



XVII JORNADAS DE JÓVENES INVESTIGADORES

Asociación de Universidades
Grupo Montevideo (AUGM)

Universidad de Entre Ríos
Concordia – Entre Ríos
27, 28 y 29 de octubre de 2009



Asociación de Universidades
GRUPO MONTEVIDEO

UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

FACULTAD DE INGENIERÍA

LABORATORIO DE ELECTRÓNICA INDUSTRIAL, CONTROL E INSTRUMENTACIÓN
(LEICI)

Núcleo Disciplinario Microelectrónica

RECEPTOR DE GPS PARA APLICACIONES ESPACIALES: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE LA ETAPA DE RADIOFRECUENCIA

G. Ramón López La Valle

lopezlavalle@gmail.com

Javier G. García

jgarcia@ing.unlp.edu.ar

Palabras Clave: GPS, receptor de RF, espacial

1. Introducción

En este trabajo se presenta el diseño y la implementación de la etapa de entrada de radiofrecuencia (RF) del receptor de GPS que forma parte del paquete de demostración tecnológico (TDP) del satélite argentino SAC-D/Aquarius. El objetivo de incluir un receptor de GPS en el TDP del SAC-D es probar dos arquitecturas de procesamiento diferentes. Por lo tanto, el receptor propuesto consta de una etapa de entrada de RF en la que se seleccionan y pre-amplifican las señales de GPS y dos arquitecturas de procesamiento independientes: una basada en un procesador comercial Motorola de la familia 68000 (denominada RGPS-M) y otra que utiliza una computadora, que no forma parte del receptor, implementada con el procesador calificado para vuelo ERC32 (denominada RGPS-E).

La etapa de entrada de RF recibe las señales de una antena de GPS, las amplifica, filtra y divide, mediante un diplexor, en dos señales de igual potencia para alimentar a cada una de las arquitecturas. En la Figura 1 se muestra un esquema del receptor completo.

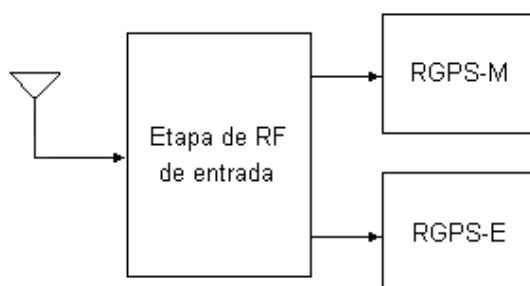


Figura 1: Esquema del receptor.

En particular en este trabajo se analiza el problema de la interferencia fuera de banda generada por uno de los instrumentos del satélite, se presentan diferentes alternativas para solucionarlo, se describe la implementación de una de ellas y se muestran los resultados que verifican su adecuado desempeño.

2. Materiales y métodos

2.1. Análisis del efecto de la potencia fuera de banda

El Aquarius es el instrumento principal del SAC-D, fue desarrollado por la NASA con el objetivo de medir la salinidad de los mares. Se trata de un radar que opera en la banda L a 1260MHz y transmite una potencia de 54dBm (250W). Por su parte, las señales de GPS de L1 tienen una frecuencia central de 1575,42MHz y la potencia recibida en la antena del receptor es de aproximadamente -130dBm [1]. La antena transmisora del Aquarius se encuentra relativamente cerca de la antena de GPS, a aproximadamente 3m, entonces parte de la potencia transmitida por dicho instrumento será recibida por la antena de GPS.

Para estimar esta potencia es necesario recurrir a la fórmula de la atenuación por transmisión en el espacio libre:

$$L[dB] = 20 \log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) \quad (1)$$

donde d es la distancia entre las antenas (3m) y λ es la longitud de onda de la señal (0,23m).

La potencia que recibe la antena de GPS debido al Aquarius está dada por:

$$P_r[dBm] = P_{Aq}[dBm] - L[dB] \quad (2)$$

donde P_{Aq} es la potencia transmitida por el Aquarius (54dBm) y L es la atenuación por transmisión en el espacio libre (44dB).

En la expresión anterior se considera que el lóbulo principal de irradiación de la antena del Aquarius está en la misma dirección que el de la antena de GPS. Sin embargo, en el satélite las antenas no están dispuestas de esa forma. Una suposición pesimista como la anterior se basa en que el análisis de este problema demanda una gran cautela, ya que la interferencia fuera de banda podría ocasionar una falla completa en el funcionamiento del receptor. Reemplazando con los valores dados en (1) y luego en (2) se obtiene:

$$P_r = 10dBm \quad (3)$$

Entonces, la potencia fuera de banda transmitida por el Aquarius y recibida por la antena de GPS es considerablemente mayor que la esperada para las señales de GPS y, por lo tanto, constituye una fuente de interferencia importante. Cuando no hay interferencias considerables fuera de banda, la práctica habitual es utilizar un amplificador de bajo ruido (LNA) a continuación de la antena para luego realizar el filtrado y seleccionar la banda de interés. De esta forma se logra mejorar ostensiblemente la figura de ruido del receptor (fórmula de Friis). En este caso, el mayor riesgo se encuentra en la etapa de entrada de RF, ya que el LNA podría saturarse con la señal de 1260MHz, lo que implica la generación armónicos que podrían afectar a la banda de GPS.

El LNA es el mismo que se utilizó en versiones anteriores a este receptor y se basa en el transistor BFP405 de Infineon, más adelante se dará mayor información al respecto. Para determinar el efecto que produce la señal del Aquarius en el LNA se realizó una simulación, utilizando el modelo de Gummel-Poon del transistor, para estimar el punto de compresión de 1dB del LNA, debido a que los parámetros S no son adecuados porque sólo representan el comportamiento lineal del transistor [2]. El punto de compresión de 1dB de un amplificador es el valor de potencia de entrada necesario para que su ganancia caiga 1dB. Por encima de ese valor el amplificador comienza a tener un comportamiento no lineal importante y su funcionamiento deja de ser aceptable.

Para realizar la simulación se tuvo en cuenta el equivalente eléctrico del encapsulado del transistor como así también las líneas de transmisión utilizadas para el ruteo, las vías y el material dieléctrico empleado como sustrato del circuito impreso. En la Figura 2 se muestran los resultados obtenidos por simulación, en donde se grafica la ganancia normalizada definida como $G_n[\text{dB}] = G[\text{dB}] - G_0[\text{dB}]$, siendo G la ganancia total y G_0 la ganancia cuando el transistor opera en la zona lineal.

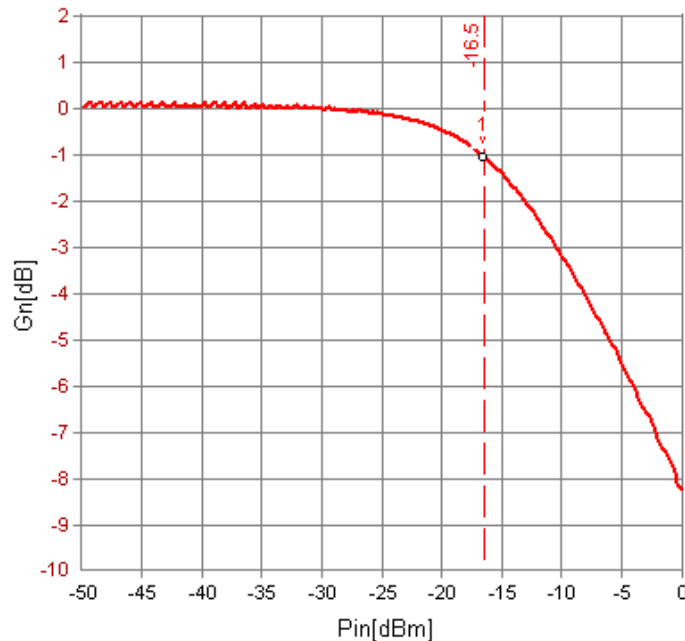


Figura 2: Punto de compresión de 1dB a 1260MHz.

Como puede verse en la Figura 2, el punto de compresión de 1dB del LNA se produce con una potencia de entrada de aproximadamente -16,5dBm. Por lo tanto, la señal transmitida por el Aquarius es suficiente para saturar al LNA (3).

2.2. Solución propuesta

A partir del análisis realizado se pudo concluir que la potencia recibida fuera de la banda de GPS significa un riesgo importante para la etapa de entrada de RF, ya que se encuentra por encima del punto de compresión de 1dB del LNA y, en consecuencia, produce su saturación.

La solución propuesta consiste en realizar un filtrado previo a la amplificación de las señales recibidas por la antena para proporcionar una atenuación suficiente a la frecuencia transmitida por el Aquarius, y así evitar la saturación de la etapa de entrada de RF del receptor. En la Figura 3 se muestra el esquema propuesto.

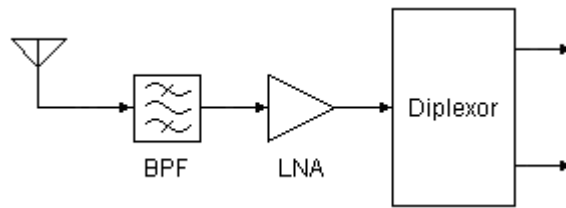


Figura 3: Esquema de la etapa de RF.

A continuación se realiza una descripción y se presenta el diseño o la elección de cada uno de los componentes de la etapa de RF.

2.2.1. Antena

En general, las antenas pueden clasificarse en dos grandes grupos: *activas*, son aquellas que poseen un LNA para amplificar las señales y obtener una mayor relación señal a ruido (SNR) en el receptor y *pasivas*, en las cuales no se amplifican las señales recibidas. Según lo expuesto anteriormente la antena a utilizar en el receptor propuesto deberá ser pasiva, ya que con una antena activa se correría el riesgo de saturar su LNA con la potencia recibida en 1260MHz.

La frecuencia de operación de la antena es la banda L1 de GPS cuya frecuencia central es 1575,42MHz y su ancho de banda máximo es de 20MHz. En particular, para esta aplicación se requiere una antena de vuelo calificada.

2.2.2. Filtro pasabanda

Para evitar que el LNA del receptor se sature a la frecuencia de 1260MHz es necesario proporcionar una atenuación dada por:

$$L_{1260} [dB] = P_r [dBm] - P_{1dB} [dBm] \quad (4)$$

Reemplazando los valores obtenidos anteriormente en (4) se obtiene:

$$L_{1260} = 26,5dB \quad (5)$$

Es importante que el filtro a utilizar posea bajas pérdidas de inserción de manera de no deteriorar demasiado la figura de ruido del receptor, que indefectiblemente se verá disminuida por colocar un filtro (atenuador) directamente a continuación de la antena. Las características requeridas para el filtro son: frecuencia central 1575,42MHz con un ancho de banda mínimo de 20MHz y atenuación mayor que 26,5dB a 1260MHz, siendo deseable que las pérdidas de inserción sean del orden de 1dB o incluso menores.

Para conseguir pérdidas de inserción bajas a estas frecuencias lo conveniente es diseñar un filtro con líneas de transmisión acopladas. Teniendo en cuenta esto, se realizó el diseño de un filtro pasabanda tipo interdigital [3]. En particular se empleó una aproximación Butterworth de orden 5 con una frecuencia central de 1575,42MHz y un ancho de banda de

125MHz, lo cual asegura una atenuación de alrededor de 60dB a 1260MHz y pérdidas de inserción menores que 1dB. La Figura 4 es un esquema de dicho filtro.

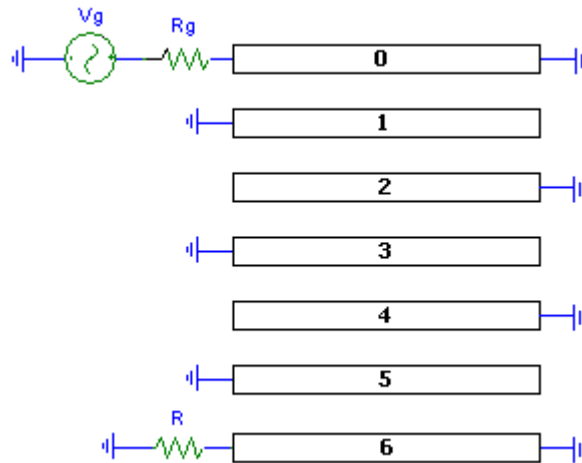


Figura 4: Esquema del filtro interdigital.

Se optó por un diseño con líneas cilíndricas colocadas entre planos de tierra paralelos. Este tipo de implementación es conveniente debido a que la fabricación de barras de sección circular es relativamente sencilla y poco costosa en comparación con otras opciones, como por ejemplo barras rectangulares. Por otra parte, los filtros construidos con líneas cilíndricas presentan excelentes características eléctricas [4].

Para realizar el diseño se eligió el diámetro de las líneas y se determinó la separación entre los planos de tierra para obtener el mayor Q de los resonadores, el cual se consigue con una impedancia característica de aproximadamente 70Ω . Luego, se calcularon las separaciones entre las líneas para conseguir la respuesta deseada. En los filtros interdigitales la longitud de las líneas es $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda de la frecuencia central del filtro.

En la Figura 5 se muestran los resultados de la simulación del filtro interdigital diseñado. Para efectuar esta simulación se tuvo en cuenta la conductividad del material empleado para construir el filtro así como su rugosidad, debido a que estos factores influyen en el desempeño del filtro, especialmente en las pérdidas de inserción. El material elegido fue bronce ya que presenta buenas características eléctricas, es resistente a la corrosión y es relativamente barato. En este tipo de aplicaciones no puede utilizarse el plateado para mejorar la conductividad de las líneas, ya que en vacío (condiciones espaciales) este material migra, lo cual podría ocasionar cortocircuitos.

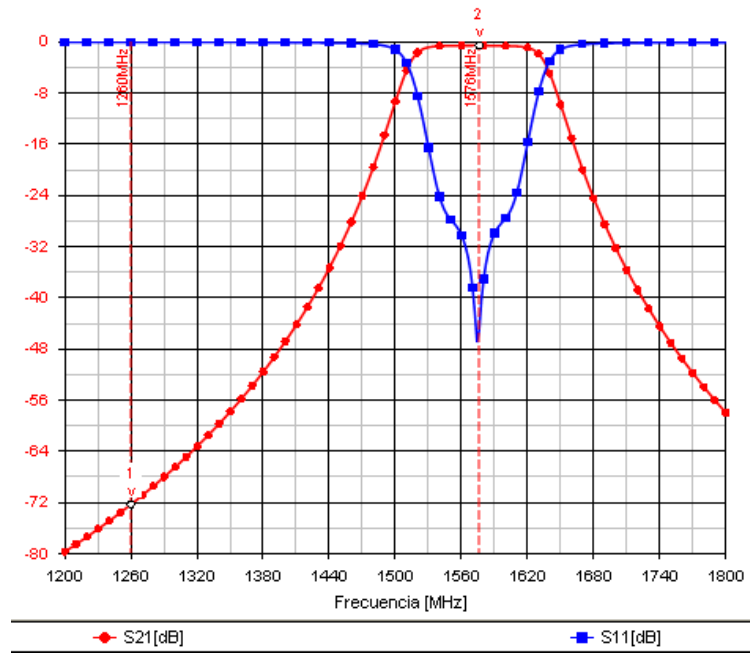


Figura 5: Simulación del filtro interdigital.

Según los resultados obtenidos por simulación, las pérdidas de inserción del filtro son de aproximadamente 0,5dB y la atenuación a 1260MHz del orden de 72dB. La frecuencia central y el ancho de banda son los que se esperaba. La adaptación tanto en la entrada como en la salida es muy buena.

A pesar de las excelentes características de este filtro, debido a que no se contaba con el tiempo suficiente para implementar y verificar el diseño, se decidió buscar una alternativa que demandara menor tiempo, aunque eso significara relegar SNR utilizando un filtro con mayores pérdidas de inserción. Se contaba con un filtro comercial de GPS fabricado por Murata del cual no se tenía disponible una hoja de datos, por lo que se desconocía si cumplía con las especificaciones mínimas para asegurar el adecuado funcionamiento del receptor. Por lo tanto, se realizó una caracterización de dicho filtro para lo cual se construyó una placa de prueba con conectores SMA vinculados con pistas de 50Ω a los puertos de entrada y de salida del filtro. La Figura 6 es una foto de la placa de prueba.



Figura 6: Placa de prueba del filtro.

Se midieron sus parámetros S con un analizador de redes obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 7.

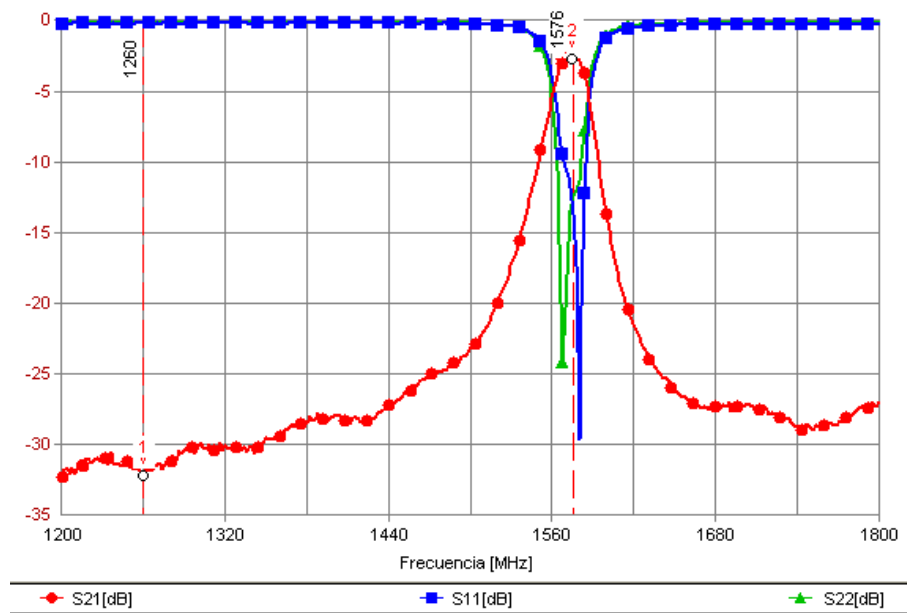


Figura 7: Placa de prueba del filtro.

A partir del análisis de los resultados de las mediciones realizadas se pudo comprobar que el filtro tiene una frecuencia central de 1575,42MHz y un ancho de banda de alrededor de 30MHz. Sus pérdidas de inserción son de aproximadamente 2,8dB y presenta una atenuación de 32dB a 1260MHz. Por lo tanto, resulta adecuado para atenuar la señal del Aquarius y evitar la saturación del LNA de la etapa de entrada de RF del receptor. Aunque sus pérdidas de inserción son relativamente altas, comparadas con las del filtro interdigital, por razones de tiempo se debió recurrir a este filtro como solución de compromiso.

2.2.3. Amplificador de bajo ruido

El LNA provee amplificación adicional para compensar las pérdidas introducidas por el filtro y los cables de conexión a la antena, ya que debe tenerse en cuenta que el receptor operará con una antena pasiva. Con el objetivo de mejorar la figura de ruido del receptor, el LNA se ubicó a continuación del filtro pasabanda y antes que el diplexor, que es un componente pasivo que introduce al menos 3dB de pérdidas por la división de potencia.

El LNA empleado se basa en el transistor de bajo ruido BFP405 de Infineon [5]. El circuito está constituido, además del transistor con su red de polarización, por las redes de adaptación de entrada y de salida. La figura de ruido depende directamente de la impedancia con que se carga la entrada del transistor, por lo tanto la red de adaptación de entrada está diseñada para proporcionar una impedancia que permita obtener una buena figura de ruido. En cambio, la red de adaptación de salida está diseñada para adaptar la impedancia de salida del transistor a la impedancia característica del sistema (50Ω). La Figura 8 es un esquema del amplificador.

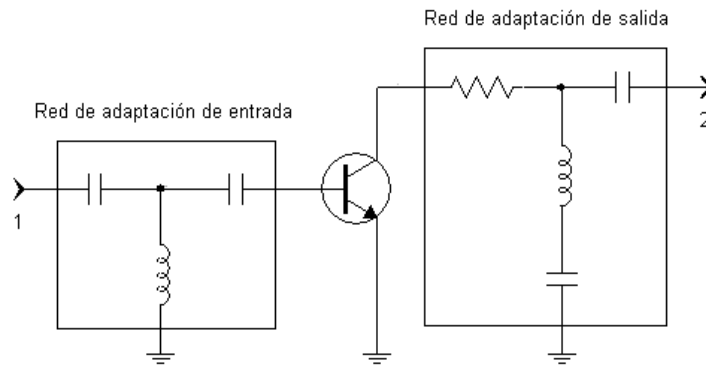


Figura 8: Diagrama esquemático del LNA.

La red de polarización utilizada, que no se muestra en la Figura 8, es la conocida como divisor de tensión sin resistencia de emisor, para evitar oscilaciones. Esta configuración permite obtener una buena estabilidad en temperatura, lo cual es importante en aplicaciones espaciales en donde existen variaciones de temperatura considerables. Especialmente teniendo en cuenta que tanto la ganancia como la figura de ruido del transistor son sensibles al punto de polarización [6]. La resistencia en la red de adaptación de salida cumple una doble función: asegurar la estabilidad incondicional del amplificador y contribuir a la adaptación del transistor. En la Figura 9 se muestra una simulación del LNA realizada con Genesys.

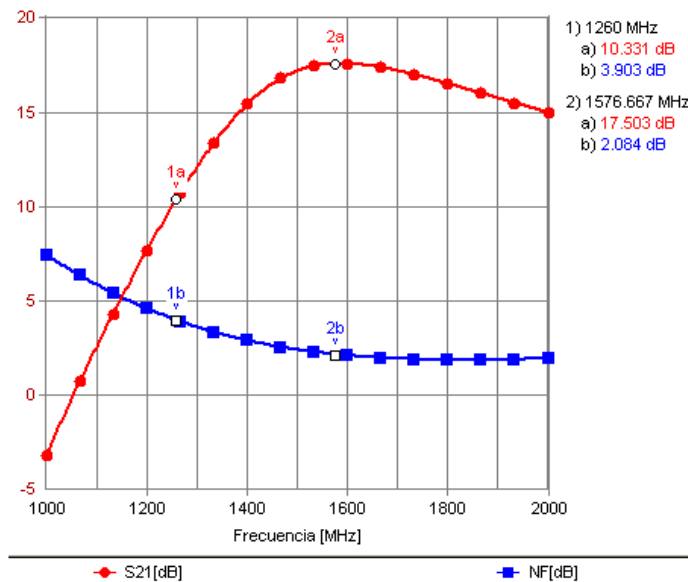


Figura 9: Parámetro S_{21} y figura de ruido del LNA.

2.2.4. Diplexor

El diplexor se encarga de dividir la potencia de RF en la banda de GPS en dos partes iguales para alimentar a las etapas de RF de cada una de las arquitecturas de receptor

(RGPS-M y RGPS-E). Se optó por un diseño conocido como Wilkinson, cuyo esquema se muestra en la Figura 10.

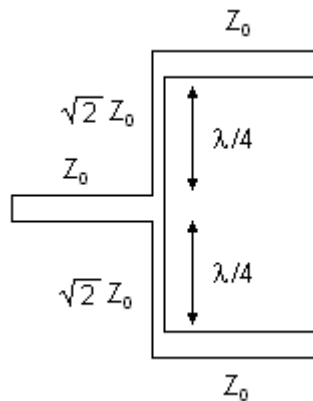


Figura 10: Esquema del diplexor.

La impedancia característica Z_0 es 50Ω y la longitud de onda λ es la correspondiente a las señales de GPS de L1 (1575,42MHz). Para el diseño del diplexor se calculó el ancho de las líneas de transmisión necesario para obtener la impedancia deseada teniendo en cuenta las características del sustrato del circuito impreso. La longitud de onda es la existente en el circuito impreso, por lo tanto es necesario tener en cuenta la constante dieléctrica efectiva del material [7].

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (6)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, ϵ_{ef} es la constante de permitividad dieléctrica efectiva del material y f es la frecuencia de operación.

Para el espesor del sustrato y el material utilizado los anchos de las líneas resultaron:

$$Z_0 = 50\Omega \rightarrow w = 0,508mm$$

$$Z_0 = \sqrt{2}Z_0 = 70,7\Omega \rightarrow w = 0,250mm$$

$$\lambda = 103mm \quad (7)$$

2.2.5. Simulación completa

Una vez diseñadas y definidas todas las partes de la etapa de RF se realizó una simulación completa utilizando el software Genesys y teniendo en cuenta las líneas de transmisión empleadas, las vías y el material dieléctrico del circuito impreso. La Figura 11 muestra los resultados.

En la simulación realizada, para el rango de frecuencias de interés, se obtuvo una ganancia de alrededor 12.2dB con una adaptación aceptable en la entrada y la salida.

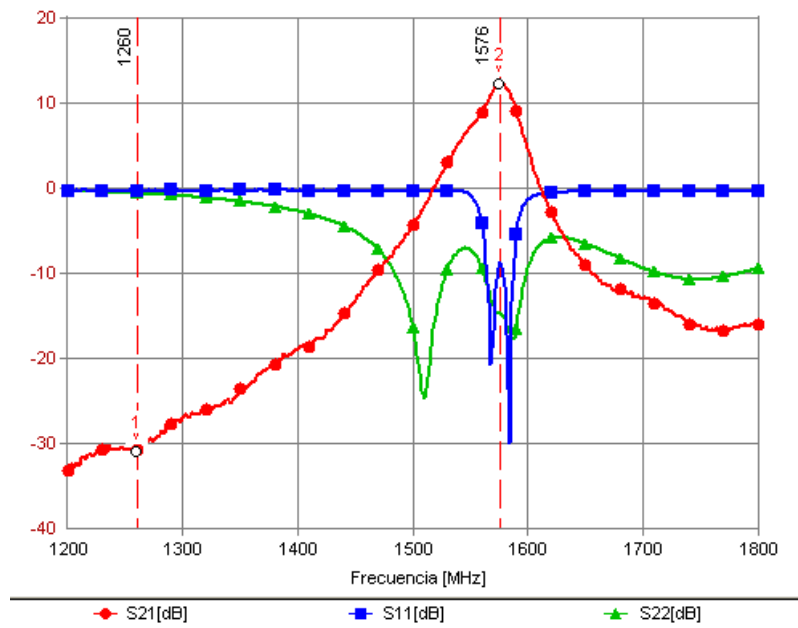


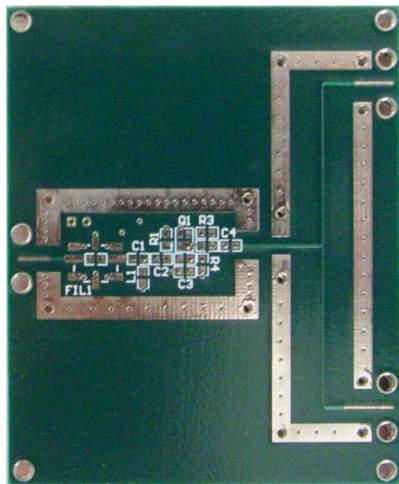
Figura 11: Simulación de la etapa de RF completa.

2.2.6. Implementación

La implementación se realizó en un circuito impreso de material FR4 de cuatro capas, debido a la complejidad de los circuitos del receptor. La etapa de RF se colocó en la capa superior, debajo de la cual se dispuso un plano de tierra. Con esta configuración las líneas resultaron del tipo microtira, lo cual permitió controlar su impedancia característica para mantener la adaptación y reducir las pérdidas [7]. Debido a que el espesor de dieléctrico entre el plano de señal y el plano de tierra es delgado (0,3mm) se logró reducir la inductancia y la resistencia de las vías, parámetros críticos en diseños de RF, especialmente a frecuencias elevadas como las de esta aplicación.

En el rango de frecuencias de operación de la etapa de RF, los elementos parásitos introducidos por los componentes afectan considerablemente el desempeño de los circuitos, produciendo desadaptaciones y hasta inestabilidad en los amplificadores. Para reducir estos elementos parásitos se emplearon componentes de montaje superficial (SMD) de dimensiones pequeñas (0603, norma EIA) y de alta calidad.

Se dispusieron pads conectados al plano de tierra mediante múltiples vías para permitir la colocación de blindajes, con el objetivo de reducir la interferencia producida por la etapa de RF, así como evitar el acoplamiento de señales generadas por la conmutación de los circuitos digitales del receptor. La Figura 12a muestra una foto del circuito impreso de la etapa de RF implementada, la Figura 12b es una foto del receptor completo ya ensamblado.



(a) Etapa de RF.

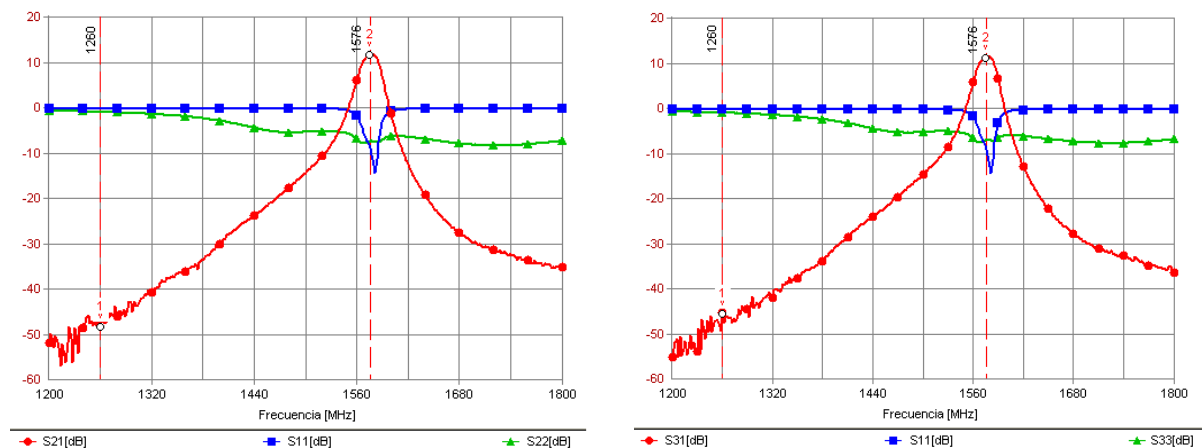


(b) Receptor completo.

Figura 12: Implementación.

3. Resultados

Para caracterizar la etapa de RF completa se utilizó una placa de prueba fabricada especialmente (Figura 12a) y se empleó un analizador de redes para medir la matriz de parámetros S. Los resultados obtenidos se muestran en las Figuras 13a y 13b, el puerto 1 corresponde a la entrada y los puertos 2 y 3 a las salidas.



(a) Puertos 1 y 2.

(b) Puertos 1 y 3.

Figura 13: Medición de los parámetros S de la etapa de RF.

De acuerdo a los resultados obtenidos se alcanza una ganancia de aproximadamente 11.5dB. La adaptación en la entrada puede considerarse buena, en particular teniendo en cuenta que en la etapa de RF hay un LNA (que no opera adaptado en la entrada). Según las simulaciones realizadas la adaptación en la salida es algo menor a la esperada. Sin embargo, estas diferencias son normales debido a que en las simulaciones se emplearon componentes ideales. Por último cabe destacar la similitud de las transferencias entre los puertos 1-2 y 1-3, lo cual confirma que la simetría del circuito es correcta.

4. Conclusiones

En este trabajo se presentó el diseño y la implementación de la etapa de entrada de RF de un receptor de GPS que se será utilizado en el satélite argentino SAC-D. En particular el trabajo se centró en el análisis del problema de la interferencia fuera de banda generada por uno de los instrumentos del satélite y se determinó el efecto que producía en el receptor de GPS. De acuerdo a este análisis se pudo concluir que la interferencia era considerable y que requería una solución, ya que de lo contrario el receptor de GPS podía quedar completamente inutilizado.

Se propuso una solución y se analizaron diferentes alternativas para su implementación, eligiéndose la que mejor se adecuaba las necesidades y al contexto en que se realizó el desarrollo del equipo. Se efectuó la implementación completa de la etapa de RF y se realizaron mediciones para verificar su desempeño. A partir de los resultados obtenidos se pudo comprobar que el diseño propuesto funcionaba de acuerdo a lo esperado, es decir la solución propuesta era correcta.

Por último cabe destacar que este diseño se encuentra actualmente integrado al receptor de GPS del paquete de demostración tecnológico del satélite SAC-D. Dicho receptor de GPS fue probado en conjunto y demostró funcionar correctamente.

Referencias

- [1] E. Kaplan. *Understanding GPS: Principles and Applications*. Artech House, Boston, USA, 1996.
- [2] F. Sischka. *Gummel-Poon Bipolar Model*. Agilent Technologies, Munich, 2001.
- [3] J. L. Matthaei. Interdigital band-pass filters. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 479–491, 1962.
- [4] E. G. Cristal. Coupled circular cylindrical rods between parallel ground planes. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 428–439, 1964.
- [5] Infineon Technologies. *BFP405 NPN Silicon RF Transistor*. 2001.
- [6] G. González. *Microwave Transistor Amplifiers*. Prentice-Hall, New Jersey, 1984.
- [7] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Willey and Sons, 1998.