

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE COMUNICACIONES



TESIS DOCTORAL

Amplificadores de Banda Ancha y Bajo Ruido Basados en Tecnología de GaAs para Aplicaciones de Radiometría

Autor: Beatriz Aja Abelán

**Directores: M^a Luisa de la Fuente Rodríguez
Eduardo Artal Latorre**

**Tesis Doctoral presentada en la Universidad de Cantabria para la obtención
del título de Doctora por la Universidad de Cantabria**

Santander, Octubre de 2006

Capítulo 3

Estudio del Radiómetro del Instrumento de Baja Frecuencia de Planck

3.1. Introducción

Los receptores de más baja frecuencia de la misión Planck, agrupados en el instrumento de baja frecuencia (LFI), cubren las bandas de 30 a 70 GHz, [14], [61]-[63] y son radiómetros de detección directa. Están basados en amplificadores de bajo ruido y banda ancha seguidos por una detección directa con diodo Schottky. Son receptores de tipo radiómetro diferencial llamado en concreto, radiómetro de comparación continua o pseudo-correlación. Se realizan medidas de la temperatura del cielo, y son comparadas con la temperatura de una carga de referencia.

El diseño de estos radiómetros del LFI, es una versión modificada del receptor de correlación [25], ya que la temperatura de referencia, puede ser significativamente diferente de la temperatura del cielo. Para compensar esta diferencia, se utiliza el factor de modulación de ganancia, r , anulando la señal de salida, para minimizar la sensibilidad a las fluctuaciones de ganancia, y obtener los ruidos blanco y $1/f$ más bajos a la salida, [64]-[70]. La minimización de este ruido es totalmente necesaria para asegurar la viabilidad científica de la misión. Las medidas de anisotropías de la radiación cósmica de fondo de microondas (CMB) con la exactitud requerida por la misión Planck, imponen una minimización de los efectos sistemáticos, es decir, los efectos del ruido $1/f$ tienen que ser minimizados para evitar imágenes del cielo erróneas.

Al ser un radiómetro de correlación modificado, permite comparaciones continuas y diferenciación entre dos observaciones independientes, por lo tanto la sensibilidad o la señal mínima detectable es mejorada por un factor $\sqrt{2}$ en comparación con el esquema del radiómetro de Dicke. Además este esquema reduce la frecuencia de codo del ruido $1/f$ en dos o más ordenes de magnitud, con respecto a un radiómetro de potencia total de banda similar. Son radiómetros de detección directa, la tensión detectada resulta de la potencia de ruido sin usar frecuencias intermedias. La alta sensibilidad del instrumento es debido a la baja temperatura equivalente de ruido y al gran ancho de banda de los amplificadores. Por otro lado, anchos de banda grandes requieren un alto grado de estabilidad en la ganancia de la cadena completa de amplificación que forma el radiómetro.

3.2. Descripción de los radiómetros del LFI

La Figura 3.1 muestra el esquema de un radiómetro del LFI, el cuál está formado por dos receptores idénticos. Una antena de bocina, [71], [72], una carga de referencia a 4 Kelvin [73]-[75], un ortomodo

3.2. Descripción de los radiómetros del LFI

(OMT-Orthomode Transducer) [6], un módulo frontal (FEM-Front-End Module) y un módulo posterior (BEM-Back-End Module) constituyen un radiómetro del instrumento de baja frecuencia (LFI).

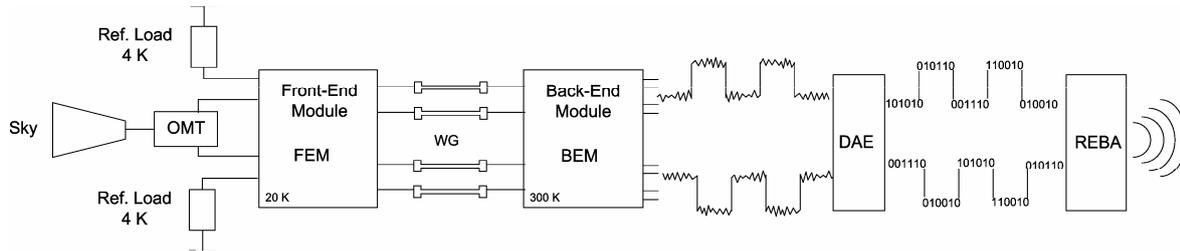


Figura 3.1. Esquema de un radiómetro del instrumento de baja frecuencia (LFI)

Cada receptor está basado en amplificadores criogénicos, con HEMT de InP enfriados a 20 K. En cada cadena radiométrica, una antena de bocina corrugada capta la radiación del cielo (Sky), y es separada con un ortomodo (OMT- OrthoMode Transducer), en dos componentes perpendiculares linealmente polarizadas, que se propagan independientemente a través de dos receptores. Las dos unidades principales, el FEM y el BEM, están conectadas mediante una guía de onda de un metro y medio de longitud. El FEM constituye la parte más sensible del receptor, donde se implementa la pseudo-correlación. Éste opera a una temperatura de 20 Kelvin para bajar el ruido del sistema y tener mejor sensibilidad. Esta temperatura es proporcionada por un enfriador criogénico de absorción con un ciclo de hidrógeno cerrado [76], el cuál será capaz de proveer 1.2 W de potencia de enfriamiento a 20 K. Este requerimiento tan exigente en el consumo de baja potencia causó la decisión de dividir el radiómetro en un FEM enfriado y en un BEM a una temperatura ambiente de 300 K. En cada FEM hay conectadas un par de cargas de referencia estables (Ref. Load), enfriadas a 4 K, mediante la etapa de enfriado del instrumento de alta frecuencia (HFI – High Frequency Instrument). El BEM se encarga de proveer una mayor amplificación, define la banda y detecta la señal. Después de la detección, el sistema de adquisición de datos (DAE), integra y digitaliza la tensión de salida, la cual, en una segunda unidad electrónica (REBA - Radiometer Electronics Box Assembly), es muestreada, cuantificada y comprimida, antes de enviar los datos a tierra. La medida diferencial, se realiza en tierra, restando las señales del cielo y de la referencia y se añade un factor de modulación que compensa la diferencia que existe entre ambas (~2 K en condiciones nominales), y mejora mucho la estabilidad de la señal medida.

En la Figura 3.2, se muestran dos receptores, formando un radiómetro, con detalles de los componentes que forman el FEM y el BEM.

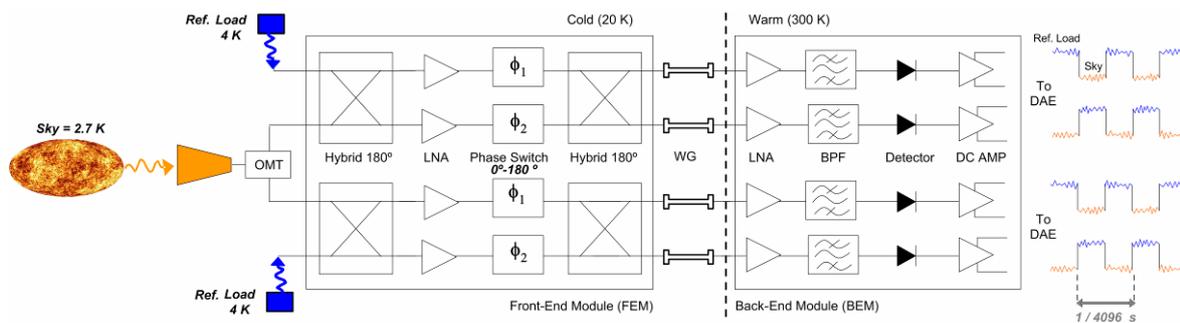


Figura 3.2. Esquema de un radiómetro con detalles de los componentes del FEM y del BEM

La señal de cielo y la carga de referencia están acopladas a un amplificador de bajo ruido (LNA), en cadenas paralelas, en el módulo frontal (FEM) por medio de un acoplador híbrido de 180°. A continuación cada señal se propaga a través de un desfaseador. Existen dos desfaseadores, uno en cada rama para mantener la simetría, pero solamente uno aplica un desfase que cambia entre 0° y 180°, a una frecuencia de 4096 Hz. Un segundo acoplador híbrido de 180° en el FEM, recombina las señales y entrega una potencia proporcional a cada carga de entrada, a una rama diferente en el módulo posterior (BEM). En el BEM las señales son amplificadas, filtradas por medio de un filtro paso banda y detectadas mediante un detector de ley cuadrática. Las salidas son señales de datos, alternativamente proporcionales a la temperatura del cielo o de la carga de referencia, moduladas a la frecuencia del cambio de fase en los desfaseadores. La velocidad de cambio de fase en el desfaseador asegura que las fluctuaciones de ganancia procedentes del BEM no afectan significativamente a la estabilidad global de la ganancia del radiómetro. Finalmente un amplificador de DC de bajo ruido aumenta el nivel de señal detectada para entregarla al módulo electrónico de adquisición.

Este radiómetro de comparación continua consta de dos ramas amplificadoras y detectoras, y permite detectar alternativamente, en cada rama del BEM, la señal del cielo deseada y la señal de la carga de referencia a 4K. Ambas señales, pasan por las dos ramas del FEM y el ruido afectará de igual manera a las dos señales. Como la de referencia es conocida, podemos sacar la influencia del ruido sobre ésta, y conocida la influencia del ruido sobre una rama, es posible obtener la señal del cielo deseada en ausencia de ruido.

Los radiómetros diseñados, aunque serán de una gran sensibilidad, introducirán una gran cantidad de ruido al amplificar y detectar las debilísimas señales de la radiación de fondo recibidas. Este ruido añadido se eliminará mediante procesados posteriores en Tierra de las señales en bruto almacenadas en el satélite y enviadas desde el módulo de servicio. Básicamente el procesado consiste en hacer muchos promedios de las señales recibidas desde cada punto concreto del cielo, para eliminar el ruido añadido cuyo valor medio es nulo. Para poder alcanzar la sensibilidad requerida es preciso tener receptores repetidos para cada banda de frecuencia. Por otra parte se pretende obtener datos de la polarización electromagnética de las señales del fondo cósmico. Para ello desde cada bocina receptora se separarán las dos polarizaciones mediante un ortomodo, siendo el número de receptores el doble que el de bocinas.

Los objetivos y requerimientos de los radiómetros de 30 GHz y 44 GHz están resumidos en la Tabla 3.1. La ganancia de microondas total de cada rama del radiómetro fue elegida de modo que a la entrada del diodo detector hubiera una potencia de unos -30 dBm.

Tabla 3.1. Especificaciones del funcionamiento de los radiómetros del LFI de la misión Planck

Datos	Valor	Valor
Frecuencia	30 GHz	44 GHz
Número de bocinas	2	3
Sensibilidad	$0.17 \text{ mK}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$	$0.20 \text{ mK}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$
Temperatura de ruido del sistema	9 K	12 K
Frecuencia de codo (f_{mec}) del sistema	39 mHz	39 mHz
Aislamiento del sistema	12 dB	12 dB
Ancho de banda efectivo del sistema	6 GHz	8.8 GHz
Consumo de potencia del FEM	27 mW	24 mW
Ganancia del FEM	30 dB	30 dB
Ganancia del BEM	30 dB	30 dB
Temperatura de ruido de BEM	300 K	300 K

En el siguiente apartado se describe la arquitectura y los principios de operación de un receptor de este radiómetro, formado por dos ramas. Seguidamente, se realiza una descripción analítica, para obtener las fórmulas de la tensión de salida del radiómetro y la sensibilidad en el caso de tener equilibrio perfecto en las dos ramas receptoras [67].

3.3. Estudio de un receptor de los radiómetros del LFI

De acuerdo al esquema de la Figura 3.3, que muestra un detalle de un receptor ó medio radiómetro del instrumento LFI, se pueden definir las señales de salida de cada uno de los subsistemas que lo forman. La Tabla 3.2 contiene las funciones de transferencia de todos los componentes que forman parte del FEM y la Tabla 3.3, las de los elementos del BEM.

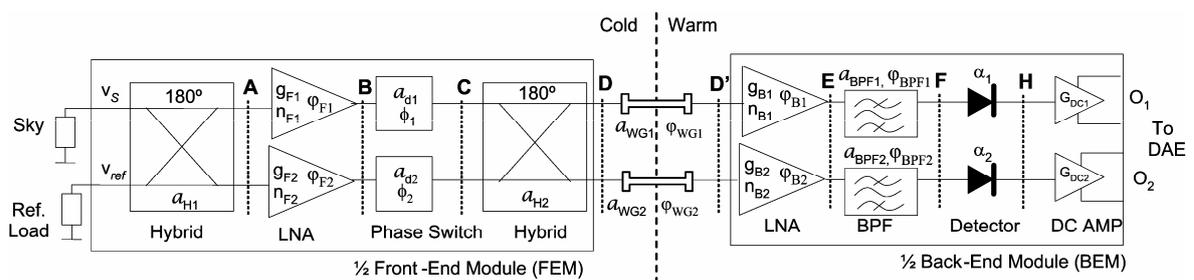


Figura 3.3. Esquema de un receptor o medio radiómetro

3.3. Estudio de un receptor de los radiómetros del LFI

Tabla 3.2. Señales de tensión a las salidas de los subsistemas del FEM

Subsistema	Señales a la salida
Híbrido 1	$v_{A1} = \frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} (v_S + v_{ref}) + n_{H1} \right) ; v_{A2} = \frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{j}{\sqrt{2}} (v_S - v_{ref}) + n_{H1} \right)$
LNA	$v_{B1} = g_{F1} \cdot (v_{A1} + n_{F1}) \cdot e^{j\phi_{F1}} ; v_{B2} = g_{F2} \cdot (v_{A2} + n_{F2}) \cdot e^{j\phi_{F2}}$
Desfasador	$v_{C1} = \frac{1}{a_{d1}} (v_{B1} + n_{d1}) \cdot e^{j\phi_1} ; \phi_1 = 0 ; v_{C2} = \frac{1}{a_{d2}} (v_{B2} + n_{d2}) \cdot e^{j\phi_2} ; \phi_2 = 0, \pi$
Híbrido 2	$v_{D1} = \frac{1}{a_{H2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} (v_{C1} + v_{C2}) + n_{H2} \right) ; v_{D2} = \frac{1}{a_{H2}} \left(\frac{j}{\sqrt{2}} (v_{C1} - v_{C2}) + n_{H2} \right)$

v_S y v_{ref} son las tensiones de las señales del cielo y de la carga de referencia respectivamente

a_{H1} y a_{H2} son las pérdidas de tensión de los híbridos

n_{H1} y n_{H2} son las tensiones de ruido térmico añadido por los híbridos

g_{F1} , g_{F2} son las ganancias de tensión de los amplificadores bajo ruido

n_{F1} y n_{F2} son las tensiones de ruido añadido por los amplificadores bajo ruido

ϕ_{F1} y ϕ_{F2} son los desfases introducidos por los amplificadores bajo ruido

a_{d1} y a_{d2} son las pérdidas de tensión de los desfasadores

n_{d1} y n_{d2} son las tensiones de ruido añadido por los desfasadores

ϕ_1 y ϕ_2 son las fases introducidas por cada uno de los desfasadores.

La expresión de las señales de salida del FEM para cada frecuencia en el plano D, vienen dadas por (3.1) y (3.2).

$$v_{D1} = \frac{1}{a_{H2}} \left(\frac{-j}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{a_{d1}} \left(g_{F1} \cdot \left(\frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{-j(v_S + v_{ref})}{\sqrt{2}} + n_{H1} \right) + n_{F1} \right) \cdot e^{j\phi_{F1}} + n_{d1} \right) \cdot e^{j\phi_1} + \frac{1}{a_{d2}} \left(g_{F2} \cdot \left(\frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{j(v_S - v_{ref})}{\sqrt{2}} + n_{H1} \right) + n_{F2} \right) \cdot e^{j\phi_{F2}} + n_{d2} \right) \cdot e^{j\phi_2} \right) + n_{H2} \right) \quad (3.1)$$

$$v_{D2} = \frac{1}{a_{H2}} \left(\frac{j}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{a_{d1}} \left(g_{F1} \cdot \left(\frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{-j(v_S + v_{ref})}{\sqrt{2}} + n_{H1} \right) + n_{F1} \right) \cdot e^{j\phi_{F1}} + n_{d1} \right) \cdot e^{j\phi_1} - \frac{1}{a_{d2}} \left(g_{F2} \cdot \left(\frac{1}{a_{H1}} \left(\frac{j(v_S - v_{ref})}{\sqrt{2}} + n_{H1} \right) + n_{F2} \right) \cdot e^{j\phi_{F2}} + n_{d2} \right) \cdot e^{j\phi_2} \right) + n_{H2} \right) \quad (3.2)$$

Tabla 3.3. Señales de tensión a las salidas de los subsistemas del BEM

Subsistema	Señales de salida
LNA	$v_{E1} = g_{B1} \left(\frac{1}{a_{WG1}} (v_{D1} + n_{WG1}) + n_{B1} \right) \cdot e^{j\phi_{B1}} ; v_{E2} = g_{B2} \cdot \left(\frac{1}{a_{WG2}} (v_{D2} + n_{WG2}) + n_{B2} \right) \cdot e^{j\phi_{B2}}$
Filtro paso banda	$v_{F1} = \frac{1}{a_{BPF1}} (v_{E1} + n_{BPF1}) \cdot e^{j\phi_{BPF1}} ; v_{F2} = \frac{1}{a_{BPF2}} (v_{E2} + n_{BPF2}) \cdot e^{j\phi_{BPF2}}$
Detector	$v_{H1} = \alpha_1 \cdot v_{F1} ^2 ; v_{H2} = \alpha_2 \cdot v_{F2} ^2$
Amplificador de continua	$v_{O1} = G_{DC1} \cdot v_{H1} ; v_{O2} = G_{DC2} \cdot v_{H2}$

g_{B1} , g_{B2} son las ganancias de tensión de los amplificadores de bajo ruido

n_{B1} y n_{B2} son las tensiones de ruido añadido por los amplificadores de bajo ruido

ϕ_{B1} y ϕ_{B2} son los desfases introducidos por los amplificadores de bajo ruido

a_{WG1} y a_{WG2} son las pérdidas de tensión de las guías de onda que unen el FEM y el BEM

n_{WG1} y n_{WG2} son las tensiones de ruido añadido por las guías de onda

a_{BPF1} y a_{BPF2} son las pérdidas de tensión de los filtros paso banda

n_{BPF1} y n_{BPF2} son las tensiones de ruido añadido por los filtros paso banda

ϕ_{BPF1} y ϕ_{BPF2} son los desfases introducidos por los filtros paso banda

α_1 y α_2 , son las sensibilidades de los detectores

G_{DC1} y G_{DC2} son las ganancias de tensión de los amplificadores de continua

Las salidas del BEM, v_{O1} y v_{O2} , son las señales de tensión de video obtenidas y siguen las expresiones (3.3) y (3.4) en función de la señal a la salida del FEM. Dichas tensiones tienen en cuenta la respuesta de ley cuadrática del diodo detector.

$$v_{O1} = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot \left| \frac{1}{a_{BPF1}} \left(g_{B1} \cdot \left(\frac{1}{a_{WG1}} (v_{D1} + n_{WG1}) + n_{B1} \right) \cdot e^{j\phi_{B1}} + n_{BPF1} \right) \right|^2 \quad (3.3)$$

$$v_{O2} = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot \left| \frac{1}{a_{BPF2}} \left(g_{B2} \cdot \left(\frac{1}{a_{WG2}} (v_{D2} + n_{WG2}) + n_{B2} \right) \cdot e^{j\phi_{B2}} + n_{BPF2} \right) \right|^2 \quad (3.4)$$

Los efectos más importantes están descritos en el análisis previo, para mostrar como cada subsistema influye en el funcionamiento global de radiómetro. Las no idealidades de los componentes que forman el radiómetro dan lugar a efectos que no están incluidos en las expresiones anteriores.

Para simplificar las expresiones, tanto las pérdidas de inserción, ganancias, ruido y las sensibilidades se consideran constantes a lo largo de toda la banda e idénticas para ambas ramas. Con el fin de obtener unas expresiones más simplificadas de la función transferencia del FEM, se consideran despreciables las pérdidas y el ruido debido a los híbridos y el ruido añadido por el desfasador. En el BEM se considera que el filtro paso banda no tiene contribución al ruido total del sistema, y que tiene pérdidas despreciables. Aplicando las condiciones de la Tabla 3.4, las señales de tensión a la salida del FEM son las expresiones de (3.5) y (3.6) y las expresiones de la tensión de salida del radiómetro son (3.7) y (3.8).

Tabla 3.4. Igualdades entra las dos ramas del receptor, suponiéndolas perfectamente equilibradas

Híbridos	$a_{H1} = a_{H2} = 1$	$n_{H1} = n_{H2} = 0$
Desfasadores		$n_{d1} = n_{d2} = 0$
Filtro paso banda	$a_{BPF1} = a_{BPF2} = 1$	$\phi_{BPF1} = \phi_{BPF2} = 0$ $n_{BPF1} = n_{BPF2} = 0$

$$v_{D1} = \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \left(\frac{-(v_S + v_{ref})}{2} e^{j(\phi_{F1} + \phi_1)} + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_{F1} + \phi_1 + \frac{3\pi}{2})} \right) + \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \left(\frac{(v_S - v_{ref})}{2} e^{j(\phi_{F2} + \phi_2)} + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_{F2} + \phi_2 + \frac{3\pi}{2})} \right) \quad (3.5)$$

$$v_{D2} = \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \cdot \left(\frac{(v_S + v_{ref})}{2} e^{j(\phi_{F1} + \phi_1)} + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_{F1} + \phi_1 + \frac{\pi}{2})} \right) - \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \cdot \left(\frac{-(v_S - v_{ref})}{2} e^{j(\phi_{F2} + \phi_2)} + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} e^{j(\phi_{F2} + \phi_2 + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (3.6)$$

3.3. Estudio de un receptor de los radiómetros del LFI

$$v_{O1} = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot \frac{g_{B1}^2}{a_{WG1}^2} \left(\left| \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \left(\frac{-(v_S + v_{ref})}{2} \cos(\theta_{11}) + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\theta_{11}) \right) + \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \left(\frac{(v_S - v_{ref})}{2} \cos(\theta_{21}) + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\theta_{21}) \right) + (n_{WG1} + a_{WG1} n_{B1}) \cdot \cos(\varphi_{B1}) \right|^2 + \left| \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \left(\frac{-(v_S + v_{ref})}{2} \text{sen}(\theta_{11}) - \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \cos(\theta_{11}) \right) + \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \left(\frac{(v_S - v_{ref})}{2} \text{sen}(\theta_{21}) - \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \cos(\theta_{21}) \right) + (n_{WG1} + a_{WG1} n_{B1}) \cdot \cos(\varphi_{B1}) \right|^2 \right) \quad (3.7)$$

$$v_{O2} = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot \frac{g_{B2}^2}{a_{WG2}^2} \left(\left| \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \left(\frac{(v_S + v_{ref})}{2} \cos(\theta_{12}) - \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\theta_{12}) \right) + \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \left(\frac{(v_S - v_{ref})}{2} \cos(\theta_{22}) + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\theta_{22}) \right) + (n_{WG2} + a_{WG2} n_{B2}) \cos(\varphi_{B2}) \right|^2 + \left| \frac{g_{F1}}{a_{d1}} \left(\frac{(v_S + v_{ref})}{2} \text{sen}(\theta_{12}) + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \cos(\theta_{12}) \right) + \frac{g_{F2}}{a_{d2}} \left(\frac{(v_S - v_{ref})}{2} \text{sen}(\theta_{22}) - \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \cos(\theta_{22}) \right) + (n_{WG2} + a_{WG2} n_{B2}) \text{sen}(\varphi_{B2}) \right|^2 \right) \quad (3.8)$$

$$\text{Con } \varphi_{F1} + \varphi_{B1} + \phi_1 = \theta_{11}; \quad \varphi_{F2} + \varphi_{B1} + \phi_2 = \theta_{21}; \quad \varphi_{F1} + \varphi_{B2} + \phi_1 = \theta_{12}; \quad \varphi_{F2} + \varphi_{B2} + \phi_2 = \theta_{22}$$

Con el fin de simplificar el análisis, se consideran que en el FEM, ambas ramas tienen las ganancias y pérdidas idealmente iguales, y las fases introducidas por los amplificadores del FEM y del BEM son despreciables (Tabla 3.5). Las tensiones a la salida de cada una de las ramas son (3.9) y (3.10).

Tabla 3.5. Igualdades entra las dos ramas del receptor, suponiéndolas perfectamente equilibradas

LNA del FEM	$g_{F1} = g_{F2} = g_F$	$\varphi_{F1} = \varphi_{F2} = 0$
Desfasadores del FEM	$a_{d1} = a_{d2} = a_d$	
LNA del BEM		$\varphi_{B1} = \varphi_{B2} = 0$

$$v_{O1} = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot G_1 \cdot \left(\left| \frac{-(v_S + v_{ref})}{2} \cos(\phi_1) + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_1) + \frac{(v_S - v_{ref})}{2} \cos(\phi_2) + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_2) + \frac{a_d}{g_F} (n_{WG1} + a_{WG1} n_{B1}) \right|^2 + \left| \frac{-(v_S + v_{ref})}{2} \text{sen}(\phi_1) - \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \cos(\phi_1) + \frac{(v_S - v_{ref})}{2} \text{sen}(\phi_2) - \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \cos(\phi_2) + \frac{a_d}{g_F} (n_{WG1} + a_{WG1} n_{B1}) \right|^2 \right) \quad (3.9)$$

$$v_{O2} = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot G_2 \cdot \left(\left| \frac{(v_S + v_{ref})}{2} \cos(\phi_1) - \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_1) + \frac{(v_S - v_{ref})}{2} \cos(\phi_2) + \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \text{sen}(\phi_2) + \frac{a_d}{g_F} (n_{WG2} + a_{WG2} n_{B2}) \right|^2 + \left| \frac{(v_S + v_{ref})}{2} \text{sen}(\phi_1) + \frac{n_{F1}}{\sqrt{2}} \cos(\phi_1) + \frac{(v_S - v_{ref})}{2} \text{sen}(\phi_2) - \frac{n_{F2}}{\sqrt{2}} \cos(\phi_2) + \frac{a_d}{g_F} (n_{WG2} + a_{WG2} n_{B2}) \right|^2 \right) \quad (3.10)$$

$$\text{Con } G_1 = \frac{g_{B1}^2 g_F^2}{a_{WG1}^2 a_d^2} \text{ y } G_2 = \frac{g_{B2}^2 g_F^2}{a_{WG2}^2 a_d^2}$$

3.3.1. Factor de modulación de ganancia, r

La señal de interés, de las fluctuaciones de la temperatura de fondo cósmico respecto a su valor medio, se obtiene mediante post-procesado de la tensión de salida, con el objetivo de anular el valor medio de la señal, realizando diferencias entre la salida proporcional al cielo y la salida proporcional a la referencia, en una misma salida, para dos instantes diferentes. Por lo tanto, se aplica el factor de modulación de ganancia, r, que equilibra las salidas [68], [69]. Cada detector a la salida tiene una secuencia alternando la señal de referencia (T_{load}), y la señal del cielo (T_{sky}), en función del estado del desfasador del FEM y a la frecuencia de conmutación de éste, como se muestra en la Figura 3.4. Las salidas $v_{dO1}(t)$ y $v_{dO2}(t)$, vienen dadas por (3.11) y (3.12) respectivamente.

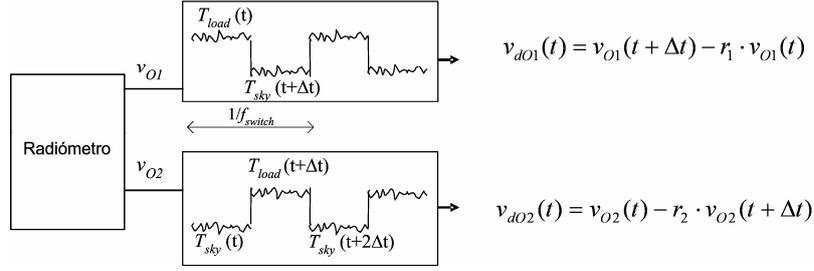


Figura 3.4. Señales a la salida de las ramas del receptor y su procesado

$$v_{dO1}(t) = v_{O1}(t + \Delta t) - r_1 \cdot v_{O1}(t) \quad (3.11)$$

$$v_{dO2}(t) = v_{O2}(t) - r_2 \cdot v_{O2}(t + \Delta t) \quad (3.12)$$

Δt corresponde a medio periodo del cambio de fase del desfaseador, $\Delta t = 1/(2f_{switch})$.

Al hacer el cambio de fase en uno de los desfaseadores, entre 0° y 180° , se tiene la señal del cielo o la señal de la referencia en cada una de las salidas. Cuando la fase ϕ_1 es 0° y ϕ_2 cambia entre 0° y 180° , y considerando ruido incorrelado, se obtienen (3.13) - (3.16).

Caso 1) $\phi_1 = 0^\circ, \phi_2 = 0^\circ$

$$v_{O1}(t) = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot G_1 \cdot \left(|v_{ref}|^2 + 2 \frac{a_d^2 |n_{WG1}|^2}{g_F^2} + 2 \frac{a_d^2 a_{WG1}^2 |n_{B1}|^2}{g_F^2} + \frac{|n_{F1}|^2}{2} + \frac{|n_{F2}|^2}{2} \right) \quad (3.13)$$

$$v_{O2}(t) = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot G_2 \cdot \left(|v_S|^2 + 2 \frac{a_d^2 |n_{WG2}|^2}{g_F^2} + 2 \frac{a_d^2 a_{WG2}^2 |n_{B2}|^2}{g_F^2} + \frac{|n_{F1}|^2}{2} + \frac{|n_{F2}|^2}{2} \right) \quad (3.14)$$

Caso 2) $\phi_1 = 0^\circ, \phi_2 = 180^\circ$

$$v_{O1}(t + \Delta t) = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot G_1 \cdot \left(|v_S|^2 + 2 \frac{a_d^2 |n_{WG1}|^2}{g_F^2} + 2 \frac{a_d^2 a_{WG1}^2 |n_{B1}|^2}{g_F^2} + \frac{|n_{F1}|^2}{2} + \frac{|n_{F2}|^2}{2} \right) \quad (3.15)$$

$$v_{O2}(t + \Delta t) = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot G_2 \cdot \left(|v_{ref}|^2 + 2 \frac{a_d^2 |n_{WG2}|^2}{g_F^2} + 2 \frac{a_d^2 a_{WG2}^2 |n_{B2}|^2}{g_F^2} + \frac{|n_{F1}|^2}{2} + \frac{|n_{F2}|^2}{2} \right) \quad (3.16)$$

Integrando en un ancho de banda efectivo B , y considerando los ruidos de cada componente incorrelados entre sí, se obtienen los valores medios, es decir las tensiones de continua, de (3.17)-(3.20), considerando que el valor cuadrático medio de señal de ruido blanco es $\overline{x^2} = kBT_x$, (k = constante de Boltzmann), con T_x la temperatura física o la equivalente de ruido.

Caso 1) $\phi_1 = 0^\circ, \phi_2 = 0^\circ$

$$\overline{v_{O1}(t)} = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot k \cdot B \cdot G_1 \cdot \left(T_{ref} + 2 \frac{A_d T_{WG1}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG1} T_{B1}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \quad (3.17)$$

$$\overline{v_{O2}(t)} = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot k \cdot B \cdot G_2 \cdot \left(T_S + 2 \frac{A_d T_{WG2}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG2} T_{B2}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \quad (3.18)$$

Caso 2) $\phi_1 = 0^\circ$, $\phi_2 = 180^\circ$

$$\overline{v_{o1}(t + \Delta t)} = G_{DC1} \cdot \alpha_1 \cdot k \cdot B \cdot G_1 \cdot \left(T_S + 2 \frac{A_d T_{WG1}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG1} T_{B1}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \quad (3.19)$$

$$\overline{v_{o2}(t + \Delta t)} = G_{DC2} \cdot \alpha_2 \cdot k \cdot B \cdot G_2 \cdot \left(T_{ref} + 2 \frac{A_d T_{WG2}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG2} T_{B2}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \quad (3.20)$$

con $G_F = g_F^2$; $A_d = a_d^2$; $A_{WGi} = a_{WGi}^2$

La salida del radiómetro, se filtra con un integrador ideal, con respuesta al impulso $h(t)$ un rectángulo de amplitud A_{LPF} y duración τ y función de transferencia $|H(f)|^2 = A_{LPF}^2 \sin^2(\pi f \tau) / (\pi f)^2$, cuyo ancho de banda paso bajo equivalente es $B_{LF} = 1/(2\tau)$, donde τ es el tiempo de integración de la señal [17]. Para obtener la sensibilidad del radiómetro, se desea conocer en cuanto cambia la tensión de salida después del integrador, cuando la temperatura del cielo (T_S) cambia. Este cambio está dado por (3.21).

$$\frac{\Delta v_{oi}}{\Delta T} = \frac{\partial \overline{v_{oi}}}{\partial T_S} = G_{DCi} \alpha_i k B G_i A_{LPF} \tau \quad \text{con } i = 1, 2 \quad (3.21)$$

Y la mínima señal detectable, o sensibilidad, se obtiene cuando el cambio de la salida debida a un cambio en la temperatura del cielo (T_S) es igual al valor eficaz de la señal de salida, esto es la raíz cuadrada de la varianza de la componente de fluctuación de la tensión de salida (P_{AC}), obteniéndose la expresión (3.22).

$$\Delta v_o = \Delta T \cdot G_{DCi} \alpha_i k B G_i A_{LPF} \tau = \sqrt{P_{AC}} \quad (3.22)$$

La varianza o potencia de las fluctuaciones se calcula de la integral de la densidad espectral de potencia con (3.23).

$$P_{AC} = \int_{-\infty}^{\infty} S_{AC}(f) df \cong 2 [G_{DCi} \alpha_i k B G_i (T_S + T_R)]^2 B \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (3.23)$$

Por el teorema de Parseval se tiene (3.24).

$$\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t) dt = A_{LPF}^2 \tau \quad (3.24)$$

Y aplicando (3.24) a (3.23), se obtiene la expresión de (3.25).

$$P_{AC} = 2 [G_{DCi} \alpha_i k B G_i (T_S + T_R)]^2 B A_{LPF}^2 \tau \quad (3.25)$$

La sensibilidad se obtiene al igualar (3.22) a (3.25), dado lugar a la expresión de (3.26), y es independiente de la carga de referencia.

$$\Delta T = \sqrt{\frac{2}{B \cdot \tau}} (T_S + T_R) \quad (3.26)$$

El factor, r , hace que los valores medios de las salidas $\overline{v_{dO1}}$ sean nulos, eliminando la dependencia de la carga de referencia, y minimizando el impacto de las fluctuaciones de ganancia de los amplificadores del FEM. Las fluctuaciones de ganancia del BEM quedan eliminadas en las señales de salida $v_{dO1}(t)$, ya que la ganancia del BEM permanece prácticamente constante en un periodo de la conmutación. Esto se cumple siempre que la frecuencia de conmutación de fase sea mucho mayor que la frecuencia de codo del espectro de tipo 1/f de las fluctuaciones de ganancia del BEM.

Calculando el promedio temporal de $v_{dO1}(t)$ y $v_{dO2}(t)$, se obtienen (3.27) y (3.28).

$$\overline{v_{dO1}} = \overline{v_{o1}(t + \Delta t) - r \cdot v_{o1}(t)} = G_{DC1} \alpha_1 k B G_1 A_{LPF}^2 \tau \left(T_S + 2 \frac{A_d T_{WG1}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG1} T_{B1}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} - r \cdot \left(T_{ref} + 2 \frac{A_d T_{WG1}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG1} T_{B1}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \right) \quad (3.27)$$

$$\overline{v_{dO2}} = \overline{v_{o2}(t) - r \cdot v_{o2}(t + \Delta t)} = G_{DC2} \alpha_2 k B G_2 A_{LPF}^2 \tau \left(T_S + 2 \frac{A_d T_{WG2}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG2} T_{B2}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} - r \cdot \left(T_{ref} + 2 \frac{A_d T_{WG2}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG2} T_{B2}}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \right) \right) \quad (3.28)$$

Para anular la salida, el factor de modulación de ganancia, r , viene dado por (3.29), habiendo calculado un promedio temporal de las tensiones de salida.

$$r = \frac{T_S + T_R}{T_{ref} + T_R} \quad (3.29)$$

Donde T_S es la temperatura de ruido del cielo (3.30), a la entrada del híbrido, T_{ref} es la temperatura de la carga de referencia (3.31), también a la entrada del híbrido, y T_R es la temperatura de ruido del sistema receptor según (3.32), suponiendo que las dos guías de onda son iguales entre sí y tienen las mismas pérdidas, y los dos BEM también.

$$T_S = \frac{T_{sky}}{A_{feed-OMT}} + \left(1 - \frac{1}{A_{feed-OMT}}\right) T_{phys} \quad (3.30)$$

$$T_{ref} = \frac{T_{load}}{A_{4K}} + \left(1 - \frac{1}{A_{4K}}\right) T_{phys} \quad (3.31)$$

$$T_R = 2 \frac{A_d T_{WG}}{G_F} + 2 \frac{A_d A_{WG} T_B}{G_F} + \frac{T_{F1}}{2} + \frac{T_{F2}}{2} \quad (3.32)$$

$A_{feed-OMT}$ y A_{4K} son las pérdidas de la bocina más el ortomodo y de la conexión de la carga de referencia al híbrido respectivamente, y T_{phys} la temperatura física a la que se encuentran.

El factor, r , es sensible solamente al ruido 1/f causado por fluctuaciones de temperatura de ruido, lo cual representa una pequeña parte de ruido 1/f total de los amplificadores del FEM [67], y la frecuencia de codo resultante está relacionada con el factor de modulación de ganancia, r , por $f_k \propto (1-r)^2$, como se muestra a continuación.

Para calcular las fluctuaciones de la señal de salida con respecto a la temperatura de ruido se parte de la expresión para $\overline{v_{dOi}}$ como (3.33), y se deriva con respecto a T_R , obteniéndose (3.34).

$$\overline{v_{dOi}} = \frac{G_{DCi} \alpha_i k B G_i A_{LPF}^2 \tau}{2} \left[(1-r)(T_S + T_{ref} + 2T_R) + (1+r)(T_S - T_{ref}) \right] \quad (3.33)$$

$$\frac{\partial \overline{v_{dOi}}}{\partial T_R} = G_{DCi} \alpha_i k B G_i A_{LPF}^2 \tau (1-r) \quad (3.34)$$

El que se produzca un cambio en la temperatura de ruido del sistema, puede dar lugar a errores, ya que puede interpretarse como una fluctuación de la temperatura del cielo, obteniéndose la expresión de (3.35). Esta expresión se obtiene de igualar la derivada de (3.33) con respecto a T_S , que indica un cambio en la tensión cuando la temperatura del cielo (T_S) cambia, a (3.34) que indica un cambio en la tensión de salida cuando la temperatura del sistema cambia. Y donde además, se ha tenido en cuenta el hecho de que las ganancias de los dos amplificadores del FEM pueden fluctuar y sus ruidos son incorrelados, por lo que la contribución de ambos se suma en cuadratura.

$$\Delta T = \sqrt{2} \Delta T_R (1-r) \quad (3.35)$$

Si se iguala la expresión (3.35), a la sensibilidad del radiómetro, (3.26), y se divide entre T_R , se obtienen las fluctuaciones relativas de ruido (3.36).

$$\frac{\Delta T_R}{T_R} = \frac{1}{(1-r) \sqrt{B} \cdot \tau} \left(\frac{T_S + T_R}{T_R} \right) \quad (3.36)$$

Las fluctuaciones de temperatura de ruido que tienen los amplificadores son debidas a que tienen fluctuaciones de ganancia de acuerdo a [18], [21]-[22]. Suponiendo que todas las etapas tienen la misma fluctuación de ganancia, debido principalmente a cambios en su transconductancia (g_m), se considera que estos cambios en la g_m , darán lugar a cambios en la temperatura de ruido T_R , y se obtiene la expresión (3.37).

$$\frac{\Delta T_R}{T_R} \approx \frac{1}{2\sqrt{N_s}} \frac{\Delta G}{G} = \frac{1}{2\sqrt{N_s}} \frac{C}{\sqrt{f}} = \frac{A}{\sqrt{f}} \quad (3.37)$$

3.4. Análisis de potencias

Con N_s el número de etapas de los amplificadores, y A la constante de normalización para las fluctuaciones de temperatura de ruido, y $A = C/2\sqrt{N_s}$.

Si se iguala (3.37) y (3.36), se obtiene la frecuencia de codo igual a la expresión (3.38).

$$f_{knee} \approx A^2 B \tau \left(\frac{T_R}{T_S + T_R} \right)^2 (1-r)^2 \quad (3.38)$$

Este factor r en el radiómetro de Planck se calculará en tierra y cancelará las fluctuaciones debido a cambios de ganancia en los FEM, cuando el radiómetro está perfectamente equilibrado [67]. La señal de salida a procesar debe tener una frecuencia de codo (f_{knee}) más baja que la frecuencia de giro del satélite que es de 1 r.p.m. La frecuencia de conmutación de los desfases del FEM f_{switch} , es de 4096 Hz.

La frecuencia de codo estimada, debida a las fluctuaciones de ganancia del BEM [67], considerando un FEM perfectamente equilibrado está dada por (3.39).

$$f_{knee} \approx B \cdot N_s \cdot A^2 \quad (3.39)$$

Usando valores típicos de B (6 GHz), N_s (5 etapas) y A ($\cong 1.8 \cdot 10^{-5}$, de acuerdo a [67]) y considerando únicamente los amplificadores de RF, la frecuencia de codo en los BEM se estima de unos Hertzios. Cuando se consideran también las fluctuaciones de la sensibilidad del detector, se esperan valores más altos pero siempre por debajo de la frecuencia 4 kHz de la conmutación de fase del desfaseador.

Una completa simulación del radiómetro, con especial énfasis en las frecuencias altas y el sistema de conmutación de fase se detalla en [77] y [78]. Los procedimientos de simulación han sido comprobados en una configuración en una rama del radiómetro de 30 GHz con el 20% del ancho de banda efectivo. Se ha comparado un funcionamiento ideal con un funcionamiento más realista del radiómetro. El sistema permite su simulación en el dominio de la frecuencia y del tiempo, con la opción de analizar el efecto de incluir fluctuaciones de tipo $1/f$, así como efectos de desequilibrio entre las ramas. Se ha demostrado el esquema diferencial del radiómetro haciendo diferencias entre salidas y aplicando el factor de modulación para reducir el efecto de las fluctuaciones de ruido y ganancia.

3.4. Análisis de potencias

En este apartado se hace un análisis de los niveles de potencia que se van a manejar en el radiómetro. Principalmente se estiman las potencias de entrada a las diferentes etapas de los BEM de 30 y 44 GHz, que son los subsistemas que han sido desarrollados. Para estimar los niveles de potencia, se toma fijo el estado del desfaseador, y la potencia aproximada a la entrada del BEM, se calcula según la expresión (3.40).

$$P_{inBEM} = \frac{k \left(T_i + T_F + \frac{A_d T_{WG1}}{G_F} \right) B G_F}{A_{WG1}} \quad (3.40)$$

T_i es la temperatura del cielo (≈ 2.7 K) o de la carga de referencia (≈ 4 K). En la calibración del sistema T_i se fija a 20 Kelvin.

3.4.1. BEM de 30 GHz

Para un sistema ideal, el ancho de banda de ruido es igual al ancho de banda efectivo, teniendo en cuenta los siguientes valores:

$B = 6$ GHz, $G_F = 30$ dB, $A_d = 1$ dB, $A_{WG1} = 2$ dB, $T_{WG1} = T_o \cdot (F_{WG1} - 1)$, $F_{WG1} = A_{WG1}$, $T_o = 290$ K, y $T_F = 9$ K

Aplicando (3.40), la potencia de entrada aproximada al BEM varía entre -61.5 dBm y -57.5 dBm, dependiendo si el radiómetro está midiendo el cielo o la carga de referencia de calibración de 20 K.

3.4.2. BEM de 44 GHz

Teniendo en cuenta los siguientes parámetros:

$B = 8.8$ GHz, $G_F = 30$ dB, $A_d = 1$ dB, $A_{WG1} = 2$ dB, $T_{WG1} = T_o \cdot (F_{WG1} - 1)$, $F_{WG1} = A_{WG1}$, $T_o = 290$ K, y $T_F = 12$ K

La potencia de entrada al BEM, aplicando (3.40), cuando está mirando al cielo es de -59.5 dBm, y cuando mide la carga de referencia de 20 K es de -56 dBm.

La ganancia del BEM, en ambas bandas de frecuencia, está especificada a 30 dB con una temperatura de ruido equivalente de 300 Kelvin. Con esta ganancia el detector trabajará en su región lineal con una potencia a su entrada entre -31.5 dBm y -26 dBm.

3.5. Conclusiones

Se ha realizado un análisis de los radiómetros del instrumento de baja frecuencia de Planck. Se ha detallado la arquitectura adoptada de radiómetros de pseudo-correlación. Incluyendo los principales parámetros de cada uno de los subsistemas y sus funciones de transferencia, se han obtenido las expresiones de las tensiones obtenidas a la salida de cada una de las ramas, sin tener en cuenta el efecto de las desadaptaciones o desequilibrios. La sensibilidad del radiómetro es prácticamente independiente de la carga de referencia.

Se ha obtenido la expresión del factor de modulación de ganancia, r , para el radiómetro diferencial con el fin de minimizar las fluctuaciones. Los efectos de las fluctuaciones de ganancia en los amplificadores del BEM, son despreciables debido a la velocidad de conmutación de fase del desfasador del FEM, siempre que la frecuencia de conmutación, sea mayor que la frecuencia de codo del BEM.

Las potencias estimadas a la entrada de los módulos posteriores en las bandas de 30 y 44 GHz son del orden de -60 dBm.

3.5. Conclusiones