivos importados, el Ministerio del Poder Popular para Educación Universitaria, Ciencia y Tecnología, a través de la Fundación Cendit, propusieron el desarrollo del dispositivo, donde en su diseño se consideró el estudio de los parámetros de dispersión, parámetros de ganancias; complementando con el análisis de estabilidad de los transistor utilizados en la carta de Smith, a partir de los siguientes parámetros: 20% de variación de la frecuencia central (5,15 GHz), impedancia a la entrada y salida de 50 Ohm y la relación de onda estacionaria menor a 1,5 en el dispositivo. Con los resultados obtenidos, a nivel de simulación, se ha contemplado el buen funcionamiento de cada etapa. Sin embargo, se recomienda una optimización del tamaño del dispositivo, para que el producto final sea competitivo a nivel comercial.

Palabras claves—Altas frecuencias, análisis de estabilidad, bloque de bajo ruido, carta de Smith, estaciones terrena, parámetros de dispersión, relación de onda estacionarias.

Abstract—In the satellite reception system, a set of devices coexisting for the correct processing of the signal, among the devices to be studied, is the low noise block, whose purpose is to amplify the signal received by the antenna and convert it to the reception frequency to avoid loss of information. This device is made up of several stages such as: filters, mixers, voltage-controlled oscillators, amplifiers, and the whole set is intended to modify the frequency of the signal obtained by the C-band satellite at a lower frequency such as the L-band. Given that in the country we have two earth stations in which imported devices have been installed, the Ministry for University Education, Science and Technology, through the Cendit Foundation, proposed the development of the device, where in its design was considered the study of dispersion parameters, profit parameters; complemented with the stability analysis of the transistors used in the Smith chart, from the following parameters: 20% variation

of the center frequency (5.15 GHz), impedance at the input and output of 50 Ohm and the ratio of standing wave less than 1.5 in the device. With the results obtained, at the level of simulation, it has been contemplated the good operation of each stage. However, an optimization of the size of the device is recommended, so that the final product is commercially competitive.

Index Terms—Dispersion parameters, earth stations, high frequencies, low noise block, Smith chart, stability analysis, stationary wave ratio.

I. INTRODUCCIÓN

Las estaciones terrenas satelitales tienen como función la adecuación de los diferentes tipos de información (televisión, internet, etc) con el satélite. Estas se pueden dividir en estaciones de tipo emisión, recepción y ambas (dependiendo de la utilidad de la estación).

Tanto en la cadena de transmisión (desde la estación terrena hacia el satélite) como en la cadena de recepción (desde el satélite hacia la estación) existen una serie de equipos encargados del tratamiento de las señales. Estos equipos pueden clasificarse en subsistemas; subsistema de antena, subsistema transmisión/recepción, etapa de conversión de frecuencia, modulación/demodulación, conexión al centro de programas y alimentación eléctrica.

Un LNB (Low Noise Block) es un bloque de bajo ruido, estos pueden ubicarse en los sistemas de recepción, específicamente en el subsistema de transmisión/recepción y de conversión de frecuencia debido a que reciben la señal justo después del subsistema de antena y también son los responsables de convertir la frecuencia satélite a la frecuencia de trabajo.

La Fundación Cendit, dentro de sus objetivos, tiene el dar soluciones a nivel de la plataforma de telecomunicaciones, y en vista de que dispositivos como el LNB son importados, se plantea la posibilidad de desarrollarlo con la finalidad de que sea utilizado en las estaciones terrenas existentes en Venezuela.

II. METODOLOGÍA

En un sistema de enlace de telecomunicaciones satelital, se establecen dos canales, de los cuales uno será para transmitir y la otra para recibir la información; si nos concentramos en el canal de recepción, luego de que la señal sea recibida, esta deberá ser amplificada de manera tal de que el ruido sea el

Y. Gamboa - Fundación Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones e-mail: ygamboa.cendit@gmail.com.

H. Núñez, D. Di Rosa y G. Carvalho - Fundación Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones.

menor posible, el bloque encargado de realizar esta actividad es el amplificador de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés). La señal que es recibida tendrá la frecuencia en la banda C, por lo que puede tener pérdidas en el momento que este se transporte por las guías de ondas; para evitar esto, es necesario que esta señal sea convertida a la banda de frecuencia L, el dispositivo que se encarga de realizar esto es el convertidor de frecuencia o *down converter*; ambos dispositivos en conjunto es lo que se conoce como LNB. El esquema inicial del LNB es el siguiente:

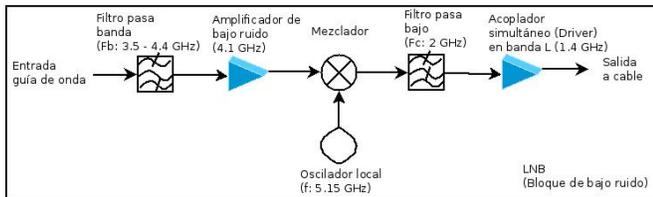


Fig. 1. Esquema del LNB.

En cada etapa se puede concretar lo siguiente:

- El amplificador de bajo ruido, es un dispositivo electrónico utilizado para amplificar una señal débil capturada por una antena, y de bajo ruido, porque es necesario reducir la cantidad de ruido de la señal capturada, para que no sea incrementada por cada etapa del LNB. El uso de un LNA: el efecto de ruido de las etapas posteriores de la cadena que recibe, se reduce por el aumento del amplificador, mientras su propio ruido se inyecta directamente a la señal recibida. Por tanto, es necesario que el mencionado dispositivo aumente la potencia de la señal deseada al tiempo que añade el menor ruido y la distorsión posible, de manera que la recuperación de esta señal sea posible en las etapas posteriores del sistema.
 - El mezclador es el dispositivo que produce una señal de salida que consiste en sumas y diferencias de frecuencias de dos señales de entradas, por lo que posee tres puertos, dos de ellas entradas de las señales de radio frecuencia (RF) y oscilador local y la salida a la frecuencia intermedia (IF). El mezclador escogido es el resistivo, en vista de que posee como ventajas la baja distorsión y el bajo ruido [4].
- Al mezclador se le agrega los filtros de RF e IF, de esta manera se puede seleccionar la señal de interés a la salida.
- El filtro es un elemento que permite discriminar una frecuencia determinada de una señal eléctrica que pasa a través de él; por lo que es importante dentro del mezclador, es por este motivo que se requiere el diseño de filtros excluir la señal que no es de interés.
 - Oscilador controlado por voltaje (VCO, por sus siglas en inglés): este dispositivo modifica el voltaje en función de la frecuencia de oscilación aplicada, de manera lineal, es decir, si se aumenta la frecuencia de oscilación, el voltaje se incrementará igualmente. Esta operación sólo se cumple hasta un cierto rango de frecuencia.

La teoría que describe este componente es el oscilador; en electrónica, el modelo de un oscilador ideal se puede

obtener a partir de bobinas y capacitores, ya que mientras un elemento se carga, el otro elemento ayuda a su descarga y así sucesivamente. Sin embargo, un oscilador real tiene una resistencia en donde se disipa la potencia, por lo que resulta una atenuación de dicha oscilación, para evitar esta tendencia, es necesario agregarle un elemento activo que permita mantener la amplitud constante de la oscilación dentro de lo estimado en cada ciclo; es por esta razón que el VCO se puede modelar bajo dos etapas específicas: El resonante (lo que establece la oscilación) y la parte activa (lo que mantiene la ganancia para evitar que se disminuya la oscilación).

- Amplificador de acoplamiento conjugado simultáneo, también llamado *driver* en inglés, es la última etapa dentro del LNB la cual es utilizado para amplificar la señal ya tratada por las etapas anteriores, donde su diseño contempla el acoplamiento tanto de la entrada como la salida para garantizar la máxima transferencia de potencia.

Es importante establecer que tanto el amplificador LNA, el amplificador de acoplamiento simultáneo y el oscilador local se basan en la misma teoría, sin embargo, cada una de estas etapas, tiene una característica que las definen y diferencian una de otra. Dicha teoría se fundamenta en el estudio de la estabilidad del sistema a partir de los parámetros de dispersión de dos puertos (entrada-salida), esto en vista de que en altas frecuencias existe variaciones en la impedancia del sistema por lo que se adopta este sistema de manera que calcule su comportamiento a partir de los coeficientes de dispersión.

A. Diseño del amplificador, VCO y acoplador simultáneo

1) *Amplificador de bajo ruido*: El estudio de estabilidad del amplificador, se establece junto con los elementos que la polariza, por lo que se establece la relación de los coeficientes de reflexión tanto de entrada como de salida (ver figura 2).

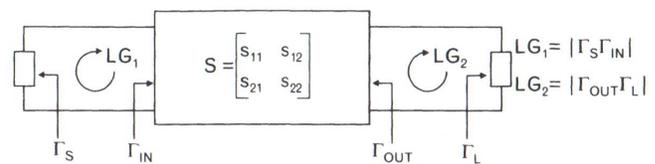


Fig. 2. Dispositivo de dos puertos activo, caracterizado por la matriz de dispersión S. [5]

En la figura anterior, se está visualizando el transistor como un dispositivo de dos puertos, en la cual puede ser caracterizado por su matriz S, este dispositivo puede oscilar si el producto de el lazo de ganancia ($L * G_1$ ó $L * G_2$) excede la unidad; observándose entonces que es necesario el estudio tanto en la entrada como la salida del amplificador, para establecer las condiciones de estabilidad [2], [5].

Para ello, se restringe las terminaciones (tanto de la impedancia de entrada como de la salida, considerando parte

real y positiva) dentro de la carta de Smith, en ausencia de una realimentación, para establecer la oscilación, pudiendo estas ocurrir cuando:

$$|\Gamma_{ent}| > 1 \quad (1)$$

$$|\Gamma_{sal}| > 1 \quad (2)$$

Con las ecuaciones anteriores se puede definir dos requerimientos para la estabilidad de dispositivos de dos puertos en términos de los parámetros S [5].

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 * |S_{12} * S_{21}|} > 1 \quad (3)$$

Donde:

$$|\Delta| = |S_{11} * S_{22} - S_{21} * S_{12}| < 1 \quad (4)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2 > 0 \quad (5)$$

Siendo K el criterio o condición de Rollet, llamado también factor K, tomando en cuenta que si se cumple las condiciones de las ecuaciones (4) y (5) es clasificado el elemento como estable incondicionalmente. El factor K de dos puertos es invariante, esto se refiere a que este factor no varía cuando los elementos sin pérdidas se agrega en cascada a la entrada y a la salida del puerto [5].

Luego de conocer el estado del transistor, se puede caracterizar el dispositivo conociendo el lugar geométrico en el cual este es estable o inestable dentro de la carta de Smith, a partir de las siguientes ecuaciones:

En la entrada:

$$r_f = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (6)$$

$$C_f = \frac{|S_{11} - \Delta * S_{22}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (7)$$

En la salida:

$$r_c = \left| \frac{S_{12} * S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (8)$$

$$C_c = \frac{|S_{22} - \Delta * S_{11}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (9)$$

Donde r_f y r_c son los radios en la entrada y salida del dispositivo respectivamente y C_f y C_c son los centros en la entrada y salida del dispositivo. Al graficar estos resultados en la carta de Smith, se obtiene: ver figura 3.

Se considera el centro de la carta de Smith como el punto inicial en donde se dibuja la distancia al centro del lugar geométrico de estabilidad $|C_s|$ y/o $|C_L|$ (considérese el subíndice s como la fuente y el subíndice L como la carga), y a partir de allí se dibuja el radio r_s y/o r_L (figura 3).

Las premisas del diseño del mezclador se presentan en la Tabla I.

2) VCO: Para el caso del VCO, el estudio anterior se inclina a buscar la inestabilidad, por lo que una de las aproximaciones fundamentales para crear oscilaciones es parte de la alimentación de la señal de salida de un amplificador devuelta a la entrada, de tal manera que los ángulos de fase de las dos señales sean exactamente las mismas. Si alguna

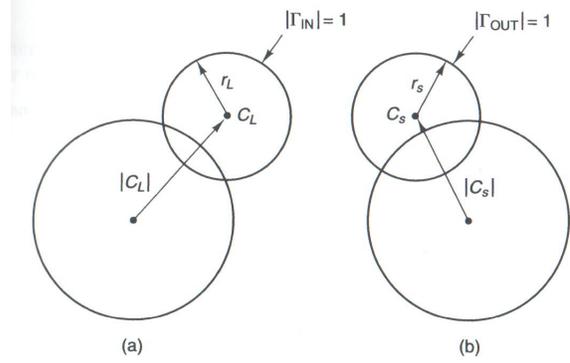


Fig. 3. Construcción de los círculos de estabilidad en la carta de Smith (a) en la entrada, (b) en la salida. [5]

TABLA I
PREMISAS DE DISEÑO DEL LNA.

Datos	Valores
Frecuencia de operación	4 GHz
Factor de ruido	< 2 dB
Ganancia	> 30 dB

de las condiciones son satisfechas, se desarrolla un estado estable de oscilación. Los diseñadores de osciladores usan intencionalmente una realimentación positiva, porque de esta manera existe un potencial estado de oscilación a través de un ancho rango de frecuencias [6].

Considerando que la ganancia a lazo cerrado de un amplificador es la siguiente (ver figura 4):

$$G_{CL}(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s) * F(s)} \quad (10)$$

Siendo $A(s)$ la ganancia a lazo cerrado del amplificador, y $F(s)$ es la ganancia en función del voltaje de la red de realimentación, generalmente complejos. Existe una condición para que la oscilación ocurra y es llamado el criterio de Barkhausen, la cual reza que cuando $A(s) * F(s) = 1$ y $arg(A(s)) + arg(F(s)) = 180^\circ$ la oscilación ocurre, debido a que la los polos del denominador se encuentra en la parte imaginaria del eje referencial, garantizando la oscilación en la frecuencia establecida [6].

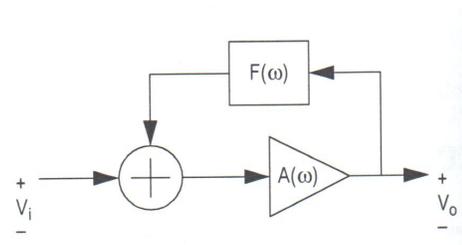


Fig. 4. Modelo de un oscilador realimentado. [6]

Para altas frecuencias, es necesario establecer la topología a utilizar en el diseño del oscilador; la seleccionada fue

TABLA II
PREMISAS DE DISEÑO DEL VCO.

Datos	Valores
Frecuencia de operación	5,15 GHz
Impedancia característica a la salida	50Ω
Ganancia	> 4 dB
2do armónicos en adelante	> -10 dB

la topología Colpitts, debido a que su arreglo permite la selección de capacitores, cuya variación de valores genera la modificación de frecuencia, observándose en esto que existe dos etapas a trabajar: una etapa activa que mantiene a cierta amplitud de la oscilación del dispositivo, y la otra etapa resonante el cual fija la frecuencia de oscilación.

El primer paso en el diseño del VCO, es diseñar esta parte activa considerando que se encuentre en la región de inestabilidad y esto es cuando se cumple:

$$|\Gamma_{ent} * \Gamma_{sal}| = 1 \quad (11)$$

Donde a través de esta relación se puede utilizar el mismo criterio de Rollet (k) que se describió en la ecuación (3) y (5).

La etapa resonante es el equivalente de un péndulo en electrónica, en donde involucra un intercambio de energía entre cinética y potencial. Para el estudio de esta etapa, considerándose la configuración de emisor común, para una topología Colpitts. El cálculo de los valores de los capacitores en serie se utiliza la siguiente ecuación:

$$C_e = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2} \quad (12)$$

Este es el valor utilizado para fijar la frecuencia a un inductor en específico y a su vez la fracción de retroalimentación.

Las premisas del diseño del VCO se presentan en la Tabla II.

3) *Acoplador simultáneo*: El estudio del acoplador simultáneo está asociado a la condición de obtener una máxima ganancia de transductor, es decir:

$$\Gamma_S = \overline{\Gamma}_i \quad (13)$$

$$\Gamma_L = \overline{\Gamma}_o \quad (14)$$

Estas expresiones se encuentran relacionadas con el conjunto del coeficiente de reflexión tanto en la entrada como en la salida. El significado de simultáneo implica que los coeficientes de reflexión de acoplamiento tanto en la fuente como en la carga tiene que ser tal que satisfagan las siguientes ecuaciones [5].

$$\overline{\Gamma}_S = S_{11} + \frac{S_{12} * S_{21} * \Gamma_L}{1 - S_{22} * \Gamma_L} \quad (15)$$

$$\overline{\Gamma}_L = S_{22} + \frac{S_{12} * S_{21} * \Gamma_S}{1 - S_{11} * \Gamma_S} \quad (16)$$

En función a estas ecuaciones y conociendo el lugar geométrico en la Carta de Smith, en la cual se asegura el

TABLA III
PREMISAS DE DISEÑO DEL ACOPLADOR SIMULTÁNEO.

Datos	Valores
Frecuencia de operación	1,4 GHz
Impedancia característica a la salida	50Ω
Ganancia	> 10 dB
Relación de onda estacionaria	> -1.3 dB

acoplamiento y la ganancia deseada, se puede diseñar el stub requerido tanto en la entrada como en la salida del circuito.

Las premisas del diseño del acoplador simultáneo se presentan en la Tabla III.

B. Diseño de los filtros

Los filtros son dispositivos electrónicos pasivos que, según la aplicación que se requiere, permite o no el paso de una señal en un rango de frecuencia en específico; para el caso de este proyecto se requirió el diseño de dos tipos de filtros (pasa bajo y pasa banda), utilizando como base los filtros de Chebyshev, la identidad de Kuroda y la transformación de Richard.

Polinomios de Chebyshev:

Los polinomios de Chebyshev son una familia de polinomios ortogonales, definidos mediante la relación de recurrencia. El diseño se inicia con el estudio del coeficiente de reflexión en la entrada ya que esta información se encuentra relacionado con dos factores importante que son: la constante que determina la amplitud del rizado y el polinomio de Chebyshev en si [1]. Calculando la magnitud de la función de transferencia, se obtiene:

$$|H(j\omega)| = \frac{K_{pb}}{\sqrt{1 + a^2 * T_N^2(\omega/\omega_c)}} \quad (17)$$

Donde: K_{pb} : es la ganancia del filtro cuando la frecuencia es cero. ω_c : es la frecuencia de corte para el filtro pasa bajo. a : Constante que determina la amplitud del rizado. $T_N(\Omega)$: polinomios de Chebyshev. Ω : Frecuencia normalizada a la frecuencia en estudio.

La magnitud del rizado puede ser controlado, escogiendo el factor a , a través de la siguiente ecuación:

$$a = \sqrt{10^{RPL_{dB}/10} - 1} \quad (18)$$

Donde RPL es el valor del rizado en dB.

Sin embargo, a partir de estas ecuaciones, se han elaborado unas tablas y gráficas que permiten escoger, desde cuantas etapas (N) se debe agregar para alcanzar el nivel de atenuación requerido en la banda en estudio, hasta los valores de cada elemento de las etapas; estas tablas se pueden revisar en la literatura [5].

Transformación de Richard:

Se representa bajo la siguiente ecuación:

$$\Omega = \tan(\beta * l) = \tan\left(\frac{\omega}{V_p}\right) \quad (19)$$

TABLA IV
PREMISAS DEL DISEÑO DEL FILTRO PASA BAJO.

Datos	Valores
Frecuencia de corte	2 GHz
Atenuación	40 dB
Amplitud del rizado	0,5 dB

Esta ecuación plantea un mapeo del plano ω al plano Ω , el cual se repite en un periodo de $2 * \pi$. Esta transformación lo que describe es el comportamiento inductivo y capacitivo de una línea de transmisión a la frecuencia en estudio [5]. En principio, establece que un elemento inductivo puede ser reemplazado por una línea cortocircuitada y en el caso de un capacitor se sustituye por una línea de circuito abierto.

Identidad de Kuroda:

La identidad de Kuroda básicamente separa los elementos del filtro mediante el uso de líneas. Las cuatros identidades de Kuroda usa secciones de línea de transmisión redundante para lograr una implementación de filtro práctico bajo las siguientes operaciones [5]:

- Separa físicamente los stub de las líneas de transmisión.
- Transforma stub series a stub en paralelos o viceversa.
- Cambia impedancia características impracticable a otras más realistas.

Las líneas de transmisión se les llama elementos unitarios son de $\lambda/8$ longitud en la frecuencia de estudio.

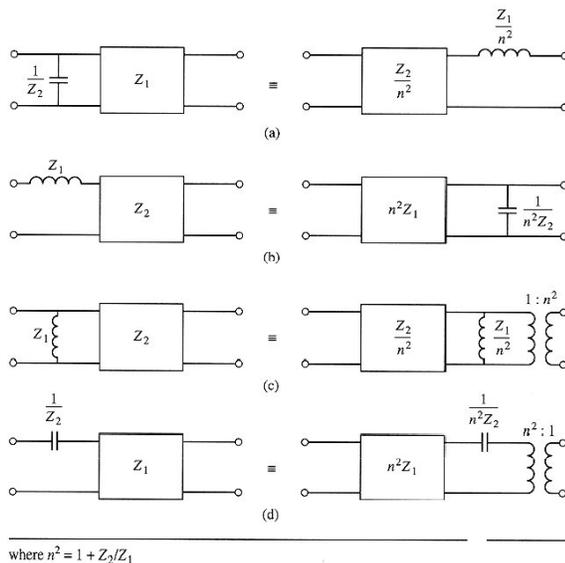


Fig. 5. Identidades de Kuroda. [5].

1) *Filtro pasa bajo:* Se le llama filtro pasa bajo, a aquellos dispositivos electrónicos que permite el paso de señales desde una frecuencia en el orden de los Hertz, hasta la frecuencia de corte. A partir de los tres puntos anteriores, se realizó el diseño del filtro pasa bajo, considerando las siguientes premisas de diseño (ver Tabla IV).

TABLA V
DIMENSIONES DE LAS PISTAS DEL FILTRO.

Longitudes	Valores (mm)	Anchos	Valores (mm)
L1	6,7	W1	2,51
L2	6,7	W2	0,29
L3	6,7	W3	0,94
L4	6,7	W4	6
L5	6,7	W5	0,98
L6	6,7	W6	8

Obteniendo los siguientes valores de longitudes y anchos para la generación del filtro, considerando que el número de etapas para el filtro es de 5. (Ver Tabla V).

2) *Filtro pasa banda:* Se le dice filtro pasa banda a los dispositivos electrónicos pasivos que permite el paso de la señal en un rango de frecuencia en específico.

Para el diseño de este filtro, también es utilizado el mismo concepto de filtro Chebyshev, además de utilizar la teoría de modo de excitación par e impar, que modela la interacción entre líneas microstrip acopladas. La configuración consiste en dos líneas microstrip separadas a una distancia “S” sobre un medio dieléctrico de espesor “d” y una constante de permitividad “ ϵ_r ”, con un ancho “W” de las líneas, donde la razón $W/h \ll 1$ permite que el valor del espesor de la línea en sí sea despreciable [1].

La teoría de modo de excitación par e impar, a partir del modelo circuital de los líneas de transmisión acopladas, permite extraer las impedancias características par (Z_{0e}) e impar (Z_{0o}), en función de las capacitancias de los modos pares e impares y de la velocidad de fase [1]. No obstante, una manera practica de calcular las impedancias es de la figura (6) [5].

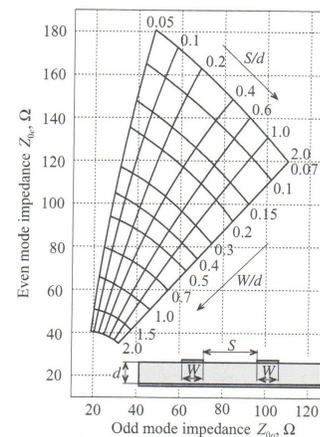


Fig. 6. Impedancia característica para líneas de microstrip. [5]

Ahora, en el diseño del filtro pasa-banda en cascada, se sigue el siguiente procedimiento:

- 1) Selección de los coeficientes de un filtro pasa bajo, pudiendo ser a través de la teoría de Chebyshev.

TABLA VI
PREMISAS DE DISEÑO DEL FILTRO PASA BANDA.

Datos	Valores
Frecuencia de corte (inferior - superior)	(3,6 – 4,4) GHz
Atenuación	30 dB
Amplitud del rizado	0,5 dB

TABLA VII
DIMENSIONES DE LAS PISTAS DEL FILTRO.

j	Wj (mm)	Sj (mm)	Lj (mm)
1 y 6	1,183	0,043	14,08
2 y 5	1,634	0,179	13,91
3 y 4	1,77	0,291	13,85

Wj: ancho de las líneas, Sj: separación entre líneas, Lj: largo de las líneas.

- 2) Identificar el ancho de banda normalizado, al definir las frecuencias superior e inferior, para calcular el factor:

$$J_{i,i+1} = \frac{1}{Z_0} * \frac{\pi * AB}{2 * \sqrt{g_i * g_{i+1}}} \quad (20)$$

$$J_{N,N+1} = \frac{1}{Z_0} * \sqrt{\frac{\pi * AB}{2 * g_N * g_{N+1}}} \quad (21)$$

Donde: Z_0 es la impedancia característica. g_i , g_{i+1} , g_N y g_{N+1} son los coeficientes del polinomio de Chebyshev. AB es el ancho de banda. Dichos factores permite el calculo de la impedancia tanto par como impar:

$$Z_{0o}(i, i+1) = Z_0 * [1 - x + (x)^2] \quad (22)$$

$$Z_{0e}(i, i+1) = Z_0 * [1 + x + (x)^2] \quad (23)$$

Donde $x = Z_0 * J_{i,i+1}$.

- 3) Seleccionar las dimensiones de la línea de microstrip, a partir de la Fig. 6 se establece la separación entre líneas y los anchos de cada una de ellas.

Las premisas del diseño para el filtro pasa banda, se especifica en la Tabla VI. Y en función a lo descrito anteriormente se obtiene los siguientes valores de longitudes y anchos para la fabricación del filtro (Ver Tabla VII).

C. Diseño del mezclador

El mezclador resistivo utiliza un dispositivo no lineal, a pesar de que el cambio de frecuencia se considera una operación lineal; dicho dispositivo es un transistor FET, que en función de cómo se encuentre polarizado, este componente puede comportarse como una resistencia lineal (ver figura 7).

Si se observa la región (a) (figura 7), se puede comprender que a baja tensión del *drain* al *source* (VDS), existe una relación corriente (ID) con respecto a VDS lineal, por lo que se denomina región resistiva. Cuando esa tensión VDS aumenta, es cuando el dispositivo no se comporta de manera lineal, y los electrones se acelera suficiente como para que se sature la velocidad de la corriente. Este tipo de comportamiento depende mucho de la tensión de la compuerta (*gate*), es decir, que el umbral de saturación será afectada a medida que se incremente negativamente esta tensión [3].

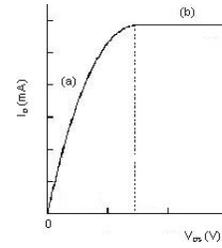


Fig. 7. Comportamiento del transistor FET: (a) zona resistiva; (b) zona de saturación. [3]

El comportamiento del transistor en el mezclador viene dado con la aplicación de la señal del oscilador local (LO) en la compuerta, por lo que la tensión generada a la salida del LO va a modificar la región de agotamiento de la compuerta y la resistencia del canal entero, de la siguiente manera: si dicha tensión disminuye por debajo de la tensión V_t (tensión de compuerta que produce el corte en el transistor), en el FET aparece el voltaje de encendido, y la resistencia es virtualmente infinito; ahora cuando la tensión de la compuerta alcanza la tensión V_t (aproximadamente igual a 0,5 V, dependiendo de la construcción del transistor) el canal de resistencia es muy bajo, usualmente pocos Ohms. Este rango de resistencia es enteramente adecuado para lograr un buen desempeño de conversión en un mezclador resistivo.

Se establece los siguientes puntos para obtener un mezclador resistivo [3]:

- Aplicar la señal del LO a la compuerta del FET, en conjunto con la polarización de la compuerta.
- Aplicar la señal del RF en el *drain*. Filtrar la señal del IF desde el *drain*.
- No aplicar una señal DC de polarización al *drain*.

Por lo que el esquema a seguir es el que se muestra en el siguiente gráfico:

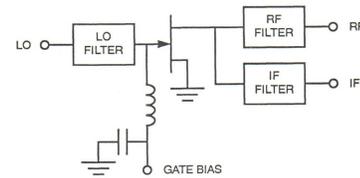


Fig. 8. Esquema del mezclador resistivo FET. [3]

Se debe asegurar que el transistor trabaje dentro de la zona resistiva y evitar tensiones significantes que generen el comportamiento no lineal del capacitor C_{DG} , por ello es importante el buen diseño de los filtros para cada señal.

Se puede expresar la transconductancia del transistor FET como una serie de Fourier en términos de armónicos de la señal del oscilador local:

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n * \cos(n * \omega_{LO} * t) \quad (24)$$

TABLA VIII
PREMISAS DEL DISEÑO DEL MEZCLADOR.

Datos	Valores
Frecuencia de operación	1,02 GHz
Pérdidas de inserción	< 2 dB
2do armónicos en adelante	< -15 dB

TABLA IX
CARACTERÍSTICAS DEL SUSTRATO COMERCIAL.

Datos	Valores
Altura del sustrato	0,76 mm
Permitividad relativa	2,33

Donde $g(t)$: es la conductancia diferencial, es un número real. g_n : coeficientes de la serie de Fourier.

Sin embargo, no se puede calcular directamente los coeficientes en vista del dispositivo que se utiliza (Transistor FET); no obstante se utiliza el caso del modelo de cambio, en donde el resultado deseado de conversión es debido cuando $n=1$ en términos de la series de Fourier. Es importante acotar que estas afirmaciones han sido establecidas por las mediciones a estos dispositivos que típicamente daban valores en el rango de 10mS para g_1 [3].

Las premisas de diseño del mezclador se presentan en la Tabla VIII.

D. Líneas de transmisión

Para el desarrollo de este dispositivos, se realizó el diseño de la línea de transmisión, el cual conecta cada elemento y cada etapa entre si. En este caso, se utilizó el concepto de microcinta, que consta de dos placa conductora que envuelve un material dieléctrico; la separación entre placas es del orden de 1 a 2 mm, por lo general es de cobre y el sustrato entre ellas tiene una permitividad relativa que va desde 2,33 a 10. Se escogió este tipo de tecnología ya que es lo usualmente usado en altas frecuencias y en circuitos integrados.

Para realizar los cálculos, se debe tener en cuenta las características de un sustrato comercial (Ver Tabla IX).

Y estos parámetros son utilizados en las ecuaciones (25) y (26) [2].

Para cuando $w/h > 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} * \ln(8h/w + w/4h) \quad (25)$$

Donde $\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right) + 0.04 * (1 - w/h)^2$ relacionado con la permitividad relativa del sustrato.

Para cuando $w/h < 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} * \frac{1}{w/h + 1,393 + 2/3 * \ln(w/h + 1,444)} \quad (26)$$

Donde $\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right)$

TABLA X
PREMISAS DEL DISEÑO DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

Datos	Valores
Impedancia característica	50 Ω

Según las ecuaciones anteriores, el ancho de la pista, la altura del sustrato y la permitividad del sustrato, definen la impedancia característica de la línea.

Las premisas del diseño de la línea se presentan en la Tabla X, dando como resultado un ancho de línea de 2,17mm \pm 0,01mm.

III. RESULTADOS

Luego de realizado los cálculos para el diseño por cada etapa, se procedió a su simulación por separado en una primera instancia, de manera de garantizar que el desempeño de cada una cumple con lo esperado. Luego se realizó la integración de las etapas. La simulación se realizó en el software *Advance design system* en su versión de prueba.

A. Amplificador de bajo ruido

Al obtener los elementos requeridos en el diseño del amplificador de bajo ruido, y se ubicó en el simulador a partir del siguiente esquema:

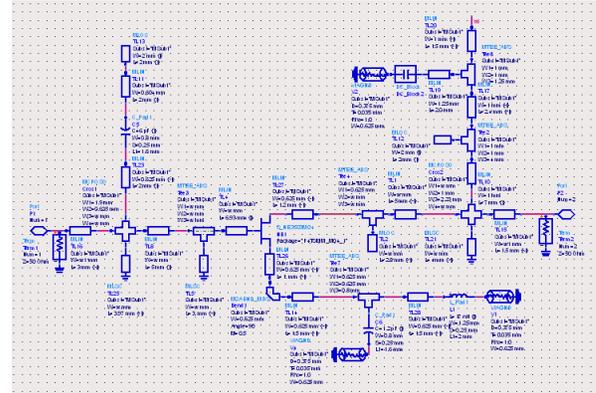


Fig. 9. Esquemático del amplificador de bajo ruido

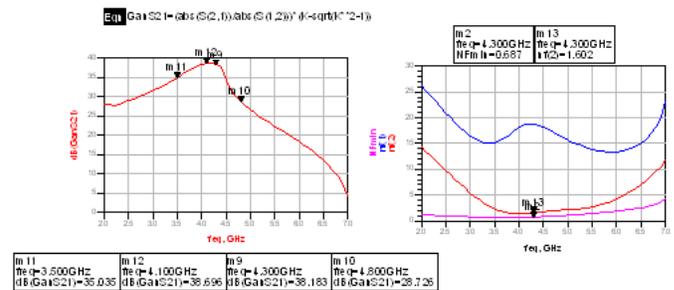


Fig. 10. Parámetro de ganancia y la figura de ruido

Se puede observar (ver figura 10) la ganancia aproximada de 38,183 dB y la figura de ruido menor a 2dB que se

establecieron como premisa de diseño. De esta manera se puede considerar como un amplificador de bajo ruido.

B. VCO

El Oscilador controlado por voltaje, fue simulado obteniendo el siguiente esquema. Ver figura (11).

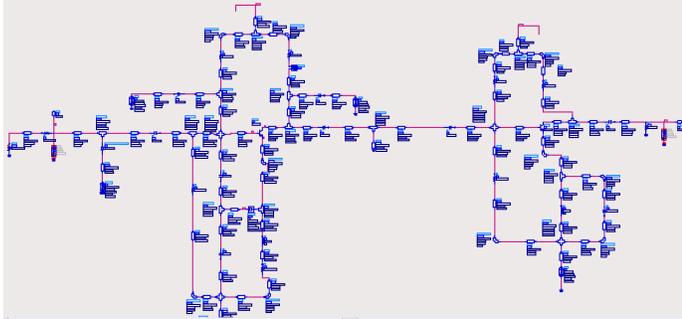


Fig. 11. Esquema del VCO

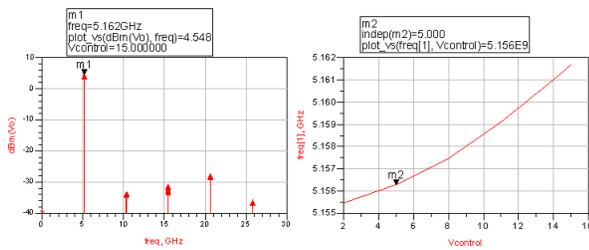


Fig. 12. Comportamiento del VCO: (a) Armónicos a la salida del VCO; (b) Variación de la frecuencia en función de la variación de la tensión de control.

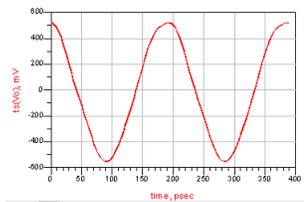


Fig. 13. Señal a la salida del VCO

En las figuras (12) y (13) se muestra el comportamiento del VCO diseñado, observándose una señal casi senoidal a la salida con una frecuencia de 5,162 MHz, y a su vez se presenta la variación de dicha frecuencia a la salida en el comentario de variar la tensión de control, es decir, a medida que se aumenta la tensión de control, la frecuencia de la onda senoidal irá aumentando igualmente.

C. Filtros

1) *Filtro pasa bajo:* El esquemático de este dispositivo se muestra en la figura (14).

Se observa la frecuencia de corte en la figura (15) a 2,10 GHz a -3 dB. Las diferentes curvas mostradas es la

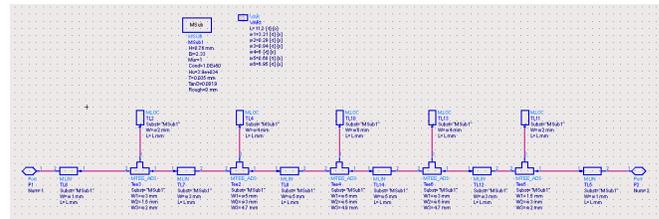


Fig. 14. Esquema del filtro pasa bajo

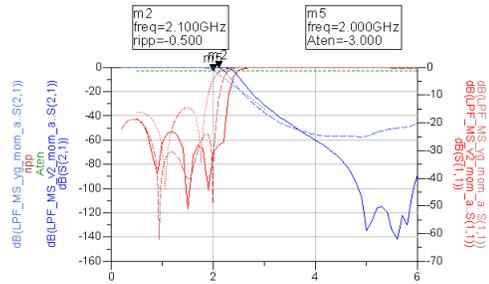


Fig. 15. Respuesta del filtro pasa bajo

comparación entre del diseño en su parte esquemática y por el método de momento (MoM) cumpliendo un valor por debajo de -20dB en el coeficiente de reflexión.

2) *Filtro pasa banda:* Se presenta el filtro pasabanda diseñado en líneas microstrip en la figura (16).

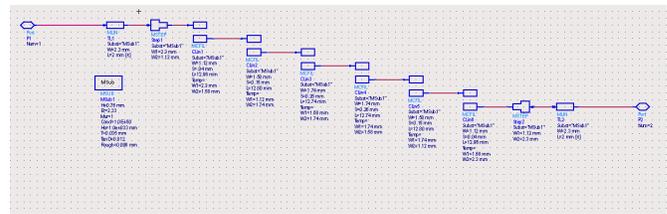


Fig. 16. Esquema del filtro pasa banda

En la figura (19), se observa el comportamiento del filtro pasa banda, en el rango de frecuencia 3,6 GHz a 4,6 GHz, en función de los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} . Considerando que el coeficiente de reflexión se encuentra por debajo de los -60 dB.

D. Mezclador

A continuación se observa el esquema del mezclador (figura (17)). El conjunto de líneas presente en su configuración es del filtro desarrollado para la frecuencia de trabajo del oscilador local.

Uno de los parámetros que se busca evaluar en el mezclador, es la frecuencia de la señal a la salida del dispositivo. En la figura (18) se puede observar que la frecuencia de la señal de interés se encuentra a 1,020 GHz, es decir, que se encuentra en la banda L, tal como se estimó en las premisa de diseño; dejando el resto de los armónicos por debajo de -10 dB, por lo que se recomienda considerar otro filtro pasa bajo que mejore estas condiciones, para las frecuencias superiores a 7 GHz.

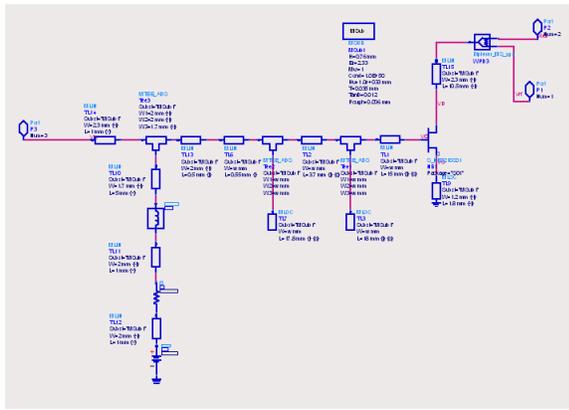


Fig. 17. Esquemático del mezclador

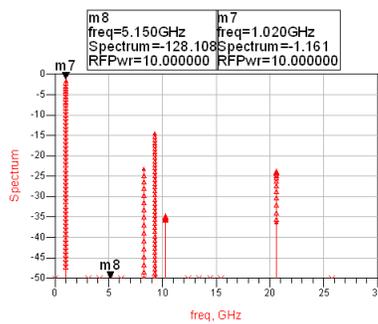


Fig. 18. Respuesta del mezclador, presencia de armónicos a la salida

El mezclador se complementa por un diplexor que es un dispositivo pasivo que consta de una unión tipo T o Y y filtros para banda de frecuencias altas o bajas, que en este caso son los filtros pasa bajo y pasa-banda, ya que en los puertos coexisten las señales de las frecuencias de banda C y banda L sin interferir entre ellas. La unión tipo T o Y, es un dispositivo de tres puerto recíproco y simétrico que en el puerto común, hace de divisor o combinator.

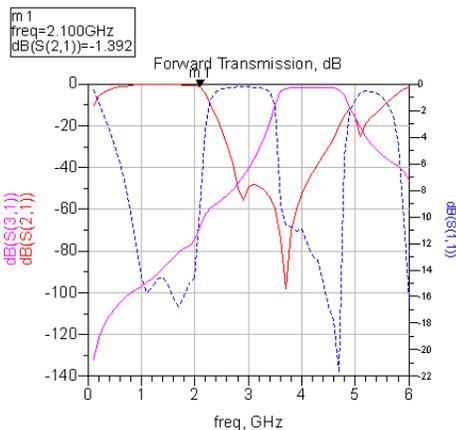


Fig. 19. Respuesta del diplexor

En la figura (19) se puede apreciar el coeficiente de trans-

misión (S_{21}) en la banda de 0 a 2 GHz y de 3,6 a 4,6 GHz, que son las bandas asociadas a los filtros pasabajo y pasa-banda.

E. Acoplador simultáneo

El esquema del acoplador simultáneo se observa en la figura (20).

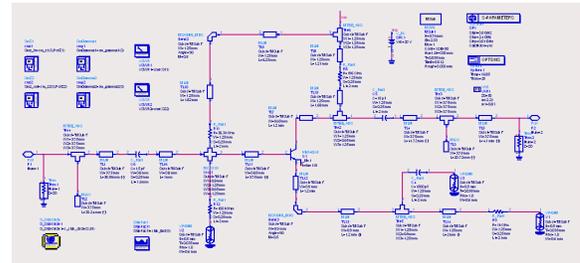


Fig. 20. Esquema del acoplador simultáneo

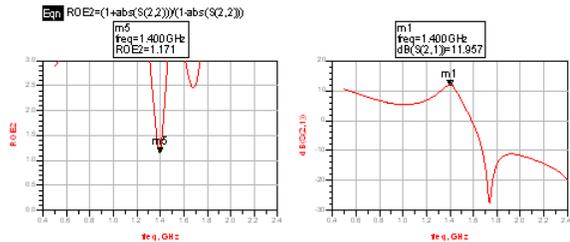


Fig. 21. Respuesta del Acoplador simultáneo. Relación de onda estacionaria (ROE) y ganancia

Se puede observar en la figura (21) la relación de onda estacionaria del puerto de salida, obteniendo un valor por debajo de 1,2, esto quiere decir que existe un buen acoplamiento en la frecuencia de interés, que en este caso es en la frecuencia 1,4 GHz, además de una ganancia de 11,957 dB, esto quiere decir, que la señal a la salida, tendrá un incremento de magnitud, en vista de que hay degradación de la señal al pasar en las diferentes etapas del LNB.

IV. CONCLUSIÓN

Un dispositivo de bloque de bajo ruido fue desarrollado, a partir del diseño de cada etapa que consta el LNB, las cuales son: Amplificador de bajo ruido, Oscilador controlado por tensión, Filtros pasa bajo y pasa banda, además del mezclador. Aplicando la teoría de estabilidad del sistema a partir de los parámetros de dispersión de dos puertos para el caso de los dispositivos LNA y VCO; considerando la teoría de polinomios de Chebyshev, con la transformación de Richard e Identidad de Kuroda para el diseño de los filtros; y aprovechando el comportamiento del transistor tipo FET, para obtener la respuesta de un mezclador resistivo. En función de los resultados obtenidos, se puede afirmar que el comportamiento del LNB se encuentra dentro de lo esperado a nivel de simulación.

AGRADECIMIENTOS

La autora le gustaría agradecer a todas las personas que participaron activamente en la ejecución del proyecto, incluyendo



Yaremi Gamboa Ingeniera Electricista, cursando estudios de Doctorado en Física en la Universidad Central de Venezuela. Profesional de Investigación adscrita en la Dirección de Electrónica de Comunicaciones de la Fundación Cendit. Líder de proyecto en el desarrollo de prototipos de dispositivos para telecomunicaciones hasta su construcción, de los cuales se citan: antenas de tecnología planar, adaptadores de impedancias, amplificadores de potencia, pruebas de sistemas radiantes, participación en la ejecución y puesta en marcha de la línea de prototipado de la Fundación Cendit, entre otros.

de televisión.



Héctor Núñez Ingeniero Electricista egresado de la Universidad Central de Venezuela, MSc en Ingeniería de las Telecomunicaciones de la Università degli Studi di Roma La Sapienza, Doctorado en Física de la Universidad Central de Venezuela. Profesional de Investigación de la Dirección de Fotónica de la Fundación Cendit. Líder y ejecutor de proyectos de: diseño y pruebas en dispositivos y redes de fibra óptica, caracterización y pruebas de dispositivos fotovoltaicos, diseño y pruebas de dispositivos en alta frecuencia para redes cableadas

de televisión.



Dino Di Rosa Ingeniero en Electrónica, mención Comunicaciones en el Instituto Universitario Politécnico de la Fuerza Armada Nacional. Maestría en Investigación de Telecomunicaciones en alta frecuencia en la Universidad de Marne-La-Vallé, Francia. Profesor de Líneas de transmisión y Antenas de la UNEFA Trabajos realizados: Proyectos de radio enlace para CANTV y PDVSA, Configuración de enlaces por Fibra óptica en CANTV, Asesor de proyectos TIC en PDVSA AIT, Director Ejecutivo del CENDIT.

al Dr. Freddy Brito y al Dr. Ching Moy Li que dieron el paso importante en el inicio del estudio de este dispositivo.

REFERENCIAS

- [1] L. M. George, Y. Leo, and E. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House, 1980.
- [2] G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [3] S. A. Maas, "Microwave mixers," 1993.
- [4] C. Moy, "Diseño y construcción de un Inb para banda c," 2012.
- [5] L. Reinhold and B. Pavel, "Rf circuit design: theory and applications," 2000.
- [6] P. Yip, *High-frequency circuit design and measurements*. Springer Science & Business Media, 2012.



Gloria Carvalho Ingeniera Electricista egresada de la Universidad Central de Venezuela, MSc en Ingeniería de las Telecomunicaciones del Politécnico de Torino, Doctorado en Dispositivos electrónicos de la Universidad Tecnológica de Dinamarca. Profesional de Investigación de la Dirección de Fotónica de la Fundación Cendit. Líder y ejecutora de proyectos de: diseño y pruebas en redes de fibra óptica (terrestre, aérea y submarina), caracterización y pruebas de dispositivos para redes de fibra óptica, diseño y pruebas de dispositivos electrónicos en alta frecuencia,

diseño y pruebas de sistemas radiantes.