

# Transmisor de video en la banda de 1200MHz.

Estudiantes:

Rodrigo Carbonell, Nicolás Barbat, Alejandro Pintos y  
Nicolás Morales

Docentes:

Juan Pechiar

Universidad de la República. Facultad de Ingeniería  
UdelaR 2009.

## 1. Resumen

En la Facultad de Ingeniería Universidad de la República, se ha formado un Grupo de Tecnología Aeroespacial (GTA) que se propone como objetivo el diseño y la construcción a mediano plazo de un satélite experimental.

Este proyecto, denominado LAÍ tiene como fines principales:

1. Promover la investigación a nivel de grado mediante proyectos de fin de carrera;
2. Fomentar la creatividad y la ingeniería práctica;
3. Ser multidisciplinario;
4. Vincular lo académico, lo práctico, lo social y lo industrial;
5. Aportar conocimientos a diversas áreas del Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE) de la Facultad de Ingeniería.

El interés particular en el desarrollo de un satélite tiene muchas motivaciones. En principio, es un proyecto especialmente multidisciplinario ya que permite realizar trabajos en diversas áreas como, por ejemplo, radiofrecuencia, telemetría, control, procesamiento de señales e imágenes y el modelado térmico. Además, es un proyecto que tiene un estrecho vínculo con la práctica: los proyectos son implementados y probados mediante lanzamientos de globos a gran altura, donde se logran, con bajos costos, condiciones similares a las que se enfrenta un satélite.

En suma, se pretende generar un punto de partida para la investigación y el desarrollo de esta área en Uruguay, al tratarse de una de las primeras experiencias de este tipo en el país.

Uno de los primeros aspectos a resolver en proyectos de sistemas autónomos aéreos o espaciales es la telemetría. Ésta consiste en la comunicación por radio de informaciones de estado y control. Por este motivo, una parte importante de las actividades del GTA serán proyectos y experiencias en radiocomunicaciones y telemetría. Como consecuencia directa, se fortalecerá el área de radiofrecuencia en el IIE que, en este momento, carece de laboratorio y de grupo humano con alta dedicación.

Es frente a estas condiciones que surge la necesidad de un proyecto que se proponga el diseño y la implementación de un transmisor de televisión en radio frecuencias (RF) con el fin de transmitir video e información desde un satélite, a una distancia mínima de 100km. El transmisor deberá tomar como entrada una señal de video proveniente de una cámara estándar, luego le superpondrá texto con datos de interés (posición, temperatura, altitud, etc.),

y finalmente la transmitirá para su recepción en tierra. Dado que se trata de un dispositivo que operará en un satélite, es de fundamental importancia la optimización del transmisor en peso, tamaño, eficiencia energética, robustez, estabilidad, etc. La comunicación de un satélite con la tierra es fundamental para su realización ya que, de nada sirve tener decenas de dispositivos y experimentos en órbita, si no es posible controlarlos y obtener información sobre los mismos.

En esta documentación se intenta instruir a futuros estudiantes experiencias y conclusiones en estas áreas. Principalmente dejar pautas establecidas a la hora de diseñar e implementar circuitos en RF.

# Índice

|                                                       |           |
|-------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1. Resumen</b>                                     | <b>1</b>  |
| <b>2. Introducción</b>                                | <b>9</b>  |
| 2.1. Motivación . . . . .                             | 9         |
| 2.2. Objetivos del proyecto . . . . .                 | 9         |
| 2.3. Organización del informe . . . . .               | 9         |
| 2.4. Apéndices . . . . .                              | 10        |
| <b>3. Marco conceptual</b>                            | <b>12</b> |
| 3.1. ATV . . . . .                                    | 12        |
| 3.2. Banda 23 cm . . . . .                            | 12        |
| 3.3. Modulación . . . . .                             | 13        |
| 3.4. Osciladores . . . . .                            | 14        |
| <b>4. Descripción del sistema implementado</b>        | <b>15</b> |
| 4.1. Introducción . . . . .                           | 15        |
| 4.2. Diagrama de bloques . . . . .                    | 16        |
| 4.3. Bloques Implementados . . . . .                  | 17        |
| 4.3.1. Pre-énfasis . . . . .                          | 17        |
| 4.3.2. Modulador FM y Amplificador en señal . . . . . | 19        |
| 4.3.3. Estabilizador de frecuencia . . . . .          | 23        |
| 4.3.4. Amplificador de potencia . . . . .             | 25        |
| 4.3.5. Antena . . . . .                               | 31        |
| 4.3.6. Fuente . . . . .                               | 31        |
| 4.4. Circuito completo . . . . .                      | 33        |
| 4.5. Antena de Recepción (Quad Yagi-Uda) . . . . .    | 36        |
| <b>5. Enlace</b>                                      | <b>38</b> |
| 5.1. Introducción . . . . .                           | 38        |
| 5.2. Cálculo de enlace . . . . .                      | 40        |
| 5.3. Experiencia GloboSat04 . . . . .                 | 41        |
| 5.4. Mediciones de campo . . . . .                    | 43        |
| <b>6. Amplificador</b>                                | <b>45</b> |
| 6.1. Introducción . . . . .                           | 45        |
| 6.2. Sobre los componentes . . . . .                  | 46        |
| 6.3. Metodología de diseño . . . . .                  | 47        |
| 6.4. Herramientas para el diseño . . . . .            | 49        |
| 6.5. Diseño de las etapas de ganancia . . . . .       | 50        |



|           |                                                                                 |           |
|-----------|---------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 6.5.1.    | Elección del transistor . . . . .                                               | 50        |
| 6.5.2.    | Polarización . . . . .                                                          | 52        |
| 6.5.3.    | Diseño de las impedancias de carga . . . . .                                    | 53        |
| 6.5.4.    | Adaptación de impedancias . . . . .                                             | 59        |
| 6.5.5.    | Simulaciones . . . . .                                                          | 60        |
| 6.5.6.    | Pasaje de la líneas de transmisión a microstrips . . . . .                      | 62        |
| 6.6.      | Diseño de la etapa de salida . . . . .                                          | 66        |
| 6.6.1.    | Elección del transistor . . . . .                                               | 66        |
| 6.6.2.    | Polarización . . . . .                                                          | 67        |
| 6.6.3.    | Diseño de las impedancias de carga . . . . .                                    | 69        |
| 6.6.4.    | Adaptación de impedancias . . . . .                                             | 71        |
| 6.6.5.    | Simulaciones . . . . .                                                          | 71        |
| 6.6.6.    | Pasaje de las líneas de transmisión a microstrips . . . . .                     | 72        |
| 6.7.      | Amplificador completo . . . . .                                                 | 76        |
| 6.7.1.    | Simulaciones de las tres etapas de ganancia . . . . .                           | 77        |
| 6.7.2.    | Simulaciones de las tres etapas de ganancia y la etapa<br>de potencia . . . . . | 78        |
| 6.7.3.    | Diseño del Layout del amplificador completo . . . . .                           | 79        |
| 6.7.4.    | Implementación del circuito de 3 etapas . . . . .                               | 80        |
| 6.7.5.    | Implementación del amplificador completo . . . . .                              | 80        |
| <b>7.</b> | <b>Alimentación</b>                                                             | <b>82</b> |
| 7.1.      | Protección de baterías . . . . .                                                | 82        |
| 7.1.1.    | Introducción . . . . .                                                          | 82        |
| 7.1.2.    | Características del limitador . . . . .                                         | 82        |
| 7.2.      | Potencia Consumida . . . . .                                                    | 83        |
| 7.2.1.    | Pruebas . . . . .                                                               | 84        |
| 7.3.      | Alimentación . . . . .                                                          | 85        |
| <b>8.</b> | <b>OSD - On Screen Display</b>                                                  | <b>86</b> |
| 8.1.      | Introducción . . . . .                                                          | 86        |
| 8.2.      | Descripción . . . . .                                                           | 86        |
| 8.3.      | Implementaciones . . . . .                                                      | 90        |
| 8.3.1.    | OSD ver 0.1 . . . . .                                                           | 90        |
| 8.3.2.    | OSD ver 0.2 . . . . .                                                           | 90        |
| 8.3.3.    | OSD ver 0.3 . . . . .                                                           | 92        |
| 8.4.      | Breve descripción del LC74788 . . . . .                                         | 93        |
| 8.4.1.    | Características . . . . .                                                       | 93        |
| 8.4.2.    | Descripción de los pines del integrado. . . . .                                 | 93        |
| 8.4.3.    | Breve descripción de los Comandos y Protocolos. . . . .                         | 96        |

|                                                                 |            |
|-----------------------------------------------------------------|------------|
| <b>9. Resultados</b>                                            | <b>97</b>  |
| 9.1. Instrumentos de medida . . . . .                           | 97         |
| 9.2. Resultados . . . . .                                       | 100        |
| 9.2.1. Oscilador . . . . .                                      | 100        |
| 9.2.2. Amplificador de 500mW . . . . .                          | 101        |
| 9.2.3. Amplificador 700mW (IK1HGI) . . . . .                    | 102        |
| 9.2.4. Amplificador de 3 etapas . . . . .                       | 103        |
| 9.2.5. Amplificador de potencia . . . . .                       | 103        |
| 9.2.6. Amplificador completo . . . . .                          | 104        |
| <b>A. Redes de dos puertos y redes de adaptación</b>            | <b>106</b> |
| A.1. Redes de dos puertos . . . . .                             | 106        |
| A.1.1. Introducción . . . . .                                   | 106        |
| A.1.2. Conceptos básicos de líneas de transmisión . . . . .     | 107        |
| A.1.3. Parámetros S (scattering parameters) . . . . .           | 111        |
| A.1.4. Cambio de planos de referencia . . . . .                 | 113        |
| A.2. Carta de Smith . . . . .                                   | 114        |
| A.2.1. Introducción . . . . .                                   | 114        |
| A.2.2. Carta de Smith . . . . .                                 | 114        |
| A.2.3. Impedancias y admitancias normalizadas . . . . .         | 117        |
| A.2.4. Compensación de impedancias . . . . .                    | 117        |
| A.2.5. Compensación de impedancias en microstrip . . . . .      | 117        |
| <b>B. Conceptos básicos para el diseño de amplificadores RF</b> | <b>120</b> |
| B.1. Introducción . . . . .                                     | 120        |
| B.2. Ecuaciones de ganancia . . . . .                           | 120        |
| B.3. Consideraciones de estabilidad . . . . .                   | 122        |
| B.4. Círculos de ganancia constante . . . . .                   | 127        |
| B.4.1. Caso unilateral $S_{12} = 0$ . . . . .                   | 127        |
| B.5. Amplificadores de potencia . . . . .                       | 130        |
| B.5.1. Introducción . . . . .                                   | 130        |
| B.5.2. Cálculo de los contornos de máxima potencia . . . . .    | 132        |
| <b>C. Conceptos sobre PLL</b>                                   | <b>136</b> |
| C.1. Propiedades . . . . .                                      | 136        |
| C.1.1. Ancho de Banda . . . . .                                 | 136        |
| C.1.2. Linealidad . . . . .                                     | 137        |
| C.2. Modelo del PLL - Analógicos . . . . .                      | 138        |
| C.2.1. Transferencia de Primer Orden . . . . .                  | 138        |
| C.2.2. Combinación de Transferencias . . . . .                  | 139        |
| C.2.3. Características . . . . .                                | 140        |

|                                                                |            |
|----------------------------------------------------------------|------------|
| C.2.4. Nomenclatura, Coeficientes y Unidades . . . . .         | 140        |
| C.3. PLL de Segundo Orden . . . . .                            | 141        |
| C.3.1. Loop Filter . . . . .                                   | 141        |
| C.3.2. Orden y Tipo . . . . .                                  | 142        |
| C.3.3. Frecuencia Natural y Amortiguamiento . . . . .          | 143        |
| C.3.4. Respuesta en Frecuencia . . . . .                       | 145        |
| C.4. Discriminador de Fase . . . . .                           | 151        |
| C.4.1. Detector de Fase Multiplicador . . . . .                | 152        |
| C.4.2. Detectores de Fase Secuenciales . . . . .               | 154        |
| C.5. Filtros de lazo . . . . .                                 | 157        |
| C.5.1. Filtros Activos y Pasivos . . . . .                     | 157        |
| C.5.2. DC offset . . . . .                                     | 157        |
| C.6. Bombas de carga . . . . .                                 | 158        |
| C.6.1. Modelo . . . . .                                        | 158        |
| <b>D. Conceptos sobre modulación FM</b>                        | <b>160</b> |
| D.1. Introducción . . . . .                                    | 160        |
| D.2. Análisis espectral de FM . . . . .                        | 161        |
| D.2.1. Modulación de tono . . . . .                            | 161        |
| D.2.2. Modulación de tono múltiple . . . . .                   | 165        |
| D.3. Anchos de banda en FM . . . . .                           | 165        |
| D.3.1. Línea de banda lateral significativas . . . . .         | 166        |
| D.3.2. Ancho de banda de transmisión . . . . .                 | 168        |
| D.3.3. FM de banda angosta. . . . .                            | 169        |
| D.3.4. FM de banda ancha. . . . .                              | 170        |
| D.4. Ruido en la modulación exponencial . . . . .              | 171        |
| D.4.1. Características del ruido en la postdetección . . . . . | 172        |
| D.4.2. Relaciones señal a ruido en el destino . . . . .        | 173        |
| <b>E. Conceptos básicos de antenas</b>                         | <b>175</b> |
| E.1. Introducción . . . . .                                    | 175        |
| E.2. Tipos de antenas . . . . .                                | 176        |
| E.2.1. Antenas de cables . . . . .                             | 176        |
| E.2.2. Antenas de apertura . . . . .                           | 176        |
| E.2.3. Antenas de parches ó microstrip . . . . .               | 176        |
| E.2.4. Antenas de arreglos (Array) . . . . .                   | 176        |
| E.2.5. Antenas reflectoras . . . . .                           | 176        |
| E.3. Parámetros de las antenas . . . . .                       | 177        |
| E.3.1. Parámetro de radiación . . . . .                        | 177        |
| E.3.2. Densidad de potencia de radiación . . . . .             | 178        |
| E.3.3. Intensidad de radiación . . . . .                       | 179        |

|                                                                 |            |
|-----------------------------------------------------------------|------------|
| E.3.4. Directividad . . . . .                                   | 180        |
| E.3.5. Eficiencia . . . . .                                     | 182        |
| E.3.6. Ganancia . . . . .                                       | 183        |
| E.3.7. Ancho del haz de media potencia . . . . .                | 185        |
| E.3.8. Eficiencia del Haz . . . . .                             | 185        |
| E.3.9. Ancho de banda . . . . .                                 | 186        |
| E.3.10. Polarización . . . . .                                  | 186        |
| E.3.11. Impedancia de entrada . . . . .                         | 187        |
| E.3.12. Relación frente espalda (Front to back ratio) . . . . . | 188        |
| E.3.13. Discriminación a la polarización cruzada . . . . .      | 188        |
| E.4. Antena Dipolo . . . . .                                    | 188        |
| E.4.1. Tipos de dipolos . . . . .                               | 188        |
| E.4.2. Dipolo media onda ( $\lambda/2$ ) . . . . .              | 188        |
| E.5. Antena Yagi-Uda . . . . .                                  | 190        |
| <b>F. Guía para la elaboración del PCB</b>                      | <b>191</b> |
| <b>G. Circuitos experimentados</b>                              | <b>194</b> |
| G.1. Osciladores . . . . .                                      | 194        |
| G.1.1. Primeros Pasos . . . . .                                 | 194        |
| G.1.2. Implementación SMD . . . . .                             | 198        |
| G.2. Amplificadores . . . . .                                   | 199        |
| G.3. Amplificador IK1HGI . . . . .                              | 199        |
| G.4. Amplificador 1W . . . . .                                  | 201        |
| G.5. Acoplador . . . . .                                        | 203        |
| <b>H. Pruebas Realizadas</b>                                    | <b>206</b> |
| H.1. Introducción . . . . .                                     | 206        |
| H.2. Características del PCB . . . . .                          | 206        |
| H.3. Rango de temperatura . . . . .                             | 207        |
| H.4. Prueba de transmisión de video en movimiento . . . . .     | 208        |
| H.5. Transmisión de video de tiempo prolongado . . . . .        | 210        |
| <b>I. Simulaciones en ADS</b>                                   | <b>212</b> |
| I.1. Sección Diseño . . . . .                                   | 212        |
| I.1.1. Paleta Lumped-Components . . . . .                       | 213        |
| I.1.2. Paleta Tlines-Ideal . . . . .                            | 213        |
| I.1.3. Paleta Tlines-Microstrip . . . . .                       | 214        |
| I.1.4. Paleta Sources-Time_Domain . . . . .                     | 214        |
| I.1.5. Paleta Sources-Freq_Domain . . . . .                     | 215        |
| I.1.6. Component Library . . . . .                              | 215        |

|           |                                                                                       |            |
|-----------|---------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| I.1.7.    | Paleta Simulation-DC . . . . .                                                        | 216        |
| I.1.8.    | Paleta Simulation-AC . . . . .                                                        | 216        |
| I.1.9.    | Paleta Simulation-S_Param . . . . .                                                   | 217        |
| I.1.10.   | Paleta Simulation-Transient . . . . .                                                 | 218        |
| I.1.11.   | Paleta Probe Components . . . . .                                                     | 218        |
| I.2.      | Sección Presentación de Datos . . . . .                                               | 219        |
| I.3.      | Simulaciones . . . . .                                                                | 220        |
| I.3.1.    | Características del BFR96 al variar su polarización . . . . .                         | 220        |
| I.3.2.    | Estabilidad del BFR96 al variar la frecuencia . . . . .                               | 223        |
| I.3.3.    | Estabilidad y ganancia del BFR96 . . . . .                                            | 224        |
| I.3.4.    | Simulaciones de la etapa 1 con las cargas adaptadas . . . . .                         | 228        |
| I.3.5.    | Punto de compresión de 1dB, P1dB, de la etapa 1 con<br>las cargas adaptadas . . . . . | 230        |
| I.3.6.    | Simulación Load-Pull del BFR135 de la etapa de salida . . . . .                       | 232        |
| I.3.7.    | Simulaciones de la etapa de salida con las cargas adap-<br>tadas . . . . .            | 234        |
| I.3.8.    | Simulación de las 3 etapas de amplificación de señal . . . . .                        | 237        |
| I.3.9.    | Simulación del amplificador completo . . . . .                                        | 241        |
| <b>J.</b> | <b>Hojas de datos</b>                                                                 | <b>246</b> |
| J.1.      | PCB utilizado FR4 . . . . .                                                           | 246        |
| J.2.      | Transistor BFW92 . . . . .                                                            | 246        |
| J.3.      | Transistor BFR96 . . . . .                                                            | 246        |
| J.4.      | Transistor BFR96S . . . . .                                                           | 246        |
| J.5.      | Transistor BFG135 . . . . .                                                           | 246        |
| <b>K.</b> | <b>Referencias</b>                                                                    | <b>278</b> |

## **2. Introducción**

Este proyecto atiende la necesidad de diseñar e implementar un circuito en radiofrecuencia (RF) con el fin de transmitir video a una distancia mínima de 100km entre transmisor y receptor.

### **2.1. Motivación**

La falta de experiencias en el diseño de circuitos RF y la intención de generar un punto de partida para la investigación y desarrollo en el área, motivan a construir un dispositivo que permita recuperar imágenes de video en tiempo real a largas distancias. Este emprendimiento se suma al proyecto LAÍ formado por el Grupo de Tecnología Aeroespacial (GTA) para la construcción de un satélite experimental.

### **2.2. Objetivos del proyecto**

Se proponen como objetivos del proyecto el diseño y la construcción de un transmisor de televisión (ATV) que cumpla con las siguientes características:

1. Frecuencia portadora: 1240 MHz
2. Modulación: FM
3. Potencia: 30 dBm (1W);
4. Sistema: PAL o NTSC;
5. Distancia mínima de recepción: 100km

En el marco del proyecto se plantea como requerimiento práctico comprobar el funcionamiento general del sistema diseñado mediante el lanzamiento de un globo sonda, simulando las condiciones de un satélite.

### **2.3. Organización del informe**

Este documento presenta una propuesta del diseño del circuito implementado, las pruebas realizadas, la descripción de los resultados obtenidos y el marco conceptual que describe conceptos y tecnologías investigadas a lo largo del proyecto que permitieron llegar a la solución presentada. Los temas son organizados en los siguientes capítulos:

- **Capítulo 3**, Marco conceptual  
Plantea los conceptos y tecnologías utilizadas a lo largo del proyecto.
- **Capítulo 4**, Descripción del sistema implementado  
Describe los bloques principales del transmisor construido.
- **Capítulo 5**, Enlace  
Se presentan los cálculos de enlace y se analizan los datos experimentales.
- **Capítulo 6**, Amplificador  
Describe las pautas para el diseño del amplificador implementado.
- **Capítulo 7**, Alimentación  
Se presentan las baterías utilizadas y un sistema de protección de las mismas.
- **Capítulo 8**, OSD  
Se presenta la implementación del dispositivo para superponer texto en el video.
- **Capítulo 9**, Resultados  
Presenta los resultados obtenidos en la pruebas del sistema.

## 2.4. Apéndices

Se presentan aquí los tópicos complementarios para la comprensión de los distintos temas abarcados en los capítulos anteriores.

- **A**, Redes de dos puertos y redes de adaptación
- **B**, Conceptos básicos para el diseño de amplificadores RF
- **C**, Conceptos sobre PLL
- **D**, Conceptos sobre modulación FM
- **E**, Conceptos básicos de antenas

- **F**, Guía para la elaboración del PCB
- **G**, Circuitos experimentados
- **H**, Pruebas realizadas
- **I**, Simulaciones realizadas
- **J**, Principales hojas de datos utilizadas



### 3. Marco conceptual

#### 3.1. ATV

La ATV <sup>1</sup> se relaciona con la transmisión y recepción de imágenes y sonido para televisión. Es utilizada de forma experimental por radioaficionados, generalmente utilizando la banda UHF (Ultra High Frequency) de 70cm (420 a 440 MHz) y 23cm (1240 a 1300MHz). Los sistemas más utilizados por los radioaficionados para la transmisión de imágenes son los siguientes:

- Televisión por barrido lento (SSTV): Se trata de un intercambio de imágenes fijas y de baja resolución entre estaciones de radio, sobre una pantalla de televisor convencional. Para transmitir en SSTV, la imagen digitalizada y convertida a tonos de audio se inyecta en la entrada de micrófono de un equipo transmisor. Para recibir estas señales SSTV, la salida de audio del receptor es conectada a la entrada de un convertidor analógico-digital que transforma los tonos de audio recibidos en impulsos digitales, listos para ser interpretados por la computadora.
- Televisión de barrido rápido (FSTV) o ATV: Este modo de operación se basa en el intercambio de imágenes de vídeo y audio en tiempo real. La transmisión en ATV es completamente compatible con la TV comercial. De esta manera, cada trama de video (frame) en ATV será igual al de la televisión comercial y es en este sentido que una emisión de FSTV puede mostrar el movimiento normal en la imagen, con canal simultáneo de sonido, y presentar los colores como cualquier canal comercial. La principal diferencia con la esta radica en la frecuencia de las transmisiones y por supuesto en la potencia.
- Facsímil (FAX): Consiste en la transmisión y recepción de imágenes de alta resolución, requeridas para mapas meteorológicos. En HF se cuenta con una cobertura mundial de este sistema. Los radioaficionados utilizan este procedimiento con circuitos de radio y anchos de banda comunes de las transmisiones por voz.

#### 3.2. Banda 23 cm

La banda de 23cm que se extiende desde los 1240 MHz hasta los 1300 MHz perteneciente a la UHF, posee un gran atractivo dado por su importante ancho de banda que permitirá no sólo realizar emisiones de TV sino también utilizarla para enlaces con satélites de aficionados y modos de propagación

---

<sup>1</sup>Televisión amateur

especializados. La utilización de esta banda exige gran rigurosidad respecto al material y la realización del circuito a construir y debe tenerse especial cuidado en la implementación del mismo tratando de minimizar al máximo las pérdidas de potencia. Según la URSEC <sup>2</sup> la banda de 23cm es de uso libre y tiene una potencia máxima permitida de emisión de 50 vatios PEP (potencia envolvente de pico). Aunque los modos de propagación UHF se aplican a la banda de 23cm, la propagación puede ser caprichosa y los radioaficionados acostumbrados a trabajar con señales pequeñas o ínfimas suelen aprovecharse de modos de propagación exótica, tales como los conductos marinos, inversiones térmicas, y otros fenómenos que ocurren en la tropósfera, para aumentar el alcance mucho más allá del horizonte visual. En casos extremos se pueden lograr enlaces de cientos de kilómetros.

### 3.3. Modulación

Para la transmisión de ATV se utilizan generalmente las modulaciones en AM <sup>3</sup> ó FM <sup>4</sup>. La FM es una modulación angular que transmite información variando su frecuencia a través de una onda portadora. Por otra parte la AM es un tipo de modulación lineal que varía la amplitud de la onda de acuerdo a una señal moduladora, mientras que su frecuencia se mantiene constante. En aplicaciones analógicas de FM la frecuencia instantánea de la señal modulada es proporcional al valor instantáneo de la señal moduladora, mientras que en aplicaciones digitales, los datos pueden ser enviados por el desplazamiento de la onda de frecuencia entre un conjunto de valores discretos, modulación conocida como FSK. La Modulación de Amplitud consiste en modificar una señal de alta frecuencia denominada portadora, en función de otra señal de baja frecuencia denominada moduladora. Esta última será la que contenga la información de la señal a transmitir. Entre los tipos de AM mas comunes se encuentra la modulación de doble banda lateral con portadora DSBFC. La FM en cambio es muy utilizada en las altas frecuencias de la radiodifusión de música y voz, debido a su gran fidelidad. El sonido de la televisión analógica también es difundido por medio de FM.

La FM de banda estrecha se utiliza para comunicaciones de voz en la radio comercial y en las configuraciones de aficionados.

La modulación más utilizada es la FM de banda ancha, no sólo en la radiodifusión sino también en las frecuencias intermedias de la mayoría de los sistemas de vídeo analógicos. En los últimos tiempos se ha logrado mejorar sustancialmente el sistema de transmisión y recepción en lo que se refiere a

---

<sup>2</sup>Unidad Reguladora de Servicios de Comunicación

<sup>3</sup>Modulación en amplitud

<sup>4</sup>Modulación en frecuencia

la relación señal-ruido en recepción, gracias a esto se pasó de la Modulación de Amplitud a la Modulación en Frecuencia, estableciendo así un importante avance no sólo en relación señal-ruido, sino que también en la resistencia al efecto del desvanecimiento y la interferencia tan comunes en AM. Aunque la FM de banda ancha requiera un mayor ancho de banda que la AM para una señal moduladora equivalente, hace a la señal más resistente al ruido y a la interferencia.

### 3.4. Osciladores

Los osciladores típicamente se construyen en base a un bloque VCO <sup>5</sup>, utilizando VCOs integrados compuestos por multivibradores en bajas frecuencias y por VCOs discretos para las altas frecuencias. El VCO es un dispositivo electrónico capaz de entregar a su salida una señal eléctrica de frecuencia proporcional a la tensión de entrada. Cuando la entrada es cierto valor de continua, el VCO tiene una señal con una frecuencia llamada frecuencia libre de oscilación y ante variaciones de la entrada, sube o baja la frecuencia de su salida de forma proporcional.

Una aplicación típica de los VCO es generar señales moduladas en frecuencia FM. También son usados como parte de Bucles de enganche de fase. Suelen emplearse en aplicaciones electrónicas de comunicaciones.

Generalmente, los osciladores contruidos de esta forma no poseen una estabilidad adecuada y típicamente se utiliza un PLL<sup>6</sup> para lograr dicha estabilidad. El PLL es un dispositivo de control que genera una señal de salida, proporcional a la fase entre una señal de referencia y la señal que se quiere controlar. En el caso que se quiera controlar la frecuencia libre de un oscilador controlado por tensión, la salida del PLL deberá entregar la tensión de continua necesaria. Los PLL se utilizan ampliamente en los sistemas de comunicación de radio, telecomunicaciones, computadoras y otras aplicaciones electrónicas con el fin de establecer frecuencias estables, recuperar una señal en un enlace de comunicación ruidoso, o controlar el reloj que cronometra los pulsos en los diseños de lógica digital como los microprocesadores.

---

<sup>5</sup>Oscilador controlado por voltaje (Voltage controlled oscillator)

<sup>6</sup>Phase Locked Loop

## 4. Descripción del sistema implementado

### 4.1. Introducción

Antes de comenzar con el diseño de cualquier sistema, se debe conocer exactamente qué es lo que se quiere diseñar. En este caso en particular se pretende diseñar un transmisor de video y por lo tanto se comenzará con una breve descripción de la función que debe cumplir. Un transmisor debe adecuar la señal eléctrica de entrada antes de ser transmitida de acuerdo a las características del medio de transmisión ó canal que utilizará. El canal es el nexo entre el transmisor y el receptor, pudiendo ser tanto un medio guiado como por ejemplo un par de cobre, un cable coaxial, una fibra óptica ó un medio no guiado como el aire ó el vacío. Sin importar el tipo, todos los medios de transmisión comparten ciertas características básicas como lo son la atenuación, la introducción de ruido , distorsión e interferencia. También debe encargarse de modular la señal antes de su transmisión, lo que quiere decir que trasladará el mensaje a transmitir hacia una frecuencia deseada y amplificará la señal para contrarrestar la atenuación introducida por el canal.

Teniendo conocimiento del objetivo general que debe cumplir el sistema a construir, es imprescindible que estén claramente definidos los requerimientos con los que deberá cumplir. Estos se enumeran a continuación:

- Es deseable que tenga un alcance mínimo de 100km utilizando una estación terrestre adecuada.
- Se deberán tomar las medidas necesarias para garantizar la estabilidad en frecuencia.
- Se deberá utilizar el mínimo de potencia compatible con la cobertura deseada.
- El sistema deberá funcionar correctamente en un rango de temperatura extendido entre -20 y 40 °C.
- Preferentemente se usarán suministros disponibles localmente, con el fin de evitar demoras en la fabricación.

Teniendo este aspecto claramente definido, se deberán analizar las opciones disponibles para la realización de dicho sistema y tomar decisiones acerca de las mismas. Se opta entonces por diseñar un sistema analógico que utilizará modulación FM para la transmisión. Además se utilizará un bloque estabilizador de frecuencia basado en un PLL y un amplificador que se encargará de incrementar la potencia del sistema para alcanzar los requerimientos de distancia deseados.

Luego de definidos los puntos anteriores que indican un rumbo claro en el diseño que se pretende lograr, será de vital importancia dividir el problema general en problemas mas pequeños y sencillos de resolver. Es por esta razón que se presentará a continuación un diagrama de bloques del transmisor diseñado, analizando y explicando los criterios de diseño y construcción para cada uno. Luego de resolver las implicaciones correspondientes al diseño y construcción de cada uno de los bloques independientes, se deberán amalgamar entre sí para obtener el sistema completo.

## 4.2. Diagrama de bloques

En esta sección se describen los bloques implementados para la realización del transmisor de forma independiente. En la Figura 4.2.1 se presenta el diagrama básico del mismo. Este se divide en 5 bloques principales:

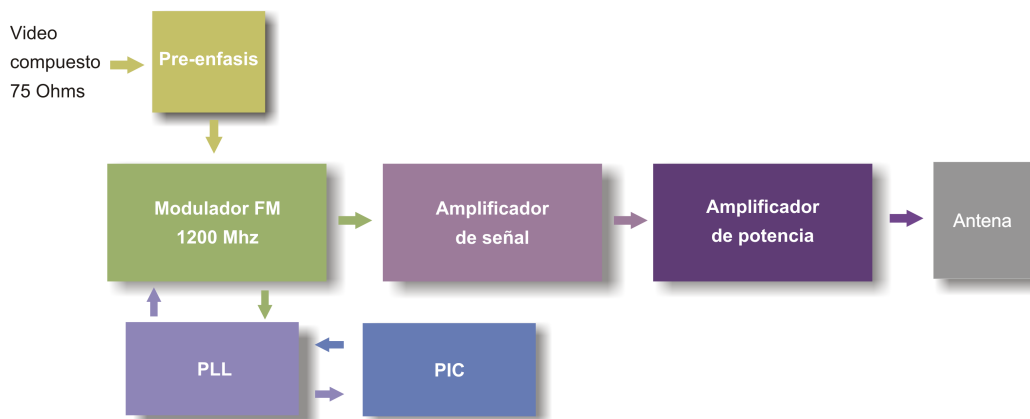


Figura 4.2.1: Diagrama de bloques del transmisor

### ■ Pre-énfasis

El bloque nombrado como pre-énfasis implementa un filtro utilizado para mejorar la relación señal-ruido (SNR) de la señal transmitida, éste filtro se conoce con el nombre de *pre-énfasis*.

### ■ Modulador FM y Amplificador de señal

El modulador de FM como lo dice su nombre cumple la función de modular la señal recibida en FM utilizando una portadora de 1250 MHz. Dicho bloque es implementado con un VCO realizado con un varicap. El modulador posee a su salida un bloque amplificador que se encargará de incrementar el voltaje de la señal.

- **Estabilizador de frecuencia**

El estabilizador se encarga de mantener la portadora generada por el modulador en la frecuencia deseada. Dicho bloque es necesario debido a que la portadora puede tener pequeños corrimientos respecto a la frecuencia deseada, por ejemplo debido a variaciones de temperatura o interferencias sobre el sistema. Este fue diseñado en base a un PLL que se encarga, a partir de una señal de referencia y tomando una muestra de la señal transmitida, de corregir las variaciones en frecuencia de la moduladora de 1250MHz.

- **Amplificador de potencia**

Este cumple la función de aumentar la potencia de la señal modulada para luego ser irradiada por la antena. El mismo está formado por un amplificador de señal de 3 etapas y una etapa final amplificadora de potencia. Todas sus etapas son adaptadas por líneas microstrip para eliminar errores en las variaciones de los componentes.

- **Antena**

La antena cumple un rol fundamental ya que además de irradiar la señal se encarga de adaptar la salida del amplificador a  $50\Omega$  evitando pérdidas de potencia y minimizando la onda reflejada hacia el mismo.

### 4.3. Bloques Implementados

#### 4.3.1. Pre-énfasis

Cuando se va a utilizar modulación FM ó PM para la transmisión de la señal, es conveniente un acondicionamiento previo de la misma, ya que en este tipo de modulación la amplitud del ruido crece proporcionalmente conforme nos alejamos de la frecuencia fundamental. Si la señal no es acondicionada al demodularla en la recepción las componentes de ruido no estarán uniformemente distribuidas a lo largo del ancho de banda de la señal. La función entonces de este filtro será: aumentar la amplitud de señal en igual proporción que aumenta la amplitud del ruido al alejarse de la frecuencia fundamental, para mantener la misma relación señal-ruido a lo largo del espectro. El filtro recibirá la señal directamente de la cámara de video compuesto y la entregará acondicionada al modulador de FM como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 4.2.1.

El espectro de la señal de video presenta la forma mostrada en la figura 4.3.1. Como se puede observar la misma tiene un ancho de banda aproximado de 5 MHz, y por lo tanto es deseable que el filtro también se comporte como

un pasabajos con frecuencia de corte  $f_c = 5MHz$ , filtrando así toda señal fuera del espectro relevante.

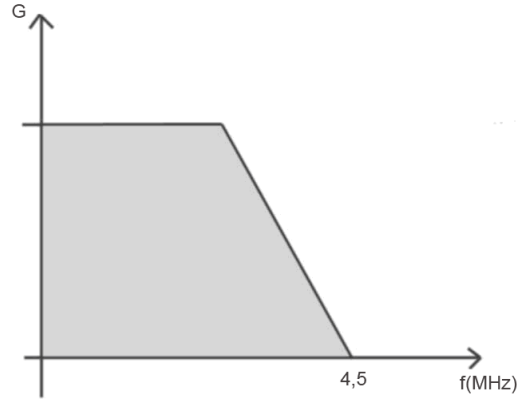


Figura 4.3.1: Espectro de la señal de video en banda base.

Es decir que el filtro deberá presentar una respuesta plana para frecuencias cercanas a 0, luego deberá aumentar la ganancia proporcionalmente a  $f^2$  hasta la frecuencia de corte  $f_c$  en que caerá bruscamente. En la figura 4.3.2 se presenta el circuito del filtro realizado.

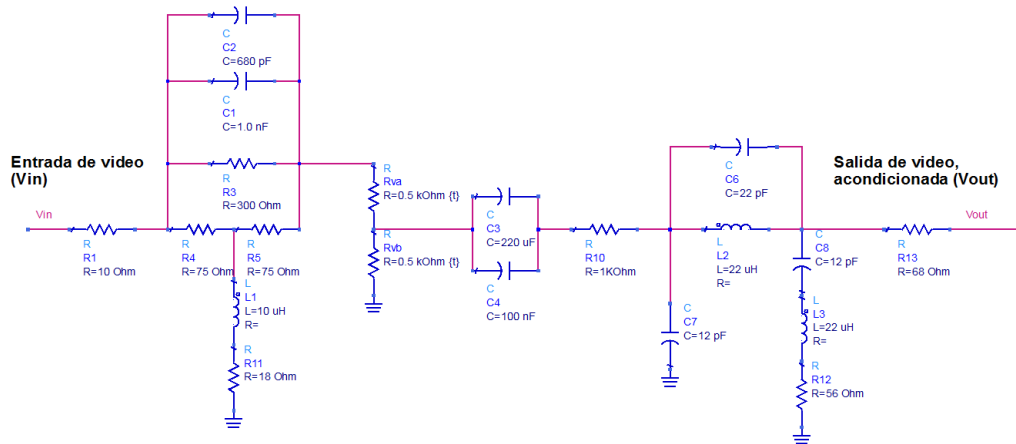


Figura 4.3.2: Circuito de prensaseis

Si se calcula la transferencia del mismo como  $|H| = \frac{V_{in}}{V_{out}}$  se podrá graficar su espectro obteniendo los resultados de la figura 4.3.3. Como se puede observar el filtro se comporta de forma deseada.

En la figura 4.3.4 se presenta el layout utilizado para la realización del filtro.

En el cuadro 4.3.1 se listan los componentes necesarios para su fabricación.

| Listado de componentes - Pre-énfasis |          |               |          |              |          |
|--------------------------------------|----------|---------------|----------|--------------|----------|
| Componentes pasivos                  |          |               |          |              |          |
| Resistencias                         |          | Condensadores |          | Inductancias |          |
| Valor                                | Cantidad | Valor         | Cantidad | Valor        | Cantidad |
| 10                                   | 1        | 12p           | 2        | 10u          | 2        |
| 18                                   | 1        | 22p           | 1        | 22u          | 1        |
| 56                                   | 1        | 680p          | 1        | 220u         | 1        |
| 68                                   | 1        | 1n            | 1        |              |          |
| 75                                   | 2        | 100n          | 1        |              |          |
| 300                                  | 1        |               |          |              |          |
| 1K                                   | 1        |               |          |              |          |
| Preset 1K                            | 1        |               |          |              |          |

Cuadro 4.3.1: Listado de componentes necesarios para la implementación del preénfasis

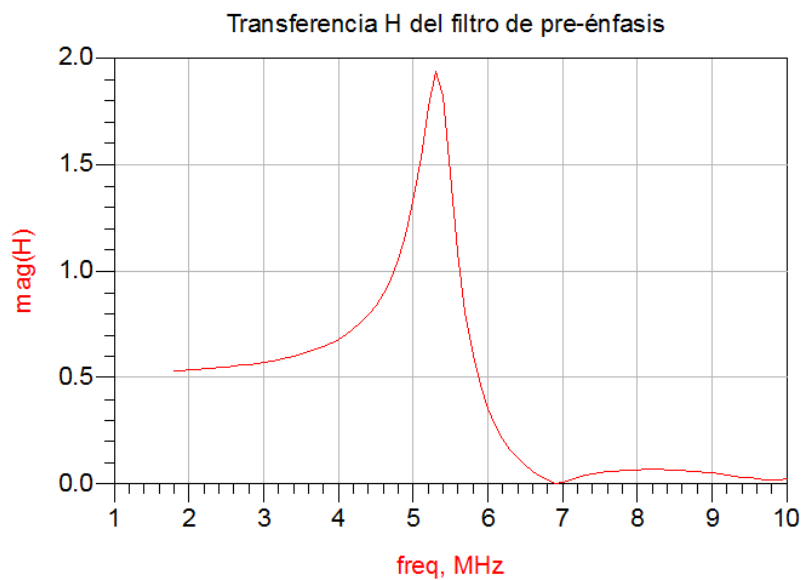


Figura 4.3.3: Transferencia  $|H|$  del filtro pre-énfasis

#### 4.3.2. Modulador FM y Amplificador en señal

Este bloque es el transmisor en sí. La señal acondicionada y preparada para ser modulada en FM de la etapa anterior, es recibida por un bloque VCO que se encargará de lo relativo a su modulación. Existen fundamentalmente dos tipos de VCO, generalmente a bajas frecuencias son utilizados los VCOs integrados que se componen de multivibradores y a altas frecuencias se utilizan VCOs discretos cuya operación está basada en el uso de un var-



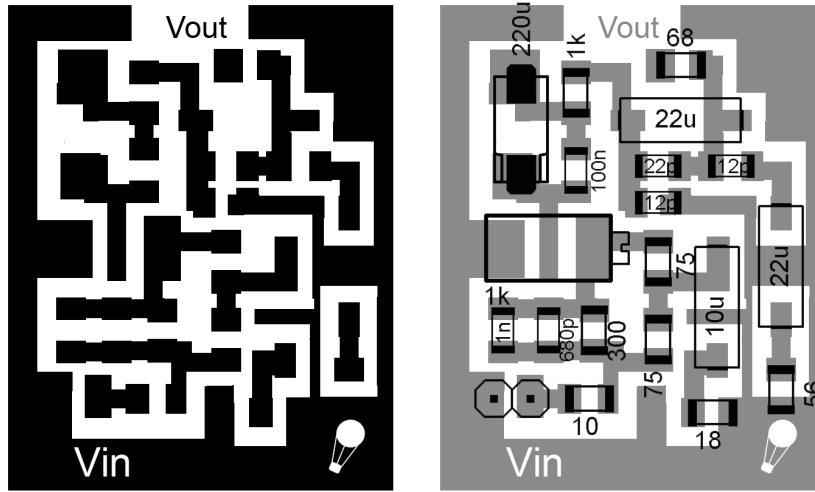


Figura 4.3.4: Layout del filtro pre-énfasis

icap<sup>7</sup> (cf. Sección C.1). Para la construcción del oscilador a una frecuencia de 1250MHz se utilizará un VCO basado en un varicap y se tomará como *tensión de control* la señal de entrada al bloque. Esto dará como resultado justamente una señal modulada en FM. Luego, la señal modulada, es ampliada en señal para ser transmitida.

Para la implementación de dicho módulo se tomó como punto de partida un circuito con similares características a las deseadas, cuyo layout se presenta en la figura 4.3.5. El circuito se construyó tomando en cuenta las instrucciones que proporcionaba el autor del mismo. [1]

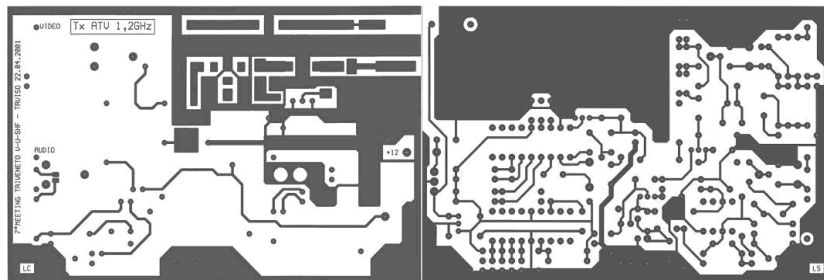


Figura 4.3.5: Layout de oscilador 1.2 GHz

Con el circuito construido se deberán realizar las pruebas del mismo para comprobar su funcionamiento. En primera instancia se corroborará que el

<sup>7</sup>Un varicap o varactor es un componente cuya capacidad eléctrica varía al variar la diferencia de tensión entre sus bornes, a dicha diferencia de tensión se le conoce con el nombre de *tensión de control*

sistema se comporte como un oscilador en la frecuencia deseada. Para esto, se conecta el circuito realizado y se analiza su espectro utilizando un analizador de espectro compatible con el rango de frecuencias esperado. En este punto no es aplicada una entrada al oscilador y por lo tanto sólo se espera ver una portadora oscilando a 1250MHz. El resultado obtenido de esta prueba muestra una señal poco estable a 950 MHz. Dado este resultado se trató de corregir la frecuencia central modificando levemente las posiciones de los componentes, de forma totalmente empírica, hasta obtener una señal oscilando en la proximidad de los 1250 MHz. Sin embargo, la experiencia adquirida en este manejo permite concluir que la frecuencia de oscilación es muy sensible a los componentes ya que cualquier manipulación sobre los mismos se corresponde con un corrimiento en la frecuencia de oscilación. Es importante notar que para realizar este circuito se utilizaron componentes estándar, los cuales presentan inconvenientes a altas frecuencias dado que sus conectores se comportan como líneas de transmisión si sus largos son del orden de  $\frac{\lambda}{20}$ , que, a la frecuencia de trabajo del oscilador, se traduce en aproximadamente 1,2cm. Tomando en cuenta esta experiencia, para las próximas construcciones se tendrá especial cuidado con el manejo de los componentes y se tratará de minimizar el largo de sus conectores soldándolos tan próximos al las pistas del PCB como sea posible.

El próximo paso es probar el oscilador con una entrada de video, y verificar nuevamente la frecuencia de oscilación y estabilidad de la misma. Al realizar dicha prueba no se observa ningún cambio respecto a la frecuencia de oscilación y su estabilidad no mejora, siendo esta sensible a cualquier interferencia sobre el sistema. Por ejemplo, la frecuencia de oscilación presenta corrimientos frente a cualquier *objeto* que se acerque.

Dado que, como se mencionó anteriormente, la frecuencia de oscilación presenta corrimientos bajo influencias aparentemente tan insignificantes como puede ser la posición en que se colocan los componentes, se intentará minimizar esta dependencia construyendo nuevamente el circuito utilizando componentes de soldadura superficial. Este tipo de componentes tienen un mejor comportamiento en altas frecuencias, sus bornes son de menor dimensión y luego de generado el layout no habrá ambigüedad sobre la posición en que se colocaran.

Para poder realizar el nuevo circuito el primer paso será generar el layout correspondiente al mismo, el cual se muestra en la figura 4.3.6.

Luego de construido el circuito se realizan las pruebas de funcionamiento correspondientes, verificando los mismos resultados que se obtuvieron en el caso anterior. En la figura 4.3.7 se muestra una fotografía del circuito oscilador construido como parte de la versión final del transmisor implementado.

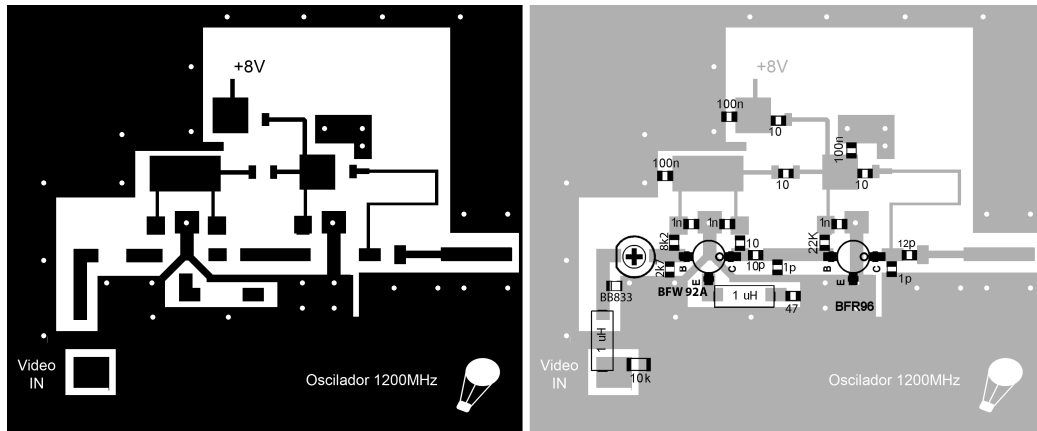


Figura 4.3.6: Layout del oscilador - versión SMD

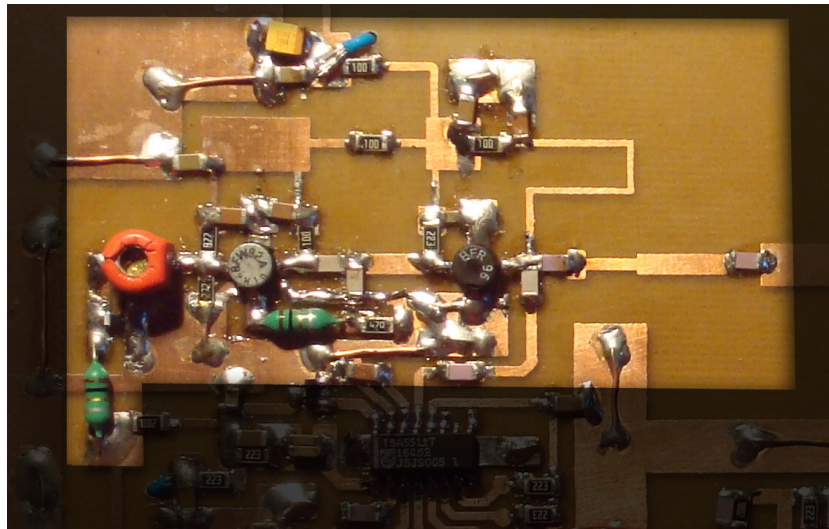


Figura 4.3.7: Oscilador - versión SMD

En el cuadro 4.3.2 se listan los componentes necesarios para su fabricación.

| Listado de componentes - Modulador |          |                        |          |              |          |
|------------------------------------|----------|------------------------|----------|--------------|----------|
| Componentes pasivos                |          |                        |          |              |          |
| Resistencias                       |          | Condensadores          |          | Inductancias |          |
| Valor                              | Cantidad | Valor                  | Cantidad | Valor        | Cantidad |
| 10                                 | 4        | 1n                     | 3        | 1u           | 2        |
| 47                                 | 1        | 100n                   | 3        |              |          |
| 2K2                                | 1        | 1p                     | 1        |              |          |
| 2K7                                | 1        | 10p                    | 1        |              |          |
| 8K2                                | 1        | 12p                    | 1        |              |          |
| 10K                                | 1        | Variable (4,2 - 20 pF) |          |              |          |
| Otros componentes                  |          |                        |          |              |          |
| Cant / Tipo                        |          | Modelo                 |          |              |          |
| 1 Varicap                          |          | BB833                  |          |              |          |
| 1 Transistor                       |          | BFR 96                 |          |              |          |
| 1 Transistor                       |          | BFW 92 A               |          |              |          |

Cuadro 4.3.2: Listado de componentes necesarios para construir el modulador

#### 4.3.3. Estabilizador de frecuencia

Como se menciona anteriormente es de fundamental importancia que el transmisor posea estabilidad en frecuencia. Con este fin se implementa el bloque de control que se presenta, junto al VCO que se desea controlar, en la Figura 4.3.8.

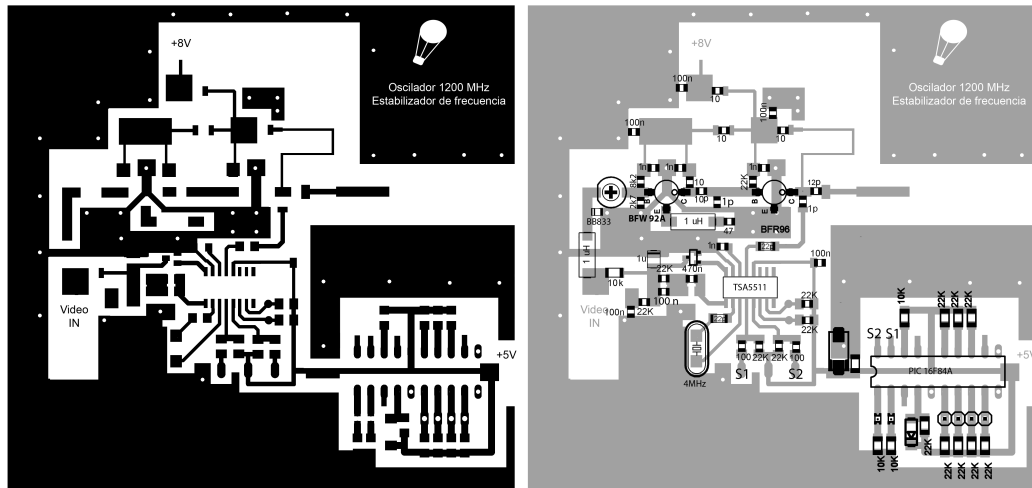


Figura 4.3.8: Layout del oscilador con el bloque de control

Se utiliza el integrado TSA5511, el cual es un chip sintetizador de frecuencia PLL diseñado principalmente para sistemas de sintonización de TV.

Dicho PLL cuenta con un bloque que se encarga de la detección y comparación de la fase de la señal de entrada y una señal de referencia (oscilador local), además, cuenta con un bloque *Bomba de Carga* que se encarga de inyectar una corriente proporcional al error entre las fases (cf. Sección C.6.1).

Externo al PLL se encuentra un bloque que se encarga del filtrado (*Loop Filter*) seguido del VCO a controlar. Todos estos sistemas bien dimensionados convergen a una buena estabilidad en frecuencia.

Se utiliza como oscilador local un cristal de  $4MHz$  que permite obtener una señal de frecuencia de oscilación de 7,8125 kHz (Frecuencia del cristal /512) interna al PLL.

La señal RF de entrada es dividida en una primera instancia por un *prescaler* de valor 8 y luego por un bloque programable. Este bloque es comandado por un controlador externo al PLL, microcontrolador PIC, el cual le envía comandos de configuración y fija la constante divisora de frecuencia. Esta constante binaria N, de 15 bits, es calculada para determinar la frecuencia de oscilación deseada. En el cuadro 4.3.3 se muestran sus valores para 4 frecuencias de interés. El bloque divide la frecuencia de la señal N veces de manera de poder compararla con la frecuencia de referencia (7,8125 KHz), obteniendo un paso mínimo de de 62,5 KHz (número entre N y N+1).

| Canal | Frecuencia (MHz) | N     |
|-------|------------------|-------|
| 1     | 1240             | 19840 |
| 2     | 1256             | 20096 |
| 3     | 1272             | 20352 |
| 4     | 1296             | 20736 |

Cuadro 4.3.3: Valor N en función del canal seleccionado

Al circuito se le coloca un LED con el fin de poder visualizar la correcta comunicación del PIC con el PLL (se enciende en estado de falla), y un segundo LED para indicar cuando el PLL no esta enganchado, es decir, que existe un error de fase.

En el cuadro 4.3.4 se listan los componentes necesarios para la implementación del bloque de control.

| Listado de componentes - Bloque de control |          |                 |          |
|--------------------------------------------|----------|-----------------|----------|
| Componentes pasivos                        |          |                 |          |
| Resistencias                               |          | Condensadores   |          |
| Valor                                      | Cantidad | Valor           | Cantidad |
| 100                                        | 2        | 22p             | 2        |
| 10K                                        | 4        | 82p             | 1        |
| 22K                                        | 15       | 1n              | 1        |
|                                            |          | 470n            | 1        |
|                                            |          | 1u              | 1        |
|                                            |          | 10u             | 1        |
| Otros componentes                          |          |                 |          |
| Cant / Tipo                                |          | Modelo          |          |
| 1 Transistor                               |          | BC 847          |          |
| 1 PLL                                      |          | TSA551 Phillips |          |
| 1 PIC                                      |          | 16F84A          |          |
| 2 Led                                      |          | led smd         |          |
| 1 Cristal                                  |          | 4.0 MHz         |          |

Cuadro 4.3.4: Listado de componentes necesarios para la fabricación del bloque de control

#### 4.3.4. Amplificador de potencia

Las principales consideraciones al momento del diseño de un amplificador son: estabilidad, ganancia, ancho de banda y ruido. Las etapas de amplificación de RF pueden agruparse en tres categorías principales:

- **Bajo ruido**

Usualmente los amplificadores de bajo ruido reciben a la entrada un nivel muy bajo de señal. Éste, además de amplificarla, debe tener especial cuidado minimizando la contribución de ruido a la señal.

- **Máxima ganancia en pequeña señal**

Luego que el nivel de señal es alto con respecto al nivel de ruido, la ganancia del amplificador se torna mas importante. Este paso intermedio en la amplificación de una señal es diseñado para obtener el mejor compromiso entre estabilidad y máxima ganancia.

- **Máxima potencia entregada**

Esta etapa se encarga de obtener la máxima potencia que el transistor es capaz de entregar teniendo en cuenta la eficiencia de la misma, y debe diseñarse teniendo en cuenta estos aspectos.

Se podrán representar las etapas del amplificación por el diagrama de bloques mostrado en la figura 4.3.9

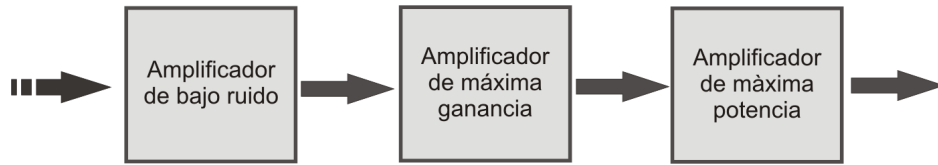


Figura 4.3.9: Diagrama de bloques de las etapas de amplificación

Los detalles para el diseño de cada uno de estos bloques, se pueden consultar en la sección 4.3.13.

Antes de comenzar con el diseño del amplificador se deberán conocer las especificaciones básicas con las que deberá cumplir. Dado los requerimientos de alcance del transmisor a diseñar es necesario incrementar la potencia entregada por el modulador FM. Para este fin se diseña un amplificador que será capaz de entregar la potencia necesaria para cumplir con los objetivos deseados (cf. Sección 4.1). Se recuerda que el transmisor debe cubrir un alcance de 100Km utilizando un estación terrena adecuada.

Para determinar la potencia que se requiere a la salida del mismo se realiza un cálculo de enlace utilizando el modelo de Friis (cf. Sección 5.4). Los resultados obtenidos muestran que se deberá transmitir con una potencia de 30dBm (1W) para cumplir con la cobertura deseada. Tomando en cuenta que la potencia a la salida del modulador es de aproximadamente 10dBm (10mW), las especificaciones básicas del amplificador a diseñar son las siguientes:

- Potencia de entrada 10dBm  $\simeq 10mW$
- Potencia de salida 30dBm  $\simeq 1W$
- Ganancia 20dBm para  $f = 1250MHz$

El amplificador diseñado cuenta con 4 etapas de amplificación, las tres primeras son etapas de *máxima ganancia* y la última es una etapa de *máxima potencia*. Es importante mencionar que no presenta una etapa de *bajo ruido* ya que ésta fue implementada a la salida del modulador.

Se implementan ambos bloques de forma independiente de modo de comprobar el correcto funcionamiento de cada uno. El primer bloque implementado es el amplificador de máxima ganancia, el cual consta de 3 etapas de amplificación. Las dos primeras utilizan el transistor BFR96 y la tercera el BFR96S, que es de características similares al anterior pero capaz de entregar mayor potencia a la carga. En el cuadro 4.3.5 se ilustran las principales características de ambos obtenidas de la hoja de datos proporcionada por su fabricante.

| Transistor | $f_T$ | $V_{Cmax}$ | $I_{Cmax}$ | $P_{max}$ | $G_{MSG}@1,25Ghz$ | NFmin@1,25Ghz |
|------------|-------|------------|------------|-----------|-------------------|---------------|
| BFR96      | 5GHz  | 20V        | 75mA       | 375mW     | 11,9dB            | 3,2dB         |
| BFR96S     | 5GHz  | 20V        | 100mA      | 500mW     | 11,3dB            | 3,8dB         |

Cuadro 4.3.5: Parámetros de los transistores BFR96 y BFR96S

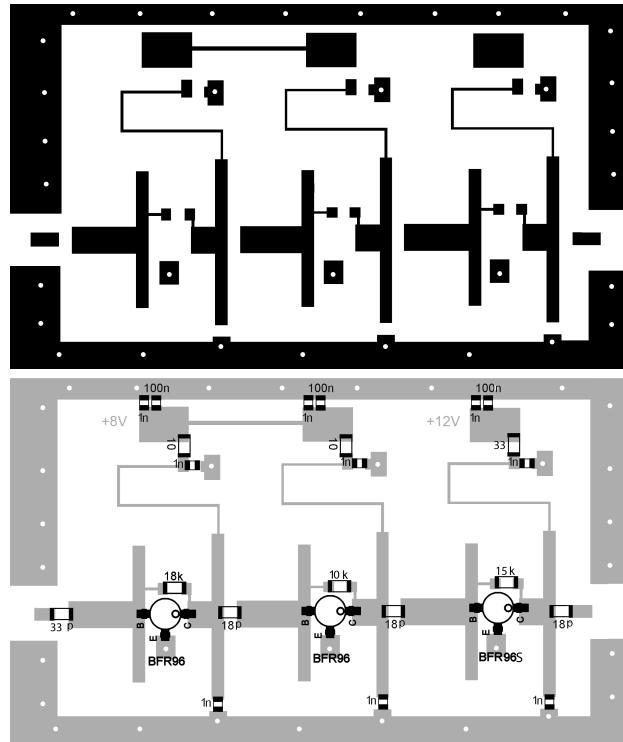


Figura 4.3.10: Layout del amplificador - máxima ganancia

En la figura 4.3.10 se presenta el layout del amplificador diseñado para máxima ganancia, y en la Figura 4.3.11 se muestra una imagen del circuito construido.

Los resultados obtenidos en la práctica se muestran en el cuadro 4.3.6.

| Resultados - Amplificador 3 etapas |                         |                         |                |
|------------------------------------|-------------------------|-------------------------|----------------|
| Potencia de entrada (dBm)          | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) | Eficiencia (%) |
| 10                                 | 300                     | <b>24,6</b>             | 16,1           |

Cuadro 4.3.6: Resultados obtenidos - Amplificador de máxima ganancia

Luego se diseña (cf. Sección 6.6) la etapa de máxima potencia que tomará como entrada la salida del amplificador de 3 etapas mencionado. Esta etapa de



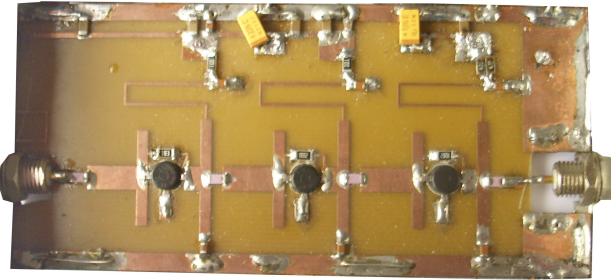


Figura 4.3.11: Fotografía del amplificador de 3 etapas

amplificación utiliza el transistor BFG135, cuyas principales características se presentan en el cuadro 4.3.7.

| Transistor | $f_T$ | $V_{Cmax}$ | $I_{Cmax}$ | $P_{max}$ | $G_{MSG}@1,25\text{GHz}$ |
|------------|-------|------------|------------|-----------|--------------------------|
| BFG135     | 7GHz  | 25V        | 150mA      | 937mW     | 6,0dB                    |

Cuadro 4.3.7: Parámetros del transistor BFG135

En el cuadro 4.3.8 se muestran los resultados obtenidos en las mediciones de la etapa de máxima potencia, utilizando como entrada la salida del amplificador de 3 etapas diseñado.

| Resultados - Etapa de máxima potencia |                         |                         |                |
|---------------------------------------|-------------------------|-------------------------|----------------|
| Potencia de entrada (dBm)             | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) | Eficiencia (%) |
| 24,6                                  | 950                     | <b>29</b>               |                |

Cuadro 4.3.8: Resultados de mediciones para la etapa de máxima potencia

Finalmente se implementa el amplificador completo. Los resultados de las mediciones sobre el mismo se presentan en el cuadro 4.3.9.

| Resultados - Amplificador completo |                         |                         |                |
|------------------------------------|-------------------------|-------------------------|----------------|
| Potencia de entrada (dBm)          | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) | Eficiencia (%) |
| 10                                 | 950                     | <b>29</b>               |                |

Cuadro 4.3.9: Resultados obtenidos - Amplificador completo

En la figura 4.3.12 se presenta el layout del amplificador completo diseñado, y en la Figura 4.3.13 se muestra una imagen del amplificador construido como parte del circuito final.

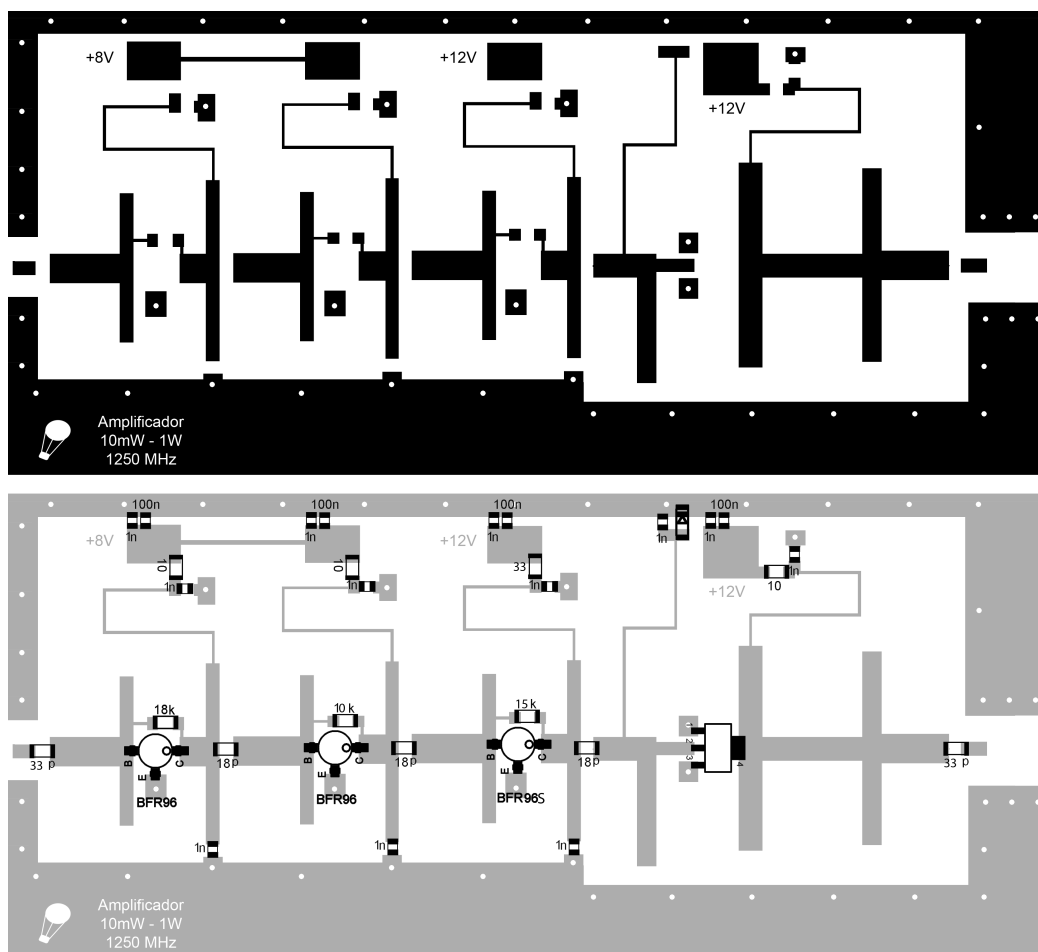


Figura 4.3.12: Layout completo del amplificador

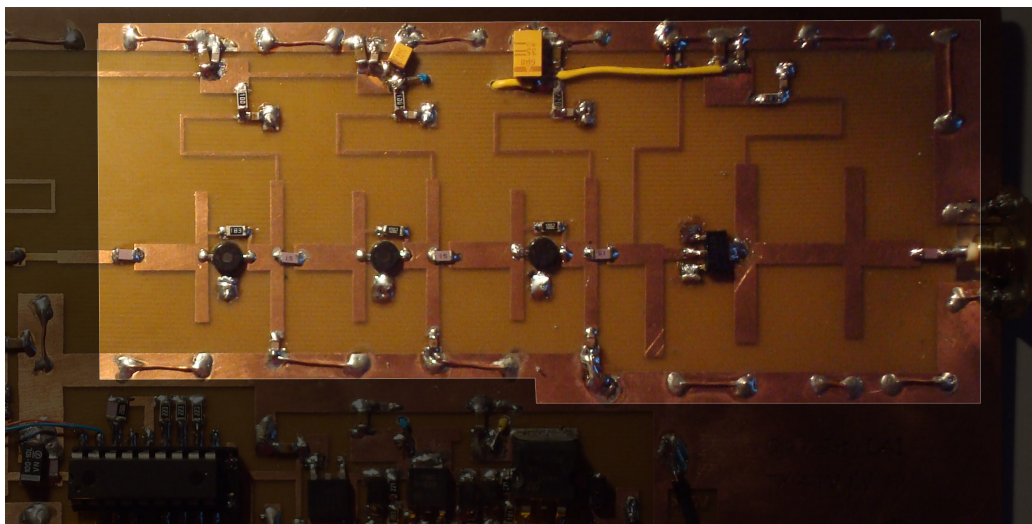


Figura 4.3.13: Amplificador

En el cuadro 4.3.10 se listan los componentes necesarios para la implementación del amplificador.

| Listado de componentes - Amplificador |          |               |          |
|---------------------------------------|----------|---------------|----------|
| Componentes pasivos                   |          |               |          |
| Resistencias                          |          | Condensadores |          |
| Valor                                 | Cantidad | Valor         | Cantidad |
| 10                                    | 3        | 33p           | 2        |
| 33                                    | 1        | 18p           | 3        |
| 18K                                   | 1        | 1n            | 12       |
| 10K                                   | 1        | 100n          | 4        |
| 15K                                   | 1        |               |          |
| Otros componentes                     |          |               |          |
| Cant / Tipo                           |          | Modelo        |          |
| 2 Transistores                        |          | BFR 96        |          |
| 1 Transistor                          |          | BFR 96 S      |          |
| 1 Transistor                          |          | BFG 135       |          |
| 1 Diodo                               |          | 1N4148        |          |

Cuadro 4.3.10: Listado de componentes necesarios para la fabricación del amplificador.

#### 4.3.5. Antena

Para la selección de la antena de transmisión se deberán tener en cuenta los siguientes aspectos:

- Irá montada al transmisor y por lo tanto deberá ser compacta.
- Será la encargada de adaptar la salida del sistema, que requiere o espera una carga de  $50\Omega$ .
- Deberá presentar un patrón de radiación omnidireccional.

Tomando en cuenta estas consideraciones se optó por diseñar una antena de cuarto longitud de onda con un plano de tierra como se muestra en la figura 4.3.14.

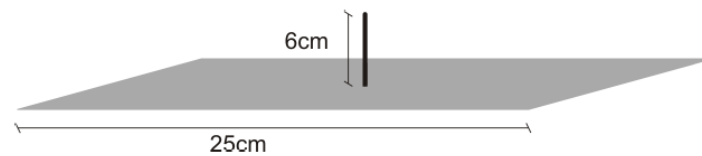


Figura 4.3.14: Esquema de la antena de transmisión

La antena fue construida utilizando un plano de tierra cuadrado, realizado con hojalata de 0,6mm de espesor y 25cm de arista. El elemento activo o dipolo mide  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda ( $\frac{\lambda}{4}$ ).

#### 4.3.6. Fuente

Será necesaria la implementación de una fuente que provea los voltajes y corrientes requeridos por los distintos bloques del sistema. Para éste fin se diseña una fuente lineal que brinda al sistema tensiones de 5V, 8V y 12V. El layout de la fuente implementada se puede ver en la figura 4.3.15

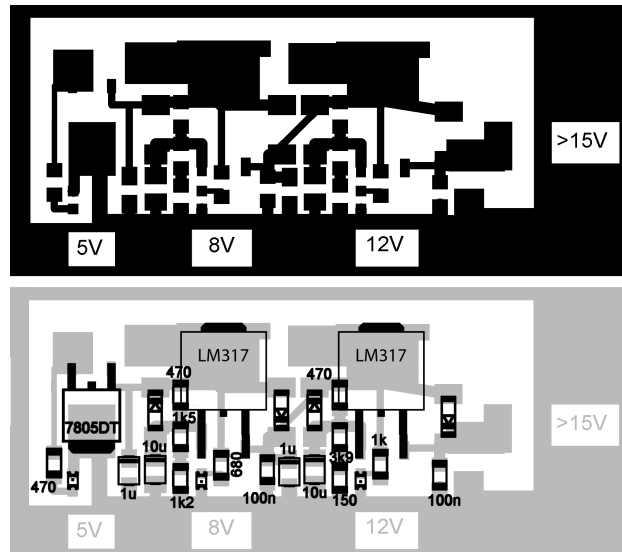


Figura 4.3.15: Layout de la fuente implementada

En la Figura 4.3.16 se muestra la fuente construida como parte del sistema completo.



Figura 4.3.16: Imagen de la fuente implementada

En el cuadro 4.3.11 se listan los componentes necesarios para su elaboración.

| Listado de componentes - Fuente |          |               |          |
|---------------------------------|----------|---------------|----------|
| Componentes pasivos             |          |               |          |
| Resistencias                    |          | Condensadores |          |
| Valor                           | Cantidad | Valor         | Cantidad |
| 150                             | 1        | 100n          | 2        |
| 470                             | 3        | 1u            | 2        |
| 680                             | 1        | 10u           | 2        |
| 1K                              | 1        |               |          |
| 1K2                             | 1        |               |          |
| 1K5                             | 1        |               |          |
| 3K9                             | 1        |               |          |
| Otros componentes               |          |               |          |
| Cant / Tipo                     |          | Modelo        |          |
| 2 Regulador                     |          | LM317         |          |
| 1 Regulador                     |          | 7805DT        |          |
| 3 Leds                          |          | Leds          |          |
| 4 Diodos                        |          | 1N4001        |          |

Cuadro 4.3.11: Listado de componentes necesarios para la fabricación de la fuente.

#### 4.4. Circuito completo

Luego de tener contruidos y probados adecuadamente los bloques principales del sistema (cf. Sección 4.2.1) se deberán integrar en una misma placa con el fin de obtener un sistema robusto, evitando conexiones externas entre ellos. Es importante observar en este punto que tanto la salida del oscilador como la entrada del amplificador están adaptados a una impedancia de  $50\Omega$ , y por lo tanto su interconexión no necesitará de ninguna modificación de los bloques.

Para la implementación del sistema es de fundamental importancia tener en cuenta las características de la placa de cobre utilizada, ya que de ellas dependen los microstip diseñados. Estas se listan en el cuadro 4.4.1.

| $\varepsilon_r$ | espesor del dieléctrico (mm) | $tg(\delta)$ | espesor del cobre (mm) |
|-----------------|------------------------------|--------------|------------------------|
| 4,55            | 1,0                          | 0,015        | 0,015                  |

Cuadro 4.4.1: Características de la placa de cobre - FR4

El sistema completo presentado recibe una señal de video de una cámara estándar y es capaz de transmitirla, utilizando cualquiera de los 4 canales que se muestran en el cuadro 4.4.2, con una potencia  $P_t \approx 30dBm$ .

En la figura 4.4.1 se presenta el layout final del transmisor implementado, resultante de la conjunción de todos los bloques mencionados.

| Canal | Frecuencia (MHz) |
|-------|------------------|
| 1     | 1240             |
| 2     | 1256             |
| 3     | 1272             |
| 4     | 1296             |

Cuadro 4.4.2: Canales de transmisión

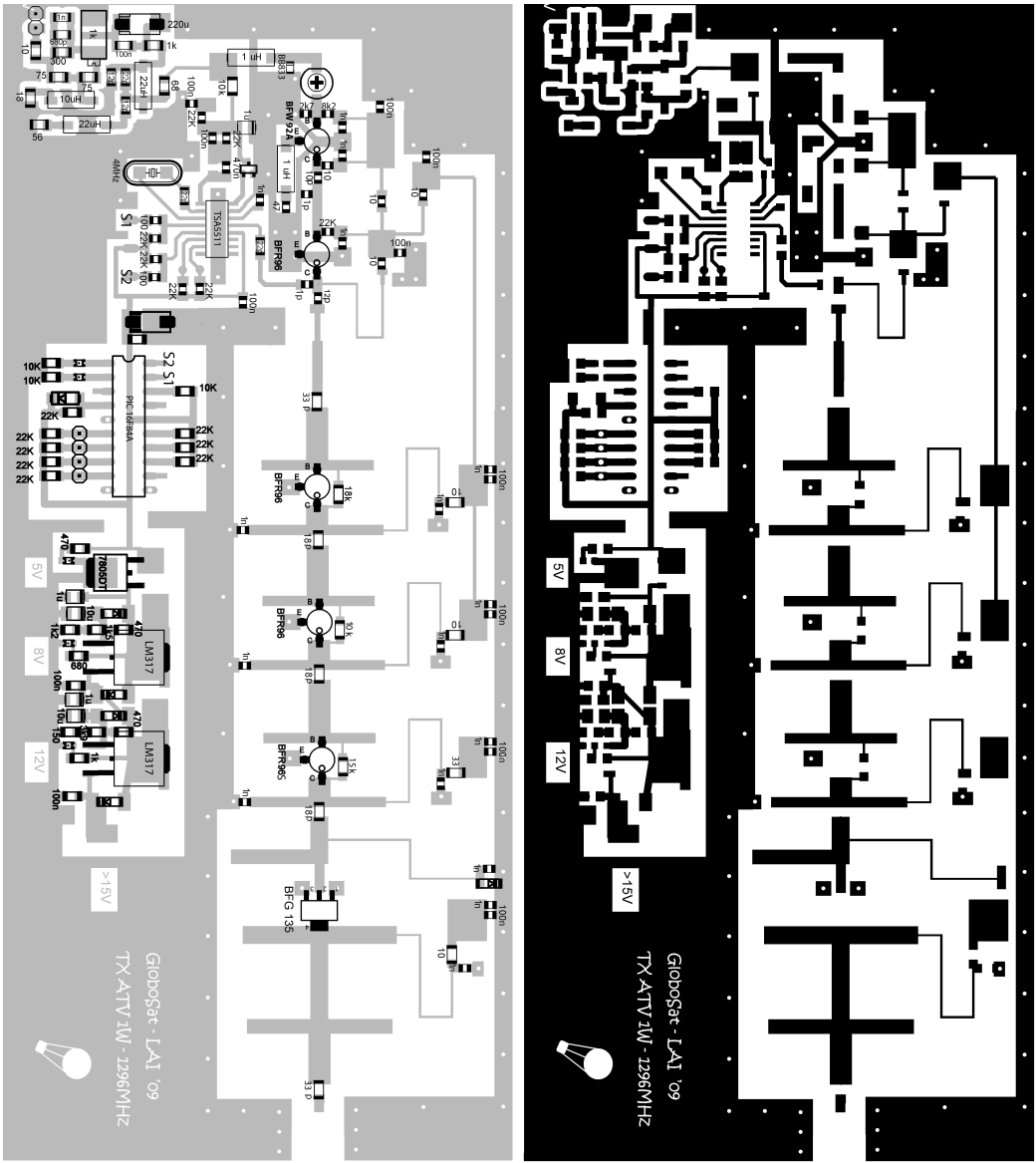


Figura 4.4.1: Esquemático del circuito completo

En la Figura 4.4.2 se presenta una fotografía del circuito completo fabricado.

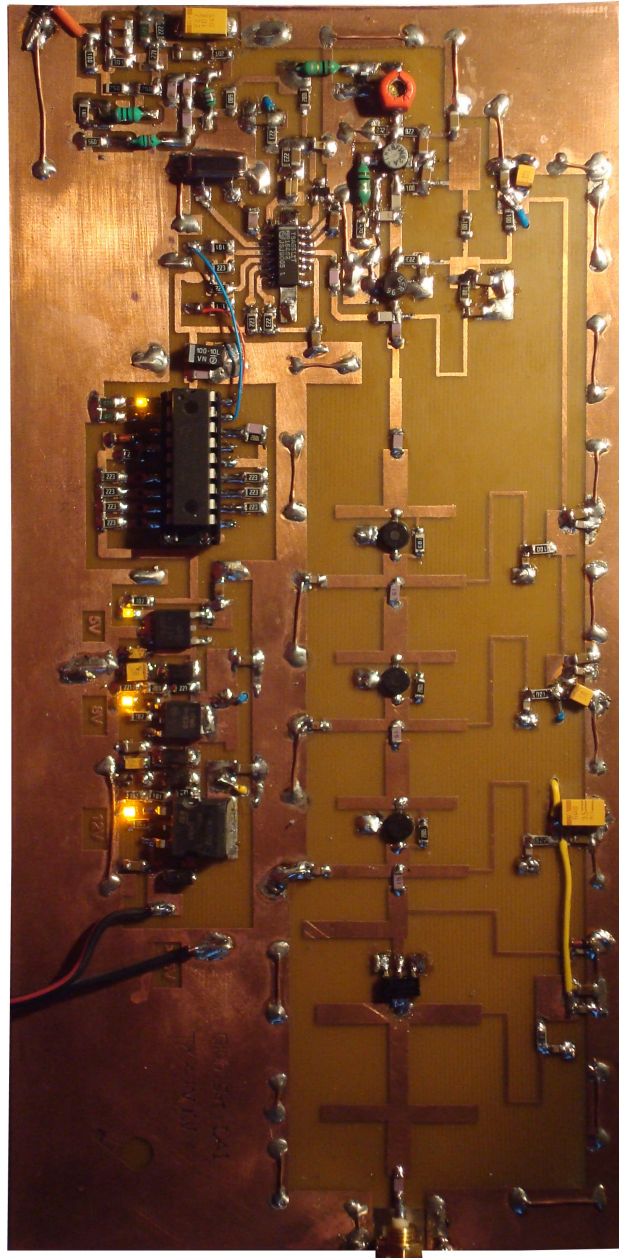


Figura 4.4.2: Imagen del circuito completo



#### 4.5. Antena de Recepción (Quad Yagi-Uda)

La antena Yagi es usada en la mayoría de las operaciones en 1,3 GHz. Algunas de las razones son que tienen bajo peso y baja área (poca resistencia al viento) y una gran ganancia. Una antena parabólica de aproximadamente 3m de diámetro tiene menos ganancia que una antena Yagi en 1,3GHz e incluso éstos son inconvenientes en muchas instalaciones debido a su gran tamaño.

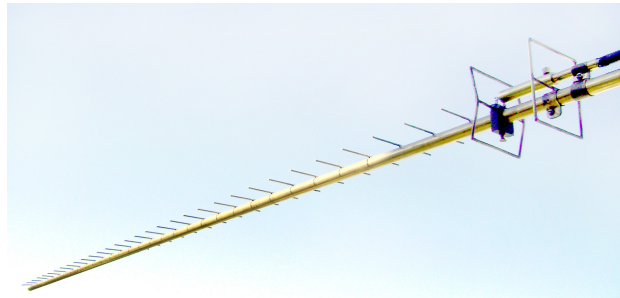


Figura 4.5.1: Antena utilizada en recepción

En la Figura 4.5.1 se muestra el diseño de una antena Quad Yagi-Uda de 32 elementos. Se muestra el diagrama polar para una antena de 15 elementos, la que tiene con una ganancia menor que la de 32 elementos. Las dimensiones de cada uno de los elementos se especifican en el cuadro 4.5.1.

El método de construcción se muestra en las Figuras 4.5.2 y 4.5.4.

Se debe tener en cuenta, que las dimensiones para la construcción son de gran importancia, ya que pequeñas variaciones en las longitudes y apartamientos de los elementos cambiarán la ganancia y la forma de lóbulo de radiación.

Se describirá a continuación como se construye una antena Quad Yagi para 1300MHz. Esta se muestra en las Figuras 4.5.1, 4.5.2 y 4.5.4

El soporte de los elementos, llamado *boom* tiene una longitud de 2m, y 15mm de diámetro y será construido de caño de cobre. Los elementos, están contruidos en barras macizas de cobre de 3,2 mm de espesor. Estos se deben soldar con estaño, con un soldador de al menos 200W de potencia. Es preciso tener una gran potencia debido a las perdidas de calor en el cobre.

Los elementos son colocados en pequeñas estrías realizadas en el *boom* y soldados, tratando de dejar la superficie de las soldaduras lo mas prolijas posible, de ser necesario utilizar una lima. En esta fase, se debe tener hincapié en la precisión con las medidas. Es aconsejable inmovilizar las piezas por medio de abrazaderas antes de soldar.

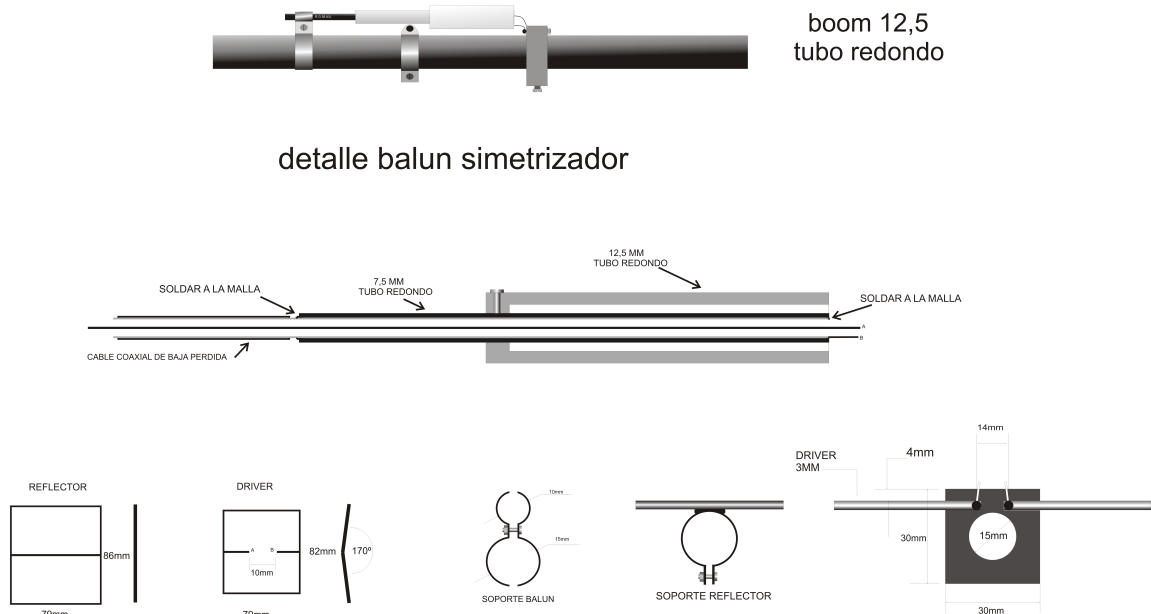


Figura 4.5.2: Esquemáticos

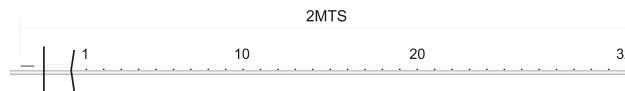


Figura 4.5.3: Esquemático antenna

Las dimensiones del driver y reflector se muestran en la Figura 4.5.2. Estos están realizados con barras de cobre de 3,2 mm de espesor; Se aconseja soldarlos por medio de cobre o bronce para proporcionar mayor rigidez a la pieza. Deben estar separados una distancia de 73 mm y 42,2 mm entre el reflector y el primer director. Los elementos directores deben estar separados por 57,7 mm entre ellos ( $\frac{1}{4} \cdot \lambda$ ).

La abrazadera del driver se fabrica de polietileno o nylon.

El balun se construye con un tubo de 7,5 mm de diámetro y una longitud de 120 mm. Se coloca una cubierta de 12,5 mm de ancho y una longitud de 57,5 mm. En un extremo de la cubierta se coloca un tornillo y se rellena con material conductor de forma que los tubos queden concéntricos uno dentro del otro y se tenga la posibilidad de mover el tubo exterior sobre el tubo interior. De esta manera se ajustara la impedancia de la antena.

Dentro del tubo mas pequeño irá un cable coaxial de baja pérdida. Se debe soldar la maya del cable coaxial en un extremo el balun. En el otro extremo del balun se debe soldar al driver al igual que el vivo del cable coaxial, teniendo la precaución que no toque el balun.

| N° de director | Largo (mm) | N° de director | Largo (mm) | N° de director | Largo (mm) |
|----------------|------------|----------------|------------|----------------|------------|
| 1              | 101,7      | 12             | 88,9       | 23             | 76,2       |
| 2              | 101,5      | 13             | 87,7       | 24             | 75,1       |
| 3              | 99,4       | 14             | 86,6       | 25             | 74,0       |
| 4              | 98,2       | 15             | 85,5       | 26             | 72,8       |
| 5              | 97,1       | 16             | 84,3       | 27             | 71,6       |
| 6              | 95,9       | 17             | 83,2       | 28             | 70,5       |
| 7              | 94,8       | 18             | 82,0       | 29             | 69,4       |
| 8              | 93,5       | 19             | 80,9       | 30             | 68,2       |
| 9              | 92,4       | 20             | 89,7       | 31             | 66,9       |
| 10             | 91,2       | 21             | 79,5       | 32             | 64,8       |
| 11             | 90,1       | 22             | 77,4       |                |            |

Cuadro 4.5.1: Dimensiones de los directores para una antena Yagi de 32 elementos

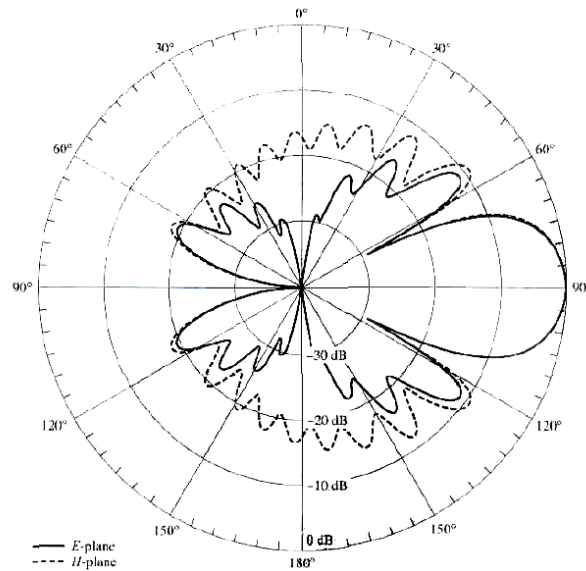


Figura 4.5.4: Parámetros E y H para una Yagi - Uda de 15 elementos

## 5. Enlace

### 5.1. Introducción

En esta sección se presenta el cálculo de enlace con el fin de poder estimar la potencia necesaria de transmisión y las antenas a utilizar en la misma, de modo de cumplir con los objetivos deseados. El cálculo de enlace estudia todos los elementos que intervienen en la transmisión, y se realiza mediante el uso de la ecuación de Friis que esta dada por:

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} \cdot e_{cdr} \cdot (1 - |\Gamma_t|^2) \cdot (1 - |\Gamma_r|^2) \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \cdot D_t(\theta_t, \phi_t) \cdot D_r(\theta_r, \phi_r) \cdot |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (5.1.1)$$

donde:

- $P_t$ , es la potencia de entrada en bornes de la antena transmisora.
- $P_r$ , es la potencia recibida por la antena receptora.
- $e_{cdt}$  y  $e_{cdr}$ , tienen en cuenta las pérdidas de conducción dieléctrica en transmisión y recepción.
- $|\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2$ , modelan las pérdidas causadas por diferencias en la polarización de las antenas.
- $\left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$ , es conocido como factor de pérdidas en espacio libre ó *free-space loss factor*.
- $(1 - |\Gamma_t|^2)$ , representa la desadaptación entre la antena transmisora y la salida del transmisor.
- $(1 - |\Gamma_r|^2)$ , representa la desadaptación entre la antena receptora y la entrada del receptor.
- $D_t$ , es la directividad de la antena transmisora.
- $D_r$ , es la directividad de la antena receptora.

La ganancia de la antena se expresa como:

$$G_t = e_{cdt} D_t(\theta_t, \phi_t)$$

ó

$$G_r = e_{cdr} D_r(\theta_r, \phi_r)$$

de modo que se puede reescribir la ecuación (5.1.1) de la forma:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 |\hat{\rho}_t \hat{\rho}_r|^2 \quad (5.1.2)$$

## 5.2. Cálculo de enlace

Para realizar un estimativo de la potencia requerida es necesario hacer suposiciones acerca de los parámetros no conocidos del sistema. Para la estimación teórica del cálculo se supondrá entonces que:

- Tanto en el transmisor como en el receptor hay una perfecta adaptación con la antena.
- El factor de atenuación debido a la polarización de la antena es 1.
- La antena de transmisión es un monopolo. Se considera entonces que tiene una ganancia de  $2,1dBi$  (valores típicos de este tipo de antena).
- La antena de recepción es una Yagui-Uda de 32 elementos. La cual se supone con una ganancia de  $22dBi$

Se tiene en cuenta que la distancia que se desea cubrir es de  $R = 100Km$ , a una frecuencia  $f = 1250Mhz$ , siendo la longitud de onda de  $\lambda = \frac{c}{f} \simeq 0,24m$ .

La ecuación (5.1.2) se puede expresar en términos de dB obteniendo así la siguiente expresión:

$$P_r(dBm) = G_t(dB) + G_r(dB) + 10\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 + P_t(dBm) \quad (5.2.1)$$

En la figura 5.2.1 se observa el comportamiento del factor de pérdidas en espacio libre en función de la distancia.

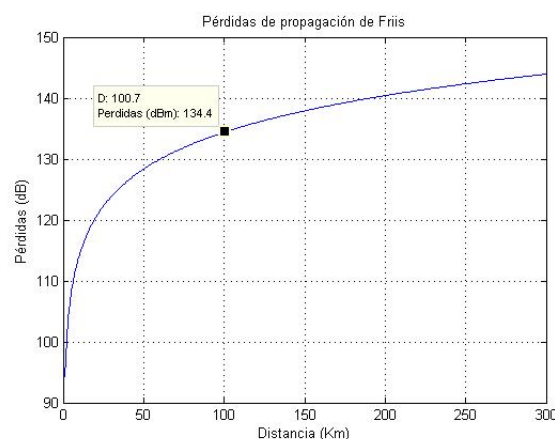


Figura 5.2.1: Factor de pérdidas en espacio libre en función de la distancia.

Los resultados que se obtienen al sustituir por los valores supuestos muestran que:

$$P_r(dB) - P_t(dB) = 2,1dB + 22dB + 10\log\left(\frac{0,24}{4\pi 10^5}\right)^2$$

$$P_r(dB) - P_t(dB) = -110,3dB$$

Considerando que los receptores de *RF* tienen típicamente una sensibilidad que oscila entre los  $-70dBm$  y los  $-90dBm$ , se decide utilizar para la estimación del cálculo  $P_{rmin} = -80dBm$ . Se obtiene entonces la potencia de transmisión, requerida en las condiciones antemencionadas, mediante  $P_t = P_r + 110,3dB = -80dBm + 110,3dBm = 30,3dBm$  ( $1,07W$ ).

Es decir que si el equipamiento utilizado cumple con las suposiciones establecidas se podrá alcanzar la distancia deseada de transmisión irradiando una potencia  $P_t \simeq 30,3dBm \simeq 1,07W$ .

En la figura 5.2.2 se muestra la potencia mínima necesaria de recepción en función de la distancia, asumiendo los supuestos mencionados al comienzo, para una  $P_t = 30dBm$ .

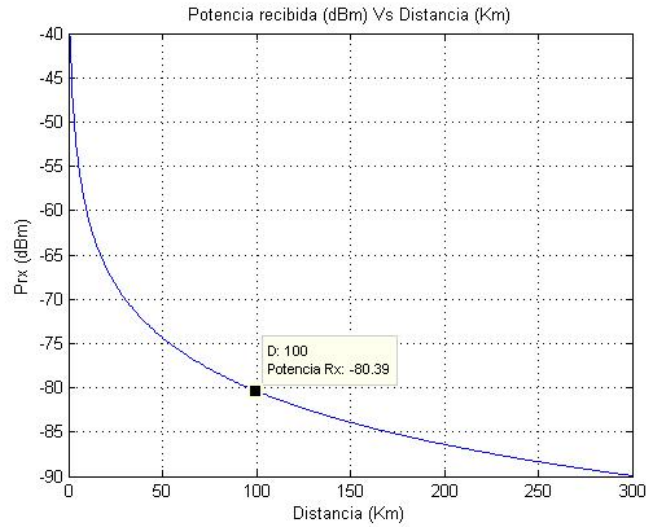


Figura 5.2.2: Potencia mínima necesaria de recepción en función de la distancia.

### 5.3. Experiencia GloboSat04

Con el fin de simular las condiciones experimentadas por un satélite se realiza la experiencia GloboSat04. Esta consiste en el lanzamiento de un globo estratosférico que transporta los dispositivos que desean testear, permitiendo

comprobar si se logran los requerimientos sobre la cobertura del transmisor de video, su temperatura de operación y su rendimiento energético.

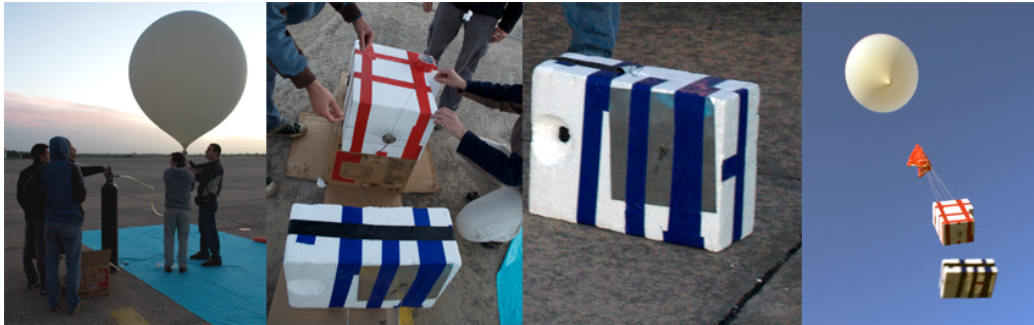


Figura 5.3.1: Preparativos y lanzamiento de globo

Se montaron dos estaciones para recibir y grabar la señal de video proveniente del globo, en la figura 5.3.2 se muestran algunos cuadros extraídos del mismo. Cada una de ellas utilizaba un receptor comercial, mismo modelo y marca, salvo las antenas de recepción que eran distintas. Una de las antenas utilizadas fue una Quad-Yagi de 32 elementos, montada sobre un trípode de 2m de altura. Con esta antena se obtuvo un alcance de 35 Km (cf. Sección 5.4). La antena utilizada en el segundo receptor era una biquad. Este tipo de antenas tienen una ganancia típica de 10 dBi, aunque no se efectuaron medidas para corroborar su ganancia real. Con ésta se logró un alcance de 14 Km, menos de la mitad de distancia que con la antena anterior.

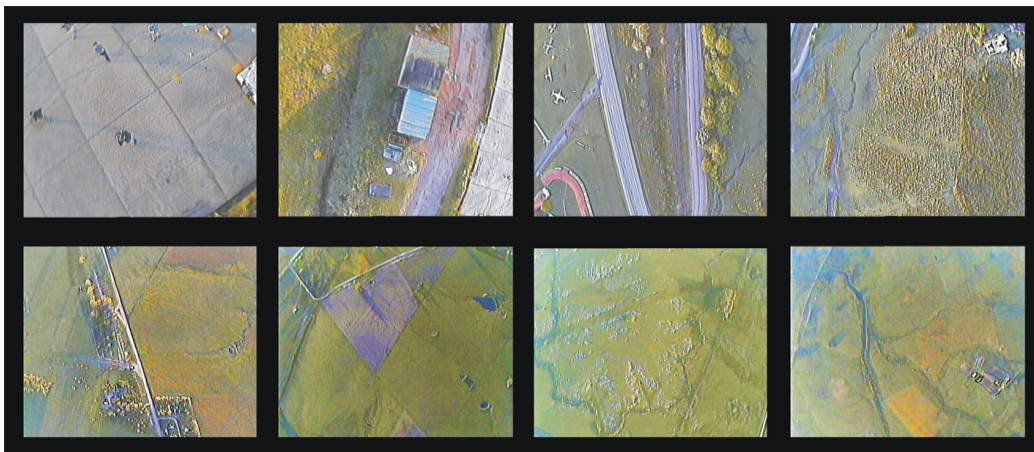


Figura 5.3.2: Imágenes transmitidas desde el globo

## 5.4. Mediciones de campo

Los cálculos de enlace presentados son estimativos teóricos y los resultados de la práctica muestran otra realidad. Las medidas realizadas, gracias a la experiencia GloboSat04, revelan un alcance de transmisión de aproximadamente 35Km para una potencia irradiada de 29,3dBm (850mW).

La diferencia observada entre el valor esperado y el medido se debe a que las suposiciones hechas para realizar los cálculos de enlace fueron demasiado optimistas. Por ejemplo se suponían desadaptaciones nulas entre el receptor y el transmisor con sus correspondientes antenas. También fueron estimados valores de ganancia en las antenas que pueden diferir de la realidad.

A partir del resultado obtenido en la experiencia se intentan estimar algunos de los parámetros incógnita tomando los restantes como conocidos.

El transmisor, utilizado en la experiencia, irradia una potencia de  $P_t = 29,3dBm$  y la distancia teórica de alcance esta dada por la siguiente ecuación:

$$R = \frac{\frac{\lambda}{4\pi}}{\left(10^{\frac{P_r(dB) - G_t(dB) - G_r(dB) - P_t(dB)}{20}}\right)}$$

manteniendo los supuestos de adaptación y ganancia considerados en el cálculo de enlace, la distancia teórica alcanzada para dicha potencia es:

$$R = \frac{\frac{0,24}{4\pi}}{\left(10^{\frac{-80dBm - 2,1dBm - 22dBm - 29,3dBm}{20}}\right)} = 89,3Km$$

Si se agrupan los términos de la ecuación (5.2.1) de la siguiente forma

$$P_r(dB) - G_t(dB) - G_r(dB) = 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) + P_t(dB)$$

se puede calcular la diferencia entre el factor  $P_r(dB) - G_t(dB) - G_r(dB)$  real y teórico, para así determinar cual es el incremento de potencia requerido para alcanzar los objetivos de distancia deseados, tomando como dato que el transmisor irradia 29,3dBm.

$$\left(P_r(dB) - G_t(dB) - G_r(dB)\right)_{Teorico} = -105dBm$$

para una potencia  $P_T = 29,3dBm$  y una distancia  $R = 100Km$

$$\left(P_r(dB) - G_t(dB) - G_r(dB)\right)_{Real} = -96dBm$$



para una potencia  $P_T = 29,3dBm$  y una distancia  $R = 35Km$

Estos datos demuestran que si se incrementan  $9dB$  en cualquiera de los elementos involucrados en la transmisión se podría lograr un enlace de 100Km de distancia.

Un incremento de  $9dB$  a nivel del transmisor implicaría que el mismo emitiese una potencia  $P_t(dBm) = 29,3dBm + 9dBm = 38,3dBm$  (6,8W). Esta opción implicaría un aumento considerable del consumo de la fuente y por lo tanto se debería aumentar en gran proporción el número de baterías y con estas el peso. Por estas consideraciones parece razonable tratar de lograr esta ganancia de otra forma, como podría ser mediante el uso de un preamplificador en la antena de recepción.

## 6. Amplificador

### 6.1. Introducción

Uno de los factores más importantes para determinar el área de cobertura de una transmisión es la potencia irradiada por el transmisor. La potencia requerida (cf. Sección 5.4) para la cobertura deseada (100Km) es de 30dBm (1W). He aquí la necesidad de un bloque amplificador. Su finalidad es elevar la potencia de la débil señal obtenida a la salida del bloque modulador desde alrededor de 10dBm (10mW) hasta los ya mencionados 30dBm. En suma, a partir de estos datos pueden obtenerse las especificaciones básicas del bloque amplificador a diseñar:

- Potencia de entrada,  $P_{in} = 10\text{dBm}$
- Potencia de salida,  $P_{out} = 30\text{dBm}$
- Ganancia,  $G = 20\text{dB} @ 1.25\text{GHz}$

No obstante, estos no son los únicos puntos a tratar en el diseño de un amplificador. Se debe además garantizar la estabilidad del bloque, considerar su eficiencia en potencia, y mantener acotados algunos de los efectos colaterales de la amplificación, como el ruido introducido, la relación de onda estacionaria (ROE) a lo largo del amplificador y la potencia de los armónicos. Si bien a priori no se tienen requerimientos cuantitativos respecto a estos puntos, los mismos deberán tenerse en cuenta durante el diseño.

Se desea, por ejemplo, tener un buen margen en la estabilidad del amplificador para contemplar las diferencias entre el modelo teórico y el circuito implementado. Estas diferencias, prácticamente inevitables, son ocasionadas por distintos motivos, entre ellos, la dispersión en los valores de los componentes, la no idealidad de los mismos, la variación de sus características con la temperatura, y las diferencias entre las líneas de transmisión ideales con las implementadas en el circuito (microstrips).

La eficiencia del amplificador es de vital importancia por su influencia en el peso del transmisor: cuánto menos eficiente sea el amplificador, mayor será tanto su consumo como la energía necesaria. Si la cantidad de energía aumenta, se incrementan con ella el número de baterías, sumándole peso al amplificador. El ruido introducido por el amplificador, si bien es considerado, no se toma como prioridad durante el diseño, ya que el mayor aporte al mismo se da en la primera etapa de amplificación, la cual es parte del bloque modulador. Respecto a la ROE, el criterio es minimizarla dentro de lo posible, de modo de maximizar la ganancia y proteger así a los componentes (fundamentalmente los transistores) contra sobrevoltajes. Por último,

se debe tener especial consideración con la potencia de las emisiones fuera de banda, que no sólo son ilegales sino que también desperdician gran cantidad de energía. Estas emisiones, que en el amplificador tienen mayor presencia en el segundo y tercer armónico, son reguladas sobre la potencia de estos armónicos al menos 20dB por debajo de la potencia de la fundamental, o sea menor a 10dBm.

De estas especificaciones surge la necesidad de utilizar varias etapas de amplificación, puesto que no se dispone de ningún transistor en plaza con una ganancia de 20 dB a 1.25GHz, y capaz de entregar 30dBm a una carga. De todos modos, hay otras razones para considerar el diseño de un amplificador en varias etapas:

- La primer etapa es la que más pesa en la figura de ruido de todo el amplificador, por lo que es conveniente diseñarla priorizando la minimización de la figura de ruido y no la maximización de la ganancia o de la potencia entregada.
- En la etapa de salida, en cambio, se busca maximizar la potencia entregada por el transistor y la eficiencia del mismo. Estas optimizaciones no coinciden con la ganancia máxima, por lo que generalmente es necesario agregar etapas de ganancia entre la etapa de bajo ruido y la etapa de salida.

## 6.2. Sobre los componentes

Según los requerimientos esbozados, el transmisor debía ser de fácil reproducción. El primer punto que se consideró al respecto fue la disponibilidad de los componentes a utilizar. Se priorizan entonces los componentes del mercado local y se toman como segunda opción los del mercado regional. Otro criterio utilizado fue minimizar la cantidad de componentes pasivos en las redes de adaptación de impedancia, y utilizar preferentemente líneas de transmisión microstrips. Si bien los microstrips requieren de un diseño más complejo y dependen de las características del PCB (homogeneidad, espesor, constante dieléctrica) donde se implementan, una vez diseñado el circuito, éste resulta ser de mayor robustez al ser menos sensible a las variaciones en los componentes utilizados.

En una segunda instancia, el dilema gira en torno al tipo de componentes a utilizar: pasivos de montaje de superficie o estándar con conectores largos(6.2.1). La bibliografía se inclina por los de montaje de superficie, ya que los conectores de los componentes estándar trabajan como líneas de transmisión sólo cuando la frecuencia de operación es lo suficientemente alta como

para que el largo de las mismas sea una fracción considerable ( $1/20$ ) de la longitud de onda, decreciente ésta al aumentar la frecuencia. La longitud de onda a 1296 Mhz es de alrededor de 24cm, por lo que conectores mayores a 1.2 cm de largo tendrán una influencia considerable en el comportamiento del circuito. Pese a este alegato a favor de los componentes de montaje de superficie, para los primeros circuitos realizados se, utilizaron componentes estándar y, siempre con el recaudo de recortar lo máximo posible los conectores, se obtuvieron más éxitos que fracasos en los resultados. Luego, se fue migrando hacia circuitos de montaje de superficie que, además de la ventajas mencionadas, ocupan menos espacio, tienen mejor comportamiento en alta frecuencia, generan menos emisiones electromagnéticas y, a pesar de ser más pequeños, se sueldan más rápidamente ya que no hay que recortar sus conectores.

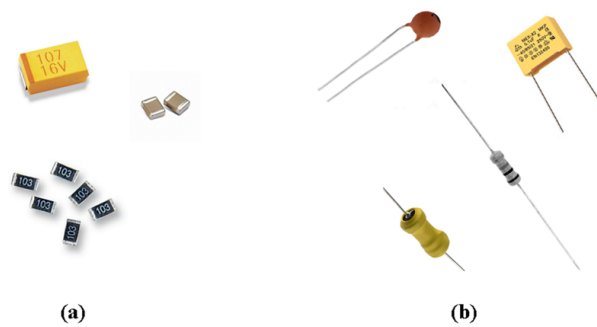


Figura 6.2.1: (a) Componentes de montaje de superficie y (b) componentes estándar

### 6.3. Metodología de diseño

A continuación, se pretenderá agrupar las coincidencias en el diseño de cada una de las distintas etapas de un amplificador multi-etapa de RF. Si bien en el diseño de cada fase se priorizará un aspecto diferente (figura de ruido, ganancia, potencia entregada), todas ellas tienen muchas similitudes en cuanto al procedimiento general.

Una etapa de amplificación básica está compuesta por los siguientes bloques:

1. bloque de amplificación: está compuesto por un elemento activo -un transistor en una configuración determinada o un circuito integrado- que se encarga de amplificar la señal;

2. bloque de polarización: su fin es fijar el punto de operación de continua del bloque amplificador influyendo lo menos posible con los bloques de adaptación de impedancias en RF;
3. bloques adaptación de impedancias de entrada y de salida: tienen la función primaria de transformar las impedancias conectadas a la entrada y a la salida de la etapa (usualmente 50 ohm) en las impedancias requeridas por diseño a la entrada y a la salida del bloque amplificador.

En la figura 6.3.1 se presenta un diagrama de bloques de una etapa de amplificación típica donde se pueden identificar estos bloques, a excepción de la polarización.

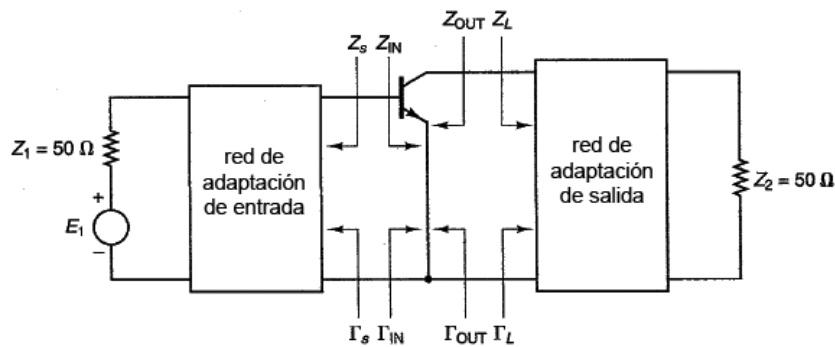


Figura 6.3.1: Diagrama de bloques de una etapa amplificadora típica

A continuación se presenta un esquema del procedimiento de diseño de una etapa de amplificación.

1. **Elección de los transistores.** El primer paso es escoger los elementos activos acordes con los requerimientos de cada etapa. Algunas de las características más relevantes durante esta elección son: la frecuencia de corte, el voltaje y la corriente máximas de colector (drain), la potencia máxima que puede entregar, la ganancia máxima a la frecuencia de operación y la figura de ruido mínima.
2. **Diseño de la redes de polarización.** El punto de polarización es referido generalmente por la corriente y el voltaje de colector del transistor. Al fijarlo se establece la clase de funcionamiento del amplificador (A, AB, B, etc.) y se influye en los atributos del amplificador mencionados anteriormente (ganancia máxima, ruido mínimo, máxima potencia entregada, eficiencia). Todo esto se debe tener en cuenta al momento del diseño. Existen variadas topologías, con sus ventajas y desventajas, para fijar estas magnitudes.

3. **Diseño de las impedancias de carga de entrada y de salida del transistor.** Como mencionó anteriormente, junto a la polarización, estas impedancias determinan las características de la etapa como amplificador. Antes de lograr un diseño satisfactorio es normal que sea necesario volver al punto anterior sucesivas veces, e incluso, en algunos casos, hasta el primer punto por la necesidad de sustituir transistores incapaces de cumplir con las especificaciones del caso.
4. **Diseño de las redes de adaptación de impedancias a la entrada y a la salida.** Su función es adaptar la impedancia conectada a la entrada de la etapa a la impedancia diseñada en el punto tres. Los elementos usualmente usados para las adaptaciones son componentes pasivos, fundamentalmente inductancias y condensadores, y líneas de transmisión, en la mayoría de los casos en forma de microstrips.
5. **Diseño del circuito impreso (layout).** El último paso es hacer el dibujo del circuito diseñado. Muchos detalles se deben resolver aquí, algunos ejemplos de estos son: las interconexiones entre los microstrips de las adaptaciones, la forma de la red de polarización y proveer de las tierras necesarias en los distintos puntos del circuito.

## 6.4. Herramientas para el diseño

El diseño del amplificador se basa en los fundamentos teóricos cubiertos en el Apéndice de esta documentación, los cuales no pretenden ser exhaustivos sino introductorios. Por lo tanto se recomienda consultar la bibliografía referenciada en la que se basan o cualquier otra de preferencia.

Si bien el diseño se podría realizar o bien mediante lápiz, papel, calculadora y alguna carta de Smith o bien mediante el uso de Matlab, por comodidad y rapidez en el proceso se utiliza un programa de simulación de circuitos RF. De los múltiples programas disponibles para este fin, se optó por el Advanced Design System (ADS) 2009, el cuál es bastante intuitivo y abarca todos los temas de interés. Este programa es de licencia comercial pero se puede solicitar una de evaluación en su página web.

Antes de comenzar a diseñar libremente se constató la coincidencia entre los resultados obtenidos a partir de los modelos y simulaciones del ADS, con los brindados por las hojas de datos de los fabricantes de los transistores y con los obtenidos siguiendo las ecuaciones teóricas mediante MatLab. Se compararon los valores de los parámetros S, la posición de los círculos de estabilidad y de ganancia en distintas condiciones, y las dimensiones de los microstrips resultantes. El grado de coincidencia obtenido en estos aspectos es satisfactorio.

## 6.5. Diseño de las etapas de ganancia

Como el modulador implementado ya posee a la salida una etapa de amplificación de bajo ruido (primer bloque de la figura 6.5.1), no se diseñó la primer etapa del amplificador (segundo bloque de la figura 6.5.1) optimizada para este fin, y sólo se tuvo en cuenta la ganancia y estabilidad. Esto se justifica mediante la ecuación de la figura de ruido de un amplificador multi-etapa (ecuación 6.5.1), donde se observa que casi la totalidad del aporte de ruido está dada por la primer etapa, la cual es parte del modulador, ya que los términos aportados por los bloques posteriores se ven disminuidos por la ganancia de los bloques amplificadores que le preceden.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \frac{F_4 - 1}{G_{A1}G_{A2}G_{A3}} \quad (6.5.1)$$

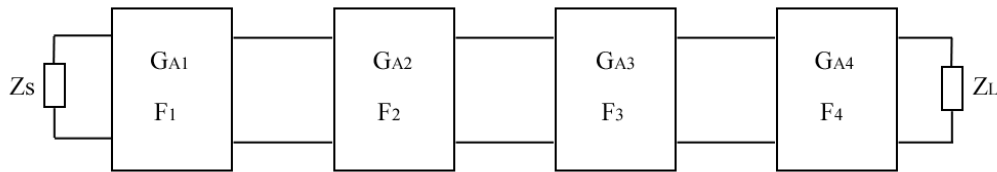


Figura 6.5.1: Diagrama de bloques de un amplificador multi-etapa

Ya que el diseño de la primer etapa se realizará con el mismo objetivo (maximización de la ganancia) que las demás que preceden a la etapa de salida, se considera la posibilidad de repetirla las veces que sea necesario para elevar la potencia de entrada hasta la potencia requerida por la etapa de potencia. Para que esto sea posible será necesario utilizar un transistor capaz de entregar la potencia de entrada de la etapa de salida. Se realiza por lo tanto el diseño de una de las etapas de ganancia teniendo en cuenta estas consideraciones. Luego se diseña la etapa de salida y se determina la potencia necesaria a su entrada. Y finalmente se estudia la posibilidad de repetir las etapas para alcanzar este nivel de potencia ya determinado.

### 6.5.1. Elección del transistor

Los parámetros más importantes a tener en cuenta en la elección de un transistor son:

- **Frecuencia de transición,  $f_T$ .** Da una idea cualitativa de la frecuencia máxima que puede operar el transistor. Generalmente se toma como criterio que la frecuencia de trabajo sea 4 ó 5 veces menor a  $f_T$ . Operando a 1.25GHz es deseable entonces utilizar transistores con frecuencia de corte superior a los 5GHz.
- **Ganancia máxima a la frecuencia de trabajo.** Establece una cota para la ganancia de la etapa. Es probable que la ganancia luego del diseño sea algunos dB menor a la máxima. Sin embargo da una buena idea de la ganancia que se obtendrá al diseñar la etapa.
- **Potencia máxima que puede entregar a la salida.** Hay que asegurarse que el transistor puede entregar la potencia calculada en las especificaciones.
- **Figura de ruido mínima introducida por el transistor,  $NF_{Min}$ .** A tener en cuenta de haber requerimientos mínimos para esta en las especificaciones de la etapa. De todos modos siempre son bienvenidos valores bajos.
- **Voltaje y corrientes de continua máximos admisibles.** Estos deben ser compatibles con las fuentes a utilizar en la etapa.

Los transistores disponibles en plaza con frecuencia de corte superior a 5GHz son los BFR92, BFR93 y BFR96. En el cuadro 6.5.1 se detallan los parámetros anteriores para estos transistores, los cuales fueron tomados de sus correspondientes hojas de datos.

| Transistor | $f_T$ | $V_{Cmax}$ | $I_{Cmax}$ | $P_{max}$ | $G_{MSG}@1,25Ghz$ | NFmin@1,25Ghz |
|------------|-------|------------|------------|-----------|-------------------|---------------|
| BFR92      | 5GHz  | 20V        | 25mA       | 125mW     | 13,1dB            | 3,4dB         |
| BFR93      | 5GHz  | 15V        | 35mA       | 130mW     | 12dB              | 3dB           |
| BFR96      | 5GHz  | 20V        | 75mA       | 375mW     | 11,9dB            | 3,2dB         |
| BFR96S     | 5GHz  | 20V        | 100mA      | 500mW     | 11,3dB            | 3,8dB         |

Cuadro 6.5.1: Parámetros de los transistores disponibles en plaza

Estos valores pueden diferir un poco entre los distintos fabricantes pero sirven como estimativos. La figura de ruido mínima se releva de la gráfica en función de la frecuencia dada en la hoja de datos. La ganancia estable máxima,  $G_{MSG}$ , representa una cota para la ganancia del sistema y se calcula mediante la ecuación 6.5.2. La potencia máxima que puede entregar el



transistor se calcula con la ecuación 6.5.3, que corresponde al voltaje y corriente máximos que pueden excursionar en su colector. El voltaje máximo de colector en configuración emisor común aterrado está dado en las hojas de datos por  $V_{CBO}$  o  $V_{CES}$ , no confundir con  $V_{CEO}$  que suele ser menor. Por último la corriente máxima continua por el colector se da directamente como  $I_{Cmax}$

$$|G_{MSG}| = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (6.5.2)$$

$$P_{max} \sim \frac{V_{Cmax} I_{Cmax}}{4} \quad (6.5.3)$$

En principio cualquiera de estos transistores es apto para las especificaciones de la primer etapa, la cual tiene una potencia de entrada de 10dBm y, a juzgar por las ganancias de los transistores, a lo sumo una potencia de salida de 20dBm (100mW). Sin embargo la intención es repetir la etapa diseñada las veces que sea necesario hasta llegar a la potencia requerida a la entrada de la etapa de salida. Esto desecha a los transistores BFR92 y BFR93 ya que no serían capaces de entregar una potencia superior a los 130mW. Por lo tanto se utilizarán el BFR96 y el BFR96S que llegan a potencias de 375mW y 500mW respectivamente.

### 6.5.2. Polarización

La potencia agregada por cada una de las etapas de ganancia es muy inferior a la agregada por la etapa de salida, por esta razón sus eficiencias individuales pesan menos en la eficiencia de todo el amplificador que la eficiencia de la etapa de salida, que es la que agrega la mayor parte de la potencia. Las etapas de ganancia se polarizan entonces en clase A, con la cual se logran eficiencias menores que con otras clases (AB, B, C, F, etc.) pero con mejores características en la distorsión, linealidad y ganancia.

Definida la clase del amplificador se procede a diseñar la topología de la red de polarización. Primero se debe determinar si utilizar redes de polarización activas o pasivas. Las redes activas tienen ventajas respecto a la estabilidad de las magnitudes de las corrientes que se desean fijar frente a variaciones de temperatura. Por otro lado las redes pasivas son mucho más simples de implementar. Dada la inexperiencia en el diseño de amplificadores esto último inclina la balanza a favor de las redes de polarización pasivas, ya que la prioridad es que el amplificador funcione correctamente. Finalmente se opta por una red de polarización pasiva con realimentación negativa como la que se muestra en la figura 6.5.2. Los valores de la resistencias fijan el punto de operación de continua del transistor.

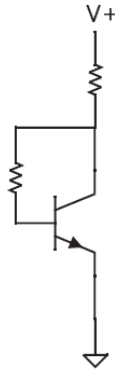


Figura 6.5.2: Polarización pasiva con realimentación negativa

Para tener una idea de la influencia del punto de polarización sobre la ganancia máxima de la etapa se realizan simulaciones donde se fija una de las magnitudes (corriente o voltaje DC de colector) y se varía la otra. En las figuras 6.5.3 y 6.5.4 se muestran los resultados de dichas simulaciones. En la primera se fija la corriente de base del transistor con el fin de mantener relativamente constante la corriente de emisor en unos 45 mA mientras se varía el voltaje de colector, como se puede apreciar la ganancia máxima crece con el voltaje de colector. En la segunda simulación se fija el voltaje de colector en 8V y se varia la corriente de colector mediante la corriente de base en el rango mostrado en la figura 6.5.4, en este caso se observa que la ganancia máxima prácticamente no se ve modificada. En síntesis: la corriente de colector casi no influye en la ganancia máxima mientras que si lo hace el voltaje de colector. Teniendo presente estos resultados, el punto de polarización se determina durante el diseño de las impedancias de carga en el siguiente punto.

### 6.5.3. Diseño de las impedancias de carga

El objetivo es diseñar las impedancias de carga para que la etapa sea estable y la ganancia lo mayor posible. Con este fin se implementa el circuito básico de la etapa, el cual consta del transistor en configuración emisor común puesto a tierra y la polarización propuesta en la sección anterior como se muestra en la figura 6.5.5. El circuito se carga con impedancias de 50ohm según la convención para los parámetros S. Los condensadores DC\_Block desacoplan la continua de la entrada y de la salida, y la inductancia  $L_1$  aísla la red de polarización en alta frecuencia. Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  fijan el punto de operación de continua según las ecuaciones 6.5.4 y 6.5.5, aunque estas

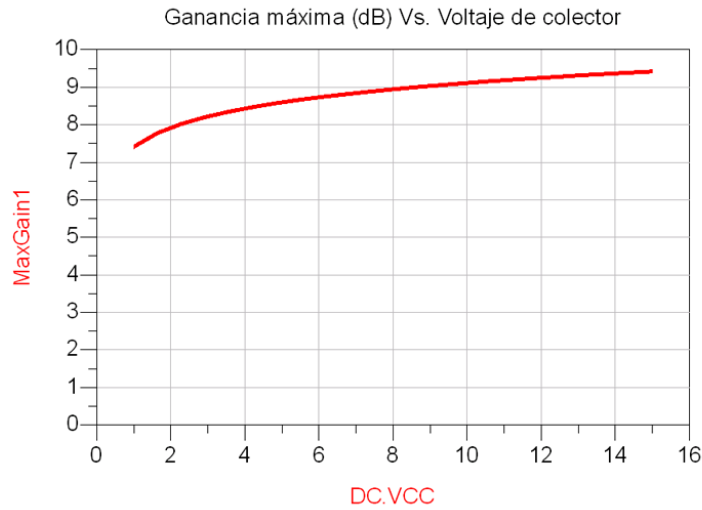


Figura 6.5.3: Ganancia máxima en función del voltaje de colector del transistor

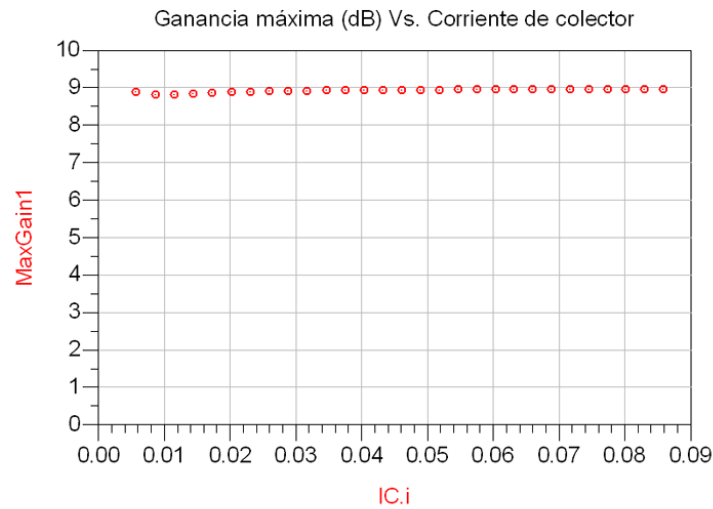


Figura 6.5.4: Ganancia máxima en función de la corriente de colector del transistor

se pueden evitar y determinar el punto de continua mediante simulaciones, para esto teniendo en cuenta que  $R_2$  es la más influyente sobre la corriente de colector y que dada esta corriente fácilmente se determina  $R_1$  para lograr el voltaje de colector deseado.

Una vez fijado el punto de polarización quedan determinados los parámetros S del transistor en función de la frecuencia. Estos se pueden determinar

a través de simulaciones o a partir de las tablas en función de la frecuencia, el voltaje y la corriente de colector dadas en la hoja de datos del transistor. A partir de los parámetros S se pueden determinar los círculos de estabilidad de entrada y de ganancia  $G_A$  en el plano de impedancias de carga de entrada  $\Gamma_S$ , y los círculos de estabilidad de salida y ganancia  $G_P$  en el plano de impedancias de carga de salida  $\Gamma_L$ . Nuevamente estos cálculos se puede realizar mediante el simulador o utilizando las ecuaciones teóricas que determinan los centros y los radios de los círculos.

$$V_C = V_{CC} - I_C R_1 \quad (6.5.4)$$

$$V_C = h_{FE} I_B = h_{FE} \frac{V_C - V_B}{R_2} \quad (6.5.5)$$

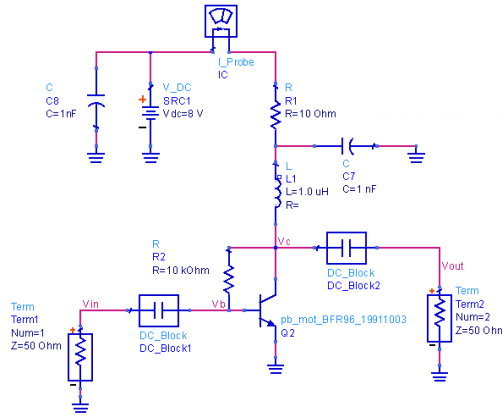


Figura 6.5.5: Circuito simulado

Antes de comenzar el diseño del circuito es conveniente estudiar la estabilidad en un amplio rango de frecuencias. Ya que puede suceder que el amplificador presente oscilaciones debido a una inestabilidad fuera del rango de frecuencias de operación, disparadas por una componente de ruido. Por lo tanto se realiza una simulación que traza los círculos de estabilidad en los planos de impedancia de carga de entrada y de salida ( $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ ), el factor de estabilidad K y el módulo de delta en un rango de 0,1 a 2,5 Ghz como se muestra en la figura 6.5.6. Se aprovechó la simulación también para graficar la ganancia máxima en función de la frecuencia.

El sistema es estable incondicionalmente cuando se cumplen las condiciones  $|\Delta| < 1$  y  $K > 1$ . En las frecuencias que estas condiciones no se cumplen habrá impedancias de carga pasivas que causen la inestabilidad del circuito. Se puede observar que la condición  $|\Delta| < 1$  se cumple para todo el

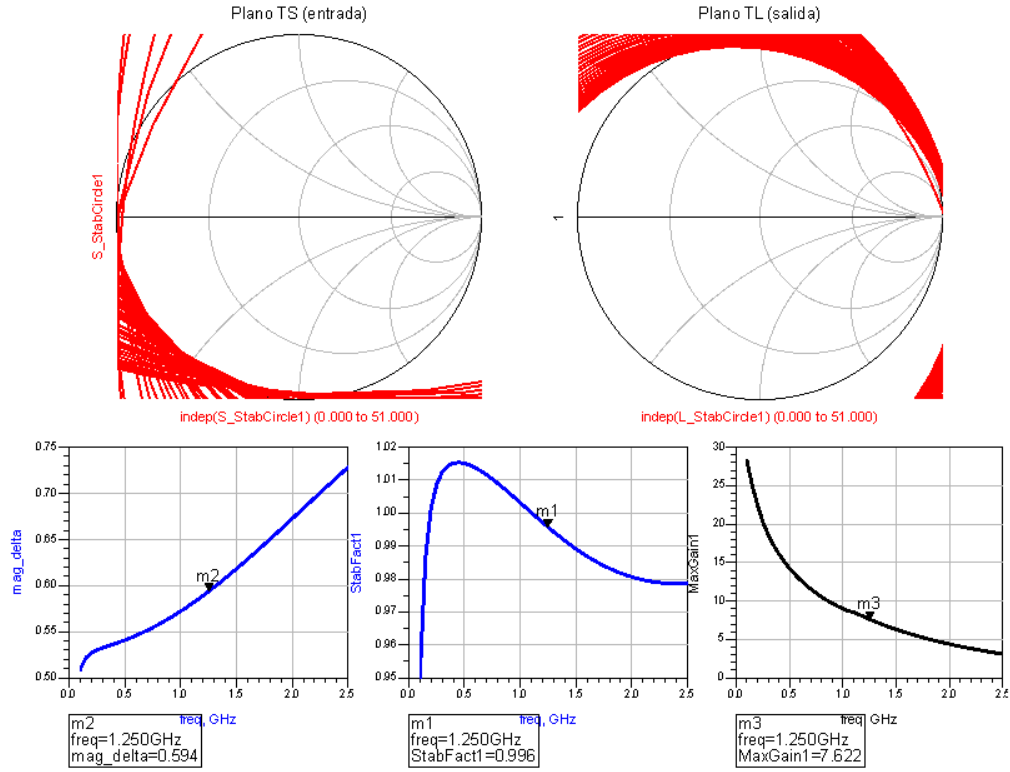


Figura 6.5.6: Circuito simulado

rango de frecuencias, mientras que la condición  $K > 1$  sólo se cumple en el rango de 0,2 a 1,1GHz, donde el sistema es incondicionalmente estable y los círculos de inestabilidad no entran dentro del círculo unidad de los planos  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ . En el rango de frecuencias donde el circuito es potencialmente inestable ( $K < 1$ ), los círculos de inestabilidad entran dentro del círculo unidad en al menos uno de los dos planos. Por lo tanto para que el sistema sea estable también en este rango será necesario restringir las impedancias de carga a la zona interior o exterior de los círculos de estabilidad que contengan la impedancia de carga  $Z_0 = 50\Omega$ . Para esto alcanza con alejar las impedancias de carga de entrada de la zona inferior izquierda del plano  $\Gamma_S$ , y la impedancia de salida de la zona superior derecha del plano  $\Gamma_L$ . Independientemente de este análisis no está de más observar el comportamiento del sistema a la frecuencia de operación de 1,25GHz antes de seguir adelante:

- $G_{MSG} = 7,62dB$
- $K = 0,996$
- $|\Delta| = 0,594$

Se desprende de estos valores que a 1,25GHz el sistema es potencialmente inestable ya que  $K$  es levemente inferior a 1, aunque dada la cercanía a la unidad se espera que los círculos de estabilidad apenas ingresen a al menos uno de los planos de impedancias de cargas con módulos menores a 1.

Teniendo en cuenta los resultados anteriores se procede a diseñar la impedancias de carga. Se realiza entonces una nueva simulación a la frecuencia de operación y se determinan los círculos de estabilidad y los de ganancia  $G_p$  para ganancias igual e inferiores a la máxima (figura 6.5.7). Se determinan luego las impedancias de carga de entrada y salida de la siguiente manera:

1. Se selecciona una impedancia de carga de salida en el plano  $\Gamma_L$  de manera que esta esté dentro de la zona estable (a la frecuencia de operación y en el rango antes analizado) y que la ganancia sea lo mayor posible.
2. A partir de esta impedancia se calcula el coeficiente de reflexión a la entrada del transistor,  $\Gamma_{IN}$ , mediante la ecuación 6.5.6.
3. Si el conjugado de  $\Gamma_{IN}$  está dentro de la zona estable en el plano  $\Gamma_S$  se toma como impedancia de carga de entrada, obteniéndose así adaptación óptima conjugada a la entrada. De lo contrario o bien se debe tomar una impedancia de carga a la entrada lo más cercana posible a  $\Gamma_{IN}$ , lo que se refleja en una pérdida de ganancia y en un ROE mayor a 1, o bien se debe volver al punto anterior y seleccionar otra impedancia de carga a la salida y repetir el proceso.
4. Si los resultados son aceptables con respecto a la estabilidad, ROE (a la entrada y a la salida) y ganancia se concluye con el diseño de la impedancias.

$$|\Gamma_{IN}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}| < 1 \quad (6.5.6)$$

Cabe mencionar que las impedancias de carga no sólo deben estar dentro de la zona estable sino que además es conveniente dejar cierto margen con la región de inestabilidad, ya que una pequeña variación en cualquiera de los factores involucrados (parámetros del transistor, frecuencia de trabajo, redes de adaptación, componentes pasivos, etc) podría causar la inestabilidad del amplificador.

Siguiendo el procedimiento anterior se selecciona la impedancia de carga de salida **m2** en el plano  $\Gamma_L$  (figura 6.5.7). Luego se calcula la impedancia de

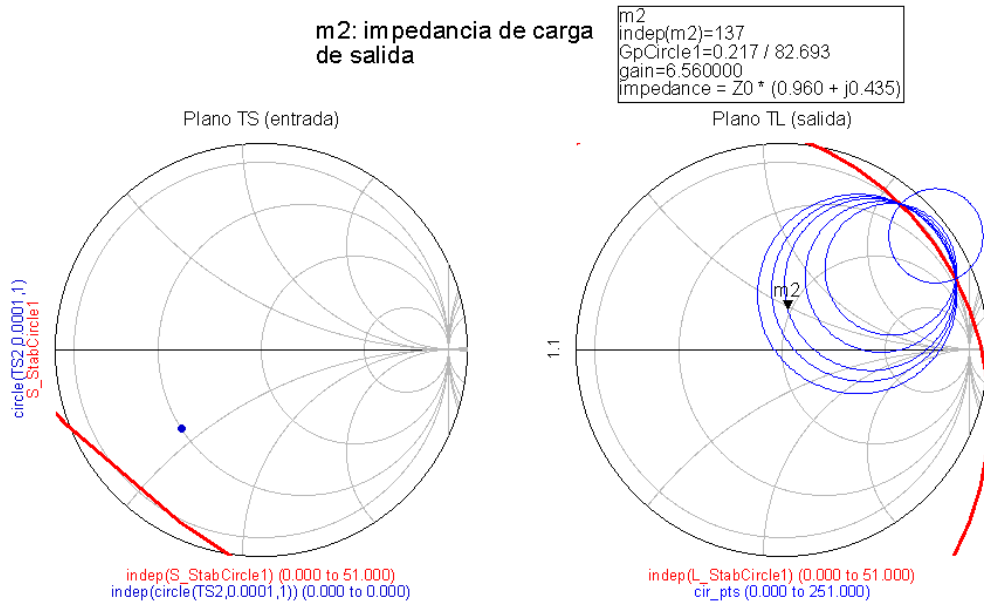


Figura 6.5.7: Círculos de estabilidad en los planos  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  y círculos de ganancia  $G_P$  en el plano  $\Gamma_L$

entrada,  $\Gamma_{IN}$ , y se observa que es posible seleccionar la impedancia de carga a la entrada,  $\Gamma_{MS} = \overline{\Gamma_{IN}}$ , de modo de lograr adaptación óptima conjugada al caer ésta dentro de la zona estable. En los cuadros 6.5.2, 6.5.3 y 6.5.4 se muestran los resultados de este diseño.

| $\Gamma_S$             | $\Gamma_L$           | $\Gamma_{IN}$         | $\Gamma_{OUT}$        |
|------------------------|----------------------|-----------------------|-----------------------|
| 0,598 $\angle$ -135,44 | 0,217 $\angle$ 82,69 | 0.598 $\angle$ 135,44 | 0,369 $\angle$ -50,99 |

Cuadro 6.5.2: Coeficientes de reflexión de entrada, salida y carga del transistor

| $Z_S$        | $Z_L$        |
|--------------|--------------|
| 14,56-j18,99 | 48,02+j21,75 |

Cuadro 6.5.3: Impedancias de carga de entrada y salida del transistor

| $ROE_{IN}$ | $ROE_{OUT}$ |
|------------|-------------|
| 1,00       | 1,60        |

Cuadro 6.5.4: ROE de entrada y de salida

#### 6.5.4. Adaptación de impedancias

Ya definidas la impedancias de carga de entrada,  $Z_S$ , y de salida,  $Z_L$ , del transistor, se procede a adaptar las impedancias de entrada y salida de la etapa,  $Z_0 = 50\Omega$ , a estos valores, de modo que al cargar la etapa con  $Z_0$  el transistor vea a su entrada y salida las impedancias diseñadas. En la figura 6.5.8 se muestran los bloques de adaptación a diseñar.

Una manera cómoda de realizar las adaptaciones es mediante una carta de Smith digital. Existen muchas versiones disponibles. En particular se utiliza el programa RFDUDE SMITH CHART 0.81. [2]

En ambos casos se procede del mismo modo, se parte de la impedancia de carga,  $Z_0$ , y se desplaza hacia la fuente (el transistor) mediante componentes pasivos y/o líneas de transmisión. Como se mencionó antes se desea minimizar la cantidad de componentes pasivos, por lo que las adaptaciones se realizan mediante líneas de transmisión.

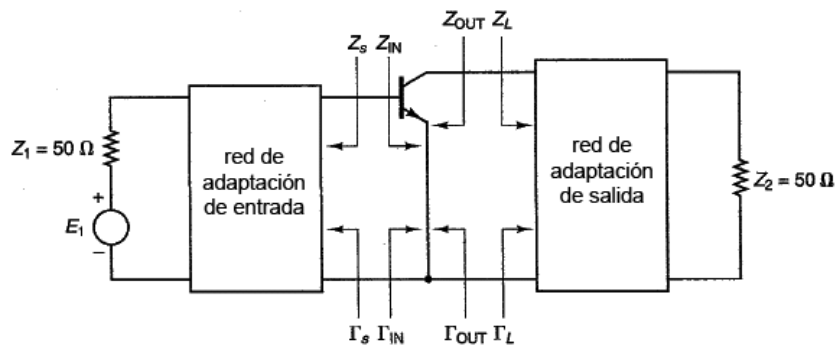


Figura 6.5.8: Diagrama de bloques de una etapa amplificadora típica

En la adaptación de entrada se parte entonces de una impedancia  $Z_1 = 50\Omega$  y se quiere llegar a la impedancia  $Z_S = 14,56 - j18,99$ . En algún punto de la adaptación es necesario colocar un condensador en serie con el fin de desacoplar la componente de continua entre la entrada de señal y la base del transistor. Este condensador podría utilizarse como uno de los elementos que contribuyen a la adaptación, sin embargo no se desea que variaciones en su valor tengan influencia sobre la misma. Para que esto suceda se debe tomar un valor lo suficientemente grande para que casi no desplace a la impedancia inicial aunque no demasiado, ya que cuanto más pequeña sea la capacidad mejor se comportará en altas frecuencias. En la figura 6.5.9 se observa el efecto de distintos valores de condensadores en serie sobre la adaptación. Siguiendo el criterio mencionado se toma un condensador de 33pF, ya que su influencia es mínima y poco sensible ante variaciones de su valor.



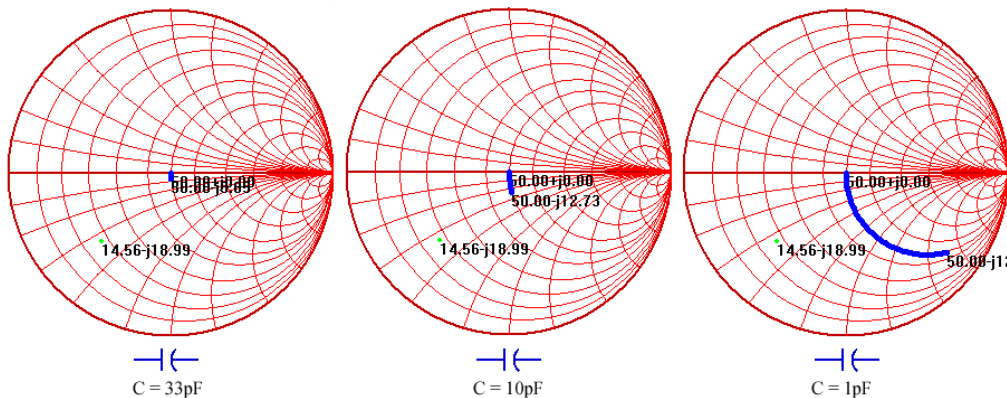


Figura 6.5.9: Influencia de un condensador en serie al comienzo de la adaptación

A continuación del condensador se agregan líneas de transmisión que desplazan la impedancia hacia el punto deseado. Hay infinitud de topologías posibles para lograr la adaptación. No se siguió ningún método en particular para lograrla sino que se hizo de modo empírico aprovechando las facilidades de la carta de Smith digital. En la figura 6.5.10 se puede observar la adaptación diseñada. Esta consta de una línea en serie con impedancia característica de  $30\Omega$  y una longitud eléctrica de  $31,5^\circ$ , seguida de dos stubs abiertos de impedancia característica de  $50\Omega$  y longitud eléctrica de  $26,7^\circ$ . Se podría haber utilizado aquí un sólo stub de longitud menor a la suma de los dos anteriores, pero para evitar discontinuidades es conveniente usar dos.

El diseño de la red de adaptación de salida es muy similar a la de entrada. Nuevamente se parte de un condensador de  $33\text{pF}$  en serie seguido un stub abierto y uno cerrado de impedancias características de  $50\Omega$  y longitudes eléctricas de  $33,8^\circ$  y  $35^\circ$  respectivamente, y finalmente una línea de transmisión en serie de  $30\Omega$  y  $12,5^\circ$ .

En la figura 6.5.12 se presenta el circuito con las dos redes de adaptación diseñadas. Observar que el stub cerrado no se conecta a tierra directamente sino que se utiliza un condensador para hacerlo. Este permite establecer un cortocircuito en RF sin despolarizar el colector del transistor.

### 6.5.5. Simulaciones

Finalizado el diseño de la etapa se realizan algunas simulaciones con el fin de observar su desempeño. Interesa observar su ganancia a la frecuencia de operación, la potencia de salida en función de la frecuencia (transferencia), la potencia de los armónicos, el punto de operación y la eficiencia.

En la figura 6.5.13 se presenta la simulación de la potencia de entrada y

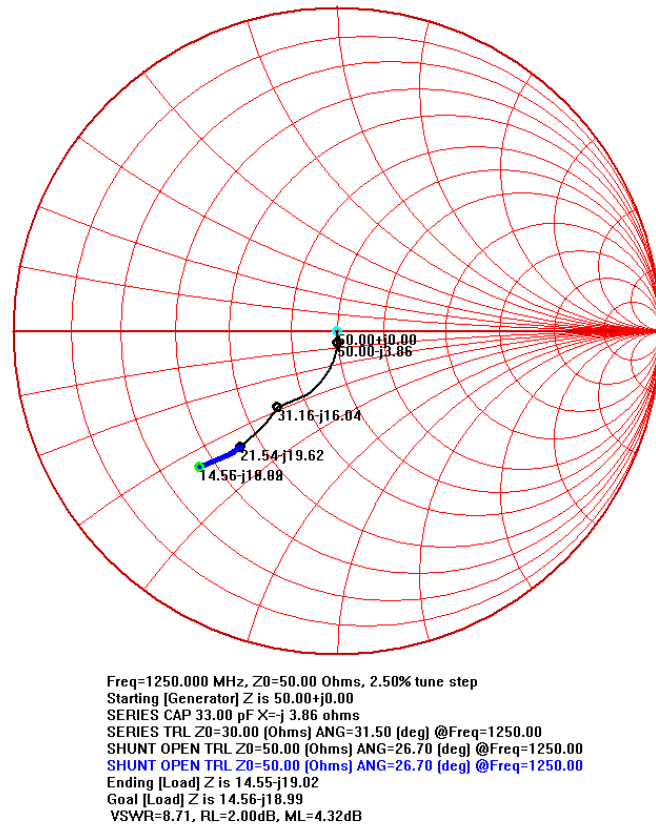


Figura 6.5.10: Adaptación de impedancia de entrada. De  $Z_1 = 50\Omega$  a  $Z_S=14,56-j18,99$

de salida en función de la frecuencia. De los puntos marcados a la frecuencia de operación se determina que la ganancia es prácticamente igual a la de diseño.

Por otro lado se simula el transitorio de las señales a la entrada y a la salida del circuito así como en la base del transistor, y se calculan sus espectros. Los resultados se puede apreciar en la figura 6.5.14. Nuevamente se obtiene una ganancia que concuerda con la diseñada. Del espectro de la señal de salida se desprende que las potencias del segundo y tercer armónico están a más de 20dB por debajo de la fundamental como se pretendía.

En el cuadro 6.5.5 se comparan las ganancias obtenidas de estas simulaciones con la del diseño inicial.

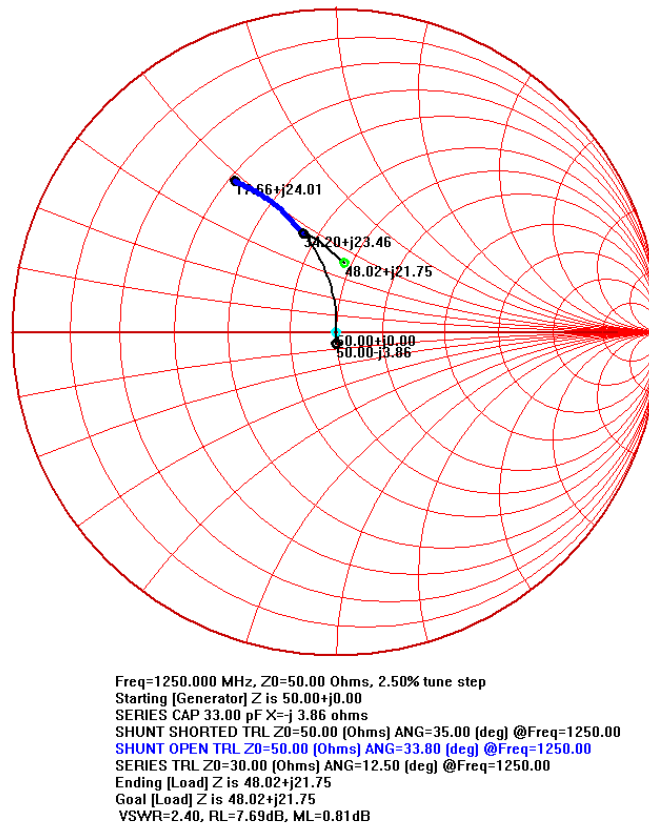


Figura 6.5.11: Adaptación de impedancia de salida. De  $Z_2 = 50\Omega$  a  $Z_L=48,02+j21,75$

|              | Diseño | Simulación 1 | Simulación 2 |
|--------------|--------|--------------|--------------|
| Ganancia(dB) | 6,56   | 6,57         | 6,45         |

Cuadro 6.5.5: Comparación entre la ganancia diseñada y las simuladas

### 6.5.6. Pasaje de la líneas de transmisión a microstrips

Las líneas de transmisión ideales utilizadas en las redes de adaptaciones de impedancias son implementadas como microstrips. Estos son por definición líneas de transmisión que consisten en una línea conductora y un plano de tierra separados por un dieléctrico como se puede apreciar en la figura 6.5.15. Su utilización en el diseño de amplificadores es muy común debido a su fácil construcción sobre la placa de cobre.

Las dimensiones del microstrip, ancho (W) y largo (L), las características de la placa de cobre y la frecuencia de operación, determinan sus parámetros

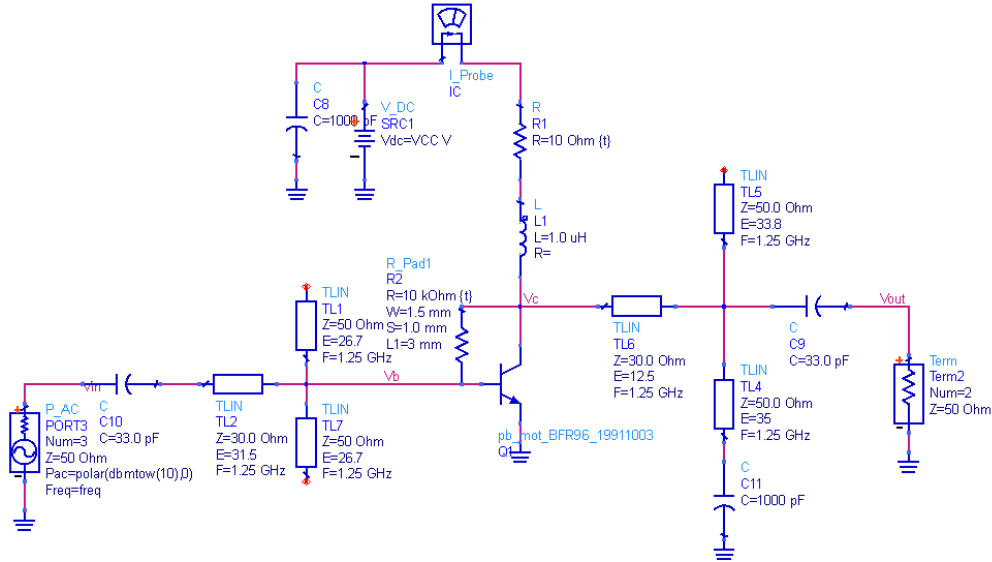


Figura 6.5.12: Circuito de la etapa adaptada.

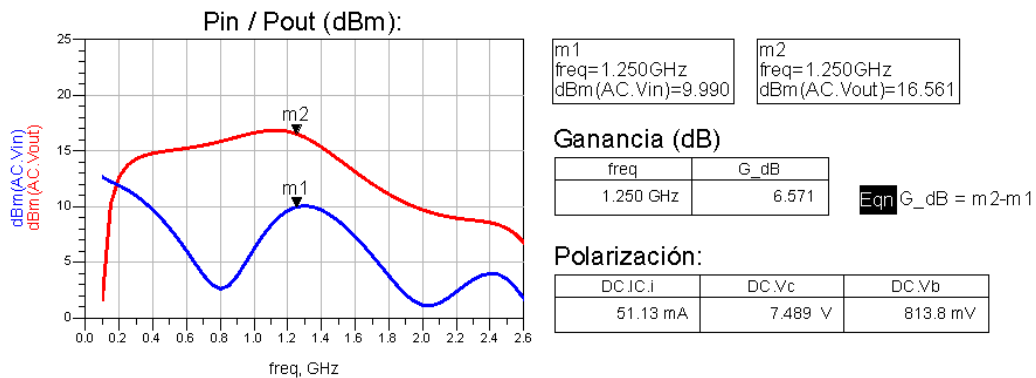


Figura 6.5.13: Simulación: Transferencia de la etapa adaptada.

de línea de transmisión (impedancia característica y longitud eléctrica). Las características de la placa referidas son: el espesor del material dieléctrico y su permitividad, la conductividad y el espesor del conductor, las pérdidas del dieléctrico y del conductor, y la permeabilidad magnética del dieléctrico. Aunque de todas estas las más influyentes son: el espesor ( $h$ ) y la permitividad ( $\epsilon_r$ ) del dieléctrico.

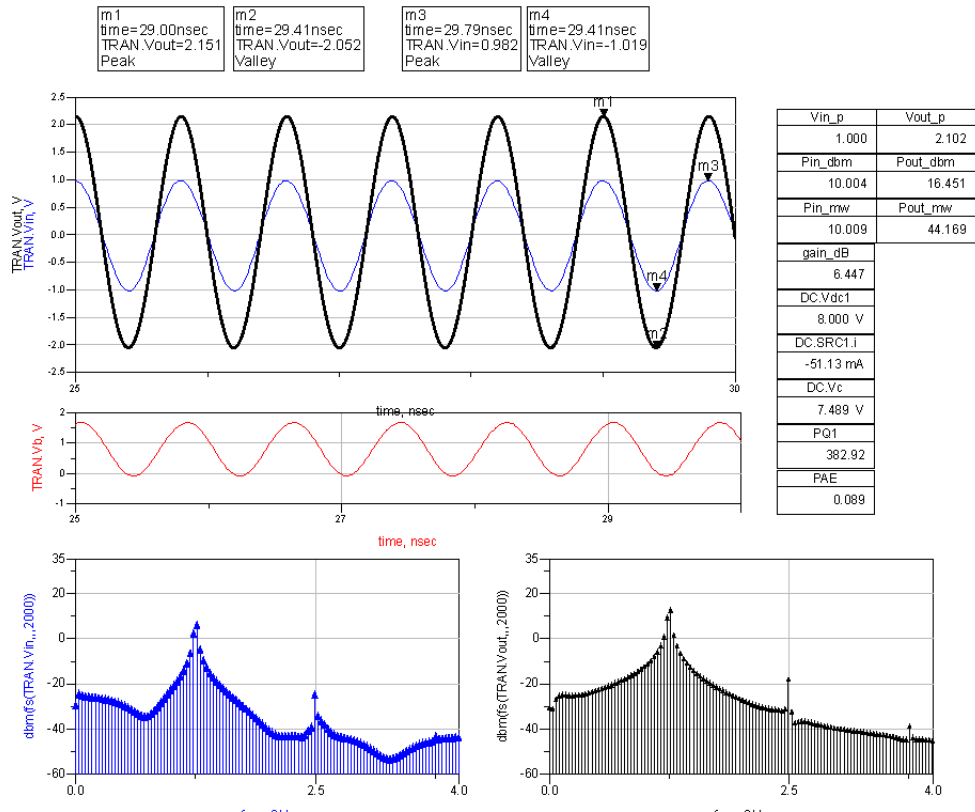


Figura 6.5.14: Simulación: Transitorio y espectro de la etapa adaptada.

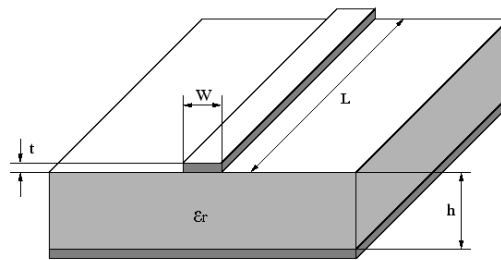


Figura 6.5.15: Línea de transmisión microstrip

Existen varios juegos de ecuaciones que relacionan las dimensiones de una línea microstrip y los parámetros de la placa donde se implementa con la impedancia y la longitud eléctrica de la línea resultante (cf. sección A.2.5 del Apéndice). Sin embargo los cálculos fueron realizados mediante la herramienta LineCalc del programa de simulación ADS, no sin antes comprobar la concordancia con los resultados dados por estas ecuaciones.

Es importante mencionar que cuanto mayor sea la constante dieléctrica del aislante de la placa menor serán las dimensiones de la línea microstrip para una impedancia característica y una longitud eléctrica dadas. Por ejemplo: operando a 1,25GHz, las dimensiones de una línea microstrip de  $50\Omega$  y longitud eléctrica de  $90^\circ$  ( $\lambda/4$ ) implementada en una placa de  $\epsilon_r = 2$  son de 3,25mmx45,5mm (WxL), mientras que en una placa de  $\epsilon_r = 4,55$  son de 1,85x32,5mm. Algo similar ocurre con la relación entre el espesor del dieléctrico y el ancho del microstrip. Para una impedancia característica dada, cuanto menor sea el espesor de la placa menor será el ancho del microstrip.

En los cuadros 6.5.6 y 6.5.7 se listan las características de la placa de cobre utilizada y las dimensiones de las líneas microstrip de las redes de adaptación de impedancias calculadas.

| $\epsilon_r$ | espesor del dieléctrico (mm) | $tg(\delta)$ | espesor del cobre (mm) |
|--------------|------------------------------|--------------|------------------------|
| 4,55         | 1,0                          | 0,015        | 0,015                  |

Cuadro 6.5.6: Características de la placa de cobre - FR4

| Entrada    | Línea ideal             |                                 | Línea microstrip |               |
|------------|-------------------------|---------------------------------|------------------|---------------|
|            | impedancia ( $\Omega$ ) | longitud eléctrica ( $^\circ$ ) | ancho (mm)       | longitud (mm) |
| T1 (serie) | 30                      | 31,5                            | 4,00             | 10,95         |
| T2 (open1) | 50                      | 26,7                            | 1,85             | 9,63          |
| T3 (open2) | 50                      | 26,7                            | 1,85             | 9,63          |
| Salida     |                         |                                 |                  |               |
| T1 (serie) | 30                      | 12,5                            | 4,00             | 4,35          |
| T2 (open)  | 50                      | 33,8                            | 1,85             | 12,20         |
| T3 (short) | 50                      | 35,0                            | 1,85             | 12,63         |

Cuadro 6.5.7: Cálculo de los microstrips de las adaptaciones de entrada y salida

En la figura 6.5.16 se observan las redes adaptaciones implementadas con los microstrips calculados.

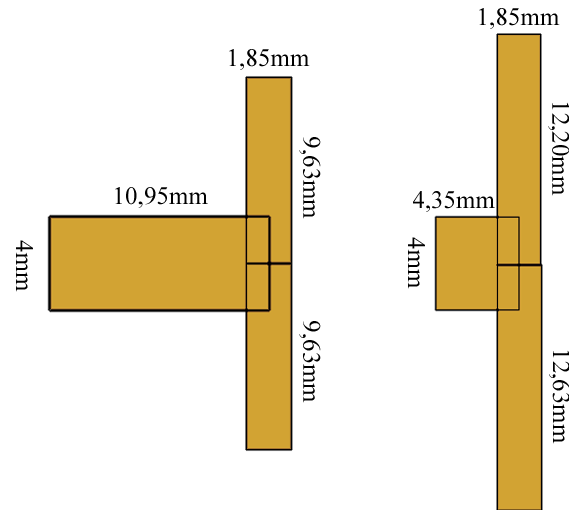


Figura 6.5.16: Adaptaciones de entrada y de salida implementadas en microstrips

Para comprobar el diseño se realizaron nuevas simulaciones reemplazando las líneas de transmisión ideales por las líneas microstrip calculadas. Los resultados obtenidos fueron idénticos a los anteriores presentados en las figuras 6.5.13 y 6.5.14. En este punto se finaliza el diseño básico de las etapas de ganancia, restando únicamente el diseño del circuito impreso, el cuál se hace al final cuando se termina el diseño del amplificador completo.

## 6.6. Diseño de la etapa de salida

El diseño de la etapa de salida sigue globalmente los mismos pasos que el de las etapas de ganancia. Sin embargo los criterios y la metodología para resolver algunos de estos pasos difieren de los anteriores. Durante la polarización se tiene en cuenta la eficiencia en potencia para seleccionar la clase de operación de la etapa. El criterio de diseño de las impedancias de carga es el de maximizar la potencia que el transistor es capaz de entregar. En el diseño de la red de polarización de salida se tiene en cuenta la selectividad del filtro resultante ( $Q$ ) de modo de minimizar la presencia de armónicos en la señal de salida.

### 6.6.1. Elección del transistor

En general el costo de los transistores crece según la potencia que estos son capaces de entregar. Por esta razón el transistor de la etapa de potencia

(salida) suele escogerse de modo que la potencia máxima que puede entregar coincida con la potencia requerida por el diseño, es decir, si se desea entregar 5W a la carga se utiliza un transistor cuya potencia máxima de salida sea de 5W.

Siguiendo este criterio, el transistor de la etapa de salida debe ser capaz de entregar una potencia máxima de 1W. Además, dada la frecuencia de operación, la frecuencia de corte del mismo debe ser al menos de 5GHz como se mencionó anteriormente. El único transistor, disponible en la región, con estas características es el BFG135. En el cuadro 6.6.1 se listan sus características principales obtenidas de su hoja de datos.

| Transistor | $f_T$ | $V_{Cmax}$ | $I_{Cmax}$ | $P_{max}$ | $G_{MSG}@1,25Ghz}$ |
|------------|-------|------------|------------|-----------|--------------------|
| BFG135     | 7GHz  | 25V        | 150mA      | 937mW     | 6,0dB              |

Cuadro 6.6.1: Parámetros del BFG135

Si bien la potencia máxima de salida calculada con la ecuación 6.5.3 es de 937mW, el transistor es capaz de entregar algo más de 1W según su hoja de datos. Se debe tener cuidado de no confundir este transistor con el BFG135A, el cual es muy diferente y no es capaz de cumplir con los requerimientos del caso.

### 6.6.2. Polarización

Para la polarización de la etapa de salida se consideraron las clases AB y B, debido a sus mayores eficiencias en potencia que la clase A utilizada en las etapas anteriores. Esto es muy conveniente en una etapa de salida ya que aquí es donde se agrega la mayor parte de la potencia de todo el amplificador, y por lo tanto la eficiencia de ésta es la que mas pesa sobre la eficiencia total. En la figura 6.6.1 se compara la eficiencia y la potencia máxima entregada por un transistor según su ángulo de conducción (clase). Se puede observar que a medida que el ángulo de conducción disminuye, desde la clase A hasta la clase B, aumenta la eficiencia de la etapa mientras que la potencia máxima entregada se mantiene relativamente constante. Esto se explica observando la figura 6.6.2, donde se grafican las componentes de Fourier del voltaje de colector en función del ángulo de conducción; para la misma variación de dicho ángulo, la potencia de la componente de continua disminuye mientras que la de la fundamental permanece casi constante, y por lo tanto su cociente, el cual determina la eficiencia, aumenta. Hasta este punto parece ser conveniente utilizar la clase B, sin embargo la clase AB tiene sus ventajas. En la misma figura 6.6.2 se puede observar la primera de



éstas: la clase AB tiene menor potencia en el segundo armónico que la clase B. La segunda es que para entregar la misma potencia a la salida, la clase AB requiere menor potencia a su entrada que la clase B. Por estas razones, y con el fin de comparar ambas clases, se diseña una red de polarización que permite optar entre estas dos al agregar o quitar una resistencia.

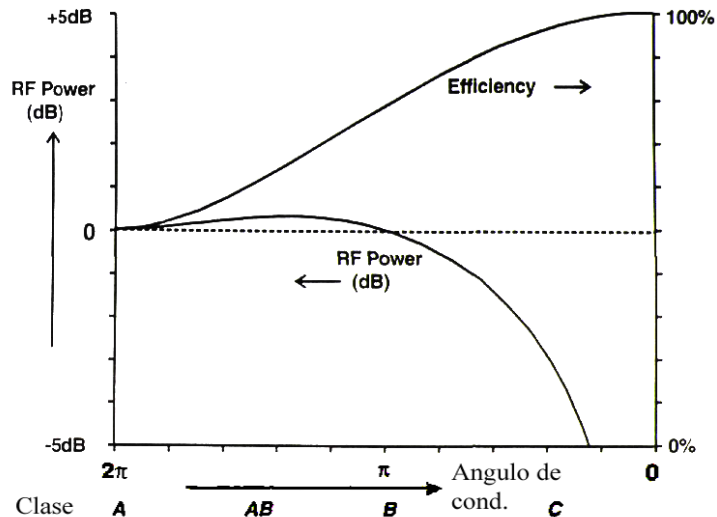


Figura 6.6.1: Potencia entregada y eficiencia en función del ángulo de conducción

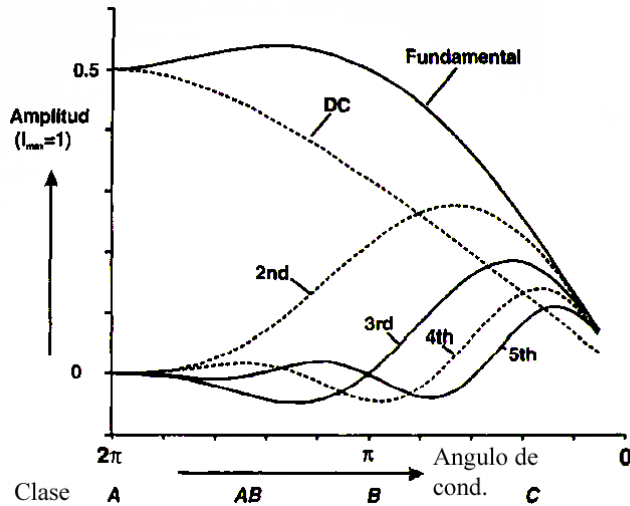


Figura 6.6.2: Potencia de los armónicos en función del ángulo de conducción

### 6.6.3. Diseño de las impedancias de carga

El diseño de las impedancias de carga del transistor de salida de potencia difiere del diseño antes considerado mediante los círculos de ganancia. Esto se debe a que la situación de adaptación óptima conjugada no logra obtener la máxima potencia que puede entregar el transistor debido a que este se satura. Para lograr obtener la potencia máxima es necesario determinar la impedancia de carga de salida que logra la máxima excursión de voltaje y corriente de colector. Esta impedancia se puede determinar mediante simulaciones de *loadpull*. Estas consisten en cargar el transistor con una impedancia de carga variable y determinar la potencia entregada para cada valor. Así se determina la impedancia de carga que logra la máxima potencia salida, y contornos de potencia entregada constante centrados en la misma (cf. Sección B.5).

Para realizar la simulación de *loadpull* se polariza el transistor según la clase deseada y se determina la región donde se desea variar la impedancia de carga. Antes de conocer la zona donde se encuentra la impedancia de máxima potencia entregada se puede fijar todo el plano de impedancias de carga pasivas para la simulación. También se fija la potencia de entrada del transistor ya que ésta influye sobre el punto de operación y sobre la impedancia de carga de máxima potencia entregada. En la figura 6.6.3 se presenta el circuito utilizado para la simulación y donde además se fijan estos parámetros.

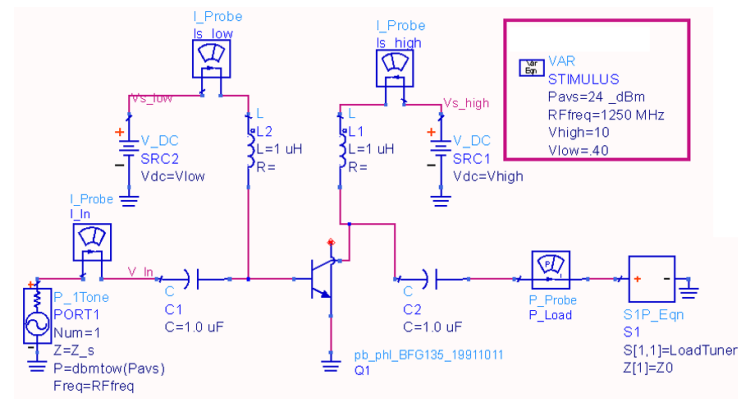


Figura 6.6.3: Simulación LoadPull - circuito utilizado

Se debe mencionar que la potencia de entrada es ajustada de modo de obtener la potencia deseada a la salida. En una primera instancia se puede determinar considerando un estimativo de la ganancia, o más fácil aún, iterando mediante algunas simulaciones. En la figura 6.6.4 se muestran los resultados con la potencia de entrada ya ajustada para que la potencia de salida ronde los 30dBm deseados. El punto de polarización utilizado es el que corresponde

a la clase AB con un voltaje de base de 0,4V como se observa en la figura 6.6.3.

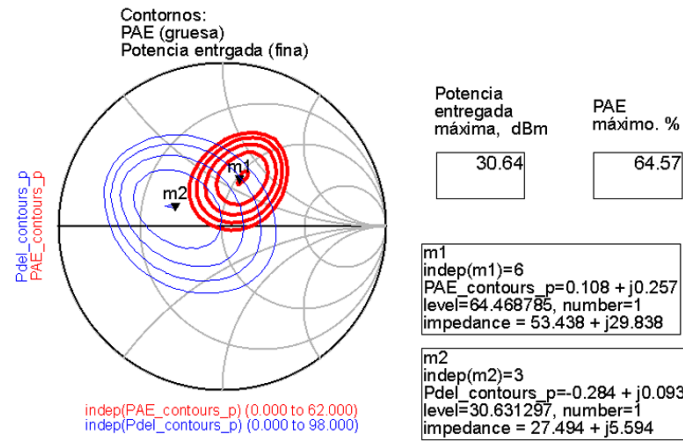


Figura 6.6.4: Simulación LoadPull - Contornos de PAE y potencia entregada constante

Observar que la simulación grafica el punto de máxima potencia entregada, los contornos de potencia entregada constante menores a la máxima (líneas azules finas), el punto de eficiencia máxima, y los contornos de eficiencia constante menores a la máxima (líneas rojas gruesas). Se dan también los valores de máxima potencia entregada y de máxima eficiencia. En la figura 6.6.5 se grafican todas la impedancias de carga simuladas, de donde se puede seleccionar la impedancia de carga deseada y para la cual se dan los valores resultantes de potencia entregada y eficiencia. También se grafican las impedancias de entrada resultantes para estas impedancias y para la impedancia seleccionada en particular. Se toma como prioridad la potencia entregada máxima y no la eficiencia, ya que es más importante lograr la cobertura deseada que la máxima eficiencia. Se selecciona entonces el punto de impedancia de máxima potencia entregada dado en la figura 6.6.4. Los resultados para esta impedancia de carga seleccionada (cuadro 6.6.2), dados en la figura 6.6.5, se repiten en el cuadro 6.6.3.

| $Z_S$         | $Z_L$       |
|---------------|-------------|
| 27,686-j3,173 | 12,29-j7,20 |

Cuadro 6.6.2: Impedancias de carga de entrada y salida del transistor

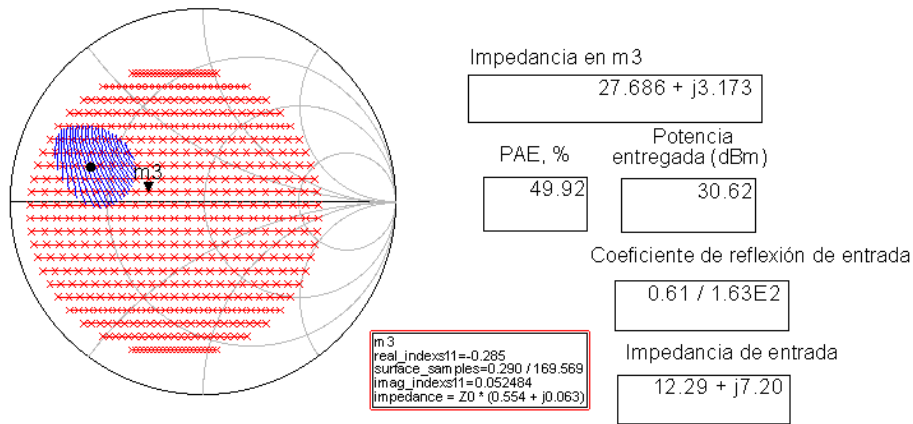


Figura 6.6.5: Simulación LoadPull - Selección de la impedancia de carga

| $P_{entregada}(dB)$ | $PAE(\%)$ | Ganancia(dB) |
|---------------------|-----------|--------------|
| 30,62               | 49,9      | 6,62         |

Cuadro 6.6.3: Potencia entregada y eficiencia para las impedancia de carga seleccionadas

#### 6.6.4. Adaptación de impedancias

El procedimiento de adaptación de impedancias es exactamente igual que el realizado durante el diseño de la etapa de ganancia. La única consideración extra que se tuvo en cuenta fue la de realizar la adaptación de salida con una selectividad ( $Q$ ) un poco más alta que las demás con el fin de disminuir la potencia de los armónicos transmitidos. Ya que, como se mencionó anteriormente, la etapa de salida presenta una mayor distorsión debido a su la clase de operación.

En las figuras 6.6.6 y 6.6.7 se presentan las adaptaciones diseñadas mediante la carta de Smith digital. Se agregan la curvas de selectividad  $Q$ . Observar que en la adaptación de salida se logra un valor de  $Q$  un poco mayor ( $Q=2,04$ ).

#### 6.6.5. Simulaciones

El circuito ya adaptado con la redes diseñadas anteriormente se presenta en la figura 6.6.8. El mismo se simula para analizar su desempeño. En la figura 6.6.9 se presentan los resultados de dicha simulación. La ganancia y la potencia de salida coinciden con las simulaciones de *loadpull* realizadas para

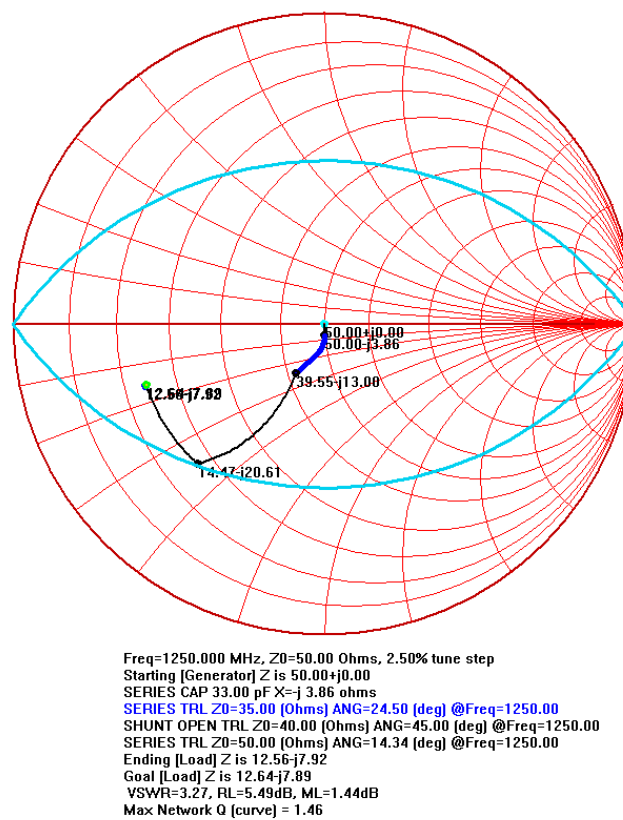
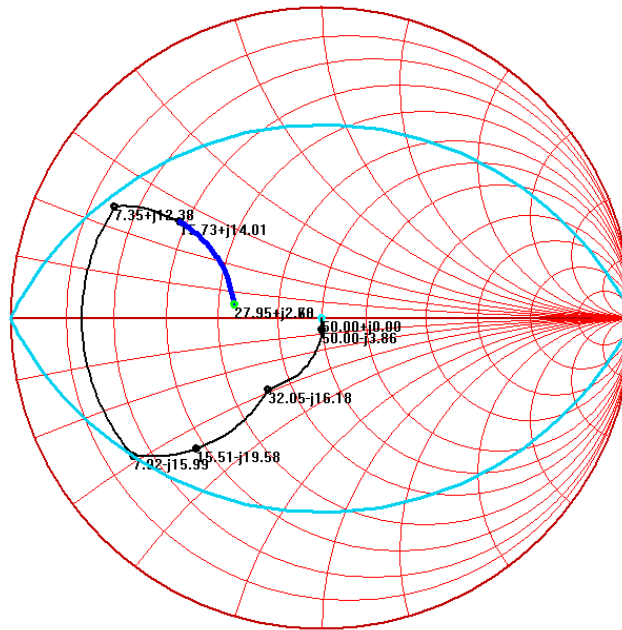


Figura 6.6.6: Adaptación de impedancia de salida. De  $Z_2 = 50\Omega$  a  $Z_S=12,29-j7,2$

el diseño,  $G=6,6\text{dB}$  y  $P=30,68\text{dB}$ . En el espectro del voltaje de salida se puede observar una fuerte presencia del tercer armónico, aunque la potencia de este está 20dB por debajo de la potencia de la fundamental, por lo que cumple con los requerimientos establecidos.

#### 6.6.6. Pasaje de las líneas de transmisión a microstrips

Únicamente resta el pasaje de las líneas de transmisión ideales a líneas en microstrip como se hizo para la etapa de ganancia. Las características de la placa de cobre utilizada obviamente son las mismas pero se repiten por comodidad (cuadro 6.6.4). En el cuadro 6.6.5 se presentan la líneas originales y las correspondientes dimensiones de las líneas en microstrip para las adaptaciones de entrada y de salida de la etapa de potencia.



Freq=1250.000 MHz, Z0=50.00 Ohms, 2.50% tune step  
 Starting [Generator] Z is 50.00+j0.00  
 SERIES CAP 33.00 pF X=-j 3.86 ohms  
 SERIES TRL Z0=30.00 [Ohms] ANG=30.00 [deg] @Freq=1250.00  
 SHUNT OPEN TRL Z0=40.00 [Ohms] ANG=37.00 [deg] @Freq=1250.00  
 SHUNT OPEN TRL Z0=40.00 [Ohms] ANG=37.00 [deg] @Freq=1250.00  
 SERIES TRL Z0=35.00 [Ohms] ANG=45.70 [deg] @Freq=1250.00  
 SHUNT OPEN TRL Z0=35.00 [Ohms] ANG=44.60 [deg] @Freq=1250.00  
 SHUNT OPEN TRL Z0=35.00 [Ohms] ANG=44.60 [deg] @Freq=1250.00  
 Ending [Load] Z is 27.95+j2.68  
 Goal [Load] Z is 27.95+j2.70  
 VSWR=1.21, RL=20.38dB, ML=0.04dB  
 Max Network Q [curve] = 2.04

Figura 6.6.7: Adaptación de impedancia de salida. De  $Z_2 = 50\Omega$  a  $Z_L=27,686+j3,173$

| $\epsilon_r$ | espesor del dieléctrico (mm) | $tg(\delta)$ | espesor del cobre (mm) |
|--------------|------------------------------|--------------|------------------------|
| 4,55         | 1,0                          | 0,015        | 0,015                  |

Cuadro 6.6.4: Características de la placa de cobre - FR4

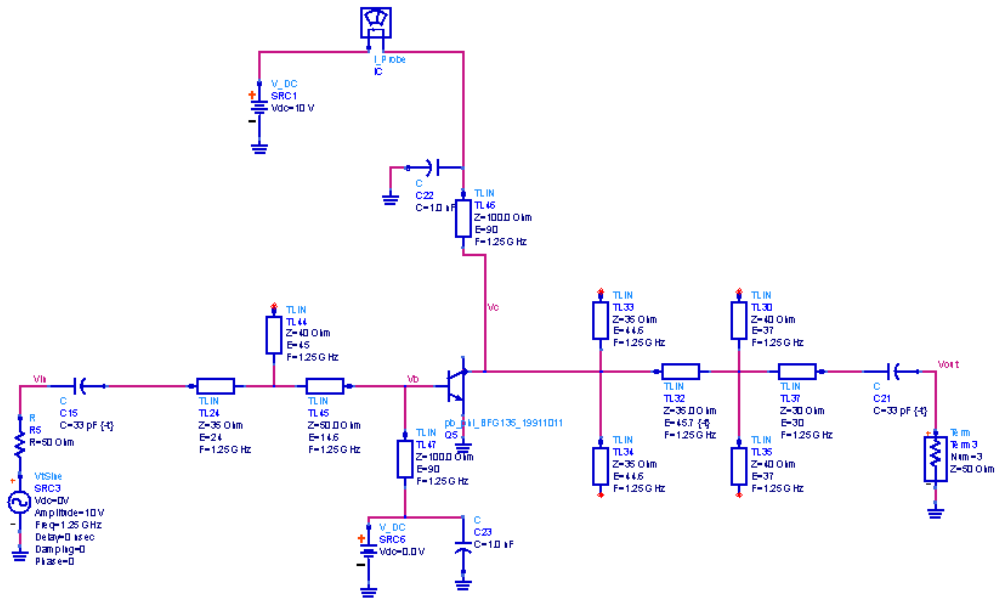


Figura 6.6.8: Circuito de la etapa de salida adaptada

| Entrada       | Línea ideal             |                                   | Línea microstrip |               |
|---------------|-------------------------|-----------------------------------|------------------|---------------|
|               | impedancia ( $\Omega$ ) | longitud eléctrica ( $^{\circ}$ ) | ancho (mm)       | longitud (mm) |
| T1 (serie1)   | 35                      | 24                                | 3,22             | 8,43          |
| T2 (abierto)  | 40                      | 45                                | 2,64             | 15,97         |
| T3 (serie2)   | 50                      | 14,6                              | 1,85             | 5,27          |
| <b>Salida</b> |                         |                                   |                  |               |
| T1 (abierto1) | 35                      | 44,6                              | 3,22             | 15,67         |
| T2 (abierto2) | 35                      | 44,6                              | 3,22             | 15,67         |
| T3 (serie1)   | 35                      | 45,7                              | 3,22             | 16,06         |
| T4 (abierto3) | 40                      | 37                                | 2,64             | 13,13         |
| T5 (abierto4) | 40                      | 37                                | 2,64             | 13,13         |
| T5 (serie2)   | 30                      | 30                                | 4,00             | 10,43         |

Cuadro 6.6.5: Cálculo de los microstrips de las adaptaciones de entrada y salida

En la figura 6.6.10 se observan las redes adaptaciones implementadas con los microstrips calculados.

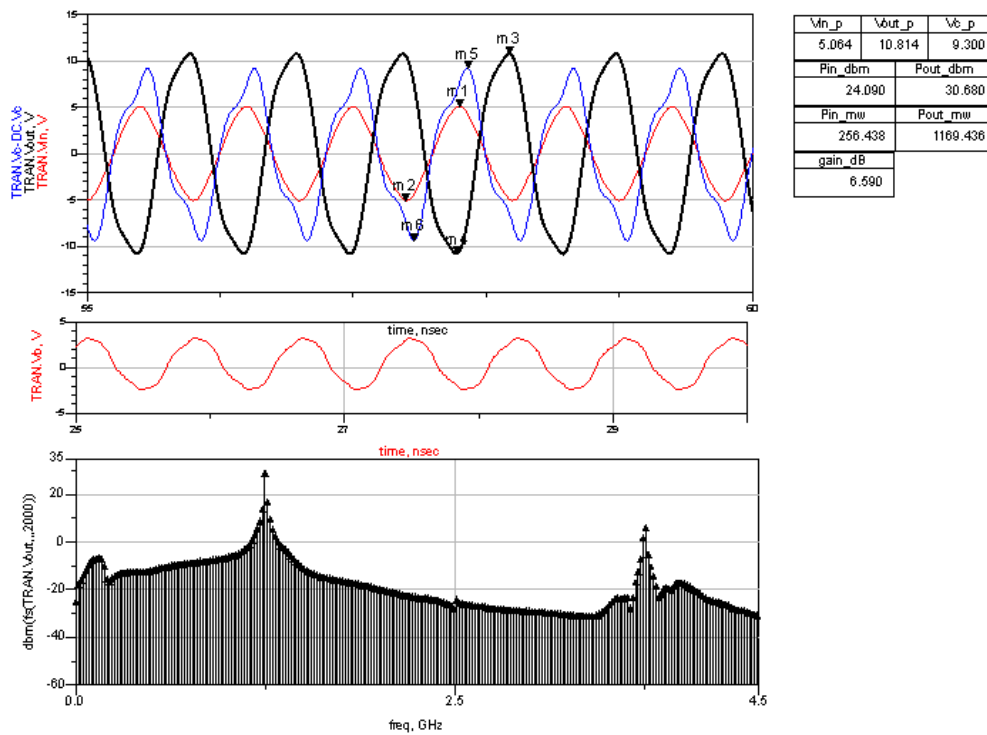


Figura 6.6.9: Simulación: Transitorio de la etapa de salida adaptada.

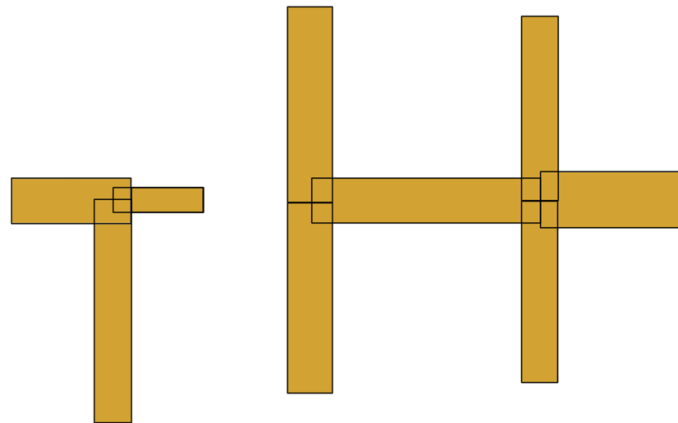


Figura 6.6.10: Adaptaciones de entrada y de salida implementadas en microstrips

Nuevamente se realizan las simulaciones anteriores pero reemplazando la líneas de transmisión por las líneas microstrip calculadas. Los resultados obtenidos coinciden exactamente con los previos.



## 6.7. Amplificador completo

Hasta aquí se han diseñado una etapa de ganancia y la etapa de salida. Como se manifestó en un par de oportunidades más atrás, la intención es armar con éstas, un amplificador capaz de entregar 1W a partir de 10mW. En el siguiente cuadro se listan nuevamente las características más relevantes de las etapas con la que se cuenta, con el fin de visualizar el problema globalmente.

|                                 | Etapa de ganancia |        | Etapa de salida |
|---------------------------------|-------------------|--------|-----------------|
| Transistor                      | BFR96             | BRF96S | BFG135          |
| Ganancia(dB)                    | 6,56              | 6,9    | 6,5             |
| Potencia máxima de salida (dBm) | 25,7              | 27,0   | 30,0            |
| Potencia máxima de salida (mW)  | 375               | 500    | 1000            |

Cuadro 6.7.1: Características de las etapas amplificadoras diseñadas

La etapa de salida teóricamente requiere una entrada de aproximadamente 24dBm para entregar 30dBm. Dado que la potencia de entrada es de 10dBm, lo anterior determina que las etapas de amplificación de señal previas a la de salida deben tener una ganancia de:  $24\text{dBm} - 10\text{dBm} = 14\text{dB}$ . Según las simulaciones se podría llegar a lograr esta ganancia mediante dos etapas que utilicen el transistor BFR96S, sin embargo se espera que las etapas del amplificador presenten en la realidad ganancias menores a las teóricas. Las razón para pensar de este modo es que las simulaciones se basan en modelos ideales en muchos aspectos, las dimensiones de los microstrips, la interconexión entre estos, etc; además, por otro lado, las magnitudes de los parámetros de los componentes tienen dispersión, lo que varía el diseño óptimo en cada caso. Pulir las no idealidades de las implementaciones respecto al diseño, así como realizar este último de modo de absorberlas, requiere de un proceso de experimentación y desarrollo. Por lo tanto si las ganancias son menores a las teóricas, serán necesarias tres etapas para lograr la potencia de entrada requerida en la etapa de salida, que además por la misma razón se espera que en realidad sea superior a 24bBm dada la menor ganancia de la etapa de salida. También se debe observar que luego de implementado el circuito se pueden modificar levemente las polarizaciones de los transistores y por lo tanto la ganancia.

La idea es entonces implementar el amplificador de tres etapas de ganancia para comprobar si se logra la potencia necesaria para manejar a la etapa de salida. Para luego, en caso de tener éxito, implementar el amplificador completo con mayores certezas sobre el mismo.

### 6.7.1. Simulaciones de las tres etapas de ganancia

El circuito de tres etapas se implementa repitiendo la etapa de ganancia. En las dos primeras se utilizan BFR96 y en la tercera BFR96S ya que éste puede entregar una potencia mayor. Si bien el BFR96 podría entregar la potencia requerida, sería necesario cambiar el diseño para obtener su máxima potencia. Se supone que estas etapas quedan adaptadas entre sí ya que individualmente todas se adaptan a cargas de  $50\Omega$ .

Los resultados de las simulaciones sobre este circuito se presentan en las figuras 6.7.2 y 6.7.1. La ganancia total del circuito se ajusta bastante con las ganancias individuales de cada etapa. La transferencia muestra una cresta en la frecuencia de operación, lo cual es alentador ya que es lo que se desea: amplificar en las frecuencias de interés y lo menos posible en el resto del espectro. Las simulaciones mostradas se realizaron con potencias de entrada menores a 10dBm para absorber las pérdidas esperadas en cada etapa del amplificador. Esto no coincide con la situación real donde las pérdidas son graduales y por lo tanto las potencias manejadas por cada etapa difieren de las simuladas, sin embargo el mayor interés es sobre el comportamiento de la tercer etapa que es la que trabaja con mayor potencia. Del mismo modo se procede más adelante al simular el amplificador completo donde el interés se centra en la potencia de la etapa de salida.

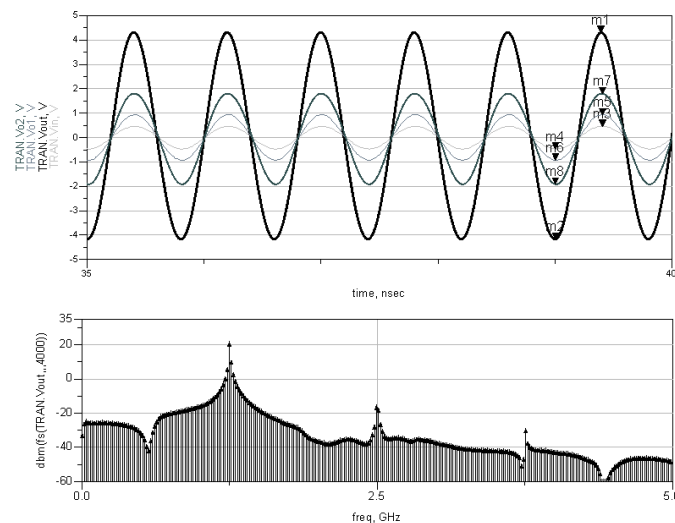


Figura 6.7.1: Simulación de las 3 etapas de ganancia - Transitorio

Amplificador de 3 etapas - Simulación AC

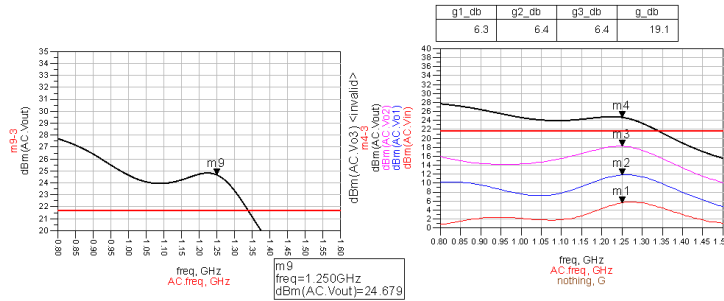


Figura 6.7.2: Simulación de las 3 etapas de ganancia - Transferencia

### 6.7.2. Simulaciones de las tres etapas de ganancia y la etapa de potencia

Se realizan la mismas simulaciones que para el circuito de 3 etapas pero agregando el circuito de la etapa de salida. Los resultados presentados en las figuras 6.7.3 y 6.7.4 demuestran un comportamiento similar a los de las simulaciones obtenidas con la etapa de salida por separado, aunque la presencia de armónicos es mayor debido a que las etapas anteriores tienen componentes armónicas y no así el generador utilizado en la simulación de la etapa de salida individual.

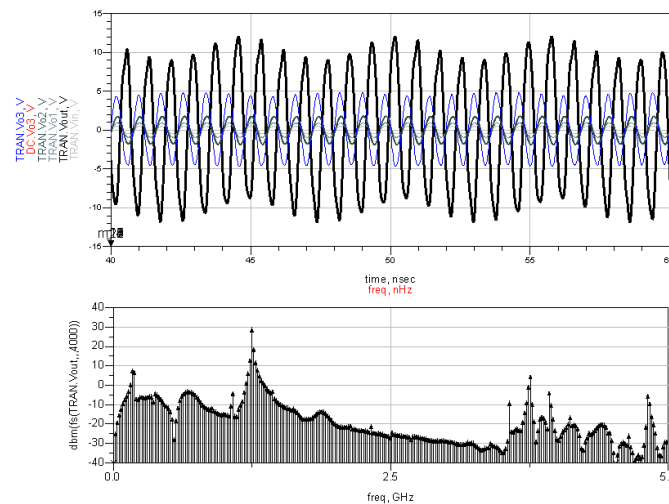


Figura 6.7.3: Simulación de las 3 etapas de ganancia con etapa de salida - Transitorio

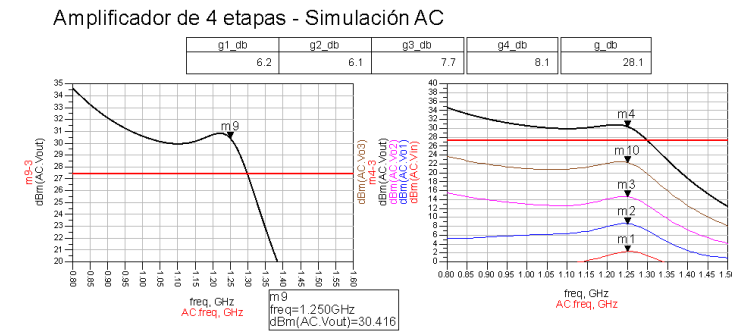


Figura 6.7.4: Simulación de las 3 etapas de ganancia con etapa de salida - Transferencia

### 6.7.3. Diseño del Layout del amplificador completo

A partir del esquemático del amplificador completo se hace el circuito impreso mostrado en la figura 6.7.5. Es importante notar que las redes de polarización de baja impedancia (presentes en los colectores) se realizan mediante líneas de microstrip de alta impedancia característica ( $100\Omega$ ) y longitud eléctrica de un cuarto de onda ( $90^\circ$ ), de modo que el cortocircuito en RF dado por el condensador a tierra es visto como un circuito abierto desde el lado de las redes de adaptación. De este modo las polarizaciones no influyen con las adaptaciones. También se debe observar que se hacen conexiones hacia el plano de tierra en algunos puntos clave del circuito: en las bases de los transistores, al lado de los extremos de los stubs cerrados, y rodeando al perímetro del amplificador.

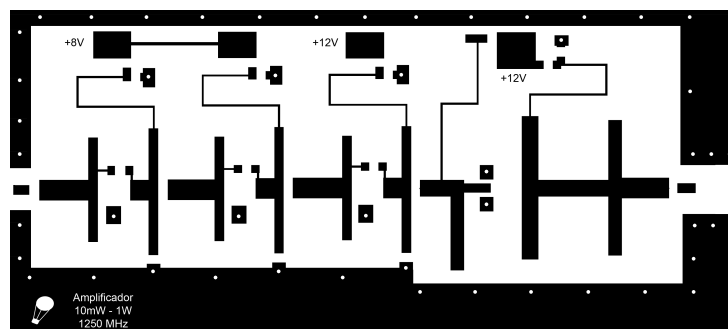


Figura 6.7.5: Amplificador de 4 etapas - Layout

#### 6.7.4. Implementación del circuito de 3 etapas

En la figuras 6.7.6 y 6.7.7 se presentan el layout y la foto del amplificador de 3 etapas construido.

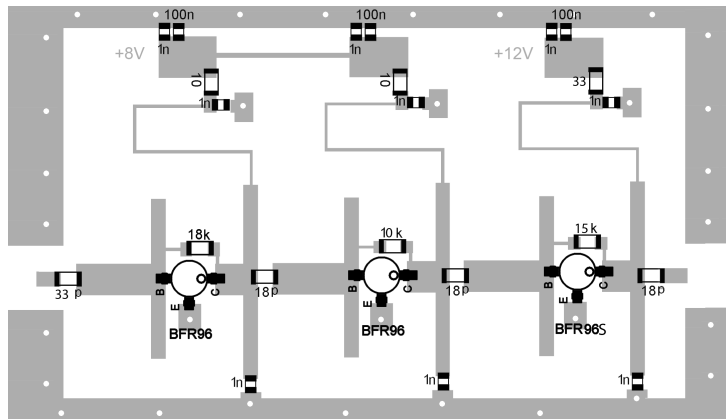


Figura 6.7.6: Amplificador de 3 etapas - Layout y componentes

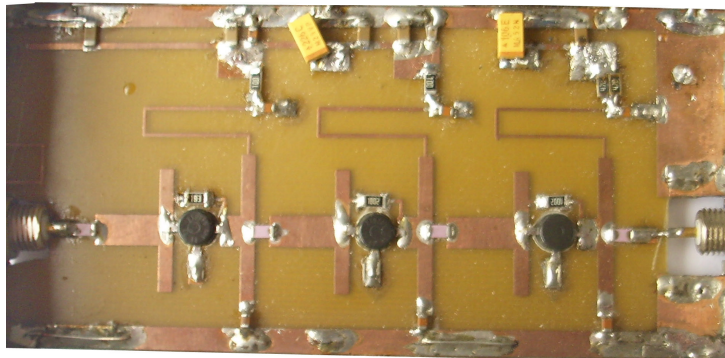


Figura 6.7.7: Amplificador de 3 etapas - Implementación

Luego de ajustar las polarizaciones a los valores presentados se logró obtener la potencia teórica necesaria para manejar la etapa de salida.

#### 6.7.5. Implementación del amplificador completo

El amplificador completo que se implementa es el mostrado en la figuras 6.7.8 y 6.7.9.

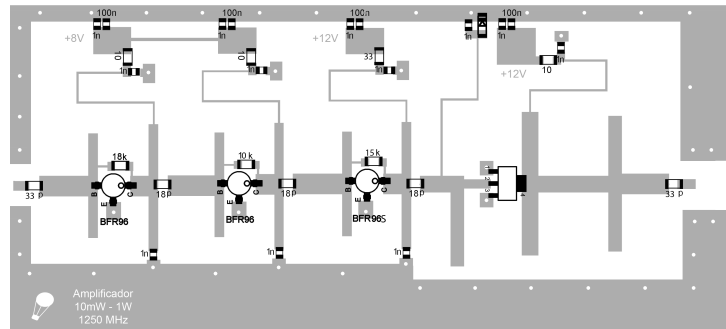


Figura 6.7.8: Amplificador de 4 etapas - Layout y componentes

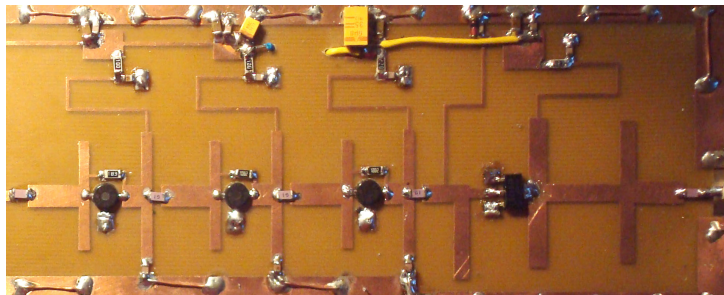


Figura 6.7.9: Amplificador de 4 etapas - Implementación

Las mediciones sobre este circuito arrojaron muy buenos resultados, siendo la potencia de salida lograda de 950mW (cf. Sección 9.2.6)

## 7. Alimentación

### 7.1. Protección de baterías

#### 7.1.1. Introducción

El dispositivo desarrollado actúa como limitador de baja tensión en baterías recargables. Las baterías de litio polímero, Ni-Cd o Ni-MH, cualquiera de ellas, tienen una tensión mínima que no se debe alcanzar. Si esto sucediese, en el mejor de los casos, la batería acumularía una menor carga para la que fue desarrollada. En el peor de los casos la batería quedaría inutilizada.

Para las baterías de litio polímero, la mínima tensión admisible es 2,7 V (descargada) por celda (4,23 V carga completa). Un límite de tensión razonable para las baterías de litio polímero sería de 3 V por celda.

Para las baterías de Ni-Cd la tensión mínima admisible es 0.9 V por celda. Un límite de tensión razonable para las baterías de Ni-Cd es 1 V por celda.

#### 7.1.2. Características del limitador

El hardware a diseñar, además de cortar el suministro de potencia a la carga, debe tener en cuenta el consumo de potencia.

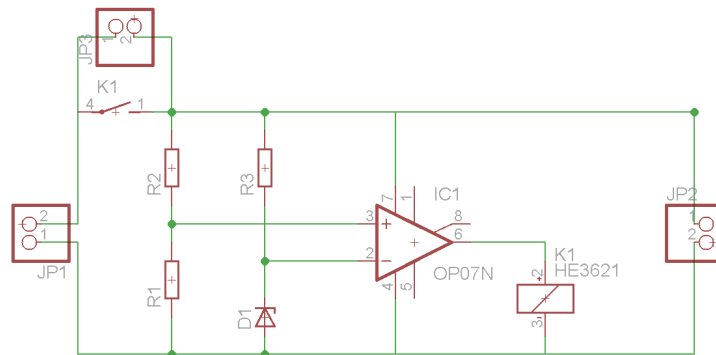


Figura 7.1.1: Esquemático - Protección de baterías

El sistema consta de un amplificador operacional configurado como comparador. En la pata inversora del operacional se mantiene una tensión constante por medio de un diodo zener en serie con una resistencia. El valor de la resistencia se elige de modo tal que la corriente en el zener no baje de los 3,5mA. Si suponemos que la mínima tensión admisible es 11,5V, la resistencia a colocar debe ser tal que cumpla lo siguiente:

$$R_3 = \frac{V_{cc} - 5,1}{3,5 \cdot 10^{-3}} \approx 1,8 K\Omega$$

En la pata no inversora se coloca una señal que representa la tensión de la fuente a controlar. Esta señal se obtiene de un divisor resistivo, tal que cuando haya una tensión de 11,5V en la fuente (baterías) se obtenga una tensión de 5,1V en la salida del divisor resistivo.

$$V_+ = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Con:

$$V_{cc} = 11,5V$$

$$R_1 = 8,2K\Omega$$

$$R_2 = 10K\Omega$$

Se obtiene una tensión  $V_+ = 5,18V$ . Por lo tanto con una tensión de fuente de 11,32V, obtenemos una tensión  $V_+ = 5,1V$ . Esta tensión hará conmutar la salida del operacional.

La salida del operacional esta conectada a la bobina de un relé de bajo consumo. La resistencia diferencial del contactor del relé es de  $1K\Omega$ , por lo que el consumo a 12V es de 12mA. Este es el relé con menor consumo que se encontró en plaza.

Debido a la caída de tensión que presentan las baterías por su resistencia interna, se debe colocar el contacto del relé a la entrada del circuito, cortando el suministro de potencia al operacional si la tensión de la fuente decae del umbral preestablecido. Para el arranque del sistema, se coloca un jumper (JP3), oficiando de botón de arranque. Supongamos por un momento que el contacto del relé no cortase el amplificador operacional, y éste siempre está alimentado a la fuente. Continuando con el razonamiento, supongamos que estamos entregando una potencia de 5W a una carga. Esta potencia entregada, hará caer la tensión de la fuente debido a su resistencia interna. Luego de un tiempo la fuente se descarga y en la pata  $V_+$  se tiene una tensión por debajo de la pata  $V_-$  haciendo conmutar la salida del operacional abriendo el contacto del relé. Automáticamente la tensión de las baterías se eleva ya que no circula corriente (salvo la corriente necesaria para el zener, el operacional y el divisor resistivo). Seguidamente en la pata  $V_+$  se tiene una tensión superior a la pata  $V_-$  haciendo conmutar la salida del operacional cerrando el contacto del relé. Esto produce un circuito inestable.

## 7.2. Potencia Consumida

Ensayos realizados al limitador, señalan que la potencia consumida es de 193,9mW (16,16mA - 12V).



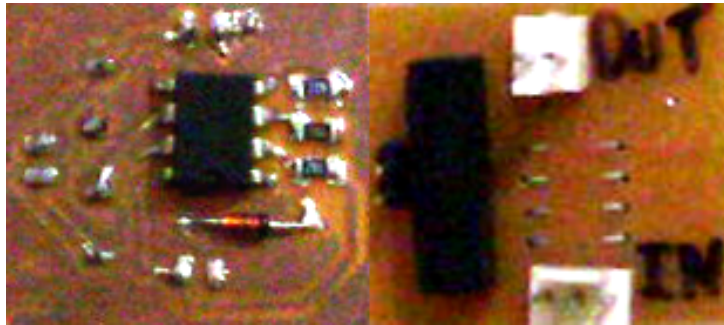


Figura 7.1.2: Hardware protección de baterías

Potencia consumida por el relé: 144 mW (12mA - 12V)

Potencia disipada por el divisor resistivo: 7,9mW (0,66mA - 12V)

Potencia disipada por el zener y resistencia en serie: 42mW(3,5mA - 12V)

### 7.2.1. Pruebas

Se realizó una prueba a 12 baterías (Pilas) marca Xion Ni-MH de 1.2V de 2900mAh, conectadas en serie, alimentando una carga de  $27\Omega$  10W.

Al comienzo de la prueba, se estima que las pilas están cargadas al 90 % de la carga máxima. El tiempo de la prueba fue de 3 horas y 3 minutos. Terminando la misma, cuando la tensión de las baterías llegaron al mínimo admisible (relé abierto).

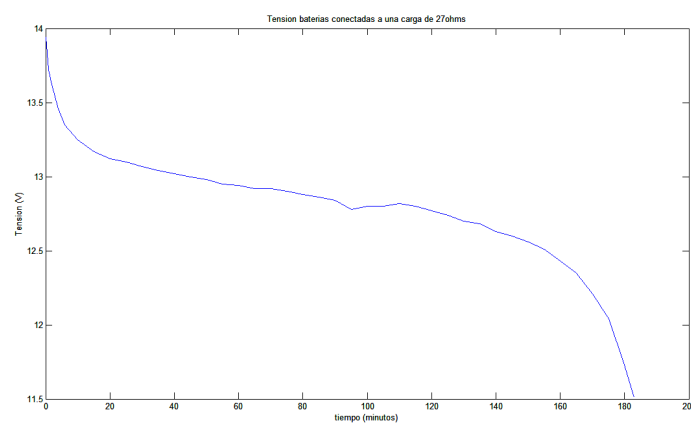


Figura 7.2.1: Tensión de las baterías estando conectadas a una carga de  $27\Omega$

### 7.3. Alimentación

El sistema transmisor-amplificador que se enviará en el globo, consume una corriente de 400mA a 12V - 4,8W.

De las pruebas realizadas, se concluye que se debe introducir un regulador de tensión a 12V, ya que sin él, las variaciones de tensión de las baterías no son despreciables.

Se agruparon 14 pilas recargables de Ni-Cd (ver figura 7.3.1).

La tensión máxima del pack es de 18,5 volt, siendo la tensión alimentando la carga de 16,7V, disminuyendo la tensión con características similares a la figura 7.2.1

Teniendo en cuenta que la tensión de las baterías es de 16,7V (valor máximo) bajo una corriente de 400mA, la potencia entregada por las baterías es de 6,68W.



Figura 7.3.1: Pack de 14 baterías Ni-Cd marca Xion

## 8. OSD - On Screen Display

### 8.1. Introducción

La función de este circuito es superponer texto, en tiempo real, en imágenes de video. Se lo pretende utilizar para recibir variables de estado y adjuntarlas como texto a la transmisión de video compuesto. Por lo tanto cuenta con una entrada y salida de video y una comunicación de datos con el exterior. Se intenta estandarizar la entrada de datos mediante un protocolo de comunicación conocido, como es el  $I^2C$ .

Para realizar dicha implementación se utiliza un micro-controlador PIC18F2550, un integrado LC74788, y la circuitería correspondiente.

### 8.2. Descripción

En la implementación del hardware se utiliza un esquemático dado por el fabricante, ver Figura 8.2.1. Dicho esquemático no cuenta con los valores de los componentes, por lo que, los mismos se calcularon en función de simulaciones, utilizando la herramienta Workbench, y esquemáticos encontrados de videograbadores marca JVC con integrados de características similares (LC74783).

#### • Circuit Using a Crystal Oscillator

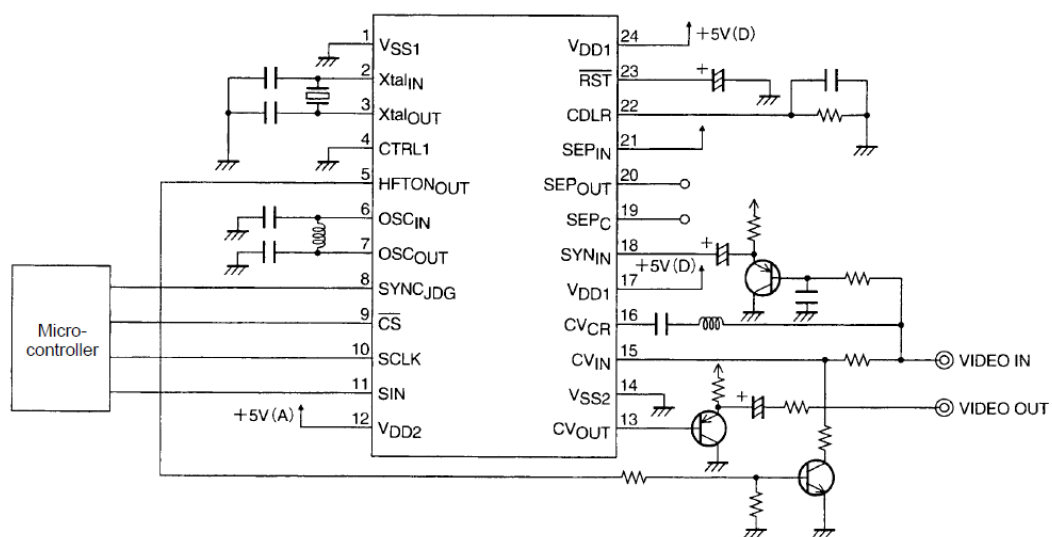


Figura 8.2.1: Esquemático de Conexión, Utilizando Cristal-Oscilador

En la hoja de datos del fabricante, se muestran tres configuraciones distintas. Dos son utilizando un oscilador externo y la restante configuración (Figura 8.2.1) es con un cristal de cuarzo de frecuencia de resonancia el doble o cuatro veces la frecuencia del formato de video a utilizar (se elige PAL-N -  $2f=7,164122\text{MHz}$ ).

Se utiliza un microcontrolador de MICROCHIP, es uno de los PIC que permiten su programación y/o comunicación por el puerto USB de la computadora.

El sistema fue editado y compilado en un entorno de programación del mismo proveedor. El editor es MPLAB Integrated Development Environment, disponible en [www.microchip.com](http://www.microchip.com), el cual utiliza un compilador específico de esta serie de PIC, que es MPLAB C18 C Compiler, con su versión académica, la cual es gratuita.[5]

Primeramente para la poder realizar la programación por el puerto USB, se tiene que actualizar el firmware de dicho PIC, esto es realizado con otro controlador, el cual se encarga de dicha operación.

Para poder realizar la programación se debe instalar el driver del PIC-USB (MCHPUSB Custom Driver) en la PC para que reconozca que es lo que se le está conectando, y a la hora de programar se utiliza Pdfsub (versión DEMO), su funcionamiento es muy sencillo, y las fuentes de ambos archivos se encuentran en la página de MICROCHIP [6].

El PIC recibe, desde el exterior, los datos y características de lo que se quiere desplegar en pantalla, en este caso se utiliza el protocolo de comunicación  $I^2C$ . De igual forma se podría configurar que la comunicación sea por SPI, ya que comparten pines del PIC y la modificaciones serían solamente de software y no de hardware.

La comunicación con el host se planteó de la siguiente manera:



Figura 8.2.2: Secuencia de Recepción de Datos

1. Byte reservado para definir que tarea debe realizar el OSD, ya sea escribir en pantalla, borrar pantalla, editar tamaños de letras, colores, etc. Queda abierto a varias opciones es sólo definirlas e implementarlas

cambiando configuración con los comandos enviados al chip OSD. En esta primera implementación solamente recibiremos los comandos de escritura (00H) y de borrar pantalla (0FH).

2. En caso de escritura, este byte queda reservado para la cantidad de caracteres que se desea escribir, los espacios en blanco son considerados como caracteres.
3. Se define con este byte la posición horizontal que se quiere comenzar a escribir.
4. Posición vertical inicial de la escritura.
5. Se reciben de forma serial el código ASCII de los caracteres a escribir en pantalla, la cantidad de estos va a depender del punto 2. Según la hoja de datos del integrado el caracter de espacio es el número hexadecimal FE, el caracter transparente es el número FF

Una vez terminada la recepción de los caracteres, se finaliza la comunicación  $I^2C$  con el host.

El PIC guarda en un buffer esta secuencia de datos recibidos y continúa con la decodificación de los mismos y comunicación con el integrado OSD. Tendrá que enviar los caracteres, posiciones y distintas configuraciones que se quiera imprimir en pantalla.

Ninguno de estos protocolos de comunicación fue implementado, ya que precedía la prueba del OSD a partir de datos guardados en memoria. La idea era que después de probada la etapa de escritura en pantalla, la cual no fue exitosa, se implementaría dicha comunicación. De todas formas en la librería del MPLAB está disponible el archivo `i2c.h` lo cual facilita el uso de este protocolo.

A continuación se describen las subrutinas implementadas en lenguaje C:

- `InicializarCmd()`: Se definen los comandos de configuración inicial del integrado OSD (ver hoja de datos del chip).
- `InicializarBuf()`: Se pretendía que luego de un reset, la placa desplegara en pantalla lo que se le especificara, en este caso solamente una letra al azar, pero no se pudo comprobar. Se podría escribir el string que se quisiese.

- `inicializarPuerto()`: Esta subrutina se encarga solamente de inicializar el puerto B, define los pines que son de salida y los que son de entrada (ver hoja de dato del micro-controlador).
- `delay_200ns()`: Implementa un retardo mayor a 200 ns, se realizó solamente con un par de `nop()` ya que al probarlo con el osciloscopio teníamos que una instrucción `nop` demoraba más que 200 nano segundos y por seguridad le agregamos otro `nop()` más (estaría cubriendo los requerimientos de tiempo del chip OSD, mayor a 200 ns).
- `DelayXus(int x)`: Se utiliza de la librería `delay.h` la subrutina `Delay10TCYx`, siendo el periodo de instrucción  $TCY = 4/(frecuencia\_oscilador)$ , en este caso la frecuencia del oscilador es de 4 MHz. Esta función introduce retrasos medidos en múltiplos de periodos de instrucción. La función `delayXus` instancia varias veces (x veces) esta función, logrando un retardo de aproximadamente múltiplos de micro segundos.
- `outSerial(fbyte, sbyte)`: esta subrutina se encarga de enviar los datos al chip OSD, se le pasan como parámetros el primer y segundo byte que se quieren enviar (recordar que por dato, el integrado recibe dos bytes). El pin del puerto B por el cual el PIC envía los datos es el correspondiente al bit 3 (`Portb.3`), por lo que se implementa un algoritmo con shift para enviar los datos de forma serial por esa pata. Se encarga además de empaquetar la información contenida en la memoria y enviarla a la subrutina `outserial(fbyte,sbyte)`. En caso de finalizarse la columna en la que se está escribiendo, se incrementa en uno la posición de las filas y se comienza a escribir desde la primer posición de las columnas. Y en caso de finalizarse las filas se comienza de la primer columna y primer fila (posición  $x=0$  e  $y=0$ ). En esta subrutina se manejan las salidas: CS, SCLK, SIN, respetando los tiempos del chip OSD, éstas son referenciadas en `defs.h` con los pines correspondientes del Puerto B.
- `leerInstruccion()`: lee los datos guardados en memoria (en teoría los recibidos desde el exterior), aquí se toman los byte del array "*buf*" y se sigue la secuencia que explicaremos mas adelante. Los bytes son recondicionados para que el integrado OSD entienda que tipo de comando esta recibiendo (si es un comando de posicionamiento, de escritura, o de configuración, etc). La comunicación entre el chip y el PIC se realiza de forma serial.
- `Confini()`: Se encarga de enviarle a `outSerial()`, de forma ordenada, los comandos de inicialización.

### 8.3. Implementaciones

#### 8.3.1. OSD ver 0.1

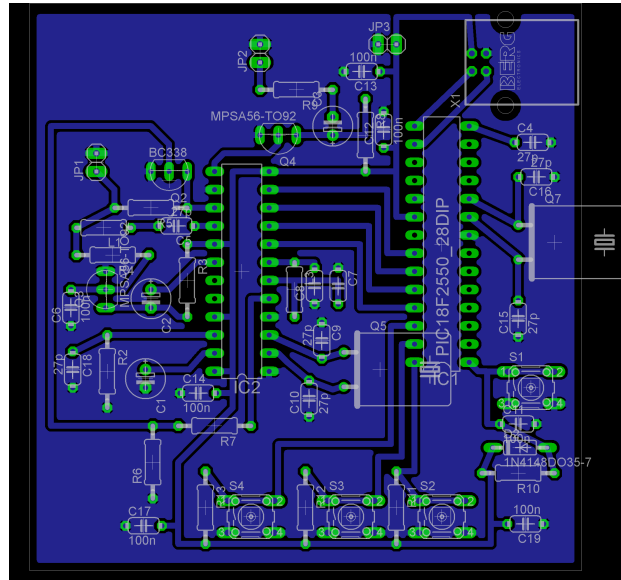


Figura 8.3.1: PCB - OSD Versión 0.1

Cabe destacar, que las dimensiones del integrado no son las convencionales. A simple vista (en la hoja de datos), se ve como package DIP de 24 patas, pero no lo es. Es un package DIP24S, las dimensiones son sensiblemente menores a el DIP24 convencional y no existen en plaza zócalos de este tipo. La placa mostrada en la Figura 8.3.1 se termina de realizar sin prever que las dimensiones no eran las correctas. Es claro que no se logra soldar el integrado, sin embargo, se utiliza el bloque del micro-controlador (PIC) como placa de prueba, programación y validación del PIC.

Esta placa cuenta con 3 botones conectados a pines del puerto B del PIC y otro botón al reset del mismo. Los cuales permitieron simular, probar en diferentes circunstancias, y validar parte de la programación.

Para solucionar el problema del tamaño del zócalo, se procedió a modificar la placa, resultando una nueva versión 0.2 (ver Figura 8.3.2).

#### 8.3.2. OSD ver 0.2

En esta nueva versión se agregaron salidas/entradas al PIC para futuros usos. Es preciso decir que estas placas construidas no son las definitivas ya que no cuentan con los protocolos de comunicación  $I^2C$  ni SPI.

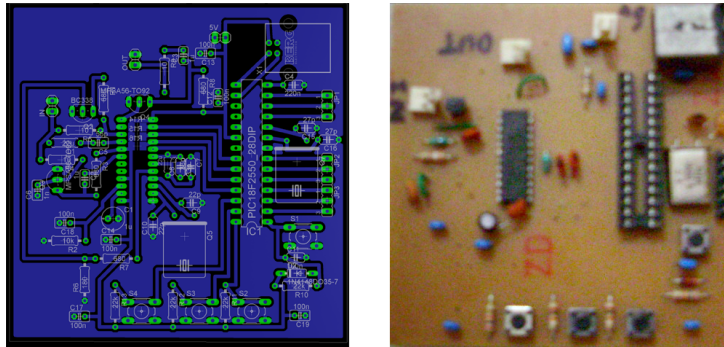


Figura 8.3.2: PCB - OSD Versión 0.2

**Puesta en marcha del OSD ver 0.2** Funcionando correctamente el software del PIC, se procedió a inyectar una señal de video en la entrada de la tarjeta OSD, obteniendo a la salida ninguno de los resultados esperados, no se visualizaba ninguna señal de video a la salida. Analizando la placa, se detectó que el cristal de cuarzo no estaba oscilando.

Se realizaron las siguientes tareas para intentar de resolver dicho problema:

- Se cambia el cristal por otro de la misma frecuencia. Los cristales de cuarzo son sensibles con la temperatura (se supuso que se había dañado al soldarlo), de igual forma no se logra que el cristal oscile.
- Se cambia el cristal por otro de 4 veces la frecuencia de la señal de video (PAL-N  $4f_c$ ), sin resultados positivos.
- Se sustituyen los condensadores del cristal, de 22pF, que se conectan a tierra, por otros de capacidad variables. No se detecta señal de oscilación, ni por lo tanto señal de video a la salida del integrado.

Luego de varias modificaciones y pruebas, no se logra obtener señal de video a la salida del OSD.

Algo sumamente curioso es que, al retirar la alimentación del OSD y dejando conectada la entrada de video, se obtenía a la salida, una copia de la señal de entrada, pero con mucho ruido. Lo mismo sucedía si se dejaba la placa alimentada y se llevaba la pata reset (RST) del OSD a tierra. Para este entonces se concluye que el integrado estaría quemado, debiendo esperar un tiempo significativo en la realización de la nueva placa, ya que no se contaba con otro integrado LC74788 de reserva. La espera de éste, nos lleva a una nueva versión de la placa.



### 8.3.3. OSD ver 0.3

La nueva versión del OSD (versión 0.3) incorpora un puerto de comunicación  $I^2C$ . Por este puerto de comunicación se recibirá la trama de información conteniendo los caracteres que se deseen imprimir en pantalla.

#### Puesta en marcha del OSD ver. 0.3

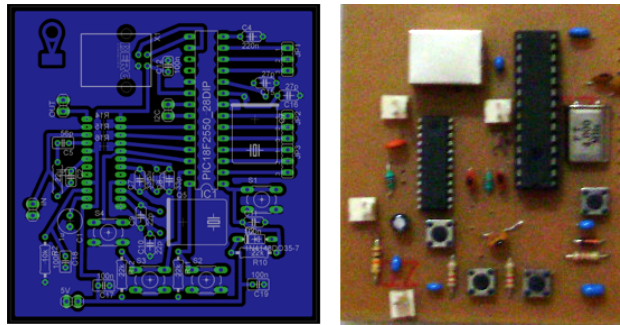


Figura 8.3.3: PCB - OSD Versión 0.3

Con la introducción del nuevo puerto de comunicación, se debió reacondicionar el software del PIC, ya que se eligieron nuevas salidas para comandar el Integrado del OSD, debido a que se solapaban con las patas del puerto de comunicación. En la versión 0.1 y 0.2 se estaba usando la pata 22 del PIC, para la transferencia de datos al chip OSD (señal SIN). Esta pata del PIC junto con la pata 21, son compartidas entre el puerto B y el puerto de comunicación  $I^2C$ .

Salvado este problema, se procedió a verificar la hipótesis de que el anterior integrado estaba dañado. Se obtuvo el mismo resultado que en la versión anterior, pantalla en negro, ninguna señal a la salida del OSD y el cristal no oscilaba. Dado que no encontrábamos el error, decidimos cambiar la configuración del OSD. En vez de utilizar el reloj interno, optamos por retirar el cristal e inyectar una señal sinusoidal de 7,164122MHz, para esto se utiliza un generador externo. Para que ésto funcione, se debe cambiar la pata 4 del OSD de tierra a  $V_{CC}$ , así el mismo reconoce que se va a utilizar una señal externa. Hay que recordar que la pata 2 y 3 se usaban para conectar el cristal, en la nueva configuración, la pata 2 es usada como entrada de la señal exterior y la pata 3 como mute (Ver Anexos). Conectando la alimentación y la señal de video a la entrada (estando la pata de mute flotando), no se lograba obtener ninguna imagen a la salida del OSD. En cambio cuando se lleva la pata mute a  $V_{CC}$ , se obtenía una señal clara y amplificada de la señal de video que estábamos introduciendo.

Un primer problema fue resuelto, se concluye que la pata mute impide la salida de video. Sabiendo que la pata mute debía estar por encima de la tensión de tierra, se prueba usar la configuración de reloj interno, pero levantando de forma manual, por medio de un divisor resistivo (dos resistencias de  $18K\Omega$ ) la tensión del pin 3 a  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Resultado: no se obtiene señal a la salida del OSD. En fin, no se logra hacer funcionar el OSD, tenemos muchas suposiciones pero por falta de tiempo y de priorización de tareas, no logramos implementarlas.

## 8.4. Breve descripción del LC74788

Este integrado soporta 12x18 puntos por caracter y 12x24 caracteres en pantalla. A continuación una breve descripción del funcionamiento del integrado. Observación: No quitarle importancia a la hoja de datos del integrado.

### 8.4.1. Características

- Formato de imagen: 24 caracteres por 12 filas
- Formato del caracter: 12 puntos horizontales, 18 puntos verticales.
- 128 Fuentes de caracteres.
- Texto parpadeante (dos modos, 0.5 y 1 segundo).
- 8 colores de fondo.
- Entrada de control exterior: entrada serial de 8-bit.
- Salida de video - NTSC, PAL, PAL-N, PAL-M

### 8.4.2. Descripción de los pines del integrado.

1. Ground ( $VSS_1$ ): Conexión de tierra.
2. Xtal(IN): Esta pata se usa para conectar el cristal y los condensadores que formarán el circuito externo del oscilador de cristal para generar el sincronismo interno, o para conectar una entrada de señal de reloj externa (2fsc o 4fsc).
3. Xtal(OUT): Esta pata se usa en conjunto con la pata 1 del integrado, para conectar el cristal y los condensadores que formarán el circuito. Si se está usando la pata 2 como entrada un reloj externo de  $2f_c$  o  $4f_c$ , la pata 3 se la puede usar en modo mute.

4. Crystal oscillator input switching ( $CTRL_1$ ): Sirve para fijar cual será el reloj a usar. Una señal en alto especifica que el reloj a usar será externo. Una señal en bajo usará el reloj interno.
5. Background line output ( $HFTON_{OUT}$ ): Genera las tensiones de salida para generar el color deseado para el fondo de pantalla.
6. LC oscillator ( $OSC_{IN}$ ): Se deben colocar una inductancia y condensadores para generar el clock.
7. LC oscillator ( $OSC_{OUT}$ ): Se deben colocar una inductancia y condensadores para generar el clock.
8. External synchronizing signal judgment output ( $SYNC_{JDG}$ ): Señal de salida indicando la presencia/ausencia de sincronismo. Una señal en alto informa presencia de sincronismo.
9. Enable input ( $CS$ ): Pin de habilitación de entrada de datos serie al circuito. La entrada de datos está activada cuando el pin tiene un nivel bajo en la entrada. Se debe agregar una resistencia de pull-up. (Esta entrada tiene características de histéresis.)
10. Clock input( $SCLK$ ): Entrada de reloj para los datos.
11. Data input ( $SIN$ ): Entrada de datos serial.
12. Power supply ( $VDD_2$ ): Fuente de alimentación del sistema.
13. Video signal output ( $CV_{OUT}$ ): Salida de video compuesto.
14. Ground ( $VSS_2$ ): Conexión de tierra.
15. Video signal input ( $CV_{IN}$ ): Entrada de video compuesto.
16. Video signal input ( $CV_{IN}$ ): Entrada de cromitancia.
17. Power supply ( $VDD_1$ ): Fuente de alimentación del sistema.
18. Sync separator circuit input ( $SYN_{IN}$ ): Entrada de video compuesto para uso interno del integrado.
19. Sync separator circuit bias voltage ( $SEP_C$ ): Entrada de video compuesto para uso interno del integrado.
20. Composite synchronizing signal output ( $SEP_{OUT}$ ): Salida del sincronismo del video.

21. Vertical synchronizing signal input ( $SEP_{IN}$ ): Entradas de la señal de sincronización vertical creado por la integración de la señal de  $SEP_{OUT}$  pin de salida.
22. Background color phase adjustment ( $CCLR$ ): Ajuste de fase para el color de fondo de pantalla. Se debe conectar una resistencia entre este pin y tierra.
23. Reset input ( $RST$ ): Reset del integrado, se debe agregar un condensador entre este pin y tierra.
24. Power supply ( $VDD_1$ ): Fuente de alimentación del sistema.

**Timing Characteristics at  $T_a = -30$  to  $+70^\circ\text{C}$ ,  $V_{DD1} = 5 \pm 0.5\text{ V}$**

| Parameter                 | Symbol        | Conditions                                                | Ratings |     |     | Unit          |
|---------------------------|---------------|-----------------------------------------------------------|---------|-----|-----|---------------|
|                           |               |                                                           | min     | typ | max |               |
| Minimum input pulse width | $t_{W(SCLK)}$ | SCLK                                                      | 200     |     |     | ns            |
|                           | $t_{W(CS)}$   | $\overline{CS}$ (The period when $\overline{CS}$ is high) | 1       |     |     | $\mu\text{s}$ |
| Data setup time           | $t_{SU(CS)}$  | $\overline{CS}$                                           | 200     |     |     | ns            |
|                           | $t_{SU(SIN)}$ | SIN                                                       | 200     |     |     | ns            |
| Data hold time            | $t_{H(CS)}$   | $\overline{CS}$                                           | 2       |     |     | $\mu\text{s}$ |
|                           | $t_{H(SIN)}$  | SIN                                                       | 200     |     |     | ns            |
| One word write time       | $t_{word}$    | The time to write 8 bits of data                          | 4.2     |     |     | $\mu\text{s}$ |
|                           | $t_{wt}$      | The RAM data write time                                   | 1       |     |     | $\mu\text{s}$ |

#### Serial Data Input Timing

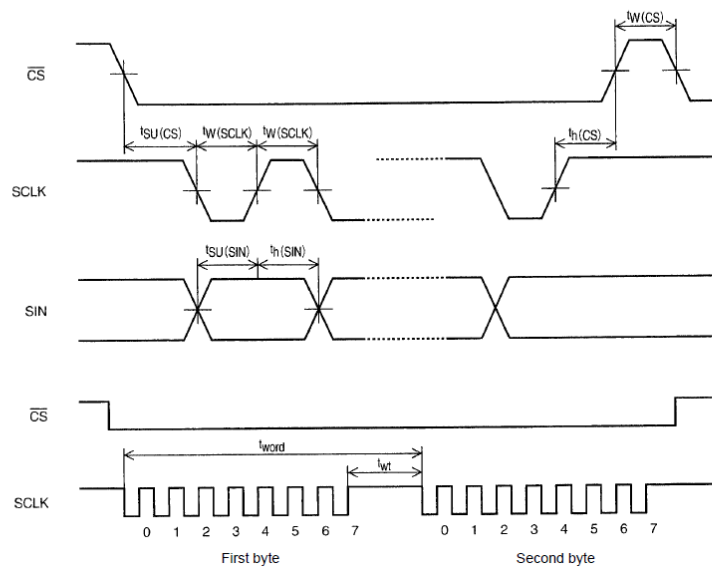


Figura 8.4.1: Tiempos mínimos a respetar en la comunicación serial con el integrado OSD

### 8.4.3. Breve descripción de los Comandos y Protocolos.

Los comandos de control de pantalla tienen un formato de 8 bits y se transfieren mediante datos serie. Los comandos consisten en un código de identificación de comandos en el primer byte de datos y comandos en los bytes siguientes.

Para una descripción detallada de cada uno de los comandos, se debe leer la hoja de datos (datasheet) del integrado LC74788.

- Comando 0: Posición en pantalla del caracter a escribir.
- Comando 1: Caracter a escribir (en ASCII).
- Comando 2: Comando para elección del tamaño vertical del caracter.
- Comando 3: Comando para elección del tamaño vertical del caracter.
- Comando 4: Comando para borrado de pantalla, selección de clock, borrado de registros.
- Comando 5: Comando para selección de sistema de video (primer byte).  
Ajuste de las características del fondo de pantalla (segundo byte)
- Comando 6: Comando para sincronismo.
- Comando 7: Comando para control interno.
- Comando 8: Comando para control interno.
- Comando 9: Comando para control interno.
- Comando 10: Comando para control interno.

## 9. Resultados

El objetivo de esta sección es presentar los resultados obtenidos en las mediciones, dando en una primera instancia una breve descripción de los instrumentos utilizados para las mismas.

### 9.1. Instrumentos de medida

Se listan a continuación los principales instrumentos utilizados para realizar las medidas.

- Agilent 8546A - Analizador de espectro
- Bird Thruline 43 - Medidor de potencia
- Hewlett Packard 436A - Medidor de potencia
- Acoplador

#### **Analizador de espectro Agilent 8546A**

Un analizador de espectro es un sistema capaz de visualizar y dar información en tiempo real acerca del espectro de una señal. El analizador fue utilizado para verificar la frecuencia de oscilación de los transmisores y comprobar el estado de los armónicos. En la figura 9.1.1 se muestra una imagen del mismo.



Figura 9.1.1: hp8546a

El equipo cuenta con tres bandas de trabajo que permiten cambiar el rango de frecuencias a utilizar, dependiendo de la banda de trabajo seleccionada el equipo es capaz de mostrar espectros de señales que se encuentren entre los 9KHz y los 6,5GHz.

### **Bird Thruline 43**

El instrumento Bird Thruline es utilizado para medición de potencia, el mismo permite realizar mediciones tanto de la potencia directa como reflejada. El rango de operación del mismo es seleccionado mediante elementos que se colocan para este fin. Dependiendo del elemento utilizado, se podrá variar su fondo de escala desde los 100mW hasta los 10KW. En términos de frecuencia su rango de operación varia entre los 450KHz y los 2,7GHz dependiendo del elemento utilizado. El error relativo de la medición es de  $\pm 5\%$  del fondo de escala seleccionado. En la figura 9.1.2 se muestra una imagen del instrumento.



Figura 9.1.2: Bird Thruline 43

### **Hewlett Packard 436A**

Este instrumento es un medidor de potencia de propósito general, capaz de realizar medidas de forma manual o automática. Para su funcionamiento es necesario un sensor de potencia que determina cual es el rango de frecuencia y potencia en el que se trabaja. Dependiendo del sensor utilizado el instrumento es capaz de medir potencias que van desde los -70dBm (100pW) hasta +44dBm (25W) y frecuencias de hasta 50GHz. La precisión del instrumento es de  $\pm 5\%$  (modo watt) y de  $\pm 0,02dB \pm 0,001dB/C$  (modo dBm). En la figura 9.1.3 se muestra una imagen del instrumento utilizado.



Figura 9.1.3: HP 436A

### Acoplador

Se construyó un acoplador para poder realizar medidas de la potencia radiada de forma rápida y cómoda. Si bien las medidas realizadas con el mismo no son precisas y no serán utilizadas para validar los resultados esperados, se utilizó en varias oportunidades con el fin de obtener un estimativo de las mismas. El fondo de escala del mismo es aproximadamente 1W. En la sección G.5 se presenta el proceso de construcción del mismo. En la figura 9.1.4 se muestra una imagen del instrumento construido.



Figura 9.1.4: Acoplador y carga fantasma de 50Ω



## 9.2. Resultados

A continuación se presentan los resultados obtenidos en las mediciones. Para interpretar dichos resultados de forma correcta se deben considerar las siguientes definiciones:

**Potencia agregada (Power added):**

$$PA = \text{Potencia entregada} - \text{Potencia de entrada} = P_{OUT} - P_{IN}$$

**Eficiencia de potencia agregada (Power added efficiency):**

$$PAE = \frac{\text{Potencia agregada}}{\text{Potencia consumida}} = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{DC}}$$

El diseño y los resultados de las simulaciones de los circuitos se detallan en la sección 6.7.5. De todas formas los resultados esperados son presentados nuevamente aquí con el fin de facilitar la comparación de los mismos.

En primera instancia se presentará los resultados obtenidos en la medición del circuito oscilador implementado, ya que la salida del mismo será la señal de entrada a todos los amplificadores medidos. Luego se presentará uno a uno los resultados obtenidos para los amplificadores implementados.

### 9.2.1. Oscilador

Antes de mostrar los resultados obtenidos en las mediciones del oscilador, es importante recordar que el mismo se hizo en base a circuitos osciladores ya existentes, siguiendo las instrucciones proporcionados por su autor para la construcción del mismo (cf. Sección G.1). Los resultados obtenidos en las mediciones serán comparados con los resultados proporcionados por su autor.

En la figura 9.2.1 se muestra el esquema de conexión utilizado para realizar las mediciones de potencia.



Figura 9.2.1: Esquema de conexión para tomar la medida de potencia.

Se utilizó un atenuador de 10dB como medida de precaución para proteger el equipamiento de medida. Una vez tomadas las medidas se debe sumar a

la potencia en dBm el término correspondiente al atenuador para obtener la potencia real de salida.

| Resultados de medición |                |                         |                          |
|------------------------|----------------|-------------------------|--------------------------|
|                        | Atenuador (dB) | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada (dBm) |
| Experimental           | 10             | 1,2                     | 0,8                      |

Cuadro 9.2.1: Resultados de medición

La potencia real entregada por el oscilador se muestra en el cuadro 9.2.2.

| Resultados                 |                         |                          |
|----------------------------|-------------------------|--------------------------|
|                            | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada (dBm) |
| Proporcionada por el autor | 50                      | <b>16,9</b>              |
| Experimental               | 12                      | <b>10,8</b>              |

Cuadro 9.2.2: Resultados de medición

### 9.2.2. Amplificador de 500mW

El esquema de conexión utilizado para la medición se puede ver en la figura 9.2.2.



Figura 9.2.2: Esquema de conexión para tomar la medida de potencia.

| Resultados de medición |                 |                         |                          |
|------------------------|-----------------|-------------------------|--------------------------|
|                        | Atenuador (dBm) | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada (dBm) |
| Experimental           | 10              | 15                      | 11,8                     |

Cuadro 9.2.3: Resultados de medición

La potencia real entregada por el oscilador se muestra en el cuadro 9.2.4.

| Resultados                 |                         |                          |
|----------------------------|-------------------------|--------------------------|
|                            | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada (dBm) |
| Proporcionada por el autor | 500                     | <b>27</b>                |
| Experimental               | 150                     | <b>21,7</b>              |

Cuadro 9.2.4: Resultados de medición

### 9.2.3. Amplificador 700mW (IK1HGI)

El esquema de conexión utilizado para la medición se puede ver en la figura 9.2.3.



Figura 9.2.3: Esquema de conexión para tomar la medida de potencia.

En esta experiencia se mide la potencia entregada por el amplificador mencionado y la ganancia que se obtiene con el mismo. Para esto se utiliza como entrada la señal de salida del primer oscilador presentado.

| Resultados de medición |                |                 |                  |                   |
|------------------------|----------------|-----------------|------------------|-------------------|
|                        | Atenuador (dB) | P entrada (dBm) | P entregada (mW) | P entregada (dBm) |
| Experimental           | 10             | 10,8            | 12,3             | 10,87             |

Cuadro 9.2.5: Resultados de medición

La potencia real entregada por el oscilador se muestra en el cuadro 9.2.6.

| Resultados                 |                 |                  |                   |
|----------------------------|-----------------|------------------|-------------------|
|                            | P entrada (dBm) | P entregada (mW) | P entregada (dBm) |
| Proporcionada por el autor | 17              | 700              | <b>28,4</b>       |
| Experimental               | 10,8            | 120,3            | <b>20,87</b>      |

Cuadro 9.2.6: Resultados de medición

Se podrá presentar entonces la ganancia del amplificador construido como:

$$G_{dB} = P_{OUT} - P_{IN} = 10,8dB - 20,87dB = 10,07dB$$

#### 9.2.4. Amplificador de 3 etapas

Como entrada al amplificador se utiliza una señal con una potencia de  $10dBm$  ( $10mW$ ) y los resultados se muestran en el cuadro 9.2.7

| Resultados   |                           |                         |                         |
|--------------|---------------------------|-------------------------|-------------------------|
|              | Potencia de entrada (dBm) | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) |
| Simulación   | 10                        | 490                     | <b>26,9</b>             |
| Experimental | 10                        | 300                     | <b>24,6</b>             |

Cuadro 9.2.7: Comparación entre la potencia obtenida y la esperada

A partir de las simulaciones se espera que el amplificador tenga una eficiencia de 30 %. En la práctica el amplificador construido consume una potencia total de 1,8W, resultando en una PAE:

$$PAE = \frac{300mW - 10mW}{1800mW} = 0,161$$

Se presenta la comparación de estos resultados en el cuadro 9.2.8.

| Eficiencia   |                         |                        |                |
|--------------|-------------------------|------------------------|----------------|
|              | Potencia consumida (mW) | Potencia agregada (mW) | Eficiencia (%) |
| Simulación   | 1574                    | 480                    | <b>30</b>      |
| Experimental | 1800                    | 290                    | <b>16,1</b>    |

Cuadro 9.2.8: Comparación entre la eficiencia obtenida y la esperada

#### 9.2.5. Amplificador de potencia

A continuación se comentan los resultados obtenidos, considerando únicamente la etapa de potencia.

Se utilizó como entrada al amplificador una señal con una potencia de  $300mW$  ó  $24,6dBm$  y los resultados se muestran en el cuadro 9.2.9

| Resultados   |                           |                         |                         |
|--------------|---------------------------|-------------------------|-------------------------|
|              | Potencia de entrada (dBm) | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) |
| Simulación   | 24,6                      | 1000                    | <b>30</b>               |
| Experimental | 24,6                      | 950                     | <b>29</b>               |

Cuadro 9.2.9: Comparación entre la potencia obtenida y la esperada

A partir de las simulaciones se espera que el amplificador tenga una eficiencia de 49 %. En la práctica el amplificador construido consume una potencia total de 1751 mW, resultando en una PAE de:

$$PAE = \frac{950mW - 300mW}{1751mW} = 0,37$$

Se presenta la comparación de estos resultados en el cuadro 9.2.10.

| Eficiencia   |                         |                        |                |
|--------------|-------------------------|------------------------|----------------|
|              | Potencia consumida (mW) | Potencia agregada (mW) | Eficiencia (%) |
| Simulación   | 1530                    | 750                    | <b>49</b>      |
| Experimental | 1751                    | 650                    | <b>37</b>      |

Cuadro 9.2.10: Comparación entre la eficiencia obtenida y la esperada

### 9.2.6. Amplificador completo

Se presentan aquí los resultados de eficiencia y potencia del amplificador completo, formado por el amplificador de 3 etapas seguido por el amplificador de potencia. Nuevamente se utiliza como entrada una señal de 10dBm (10mW). Los resultados relativos a la potencia se muestran en el cuadro 9.2.11

| Resultados   |                           |                         |                         |
|--------------|---------------------------|-------------------------|-------------------------|
|              | Potencia de entrada (dBm) | Potencia entregada (mW) | Potencia entregada(dBm) |
| Simulación   | 1                         | 1000                    | <b>30</b>               |
| Experimental | 10                        | 950                     | <b>29</b>               |

Cuadro 9.2.11: Comparación entre la potencia obtenida y la esperada

A partir de las simulaciones se espera que el amplificador completo tenga una eficiencia de 32,2 %. El consumo real del amplificador es de 3,551 W, resultando en una PAE:

$$PAE = \frac{950mW - 10mW}{3551mW} = 0,264$$

Se presenta la comparación de estos resultados en el cuadro 9.2.12.

| Eficiencia   |                         |                         |                |
|--------------|-------------------------|-------------------------|----------------|
|              | Potencia consumida (mW) | Potencia agregada (dBm) | Eficiencia (%) |
| Simulación   | 3104                    | 999                     | <b>32,2</b>    |
| Experimental | 3551                    | 940                     | <b>26,4</b>    |

Cuadro 9.2.12: Comparación entre la eficiencia obtenida y la esperada

## A. Redes de dos puertos y redes de adaptación

### A.1. Redes de dos puertos

#### A.1.1. Introducción

Una red de dos puertos es un sistema en el cual se reconocen dos pares de terminales, donde cada uno de ellos forman un puerto del sistema. Se reconoce en el mismo, un puerto de entrada y un puerto de salida y se asume que no están interconectados externamente. El comportamiento de una red de dos puertos *cuadripolo* se caracteriza mediante el uso de parámetros que definen el sistema. A bajas frecuencias los parámetros usuales con los que se describe el comportamiento de una red de dos puertos son los parámetros Z (parámetros de impedancia), los parámetros Y (parámetros de admitancia), los parámetros h (parámetros híbridos) y los parámetros ABCD (parámetros de cadena). Para definir dichos parámetros se adoptan convenciones sobre el sentido de la corriente y la polaridad del voltaje en los puertos de entrada y salida como se muestra en la Figura A.1.1.

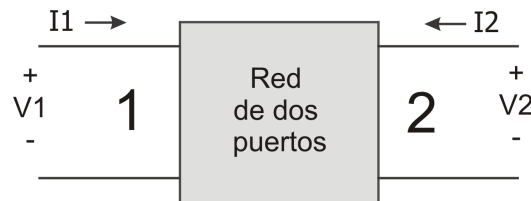


Figura A.1.1: Cuadripolo o red de dos puertos

Generalmente, el punto de interés en el análisis de estos sistemas es determinar como el circuito transmite las señales eléctricas de la entrada a la salida y no su estructura interna. Por lo tanto modelaremos el sistema como una *caja negra* con 2 pares de terminales. Supondremos además que dentro del sistema ó *caja negra* no existen fuentes independientes ni datos previos. Haciendo estas consideraciones y aplicando la Ley de Kirchhoff se podrán deducir los siguientes parámetros que definen el funcionamiento del mismo.

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z11 & Z12 \\ Z21 & Z22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de parámetros } Z \text{ (Impedancias)}$$

$$\begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y11 & I12 \\ Y21 & Y22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de parámetros } Y \text{ (Admitancias)}$$

$$\begin{bmatrix} V1 \\ I1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V2 \\ I2 \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de parámetros de cadena}$$

$$\begin{bmatrix} V1 \\ I2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h11 & h12 \\ h21 & h22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ V2 \end{bmatrix} \quad \text{Matriz de parámetros h híbridos}$$

Dependiendo de la configuración del sistema, usar uno u otro juego de parámetros puede simplificar el trabajo. Por ejemplo: para redes conectadas en serie conviene usar los parámetros de impedancia, para redes en paralelo los de admitancia y para redes en cascada los parámetros de cadena.

### A.1.2. Conceptos básicos de líneas de transmisión

El término líneas de transmisión es generalmente utilizado para designar a aquellas estructuras capaces de guiar ondas TEM<sup>8</sup>. Las líneas de transmisión son una clase particular de una clase mas general conocida con el nombre de Guía de ondas. El modo TEM solo se puede propagar en estructuras de dos conductores separados como lo pueden ser los cables coaxiales, planos paralelos, líneas microstrip etc. El voltaje y la corriente a lo largo de una línea de transmisión son función de la posición y del tiempo, por lo tanto pueden expresarse como  $V(x, t)$  e  $I(x, t)$ .

Modelaremos un trozo  $dx$  de una línea de transmisión con el circuito mostrado en la figura A.1.2.

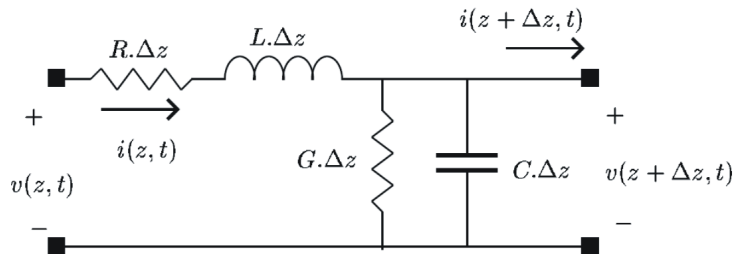


Figura A.1.2: Línea de transmisión

<sup>8</sup>TEM : modo transversal electromagnético



Considerando que la línea es uniforme se definirán los siguientes conceptos:

- $L \Rightarrow$  inductancia causada por el área atravesada por la corriente en ambos conductores por unidad de longitud [henrios/metro].
- $R \Rightarrow$  resistencia combinada de ambos conductores por unidad de longitud [ohms /metro].
- $C \Rightarrow$  capacidad causada por la diferencia de potencial entre los conductores que están separados cierta distancia [faradios/metro].
- $G \Rightarrow$  conductancia del medio que separa los conductores [mhos/metro].

El siguiente desarrollo estudia el fenómeno de señales electromagnéticas propagándose por un par de hilos conductores paralelos asumiendo las siguientes hipótesis de trabajo:

- Llamaremos línea a un par de conductores rectos y paralelos.
- La sección de los conductores será uniforme.
- Si hacemos un corte transversal a la línea las corrientes fluyen iguales en módulo y opuestas en sentido.
- Los campos electromagnéticos solo dependen de la tensión y corriente de los conductores.
- La línea puede modelarse como una sección infinita de cuadripolos en cascada. Cada uno de ellos representa una sección elemental de la línea. El modelo de cada sección es el presentado en la figura A.1.2.

Si se tiene en cuenta la dependencia de  $V$  e  $I$  con el tiempo y aplicando las leyes de Kirchhoff al modelo diferencial anterior se obtiene:

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = RI(x, t) + L\frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.1.1})$$

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = GV(x, t) + C\frac{\partial V(x, t)}{\partial t} \quad (\text{A.1.2})$$

Si se trabaja en régimen sinusoidal:

$$V(x, t) = V(x)e^{j\omega t} \quad (\text{A.1.3})$$

e

$$I(x, t) = I(x)e^{j\omega t} \quad (\text{A.1.4})$$

y sustituyendo las expresiones de A.1.3 y A.1.4 en A.1.1 y A.1.2, se obtienen:

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = (L + Rjw)I(x,t) \quad (\text{A.1.5})$$

$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = (C + Gjw)V(x,t) \quad (\text{A.1.6})$$

Derivando ambos lados de la igualdad A.1.5 y se sustituye en la ecuación A.1.6, se obtiene la ecuación diferencial para la onda de tensión y corriente:

$$-\frac{\partial^2 V(x,t)}{\partial x^2} = (L + Rjw)(C + Gjw)V(x,t) \quad (\text{A.1.7})$$

$$-\frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial x^2} = (L + Rjw)(C + Gjw)I(x,t) \quad (\text{A.1.8})$$

Definiendo  $\gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = (L + Rjw)(C + Gjw)$  se pueden reescribir las ecuaciones de la siguiente forma:

$$-\frac{\partial^2 V(x,t)}{\partial x^2} - \gamma^2 V(x,t) = 0 \quad (\text{A.1.9})$$

$$-\frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial x^2} - \gamma^2 I(x,t) = 0 \quad (\text{A.1.10})$$

Siendo  $\alpha$  la constante de atenuación medida en *Nepers/metro* y  $\beta$  la constante de propagación en *radianes/metro*.

Sin tomar en cuenta la dependencia temporal se tiene que la solución de las ecuaciones A.1.9 y A.1.10 es de la forma:

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{+\gamma x} \quad (\text{A.1.11})$$

$$I(x) = \frac{Ae^{-\gamma x} - Be^{+\gamma x}}{Z_0} \quad (\text{A.1.12})$$

siendo  $Z_0$  la impedancia característica de la línea.

$$Z_0 = \sqrt{\left(\frac{R + Ljw}{G + Cjw}\right)} \quad (\text{A.1.13})$$

Veamos que la solución en ambos casos se compone de dos ondas, la *incidente* y la *reflejada* que se desplazan en sentidos opuestos.

Se define además el *coeficiente de reflexión* como el cociente entre la onda reflejada y la onda incidente:

$$\Gamma(x) = \frac{Be^{+\gamma x}}{Ae^{-\gamma x}} = \Gamma_0 e^{-2jx} \quad (\text{A.1.14})$$

Si se toma en cuenta esta definición se puede escribir:

$$Z_{in}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \left( \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_0 e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_0 e^{\gamma x}} \right) \quad (\text{A.1.15})$$

$$Z_{in}(0) = Z_L = Z_0 \left( \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \right) \quad (\text{A.1.16})$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{A.1.17})$$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \left( \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma d)} \right) \quad (\text{A.1.18})$$

Por definición  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación de la línea, entonces si se consideran líneas de **bajas pérdidas**, (se podrá aproximar  $\alpha = 0$ ) ,por lo tanto  $\gamma = j\beta = jw\sqrt{LC}$  y las ecuaciones anteriores se reducen a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.1.19})$$

$$Z_{in}(d) = Z_0 \left( \frac{Z_L + Z_0 j \tan(\beta d)}{Z_0 + Z_L j \tan(\beta d)} \right) \quad (\text{A.1.20})$$

$$|V|_{max} = |A| (1 + |\Gamma_0|) \quad (\text{A.1.21})$$

$$|V|_{min} = |A| (1 - |\Gamma_0|) \quad (\text{A.1.22})$$

Se define ROE o relación de onda estacionaria como:

$$ROE = VSWR = \frac{|V|_{max}}{|V|_{min}} = \frac{|A| (1 + |\Gamma_0|)}{|A| (1 - |\Gamma_0|)} \quad (\text{A.1.23})$$

$$Z_{oc} = jZ_0 \tan(\beta d) \quad (\text{A.1.24})$$

$$Z_{cc} = -jZ_0 \tan^{-1}(\beta d) \quad (\text{A.1.25})$$

Todos estos parámetros describen el comportamiento de una red de este tipo y son de gran utilidad cuando se utilizan bajas frecuencias ya que su calculo es simple. Cuando se utilizan altas frecuencias es difícil medir con exactitud dichos parámetros. Para este fin se definirá un nuevo juego de parámetros que se conocen con el nombre de *parámetros S* o (scattering parameters - parámetros de dispersión)

### A.1.3. Parámetros S (scattering parameters)

Los parámetros S o *parámetros de dispersión* se definen para trabajar con sistemas de radiofrecuencia. Si bien pueden ser utilizados para cualquier frecuencia representan magnitudes que son de gran utilidad principalmente en altas frecuencias.

Para definirlos, se tomara en cuenta la siguiente notación:

$$V^+(x) = Ae^{-\gamma x} \quad (\text{A.1.26})$$

$$V^-(x) = Be^{+\gamma x} \quad (\text{A.1.27})$$

por lo tanto si se considera una línea de bajas pérdidas ó *loss less*  $\gamma = j\beta$  y las ecuaciones A.1.11 y A.1.12 se podrán expresar como sigue:

$$V(x) = V^+(x) + V^-(x) = Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \quad (\text{A.1.28})$$

$$I(x) = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V^+(x)}{Z_0} - \frac{V^-(x)}{Z_0} \quad (\text{A.1.29})$$

Además se podrá expresar el coeficiente de reflexión como  $\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)}$  siendo  $\Gamma_0(0) = \Gamma(0) = \frac{V^-(0)}{V^+(0)}$  el coeficiente de reflexión de la carga. Si se introduce la siguiente notación que llamaremos *normalizada*:

$$v(x) = \frac{V(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.1.30})$$

$$i(x) = I(x)\sqrt{Z_0} \quad (\text{A.1.31})$$

$$a(x) = \frac{V^+(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.1.32})$$

$$b(x) = \frac{V^-(x)}{\sqrt{Z_0}} \quad (\text{A.1.33})$$

se podrá escribir  $v(x)$  e  $i(x)$  de la forma:

$$v(x) = a(x) + b(x)$$

$$i(x) = a(x) - b(x)$$

$$b(x) = \Gamma(x)a(x)$$

Este desarrollo es válido para una línea de transmisión con un solo puerto. Si ahora se consideran los dos extremos de la línea de transmisión (dos

puertos), se podrá generalizar el desarrollo anterior entendiendo  $a_1$  y  $b_1$  como la onda incidente y reflejada respectivamente en el puerto 1 y  $a_2$  y  $b_2$  como la onda incidente y reflejada en el puerto 2.

Entonces:

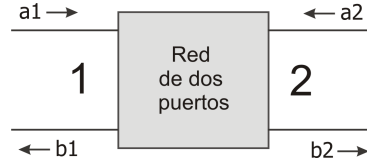


Figura A.1.3: Red de dos puertos

Generalizando los parámetros para la red de dos puertos se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Aquí se puede observar que el término  $a_1S_{11}$  representa la contribución sobre la onda reflejada  $b_1$  por causa de la onda incidente  $a_1$  en el puerto 1; De igual manera podemos decir que  $a_2S_{12}$  representa la contribución en la onda  $b_1$  por causa de la incidencia de la onda  $a_2$  en el puerto 2. El término  $a_1S_{21}$  representa la contribución sobre la onda reflejada  $b_2$  por causa de la incidencia de la onda  $a_1$  en el puerto 1. El término  $a_2S_{22}$  representa la contribución sobre la onda reflejada  $b_2$  causada por la incidencia de la onda  $a_2$  en el puerto 2.

A partir de estas definiciones, se obtiene la matriz de parámetros de dispersión ó (Scattering parameters) para redes de dos puertos como:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1.34})$$

Los parámetros S representan entonces el coeficiente de transmisión o reflexión y se definen como sigue:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \text{ Coeficiente de reflexión a la entrada con la salida adaptada.} \quad (\text{A.1.35})$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \text{ Coeficiente de transmisión a la entrada con la salida adaptada.} \quad (\text{A.1.36})$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \text{ Coeficiente de reflexión a la salida con la entrada adaptada.} \quad (\text{A.1.37})$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \text{ Coeficiente de transmisión a la salida con la entrada adaptada.} \quad (\text{A.1.38})$$

La utilidad de los parámetros de dispersión es clara observando su definición. Estos parámetros se miden utilizando la salida (entrada) adaptada haciendo  $a_1 = 0$  ó  $a_2 = 0$ . Una entrada o salida se encuentra adaptada si tiene una terminación con una impedancia característica igual a la impedancia característica de la línea de transmisión. En este caso se dirá, por ejemplo que la onda  $a_2$  de la figura A.1.3 será igual a 0 debido a que la energía de la onda viajera incidente a la carga será totalmente absorbida por la misma y no habrá onda reflejada.

#### A.1.4. Cambio de planos de referencia

En la práctica generalmente se necesitará adaptar una línea de transmisión a redes de dos puertos. Dado que los parámetros S están definidos en base a ondas viajeras es necesario definir una referencia para su medición. Estas referencias son conocidas con el nombre de planos de referencia (References planes).

En la siguiente figura se pueden ver los planos de referencia situados sobre los puertos 1' y 2' y se podrán hallar los parámetros S en referencia a dichos planos para los puertos 1 y 2.

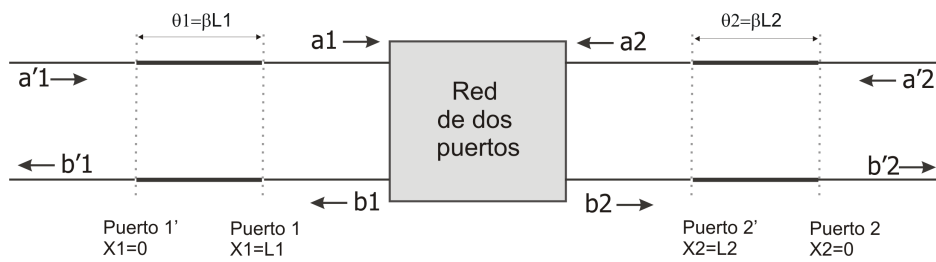


Figura A.1.4: Planos de referencia

Se pueden escribir los parámetros S para cada uno de los puertos como :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \end{bmatrix}$$

## A.2. Carta de Smith

### A.2.1. Introducción

El análisis de líneas de transmisión y adaptación de impedancias para sistemas de microondas implican cálculos complejos al realizarlos de forma analítica. La carta de Smith presenta un método simple y gráfico para resolver estos problemas de forma sencilla y rápida. Básicamente se utiliza para graficar el coeficiente de reflexión en el plano complejo. La aproximación que nos proporciona la Carta de Smith es más que suficiente para la mayoría de los problemas de prácticos de microondas. También es utilizada para mostrar la dependencia con la frecuencia de los parámetros de dispersión y otras características propias de los amplificadores.

### A.2.2. Carta de Smith

Como mencionamos la carta de Smith es la representación del coeficiente de reflexión en el plano complejo, llamado también *plano*  $\Gamma$  y dado por la relación:

$$\Gamma = U + jV = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \text{ para todos los valores de } Z \text{ tales que } \text{Re}[Z] > 0.$$

$Z_0$  es la impedancia característica de la línea de transmisión o la impedancia de referencia.

Se define la impedancia normalizada como  $z = \frac{Z}{Z_0}$  y por lo tanto se podrá reescribir la ecuación anterior como  $\Gamma = \frac{z-1}{z+1}$

Observemos entonces que:

- Si  $z = 1 \Rightarrow \Gamma = U + jV = 0$ . Por lo tanto  $z = 1$  es el origen del plano normalizado.
- Si  $z = 1 + jx \Rightarrow$  los valores de  $\Gamma$  estarán contenidos en una circunferencia centrada en  $(U, V) = (\frac{1}{2}, 0)$  y radio  $r = \frac{1}{2}$ .
- Si  $z = r + j1 \Rightarrow$  los valores de  $\Gamma$  estarán contenidos en una circunferencia centrada en  $(U, V) = (1, 1)$  y radio  $r = 1$ .

- Es importante notar también que el eje imaginario  $z = jx$  estará contenida en el círculo unidad.

$$\Gamma = U + jV = \frac{(r-1) + jx}{(r+1) + jx}$$

Podemos objeten la parte real e imaginaria de  $\Gamma$  mediante las expresiones:

$$U = \frac{r^2 - 1 + x^2}{(r+1)^2 + x^2}, V = \frac{2x}{(r+1)^2 + x^2}$$

Eliminando  $x$  de las expresiones anteriores obtenemos:

$$\left(U - \frac{r}{r+1}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2$$

, que es la ecuación de la familia de círculos centrados en  $(U, V) = (\frac{r}{r+1}, 0)$  y radio  $r = \frac{1}{r+1}$

Eliminando  $r$  de las expresiones anteriores obtenemos:

$$(U^2 - 1)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$$

, que es la ecuación de la familia de círculos centrados en  $(U, V) = (1, \frac{1}{x})$  y radio  $r = \frac{1}{x}$ . El siguiente diagrama muestra el gráfico de estas familias de círculos dentro del disco unidad y es conocido con el nombre de Carta de Smith.



### The Complete Smith Chart Black Magic Design

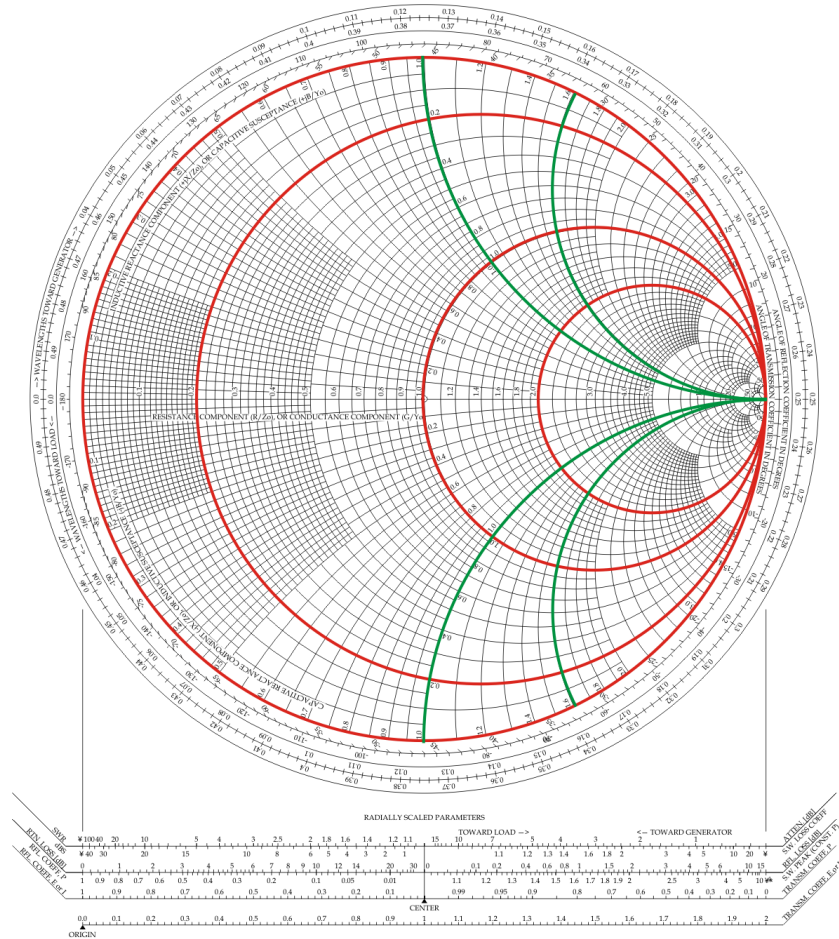


Figura A.2.1: Carta de smith

En **rojo** se ven los círculos  $r = cte$  para  $r = 0$ ,  $r = 1$  y  $r = 2$ . En **verde** los círculos de  $x = cte$  para  $x = 1$ ,  $x = 1,6$ ,  $x = -1$  y  $x = -1,6$

Es importante notar que la mitad superior de la carta de smith representa las impedancias normalizadas con reactancia positiva y la mitad inferior las impedancias normalizadas con reactancia negativa. La distancia alrededor de la carta es de  $\frac{\lambda}{2}$ , lo que implica que una vuelta alrededor de la misma incrementa media longitud de onda. Si el sentido del giro es horario el desplazamiento es hacia el generador y en sentido contrario será hacia la carga.

La carta tiene debajo las escalas para poder medir el ROE, VSWR etc. Por lo tanto podremos medir el VSWR tomando la distancia desde el origen hasta  $Z_L$  y trasladándola hasta la escala correspondiente.

### A.2.3. Impedancias y admitancias normalizadas

Es fácil obtener la impedancia normalizada a partir de la admitancia normalizada y viceversa mediante el uso de la carta.

Veamos que  $z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$  e  $y = \frac{1}{z} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma}$ , observemos entonces que  $y$  puede obtenerse rotando el plano  $\Gamma$   $180^\circ$ , es decir haciendo  $z = \frac{1+\Gamma e^{j\pi}}{1-\Gamma e^{j\pi}} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} = y$

Por ejemplo:

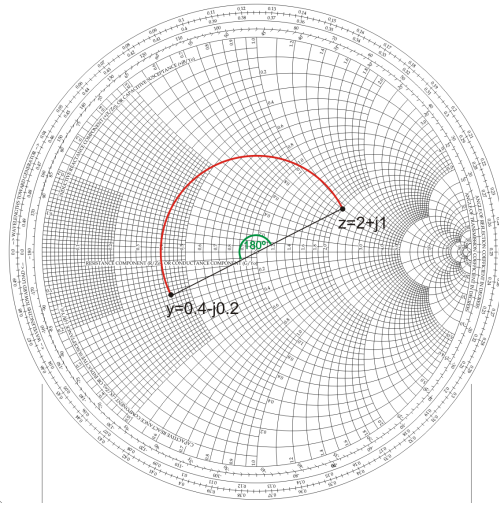


Figura A.2.2: Impedancias a admitancias

### A.2.4. Compensación de impedancias

Como se mencionó anteriormente cuando las impedancias están adaptadas no habrá onda reflejada y por lo tanto se entrega la mayor energía posible hacia la carga. Cuando se trabaja con microondas y sistemas con baja potencia es de fundamental importancia tener las menores pérdidas posibles para entregar la mayor potencia a la carga. Es por esto que se debe tener especial cuidado en adaptar correctamente las impedancias de entrada y salida en cada etapa del sistema. La carta de Smith es una herramienta visual que simplifica mucho estos cálculos.

### A.2.5. Compensación de impedancias en microstrip

Las líneas de microstrip son comúnmente utilizadas en el diseño de amplificadores por su fácil construcción sobre la placa de cobre. La línea Microstrip es por definición una línea de transmisión que consiste en una línea conduc-

tora y un plano de tierra separados por un dieléctrico como se muestra en la figura A.2.3.

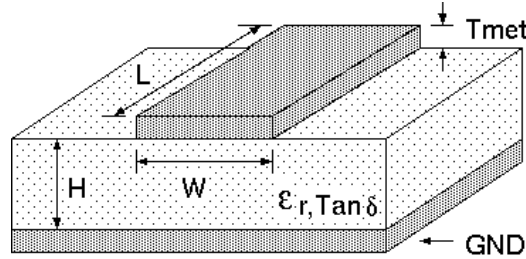


Figura A.2.3: Microstrip

La constante dieléctrica relativa del sustrato esta dada por  $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$ , siendo  $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \frac{F}{m}$  la constante dieléctrica del vacío.

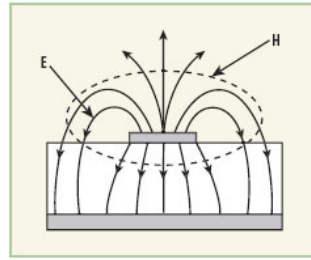


Figura A.2.4: Diagrama de líneas de flujo en un microstrip

La figura A.2.4 representa las líneas de campo en un Microstrip, como se puede ver el flujo de campo no está totalmente contenido dentro del sustrato. Por lo tanto el modo de propagación en una línea de Microstrip no es un modo TEM puro y se conoce con el nombre cuasi-TEM. Asumiendo que la propagación dentro del microstrip es cuasi-TEM se podrá decir que la velocidad de fase de la onda estará dada por:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$$

Donde  $c$  es la velocidad de la luz  $c = 3 \times 10^8 \frac{m}{s}$  y  $\epsilon_{ff}$  es la constante dieléctrica efectiva relativa al sustrato.

La impedancia característica de una línea microstrip esta dada por:  $Z_0 = \frac{1}{v_p C}$  donde  $C$  es la capacidad por unidad de longitud del microstrip. La longitud de onda en la línea microstrip esta dada por la relación  $\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$  donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío.

Cuando el espesor del cobre es despreciable en relación al espesor del dieléctrico es decir cuando  $\frac{t}{h} < 0,005$  se puede calcular la  $Z_0$  y el  $\epsilon_{ff}$  con las siguientes expresiones:

Para  $\frac{W}{h} < 1$ :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \ln \left( 8 \frac{h}{W} + 0,25 \frac{W}{h} \right)$$

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

Para  $\frac{W}{h} \geq 1$ :

$$Z_0 = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right)}$$

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Basándose en los resultados anteriores y en datos experimentales se obtienen las siguientes ecuaciones para el cálculo de la longitud de onda dentro del microstrip considerando nuevamente que  $\frac{t}{h} < 0,005$ :

Para  $\frac{W}{h} < 0,6$ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0,6(\epsilon_r - 1) \left( \frac{W}{h} \right)^{0,0297}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

Para  $\frac{W}{h} \geq 1$ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{\epsilon_r}{1 + 0,63(\epsilon_r - 1) \left( \frac{W}{h} \right)^{0,1255}} \right]^{\frac{1}{2}}$$

## B. Conceptos básicos para el diseño de amplificadores RF

### B.1. Introducción

En esta sección se desarrollarán las ideas básicas para el análisis y diseño de un amplificador de RF. Generalmente el diseño comienza por las especificaciones y requerimientos necesarios del amplificador para poder elegir correctamente el transistor a utilizar. Luego, con la ayuda de métodos gráficos, se determinará la impedancia de carga del transistor para un círculo de ganancia y estabilidad en particular. Se verá también que un transistor incondicionalmente estable no oscilará para ninguna carga pasiva. Se analizará la importancia de elegir correctamente el punto de polarización del transistor para obtener los resultados deseados en AC.

### B.2. Ecuaciones de ganancia

Se darán las siguientes definiciones para ganancia en potencia:

- $G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia entregada por la fuente}}$
- $G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia de entrada a la red}}$
- $G_A = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{potencia entregada a la carga}}{\text{potencia entregada por la fuente}}$

donde:

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{B.2.1})$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (\text{B.2.2})$$

$$G_P = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{B.2.3})$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (\text{B.2.4})$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (\text{B.2.5})$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (\text{B.2.6})$$

Es importante notar que  $P_{IN} = P_{AVS}$  si la entrada está perfectamente adaptada y en caso contrario  $P_{IN} = P_{AVS}M_S$  siendo  $M_S$  el factor de desadaptación a la entrada, de igual forma  $P_L = P_{AVS}$  si la salida está perfectamente adaptada y en caso contrario  $P_L = P_{AVS}M_L$  siendo  $M_L$  el factor de desadaptación hacia la carga.

$$P_{IN} = P_{AVS}M_S \quad (\text{B.2.7})$$

$$P_L = P_{AVS}M_L \quad (\text{B.2.8})$$

Consideremos el circuito de la Figura B.2.1 en donde la red de adaptación de la entrada transformará la impedancia de la fuente  $Z_1$  (normalmente 50 Ohms) en  $Z_S$ , de la misma forma la red de adaptación de la salida transformará la impedancia  $Z_2$  (normalmente 50 Ohms) en  $Z_L$ . Usaremos como nomenclatura  $Z_S$  y  $\Gamma_S$  para la impedancia y el coeficiente de reflexión a la entrada del transistor y  $Z_L$  y  $\Gamma_L$  para la impedancia y el coeficiente de reflexión a la salida del mismo. Los valores de  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_L$  y los parámetros S determinan la ganancia del amplificador de acuerdo con las ecuaciones B.2.1 a B.2.4. Es importante notar que cualquier red de adaptación pasiva generará valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  dentro de la carta de smith o sea que  $|\Gamma_S| < 1$  y  $|\Gamma_L| < 1$ , es decir que *ninguna red de adaptación pasiva podrá hacer que refleje mas señal de la que recibe.*

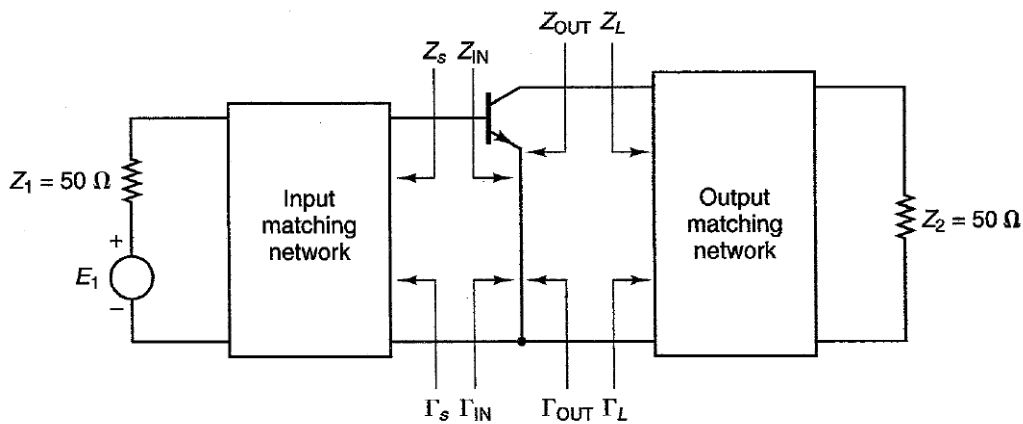


Figura B.2.1: Diagrama del circuito

### B.3. Consideraciones de estabilidad

Uno de los principales aspectos a tener en cuenta al momento del diseño es la estabilidad del sistema, la cual es determinada en función de los parámetros  $S$ , las redes de adaptación y la carga. En una red de dos puertos, como la planteada en la Figura B.2.1 pueden darse oscilaciones si los puertos de entrada o salida tienen resistencia negativa. Esto ocurre cuando  $|\Gamma_{IN}| > 1$  ó  $|\Gamma_L| > 1$ , en otras palabras si hablamos de un transistor unilateral ( esto es que  $S_{12} = 0$  o bien tan pequeño que podría ser despreciable ), cuando  $|S_{11}| > 1$  ó  $|S_{22}| > 1$ . Si  $S_{12} = 0$  de las ecuaciones B.2.5 y B.2.6 se deduce que  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$  y  $|\Gamma_{OUT}| = |S_{22}|$ , por lo tanto si  $|S_{11}| > 1$  el transistor tiene una resistencia de entrada negativa y si  $|S_{22}| > 1$  el transistor tiene una resistencia de salida negativa.

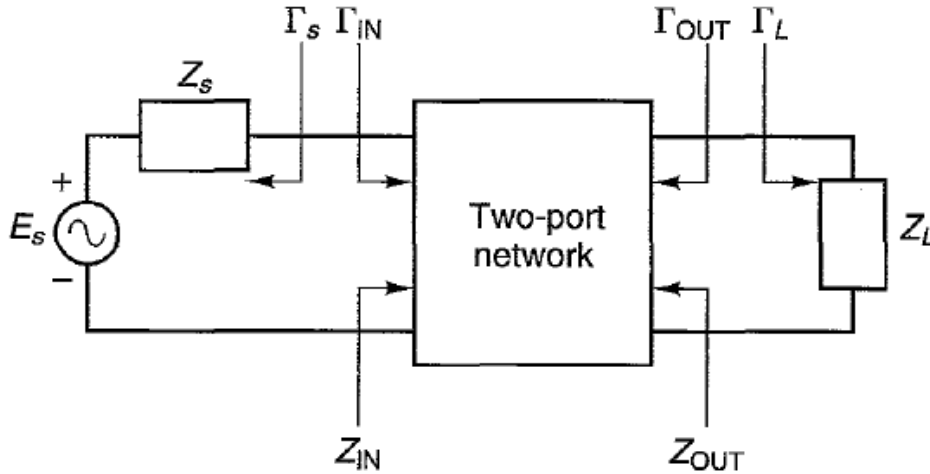


Figura B.3.1: Estabilidad en red de dos puertos

Diremos que la red de dos puertos de la Figura B.3.1 es *incondicionalmente estable* si, para una frecuencia dada la parte real de  $Z_{IN}$  y  $Z_{OUT}$  es mayor que cero para cualquier impedancia de carga pasiva a la entrada y salida respectivamente. Por otro lado diremos que si la red no es incondicionalmente estable es *potencialmente inestable*, lo que implica que alguna carga pasiva a la entrada o la salida puede producir una impedancia con parte real negativa. En términos del coeficiente de reflexión las condiciones para que una red sea incondicionalmente estable son:

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (B.3.1)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (\text{B.3.2})$$

$$|\Gamma_{IN}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}| < 1 \quad (\text{B.3.3})$$

$$|\Gamma_{OUT}| = |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}| < 1 \quad (\text{B.3.4})$$

Las ecuaciones B.3.1 y B.3.2 afirman que la carga y la fuente son pasivas, y las ecuaciones B.3.3 y B.3.4 indican que las impedancias de entrada y salida serán pasivas.

Presentaremos un método gráfico, para poder analizar la estabilidad de un sistema potencialmente inestable. Primero determinaremos los valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  que producen  $|\Gamma_{IN}| = 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  respectivamente. Para esto planteamos la igualdad  $|\Gamma_{IN}| = 1$  en la ecuación B.3.3 y  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  en la ecuación B.3.4 para obtener los valores límites de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  correspondientes. Planteando esta igualdad obtenemos que los valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  estarán dentro de los círculos conocidos como los *círculos de estabilidad* cuya ecuación está dada por:

$$\left| \Gamma_L - \frac{S_{22} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})(\overline{S_{11}})}{|S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| \quad (\text{B.3.5})$$

$$\left| \Gamma_S - \frac{S_{11} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})(\overline{S_{22}})}{|S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| \quad (\text{B.3.6})$$

El radio y el centro de los círculos cuando  $|\Gamma_{IN}| = 1$  y  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  en los planos  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  respectivamente se obtienen de las ecuaciones B.3.6 y B.3.5 dando como resultado:

Círculo de estabilidad a la salida:

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| \quad (\text{radio}) \quad (\text{B.3.7})$$

$$C_L = \frac{S_{22} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})(\overline{S_{11}})}{|S_{22}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \quad (\text{centro}) \quad (\text{B.3.8})$$

Círculo de estabilidad a la entrada:



$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \right| \quad (radio) \quad (B.3.9)$$

$$C_S = \frac{S_{11} - (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})(\overline{S_{22}})}{|S_{11}|^2 - |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2} \quad (centro) \quad (B.3.10)$$

A partir de estos resultados podremos graficar los círculos de estabilidad en la carta de Smith conociendo los parámetros  $S$  para la frecuencia de interés. En la Figura B.3.2 se muestran los planos  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  con los círculos de estabilidad correspondientes. Observemos que el círculo dado por  $|\Gamma_{IN}| = 1$  divide el plano  $\Gamma_L$  en dos zonas, de la misma forma el círculo dado por  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  divide el plano  $\Gamma_S$  en dos zonas.

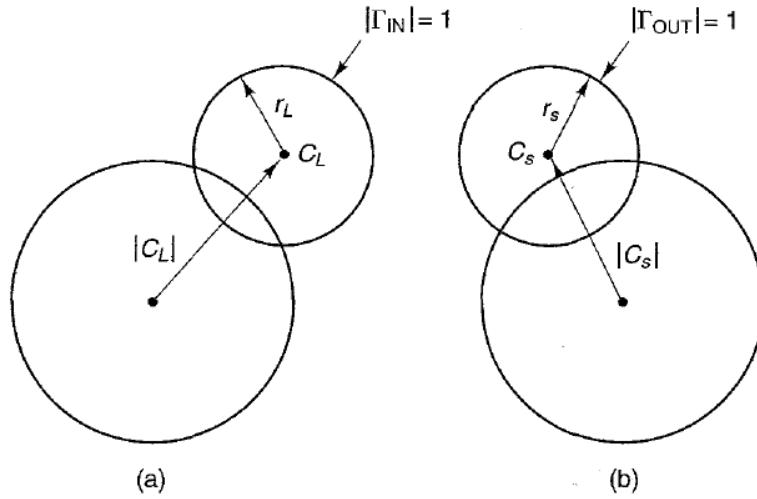
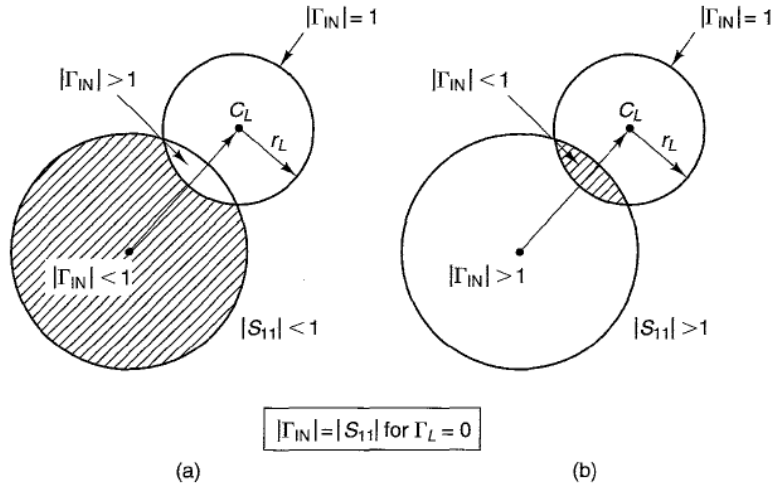
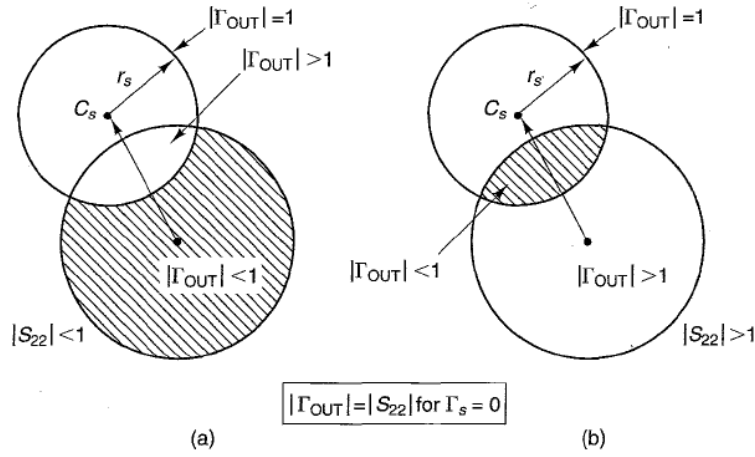


Figura B.3.2: (a) Círculo de estabilidad a la salida. (b) Círculo de estabilidad a la entrada.

El próximo paso es determinar cual área determina la región estable, es decir cuales son los valores de  $\Gamma_L$  que producen  $|\Gamma_{IN}| < 1$  y cuales son los valores de  $\Gamma_S$  que producen  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ . Para esto observemos que si  $Z_L = Z_0$ , entonces  $\Gamma_L = 0$  y de la ecuación B.2.5  $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ . Por lo tanto si  $|S_{11}| < 1$  tendremos que  $|\Gamma_{IN}| < 1$  cuando  $\Gamma_L = 0$ , de aquí se deduce que el centro de la carta de Smith en la figura B.3.2 es un punto de operación estable ya que para  $\Gamma_L = 0$  tenemos que  $\Gamma_{IN} < 1$ .

La figura B.3.3 muestra ambos casos, representando con la parte sombreada los valores de  $\Gamma_L$  que hacen estable al sistema. De la misma forma la figura B.3.4 muestra las regiones estables e inestables para  $\Gamma_S$ .


 Figura B.3.3: Región estable e inestable en el plano  $\Gamma_L$ .

 Figura B.3.4: Región estable e inestable en el plano  $\Gamma_S$ .

Las condiciones desde el punto de vista gráfico, para que un sistema sea *incondicionalmente estable* para cualquier impedancia pasiva de entrada o salida pueden expresarse de la siguiente forma:

$$||C_L| - r_L| > 1 \quad \text{para } |S_{11}| < 1$$

$$||C_S| - r_S| > 1 \quad \text{para } |S_{22}| < 1$$

Estas implican que los círculos de estabilidad quedan completamente fuera de la carta de Smith y por lo tanto el sistema será incondicionalmente estable para cualquier carga pasiva. Si por otra parte tenemos que  $|S_{11}| > 1$  o

$|S_{22}| > 1$  el sistema no podrá ser incondicionalmente estable, por que  $\Gamma_L = 0$  o  $\Gamma_S = 0$  producirán  $|\Gamma_{IN}| > 1$  o  $|\Gamma_{OUT}| > 1$  y por lo tanto cualquiera sea la posición de los círculos de estabilidad tendremos puntos de inestabilidad dentro del diagrama de Smith.

Operando con las ecuaciones de condiciones de estabilidad B.3.1 a B.3.4 se llega a una condición necesaria y suficiente para que el sistema sea incondicionalmente estable:

$$K > 1 \quad (B.3.11)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (B.3.12)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (B.3.13)$$

siendo:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (B.3.14)$$

y

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (B.3.15)$$

De las ecuaciones B.3.12 y B.3.13 se deduce que  $|\Delta| < 1$ .

Por lo tanto la condición necesaria y suficiente para que el sistema sea incondicionalmente estable es:

$$K > 1 \quad (B.3.16)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (B.3.17)$$

En teoría las redes de dos puertos podrían tener cualquier valor de  $K$  y  $|\Delta|$ , pero en la practica la mayoría de los transistores de RF son incondicionalmente estables o potencialmente inestables con  $K < 1$  y  $|\Delta| < 1$ . Generalmente los transistores potencialmente inestables presentan un valor de  $K$  tal que  $0 < K < 1$ . Los valores negativos de  $K$  es decir cuando  $-1 < K < 0$  son generalmente utilizados para hacer osciladores ya que el sistema será potencialmente inestable en la mayor parte de la carta de Smith.

## B.4. Círculos de ganancia constante

### B.4.1. Caso unilateral $S_{12} = 0$

Recordemos que una red de dos puertos es llamada *unilateral* cuando  $S_{12} = 0$ . En un transistor unilateral se cumple que  $\Gamma_{IN} = S_{11}$  y  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$  y de B.2.1 y B.2.2 se obtiene  $G_{TU}$  dada por:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{B.4.1})$$

Observemos que en la ecuación B.4.1 pueden distinguirse tres términos, el primero de ellos dependerá del parámetro  $S_{11}$  del transistor y del coeficiente de reflexión  $\Gamma_S$ , el segundo termino dependerá del parámetro  $S_{21}$  y el tercero del parámetro  $S_{22}$  y del coeficiente de reflexión de carga  $\Gamma_L$ . De esta forma se podrá expresar la ecuación B.4.1 como el producto de tres términos independientes de ganancia:

$$G_{TU} = G_S G_O G_L \quad (\text{B.4.2})$$

donde:

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (\text{B.4.3})$$

$$G_O = |S_{21}|^2 \quad (\text{B.4.4})$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (\text{B.4.5})$$

A partir de lo antedicho se representara el amplificador en 3 bloques independientes de ganancia, como se muestra en la figura B.4.1.

Los términos  $G_S$  y  $G_L$  representan la ganancia o perdida debida a la adaptación o desadaptación del sistema a la entrada y salida respectivamente. El bloque  $G_O$  es relativo al dispositivo ya que depende únicamente de  $S_{21}$ . En términos de decibels se podrá decir que:

$$G_{TU}(dB) = G_S(dB) + G_O(dB) + G_L(dB) \quad (\text{B.4.6})$$

Optimizando los valores de  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  para obtener la mayor ganancia  $G_S$  y  $G_L$  respectivas se obtiene  $G_{TUmax}$ . En el caso unilateral esto se da cuando:

$$\begin{aligned} \Gamma_S &= \overline{S_{11}} \\ \Gamma_L &= \overline{S_{22}} \end{aligned}$$

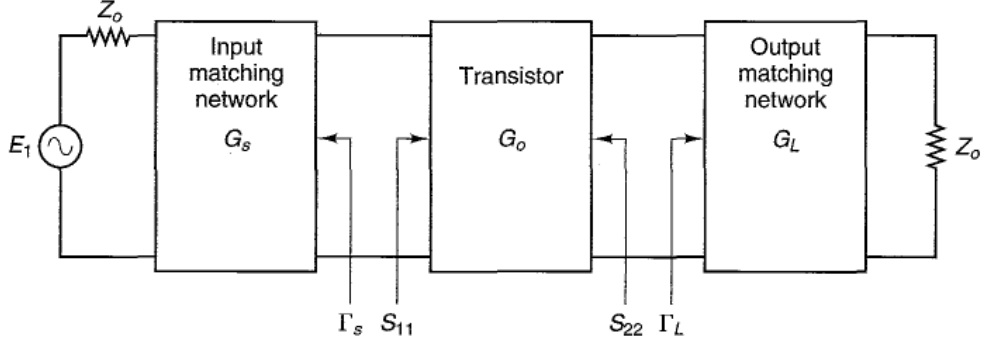


Figura B.4.1: Diagrama de bloques de ganancia en el caso unilateral.

y por lo tanto se tiene que:

$$G_{Smax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (B.4.7)$$

$$G_{Lmax} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (B.4.8)$$

de donde:

$$G_{TUmax} = G_{Smax} G_O G_{Lmax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (B.4.9)$$

El diagrama de bloques para  $G_{TUmax}$  es el de la figura B.4.2, es importante observar que en el caso unilateral  $\Gamma_{IN} = S_{11}$  y  $\Gamma_{OUT} = S_{22}$  y el  $G_{TUmax}$  se obtiene cuando  $\Gamma_S = \overline{S_{11}} = \overline{\Gamma_{IN}}$  y  $\Gamma_L = \overline{S_{22}} = \overline{\Gamma_{OUT}}$ , estas condiciones también maximizan las ecuaciones B.2.3 y B.2.4 y se da que:

$$G_{TUmax} = G_{PUmax} = G_{AUMax} \quad (B.4.10)$$

Las ecuaciones B.4.5 y B.4.3 son similares y pueden escribirse en la forma general:

$$G_i = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - S_{ii}\Gamma_i|^2} \quad (B.4.11)$$

cuando  $i = S$  con  $ii = 11$  o  $i = L$  con  $ii = 22$ .

Para el análisis se deberán considerar dos casos, el primero de ellos es el caso *incondicionalmente estable* que se da cuando  $|S_{ii}| < 1$  y el segundo caso será el *potencialmente inestable*, es decir cuando  $|S_{ii}| > 1$ .

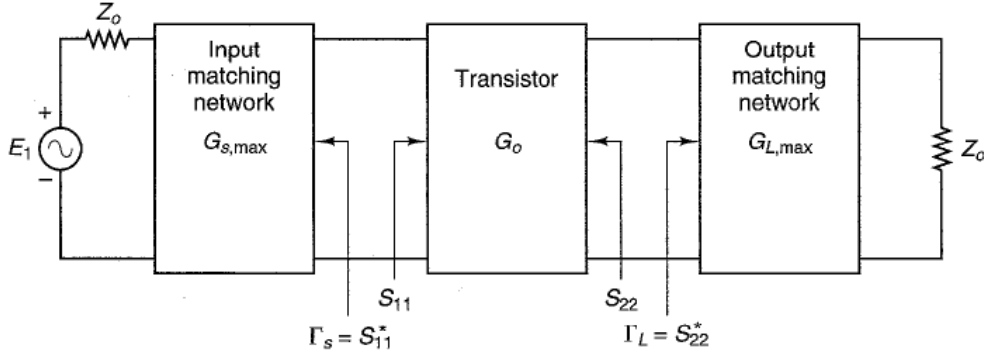


Figura B.4.2: Diagrama de bloques de ganancia máxima en el caso unilateral.

**Caso incondicionalmente estable,  $|S_{ii}| < 1$**

El máximo valor de  $G_i$  se obtiene cuando  $\Gamma_{ii} = \overline{S_{ii}}$  y esta dado por:

$$G_{imax} = \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2} \quad (\text{B.4.12})$$

Cuando el coeficiente de reflexión es  $|\Gamma_i| = 1$  (toda la onda incidente es reflejada) se obtiene el mínimo de  $G_i = 0$ . Los diferentes valores de  $\Gamma_i$  dan como resultado puntos de ganancia constante  $G_i$ , estos puntos forman círculos en la carta de Smith conocidos como **círculos  $G_S$  de ganancia constante** o **círculos  $G_L$  de ganancia constante**.

Se define el factor de ganancia normalizado como  $g_i$  tal que  $0 < g_i < 1$  dado por:

$$g_i = \frac{G_i}{G_{imax}} = G_i(1 - |S_{ii}|^2) = \frac{1 - |\Gamma_i|^2}{|1 - S_{ii}\Gamma_i|^2}(1 - |S_{ii}|^2) \quad (\text{B.4.13})$$

Es posible demostrar que los valores de  $\Gamma_i$  que producen valores constantes de  $g_i$  caen en el círculo descrito por la ecuación:

$$|\Gamma_i - C_{gi}| = r_{gi} \quad (\text{B.4.14})$$

cuyo centro y radio serán

$$C_{gi} = \frac{g_i \overline{S_{ii}}}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)} \quad (\text{Centro}) \quad (\text{B.4.15})$$

$$r_{gi} = \frac{\sqrt{1 - g_i}(1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)} \quad (\text{Radio}) \quad (\text{B.4.16})$$

Entonces cada valor constante de  $g_i$  da como resultado un nuevo círculo de ganancia constante  $G_i$ . La distancia del origen al centro del círculo de

ganancia constante esta dada por  $|C_{gi}|$  y el ángulo que forma dicho centro con el origen esta dado por la fase de  $C_{gi}$  que será igual a la fase de  $\overline{S_{ii}}$ .

Es importante notar que cuando  $g_i = 1$  (es decir cuando  $G_i = G_{imax}$ ), el radio del circulo de ganancia constante será nulo y su centro será  $\overline{S_{ii}}$ ; Es decir que el circulo de máxima ganancia es representado por el punto  $\overline{S_{ii}}$ .

El procedimiento para representar los círculos de ganancia constante en la carta de Smith puede ser descripto por los siguientes pasos:

- Situar el punto  $\overline{S_{ii}}$  y dibujar una línea desde el origen de la carta de Smith a  $\overline{S_{ii}}$ . En  $\overline{S_{ii}}$  la ganancia es máxima y esta dada por B.4.12.
- Determinar los valores de  $G_i$ , que van a ser representados y calcular los valores correspondientes de  $g_i$ .
- Determinar los valores de  $C_{gi}$  para cada valor de  $g_i$ .
- Determinar los valores de  $r_{gi}$  para cada valor de  $g_i$ .

#### **Caso potencialmente inestable, $|S_{ii}| > 1$**

En este caso en el que  $|S_{ii}| > 1$  puede pasar que para una carga pasiva se obtengan valores infinitos de  $G_i$ . En particular observando la ecuación B.4.11 se puede notar que cuando  $\Gamma_i = \frac{1}{S_{ii}}$  se obtiene un valor infinito de  $G_i$ .

Los círculos de ganancia constante se obtienen de igual manera que en el caso unilateral con las ecuaciones B.4.14 a B.4.16.

Para prevenir las oscilaciones a la entrada o la salida  $\Gamma_i$  debe ser tal que la parte real de la impedancia de carga sea mayor que la magnitud de resistencia negativa asociada con el punto  $\frac{1}{S_{ii}}$ . Cuando tenemos una resistencia negativa a la entrada, la región estable será la región tal que los valores de  $\Gamma_S$  producen una impedancia tal que:

$$Re(Z_S) > |Re(Z_{IN})|$$

Similarmente cuando tenemos una resistencia negativa a la salida,  $\Gamma_L$  debe ser elegida tal que:

$$Re(Z_L) > |Re(Z_{OUT})|$$

## **B.5. Amplificadores de potencia**

### **B.5.1. Introducción**

Cuando se diseña un amplificador con el fin de obtener la máxima potencia se deben tener consideraciones especiales acerca de las adaptaciones. Ya no se podrán realizar mediante adaptación conjugada entre las impedancias

de entrada y salida como en el caso de un amplificador de máxima ganancia o bajo ruido, esto se debe a que cuando se intenta obtener la máxima potencia del transistor comienzan a jugar un papel importante las capacidades parásitas o las no idealidades provocadas por el encapsulado del mismo. En la figura B.5.1 se puede ver la potencia de salida en función de la potencia de entrada para el caso de un transistor adaptado en máxima ganancia y máxima potencia.

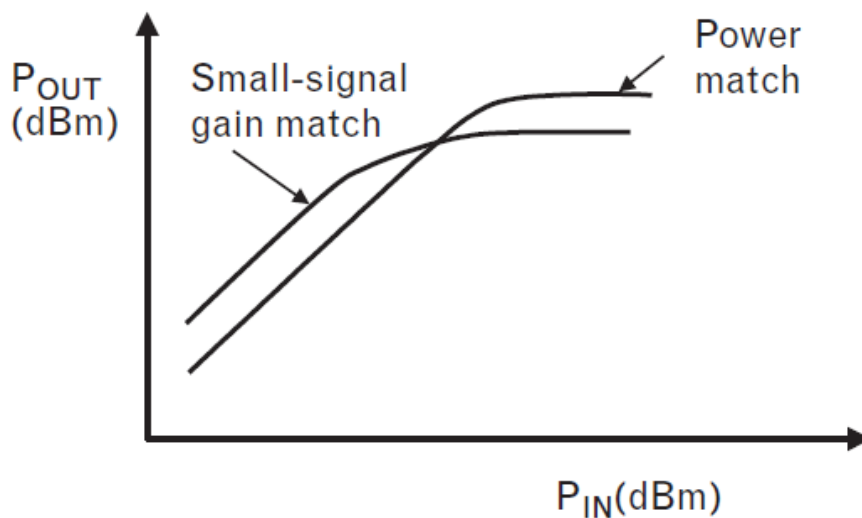


Figura B.5.1: Caso bilateral, adaptación simultanea conjugada.

Como se mencionó, para el caso en que se requiera obtener la máxima potencia, la impedancia de carga deberá tener en cuenta los efectos del encapsulado para lograr una adaptación óptima,  $Z_{OL}$ . De forma similar a la que se construyen los círculos de ganancia constante, al momento de diseñar un amplificador de bajo ruido o máxima ganancia es posible encontrar el lugar geométrico de los puntos de potencia entregada constante para un transistor del cual se requiere obtener la máxima potencia. El método utilizado para realizar este cálculo se conoce con el nombre de *load pull* que básicamente se encarga de variar una impedancia  $Z_L$  recorriendo la carta de Smith y obteniendo así el lugar geométrico de los puntos de potencia entregada constante, estos contornos son conocidos con el nombre de *contornos de potencia máxima*<sup>9</sup> y cada uno de ellos representa la potencia máxima que se puede obtener para una impedancia de carga dada.

<sup>9</sup>Load Pull Contours



### B.5.2. Cálculo de los contornos de máxima potencia

Se mostrará el método utilizado para predecir la ubicación de los contornos de potencia máxima presentando un ejemplo basado en un FET polarizado en clase A y asumiendo que su  $V_{SAT}$  es aproximadamente 0. El caso de análisis de los contornos de potencia máxima para un BJT es similar al presentado.

La carga resistiva con la cual se puede obtener la mayor potencia está dada por:

$$R_{OL} = \frac{2(V_{DD} - V_{SAT})}{I_{MAX}} = \frac{2V_{DD}}{I_{MAX}} \quad (B.5.1)$$

$I_{MAX} = 2I_Q$  y podrá igualar a la corriente máxima admitida por el transistor  $I_{D_{DS}}$ . Esta ecuación define el contorno de máxima potencia admitida por el dispositivo para una polarización dada, en este caso el contorno converge a un solo punto, éste será el punto de máxima potencia. El próximo paso será considerar potencias de salida menores a dicho máximo teórico y obtener los contornos correspondientes. Se pueden distinguir dos casos diferentes:

- $|Z_L| < R_{OL}$ , en este caso la máxima potencia entregada será limitada por la máxima excursión de corriente.
- $|Z_L| > R_{OL}$ , es el caso dual del anterior limitando la máxima potencia entregada por la máxima excursión del voltaje a la salida.

Se asume que en ambos casos la potencia de entrada al dispositivo será suficiente para excitarlo, ya sea hablando en términos de corriente o de voltaje y por lo tanto solo se dará importancia a la máxima energía entregada a la impedancia de carga. La línea de carga y la forma de onda para ambos casos se muestran en la Figura B.5.2.

En el caso en que  $|Z_L| < R_{OL}$  y justo antes de la compresión, el dispositivo es excitado con suficiente potencia para recorrer la máxima excursión posible en corriente que va de 0 a  $I_{MAX}$ , debido a que la resistencia es pequeña el voltaje nunca alcanzará la máxima excursión.

En el caso en que  $|Z_L| > R_{OL}$  y justo antes de la compresión, el dispositivo es excitado con suficiente potencia para aprovechar al máximo la excursión de voltaje pero la resistencia en este caso es demasiado grande para que la corriente pueda tener su máxima excursión.

Consideremos entonces la impedancia de carga  $Z_L = R_L + jX_L$  para el primer caso considerado. La potencia máxima lineal estará dada por

$$P_L = \frac{1}{2} I_{PEAK}^2 R_L = \frac{1}{2} \left( \frac{I_{MAX}}{2} \right)^2 R_L$$

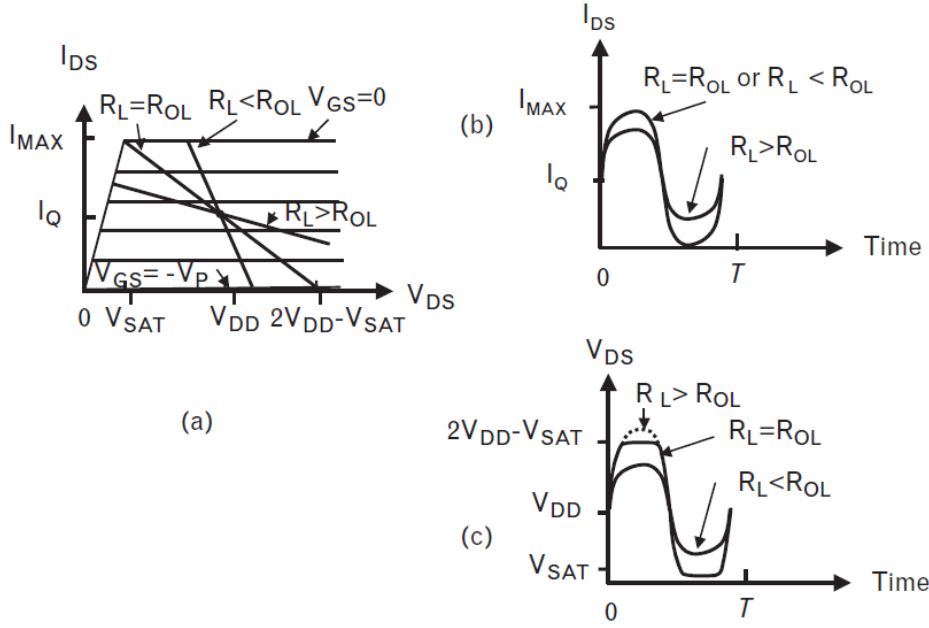


Figura B.5.2: (a) Línea de carga - (b) Corriente de drain - (c) Voltaje de drain

sabiendo que en este caso tendremos la máxima excursión de corriente.

Si  $R_L = R_{OL}$  entonces  $P_L = P_{OPT}$  y se podrá decir que:

$$\frac{P_L}{P_{OP}} = \frac{R_L}{R_{OL}} \quad (B.5.2)$$

El voltaje de drain pico a pico se puede calcular como la corriente pico a pico multiplicada por la impedancia de carga como sigue:

$$|V_L| = I_{MAX} \sqrt{R_L^2 + X_L^2}$$

Si se sustituye  $I_{MAX}$  por su expresión de la ecuación B.5.1 se obtiene:

$$|V_L| = \frac{2V_{DD}}{R_{OL}} \sqrt{R_L^2 + X_L^2} \quad (B.5.3)$$

Como mencionamos al comienzo, este caso estará limitado por la excursión de la corriente a la salida y su voltaje no alcanza a tener su máxima excursión posible  $2V_{DD}$ . Para que  $|V_L| < 2|V_{DD}|$  se debe cumplir la restricción siguiente derivada de la ecuación B.5.3:

$$|X_L|^2 \leq (R_{OL}^2 - R_L^2) \quad (B.5.4)$$

Es importante notar que la igualdad en la ecuación B.5.4 se da justamente cuando  $V_L$  tiene la máxima excursión, es decir  $|V_L| = 2|V_{DD}|$ . Si ahora se considera el caso en que  $|Z_L| > R_{OL}$  se podrá hacer un análisis similar al anterior. Consideremos, en este caso la carga como un paralelo de admitancias tal que  $Y_L = G_L + jB_L$  y sabiendo que  $V_L$  alcanza su máxima excursión justo antes de la compresión, se podrá decir que la máxima potencia lineal será:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_{PEAK}^2}{R_L} = \frac{1}{2} (V_{DD}^2 G_L$$

Si nuevamente normalizamos la potencia óptima, lo cual ocurre cuando  $G_L = G_{OL}$  obtenemos una expresión de la energía normalizada dada por:

$$\frac{P_L}{P_{OPT}} = \frac{G_L}{G_{OL}} \quad (B.5.5)$$

Recordemos que este caso está limitado por la excursión de voltaje y que la corriente nunca alcanza su máxima excursión de salida y por lo tanto la suceptancia deberá cumplir que:

$$|B_L|^2 \leq (G_{OL}^2 - G_L^2) \quad (B.5.6)$$

Esencialmente, en ambos casos la parte real de la impedancia o admitancia debe permanecer constante si la potencia de salida se mantiene constante ya sea que la limitante es la corriente o el voltaje. Variando la reactancia en el primer caso o la suceptancia en el segundo varía la magnitud del voltaje y la corriente respectivamente, así como la fase entre corriente y voltaje sin afectar la potencia de salida.

A continuación se describen los pasos que deben seguirse para la construcción de los contornos de potencia máxima a partir de una polarización dada:

1. Determinar  $R_{OL}$  a partir de la ecuación B.5.1, obteniendo así el punto de máxima potencia.
2. Para obtener el contorno de máxima potencia para un nivel de potencia determinado, se utilizan las ecuaciones B.5.2 y B.5.5 para determinar los puntos resistivos en el contorno para dicho nivel de potencia.
3. Partiendo por la resistencia mas pequeña, los contornos seguirán la línea de resistencia constante sobre la carta de Smith, hasta alcanzar los límites de reactancia dados por la ecuación B.5.4
4. Partiendo por la resistencia mas grande, el contorno seguirá la línea de resistencia constante en la carta de Smith, hasta alcanzar los límites de suceptancia dados por B.5.6.

5. Transformar el plano de referencia del contorno al plano externo del dispositivo, absorbiendo los efectos de la capacidad en paralelo y la bobina en serie a la salida del mismo.

## C. Conceptos sobre PLL

### C.1. Propiedades

Los Phase-Locked Loops (PLL) contienen tres elementos esenciales:

- 1- Un discriminador de fase.
- 2- Filtro de lazo.
- 3- Oscilador controlado por tensión (VCO).

El discriminador de fase compara periódicamente la fase de la señal de entrada con la fase de la señal del VCO; La salida del discriminador es proporcional al error entre las dos entradas. Este error es filtrado por el "Loop Filter" luego ingresado en el VCO. La tensión controla la frecuencia del oscilador (VCO), por lo que esta frecuencia cambia reduciendo el error de fases entre la señal entrada y la salida del VCO. En funcionamiento normal, el sistema logrará de alguna manera seguir la fase de la señal de entrada, en este caso se dice que el PLL está enganchado (locked). El VCO establece una frecuencia media, que es exactamente igual a la media de la frecuencia de entrada. Para cada ciclo de entrada hay un y sólo un ciclo de salida del oscilador. La utilización de PLL no indica un error de fase nulo, sino que fluctuaciones de fase y errores pueden estar presentes. Un excesivo error de fase causa que el PLL pueda desengancharse, con lo cual el VCO queda oscilando a su frecuencia natural.

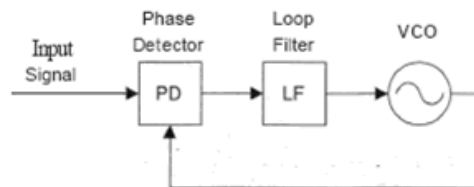


Figura C.1.1: Sistema básico de un PLL

#### C.1.1. Ancho de Banda

El ancho de banda es una de las propiedades fundamentales a tener en cuenta. Los PLL con un ancho de banda estrecho son empleados de manera diferente que los de un ancho de banda extenso.

##### Ancho de Banda estrecho:

Suponiendo que la portadora de la señal de entrada se encuentra en esta

banda y que la señal contiene ruido aditivo. La tarea de un receptor "phase-lock" es reproducir la señal original de manera adecuada mientras se elimina la mayor cantidad de ruido posible. Para reproducir la señal, el receptor utiliza un oscilador local cuya frecuencia es muy similar a la de la señal de entrada. Las formas de onda del oscilador local y la de la señal se comparan en la etapa de detector de fase. El error de salida del detector de fase indica la diferencia instantánea de fase.

Para eliminar el ruido, el PLL promedia el máximo error durante un cierto tiempo y lo utiliza para establecer la frecuencia y fase del oscilador.

Si la señal original es estable en frecuencia, el oscilador local necesitará muy poca información para poder realizar el seguimiento, esta información se puede obtener promediando durante un largo periodo de tiempo, eliminando de esta forma el ruido, los cuales podrán ser muy grandes. La entrada al PLL es una señal ruidosa, mientras que la salida del sistema es una versión mas limpia. Por lo tanto se podría considerar como una especie de filtro, el cual deja pasar la señal y rechaza el ruido. Las dos importantes características son:

1-El ancho de banda puede ser muy pequeño.

2-Sigue la frecuencia de la señal automáticamente.

Estas características son las razones principales para utilizar PLL en recepción. Un ancho de banda estrecho es capaz de rechazar una gran cantidad de ruido; No es usual para un PLL recuperar una señal arraigada profundamente al ruido.

#### **Ancho de Banda extenso:**

Consideramos un oscilador con características tales como una buena potencia de salida, o una alta frecuencia, pero con muy poca estabilidad. Esta puede ser estabilizada por "fase-locking", utilizando un oscilador de referencia, quizás, de menor potencia pero con una estabilidad en frecuencia superior. El PLL actúa como un servomecanismo electrónico que elimina frecuencias no buscadas o fluctuaciones en la fase. Los PLL deberían tener una rápida respuesta, frente a un gran ancho de banda, para suprimir en la mayor medida posible las fluctuaciones del oscilador.

### **C.1.2. Linealidad**

Todos los PLL son no lineales. Las herramientas para el análisis de sistemas no lineales son escasas y extremadamente engorrosas en comparación con los poderosos instrumentos de análisis disponibles para sistemas lineales. Afortunadamente la mayoría de los PLLs pueden ser analizados por técnicas lineales, en condiciones de enganche (locked). Estas aproximaciones lineales

serán empleadas siempre que sea posible. La relativa sencillez del análisis lineal es enfatizada por los obstáculos encontrados cuando se trata de entender las operaciones no lineales.

## C.2. Modelo del PLL - Analógicos

A pesar de que los PLLs son inevitablemente circuitos no lineales, las principales operaciones de muchos, se pueden aproximar muy bien por modelos lineales. Un modelo lineal típico, será aplicable siempre que el error de fase sea pequeño, normalmente esta condición se alcanza cuando el lazo está bloqueado (locked). La mayoría de análisis y diseño de los PLLs pueden basarse en las aproximaciones lineales, el análisis se vuelve mucho más difícil cuando las aproximaciones son no lineales.

Para el análisis lineal, las herramientas mas destacadas son las transformaciones de Laplace, Fourier y diversos conceptos derivados de ellos.

El concepto de función de transferencia, describe una transformación entre la entrada y la salida de un circuito lineal. El análisis de diseño de PLLs se lleva a cabo casi en su totalidad a través de funciones de transferencia.

### C.2.1. Transferencia de Primer Orden

En circuitos básicos, una función de transferencia relaciona señales de tensión o corriente entre entrada y salida. Pero en los PLL las variables de interés son las fases de las señales y no las tensiones o corrientes. La función de transferencia esta relacionada con la modulación de fase de una señal, la cual se aplica en una localización determinada del PLL y se obtiene como respuesta en otra localización del PLL.

#### Análisis de la Función de Transferencia de Primer Orden

Consideramos los elementos de la Figura C.2.1. Siendo  $\theta_i(t)$  la fase de la señal de entrada y  $\theta_o(t)$  la fase a la salida del VCO. Asumiendo que el sistema esta enganchado (locked) y que el discriminador de fase es lineal, entonces el voltaje a la salida del detector es el siguiente:

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o), \quad \theta \text{ en Radianes.} \quad (\text{C.2.1})$$

Donde  $K_d$  es denominado factor de ganancia del discriminador de fase y es medido en unidades de Voltios por Radianes.

Definimos el error de fase como:

$$\theta_e = \theta_i - \theta_o \quad (\text{C.2.2})$$

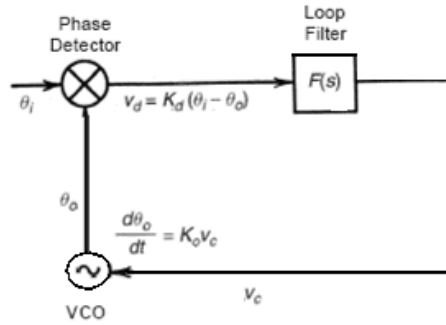


Figura C.2.1: Diagrama Básico de Bloques de un PLL

El error en el voltaje  $V_d$  es procesado por el loop filter, con el propósito de estabilizar el comportamiento dinámico del lazo. Además, el ruido y las componentes de alta frecuencia de la señal son suprimidas.  $F(s)$  es la función de transferencia del filtro. Este tiene como salida el voltaje  $V_c(t)$ , esta tensión es la que utiliza el VCO para controlar la frecuencia.

Utilizando las transformaciones de Laplace tenemos:

$$V_c(s) = F(s)V_d(s) \quad (C.2.3)$$

El VCO se caracteriza por una frecuencia central  $\Delta_w$  (rad/s) y un factor de Ganancia  $K_o$  (rad/seg.V) tal que  $\Delta_w = K_o.V_e$ . Dado que la frecuencia deriva de la fase, el VCO puede ser descrito por la siguiente ecuación:

$$\frac{d\theta_o(t)}{dt} = K_o.V_e(t) \quad (C.2.4)$$

Por lo tanto utilizando propiedad de Laplace obtenemos:

$$\theta_o(s) = \frac{K_o.V_e(s)}{s} \quad (C.2.5)$$

Esto es una transformación de Laplace de una integración, por lo que la fase de la señal de salida del VCO es proporcional a la integral de la tensión de control.

### C.2.2. Combinación de Transferencias

Estas funciones de transferencia se pueden combinar obteniendo así el conjunto de las funciones de transferencias del lazo, necesarias para el análisis y el diseño.

Función de Transferencia de Lazo Abierto:



$$G(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_d K_o F(s)}{s} \quad (\text{C.2.6})$$

Función de Transferencia del sistema:

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{K_d K_o F(s)}{s + K_d K_o F(s)} \quad (\text{C.2.7})$$

Función Transferencia del Error:

$$E(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{1}{1 + G(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + K_d K_o F(s)} \quad (\text{C.2.8})$$

Nota. (1) El PLL no funciona correctamente en condición de lazo abierto. La transferencia de lazo abierto  $G(s)$  se obtiene a partir de las transferencias individuales, analizando en forma de cascada. (2) La función de transferencia del sistema es llamada como transferencia de lazo cerrado. La transferencia del error es mencionada de la misma manera, por lo que esto da lugar a confusión.

### C.2.3. Características

La expresión  $1 + G(s)$  es conocida como la ecuación característica de los PLL. Las raíces de esta ecuación, son los polos de la transferencia de lazo cerrado, por lo que la localización de éstos es una propiedad importante en los PLL. En la transferencia de lazo abierto, la función de transferencia se puede escribir de esta manera:

$$G(s) = A(s)/B(s) \quad (\text{C.2.9})$$

$A(s)$  y  $B(s)$  polinomios en  $s$ . Sustituyendo esta ecuación en (C.2.7) y en (C.2.8) obtenemos lo siguiente:

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s) + A(s)} \quad E(s) = \frac{B(s)}{A(s) + B(s)} \quad (\text{C.2.10})$$

Ahora el polinomio  $B(s) + A(s)$  es llamado polinomio característico ya que deriva de la ecuación característica y contiene las mismas raíces.

### C.2.4. Nomenclatura, Coeficientes y Unidades

En las ecuaciones mencionadas anteriormente la fase se indica con el símbolo  $\theta$  y es medida en radianes. La frecuencia se indica como  $\phi$ , medida en radianes por segundo, la cual es más comunmente indicada por el símbolo

$F$  y medida en ciclos por segundo (Hz). De igual forma es conveniente para mediciones utilizar ciclos en vez de radianes. El símbolo  $\varepsilon$  es utilizado con ese propósito. En lugar de fase, quizás es conveniente utilizar una diferencia de tiempo  $\tau$ , medida en segundos.

$$\varepsilon = \frac{\tau}{T_s} \quad \theta = 2\pi\tau f_s \quad (\text{C.2.11})$$

$K_d$  y  $K_o$  son definidos como coeficientes de ganancia para el detector de ganancia y el VCO, y son medidos en  $V/\text{rad}$  y  $\text{rad}/\text{seg}.V$  respectivamente. Se puede utilizar una definicion equivalente. Para el detector de fase puede ser utilizado el coeficiente  $K_p$ :

$$v_d = K_p(\varepsilon_i - \varepsilon_o) \quad [V] \quad (\text{C.2.12})$$

donde  $K_p$  tiene como unidades  $\text{Voltios}/\text{ciclos}$ .  
Observación:

$$K_p = 2\pi K_d.$$

Para el VCO, se podrá emplear  $K_v$  tal que,

$$\Delta f_o = K_v v_c; \quad [Hz] \quad (\text{C.2.13})$$

Con  $K_v$  en  $\text{Hz}/V$  y se observa que  $K_v = \frac{K_o}{2\pi}$ ,  $K_d K_o = K_p \cdot K_v$ .

## C.3. PLL de Segundo Orden

### C.3.1. Loop Filter

La siguiente figura ilustra dos tipos de configuraciones que utilizan los PLL de segundo orden. Se los denomina de esta manera debido a que la transferencia de lazo abierto queda de segundo orden.

La Figura C.3.1.a muestra el circuito de un filtro activo que emplea un amplificador con una alta ganancia. Por ahora, se supone de ganancia infinita, de manera que las ecuaciones se dan por:

$$\begin{aligned} \tau_1 &= R_1 C, \\ \tau_2 &= R_2 C, \end{aligned}$$

$$F(s) \approx -\frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} = -\frac{\tau_2}{\tau_1} + \frac{1}{s\tau_1} \quad (\text{C.3.1})$$

La Figura C.3.1.b muestra un filtro de lazo implementado con una configuración  $P + I$  (Proporcional e Integrador). Hay dos caminos paralelos a diferencia del filtro anterior. La función de transferencia es la siguiente:

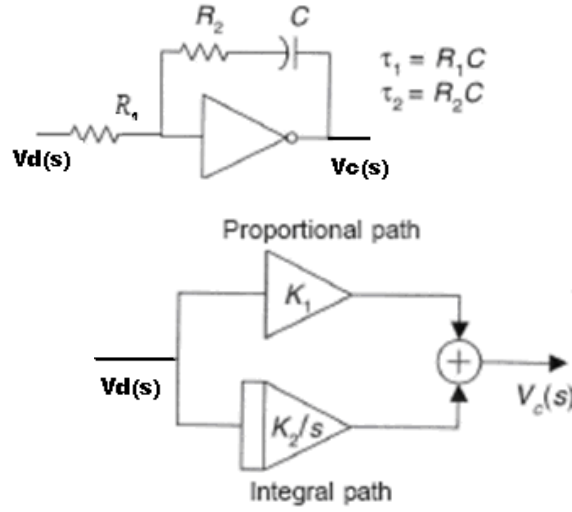


Figura C.3.1: Filtros de Lazo de Segundo Orden: (a) Circuito de un solo camino, implementado con un A.O. (b) 2 caminos, configuración P+I.

$$F(s) = K_1 + \frac{K_2}{s}, \quad (\text{C.3.2})$$

Donde  $K_1$  es el coeficiente de ganancia proporcional y  $K_2$  es el coeficiente de ganancia del bloque integrador del filtro. Observar que el coeficiente  $K_1$  es adimensional, y  $K_2$  tiene unidades de tiempo.

Las dos configuraciones son eléctricamente equivalentes si  $K_1 = T_2/T_1$  y  $K_2 = 1/T_1$ . La primera configuración es la más utilizada en la práctica, pero la segunda puede ofrecer importantes ventajas en cuanto a aplicación y análisis, debido a sus dos caminos.

### C.3.2. Orden y Tipo

Ahora sustituyendo las ecuaciones de las transferencias de los filtros (C.3.1) y (C.3.2) en la función de transferencia del PLL (ecuación (C.2.7) se obtiene:

$$H(s) = \frac{K_d K_o (s\tau_2 + 1)/\tau_1}{s^2 + sK_d K_o - \tau_2/\tau_1 + K_d K_o/\tau_1} = \frac{K_d K_o (K_1 s + K_2)}{s^2 + sK_d K_o K_1 + K_d K_o K_2} \quad (\text{C.3.3})$$

El denominador de esta función de transferencia (polinomio característico) es de segundo grado, de modo que el PLL se dice que es de segundo orden. Las dos raíces del denominador son los polos de la función de transferencia, y la raíz del numerador es un cero, ubicado en:  $s = -1/T_2$  y  $s = -K_2/K_1$ .

El cero es una característica necesaria para la configuración del filtro  $P + I$ , es esencial para la estabilidad del sistema. Una de las importantes propiedades relacionada con el sistema realimentado es el tipo, y no el orden del mismo. Tipo: se refiere al número de integradores en el sistema. En particular, este sistema es del tipo-2 (PLL más comunes), debido a que contiene dos integradores (uno en el discriminador de fase y el otro en el VCO) y además es de segundo orden. Cada integrador contribuye con un polo a la transferencia, por lo que el orden nunca puede ser menor que el tipo. Además filtros no integradores pueden adicionar polos a la transferencia sin ningún efecto sobre el tipo. Debido a la inherente integración en el VCO, los PLLs son siempre al menos de tipo 1.

Elementos parásitos no deseados y más etapas de filtrado pueden añadir polos no integradores en el circuito, causando que el orden sea más grande que el tipo. En circuitos suficientemente complicados, es posible encontrar un orden entre 10 y 12, siendo el sistema sólo de tipo 1 o tipo 2.

### C.3.3. Frecuencia Natural y Amortiguamiento

El más conocido de los parámetros de un PLL de segundo orden consiste en la frecuencia natural amortiguada  $\omega_n$  (rad/s) (por lo general, frecuencia natural) y el factor de amortiguamiento adimensional  $\xi$ . En términos de los coeficientes y constantes de tiempo de la ecuación (C.3.3), éstos parámetros se definen para un PLL de segundo orden como:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_o}{\tau_1}} = \sqrt{K_d K_o K_2}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_d K_o}{\tau_1}} = \sqrt{K_d K_o K_2} \xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_d K_o}{\tau_1}} = \frac{\tau_2 \omega_n}{2} = \frac{K_1}{2} \sqrt{\frac{K_d K_o}{K_2}} \quad (\text{C.3.4})$$

Y la función de transferencia del sistema se reduce a:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{C.3.5})$$

La frecuencia natural y el amortiguamiento son una descripción de las propiedades del par de polos y por lo tanto una adecuada para la descripción del lazo. Si  $\xi < 1$  el par de polos será complejo conjugado, si  $\xi = 1$  los polos serán reales y coincidentes, y si  $\xi > 1$  los polos serán reales y distintos.

Para  $\xi < 1$ , el vector que va desde el origen de coordenadas a la ubicación del polo, tiene longitud  $\omega_n$ , y el ngulo que forma el eje negativo con el vector es  $\xi$ , como se muestra en la Figura C.3.2. Para  $\xi > 1$ , la media geométrica

de las ubicaciones de los polos es igual a  $\omega_n$ , y la relación entre los dos polos está dada por:

$$2\xi^2 + 2\xi\sqrt{\xi^2 - 1} = 1 \quad (\text{C.3.6})$$

Valores típicos de  $\xi$  se encuentran entre 0,5 y 2, con un valor preferido de 0.707, pero a veces son necesarios valores mucho más grandes, de hasta 20 o 30. Lazos con amortiguación menor a 0.5 tienen un excesivo rebasamiento en su respuesta transitoria y son dinámicamente insatisfactorios.

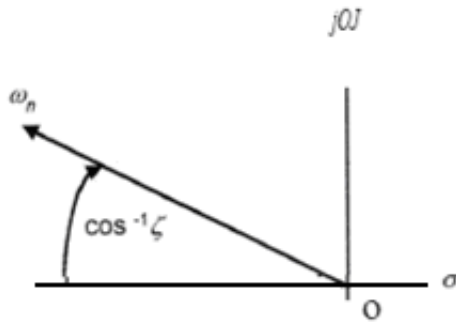


Figura C.3.2: Geometría de un Polo Complejo ( $\omega_n$   $\xi$ )

Amortiguación de factores mucho más grandes que 1 son necesitados solamente en casos especiales.  $\omega_n$  puede tomar una amplia gama de valores, entre  $10^5$  a  $10^8$  rad/s o más.

Frecuencia natural y amortiguación son un atractivo conjunto de parámetros a causa de su intuitiva descripción física y debido a su amplia presencia en las literaturas de PLL. Sin embargo, sólo se aplican a los sistemas de segundo orden.  $\omega_n$  se utiliza a menudo como una medida de ancho de banda en un sistema realimentado de segundo orden.

Se define para los PLL tipo 2 de segundo orden, la ganancia del lazo abierto  $K$ , a través de la vía de proporcionalidad y con exclusión del factor de ganancia de integración en el VCO:

$$K = K_d K_o K_1 = \frac{K_d K_o \tau_2}{\tau_1} \quad (\text{C.3.7})$$

Se necesitan dos parámetros,  $K$  por sí sola no basta. Uno puede elegir  $\xi$  como el segundo parámetro, o  $\tau_2$  puede ser muy útil. Cualquiera de los dos parámetros de un PLL de segundo orden de tipo 2 puede definirse en términos de los otros dos. Algunas de estas relaciones son:

$$K = 2\xi\omega_n, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_2}} \quad (\text{C.3.8})$$

$$K\tau_2 = 4\xi^2, \quad \xi = \frac{1}{2}\sqrt{K\tau_2} \quad (\text{C.3.9})$$

Parametrizando la transferencia del sistema de la ecuación (C.3.3), en función de K obtenemos:

$$H(s) = \frac{K(s + K/4\xi^2)}{s^2 + Ks + K^2/4\xi^2} = \frac{K(s + 1/T_2)}{s^2 + Ks + K/T_2} \quad (\text{C.3.10})$$

El error correspondiente es:

$$E(s) = \frac{s^2}{s^2 + Ks + K^2/4\xi^2} = \frac{s^2}{s^2 + Ks + K/T_2} \quad (\text{C.3.11})$$

La ganancia DC de PLL se define como:

$$K_{DC} = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) = K_d K_o \mid F(0) \mid \quad \text{rad/s.} \quad (\text{C.3.12})$$

Esta definición es aplicable a los PLLs de todos los rdenes y tipos. En los lazos de tipo 1,  $F(0)$  es finito, mientras que la integración en  $F(s)$  para los del tipo 2 o superior son infinito.

#### C.3.4. Respuesta en Frecuencia

En las siguientes figuras se muestra la respuesta en frecuencia de  $H(j\omega)$  y  $E(j\omega)$  para PLLs de segundo orden, tipo 2 (amplitud en dB en función de la frecuencia, escala logartmica) para varios valores del factor de amortiguamiento  $\xi$ . La frecuencia de las Figuras 2.4 y 2.5 están normalizadas por la frecuencia natural  $\omega_n$ , mientras que la escala de frecuencia de las Figuras 2.6 y 2.7 se normalizan con la ganancia del bucle (K). Varias propiedades de la funciones de transferencia son discernibles de estos gráficos.

##### Propiedades de la Fase

La amplitud de las respuestas en frecuencia revela que la función de transferencia  $H(s)$  se comporta como un pasa bajos, realiza una operación de filtrado en la fase de modulación de la señal de entrada, mientras que la respuesta en frecuencia de la función transferencia error  $E(s)$  realiza una operación de filtrado pasa altos. Estas propiedades de filtrado son generales para todos los PLLs. Sólo detalles específicos varían entre los PLLs de diferentes órdenes y tipos. Este comportamiento se produce porque el PLL esta necesariamente limitado en ancho de banda.

La fase de entrada de la modulación de ancho de banda en el lazo, se transfiere a la fase de salida del VCO, pero toda fase fuera del ancho de banda del lazo de modulación se atenúa. La respuesta del error es necesariamente complementaria: la fase de entrada de la modulación de ancho de banda en el lazo es acompañada con pequeños errores, mientras que si la entrada esta fuera de la modulación de ancho de banda del lazo implica error de seguimiento.

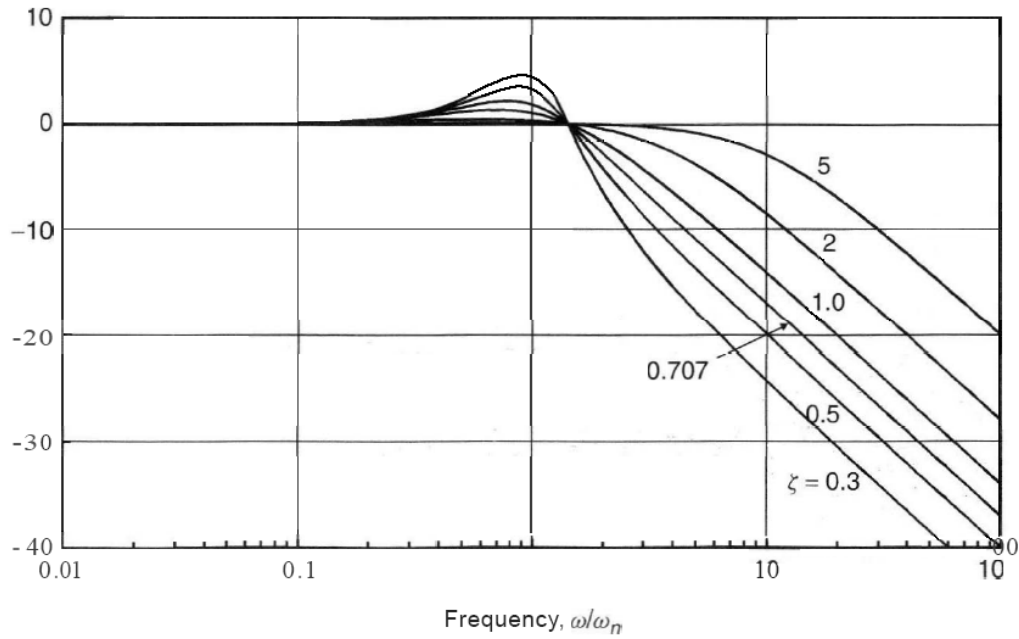


Figura C.3.3: Respuesta en frecuencia de  $|H(j\omega)|$  para un PLL de segundo orden tipo 2. Frecuencia normalizada por  $\omega_n$ .

#### Respuesta Asinttica:

La respuesta en frecuencia asintótica de  $|H(j\omega)|$  y de  $|E(j\omega)|$  de un PLL de Segundo Orden, Tipo 2 se expresa de la siguiente manera:

$$|H(j\omega)| \approx \begin{cases} 1, & \omega \ll K \\ \frac{K}{\omega}, & \omega \gg K \end{cases} \quad |E(j\omega)| \approx \begin{cases} \frac{\omega^2}{\omega_n^2}, & \omega \ll \omega_n \\ 1, & \omega \gg \omega_n \end{cases} \quad (\text{C.3.13})$$

Por lo tanto, para una frecuencia alta, la asíntota de  $|H(j\omega)|$  cae hasta -6 dB/octava, y para una baja frecuencia la asíntota de  $|E(j\omega)|$  se eleva a 12 dB/octava. Estas asíntotas son independientes del factor de amortiguamiento  $\xi$ . Se producen pendientes asintóticas,  $|H(j\omega)|$  diferentes, en PLLs de

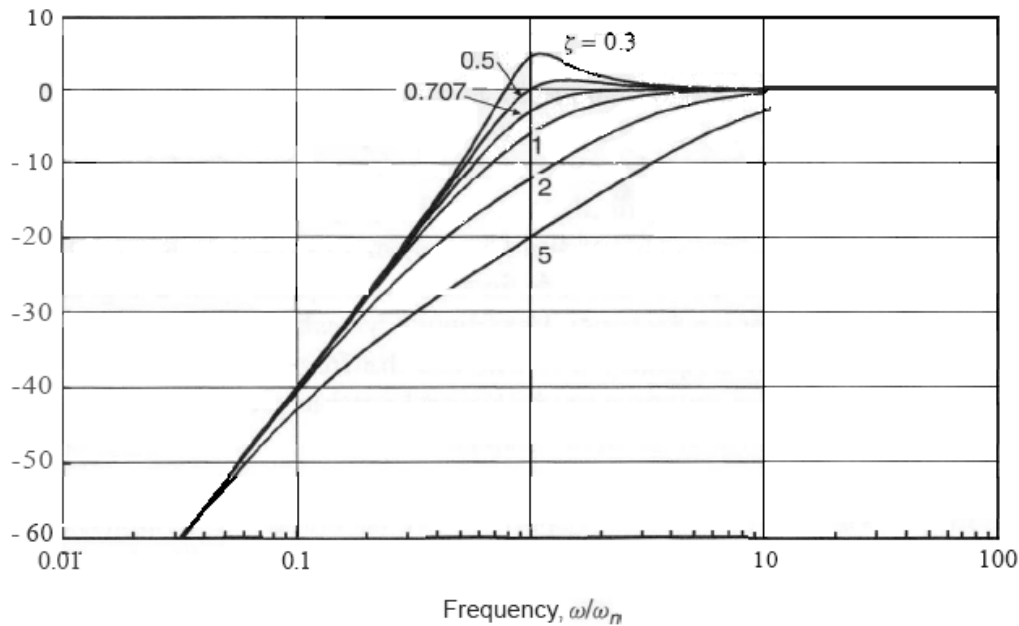


Figura C.3.4: Respuesta en frecuencia de  $|E(j\omega)|$ , PLL de segundo orden tipo 2. Frecuencia normalizada por frecuencia natural  $\omega_n$ .

diferentes órdenes, y diferentes pendientes asintóticas de  $|E(j\omega)|$  se producen en PLLs de diferentes tipos.

### Ancho de Banda

¿Cómo se define el ancho de banda de un PLL? De hecho, no existe una definición única suficiente para todos los propósitos. Algunos candidatos son: frecuencia natural  $\omega_n$ , ganancia de lazo  $K$ , ancho de banda del ruido, y frecuencia de 3 dB ( $\omega_{3dB}$ ).

Frecuencia natural es ampliamente utilizada como una indicación del ancho de banda, pero un vistazo rápido a las curvas de la figura C.3.3 (pasa bajos) muestra que no es una medida satisfactoria para  $H(s)$  debido a la fuerte dependencia con el amortiguamiento  $\zeta$ ; es necesaria una mejor definición. Sin embargo, la frecuencia natural proporciona una buena indicación del comienzo del filtrado, pasa altos de la figura C.3.4. Esto es aplicable a respuestas del tipo pasa altos que se extienden a los PLLs del tipo 2 y de orden superior. Pero el término frecuencia natural no tiene sentido en PLLs que no sean ni de Segundo Orden, ni del Tipo 2.

La Figura C.3.5 revela que  $K$  es una buena indicación de la frecuencia del pasa bajos  $|H(s)|$ . Además,  $K$  es un buen indicador de la frecuencia de corte del pasa bajos para PLLs de cualquier orden o de cualquier tipo. De



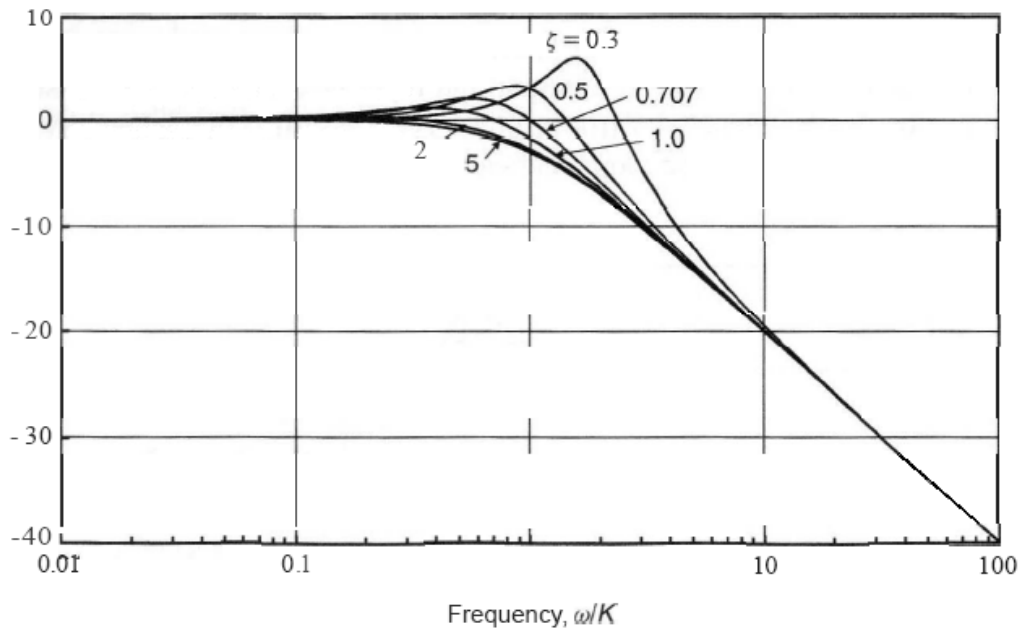


Figura C.3.5: Respuesta en frecuencia de  $|H(j\omega)|$ , PLL de segundo orden tipo 2. Frecuencia normalizada por ganancia del lazo K

ahora en adelante, sin otro calificativo, el uso del término ancho de banda, significará K. Sin embargo, en la Figura C.3.6, se observa que K es un pobre indicador de la frecuencia de corte del pasa altos.

El ancho de banda de ruido  $B_L$  es una medida adecuada del ancho de banda del PLL si el ruido blanco aditivo es una perturbación importante, aunque es menos aplicable en situaciones de bajo nivel de ruido, donde K puede ser preferible.

Filtros ordinarios se especifican en términos del ancho de banda de 3 dB. El ancho de banda de Phase-Lock Loops también podrá especificarse de esta manera, pero rara vez es útil. Se podrá extraer  $\omega_{3dB}$ , anchos de banda de la Figura C.3.3 a la Figura C.3.6, pero no hay una aparente apreciación a esos valores. El Ancho de banda  $\omega_{3dB}$  del pasa bajos  $|H(j\omega)|$  de un PLL de segundo orden y tipo 2 puede calcularse como:

$$\omega_{3dB} = K \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{4\xi^2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{1}{\xi^2} + \frac{1}{2\xi^4}} \right)^{1/2} \text{ rad/s.} \quad (\text{C.3.14})$$

### Pico de Ganancia

En las curvas de respuesta de las Figuras C.3.3 a la C.3.6 se observa un pico

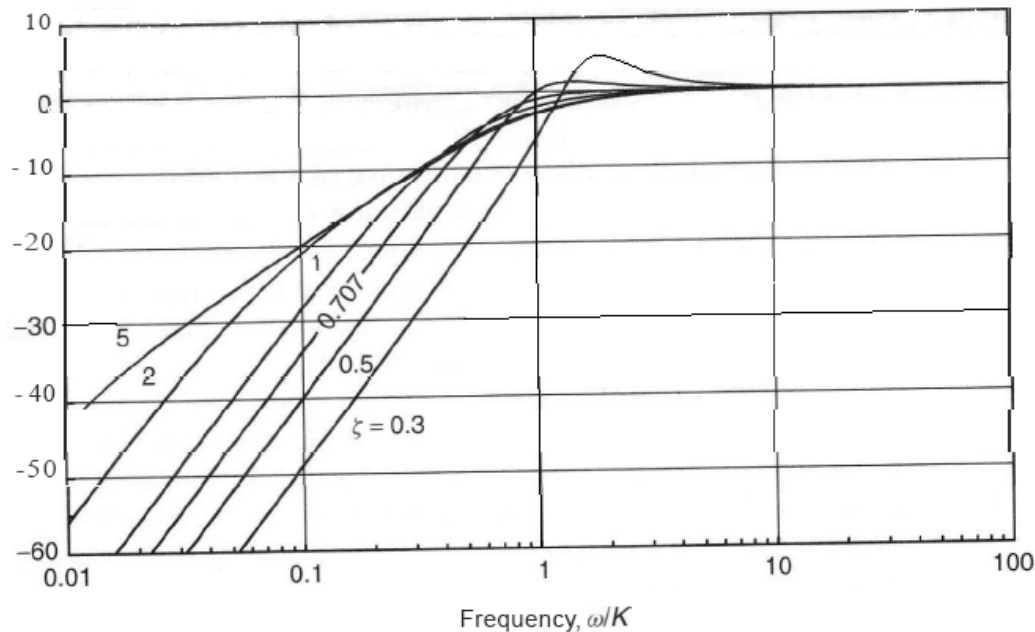


Figura C.3.6: Respuesta en frecuencia de  $|E(j\omega_w)|$ , PLL de segundo orden tipo 2. Frecuencia normalizada por ganancia del lazo K.

evidente, especialmente para bajos valores de amortiguación. La respuestas de pasa altos  $|E(j\omega)|$  tienen un pico sólo si  $\xi < \sqrt{0,5} \approx 0,707$  y no para  $\xi$  de mayor tamaño. La respuesta del pasa bajos  $|H(j\omega)|$  tiene un pico grande para pequeños valores de amortiguación  $\xi$ , pero para PLLs de Segundo Orden Tipo 2, el pico nunca desaparece por completo, no importa cuán grande puede ser la amortiguación.

¿Por qué siempre se produce un pico en las curvas del pasa bajos? Para los pequeños valores de amortiguamiento ( $\xi < 0,707$ ), los polos (complejos) de la función de transferencia están cerca del eje imaginario, de manera incipiente se produce el efecto de resonancia. Sin embargo, todavía se produce un pico de mayor amortiguamiento e incluso de sobre-amortiguamiento para  $\xi > 1$ ; es decir, bucles con polos reales, por lo que no están presentes los efectos de resonancia. La presencia del pico de gran amortiguamiento se produce debido al cero ( $s = -1/\tau_2$ ) en el numerador de  $H(s)$ .

El cero causa que  $|H(j\omega)|$  aumente con la frecuencia, el aumento se da por concluido en las proximidades de los polos. El espacio entre el cero y el polo más cercano disminuye a medida que K se incrementa (aumenta la amortiguación), pero el polo nunca coincide con el cero para ningún valor finito de K. Por lo tanto, los PLLs de segundo orden de tipo 2 siempre

exhiben un pico de ganancia en  $|H(j\omega)|$ . Si el cero causa el pico de ganancia, ¿Por qué no eliminarlo para evitar dicho pico? El cero es requerido para la estabilidad de los PLLs del Tipo 2.

El pico es irrelevante en muchas aplicaciones, pero no en todas. Considerando la posibilidad de que un gran número de PLLs están conectados en cascada, como en una cadena de repetidoras de un sistema de telecomunicaciones. Si cada repetidor tiene un pico máximo de 1 dB (correspondiente a un  $\xi = 1$ , una amortiguación que normalmente no se considera pequeña), si la cadena contiene 100 repetidores (número razonable), y si no se toman medidas de protección, tener un máximo de 100 dB es un desastre. Normas de telecomunicaciones especifican que el pico máximo sea sólo de 0,1 dB. De la función de transferencia  $H(s)$ , ecuación C.3.10, el pico de ganancia de un PLL de Segundo Orden Tipo 2 queda:

$$Pico = 10 \log \frac{1}{8\xi^4 - 4\xi^2 - 1 + \sqrt{8\xi^2 + 1}} \text{ dB} \quad (\text{C.3.15})$$

En la siguiente figura se muestra el Pico de ganancia en función del factor de amortiguamiento  $\xi$ . Los picos inferiores a 0,1 dB exigen que se cumpla que  $\xi > 4,4$ .

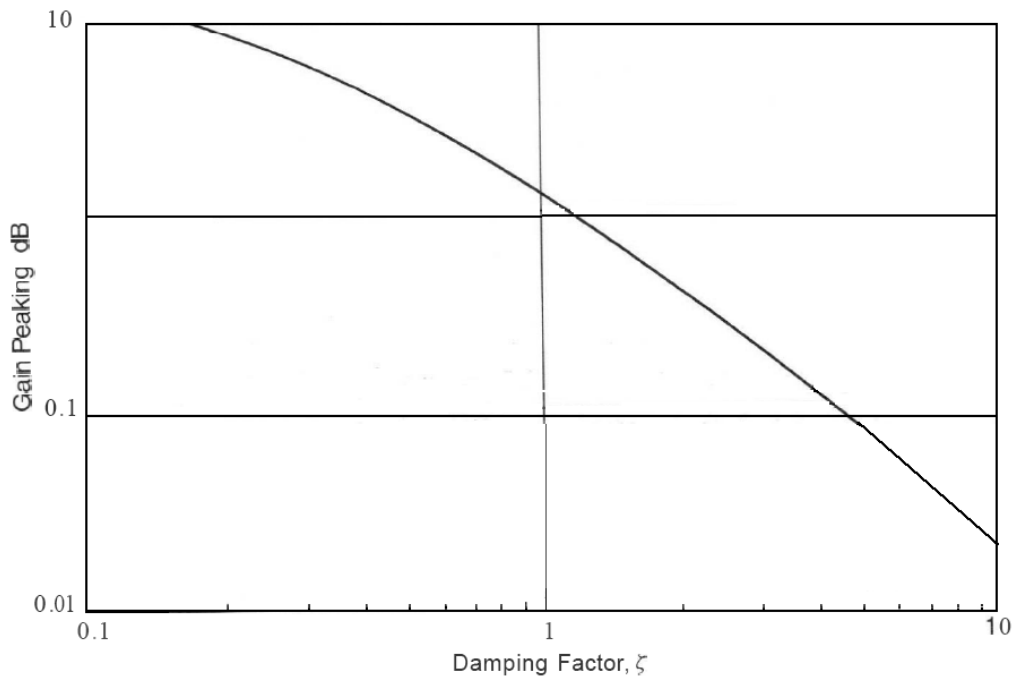


Figura C.3.7: Pico de ganancia en  $|H(j\omega_w)|$  para PLLs de Segundo Orden, Tipo 2.

## C.4. Discriminador de Fase

Se distinguen dos grandes clases de detectores de fase: dispositivos multiplicadores (o combinatorios) y dispositivos secuenciales. Los Multiplicadores generan un error en corriente continua como el producto medio de la señal de entrada y la forma de onda del oscilador local. Los multiplicadores son dispositivos sin memoria. Un diseño adecuado de un discriminador de fase tipo multiplicador es capaz de funcionar con una señal de entrada profundamente arraigada al ruido.

Un detector de fase secuencial genera a la salida un voltaje de error útil, que depende únicamente de un intervalo de tiempo, entre una transición de la forma de onda de la señal y una transición de la forma de onda del VCO. Otros detalles de la forma de onda no contribuyen a la salida. Los detectores de fase secuenciales tienen memoria de las transiciones del pasado.

Pueden generar características de Detectores de Fase que son difíciles o imposibles de obtener en los circuitos de los multiplicadores.

Debido a que un circuito secuencial opera en transiciones, su capacidad de manejo de ruido es inferior a la de un multiplicador.

Los D.F. secuenciales generalmente se construyen con circuitos lógicos

digitales (flip-flops, puertas lógicas) y operan con formas de onda binaria rectangular. En consecuencia, son llamados detectores de fase "digitales" y los PLLs que los contienen a menudo son llamados PLL "digitales". Esta terminología es incorrecta, las salidas de la mayoría de los D.F. secuenciales son analógicas y sus PLL son circuitos analógicos.

#### C.4.1. Detector de Fase Multiplicador

Si ambas entradas, a un multiplicador ideal, son sinusoidales, la salida de DC es proporcional al producto de las amplitudes de las dos entradas y al coseno de la diferencia de fase entre ellos. El error de Fase es cero cuando la diferencia de fase es 90 grados.

Además de la salida útil, también hay una onda sinusoidal, no deseada, al doble de la frecuencia de entrada, con una amplitud igual al nivel máximo de salida de DC. Esta onda debe ser suprimida para evitar que bandas laterales no deseados aparezcan en la VCO.

Un multiplicador real proporciona un modelo analítico útil para un detector de fase, pero no se encuentra comúnmente en los equipos actuales. Los detectores de fase por conmutación son mucho más frecuentes. Supongamos que al detector de fase de onda sinusoidal se le inyecta una onda cuadrada de la forma:

$$v_o(t) = \text{sgn}[\cos(w_i t + \theta_0)] \quad (\text{C.4.1})$$

La frecuencia del VCO se muestra como  $w_i$ , la misma que la frecuencia de la señal de entrada. La onda cuadrada es periódica y se puede escribir como una serie de Fourier, de la siguiente manera:

$$v_o(t) = \frac{4}{\pi} [\cos(w_i t + \theta_o) - \frac{1}{3} \cos 3(w_i t + \theta_o) + \frac{1}{5} \cos 5(w_i t + \theta_o) + \dots] \quad (\text{C.4.2})$$

La salida del multiplicador es la señal de entrada multiplicada por cada uno de estos términos

Muchas veces la señal de entrada y el ruido tienen un estrecho ancho de banda, en torno a la frecuencia portadora, si no hay armónicos presentes en la entrada. En este caso, es fácil demostrar que el único multiplicador es la componentes de baja frecuencia (cerca de DC), que es la componente que esta relacionada con la frecuencia fundamental de la onda cuadrada.

Todos los demás productos solo contribuyen a ondas de alta frecuencia. Supongamos que la señal de entrada se  $V_s(t) = V_s \cdot \sin(w_i t + \theta_i)$ . El valor medio (componente DC) del producto  $V_s \cdot V_o$  es:

$$v_d(t) = \frac{2}{\pi} V_s \sin(\theta_i - \Theta_o) \quad (\text{C.4.3})$$

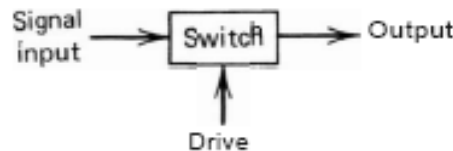
La ganancia del detector de fase es  $K_d = 2V_s$  en  $V/\text{rad}$ . En otras palabras, la salida útil es idéntica a la que se hubiera obtenido con una sinusoidal de amplitud  $4/\pi$ .

El circuito produce exactamente la misma señal de DC y exactamente el mismo ruido de baja frecuencia que el detector de fase equivalente con unidad sinusoidal. Pero la multiplicación por una unidad de onda cuadrada de amplitud es exactamente equivalente al cambio periódico de la polaridad de entrada, el multiplicador puede ser reemplazado, sin cambio (a excepción de forma de onda), por un interruptor de polaridad.

La utilización de un interruptor es a menudo mucho más simple y menos costoso que construir un multiplicador lineal, el tipo más común de multiplicador detector de fase es en realidad un dispositivo de conmutación. La amplitud de salida y la ganancia del detector  $K_d$ , es proporcional a la amplitud de la señal de entrada  $V_s$ , pero independiente de la amplitud del voltaje del dispositivo interruptor.

Lo anterior describe una onda completa de un discriminador de fase por conmutación; que genera la producción en las dos mitades del ciclo de conmutación. El circuito deja pasar la señal de entrada  $V_i(t)$  en las dos mitades positivas del ciclo de conmutación y bloquea la señal de entrada en las mitades negativas.

Se muestra en la figura C.4.1 la media onda y onda completa del detector de onda. El promedio de salida de media onda del D.F es exactamente la mitad de la salida obtenida por una onda completa, por lo que la ganancia de media onda es  $V_s/\pi$  [ $V_s/\text{rad}$ ]. Al examinar la forma de onda de la figura C.4.1 revela que la frecuencia fundamental es la frecuencia de la señal; el rizado es más difícil de eliminar que en un D.F. de onda completa, donde la frecuencia de onda fundamental es el doble de la frecuencia de la señal, como se muestra en la parte inferior de la figura. Por lo tanto, una técnica para reducir la ondulación es emplear circuitos de onda completa en vez de circuitos de media onda.



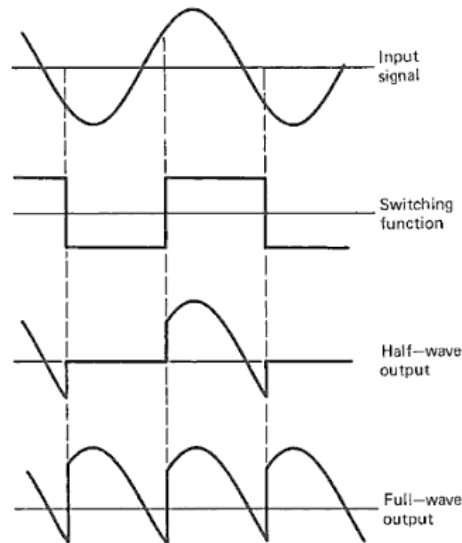


Figura C.4.1: Formas de Onda de Detectores de Fase de Conmutación.

### C.4.2. Detectores de Fase Secuenciales

Los D.F secuenciales operan en las transiciones de la señal y con formas de onda del oscilador local, cualquier otra característica, sobre las formas de onda, es ignorada. Para una operación confiable de los circuitos, las formas de onda son generalmente recortadas a una forma rectangular. La media a la salida es proporcional al intervalo de tiempo entre una transición de la señal y una transición de la forma de onda del VCO. El circuito debe tener incorporado memoria para ser capaz de medir la diferencia de tiempo.

#### Flip-Flop

El D.F Secuencial se puede construir con un simple flip-flop SR, es un circuito de 2 estados, con la característica de linealidad de fase en el rango de  $\pm\pi$ , como se muestra en la Figura C.4.2. Los 2 estados son representados en la Figura C.4.3, donde R y V son las 2 entradas y la flecha  $\uparrow$  indica un salto a un uno lógico.

Una transición a uno en la entrada R del flip-flop lleva al circuito al estado 2 ( $\tilde{v}_d$  positivo) y una transición en la entrada V causa que el circuito vaya al estado 1 ( $\tilde{v}_d$  negativo).

En el diagrama de tiempos que se muestra en la figura C.4.4 se observa como el promedio  $v_d$  aumenta a medida que aumenta  $\theta_d$ , esto sucede continuamente a lo largo de toda la gama  $2\pi$ , obteniendo como resultado, los dientes de sierra que se muestran en la Figura C.4.2. La ganancia es  $K_d = V_{dm}/\pi = (V_H - V_L)/\pi$  [V/rad]

El seguimiento del equilibrio esta normalmente centrado alrededor de  $\pi$ , por lo que el DC offset en  $V_d$  debe ser cancelado con un circuito de polarización adecuada.

Si se requiere bajo nivel de ruido, es aconsejable usar una unidad de entrada digital para manejar la salida de la bomba de carga con bajo ruido, produciendo la salida de DC real.

En el circuito de la Figura C.4.5 la entrada  $v_i$  es conectada a R y  $v_o$  se conecta a V. Un flanco en  $v_i$  causa que  $Q_1 = Q_2$ , entonces  $\tilde{v}_d$  esta en estado alto, un uno lógico (set). Un flanco en  $v_o$  causa que  $Q_2 = \overline{Q_1}$ , entonces  $\tilde{v}_d$  esta en estado bajo, un cero lógico (reset). Una de las desventajas de este circuito es que es más sensible al ruido que otro tipo de detectores de fase secuenciales, como por ejemplo el OR exclusivo.



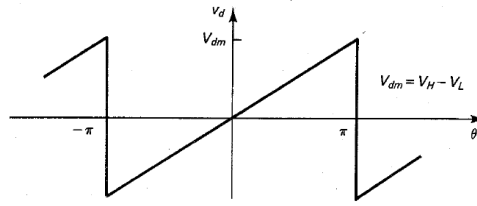


Figura C.4.2: (a) Diferencia de Fases

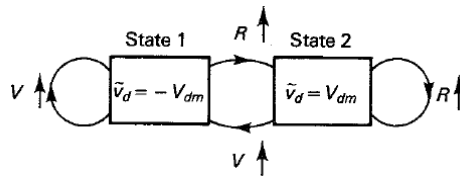


Figura C.4.3: (b) - Diagrama de Estados

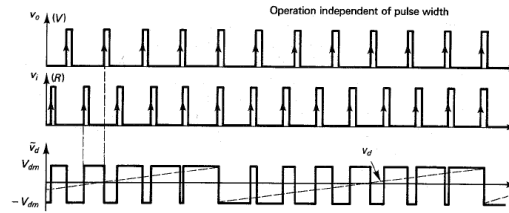


Figura C.4.4: (c)

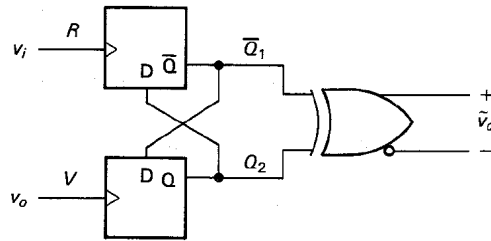


Figura C.4.5: (d)

Falta hablar sobre los FPD 10.3

## **C.5. Filtros de lazo**

Las clases de filtros más comunes son: los utilizados directamente con los detectores de fase y los utilizados con las bombas de carga. Un filtro de lazo es un circuito relativamente sencillo

### **C.5.1. Filtros Activos y Pasivos**

Los amplificadores de DC en circuitos con PLL en gran parte son propensos a tensiones de offset y por lo general poco fiables. Los PLL eran construidos con filtros de lazo pasivo, para evitar la utilización de estos amplificadores DC. Solo los PLL de tipo 1 podían ser realizados con un filtro pasivo, pero el rendimiento se veía afectado por el error de fase estático. Además son necesarios grandes condensadores para la construcción de estos filtros en PLLs de ancho de banda estrecho.

Las Bombas de carga a menudo trabajan con filtros pasivos, pero su funcionamiento es diferente al de los PLLs sin bombas de carga.

La llegada de los amplificadores operacionales, y su buen comportamiento a bajo costo, fue la principal razón para que los filtros de lazo pasivos hallan desaparecido.

### **C.5.2. DC offset**

Cualquier entrada con tensión de offset en el amplificador de un filtro de lazo se cancelará a través de la realimentación del PLL por un offset opuesto en la salida del detector de fase. Este offset en el D.F. genera un error de fase constante, por lo general una característica indeseable. Es preciso tener cuidado en reducir al mínimo las compensaciones de DC en el amplificador y los demás circuitos de DC, incluyendo en el D.F. En ausencia de una señal de entrada y el lazo no enganchado, las únicas entradas al filtro de lazo son el offset (DC) y ruido. Con una ganancia muy grande en el A.O (que es algo común en A.O sin realimentación DC), este offset se acumula en la función de integración del Filtro de Lazo, llevando eventualmente su salida a un estado de saturación. Un A.O saturado podría impedir la adquisición de la fase cuando la señal aparezca. Este problema de adquisición podría ser eliminado con la ayuda de la frecuencia de barrido o detección de frecuencia.

Un detector de frecuencias no evita la saturación, pero mediante un buen diseño, podrá superar cualquier tensión de offset cuando aparezca la señal

y llevará a la salida del integrador hacia la frecuencia de bloqueo correcto.

La frecuencia de reposo del VCO (en ausencia de la señal de entrada) tiene que mantenerse dentro de ciertos límites para asegurar que una vez que aparezca la señal, esta se pueda adquirir rápidamente. Un método consiste en bloquear el PLL con una señal de referencia local mientras que la señal de entrada está ausente, y utilizar la información de la señal cuando esta se detecte en la entrada.

## C.6. Bombas de carga

Una bomba de carga en un PLL es un interruptor electrónico que dispensa la carga en el filtro de lazo, bajo el control del detector de fase. Las Bombas de carga se pueden utilizar con cualquier detector de fase.

### C.6.1. Modelo

La típica Bomba de Carga consta de dos interruptores de corriente, llamados UP y DN, controlados por un PFD. El interruptor UP entrega la corriente de bomba  $I_p$  en el Filtro de Lazo, cuando el terminal UP del PFD está activo, y el interruptor DN extrae la corriente de bomba  $I_p$  del Filtro, cuando el terminal DN esta activo. En el tercer estado del PFD ambos interruptores están apagados, esta es una propiedad importante de las bombas de carga, una propiedad que no existe en PLLs convencionales.

Suponiendo que el PLL está bloqueado, se denota la frecuencia de comparación del F.D como  $\omega_c$  rad/s. El error de fase como  $\theta_i - \theta_o = \theta_e$  radianes. El tiempo encendido de cualquiera de los interruptores UP o de DN, según el caso, es

$$t_p = \frac{|\theta_e|}{\omega_c} \quad (\text{C.6.1})$$

Por cada periodo  $2\pi/\omega_c$  de la señal de entrada

Los filtros de lazo pasivos están representados por su impedancia  $Z_F(s)$ , y los filtros activos se caracterizan por su transferencia (corriente de entrada y tensión de salida).

Una corriente de bomba  $I_p \cdot \text{sg}(\theta_e)$  se entrega a la impedancia de filtro  $Z_F$  por un tiempo de ciclo  $t_p$ . Cada ciclo tiene una duración de  $2\pi/\omega_c$  segundo, así que, utilizando la ecuación C.6.1, el error de corriente promedio de un ciclo es:

$$I_d = \frac{I_p \theta_e}{2\pi} \text{ Amperios} \quad (\text{C.6.2})$$

$I_d$  es el promedio del error de corriente durante muchos ciclos, siempre que ambas entradas sean periódicas. La ganancia del detector de Fase es:

$$K_d = \frac{I_p}{2\pi} \text{ A/rad} \quad (\text{C.6.3})$$

La tensión y la fase del VCO estan dadas por las siguientes ecuaciones:

$$V_e(s) = I_d(s)Z_F(s) = \frac{I_p Z_F(s)\theta_e(s)}{2\pi} \quad (\text{C.6.4})$$

$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_o(s)}{s} \text{ rad} \quad (\text{C.6.5})$$

Donde  $K_o$  es la ganancia ( $\text{rad/seg.V}$ ) del VCO. Estas expresiones conducen a las siguientes funciones de transferencia del lazo.

$$G(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_o I_p(s)Z_F(s)}{2\pi s} \quad (\text{C.6.6})$$

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_o I_p(s)Z_F(s)}{2\pi s + K_o I_p(s)Z_F(s)} \quad (\text{C.6.7})$$

$$E(s) = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{2\pi s}{2\pi s + K_o I_p(s)Z_F(s)} \quad (\text{C.6.8})$$

## D. Conceptos sobre modulación FM

### D.1. Introducción

[7]

En la modulación exponencial, la onda modulada en forma fasorial es una función exponencial del mensaje, o sea,

$$x_c(t) = \text{Re}[e^{j\theta_c(t)}] = A_C \cos \theta_c(t)$$

donde  $\theta_c(t)$  posición angular del fasor es una función lineal de  $x(t)$  y  $A_c$  es una constante. Expresemos a  $\theta_c$  como

$$\theta_c \triangleq 2\pi f_c t + \phi(t) \quad (\text{D.1.1})$$

de manera que la frecuencia portadora  $f_c$  se especifica como unívoca. El segundo término de la ecuación (1) se puede interpretar como ángulo de fase relativo, en el sentido de que el fasor  $e^{j\theta_c}$  difiere en posición angular de  $e^{j\omega_c}$  en  $\phi(t)$ . De esto se llega a la definición de desviación de frecuencia instantánea  $f(t)$  (en revoluciones o ciclos por segundo) por

$$f(t) \triangleq \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \phi(t)}{\partial t} \quad (\text{D.1.2})$$

Lo cual se puede interpretar como la velocidad de  $e^{j\theta_c}$  en comparación con  $e^{j\omega_c}$ . Así,  $\theta_c(t)$  está relacionada con  $f(t)$  por la integración en la forma

$$\theta_c(t) = 2\pi f_c t + 2\pi \int_{-\infty}^t f(\lambda) d\lambda \quad (\text{D.1.3})$$

Se define a la modulación en frecuencia como la desviación de la frecuencia instantánea  $f(t)$ . Se define a la fase relativa de una onda de modulación de fase como

$$\phi(t) \triangleq \phi_\Delta x(t) \quad (\text{D.1.4})$$

Donde  $\phi_\Delta$  es la constante de desviación de fase, es decir, el máximo corrimiento de fase producido por  $x(t)$  puesto que aún se está empleando la convención de que el módulo del mensaje es menor que 1. La onda modulada es entonces

$$x_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi_\Delta x(t)] \quad (\text{D.1.5})$$

La desviación de frecuencia instantánea de una onda de modulación de frecuencia es

$$f(t) \triangleq f_{\Delta} x(t) \quad (\text{D.1.6})$$

Donde  $f_{\Delta}$  es la constante de desviación de frecuencia. Sustituyendo la ecuación (6) en (3) se tiene

$$\theta_c(t) = 2\pi f_c t + 2\pi f_{\Delta} \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda \quad (\text{D.1.7a})$$

y en consecuencia

$$x_c(t) = A_c \cos[w_c t + 2\pi f_{\Delta} \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda] \quad (\text{D.1.7b})$$

es la forma de onda modulada. Se supone que el mensaje de continua no contiene componente de CD, de otra manera la integral de la ecuación (7) divergiría conforme  $t$  tiende a infinito.

Comparando la ecuación (5) con la ecuación (7), se aprecia una leve diferencia entre la modulación de fase y la de frecuencia, siendo la diferencia esencial la integración del mensaje en FM. Si nos detenemos a ver, observamos que la amplitud de una onda de modulación de frecuencia o de fase es siempre constante; por lo que, sin tomar en cuenta el mensaje  $x(t)$ , la potencia transmitida promedio es

$$S_T = \frac{A_c^2}{2}$$

Además, por la propiedad de amplitud constante de las modulaciones en frecuencia y de fase, se puede decir que el mensaje reside sólo en los cruces por cero, siempre y cuando la frecuencia de la portadora sea grande.

## D.2. Análisis espectral de FM

La ecuación (7) da la descripción del dominio del tiempo de una onda de FM con mensaje arbitrario  $x(t)$ . Se examinará dos casos específicos, empezando con la modulación de tono, y se formularán conclusiones generales basadas en esos casos.

### D.2.1. Modulación de tono

Con la modulación de tono, la frecuencia de una señal de FM varía en forma senoidal en relación con la frecuencia portadora, de manera específica, si  $x(t) = A_m \cos w_m t$ , entonces, omitiendo el límite inferior de integración

$$\theta_c(t) = 2\pi f_c t + 2\pi f_\Delta \int^t A_m \cos w_m \lambda \partial \lambda$$

y

$$x_c(t) = A_c \cos(w_c t + \frac{2\pi f_\Delta A_m}{w_m} \sin W_m t)$$

Para simplificar la notación, sea

$$\beta \triangleq \frac{2\pi f_\Delta A_m}{w_m} = \frac{A_m f_\Delta}{f_m} \quad (\text{D.2.1})$$

tal que

$$x_c(t) = A_c \cos(w_c t + \beta \sin w_m t) \quad (\text{D.2.2})$$

El parámetro  $\beta$  que se introdujo antes, se conoce como índice de modulación de FM, y representa dos propiedades extraordinarias: está definido sólo para modulación de tono, y depende tanto de la amplitud como de la frecuencia del tono modulante. En forma física,  $\beta$  la desviación de fase máxima (en radianes) producida por el tono en cuestión. Esta conclusión se desprende de la inspección de la ecuación (9), la cual muestra que la fase relativa de  $x_c(t)$  es

$$\phi(t) = \beta \sin w_m t = \frac{A_m f_\Delta}{f_m} \sin w_m t \quad (\text{D.2.3})$$

Así, diferentes tonos con la misma relación amplitud a frecuencia ocasionan la misma desviación de fase, pero a diferentes regímenes. Sin embargo, puesto que  $f(t) = f_\Delta A_m \cos w_m t$ , la desviación de frecuencia depende sólo de la amplitud del tono y de  $f_\Delta$ . Para el análisis espectral de  $x_c(t)$  escribiremos la ecuación (9) en la forma

$$x_c(t) = A_c [\cos w_c t \cos(\beta \sin w_m t) - \sin w_c t \sin(\beta \sin w_m t)] \quad (\text{D.2.4})$$

y obsérvese que, aun cuando  $x_c(t)$  en si misma no es necesariamente periódica  $\cos(\beta \sin w_m t)$  y  $\sin(\beta \sin w_m t)$  son periódicas en  $1/f_m$ , pudiéndose así desarrollar por medio de serie de Fourier. En particular, es bien conocido en matemáticas aplicadas que

$$\cos(\beta \sin w_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n=\text{par}}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos n w_m t \quad (\text{D.2.5a})$$

$$\sin(\beta \sin w_m t) = \sum_{n=impar}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos nw_m t \quad (D.2.5b)$$

donde  $n$  es positiva y

$$J_n(\beta) \triangleq \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \lambda - n\lambda)} \partial \lambda \quad (D.2.6)$$

Los coeficientes  $J_n(\beta)$  son funciones de Bessel de primera clase, de orden  $n$  y argumento  $\beta$ . Con la ayuda de la ecuación (13), podemos reducir las dificultades al efectuar los desarrollos trigonométricos de la ecuación (12). Sustituyendo la ecuación (12) en la ecuación (11) y desarrollando los productos de senos y cosenos se tiene por ultimo

$$x_c(t) = A_c J_0(\beta) \cos w_c t + \sum_{n=impar}^{\infty} A_c J_n(\beta) [\cos(w_c + nw_m)t - \cos(w_c - nw_m)t] +$$

$$\sum_{n=par}^{\infty} A_c J_n(\beta) [\cos(w_c + nw_m)t + \cos(w_c - nw_m)t] \quad (D.2.7a)$$

En forma alterna, aprovechando la ventaja de la propiedad de que  $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$  se obtiene la siguiente expresión.

$$x_c(t) = A_c \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(w_c + nw_m)t \quad (D.2.7b)$$

La ecuación (14) es la representación matemática de una onda de amplitud constante cuya frecuencia instantánea está variando en forma sinusoidal.

Examinando la ecuación (14), se ve que al espectro de FM lo forman una línea correspondiente a la frecuencia portadora, más un número infinito de líneas correspondientes a las bandas laterales a frecuencias  $f_c \pm nfm$ . Como se ilustran en el espectro típico (figura D.2.1), todas las líneas están igualmente espaciadas en un valor igual al de la frecuencia moduladora y las de banda lateral inferior de orden impar, están invertidas en fase en comparación con la portadora no modulada.



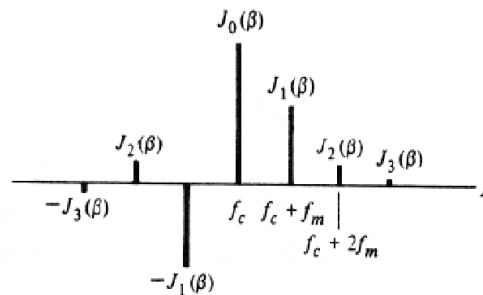
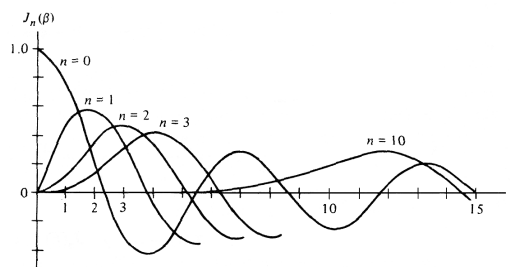


Figura D.2.1: Espectro de líneas de FM, modulación de tono

La figura 2 muestra unas cuantas funciones de Bessel de diferentes órdenes cuyas gráficas están en función del argumento  $\beta$ . En estas gráficas se pueden advertir varias propiedades importantes.


 Figura D.2.2: Funciones de Bessel de orden fijo graficadas contra el argumento  $\beta$ 

1. La amplitud relativa de la línea portadora  $J_0(\beta)$  varía con el índice de modulación y, en consecuencia, depende de la señal moduladora. La componente de frecuencia portadora de una onda de FM "contiene" parte de la información del mensaje. No obstante, habrá espectros en los cuales la línea de portadora tenga amplitud cero, puesto que  $J_0(\beta) = 0$  cuando  $\beta = 2, 4, 5, 5, etc.$
2. El número de líneas de banda lateral que tiene amplitud relativa apreciable, también es una función de  $\beta$ . Con  $\beta \ll 1$  sólo  $J_0$  o  $J_1$  son significativas, por lo que el espectro consistirá de líneas portadoras y de dos bandas laterales, muy parecido al de AM, salvo por la inversión de fase de línea de la banda lateral inferior. Por otra parte, si  $\beta \gg 1$ , habrá muchas líneas de banda lateral, dando al espectro bastante diferencia respecto de la modulación lineal.
3. Un índice de modulación  $\beta$  grande implica un ancho de banda grande para acomodar la vasta estructura de bandas laterales en concordancia con la interpretación física de gran desviación de frecuencia.

### D.2.2. Modulación de tono múltiple

La técnica de series de Fourier que se usó para llegar a la ecuación (14) se puede aplicar también al caso de la modulación de tono múltiple. Por ejemplo, supóngase que  $x(t) = A_1 \cos w_1 t + A_2 \cos w_2 t$ , donde  $f_1$  y  $f_2$  no están relacionadas en forma armónica. La onda modulada se escribe primero como

$$x_c(t) = A_c [\cos w_c t (\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \sin \alpha_1 \sin \alpha_2) - \sin w_c t (\sin \alpha_1 \cos \alpha_2 + \cos \alpha_1 \sin \alpha_2)]$$

Donde  $\alpha_1 = \beta_1 \sin w_1 t$ ,  $B_1 = A_1 f_\Delta / f_1$ , etc. Los términos de la forma  $\cos \alpha_1$ ,  $\sin \alpha_2$ , etc., se desarrollan luego conforme a la ecuación (12), luego de algunas manipulaciones se llega al resultado simplificado.

$$x_c(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos(w_c + nw_1 + mw_2)t \quad (D.2.8)$$

Interpretando esta expresión en el dominio de la frecuencia, las líneas espectrales se pueden dividir en cuatro categorías: (1) la línea portadora de amplitud  $A_c J_0(\beta_1) J_0(\beta_2)$ ; (2) las líneas de banda lateral en  $f_c \pm n f_1$  debidas a un tono solo; (3) las líneas de banda lateral en  $f_c \pm m f_2$  las cuales aparecen como modulación de frecuencia debido en las frecuencias suma y diferencia de los tonos modulantes y sus armónicas.

La técnica anterior se puede hacer extensiva a la modulación con más de dos tonos no armónicos; el procedimiento es directo pero desordenado. Cuando las frecuencias de tono se relacionan en forma armónica, es decir, que  $x(t)$  es una forma de onda periódica, entonces  $x(t)$  es periódica y, por lo tanto, es  $e^{j\phi(t)}$ . Lo último se puede desarrollar en serie exponencial de Fourier en coeficientes

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} e^{j(\phi(t) - nw_0 t)} dt \quad (D.2.9a)$$

Por lo que

$$x_c(t) = \text{Re} \left[ A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j(w_c + nw_0)t} \right] \quad (D.2.9b)$$

### D.3. Anchos de banda en FM

Se ha visto que, en general, un espectro de FM tiene extensión infinita. En consecuencia, la generación y transmisión de FM pura necesita sistemas de

ancho de banda infinito, sea el mensaje o no de banda limitada. Pero los sistemas prácticos de FM con ancho de banda finito si existen y se desempeñan bastante bien. Su éxito depende de que, suficientemente lejos de la frecuencia portadora, las componentes espectrales son muy pequeñas y se pueden destacar. Ciertamente, omitiendo cualquier porción del espectro se dará lugar a la distorsión de la señal demodulada; pero la distorsión se puede reducir al mínimo conservando todas las componentes espectrales significativas. La determinación del ancho de banda de transmisión en FM se reduce a la pregunta: ¿Qué tanto del espectro de la señal modulada es significativo? Por supuesto que las normas de significación no son absolutas, siendo contingentes con la cantidad de distorsión que se puede tolerar en una aplicación específica. Sin embargo, con los criterios de las reglas de uso inmediato basadas en el estudio de la modulación de tono, se ha logrado un éxito considerable y se ha llegado a relaciones aproximadas útiles. El análisis de los requisitos de ancho de banda de FM empieza, por lo tanto, con las líneas de banda lateral significativas para modulación de tono.

### D.3.1. Línea de banda lateral significativas

La función  $J_n(\beta)$  decae en forma rápida para  $|n/\beta| > 1$ , particularmente si  $\beta \gg 1$ . Suponiendo que el índice de modulación es lo suficientemente grande, se puede que  $|J_n(\beta)|$  es significativo sólo para  $|n| \leq \beta = A_m f_\Delta / f_m$ . Por lo que, todas las líneas de banda lateral significativas están contenidas en el intervalo de frecuencia  $f_c \pm \beta f_m = f_c \pm A_m f_\Delta$ ; una conclusión en concordancia con el razonamiento intuitivo. Por otra parte, supóngase que el índice de modulación es pequeño; entonces todas las líneas de banda lateral son pequeños comparadas con la portadora, puesto que  $J_0(\beta) \gg J_{n \neq 0}(\beta)$  cuando  $\beta \ll 1$ . Sin embargo, se deben conservar, por lo menos el par de bandas laterales de primer orden, ya que de otra manera no habría modulación en frecuencia. En consecuencia para  $\beta$  pequeño, las líneas de banda lateral significativas están contenidas en  $f_c \pm f_m$ .

Para colocar las observaciones anteriores sobre una base cuantitativa, todas las líneas de banda lateral que tienen como amplitud relativa  $|J_n(\beta)| > \epsilon$  están definidas como significativas, donde  $\epsilon$  va de 0.01 a 0.1 de acuerdo con la aplicación. Entonces, si  $|J_M(\beta)| > \epsilon$  y  $|J_{M+1}(\beta)| < \epsilon$ , existen  $M$  pares de bandas laterales y  $2M+1$  líneas significativas. Así, el ancho de banda es

$$B = 2M(\beta)f_m \quad (\text{D.3.1})$$

$$M > 1$$

puesto que las líneas están espaciadas en  $f_m$  y  $M$  depende del índice de

modulación  $\beta$ . En la ecuación (17) se ha incluido la condición  $M \geq 1$  para dar fe de que B no puede ser mayor que  $2f_m$ .

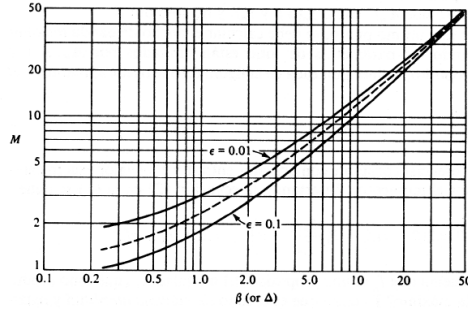


Figura D.3.1: El número de pares de bandas laterales significativas como un función de  $\beta$  (o  $\Delta$ )

Estudios experimentales indican que lo primero es a menudo bastante conservativo, mientras que lo último puede dar por resultado distorsión pequeña pero perceptible. Son aceptables para muchos propósitos, los valores de M entre estos dos límites. Pero el ancho de banda B no es el ancho de banda de transmisión BT; más bien es el ancho de banda mínimo necesario para modulación por medio de un tono de amplitud y frecuencia específica. Como ilustración, la máxima desviación de frecuencia  $f_\Delta$  en la FM comercial está limitada por la FFC a 74kHz, y las frecuencias moduladoras cubren de 30Hz a 15kHz. Si un tono de 15 kHz tiene amplitud unitaria ( $A_m = 1$ ), entonces  $\beta = 75/15 = 5$ ,  $M = 7$ ,  $B = 2 \times 7 \times 15 = 210$  kHz. Si la amplitud hubiera sido menor, no se hubiera desarrollado la máxima desviación de frecuencia y el ancho de banda sería más pequeño. Más aún, un tono de baja frecuencia, digamos de 7,5kHz a amplitud plena, resultaría en un mayor índice de modulación ( $\beta = 10$ ), o sea, un número más grande de pares de bandas laterales significativas ( $M = 12$ ), pero un ancho de banda más pequeño, a saber,  $B = 2 \times 12 \times 7,5 = 180$  kHz. Es pocas palabras, el ancho de banda se determina en una forma más compleja tanto por  $A_m f_\Delta$  como  $f_m$  (o  $\beta$  y  $f_m$ ), y sólo por  $\beta$ . Para conseguir este último punto, se debe calcular el ancho de banda máximo que se requiere cuando los parámetros de tono están limitados por  $A_m \leq 1$  y  $f_m \leq W$ . Para este propósito, la línea punteada de la figura 3 se puede aproximar por

$$M(\beta) \approx \beta + \alpha \quad (\text{D.3.2})$$

donde  $\alpha$  es en forma esencial constante con un valor entre 1 y 2. Insertando la ecuación (18) en la (17) se tiene

$$B \approx 2(\beta + \alpha)f_m = 2\left(\frac{A_m f_\Delta}{f_m} + \alpha\right)f_m = 2(A_m f_\Delta + \alpha f_m)$$

Ahora, teniendo en cuenta que  $f_\Delta$  es una propiedad del modulador, ¿qué tono produce el ancho de banda máximo? Es claro que es el tono de máxima amplitud y máxima frecuencia con  $A_m = 1$  y  $f_m = W$ . Entonces, el ancho de banda en modulación de tono, el peor de los casos es

$$B_{m\acute{a}x} = 2(f_\Delta + \alpha W) \quad (\text{D.3.3})$$

Notese en forma cuidadosa que el correspondiente índice de modulación  $\beta = f_\Delta/W$  no es el valor máximo de  $\beta$  sino más bien el valor que, combinado con la máxima frecuencia moduladora da lugar al ancho de banda máximo. Cualquier otro tono que tenga  $A_m < 1$  o  $f_m < W$  requerirá menos ancho de banda aunque  $\beta$  se más grande.

### D.3.2. Ancho de banda de transmisión

Se enfoca ahora la atención en el ancho de banda de transmisión  $B_T$  que se necesita cuando  $x(t)$  es una señal moduladora arbitraria con el ancho de banda  $W$  y que satisface la convención de normalización  $|x(t)| \leq 1$ . Pero no hay que dejar de lado a las conclusiones previas; en efecto, se estimará de  $B_T$  en forma directa a partir del análisis de la modulación de tono en el peor de los casos, suponiendo que cualquier componente de  $x(t)$  de amplitud o frecuencia más pequeñas necesitará un ancho de banda más pequeño que  $B_{m\acute{a}x}$ . Desde luego que este procedimiento desdeña el hecho de que la superposición a la modulación exponencial. Sin embargo, esta investigación de los espectros de tonos múltiples ha demostrado que los pares de bandas laterales de las frecuencias de batido están contenidos principalmente en el ancho de banda del tono dominante. Por lo tanto, extrapolando la modulación de tono a una señal moduladora arbitraria, se define la relación de desviación.

$$\Delta \triangleq \frac{f_\Delta}{W} \quad (\text{D.3.4})$$

como la desviación máxima dividida entre la frecuencia moduladora máxima, análogo al índice de modulación de la modulación de tono en el peor de los casos. Entonces, el ancho de banda de la transmisión que se requiera para  $x(t)$  es

$$B_T = 2W(\Delta)W \quad (\text{D.3.5})$$

donde se considera a  $\Delta$  justo como a  $\beta$  para encontrar a  $M(\Delta)$ . A falta de curvas o tablas apropiadas de  $M(\Delta)$ , existen varias aproximaciones para

$B_T$  a las que se puede recurrir. Con los valores extremos de la relación de desviación, se encuentra que

$$B_T = \begin{cases} 2\Delta W = 2f_\Delta & \Delta \gg 1 \\ 2W \cdot n & \Delta \ll 1 \end{cases}$$

de conformidad con los resultados obtenidos para la modulación de tono con  $\beta$  muy grande o muy pequeño. Ambas aproximaciones están combinadas en la relación conveniente

$$B_T = \begin{cases} 2(f_\Delta + W) = 2(\Delta + 1)W & \Delta \gg 1 \\ 2(f_\Delta + W) = 2(\Delta + 1)W & \Delta \ll 1 \end{cases} \quad (\text{D.3.6})$$

conocida como regla de Carlson. Los sistemas de FM actuales tienen  $2 < \Delta < 10$ , por lo que la regla de Carlson subestima en algo el ancho de banda de transmisión. Una aproximación mejor para el diseño de equipo es entonces

$$B_T = 2(f_\Delta + 2W) = 2(\Delta + 2)W \quad (\text{D.3.7})$$

$$\Delta > 2$$

La mayor parte de la literatura toma a la frecuencia  $B_T$  como se expresa en la ecuación (22), hay que tener en cuenta sus limitaciones.

### D.3.3. FM de banda angosta.

La frecuencia modulada de banda angosta (NBFM) es, en muchas formas, similar a la modulación lineal de doble banda lateral. Para subrayar este punto, sea  $\phi(t) = 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\lambda) d\lambda$  y supóngase que

$$|\phi(t)|_{\text{máx}} = \Delta \ll 1 \quad (\text{D.3.8})$$

lo cual se toma como la condición para definir a la frecuencia modulada de banda angosta. Entonces, la modulada es

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c \cos[w_c t + \phi(t)] = A_c [\cos \phi(t) \cos w_c t - \sin \phi(t) \sin w_c t] \quad (\text{D.3.9a}) \\ &\approx A_c \cos w_c t - A_c \sin w_c t \end{aligned}$$

Donde se ha empleado la aproximaciones  $\cos \phi \approx 1$  y  $\sin \phi \approx \phi$ . Puesto que la ecuación (25a) está en la forma de portadora en cuadratura y como

$$V_q(f) = F[A_c \phi(t)] = A_c 2\pi f \Delta \left[ \frac{X(f)}{j2\pi f} \right]$$

$$X_c(f) \approx \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{A_c f \Delta}{2} \left[ \frac{X(f - f_c)}{f - f_c} - \frac{X(f + f_c)}{f + f_c} \right] \quad (\text{D.3.9b})$$

el espectro como expresión tiene la misma forma general del espectro de AM.

La frecuencia modulada de banda angosta no tiene una ventaja sobre la modulación lineal, por lo que raras veces se usa para propósitos de transmisión.

#### D.3.4. FM de banda ancha.

El carácter distintivo de la FM de banda ancha es que  $\Delta \gg 1$ , y en consecuencia  $B_T$  es grande en comparación con el ancho de banda del mensaje, es decir

$$B_T \approx 2\Delta W = 2f_\Delta \quad (\text{D.3.10})$$

puesto que  $\Delta = f_\Delta / W$

No existe una aproximación simple para la forma de onda de FM de banda angosta para  $x_c(t)$ , pero existe una aproximación para la densidad espectral de potencia  $G_{xc}(f)$  en términos de la función de densidad de probabilidad  $p_x(x)$  de la señal moduladora. La aproximación proviene de que, cuando  $f_\Delta \gg W$ , la desviación de frecuencia instantánea  $f(t)$  varía tan lentamente que  $x_c(t)$  se ve como una senoide ordenada de frecuencia  $f_c + f(t)$  sobre intervalos de tiempo de orden  $1/W$  lo cual es grande en comparación con  $1/f_\Delta$ . Por supuesto que  $f(t)$  cambia puesto que  $f(t) = f_\Delta x(t)$

$$p_f(f) = \frac{1}{f_\Delta} p_x\left(\frac{f}{f_\Delta}\right) \quad (\text{D.3.11})$$

La densidad de potencia de doble lado es entonces

$$\begin{aligned} G_{xc} &= 1/2 S_T p_f(f - f_c) + 1/2 S_T p_f(f + f_c) \\ &= \frac{S_T}{2f_\Delta} \left[ p_x\left(\frac{f - f_c}{f_\Delta}\right) + p_x\left(\frac{f + f_c}{f_\Delta}\right) \right] \end{aligned} \quad (\text{D.3.12})$$

donde  $S_T = A_c^2/2$  es la potencia total. Sujeta a la condición  $\Delta \gg 1$ , la ecuación (28) se puede emplear dondequiera que exista la función de densidad de probabilidad de  $x(t)$ , por lo menos en el sentido de la ocurrencia de la frecuencia relativa.

#### D.4. Ruido en la modulación exponencial

En cualquier caso, sea FM o PM, el ruido pasabanda es simétrico respecto a  $fc$  con  $N_R = \eta B_T$  mientras que  $S_R = A_R^2/2$  por lo que

$$\left(\frac{S}{N}\right)_R = \frac{A_R^2}{2\eta B_T} \quad (\text{D.4.1})$$

Con  $n(t)$  escrita en la forma de envolvente y fase, la entrada del detector es

$$v(t) = A_R \cos[w_c t + \phi(t)] + R_n(t) \cos[w_c t + \phi_n(t)] \quad (\text{D.4.2})$$

se ven las dificultades analíticas para encontrar la fase resultante para ser insertada en el modelo matemático del detector. No debe sorprender el que el primer término de la ecuación (30) sea la modulación del mensaje, el segundo término contiene tanto al mensaje como al ruido es otra fuente de dificultad que se debe tratar. Si aplicamos las ecuaciones de detector de fase y de frecuencia a la aproximación de la fase

$$\psi_v(t) \approx \phi(t) + \frac{R_n(t)}{A_R} \sin \psi(t)$$

siendo

$$\psi(t) = \phi_n(t) - \phi(t)$$

se llega a la señal demodulada

$$y(t) = \begin{cases} \phi_\Delta x(t) + \xi_{PM}(t) & PM \\ f_\Delta x(t) + \xi_{FM}(t) & FM \end{cases} \quad (\text{D.4.3})$$

donde se ha definido

$$\xi_{PM}(t) = \frac{R_n(t)}{A_R} \sin \psi(t) \quad (\text{D.4.4a})$$

$$\xi_{FM}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\xi_{PM}(t)}{dt} \quad (\text{D.4.4b})$$

Interpretando a éstos como los términos de ruido de postdetección, aunque ellos dependen de la señal moduladora, la ecuación (31) tiene la forma de señal más ruido, es decir, ruido *aditivo* en las salida. Más aún,

$$S_D = \begin{cases} \phi_\Delta^2 \bar{x}^2 & PM \\ f_\Delta^2 \bar{x}^2 & FM \end{cases} \quad (\text{D.4.5})$$



es la potencia de la salida de la señal. A pesar de estas conclusiones, no es posible escribir las relaciones  $(S/N)_D$  (señal/ruido en detección) porque la evaluación de  $\bar{\xi}^2$

#### D.4.1. Características del ruido en la postdetección

Se obtiene una descripción cualitativa de los espectros de ruido en la postdetección recordando que se puede pensar en el ruido que es una suma de sinusoides aleatorias distribuidas igualmente sobre  $f_c \pm B_T/2$ . Dado que se supuso que  $(S/N)_R \gg 1$ , las amplitudes de las sinusoides son muy pequeñas y cada una actuará como una señal interferente pequeña. Recordemos que para FM la amplitud de la interferencia se incrementa en forma lineal con la frecuencia, el espectro de potencia irá como frecuencia al cuadrado. Este espectro parabólico de potencia refleja la noción de que las componentes de ruido de la entrada cercanas a la frecuencia portadora no pueden provocar tanta desviación de frecuencia como aquellas que se encuentran más lejos de  $f_c$ . Se calculará  $G_\xi(f)$  a partir de la ecuación (32) haciendo caso omiso de la modulación de portadora y sustituyendo a  $\psi(t) = \phi_n(t) - \phi(t)$  por  $\phi_n(t)$  sola. Las aproximaciones se justifican dado que  $\phi_n(t)$  está uniformemente distribuida; en consecuencia, en el sentido de los promedios de ensamble,  $\phi_n(t) - \phi(t)$  difiere sólo en un corrimiento de valor medio. Con esta simplificación,  $R_n(t) \sin \psi(t)$  se reduce a la componente de ruido en cuadratura  $n_q(t) = R_n(t) \sin \psi(t)$ , y ruido detectado viene a ser

$$\xi_{FM}(t) = \frac{1}{2\pi A_R} \frac{dn_q(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\xi_{PM}(t)}{dt} \quad (\text{D.4.6})$$

Haciendo cuentas obtenemos la potencia a la salida del detector, siendo esta

$$G_{\xi FM}(f) = \left( \frac{1}{2\pi} \right)^2 (2\pi f)^2 G_{\xi PM}(f) \quad (\text{D.4.7a})$$

$$\approx \frac{\eta f^2}{2S_R} \Pi\left(\frac{f}{B_T}\right) \quad (\text{D.4.7b})$$

siendo

$$G_{\xi PM} \frac{\eta}{2S_R} \Pi\left(\frac{f}{B_T}\right)$$

como se bosquejó en la figura 4, va como  $f^2$  sobre la banda del mensaje. Dada la potencia total de ruido en la postdetección, se supone de nuevo que  $|H_R(f)|$  es razonablemente plana, por lo que es válida la ecuación (35b).

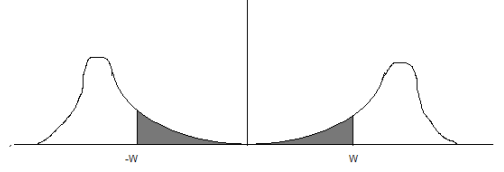


Figura D.4.1: Espectro de ruido de postdetección en FM

Por lo que, con un filtro pasabajos ideal se remueve el ruido fuera de banda en la salida.

$$N_D = \int_{-W}^W G_{\xi FM}(f) df = \frac{\eta W^3}{3S_R} \quad (\text{D.4.8})$$

Agregando filtros de de-énfasis se modifica el espectro de ruido en la salida, obteniendo una mejora sustancial.

#### D.4.2. Relaciones señal a ruido en el destino

Encontradas las potencias de la señal y del ruido, al final se llega a las relaciones señal a ruido en el destino y a una tasa de la reducción del ruido de banda ancha en los sistemas de modulación exponencial. Se supone que  $(S/N)_R \gg 1$  en todo y que cualquier filtro de de-énfasis se compensa por medio de un filtro de pre-énfasis pues se presume que el espectro del mensaje es tal, que esta última operación no incrementa en forma significativa el ancho de banda de transmisión. Para FM sin filtro de-énfasis, obtenemos

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \frac{f_{\Delta}^2 \bar{x}^2}{\eta W^3 / 3S_R} = 3 \left(\frac{f_{\Delta}}{W}\right)^2 \bar{x}^2 \frac{S_R}{\eta W}$$

En consecuencia insertando la relación de desviación  $\Delta = f_{\Delta}/W$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = 3\Delta^2 \bar{x}^2 \gamma \quad (\text{D.4.9})$$

siendo  $\gamma$  la relación señal a ruido de la salida para transmisión en banda base con potencia  $S_R$ , ancho de banda  $W$ , y densidad de ruido  $\eta$ .

Si a agregamos un filtro de de-énfasis (por ejemplo un filtro RC)  $B_{de} \ll W$  se reduce aún más el ruido de salida alrededor de  $3(B_{de}/W)^2$  por lo que

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \left(\frac{f_{\Delta}}{B_{de}}\right)^2 \quad (\text{D.4.10})$$

$B_{de} \ll W$

La modulación en FM, con o sin filtro de de-énfasis presenta una reducción del ruido de banda ancha tal, que la relación señal a ruido en el destino se incrementa con la relación de desviación. Se puede hacer arbitrariamente grande la relación señal a ruido incrementando solo la desviación.

## E. Conceptos básicos de antenas

[8] [9]

### E.1. Introducción

Las antenas son los dispositivos encargados de hacer la transición de la onda en el espacio libre al dispositivo guiador y viceversa, es decir que una antena de transmisión se encarga de transformar voltajes en ondas electromagnéticas y una antena receptora de transformar ondas electromagnéticas en voltajes.

En la figura E.1.1 se puede ver el equivalente Thevenin de una antena, siendo:

- $V_g$ : voltaje de pico del generador.
- $Z_g$ : impedancia interna del generador.
- $R_L$ : modela las pérdidas de conducción en el dieléctrico asociadas con la estructura de la antena.
- $R_r$ : representa la radiación de la antena.
- $X_A$ : representa la parte imaginaria de la impedancia asociada con la radiación de la antena.

En condiciones ideales la energía generada por la fuente es totalmente transferida a la resistencia de radiación.

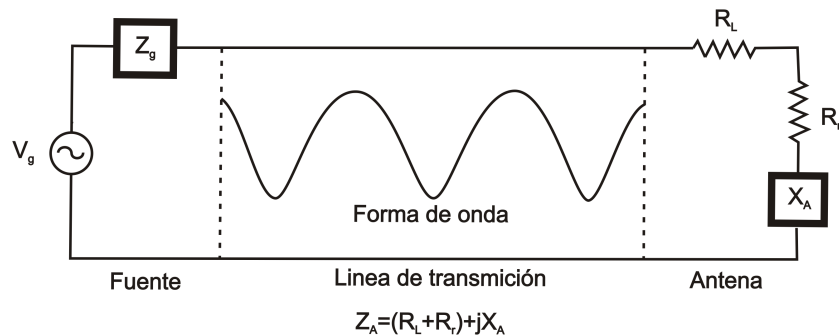


Figura E.1.1: Equivalente Thevenin de una antena

## **E.2. Tipos de antenas**

### **E.2.1. Antenas de cables**

Son las antenas cuyos elementos de radiación son conductores que tienen una sección despreciable respecto de la longitud de onda de trabajo. Generalmente sus dimensiones no superan una longitud de onda y son utilizadas extensamente en UHF y VHF. Algunos ejemplos de antenas de cables pueden ser el monopolo, el dipolo, la antena espira y helicoidal.

### **E.2.2. Antenas de apertura**

Las antenas de apertura son aquellas que tienen una superficie o apertura que le permite direccionar el haz electromagnético de forma tal de concentrar la emisión o recepción de las radiaciones en una dirección. Dentro de esta categoría la más conocida y utilizada es la antena parabólica, tanto en enlaces de radio terrestres como satelitales.

### **E.2.3. Antenas de parches ó microstrip**

Estas antenas están formadas por un *parche metálico* sobre un sustrato aterrado, generalmente se caracterizan por tener baja ganancia y un ancho de banda estrecho. Su atractivo principal radica en el pequeño tamaño de las mismas y su fácil construcción sobre una placa de cobre.

### **E.2.4. Antenas de arreglos (Array)**

Las antenas de arreglos están formadas por un conjunto de dos o más antenas distribuidas de tal forma que su conjunto se comporta como una única antena. Este tipo de antenas permiten lograr características de radiación que no se conseguirían con un solo elemento. Una de las características de este tipo de antenas es que su patrón de radiación puede ser modificado para adaptarlo a las necesidades de la aplicación concreta. Este efecto se consigue controlando de manera individual la amplitud y fase de la señal que alimenta cada uno de los elementos.

### **E.2.5. Antenas reflectoras**

Dentro de este tipo de antenas se encuentran las conocidas parabólicas, estas suelen usarse cuando se necesita tener una ganancia elevada. Se logra esta gran ganancia mediante un reflector parabólico, su función es concentrar la potencia en un punto, foco, donde se ubica el alimentador. Por las razones antedichas estas antenas se utilizan para radio-enlaces donde el transmisor y

el receptor se encuentran a gran distancia, así como investigación del espacio exterior en radio-astronomía.

### E.3. Parámetros de las antenas

En esta sección se presentan los principales parámetros que se utilizan para especificar las antenas. El conocimiento de dichos parámetros es esencial a la hora de seleccionar una antena para una aplicación determinada.

#### E.3.1. Parámetro de radiación

El patrón de radiación de una antena es una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas espaciales. Para antenas linealmente polarizadas, la performance es generalmente descrita por los patrones de radiación en los planos principales E y H. Estos se definen como los planos que contienen a los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  respectivamente.

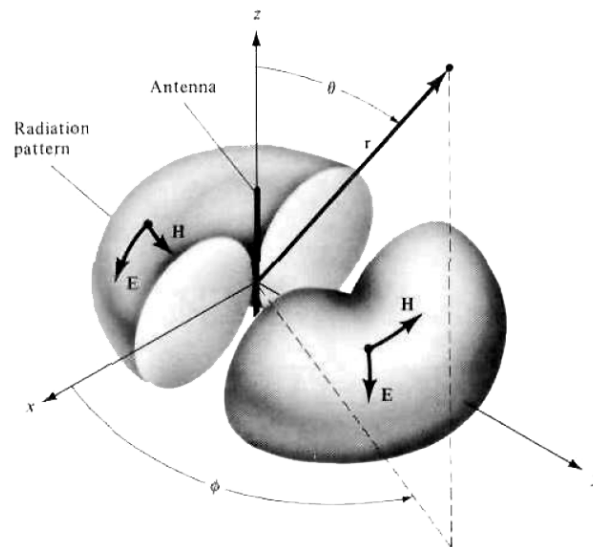


Figura E.3.1: Patrón de antena omnidireccional

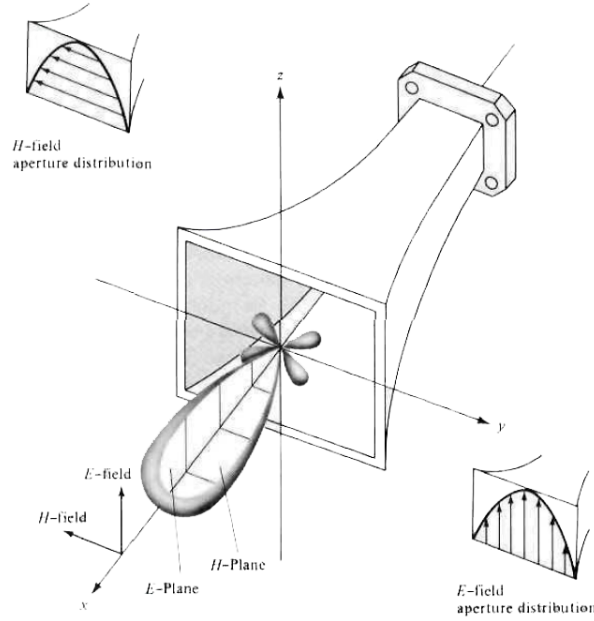


Figura E.3.2: Patrón de los Planos principales E y H para una antena de bocina piramidal

Las figuras E.3.1 y E.3.2 muestran las orientaciones de los campos E y H, los planos principales y los lóbulos de radiación de dos antenas diferentes. Por lo general esta información es especificada en la hoja de datos de la antena a través de la polarización y los diagramas de radiación.

### E.3.2. Densidad de potencia de radiación

La densidad de potencia de radiación viene dada por el vector de Poynting.

$$\vec{S} = \vec{E} \wedge \vec{H} \quad (\text{E.3.1})$$

La potencia radiada se puede obtener como:

$$P = \oint \vec{S} \cdot d\vec{s} \quad (\text{E.3.2})$$

siendo:

- $P$ : la potencia radiada.
- $\vec{S}$ : la densidad de potencia representada por el Vector de Poynting.

- $d\vec{S}$ : área diferencial de superficie multiplicada por el vector  $\vec{n}$  -normal saliente a la superficie.

Usualmente se utiliza la **densidad de potencia media**, que se obtiene integrando el vector de Poynting instantáneo y dividiendo entre el período T<sup>10</sup>

La parte imaginaria de  $\vec{E} \wedge \vec{H}^*$  representa la densidad de potencia reactiva almacenada.

Usando la ecuación E.3.3 la potencia radiada por una antena se puede expresar como:

$$\vec{P} = \frac{1}{2} \oint \text{Re}\{\vec{E} \wedge \vec{H}^*\} \quad (\text{E.3.3})$$

El patrón de radiación de una antena es justamente una medida de la densidad de potencia radiada en función de la dirección. Estas medidas se suelen hacer en una gran esfera de radio constante, las paredes de estas esferas están en la zona de campo lejano.

### E.3.3. Intensidad de radiación

La intensidad de radiación en una dirección dada se define como la potencia radiada por unidad de ángulo sólido. La intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano y puede ser obtenida multiplicando la densidad de radiación por el cuadrado de la distancia.

$$U = W_{rad} \cdot r^2 = (\vec{S} \cdot \vec{n}) \cdot r^2 \quad (\text{E.3.4})$$

siendo:

- $U$ : la intensidad de radiación [W/unidad de ángulo sólido].
- $W_{rad}$ : la densidad de radiación [W/m<sup>2</sup>].
- $\vec{n}$ : la normal saliente a la superficie.

Se puede expresar la intensidad de radiación en función de las componentes de campo eléctrico en el supuesto de campo lejano de la forma:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2\eta} |E(r, \theta, \phi)|^2 \approx \frac{r^2}{2\eta} [|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2]$$

---

<sup>10</sup>Recordar que si  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$  estuvieran expresados en notación compleja, habría que hacer el producto ( $\wedge$ ) solo con las partes reales de estos.



$$\approx \frac{1}{2\eta} \cdot [|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2] \quad (\text{E.3.5})$$

donde:

- $E(r, \theta, \phi)$ : la intensidad de campo eléctrico lejano de la antena  $E(r, \theta, \phi) = E^\circ(\theta, \phi) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r}$
- $E_\theta, E_\phi$ : las componentes de campo eléctrico lejano de la antena.
- $\zeta$ : la impedancia intrínseca del medio.

Se puede obtener la potencia total radiada por una antena, integrando la intensidad de radiación en la totalidad del ángulo sólido ( $4\pi$ ) como se muestra a continuación.

$$P_{rad} = \int_{\Omega} U \cdot d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi, \text{ siendo } d\Omega = \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi \quad (\text{E.3.6})$$

En particular para una fuente isotrópica:

$$P_{rad} = \int_{\Omega} U_0 \cdot d\Omega = U_0 \cdot \int_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (\text{E.3.7})$$

Lo que permite expresar la intensidad de radiación para este caso, como:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (\text{E.3.8})$$

#### E.3.4. Directividad

Se define directividad de una antena como, la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada de la antena, sobre la intensidad de radiación promediada en todas las direcciones.

La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total radiada dividida entre  $4\pi$ . Si no se especifica la dirección, se asume la dirección de máxima intensidad de radiación.

La directividad de la antena puede expresarse entonces como:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (\text{E.3.9})$$

siendo:

- $U$ : Intensidad de radiación,  $[U]=w/\text{unidad de ángulo sólido}$ .
- $U_{max}$ : Intensidad de radiación máxima,  $[U_{max}]=w/\text{unidad de ángulo sólido}$ .
- $U_0$ : Intensidad de radiación de una fuente isotrópica,  $[U_0]=w/\text{unidad de ángulo sólido}$ .
- $P_{rad}$ : Potencia radiada total,  $[P_{rad}] = w$

Para antenas con componentes ortogonales de polarización, se define la **directividad parcial** de una antena para una polarización y dirección dada como, aquella parte de la intensidad de radiación correspondiente a la polarización dada dividida la intensidad de radiación total promediada en todas las direcciones.

Para un sistema de coordenadas esféricas la directividad máxima total  $D_0$  de una antena puede expresarse como:

$$D_0 = D_\theta + D_\phi$$

Donde  $\theta$  y  $\phi$  son componentes ortogonales del sistema de coordenadas esféricas.

Las directividades parciales  $D_\theta$  y  $D_\phi$  se pueden expresar como:

$$D_0 = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi}$$

siendo:

- $U_\theta$ : Intensidad de radiación en una dirección dada contenida en la componente de campo  $\theta$ .
- $U_\phi$ : Intensidad de radiación en una dirección dada contenida en la componente de campo  $\phi$ .
- $(P_{rad})_\theta$ : Potencia radiada en todas las direcciones en la componente de campo  $\theta$ .
- $(P_{rad})_\phi$ : Potencia radiada en todas las direcciones en la componente de campo  $\phi$

### E.3.5. Eficiencia

La eficiencia total de una antena  $e_0$  es usada para tener en cuenta las pérdidas en los terminales de entrada y en la estructura de la antena. Dichas pérdidas se pueden deber a:

- 1- Reflexión debida de desadaptación de impedancias entre las líneas de transmisión y la antena.
- 2- Pérdidas dadas por  $I^2R$  (conducción y dieléctrica).

En general la eficiencia total puede ser escrita como:

$$e_0 = e_r \cdot e_c \cdot e_d$$

donde:

- $e_0$ : Eficiencia total, (adimensionado).
- $e_r$ : Eficiencia de reflexión (desadaptación de impedancias),  $(1 - |\Gamma|^2)$  (ante mencionado).
- $e_c$ : Eficiencia de conducción, (adimensionado).
- $e_d$ : Eficiencia dieléctrica, (adimensionado).

$\Gamma$ : Coeficiente de reflexión de voltaje en los terminales de entrada de la antena.

$\Gamma$  se define como:

$$\Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{(Z_{in} + Z_0)}$$

donde:

- $Z_{in}$ : Impedancia de entrada de la antena.
- $Z_0$ : Impedancia característica de la línea de transmisión.

Por lo general  $e_c$  y  $e_d$  son muy difíciles de calcular, razón por la cual se determinan experimentalmente. Por otro lado es también muy complicado evaluarlos a cada uno por separado, por lo que se los suele usar como un factor único (eficiencia de radiación de la antena)  $e_{cd}$  tal que  $e_{cd} = e_c \cdot e_d$ .

Haciendo uso de esto último se puede expresar  $e_0$  como:

$$e_0 = e_r \cdot e_{cd} = e_{cd} \cdot (1 - |\Gamma|^2)$$

### E.3.6. Ganancia

Se define **ganancia absoluta** de una antena en una dirección dada como: "La relación entre la intensidad en una dirección dada y la intensidad de radiación que sería obtenida si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. La intensidad de radiación correspondiente a la potencia radiada aceptada (de entrada) por la antena dividida en  $4\pi$ ".

$$G = \frac{\text{Intensidad de radiacion}}{\text{Potencia (aceptada) de entrada total}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (\text{E.3.10})$$

G - Ganancia, (adimensionado). (dBi).

Se define **ganancia relativa** de una antena en una dirección dada como: "La relación entre la potencia, en una dirección dada y la ganancia de potencia de una antena de referencia en la misma dirección".

La potencia de entrada debe ser la misma para los dos antenas: la antena de referencia suele ser un dipolo, una antena de apertura, o cualquier otra antena cuya ganancia pueda ser calculada o conocida. Cuando la antena de referencia es un dipolo la ganancia se expresa en *dBd*.

Cuando no se aclara la dirección en la cual se da la ganancia, se asume que es en la dirección de máxima radiación.

De acuerdo a los Estándares de la *IEEE* la ganancia no incluye las pérdidas debidas a desadaptaciones de impedancias (pérdidas por reflexión) ni a desadaptaciones de polarización, para esto existe dos factores específicos que son: la eficiencia de reflexión y el factor de pérdidas de polarización. Si bien la ganancia de una antena esta fuertemente relacionada con la directividad, este parámetro toma en cuenta además de las características direccionales de radiación de la antena la eficiencia de esta.

Más adelante veremos que  $P_{rad} = e_{cd} \cdot P_{in}$  donde  $e_{cd}$  es la eficiencia de radiación de la antena; haciendo uso de esta última podemos expresar E.3.10 como:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \cdot \left[ 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] = e_{cd} \cdot D(\theta, \phi) \quad (\text{E.3.11})$$

Donde D es la directividad definida en E.3.9.

El máximo valor de la ganancia está relacionado con el máximo valor de directividad.

$$G_0 = G_{max} = e_{cd} \cdot D_{max} = e_{cd} \cdot D_0 \quad (\text{E.3.12})$$

Se define ganancia parcial de una antena para una polarización dada en una dirección como: aquella parte de la intensidad de radiación correspondiente a una polarización dada dividida entre la intensidad de radiación total que es obtenida si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente.

La ganancia máxima total ( $G_0$ ) de una antena en función de las componentes ortogonales según  $\theta$  y  $\phi$ , se escribe como:

$$G_0 = G_\theta + G_\phi \quad (\text{E.3.13})$$

La expresión para las ganancias parciales  $G_\theta$  y  $G_\phi$  serán:

$$G_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{P_{in}} \quad (\text{E.3.14})$$

$$G_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{P_{in}} \quad (\text{E.3.15})$$

$U_\theta$  - Intensidad de radiación en una dirección dada contenida en la componente de campo  $E_\theta$ .

$U_\phi$  - Intensidad de radiación en una dirección dada contenida en la componente de campo  $E_\phi$ .

$P_{in}$  - Potencia (aceptada) de entrada total.

En la práctica usualmente se le llama ganancia a la ganancia máxima. Usualmente la ganancia viene dada en términos de decibels en vez de la cantidad adimensionada que resulta de E.3.12. La fórmula de conversión es:

$$G_0(dB) = 10 \cdot \log_{10}[e_{cd} \cdot D_0] \quad (\text{E.3.16})$$

En la mayoría de las hojas de datos de las antenas, la ganancia viene expresada en dBi(ganancia absoluta) o en dBm (ganancia respecto al dipolo). La ecuación para pasar de una a otra es la siguiente:

$$G(dBd) \approx G(dBi) - 2,1$$

### E.3.7. Ancho del haz de media potencia

El ancho del haz de media potencia se define como:

En un plano conteniendo la dirección del máximo de un haz, el ángulo entre las dos direcciones en las cuales la intensidad de radiación es la mitad del valor máximo del haz

A menudo la denominación **ancho del haz** es usada para describir el ángulo entre dos puntos cualesquiera sobre el patrón; como por ejemplo el ángulo entre los puntos a 10 dB (de la máxima intensidad de radiación).

Por lo general el término **ancho de haz** a secas se lo usa para referirse al ancho del haz de 3 dB (ancho del haz de media potencia).

El ancho del haz de una antena se usa para describir la capacidad de resolución de la antena para distinguir entre dos fuentes radiantes adyacentes.

### E.3.8. Eficiencia del Haz

Otro parámetro usado para juzgar la calidad de antenas transmisoras y receptoras es la **eficiencia del haz**.

Para una antena cuyo lóbulo mayor está en la dirección del eje z, la eficiencia (BE) del haz se define como:

$$BE = \frac{\text{potencia transmitida (recibida) dentro de un angulo conico } \theta_1}{\text{Potencia transmitida (recibida) por la antena}}$$

BE - Eficiencia del haz, (adimensionada).

$\theta_1$  - Es la mitad del ángulo del cono dentro del cual se hallará la potencia (transmitida o recibida) a los efectos de calcular luego el porcentaje de la potencia total que hay en ese cono.

Matemáticamente BE se escribe como:

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi}$$

Si  $\theta_1$  se elige como el ángulo donde aparece el primer cero o mínimo entonces la eficiencia del haz en este caso indicará la relación entre la potencia en el lóbulo mayor y la potencia total.

Para aplicaciones de radiometría, radioastronomía y radares, donde se intenta minimizar las señales recibidas a través de los lóbulos menores se usan antenas de muy alta eficiencia de haz.

### E.3.9. Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como: *El rango de frecuencias dentro del cual la performance de la antena, con respecto a algunas características, cumple cierto estándar*

El ancho de banda puede ser considerado como el rango de frecuencias a ambos lados de la frecuencia central (generalmente la frecuencia de resonancia del dipolo), donde las características de la antena (como impedancia de entrada, patrón de radiación, ancho del haz, polarización, nivel de lóbulo lateral, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de valores aceptables.

Para antenas de banda ancha, el ancho de banda generalmente se expresa como una relación entre la frecuencia máxima de operación y la frecuencia mínima. Así un ancho de banda 10:1 indica que la frecuencia máxima es diez veces mayor que la mínima. Para antenas de banda angosta el ancho de banda se suele expresar como un porcentaje dado por la diferencia entre la frecuencia. Así un ancho de banda del 5 % indica que la diferencia de frecuencia aceptable para la operación es del 5 % de la frecuencia central del ancho de banda.

### E.3.10. Polarización

Polarización de una antena en una dirección dada se define como: "la polarización de la onda transmitida (irradiada) por la antena".

Cuando no se aclara la dirección se asume que se está hablando de la polarización en la dirección de máxima ganancia. En la práctica la polarización

de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, así diferentes partes del patrón pueden tener diferentes polarizaciones. En general las características de polarización de una antena pueden ser representadas por el patrón de polarización, éste no es otra cosa que la distribución espacial de las polarizaciones de un vector de campo excitado (radiado) por una antena tomado sobre su esfera de radiación.

Usar antenas con polarizaciones cruzadas para distintos radioenlaces, permite lograr un mayor reuso de frecuencias.

Se habla de **desadaptación de polarización** cuando la polarización de la antena no coincide exactamente con la polarización de la onda incidente. Esta desadaptación hace que la potencia que se pueda extraer de la señal incidente no sea la máxima posible.

### E.3.11. Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena se define como: "La impedancia presentada por una antena en sus terminales, o la relación entre el voltaje y la corriente en un par de terminales, o la relación entre las componentes apropiadas de los campos eléctricos y magnéticos en un punto".

Escribiremos la impedancia de entrada de la antena como:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (\text{E.3.17})$$

donde:

- $Z_A$ : Impedancia de la antena entre los terminales a y b (ver figura  $[Z_A]=\text{Ohms}$ ).
- $R_A$ : Resistencia de la antena entre los terminales a y b,  $[R_A]=\text{Ohms}$ .
- $X_A$ : Reactancia de la antena entre los terminales a y b,  $[X_A]=\text{Ohms}$ .

En general  $R_A$  tiene dos partes:

$$[R_A] = [R_r] + [R_L]$$

siendo:

- $[R_r]$  - Resistencia de radiación de la antena.
- $[R_L]$  - Resistencia de pérdida de la antena.



### E.3.12. Relación frente espalda (Front to back ratio)

Este parámetro indica la relación entre la ganancia de la antena en la dirección principal (dirección máxima radiación) y la diametralmente opuesta.

### E.3.13. Discriminación a la polarización cruzada

Expresa la capacidad de la antena para rechazar la polarización cruzada. Cuanto mayor sea este parámetro mayor aislación habrá entre sistemas que usan polarización cruzada. En sistemas de telefonía celular fija, el uso de dos polarizaciones (horizontal y vertical) y de antenas con buen CPD (cross polarization discrimination) permite hacer un reuso más concentrado de frecuencias.

## E.4. Antena Dipolo

Un dipolo es una antena con alimentación central empleada para transmitir o recibir ondas de radiofrecuencia. Estas antenas son las más simples desde el punto de vista teórico.

### E.4.1. Tipos de dipolos

**Dipolo simple:** En su versión más sencilla, el dipolo consiste en dos elementos conductores rectilíneos colineales de igual longitud, alimentados en el centro, y de radio mucho menor que el largo. La longitud del dipolo es la mitad de la longitud de onda de la frecuencia de resonancia del dipolo

**Dipolo en V invertida:** Es un dipolo cuyos brazos han sido doblados el mismo ángulo respecto del plano de simetría. Tiene la forma de una V invertida.

**Dipolo doblado:** Es un dipolo cuyos brazos han sido doblados por la mitad y replegados sobre sí mismos. Los extremos se unen. La impedancia del dipolo doblado es de 300 Ohm, mientras que la impedancia del dipolo simple en el vacío es de 73 Ohm.

**Dipolo de brazos plegados:** Es un dipolo cuyos brazos tienen una pequeña parte del extremo parcialmente plegada. Eso hace que se economice espacio, a costa de sacrificar parcialmente la eficiencia del dipolo.

### E.4.2. Dipolo media onda ( $\lambda/2$ )

Un dipolo  $\frac{\lambda}{2}$  es una antena formada por dos conductores de longitud total igual a la mitad de una longitud de onda. La impedancia de la antena no

corresponde ni a un máximo ni a un mínimo. Tampoco es real, aunque por una longitud próxima (hacia  $0,46\lambda$ ) la parte imaginaria pasa por cero. Hay que reconocer que la única particularidad de esa longitud es que las fórmulas trigonométricas se simplifican como por milagro, aunque sí es cierto que presenta un diagrama de radiación bastante uniforme en comparación con otras longitudes.

En el caso del dipolo  $\frac{\lambda}{2}$  se toma como hipótesis que la amplitud de la corriente a lo largo del dipolo tiene una forma sinusoidal:

$$I = I_0 \cdot e^{j\omega t} \cos(kl)$$

Recordemos que  $I_0$  es el valor pico de la intensidad que circula por el dipolo,  $\omega = 2\pi f$   $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , y  $l$  la posición en la que medimos la intensidad. Es fácil ver que para  $l = 0$  la corriente vale  $I_0$  y para la corriente vale cero.

Incluso haciendo la simplificación de campo lejano ( $r \gg 3\lambda$ ), la expresión es algo compleja:

$$E_\theta = j\eta_0 \frac{I_0}{2\pi r} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \theta)}{\sin \theta}$$

$\varepsilon_0$  es la permitividad del vacío.

$r$  es la distancia entre el dipolo y el punto donde está evaluado  $E_0$ .

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  es el número de onda

La fracción  $\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \theta)}{\sin \theta}$  no es muy diferente de  $\sin \theta$ . El resultado es un diagrama de emisión tiene la forma de un toro un poco aplastado.

La potencia de transmisión viene dada por la ecuación:

$$p_t = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{\eta_0 \cdot I_0^2}{8\pi^2 r^2} \cdot \frac{\cos^2(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \theta)}{\sin^2 \theta} \hat{r} \cdot r^2 \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi \cdot \hat{r} =$$

$$\frac{\eta_0 \cdot I_0^2}{4\pi^2 r^2} \int_0^\pi \frac{\cos^2(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \theta)}{\sin^2 \theta} d\theta \approx \frac{120\pi I_0^2}{4\pi} 1,2188 = 36,564 \cdot I_0^2$$

Para calcular la resistencia de radiación (o resistencia en serie), usamos

$$p_t = \frac{1}{2} I_0^2 R_{serie} \rightarrow R_{serie} = \frac{2p_t}{I_0^2} \approx 73,128\Omega$$

La ganancia de la antena es:

$$G = \frac{120}{R_{serie}} = \frac{120}{73} = 1,64 = 2,15dBi = 0dBd$$

Cuanto mas larga es la antena (1 múltiplo de  $\frac{\lambda}{2}$ ) mayor es la ganancia.

## E.5. Antena Yagi-Uda

En virtud del principio de reciprocidad, se puede demostrar que las propiedades (impedancia, ganancia, etc.) de una antena cualquiera son las mismas tanto en emisión como en recepción.

Una antena Yagi-Uda está formada por un elemento alimentado (conectado al emisor o al receptor) formado por un simple dipolo o un dipolo doblado llamado también *radiador* de manera inapropiada, ya que en la antena Yagi-Uda todos los elementos irradian de manera comparable. Además de ese elemento, la antena tiene uno o varios elementos aislados llamados, elementos parásitos. La corriente que circula en el elemento alimentado irradia un campo electromagnético, el cual induce corrientes en los *elementos parásitos* de la antena. Las corrientes inducidas en esos elementos irradian también campos electromagnéticos que a su vez inducen corrientes en los demás. Finalmente la corriente que circula en cada uno de los elementos es el resultado de la interacción entre todos los elementos. La fase de la corriente que circula en el elemento parásito depende de la distancia entre los dos elementos y de la longitud y diámetro de este último. La amplitud también depende de lo mismo pero mucho menos y de todas maneras, va a ser de la misma magnitud que la corriente del elemento alimentado.

## F. Guía para la elaboración del PCB

En esta sección se explica el método utilizado para la construcción de los PCB de todos los circuitos implementados. Es interesante ya que es de bajo costo y se obtienen buenos resultados en cuanto a la resolución de las pistas.

Los principales materiales utilizados para la creación de los mismos son:

- **Photoresist**

El photoresist es una resina sensible a la luz. La misma puede clasificarse en 2 grupos:

- *Resistencia Positiva.*

En este caso la porción de photoresist expuesta a la luz, es soluble bajo un solvente de photoresist.

- *Resistencia Negativa.*

En este caso la porción de photoresist expuesta a la luz, es insoluble bajo un solvente de photoresist.

- **Solvente**

Se utiliza un solvente para eliminar las partes de photoresist no fijadas por la luz (Resistencia Positiva).

- **Pertinax**

Es la placa de cobre sobre la cual se fabricará el circuito.

- **Percloruro Férrico**

Es un ácido que produce una rápida oxidación sobre metal, en este caso cobre, haciéndolo desaparecer sin producir efecto sobre el material plástico.

Se debe contar con una lámpara de luz ultravioleta, la cual será la encargada de fijar el Photoresist a la placa de cobre.

Para comenzar con la elaboración del PCB, se asume terminada la tarea de diseño del layout correspondiente, mediante la utilización de un software adecuado.

El primer paso en la elaboración del PCB es imprimir el layout en una transparencia.

Debe verificarse que se mantenga la intensidad de impresión a lo largo de todo el diseño. Teniendo en cuenta que la calidad del producto va a depender, en gran parte, de la impresión.

Luego se toman las medidas del circuito a crear y se recorta la placa *pertinax* según dicha medida. Para recortar la placa es recomendable utilizar una *trincheta ó cutter de acrílico*, por la facilidad que esta proporciona.



Figura F.0.1: Placa de Pertinax

Con la placa ya con las medidas correctas se pule cuidadosamente el área de cobre, de forma de quitar cualquier imperfección o suciedad que exista sobre la misma.

El próximo paso es cubrir la placa con Photoresist en forma uniforme. El líquido se debe secar manteniendo la placa en posición horizontal y cuidando que no caigan suciedades sobre la misma ya que éstas generan imperfecciones.

Una vez culminado el proceso de secado, se coloca cuidadosamente la transparencia impresa sobre la cara de la placa recubierta con Photoresist. Teniendo la precaución de que la tinta de la impresión, no este en contacto con el Photoresist.

Utilizando la lámpara UV (en nuestro caso de 400W) se debe dejar la placa bajo la luz por un tiempo aproximado de 12 minutos. En este punto se tendrá especial cuidado en los siguientes aspectos:

- Los rayos ultravioletas fijan el Photoresist en todos los puntos alcanzados por los mismos. Por lo tanto es necesario que la transparencia este perfectamente colocada y confinada contra la placa.

- Para lograr una fijación correcta sobre toda la superficie; la luz deberá impactar en forma uniforme sobre toda el área.

Transcurrido el tiempo necesario, se retira de la placa la transparencia impresa.

Se coloca la placa en un recipiente que contiene solvente de Photoresist para eliminar los restos del mismo en las zonas que no se ha fijado.

Se verifica la correcta impresión en la placa, debe coincidir perfectamente con la figura del layout. Se corrobora que no existan errores en la misma o zonas sin cubrir. En caso de encontrar errores se debe quitar los restos de photoresist de la placa y comenzar nuevamente el proceso.

Si todo ha salido correctamente, se coloca la placa en un baño de percloruro para disolver las zonas de cobre que no estén cubiertas de photoresist. Este proceso puede acelerarse si el ácido esta en un leve pero continuo movimiento; observando la placa en todo momento para evitar que el ácido comience a disolver zonas de cobre de interés.

Cuando han desaparecido las áreas de cobre indeseadas; se debe lavar la placa con agua y pulir nuevamente para quitar los restos de Photoresist y de percloruro.

## G. Circuitos experimentados

### G.1. Osciladores

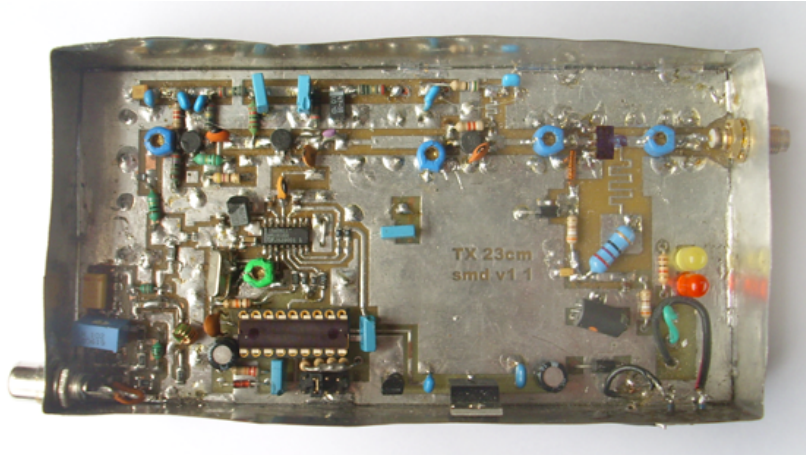


Figura G.1.1: Transmisor más etapa de amplificación con transistor BFG135

#### G.1.1. Primeros Pasos

El circuito inicial implementado en una instancia de prueba, fue tomado de la página: [www.arivv.it](http://www.arivv.it). Se realiza en una placa de fibra FR4, con doble placa de cobre, de 1,6 mm de espesor. De aquí en más todas las implementaciones se hacen con placa de doble capa de cobre, ya que es de suma importancia utilizar la capa inferior como plano de tierra.

El transmisor (Figura G.1.2) cuenta con una etapa de regulación lineal de tensión de alimentación, con una entrada mayor o igual a  $12V_{DC}$  el circuito regula  $5V_{DC}$  para la el PLL y el PIC y  $8V_{DC}$  parte el resto del circuito.

En esta primera implementación, ya que no se tenían muchos conocimientos de RF, se siguen las recomendaciones del autor.

Se destacan las más importantes:

- Se diseña el filtro de lazo para el PLL con una frecuencia de corte de 5 Hz. Esta frecuencia es 10 veces menor que la menor de las frecuencias que están presentes en la señal de video, esta es la correspondiente a los 50 Hz de los cuadros.
- La resistencia que está junto al BFR96 lleva una bobina en serie, el autor propone realizarla mediante un enrollamiento en una de sus patas.

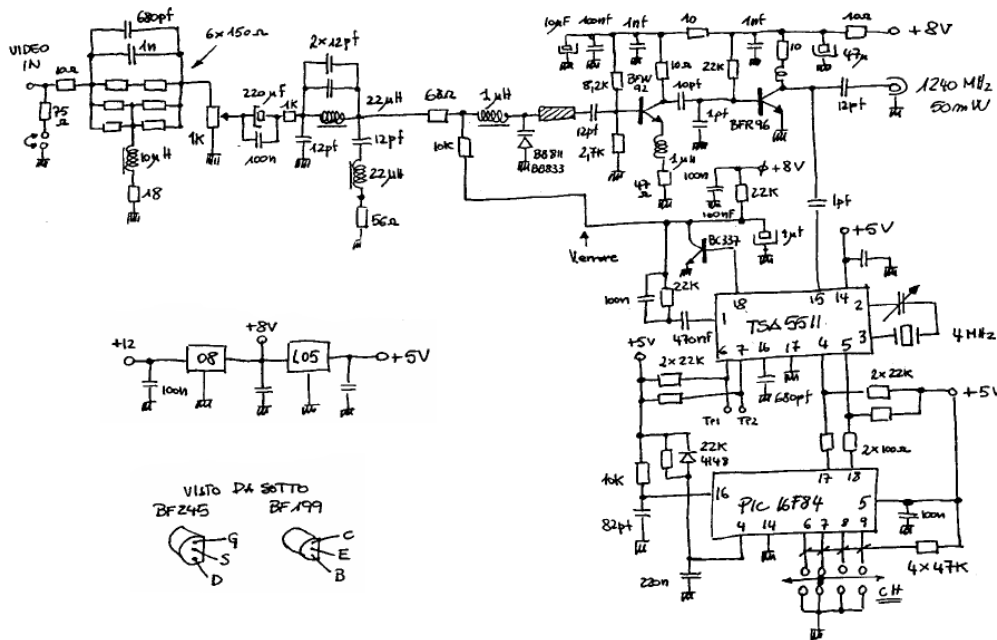
- La etapa correspondiente al procesamiento de la señal de audio, no se implementa en esta versión ni en ninguna de las versiones futuras, debido a que no es de interés para el proyecto.

Algunas observaciones y recomendaciones a tener en cuenta:

- Es fundamental conocer las características del PCB.
- Es de suma importancia realizar chequeos de continuidad en las pistas y entre pistas. Como experiencia se tuvieron varios problemas a la hora de probar las placas ya montadas.
- El *varicap* varía su capacidad dependiendo de la tensión entre sus bornes, está incorporado al bloque *VCO*. Debido a su tamaño se dificulta el montaje en la placa. Se quiere dejar claro que al ser una de las primeras soldaduras superficiales hay que tomar muchas precauciones, ya que pueden quedar hilos de estaño cortocircuitando las pistas adyacentes, o se pueden realizar soldaduras frías, o provocar el daño al mismo.
- Se deben acortar los terminales de todos los componentes, dejándolos lo más corto posible, principalmente los terminales de los transistores BFW92 y BFR96 y los componentes involucrados al RF. El fin es disminuir pérdidas provocadas por efectos de alta frecuencia.
- Los valores de las inductancias que especifica el autor no se encuentran en plaza, en un principio se opta por construirlas. Dichos valores se validaron utilizando un tester inductivo capacitivo, suministrado por el *Instituto de Ing. Eléctrica*.
- Se recomienda la colocación de un *trimmer* (Murata - Azul) a la entrada del transistor BFW92 para poder realizar ajustes de la frecuencia libre de oscilación del *VCO*. También se aconseja montar un *trimmer*, del mismo rango de valores entre el microstrip de salida y tierra, para ajustar la impedancia de salida (adaptación de impedancia).
- Se recomienda dejar el montaje del PLL para último momento, ya que éste es sensible a la temperatura. Minimizar el tiempo de contacto con el soldador, y si es posible realizar dicho montaje con uno de baja potencia.
- Es muy importante vincular el plano de tierra (superficie inferior de la placa) en varios puntos con la tierra del circuito superior. Además es necesario encapsular y aterrizar la etapa de RF del sistema, formando



Tener en cuenta que la temperatura de soldadura puede causar levantamiento de los pads de tierra.



- 4 Resistencias  $10\ \Omega$   
 2 Resistencias  $18\ \Omega$   
 1 Resistencia  $47\ \Omega$   
 1 Resistencia  $56\ \Omega$   
 1 Resistencia  $68\ \Omega$   
 1 Resistencia  $75\ \Omega$   
 2 Resistencias  $100\ \Omega$

6 Resistencias  $150\ \Omega$   
1 Resistencia  $1\ K\Omega$   
1 Resistencia  $2,7\ K\Omega$   
1 Resistencia  $8,2\ K\Omega$   
1 Resistencia  $10\ K\Omega$   
12 Resistencias  $22\ K\Omega$   
  
1 Potenciómetro  $1\ K\Omega$   
  
1 Condensador  $1\ pF$   
5 Condensadores  $12\ pF$   
1 Condensador  $82\ pF$   
1 Condensador  $680\ pF$   
7 Condensadores  $1\ nF$   
1 Condensador  $100\ nF$   
1 Condensador  $10\ \mu F$   
1 Condensador  $22\ \mu F$   
1 Condensador  $100\ \mu F$   
2 Condensadores  $220\ \mu F$   
  
6 Condensadores Tantalio  $100\ nF$   
1 Condensador Tantalio  $220\ nF$   
1 Condensador Tantalio  $470\ nF$   
  
2 Inductancias  $1\ \mu Hy$   
1 Inductancia  $10\ \mu Hy$   
2 Inductancias  $22\ \mu Hy$   
  
2 Trimmer Murata color azul  
1 Trimmer Murata color verde  
  
1 Cristal de cuarzo de 4MHz  
  
1 Diodo 4148  
  
1 Transistor BC337  
1 Transistor BFW92  
1 Transistor BFR96  
  
1 Integrado TSA5511  
1 PIC16F84

- 1 LM7808
- 1 LM78L05
- 1 Switch 4 contactos

Se implementan varios circuitos similares a modo de ir buscando una mayor potencia y experimentar cambios con algunas variaciones en los componentes. No se obtuvieron cambios relevantes.

### G.1.2. Implementación SMD

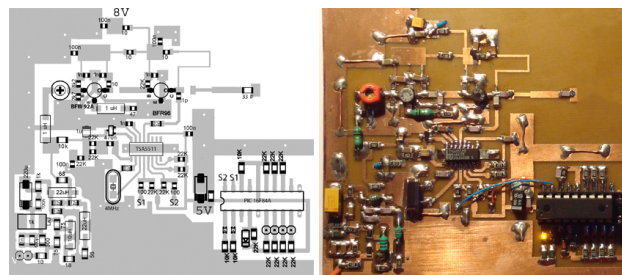


Figura G.1.3: Fotografía de transmisor versión SMD

Poco a poco se realiza la transición de los componentes tradicionales a componentes SMD. Esto da lugar a nuevos layout, se logra reducir el tamaño de la placa al igual que su peso.

Esta nueva implementación se realiza en una placa de fibra, doble layer de 1mm de espesor.

Los componentes SMD se encuentran disponibles en el mercado local, salvo el PLL que se adquiere solamente en el mercado externo. No obstante, la gran mayoría de los componentes se importaron de Buenos Aires, ya que el costo de los componentes SMD (resistencias y condensadores) es 10 veces menor que el costo en el mercado local.

Para el diseño de las placas se debe tener claro cuales son las dimensiones de los componentes SMD a utilizar. Se recomiendan componentes de las categorías **1206** en condensadores y resistencias estándares y para condensadores de valores pequeños utilizar **805**.

Los cuidados que se deben tener para el montaje de la placa, son los siguientes: se debe utilizar un soldador de baja potencia, utilizar pinzas para sostener fuertemente el componente sobre la placa. Se aconseja dar unos *puntos* de estaño en la placa en el lugar donde se quiere soldar el componente, luego, sostener con pinzas el componente sobre los puntos soldados y aplicar calor de un lado y del otro del elemento. Para el montaje de los transistores, es aconsejable recortar sus terminales y hacer un orificio en el PCB del

tamaño del transistor, el fin es introducir parte de él para alinear las patas con las pistas del circuito.

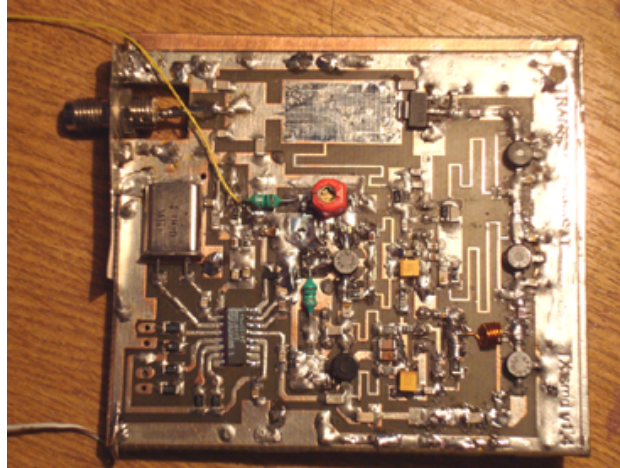


Figura G.1.4: Transmisor versión SMD con amplificador incorporado

## G.2. Amplificadores

Se desarrollan diversos amplificadores, de los cuales los primeros fueron reproducciones de circuitos obtenidos en páginas web de radioaficionados.

Lamentablemente ninguno de los autores de los circuitos elegidos para la implementación del amplificador, hace referencia al modelo de la placa a utilizar, esto es importante ya que los microstrip dependen de muchos factores y entre estos el espesor y el material de la placa.

El diseño de un circuito de alta frecuencia, como ha sido mencionado anteriormente, depende de las características técnica de la placa. Por ejemplo el ancho y la capacidad dieléctrica de la misma.

## G.3. Amplificador IK1HGI

El amplificador mostrado en la figura G.3.1 cuenta con una serie de etapas de amplificación, ellas son: mínima ganancia de ruido, dos etapas de ganancia en tensión y una etapa de ganancia en potencia.

Según lo especifica el autor, éste está diseñado para entregar una potencia de  $560mW$  a una carga de  $50\Omega$  si a la entrada se alimenta con  $10mW$ . En la práctica no se llegan a estos resultados. Se tiene una potencia de salida

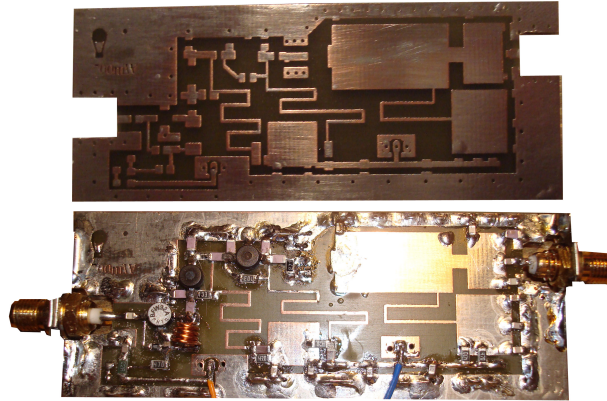


Figura G.3.1: Amplificador 1,2GHz (IK1HGI)

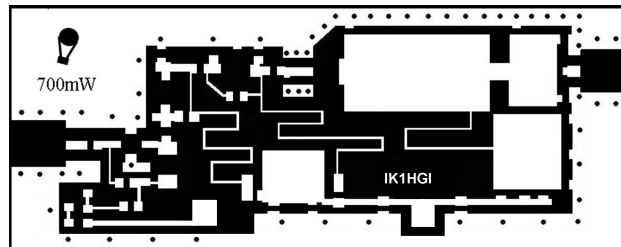


Figura G.3.2: Layout de amplificador de RF 1,2GHz (proporcionado por IK1HGI)  
escala 1:1

de  $300mW$  aplicando en la entrada una señal de potencia de  $10a12mW$ , es decir, una ganancia de 14,8dB. Se prueba aumentando la potencia de entrada obteniendo a la salida, como era de esperar, distorsión en la señal.

Respecto al montaje, se deben tener las precauciones usuales detalladas anteriormente. Es aconsejable agregar condensadores entre las **islas** de tensión de continua y tierra. Y según indica el autor, es recomendable colocar los condensadores  $C57$ ,  $C58$  y  $C59$  a una inclinación de  $45^\circ$ .

**Lista de componentes:**

- 1 resistencia de  $22\Omega$
- 5 resistencias de  $47\Omega$
- 1 resistencia de  $270\Omega$
- 3 resistencias de  $10K\Omega$
  
- 3 condensadores de  $1pF$
- 1 condensador de  $2pF$

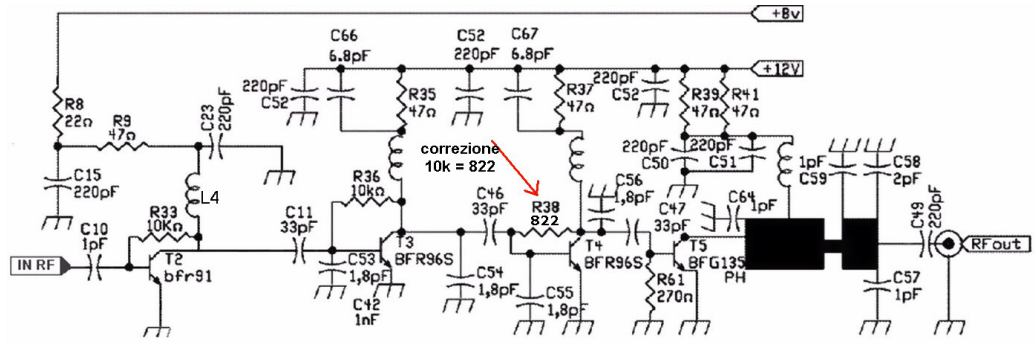


Figura G.3.3: Esquemático del amplificador de RF 1,2GHz (proporcionado por IK1HGI)

3 condensadores de  $1,8pF$   
 2 condensadores de  $6,8pF$   
 4 condensadores de  $33pF$   
 8 condensadores de  $220pF$

1 transistor BFR91  
 2 transistores BFR96S  
 1 transistor BFG135

2 conectores SMA hembra

#### G.4. Amplificador 1W

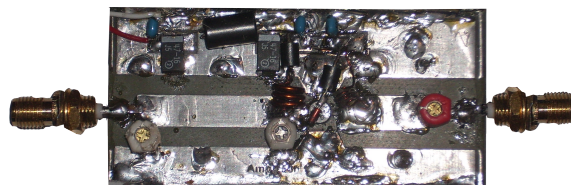


Figura G.4.1: Amplificador 1,2GHz - 1W (escala 1:1)

El presente circuito que se obtiene de [www.qsl.net/iw2bc/pa1w\\_atv.html](http://www.qsl.net/iw2bc/pa1w_atv.html), pretende aumentar la potencia de la señal de  $250mW$  a  $1W$  utilizando un transistor **BGQ34**.

En la práctica, no se alcanza este valor a la salida. Se obtiene  $700mW$  con una entrada de  $250mW$ , es decir una ganancia de  $4,5\text{ dB}$ .

El circuito es de sencilla fabricación, pero hay que tener en cuenta que no

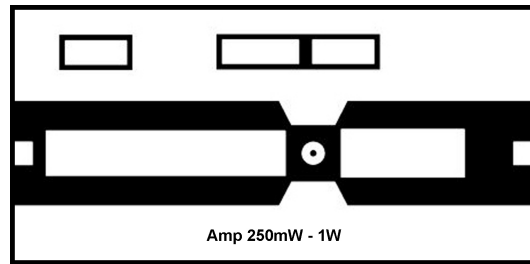


Figura G.4.2: Amplificador 1,2GHz - 1W (escala 1:1)

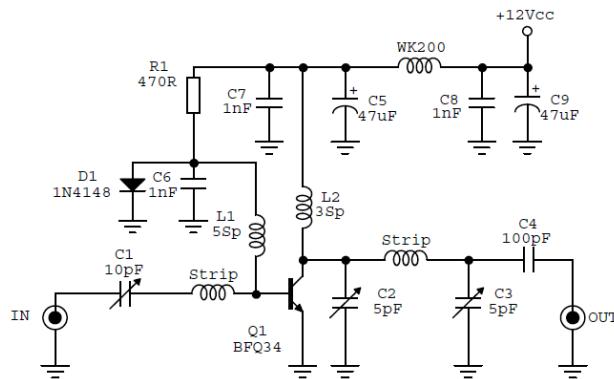


Figura G.4.3: Esquemático de amplificador 1,2GHz - 1W

se cuenta con el datasheet de la placa de cobre. Al no tener los datos de la placa de cobre no se sabe si las dimensiones de microstrip son las correctas.

Detalles a tener en cuenta en la construcción:

1. Como se muestra en la Figura G.4.2 , se debe soldar el diodo 1N4148 por encima del transistor y colocar una ferrita en uno de sus terminales. Esta, es una recomendación del diseñador del amplificador.
2. El estañar las pistas puede perjudicar la eficiencia del amplificador y/o todo circuito que trabaje con alta frecuencia.

**Lista de componentes:**

- 1 resistencia de  $470K\Omega$
- 3 condensadores de  $1nF$
- 2 condensadores de  $47\mu F$
- 1 inductancia 3 vueltas de alambre 1mm y 4mm de diámetro 1 inductancia

5 vueltas de alambre 0,3mm y 3mm de diámetro 1 bobina de choque  
2 trimmers Murata de color blanco  
1 trimmer Murata color Rojo  
1 transistor BFQ34  
2 conectores SMA hembra

## G.5. Acoplador

Para los sistemas de alta frecuencia se tienen, a nuestro alcance, muy pocas herramientas de pruebas y mediciones.

Con el fin de medir la potencia irradiada por el transmisor, fue de interés construir un dispositivo medidor. Uno de los principales motivos era que no se contaba en un 100 % con la disponibilidad de este instrumento, en facultad o en Canal 10.

Previo a la construcción se toma como referencia el circuito de la figura G.5.1 (<http://www.qsl.net/n9zia/wireless/appendixF.html#10>), el cual implementa un RF Power Meter. En cuyo caso, la circuitería inferior y superior cumplen la función de absorber la onda directa y reflejada respectivamente y mostrarlas en sus correspondientes amperímetros.

La potencia irradiada a la cual se quiere llegar por el transmisor es del orden de 1 Watt. Se tiene que redimensionar el circuito anterior debido a que la potencia nominal que se quiere medir, es muy pequeña. Esto implica que la onda reflejada va a ser aún más pequeña, llegando al caso de anular el circuito de reflejada debido a su complejidad.

Los instrumentos de medición en RF son muy complejos y esta dificultad aumenta cuando los valores a medir son pequeños.

El desplazamiento de la aguja del galvanómetro es proporcional a la potencia de la señal RF que circula por el centro del circuito. Se cuenta con un galvanómetro de  $I_{max} = 50\mu A$ , realizando cuentas aproximadas del circuito a implementar y ya que la distancia del acople mínima es de 0,2mm (no se puede disminuir más por un tema de resolución en la construcción), se concluye que era necesario implementar dos acoples en paralelo (Figura G.5.2) para poder aumentar la corriente por el galvanómetro.



### Directional Coupler Overview

RF Power / SWR Meter Application

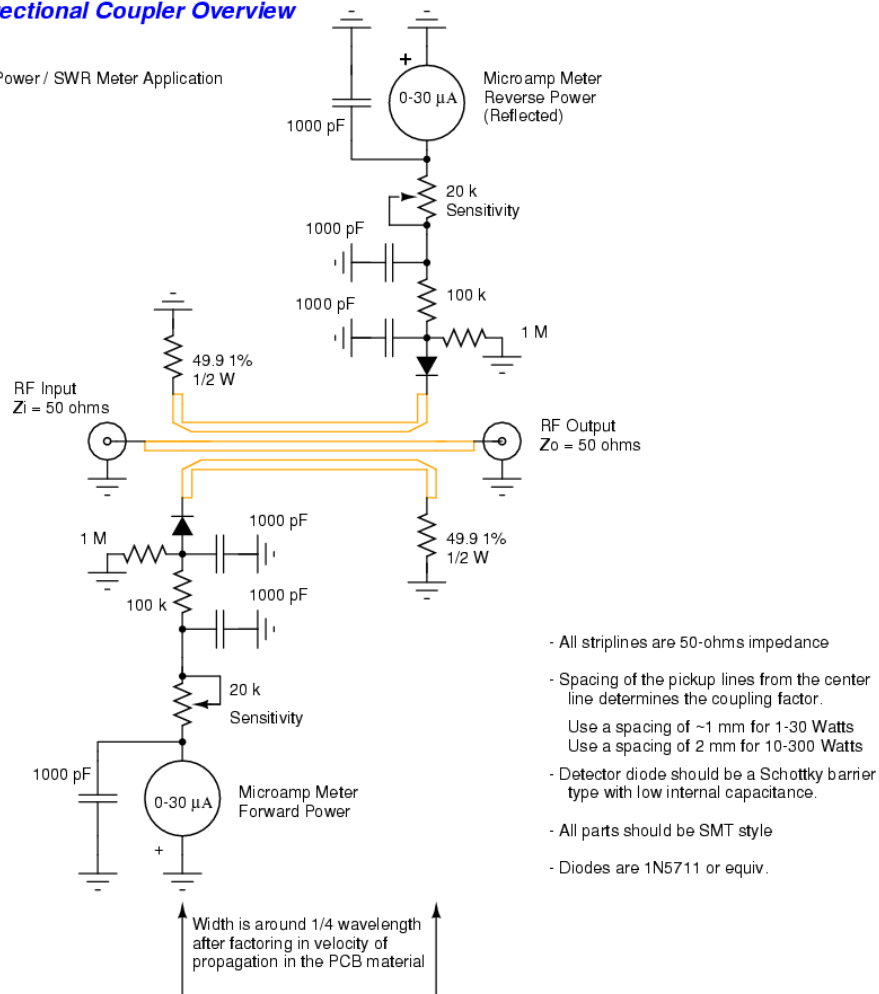


Figura G.5.1: Esquemático - Medidor de Potencia (2.4 GHz RF Power Meter / SWR Meter)

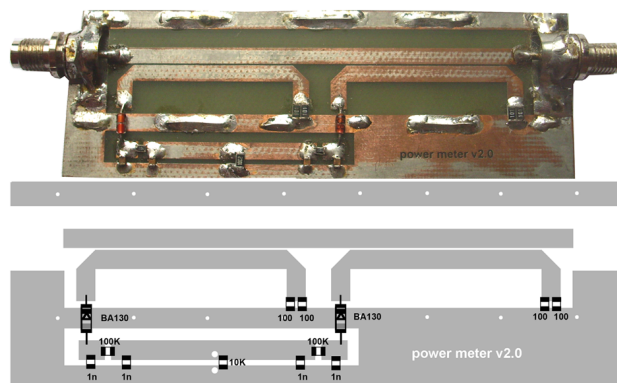


Figura G.5.2: Circuito y PCB - Medidor de Potencia 1,2 GHz - 1W

Después de implementado el circuito se procede a la calibración, simplemente se relevan valores medidos con un instrumento calibrado y seguidamente con el medidor a calibrar, adaptando así una escala de valores. Favorablemente se obtiene una corriente a fondo de escala que corresponde a 1 Watt de potencia irradiada por el transmisor. En caso de querer medir la onda reflejada se procede a conectar el instrumento en sentido contrario.

## H. Pruebas Realizadas

### H.1. Introducción

A lo largo del proyecto se realizaron una serie de experimentos con el fin de validar algunos puntos relevantes que se enumeran a continuación.

- Características del PCB.
- Rango de temperatura de funcionamiento del transmisor.
- Transmisión de video en movimiento.
- Prueba de antena de Recepción (Yagui 32 elementos.)
- Estabilidad en frecuencia.
- Estabilidad en la potencia de transmisión.

### H.2. Características del PCB

La constante dieléctrica de la placa utilizada para fabricar el circuito es de fundamental importancia cuando se trabaja a altas frecuencias. Por esta razón se intentó estimar su constante dieléctrica de forma práctica y compararla con el valor provisto por el fabricante en la hoja de datos J.5. Para tener valores mas precisos en la prueba, la sección de placa utilizada debe ser la mayor posible de modo de minimizar los efectos de borde (formados en el capacitor de placas paralelas). En particular se utilizó una placa (FR4 - doble cara) de área  $A = 0,02418m^2$  y espesor  $l = 1,5mm$ . Se midió la capacidad formada entre las caras de la misma con un multímetro, obteniendo  $C = 6,36 \times 10^{-10}F$ . Luego se utilizó la expresión  $C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{l}$  para estimar la constante dieléctrica de la placa, en donde:

- $\epsilon_r$ , es la constante dieléctrica del material
- $\epsilon_0 = 8,85419 \times 10^{-12}$ , es la constante dieléctrica del vacío
- $A$ , el área de la placa ( $m^2$ )
- $l$ , el espesor de la placa ( $m$ )

De forma experimental se obtuvieron los siguientes valores:

$$C = 6,36 \times 10^{-10} F$$

$$A = 0,02418 m^2$$

$$l = 0,0015 m$$



Figura H.2.1: Condensador de placas paralelas

De donde se deduce que  $\epsilon_r \cong 4,46$ , valor similar al proporcionado por el fabricante. Concluimos entonces que puede utilizarse éste método para obtener una estimación de la constante dieléctrica de la placa utilizada, si no se cuenta con la hoja de datos de la misma.

### H.3. Rango de temperatura

El transmisor deberá funcionar en un rango de temperaturas que se extiende entre -20 y 40 °C. Con el fin de verificar el funcionamiento del transmisor y el comportamiento de sus componentes a bajas temperaturas, se colocó el transmisor dentro de un freezer convencional (cuya temperatura alcanza los -18 °C), durante un período de 3 horas. Es importante comprobar fundamentalmente la estabilidad en frecuencia y la calidad de imagen durante el experimento, por dicha razón el transmisor se colocó de forma tal que la cámara de video y la antena queden fuera del freezer; De esta forma se podrá captar la imagen y verificar su recepción mientras se realiza el experimento. Durante el mismo se observó claramente la imagen transmitida sin alteraciones y sin tener que modificar la sintonización del receptor lo que implica que la frecuencia de transmisión se mantuvo estable. De estos resultados se concluye que el transmisor opera sin alteraciones a temperaturas de -18 °C.

## H.4. Prueba de transmisión de video en movimiento

Con el fin de comprobar la calidad de imagen en movimiento se realizó una prueba sometiendo el equipo de transmisión al movimiento de un vehículo que recorrió el trayecto indicado en la Figura H.4.1.



Figura H.4.1: Recorrido realizado por el vehículo

Para esto se monto el equipo de transmisión en el techo del vehículo como se observa en la Figura H.4.2 y se armó una base de recepción en el punto de partida.



Figura H.4.2: Transmisor sobre el techo del auto

El transmisor se alimentó con 12V extraídos de la batería del vehículo y la cámara de video con una batería externa de 9V. Para la recepción se utilizó una antena Yagui de 32 elementos y un receptor comercial como se puede ver en las (Figuras H.4.3 y H.4.4).

La prueba comienza desde punto A hacia el punto C y se retorna al punto de partida A, este recorrido se muestra en la Figura H.4.1.

Entre el trayecto AB se tuvo buena señal en recepción (Ver Figura H.4.5), en el punto B se pierde señal y aproximadamente a unos 300 metros más del punto B se recibe nuevamente señal de video, conteniendo un alto nivel de ruido.

Cambiando la polarización de la antena de recepción (de Horizontal a Vertical), se obtuvo una mayor ganancia, viéndose reflejada en una mejora en la calidad de video. La recepción se logra hasta el punto C, de ahí en más se pierde por completo la línea vista, por lo que se corta el enlace. En el tramo de regreso se pierde la señal en el punto B por no tener línea de vista (Ver figura H.4.1).

Se concluye una prueba exitosa de 4 Km, además se verifica la hipótesis de que es necesario, a esas frecuencias, contar con línea vista. Por otro lado se prueba por primera vez la antena de recepción, observando un lóbulo angosto y una buena ganancia.



Figura H.4.3: Antena utilizada en recepción (Yagui 32 elementos)



Figura H.4.4: Cámara de video y receptor comercial utilizados para la prueba



Figura H.4.5: Imagen enviada por el transmisor.

## H.5. Transmisión de video de tiempo prolongado

Con el fin de testear el transmisor durante un largo período de tiempo y sometido a condiciones ambientales normales se deja el equipo de transmisión en una caja de espuma de polietileno durante 3 días en la azotea de Facultad, junto con la antena de transmisión definitiva como se puede ver en la Figura H.5.1.

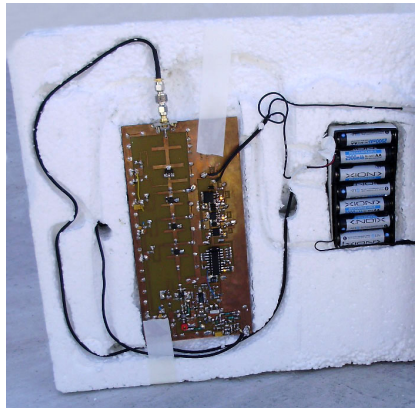


Figura H.5.1: Paquete montado en la azotea de la Facultad de Ingeniería.

La finalidad de esta prueba, es verificar la estabilidad en frecuencia, potencia de transmisión y duración del kit de baterías en un lapso largo de tiempo. La estabilidad en frecuencia se probó con un receptor comercial (de bajo costo) situado a pocos metros del equipo de transmisión, el fin de este procedimiento era detectar fluctuaciones en la calidad de la imagen de video y variaciones en la frecuencia de transmisión. Para esto se colocó el transmisor y se sintonizó la imagen transmitida por el mismo en el receptor. Al cabo de tres días se encendió nuevamente el receptor sin modificar la sintonización y se siguió captando la imagen concluyendo que no hubo variaciones significativas en la frecuencia de transmisión.

La potencia de transmisión se midió utilizando un vatímetro conectado entre la salida del mismo y la antena. Esta medida se tomó al inicio y al final de la prueba observando una caída significativa en la potencia y detectando luego que el transistor de potencia estaba dañado. De esta prueba se concluyó que no se debe trabajar con la potencia máxima del transistor (950 mW @ 25 °C) ya que la temperatura dentro de la caja de espuma de polietileno aumenta hasta el punto de dañar el componente. Como solución a este problema ajustamos la ganancia de las etapas anteriores de modo de obtener una potencia menor y asegurarnos de no forzar el transistor de potencia.

Para comprobar que el sistema alimentado con baterías funcionaría por un mínimo de 3 horas (tiempo necesario para la transmisión en la experiencia GloboSat), al comienzo del experimento se lo dejó con el kit de baterías como se puede observar en la Figura H.5.1. Una vez finalizado este tiempo y comprobando la correcta transmisión del equipo, se concluye que el kit de baterías se comporta de forma satisfactoria y se procede a conectarlo a una alimentación externa para el resto de la experiencia.

La imagen captada por el transmisor era una imagen *lejana* similar a la que se puede ver en la Figura H.5.2. Al inicio de la experiencia se pudo observar que la cámara de video era de mala calidad ya que no se logró ajustar el foco de la misma. Por lo tanto para realizar la experiencia GloboSat se reemplazó dicha cámara por una cámara de vigilancia exterior, con la cual se obtuvieron mejores resultados.



Figura H.5.2: Vista de la rambla Wilson similar a la captada por la cámara.



## I. Simulaciones en ADS

Para realizar el diseño y el análisis de los amplificadores se utilizó el software Advanced Design System 2009 (ADS 2009). En esta sección se presentan algunas nociones básicas sobre el manejo del mismo así como las simulaciones realizadas durante el diseño.

El ADS2009 se divide en dos secciones principales:

- Sección **Diseño** (Design): es la ventana donde se realiza el esquemático del circuito y se configura la simulación.
- Sección **Presentación de Datos** (Data Display): luego de ejecutar la simulación se genera un set de datos con los resultados, estos se presentan según se desee en una hoja (ventana) independiente.

### I.1. Sección Diseño

En esta sección se dibuja el circuito a simular y luego se configuran la simulaciones. Los elementos necesarios para generar el circuito y las simulaciones se encuentran organizados en paletas. Estas se seleccionan en la parte superior derecha de la pantalla como se muestra en la figura I.1.1; en la figura I.1.2 se pueden observar los elementos de dos de estas paletas.

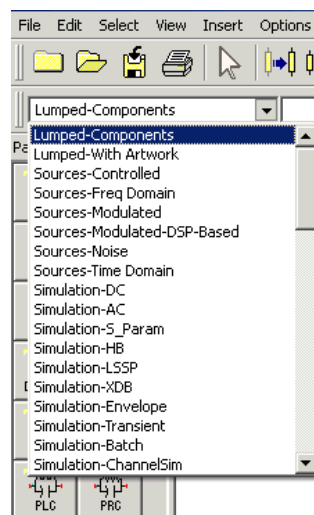


Figura I.1.1: Selección de paletas

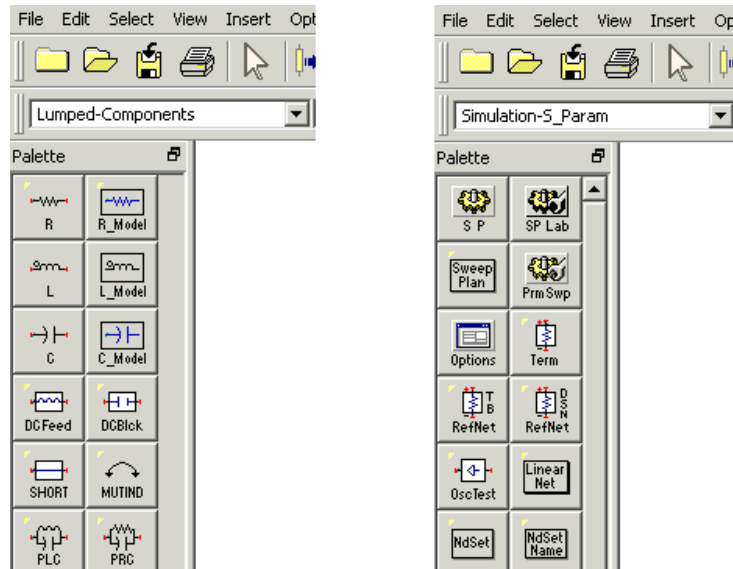


Figura I.1.2: (a) Paleta de componentes (b) Paleta de simulación S-PARAM

A continuación se da una breve descripción de las paletas y elementos usados en la simulaciones realizadas para el diseño del amplificador.

### I.1.1. Paleta Lumped-Components

En esta paleta se encuentran los componentes básicos: resistencias, condensadores, inductancias, etc. En la figura I.1.3 se muestran los componentes de este tipo utilizados en el proyecto. Luego de agregar un componente se puede editar sus propiedades (valor, nombre) haciendo doble click sobre el mismo.

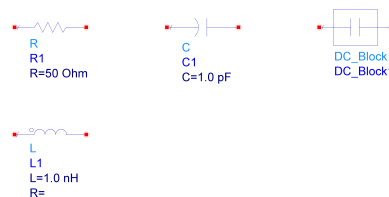


Figura I.1.3: Paleta: Lumped-Components

### I.1.2. Paleta Tlines-Ideal

El único elemento que utilizó de esta paleta es la línea de transmisión ideal simple (TLIN) (Figura I.1.4), la cuál está definida por su longitud eléctrica, su impedancia característica y la frecuencia de operación .

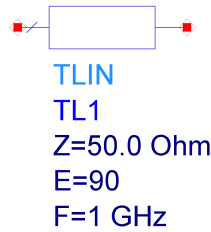


Figura I.1.4: Paleta: Tlines-Ideal

### I.1.3. Paleta Tlines-Microstrip

Paleta de líneas de transmisión implementadas como microstrips. Luego de realizar el análisis con líneas de transmisión ideales, el mismo se realiza nuevamente con líneas de transmisión reales, en este proyecto en particular se utilizaron líneas microstrip simples (MLIN). Estas quedan definidas por sus dimensiones (ancho y largo), determinadas a partir de las características de las líneas ideales y del sustrato utilizado, el cuál también debe ser insertado en la simulación como se muestra en la figura I.1.5.

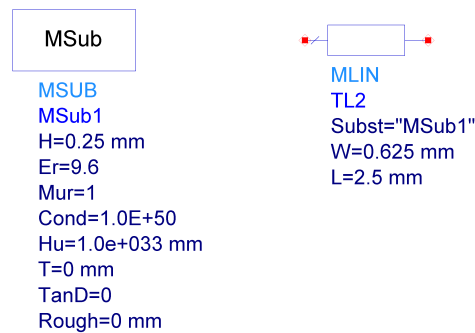


Figura I.1.5: Paleta: Tlines-Microstrip

### I.1.4. Paleta Sources-Time Domain

Distintas fuentes en el dominio del tiempo. Se utilizaron fuentes de alimentación V\_DC y fuentes VtSine como fuentes de señal para las simulaciones de transitorio (Simulation-Transient).

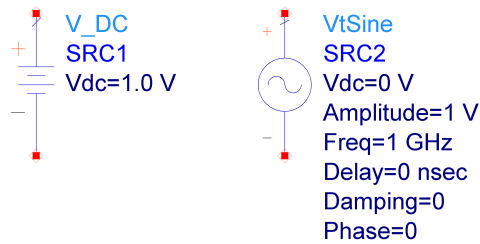


Figura I.1.6: Paleta: Sources-Time\_Domain

### I.1.5. Paleta Sources-Freq\_Domain

Fuentes en el dominio de las frecuencias. Se utilizaron como fuentes de señal en las simulaciones AC.

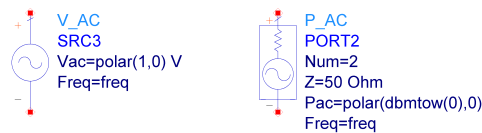


Figura I.1.7: Paleta: Sources-Freq\_Domain

### I.1.6. Component Library

En la librería de componentes se encuentran los transistores utilizados (Figura I.1.9). La misma no se encuentra como una paleta si no como un botón en la barra de herramientas (Figura I.1.8).

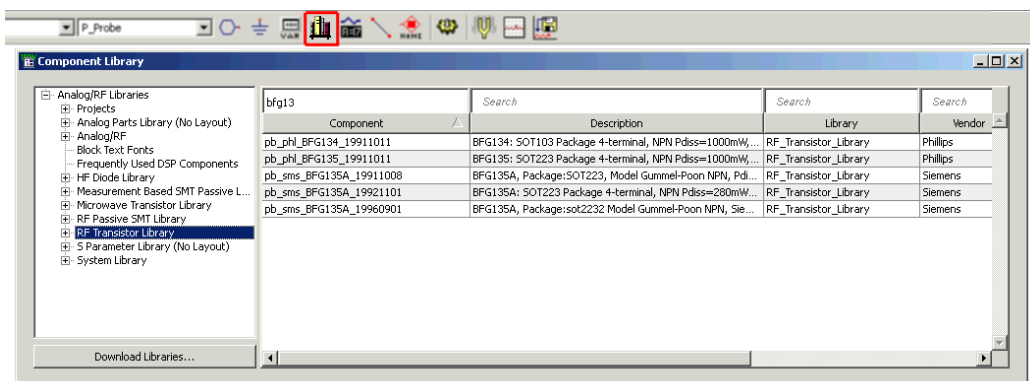


Figura I.1.8: Component Library

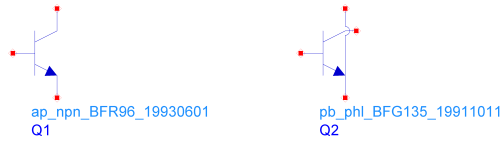


Figura I.1.9: Component Library: Transistores RF utilizados

### I.1.7. Paleta Simulation-DC

Esta simulación se utiliza para obtener el punto de polarización de continua del circuito. Al igual que en las demás simulaciones se puede utilizar conjuntamente el elemento *PARAMETER SWEEP*, el cual sirve para simular en un rango de valores de una variable definida (ej: R, C, L, Vcc, TLIN\_W, etc)

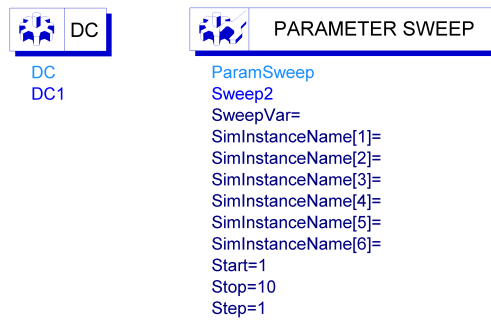


Figura I.1.10: Paleta: Simulatio-DC

### I.1.8. Paleta Simulation-AC

La simulación AC es utilizada para obtener el comportamiento en señal del circuito en el rango de frecuencias especificado. Las fuentes de señal utilizadas en esta simulación se encuentran en la Paleta Source-Freq.Domain.

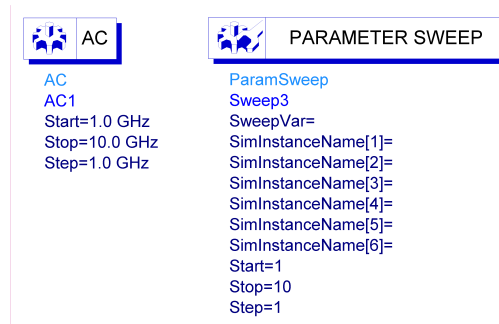


Figura I.1.11: Paleta: Simulation-AC

### I.1.9. Paleta Simulation-S\_Param

En la figura I.1.12 se muestran los elementos utilizados en el proyecto con este tipo de simulación. Siempre es necesario agregar el elemento **S-PARAMETERS**, el cuál calcula los parámetros S en cada puerto (Term). Los demás elementos hacen distintos cálculos a partir de los parámetros S determinados por **S-PARAMETERS** y se agregan según sean necesarios. A continuación se describen, brevemente, sus finalidades:

- **MaxGain**: Calcula la Ganancia estable Máxima,  $G_{MSG}$ .
- **PwrGain**: Calcula la Ganancia en Potencia.
- **VSWR**: Calcula la Relación de Onda Estacionaria (ROE) en cada puerto.
- **NsCircle**: Calcula los Círculos de Ruido constante, especificado, en el plano  $\Gamma_S$  (se debe activar *Claculate Noise* dentro de las propiedades del elemento S-PARAMETERS).
- **GaCircle**: Calcula los Círculos de Ganancia  $G_A$  constante, especificada, en el plano de impedancias de carga de entrada  $\Gamma_S$ .
- **GpCircle**: Calcula los Círculos de Ganancia  $G_P$  constante, especificada, en el plano de impedancias de carga de salida  $\Gamma_L$ .
- **S\_StabCircle**: Calcula el círculo de estabilidad en el plano  $\Gamma_S$ .
- **L\_StabCircle**: Calcula el círculo de estabilidad en el plano  $\Gamma_L$ .
- **StabFact**: Calcula el factor de estabilidad K.

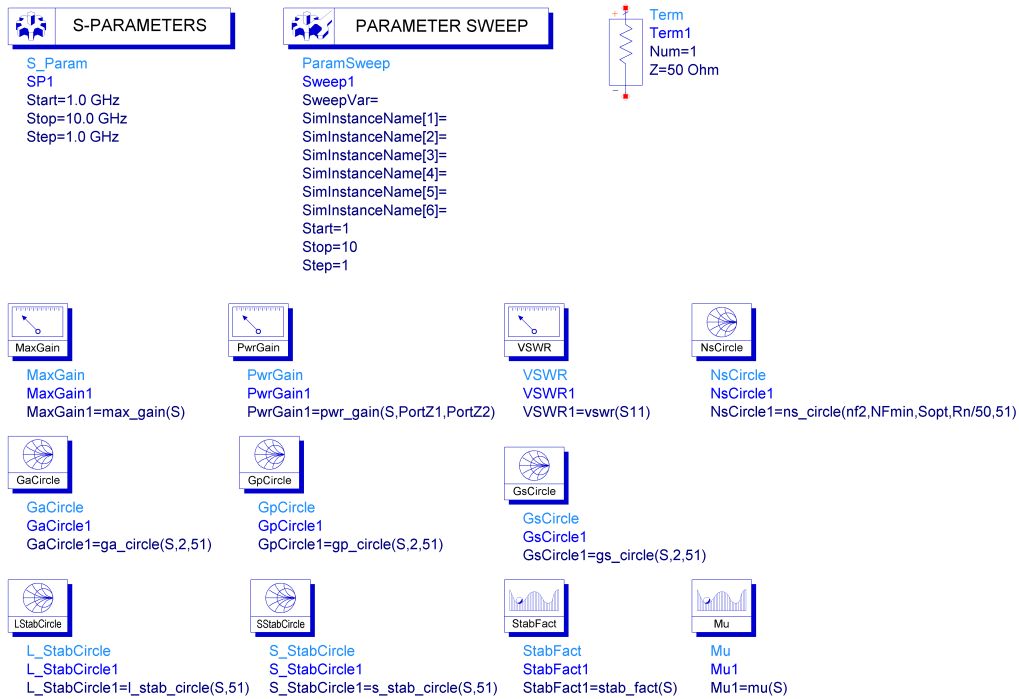


Figura I.1.12: Paleta: Simulation-S\_Param

### I.1.10. Paleta Simulation-Transient

Esta simulación determina el transitorio en señal en el rango de tiempos especificado. Se utiliza para ver la forma de la señal en los distintos puntos del circuito.

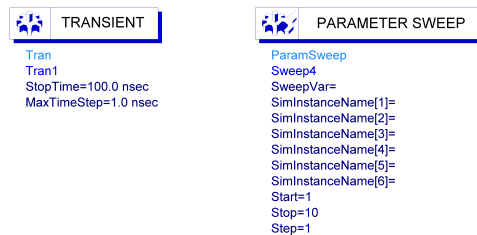


Figura I.1.13: Paleta: Simulation-Transient

### I.1.11. Paleta Probe Components

Elementos de medición de corriente y potencia.

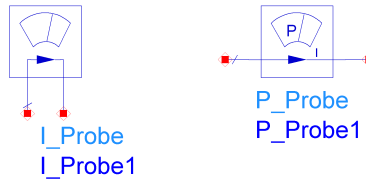


Figura I.1.14: Paleta: Probe Components

## I.2. Sección Presentación de Datos

En esta sección se observan los datos obtenidos a partir de la simulación realizada. Para analizar los datos generados por la simulación se cuenta con gráficas, tablas y ecuaciones; las cuales están disponibles en la paleta que se muestra en la figura I.2.1.

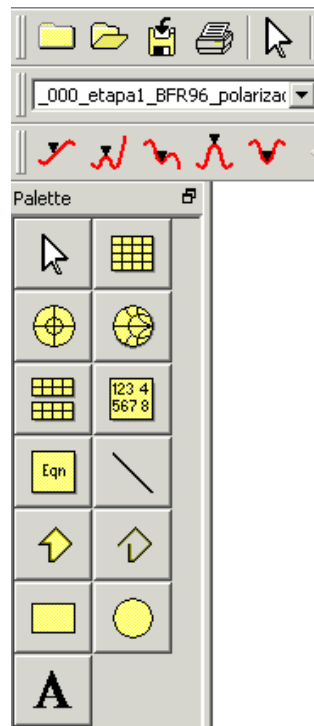


Figura I.2.1: Paleta de Presentación de Datos

Con estas herramientas se pueden organizar la presentación de los datos como se desee. En la figura I.2.2 se muestran algunos ejemplos.



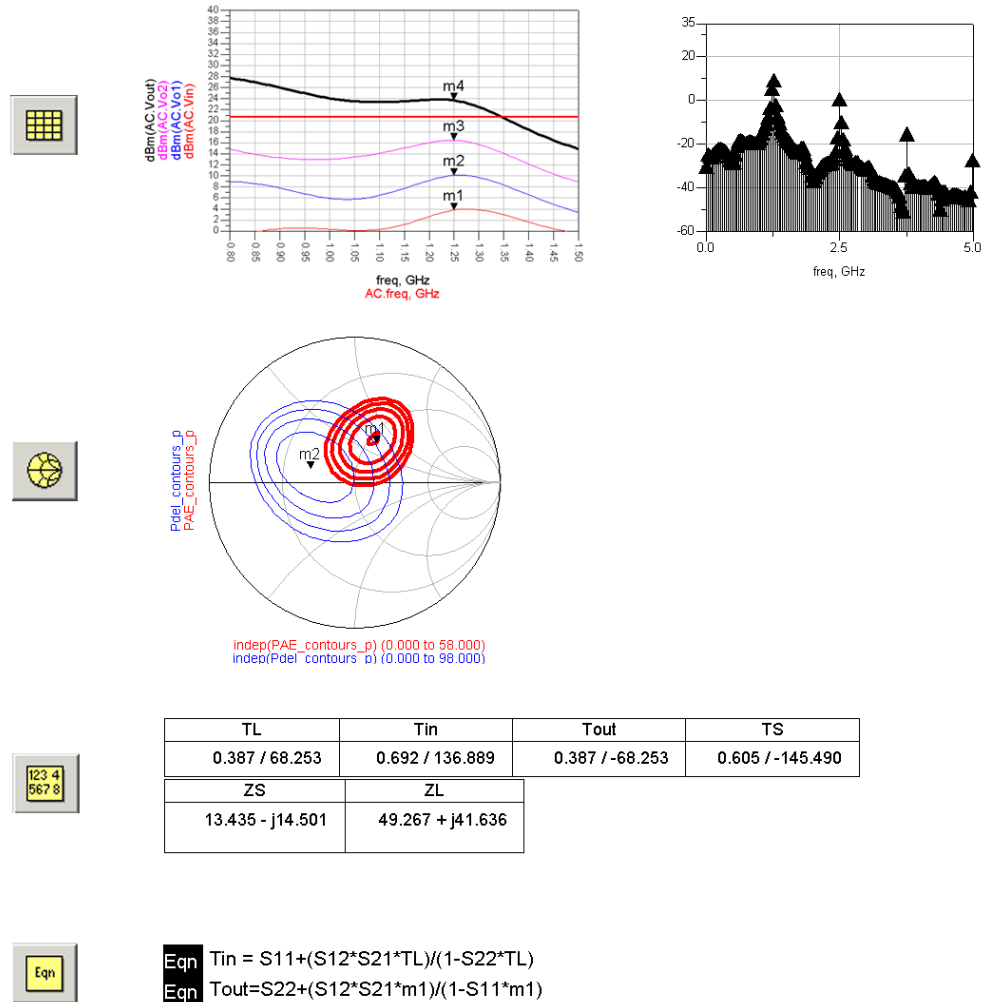


Figura I.2.2: Ejemplos de hoja de presentación de resultados de simulaciones

## I.3. Simulaciones

### I.3.1. Características del BFR96 al variar su polarización

El objetivo de esta simulación es observar como varían la Ganancia máxima y la Figura de ruido mínima con el punto de polarización. Se realiza una simulación variando la corriente de base, y por ende la de colector, mientras el voltaje de colector se mantiene fijo (Figuras I.3.1 y I.3.2). También se simula el caso inverso, variando el voltaje de colector mientras se mantiene constante la corriente por la base (Figuras I.3.3 y I.3.4).

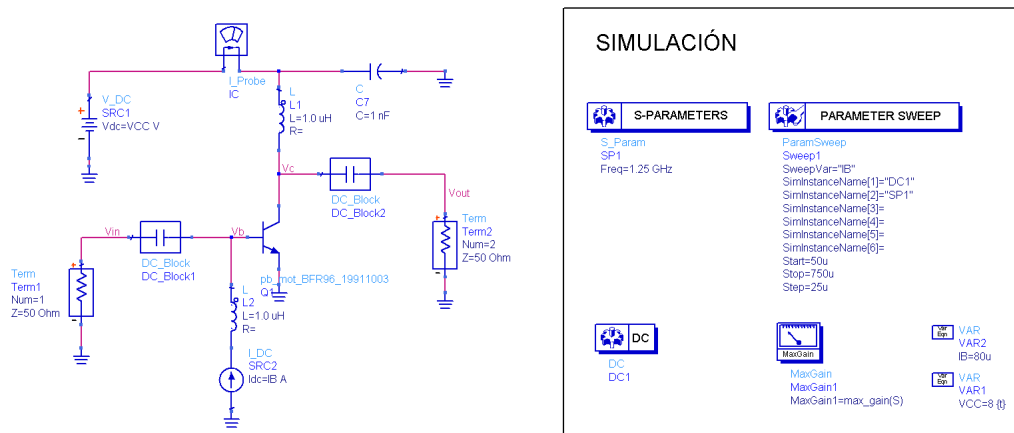


Figura I.3.1: Archivo: 000-etapa1-BFR96-polarizacion\_Isweep\_1250MHz.dsn

| IB      | IC.I<br>freq=0.00 |
|---------|-------------------|
| 5.00E-5 | 3.94 mA           |
| 7.50E-5 | 5.89 mA           |
| 1.00E-4 | 7.84 mA           |
| 1.25E-4 | 9.77 mA           |
| 1.50E-4 | 11.7 mA           |
| 1.75E-4 | 13.6 mA           |
| 2.00E-4 | 15.6 mA           |
| 2.25E-4 | 17.5 mA           |
| 2.50E-4 | 19.4 mA           |
| 2.75E-4 | 21.3 mA           |
| 3.00E-4 | 23.2 mA           |
| 3.25E-4 | 25.1 mA           |
| 3.50E-4 | 27.1 mA           |
| 3.75E-4 | 29.0 mA           |
| 4.00E-4 | 30.9 mA           |
| 4.25E-4 | 32.8 mA           |
| 4.50E-4 | 34.7 mA           |
| 4.75E-4 | 36.6 mA           |
| 5.00E-4 | 38.5 mA           |
| 5.25E-4 | 40.4 mA           |
| 5.50E-4 | 42.2 mA           |
| 5.75E-4 | 44.1 mA           |
| 6.00E-4 | 46.0 mA           |
| 6.25E-4 | 47.9 mA           |
| 6.50E-4 | 49.8 mA           |
| 6.75E-4 | 51.7 mA           |
| 7.00E-4 | 53.6 mA           |
| 7.25E-4 | 55.4 mA           |
| 7.50E-4 | 57.3 mA           |

| IB      | MaxGain1<br>freq=1250000000.00 |
|---------|--------------------------------|
| 5.00E-5 | 7.38                           |
| 7.50E-5 | 7.49                           |
| 1.00E-4 | 7.64                           |
| 1.25E-4 | 7.66                           |
| 1.50E-4 | 7.67                           |
| 1.75E-4 | 7.68                           |
| 2.00E-4 | 7.69                           |
| 2.25E-4 | 7.69                           |
| 2.50E-4 | 7.70                           |
| 2.75E-4 | 7.70                           |
| 3.00E-4 | 7.70                           |
| 3.25E-4 | 7.70                           |
| 3.50E-4 | 7.70                           |
| 3.75E-4 | 7.71                           |

| IB      | NFmin<br>freq=1250000000.000 |
|---------|------------------------------|
| 5.00E-5 | 1.489                        |
| 7.50E-5 | 1.402                        |
| 1.00E-4 | 1.371                        |
| 1.25E-4 | 1.364                        |
| 1.50E-4 | 1.370                        |
| 1.75E-4 | 1.382                        |
| 2.00E-4 | 1.399                        |
| 2.25E-4 | 1.419                        |
| 2.50E-4 | 1.440                        |
| 2.75E-4 | 1.462                        |
| 3.00E-4 | 1.485                        |
| 3.25E-4 | 1.508                        |
| 3.50E-4 | 1.531                        |
| 3.75E-4 | 1.555                        |
| 4.00E-4 | 1.578                        |
| 4.25E-4 | 1.602                        |
| 4.50E-4 | 1.625                        |
| 4.75E-4 | 1.648                        |
| 5.00E-4 | 1.671                        |
| 5.25E-4 | 1.694                        |
| 5.50E-4 | 1.716                        |
| 5.75E-4 | 1.739                        |
| 6.00E-4 | 1.761                        |
| 6.25E-4 | 1.783                        |
| 6.50E-4 | 1.804                        |
| 6.75E-4 | 1.826                        |
| 7.00E-4 | 1.847                        |
| 7.25E-4 | 1.868                        |
| 7.50E-4 | 1.889                        |

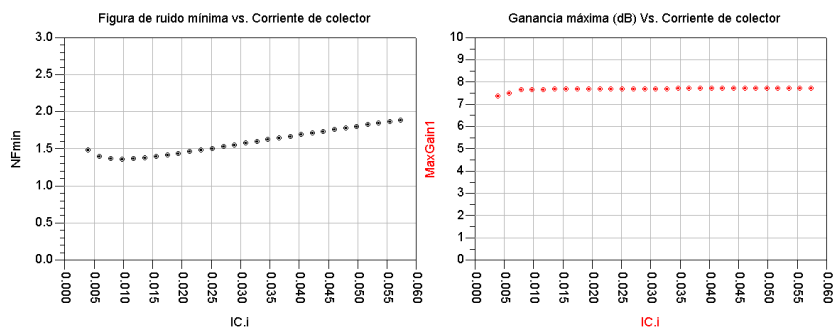


Figura I.3.2: Archivo: 000-etapa1-BFR96-polarizacion\_Isweep\_1250MHz.dds

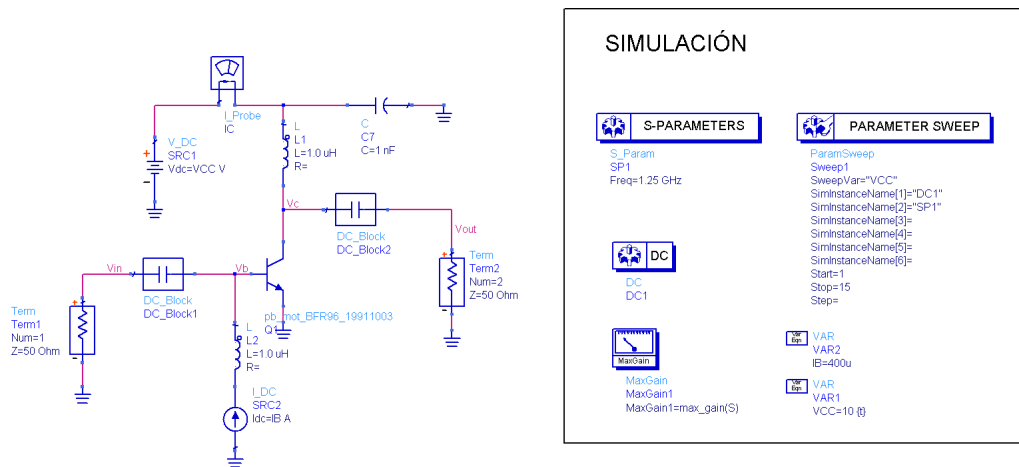


Figura I.3.3: Archivo: 001-etapa1-BFR96-polarizacion\_Vsweep\_1250MHz.dsn

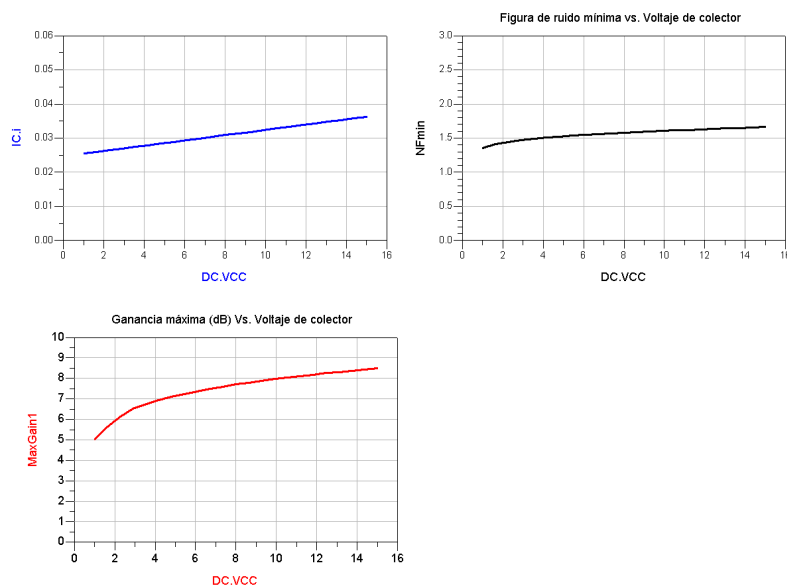
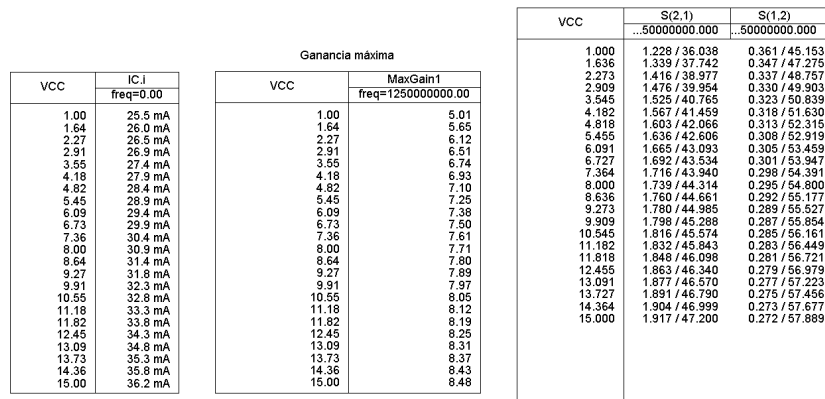


Figura I.3.4: Archivo: 001-etapa1-BFR96-polarizacion\_Vsweep\_1250MHz.dds

### I.3.2. Estabilidad del BFR96 al variar la frecuencia

Se estudia la estabilidad en un amplio rango de frecuencias con el fin evitar oscilaciones debido a una inestabilidad fuera del rango de frecuencias de operación. Por lo tanto se realiza una simulación que traza los círculos de estabilidad en los planos de impedancia de carga de entrada y de salida ( $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ ), el factor de estabilidad K y el módulo de delta en un rango de 0,1 a 2,5Ghz (Figuras I.3.5 y I.3.6). Estos resultados se tienen en cuenta al momento de diseñar las impedancias de carga.

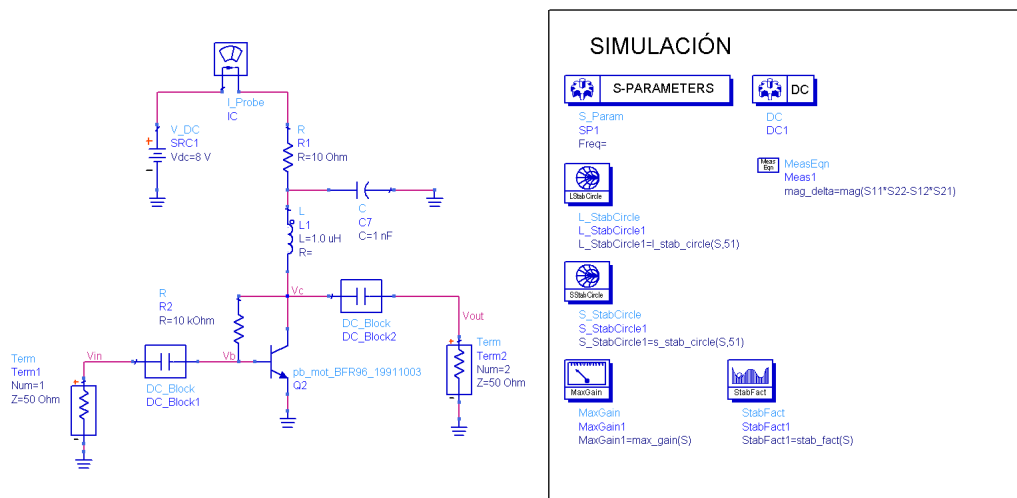


Figura I.3.5: Archivo: 002-etapa1-LowNoise-BFR96\_SC\_fSweep.dsn

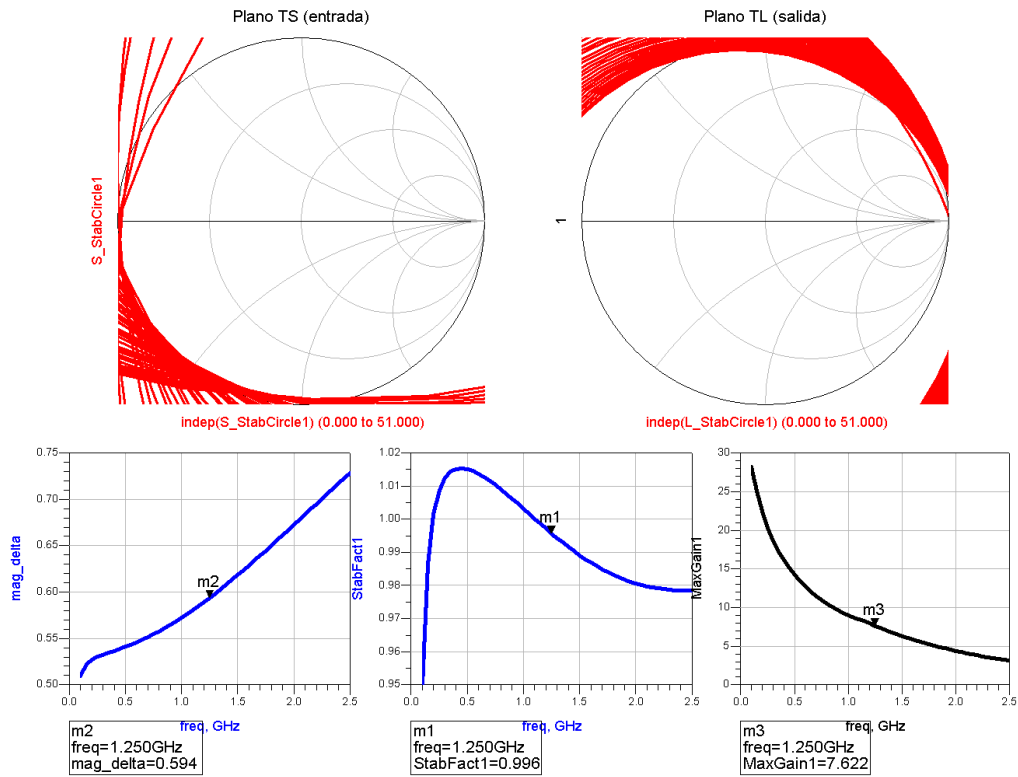


Figura I.3.6: Archivo: 002-etapa1-LowNoise-BFR96\_SC\_fSweep.dds

### I.3.3. Estabilidad y ganancia del BFR96

El motivo de la siguiente simulación es diseñar las impedancias de carga de la etapa contemplando la estabilidad y la ganancia del amplificador, para un punto de polarización determinado. Con este fin se calculan los círculos de estabilidad en los planos  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$ , así como los círculos de ganancia constante,  $G_A$  y  $G_P$ , para ganancias inferiores a la máxima. En la figura I.3.7 se presenta el circuito y la simulación realizada.

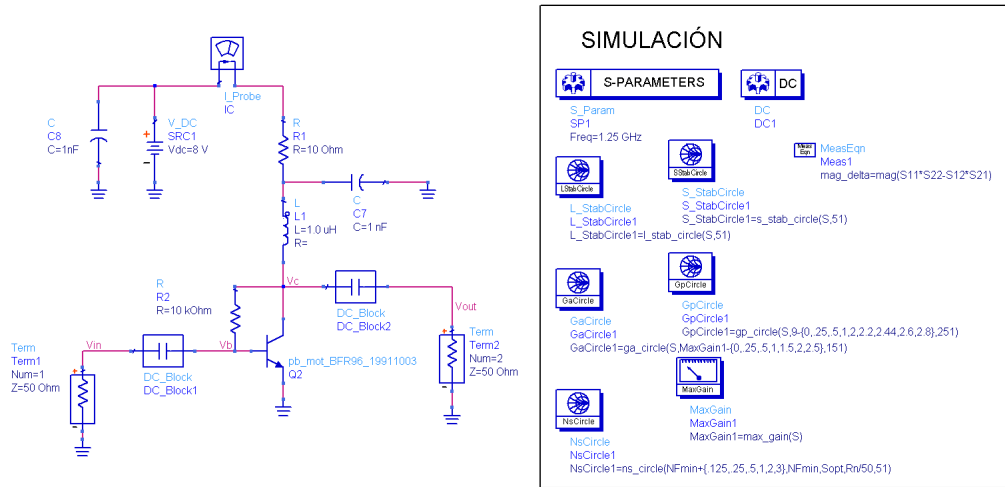
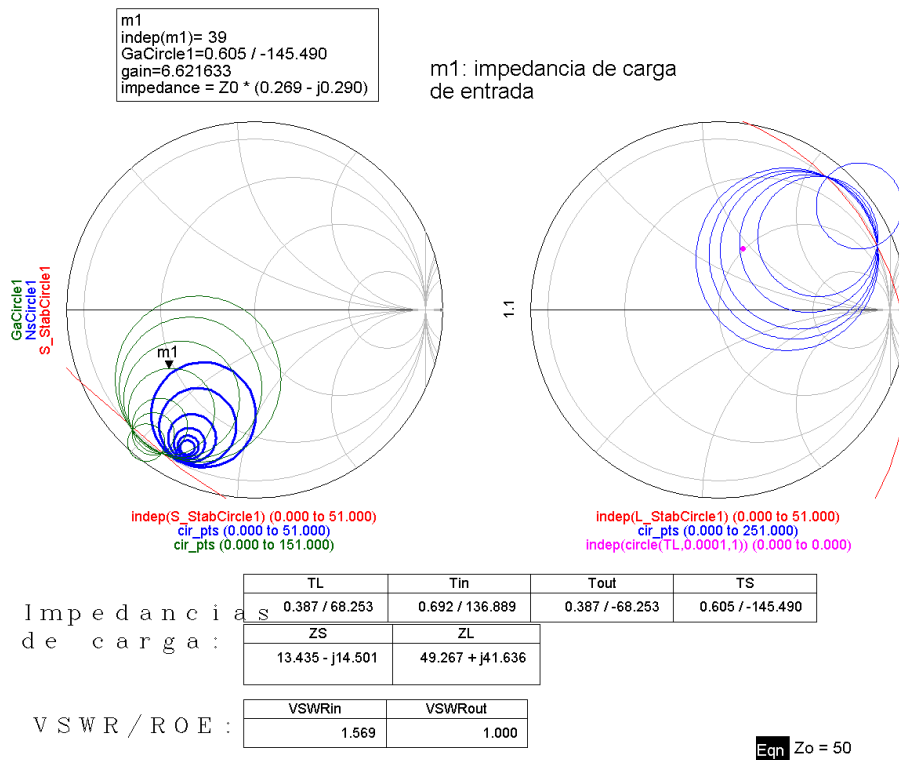


Figura I.3.7: Archivo: 003-etapa1-LowNoise-BFR96\_SC\_GC\_1250MHz.dsn

A partir de los datos de la simulación se grafican los círculos de estabilidad y ganancias constantes,  $G_A$  y  $G_P$ , en los planos correspondientes (Figuras I.3.8 y I.3.9). Se puede optar por seleccionar la impedancia de carga de entrada **m1** en el plano  $\Gamma_S$ , como se puede observar en la figura I.3.9, y a partir de esta calcular la impedancia de entrada; o viceversa, seleccionar la impedancia de carga a la salida **m2** en el plano  $\Gamma_L$  y determinar la impedancia vista a la entrada (Figura I.3.9).

|                        |          |         |                  |          |                         |       |
|------------------------|----------|---------|------------------|----------|-------------------------|-------|
| Punto de polarización: |          |         | Ganancia máxima: |          | Figura de ruido mínima: |       |
| IC.i                   | Vb       | Vc      | freq             | MaxGain1 | freq                    | NFmin |
| 51.13 mA               | 813.8 mV | 7.489 V | 1.250 GHz        | 7.622    | 1.250 GHz               | 1.845 |

Características del amplificador tomando como impedancia de carga a m1 a la entrada, y adaptación óptima conjugada a la salida, TML

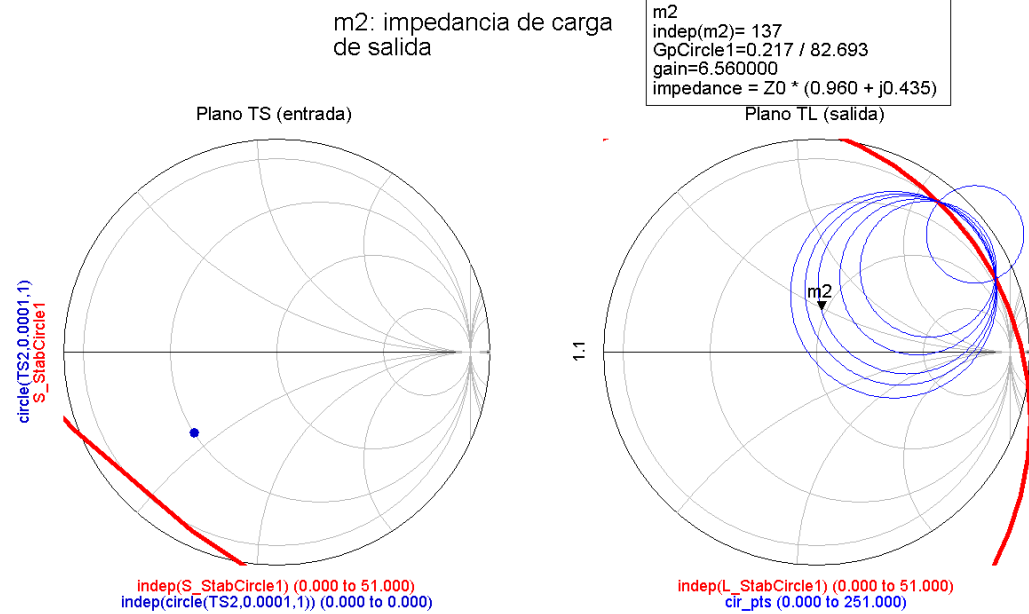


### Ecuaciones:

|                                                                    |                                                              |                        |
|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|------------------------|
| Eqn $T_{in} = S_{11} + (S_{12} * S_{21} * TL) / (1 - S_{22} * TL)$ | Eqn $TS = m1$                                                | Eqn $TML = conj(Tout)$ |
| Eqn $Tout = S_{22} + (S_{12} * S_{21} * m1) / (1 - S_{11} * m1)$   | Eqn $TL = TML$                                               |                        |
| Eqn $ZS = stoz(TS)$                                                |                                                              |                        |
| Eqn $ZL = stoz(TL)$                                                |                                                              |                        |
| Eqn $VSWR_{in} = (1 + TaMOD) / (1 - TaMOD)$                        | Eqn $TaMOD = abs((T_{in} - conj(TS)) / (1 - T_{in} * TS))$   |                        |
| Eqn $VSWR_{out} = (1 + TbMOD) / (1 - TbMOD)$                       | Eqn $TbMOD = abs((T_{out} - conj(TL)) / (1 - T_{out} * TL))$ |                        |

Figura I.3.8: Archivo: 003-etapa1-LowNoise-BFR96\_SC\_GC\_1250MHz.dds

# Características del amplificador tomando como impedancia de carga a m2 a la salida, y adaptación óptima conjugada a la entrada, TMS



Impedancias de carga:

| TS2              | Tin2             | Tout2           | TL2            |
|------------------|------------------|-----------------|----------------|
| 0.598 / -135.441 | 0.598 / 135.441  | 0.369 / -50.989 | 0.217 / 82.693 |
| ZS2              | ZL2              |                 |                |
| 14.555 - j18.983 | 48.020 + j21.746 |                 |                |

VSWR/ROE:

| VSWRin2 | VSWRout2 |
|---------|----------|
| 1.000   | 1.604    |

## Ecuaciones:

|     |                                                     |     |                                                         |     |                     |
|-----|-----------------------------------------------------|-----|---------------------------------------------------------|-----|---------------------|
| Eqn | $Tin2 = S11 + (S12 * S21 * m2) / (1 - S22 * m2)$    | Eqn | $TS2 = TMS2$                                            | Eqn | $TMS2 = conj(Tin2)$ |
| Eqn | $Tout2 = S22 + (S12 * S21 * TS2) / (1 - S11 * TS2)$ | Eqn | $TL2 = m2$                                              |     |                     |
| Eqn | $ZS2 = stoz(TS2)$                                   |     |                                                         |     |                     |
| Eqn | $ZL2 = stoz(TL2)$                                   |     |                                                         |     |                     |
| Eqn | $VSWRin2 = (1 + TaMOD2) / (1 - TaMOD2)$             | Eqn | $TaMOD2 = abs((Tin2 - conj(TS2)) / (1 - Tin2 * TS2))$   |     |                     |
| Eqn | $VSWRout2 = (1 + TbMOD2) / (1 - TbMOD2)$            | Eqn | $TbMOD2 = abs((Tout2 - conj(TL2)) / (1 - Tout2 * TL2))$ |     |                     |

Figura I.3.9: Archivo: 003-etapa1-LowNoise-BFR96\_SC\_GC.1250MHz.dds



### I.3.4. Simulaciones de la etapa 1 con las cargas adaptadas

Diseñadas las adaptaciones para las impedancias de carga seleccionadas, se realizan simulaciones AC (Figuras I.3.10 y I.3.11) y de transitorio (Figuras I.3.12 y I.3.13) para comprobar el desempeño de la etapa.

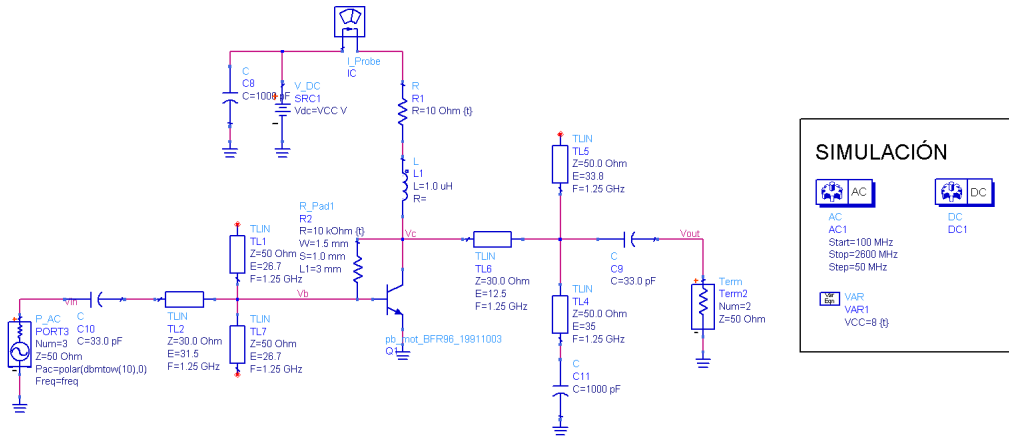


Figura I.3.10: Archivo: 004-etapa1-LowNoise-BFR96\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

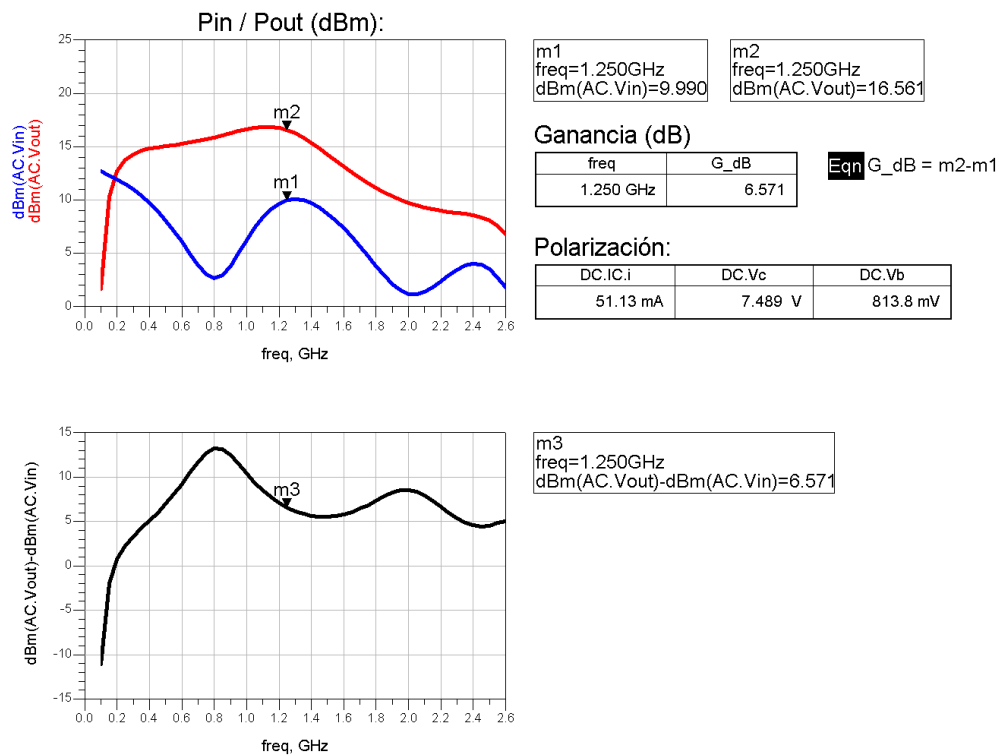


Figura I.3.11: Archivo: 004-etapa1-LowNoise-BFR96\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

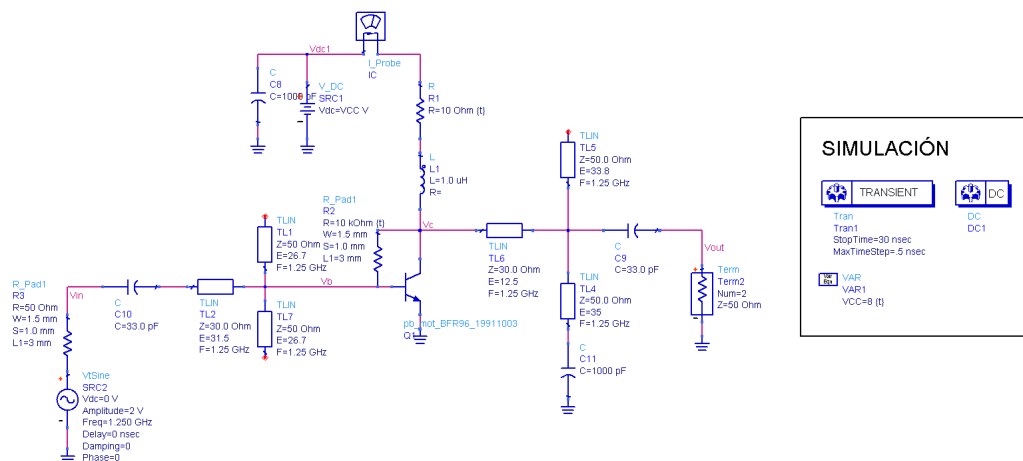


Figura I.3.12: Archivo: 005-etapa1-LowNoise-BFR96\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

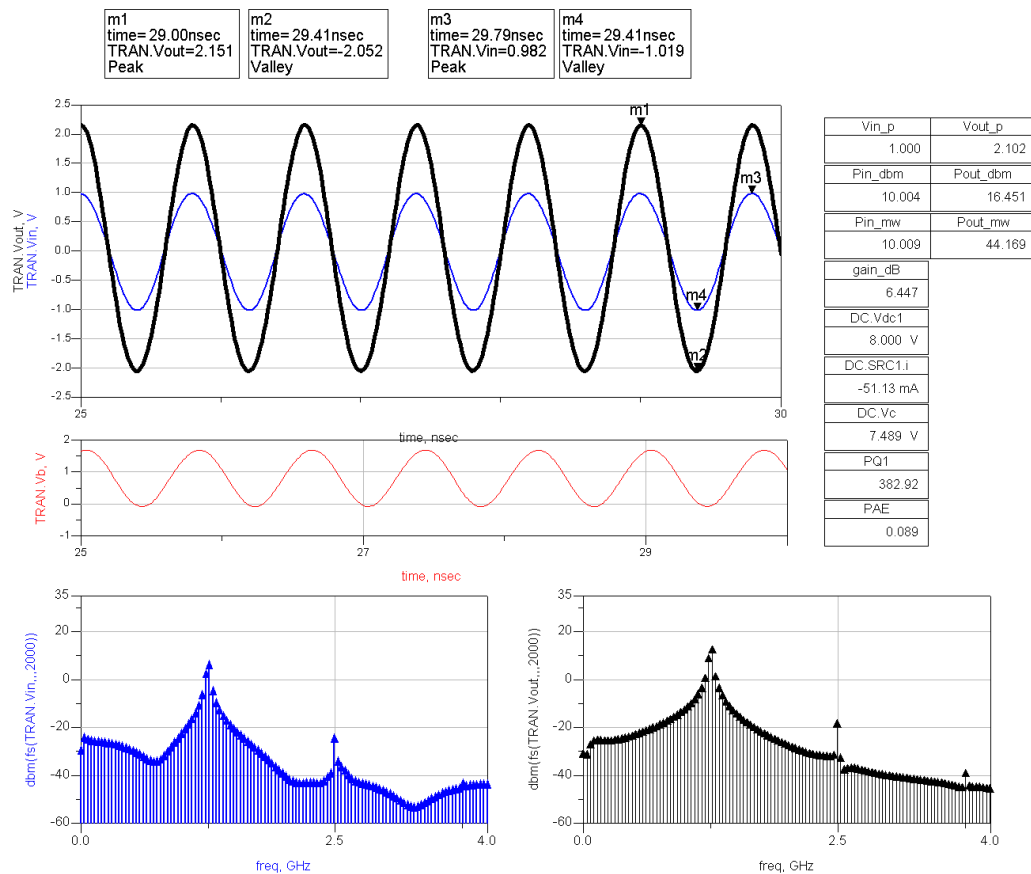


Figura I.3.13: Archivo: 005-etapa1-LowNoise-BFR96\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

### I.3.5. Punto de compresión de 1dB, P1dB, de la etapa 1 con las cargas adaptadas

Con esta simulación se pretende observar la potencia de salida en función de la potencia de entrada de la etapa con la impedancias de carga adaptadas. Lo interesante es determinar la potencia de entrada máxima para que el transistor opere adecuadamente. Como se hace usualmente, se toma el punto de compresión de 1dB de la potencia de salida respecto al caso ideal ( $P_{out}(P_{in})$  recta). Las figuras I.3.14 y I.3.15 muestran la simulación y los resultados respectivamente.

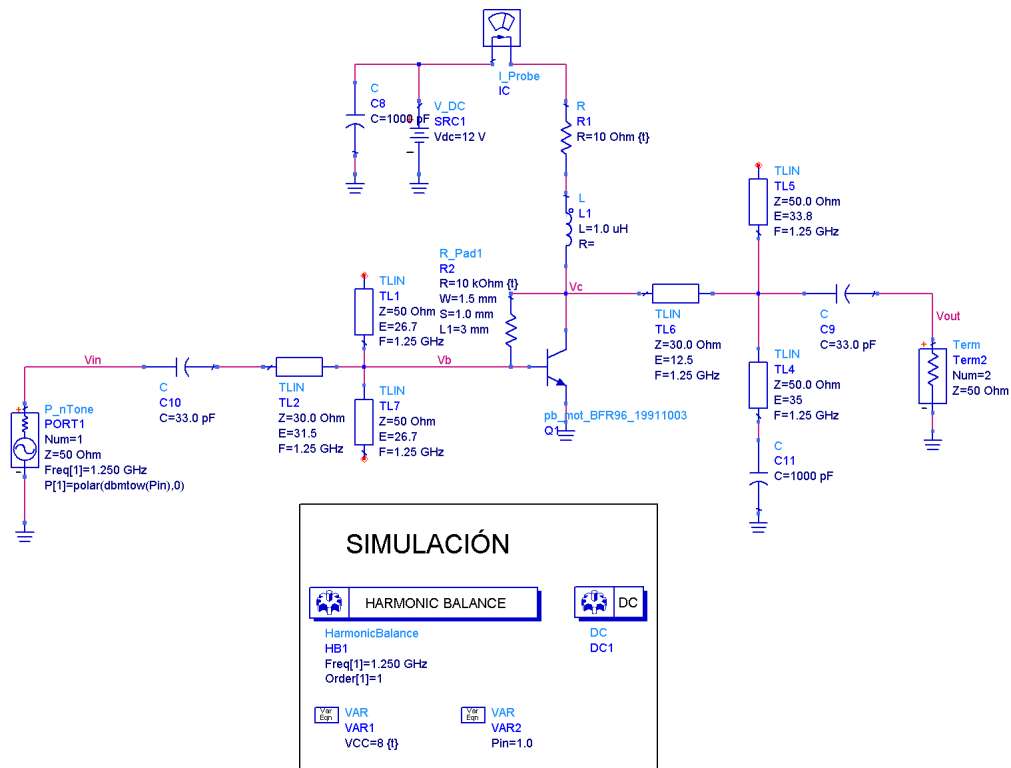
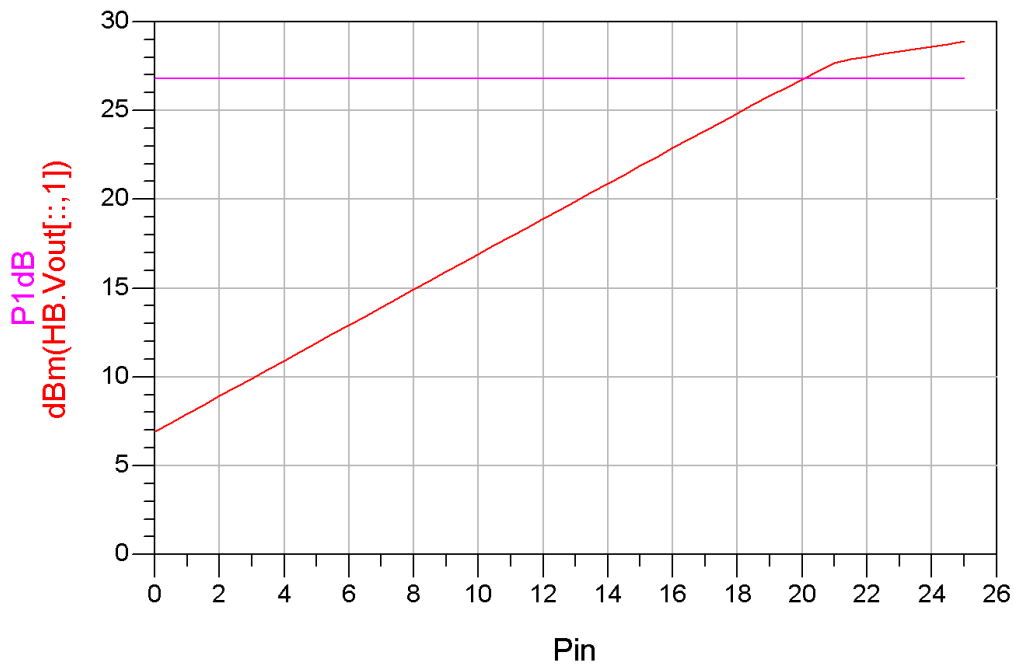


Figura I.3.14: Archivo: 006-etapa1-LowNoise-BFR96\_Pout-Pin\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn



| freq      | DC.IC.i  | DC.Vb    | DC.Vc   |
|-----------|----------|----------|---------|
| 0.0000 Hz | 85.57 mA | 833.8 mV | 11.14 V |

$$\text{Eqn } P1dB = 10 \cdot \log(DC.IC.i \cdot DC.Vc / 2) + 30$$

| freq      | P1dB   |
|-----------|--------|
| 0.0000 Hz | 26.783 |

Figura I.3.15: Archivo: 006-etapa1-LowNoise-BFR96\_Pout-Pin\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

### I.3.6. Simulación Load-Pull del BFR135 de la etapa de salida

Mediante la simulación de Load-Pull se determina la impedancia de carga de la etapa de salida para el cual la potencia entregada por el transistor BFR135 es máxima, dada la polarización (Figuras I.3.16 y I.3.17). A partir de esta se calcula la impedancia de carga de entrada mediante adaptación conjugada.

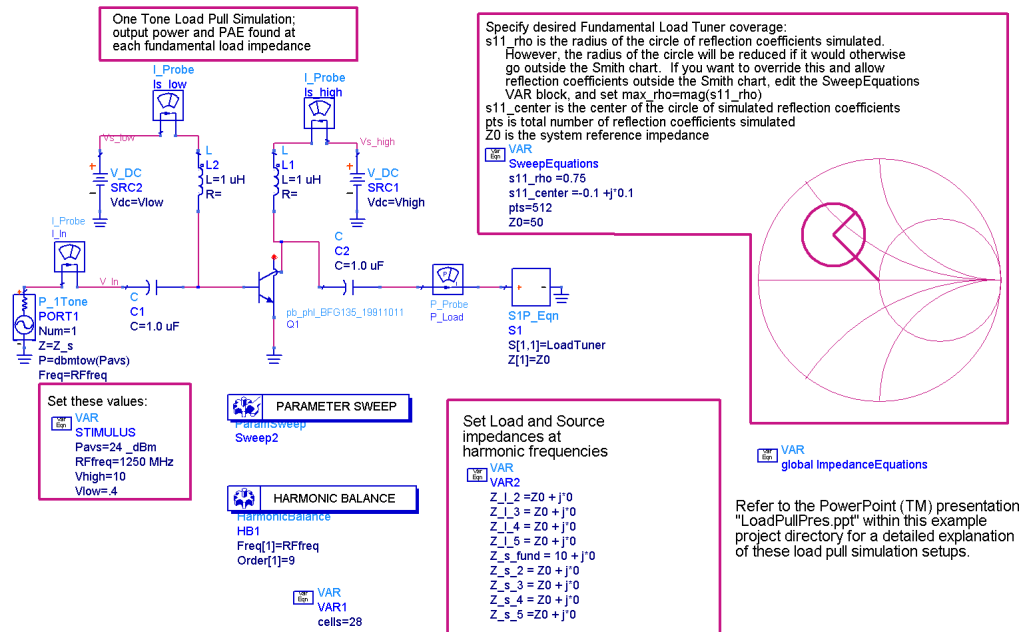


Figura I.3.16: Archivo: 007-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_HB1Tone\_LoadPull\_1250Mhz.dsn

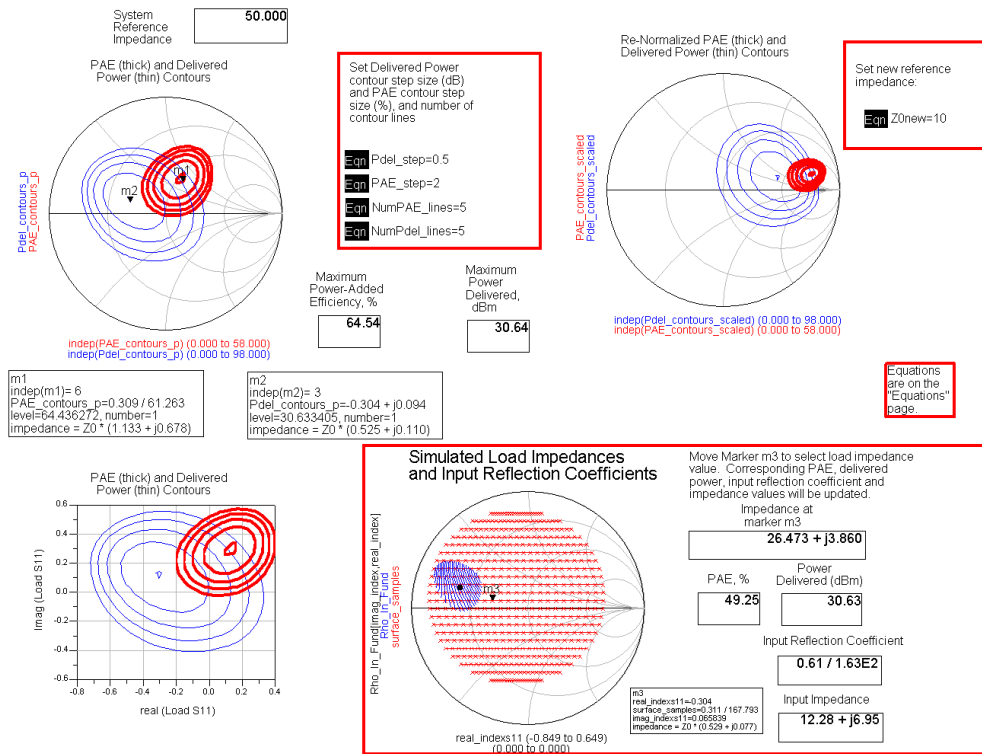


Figura I.3.17: Archivo: 007-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_HB1Tone\_LoadPull\_1250Mhz.dds

### I.3.7. Simulaciones de la etapa de salida con las cargas adaptadas

Luego de diseñar las adaptaciones para las impedancias de carga determinadas anteriormente, se realizan simulaciones AC (Figuras I.3.18 y I.3.19) y de transitorio (Figuras I.3.20 y I.3.21) de la etapa de salida adaptada. En los respectivos resultados se observan la características (transferencia, señal en el tiempo y espectro) de la etapa de salida diseñada.

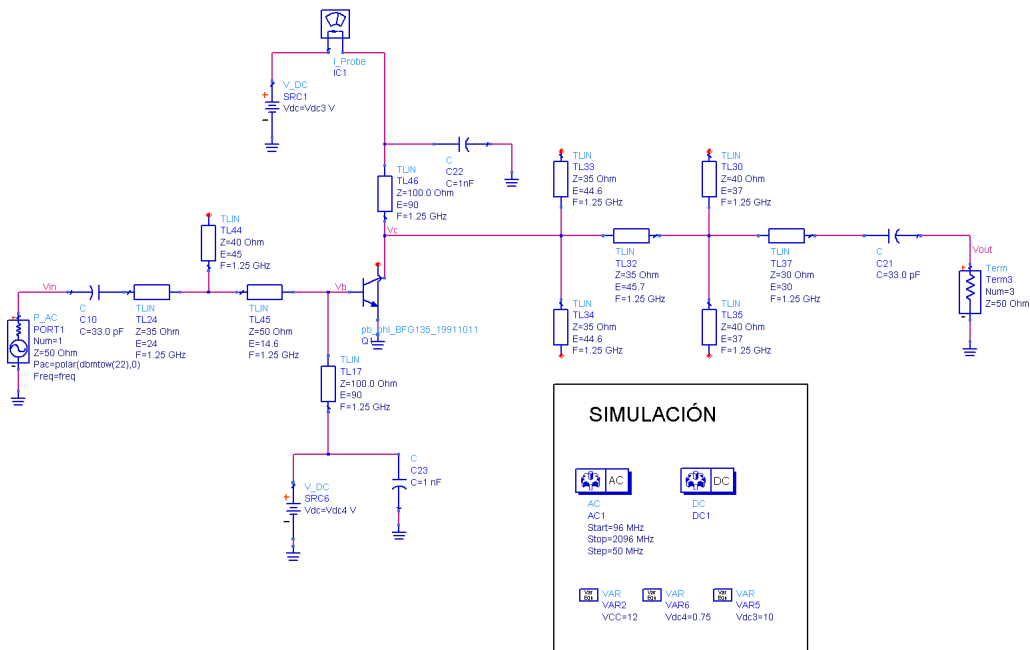


Figura I.3.18: Archivo: 008-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

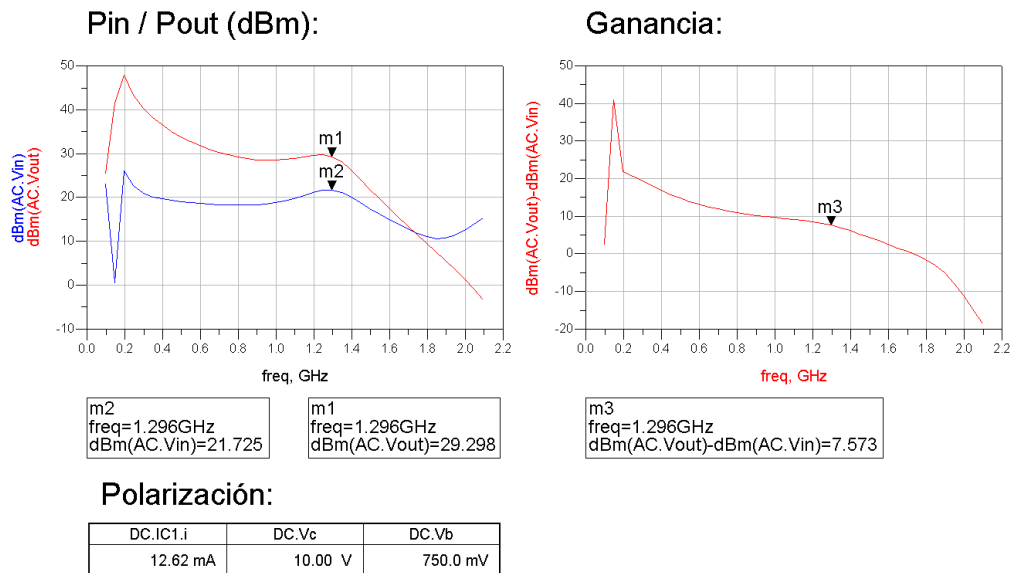


Figura I.3.19: Archivo: 008-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds



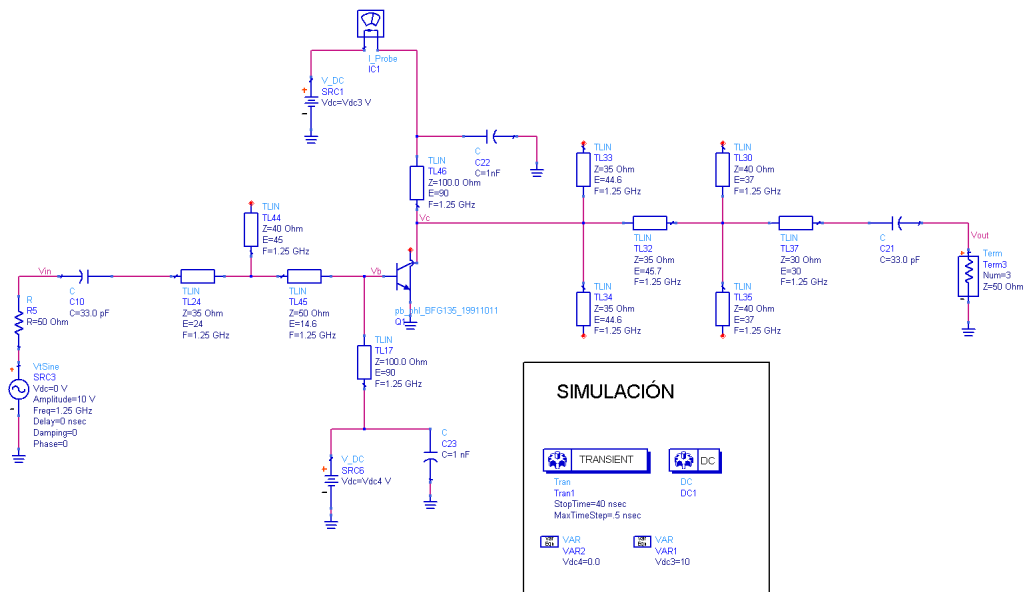


Figura I.3.20: Archivo: 009-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

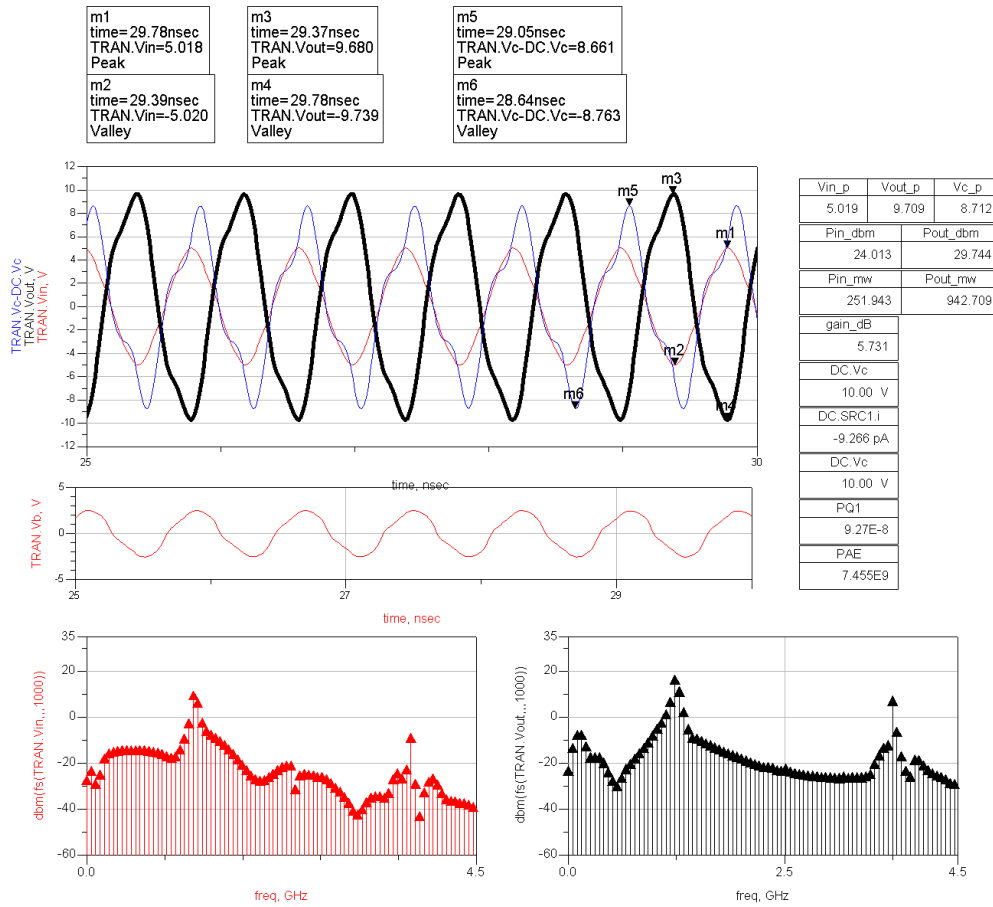


Figura I.3.21: Archivo: 009-etapaPot-MaxPdel-BFG135\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

### I.3.8. Simulación de las 3 etapas de amplificación de señal

Se repiten las simulaciones anteriores para observar el comportamiento de las 3 primeras etapas de ganancia (transitorio: Figuras I.3.22 y I.3.23 y AC: Figuras I.3.24 y I.3.25).

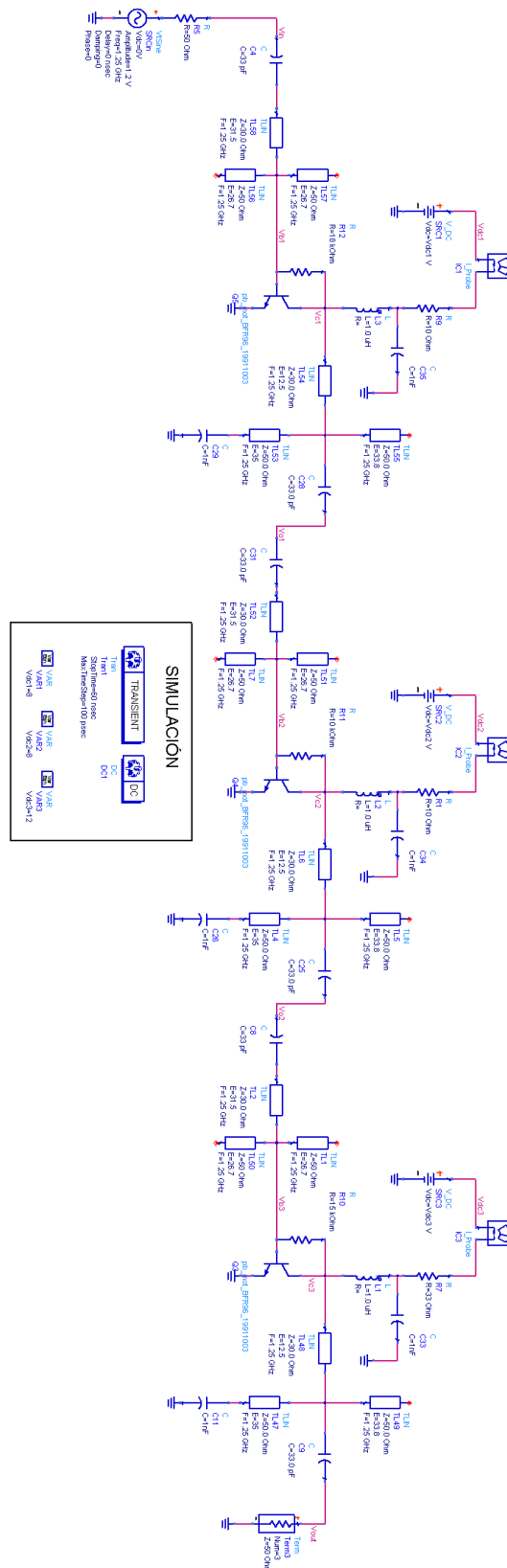


Figura I.3.22: Archivo: 010-3etapas\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

## Transmisor de banda ancha ATV - Proyecto de grado

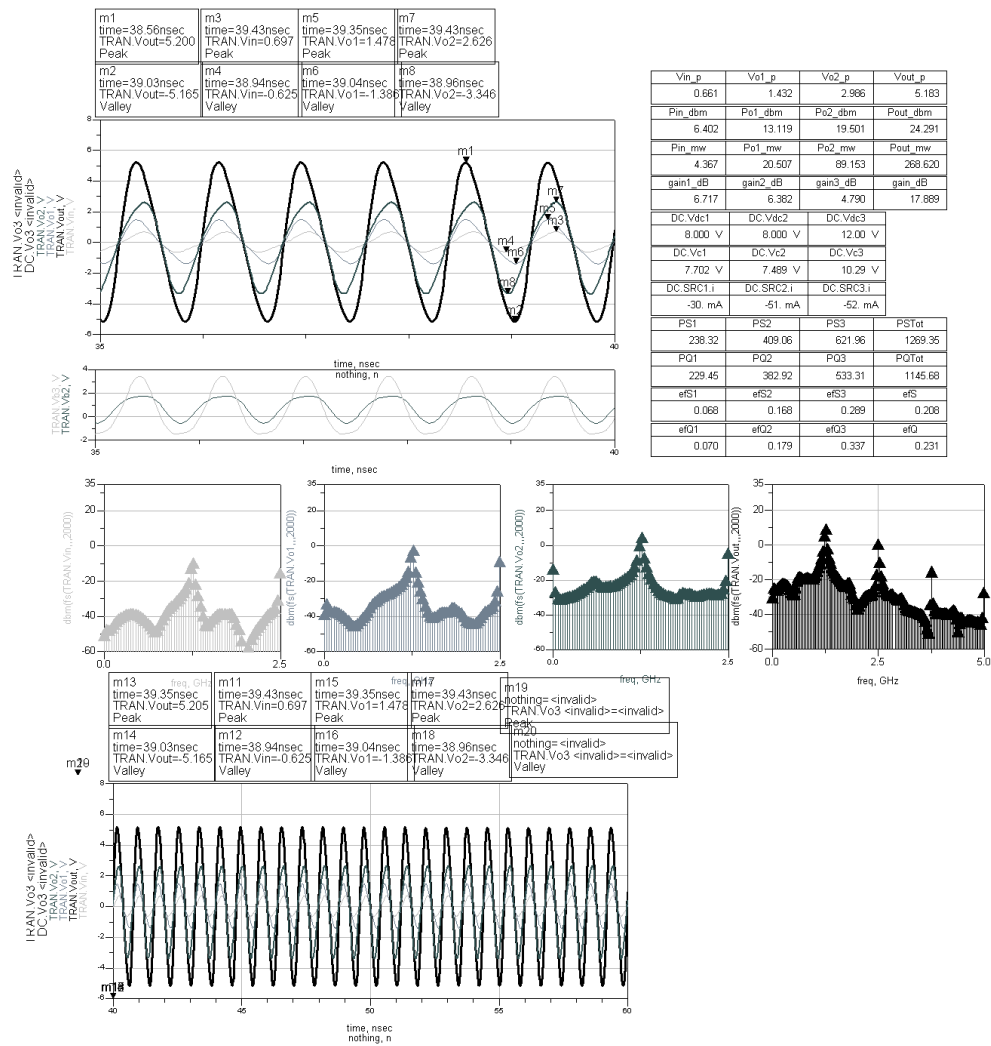


Figura I.3.23: Archivo: 010-3etapas\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

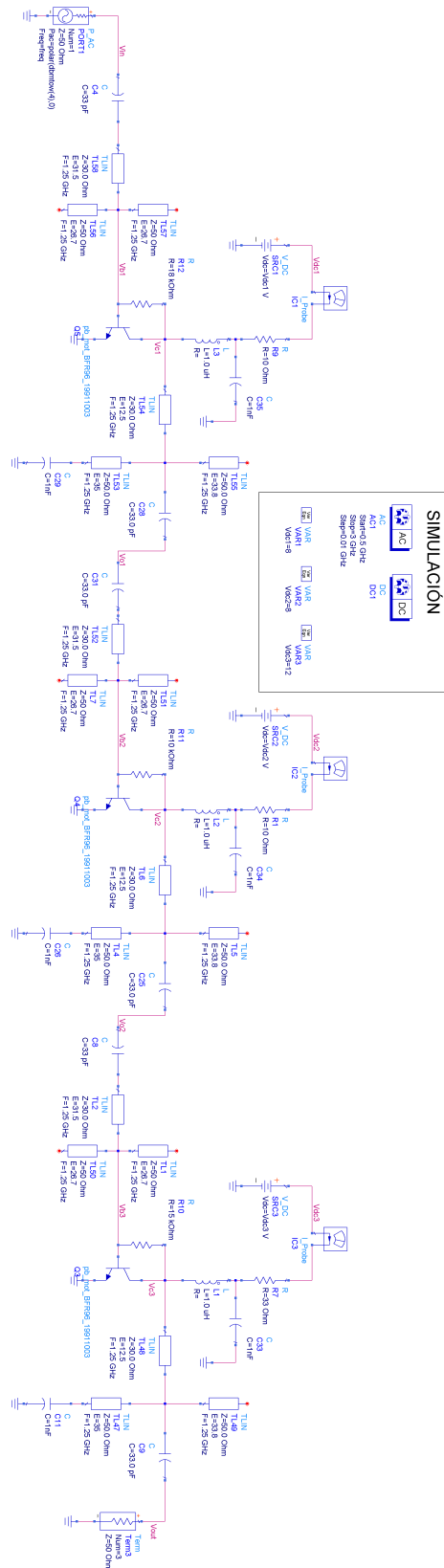


Figura I.3.24: Archivo: 011-3etapas\_AC\_match\_Tlines.1250Mhz.dsn

Amplificador de 3 etapas - Simulación AC

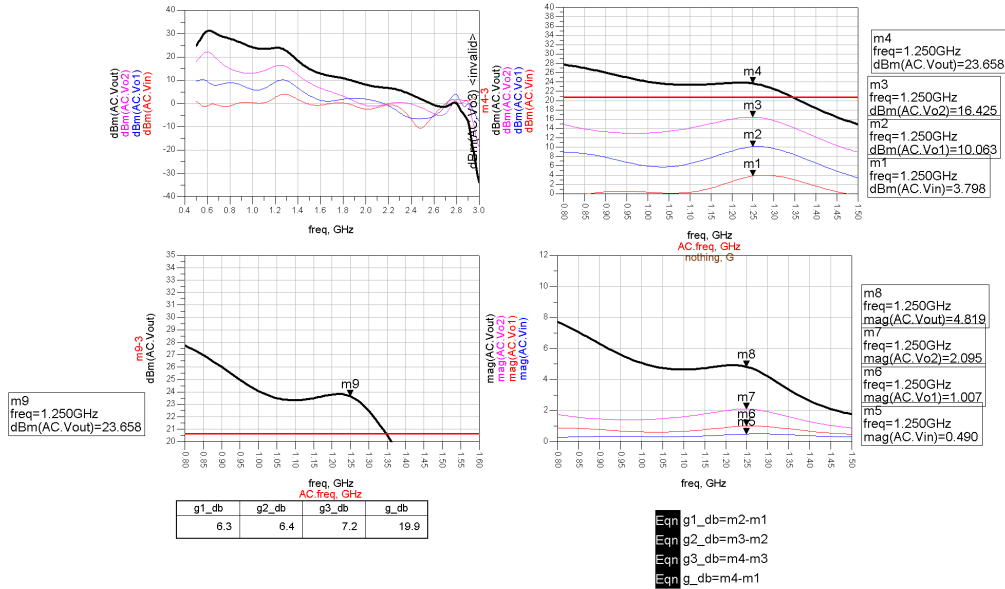


Figura I.3.25: Archivo: 011-3etapas\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds

### I.3.9. Simulación del amplificador completo

Finalmente se vuelven a repetir las simulaciones para el amplificador completa (3 etapas de ganancia y etapa de potencia) (transitorio: Figuras I.3.26 y I.3.27 y AC: Figuras I.3.28 y I.3.29).



## Transmisor de banda ancha ATV - Proyecto de grado

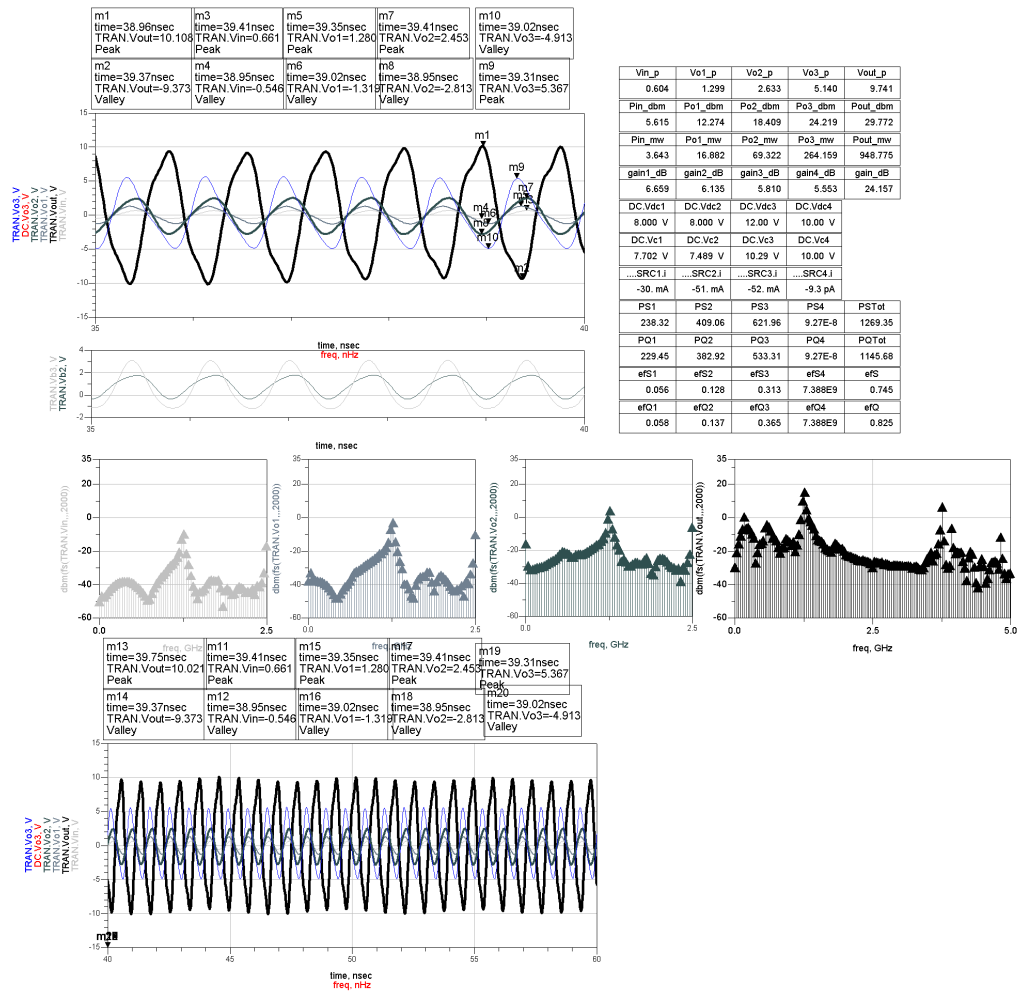


Figura I.3.27: Archivo: 012-3etapas+PA\_transient\_match\_Tlines\_1250Mhz.dds





## Transmisor de banda ancha ATV - Proyecto de grado

Amplificador de 3 etapas - Diseño 3 . uStrip - Simulación AC

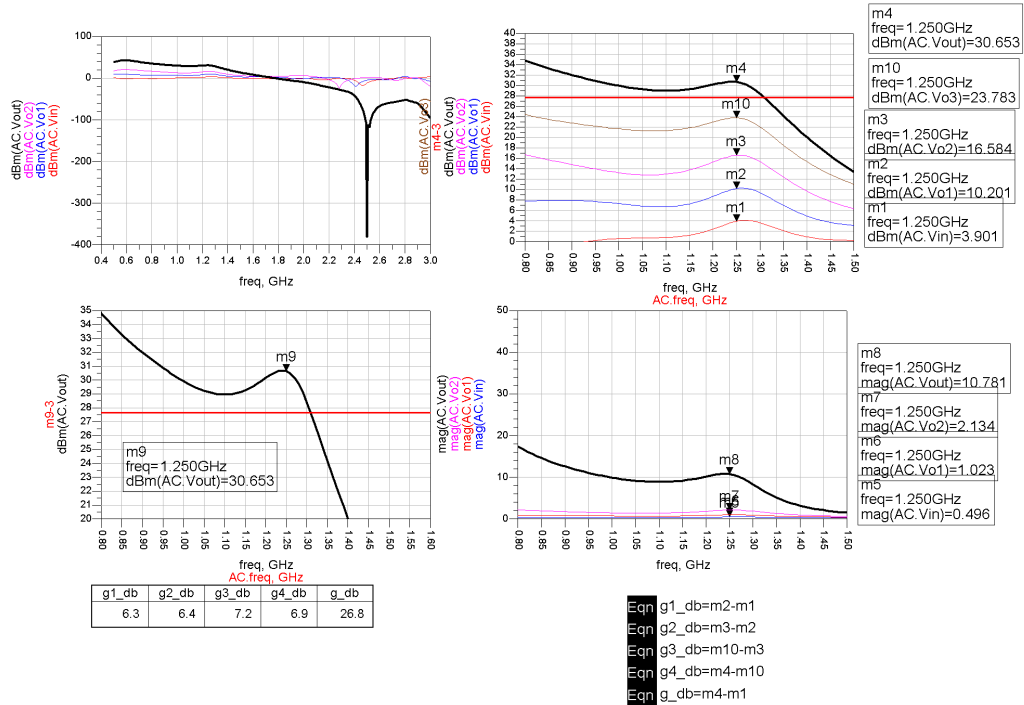


Figura I.3.29: Archivo: 013-3etapas+PA\_AC\_match\_Tlines\_1250Mhz.dsn

## **J. Hojas de datos**

En esta sección se presentan las hojas de datos de los componentes mas relevantes a la hora del diseño de los amplificadores, a modo de facilitar el seguimiento del mismo. Las restantes hojas de datos utilizadas durante el diseño se facilitan en el material adjunto.

### **J.1. PCB utilizado FR4**

Hoja de datos de la placa *Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4*, utilizada para la fabricación del circuito impreso final. La misma puede obtenerse en [10].

### **J.2. Transistor BFW92**

### **J.3. Transistor BFR96**

### **J.4. Transistor BFR96S**

### **J.5. Transistor BFG135**

**Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4**
**Prepreg: LP- 5300P FR4**

### LP – 5200/ LP 5300 FR4

Laminado cobreado ou sem cobre a base de resina epoxi com tecido de vidro, de flamabilidade definida.

O LP-5200/LP-5300 tem as propriedades térmicas robustas para suportar altas temperaturas.

Devido a sua boa performance pode ser utilizado em processos de hot-air solder leveling, IR solder fusion, wave soldering, vapor phase soldering e stress térmicos.

Referencia : IPC-4101/21

NEMA : FR-4

#### ■ Características

- x Excelente propriedades elétricas e mecânicas
- x Excelente estabilidade dimensional
- x Excelente resistência à isolação
- x Baixa absorção de umidade
- x Baixo empenamento
- x Linhas finas para Multilayers
- x Automotivo

#### ■ Preparação do cobre e da superfície

Pode se preparado conforme as seguintes opções:

Opção 1: Tratamento reverso ( RTF ): Químico

Opção 2 : Cobre brilhante: químico e mecânico

#### ■ Laminação

LP-5300P é uma designação para o prepreg epoxi da Pertech do Brasil dentro da Underwriters Laboratories, e são testado conforme IPC – 4101.

A composição básica do prepreg consiste em tecido de vidro com resina epoxi de cor natural, sendo a classificação conforme norma Nema de FR4 e após pressão é aprovado conforme U.L. 94 classe VO tendo seu U.L. File nº E- 90646.

#### ■ Valores típicos de Prepreg

| <i>Prepreg</i> | <i>TVE</i> | <i>g/m<sup>2</sup></i> | <i>% Resina</i> | <i>% flow</i> | <i>Gel time</i> | <i>Espessura curada</i> | <i>DK @ 1 Mhz</i> | <i>DK @ 1 Ghz</i> |
|----------------|------------|------------------------|-----------------|---------------|-----------------|-------------------------|-------------------|-------------------|
| P7628          | 7628       | 203                    | 42 a 44         | 20 a 22       | 130+-10         | 0,162 a 0,188           | 4,62+-0,14        | 4,49+-0,14        |
| P2125          | 2125       | 88                     | 53 a 56         | 27 a 32       | 130+-10         | 0,082 a 0,098           | 4,32+-0,10        | 4,16+-0,10        |
| P2116          | 2116       | 107                    | 49 a 51         | 25 a 30       | 130+-10         | 0,092 a 0,108           | 4,31+-0,08        | 4,15+-0,08        |
| P2113          | 2113       | 78                     | 57 a 60         | 27 a 32       | 130+-10         | 0,077 a 0,093           | 4,20+-0,08        | 4,03+-0,08        |
| P1080          | 1080       | 47                     | 60,7 a 62,7     | 31 a 36       | 130+-10         | 0,055 a 0,065           | 4,19+-0,10        | 4,02+-0,10        |
| P1080 HRC      | 1080       | 47                     | 68 a 70         | 42 a 46       | 130+-10         | 0,065 a 0,075           | 4,05+-0,10        | 3,86+-0,10        |
| P106 HRC       | 106        | 24,5                   | 72 a 74         | -----         | 120+-10         | 0,045 a 0,055           | 3,75+-0,06        | 3,55+-0,06        |
| P106           | 106        | 24,5                   | 68 a 70         | -----         | 120+-10         | 0,035 a 0,045           | 3,85+-0,06        | 3,65+-0,06        |

**Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4**

**Prepreg: LP- 5300P FR4**

## **-Estocagem**

|                    |                                    |
|--------------------|------------------------------------|
| Temperatura        | 20 °C + - 5 °C                     |
| Umidade Relativa   | <50% Rh                            |
| Tempo de estocagem | 03 meses após emissão do material. |

## **-Recomendações**

É recomendado que o usuário decida as melhores condições de processamento em função de equipamentos e processos, entretanto como recomendações gerais segue parâmetros abaixo:

Sempre que possível mantenha o prepreg na embalagem original, removendo-a somente quando for cortar o prepreg evitando contaminações e absorção de umidade que podem causar interferência no desempenho durante o processo de prensagem, podendo ocasionar excesso de flow. Sempre que possível é aconselhável deixar o prepreg normalizando durante 16 horas nas condições acima antes da utilização.

## **-Ciclos de prensagem**

### **-Aquecimento**

É recomendado uma taxa de aquecimento entre 2 a 6 °C/min .

### **-Cura**

É recomendado que o material fique curando durante 40 a 60 minutos a uma temperatura próxima a 162 °C, considerando que temperaturas maiores que 175 °C durante longo período de tempo pode reduzir a resistência térmica do laminado e a resistência de proteção do cobre a anti-oxidação

### **-Resfriamento**

O resfriamento deve ser controlado principalmente para temperaturas acima de 70 °C, a taxa de refrigeração indicada deve ser entre 4 a 7 °C/ minuto. A taxa de resfriamento bem como a pressão durante o resfriamento que deve estar próxima a 2 Kg/cm<sup>2</sup> é extremamente importante para evitar a torção do produto por choque térmico.

## **-Pressão específica para prensagem**

Devido as condições específicas de cada linha e disposição dos MIboards, é extremamente complexo sugerir a taxa ideal de pressão, entretanto a expressão empírica abaixo pode ser utilizada como referência:

$$P = 9,8 + 0,0046 * A$$

onde : P = pressão específica (kg/cm<sup>2</sup>)  
A = área do MIboard (cm<sup>2</sup>)

**Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4**
**Prepreg: LP- 5300P FR4**
**-Valores típicos de Engenharia para laminados**

| PROPRIEDADE                                                     | METODO DE TESTE     | UNID               | VALOR           |
|-----------------------------------------------------------------|---------------------|--------------------|-----------------|
| Químico/Físico                                                  |                     |                    |                 |
| Absorção de umidade                                             | IPC-TM 650.2.6.2    | %                  | 0,12            |
| Densidade ( 50% resina)                                         | Método Interno      | G/cm <sup>3</sup>  | 1,88            |
| Elétrico                                                        |                     |                    |                 |
| Constante Dielétrica ( 50% resina )                             |                     |                    |                 |
| @ 1 MHz                                                         | IPC-TM 650.2.5.5.4  | ---                | 4,5             |
| @ 1 GHz                                                         | IPC-TM 650.2.5.5.4  | ---                | 4,3             |
| Fator de Perdas ( 50% resina )                                  |                     |                    |                 |
| @ 1 MHz                                                         | IPC-TM 650.2.5.5.4  | ---                | 0,019           |
| @ 1 GHz                                                         | IPC-TM 650.2.5.5.4  | ---                | 0,018           |
| Resistividade Volumétrica                                       | IPC-TM 650.2.5.17.1 | MΩ-cm              | 10 <sup>8</sup> |
| Resistividade Superficial                                       | IPC-TM 650.2.5.17.1 | MΩ                 | 10 <sup>8</sup> |
| Rigidez Dielétrica perpendicular                                | IPC-TM 650.2.5.6.2  | KV/mm              | >35             |
| Rigidez Dielétrica paralela                                     | IPC-TM 650.2.5.6    | Kv                 | >45             |
| CTI                                                             | IEC- 112            | V                  | 175             |
| Resistência ao arco voltagem                                    | IPC-TM 650.2.5.1    | Segundos           | 80              |
| Mecânica                                                        |                     |                    |                 |
| Resistência ao descolamento – 1 oz ( 35 µm) Cu                  |                     |                    |                 |
| Após flutuação em solda                                         | IPC-TM 650.2.4.8    | N/mm               | >1,48           |
| Após temperatura elevada                                        | IPC-TM 650.2.4.8.2  | N/mm               | >1,40           |
| Após soluções de processos                                      | IPC-TM 650.2.4.8.   | N/mm               | >1,50           |
| Resistência à flexão longitudinal                               | IPC-TM 650.2.4.4    | Lb/in <sup>2</sup> | 85.000          |
| Resistência a Flexão transversal                                | IPC-TM 650.2.4.4    | Lb/in <sup>2</sup> | 60.000          |
| Modulo de elasticidade longitudinal                             | IPC-TM 650.2.4.4    | N/mm <sup>2</sup>  | 18.000          |
| Modulo de elasticidade transversal                              | IPC-TM 650.2.4.4    | N/mm <sup>2</sup>  | 14.000          |
| Térmica                                                         |                     |                    |                 |
| CTE "X/Y" 35 °C to 125 °C                                       | IPC-TM 650.2.4.41   | Ppm/°C             | 14 – 18         |
| CTE "Z" 50 °C to 260 °C                                         | IPC-TM 650.2.4.41   | %                  | 4,10            |
| Calor específico                                                | ASTM E 1461         | Kj/Kg °C           | 1,25            |
| Condutividade térmica                                           | ASTM E 1461         | W/m °C             | 0,30            |
| Transição vítrea Tg ( DSC ) *                                   | IPC-TM 650.2.4.25   | °C                 | 150+-5          |
| Transição Vítrea Tg ( TMA ) *                                   | IPC-TM 650.2.4.24   | °C                 | 143+-5          |
| Delaminação a 260 °C                                            | IPC-TM 650.2.4.24.1 | Minutos            | 14              |
| Flamabilidade                                                   | UL-94               | V0                 | V0              |
| <b>Aprovado: Underwriters Laboratories Inc. File nr E-90646</b> |                     |                    |                 |

- Tg nominal no laminado. Para MLB estes valores podem ser menores devido ao processo de fabricação
- Esta folha de dados é apenas informativo. por se tratar de dados técnicos, A Pertech reserva-se no direito de atualiza-los quando apropriado

**Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4**
**Prepreg: LP- 5300P FR4**
**■ Aparência Padrão**

|                         |                                                                                                                                                                          |
|-------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Tamanho do laminado     | 940 mm x 1240 mm (+ 10 / - 0 mm)<br>1075 mm x 1245 mm (+ 10 / - 0 mm)<br>1020 mm x 1240 mm (+ 10 / - 0 mm)<br>Nota: Quando solicitado pode ser cortado em painéis        |
| Temperatura de operação | 130°C                                                                                                                                                                    |
| COR                     | Amarelo Claro translúcido.                                                                                                                                               |
| Folhas de cobres        | Sem cobre<br>0.018 mm (0.5 oz / ft²)<br>0.035 mm (1 oz / ft²)<br>0.070 mm (2 oz / ft²)                                                                                   |
| Identificação           | Não existe logotipo de identificação, a identificação deve ser efetuada via etiqueta de identificação que consta na embalagem, ou análise de infra red quando necessário |

**■ Espessuras e tolerância (unidade: / mm )**

| Espessura nominal |           | CLASS B/L II<br>( IPC 4101 ) |
|-------------------|-----------|------------------------------|
| De<br>(mm)        | A<br>(mm) | (mm)                         |
| 0.050             | 0.119     | +/-0.018                     |
| 0.120             | 0.164     | +/-0.025                     |
| 0.165             | 0.299     | +/-0.038                     |
| 0.300             | 0.499     | +/-0.050                     |
| 0.500             | 0.785     | +/-0.064                     |
| 0.786             | 1.039     | +/-0.100                     |
| 1.040             | 1.674     | +/-0.130                     |
| 1.675             | 2.564     | +/-0.180                     |
| 2.565             | 3.579     | +/-0.230                     |

Nota : Para outras espessuras, favor contatar nosso departamento de Vendas.

Nota : As espessuras e tolerâncias apresentadas nesta tabela incluem a folha de cobre.

**Laminado: LP- 5200 / LP- 5300 FR4****Prepreg: LP- 5300P FR4****-Construção dos Laminados**

| Espessura<br>mm | Construção | % resin<br>média | DK@ 1<br>MHz | DF @ 1<br>MHz | DK@ 1<br>GHz | DF @ 1<br>GHz |
|-----------------|------------|------------------|--------------|---------------|--------------|---------------|
| 0,05            | 1-106      | 69,0             | 3,90+-0,20   | 0,0188        | 3,73+-0,20   | 0,0152        |
| 0,07            | 1-1080     | 62,0             | 4,00+-0,15   | 0,0186        | 3,90+-0,16   | 0,0150        |
| 0,10            | 1-2113     | 54,5             | 4,30+-0,17   | 0,0186        | 4,11+-0,18   | 0,0146        |
| 0,13            | 1-2116     | 52,0             | 4,25+-0,18   | 0,0192        | 4,10+-0,19   | 0,0152        |
| 0,15            | 2-2113     | 45,0             | 4,57+-0,20   | 0,0185        | 4,43+-0,22   | 0,0145        |
| 0,18            | 2-2113     | 56,0             | 4,45+-0,20   | 0,0182        | 4,25+-0,20   | 0,0152        |
| 0,20            | 2-2116     | 45,0             | 4,54+-0,23   | 0,0178        | 4,40+-0,25   | 0,0138        |
| 0,23            | 2-2116     | 48,0             | 4,45+-0,20   | 0,0192        | 4,30+-0,20   | 0,0154        |
| 0,25            | 2-2116     | 52,0             | 4,29+-0,14   | 0,0192        | 4,13+-0,15   | 0,0152        |
| 0,30            | 3-2116     | 45,0             | 4,53+-0,20   | 0,0183        | 4,39+-0,21   | 0,0143        |
| 0,35            | 2-7628     | 42,0             | 4,65+-0,18   | 0,0171        | 4,52+-0,15   | 0,0145        |
| 0,50            | 3-7628     | 41,0             | 4,73+-0,18   | 0,0175        | 4,60+-0,19   | 0,0139        |
| 0,71            | 4-7628     | 42,0             | 4,65+-0,18   | 0,0170        | 4,50+-0,18   | 0,0148        |
| 0,80            | 4-7628     | 43,5             | 4,65+-0,16   | 0,0175        | 4,55+-0,15   | 0,0150        |
| 1,00            | 5-7628     | 43,5             | 4,65+-0,18   | 0,0165        | 4,52+-0,18   | 0,0155        |
| 1,20            | 6-7628     | 43,5             | 4,65+-0,18   | 0,0160        | 4,50+-0,16   | 0,0148        |
| 1,30            | 7-7628     | 40,0             | 4,45+-0,15   | 0,0162        | 4,35+-0,16   | 0,0150        |
| 1,50            | 8-7628     | 42,0             | 4,65+-0,18   | 0,0175        | 4,50+-0,18   | 0,0165        |
| 1,60            | 8-7628     | 43,5             | 4,65+-0,16   | 0,0185        | 4,50+-0,18   | 0,0170        |
| 2,00            | 10-7628    | 43,5             | 4,65+-0,18   | 0,0178        | 4,52+-0,20   | 0,0165        |
| 2,40            | 12-7628    | 43,5             | 4,62+-0,18   | 0,0185        | 4,54+-0,18   | 0,0170        |
| 3,00            | 16-7628    | 43,5             | 4,65+-0,18   | 0,0188        | 4,50+-0,20   | 0,0175        |
| 3,20            | 17-7628    | 43,5             | 4,65+-0,18   | 0,0200        | 4,48+-0,22   | 0,0180        |

Nota : Para outras construções, favor contatar nosso departamento de Vendas.

**PERTECH DO BRASIL LTDA.**

Fabrica e vendas : Av. Piraporinha, 852 - São Bernardo do Campo - S.P.- BRASIL

(PABX) 0055-11-4341 9600 - (FAX) 0055-11-4341 5999

[www.pertech.com.br](http://www.pertech.com.br)



# Silicon NPN Planar RF Transistor

Electrostatic sensitive device.  
Observe precautions for handling.

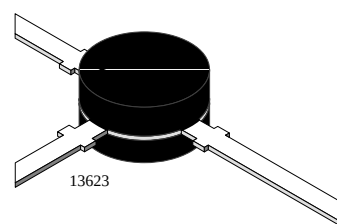
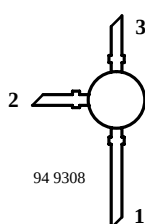


## Applications

RF amplifier up to GHz range.

## Features

- High power gain
- Low noise figure



BFW92 Marking: BFW92

Plastic case (TO 50)

1 = Collector, 2 = Emitter, 3 = Base

## Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                 | Test Conditions                   | Symbol    | Value       | Unit               |
|---------------------------|-----------------------------------|-----------|-------------|--------------------|
| Collector-base voltage    |                                   | $V_{CBO}$ | 25          | V                  |
| Collector-emitter voltage |                                   | $V_{CEO}$ | 15          | V                  |
| Emitter-base voltage      |                                   | $V_{EBO}$ | 2.5         | V                  |
| Collector current         |                                   | $I_C$     | 25          | mA                 |
| Total power dissipation   | $T_{amb} \leq 60^{\circ}\text{C}$ | $P_{tot}$ | 300         | mW                 |
| Junction temperature      |                                   | $T_j$     | 150         | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage temperature range |                                   | $T_{stg}$ | -55 to +150 | $^{\circ}\text{C}$ |

## Maximum Thermal Resistance

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter        | Test Conditions                                                                                 | Symbol     | Value | Unit |
|------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|-------|------|
| Junction ambient | on glass fibre printed board (40 x 25 x 1.5) mm <sup>3</sup><br>plated with 35 $\mu\text{m}$ Cu | $R_{thJA}$ | 300   | K/W  |

### Electrical DC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                            | Test Conditions                              | Symbol        | Min | Typ | Max | Unit          |
|--------------------------------------|----------------------------------------------|---------------|-----|-----|-----|---------------|
| Collector cut-off current            | $V_{CE} = 25\text{ V}$ , $V_{BE} = 0$        | $I_{CES}$     |     |     | 100 | $\mu\text{A}$ |
| Collector-base cut-off current       | $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_E = 0$           | $I_{CBO}$     |     |     | 100 | nA            |
| Emitter-base cut-off current         | $V_{EB} = 2.5\text{ V}$ , $I_C = 0$          | $I_{EBO}$     |     |     | 10  | $\mu\text{A}$ |
| Collector-emitter breakdown voltage  | $I_C = 1\text{ mA}$ , $I_B = 0$              | $V_{(BR)CEO}$ | 15  |     |     | V             |
| Collector-emitter saturation voltage | $I_C = 10\text{ mA}$ , $I_B = 1\text{ mA}$   | $V_{CEsat}$   |     | 0.1 | 0.6 | V             |
| DC forward current transfer ratio    | $V_{CE} = 1\text{ V}$ , $I_C = 2\text{ mA}$  | $h_{FE}$      | 20  | 100 | 150 |               |
|                                      | $V_{CE} = 1\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$ | $h_{FE}$      | 20  |     |     |               |

### Electrical AC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                       | Test Conditions                                                                                                                                                                                             | Symbol   | Min | Typ | Max | Unit |
|---------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|-----|-----|-----|------|
| Transition frequency            | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 2\text{ mA}$ , $f = 300\text{ MHz}$                                                                                                                                          | $f_T$    | 1   | 1.5 |     | GHz  |
|                                 | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 14\text{ mA}$ , $f = 300\text{ MHz}$                                                                                                                                         | $f_T$    |     | 2.4 |     | GHz  |
|                                 | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 25\text{ mA}$ , $f = 300\text{ MHz}$                                                                                                                                         | $f_T$    | 1.3 | 2.1 |     | GHz  |
| Collector-base capacitance      | $V_{CB} = 5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                                  | $C_{cb}$ |     | 0.5 |     | pF   |
| Collector-emitter capacitance   | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                                  | $C_{ce}$ |     | 0.3 |     | pF   |
| Emitter-base capacitance        | $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                                                                | $C_{eb}$ |     | 0.9 |     | pF   |
| Noise figure                    | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 2\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ ,<br>$f = 500\text{ MHz}$                                                                                                                  | F        |     | 3.5 |     | dB   |
| Power gain                      | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ ,<br>$f = 200\text{ MHz}$                                                                                                                 | $G_{pe}$ |     | 23  |     | dB   |
|                                 | $V_{CE} = 5\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ ,<br>$f = 800\text{ MHz}$                                                                                                                 | $G_{pe}$ |     | 11  |     | dB   |
| Signal-to-intermodulation ratio | $V_{CE} = 6\text{ V}$ , $I_C = 10\text{ mA}$ , $Z_L = 37.5\ \Omega$ ,<br>$V_1 = 100\text{ mV}$ , $f_1 = 183\text{ MHz}$ ,<br>$V_2 = 100\text{ mV}$ , $f_2 = 200\text{ MHz}$ ,<br>$f_{dIM} = 217\text{ MHz}$ | $d_{IM}$ |     | -45 |     | dB   |

# **Typical Characteristics** ( $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

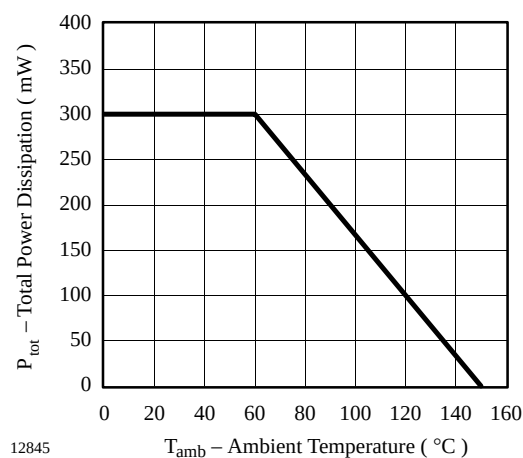


Figure 1. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

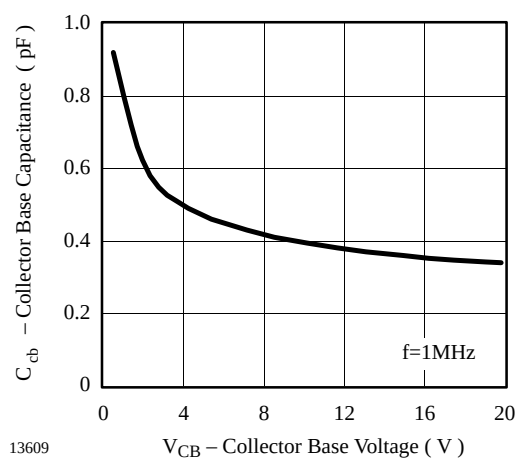


Figure 3. Collector Base Capacitance vs. Collector Base Voltage

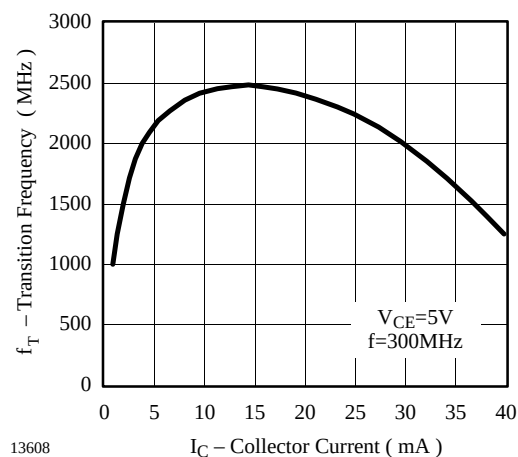


Figure 2. Transition Frequency vs. Collector Current

# Silicon NPN Planar RF Transistor

Electrostatic sensitive device.  
Observe precautions for handling.

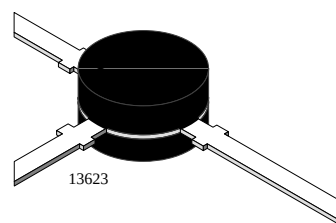
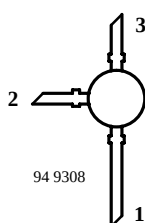


## Applications

RF amplifier up to GHz range specially for wide band antenna amplifier.

## Features

- High power gain
- Low noise figure
- High transition frequency



BFR96T Marking: BFR96T  
Plastic case (TO 50)  
1 = Collector, 2 = Emitter, 3 = Base

## Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                 | Test Conditions                   | Symbol    | Value       | Unit               |
|---------------------------|-----------------------------------|-----------|-------------|--------------------|
| Collector-base voltage    |                                   | $V_{CBO}$ | 20          | V                  |
| Collector-emitter voltage |                                   | $V_{CEO}$ | 15          | V                  |
| Emitter-base voltage      |                                   | $V_{EBO}$ | 2.5         | V                  |
| Collector current         |                                   | $I_C$     | 75          | mA                 |
| Total power dissipation   | $T_{amb} \leq 60^{\circ}\text{C}$ | $P_{tot}$ | 500         | mW                 |
| Junction temperature      |                                   | $T_j$     | 175         | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage temperature range |                                   | $T_{stg}$ | -65 to +150 | $^{\circ}\text{C}$ |

## Maximum Thermal Resistance

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter        | Test Conditions                                                                  | Symbol     | Value | Unit |
|------------------|----------------------------------------------------------------------------------|------------|-------|------|
| Junction ambient | on glass fibre printed board (40 x 25 x 1.5) mm <sup>3</sup> plated with 35μm Cu | $R_{thJA}$ | 230   | K/W  |

### Electrical DC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                           | Test Conditions                               | Symbol        | Min | Typ | Max | Unit          |
|-------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------|-----|-----|-----|---------------|
| Collector cut-off current           | $V_{CE} = 20\text{ V}$ , $V_{BE} = 0$         | $I_{CES}$     |     |     | 100 | $\mu\text{A}$ |
| Collector-base cut-off current      | $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_E = 0$            | $I_{CBO}$     |     |     | 100 | nA            |
| Emitter-base cut-off current        | $V_{EB} = 2.5\text{ V}$ , $I_C = 0$           | $I_{EBO}$     |     |     | 10  | $\mu\text{A}$ |
| Collector-emitter breakdown voltage | $I_C = 5\text{ mA}$ , $I_B = 0$               | $V_{(BR)CEO}$ | 15  |     |     | V             |
| DC forward current transfer ratio   | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ | $h_{FE}$      | 25  | 75  | 150 |               |
|                                     | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 75\text{ mA}$ | $h_{FE}$      | 25  |     |     |               |

### Electrical AC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                                             | Test Conditions                                                                                                                                      | Symbol      | Min | Typ  | Max | Unit |
|-------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|-----|------|-----|------|
| Transition frequency                                  | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $f = 500\text{ MHz}$                                                                                 | $f_T$       | 4   | 5    |     | GHz  |
| Collector-base capacitance                            | $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                          | $C_{cb}$    |     | 0.85 |     | pF   |
| Collector-emitter capacitance                         | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                          | $C_{ce}$    |     | 0.3  |     | pF   |
| Emitter-base capacitance                              | $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                         | $C_{eb}$    |     | 3.0  |     | pF   |
| Noise figure                                          | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $f = 500\text{ MHz}$                                                            | F           |     | 3.3  |     | dB   |
|                                                       | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $f = 800\text{ MHz}$                                                            | F           |     | 3.8  |     | dB   |
| Power gain                                            | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 500\text{ MHz}$                                         | $G_{pe}$    |     | 16   |     | dB   |
| Linear output voltage – two tone intermodulation test | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $d_{IM} = 60\text{ dB}$ , $f_1 = 806\text{ MHz}$ , $f_2 = 810\text{ MHz}$ , $Z_S = Z_L = 50\ \Omega$ | $V_1 = V_2$ |     | 400  |     | mV   |
| Third order intercept point                           | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 50\text{ mA}$ , $f = 800\text{ MHz}$                                                                                 | $IP_3$      |     | 34   |     | dBm  |



## Common Emitter S-Parameters

$Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

| $V_{CE}/\text{V}$ | $I_C/\text{mA}$ | $f/\text{MHz}$ | S11        |        | S21        |       | S12        |      | S22        |        |
|-------------------|-----------------|----------------|------------|--------|------------|-------|------------|------|------------|--------|
|                   |                 |                | LIN<br>MAG | ANG    | LIN<br>MAG | ANG   | LIN<br>MAG | ANG  | LIN<br>MAG | ANG    |
|                   |                 |                |            | deg    |            | deg   |            | deg  |            | deg    |
| 5                 | 5               | 100            | 0.730      | -69.4  | 12.04      | 139.0 | 0.046      | 58.6 | 0.812      | -29.26 |
|                   |                 | 300            | 0.629      | -136.2 | 6.26       | 102.7 | 0.073      | 41.3 | 0.506      | -46.8  |
|                   |                 | 500            | 0.605      | -162.0 | 3.98       | 86.6  | 0.084      | 42.5 | 0.425      | -52.8  |
|                   |                 | 800            | 0.588      | 176.3  | 2.55       | 70.9  | 0.102      | 49.1 | 0.403      | -62.6  |
|                   |                 | 1000           | 0.572      | 166.4  | 2.05       | 62.8  | 0.117      | 53.4 | 0.411      | -69.8  |
|                   |                 | 1200           | 0.565      | 157.4  | 1.73       | 55.8  | 0.135      | 56.4 | 0.425      | -77.2  |
|                   |                 | 1500           | 0.548      | 145.6  | 1.39       | 46.7  | 0.167      | 59.2 | 0.454      | -88.2  |
|                   |                 | 1800           | 0.532      | 134.3  | 1.18       | 38.4  | 0.202      | 59.9 | 0.489      | -98.7  |
|                   |                 | 2000           | 0.512      | 128.1  | 1.07       | 33.9  | 0.222      | 59.6 | 0.510      | -105.6 |
|                   | 10              | 100            | 0.592      | -94.1  | 17.80      | 128.5 | 0.036      | 54.8 | 0.677      | -41.8  |
|                   |                 | 300            | 0.554      | -153.1 | 7.77       | 96.7  | 0.057      | 50.7 | 0.361      | -58.7  |
|                   |                 | 500            | 0.544      | -172.9 | 4.79       | 83.7  | 0.076      | 56.0 | 0.296      | -64.5  |
|                   |                 | 800            | 0.541      | 170.1  | 3.04       | 70.3  | 0.107      | 60.8 | 0.285      | -74.3  |
|                   |                 | 1000           | 0.529      | 161.3  | 2.44       | 63.4  | 0.129      | 62.1 | 0.294      | -81.4  |
|                   |                 | 1200           | 0.520      | 153.8  | 2.06       | 57.1  | 0.153      | 62.3 | 0.308      | -88.3  |
|                   |                 | 1500           | 0.505      | 143.3  | 1.66       | 48.6  | 0.190      | 61.2 | 0.336      | -98.0  |
|                   |                 | 1800           | 0.493      | 133.1  | 1.41       | 40.8  | 0.226      | 59.3 | 0.367      | -107.2 |
|                   |                 | 2000           | 0.475      | 127.1  | 1.28       | 36.1  | 0.244      | 57.9 | 0.387      | -112.9 |
|                   | 20              | 100            | 0.494      | -121.1 | 22.50      | 119.1 | 0.027      | 56.4 | 0.538      | -54.3  |
|                   |                 | 300            | 0.510      | -166.2 | 8.77       | 92.6  | 0.050      | 62.3 | 0.260      | -71.9  |
|                   |                 | 500            | 0.510      | 179.3  | 5.32       | 81.7  | 0.075      | 66.2 | 0.215      | -79.1  |
|                   |                 | 800            | 0.511      | 165.9  | 3.37       | 69.9  | 0.113      | 67.2 | 0.214      | -89.7  |
|                   |                 | 1000           | 0.502      | 158.5  | 2.71       | 63.7  | 0.139      | 66.6 | 0.226      | -96.4  |
|                   |                 | 1200           | 0.496      | 151.3  | 2.28       | 57.6  | 0.166      | 65.1 | 0.242      | -102.4 |
|                   |                 | 1500           | 0.479      | 141.6  | 1.85       | 49.8  | 0.205      | 62.2 | 0.269      | -110.8 |
|                   |                 | 1800           | 0.470      | 131.7  | 1.56       | 42.5  | 0.242      | 58.9 | 0.297      | -118.2 |
|                   |                 | 2000           | 0.458      | 126.3  | 1.42       | 37.6  | 0.259      | 56.8 | 0.315      | -122.8 |
|                   | 30              | 100            | 0.466      | -135.8 | 24.37      | 114.8 | 0.023      | 59.1 | 0.468      | -61.1  |
|                   |                 | 300            | 0.498      | -171.8 | 9.13       | 91.0  | 0.049      | 67.3 | 0.222      | -80.1  |
|                   |                 | 500            | 0.499      | 176.3  | 5.55       | 80.8  | 0.075      | 70.3 | 0.186      | -88.4  |
|                   |                 | 800            | 0.497      | 164.1  | 3.48       | 69.7  | 0.116      | 69.5 | 0.191      | -99.1  |
|                   |                 | 1000           | 0.494      | 157.0  | 2.81       | 63.7  | 0.144      | 68.1 | 0.205      | -105.3 |
|                   |                 | 1200           | 0.486      | 150.3  | 2.36       | 57.8  | 0.170      | 65.9 | 0.221      | -110.7 |
|                   |                 | 1500           | 0.473      | 140.9  | 1.92       | 50.0  | 0.210      | 62.6 | 0.247      | -118.0 |
|                   |                 | 1800           | 0.461      | 131.1  | 1.62       | 42.8  | 0.247      | 58.9 | 0.274      | -124.3 |
|                   |                 | 2000           | 0.447      | 126.0  | 1.47       | 38.2  | 0.266      | 56.5 | 0.291      | -128.5 |

| $V_{CE}/V$ | $I_C/mA$ | f/MHz | S11        |        | S21        |       | S12        |      | S22        |        |
|------------|----------|-------|------------|--------|------------|-------|------------|------|------------|--------|
|            |          |       | LIN<br>MAG | ANG    | LIN<br>MAG | ANG   | LIN<br>MAG | ANG  | LIN<br>MAG | ANG    |
|            |          |       |            | deg    |            | deg   |            | deg  |            | deg    |
| 5          | 40       | 100   | 0.456      | -144.1 | 25.30      | 112.3 | 0.021      | 62.7 | 0.426      | -65.4  |
|            |          | 300   | 0.493      | -174.8 | 9.30       | 90.0  | 0.048      | 70.6 | 0.201      | -85.7  |
|            |          | 500   | 0.495      | 174.7  | 5.62       | 80.2  | 0.076      | 72.1 | 0.172      | -94.8  |
|            |          | 800   | 0.494      | 163.0  | 3.54       | 69.5  | 0.118      | 70.5 | 0.181      | -105.1 |
|            |          | 1000  | 0.491      | 156.3  | 2.84       | 63.5  | 0.146      | 68.7 | 0.195      | -110.7 |
|            |          | 1200  | 0.485      | 149.4  | 2.40       | 57.7  | 0.173      | 66.4 | 0.212      | -115.8 |
|            |          | 1500  | 0.469      | 140.9  | 1.94       | 50.0  | 0.213      | 62.5 | 0.238      | -122.5 |
|            |          | 1800  | 0.459      | 131.1  | 1.64       | 42.9  | 0.251      | 58.8 | 0.264      | -128.1 |
|            |          | 2000  | 0.448      | 126.1  | 1.49       | 38.1  | 0.269      | 56.4 | 0.281      | -132.0 |
|            | 50       | 100   | 0.454      | -150.0 | 25.82      | 110.6 | 0.021      | 63.6 | 0.398      | -68.4  |
|            |          | 300   | 0.491      | -176.4 | 9.37       | 89.4  | 0.048      | 72.3 | 0.189      | -89.5  |
|            |          | 500   | 0.494      | 173.6  | 5.66       | 79.9  | 0.077      | 73.2 | 0.164      | -99.0  |
|            |          | 800   | 0.492      | 162.4  | 3.56       | 69.2  | 0.119      | 71.2 | 0.175      | -108.9 |
|            |          | 1000  | 0.488      | 155.6  | 2.86       | 63.4  | 0.147      | 69.1 | 0.190      | -114.4 |
|            |          | 1200  | 0.482      | 149.2  | 2.41       | 57.6  | 0.174      | 66.7 | 0.207      | -119.0 |
|            |          | 1500  | 0.471      | 140.7  | 1.96       | 50.0  | 0.215      | 62.7 | 0.233      | -125.1 |
|            |          | 1800  | 0.461      | 130.7  | 1.65       | 42.8  | 0.253      | 58.8 | 0.258      | -130.5 |
|            |          | 2000  | 0.449      | 125.4  | 1.49       | 38.2  | 0.271      | 56.2 | 0.274      | -134.2 |
|            | 70       | 100   | 0.459      | -156.8 | 26.13      | 108.5 | 0.019      | 66.9 | 0.360      | -72.3  |
|            |          | 300   | 0.492      | -178.9 | 9.34       | 88.5  | 0.048      | 74.6 | 0.174      | -94.5  |
|            |          | 500   | 0.493      | 172.1  | 5.64       | 79.4  | 0.077      | 74.6 | 0.155      | -104.3 |
|            |          | 800   | 0.497      | 161.6  | 3.54       | 68.7  | 0.120      | 71.8 | 0.169      | -113.5 |
|            |          | 1000  | 0.494      | 155.2  | 2.85       | 62.8  | 0.149      | 69.5 | 0.185      | -118.5 |
|            |          | 1200  | 0.489      | 148.8  | 2.40       | 57.2  | 0.176      | 67.0 | 0.202      | -122.6 |
|            |          | 1500  | 0.472      | 140.1  | 1.94       | 49.7  | 0.217      | 62.8 | 0.228      | -128.3 |
|            |          | 1800  | 0.464      | 130.5  | 1.64       | 42.5  | 0.255      | 58.8 | 0.254      | -133.3 |
|            |          | 2000  | 0.451      | 125.6  | 1.48       | 38.0  | 0.273      | 56.3 | 0.270      | -136.6 |



## Silicon NPN Planar RF Transistor

Electrostatic sensitive device.  
Observe precautions for handling.

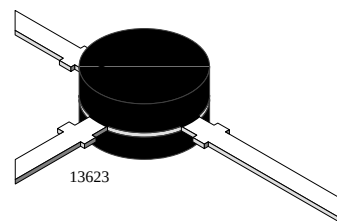
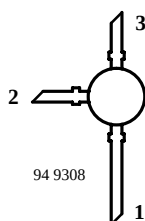


### Applications

RF amplifier up to GHz range specially for wide band antenna amplifier.

### Features

- High power gain
- Low noise figure
- High transition frequency



BFR96TS Marking: BFR96TS  
Plastic case (TO 50)  
1 = Collector, 2 = Emitter, 3 = Base

### Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                 | Test Conditions                   | Symbol    | Value       | Unit               |
|---------------------------|-----------------------------------|-----------|-------------|--------------------|
| Collector-base voltage    |                                   | $V_{CBO}$ | 20          | V                  |
| Collector-emitter voltage |                                   | $V_{CEO}$ | 15          | V                  |
| Emitter-base voltage      |                                   | $V_{EBO}$ | 2.5         | V                  |
| Collector current         |                                   | $I_C$     | 100         | mA                 |
| Total power dissipation   | $T_{amb} \leq 45^{\circ}\text{C}$ | $P_{tot}$ | 700         | mW                 |
| Junction temperature      |                                   | $T_j$     | 150         | $^{\circ}\text{C}$ |
| Storage temperature range |                                   | $T_{stg}$ | -65 to +150 | $^{\circ}\text{C}$ |

### Maximum Thermal Resistance

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter        | Test Conditions                                                                              | Symbol     | Value | Unit |
|------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|------------|-------|------|
| Junction ambient | on glass fibre printed board (40 x 25 x 1.5) mm <sup>3</sup> plated with 35 $\mu\text{m}$ Cu | $R_{thJA}$ | 150   | K/W  |



## Electrical DC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                           | Test Conditions                               | Symbol        | Min | Typ | Max | Unit          |
|-------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------|-----|-----|-----|---------------|
| Collector cut-off current           | $V_{CE} = 20\text{ V}$ , $V_{BE} = 0$         | $I_{CES}$     |     |     | 100 | $\mu\text{A}$ |
| Collector-base cut-off current      | $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_E = 0$            | $I_{CBO}$     |     |     | 100 | nA            |
| Emitter-base cut-off current        | $V_{EB} = 2.5\text{ V}$ , $I_C = 0$           | $I_{EBO}$     |     |     | 10  | $\mu\text{A}$ |
| Collector-emitter breakdown voltage | $I_C = 5\text{ mA}$ , $I_B = 0$               | $V_{(BR)CEO}$ | 15  |     |     | V             |
| DC forward current transfer ratio   | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ | $h_{FE}$      | 25  | 75  | 150 |               |

## Electrical AC Characteristics

$T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise specified

| Parameter                                             | Test Conditions                                                                                                                                      | Symbol      | Min | Typ  | Max | Unit |
|-------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------|-----|------|-----|------|
| Transition frequency                                  | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $f = 500\text{ MHz}$                                                                                 | $f_T$       |     | 5    |     | GHz  |
| Collector-base capacitance                            | $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                          | $C_{cb}$    |     | 0.84 |     | pF   |
| Collector-emitter capacitance                         | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                          | $C_{ce}$    |     | 0.4  |     | pF   |
| Emitter-base capacitance                              | $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                         | $C_{eb}$    |     | 3.5  |     | pF   |
| Noise figure                                          | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $f = 500\text{ MHz}$                                                            | F           |     | 3.3  |     | dB   |
|                                                       | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $f = 800\text{ MHz}$                                                            | F           |     | 4.0  |     | dB   |
| Power gain                                            | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $Z_S = 50\ \Omega$ , $Z_L = Z_{Lopt}$ , $f = 800\text{ MHz}$                                         | $G_{pe}$    |     | 11.5 |     | dB   |
| Linear output voltage – two tone intermodulation test | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $d_{IM} = 60\text{ dB}$ , $f_1 = 806\text{ MHz}$ , $f_2 = 810\text{ MHz}$ , $Z_S = Z_L = 50\ \Omega$ | $V_1 = V_2$ |     | 500  |     | mV   |
| Third order intercept point                           | $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 70\text{ mA}$ , $f = 800\text{ MHz}$                                                                                 | $IP_3$      |     | 37   |     | dBm  |

**Common Emitter S-Parameters** $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified

| $V_{CE}/\text{V}$ | $I_C/\text{mA}$ | $f/\text{MHz}$ | S11        |        | S21        |       | S12        |      | S22        |        |
|-------------------|-----------------|----------------|------------|--------|------------|-------|------------|------|------------|--------|
|                   |                 |                | LIN<br>MAG | ANG    | LIN<br>MAG | ANG   | LIN<br>MAG | ANG  | LIN<br>MAG | ANG    |
|                   |                 |                |            | deg    |            | deg   |            | deg  |            | deg    |
| 5                 | 5               | 100            | 0.691      | -68.6  | 11.94      | 137.4 | 0.044      | 59.4 | 0.807      | -28.82 |
|                   |                 | 300            | 0.552      | -135.5 | 6.04       | 100.7 | 0.071      | 46.5 | 0.521      | -45.0  |
|                   |                 | 500            | 0.518      | -162.6 | 3.85       | 84.4  | 0.087      | 49.4 | 0.453      | -51.6  |
|                   |                 | 800            | 0.499      | 173.8  | 2.47       | 68.1  | 0.114      | 55.7 | 0.444      | -63.0  |
|                   |                 | 1000           | 0.488      | 162.5  | 1.99       | 59.7  | 0.136      | 58.7 | 0.458      | -71.3  |
|                   |                 | 1200           | 0.477      | 152.5  | 1.68       | 52.3  | 0.161      | 60.2 | 0.478      | -79.3  |
|                   |                 | 1500           | 0.459      | 139.2  | 1.37       | 43.1  | 0.203      | 60.5 | 0.515      | -91.2  |
|                   |                 | 1800           | 0.446      | 125.8  | 1.15       | 34.7  | 0.247      | 59.0 | 0.553      | -102.4 |
|                   |                 | 2000           | 0.427      | 118.9  | 1.05       | 29.9  | 0.272      | 57.6 | 0.577      | -109.4 |
|                   | 10              | 100            | 0.538      | -92.3  | 17.08      | 126.6 | 0.035      | 57.6 | 0.672      | -38.9  |
|                   |                 | 300            | 0.465      | -152.7 | 7.31       | 94.9  | 0.060      | 57.1 | 0.389      | -51.7  |
|                   |                 | 500            | 0.452      | -173.7 | 4.51       | 81.7  | 0.085      | 61.7 | 0.341      | -57.7  |
|                   |                 | 800            | 0.444      | 167.6  | 2.87       | 67.7  | 0.125      | 64.1 | 0.343      | -69.2  |
|                   |                 | 1000           | 0.436      | 157.3  | 2.31       | 60.3  | 0.153      | 64.0 | 0.359      | -77.5  |
|                   |                 | 1200           | 0.429      | 148.6  | 1.96       | 53.5  | 0.182      | 63.0 | 0.379      | -85.2  |
|                   |                 | 1500           | 0.413      | 136.4  | 1.59       | 44.7  | 0.227      | 60.3 | 0.415      | -96.2  |
|                   |                 | 1800           | 0.403      | 124.0  | 1.35       | 36.5  | 0.271      | 57.0 | 0.451      | -106.4 |
|                   |                 | 2000           | 0.387      | 116.8  | 1.24       | 31.8  | 0.294      | 54.8 | 0.474      | -112.6 |
|                   | 30              | 100            | 0.387      | -134.8 | 22.79      | 112.9 | 0.024      | 65.1 | 0.467      | -52.1  |
|                   |                 | 300            | 0.401      | -172.7 | 8.44       | 89.5  | 0.055      | 71.8 | 0.255      | -60.2  |
|                   |                 | 500            | 0.400      | 174.0  | 5.13       | 79.0  | 0.088      | 72.5 | 0.234      | -67.0  |
|                   |                 | 800            | 0.401      | 160.7  | 3.25       | 67.1  | 0.137      | 69.9 | 0.249      | -79.7  |
|                   |                 | 1000           | 0.392      | 152.5  | 2.61       | 60.5  | 0.170      | 67.7 | 0.269      | -87.9  |
|                   |                 | 1200           | 0.390      | 144.5  | 2.21       | 54.2  | 0.202      | 64.8 | 0.291      | -95.2  |
|                   |                 | 1500           | 0.375      | 133.8  | 1.81       | 46.1  | 0.249      | 60.2 | 0.326      | -105.1 |
|                   |                 | 1800           | 0.365      | 121.9  | 1.54       | 38.3  | 0.293      | 55.6 | 0.362      | -113.7 |
|                   |                 | 2000           | 0.351      | 115.4  | 1.41       | 33.6  | 0.315      | 52.7 | 0.383      | -119.0 |

| $V_{CE}/V$ | $I_C/mA$ | f/MHz | S11        |        | S21        |       | S12        |      | S22        |        |
|------------|----------|-------|------------|--------|------------|-------|------------|------|------------|--------|
|            |          |       | LIN<br>MAG | ANG    | LIN<br>MAG | ANG   | LIN<br>MAG | ANG  | LIN<br>MAG | ANG    |
|            |          |       |            | deg    |            | deg   |            | deg  |            | deg    |
| 5          | 50       | 100   | 0.370      | -150.0 | 23.94      | 109.0 | 0.022      | 69.6 | 0.399      | -55.7  |
|            |          | 300   | 0.395      | -177.8 | 8.62       | 87.9  | 0.055      | 75.4 | 0.221      | -62.3  |
|            |          | 500   | 0.396      | 171.3  | 5.23       | 78.1  | 0.090      | 74.8 | 0.208      | -69.7  |
|            |          | 800   | 0.395      | 159.1  | 3.30       | 66.7  | 0.140      | 71.1 | 0.229      | -82.8  |
|            |          | 1000  | 0.389      | 150.9  | 2.66       | 60.2  | 0.173      | 68.2 | 0.250      | -90.8  |
|            |          | 1200  | 0.386      | 143.3  | 2.25       | 54.0  | 0.206      | 65.1 | 0.273      | -98.0  |
|            |          | 1500  | 0.373      | 133.2  | 1.83       | 45.8  | 0.253      | 60.1 | 0.308      | -107.5 |
|            |          | 1800  | 0.363      | 121.7  | 1.56       | 38.2  | 0.297      | 55.4 | 0.343      | -115.7 |
|            |          | 2000  | 0.348      | 115.4  | 1.43       | 33.5  | 0.319      | 52.5 | 0.364      | -120.8 |
|            | 70       | 100   | 0.374      | -157.4 | 24.17      | 107.0 | 0.021      | 73.0 | 0.364      | -56.8  |
|            |          | 300   | 0.397      | 179.7  | 8.60       | 87.1  | 0.055      | 77.4 | 0.206      | -62.5  |
|            |          | 500   | 0.399      | 170.0  | 5.19       | 77.7  | 0.090      | 75.7 | 0.197      | -70.3  |
|            |          | 800   | 0.398      | 158.4  | 3.29       | 66.2  | 0.141      | 71.6 | 0.221      | -83.6  |
|            |          | 1000  | 0.394      | 150.3  | 2.65       | 59.8  | 0.175      | 68.6 | 0.243      | -91.7  |
|            |          | 1200  | 0.389      | 143.3  | 2.24       | 53.5  | 0.207      | 65.3 | 0.267      | -98.8  |
|            |          | 1500  | 0.378      | 132.8  | 1.82       | 45.4  | 0.255      | 60.3 | 0.303      | -108.2 |
|            |          | 1800  | 0.368      | 121.7  | 1.55       | 37.7  | 0.299      | 55.4 | 0.338      | -116.3 |
|            |          | 2000  | 0.355      | 114.9  | 1.42       | 32.9  | 0.321      | 52.5 | 0.359      | -121.3 |
| 10         | 5        | 100   | 0.710      | -62.3  | 12.15      | 140.0 | 0.036      | 61.8 | 0.844      | -23.2  |
|            |          | 300   | 0.542      | -129.2 | 6.46       | 103.2 | 0.061      | 48.7 | 0.591      | -36.7  |
|            |          | 500   | 0.497      | -157.8 | 4.14       | 86.6  | 0.075      | 51.4 | 0.528      | -42.4  |
|            |          | 800   | 0.479      | 177.3  | 2.66       | 70.2  | 0.099      | 58.2 | 0.519      | -52.7  |
|            |          | 1000  | 0.464      | 165.3  | 2.14       | 61.8  | 0.118      | 61.7 | 0.533      | -60.5  |
|            |          | 1200  | 0.454      | 155.0  | 1.81       | 54.5  | 0.141      | 63.7 | 0.550      | -68.3  |
|            |          | 1500  | 0.438      | 141.0  | 1.45       | 45.0  | 0.178      | 64.5 | 0.585      | -79.8  |
|            |          | 1800  | 0.427      | 127.6  | 1.23       | 36.5  | 0.219      | 63.7 | 0.623      | -91.0  |
|            |          | 2000  | 0.410      | 119.7  | 1.11       | 31.8  | 0.244      | 62.4 | 0.646      | -98.1  |
|            | 10       | 100   | 0.544      | -83.4  | 17.99      | 129.3 | 0.029      | 60.1 | 0.722      | -31.2  |
|            |          | 300   | 0.436      | -146.3 | 7.94       | 96.9  | 0.052      | 58.8 | 0.463      | -40.3  |
|            |          | 500   | 0.417      | -169.2 | 4.94       | 83.4  | 0.073      | 63.5 | 0.419      | -45.2  |
|            |          | 800   | 0.410      | 170.8  | 3.14       | 69.6  | 0.109      | 66.4 | 0.419      | -55.8  |
|            |          | 1000  | 0.397      | 160.5  | 2.52       | 62.1  | 0.134      | 66.8 | 0.433      | -63.6  |
|            |          | 1200  | 0.394      | 151.1  | 2.13       | 55.5  | 0.160      | 66.1 | 0.450      | -71.3  |
|            |          | 1500  | 0.384      | 139.1  | 1.73       | 46.6  | 0.201      | 63.8 | 0.483      | -82.5  |
|            |          | 1800  | 0.372      | 125.9  | 1.46       | 38.1  | 0.241      | 61.1 | 0.520      | -93.0  |
|            |          | 2000  | 0.357      | 118.6  | 1.33       | 33.4  | 0.264      | 59.0 | 0.542      | -99.6  |



| $V_{CE}/V$ | $I_C/mA$ | f/MHz | S11        |        | S21        |       | S12        |      | S22        |        |
|------------|----------|-------|------------|--------|------------|-------|------------|------|------------|--------|
|            |          |       | LIN<br>MAG | ANG    | LIN<br>MAG | ANG   | LIN<br>MAG | ANG  | LIN<br>MAG | ANG    |
|            |          |       |            | deg    |            | deg   |            | deg  |            | deg    |
| 10         | 30       | 100   | 0.356      | -122.3 | 24.66      | 115.3 | 0.021      | 66.0 | 0.525      | -40.2  |
|            |          | 300   | 0.351      | -167.1 | 9.31       | 90.0  | 0.048      | 72.5 | 0.333      | -42.5  |
|            |          | 500   | 0.349      | 178.4  | 5.65       | 80.5  | 0.077      | 73.6 | 0.313      | -48.0  |
|            |          | 800   | 0.351      | 164.4  | 3.59       | 68.7  | 0.121      | 71.6 | 0.323      | -60.0  |
|            |          | 1000  | 0.348      | 155.5  | 2.88       | 62.2  | 0.150      | 69.7 | 0.340      | -68.3  |
|            |          | 1200  | 0.343      | 147.4  | 2.44       | 56.0  | 0.179      | 67.3 | 0.358      | -76.2  |
|            |          | 1500  | 0.334      | 136.6  | 1.97       | 47.6  | 0.222      | 63.2 | 0.390      | -87.2  |
|            |          | 1800  | 0.328      | 124.7  | 1.68       | 39.6  | 0.262      | 59.1 | 0.426      | -97.0  |
|            |          | 2000  | 0.312      | 117.3  | 1.53       | 35.0  | 0.283      | 56.5 | 0.447      | -103.1 |
|            | 50       | 100   | 0.325      | -137.8 | 26.14      | 110.8 | 0.019      | 69.8 | 0.457      | -41.9  |
|            |          | 300   | 0.337      | -172.8 | 9.52       | 89.1  | 0.049      | 75.9 | 0.299      | -42.2  |
|            |          | 500   | 0.339      | 174.8  | 5.78       | 79.3  | 0.079      | 75.7 | 0.286      | -48.2  |
|            |          | 800   | 0.343      | 162.2  | 3.65       | 68.1  | 0.123      | 72.6 | 0.300      | -61.0  |
|            |          | 1000  | 0.337      | 154.3  | 2.94       | 61.8  | 0.153      | 70.1 | 0.318      | -69.7  |
|            |          | 1200  | 0.334      | 146.6  | 2.48       | 55.6  | 0.183      | 67.4 | 0.338      | -77.6  |
|            |          | 1500  | 0.327      | 136.1  | 2.02       | 47.5  | 0.226      | 63.0 | 0.370      | -88.5  |
|            |          | 1800  | 0.322      | 124.1  | 1.70       | 39.6  | 0.267      | 58.7 | 0.406      | -98.2  |
|            |          | 2000  | 0.311      | 118.2  | 1.55       | 34.6  | 0.288      | 55.9 | 0.428      | -104.1 |
|            | 70       | 100   | 0.323      | -145.1 | 26.39      | 108.4 | 0.018      | 72.0 | 0.424      | -41.8  |
|            |          | 300   | 0.339      | -175.6 | 9.46       | 88.1  | 0.049      | 76.9 | 0.287      | -41.1  |
|            |          | 500   | 0.339      | 174.1  | 5.74       | 78.8  | 0.079      | 76.3 | 0.278      | -47.7  |
|            |          | 800   | 0.344      | 162.0  | 3.62       | 67.5  | 0.124      | 72.8 | 0.295      | -61.0  |
|            |          | 1000  | 0.341      | 153.8  | 2.92       | 61.1  | 0.154      | 70.4 | 0.313      | -69.7  |
|            |          | 1200  | 0.340      | 146.2  | 2.46       | 55.0  | 0.184      | 67.6 | 0.333      | -77.6  |
|            |          | 1500  | 0.333      | 135.6  | 1.99       | 46.8  | 0.227      | 63.0 | 0.367      | -88.7  |
|            |          | 1800  | 0.326      | 14.2   | 1.68       | 39.0  | 0.268      | 58.6 | 0.403      | -98.4  |
|            |          | 2000  | 0.318      | 117.8  | 1.54       | 34.0  | 0.289      | 55.9 | 0.425      | -104.4 |

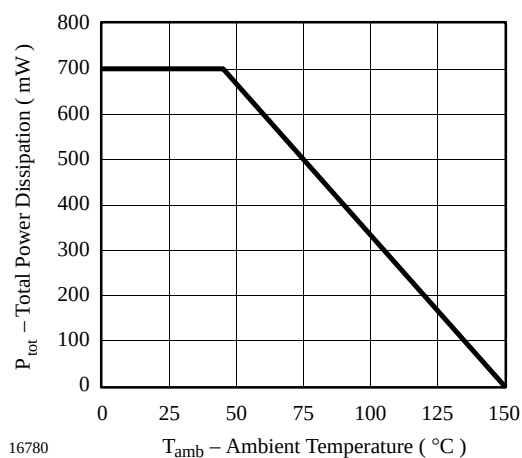
**Typical Characteristics** ( $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified)


Figure 1. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

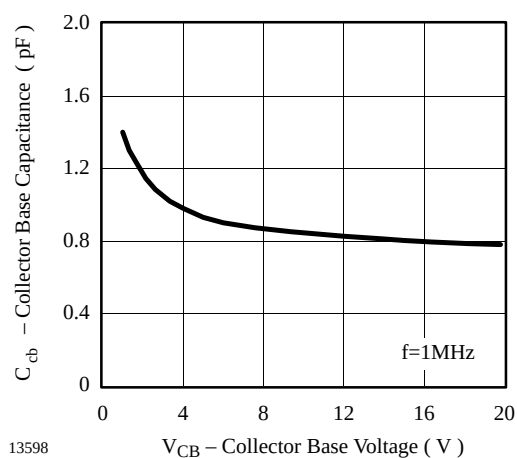


Figure 3. Collector Base Capacitance vs. Collector Base Voltage

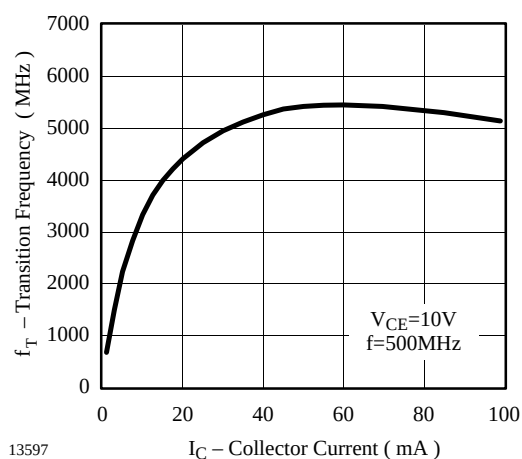


Figure 2. Transition Frequency vs. Collector Current

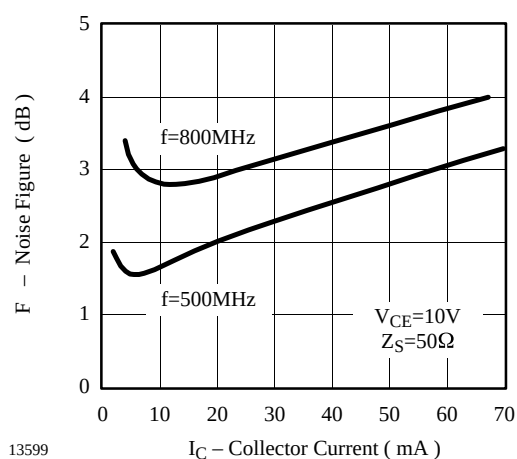


Figure 4. Noise Figure vs. Collector Current

$V_{CE} = 10\text{ V}$ ,  $I_C = 70\text{ mA}$ ,  $Z_0 = 50\ \Omega$

$S_{11}$

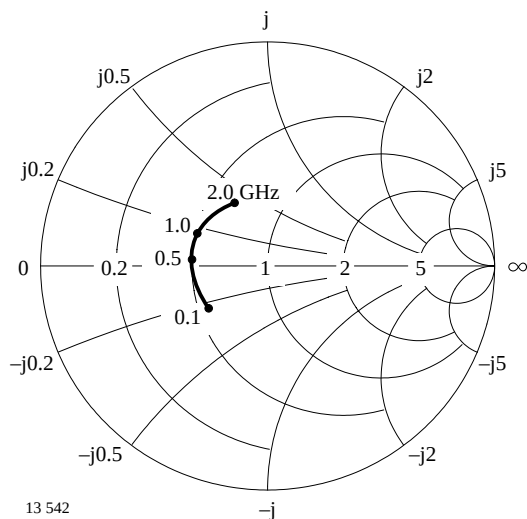


Figure 5. Input reflection coefficient

$S_{12}$

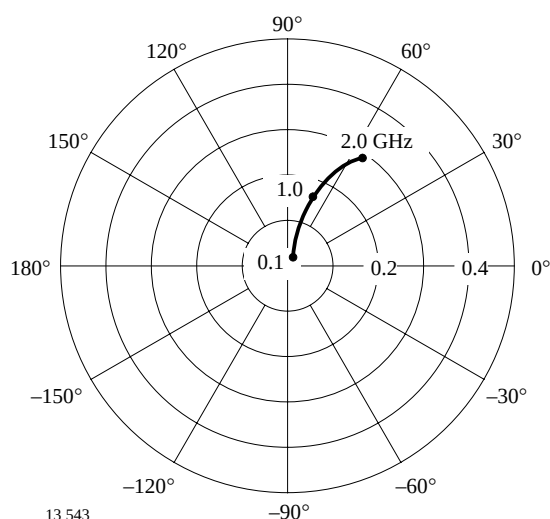


Figure 7. Reverse transmission coefficient

$S_{21}$

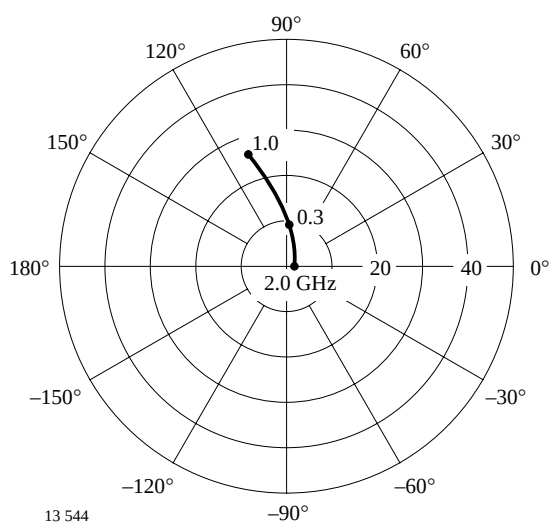


Figure 6. Forward transmission coefficient

$S_{22}$

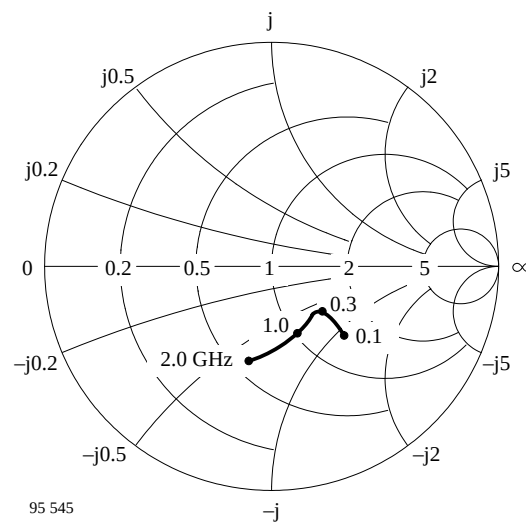


Figure 8. Output reflection coefficient

# DATA SHEET

**BFG135**

**NPN 7GHz wideband transistor**

Product specification  
File under discrete semiconductors, SC14

1995 Sep 13

## NPN 7GHz wideband transistor

## BFG135

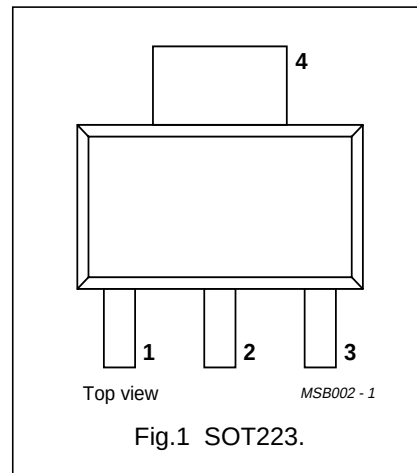
## DESCRIPTION

NPN silicon planar epitaxial transistor in a plastic SOT223 envelope, intended for wideband amplifier applications. The small emitter structures, with integrated emitter-ballasting resistors, ensure high output voltage capabilities at a low distortion level.

The distribution of the active areas across the surface of the device gives an excellent temperature profile.

## PINNING

| PIN | DESCRIPTION |
|-----|-------------|
| 1   | emitter     |
| 2   | base        |
| 3   | emitter     |
| 4   | collector   |



## QUICK REFERENCE DATA

| SYMBOL    | PARAMETER                     | CONDITIONS                                                                                                                                                          | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |
|-----------|-------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|------|
| $V_{CBO}$ | collector-base voltage        | open emitter                                                                                                                                                        | —    | —    | 25   | V    |
| $V_{CEO}$ | collector-emitter voltage     | open base                                                                                                                                                           | —    | —    | 15   | V    |
| $I_C$     | DC collector current          |                                                                                                                                                                     | —    | —    | 150  | mA   |
| $P_{tot}$ | total power dissipation       | up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1)                                                                                                                                | —    | —    | 1    | W    |
| $h_{FE}$  | DC current gain               | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $T_j = 25\text{ °C}$                                                                                               | 80   | 130  | —    |      |
| $f_T$     | transition frequency          | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                      | —    | 7    | —    | GHz  |
| $G_{UM}$  | maximum unilateral power gain | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 500\text{ MHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                    | —    | 16   | —    | dB   |
|           |                               | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 800\text{ MHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                    | —    | 12   | —    | dB   |
| $V_o$     | output voltage                | $d_{im} = -60\text{ dB}$ ; $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $R_L = 75\text{ }\Omega$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ; $f_{(p+q-r)} = 793.25\text{ MHz}$ | —    | 850  | —    | mV   |

## LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

| SYMBOL    | PARAMETER                 | CONDITIONS                           | MIN. | MAX. | UNIT |
|-----------|---------------------------|--------------------------------------|------|------|------|
| $V_{CBO}$ | collector-base voltage    | open emitter                         | —    | 25   | V    |
| $V_{CEO}$ | collector-emitter voltage | open base                            | —    | 15   | V    |
| $V_{EBO}$ | emitter-base voltage      | open collector                       | —    | 2    | V    |
| $I_C$     | DC collector current      |                                      | —    | 150  | mA   |
| $P_{tot}$ | total power dissipation   | up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1) | —    | 1    | W    |
| $T_{stg}$ | storage temperature       |                                      | −65  | 150  | °C   |
| $T_j$     | junction temperature      |                                      | —    | 175  | °C   |

## Note

- $T_s$  is the temperature at the soldering point of the collector tab.



## NPN 7GHz wideband transistor

## BFG135

## THERMAL CHARACTERISTICS

| SYMBOL        | PARAMETER                                           | CONDITIONS                           | THERMAL RESISTANCE |
|---------------|-----------------------------------------------------|--------------------------------------|--------------------|
| $R_{th\ j-s}$ | thermal resistance from junction to soldering point | up to $T_s = 145\text{ °C}$ (note 1) | 30 K/W             |

## Note

- $T_s$  is the temperature at the soldering point of the collector tab.

## CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$  unless otherwise specified.

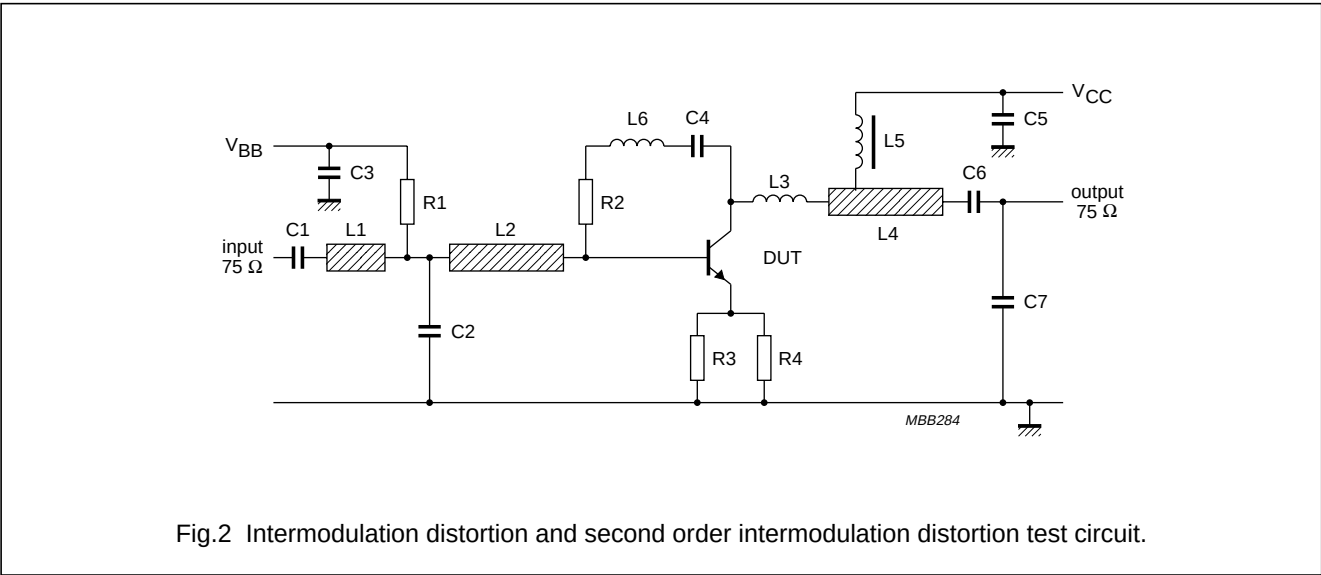
| SYMBOL    | PARAMETER                               | CONDITIONS                                                                                                                                                                         | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT          |
|-----------|-----------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|---------------|
| $I_{CBO}$ | collector cut-off current               | $I_E = 0$ ; $V_{CB} = 10\text{ V}$                                                                                                                                                 | –    | –    | 1    | $\mu\text{A}$ |
| $h_{FE}$  | DC current gain                         | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$                                                                                                                                     | 80   | 130  | –    |               |
| $C_c$     | collector capacitance                   | $I_E = I_e = 0$ ; $V_{CB} = 10\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                      | –    | 2    | –    | pF            |
| $C_e$     | emitter capacitance                     | $I_C = I_c = 0$ ; $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                     | –    | 7    | –    | pF            |
| $C_{re}$  | feedback capacitance                    | $I_C = 0$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 1\text{ MHz}$                                                                                                                            | –    | 1.2  | –    | pF            |
| $f_T$     | transition frequency                    | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 1\text{ GHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                                     | –    | 7    | –    | GHz           |
| $G_{UM}$  | maximum unilateral power gain           | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 500\text{ MHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                                   | –    | 16   | –    | dB            |
|           |                                         | $I_C = 100\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $f = 800\text{ MHz}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$                                                                                   | –    | 12   | –    | dB            |
| $V_o$     | output voltage                          | note 1                                                                                                                                                                             | –    | 900  | –    | mV            |
|           |                                         | note 2                                                                                                                                                                             | –    | 850  | –    | mV            |
| $d_2$     | second order intermodulation distortion | $I_C = 90\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $V_O = 50\text{ dBmV}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ; $f_{(p+q)} = 450\text{ MHz}$ ; $f_p = 50\text{ MHz}$ ; $f_q = 400\text{ MHz}$  | –    | –58  | –    | dB            |
|           |                                         | $I_C = 90\text{ mA}$ ; $V_{CE} = 10\text{ V}$ ; $V_O = 50\text{ dBmV}$ ; $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ; $f_{(p+q)} = 810\text{ MHz}$ ; $f_p = 250\text{ MHz}$ ; $f_q = 560\text{ MHz}$ | –    | –53  | –    | dB            |

## Notes

- $d_{im} = -60\text{ dB}$  (DIN 45004B);  $I_C = 100\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 10\text{ V}$ ;  $R_L = 75\text{ }\Omega$ ;  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ;  $V_p = V_o$  at  $d_{im} = -60\text{ dB}$ ;  $f_p = 445.25\text{ MHz}$ ;  $V_q = V_o - 6\text{ dB}$ ;  $f_q = 453.25\text{ MHz}$ ;  $V_r = V_o - 6\text{ dB}$ ;  $f_r = 455.25\text{ MHz}$ ; measured at  $f_{(p+q-r)} = 443.25\text{ MHz}$ .
- $d_{im} = -60\text{ dB}$  (DIN 45004B);  $I_C = 100\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 10\text{ V}$ ;  $R_L = 75\text{ }\Omega$ ;  $T_{amb} = 25\text{ °C}$ ;  $V_p = V_o$  at  $d_{im} = -60\text{ dB}$ ;  $f_p = 795.25\text{ MHz}$ ;  $V_q = V_o - 6\text{ dB}$ ;  $f_q = 803.25\text{ MHz}$ ;  $V_r = V_o - 6\text{ dB}$ ;  $f_r = 805.25\text{ MHz}$ ; measured at  $f_{(p+q-r)} = 793.25\text{ MHz}$ .

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



List of components (see test circuit)

| DESIGNATION    | DESCRIPTION                       | VALUE | UNIT | DIMENSIONS                            | CATALOGUE NO.  |
|----------------|-----------------------------------|-------|------|---------------------------------------|----------------|
| C1, C3, C5, C6 | multilayer ceramic capacitor      | 10    | nF   |                                       | 2222 590 08627 |
| C2, C7         | multilayer ceramic capacitor      | 1     | pF   |                                       | 2222 851 12108 |
| C4 (note 1)    | miniature ceramic plate capacitor | 10    | nF   |                                       | 2222 629 08103 |
| L1             | microstripline                    | 75    | Ω    | length 7 mm;<br>width 2.5 mm          |                |
| L2             | microstripline                    | 75    | Ω    | length 22mm;<br>width 2.5 mm          |                |
| L3 (note 1)    | 1.5 turns 0.4 mm copper wire      |       |      | int. dia. 3 mm;<br>winding pitch 1 mm |                |
| L4             | microstripline                    | 75    | Ω    | length 19 mm;<br>width 2.5 mm         |                |
| L5             | Ferroxcube choke                  | 5     | μH   |                                       | 3122 108 20153 |
| L6 (note 1)    | 0.4 mm copper wire                | ≈25   | nH   | length 30 mm                          |                |
| R1             | metal film resistor               | 10    | kΩ   |                                       | 2322 180 73103 |
| R2 (note 1)    | metal film resistor               | 200   | Ω    |                                       | 2322 180 73201 |
| R3, R4         | metal film resistor               | 27    | Ω    |                                       | 2322 180 73279 |

Note

- Components C4, L3, L6 and R2 are mounted on the underside of the PCB.  
The circuit is constructed on a double copper-clad printed circuit board with PTFE dielectric ( $\epsilon_r = 2.2$ ); thickness  $\frac{1}{16}$  inch; thickness of copper sheet  $\frac{1}{32}$  inch.

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135

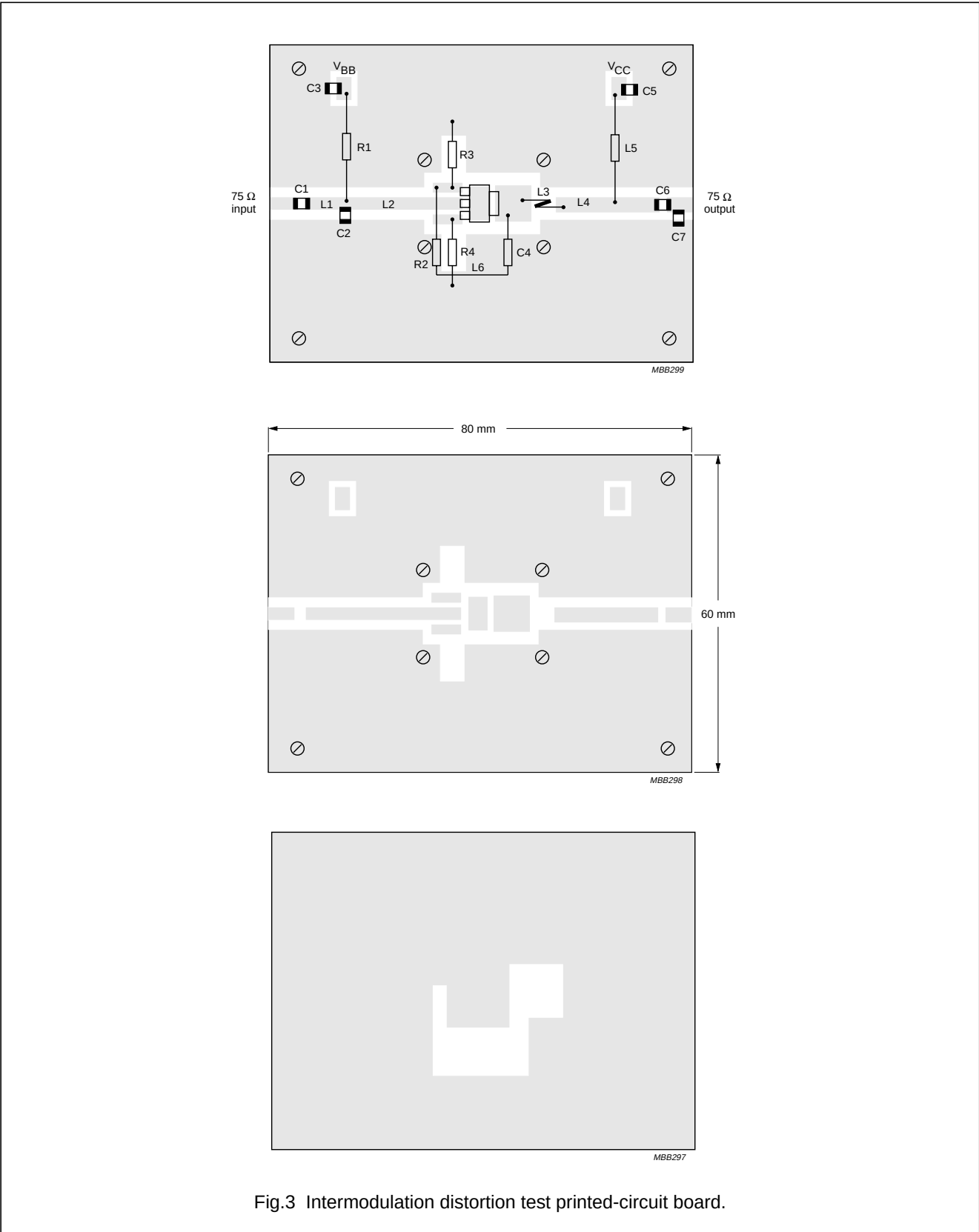
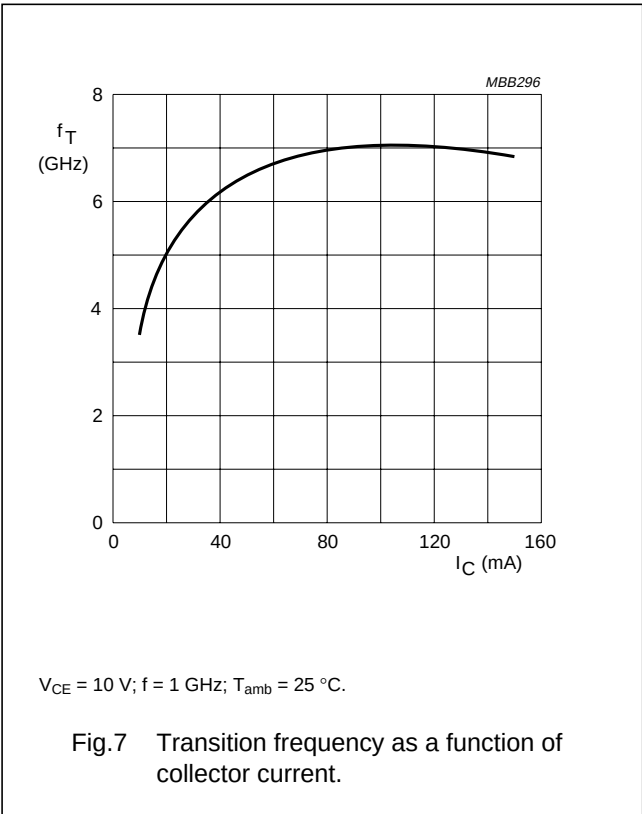
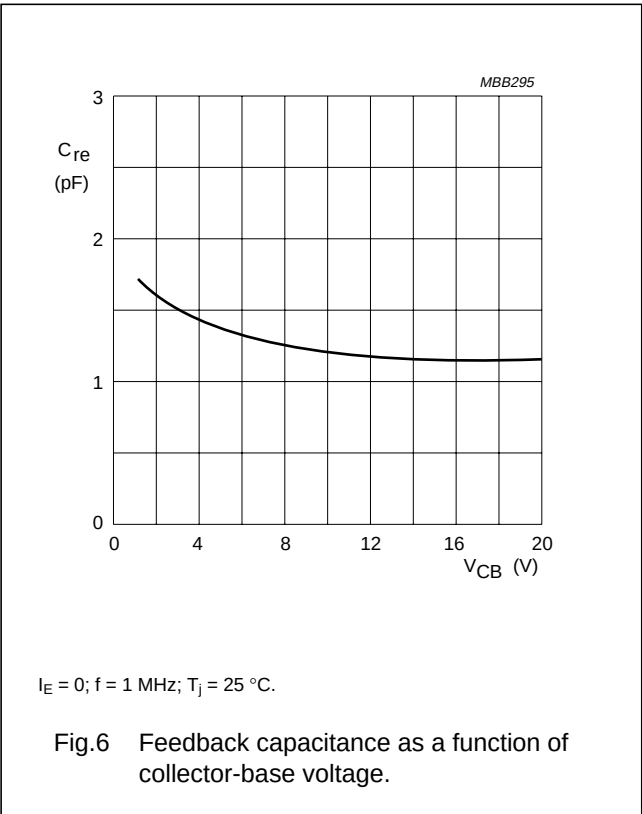
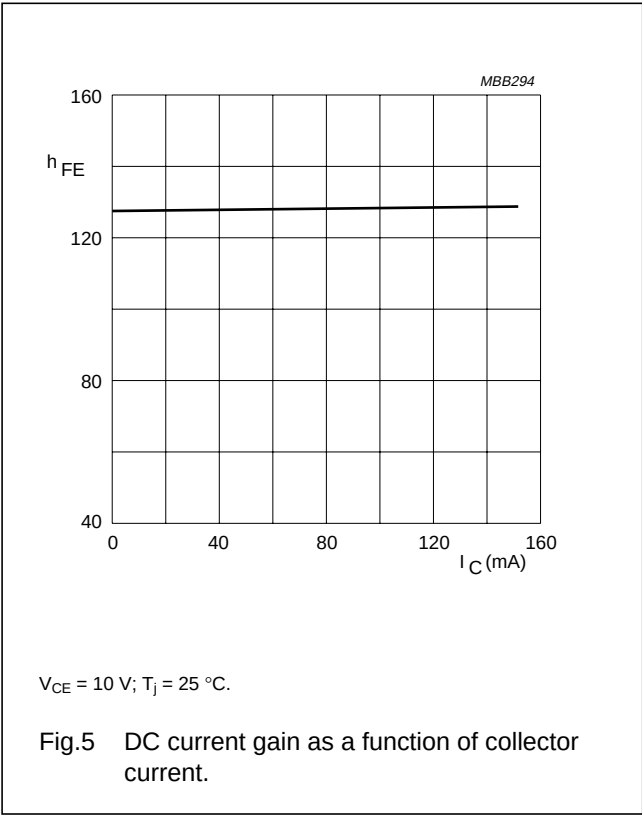
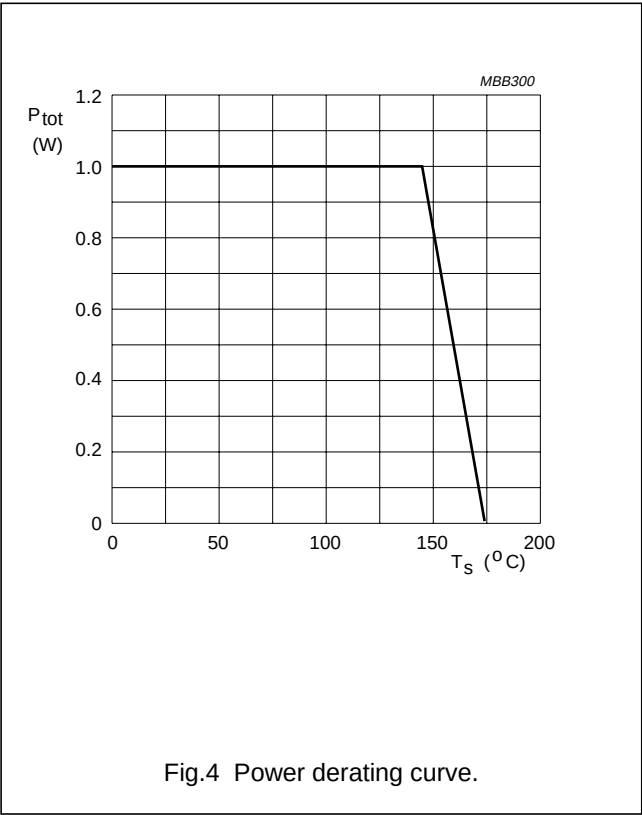


Fig.3 Intermodulation distortion test printed-circuit board.

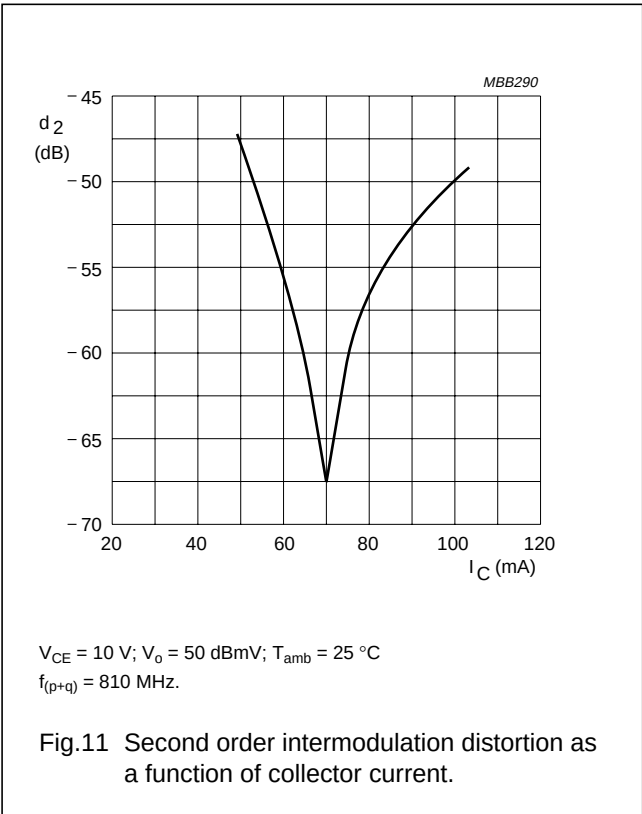
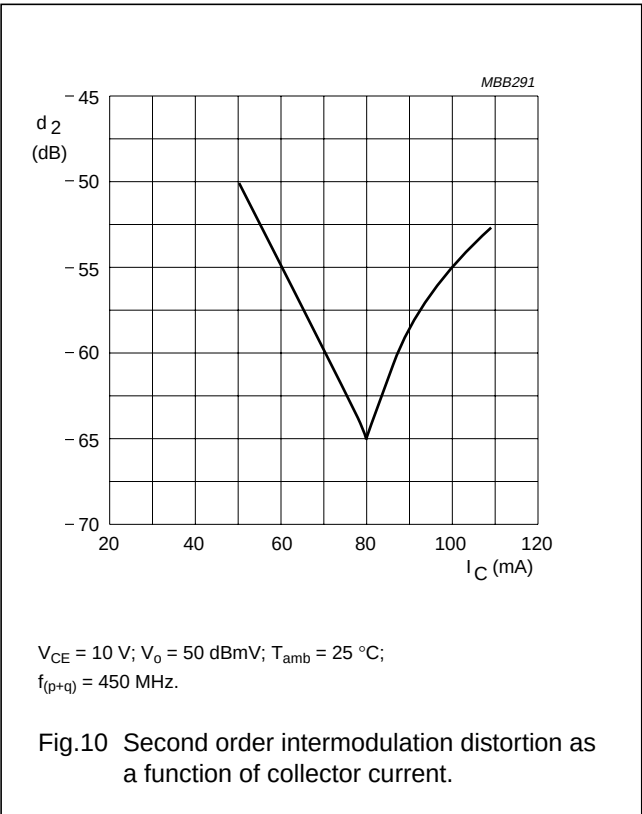
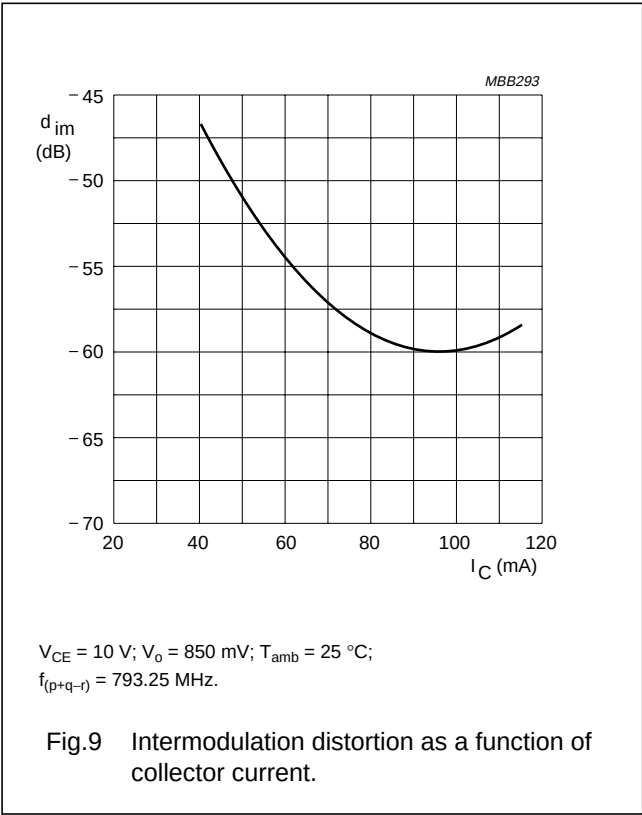
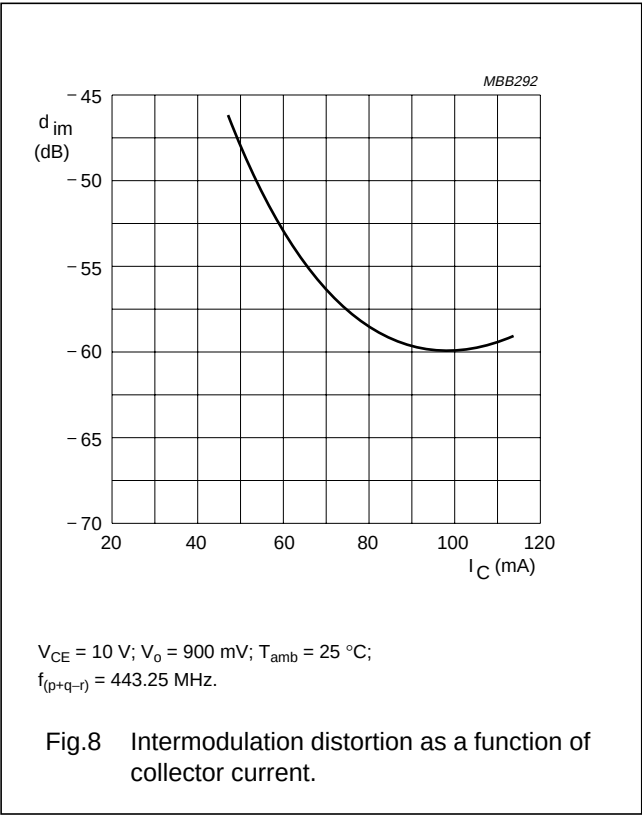
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



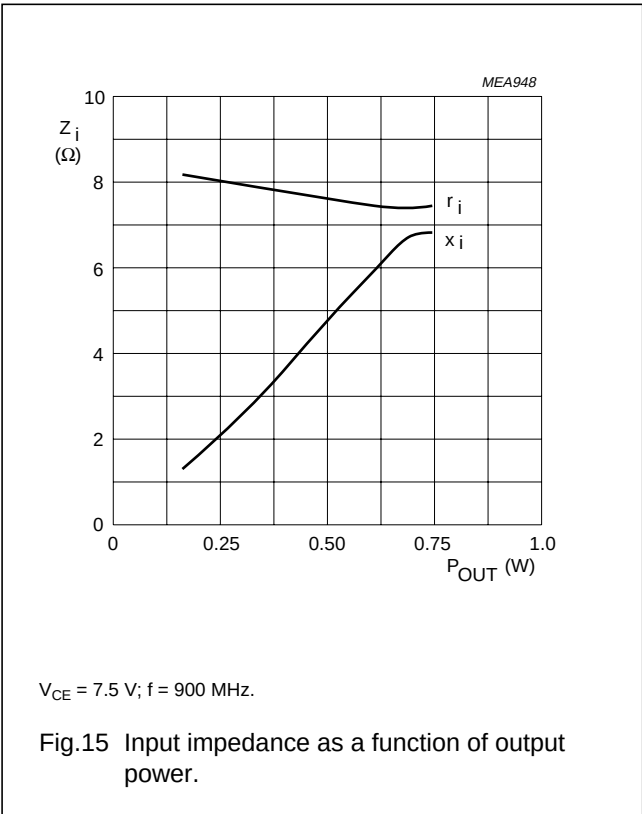
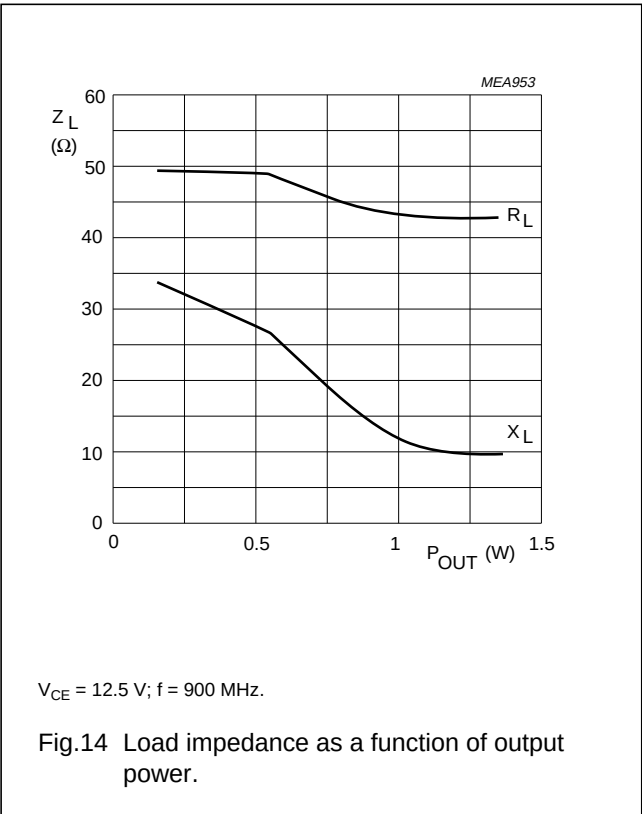
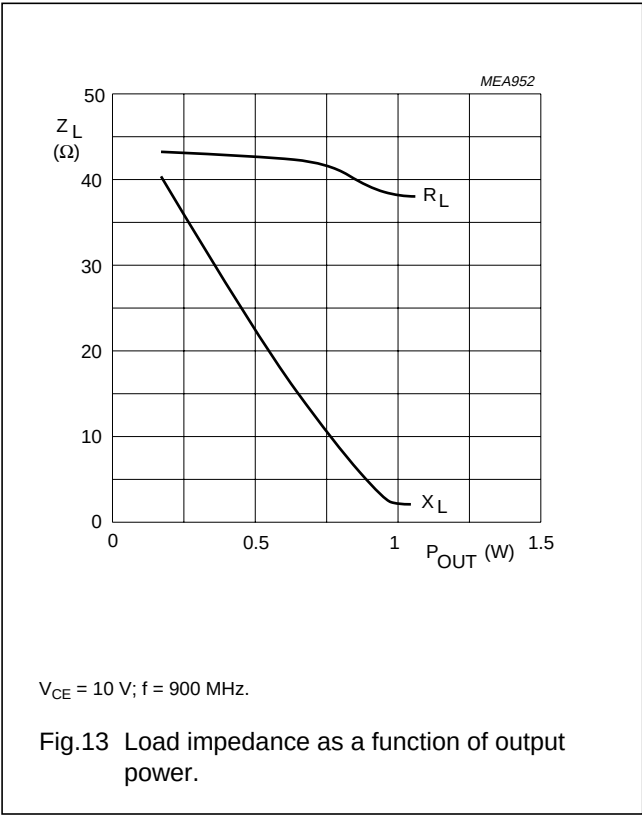
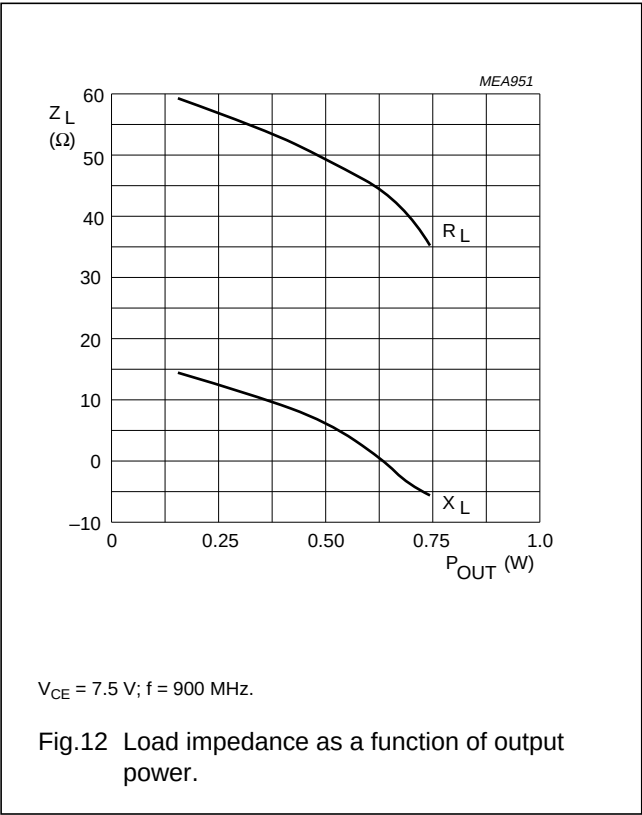
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



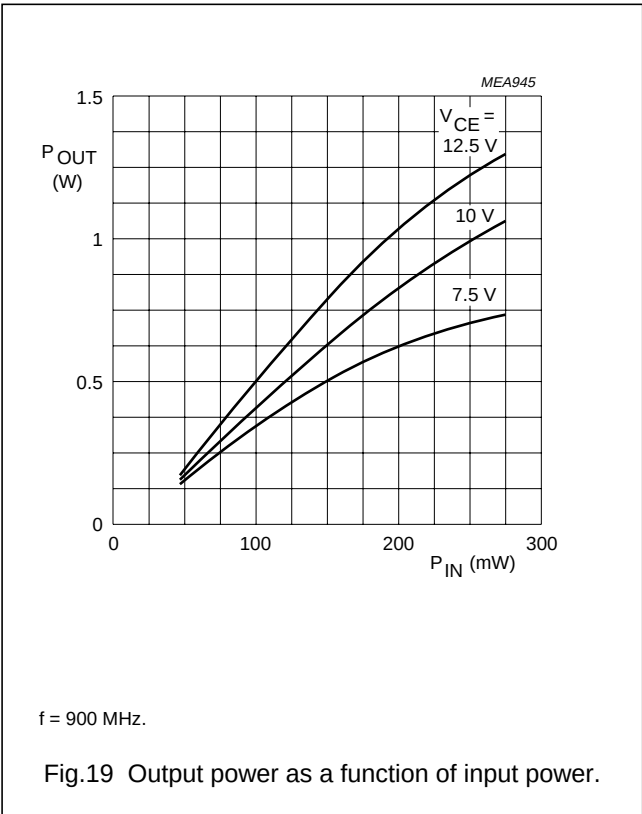
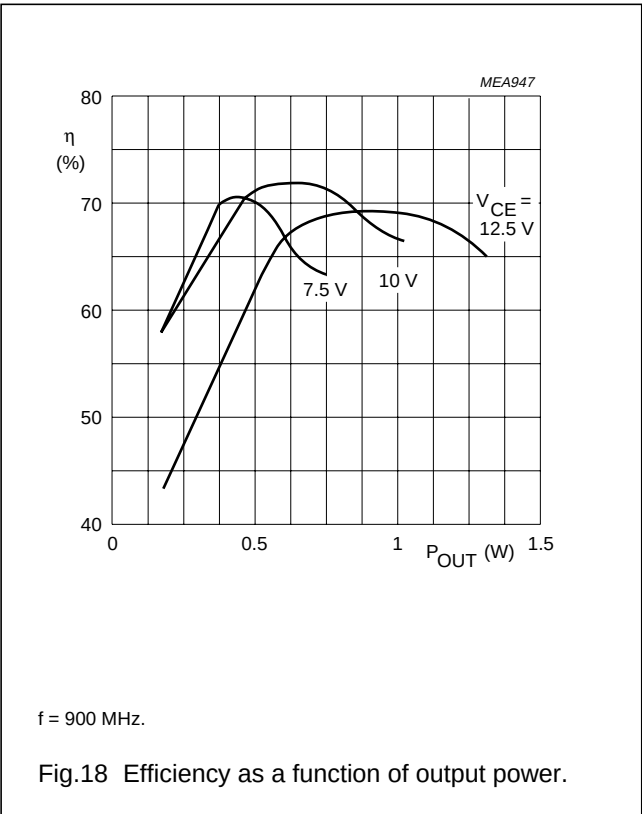
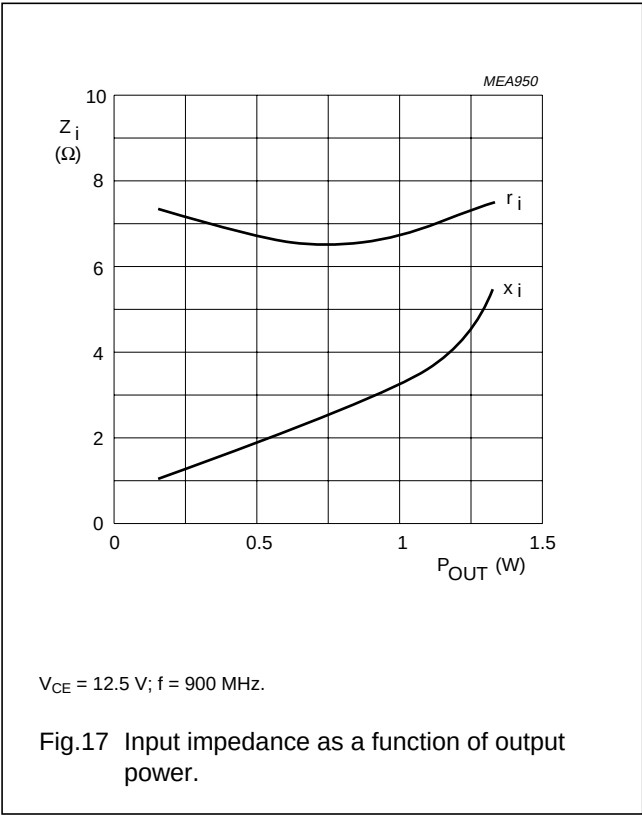
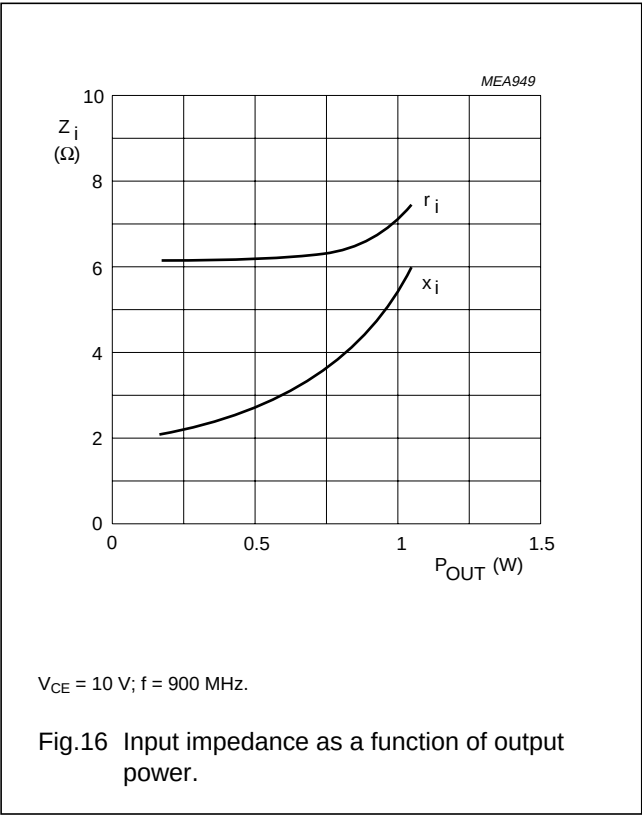
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



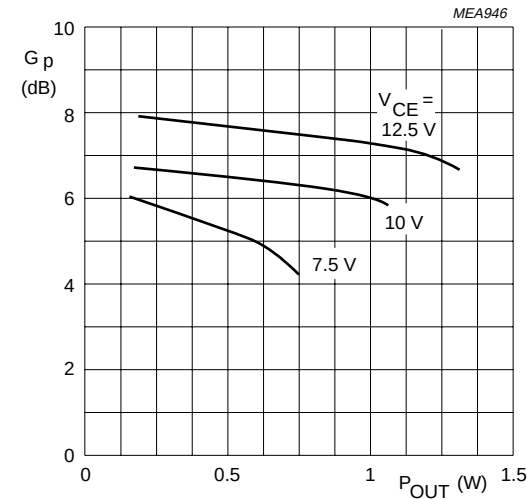
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



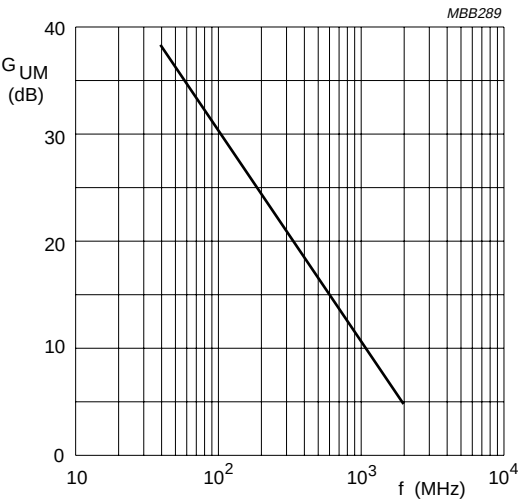
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



$f = 900$  MHz.

Fig.20 Power gain as a function of output power.



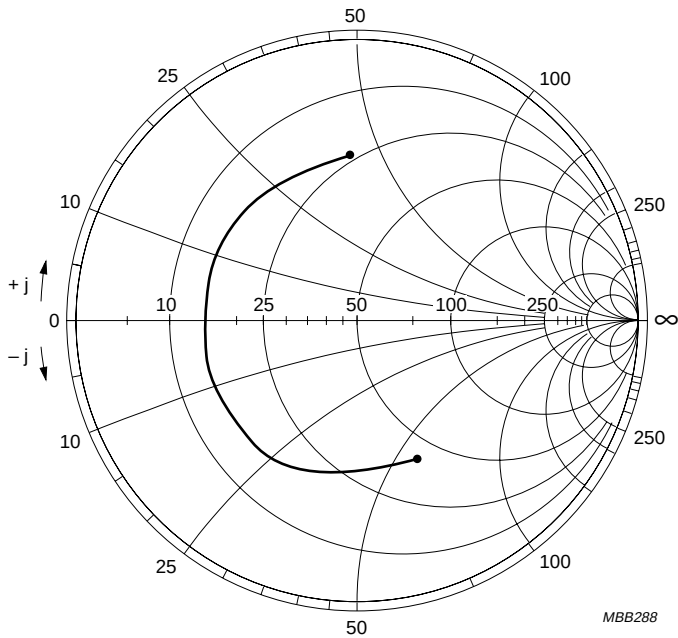
$I_C = 100$  mA;  $V_{CE} = 10$  V;  $T_{amb} = 25$  °C.

Fig.21 Maximum unilateral power gain as a function of frequency.



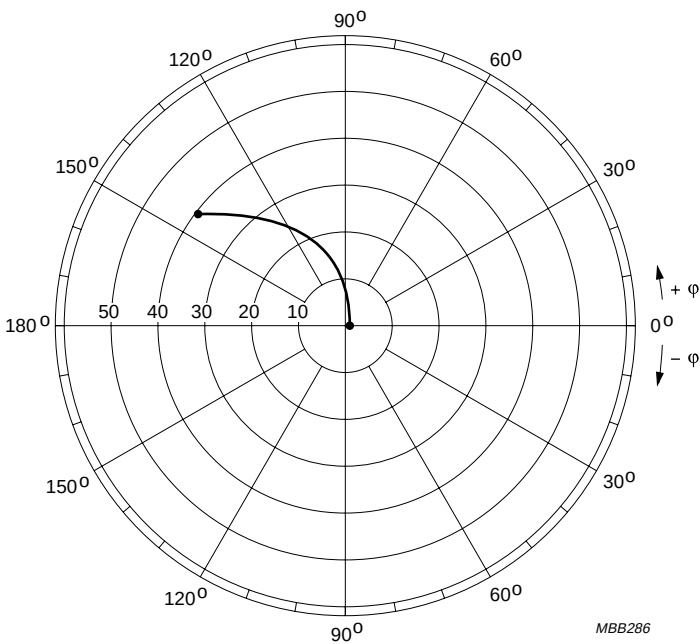
NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



$I_C = 100\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 10\text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;  $Z_0 = 50\text{ }\Omega$ .

Fig.22 Common emitter input reflection coefficient ( $S_{11}$ ).

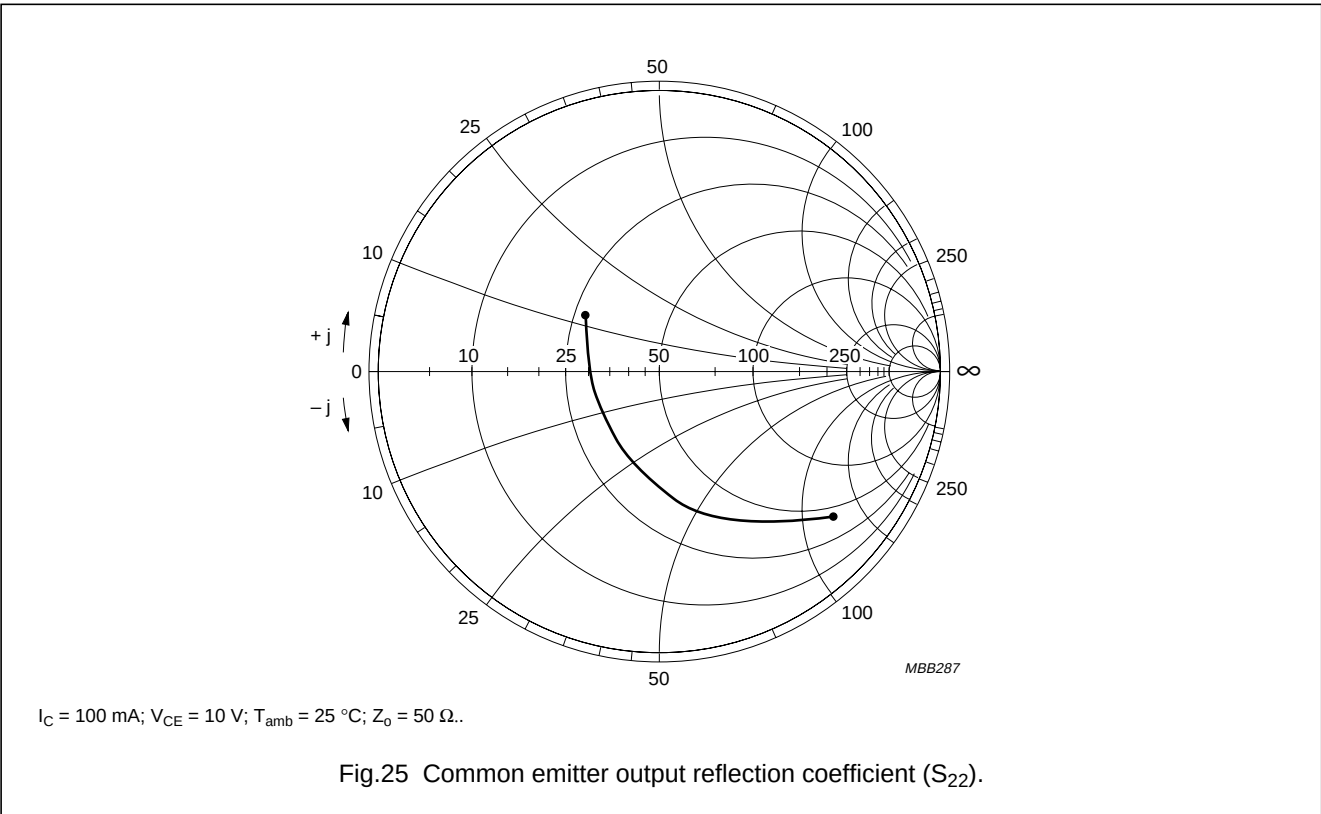
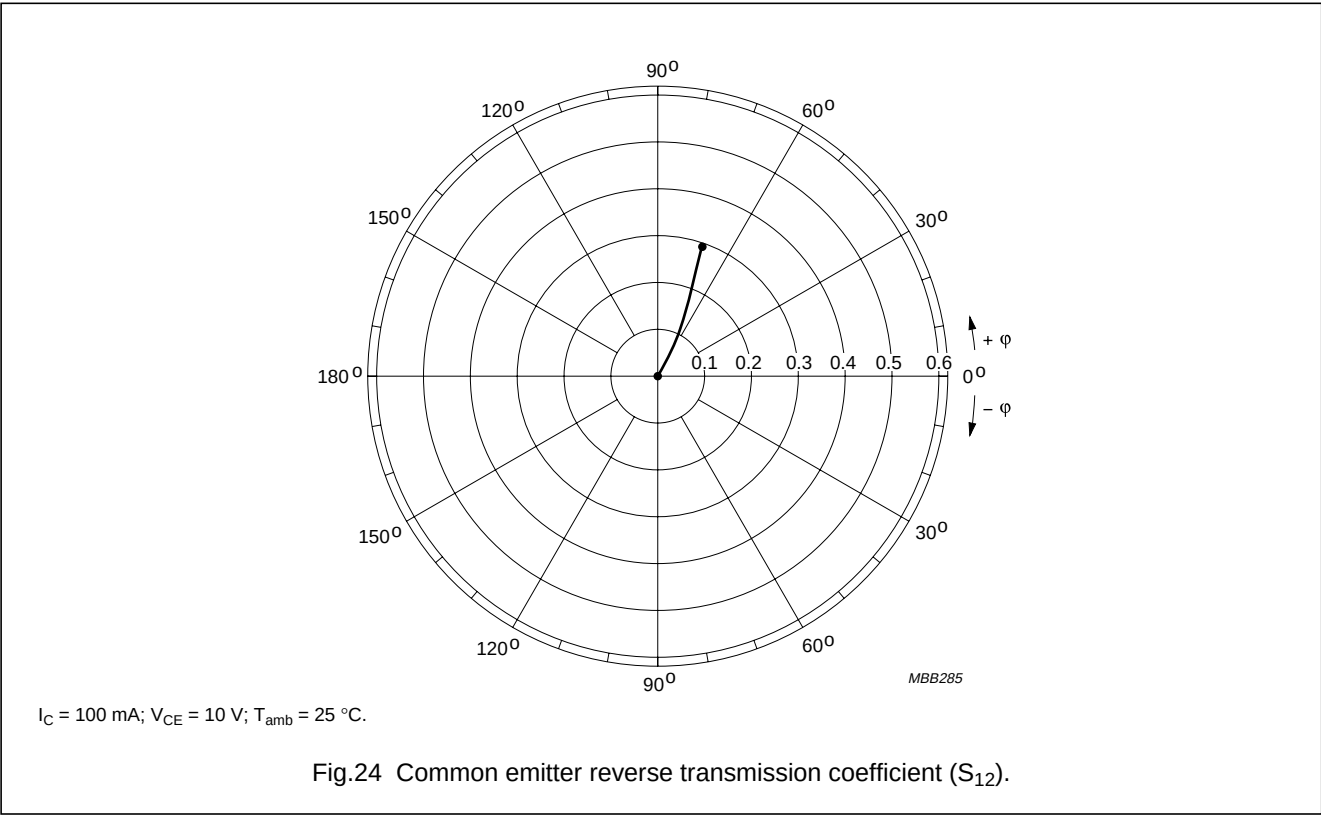


$I_C = 100\text{ mA}$ ;  $V_{CE} = 10\text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Fig.23 Common emitter forward transmission coefficient ( $S_{21}$ ).

NPN 7GHz wideband transistor

BFG135



## K. Referencias

### Referencias

- [1] [www.arivv.it](http://www.arivv.it), Setiembre 2009.
- [2] [www.rfdude.com](http://www.rfdude.com), Setiembre 2009.
- [3] Ph. D. Guillermo Gonzalez. *Microwave transistor amplifiers - Analysis and design*. Pentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J. 07632, 1984.
- [4] Rowan Gilmore and Les Besser. *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, volume 2. Artech House Inc., 685 Canton Street, Norwood, MA 02062, 1984.
- [5] [http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS\\_GET\\_PAGE&nodeId=1406&dDocName=en010014&redirects=c18.](http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1406&dDocName=en010014&redirects=c18.), Setiembre 2009.
- [6] [www.microchip.com](http://www.microchip.com), Setiembre 2009.
- [7] A. Bruce Carlson. *Sistemas de comunicación*. MacGraw-Hill, 1994.
- [8] Dr. Ing. Benigno Rodríguez. Introducción y tipos de antenas.
- [9] Dr. Ing. Benigno Rodríguez. Parámetros de antenas.
- [10] Pertech. <http://www.pertech.com.br/>, Diciembre 2009.
- [11] Steve C. Cripps. *RF Power Amplifiers for Wireless Communication*. Artech House Inc., 685 Canton Street, Norwood, MA 02062, 1999.
- [12] Constantine Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition*. Wiley, 2006.
- [13] G.R. Jessop. *VHF - UHF Manual*. Radio society of Great Britain, 1983.
- [14] Floyd Gardner. *Phaselock Techniques - 3ed.* Ocrubre 2004.
- [15] Saleh R. Al-Araji Zahir M. Hussain Mahmoud A. Al-Qutayri. *Digital Phase Lock Loops - Architectures and Applications*. 20046.
- [16] Dogan Ibrahim. *Advanced PIC Microcontroller Projects in C*. 2008.
- [17] MICROCHIP. *PIC18F2550*.

- [18] SANYO Electric Co. *LC74788 - ON SCREEN DISPLAY CONTROLLER*.
- [19] National Semiconductor. *Video Sync Separator*. Junio 2003.
- [20] PIC OSD a PIC video Superimposer. <http://www.micro-examples.com/public/microex-navig/doc/081-pic-osd-superimposer.html>, Setiembre 2009.
- [21] Pablo Monzón and Juan Piquenela. Notas de sistemas lineales. *Oficina de publicaciones Udelar*, 2006.
- [22] Microstrip. <http://es.wikipedia.org/wiki/Microstrip>, Setiembre 2008.
- [23] Sistemas Analógicos y Digitales. <http://www.monografias.com/trabajos27/analogico-y-digital/analogico-y-digital.shtml>, Noviembre 2008.
- [24] PLL. [http://es.wikipedia.org/wiki/Lazo\\_de\\_seguimiento\\_de\\_fase](http://es.wikipedia.org/wiki/Lazo_de_seguimiento_de_fase), Setiembre 2008.
- [25] PLL (Phase Locked Loop). [http://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked\\_loop](http://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked_loop), Setiembre 2008.
- [26] PIC OSD a PIC video Superimposer. <http://www.micro-examples.com/public/microex-navig/doc/081-pic-osd-superimposer.html>, Setiembre 2009.
- [27] On Screen Display. [http://en.wikipedia.org/wiki/On-screen\\_display](http://en.wikipedia.org/wiki/On-screen_display), Setiembre 2009.
- [28] Video Compuesto. [http://es.wikipedia.org/wiki/V%C3%ADdeo\\_compuesto](http://es.wikipedia.org/wiki/V%C3%ADdeo_compuesto), Setiembre 2009.
- [29] Cámara CCD y Señal de video. [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/lep/hernandez\\_g\\_d/capitulo3.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lep/hernandez_g_d/capitulo3.pdf), Setiembre 2009.
- [30] OSD. <http://www.kapelec.com/altiose1.htm>, Setiembre 2009.
- [31] OSD. [http://hamradio.lakki.iki.fi/new/Atv/pic/OSD/F8BYC%20-%20Incrustation%20vid%82o\\_files/](http://hamradio.lakki.iki.fi/new/Atv/pic/OSD/F8BYC%20-%20Incrustation%20vid%82o_files/), Setiembre 2009.