Universitat Autònoma de Barcelona

Dipòsit digital de documents de la UAB

This is the **published version** of the bachelor thesis:

Teruel Pla, Xavier; Campanella, Humberto, dir. Circuitos de radio-frecuencia (RF) para sistemas móviles 3G-4G, UWB y DTV. 2006. 172 p.

This version is available at https://ddd.uab.cat/record/282368

under the terms of the license

Universitat
Autònoma
de Barcelona

etse

CIRCUITOS DE RADIO-FRECUENCIA (RF) PARA SISTEMAS MÓVILES 3G/4G, UWB y DTV

Memòria del Treball Final de Carrera
d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació,
especialitat Sistemes Electrònics

realitzat per
Xavier Teruel Pla
i dirigit per
Humberto Campanella Pineda

Bellaterra, 22 de Juny de 2006

Universitat Autònoma de Barcelona

etse
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria

El sotasignat, HUMBERTO CAMPANELLA PINEDA

Professor/a de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció per en XAVIER TERUEL PLA

I per tal que consti firma la present.

Signat: .....

Bellaterra, 3 de Juliol de 2006

RESUMEN

El presente proyecto expone un conjunto de diseños alternativos de circuitos integrados de RF (RFIC), basados en otros ya existentes que operan en la banda de 2 a 2,4 GHz, con el objetivo de estudiar las posibilidades que los resonadores de onda acústica de volumen (FBAR) pueden brindar frente a las implementaciones tradicionales *LC* resonantes a la hora de desarrollar diferentes elementos comunes en un transceptor de comunicaciones. En concreto, se presentan tres candidatos: un amplificador de potencia (PA), un amplificador de bajo ruido (LNA) y un oscilador. Para el primer caso, se ha obtenido una integrabilidad del FBAR en el PA comprobándose el transitorio en tensión de drenador y corriente de fuente. Para el caso del LNA, se ha conseguido una ganancia de 29 dB, y ha sido preciso resintonizar el circuito inicial respecto a la implementación con *LC* discreto y replantear la incorporación de una capacidad en serie cuyo objetivo ha servido para poder transformar el esquema eléctrico del FBAR inicial a una equivalencia en paralelo. Para el caso del oscilador, se ha concluido que el FBAR es perfectamente integrable con una tipología de tipo *Pierce*, consiguiendo cumplir ambas condiciones de *Barkhausen*, sobradamente. En todos los casos, se han estudiado diferentes sintonizaciones de los parámetros del resonador, utilizando para ello el modelo de *Butterworth – Van Dyke Modificado* (MBVD).

RESUM

El present projecte exposa un conjunt de disenys alternatius de circuits integrats de RF (RFIC) basats en altres ja existents, que treballen en la banda de freqüència de 2 a 2,4 GHz amb l'objectiu d'estudiar les possibilitats que els ressonadors d'ona acústica de volum poden oferir davant de les implementacions tradicionals en *LC* ressonants quan es volen desenvolupar diferents components comuns en qualsevol transceptor estàndard de comunicacions. En concret, es presenten tres candidats: un amplificador de potència, un LNA i un oscil·lador. En el primer cas, s'ha obtingut una integrabilitat del FBAR en el PA comprovant el transitori en tensió de drenador i corrent de font. En el cas del LNA, s'ha aconseguit un guany de 29 dB però, a part, ha calgut re-sintonitzar el circuit respecte a la implementació en *LC* original, i la incorporació en sèrie d'una capacitat per transformar l'esquema elèctric del FBAR en un equivalent en paral·lel. Pel que fa al cas de l'oscil·lador, es pot concloure que el FBAR és perfectament integrable amb una topologia de tipus *Pierce* i permet acomplir ambdues condicions de *Barkhausen* satisfactoriament. En tots els casos, s'han estudiat diferents sintonitzacions dels paràmetres del ressonador emprant, per aquest propòsit, el model de *Butterworth – Van Dyke Modificat* (MBVD).

ABSTRACT

This project exhibits a set of alternative designs of RF Integrate Circuit (RFIC), based an other works, which operate at 2 to 2.4 GHz and studies the possibilities of bulk acoustic wave resonators (FBAR) when compared to traditional *LC* resonators for when used for developing common elements in a communications transceiver. Specifically, three candidates are presented: a power amplifier (PA), a low noise amplifier (LNA) and an oscillator. The first one, the study obtains FBAR integrability in PA whilst testing voltage drain and current source transitories. For the second one, this project managed to get a 29-dB gain and, furthermore, a different circuit tunning was necessary with regard to the original lumped *LC* implementation and a serial capacitance was added and in order to convert FBAR electrical schematic to its parallel equivalent. For the oscillator's case, it is presented a satisfactory choice using FBAR into *Pierce* oscillator topology and *Barkhausen*'s criteria are accomplished. Finally, for all of the cases, this project studies different resonator parameter tunings for resonator using *Modified Butterworth – Van Dyke* (MBVD) model.

CONTENIDOS

Resumen i

Introducción ii

Capítulo 1. Resonador de onda acústica de volumen (FBAR)

1.1 Introducción 1

1.2 Circuito equivalente resonante para un FBAR ideal 1

1.3 Fundamentos de los resonadores BAW/FBAR 3

1.3.1 Funcionamiento básico de un FBAR 6

1.3.2 El coeficiente de acoplo electromecánico 7

1.3.3 La impedancia acústica 9

1.3.4 Otros parámetros de caracterización 10

1.3.4.1 Factor de calidad 10

1.3.4.2 Figura de mérito 12

1.3.4.3 Full Width at Half Maximum (FWHM) 13

1.3.4.4 Coeficiente de temperatura en frecuencia (TCF) 15

1.4 Resonador FBAR tipo "*Air – Gap* " 15

1.5 Diseño y métodos de fabricación de los FBARs 17

1.6 Modelo modificado del resonador FBAR (MBVD) 21

1.7 Sumario 23

Referencias 23

Capítulo 2. Oscilador Pierce integrado con FBAR

2.1 Introducción 27

2.2 Fundamentos del oscilador 27

2.2.1 Nociones básicas 27

2.2.2 Condiciones para la oscilación 30

2.3 El estudio en lazo abierto del oscilador 32

2.4 El efecto *pulling* del oscilador 33
2.5 Definición del modelo de oscilador utilizado 34
2.6 Estudio sobre la variabilidad de los parámetros de diseño del oscilador 37
2.6.1 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de C1 y C2 37
2.6.2 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de R1 y R2 38
2.6.3 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de R3 39
2.6.4 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de C1 y C2 40
2.6.5 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de R1 y R2 43
2.6.6 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de R3 45
2.7 Modelo definido y simulaciones 47
2.8 Sumario 52
Referencias 53

Capítulo 3. Integración de un FBAR en un amplificador de potencia de clase E

3.1 Introducción 55
3.2 Fundamentos sobre amplificadores de potencia (PA) 55
3.3 El PA de clase E 58
3.4 Análisis de un PA clase E: comportamiento de interruptor 60
3.5 Análisis transitorio del PA clase E 74
3.6 Sumario 80
Referencias 81

Capítulo 4. Amplificador de bajo ruido (LNA) basado en FBAR

4.1 Introducción 84
4.2 Fundamentos sobre el LNA 84

4.3 Modelo de trabajo y simulaciones para el LNA clásico 88
4.4 Estudio del modelo LNA con carga resonante provista por el FBAR 96
4.5 Comprobaciones en el dominio frecuencial 105
4.6 Sumario 106
Referencias 107
Conclusiones generales 110

Anexos

Anexo 1 – Caracterización del FBAR
Anexo 2 – FBAR tipo Solidly Mounted Resonator (SMR)
Anexo 3 – FBAR tipo "*Air – Gap*"
Anexo 4 – Fabricación FBARs con PZT
Anexo 5 – Modelo de inductancia en RF
Anexo 6 – Caracterización del oscilador en lazo abierto
Anexo 7 – Modelo clásico de PA Clase E
Anexo 8 – Modelo clásico de LNA
Anexo 9 – Definición de los parámetros de diseño en DC del CMOS

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Equivalente eléctrico de un resonador FBAR BVD 2
Figura 1.2. Gráfica donde se puede observar la función *FWHM* 13
Figura 1.3. (a) Temporalmente se habilita un soporte sobre el sustrato para la fabricación de los electrodos y la membrana de AIN.
(b)Posteriormente a la fabricación de los electrodos y la membrana piezoeléctrica, se elimina el soporte habilitando, por tanto, el espacio característico de este modelo FBAR 16
Figura 1.4. Sección transversal de un FBAR tipo "*AIR – GAP*" integrado sobre un RFIC 17
Figura 1.5. (a) Imagen de la superficie de un electrodo *Mo* generada por AFM (*Atomic Force Microscopy*) sin considerar capas intermedias de *Au/Ti*.
(b) Imagen de la superficie de un electrodo *Mo* generada por AFM (*Atomic Force Microscopy*) considerando capas intermedias de *Au/Ti* 20
Figura 1.6. Equivalente eléctrico del FBAR modelo MBVD 21
Figura 2.1. (a) Representación en bloque de la función de transferencia ideal de un circuito oscilador.
(b) Esquema bipuerto de un circuito oscilador con sus impedancias Equivalentes de entrada 28
Figura 2.2. Modelo LC con sus resistencias por rama y su equivalente R_P 29
Figura 2.3. Representación del bloque de función de transferencia con la adición de una red de frecuencia selectiva de estabilización 29
Figura 2.4. Esquema de un oscilador con regulador de amplitud de ruido 32
Figura 2.5. Representación en bloque del sistema en lazo abierto del oscilador 33
Figura 2.6. Esquema donde se puede apreciar el desplazamiento en frecuencia o efecto *pulling* del oscilador 34

Figura 2.7. (a.) Esquemático del Pierce con FBAR
(b.) Esquemático del Pierce con esquivalente eléctrico del FBAR 35
Figura 2.8. (a.) Esquemático eléctrico donde es posible apreciar los puntos de ruptura para el estudio en lazo abierto.
(b.) Esquemático eléctrico desarrollado del expuesto en la §fig. 2.7 (a) en pequeña señal 36
Figura 2.9. (a.) Esquemático resultante del oscilador habiendo hecho la ruptura en la puerta (P_G)
(b.) Esquemático resultante del oscilador habiendo hecho la ruptura en el drenador (P_G) 36
Figura 2.10. Evolución de la g_m respecto a los diferentes valores de C1 y C2 propuestos 38
Figura 2.11. Evolución de la g_m tomando ciertos valores de R1 y R2 ……..... 39
Figura 2.12. Nótese la rigidez de la g_m dada la evolución de ésta debida a los diferentes valores aportados para la resistencia R3..... 40
Figura 2.13. Evolución de la ganancia del sistema en lazo abierto dados unos ciertos valores de C1 y C2 según los parámetros de R1 y R2 predefinidos ……..... 41
Figura 2.14. Valores de la fase respecto a las diferentes C1 y C2 aportadas dadas unas resistencias R1 y R2 fijas 42
Figura 2.15. Evolución de la ganancia según los datos requeridos (R1 y R2) para ciertas C1= C2. 43
Figura 2.16. Figura donde se puede apreciar la variación de la fase según los diferentes valores de R1 = R2 para unas C1 = C2 fijadas 44
Figura 2.17. Representación de la ganancia para valores diferentes de R3, fijados R1, R2, C1 y C2 45
Figura 2.18. Evolución de la fase para diferentes valores de R3, fijados los cuatro restantes 46
Figura 2.19. (a) Diagrama de Nyquist en el cual se puede apreciar inestabilidad.
(b) Ampliación de la zona de -1 donde se puede observar que, en efecto, la función esquiva el punto crítico 48

Figura 2.20. (a) Representación de la magnitud y de la fase respecto a la frecuencia.
(b) Detalle de la fase inicial del sistema. Notar que al llegar a los -360° ya se establecerá la condición de fase de *Barkhausen* 49
(c) Detalle de los puntos (rojo) que pueden ser suceptibles a oscilar pues cumplen ambos criterios de *Barkhausen* 50
Figura 2.21. (a) *Root Locus* referente al oscilador de Pierce con FBAR estudiado.
(b) Ampliación donde se aprecia como el polo sobrepasa el eje de las ordenadas para, posteriormente, regresar al semiplano negativo llegando al cero 51
Figura 3.1. Amplificador de potencia con una carga acoplada a su salida 56
Figura 3.2. Esquema eléctrico general de un PA clase E 59
Figura 3.3. Esquema eléctrico equivalente en el primer estado discreto del CMOS: estado ON 62
Figura 3.4. Diagrama de Nyquist donde se aprecia cierta inestabilidad 64
Figura 3.5. Representación frecuencial de la magntud y la fase en el modo ON 64
Figura 3.6. Lugar de las raíces que caracteriza el resonador *LC* en modo ON 65
Figura 3.7. Diagrama de Nyquist con FBAR en modo ON..... 66
Figura 3.8. Magnitud y fase de la carga resonadora FBAR en modo *switch* ON 66
Figura 3.9. *Root Locus* del resonador modelo interruptor en modo ON con carga FBAR 67
Figura 3.10. Detalle del par *polo – cero* en el borde del eje de estabilidad 68
Figura 3.11. Esquema eléctrico relativo al equivalente en modelo OFF del CMOS..... 69
Figura 3.12. Diagrama de Nyquist del modelo OFF para *LC*..... 70
Figura 3.13. Respuesta frecuencial en magnitud y fase para el modo OFF con LC 70
Figura 3.14. *Root Locus* en modo OFF para un resonador LC..... 71
Figura 3.15. Diagrama de Nyquist del modelo OFF para el resonador FBAR 72
Figura 3.16. Respuesta frecuencial en magnitud y fase en modo OFF con

el FBAR 72
Figura 3.17. *Root Locus* en modo OFF para un resonador FBAR 73
Figura 3.18. Detalle donde se puede apreciar la estabilidad del par cero – polo 73
Figura 3.19. Formas de onda correspondientes a la corriente de drenador y a la tensión *drain – source* 75
Figura 3.20. Forma de onda en tensión en el drenador utilizando el resonador LC 76
Figura 3.21. Forma de onda en corriente en el drenador utilizando el resonador LC 77
Figura 3.22. Forma de onda en tensión en drenador utilizando el resonador FBAR 78
Figura 3.23. Forma de onda relativa al drenador cuando se ha utilizado una carga resonadora FBAR 79
Figura 3.24. Salidas de tensión y corriente a través de la resistencia de carga de 6,76 Ω 80
Figura 4.1. Esquema eléctrico de un LNA con una inductancia degenerativa y dos CMOS en cascada 86
Figura 4.2. Esquema eléctrico del LNA sintonizado a 2.259 GHz por la red L_{OUT} C_{OUT} en paralelo 89
Figura 4.3. Equivalente eléctrico a la entrada del LNA en el transistor M1 90
Figura 4.4. Diagrama de Nyquist donde se puede apreciar la inestabilidad del LNA con el modelo LC diseñado 93
Figura 4.5. Respuesta frecuencial en magnitud y fase del LNA diseñado 93
Figura 4.6. Lugar de las raíces donde se puede observar el polo inestable 94
Figura 4.7. Ampliación del polo donde se aprecia que se sitúa a unos 492 GHz 94
Figura 4.8. Detalle del Root Locus del LNA 95
Figura 4.9. Capacidad observada desde el punto P 96
Figura 4.10. Disposición en serie de las capacidades $C_{OBSERVADA}$ y C_{ADAPT} 97
Figura 4.11. Esquema eléctrico parcial equivalente de la carga en

paralelo 98
Figura 4.12. Esquema eléctrico completo para el equivalente en paralelo..... 98
Figura 4.13. (a) Representación general del esquemático eléctrico con FBAR.
(b) Adaptación del FBAR, originalmente en configuración en serie, a una topología en paralelo mediante la inserción se un conjunto C_{ADAPT} y R_{ADAPT} en paralelo 100
Figura 4.14. Diagrama de Nyquist del LNA con resonador FBAR en la carga 101
Figura 4.15. Ampliación del diagrama de Nyquist referido en la §fig. 4.13 102
Figura 4.16. Respuesta de la magnitud y la fase con el FBAR en la carga 102
Figura 4.17. *Root Locus* proveniente del LNA FBAR 103
Figura 4.18. Detalle donde se aprecia el par cero – polo de la §fig. 4.16 104
Figura 4.19. Comparación de la respuesta frecuencial a una entrada seno 105

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. Diseño de los parámetros de sintonización del FBAR presentado en este proyecto 22
Tabla 1.2. Caracterización de los aspectos más relevantes del FBAR 22
Tabla 2.1. Principales parámetros de diseño del oscilador presentado 47
Tabla 3.1. Clasificación de las diferentes clases de amplificadores de potencia con las modulaciones más características 58
Tabla 3.2. Caracterización de los parámetros en DC 61
Tabla 4.1. Relación de los principales parámetros en DC del LNA diseñado 91

Introducción

A medida que las tecnologías de radio frecuencia (RF) han ido madurando, son muchas las opciones que se han ido desarrollando para la implementación de circuitos integrados de RF (RFIC): desde los métodos más baratos y con menos capacidad a la hora de operar a frecuencias muy altas (≈1GHz) como puedan ser las concatenaciones de PA discretos iniciados en 1996 y profusamente usados hasta 2000 para aplicaciones GSM **[1]**, o bien otras más elaboradas, caras y complejas como los circuitos integrados monolíticos para microondas (*MMIC*) **[2]**; también resultó una buena opción la utilización de ciertos módulos amplificadores de potencia que permitían la combinación de distintas tecnologías: GaAs Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) cuya tecnología es la más rápida dentro de los dispositivos de silicio con grosores de pocos nanómetros (20 nm) **[3]**, Laterally-Diffused Metal Oxide Silicon (LDMOS) dispositivos que se caracterizan por presentar un elemento óxido de metal lateral adicional entre emisor y base con la finalidad de generar grandes tensiones (30V -80V) debido a su importante resistividad **[4]**, SiGe, etc. posibilitando una mayor funcionalidad en adaptaciones de antenas, cargas de conmutación o bien controladores de potencia, estos módulos están pensados para que en un futuro se puedan utilizar para posibles implementaciones de cierto ancho de banda como, por ejemplo, en aplicaciones de acceso múltiple por división de código (CDMA) **[5]**; así como también la tradicional tecnología bipolar, la cual se presta como una opción interesante utilizada para aplicaciones de gran ancho de banda (UWB) **[6]**. Otra familia importante a considerar es la formada por los llamados filtros de RF micromecánicos: MEMS**,** los cuales han demostrado ser muy atractivos en la implementación de resonadores con factores de calidad (Q) mayores de 10.000 a frecuencias de alrededor de los 1,5GHz, destinados, por tanto, a futuros dispositivos de acceso múltiple inalámbricos **[7]**.

Siguiendo con esta evolución, los filtros cerámicos, los cuales son relativamente grandes pero de bajo coste, presentan elementos piezoeléctricos altamente estables que funcionan como resonadores mecánicos cuya frecuencia de resonancia se puede ajustar según el grosor de los elementos cerámicos **[8]**. Los resonadores cerámicos han sido

diseñados para su consumo masivo en osciladores y se caracterizan por ser compactos y ligeros [9].

Seguidamente aparecen los filtros de onda acústica de superficie (SAW) profusamente utilizados en dispositivos transceptores de los terminales móviles para la eliminación de ciertas componentes de ruido fuera del espectro a utilizar con el objetivo de prevenir de sobrecargas al elemento amplificador de bajo ruido (LNA) y, por ende, garantizar una cierta protección [10]. A pesar de todo ello, los SAW tienen un importante inconveniente: a frecuencias superiores a los 2,5 GHz**,** precisan de sustratos de diamante para su mayor aislamiento [11], lo cual los encarecen de manera notoria. Además en dicha frecuencia se observan serias limitaciones para con los costes litográficos cuyos diseños deben suplir resoluciones de hasta 0.25 μm. Otro inconveniente radica en la capacidad de transmisión de potencia, puesto que para transmitir 1 W de potencia de RF se generan grandes densidades de corriente en las angostas estructuras interdigitadas, produciendo, como consecuencia directa, una electromigración y un sobrecalentamiento del conjunto resonador [11]. Preciso es resaltar la sensibilidad de sus estructuras interdigitadas a las descargas electrostáticas, puesto que sin la adecuada protección, un pulso de 0.1 kV ESD puede dañar seriamente el dispositivo de RF. Finalmente, se añade que los factores de calidad de los SAW para generación de filtros son, típicamente, inferiores a los 400 [11] [12] y , además, presentan menos selectividad de RF en aplicaciones de comunicaciones móviles respecto a los FBARs [13].

Una posible alternativa a los SAW, la cual será objeto en este proyecto, es el resonador de onda acústica de volumen (BAW). Básicamente, un BAW consiste en dos electrodos con una película piezoeléctrica entre ambos, en los cuales las ondas acústicas son estimuladas eléctricamente. El resonador está compuesto por capas sobre un sustrato y se presenta aislado por un reflector acústico que evita las pérdidas hacia el exterior. Dicho sustrato puede ser de nitruro de silicio mientras que la película piezoeléctrica puede estar constituida de un compuesto llamado nitruro de aluminio (AlN). La tecnología BAW podría, en principio, integrarse con la tecnología tradicional pasiva, lo cual lo hace una alternativa sumamente atractiva [14].

Cabe destacar el papel preponderante del CNM (Centro Nacional de Microelectrónica), en el cual se llevan a cabo implementaciones resonantes que se basan en dicha tecnología BAW, el CNM se trata del centro público más grande de España de desarrollo e investigación en el área de la microelectrónica y posee dos sedes más a parte de la ubicada en Barcelona: el CNM de Madrid y el CNM de Sevilla. Por tanto, el tema de este PFC (FBAR) se puede enmarcar como uno de los múltiples proyectos que abarcan los investigadores del CNM, en el cual se desarrolla una tecnología propia puntera en el país.

Como ya se ha dicho, surgen importantes inconvenientes para el tipo de resonador SAW: para empezar, la limitación que presenta para determinados rangos de frecuencia relativamente altos, donde se hace difícil el procesado de la señal de trabajo. De hecho, cuando esta frecuencia de operación excede de los 2GHz, el resonador de onda acústica FBAR (*Film Bulk Acoustic Resonator*) demuestra ser inherentemente mejor que los dispositivos SAW debido, básicamente, a las muy bajas pérdidas de inserción, una mayor capacidad de trabajo con potencias de entrada relativamente altas (≈ 4W) y bien apreciado por su reducido tamaño. **[15]**, además, pese a que de por sí el FBAR ya es bastante estable, existen técnicas de compensación de temperatura (capacidades *Air – Gap* de superficie o bien estructuras *cantilever* de SiO_2) para mejorar dicha estabilidad **[16]**.

Por todo lo dicho anteriormente, este proyecto estudia configuraciones alternativas basadas en la tecnología FBAR para la implementación de tres circuitos de RF: un amplificador de potencia clase E (PA), un amplificador de bajo ruido (LNA) con resonador *LC* y un oscilador de tipo Pierce. Los objetivos serán determinar si el FBAR como estructura resonante puede integrarse con dichos circuitos y lograr prestaciones similares o mejores, por ejemplo, respecto a sus implementaciones clásicas con tanques *LC*. En el caso del oscilador, se pretende demostrar que el modelo válido para un cristal de cuarzo sigue vigente para un resonador del tipo FBAR.

Para la realización de este proyecto ha sido fundamental escoger unos ciertos factores de selección para enfocar la trayectoria del mismo; éstos son, básicamente: el tipo de circuito debe presentar una sintonización con un resonador *LC* debido al interés en resaltar las diferencias, ya sean para bien o para mal, respecto al FBAR para el caso

del PA y el LNA, y con una respuesta frecuencial de 2.3 GHz, aprox. pues los candidatos van a operar en una rango de frecuencias de 2 a 2.4 GHz. Una vez obtenidos los modelos de análisis, lo que sigue es deducir la respuesta frecuencial de dichos dispositivos para poder linealizar su comportamiento y obtener, mediante los análisis pertinentes, los resultados de todos y cada uno de los candidatos. Para ese cometido se utilizarán herramientas que nos informen sobre la estabilidad de los modelos (Root Locus y Nyquist) y, por otra parte, la ganancia y la fase en las frecuencias de interés (Bode).

Explicados estos pasos se procede a exponer el contenido del presente proyecto: en primer lugar se dedicará un capítulo a explicar toda la teoría que envuelve al resonador FBAR tanto por lo que se refiere a la explicación física de su mecanismo como a los conceptos más importantes que lo caracterizan (capítulo 1); le seguirán los tres capítulos cuyos objetivos se centrarán en el estudio de los tres modelos expuestos: oscilador Pierce (capítulo 2), PA clase E (capítulo 3) y LNA (capítulo 4); para cada uno se describirán los diseños elegidos para el análisis de los dispositivos, se presentarán los resultados del estudio hecho y unas conclusiones finalizarán dichos análisis.

REFERENCIAS

[1] P. J. Augustine, " *Trends and Opportunities for Gallium Arsenide Semiconductors in Handsets* ", RF Micro Devices, 2005, Greensboro, pp. 1-4 .

[2] P. W. Moran, S. C. Elliott, N. Wylie, R. M. Henderson, J. A. Del Alamo, "*A Process Control Methodology Applied to Manufacturing GaAs MMIC's* ", *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing*, Vol. 4, No. 4, November 1991, pp. 304-311.

[3] B. Neinhüs, P. Graf, S. Decker, B. Meinerzhagen, "*Examination of Transient Drift – Diffusion and Hydrodynamic Modeling Accuracy for SiGe HBTs by 2D Monte-Carlo Device simulation* ", *Institut für Theoretische Elektrotechnik und Mikroelektronik Universität Bremen*, 1997, pp. 1-4.

[4] P. Hower, J. Lin, S. Pendharkar, B. Hu, J. Arch, J. Smith, T. Efland, "*A Rugged LDMOS for LBC5 Technology*", *Proceedings of the 17th International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*, May 2005, Santa Barbara, California, pp. 327-330.

[5] R. Jos, "*Technology Developments Driving an Evolution of Cellular Phone Power Amplifiers to Integrated RF Front-End Modules*." *IEEE Journal of. Solid-State Circuits*, Vol. 336, No. 9, September 2001, pp. 1382-1389.

[6] A. Ismail, A. Abidi, "*A 3-10 GHz Low Noise Amplifier with Wideband LC Ladder Matching Network*." *Integrated Circuits & Systems Laboratory Electrical Engineering Department*

University of California, Los Angeles, *Skyworks Solutions, Inc. Irvine, California*. http://ieeexplore.ieee.org/iel/9264/294281332755.zip [Apuntes docentes]

[7] Clark T., C. Nguyen, "*Vibrating RF MEMS for Next Generation Wireless Applications.*" Custom Integrated Circuits Conference, 2004. Michigan, pp. 257-264.

[8] Passagen, "*Ceramic Filters and Resonators*" http://hem.passagen.se/communication/ceramic.html [Notas técnicas]

[9] Murata http://www.murata.com/ceralock/base01.html [Notas técnicas]

[10] R. Aigner, "*MEMS in RF Filter Applications: Thin – Film Bulk Acoustic Wave Technology*", Sensors Update, Vol. 12, Issue 1, 2003. pp. 175-210.

[11] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara, M. Ueda, Y. Satoh, " *A miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W- CDMA application*", *2005 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2005, pp. 93-96.

[12] R. F. Milsom, H. – P. Löbl, F. Vanhelmont, A. B. M. Jansman, J. – W. Lobeek, A. Tuinhout, "*Comparison of Mode - Conversion, Energy – Trapping and Lateral Acoustic Coupling in FBAR and SBAR*", *2005 IEEE International Microwave Symposium*, 2005, Munich, pp. 229-232.

[13] M. Glesner, "*CMOS Radio Frecuency Integrated Circuit Design" Lecture 7 "Duplexers & Switches" Department. Of EEIT, Microelectronic Systems Institute, Darmstadt University Technology*. http://www.microelectronic.e-technik.tu-darmstadt.de/ [Apuntes docentes]

[14] W. Pang, H. Zhang, J. J. Kim, H. Yu, E. S. Kim, " *High - Tone Bulk Acoustic Resonator Integrated with Surface Micromachined FBAR Filter on a Single Chip." The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Seoul*, Korea, June 5-9, 2005, pp. 2057- 2060.

[15] W. Pang, H. Yu, H. Zhang, E. S. Kim, " *Temperature – Compensated Film Bulk Acoustic Resonator Above 2 GHz* ", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 26, No. 6, June 2005, pp. 369-371

Capítulo 1

Resonador de onda acústica de volumen (FBAR)

1.1 Introducción

El resonador de onda acústica de volumen (FBAR, del inglés "*Thin – Film Bulk Acoustic Resonator*") es un sistema microelectromecánico (MEMS) que explota el efecto piezoeléctrico de su capa resonadora situada en medio de dos electrodos, los cuales, habiendo aplicado una señal eléctrica AC, generan una onda acústica longitudinal en el volumen de la película piezoeléctrica. Dicha onda es atrapada mediante reflexiones en ambos electrodos (superior e inferior) conformándose, de esta forma, un resonador acústico **[16]**. Desde el punto de vista eléctrico, se puede tener en cuenta como un elemento de dos puertos con, generalmente, factores de calidad elevados (mayores de 3000) **[17]**. Este capítulo empezará explicando los fundamentos de un FBAR. Posteriormente, se expondrá su equivalente eléctrico; a continuación, se detallará el fundamento físico de éstos; sus parámetros de diseño más relevantes; una mención al FBAR de tipo *Air–gap* y se finalizará este capítulo haciendo referencia al modelo eléctrico equivalente *Modificado de Butterworth–Van Dyke* (MBVD) del resonador.

1.2 Circuito equivalente resonante para un FBAR ideal

Debido al efecto piezoeléctrico, ya referido anteriormente, se generan ondas transversales entre ambos electrodos que circulan a través del resonador. La amplitud de la onda que se produce será mayor para esas frecuencias cuya longitud de onda corresponda a una fracción entera de la distancia física a través del FBAR y la frecuencia de resonancia se puede entender como la inversa proporcional al espesor del resonador.

El primer modo de resonancia ocurrirá cuando la distancia entre ambos electrodos sea la mitad de la longitud de onda acústica generada. Posteriormente, los múltiples impares de dicha longitud de onda, conocidos como los sobretonos de la frecuencia fundamental, cumplirán las mismas condiciones limitantes que caracterizaran a la fundamental. El modelo eléctrico básico equivalente de un FBAR ideal es simple. Presenta cuatro elementos pasivos: C_m, L_m, R_m (todos ellos dispuestos en serie) y, en paralelo, C_0. La capacidad C_m informa sobre la elasticidad del resonador; mientras que por lo que se refiere a la inductancia, L_m, ésta refleja la masa del material; R_m denota la energía disipada a través del FBAR; finalmente, C_0, indica la capacidad de los electrodos y es, precisamente, el único parámetro que se presenta como una característica meramente eléctrica.

La §fig 1.1 ilustra la disposición de estos elementos pasivos tal y como se han definido.

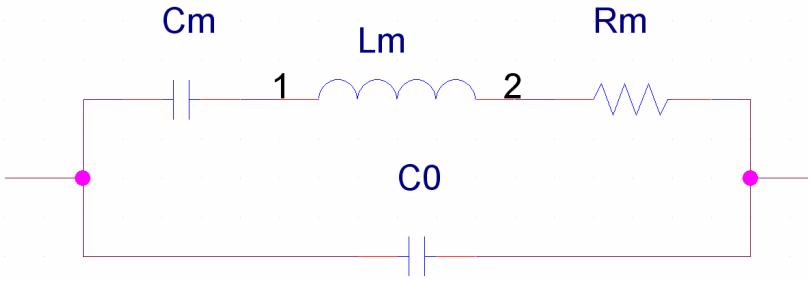


Figura 1. 1 Equivalente eléctrico de un resonador FBAR BVD.

Merece especial relevancia decir que los elementos C_m y L_m se refieren, generalmente, a la *capacidad motriz* y la *inductancia motriz*, respectivamente, enfatizando su dependencia a las especificaciones dimensionales del resonador. De la misma manera es interesante destacar que la resistencia R_m (*resistencia motriz*) suele tener valores muy bajos (menores que $1\,\Omega$). Otra consideración a mencionar, es el hecho que C_0 condiciona la frecuencia antirresonante del referido resonador.

A la hora de determinar la frecuencia, tanto la de resonancia como la de antirresonancia, se utilizan los valores C_m, L_m y C_0; de esta manera se definen las siguientes expresiones:

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m\ C_m}} \qquad \text{(ec. 1.1)}$$

la cual hace referencia a la frecuencia de resonancia del resonador FBAR. Nótese que sólo depende de dos valores la inductancia y la capacidad en serie. Otro tanto se puede hacer respecto a la frecuencia antirresonante, esto es:

$$f_{ANTIRES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_m C_m C_0}{C_m + C_0}}} \qquad \text{(ec. 1.2)}$$

por lo que, finalmente, se puede determinar el factor de calidad *Q(f)* del sistema como

$$Q(f) = \frac{X_m}{R_m} = \frac{2\pi\ f_{RES} L_m}{R_m} = \frac{1}{2\pi\ f_{RES} R_m C_m} \qquad \text{(ec. 1.3)}$$

De las dos frecuencias expresadas (§ec.1.1 y §ec.1.2) sólo cabe decir que la primera (resonancia) es la que tiene interés, mientras que la segunda (antirresonante) se produce por una interacción de la inductancia del FBAR con sus propias capacidades parásitas, siendo su efecto, por tanto, indeseable. En general, se tiene que

$$f_{RES} < f_{ANTIRES} \qquad \text{(ec. 1.4)}$$

[18]

1.3 Fundamentos de los resonadores BAW/FBAR

Las ondas acústicas son utilizadas en numerosas aplicaciones dentro del ámbito del procesado de la señal, la generación de frecuencias (sintetizadores) y para el control y filtraje en los sistemas de comunicación modernos inalámbricos. A título de ejemplo, el sistema *Bluetooth* que opera a 2,45 GHz y los terminales móviles hacen uso de esta tecnología. **[19]**. Las primeras implementaciones con FBARs se empezaron a desarrollar

a principios de los 80s del pasado siglo. Pero no ha sido hasta ahora, su uso profuso en todo tipo de aplicaciones comerciales masivos inalámbricos. Básicamente, el retraso en su uso radica en tres factores, a saber:

- El compromiso de obtener una alta calidad en las delgadas películas piezoeléctricas.

- Las dificultades en la obtención de una misma homogeneidad en el grosor de la película (uniformidad).

- La aparición de señales espúreas en el rango alto de frecuencias en el cual se trabaja (2,5 – 5,4 GHz) pueden mermar, sensiblemente, el comportamiento del dispositivo.

Por estos motivos expuestos, no se ha podido conseguir un uso amplio de dicha tecnología hasta hace relativamente poco tiempo. Se puede decir que gracias al desarrollo del *software* en el campo de la simulación, se ha podido estudiar de manera mucho más precisa y cómoda el comportamiento ideal de los dispositivos **[19]**. Normalmente, los ingenieros tratan de simular dichos comportamientos de los resonadores mediante la técnica conocida como *Métodos de Elementos Finitos* (*FEM*); recurso flexible que confiere una importante capacidad de modelado para complicadas geometrías de ciertos dispositivos como el que tiene por objeto este trabajo.

No hace falta buscar mucho para encontrar ventajas relevantes de los resonadores FBARs respecto a los SAW, sírvase a título de ejemplo la habilidad para tratar potencias de entrada que exceden de los 4 Watios (sin duda alguna, excesiva para tecnología basada en los SAW); además, su Resistencia a Descargas Eléctricas Estáticas (*ESD*, en inglés) es una de tantas otras propiedades que hacen, de dicha tecnología, una opción muy atractiva **[20]**. También resulta de especial mención el hecho de que la tecnología FBAR se puede desarrollar a bajas temperaturas posibilitando su compatibilidad con respecto a las tecnologías semiconductoras basadas en silicio.

La diferencia básica en el funcionamiento de los FBAR respecto a los SAW es la referida a la propagación de la energía generada; pues en los primeros, dicha energía no

se transmite mediante la superficie (como caracterizan los resonadores SAW) sino a través de la película piezoeléctrica del resonador. Ello es una gran ventaja, pues se tiene que tener en mente que los dispositivos de propagación por modos verticales (a través del AlN) no sufren contaminación alguna de la señal debido a los contactos reiterados con la superficie, y puesto que los campos eléctricos están contenidos entre ambos electrodos, se garantiza un acoplamiento de dichos campos cuyo rendimiento depende del espacio entre los mismos electrodos, del área de la superficie metálica y de la constante dieléctrica de la película piezoeléctrica: interesando más distancia entre electrodos, menor área de superficie metálica y constante dieléctrica más pequeña **[20]**.

Un inconveniente de los FBARs es su alta impedancia acústica (ver *sección §1.3.3*) , la cual desequilibra dicho dispositivo. Para evitar la disfunción del dispositivo se añaden los llamados *reflectores de Bragg*. Éstos se utilizan para controlar la dirección de la onda propagada, mejorando significativamente la resonancia del dispositivo. La arquitectura de estos reflectores se basa en un entramado de materiales de alta y baja impedancia acústica (W y SiO_2, respectivamente), los cuales se componen de finas capas cuyos espesores tienden a un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$) de la que en esos momentos se está propagando. En el §Anexo 2 se ilustra un esquema de la distribución de las diferentes capas que conforman los reflectores de Bragg **[21]** **[22]**.

El fundamento de los dispositivos SAW y FBAR/BAW descansa en las propiedades piezoeléctricas de los componentes que los constituyen. Estos componentes pasivos trabajan debido a las excitaciones de ondas acústicas por efecto de campos eléctricos generados por los electrodos. Las velocidades de las ondas generadas son del orden de cinco magnitudes inferiores a las que pueden alcanzar las ondas electromagnéticas. Además, su uso posibilita la disminución progresiva del área de superficie requerida y, como consecuencia de esto, permite trabajar con componentes de menor tamaño. Resultan también atractivos desde el punto de vista de los costes, lo cual invita a su producción en masa.

En los FBAR, la frecuencia de operación viene condicionada a través de las velocidades de las ondas que se generan en las capas materiales de la finísima película piezoeléctrica. De esta forma, la delgadez de la misma, presenta un relación inversa a la frecuencia de trabajo, esto es

$$f_T \propto \frac{1}{t_{FILM}} \qquad \text{(ec. 1.5)}$$

siendo t_{FILM} el espesor de la película resonante.

1.3.1 Funcionamiento básico de un FBAR

Una vez hecha la presentación de sus partes, se va a explicar más detalladamente, el funcionamiento básico de un resonador de onda acústica del tipo-puente, debido a su extensa utilidad.

Sean unas tensiones inducidas que se va alternando en los electrodos superior e inferior; este proceso generará un cierto campo eléctrico, cuya dirección de propagación seguirá la vertical de la película resonadora entre el finísimo espesor que lo delimita. Dado este efecto de conversión piezoeléctrica, el campo eléctrico incide en el material piezoeléctrico ejerciendo una cierta presión, lo cual excita una vibración mecánica como respuesta a este estímulo. De este modo, la tensión generada da lugar a una onda acústica, la cual se va propagando en la dirección perpendicular a la anchura del material resonante, consiguiendo, por ende, una reflexión repetitiva de dicha onda en ambos electrodos; y, a su vez, una cierta componente de la onda se transmite a través del sustrato **[19]**. Se dice que se ha generado una onda permanente cuando la frecuencia de dicha onda contiene un número entero impar de media longitud de onda $n\frac{\lambda}{2},\ \forall n \in \mathrm{N}$, entonces ocurre lo que se llama *resonancia* **[19]**.

Cuando se da un modo con un cierto número entero par de media longitud de onda $2n\frac{\lambda}{2} = n\lambda,\ \forall n \in \mathrm{N}$, se aprecia la imposibilidad de excitación eléctrica alguna. Otro concepto importante es el de la resonancia fundamental, la cual se manifiesta cuando la onda de volumen generada posee el doble de longitud de onda que la dimensión del espesor de la película piezoeléctrica **[19]**.

Como se puede intuir no sólo se generará un única frecuencia de la propagación de la onda. Existen dos frecuencias de mayor interés llamadas frecuencia de resonancia en serie, f_S, y la frecuencia de resonancia en paralelo, f_P. La primera corresponde al

modo de vibración natural de la placa o película bajo el efecto de los electrodos cortocircuitados; dicha frecuencia se puede considerar como la mínima magnitud de admitancia eléctrica a la entrada del resonador ($Y = Z^{-1}$ $[\Omega^{-1}]$) o bien como el valor que tomaría la frecuencia de la onda de propagación siendo cero la susceptancia a la entrada (B siendo $Y = G + jB$ $[\Omega^{-1}]$). La segunda es la llamada antirresonante y se define como la frecuencia correspondiente al modo de vibración natural de la película bajo el efecto de los electrodos en circuito abierto, sin interconectarse (caso opuesto al primero). La separación en frecuencia que determinan la resonante y su opuesta dependen tanto del material piezoeléctrico como de la configuración del dispositivo; de este modo, los materiales fuertemente piezoeléctricos presentaran una importante separación en frecuencias **[19]**.

Llegados a este punto será preciso introducir otros importantes parámetros: coeficiente de acoplo electromecánico; impedancia acústica; factor de calidad, figura de mérito, etc. Todo ello se expondrá a continuación en las siguientes secciones.

1.3.2 El Coeficiente de Acoplo ElectroMecánico

Un parámetro interesante para determinar el rendimiento de un resonador es el llamado Coeficiente de Acoplo ElectroMecánico (*EMCC*, en inglés). Éste determina el grado de energía intercambiado entre el dominio mecánico y el eléctrico. El mejor material de que se dispone actualmente para conseguir óptimos valores del *EMCC* es el PZT [*Lead Zirconium Titanate*] entre un 8% – 15%, le siguen el ZnO (7.5%) y el AlN (6.5%) **[18]**. Este concepto intenta reflejar la naturaleza piezoeléctrica del material, de forma que materiales fuertemente piezoeléctricos presentaran altos valores de EMCC. De manera experimental se puede definir como

$$K_{eff}^2(f_S, f_P) = \frac{f_P^2 - f_S^2}{f_P^2} \qquad \text{(ec. 1.6)}$$

siendo $K_{eff}(f_S, f_P)$ el llamado coeficiente de acoplo efectivo y las frecuencias f_S y f_P corresponden a la resonante y la antirresonante, respectivamente. El factor de

calidad depende del factor de calidad del material, de la relación de aspecto del resonador y de su geometría **[18]**.

Dado que el ancho de banda de un filtro viene siempre caracterizado por la separación en frecuencia entre la resonante y su opuesta, otra manera interesante y fácil de entender el coeficiente de acoplo electromecánico es identificarlo como un parámetro que informa sobre la utilidad del resonador en aplicaciones de filtros con respecto a la mejora del ancho de banda de éste **[19]**.

También cabe destacar que el coeficiente de acoplo puede ser expresado como una fórmula que relaciona parámetros del llamado tensor de estrés piezoeléctrico pudiéndose, entonces, definir la siguiente expresión teórica para el coeficiente de acoplo:

$$K_t^2 = \frac{\sqrt{e_{33}}}{c_{33} \cdot \varepsilon_{33}} \qquad \text{(ec. 1.7)}$$

siendo e_{33}, el tensor de estrés piezoeléctrico; c_{33}, el coeficiente de rigidez en presencia de un cierto campo eléctrico y ε_{33}, la constante dieléctrica de la película resonadora.

Para el caso en que los electrodos sean suficientemente delgados (de manera ideal, infinitesimalmente delgados) se llega a la siguiente ecuación teórica:

$$K_t^2(f_S, f_P) = \frac{\pi}{2}\frac{f_S}{f_P}\tan\left(\frac{\pi}{2}\right)\left[\frac{f_P - f_S}{f_P}\right] \qquad \text{(ec. 1.8)}$$

cuya expresión puede ser reemplazada, mientras se trabaje con valores pequeños del coeficiente de acoplo (lo cual es normalmente cierto) por la siguiente fórmula:

$$K_t^2(f_S, f_P) = \frac{\pi^2}{4}\frac{(f_P - f_S)}{f_P} \qquad \text{(ec. 1.9)}$$

definiendo un coeficiente efectivo teórico alternativo al presentado en la §ec. 1.6. Nótese que para iguales valores de frecuencias f_S y f_P, el valor de la §ec. 1.9 resulta

mayor al obtenido por la §ec. 1.6, esto se debe a que la segunda es una relación puramente teórica y no se encuentra experimentalmente, siendo, por tanto, una aproximación que deberá ser contrastada mediante técnicas de simulación o basándose en comprobaciones de carácter práctico **[19]**.

1.3.3 La impedancia acústica

La impedancia acústica es un parámetro cuya presencia puede modificar de manera sensible el comportamiento, para altas frecuencias, del resonador desarrollado. Este parámetro se puede definir como:

$$Z_{ACUSTICA} = \sqrt{\rho \cdot E} \qquad \text{(ec. 1.10)}$$

donde ρ se caracteriza por ser la densidad del material empleado y E el módulo de *Young*, que, como bien es sabido, se refiere a un valor constante de proporcionalidad entre diferentes tensiones aplicadas y sus deformaciones asociadas dentro de un margen de comportamiento relativamente elástico **[23]**. Este nuevo concepto incide de manera directa en las respuestas espúreas del sistema que se puedan originar. Concretamente, dichos espúreos cobran importancia en el comportamiento frecuencial del dispositivo cuando la impedancia acústica del electrodo es relativamente más baja que la que pueda presentar la capa resonante (AlN).

Sin embargo, si se incrementa la impedancia acústica del electrodo, se consigue la supresión, en gran medida, de estos espúreos indeseados; así mismo, para conseguir el incremento de dicha impedancia será preciso decrementar la respuesta frecuencial resonante y, a su vez, aumentar la antirresonante del elemento FBAR. Experimentalmente, se comprueba que la mínima relación entre impedancias acústicas, para que no se generen espúreos, debe obedecer la siguiente relación

$$Z^{ELEC}_{ACÚSTICA} = \sqrt{2} \cdot Z^{AlN}_{ACÚSTICA} \qquad \text{(ec. 1.11)}$$

es decir, que la relación de proporcionalidad entre la impedancias acústicas del electrodo y del AlN guarden una proporción de, aproximadamente, $\sqrt{2}$ **[23]**.

Una manera bastante eficaz de asegurar dicha relación (§ec. 1.11) es la utilización, por sus características inherentes, de electrodos de Molibdeno (Mo) y de Rutenio (Ru).

1.3.4 Otros parámetros de caracterización

Además de los parámetros que se han presentado en las secciones precedentes, existen otros parámetros de igual interés para un buen diseño de un resonador FBAR/BAW. En esta sección se expondrán el factor de calidad, la figura de mérito, el llamado FWHM (*Full Width at Half Maximum*) y el coeficiente de temperatura en frecuencia. La intención de la presente sección es hacer ver al lector las complicaciones que se presentan a la hora de querer realizar un buen diseño de un resonador debido a los múltiples factores a considerar.

1.3.4.1 Factor de calidad

Como bien se sabe, el factor de calidad de un circuito pasivo se define como

$$Q(f) = 2\pi \cdot \frac{\text{Máxima energía almacenada en el circuito}}{\text{energía disipada por ciclo}} \qquad \text{(ec. 1.12)}$$

la cual caracteriza las pérdidas de potencia debidas a los mecanismos de disipación en los diferentes elementos pasivos de un circuito RF o de microondas. En la práctica, el concepto de $Q(f)$ es empleado para una caracterización de los circuitos resonantes o sintonizados y sus componentes individuales **[24]**. En el caso de circuitos sintonizados, como por ejemplo una red RLC, dicho factor se podría expresar como

$$Q_{Tuned\ Circuit}(f) = \frac{f_{RES}}{B} \qquad \text{(ec. 1.13)}$$

siendo f_{RES} la frecuencia de resonancia del sistema y B, el ancho de banda del circuito de RF utilizado. Si, por otra parte, el factor de calidad a querer estudiar fuese el perteneciente a un único elemento; su obtención consistiría en considerar un circuito resonante en el cual se integra una reactancia ideal sin pérdidas a la frecuencia de interés.

Una distinción hecha en toda literatura sobre este parámetro es la referida al factor de calidad en descarga, Q, y al factor de calidad en acoplamiento de carga R_{LOAD}, esto es, Q_L. Como se puede deducir, el primero responde a las pérdidas intrínsecas existentes en todos y cada uno de los elementos integrantes del circuito; mientras que el segundo alude a la adaptación de la red y, por tanto, a la atenuación del efecto de dichas pérdidas **[24]**.

Se puede definir un factor de calidad considerando las diversas contribuciones según si el circuito de RF permanece o no adaptado. La siguiente expresión refleja dicha relación

$$\frac{1}{Q_L(f)} = \frac{1}{Q(f)} + \frac{1}{Q_E(f)} \qquad \text{(ec. 1.14)}$$

donde $Q_L(f)$ expresa el factor con carga adaptada R_{LOAD}; $Q(f)$, el factor con pérdidas y el término nuevo, $Q_E(f)$, responde a la contribución extra debida a si el circuito resonante presenta una topología en serie, en cuyo caso se tendrá **[24]**

$$Q_E(f) = \frac{\omega_{RES} \cdot L}{R_{LOAD}} \qquad \text{(ec. 1.15)}$$

o bien, si se considera una topología resonante en paralelo, expresado de la forma siguiente

$$Q_E(f) = \frac{R_{LOAD}}{\omega_{RES} \cdot L} \qquad \text{(ec. 1.16)}$$

Como se puede deducir, el hecho de presentar una carga R_{LOAD}, es lícito poder definir unas pérdidas de inserción en función del factor de calidad que caracteriza al circuito; por tanto

$$IL(dB) = 20\log_{10}\left(1 + \frac{Q_L(f)}{Q(f)}\right) \qquad \text{(ec. 1.17)}$$

Obsérvese, que para el diseño de un cierto filtro con elementos resonadores como (por ejemplo, FBARs), interesará, en la medida de lo posible, conseguir altos valores de $Q(f)$, reduciendo, en razón inversa, las pérdidas de inserción generadas por la presencia de la carga. Como título de ejemplo, acabar diciendo que en un rango de 1,5 a 7,5 GHz se han podido conseguir mediante FBARs factores $Q(f)$ superiores a 1000. Ello se puede determinar aplicando la siguiente ecuación

$$Q(f) = \frac{\omega_{RES} \cdot L_m}{R_m} = \frac{v_A\ \rho}{\omega_{RES} \cdot \eta} \qquad \text{(ec. 1.18)}$$

siendo ω_{RES} , la frecuencia angular de resonancia; L_m y R_m las inductancias y resistencias motrices que definen el modelo FBAR equivalente de *Butterworth – Van Dyke* (BVD) [cuya representación eléctrica se puede consultar en la §sección 1.3 , §fig. 1.1], respectivamente; v_A, expresa la velocidad de propagación de la onda acústica, la cual se puede determinar como §ec. 1.19; ρ , responde a la densidad del material piezoeléctrico y η, la viscosidad del medio. Ahora bien, volviendo a la definición de la velocidad de la onda se tiene que

$$v_A = \sqrt{\frac{c^E}{\rho}} \qquad \text{(ec. 1.19)}$$

donde c^E, expresa en modo alguno la rigidez de la película resonante del FBAR **[24]**.

1.3.4.2 Figura de mérito

Otro aspecto fundamental, que rápidamente define el rendimiento de un FBAR, como elemento resonador pasivo, es la llamada *Figura de mérito* (*FoM*, en inglés). Para conocer este parámetro es preciso saber *a priori* el Coeficiente de Adaptación

ElectroMecánica (ver §1.3.2) y el factor de calidad (ver §1.3.4.1). Y se define, para todo resonador, como sigue **[25]**

$$FoM = K_{eff}^{2}\left(f_S, f_P\right)\cdot Q(f) \qquad \text{(ec. 1.20)}$$

Como bien se dice en **[26]**, para el diseño de filtros *ladder* mediante resonadores FBAR, se comprueba que una alta *FoM* implica una respuesta frecuencial del paso banda más selectiva. Esta característica goza de vital importancia debido a que, por ejemplo, en la telefonía móvil, los canales en frecuencia operan en rangos muy determinados, definiendo zonas muy estrechas entre un servicio u otro. Por tanto, lo que interesará, es precisamente este grado de selectividad en las bandas. De este modo, la *FoM* que aquí se presenta caracteriza al resonador dando, su valor, una idea aproximada del grado de acoplamiento electromecánico teniendo en consideración las pérdidas de inserción debidas a la adaptación de la carga en el RFIC con FBAR estudiado **[26]**.

1.3.4.3 Full Width at Half Maximum (FWHM)

Desde un punto de vista matemático, se trata de un parámetro normalmente usado para describir la anchura de una función comprendida entre dos valores de una cierta variable independiente, más concretamente, entre dos límites superior e inferior. Una vez se localizan dichos límites, el valor de *FWHM* es aquel que toma la variable dependiente a la altura de la mitad de el valor máximo alcanzable. La §fig 1.2 ejemplifica gráficamente lo expuesto hasta ahora.

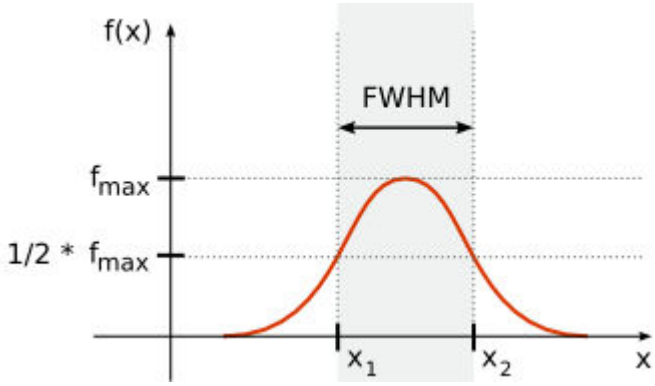


Figura 1. 2 Gráfica donde se puede observar la función *FWHM*.

Como se sabe, la frecuencia de resonancia está determinada por el espesor de la capa piezoeléctrica y, en menor medida de las capas de materiales vecinos (reflectores de *Bragg*, aislantes, etc.), requiriendo, por tanto, una tolerancia mínima de frecuencia de $\pm 0{,}1\%$; en este sentido, la uniformidad de la película resonadora es un factor preponderante. Una manera de controlar y determinar en cierta manera la homogeneidad de dicha capa piezoeléctrica es el uso de este concepto matemático: el *FWHM*. Para su uso en FBARs se utilizan los grados (°) y se atribuye como el grado de aspereza de una cierta capa la cual es el objeto de estudio, por tanto se considera como un valor referencial medio que no determina ni un máximo ni un mínimo de aspereza. Lo ideal sería que fuese un valor promedio perfecto, pero eso resulta bastante improbable **[27]**.

Lógicamente, cabe pensar que cuanto mayor sea el eje – c (altura) de la película, más probabilidades habrá de alejarse de un valor razonable que sea suficientemente representativo de la aspereza "media" en toda la superficie de la película. Eso influirá en el rendimiento del resonador, pues es preciso tener en cuenta que las desorientaciones provocadas por la no homogeneidad de la película piezoeléctrica pueden degradar el acoplamiento piezoeléctrico y, por extensión, el factor de calidad de una manera ostensible **[27]**.

Para poder hacerse una idea de los valores que caben esperar, basta leer los de *FWHM* que apunta **[23]**, en cuyo caso se llegan a resultados de unos 2,9°. Mencionar también que unos pocos nanómetros de aspereza pueden determinar fuertemente el resultado de *FWHM*; así lo refleja la misma referencia apuntada, en la que, inicialmente, se trabaja con ángulos de unos 8,2° para asperezas de unos 2,5 nm y, posteriormente, se mejora consiguiendo, por técnicas de rayos X, dejar más tersa la superficie presentando, buenamente, los 2,9° referidos anteriormente para unas asperezas de 1,9 nm. De lo que se deduce que 0,6 nm permiten rectificaciones de hasta 5,3°. Otro ejemplo se puede hallar en **[28]** que refleja la importancia de la deposición de la película piezoeléctrica con un mínimo de calidad exigible ($FWHM \approx 2° - 8°$).

1.3.4.4 Coeficiente de temperatura en frecuencia (TCF)

Este parámetro conocido como *Temperature Coefficient of Frequency* (TCF) viene dado por la ecuación escrita a continuación:

$$TCF = -\frac{d\tau}{dT} = \frac{df_{RES}}{dT} = -\frac{1}{dt}\cdot\frac{dl}{dT} + \frac{1}{V}\cdot\frac{dV}{dT} \qquad \text{(ec. 1.21)}$$

siendo τ el tiempo de retardo de propagación de la onda de volumen, T la temperatura del sustrato, l responde a la longitud que debe salvar la onda acústica cuando se propaga y f la frecuencia de resonancia **[29]**. Experimentalmente se comprueba como a medida que va aumentando el valor de la temperatura del entorno donde trabaja el resonador, su frecuencia de resonancia va disminuyendo en forma de parábola y, por tanto, no lineal. Ello es realmente un problema que merece especial consideración; en la referencia **[29]** se puede observar la utilización del Niobato de potasio ($KNbO_3$) para minimizar dicho problema.

Debido a que la variación de unos diez grados de temperatura puede comportar fluctuaciones en la frecuencia de unos 2 MHz se deben corregir, en la medida de lo posible, aspectos como el tipo de sustrato a utilizar; lo que interesa realmente es que dadas unas ciertas variaciones en la temperatura, el material no vea afectadas sus dimensiones. En esta dirección se presenta **[30]** con una TCF de -40ppm/°C y con un aceptable comportamiento lineal en los rangos que comprenden los 20°C y los 100°C.

1.4. Resonador FBAR tipo "*Air – Gap*"

El resonador FBAR con el cual se va a trabajar en este proyecto es del tipo *Air Gap Resonator* (AGR). Como es sabido, un importante problema para estos resonadores consiste en el aislamiento acústico, el cual es necesario para garantizar una óptima compatibilidad con los diseños CMOS.

El modelo *Air-gap* es idóneo para este cometido pues se encuentra aislado acústicamente del sustrato. La separación entre ambos viene dada por una interfaz de aire en la cual difícilmente se puede propagar la onda. Ello implica trabajar con interesantes factores de calidad que pueden superar perfectamente a los proporcionados

por los modelos *Solidly Mounted Resonator* (SMR) [31]. La §fig 1.3 muestra un esquema de fabricación del *AGR* mencionado [32].

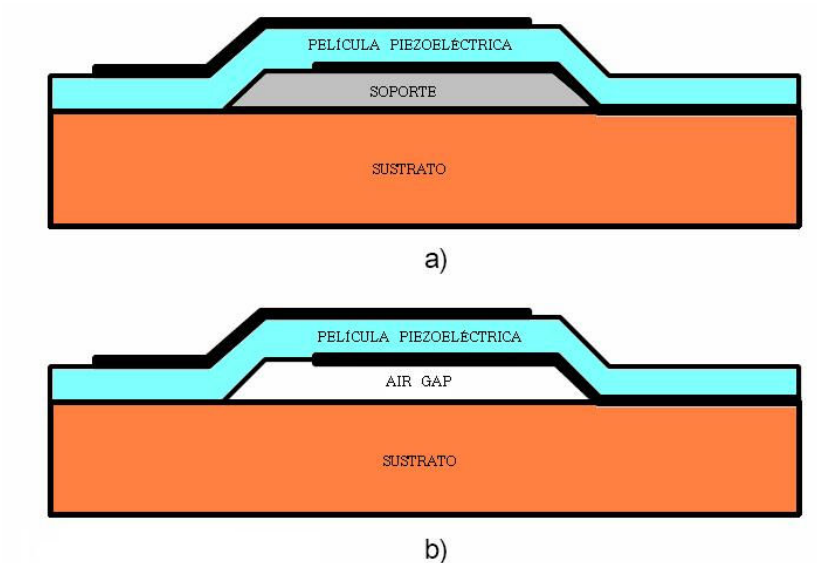


Figura 1. 3 **(a.)** Temporalmente se habilita un soporte sobre el sustrato para la fabricación de los electrodos y la membrana de AlN.
(b.) Posteriormente a la fabricación de los electrodos y la membrana piezoeléctrica, se elimina el soporte habilitando, por tanto, el espacio característico de este modelo FBAR.

Además, estos resonadores pueden eliminar sus espúreos y operar en su modo fundamental de resonancia (coeficiente de acoplamiento electromecánico máximo) cuando la razón área del electrodo – delgadez de la película resonadora tienda a aumentar. Según [33] basta con presentar una relación área del electrodo – delgadez de la película de unos 5:1 (mínimo); para esta relación, los espúreos que aparecen alrededor de la frecuencia de resonancia disminuyen notablemente.

La fabricación del FBAR empieza con la definición, mediante una fina capa de sacrificio fotoresistiva, de la zona donde se ubicará el resonador. Dicha capa es depositada, grabada a una alta temperatura y protegida por una segunda capa de nitruro de silíceo (Si_3N_4). Posteriormente, se construye la parte activa del dispositivo: deposición y grabado del electrodo inferior de platino (Pt), la capa piezoeléctrica AlN y el electrodo superior (también de Pt). Una delgada capa de óxido de silíceo (SiO_2)

concluye la fabricación del dispositivo; dicha capa tiene una función de prevención, puesto que corrige, por disminución, la frecuencia de ciertos resonadores en los filtros [34]. La §fig 1.4 muestra un esquema más completo que el sugerido en la §fig.1.3, representando las diferentes capas que intervienen en el proceso de fabricación.

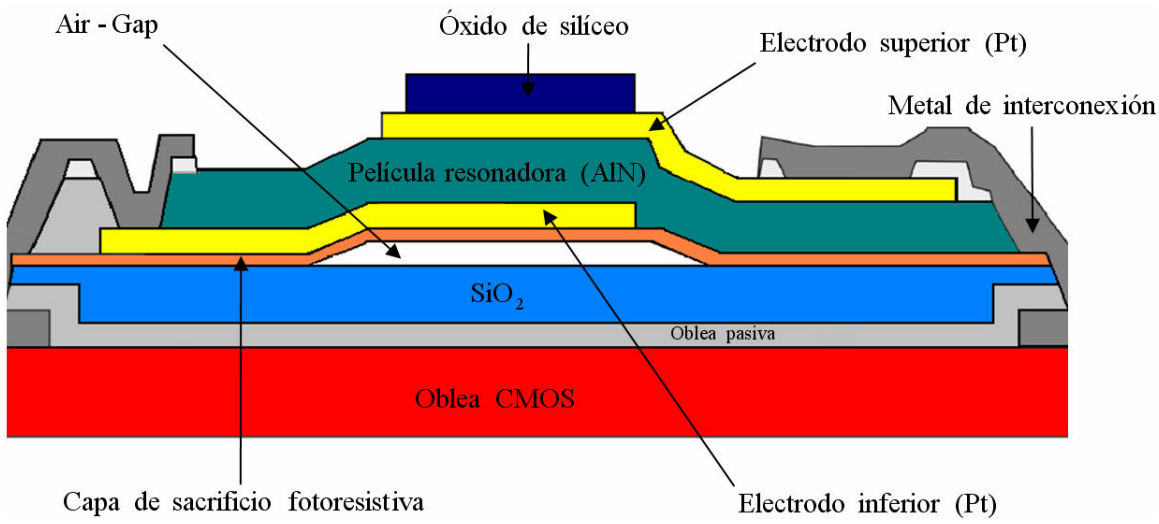


Figura 1. 4 Sección transversal de un FBAR tipo "AIR – GAP" integrado sobre un RFIC.

1.5. Diseño y métodos de fabricación de los FBARs

En esta sección se hablará de las características actuales que componen los resonadores, así como también se consideraran diferentes procesos de fabricación de resonadores de onda acústica de volumen. Las características de diseño que definen un resonador FBAR son: la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y el factor de calidad, las cuales están estrechamente relacionadas con la delgadez y calidad de la capa o película piezoeléctrica y de los electrodos.

Preferentemente, se usa AlN en lugar del ZnO como material piezoeléctrico; ello se debe, básicamente, a los siguientes factores:

1. A su mejor compatibilidad con el silíceo y, por tanto, con la tecnología CMOS.

2. Su mayor velocidad de fase.

3. Mejor resistividad eléctrica, ello implica bajas pérdidas.

4. Una densidad más baja.

5. Buena orientación del eje – c (altura), lo cual predispone, a la película piezoeléctrica, de una buena propagación en su modo fundamental de resonancia.

6. Bajas tensiones de ruptura.

7. AlN no presenta recombinaciones internas de portadores, no siendo así en el caso del ZnO.

Respecto a los materiales que se emplean para la elaboración de los electrodos, destacar en la actualidad el auge del molibdeno (Mo) debido a su característica atenuación acústica, una resistividad poco importante, una velocidad acústica interesante y un punto de fundición relativamente alto. Un factor de diseño fundamental para elaborar filtros de topología *ladder* basados en resonadores es el factor $K_{eff}(f_S, f_P)$ ya presentado en la §sec1.4.2, pues éste determina el ancho de banda del filtro diseñado **[31]**.

Desde un punto de vista del diseño, una frecuencia resonante en serie viene caracterizada mediante los valores de L_m y C_m; obedeciendo a la §ec.1.1. Análogamente, el diseño de la frecuencia de resonancia en paralelo vendrá dado por L_m, C_m y C_0 cumpliendo la §ec.1.2.

Pero más allá de todo eso se deben determinar ciertos valores L_m, C_m y C_0; para proceder a eso es preciso conocer las siguientes fórmulas de diseño que profundizan un poco más en el aspecto de cuantificar los elementos eléctricos

$$L_m = \frac{1}{w_{RES}^2 \cdot C_m} \qquad \text{(ec. 1.22)}$$

$$C_m = \frac{8K_t^2(f_S, f_P)}{\pi^2} C_0 \qquad \text{(ec. 1.23)}$$

$$C_0 = \frac{\varepsilon_r \, \varepsilon_0 \, W \, \ell}{G} \qquad \text{(ec. 1.24)}$$

y por último,

$$R_m = \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \alpha \, G}{K_t^2(f_S, f_P) \pi \, v_A \, \varepsilon \, W} \qquad \text{(ec. 1.25)}$$

siendo ε_r, la permitividad relativa de la película resonadora; ε_0, la permitividad del vacío; W, ℓ, la longitud y el espesor de los electrodos, respectivamente; G, la distancia entre electrodos; α, se entiende como una constante proporcional. Las ecuaciones expuestas (§ec.1.22, §ec.1.23, §ec.1.24, §ec.1.25) corresponden al modelo Butterworth – Van Dyke ideal **[35]**. Finalmente, para el funcionamiento óptimo del resonador, es de especial importancia el diseño de un buen factor de calidad (véase §1.3.4.1) que en el caso de un resonador se corresponde con la siguiente expresión

$$Q(f) = \frac{2 \pi \, f \, L_m}{R_m} \qquad \text{(ec. 1.26)}$$

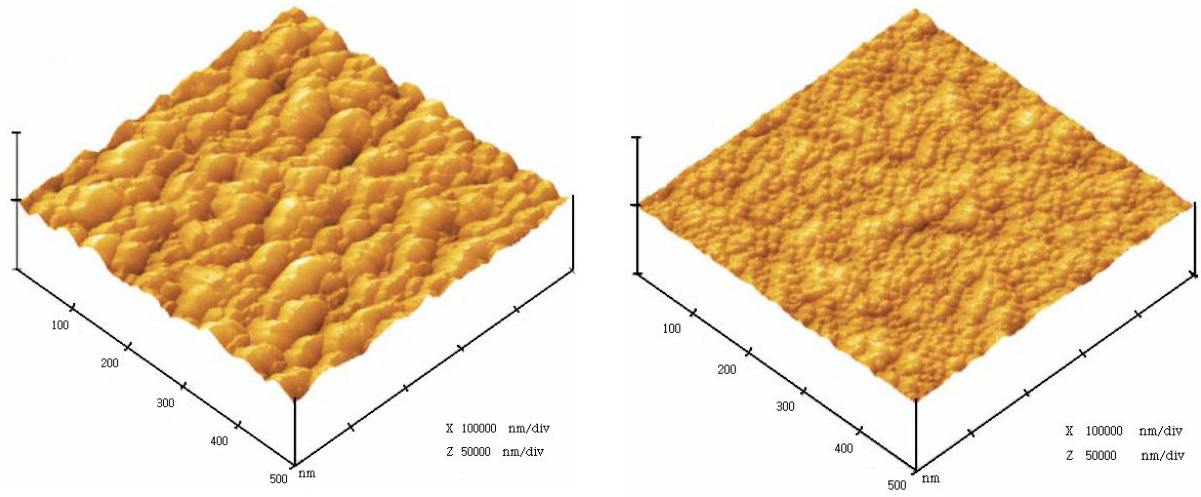
Dicho factor se empieza a degradar por encima de los 200*200 μm^2 de RFIC, aprox., incidiendo negativamente en la *FoM* (ver §1.4.4.2) asociada **[36]**. Se ha observado que dicho factor de calidad depende de varios aspectos como por ejemplo:

- Resistencia óhmica en los electrodos.
- Pérdidas acústicas.

- Parámetros de dispersión de las ondas acústicas a través de superficies rugosas o granulaciones en la capa de AlN.

- Radiaciones acústicas pertenecientes al área que rodea un dispositivo resonador.

Además, es preciso considerar que con tamaños de área relativamente importantes, las pérdidas de retorno se acusan más. Estudios recientes hechos por **[37]** proponen otro tipo de diseño para los FBARs consistente en electrodos de molibdeno (Mo) y película resonante de AlN. Mediante capas de Au/Ti colocadas entre el sustrato de silíceo de los laterales del resonador y el electrodo inferior, y, por otro lado, entre los contactos AlN – Mo; consiguiendo prevenir en un tanto por ciento importante la formación de granulaciones en la superficie tanto de los electrodos, así como en la capa de AlN. La §fig 1.5 muestra dicha mejora en la superficie del electrodo Mo utilizado, disminuyendo, por tanto, su FWHM.



(a) **(b)**

Figura 1. 5 **(a)** Imagen de la superficie de un electrodo *Mo* generada por *AFM* (*Atomic Force Microscopy*) sin considerar capas intermedias de *Au/Ti*

(b) Imagen de la superficie de un electrodo *Mo* generada por *AFM* (*Atomic Force Microscopy*) considerando capas intermedias de *Au/Ti.*

1.6. Modelo modificado del resonador FBAR (MBVD)

Como ya se ha visto en la §sec1.3, un FBAR ideal se puede implementar de manera sencilla mediante un equivalente eléctrico dado (véase §fig. 1.1). Aunque hoy en día, existe un modelo más exacto teniendo en cuenta las prestaciones que la tecnología móvil exige hoy día. Resulta, por tanto, preciso hallar modelos más fiables y ajustables al comportamiento real del resonador. La §fig 1.6 es un esquemático que representa al resonador según el llamado modelo *Modificado de Butterworth – Van Dyke* (MBVD). **[38]**

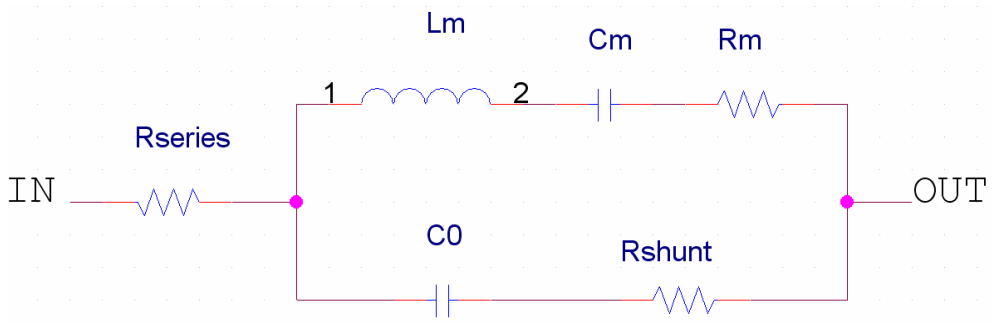


Figura 1. 6 Esquema eléctrico del FBAR modelo MBVD.

La impedancia total que se puede calcular para este modelo MBVD viene dada por la siguiente ecuación:

$$Z_{MBVD}(s) = R_{SERIES} + \frac{(L_m R_{SHUNT} C_m C_0)\, s^3 + (L_m + R_m R_{SHUNT} C_0)\, C_m\, s^2 + (R_{SHUNT} C_0 + R_m C_m)\, s + 1}{s\left[(L_m C_m C_0)\, s^2 + (R_m + R_{SHUNT})\, C_m C_0\, s + (C_m + C_0)\right]}$$

(ec. 1.27)

Este modelo de FBAR, que se puede observar en la §fig.1.6, se caracteriza por presentar nuevos elementos a considerar; como se sabe bien, dispone de dos ramas: la *rama eléctrica* y la llamada *rama motriz*. En la primera, se puede observar la C_0 (*capacidad estática del plato*) cuyo valor varía con el área de los electrodos., y que, como se sabe, representa la capacidad eléctrica equivalente de ambos electrodos que envuelven la fina capa resonadora; pero aparece un nuevo elemento: R_{SHUNT}, el cual refleja las pérdidas del material resonador; otro elemento resistivo hace su aparición en este nuevo modelo, R_{SERIES}, que expresa la resistencia de los

electrodos. La segunda rama, ya conocida, es la configuración del circuito resonante acústico: $R_m - L_m - C_m$. **[39]** En cuanto a la sintonización del FBAR MBVD propuesto, en este proyecto, queda reflejado en la tabla 1. 1

Elemento FBAR MBVD	Valor de sintonización
C_m	14,9 fF
L_m	333 nH
R_m	1,19 Ω
C_0	726 fF
R_{SHUNT}	7 Ω
R_{SERIES}	7,1 Ω

Tabla 1.1 Diseño de los parámetros de sintonización del FBAR presentado en este proyecto.

A partir de los elementos de sintonización del FBAR modelo MBVD se pueden deducir diferentes conceptos que definen este dispositivo resonador. La tabla 1.2 hace una mención a dichas caracterizaciones.

Característica del FBAR MBVD	Valor aproximado
Frecuencia de resonancia [GHz]	2,2595
Frecuencia de antiresonancia [GHz]	2,2825
Factor de calidad	3972,734
Coeficiente de Acoplamiento ElectroMecánico	2,00518

Tabla 1.2 Caracterización de los aspectos más relevantes del FBAR .

Como último apunte, es preciso mencionar que el resonador FBAR modelo MBVD se comporta, en general, como una capacidad exceptuando el ancho de banda angosto (unos cuantos KHz) donde se hallan sus frecuencias de resonancia y antirresonancia, en cuyo caso, pasa a presentar un comportamiento inductivo **[40]**.

1.7. Sumario

En este capítulo se ha definido el resonador de onda acústica de volumen (FBAR) y se ha estudiado el fundamento teórico de su comportamiento. Seguidamente se han presentado los parámetros que caracterizan dicho resonador: EMCC, impedancia acústica, factor de calidad (entre otros). Se ha estudiado el tipo de FBAR que se utilizará durante el transcurso de este proyecto (tipo "*Air – Gap*") y se han dado breves nociones del diseño del FBAR. Finalmente, se ha expuesto el modelo MBVD del FBAR mediante el cual se efectuarán los posteriores análisis en los tres candidatos especificado en la introducción: PA clase E, LNA y oscilador Pierce. Este modelo modificado es importante en cuanto a que responde con más exactitud al comportamiento real del resonador FBAR, puesto que incluye las pérdidas del material resonador (R_{SHUNT}) y de los electrodos (R_{SERIES}). Por tanto el diseño preciso de el resonador se presenta como un factor clave para una obtención más acorde de los resultados (con pérdidas del resonador) que con la utilización del FBAR ideal. Por tanto, en los capítulos que siguen, el modelo más preciso que se utilizará será el modelo MBVD de la §fig. 1.6.

REFERENCIAS

[16] H. A. C. Tilmans, W. De Raedt, E. Beyne, "*MEMS for Wireless Communications: from RF – MEMS components to RF – MEMS – SiP*", *Journal of Micromechanics and Microengineering 13*, June 2003, pp. 139-160

[17] S.-H. Kim, J.-H. Kim, H-D Park, G. Yoon "*AlN-based film bulk acoustic resonator devices with W/SiO$_2$ multilayers reflector for RF bandpass filter application*", American Vacuum Society, vol.19, No.4, Jul/Aug 2001, pp.1164-1167

[18] R. C. Ruby, P.Bradley (SM), Y. Oshmyansky, A. Chien "*Thin Film Bulk Wave Acoustic Resonators (FBAR) for Wireless Applications*." *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2001.

[19] M. T. Makkonen, "*Numerical Simulations of Microacoustic Resonators and Filters* ", *Article Dissertation*, *Engineering Physics and Mathematics Dpt*., Helsinki University of Technology, January 2005, pp. 1-9. ISBN: 951 – 22 – 7636 – 4.

[20] T. Clark, C. Nguyen, "*Vibrating RF MEMS for Next Generation Wireless Applications*", Custom Integrated Circuits Conference, 2004 , Michigan, pp. 257-264

[21] M. Yim, D.H. Kim, D. Chai, J. Jung , J. Park, G. Yoon "*Optimization of Film Bulk Acoustic Wave Resonator (FBAR) for RF Filter Applications*." *IEEE Trans. Microwave Theory,* 2003, pp. 389-392.

[22] R.-Y. Fillit, B. Ivira, J. Boussey, R. Fortunier, P. Ancey "*Structural and Thermal Investigation for FBAR Reliability in Wireless Applications*" *IEEE 05CH37616 43rd Annual International Reliability Physics Symposium,* 2005, pp. 342-346

[23] T. Yokoyama, T.Nishihara, S. Taniguchi, M.Iwaki, Y.Satoh, M. Ueda, T. Miyashita, "*New Electrode Material for Low-loss and High-Q FBAR Filters*" *IEEE Ultrasonics Symposium,* 2004, pp. 429-432.

[24] H. J. De los Santos, "*RF MEMS Circuit Design for Wireless Communications*" *Chapter 2. Elements of RF Circuit Design* – pp. 35 – 39. & *Chapter 3. RF MEMS – Enable Circuit Elements and Models* – pp. 98 – 104. Artech House, Boston, 2002. ISBN: 1 – 58053 – 329 – 9.

[25] M. Ylilammi, J. Ellä, M. Partanen, J. Kaitila, "*Thin Film Bulk Acoustic Wave Filter*" *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control,* vol. 49, Nº4, April 2002, pp. 535-539.

[26] R. Ruby "FBAR – *From Technology Development to Production*" *Agilent Technologies Inc*. Symposium 2004. Pages: 1-5.

[27] C.-M. Yang, K. Uehara, S.-K. Kim, S. Kameda, H. Nakase, K. Tsubouchi, "*Highly C – Axis – Oriented AlN Film Using MOCVD for 5GHz-Band FBAR Filter*" *IEEE Ultrasonics Symposium,* 2003, *Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University,* pp. 170-173.

[28] B. Jurström, D. Rosén, I. Katardjiev, V. Yanchev, "*Dependence of the electromechanical coupling on the degree orientation of C – textured Thin AlN Films*", *Solid State Electronics*. Uppsala University & Faculty of Physics (Univesity of Sofia), 2003.

[29] K. Yamanouchi, H. Odagawa, "*$KNbO_3$ and Super High Coupling Single Crystals for SAW and BAW Devices*" Symposium 2001, *Tohoku Institute of Technology & Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University*. pp. 1-9.

[30] S. Humad, R. Abdolvand, G. K. Ho, G. Piazza, F. Ayazi, "*High Frequency Micromechanical Piezo-On Silicon Block Resonators*" *IEEE. School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Instute of Technology*. 2003. pp. 1-4.

[31] J. H. Jung, Y. H. Lee, J. H. Lee, H. C. Choi, "*Vibration – Mode Analysis of an RF Film – Bulk – Acoustic – Wave Resonator by Using the Finite Element Method* " *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 43, Nº5, November 2003, pp. L648-L650.

[32] K. M. Lakin " *Thin Film Resonator Technology*" *IEEE FCS – EFTF Paper*, May 5-8, 2003, pp. 1-14.

[33] M. Hara, J. Kuypers, T. Abe, M. Esashi, "*MEMS Based Thin Film 2 GHz Resonator for CMOS Integration*" *IEEE MTT – S Digest*, 2003. pp. 1797-1800.

[34] M-A. Dubois, C. Billard, J-F. Carpentier, P. Vincent, G. Parat, C. Muller, "*Above – IC FBAR technology for WCDMA and WLAN applications*", *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2005, pp.85-88.

[35] W. Pang, H. Yu, J. W. Kwon, H. Zhang, E. S. Kim "*Self – Aligned lateral Field Excitation Film Acoustic Resonator with Very Large Electromechanical Coupling*" *IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control 50th Anniversary Conference,* 2004. pp. 558-561.

[36] J. Y. Park, H. C. Lee, K.H. Lee, Y. J. Ko, J. U. Bu, "*Silicon Bulk Micromachined FBAR Filters for W-CDMA Applications*" *33rd European Microwave Conference* – Munich 2003, pp.907-910.

[37] M. Akiyama, N. Ueno, H.Tateyama, K.Nagao, T. Yamada, "*Preparation of highly oriented aluminium nitride thin films on molybdenum bottom electrodes using metal interlayers*", *Journal of Materials Science*, 2005, vol.40, pp. 1159-1162.

[38] T. Nishihara, T. Yokoyama, T. Miyashita, Y. Satoh, "*High Performance and Miniature Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for 5 GHz*", *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2002, pp. 969-972.

[39] K–W. Kim, G.–Y. Kim, J.–G. Yook, H.–K. Park, "*Air– Gap – Type TFBAR – Based Filter Topologies*", *Microwave and Optical technology Letters*, Dpt. Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, Seoul, Korea, vol.34, Nº5, September 2002, pp.386-387.

[40] K. Wang, M. Frank, P. Bradley, R. Ruby, W. Mueller, A. Barfknecht, M. Gat " *FBAR Rx Filters for Handset Front – End Modules with Wafer – Level Packaging*", *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2003, pp. 162-165.

Capítulo 2

Oscilador de Pierce integrado con FBAR

2.1 Introducción

Este tercer capítulo tiene un doble objetivo: por una parte, estudiar la posibilidad de introducir un FBAR en un modelo de oscilador de Pierce ya definido y, por otra parte, comprobar la flexibilidad que presenta el mismo según unos ciertos parámetros de diseño como son las impedancias de entrada y salida del transistor (R1, R2) que conforman el oscilador, capacidades parásitas (C1 y C2) y ganancias del transistor (g_m) (entre otros), i que en su momento se presentarán. Para ello se detallará el estudio en lazo abierto requerido para este tipo de circuitos, seguido de la definición del modelo Para concluir dicho capítulo, se procede a analizar diferentes sintonizaciones para este mismo modelo considerando múltiples valores de resistencias y capacidades. Finalmente, se diseña un modelo de oscilador Pierce concreto, en base al estudio previo, mediante parámetros sintonizados el cual cumple con los requerimientos de *Barkhausen*.

2.2 Fundamentos del oscilador

2.2.1 Nociones básicas

El funcionamiento de un oscilador consiste en generar una señal periódica variable con el tiempo habiéndole suministrado, al circuito eléctrico, una tensión de alimentación en continua (*DC*). De hecho, los osciladores son utilizados para generar señales que, posteriormente, serán utilizadas como referencias de tiempo y fase para otros elementos

ubicados en el transceptor (mezcladores, sintetizadores de frecuencia, pulsos de *clock*, etc.) **[41]**. Para poder generar una salida periódica, el circuito oscilador debe presentar un mecanismo de autosustentación permitiendo que el ruido generado por el propio oscilador, a medida que éste vaya creciendo y con el transcurso del tiempo, llegue a generar dicha señal periódica **[42]**.

Los osciladores de RF se pueden caracterizar según un modelo de realimentación o bien mediante un elemento bipuerto. La §fig.2.1 ilustra dichas posibilidades **[43]**.

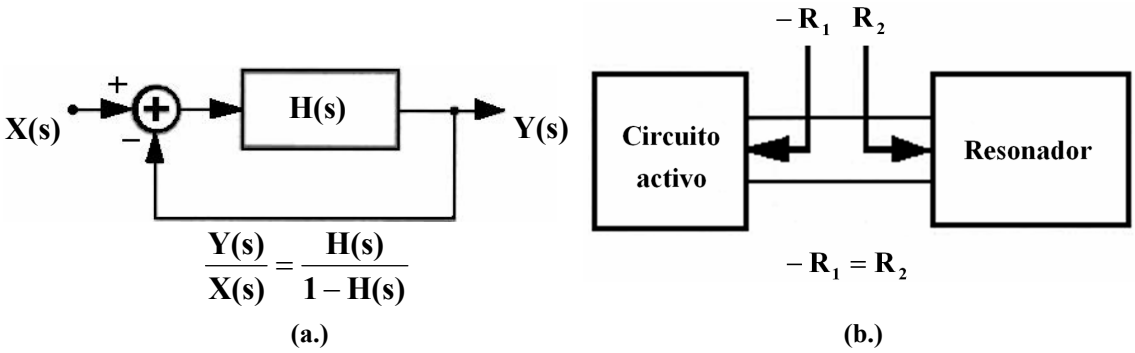


Figura 2. 1 **(a.)** Representación en bloque de la función de transferencia ideal de un circuito oscilador. **(b.)** Esquema bipuerto de un circuito oscilador con sus impedancias equivalentes de entrada.

Nótese que en la §fig. 2.1(b.), el oscilador aparece dividido por dos elementos de un único puerto. El primero de ellos se caracteriza por presentar una red activa y el segundo es una red resonadora (fundamentalmente LC). Para mejorar el estado estacionario de la oscilación , la resistencia en paralelo asociada a la inductancia del resonador LC, R_2, debe balancearse para con la resistencia negativa $-R_1$ generada por el circuito activo.

Por tanto, la resistencia equivalente del resonador LC disipa una energía que es compensada por el circuito activo (restitución de potencia), de este modo, sí se puede decir (al menos idealmente) que el circuito oscila indefinidamente, pues por sí mismo, el resonador no puede oscilar de manera indefinida debido a las pérdidas inducidas por R_P. La §fig. 2.2 es la representación eléctrica del resonador LC y su R_P asociada.

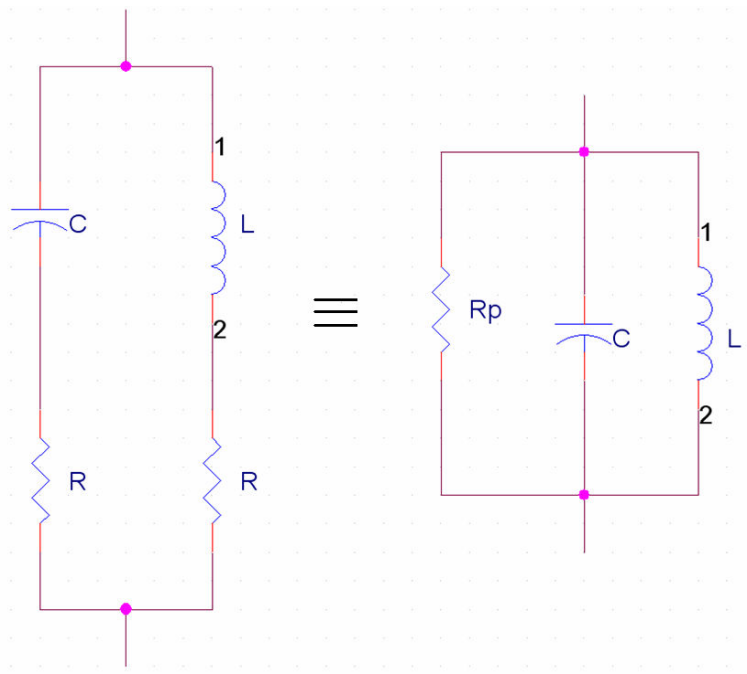


Figura 2. 2 Modelo LC con sus resistencias por rama y su equivalente R_P .

Normalmente, para la representación en bloque también se introduce en el lazo de realimentación de la §fig. 2.1(a.) una red selectiva de frecuencia, con ella se pretende estabilizar la frecuencia de trabajo del conjunto oscilador. Este elemento estabilizador es el llamado resonador, usualmente implementado mediante un tanque *LC* en paralelo. La §fig. 2.3 muestra una representación más completa con la adición de esta red en el lazo.

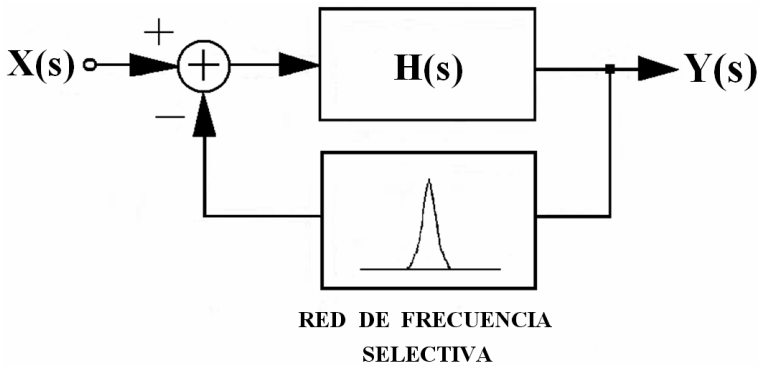


Figura 2. 3 Representación del bloque de la función de transferencia con la adición de una red de frecuencia selectiva de estabilización.

Como todo dispositivo de RF, un parámetro importante a considerar es el factor de calidad que, para el caso del oscilador se puede definir como:

$$Q = \frac{f_{RES}}{2} \frac{\partial T(s)_{\phi}}{\partial f}\bigg|_{f_{RES}} \qquad \text{(ec. 2.1)}$$

donde dada una cierta fase de la función de transferencia que caracteriza el sistema oscilador en lazo abierto, $T(s)_{\phi}$, se puede hallar su factor de calidad derivando dicha fase respecto a la frecuencia. Cuanto más abrupta sea la fase en un cierto entorno de la frecuencia de resonancia, más grande será el factor de calidad **[44]**. Sin embargo, aunque el factor de calidad sea alto, no se podrán evitar fluctuaciones en la frecuencia del oscilador debidos a exposiciones a cambios de temperatura del entorno, siendo necesario un continuo testeo para prevenir estas variaciones **[45]**. Además, para osciladores con una Q elevada es preciso analizar posibles armónicos (debido a la no linealidad del oscilador) mediante métodos algorítmicos bastante complejos, véase **[46]**, de todas formas, lo que está claro es que para el uso de un MEMS como el FBAR, un oscilador con una Q muy alta generará, a la salida, una oscilación cuya frecuencia quedará determinada por las características mecánicas del mencionado FBAR **[47]**.

2.2.2 Condiciones para la oscilación

Existen dos condiciones básicas para que un circuito oscilador opere como tal. Dichas condiciones se enmarcan en los llamados *criterios de Barkhausen*:

- La ganancia en lazo cerrado unitario debe cumplir que

$$|H(j\omega_0)| = 1 \qquad \text{(ec. 2.2)}$$

- El desplazamiento total en fase del sistema alrededor del lazo abierto debe ser:

$$\angle H(j\omega_0) = 0 \qquad \text{(ec. 2.3)}$$

  o bien

$$\angle H(j\omega_0) = 180° \qquad \text{(ec. 2.4)}$$

  siendo la §ec. 2.3 válida para realimentaciones positivas i la §ec. 2.4 para realimentaciones negativas **[48]**.

Si estas dos condiciones expuestas son satisfechas simultáneamente para una cierta frecuencia, entonces el circuito presentará una salida finita diferente de cero para una señal de entrada de amplitud cero. Es decir, aunque la entrada aplicada sea cero, el sistema responderá a la salida con un valor diferente de cero. Éste es el concepto básico de oscilador.

Cuando el circuito empieza a oscilar, se puede caracterizar su frecuencia de oscilación mediante la resonancia del tanque LC de la manera siguiente:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L\,C}} \qquad \text{(ec. 2.5)}$$

Normalmente, para asegurar el inicio de la oscilación, la ganancia en lazo de pequeña señal debe ser mayor que uno, pues el sistema se empezará a estabilizar mediante la realimentación reajustando la amplitud de la señal de manera que ésta alcanzará una ganancia unitaria ($|H(j\omega)| = 1$) tal y como se precisa.

Como ya se ha dicho en la §sec. 2.2.1 el mecanismo que sustenta la oscilación del sistema debe permitir que el ruido del circuito, en el inicio del proceso, aumente. Mas llega un momento, en el cual interesa evitar su continuo crecimiento; para controlar los incrementos en amplitud de dicho ruido hace falta un segundo mecanismo. Dicho mecanismo tiene dos cometidos **[28]**:

- Incrementando la amplitud de la señal en realimentación, el amplificador se satura modificando, a su vez, la ganancia en lazo y disminuyendo, por tanto, los picos de la forma de onda en la salida.

- Se usa un circuito de control de nivel automático basado en un detector de picos.

La §fig 2.4 muestra este control del ruido mediante un sencillo esquema.

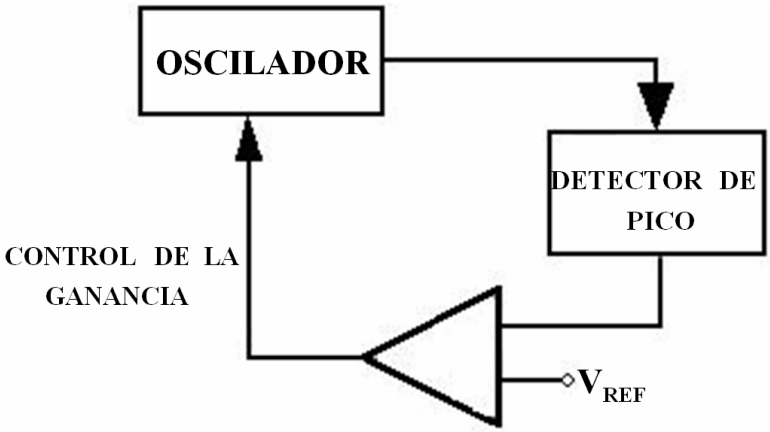


Figura 2. 4 Esquema de un oscilador con regulador de amplitud de ruido.

2.3 El estudio en lazo abierto del oscilador

Un oscilador no dispone de puertos de entrada y salida explícitos como en el caso del PA Clase E o del LNA. Es por ese motivo que para su estudio y caracterización se hace uso de la llamada *función en lazo abierto*.

De forma breve, el estudio en lazo abierto tiene por cometido romper el bucle de retroalimentación que rige el comportamiento del oscilador de tal forma que se pueda disponer de un estudio en función de una entrada y una salida para operar de manera similar al PA Clase E y al LNA y obtener la correspondiente función de transferencia en lazo abierto: $T(s)$. Dicha función se puede obtener mediante dos procedimientos según qué puntos específicos del transistor CMOS se rompen para realizar el análisis, a saber:

1. **Ruptura en la puerta (*Gate*) y análisis en tensión.** El análisis se llevará a cabo mediante la aplicación, en el punto de ruptura, de una fuente de tensión. Por tanto, la expresión que cabe esperar será de la forma

$$T(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} \qquad \text{(ec. 2.5)}$$

2. **Ruptura en el drenador (*Drain*) y análisis en corriente.** Para este caso, el análisis se caracteriza por la aplicación de una fuente de corriente en el punto del esquema eléctrico roto; obteniéndose una función como la siguiente

$$T(s) = \frac{I_{OUT}(s)}{I_{IN}(s)} \qquad \text{(ec. 2.6)}$$

Ambos análisis deben reportar los mismos resultados. La §fig. 2.5 ilustra el sistema del oscilador en lazo abierto según las diferentes entradas y salidas definidas.

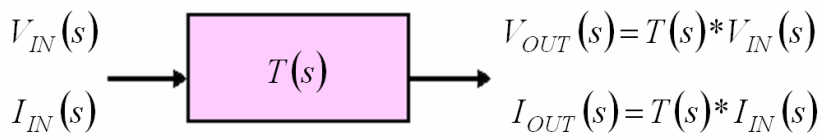


Figura 2. 5 Representación en bloque del sistema en lazo abierto del oscilador.

2.4 El efecto *pulling* del oscilador [43]

En general, se asume que, inicialmente, el ruido inyectado a la entrada para garantizar el mecanismo de sustentación del circuito oscilante presenta una magnitud más pequeña que la componente portadora sintonizada a 2.3 GHz. A medida que se va autosustentando el sistema, la magnitud de dicha componente de ruido va aumentando de manera apreciable. Cuando este fenómeno tiene lugar la portadora sufre un desplazamiento espectral aproximándose a la frecuencia de ruido: ω_n. Y, en consecuencia, ya no oscila a la frecuencia requerida sino en otra ligeramente desplazada como se verá en el caso del FBAR. Además, por regla general, el oscilador de Pierce opera a una frecuencia ligeramente superior a la frecuencia de oscilación del FBAR [49], (donde el FBAR adquiere un cierto comportamiento inductivo) a ello se le deberá sumar este indeseado efecto de *pulling*. La §fig. 2.6 ilustra el efecto que implica el *pulling* respecto a la portadora del oscilador.

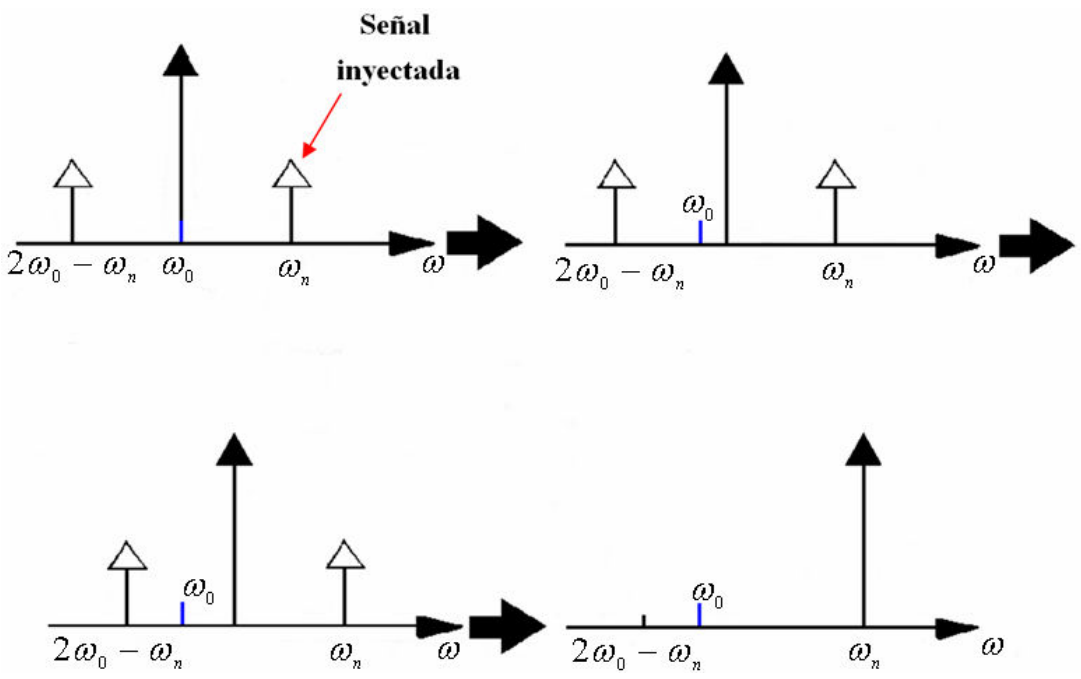


Figura 2. 6 Esquema donde se puede apreciar el desplazamiento en frecuencia o efecto *pulling* del oscilador.

Por consiguiente, nunca será posible trabajar a la frecuencia exacta de interés, debido al desplazamiento frecuencial originado por la presencia de ruido. Para controlar el efecto de este ruido que se incorpora produciendo este efecto *pulling*, se hacen usos de técnicas de control de ruido en MOSFETS como queda reportado en **[50]**.

2.5 Definición del modelo de oscilador utilizado

Para el caso de estudio del FBAR se utilizará la topología de oscilador de *Pierce* referido en el artículo **[51]**. El oscilador de *Pierce*, junto con el de *Colpitts*, es uno de los más utilizados en la ingeniería de circuitos de RF debido a su excelente estabilidad, simplicidad y a su amplio rango de frecuencias sobre las cuales se puede trabajar **[52]**. La §fig 2.7 presenta el modelo esquemático basado en **[51]** donde se aprecia la inclusión de un FBAR.

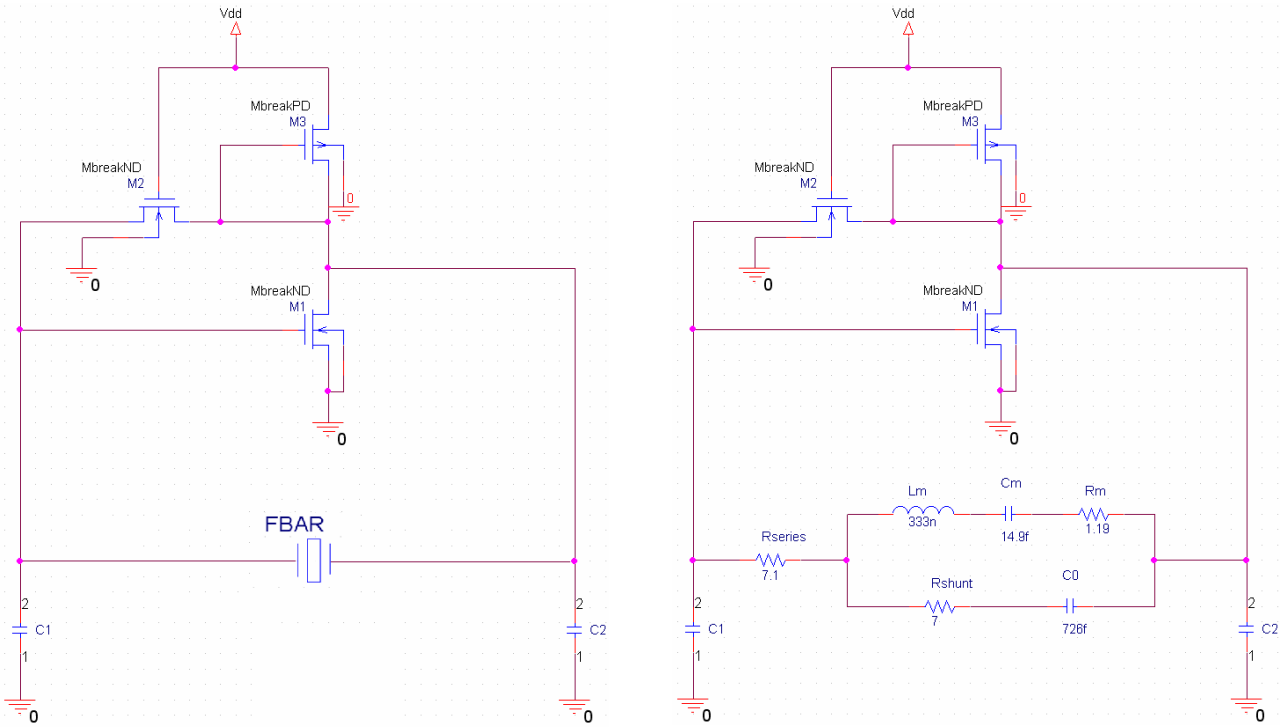


Figura 2. 7 **(a.)** Esquemático del Pierce con FBAR.
(b.) Esquemático del Pierce con equivalente eléctrico del FBAR.

Nótese la función de las capacidades C_1 y C_2: dichos elementos imponen un mecanismo de retroalimentación dentro del circuito que, conjuntamente con la reactancia inductiva del FBAR, aportan los 180° precisos de fase en el lazo para que el sistema pueda oscilar **[53]**. Una cuidadosa selección de los valores de C1 y C2 resulta indispensable en implementaciones de alta frecuencia **[54]**.

A la hora de deducir la función de transferencia en lazo abierto, ésta se puede encontrar según los dos procedimientos ya referidos (*véase* §sec 2.3). Las §fig. 2.8 (a.), (b.), y §fig. 2.9 (a.), (b.) ilustran los modelos que se pueden extraer de dicho estudio en lazo abierto.

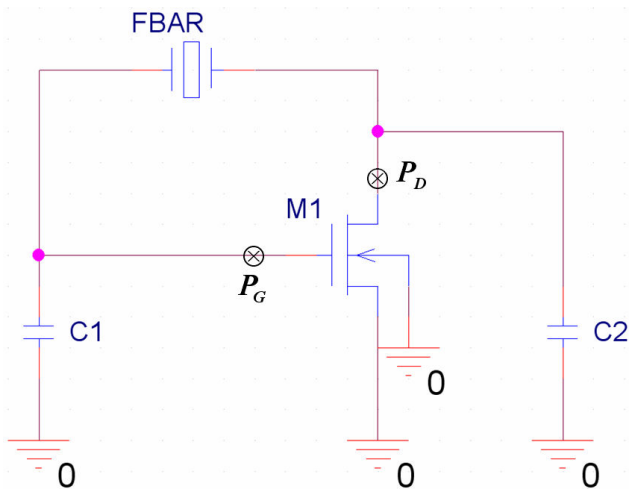


Figura 2. 8 (a.) Esquemático eléctrico donde es posible apreciar los puntos de ruptura para el estudio en lazo abierto.

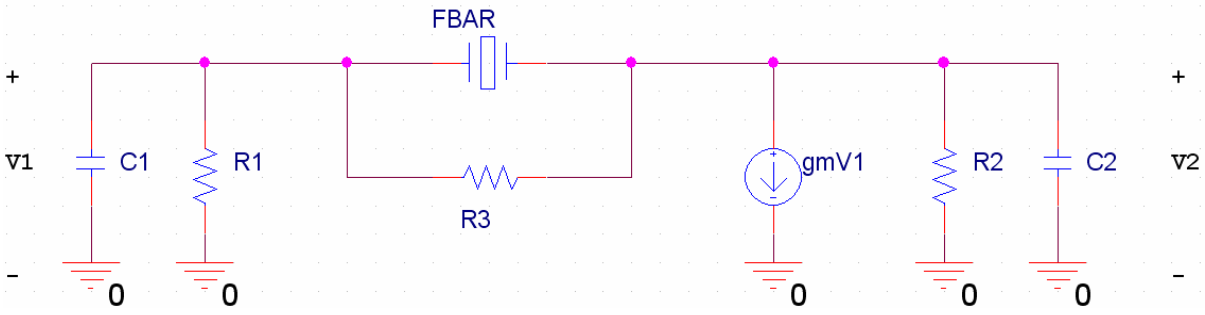
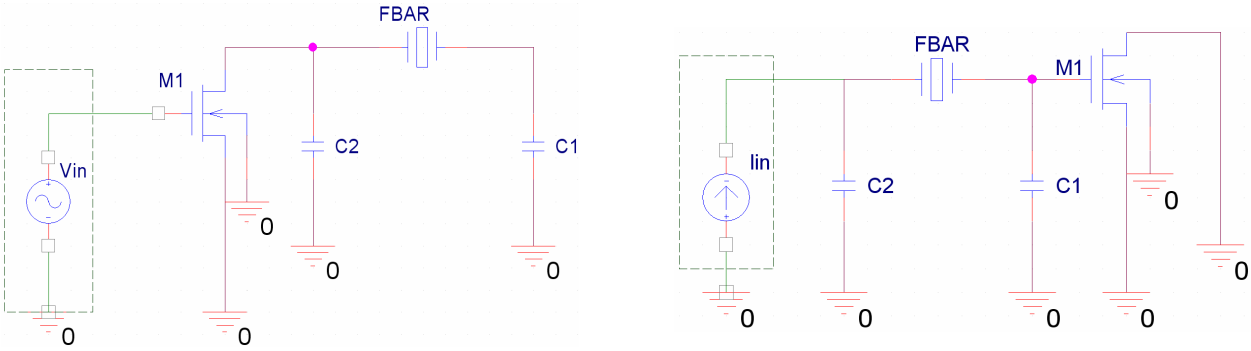


Figura 2. 8 (b.) Esquemático eléctrico desarrollado del expuesto en la §fig. 2.7 (a.) en pequeña señal.

entonces, como se detalla en el §Anexo 6, se deduce la respuesta en lazo abierto del oscilador en pequeña señal habiendo hecho la ruptura en P_G o bien en P_D. Esto se puede entender con las §fig 2.9 (a.) y (b.) que ilustran los respectivos esquemáticos según cada caso.



(a.) **(b.)**

Figura 2. 9 (a.) Esquemático resultante del oscilador habiendo hecho la ruptura en la puerta (P_G).

(b.) Esquemático resultante del oscilador habiendo hecho la ruptura en el drenador (P_D).

Entonces, habiendo realizado el pertinente estudio en lazo abierto (*véase* §Anexo 6) se obtiene una función de transferencia en lazo abierto cuya expresión viene dada por $T(s)$ como:

$$T(s) = -\frac{g_m \; R1 \, R2}{Z_{MBVD}(s) \, (1 + R1 \, C1 \; s) \, (1 + R2 \, C2 \; s) + R1 \, (1 + R2 \, C2 \; s) + R2 \, (1 + R1 \, C1 \, s)}$$

(ec. 2.7)

donde la impedancia $Z_{MBVD}(s)$ viene definida por la expresión §ec.1.27; y las resistencias $R1$ y $R2$ representan la R_{IN} y la R_{DS} propias del transistor M1 en pequeña señal (§Anexo 6). Aunque aquí no aparezca, existe una tercera resistencia, *R3*, debida a la polarización del segundo transistor M2 de la §fig. 2.7 que se tiene en consideración pero con un papel secundario, pues no determina para nada el comportamiento en lazo abierto del sistema.

2. 6 Estudio sobre la variabilidad de los parámetros de diseño del oscilador

Para dar a conocer la flexibilidad del modelo presentado se propone un estudio de la variabilidad de los diferentes valores de las resistencias y capacidades que aparecen en la §fig 2.7. Dichas variaciones de los parámetros mencionados quieren poner de manifiesto, de qué manera varían conceptos como la ganancia y la fase del sistema en lazo abierto y la transconductancia (g_m). Para ello se disponen de diversos estudios en donde se desarrollaran dichos aspectos.

2.6.1 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de C1 y C2

La deducción de g_m a partir de las capacidades C1 y C2 se hace de manera indirecta, pues es preciso primero deducir la ganancia en dBs del sistema respecto a g_m habiendo variado las mencionadas capacidades. Haciendo esto, posteriormente se puede extraer la g_m según los diferentes valores de C1 y C2 dados. Se observa, realizando la gráfica, como a medida que aumentan los valores de las capacidades es necesario

aumentar la g_m para mantener el mismo nivel de ganancia, lo cual parece fehaciente (*véase* §ec. 2.7). La gráfica que se muestra en la §fig 2.10 refleja esta tendencia a aumentar la g_m a medida que lo hacen también las capacidades.

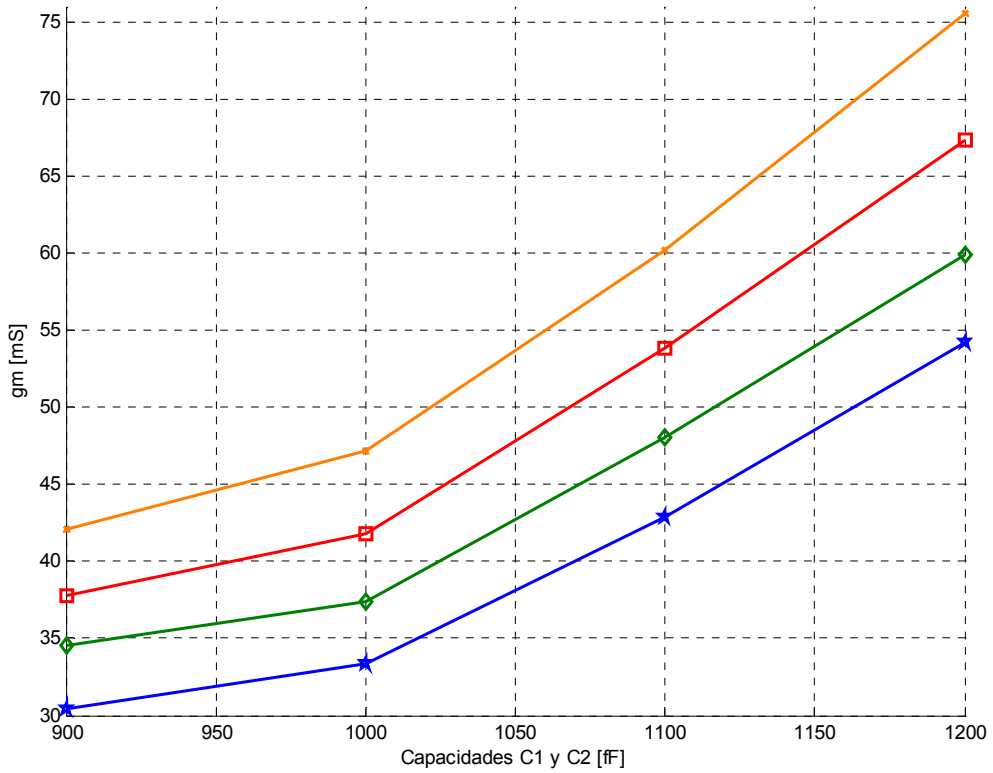


Figura 2. 10 Evolución de la g_m respecto a los diferentes valores de C1 y C2 propuestos.

Este estudio, refleja la necesidad de trabajar con capacidades pequeñas para obtener misma ganancia. A medida que los valores de la capacidades van aumentando, la g_m también lo hace. Ello quiere decir que también aumentan las dimensiones del transistor M1 utilizado, si se quiere minimizar dicha g_m será preciso disminuir el valor de las capacidades.

2.6.2 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de R1 y R2

Respecto a este caso se aplica el mismo procedimiento descrito en la sección anterior, pudiendo encontrar una relación entre las resistencias R1, R2 y la g_m hallada para dichos valores. En este análisis se podrá apreciar como es necesario proponer resistencias de R1 y R2 grandes (entre 2.5 KΩ - 10 KΩ) para no tener que trabajar con

g_m excesivamente grandes. Aumentar los valores de las resistencias R1 y R2 conlleva disminuir las corrientes de polarización para no disipar demasiada potencia pero a la vez implica una disminución de la g_m (pues tiene una relación inversa con la resistencia de entrada en el transistor: R1), además implica una disminución del área de los transistores haciendo más patente la influencia de elementos resistivos. Como se aprecia, llega un momento en que el incremento de dichas resistencias no aporta beneficio alguno; esto se refleja a partir de los 10 KΩ; si se prosiguiera aumentando el valor nominal de los elementos resistivos hasta los 10 MΩ, apenas habría cambio alguno en la ganancia. La §fig 2.11 ilustra esta evolución.

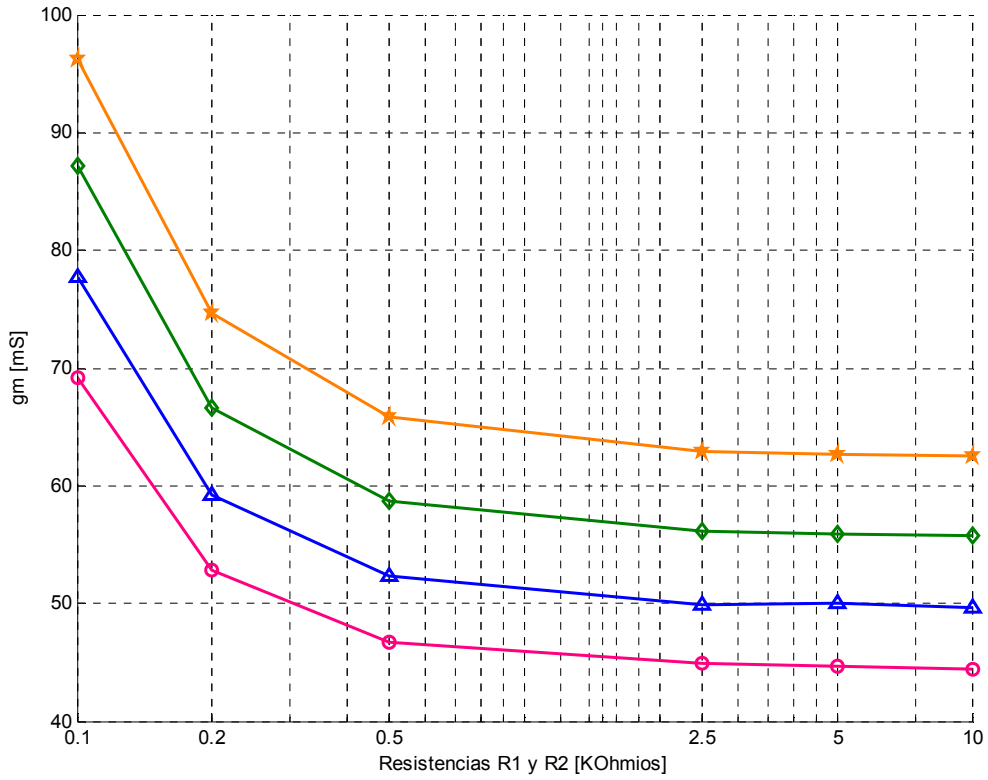


Figura 2. 11 Evolución de la g_m tomando ciertos valores de R1 y R2.

Por tanto, se asume que R1 = R2 = 10 KΩ parece ser el valor umbral para mantener una óptima g_m.

2.6.3 Análisis de la variabilidad de g_m modificando los valores de R3

Es el momento de realizar lo mismo con la resistencia de polarización del transistor M2 de la §fig. 2.7, esto es, R3. Lo que se puede apreciar es que apenas

influye en el comportamiento de la g_m (pocos mS). Es lógico teniendo en cuenta que sólo polariza el transistor principal M1; por tanto, el rango de actuación debe ser muy pequeño par un cierto punto de trabajo (Punto de polarización). Véase la evolución en la §fig. 2.12

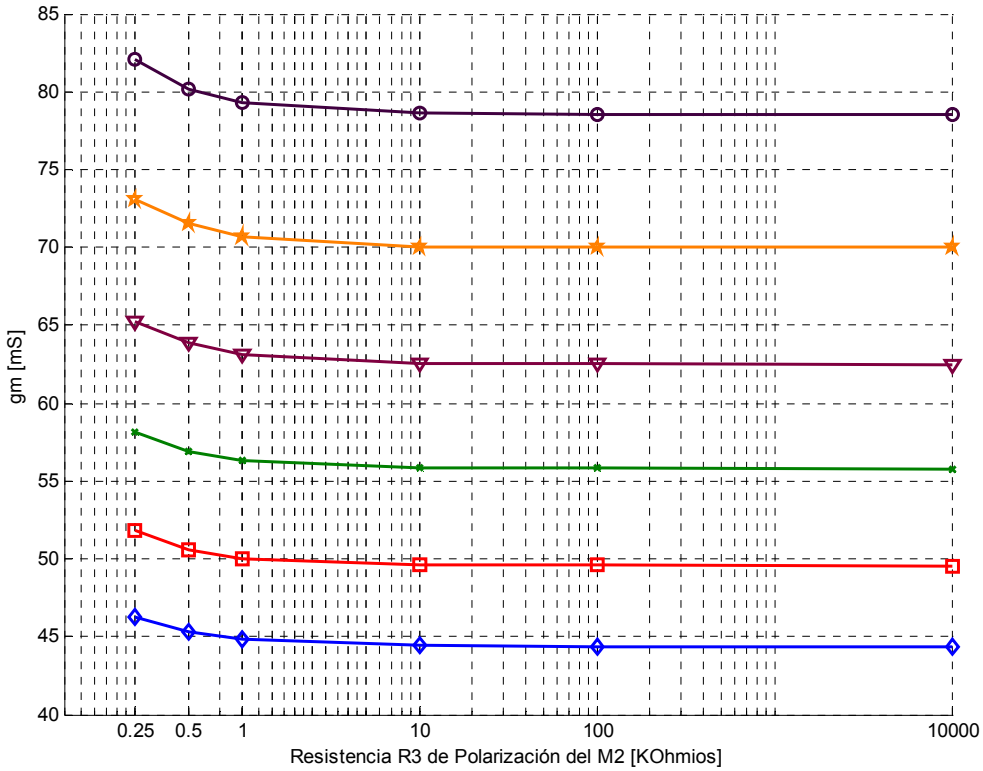


Figura 2. 12 Nótese la rigidez de la g_m dada la evolución de ésta debida a los diferentes valores aportados para la resistencia R3.

Otra vez, parece ser que el valor de referencia umbral es el de R3 = 10 KΩ. De hecho, era de esperar que no tuviese mucha incidencia en el comportamiento del oscilador puesto que no se encuentra en la expresión en lazo abierto de la §ec. 2.7

2.6.4 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de C1 y C2

Esta sección pretende realizar un estudio cualitativo de como puede responder la ganancia y la fase del sistema en lazo abierto mientras C1 y C2 varían según diferentes valores de R1 y R2 prefijadas. La §fig. 2.13 ilustra esta evolución según los diferentes valores de C1 y C2 aportados.

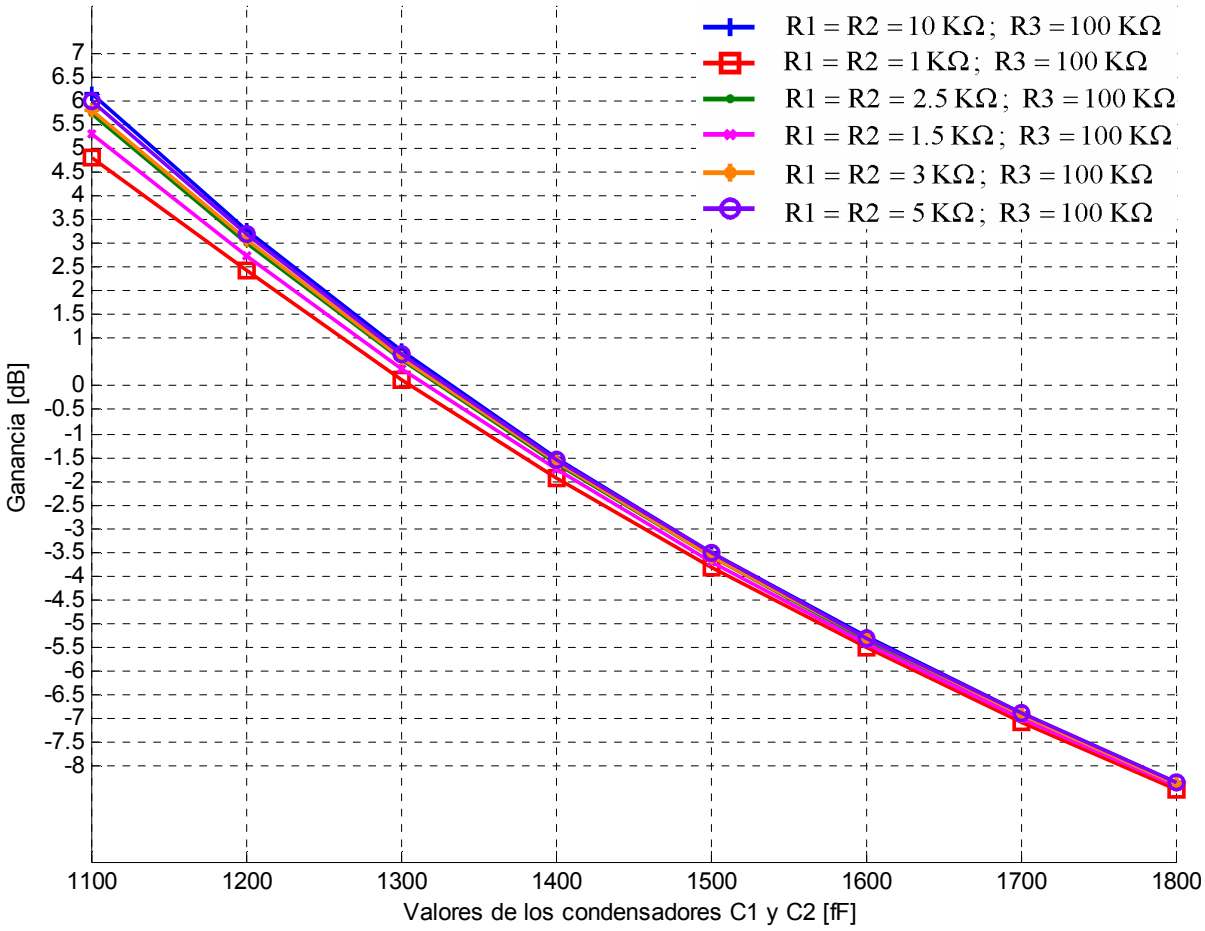


Figura 2. 13 Evolución de la ganancia del sistema en lazo abierto dados unos ciertos valores de C1 y C2 según los parámetros de R1 y R2 predefinidos.

Compruébase que el sistema es bastante sensible a las variaciones del sistema, llegando a tener una diferencia de 6 unidades de ganancia entre tan sólo 200 fF de diferencia. Nótese que aumentar la capacidad empobrece el primer criterio de *Barkhausen* (relativo a la magnitud). Si se opta por graficar la fase del sistema en lazo abierto se obtendrá la representación que se muestra a continuación.

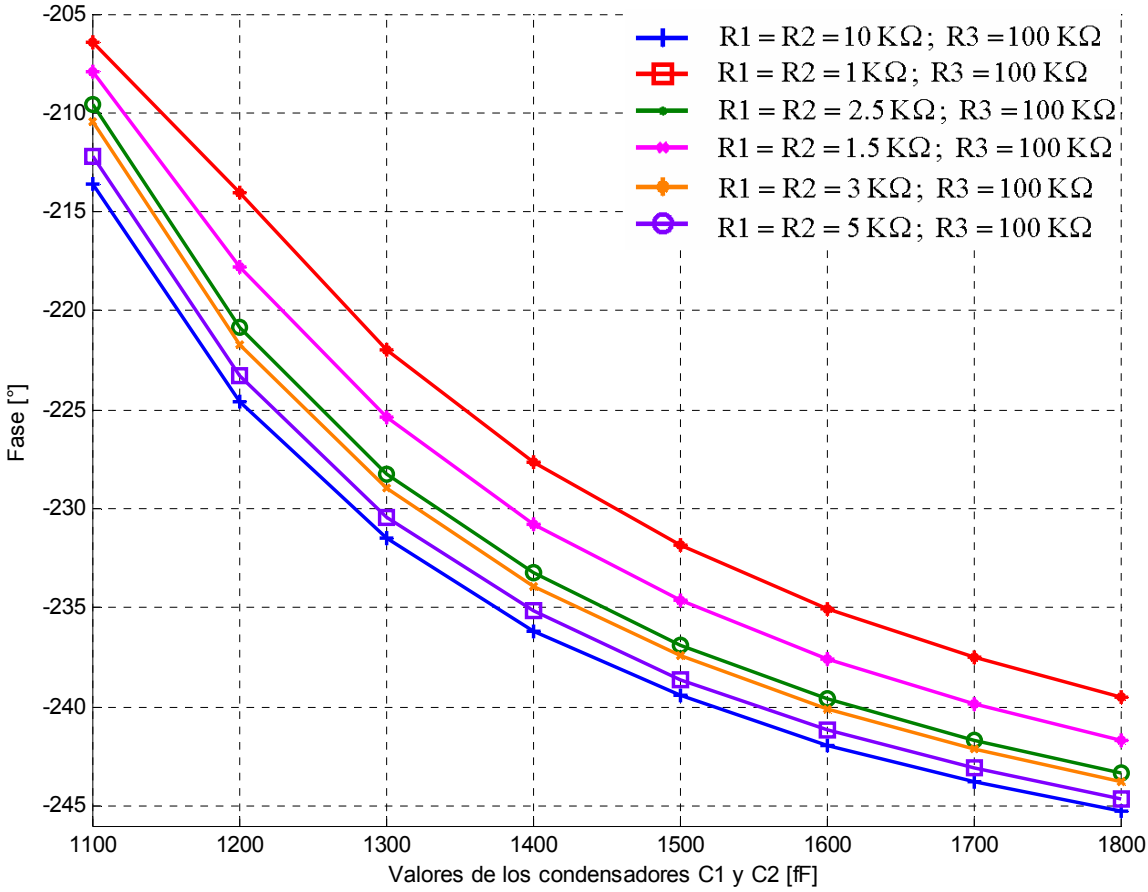


Figura 2. 14 Valores de la fase respecto a las diferentes C1 y C2 aportadas dadas unas resistencias R1 y R2 fijas.

Como en el caso de la magnitud, la fase también es bastante sensible a los cambios de las capacidades; ésta en menor medida por eso. A diferencia de la magnitud, se puede observar que, de manera cualitativa, el aumento de las capacidades conlleva un aumento, en valor absoluto, de la fase; enfatizando aún más si cabe el criterio de *Barkhausen* relativo a la fase. Sigue interesando una capacidad pequeña, pues la restricción de aumento de fase en valor absoluto no tiene tanto peso como el requerimiento de la magnitud.

2.6.5 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de R1 y R2

Se pretende hallar la respuesta de la magnitud y la fase del sistema oscilante tomando diferentes valores de R1 y R2 para unas ciertas capacidades adoptadas. Para este propósito, se ilustran las siguientes gráficas.

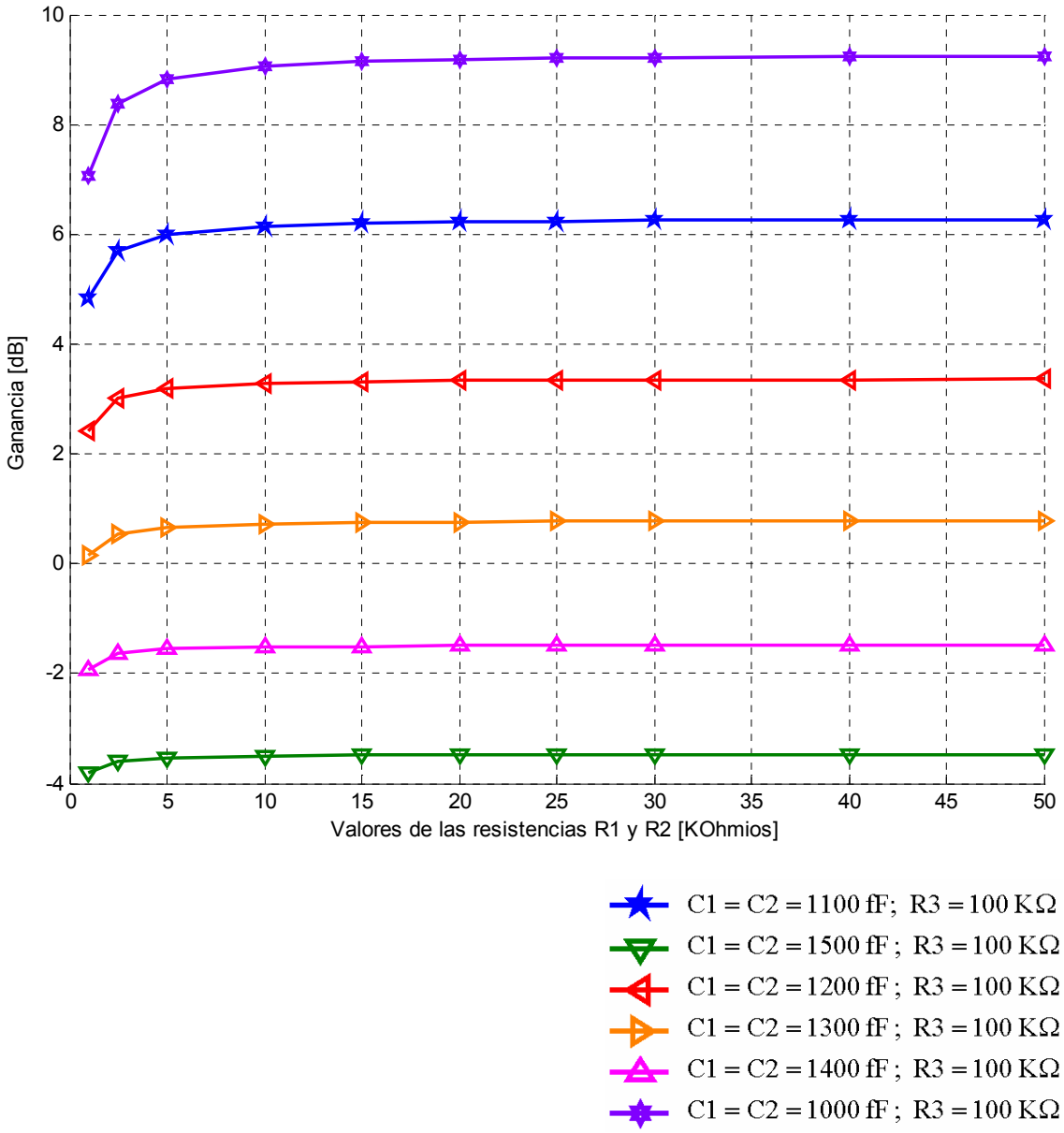


Figura 2. 15 Evolución de la ganancia según los datos requeridos (R1 y R2) para ciertas C1= C2.

Como ya se ha dado en anteriores estudios, la incidencia de las resistencias en el comportamiento del sistema (en este caso la ganancia) es menor respecto a la de las capacidades. Y a partir de los 10 KΩ, el incremento de los valores de R1 y R2 no repercute de manera sensible en la ganancia del sistema. Notar como se sigue

cumpliendo que aumentar la fase implica pérdidas en la ganancia en lazo abierto. Respecto a la fase se tiene la siguiente representación.

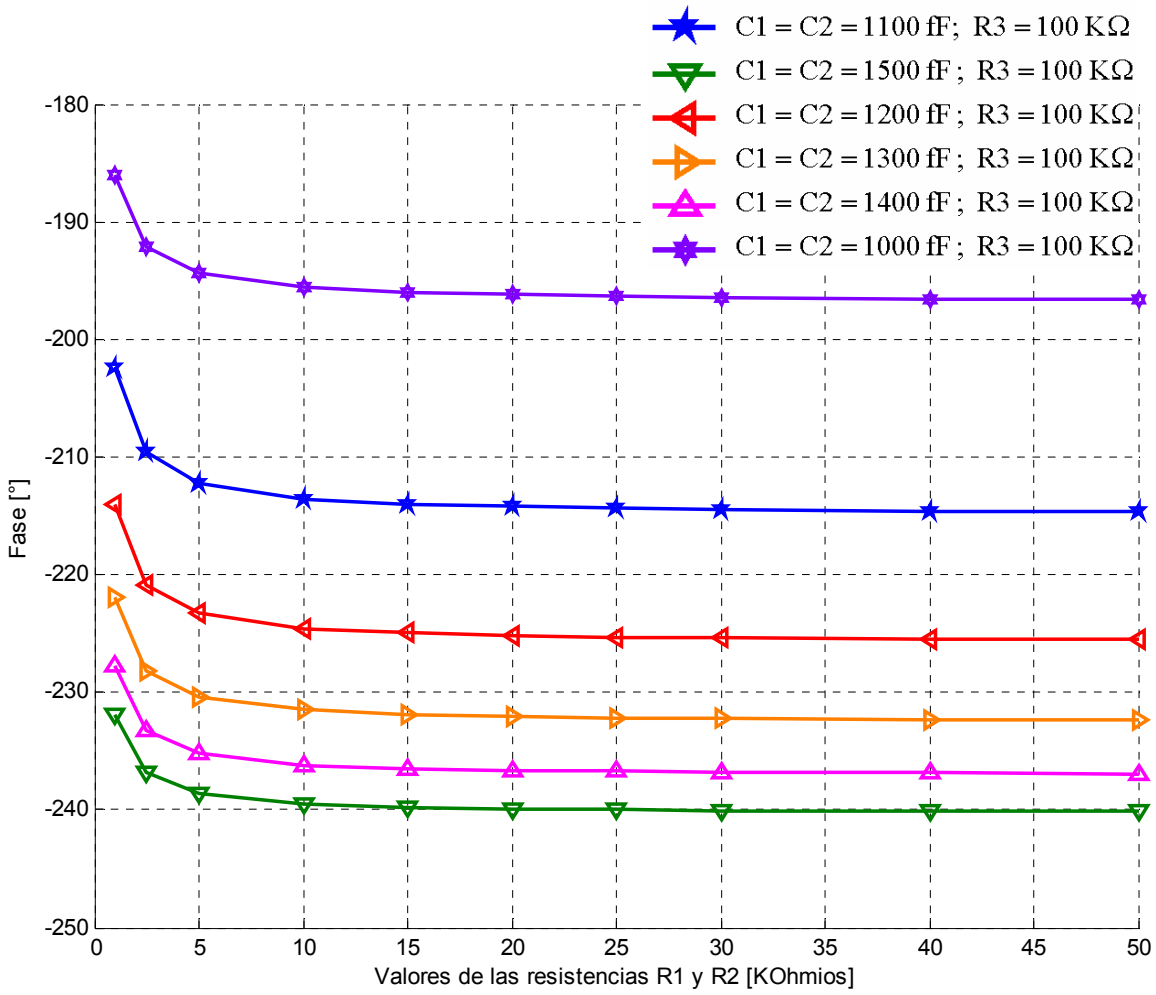


Figura 2. 16 Figura donde se puede apreciar la variación de la fase según los diferentes valores de R1 = R2 para unas C1 = C2 fijadas.

Notar como, por segunda vez, el aumento de las capacidades implica un aumento, en valor absoluto, de la fase del sistema. También véase que los valores de las diferentes resistencias reportadas apenas repercuten en la ganancia a partir de los 10 KΩ. Otra vez, el criterio que predomina es el de magnitud pues aunque se disminuyan los valores de la resistencia la fase se hallará, siempre, en condiciones de *Barkhausen*, mientras que según que configuraciones de C1, C2 y R3, la ganancia puede no llegar al mínimo requerido por *Barkhausen* (ganancia unitaria).

2.6.6 Análisis de la ganancia y la fase según la evolución de R3

Para este caso se pretende conocer la variabilidad de la ganancia y la fase para diferentes valores de R3, fijados los de R1 = R2, C1 = C2. Véase la §fig. 2.17

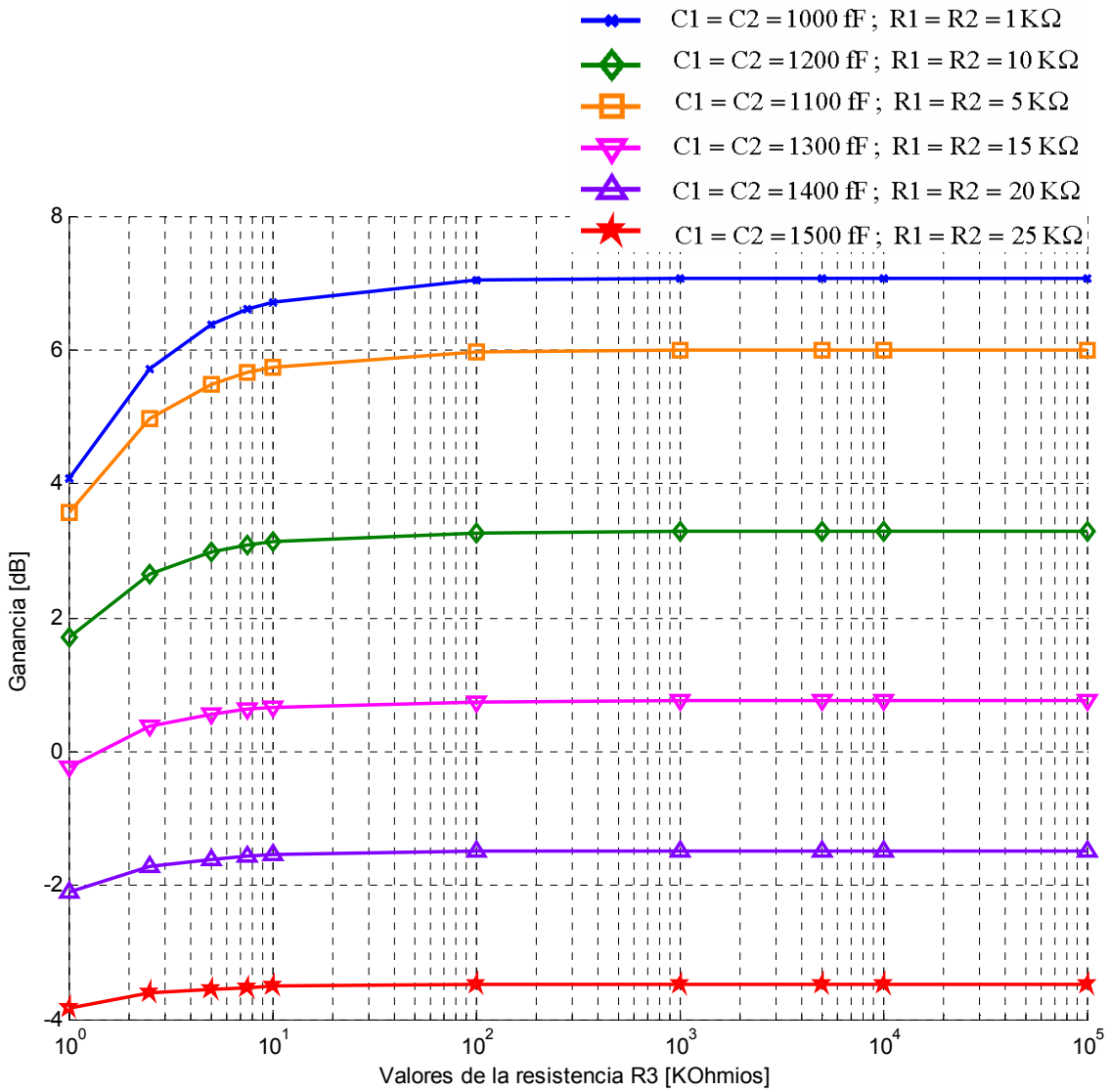


Figura 2. 17 Representación de la ganancia para valores diferentes de R3, fijados R1, R2, C1 y C2.

Lo que se aprecia es un aumento más notorio de la ganancia a medida que las capacidades disminuyen, lo cual quiere decir que la incidencia de la capacidad es más influyente que el aumento de R3 (véase curva roja vs azul); notar, pese a ello, que la ganancia se sigue estabilizando a partir de R3 = 10 KΩ como ya se ha podido

comprobar en otras simulaciones presentadas. Respecto a la fase, se obtiene lo siguiente.

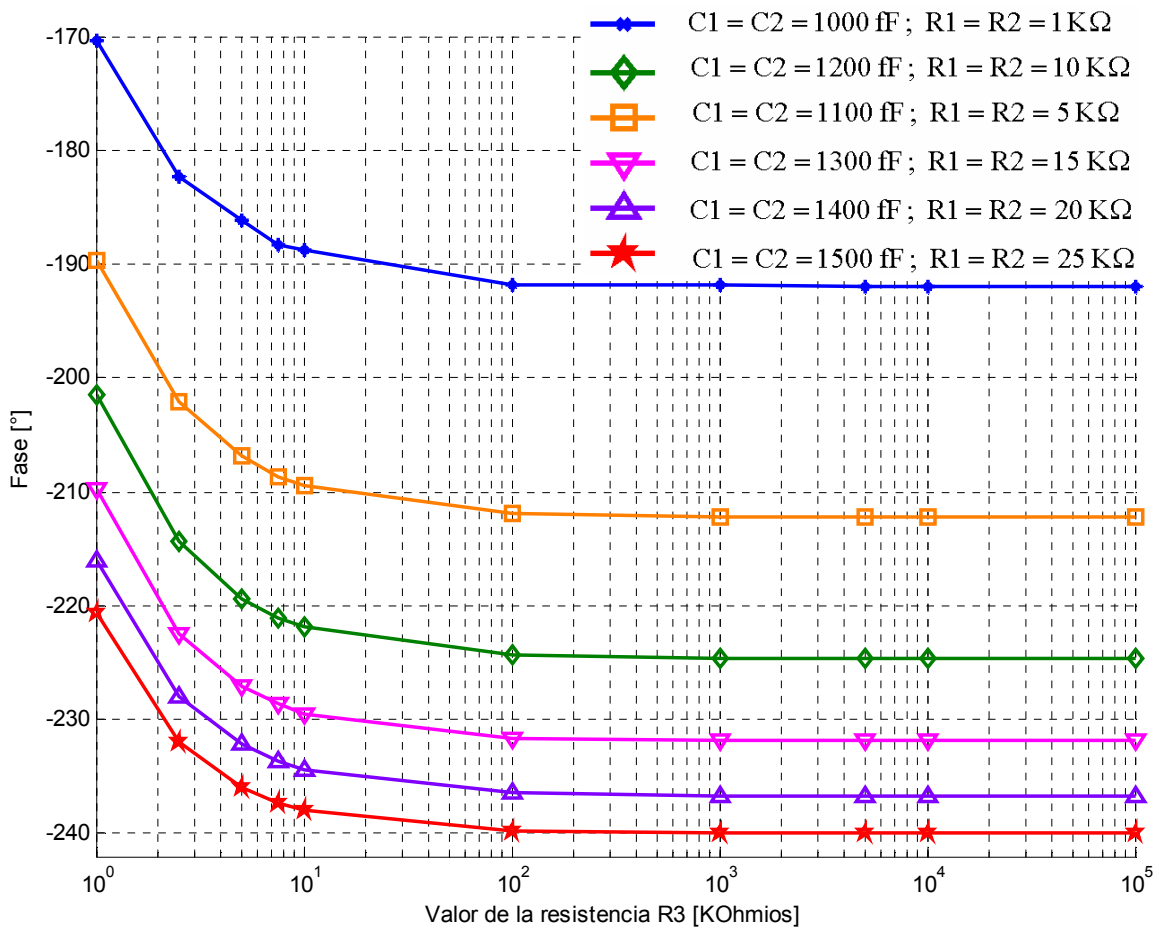


Figura 2. 18 Evolución de la fase para diferentes valores de R3, fijados los cuatro restantes.

Como en otras simulaciones, el aumento de las capacidades implica una mejora del criterio de fase de *Barkhausen*. Pero en este caso, se hace hincapié en el hecho que el diseño se hace más crítico en la medida que influyen más elementos. Por tanto, se requiere un compromiso entre los diferentes valores, pues como queda reflejado para un mismo valor de C1 = C2 y con sólo modificando la resistencia R3 en un orden de magnitud (1 KΩ → 10 KΩ) se pasa de no cumplir el criterio de fase de *Barkhausen* a sobrepasarlo.

Por tanto, en la medida que se modifican más parámetros se comprueba una variabilidad de las condiciones de estabilidad más notoria. Ahora ya no presenta tanto

peso el criterio de magnitud (como en previas simulaciones) frente al de fase. Notar, así mismo, que ya no se establiza la fase en 10 KΩ sino en una década más.

2. 7 Modelo definido y simulaciones

Una vez hecho el estudio pormenorizado de los comportamientos del sistema en lazo abierto cuando se modifican diferentes parámetros del modelo de oscilador de Pierce, se ha optado por la configuración que ilustra la §tabla 2.1 en la cual se dispone de una sintonización válida según los datos reportados en la sección anterior.

Parámetro de diseño	Valor
R1	10 KΩ
R2	10 KΩ
C1	1740 fF
C2	1740 fF
R3	100 KΩ
g_m	20 mS

Tabla 2. 1 Principales parámetros de diseño del oscilador presentado.

Una vez definidos los parámetros, se va a proceder a las simulaciones que demostraran la posibilidad de implementar un FBAR en dicho esquema eléctrico (Véase §fig. 2.7). Las §figs. 2.19 (a) y (b), §figs. 2.20 (a), (b), (c) , §figs. 2.21 (a) y (b) ilustran los resultados hallados para la sintonización de parámetros referida en la §tabla 2.1

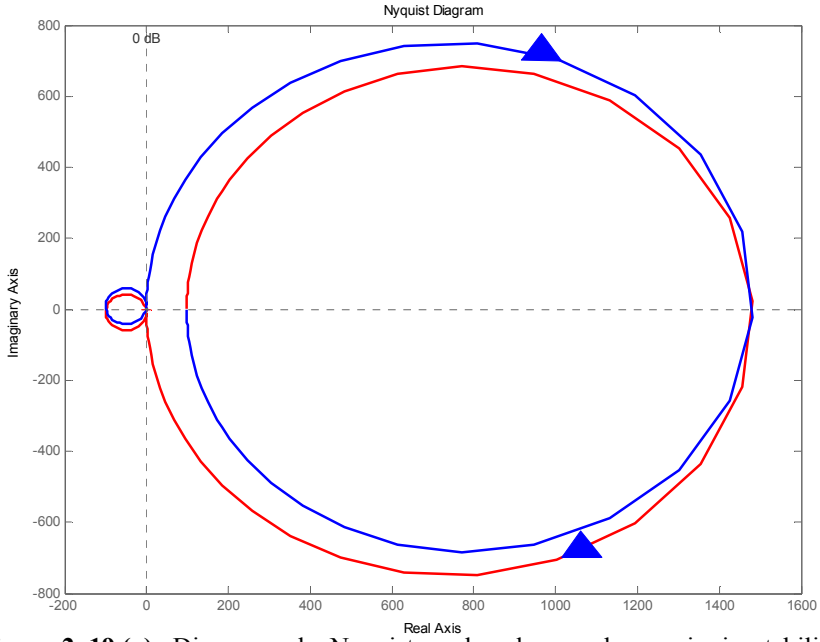


Figura 2. 19 (a) Diagrama de Nyquist en el cual se puede apreciar inestabilidad.

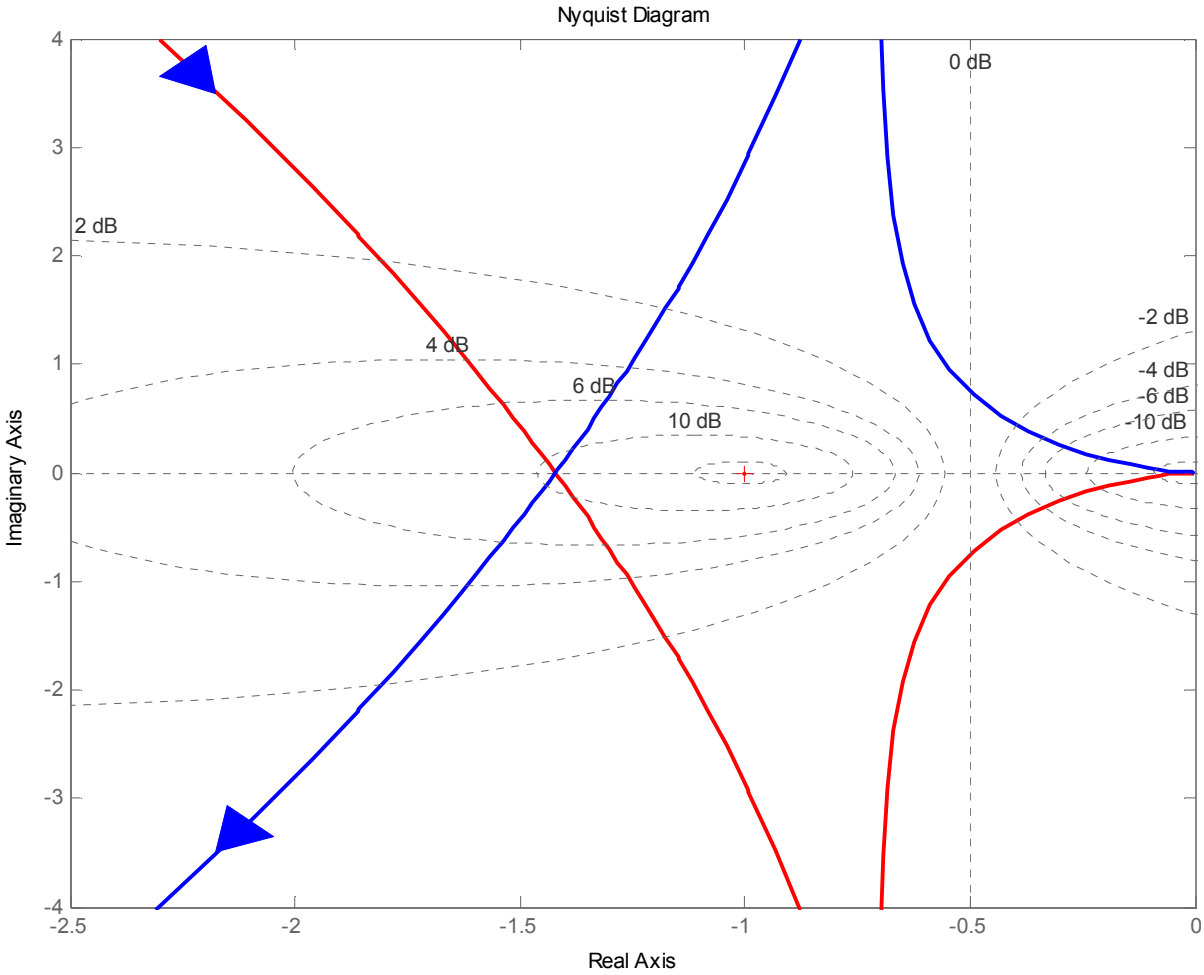


Figura 2. 19 (b) Ampliación de la zona del -1 donde se puede observar que, en efecto, la función esquiva el punto crítico.

Como se puede apreciar, la función de *Nyquist* que define el sistema nunca envuelve el punto crítico de estabilidad (-1, j0), sinó que lejos de eso, lo evita garantizando la inestabilidad característica del sistema oscilante estudiado.Respecto al comportamiento en frecuencia y fase las siguientes gráficas ilustran la inestabilidad en el rango de KHz que interesan (ver puntos en rojo de la §fig. 2.20).

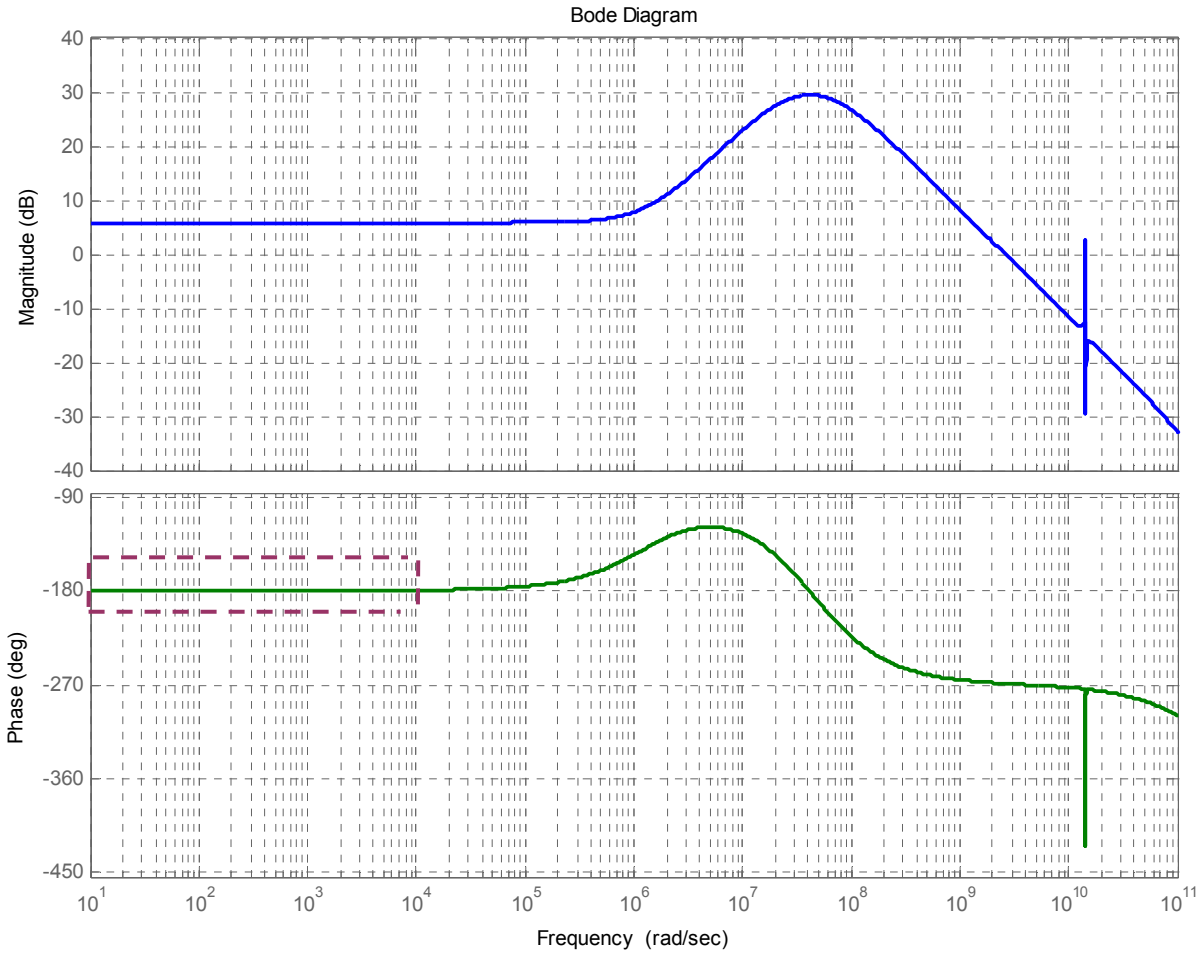


Figura 2. 20 (a) Representación de la magnitud y de la fase respecto a la frecuencia.

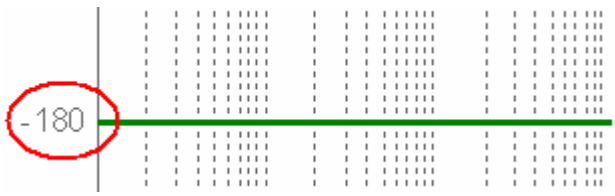


Figura 2. 20 (b) Detalle de la fase inicial del sistema. Notar que al llegar a los -360˚ ya se establecerá la condición de fase de *Barkhausen*.

Como ya se ha especificado en la sección §sec 2.4, debido al incremento del ruido en la autosustentación del sistema, el pico de magnitud (superior a 0 dBs) no se corresponde con la fase de -180˚ necesarios para el cumplimiento de *Barkhausen*, sinó que para esta frecuencia, la fase está a pocos grados por debajo;

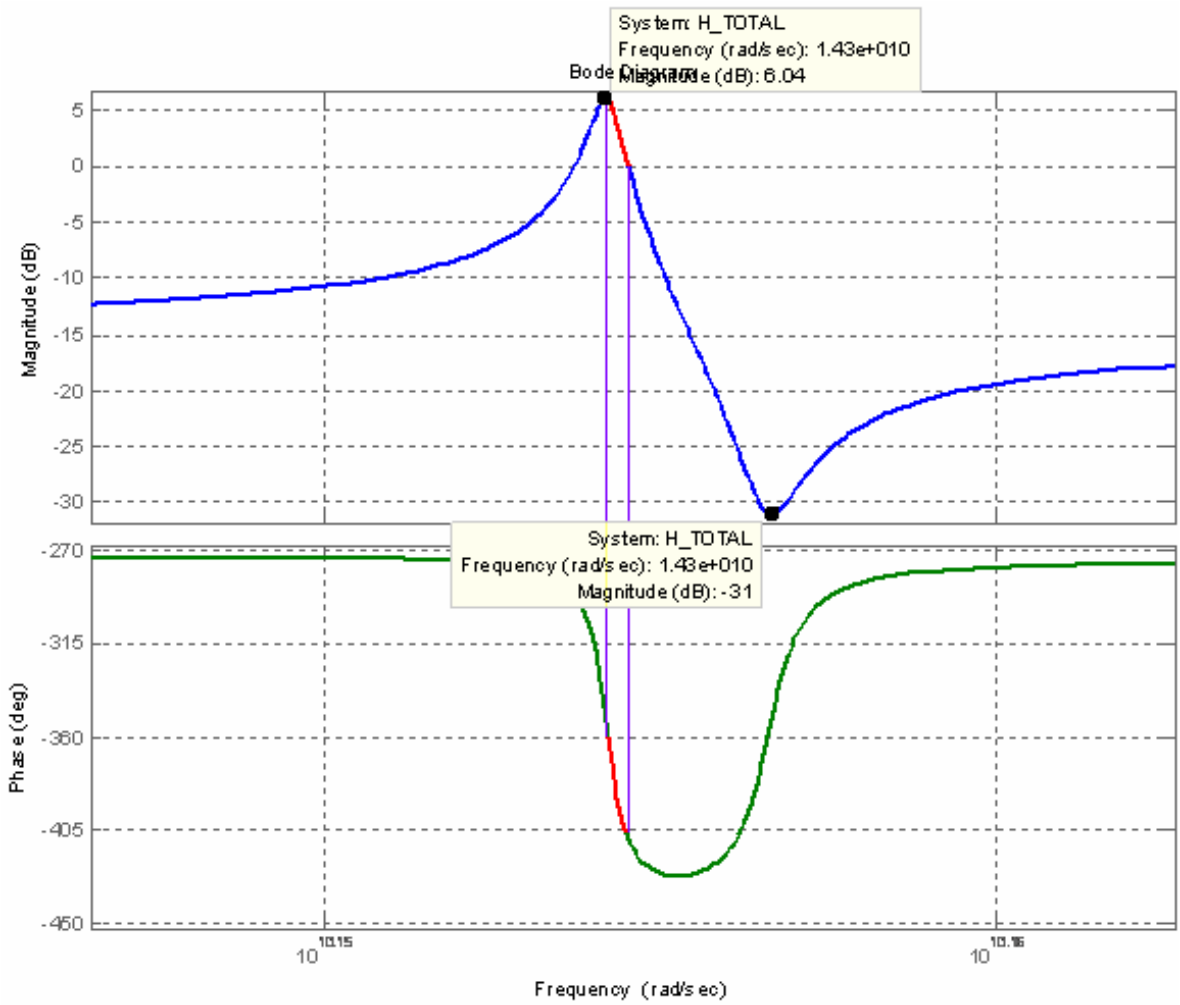


Figura 2. 20 (c) Detalle de los puntos (rojo) que pueden ser suceptibles a oscilar pues cumplen ambos criterios de *Barkhausen*.

Seguidamente, se expone el *Root Locus* que presenta el sistema oscilante, como era de esperar, el polo situado a la izquierda del eje de estabilidad va acompañado de su cero correspondiente (situado más arriba). A medida que se va aumentando la ganancia del sistema, éste tiende a oscilar atravesando el eje de estabilidad de manera que

irrumpe en el semiplano derecho para, posteriormente, regresar al semiplano de partida (izquierdo) acentuando su comportamiento oscilatorio.

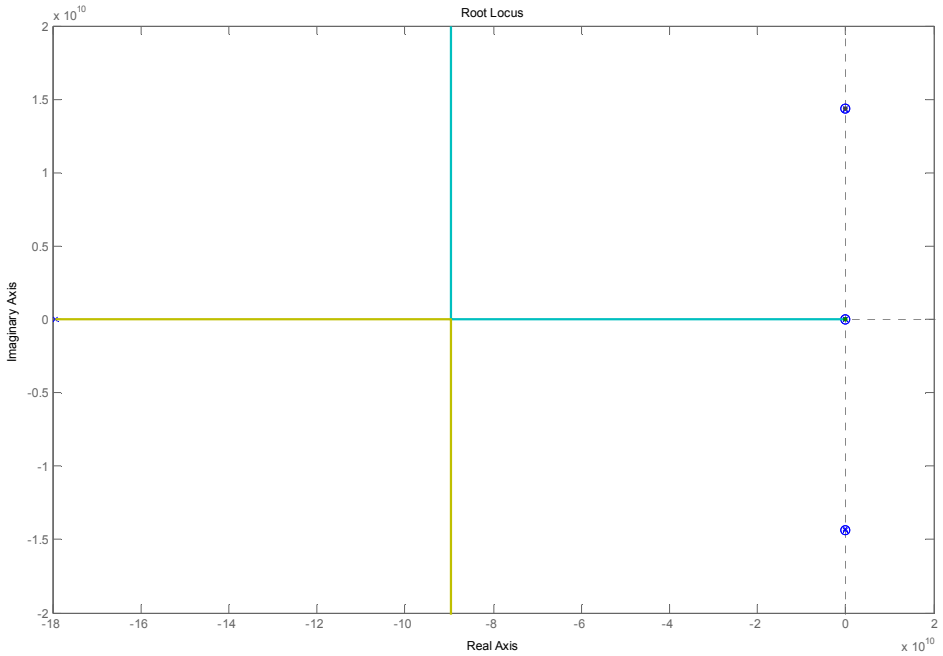


Figura 2. 21 (a) *Root Locus* referente al oscilador de Pierce con FBAR estudiado.

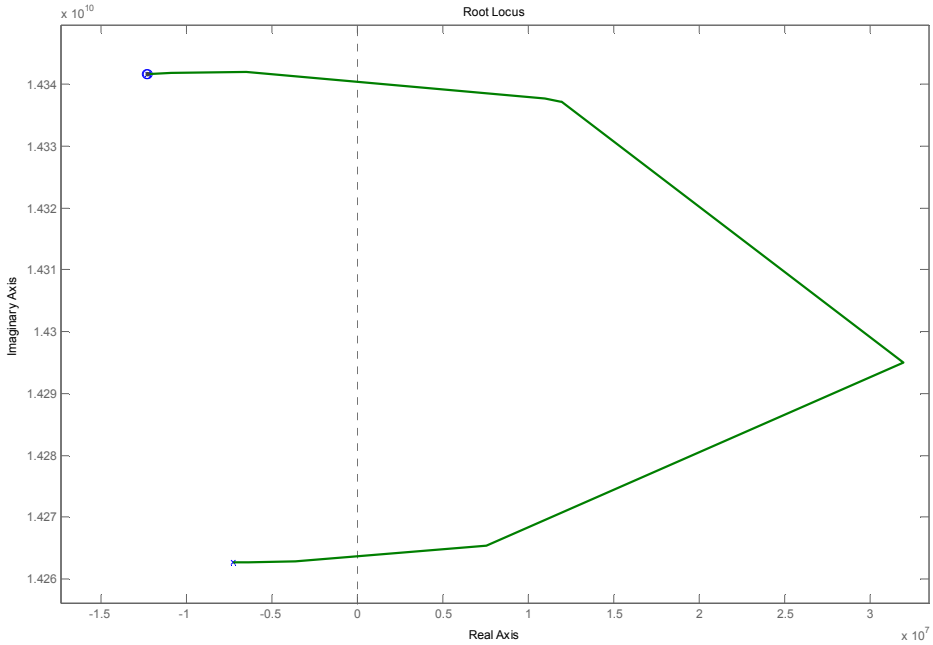


Figura 2. 21 (b) Ampliación donde se aprecia como el polo sobrepasa el eje de las ordenadas para, posteriormente, regresar al semiplano negativo llegando al cero.

2. 8 Sumario

Como se ha podido demostrar en el desarrollo del presente capítulo, el resonador FBAR modelo MBVD se presta como buen candidato para su utilización en osciladores de RF, dando buenos resultados para la frecuencia de sintonización (en este caso, a 2.3 GHz). Además, es relativamente flexible a diferentes sintonizaciones de sus parámetros R1, R2, C1, C3 y R3 como se ha comprobado en la sección §sec. 2.6. Ello ha permitido encontrar un diseño de oscilador de Pierce suya sintonización se ha determinado como ilustra la §tabla 2.1, y el cual cumple, sobradamente, los dos criterios de *Barkhausen* sobre la fase (180˚) y el módulo (unitario). Compruébase que el diseño especificado (y por tanto, teniendo en consideración todos los parámetros simultáneamente: R1, R2, C1, C3 y R3) mejora los resultados hallados de manera individual en el desarrollo de la §sec. 2.6, ello se puede ver que por ejemplo se ha podido escoger unas capacidades $C1$ y $C2$ máximas de 1700fF manteniendo una baja g_m a costa de llevar al límite los valores de *R1* y *R2* (ambos de unos 10 KΩ). En consecuencia, habiendo analizado los resultados de las gráficas §figs. 2.19 (a) y (b), §figs. 2.20 (a), (b), (c) , §figs. 2.21 (a) y (b) se puede constatar el hecho de que el oscilador Pierce CMOS con resonador FBAR es una implementación factible.

REFERENCIAS

[41] M. Gourary, S. Ulyanov, M. Zharov, S. Rusakov, "*Simulation of High-Q Oscillators*", *Proceedings of the 1998 IEEE/ACM*, 1998, California, pp.162-169

[42] S. Yoon , " *LC – tank CMOS Volatge – Controlled Oscillators using High Quality Inductors Embedded in Advanced Packaging Technologies* ", *Dissertation*, Chapter 2: LC – tank Voltage – Controlled Oscillator Design, pp. 9-34.

[43] B. Razavi, "*RF Microelectronics*", Chapter 7: Oscillators, pp. 206-247. Prentice Hall, 1998. A Simon & Schuster Company. ISBN: 0 – 13 – 887571 – 5.

[44] W. A. Burkland, A. R. Landin, G.R. Kline, R. S. Ketcham, "*A Thin-Film Bulk-Acoustic-Wave Resonator –Controlled Oscillator on Silicon*", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 8, No. 11, November 1987, pp. 531-533

[45] M. Santo-Zarnik, F. Novak, S. Macek, "*Design fot Test of Crystal Oscillators: A Case Study*", *Kluwer Academic Publishers, Journal of Electronic Testing*, May 1997, pp. 109 -117

[46] X. Duan, K. Mayaram, "*Frequency Domain Simulation of High-Q Oscillators with Homotopy Methods*", Proceedings of the 2004 IEEE/ACM, 2004, Oregon, pp. 683-686

[47] A. A. Seshia, W. Z. Low, S. A. Bhave, R. T. Howe, S. Montague, "*Micromechanical Pierce Oscillator for Resonant Sensing Applications*", *Berkeley Sensor and Actuator Center*, Nanotech 2002, Vol. 1, 2002, pp. 162-165

[48] M. Glesner, "*CMOS Radio Frecuency Integrated Circuit Design*" *Lecture 10* "*Voltage Controlled Oscillators*" *Dept. Of EEIT, Microelectronic Systems Institute, Darmstadt University Technology*.
http://www.microelectronic.e-technik.tu-darmstadt.de/ [Apuntes docentes]

[49] A. A. Seshia, " *Integrated Micromechanical Resonant Sensors for Inertial Measurement Systems*", dissertation, Chapter 3: Micromechanical Resonator Oscillators, 1996, California, pp. 29-52

[50] H. Aoki, M. Shimasue, "*Noise Characterization of MOSFET's for RF Oscillator Design*", *IEEE International Microwave Symposium Digest*, 1999, California, pp. 423-427

[51] M. A. Unkrich, R. G. Meyer, "*Conditions for Start – Up in Crystal Oscillators*", *IEEE Journal of Solid – State Circuits*, vol. SC-17, Nº1, February 1982, pp.87-90.

[52] Technical Note 30, "*Design Guidelines for Quartz Crystal Oscillators*", Statek Corp.
http://www.egholmes.com/technote/stkappnote30A.pdf [Notas ténicas]

[53] J. T. Santos, R. G. Meyer, "*A One-Pin Crystall Oscillator for VLSI Circuits*", *IEEE Journal of Solid – State Circuits*, Vol. 19, No. 2, April 1984, pp. 228-23

[54] B. P. Otis, J. M. Rabaey, "*A 300 µW 1.9GHz CMOS Oscillator Utilizing Micromachined Resonators*", *IEEE Journal of Solid – State Circuits*, Vol. 38, No. 7, 2003, pp. 1271-1274

Capítulo 3

Integración de un FBAR en un amplificador de potencia clase E

3.1 Introducción

Para el desarrollo provechoso de este capítulo se procede a presentar, por encima, los aspectos más relevantes de los amplificadores de potencia (PA), definiendo conceptos fundamentales como *Power – Added Efficiency* (PAE), rendimiento, linealidad, etc. Posteriormente, se introduce el PA clase E y, seguidamente, se presenta una implementación circuital que opera a 2.259 GHz extraída de un artículo para su posterior análisis con el resonador FBAR. Dicho análisis se basará en el comportamiento en interruptor (no lineal) de la red de carga (Load Network) Finalmente, cierra el capítulo un pequeño estudio del sistema sobre su comportamiento en el transitorio.

3.2 Fundamentos sobre amplificadores de potencia (PA)

En las aplicaciones de RF, los transceptores utilizados para la transmisión de datos poseen un dispositivo de amplificación de señales en la parte transmisora de los mismos. Este dispositivo es conocido como el amplificador de potencia (PA) y como su nombre indica tiene por función aumentar la potencia de la señal de entrada para obtener, a su salida, otra con mucha más potencia presta a ser enviada por el medio de transmisión pertinente **[55]**. La §fig 3.1 muestra, a modo de esquema, la función del PA dada una señal de entrada cualquiera.

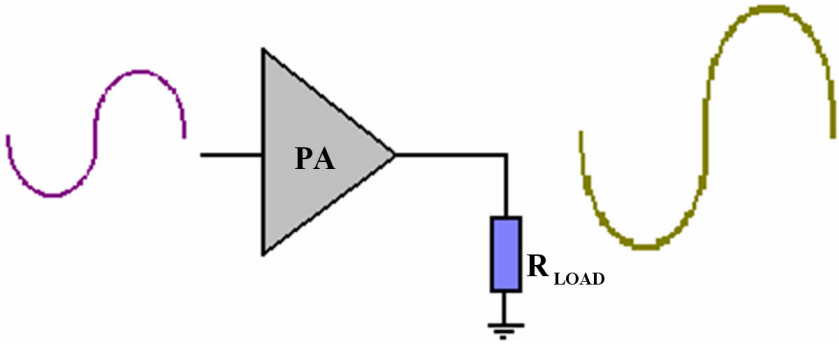


Figura 3.1 Amplificador de potencia con una carga acoplada a su salida.

La eficiencia en potencia de un cierto PA se puede determinar por medio de dos parámetros bien definidos: PAE (***P**ower – **A**dded **E**fficiency*), cuya definición se puede expresar de la siguiente manera:

$$PAE = \frac{P_{LOAD} - P_{IN}^{RF}}{P^{DC}} \qquad \text{(ec. 3.1)}$$

siendo P_{LOAD} , P^{DC} y P_{IN}^{RF} la potencia entregada a la carga (en el primer armónico generado de la señal) y la potencia de la señal de entrada en el PA, respectivamente; P^{DC} expresa la potencia suministrada por la alimentación; y por otra parte:

$$\eta = \frac{P_{LOAD}}{P^{DC}} \qquad \text{(ec. 3.2)}$$

Existe una ligera diferencia entre ambas expresiones, sólo cuando se trabaja con una ganancia en potencia considerable se puede expresar que:

$$\eta \approx PAE \qquad \text{(ec. 3.3)}$$

ello viene de considerar la potencia de la señal de entrada como una magnitud mucho más inferior a la señal de salida del dispositivo amplificador. Es importante resaltar que el parámetro η refleja una potencia desde una concepción más ideal, no siendo así en el caso de la *PAE*, pues ésta considera la potencia referenciada en la señal de entrada del

sistema. Cabe mencionar que la §ec.3.3 se cumplirá siempre que la ganancia en potencia con la que se trabaje sea mayor de 10 dB.

De hecho se ve más clara la dependencia de η i la *PAE*, con la siguiente ecuación:

$$PAE = \eta\left(1 - \frac{1}{G_P}\right) \qquad \text{(ec. 3.4)}$$

considerándose G_P como la ganancia en potencia del PA definida como sigue:

$$G_P = \frac{P_{LOAD}}{P_{IN}^{RF}} \qquad \text{(ec. 3.5)}$$

de este modo se hace más notorio el hecho de que a mayor G_P, más se puede aproximar la PAE a la η. La eficiencia del PA dependerá, en gran medida, de la elección del punto de polarización así como también de la clase del amplificador utilizado.

Según la linealidad o no del dispositivo amplificador, se pueden clasificar los PA según unas determinadas clases. Las clases se utilizan para unas ciertas modulaciones según la influencia que la amplitud de la señal pueda ejercer sobre el dispositivo, así para el caso de las modulaciones de amplitud (ASK) y fase (PSK) se utilizan amplificadores lineales (PA clase A y B) puesto que la salida generada dependerá directamente de la amplitud a la entrada. Por otro lado, están las modulaciones en frecuencia y la *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK), para las cuales se priorizan amplificadores que no afecten a la amplitud de la señal de entrada. Así, cuando el transistor se halla en una profunda saturación, el PA clase E exhibe importantes comportamientos no lineales y es por ese motivo que no resulta útil para algunos tipos de modulaciones (ASK, PSK). En cambio, el PA clase E sí resulta útil para modulaciones FSK **[56]**. La §tabla 3.1 ilustra dicha clasificación.

CLASSE	LINEALIDAD	FUNCIONALIDADES
A	✓	**ASK** (Amplitude Shift Keying)
B	✓	**PSK** (Phase-Shift Keying)
C	×	
D	×	**FSK** (Frequency-Shift Keying)
E	×	**GMSK** (Gaussian Minimum Shift Keying)
F	×	

Tabla 3.1 Clasificación de las diferentes clases de amplificadores de potencia con las modulaciones más características.

Es interesante referir el hecho de que el consumo de potencia para un cierto transceptor está, principalmente caracterizado por el funcionamiento de su PA asociado. Así mismo, en un PA, eficiencia y linealidad resultan ser especificaciones reñidas en su diseño. No es en vano, por tanto, los esfuerzos que investigadores e ingenieros dedican a la optimización de ambos parámetros simultáneamente.

3.3 El PA de clase E

En esta sección se procederá a ver con un poco más de detalle un tipo de amplificador en concreto: el PA de clase E. Se trata de un amplificador de tipo no lineal, lo cual implica que la señal que se pueda generar en la salida presentará una amplitud que no dependerá de la señal a la entrada. Por ese motivo se utiliza para modulaciones con señales de amplitud constante como pueda ser la modulación en frecuencia (*Frequency Modulation*) **[55]**. Además este PA se caracteriza por proveer de una alta eficiencia y sus transistores son utilizados como interruptores o *switches* aprovechando también los armónicos de mayor orden para mejorar su eficiencia **[57]**. Desde el punto de vista de interruptor, cuando el switch está en ON, el transistor permanece profundamente saturado y la tensión en el drenador es idealmente cero (realmente existe una resistencia r_{ON} que caracteriza al CMOS). Cuando el *switch* actúa en OFF, se está en región de corte obteniéndose una impedancia muy alta del CMOS permitiendo un aumento importante de la tensión en sus bornes **[58]**.

En el caso del amplificador de clase E, el transistor opera como un *switch* (interruptor), entonces la tensión o corriente del transistor debe ser idealmente cero, contribuyendo en una alta eficiencia. Dicha eficiencia puede verse mejorada reduciendo la potencia de disipación del dispositivo activo y las pérdidas de la red de salida. La mencionada potencia puede ser minimizada mediante la no superposición de las señales de tensión y corriente a la salida. En cierto modo, operando como un interruptor se consigue dicho efecto **[59]**. Además, se requieren ciertos requisitos: una inductancia de choque generalmente alta (centenares de pH) y valor Q alto de la serie resonadora (con el modelo FBAR se consigue). A todo ello cabe mencionar las bajas pérdidas del interruptor que suelen despreciarse (reducción de eficiencia teórica) **[60]**. En la §fig 3.2 se presenta un esquema de PA de clase E, donde se puede apreciar la red de resonancia asociada a este dispositivo amplificador.

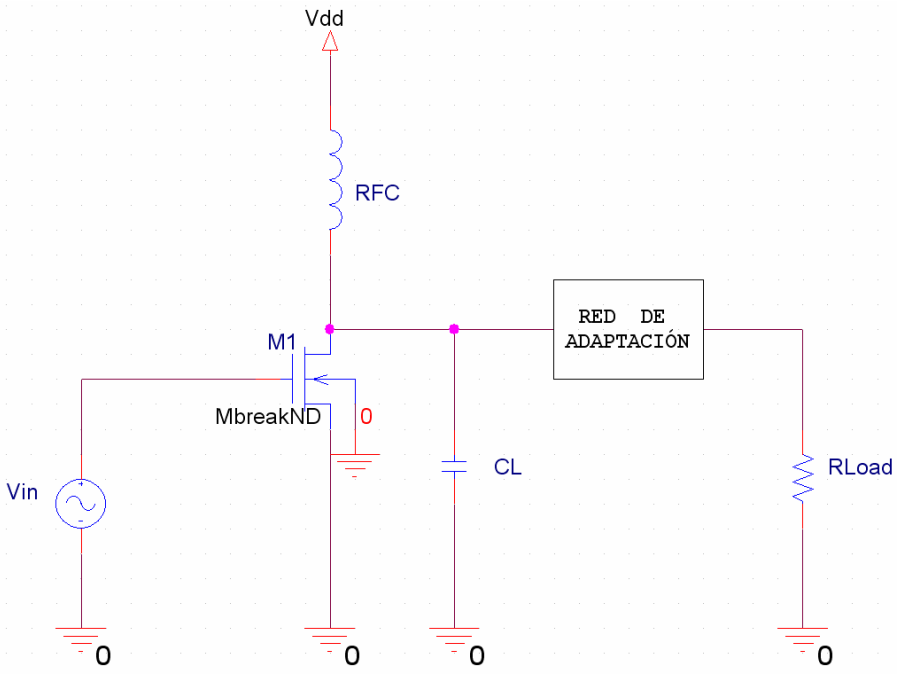


Figura 3.2 Esquema eléctrico general de un PA clase E.

El uso de la inductancia RFC es una buena manera de aislar el circuito de componentes de señal en AC, permitiendo el paso de la componente en DC. Así mismo, disminuye la influencia negativa que conlleva la capacidad parásita C_{gd} , que se pueda ver desde el drenador del transistor CMOS. La capacidad que se sitúa en el drenador (C_L) es necesaria para optimizar la eficiencia del PA, minimizando el impacto de las componentes

armónicas reduciendo la amplitud de las mismas **[61]**. En general, la red de adaptación para un PA de clase E se reduce a un LC en serie.

Desde el punto de vista de la potencia que emite el dispositivo a través de la carga, una simple ecuación puede dar una cierta idea sobre la misma:

$$P_{OUT} = 0.577 \frac{V_{DD}^2}{R_{LOAD}} \qquad \text{(ec. 3.6)}$$

de donde sustituyendo valores se obtiene una potencia a la salida de 929.52 mW con $V_{DD} = 3{,}3\ \text{V}$ **[62]**.

Llegados a este punto, es posible tratar al PA considerándolo, como se ha dicho anteriormente, como un dispositivo no lineal representado como un interruptor de dos estados. Las siguientes secciones se encargarán de exponer este tipo de análisis dado un cierto PA clase E.

3.4 Análisis de un PA clase E: comportamiento de interruptor en la red de carga

Para las posteriores simulaciones, se ha considerado la anchura que utiliza el artículo en **[63]**, esto es, $W = 9949.20\mu m$; en el caso de la longitud, se ha optado por un número menor de 0.5 (valor típico), es decir, $L = 0.18\mu m$. Nótese la importancia para la ganancia del circuito que la razón entre la anchura (W) y la longitud (L) del CMOS debe ser la más grande posible. La §tabla 3.2 siguiente muestra los datos en DC del CMOS utilizando dichas dimensiones. Las fórmulas usadas se pueden consultar en el §Anexo 9.

PARÁMETROS N – CMOS	VALOR
C_{gS}	**955.1232 fF**
C_{gd}	**2.98476 pF**
C_{dS}	**191.02464 fF**
I_d	**645.117 mA**
g_m	**1.92572S**
R_{dS}	**0.519 Ω**
R_{IN}	____

Tabla 3.2 Caracterización de los parámetros en DC.

Estos parámetros se han usado para una tensión de alimentación de unos 3.3 V, con una tensión $V_{GS} = 1.1\,\text{V}$ y una tensión umbral de aprox. $V_T = 0.43$ V, y basados en el NIVEL 3 de SPICE

Las forma de analizar un PA de clase E es definir dos tipos de comportamiento del transistor según un modelo de interruptor o switch; en el cual se disciernen dos etapas discretas claramente diferenciadas: modo ON y modo OFF.

El amplificador de potencia en modo interruptor puede, teóricamente, mejorar la eficiencia hasta el 100%. El inconveniente es que su baja linealidad debido a la conmutación de estados reduce notablemente dicha eficiencia ideal **[64]**. Durante el primer estado (interruptor cerrado), el transistor se halla completamente saturado cuya caracterización en el esquema eléctrico llega a representarse como una resistencia de un valor nominal muy bajo mediante la cual se disipa una cierta tensión en sus bornes: tensión de conmutación ($V_{SW}(t)$). La §fig 3.3 muestra un esquema eléctrico asimilado según esta técnica de análisis en modo ON.

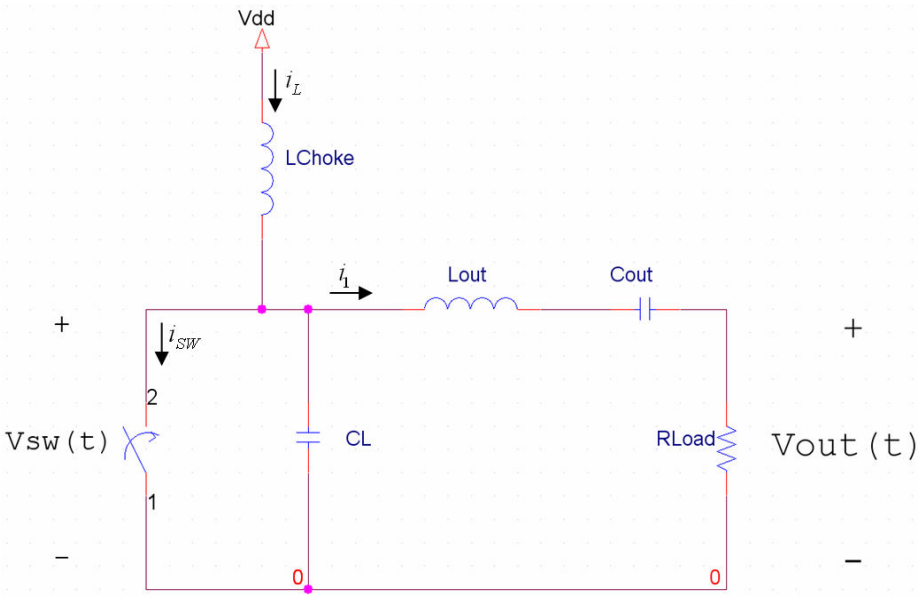


Figura 3. 3 Esquema eléctrico equivalente en el primer estado discreto del CMOS: estado ON.

Todo ello implica que una parte de la corriente que proviene de la inductancia de choque fluya a por la resistencia equivalente al transistor, dejando pasar, por tanto, una mínima parte hacia la carga y permitiendo que se vaya disipando cierta potencia a medida que se alcanzan los elementos que conforman la red de adaptación. Finalmente, le llega muy poca corriente a la carga, lo cual implica que a través de ésta caerá la mínima tensión posible. Se está por tanto en un caso en que la corriente i_{SW} es máxima, mientras que la tensión $V_{OUT}(t)$ es mínima.

Entonces, en este estado, se puede considerar la función de transferencia siguiente

$$H(s)_{ON\,LC} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{\left[\dfrac{Z_{LC}(s)}{R_{ON}}\right]+1} \qquad \text{(ec. 3.7)}$$

entendiéndose la expresión $Z_{LC}(s)$ como

$$Z_{LC}(s) = \frac{L_{OUT}\, C_{OUT}\, s^2 + 1}{C_{OUT}\, s} \qquad \text{(ec. 3.8)}$$

donde L_{OUT} y C_{OUT} representan los valores de la inductancia y la capacidad en la carga resonadora mostrada en la §fig. 3.3; mientras que R_{ON} es la resistencia equivalente cuando el transistor entra en estado ON en su modelo de *switch*, cuya fórmula se puede aproximar como

$$R_{ON} \approx \left(\frac{1 - PAE}{PAE} \right) \frac{R_L}{1.4} \qquad \text{(ec. 3.9)}$$

Si se considera el resonador FBAR la nueva expresión de la §ec. 2.7 será

$$H(s)_{ON\ FBAR} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{\left[\frac{Z_{MBVD}(s)}{R_{ON}} \right] + 1} \qquad \text{(ec. 3.10)}$$

siendo $Z_{MBVD}(s)$ la impedancia relativa al FBAR [véase §ec.1.27].

Así pues, con las expresiones §ec. 3.6 y §ec. 3.9 es posible extraer las simulaciones referentes a sus comportamientos en frecuencia o análisis de estabilidad. Con este propósito se presentan las siguientes §figs. 3.4, 3.5 y 3. 6.

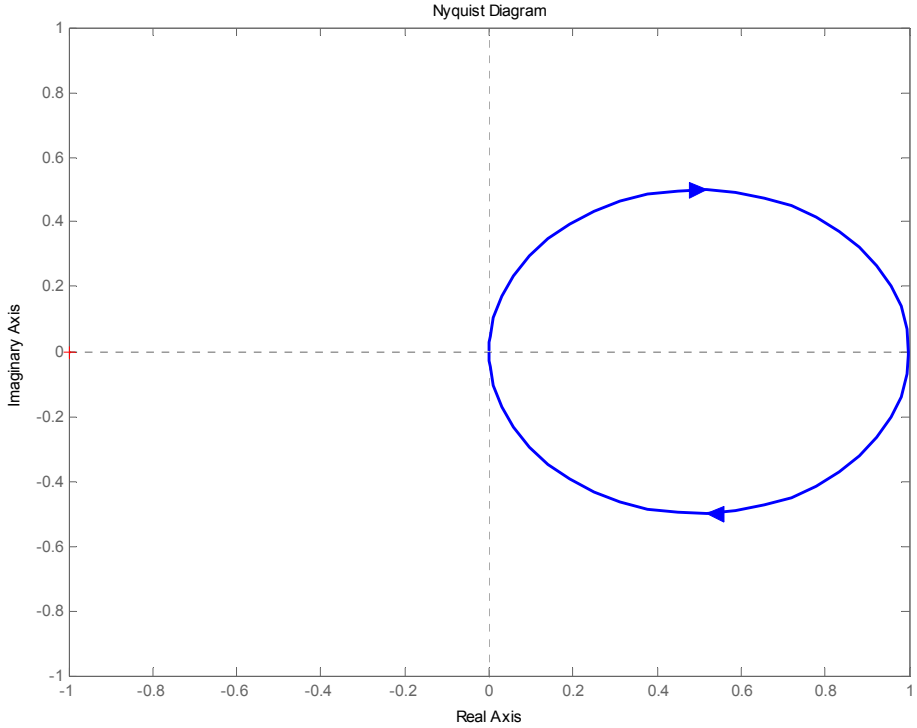


Figura 3. 4 Diagrama de Nyquist donde se aprecia cierta inestabilidad

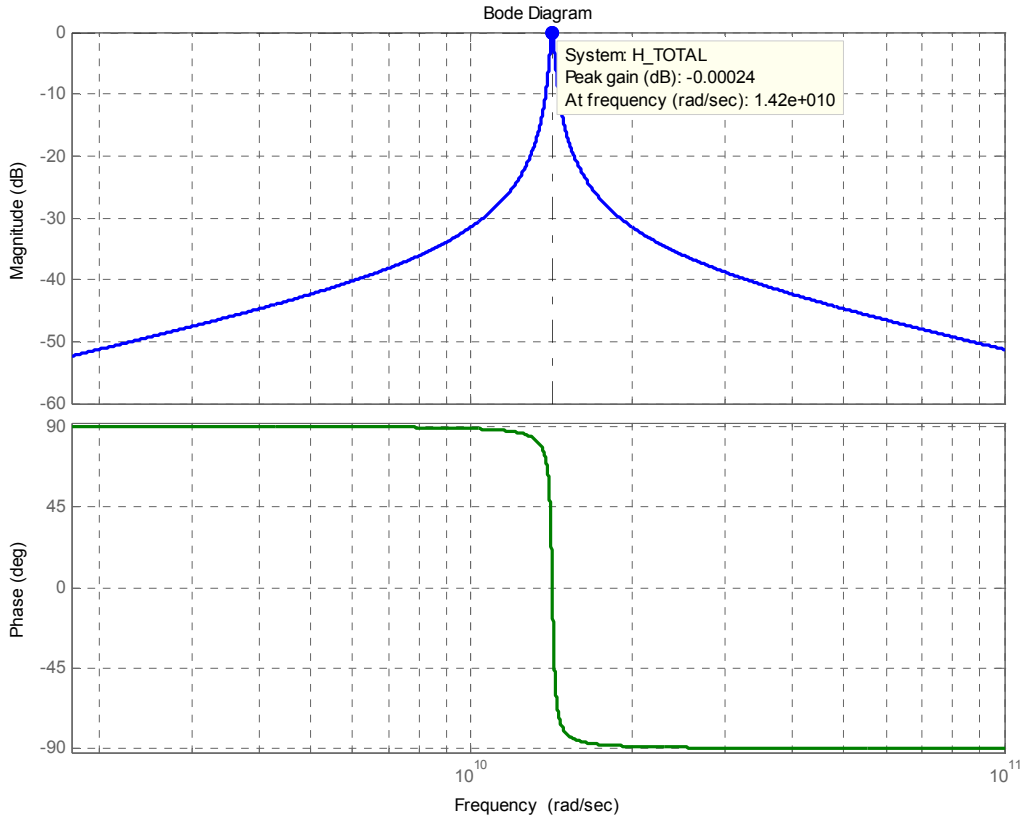


Figura 3. 5 Representación frecuencial de la magnitud y la fase en el modo ON.

Como se aprecia en la §fig 3.4, el sistema parece inestable, lo cual no es cierto (como se podrá comprobar en el *Root Locus*); en este caso, toda la corriente de la inductancia de choque pasa por el *switch* y, por tanto, la tensión a la salida no es útil (aprox. 0); de hecho que la ganancia en corriente sea tan pequeña se entiende como que toda la corriente que proviene de la bobina de choque pasa por el *switch*. En cuanto a la fase no se aprecia rasgo alguno de oscilación.

La §fig.3.6 ilustra el *Root Locus* que caracteriza este análisis en modo ON del transistor operando como un interruptor.

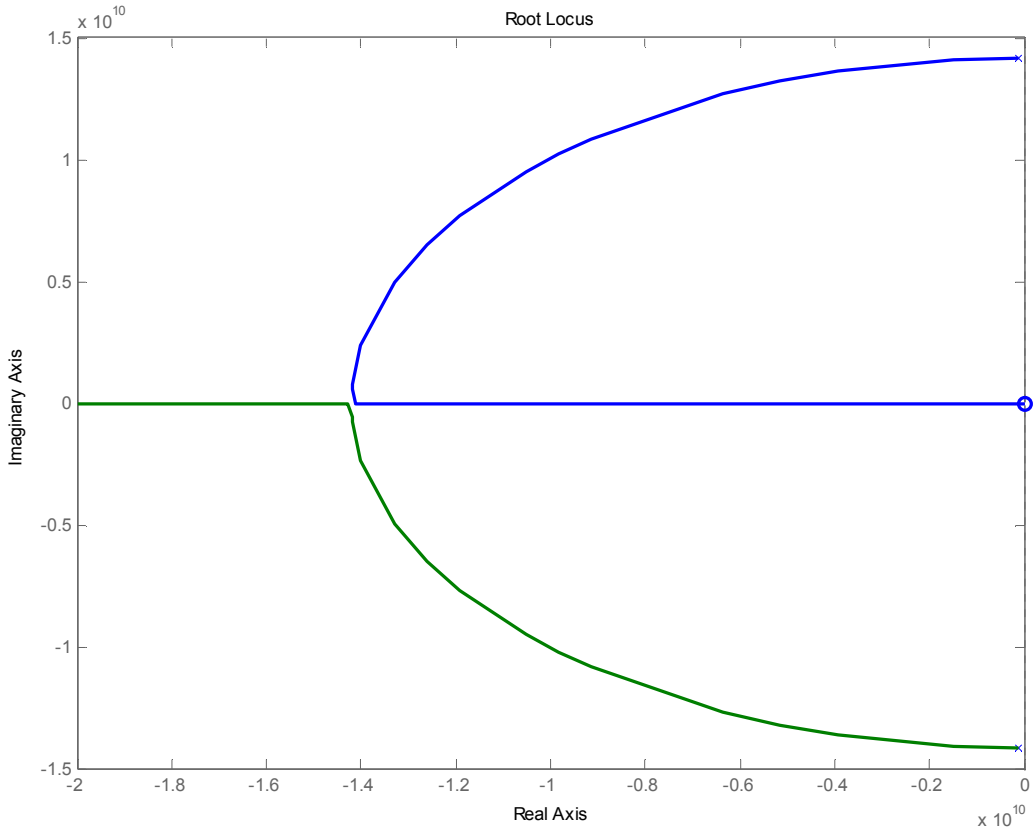


Figura 3.6 Lugar de las raíces que caracteriza al resonador *LC* en modo ON.

Como era de esperar, el sistema no presenta problema alguno desde el punto de vista de la estabilidad, pues éste no oscila. Sendos polos y ceros se hallan en el semiplano estable (negativo). A continuación, se procederá al mismo estudio para el resonador FBAR como carga.

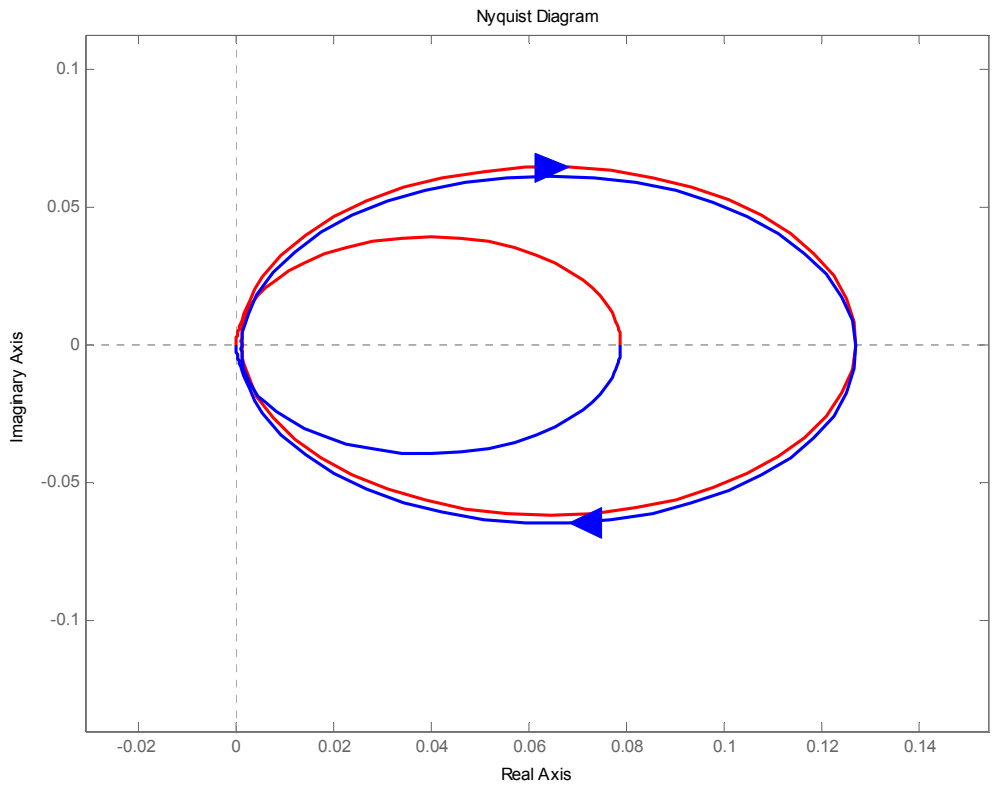


Figura 3 7 Diagrama de Nyquist con FBAR en modo ON.

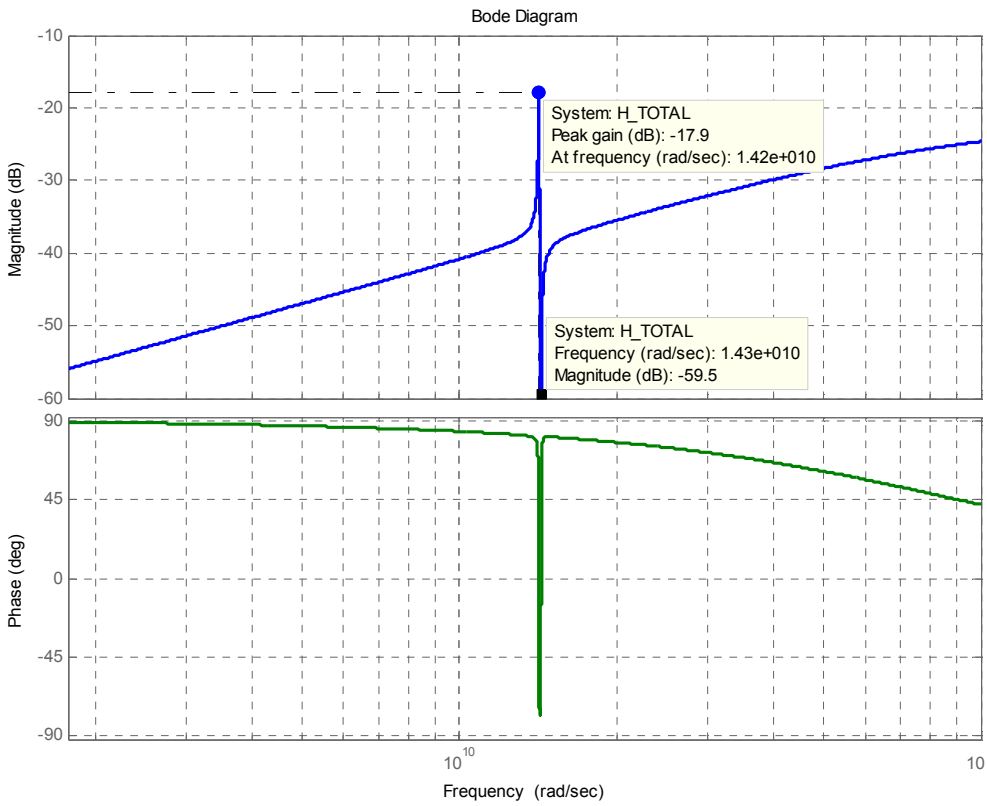


Figura 3. 8 Magnitud y fase de la carga resonadora FBAR en modo *switch* ON.

Como en el caso del resonador LC, cuando se sustituye mediante el FBAR, los resultados reflejan el mismo comportamiento, debido a la mínima tensión que cae a la salida se tendrá un rendimiento mínimo de la carga resonadora, lo interesante es lo que se refleja en la §fig. 3.8: frecuencia de trabajo y fase correctas; por otra parte, la §fig. 3.7 muestra una cierta inestabilidad. Finalmente, el lugar de las raíces da una última visión de este análisis realizado.

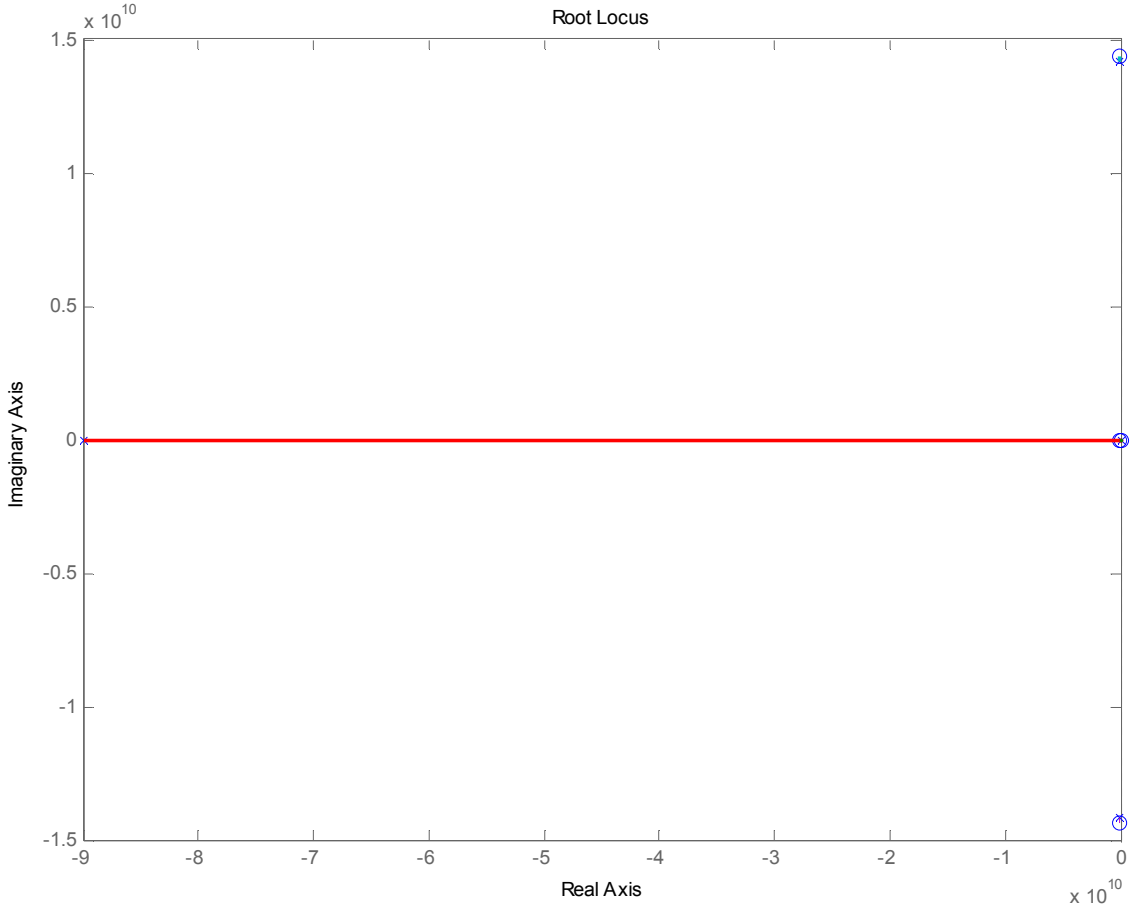


Figura 3. 9 *Root Locus* del resonador modelo interruptor en modo ON con carga FBAR.

La §fig. 3.10 muestra una ampliación de uno de los pares *polo – cero* donde se puede apreciar la estabilidad del conjunto, puesto que no atraviesan el eje de ordenadas.

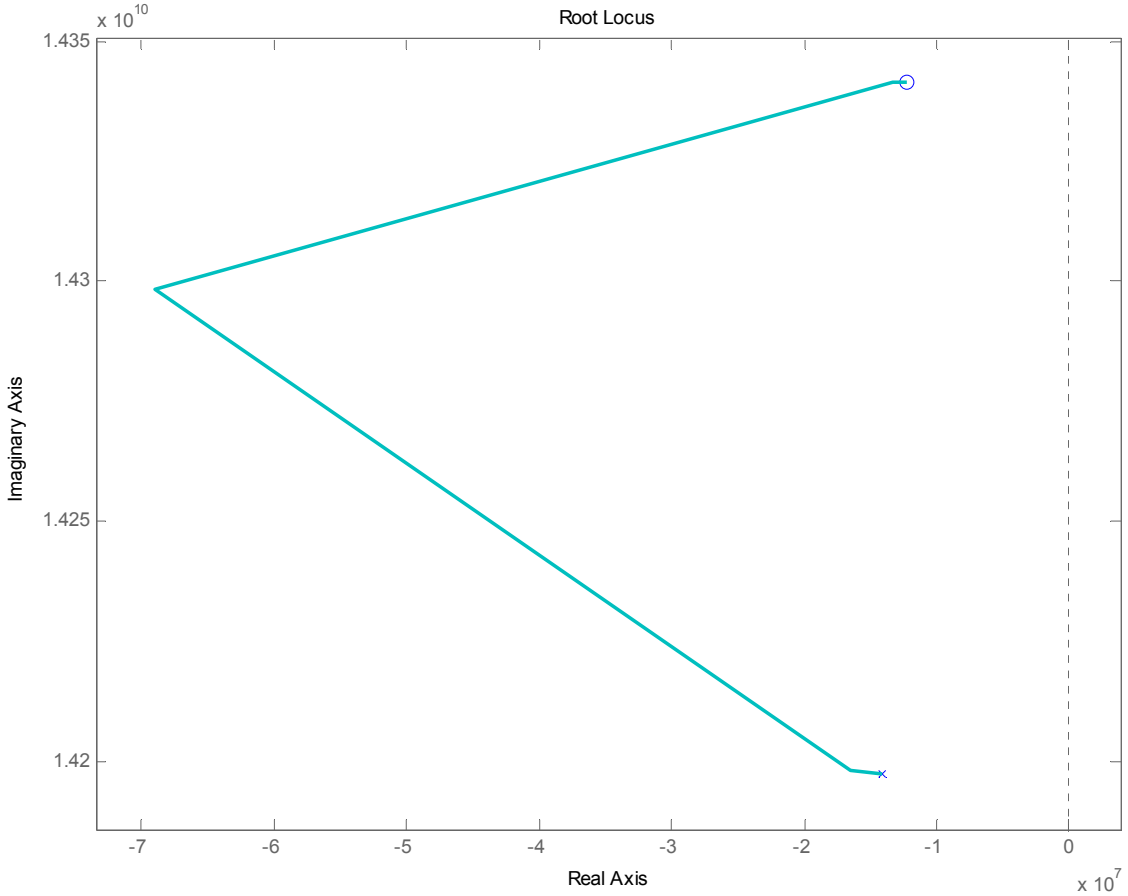


Figura 3. 10 Detalle del par *polo – cero* en el borde del eje de estabilidad.

Era de esperar que el comportamiento fuese no oscilante puesto que lo que se ha estudiado en el caso de *switch* ON ha sido un resonador LC o FBAR que actúan junto a la impedancia r_{ON} equivalente del transistor. En ese sentido el comportamiento es bueno: no hay oscilaciones y se consigue máxima respuesta para la frecuencia de operación (2.26 GHz).

Considérese, ahora, el caso opuesto, esto es, se activa el estado en modo OFF del transistor. Es estos momentos se entra en régimen de corte, y desde el puerto de entrada, el interruptor se comporta como una gran impedancia, permitiendo que toda la corriente que proviene de la bobina de choque pase, en su totalidad, a la red de carga resonante; cuando esto ocurre, se puede pensar que la corriente $i_{SW} \approx 0$ y que, por tanto,

$$i_L(t) \approx i_1(t) \qquad \text{(ec.3.11)}$$

lo cual quiere decir que en la carga, la tensión de salida será máxima, debido a que la corriente que fluye por R_{LOAD} es máxima también. Por el contrario, la corriente i_{SW} se presenta mínima. La §fig. 3.11 ilustra esta nueva etapa del transistor visto como un elemento no lineal.

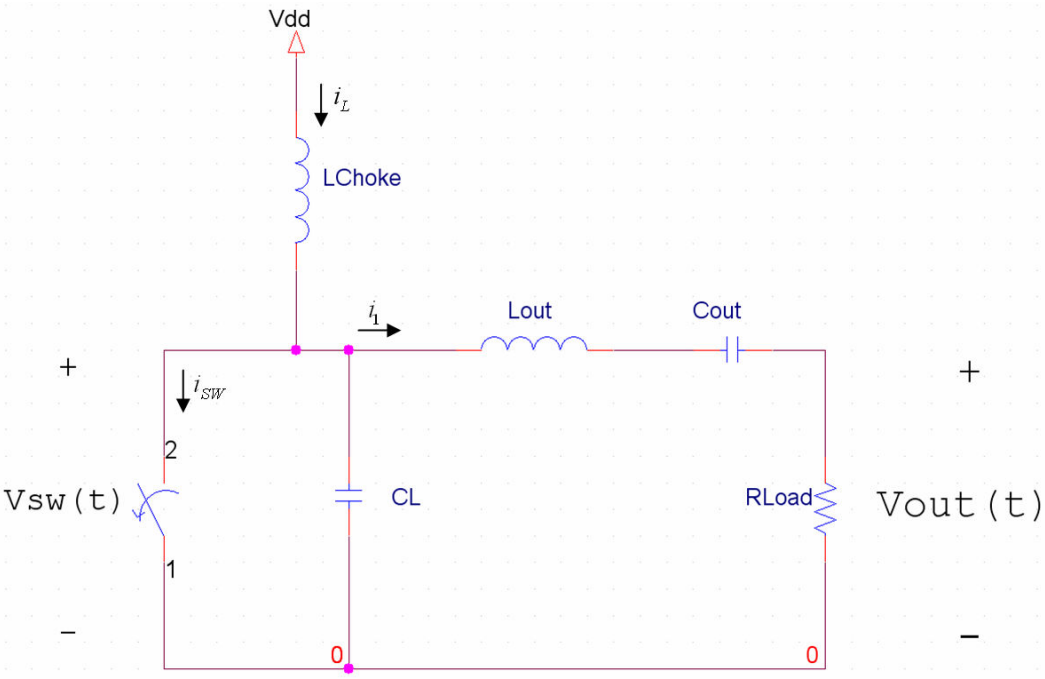


Figura 3. 11 Esquema eléctrico relativo al equivalente en modelo OFF del CMOS.

Considerando el circuito también como dos puertos, la nueva función de transferencia que se puede extraer de la reciente topología es la siguiente

$$H(s)_{OFF\,LC} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{\left[C_L\, s + \frac{1}{L_{CHOKE}\, s}\right]\left[Z_{LC} + R_{LOAD}\right] + 1} \qquad \text{(ec.3.12)}$$

y para el caso de utilizar un FBAR se obtiene la expresión

$$H(s)_{OFF\,FBAR} = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{\left[C_L\, s + \frac{1}{L_{CHOKE}\, s}\right]\left[Z_{MBVD}(s) + R_{LOAD}\right] + 1} \qquad \text{(ec. 3.13)}$$

siendo $Z_{XTAL}(s)$ la expresión dada en §ec.1.27. Y llevando a cabo las pertinentes simulaciones.

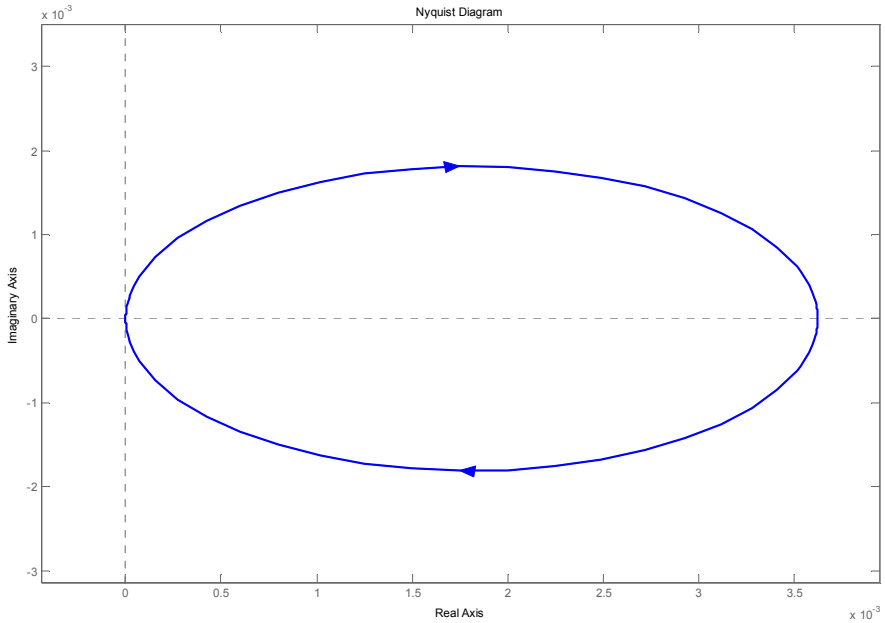


Figura 3. 12 Diagrama de Nyquist del modelo OFF para LC.

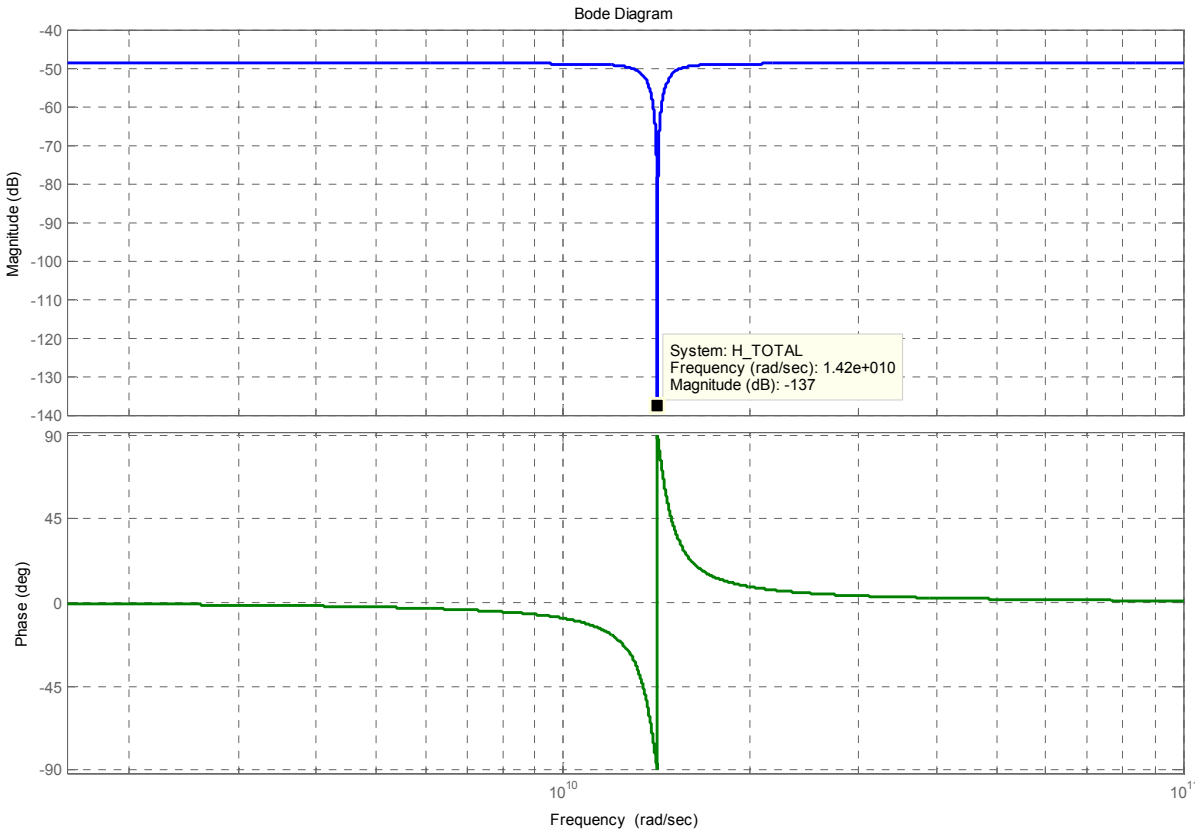


Figura 3. 13 Respuesta frecuencial en magnitud y fase para el modo OFF con LC.

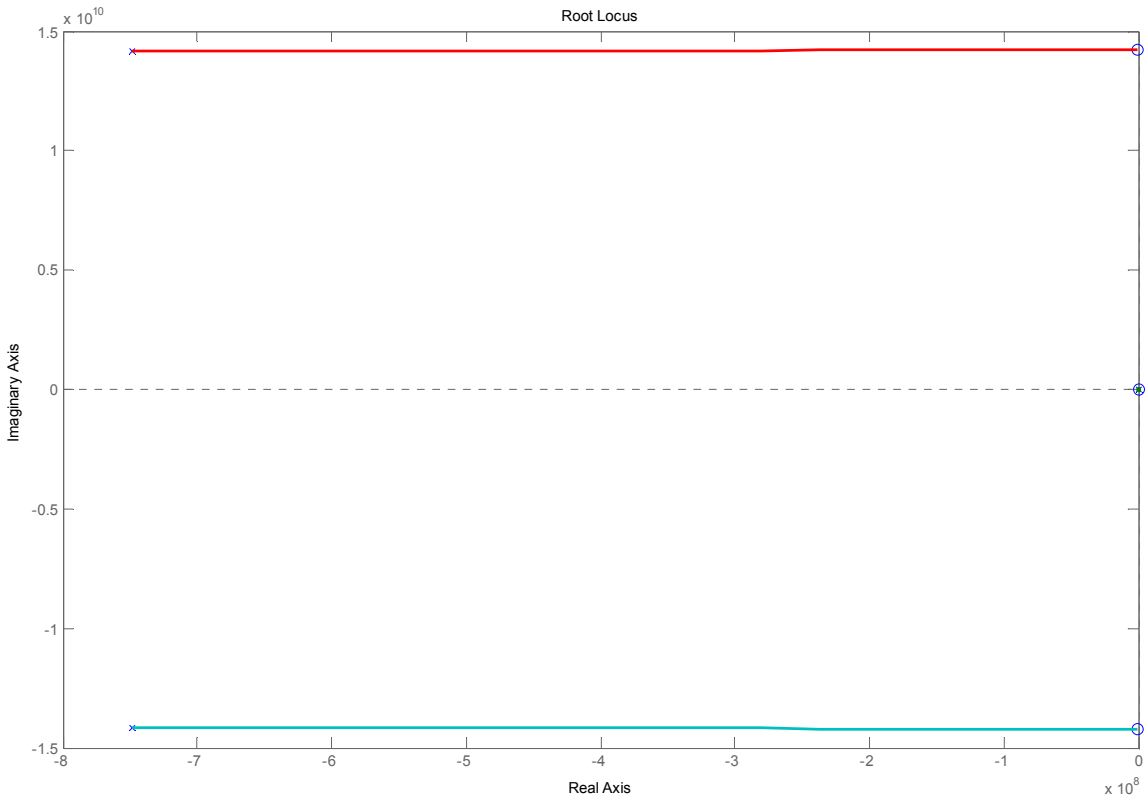


Figura 3. 14 *Root Locus* en modo OFF para un resonador LC.

Analizando los diferentes resultados, se puede observar la no oscilación del modelo OFF del interruptor puesto que en el diagrama de las raíces (*Root Locus*) no se refleja ningún comportamiento oscilante (no se sobrepasa el umbral de estabilidad) como tampoco cabría esperarse de ningún circuito pasivo. Respecto al Nyquist, parece responder a cierta inestabilidad que posteriormente se ve en el *RootLocus* que no tiene lugar para la frecuencia de interés (2,3 GHz). Por otra parte, la respuesta frecuencial muestra una atenuación considerable de la ganancia a 2.3 GHz, esto puede explicarse por el hecho que el circuito está en OFF y, por ende, una gran cantidad de tensión se concentra en C_L (véase §fig. 3.11) para, posteriormente, transferirlo al tanque LC: la ganancia en corriente es mínima cuando es máxima la tensión a la salida. En cuanto a la fase, ésta es un poco diferente a la que se puede observar en la §fig. 2.5, puesto que para este caso, el cambio de fase brusco podría darse por la transferencia de tensión de C_L a la carga LC a la frecuencia que impone la carga resonadora, puesto que el resto del espectro se caracteriza por una fase constante. Visto el comportamiento en modo OFF del interruptor para la carga resonadora LC, se opta, a continuación, por realizar el mismo análisis para el modelo FBAR presentando las siguientes figuras:

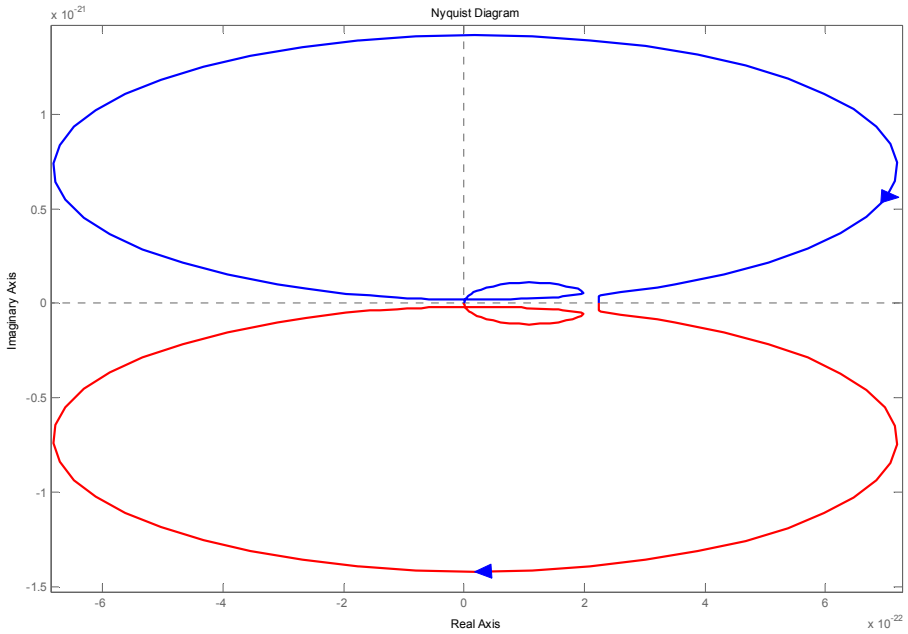


Figura 3. 15 Diagrama de Nyquist del modelo OFF para el resonador FBAR.

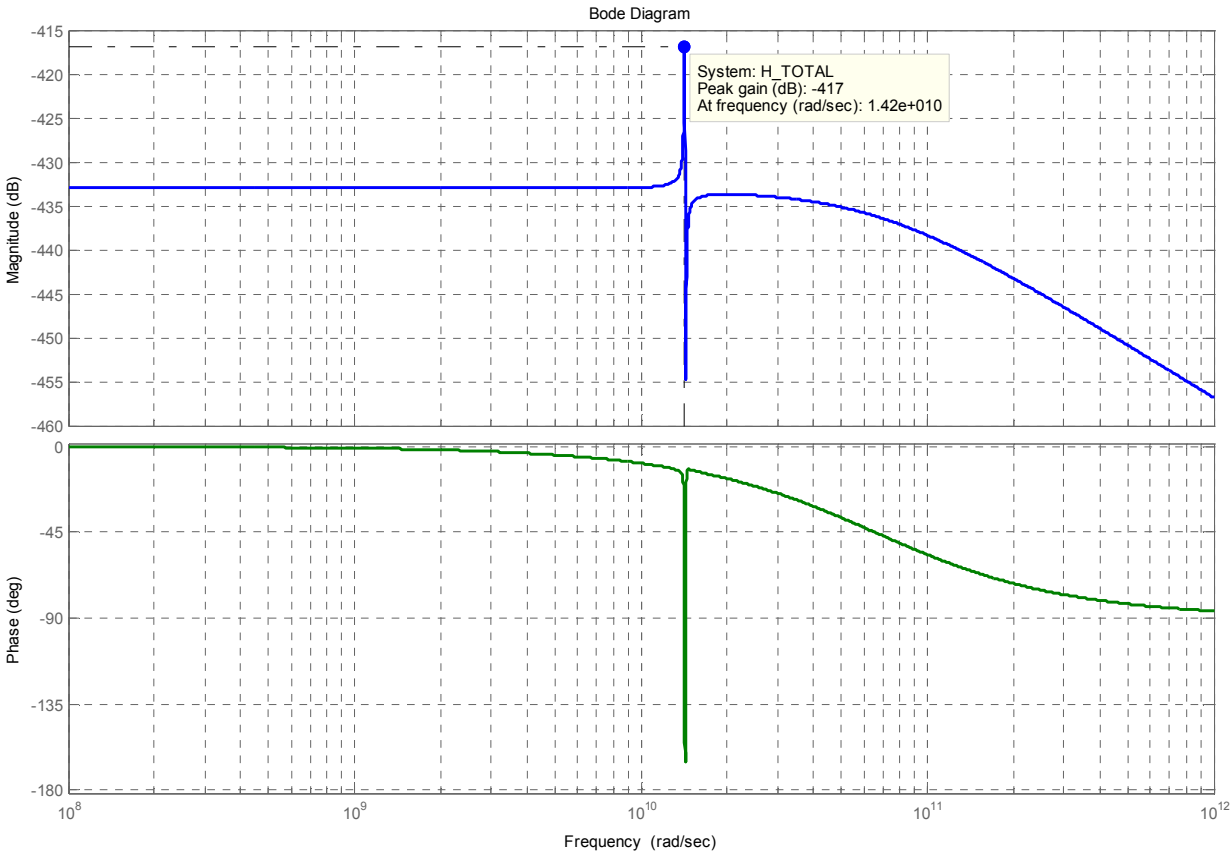


Figura 3. 16 Respuesta frecuencial en magnitud y fase en modo OFF con el FBAR.

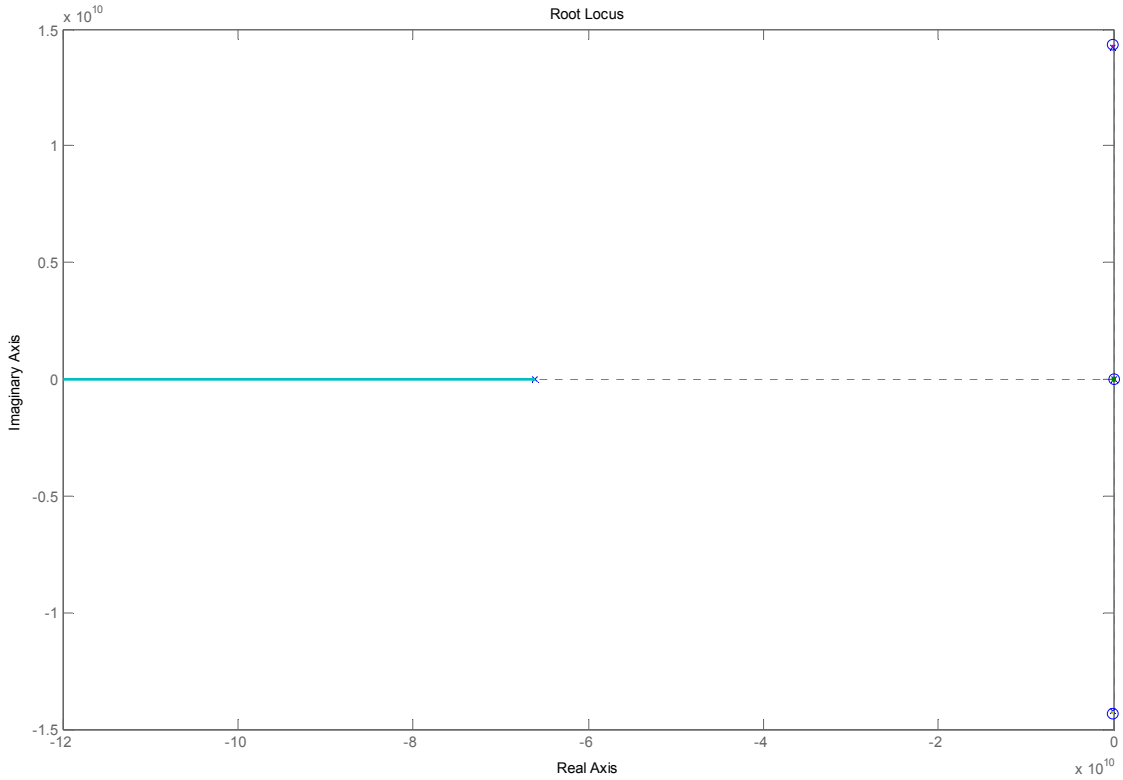


Figura 3. 17 *Root Locus* en modo OFF para un resonador FBAR.

en cuya ampliación se puede comprobar la situación de los pares cero – polo en el límite de estabilidad.

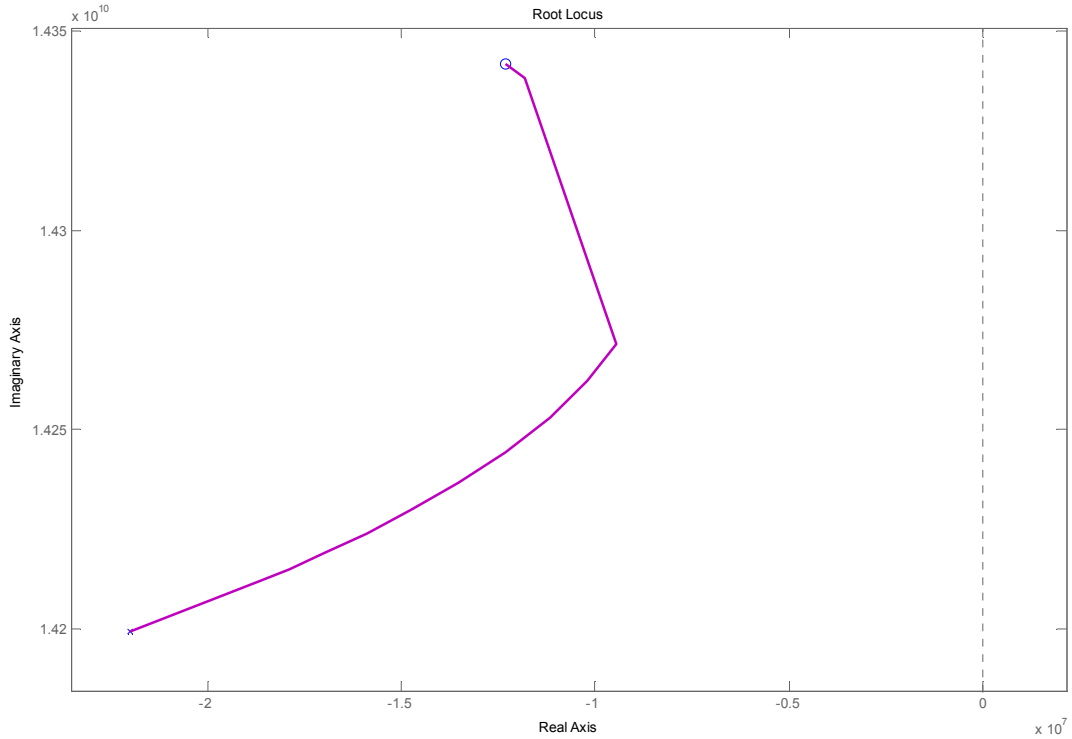


Figura 3. 18 Detalle donde se puede apreciar la estabilidad del par cero – polo.

Presentadas las simulaciones de esta parte, se puede comprobar como el modo OFF para el FBAR expuesto tampoco tiene un comportamiento oscilatorio (véase §fig. 3.16 y §fig. 3.18) debido a que la fase en la resonancia es de $\Delta\varphi = \varphi_{PICO} - \varphi_{f=0} = -165.5422° - [-0.0874°] = 165.4548°$, proporcionando una respuesta únicamente en la frecuencia que interesa (2.3 GHz) y, además, con una buena selectividad en frecuencia como se puede apreciar en la magnitud de la §fig. 3.16. Notar que la respuesta es mejor que la del resonador LC en mismo modo OFF, puesto que el comportamiento inherente en magnitud y fase del FBAR se respeta no siendo así para el LC (véase §fig. 3.13 vs §fig. 3.5).

Pese a todo lo expuesto, cabría ahora probar de simular mediante un *software* más específico: *Cadence* ® por ejemplo, para ver de una manera más precisa el comportamiento real del modelo estudiado en cuestiones de *ganancia*.

3.5 Análisis transitorio del PA clase E

Ya se ha mencionado que el PA clase E no tiene un comportamiento ideal, y es por ese motivo que se ha desarrollado todo el análisis basado en el comportamiento de *switch*. Desde el punto de vista del transitorio, cuando el interruptor se halla en ON, una corriente lineal se incrementa y atraviesa el inductor de choque. En el momento en que el interruptor aparece en OFF, la corriente se dirige hacia la capacidad, provocando que la tensión a través del interruptor aumente **[65]**.

La señal a la salida sería una senoidal que tiende a crecer hasta su saturación dejando inservible el transistor y, por ende, imposibilitando la conmutación de estado. Por ese motivo el trato del sistema debe ser en régimen no lineal contemplando el momento en el que el modelo lineal deja de ser viable (momento de conmutación). De hecho, en el modelo *LC*, el filtro compuesto por L_{OUT} y C_{OUT}, permite, de manera selectiva, el paso de la componente fundamental desde el drenador hasta la salida a través de la carga R_{LOAD}, creando, en consecuencia, una salida senoidal **[66]**.

Considerando el comportamiento propio del *switch*, se presenta la siguiente §fig. 3.19 donde se puede apreciar la conmutación entre tensión y corriente para deducir, así, que la potencia consumida, en el transistor, siempre es mínima.

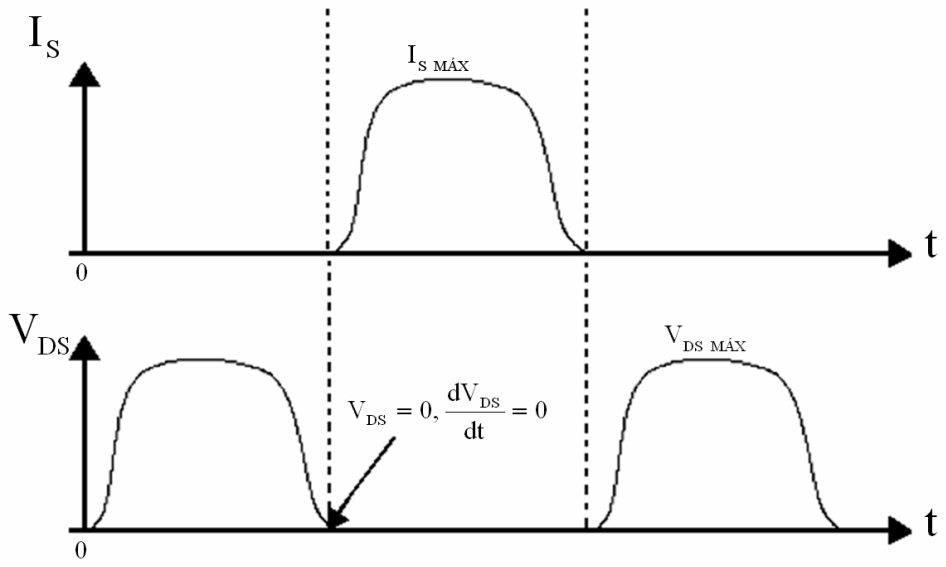


Figura 3. 19 Formas de onda correspondientes a la corriente de drenador y a la tensión *drain – source*.

A partir de las formas de onda representadas en la §fig.3.19 se observa que la tensión de *switch* y la corriente nunca se anularán de manera simultánea. Por otra parte, la potencia instantánea disipada del *switch* se calcula mediante el producto de ambas cantidades, por tanto, idealmente, el *switch* se asume como un elemento sin pérdidas; y toda la potencia suministrada desde la alimentación en DC es entregada a la salida, hacia la carga resonadora **[67]**. Por el hecho de aplicar una cierta carga en el PA clase E, parte de la energía generada por el mismo dispositivo será absorbida por la mencionada carga, y según el estado del interruptor dicha energía a la salida oscilará (tanto en tensión como en corriente), originando picos de señal máximos y mínimos (cero) de forma periódica **[68]**. Por otra parte, idealmente, el interruptor debería generar (en sus múltiples conmutaciones) señales con forma de onda cuadrada, pero debido a las pérdidas del mismo, éstas tienden a ser ligeramente redondeadas **[69]**. Además, a ello se suma la energía de los altos armónicos generada en el amplificador, puesto que implica cierta distorsión en la salidas de tensión y corriente **[70]**.

Una vez hecha esta descripción teórica para las salidas del PA cuando se está trabajando en modo ON y OFF, se presentarán las simulaciones obtenidas mediante un *software* más específico: *cadence* ® versión para Linux, en el cual se podrán apreciar las diferentes formas de onda de tensión i corriente generadas en el drenador y en la salida del PA clase E que nos ocupa. La §fig. 3.20 ilustra la tensión en drenador utilizando como carga a LC. y, a continuación, en la §fig. 3.21 se presenta la forma de onda de corriente en el drenador del CMOS.

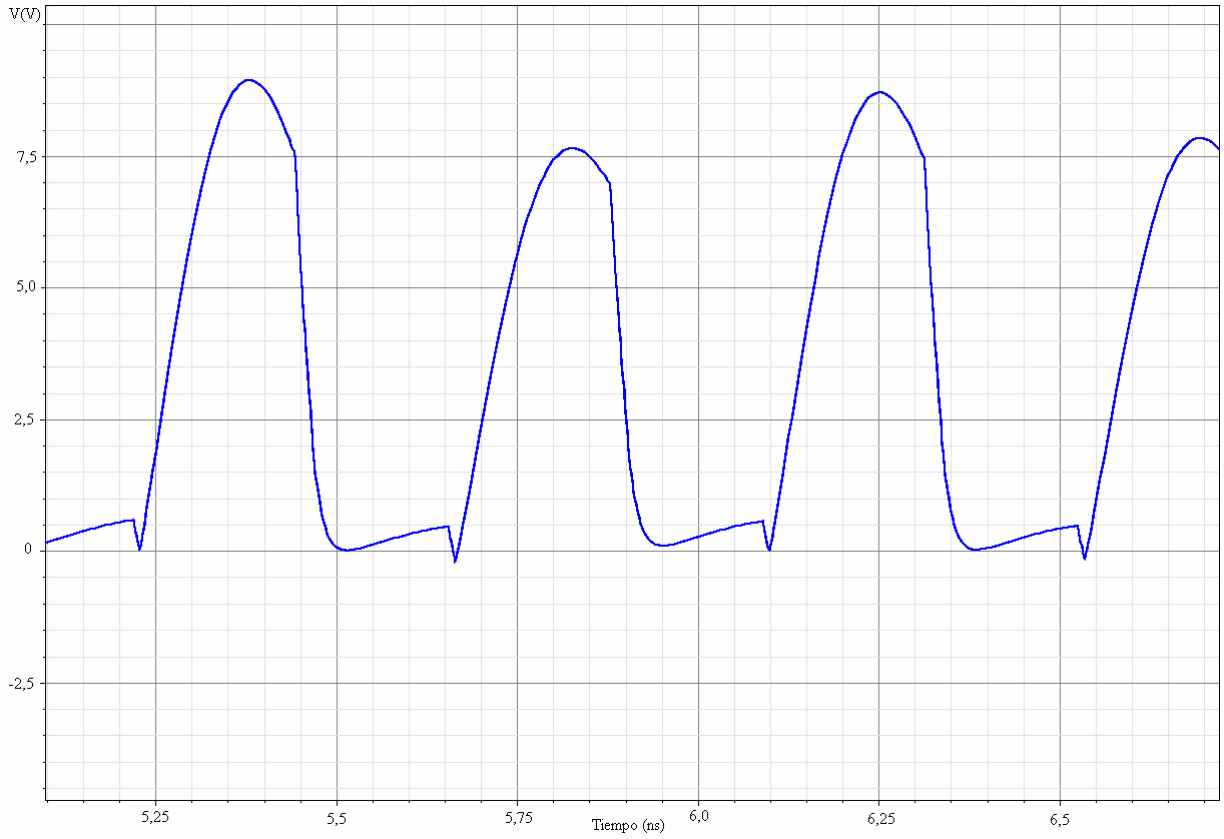


Figura 3. 20 Forma de onda en tensión en el drenador utilizando el resonador LC.

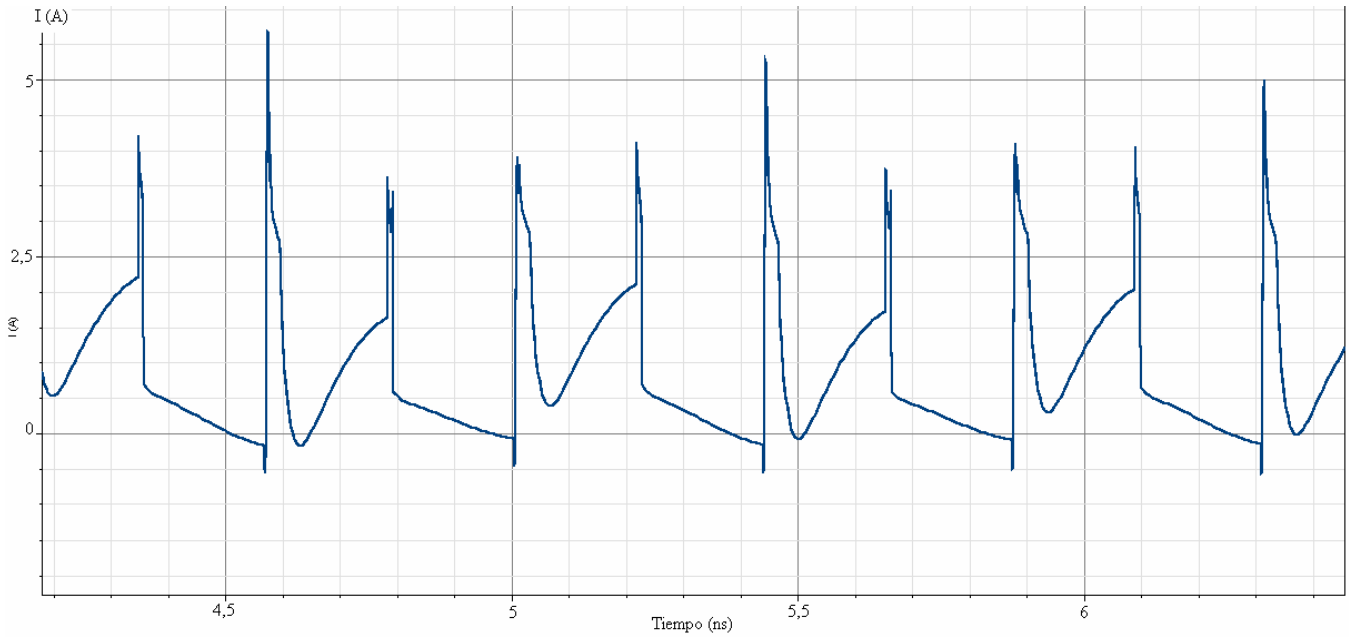


Figura 3. 21 Forma de onda en corriente en el drenador utilizando el resonador LC.

Como cabía esperar, la tensión en el drenador se presenta cero cuando la corriente en la fuente se presenta máxima (5 Amperios aprox.); los picos de cambio de sentido en la corriente de la fuente se deben a las transiciones que idealmente se efectúan en el modelo switch del CMOS. Nótese que cuando la tensión en la §fig. 3.20 es cero, la corriente en la §fig. 3.21 debería aumentar para llegar a ser máxima. Las razones por las cuales este hecho no se produce son:

- Tamaño del transistor. Se ha optado por un tamaño de transistor (W = 9940.20 µm y L = 0.6 µm) propio del artículo con el que se ha basado todo el diseño de parámetros (inductancia de choque, C_1, C_2, etc.) pero se debe considerar el hecho que en el artículo se operaba a 1 GHz. Para una frecuencia diferente (2,3 GHz, en este caso) se debería diseñar otra vez los parámetros de tamaño del CMOS.

- Tensión de alimentación. También es un parámetro muy crítico para el RFIC utilizado (PA clase E) debido a que en el artículo se emplean 1,4 V y para la tecnología FBAR utilizada se desea una alimentación de unos 3,3 V.

- Resistencia de carga. También se debe rediseñar para cada frecuencia utilizada. En este caso como no se tienen los elementos necesarios para su diseño se ha optado por la $R_{LOAD} = 6.76\,\Omega$ del artículo a 1GHz. Lo cual no es apropiada para la frecuencia utilizada en este estudio del PA clase E.

Por todo ello, la corriente no se parece demasiada a la ideal que cabría esperar (*véase* §fig. 3.19). A continuación, se van a presentar las mismas simulaciones pero utilizando esta vez el resonador FBAR. La §fig. 3.22 ilustra la forma de onda en tensión en el drenador cuando se ha utilizado como carga resonadora un FBAR y en la la §fig. 3.23 se puede observar la onda de corriente correspondiente al drenador con FBAR.

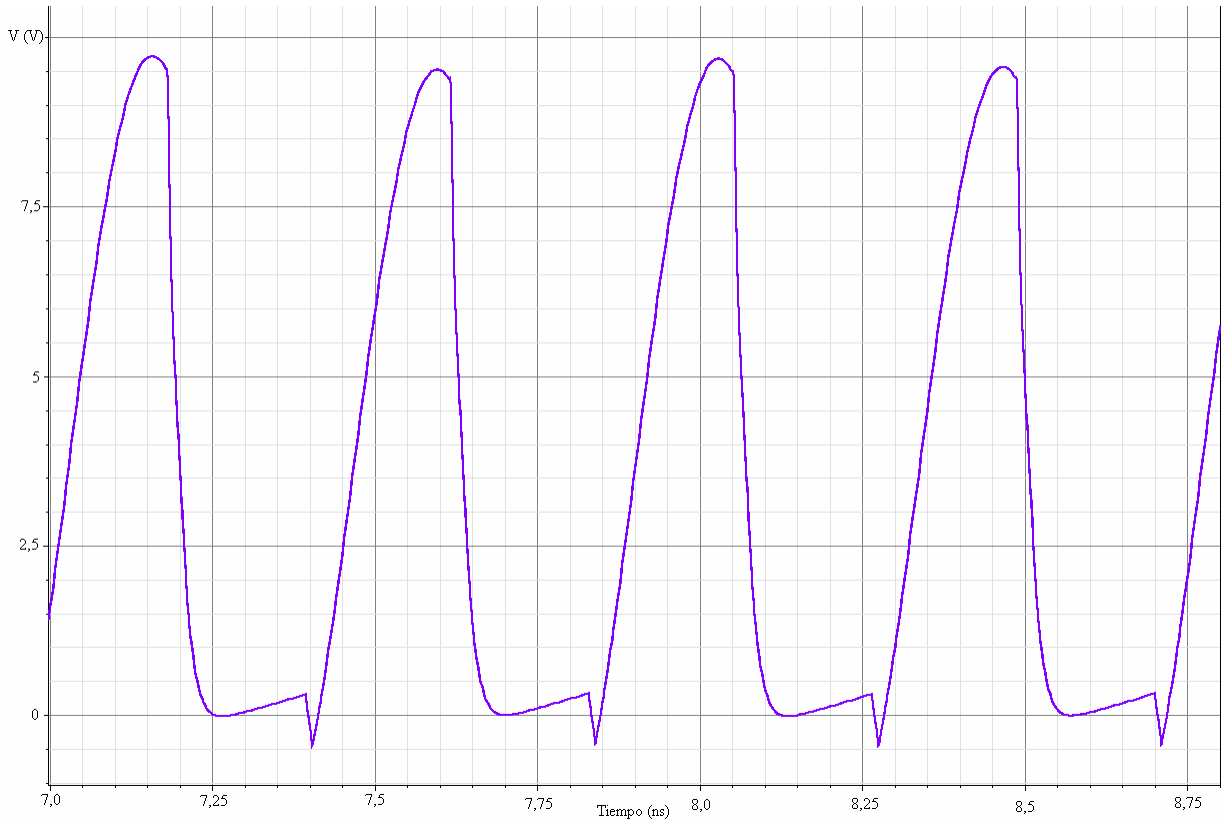


Figura 3. 22 Forma de onda en tensión en drenador utilizando el resonador FBAR.

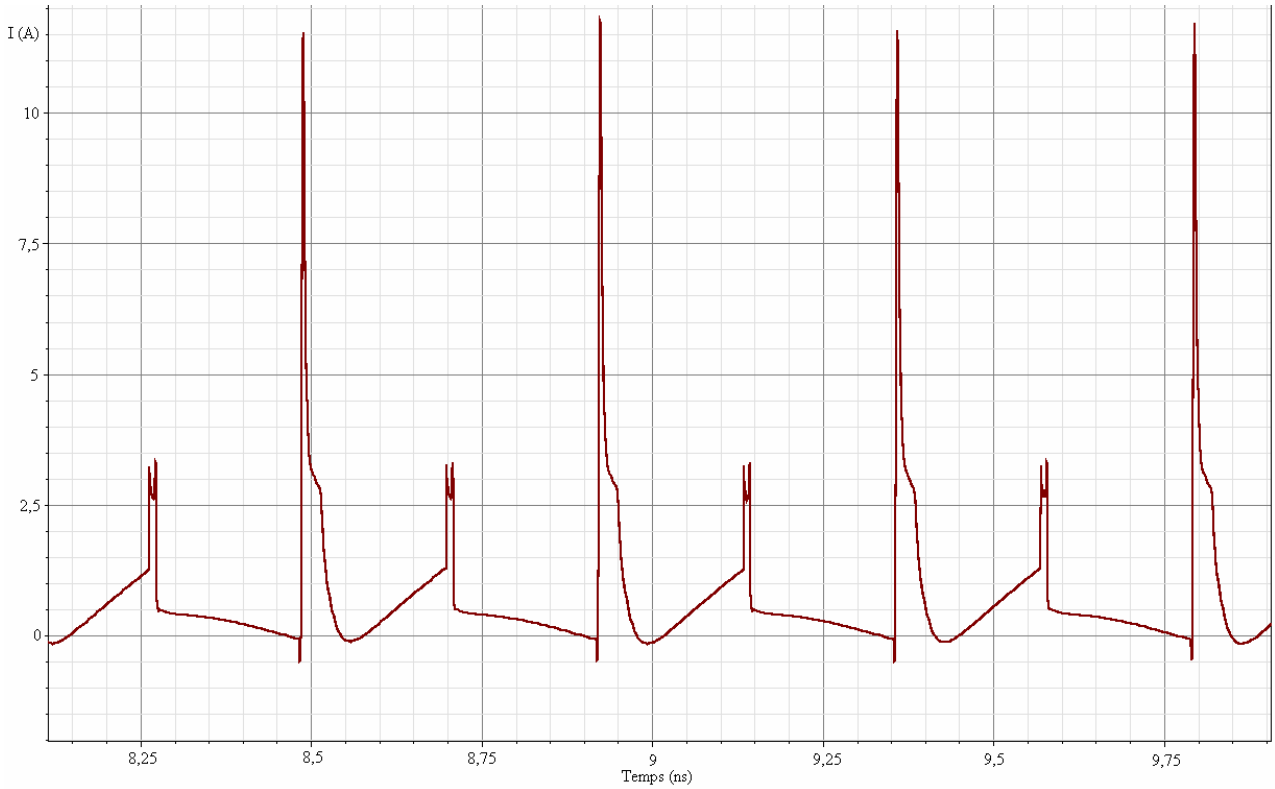


Figura 3. 23 Forma de onda relativa al drenador cuando se ha utilizado una carga resonadora FBAR.

Otra vez se aprecian las diferencias entre los comportamientos ideales que cabría esperar y los resultados simulados. Las causas son las expuestas anteriormente (ver caso LC): dimensionado del transistor, tensión de alimentación y resistencia de carga. Para finalizar, la §fig. 3.24 muestra la tensión y corriente a la salida del PA clase E.

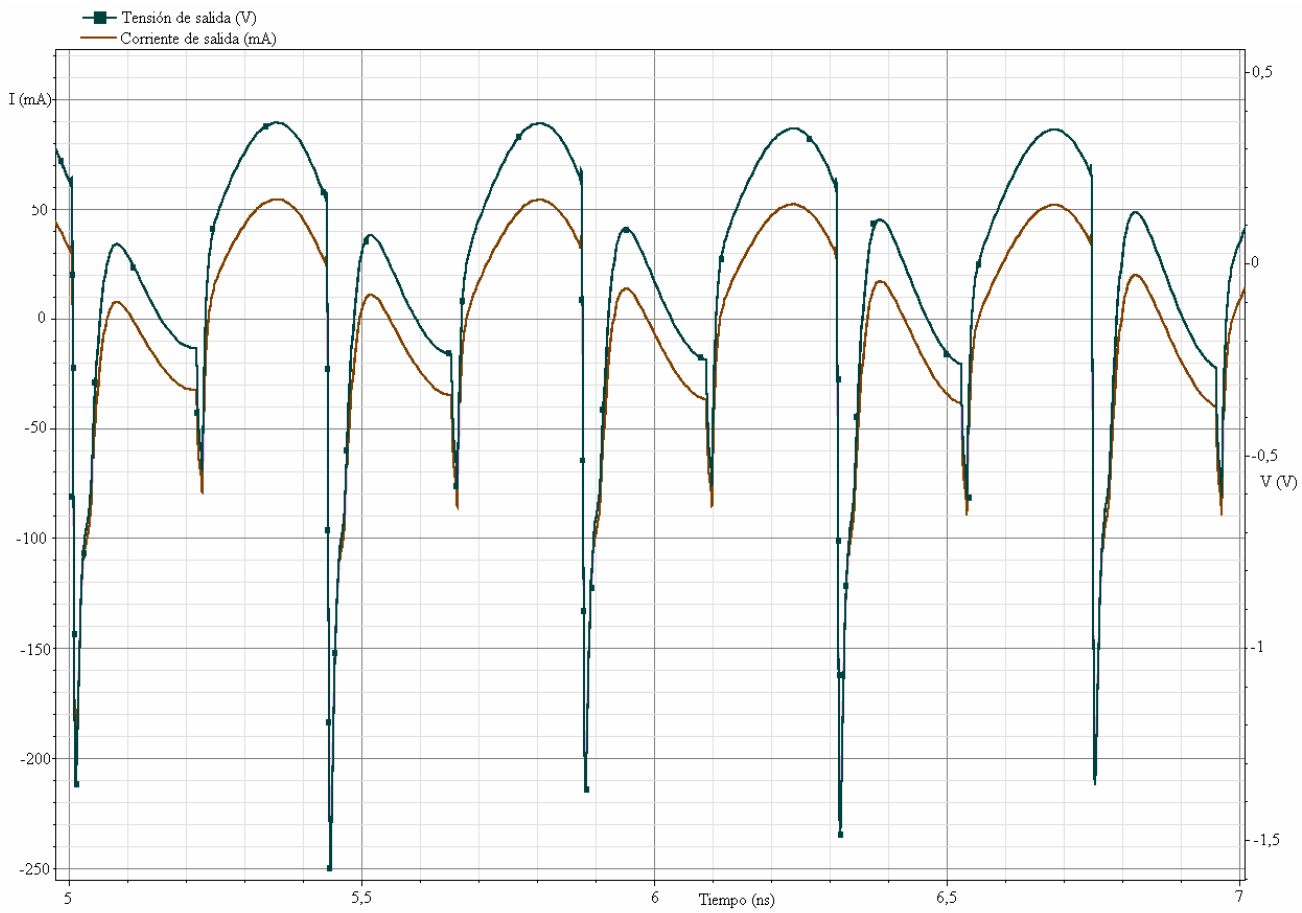


Figura 3. 24 Salidas de tensión y corriente a través de la resistencia de carga de 6,76 Ω.

Nótese que la tensión a la salida es linealmente superior a la corriente, lo cual es lógico puesto que la relación entre ambos será lineal (factor de proporción corresponde a la resistencia de carga).

3.6 Sumario

Se ha comprobado la factibilidad de la integración del FBAR como alternativa al resonador LC dentro del PA clase E. La ventaja principal de la utilización del FBAR es la tecnológica con respecto a la carga LC: sobretodo teniendo en cuenta que el FBAR por sí solo se muestra integrable con la tecnología CMOS **[71]**, así como una importante miniaturización **[72]** y bajas pérdidas de inserción **[73]**. Por otro lado, sería preciso utilizar para el PA-LC una inductancia de RF (ver §Anexo 5). Además, en los casos presentados, modo ON y OFF del PA clase E, se han observado diferencias significativas, independientemente de la ganancia que se halle para ambas topologías, el FBAR se muestra más consolidado respecto a su respuesta en frecuencia (invariable) puesto que el

LC presenta en ciertos casos (véase §fig.3.13 vs. §fig.3.16) una mínima oscilación en la frecuencia de resonancia fruto del paso transitorio de tensión entre C_L y la carga LC, mientras que para el FBAR este efecto no tiene lugar (nótese que su fase se muestra invariable); ello quiere decir que la salida, para este segundo, estará más en consonancia con la señal ideal que genera el switch, puesto que el retardo es muy pequeño respecto al LC antes de llegar a fase cero; esta selectividad en la fase será importante para no acarrear distorsiones a la salida del PA.

REFERENCIAS

[55] M. Glesner, "*CMOS Radio Frecuency Integrated Circuit Design*" *Lecture 11* "*Power Amplifiers (PAs)*" *Dept. Of EEIT, Microelectronic Systems Institute*, *Darmstadt University Technology*.

[56] N. Wang, X. Peng, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, Z. Popovic, "*Linearity of X-Band Class-E Power Amplifier in EER Operation*", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 53, No. 3, March 2005, pp.1096-1102.

[57] B. Razavi, "*RF Microelectronics*", Chapter 9: Power Amplifiers, pp. 298-325. Prentice Hall, 1998. A Simon & Schuster Company. ISBN: 0 – 13 – 887571 – 5.

[58] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, N.O. Sokal, "*Power Amplifiers and Transmiters for RF and Microwave* ", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 5, No. 3, March 2002, pp. 814-826.

[59] J. Lee, S. Kim, J. Nam, J. Kim, I. Kim, B. Kim, "*Highly Efficient LDMOS Power Amplifier Based on Class-E Topology*", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. , No. 4, April 2006, pp.789-791.

[60] P. Alinikula, K. Choi, S. I. Long, "*Design of Class E Power Amplifier with Nonlinear Parasitic Output Capacitance*", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 46, No. 2, February 1999, pp. 114-119.

[61] F. H. Raab, "*Class-E, Class-C, and Class-F Power Amplifiers Based Upon a Finite Number of Harmonics*", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No. 8, August 2001, pp. 1462-1468.

[62] T. H. Lee, "*The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*", Cambridge University Press, 2nd Edition, 2004, Stanford, Chapter No. 15: RF Power Amplifiers, pp.493-559.

[63] C. K. T. Chan, C. Toumazou, "*Design of a Class E Power Amplifier with Non – Linear Transistor Output Capacitance and Finite DC – Feed Inductance*", *IEEE*, *Imperial College of Science*, 2001, pp. I –129/ I –132.

[64] D. Milosevic, J. van der Tang, A. van Roermund, "*Investigation on technological aspects of class E RF power amplifiers for UMTS applications*", *Eindhoven University of Technology*, 2002.

[65] K.-W. Ho, H. C. Luong, " *A 1-V CMOS Power Amplifier for Bluetooth Applications* " , *IEEE Transactions on circuits and systems*, Vol. 50, No. 8, August 2003, pp. 445-449.

[66] K.-C Tsai, P. R. Gray, " *A 1.9-GHz 1-W CMOS Class-E Power Amplifier for wireless Communications*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 34, No. 7, July 1999, pp. 962-970.

[67] X. He, "*Fully Integrated Transceiver Design in Silicon On Insulator Processes*", *Dpt. Of Electrical and Computer Engineering College of Engineering*, *Kansas State University*, 2004, pp. 66-102.

[68] Z. Xu, E. I.El-Masry, "*Design and Optimization of CMOS Class-E Power Amplifier*",Electrical & Computer Engineering Department, Dalhouse University,2003, pp.325-328.

[69] Y. Qin, S. Gao, A. Sambell, E. Korolkiewicz , "*Design of Low-Cost Broadband class-E power Amplifier using Low-Voltage Supply*", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 44, No. 22, January 2005, pp. 103-106.

[70] S.-C. Wong, C. K. Tse, "*Design of Symmetrical Class E Power Amplifiers for Very Low Harmonic-Content Applications*", *IEEE Transactions on Ciruits and Systems*, Vol. 52, No. 8, August 2005, pp. 1684 -1690.

[71] T. Clark – C. Nguyen, "*RF MEMS in Wireless Architectures*", *Association for Computing* Machinery, June 2005, California, pp. 416-420.

[72] A. T. Alastalo, V. Kaajakari, " *Third-Order Intermodulation in Microelectromechanical Filters Coupled with Capacitive Transducers*", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 15, No. 1, February 2006, pp. 141-148.

[73] S. Pranonsatit, S. Lucyszyn, "*RF – MEMS Activities in Europe*", *Microwave Workshops and Exhibition*, November 2005, Yokohama, pp. 111-122.

Capítulo 4

Amplificador de bajo ruido (LNA) basado en FBAR

4.1 Introducción

Este capítulo que se inicia tratará de estudiar un LNA con una implementación de FBAR basada en la clásica topología de *LC* en el drenador. Pero antes de ello será preciso ver unas nociones esenciales para entender la función del amplificador de bajo ruido (LNA) así como las características más relevantes. Le seguirá el modelo implementado con *LC* junto a sus pertinentes simulaciones. Posteriormente, y visto con antelación el esquema clásico, se procederá al estudio del FBAR sustituyendo dicho tanque en el drenador habiendo modificado un poco el esquema como se explicará a su debido momento. Finalmente, cierra este capítulo una simulación de la respuesta en frecuencia del LNA diseñado con el FBAR resonador reforzando la utilidad de éste.

4.2 Fundamentos sobre el LNA

Sin duda alguna, el punto más crítico de un receptor de RF se halla en su puerto de entrada. El primer nivel de un receptor de RF viene determinado por un dispositivo amplificador de bajo ruido: LNA (*Low – Noise Amplifier*). Y dicho dispositivo determina, en gran medida, la figura de ruido del receptor entero. De ahí que los ingenieros y diseñadores deban minimizar el impacto que el ruido pueda generar en el LNA. Así los requisitos clave para un buen diseño radican en un bajo ruido, un consumo bajo de potencia, alta linealidad y un tamaño reducido del chip a utilizar para minimizar las pérdidas de los parásitos. El diseño de estos elementos se asume como un

difícil reto en cuanto a compromiso de las diferentes especificaciones planteadas **[74]**. Sirva de ejemplo de diseño que persigue óptima ganancia y bajo ruido con **[75]**, en el cual se consigue un $S_{21} = 18\,dB$ y un factor de ruido de unos 2.7 dB. Otros dos ejemplos se pueden hallar en el receptor de GPS que se examina en **[76]**, para el cual es preciso la utilización de un LNA de banda angosta y el LNA de ultra baja potencia reportado en **[77]**.

Por otro lado, se debe tener en cuenta que la señal que se recibe en el Receptor ya posee, de por sí mismo, una cantidad importante de ruido, por lo cual es de necesidad no introducir demasiado ruido para no deteriorar la señal y hacerla irrecuperable. Por ese motivo las dimensiones de los transistores que configuración el LNA deben tener unas dimensiones no muy grandes para no añadir parásitos en la señal originalmente degradada **[78]**. Pero es preciso un compromiso entre el tamaño del transistor y el ruido generado en este, pues a medida que el tamaño del MOSFET se hace más reducido, los efectos de estas pérdidas se amplifican haciéndose notar más. Por tanto, no se puede miniaturizar demasiado las dimensiones de los transistores conformadores del LNA **[78]**. A parte, otro inconveniente, tal y como queda reportado en **[79]**, es el hecho de que el LNA no es del todo lineal (introducción de componentes de intermodulación).

Dentro del diseño de LNAs destaca, en gran medida, la estructura en cascada, la cual es bien conocida por optimizar ambos aspectos de diseño: ganancia en potencia y bajo ruido (*Noise Factor*). En general, para esta configuración, la entrada suele estar adaptada mediante una impedancia resistiva de unos 50Ω debido a la sensibilidad del cabezal duplexor a la impedancia de entrada del referido LNA **[80]**.

Respecto a la ganancia, como ya se ha dicho, es preciso que ésta resulte la más alta posible siempre y cuando esto no conlleve nunca una aumento notorio de ruido, pues la señal podría llegar a ser irrecuperable. Para este propósito, la §ec. 4.1 expresa de forma muy sencilla la ganancia en tensión de un cierto LNA en cascada:

$$A_V = \frac{Z_{LOAD}}{j\omega_0 L_S} \qquad \text{(ec. 4.1)}$$

siendo Z_{LOAD} la impedancia vista desde el drenador del transistor M2 conformada por L y C **[86] [87]**. Para mejorar la ganancia y reducir en lo posible el ruido, **[88]** sugiere adoptar topologías de realimentación inductiva en serie. Dicha realimentación se lleva a cabo mediante L_S pero de manera ajena a la implementación LNA original, sinó a través de un inductor de alta calidad grabado encima de la oblea.

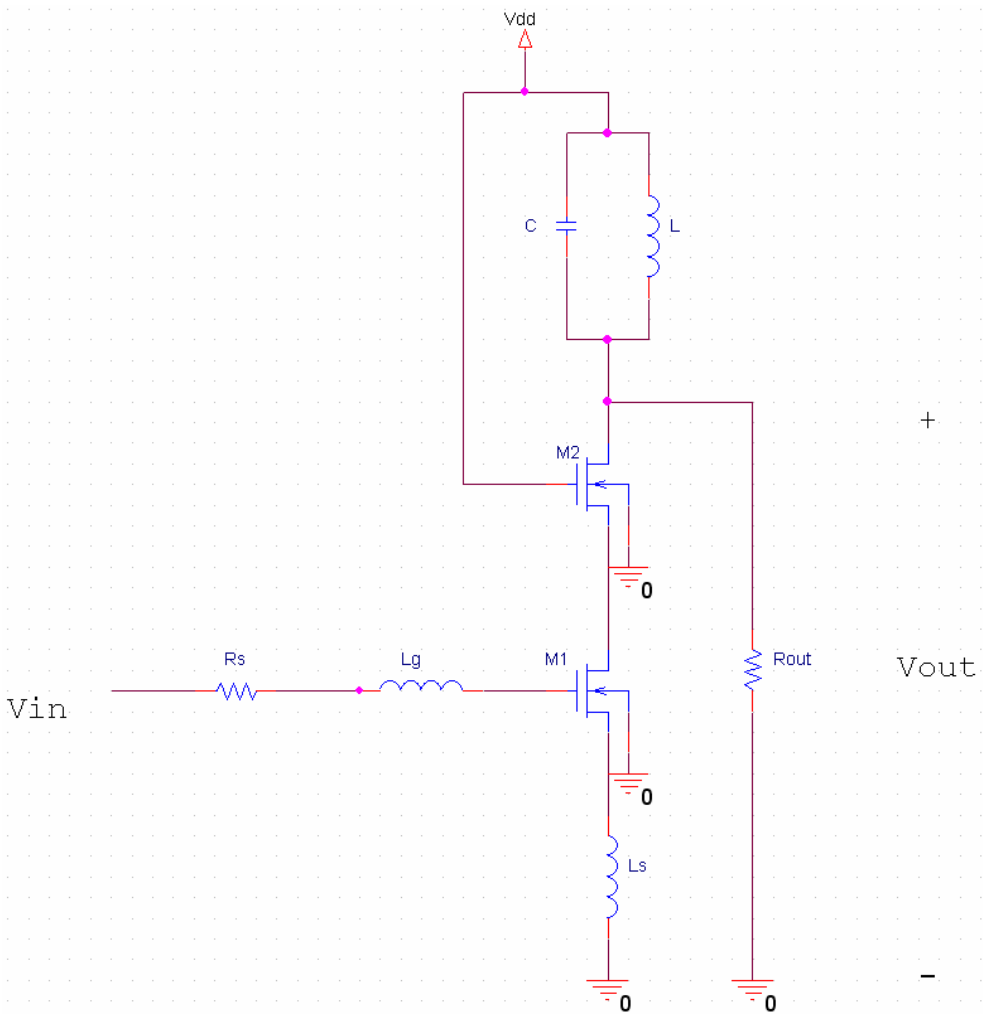


Figura 4.1 Esquema eléctrico de un LNA con una inductancia degenerativa y dos CMOS en cascada.

Notar que el segundo transistor M2 tiene por cometido reducir el efecto *Miller*, mientras que el primero tiene una función básicamente amplificadora de la señal de entrada. Con respecto al tanque LC , ambos poseen valores típicamente grandes debido

a que deben ser insensibles delante de la capacidad C_{GD2} de la salida del segundo transistor M2 en pequeña señal.

Respecto a la inductancia L_G, ésta se añade para contrarrestar la capacidad C_{GS} del primer transistor M1. En concreto se inhabilita la admitancia de la capacidad, pues así se halla, a efectos de la entrada del dispositivo, un término resistivo puro. La cancelación óptima de dichas admitancias se obtiene de la aplicación de las siguientes fórmula **[78]**:

$$L_S = \frac{R_S \; C_{GS\,1\;BIAS}}{g_{m1\,BIAS}} \qquad \text{(ec. 4.2)}$$

$$L_G = \frac{1 - \omega_0^2 \; L_S \; C_{GS1\,BIAS}}{\omega_0^2 \; C_{GS1\,BIAS}} \qquad \text{(ec. 4.3)}$$

donde R_S es el término resistivo requerido de unos $50\,\Omega$, siendo ω_0, la frecuencia de resonancia deseada en radianes, $C_{GS1\;BIAS}$, se conoce como la capacidad de puerta – fuente en el estado de polarización del transistor.

El factor de calidad asociado al LNA de la §fig.3.1 viene dado de la siguiente manera

$$Q(w) = \frac{1}{\omega_0 \; C_{GS1\;BIAS} \; R_S} \qquad \text{(ec. 4.4)}$$

y su factor de ruido se puede ver como

$$F = \frac{SNR_{IN}}{SNR_{OUT}} = 1 + \frac{\gamma}{\alpha}\frac{1}{Q(w)}\left(\frac{w_0}{w_T}\right)\left[1 + \frac{\delta\alpha^2}{k\gamma}\left(1 + Q^2(w)\right) - 2|c|\sqrt{\frac{\delta\alpha^2}{k\gamma}}\right] \qquad \text{(ec. 4.5)}$$

considerando

$$\alpha \equiv \frac{g_{m1\;BIAS}}{g_{d0}} \qquad \text{(ec. 4.6)}$$

definiéndose δ, γ, c, k como parámetros de diseño del transistor que se caracterizan en el estado de polarización del mismo; ω_T, se entiende como la frecuencia umbral de trabajo de la tecnología CMOS; y g_{d0} que se trata de la conductancia de drenador en estado de polarización y, definido, para este estudio, como $2\,g_{m1\ BIAS}$.

4.3 Modelo de trabajo y simulaciones para el LNA clásico

Como ya se ha presentado en la §fig.4.1, el LNA clásico que servirá de soporte para el estudio del resonador FBAR presentará una red resonante adaptada que consistirá en un LC en paralelo. Para la correcta sintonización de los diferentes elementos el estudio se basa en la referencia **[84]**, donde se detalla todas las especificaciones que, posteriormente, son adaptadas a 2,3 GHz. La §fig 4.2 expone el diseño sintonizado a 2.3 GHz según la configuración sugerida por **[84]**. Como se podrá ver, se trata de una topología en cascada, dicha implementación provee de un buen aislamiento entre la entrada i la salida; a parte, la topología aquí utilizada (Degeneración inductiva) es empleada para mejorar el rendimiento para aplicaciones de banda angosta **[85]**.

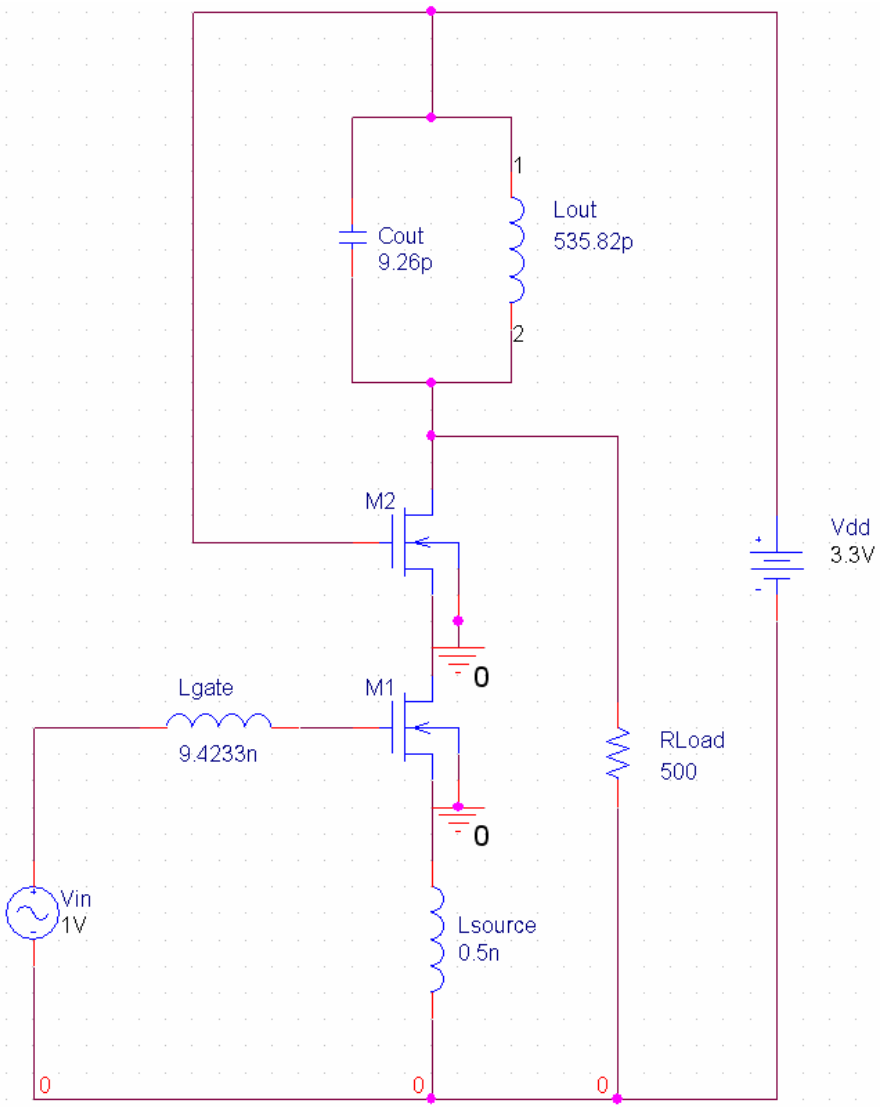


Figura 4. 2 Esquema eléctrico del LNA sintonizado a 2.259 GHz por la red L_{OUT} C_{OUT} en paralelo.

La sintonización se lleva a cabo mediante el conjunto L_{OUT} C_{OUT} en paralelo. Ello responde a la siguiente ecuación de diseño para la definición de adaptación a la salida del LNA

$$L_{OUT} * C_{OUT} = \frac{1}{\omega^2} = \frac{1}{(2\pi f)^2} \qquad \text{(ec.4.7)}$$

pudiéndose sintonizar L_{OUT} y C_{OUT} de manera tal que se cumpla que la frecuencia de trabajo sea $f = 2.259\,\text{GHz}$. Por tanto, se tendrán los valores siguientes:

$L_{OUT} = 535.8207\,\text{pH}$ y $C_{OUT} = 9.26\,\text{pF}$, cumpliéndose, en consecuencia, la ecuación de diseño §ec.3.7.

Respecto a la sintonización de los elementos de adaptación y corrección de las admitancias de los parásitos inherentes en el modelo de pequeña señal de los dos CMOS (M1 y M2), se procede a una compensación mediante inductancias de la impedancia de entrada equivalente en el primer transistor (M1) **[86]**. Un aspecto que cabe mencionar es que dentro de un transceptor de RF, el LNA debe permanecer aislado de dispositivos que puedan interferir con él y contaminar la señal con la cual opera. Como se ha dicho, la entrada debe adaptarse con una impedancia de 50 Ω; lo que no se ha dicho aún es que para mantener dicha adaptación es preciso trabajar con inductores de puerta (L_G) mayores en reactancia que C_{GS1} **[89]**. Para este objetivo, se define un pequeño circuito equivalente como el siguiente

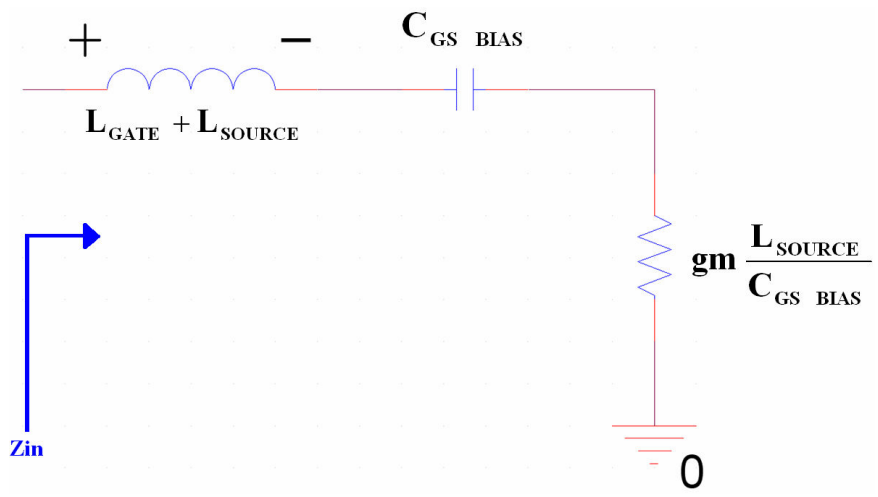


Figura 4. 3 Equivalente eléctrico a la entrada del LNA en el transistor M1.

De la fig.§4.3 se deduce una cierta ecuación de diseño como la expuesta a continuación considerando una cierta impedancia de entrada, Z_{IN} **[88]** :

$$Z_{IN} = j\omega\left(L_{GATE} + L_{SOURCE}\right) + \frac{1}{j\omega C_{GS\ BIAS}} + g_{d0}\frac{L_{SOURCE}}{C_{GS\ BIAS}} =$$

$$= j\left[\omega\left(L_{GATE} + L_{SOURCE}\right) - \frac{1}{\omega C_{GS\ BIAS}}\right] + g_{D0}\frac{L_{SOURCE}}{C_{GS\ BIAS}} \qquad \text{(ec. 4.8)}$$

debido a que la $C_{GS\ BIAS}$ y la g_{D0} dependen del tamaño y de la polarización llevada a cabo, se suponen los mismos tamaños de los transistores utilizados en **[89]** (M1: $W = 300\mu m, L = 0.25\mu m$; M2 : $W = 280\mu m, L = 0.25\mu m$) de la misma manera que se adopta la polarización utilizada en la misma referencia ($C_{GS\ BIAS} = 500\ fF$ y $g_{D0} = 50\ mS$), puesto que en este proyecto los aspectos de polarización no son objetivo del mismo. Por otro lado, la expresión §ec.4.8 se puede aproximar como

$$Z_{IN} \approx w_T\ L_S \qquad \text{(ec. 4.9)}$$

sólo cuando se está en condiciones de resonancia. [*Ver §ec.4.1 y §ec.4.2*]. De la expresión §ec.4.8, se pueden hallar los parámetros de las inductancias de fuente y de puerta; para este caso se resuelve que: $L_{SOURCE} = 0.5\ nH$ i $L_{GATE} = 9.42\ nH$. Por último cabe decir que la carga se implementa como una resistencia de valor nominal $500\,\Omega$ †como se destaca en **[89]**. Finalmente, la tabla 3.1 presenta la configuración en DC utilizada por los dos transistores M1 y M2 en estado de saturación para una tensión $V_{GS} = 1.1\,V$ y una tensión umbral de $V_T = 0.43\,V$.

	M1 $(W = 300\mu m,\ L = 0.25\mu m)$	**M2** $(W = 280\mu m,\ L = 0.25\mu m)$
C_{GS}	40 fF	37.33 fF
g_m	41.808 mS	39.021 mS
C_{GD}	90 fF	84 fF
C_{DS}	8 fF	7.47 fF
R_{DS}	$24\,\Omega$	$25\,\Omega$
R_{IN}	—	—
I_{DS}	14.0057 mA	13.0719 mA

Tabla 4. 1 Relación de los principales parámetros en DC del LNA diseñado.

† Esto se debe al hecho que la potencia que en principio se suministra es tan baja (mW) que para apreciar potencia de RF a la salida la resitencia de carga se debe aumentar al menos un factor diez. **[ref 90]**

Llegados a este punto se presentarán, a continuación, las simulaciones obtenidas utilizando una función de transferencia considerando los puertos de entrada y salida del modelo LNA expuesto. Dicha ecuación de transferencia viene dada de la siguiente forma:

$$H(s)=\frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)}=\frac{V_{OUT}(s)}{Z_{IN}(s)I_{IN}}=\frac{1}{Z_{IN}(s)*C(s)\left\{\left[C_{GS1}*s+g_{m1}\right]\frac{1}{D(s)}+\frac{1}{R_{DS1}}+C_{DS1}*s\right\}}$$

(ec. 4.10)

siendo:

$$D(s)=\frac{\frac{g_{m1}}{C_{GD1}*s}+R_{IN1}C_{GS1}*s+1}{1-\left[\frac{1}{R_{DS1}}+C_{DS1}*s\right]\frac{1}{C_{GD1}*s}} \qquad \text{(ec.4.11)}$$

$$C(s)=\frac{\frac{\left[\frac{1}{C_{GD2}*s}+R_{IN2}\right]}{Z_{PAR}(s)}-A(s)+1}{-\left(A(s)+B(s)-\left[2-\frac{R_{IN2}C_{GS2}*s}{R_{IN2}C_{GS2}*s+1}\right]\right)} \qquad \text{(ec. 4.12)}$$

donde en la §ec.4.12 A(s) y B(s) corresponden a:

$$B(s)=g_{m2}\left[1-\frac{R_{IN2}C_{GS2}*s}{R_{IN2}C_{GS2}*s+1}\right]\left[\frac{1}{C_{GD2}*s}+R_{IN2}\right] \qquad \text{(ec.4.13)}$$

$$A(s)=\left[\frac{1}{C_{GD2}*s}+R_{IN2}\right]\left[\frac{1}{R_{DS2}}+C_{DS2}*s\right] \qquad \text{(ec.4.14)}$$

En el momento de poder definir la función de transferencia, se pueden realizar las simulaciones que caracterizarán el comportamiento del LNA diseñado. Las §fig. 4.4, 4.5 y 4.6 ilustran dichas representaciones de los cálculos desarrollados anteriormente.

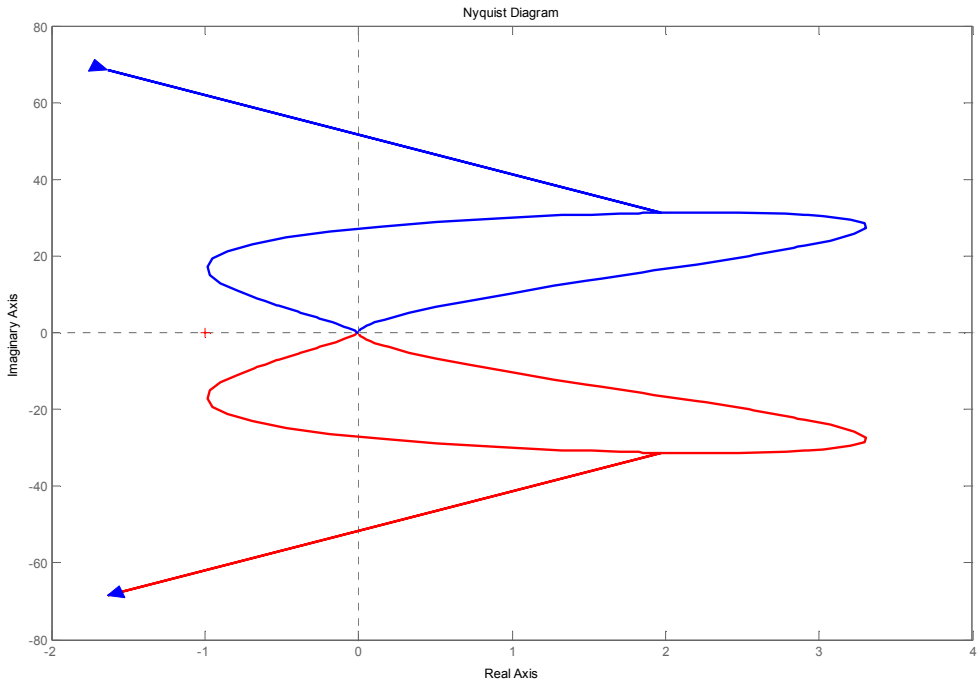


Figura 4. 4 Diagrama de *Nyquist* donde se puede apreciar la inestabilidad del LNA con el modelo LC diseñado.

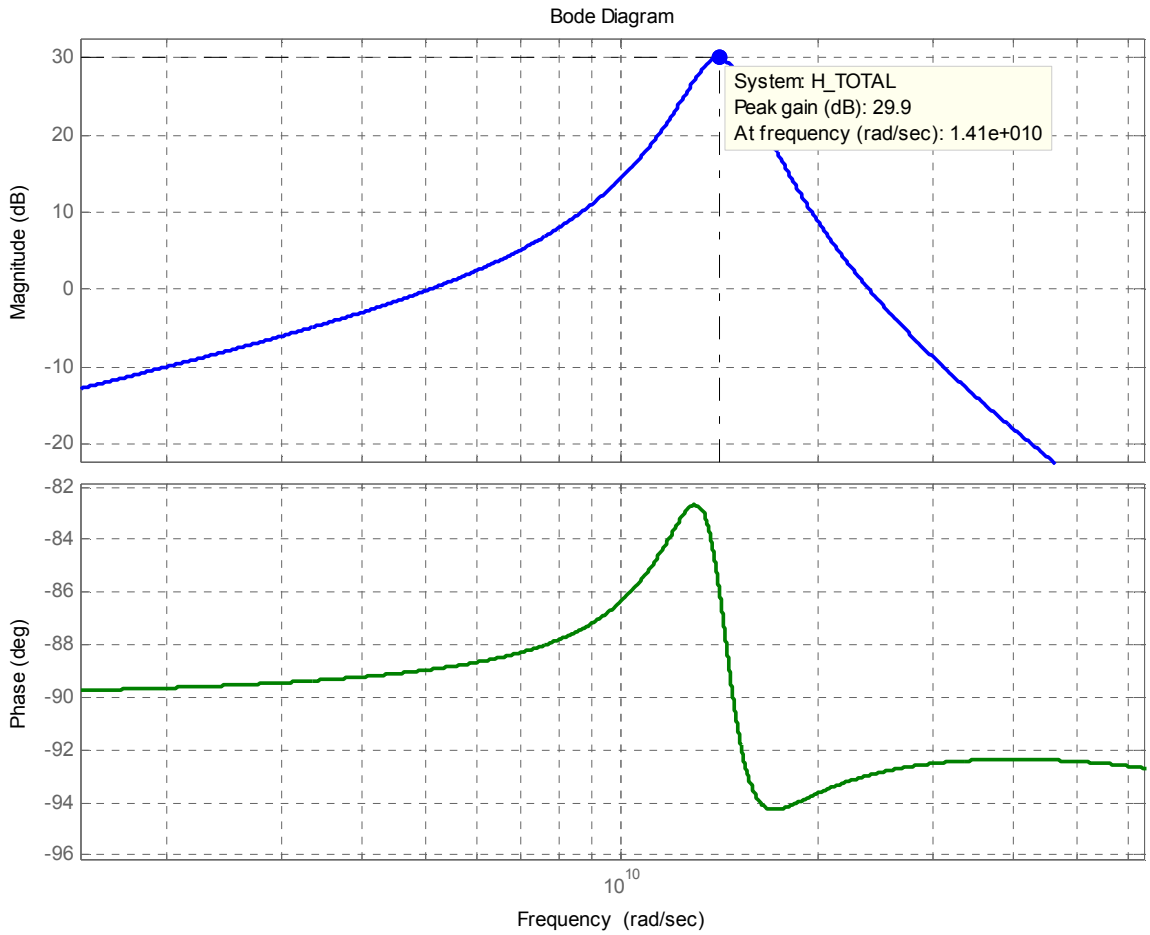


Figura 4. 5 Respuesta frecuencial en magnitud y fase del LNA diseñado.

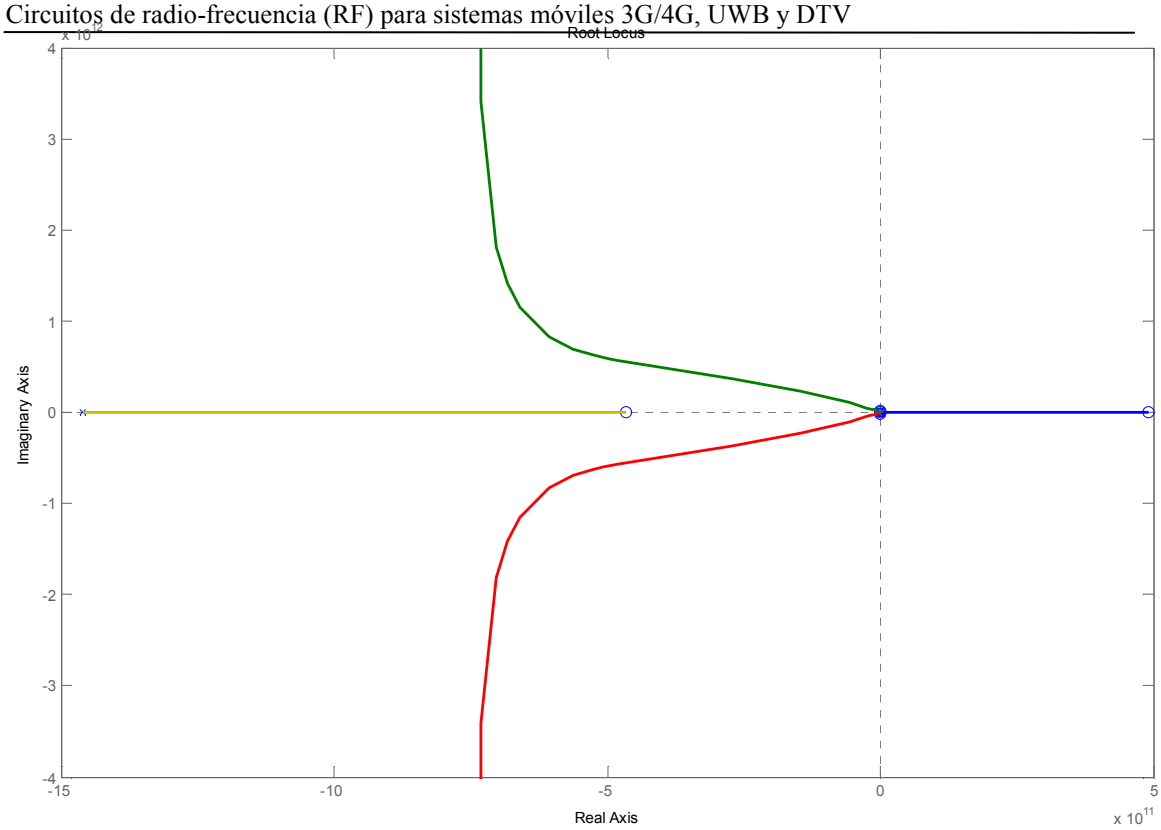


Fig 4. 6 Lugar de las raíces donde se puede observar el polo inestable en el semiplano derecho.

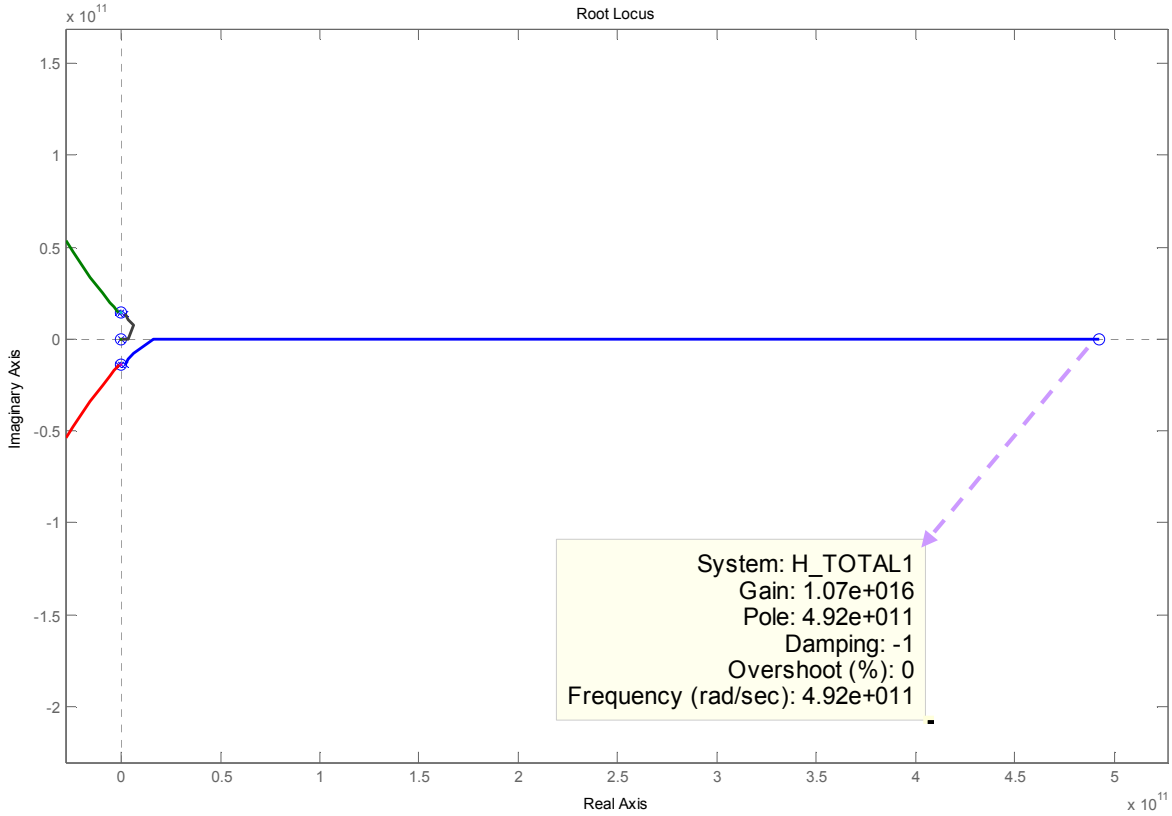


Figura 4. 7 Ampliación del polo donde se aprecia que se sitúa a unos 492 GHz.

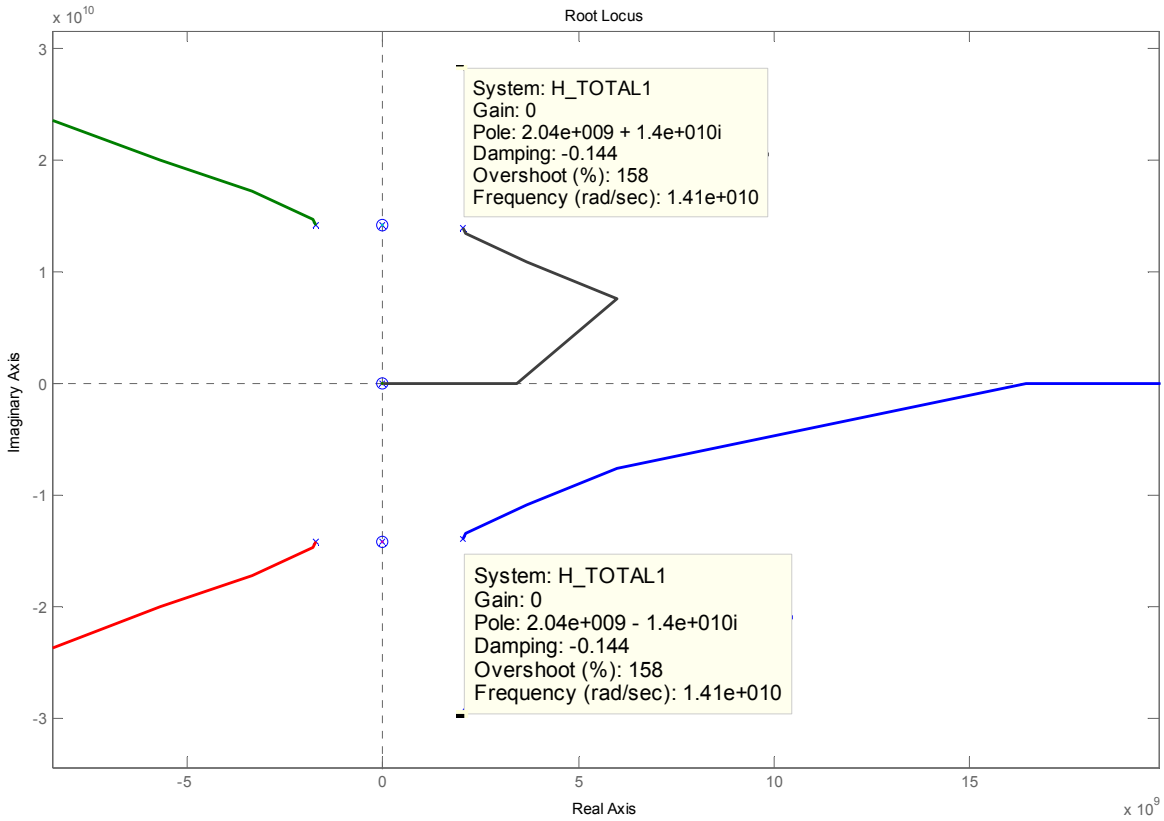


Figura 4. 8 Detalle del Root Locus del LNA.

Como se ha podido mostrar, el diseño desarrollado del LNA con carga resonante LC presenta un cierto comportamiento inestable debido al polo del semiplano derecho (§fig. 4.4 i §fig. 4.6) y a los ceros en la frecuencia de interés, pese a ello, lo más importante es el hecho de que el sistema no oscila a la frecuencia de resonancia pues la fase empieza en -90˚ y apenas varía a nivel local (aprox. unos 5˚) de hecho se puede apreciar que no oscila porque el par polo – cero en el origen se desplaza hasta el polo a 2,3 GHz y no regresa al semiplano izquierdo (condición de oscilación para el Root Locus) sino que finaliza en dicho polo; por tanto se considera un elemento suficientemente consistente para poder desarrollar el análisis con el FBAR. El polo que permanece situado a la frecuencia de f = 492 GHz no afecta demasiado a la fase observada en la §fig. 4.5, puesto que en ningún momento ésta empieza a oscilar. La ganancia, como se observa en §fig. 4.5, es de unos 29 dB. A continuación, reflejados los resultados con la carga resonante L_{OUT} C_{OUT} del modelo LNA, se procederá a sustituir este resonador por un FBAR. La siguiente sección tratará este propósito.

4.4 Estudio del modelo LNA con carga resonante provista por el FBAR

Como ya se ha comentado, en esta sección se intentará sustituir la carga resonante por el FBAR. Se tiene que considerar que, debido a que la topología del resonador en L_{OUT} C_{OUT} está implementada en paralelo, será preciso modificar el modelo en serie del resonador de FBAR para conseguir un esquema eléctrico equivalente en con§figción paralela.

Una primera opción sería *paralelizar* el modelo FBAR, pero después de haberlo realizado no parece factible (puesto que no responde a la frecuencia deseada: 2,3 GHz), por lo que se ha optado con un procedimiento más simple. Aprovechando el comportamiento inductivo que presenta el modelo FBAR cuando se opera en el rango de frecuencias comprendido entre la frecuencia de resonancia (f_{RES}) y la de antirresonancia ($f_{ANTIRES}$), se plantea una carga C_{ADAPT} y R_{ADAPT} en paralelo con el FBAR (que opera como una inductancia de manera aproximada para las frecuencias f tales que: $f_{RES} \leq f \leq f_{ANTIRES}$). Considérese, entonces, la §fig. 4.9:

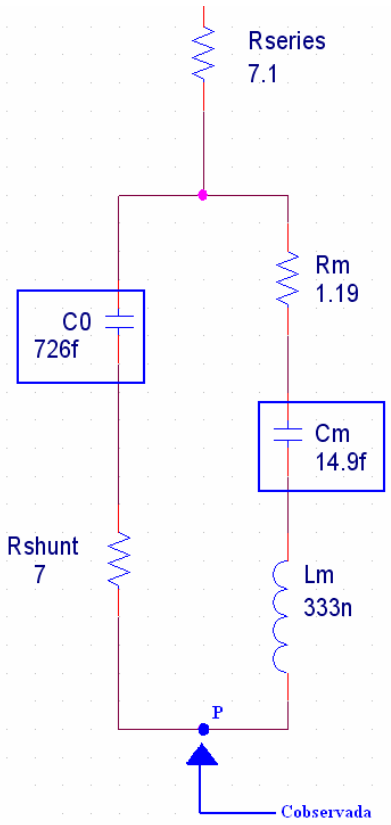


Figura 4. 9 Capacidad observada desde el punto *P*.

Entonces es fácil ver que se cumple que la capacidad que se podrá observar desde el punto *P* cumplirá lo siguiente:

$$C_{OBSERVADA} = C_m + C_0 \approx 14.9\ fF + 726\ fF = 740.9\ fF \qquad \text{(ec.4.15)}$$

esta capacidad observada representa una capacidad *ficticia* que se considerará en serie con la que se deberá colocarse (C_{ADAPT}). Puesto que están en serie y centrándonos ahora única y exclusivamente en las capacidades se tendrá la §fig.4.10:

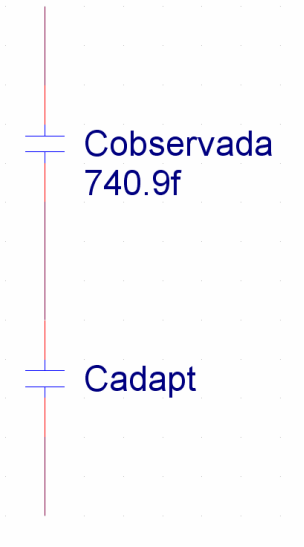


Figura 4. 10 Disposición en serie de las capacidades $C_{OBSERVADA}$ y C_{ADAPT}.

Como es sabido, las capacidades en serie se tratan mediante la siguiente fórmula:

$$C_{EQ} = \frac{C_{OBSERVADA} * C_{ADAPT}}{C_{OBSERVADA} + C_{ADAPT}} \qquad \text{(ec.4.16)}$$

teniendo en cuenta que FBAR se aproxima como una inductancia ideal para toda f tal que $f_{RES} \leq f \leq f_{ANTIRES}$, entonces se puede seguir aplicando

$$f = 2{,}25946\ GHz = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{740{,}9\,fF \cdot C_{ADAPT}}{740{,}9\,fF + C_{ADAPT}}\,L_m}} \qquad \text{(ec.4.17)}$$

siendo $L_m = 333\,nH$ que resume todo el comportamiento del FBAR para el rango ya especificado, para toda f : $f_{RES} \leq f \leq f_{ANTIRES}$. Por otro lado, se sigue queriendo

respetar la topología inicial del FBAR, por ese motivo será preciso igualar la §ec.4.6 con el valor de la capacidad teórico de resonancia del FBAR ($C_m = 14.9\ fF$) con lo cual se tendrá que:

$$\frac{740{,}9\,fF * C_{ADAPT}}{740{,}9\,fF + C_{ADAPT}} = 14{,}9\,fF = C_m \equiv C_{EQ} \qquad \text{(ec.4.18)}$$

obteniéndose, por ende, que $C_{ADAPT} = 15{,}2058\ fF$. Ahora se está en la situación de la §fig.4.11

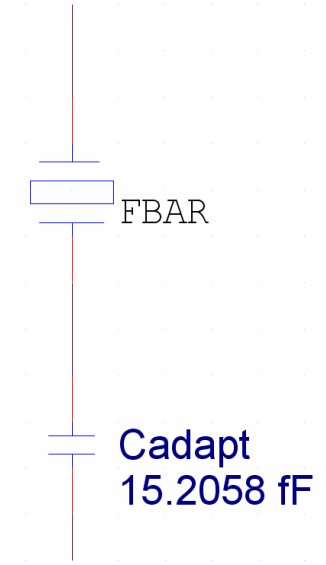


Figura 4. 11 Esquema eléctrico parcial equivalente de la carga en paralelo.

ahora sólo es preciso añadir la resistencia en paralelo fruto del cambio realizado como muy bien se especifica en **[89]**. La §fig.4.11 refleja la resistencia en paralelo requerida para adaptar completamente el modelo FBAR inicial. El valor de la R_{ADAPT} se resuelve posteriormente.

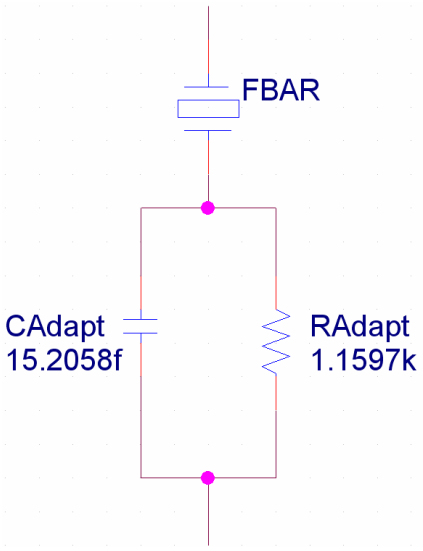


Figura 4. 12 Esquema eléctrico completo para el equivalente en paralelo.

Por consiguiente, se puede expresar la resistencia de adaptación en paralelo como

$$R_{ADAPT} \approx \frac{1}{(C_{PAR}\ \omega)^2\ R_{EQ}} \qquad \text{(ec.4.19)}$$

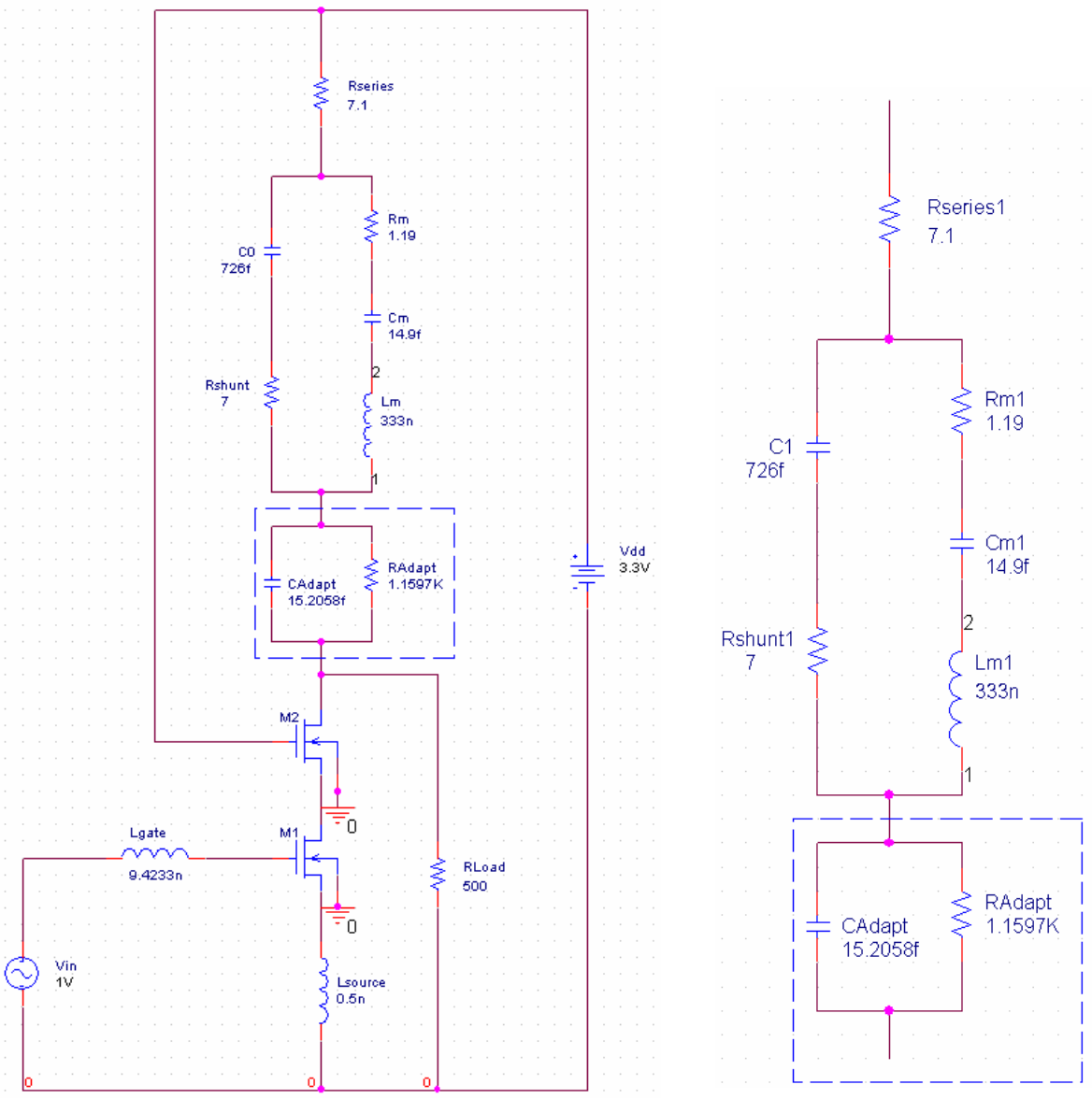
donde, en este caso, se proponen la capacidad $C_{PAR} = \mathrm{C0} = 726\ fF$ (pues es la paralela a la etapa en serie resonante: L_m y C_m), y de la resistencia $R_{EQ} = R_{SERIES} + (R_{SHUNT} \parallel R_m) = 8.11709\,\Omega$, como la resistencia equivalente que se vería en el punto P ya especificado en §fig.4.6, resultando, en consecuencia, una $R_{ADAPT} = 1.1597\,\mathrm{K}\Omega$. Se concluye, así, que la impedancia en el drenador equivalente el FBAR pero en modo paralelo se puede definir como una impedancia ($Z_{TOTAL}(s)$) como:

$$Z_{TOTAL}(s) = Z_{MBVD}(s) + Z_{ADAPT}(s) \qquad \text{(ec. 4.20)}$$

donde $Z_{MBVD}(s)$ se refiere a la §ec.1.27 y donde $Z_{ADAPT}(s)$ se entiende como

$$Z_{ADAPT}(s) = \frac{R_{ADAPT} * 1/(CAdapt * s)}{R_{ADAPT} + 1/(CAdapt * s)} \qquad \text{(ec. 4.21)}$$

La §fig. 4.13 refleja el esquemático eléctrico equivalente:



(a.) **(b.)**

Figura 4.13 **(a.)** Representación general del esquemático eléctrico con FBAR.
(b.) Adaptación del FBAR, originalmente en configuración en serie, a una topología en paralelo mediante la inserción de un conjunto C_{ADAPT} y R_{ADAPT} en paralelo.

En consecuencia, ya se puede proceder a su simulación del nuevo modelo resonador. Las §fig. 4.14 – 4.18 muestran las simulaciones del modelo referido.

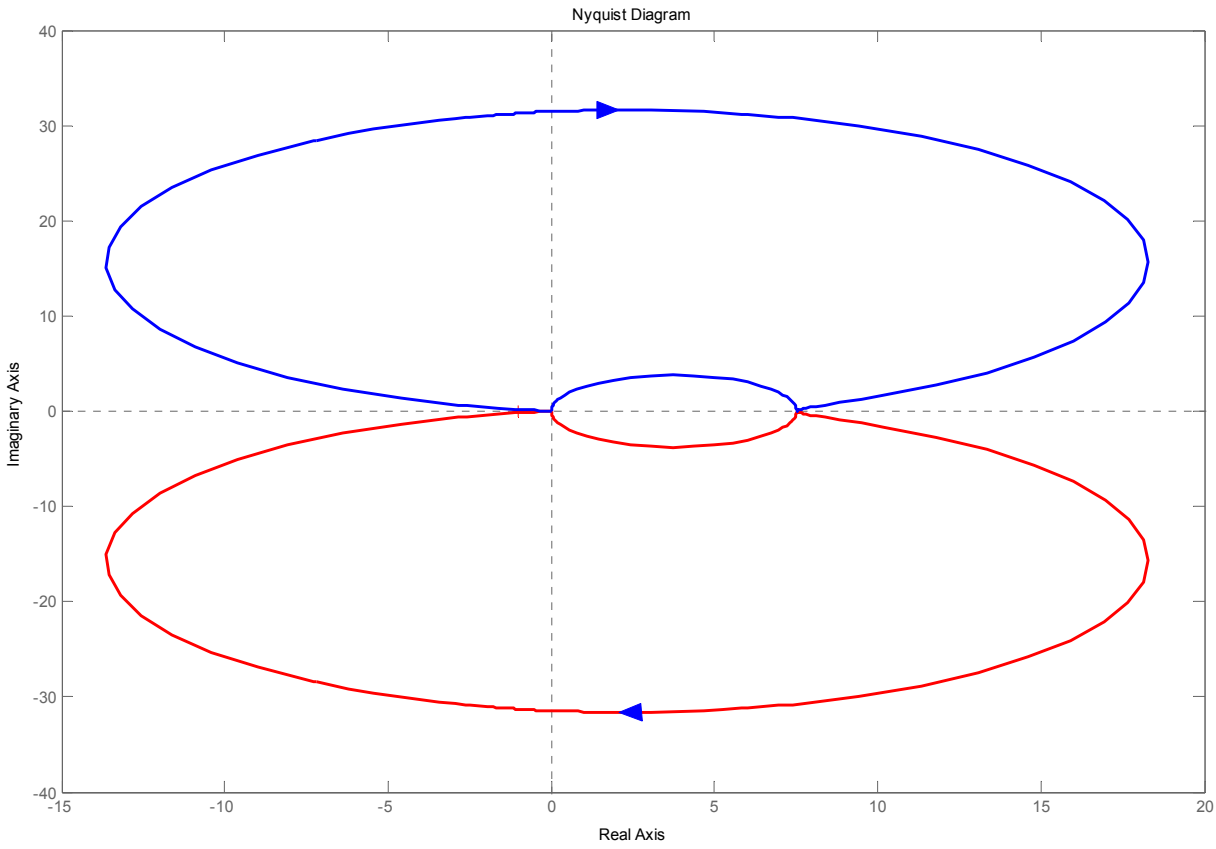


Figura 4. 14 Diagrama de Nyquist del LNA con resonador FBAR en la carga.

Nótese como el LNA expuesto presenta inestabilidad, esto es debido al par cero – polo que se puede observar a frecuencias que sobrepasan con creces los 2.259 GHz, concretamente, el polo a f = 402 GHz y el cero a f = 486 GHz. Por tanto el efecto de esta inestabilidad se ve reducido debido a la distancia espectral tan importante entre la frecuencia de interés y el par cero – polo "parásito". La §fig. 4.14 muestra la zona situada en los alrededores del punto (-1, j0).

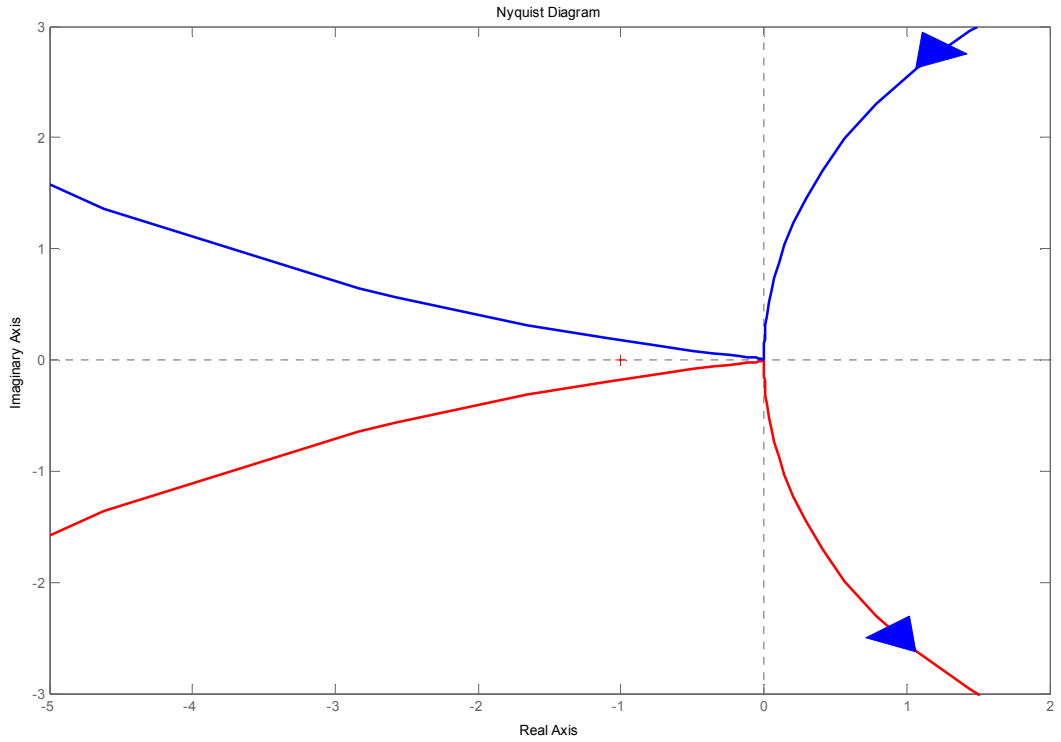


Figura 4. 15 Ampliación del diagrama de Nyquist referido en la §fig. 4.13.

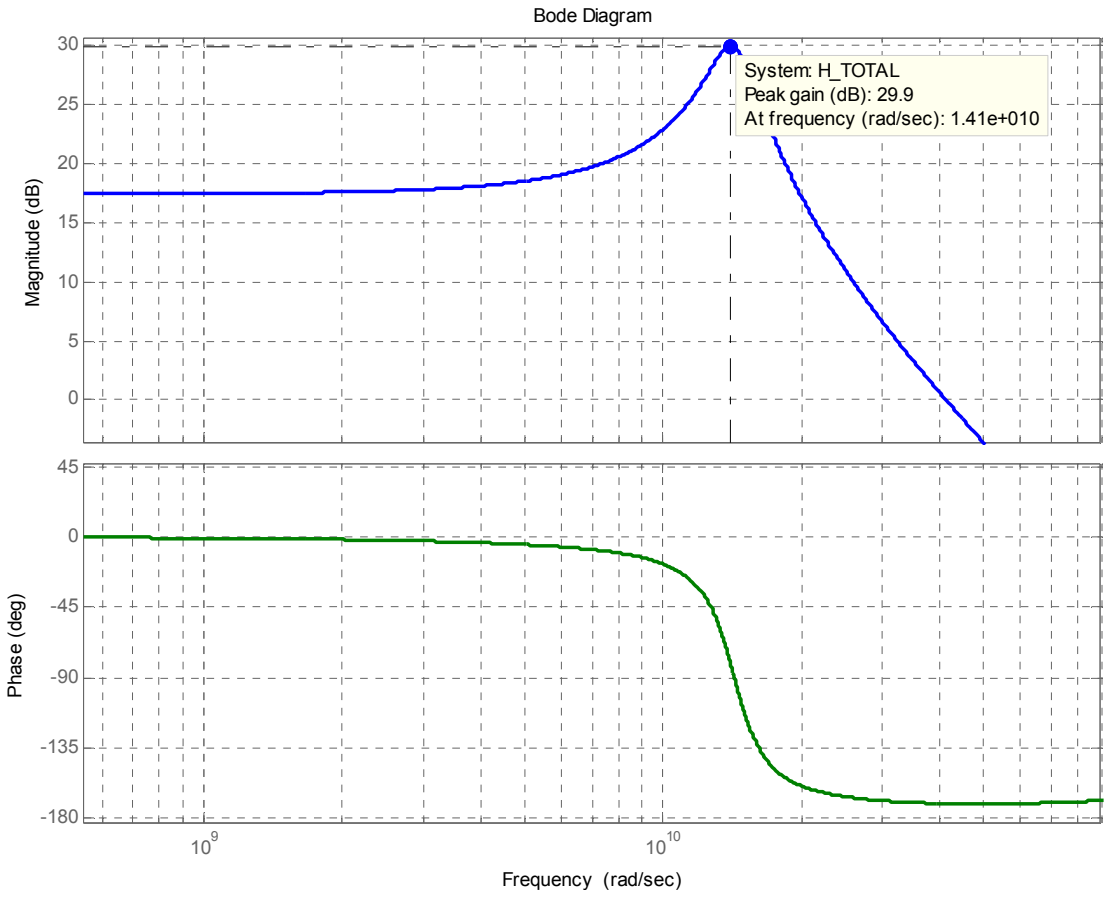


Figura 4. 16 Respuesta de la magnitud y la fase con el FBAR en la carga.

La respuesta en frecuencia alcanza la misma ganancia que para el caso LC (29 dB); a pesar de ello se puede apreciar un inconveniente: la amplificación inicial que comprende el rango espectral entre la $f = 0$ Hz y la frecuencia de resonancia, pero ese aspecto no tiene relevancia en el entorno de la f_{RES} debido a que la diferencia de ganancia entre dicho rango de frecuencias y la ganancia que se da en f_{RES} es notable: $\Delta G = (29.9 - 17)\,dB = 12.9\,dB$. Por tanto, ese inconveniente queda subsanado en un entorno de f_{RES}.

A continuación se presenta el *Root Locus* del sistema LNA con FBAR, como se ha dicho anteriormente, se puede observar un par cero – polo en el semiplano derecho, manteniendo un efecto de inestabilidad sobre el sistema LNA - FBAR. Pese a este par, el efecto no será demasiado intenso puesto que el mismo se sitúa a f = 402 GHz por lo que respecta al cero y a f = 486 GHz respecto al polo creando una influencia que no se aprecia en la fase de la §fig. 4.16. La §fig. 4.17 ilustra el lugar de las raíces, mientras que la §fig. 4.18 muestra con detalle la ubicación exacta del polo y el cero.

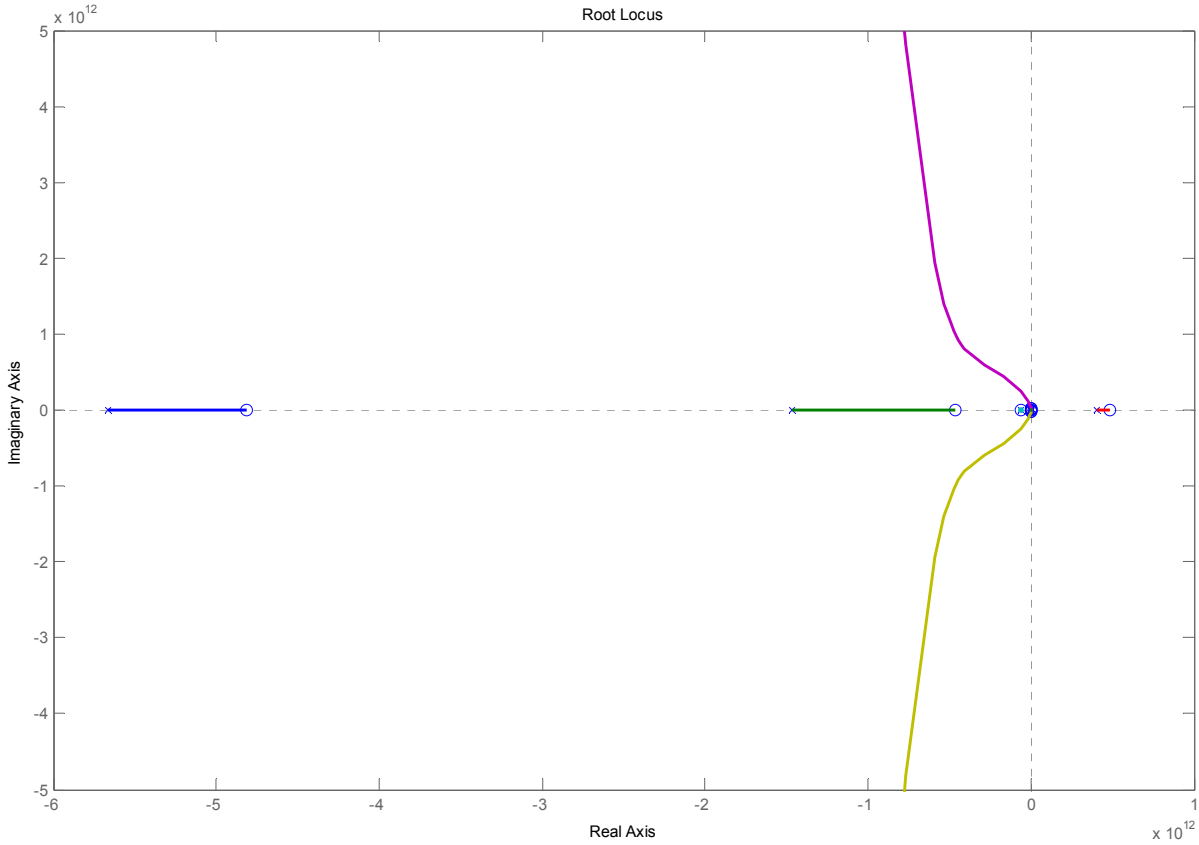


Figura 4. 17 *Root Locus* proveniente del LNA FBAR.

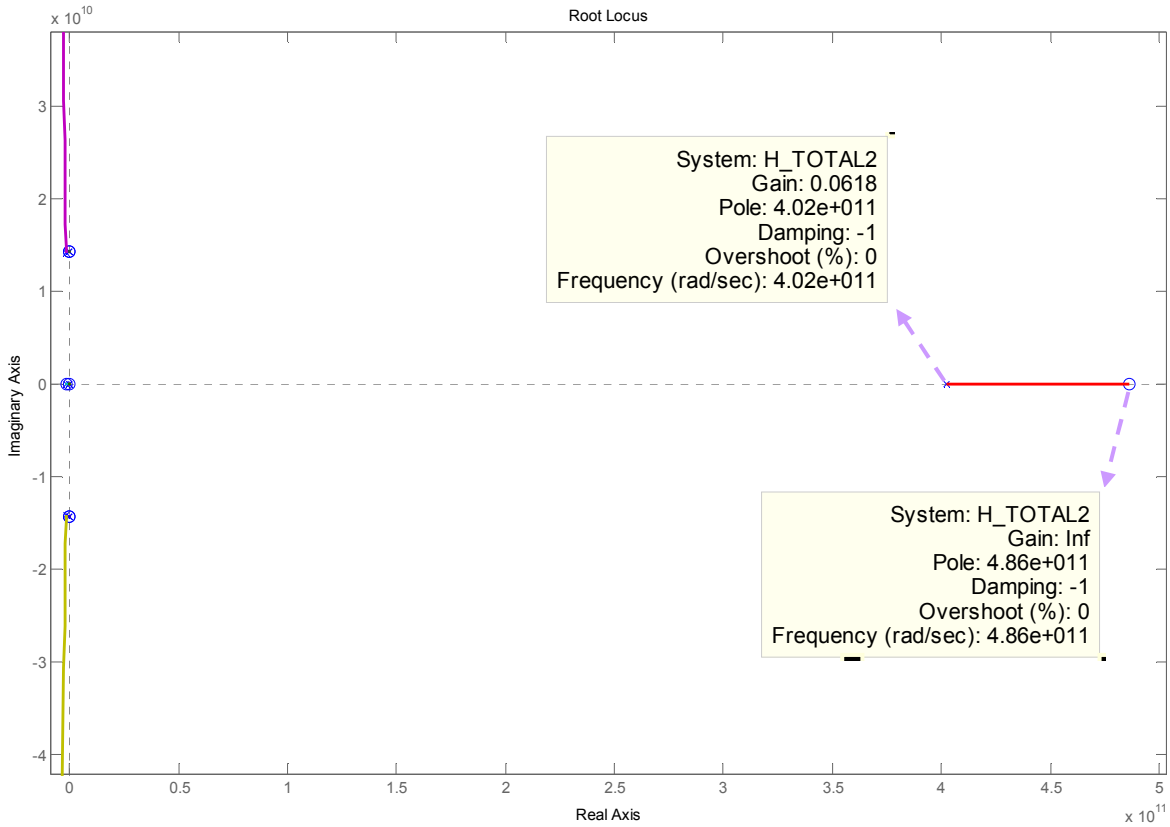


Figura 4. 18 Detalle donde se aprecia el par cero – polo de la §fig. 4.16.

Notar que la inductancia de la fuente contribuye, de forma muy notoria, a la ganancia del sistema en el punto de polarización (manteniendo la misma ganancia $g_{m\,BIAS} = 50\,mS$ y la capacidad del transistor $C_{GS\,BIAS} = 500\,fF$ ya referidos en el artículo de partida) cuando se utiliza un FBAR tipo $Air - gap$. La relación entre el valor dado a L_S y la ganancia del LNA presenta una relación inversa: a mayor valor de la inductancia, menor ganancia nominal. Interesará pues una disminución de la inductancia puesto que además de incrementar la ganancia, favorecerá una baja degradación del sistema por parte de la figura de ruido **[91]**.

.

Por otro lado, la inductancia de puerta, L_G, contribuye directamente (y en las mismas condiciones de polarización referidas en el anterior párrafo) sobre la frecuencia de trabajo del dispositivo LNA de la siguiente forma: a medida que se va disminuyendo su valor, la frecuencia de trabajo aumenta.

En consecuencia, bastará una combinación equilibrada de ambos factores para poder llegar a unos resultados satisfactorios. De hecho, para el caso de la L_S será

preciso disminuir un poco más el valor nominal respecto al teórico señalado en la ecuación §ec. 4.1; de hecho, se disminuirá de los 0.5 nH a los 0.45 nH para asegurar una frecuencia de trabajo de 2.3 GHz.

4.5 Comprobaciones en el dominio frecuencial

Como ya se ha podido comprobar, el FBAR se puede considerar como efectivo habiendo hecho las ya referidas modificaciones previas.

La §fig 4.19 ilustra los diagramas de bode (magnitud y fase) para una cierta función seno y la misma función habiendo pasado por el LNA – LC y el LNA – FBAR.

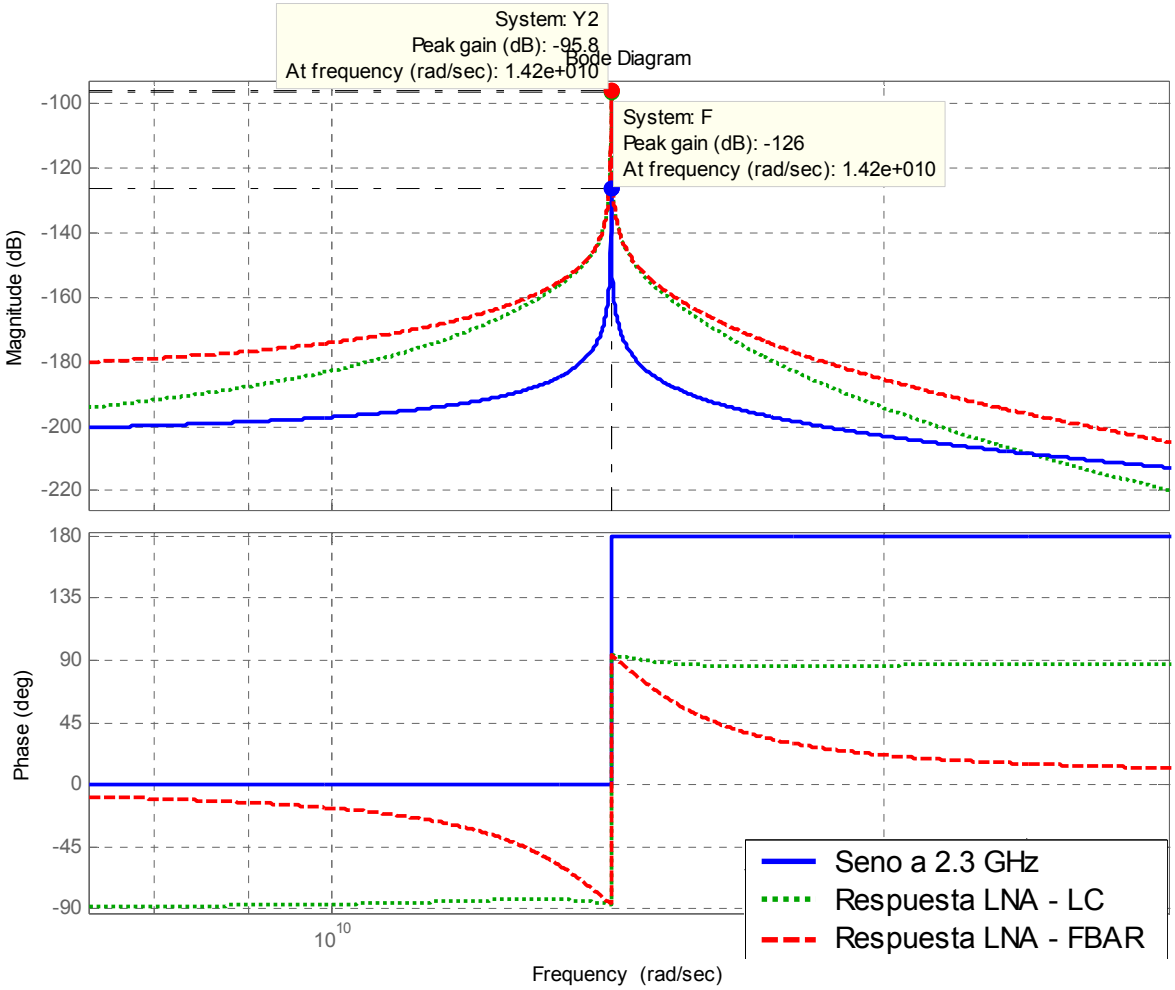


Figura 4. 19 Comparación de la respuesta frecuencial a una entrada seno.

Como se puede observar, la respuesta delante de la función seno a la entrada (función roja) del PA, independientemente de su carga resonadora, es la misma. Para ser exactos, se obtiene para ambos casos una $G = 29.7\,\text{dB}$ de magnitud (bastante buena) teniendo en consideración que los rangos adecuados de ganancia están comprendidos entre los 20 y 30 dB.

La diferencia entre ambos casos se obtiene en la fase; aunque para la f_{RES} ambas fases se muestran idénticas en comportamiento, al alejarse, la fase del FBAR tiende a cero lo cual siempre es más deseable. En cambio, para el caso del resonador *LC*, la fase tiende a $\pm 90^{\circ}$ mientras que el desfase en el FBAR tiende a disminuir a medida que se aleja (ya sea en un sentido u otro) de la frecuencia de trabajo. Por tanto, se constata que a nivel de estabilidad, el LNA – FBAR es preferible al mismo con resonador *LC*.

4.6 Sumario

Como se ha podido comprobar, la realización del LNA integrado con FBAR es posible siempre y cuando se introduzca una capacidad en serie con el modelo MBVD del FBAR. Esta equivalencia eléctrica se puede llevar a cabo para cualquier sintonización de los parámetros que definen el modelo MBVD para un FBAR cualquiera dado. La ventaja principal del FBAR respecto al LNA es, básicamente, tecnológíca, es decir, como queda reportado en **[92]**, los materiales utilizados para la fabricación de dispositivos FBAR son muy compatibles e integrables con los dispositivos activos de silicio para frecuencias altas (GHz). Además otro aspecto importante estriba en la miniaturización de escala del FBAR respecto, lo cual influye de manera importante en el uso de circuitos integrados monolíticos de microondas **[93]**.
Otra ventaja es la estabilidad de fase que el LNA-FBAR brinda respecto al LNA-LC, puesto que mientras el LNA con resonador LC exhibe un desfase de $\pm 90°$ respecto a la fase de la señal de entrada (senoidal), el FBAR tiende a respetar dicha fase antes y después de la frecuencia de operación, contribuyendo, por ende, a un desfase inapreciable con relación al resonador LC.

REFERENCIAS

[74] D. Pienkowski, "*CMOS Low – Noise Amplifier Design for Recon§figble Mobile Terminals* ", *Chapter 6. Low Noise Amplifier Design*, 2004, pp.67-92.

[75] Z.-Y. Huang, C.-C Chen, C.-C. Huang, N.-K. Lu,"*Design of CMOS Low-Noise Amplifier for Low-Band Ultra-Wideband System*", Proceedings APMC2005, 2005, Korea, pp. 1-4

[76] I. Bogue, M. T. Reiha, T. Lin, "*GPS Front End*", Report Final Project, EECS 522, Winter 2003, pp.1-6.

[77] T.-K. Nguyen, S.-K Han, S.-G. Lee, "*Ultra-Low-power 2.4 GHz image-rejection low-noise amplifier*", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 41, No. 15, July 2005, pp. 1-2.

[78] A. A. Abidi, G. J. Pottie, W. J. Kaiser, "*Power-conscious of Wireless Circuits and Systems*", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 88, No. 10, October 2000, pp.1528-1545.

[79] Y. Koolivand, O.Shoaei, A. Totowat-Ahmadi, A. Zahabi, P. Jabedar-Maralani, "*Nonlinearity Analysis in ISD CMOS LNA's Using Volterra Series*", Proceedings GLSVLSI'06, 2006, Philadelphia, pp. 135-139.

[80] M.-C. Sun, S. Tenqchen, "*A 2.4 Ghz CMOS Image-Reject Low Noise Amplifier*", Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03, Vol. 1, May 2003, pp. 329-332.

[81] F. Beffa, "A Low-Power CMOS Bluetooth Transceiver", Dissertation, Chapter 6: Design of the Receiver, 2003, pp. 45-48.

[82] J. Ryynänen, "*Low-Noise Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers*", Dissertation, 2004, pp. 29-31.

[83] J. Lee, Y. Kim, "*CMOS Low Noise Amplifier Design Techniques Using Shunt Resistive Feedback*", Proceedings APMC2005, 2005, *Korea*, pp.1-4.

[84] J.J.Ou " *CMOS RF Device Modeling and Low – Noise Amplifier Circuit Design*", Chapter 6. Low – Noise Amplifier Design, 2001, pp. 101-118.

[85] X. Yang, T. X. Wu, J. McMacken, "*Design of LNA at 2.4 GHz Using 0.25 μm CMOS Technology*", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 36, No. 4, February 2003, pp. 270-275.

[86] A. Pascht, J. Fischer, M. Berroth, "*A CMOS Low Noise Amplifier at 2.4 GHz with Active Inductor Load*", *IEEE Inst. For Electr. & Opt. Commun. Eng.*, 2001, pp. 1-5.

[87] H. Sjöland, A. Karimi-Sanjaani, A. A. Abidi, " *A Merged CMOS LNA and Mixer for a WCDMA Receiver*", *IEEE Journal of Solid-State circuits*, Vol. 38 , No. 6, June 2003, pp. 1045 – 1050.

[88] H. Hashemi, " *Homework 4, Differential Low Noise Amplifier Design*", *University of Southern California*, *Los Angeles*. March, 10, 2006. pp.1-15.

[89] B. Razavi, "*RF Microelectronics*", Chapter 2: Basic Concepts in RF Design, Prentice Hall, 1998, pp. 50-53.

[90] B. P. Otis, Y. H. Chee, R. Lu, N. M. Pletcher, J. M. Rabaey, "*An Ultra – Low Power MEMS – Based Two – Channel Transceiver for Wireless Sensor Networks*", Dpt. Electrical Engineering and Computer Science, 2004, Berkeley, Claifornia, pp. 1-4.

[91] C. Zhang, D. Huang, D. Lou, "*Optimization of Cascode CMOS Low Noise Amplifier Using Inter-stage Matching Network*", *Conference IEEE Electron Devices and Solid – State Circuits*, 2003, Hangzhou, China, pp. 465-468.

[92] N. Setter, V. Sherman, K. Astafiev, A. K. Tagantzev, " *Polar Ceramics in RF – MEMS and Microwave Reconfigurable Electronics: A Brief Review on Recent Issues*", *Journal of Electroceramics 13*, March 2004, pp. 215-222.

[93] H. Jin, S. Dong, D. Wang, "*Design of Balanced RF Filter for Wireless Applications Using FBAR Technology*", *IEEE*, 2005, pp.57-60.

Conclusiones generales

Como se ha podido comprobar en el desarrollo de los capítulos precedentes, el FBAR ha sido utilizado para tres candidatos de RFIC: oscilador Pierce, PA clase E y LNA obteniéndose diferentes resultados según los RFICs estudiados.

En el caso del oscilador, se ha comprobado que el FBAR es una opción muy válida para trabajar como componente a integrar en circuitos osciladores en la banda de 2,0 a 2,4 GHz presentando una miniaturización importante del mismo, bajas pérdidas de inserción e integración con tecnología CMOS [*ver* §sección 2.8]; además, se infiere, del estudio sobre los parámetros del circuito oscilador, una amplia flexibilidad en la sintonización de los mismos. Se concluye, por tanto, que el FBAR se puede integrar en este tipo de oscilador (Pierce) cumpliendo, sobradamente, los criterios de *Barkhausen*.

Para el caso del PA clase E, el FBAR se ha revelado como una buena alternativa debido al menor tamaño del resonador de onda acústica de volumen frente al LC discreto [*véase* §sección 3.6], de hecho un FBAR puede presentar un área de unos 150*150 μm según **[ref-C1]** (aunque en el CNM ya se emplean FBARs de 100×100 μm y con menor área si cabe), mientras que para el caso del LC la bobina ya sobrepasa dicha área: 600×600 μm como reporta **[ref-C2]**. Además otro factor a considerar es el factor de calidad (Q) que para el FBAR estudiado es de unos 3.973 mientras que en el caso de un LC en serie se tiene una $Q = 9.45$ (*véase* §ec. 1.15). Por tanto, las ventajas de utilizar un FBAR como alternativa al PA clase E con LC son evidentes, permitiendo la realización de redes de filtrado más selectivos.

Finalmente, se presentan los resultados del LNA integrado con FBAR, adicional a lo expuesto en la §sección 4.6 como en el caso del PA clase E, el área utilizada por el FBAR es inferior a la inductancia de RF que presenta el tanque LC en paralelo en el drenador del transistor M2: importante grado de miniaturización del componente FBAR, y, de la misma manera, el factor de calidad del tanque LC es muy inferior al del FBAR, puesto que se tendrá una $Q = 65.73$ (*aplíquese* §ec. 1.16) en frente a los ya

referidos 3.973 del FBAR, en consecuencia, se obtiene unas buenas garantías de estabilidad para la frecuencia de operación (2,3 GHz). Por tanto, estas dos ventajas aportadas: miniaturización y estabilidad, son las más relevantes referentes al LNA estudiado. Como se ha dicho en el sumario del capítulo correspondiente, el FBAR introduce bajas pérdidas de inserción, las cuales siempre interesa que sean mínimas. Además de todo ello, se ha apreciado para el caso del LNA, una mejora en la estabilidad de la fase con lo cual el resonador de onda acústica de volumen no introducirá desfases en la señal de RF que se le inyecte a la entrada del LNA debido a su buena estabilidad (*véase* §fig. 4.18).

En suma, en mayor o menor medida, se dan mejoras a la hora de utilizar el FBAR como resonador en todos y cada uno de los RFIC presentados. Por tanto es recomendable su uso, sobretodo en el oscilador Pierce analizado y también, pero en menor medida, para el PA clase E y el LNA. Un factor a tener en consideración para líneas de trabajo futuras sería conseguir un punto de polarización óptimo para trabajar en el caso del LNA; también, vistos los resultados reportados en el presente proyecto, sería muy importante el planteamiento de filtros que utilicen resonadores de FBAR debido a su alta selectividad en dichas redes de filtrado. Otra posibilidad abierta podría ser recoger los tres RFICs presentados en este PFC e implementarlos todos ellos como componentes de un transceptor y hacer un estudio de qué diferencias (ya sean para mal o para bien) se pueden dar los componentes de otros transceptores que no utilizen resonadores de onda acústica de volumen.

REFERENCIAS

[ref C1] K.-W. Kim, G.-Y. Kim, J.-G. Yook, H.-K. Park, "*Air – Gap – Type TFBAR – Based Filter Topologies* ", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 34, No. 5, September 2002. pp. 386-387.

[ref-C2] L. Daniel, J. K. White, "*Automatic Generation of Geometrically Parameterized Reduced Order Models for Integrated Spiral RF – Inductors* ", BMAS 2003, San Jose, California, pp. 1-6.

ANEXOS

Este anexo se expone para hacer entender al lector qué características más importantes se extraen del estudio del FBAR modelo MBVD presentado y utilizado en este PFC. Por tanto se pretende profundizar en el comportamiento del FBAR a partir de las respuestas recogidas en distintas simulaciones con el software *Orcad* ® (versión estudiante). La figura siguiente muestra un esquema eléctrico equivalente en pequeña señal del FBAR adaptado mediante impedancias para ser utilizado en circuitos de RF.

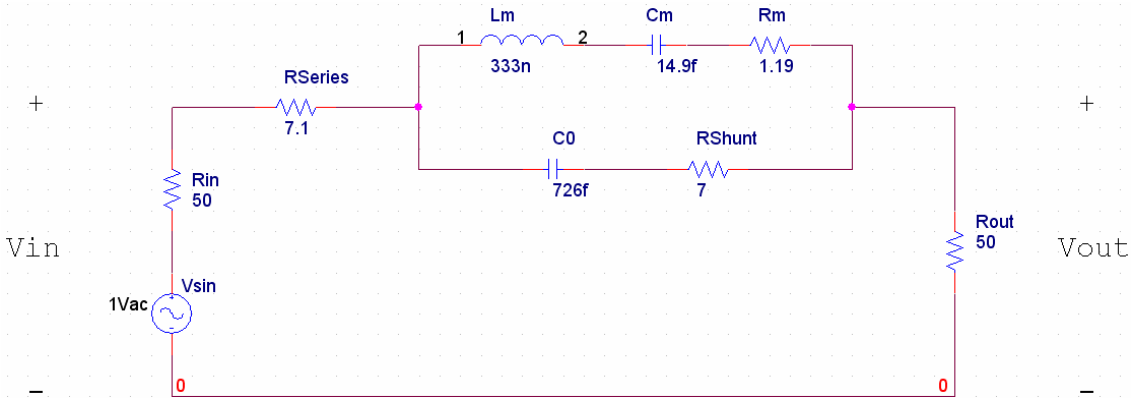


Figura A1. 1 Esquema eléctrico del FBAR adaptado mediante impedancias de 50Ω para su utilización en RFICs.

Así pues, partiendo de la topología de la §fig. A1.1 se puede definir una cierta función de transferencia conociendo ambas tensiones de entrada y salida. La §fig. A1.2 ilustra la respuesta en frecuencia y las ganancias referentes a las frecuencias resonante y antirresonante.

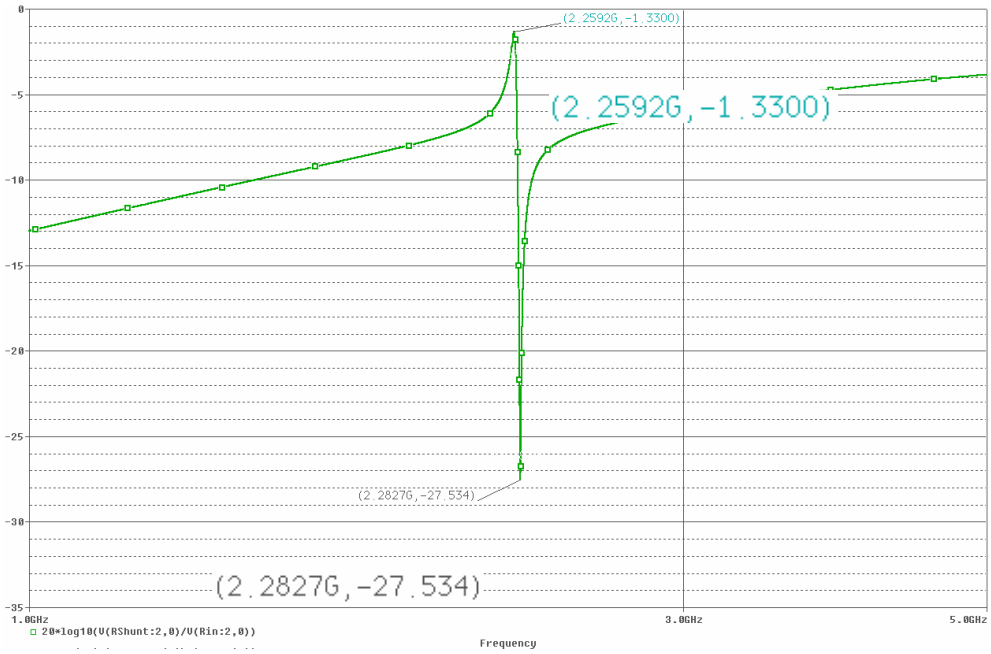


Figura A1. 2 Respuesta en frecuencia habiendo conocido las tensiones de entrada y salida de la §fig. A1.1

Un aspecto también interesante es conocer la potencia que consume el resonador para ello, la figura A1.3 ilustra estas pérdidas debido a la actuación del FBAR .

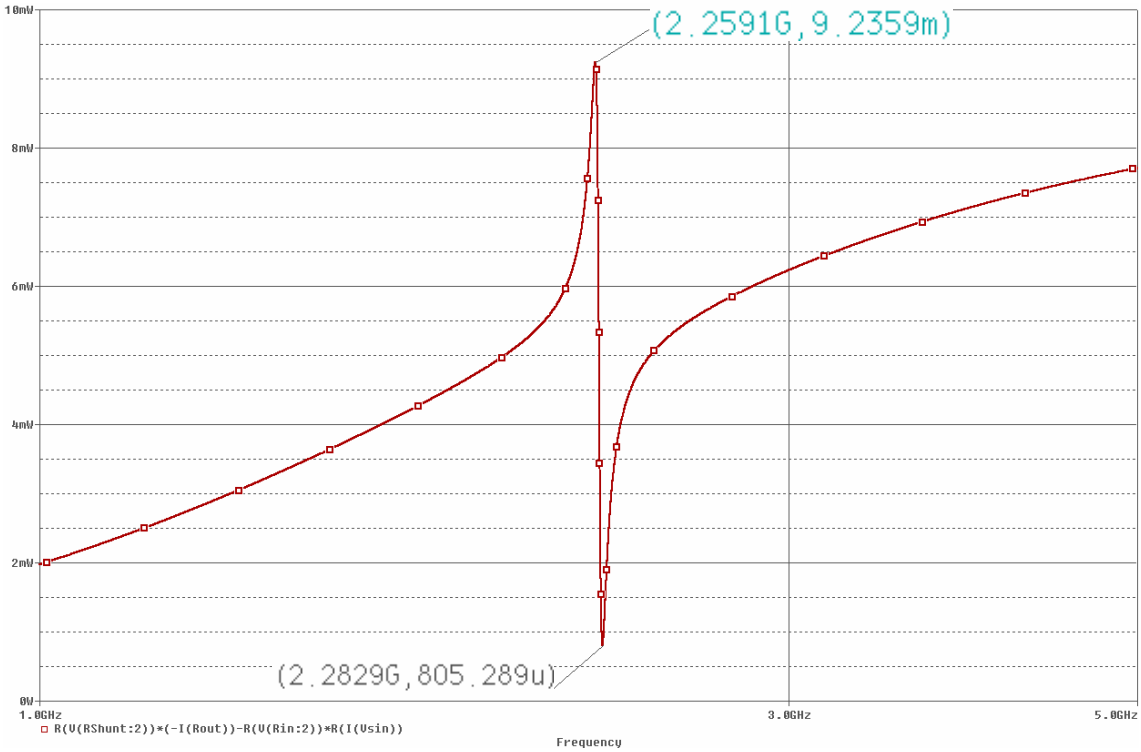


Figura A1. 3 Potencia consumida por la acción del FBAR, notar que el consumo es máximo en la frecuencia de resonancia, no siendo así para la de antirresonancia.

También es posible deducir las pérdidas de inserción (IL) a través de las potencias de entrada y de salida a la carga. De hecho la siguiente ecuación ilustra la relación de potencias necesaria

$$P_{LR} = \frac{P_{FUENTE}}{P_{CARGA}} = \frac{1}{1-\left|\rho(w)^2\right|} \qquad \text{(ec. A1-1)}$$

así pues, una vez se establece §ec. A1-1, se pueden deducir las pérdidas de inserción, conocidas como

$$IL = 10\log_{10}\left(P_{LR}\right) \qquad \text{(ec. A1-2)}$$

y se extrae, entonces, la siguiente gráfica.

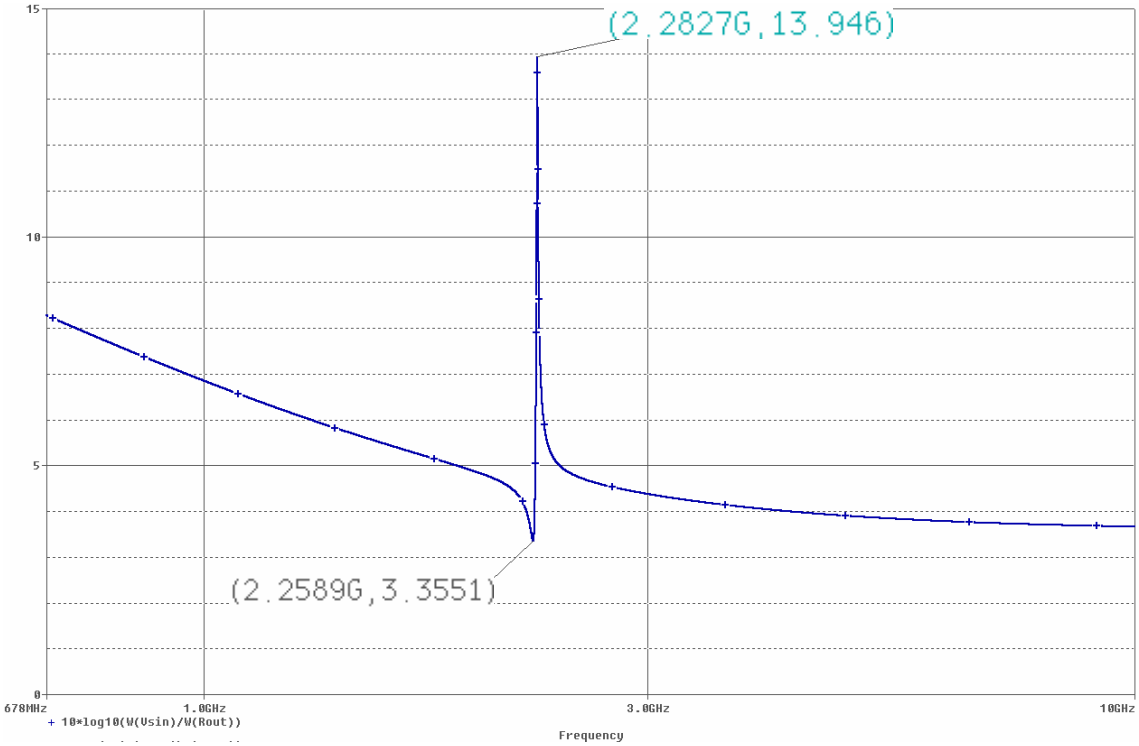


Figura A1. 4 Representación gráfica donde se dan a conocer las pérdidas de inserción (IL) relativas a la §fig. A1.1.

Otra posibilidad es conocer el módulo del coeficiente de reflexión cuya expresión se puede deducir de la §ec. A1-1 de la siguiente manera

$$|\rho(w)| = \sqrt{1 - \frac{P_{CARGA}}{P_{FUENTE}}} \qquad \text{(ec. A1-3)}$$

si se quiere hallar el módulo referido en dBs, entonces será preciso aplicar

$$\Gamma = 10\log_{10}(|\rho(w)|) \qquad \text{(ec. A1-4)}$$

quedando, pues, reflejado en la representación de la figura A1.5.

Asimismo, la impedancia del FBAR se muestra en la figura A1.6.

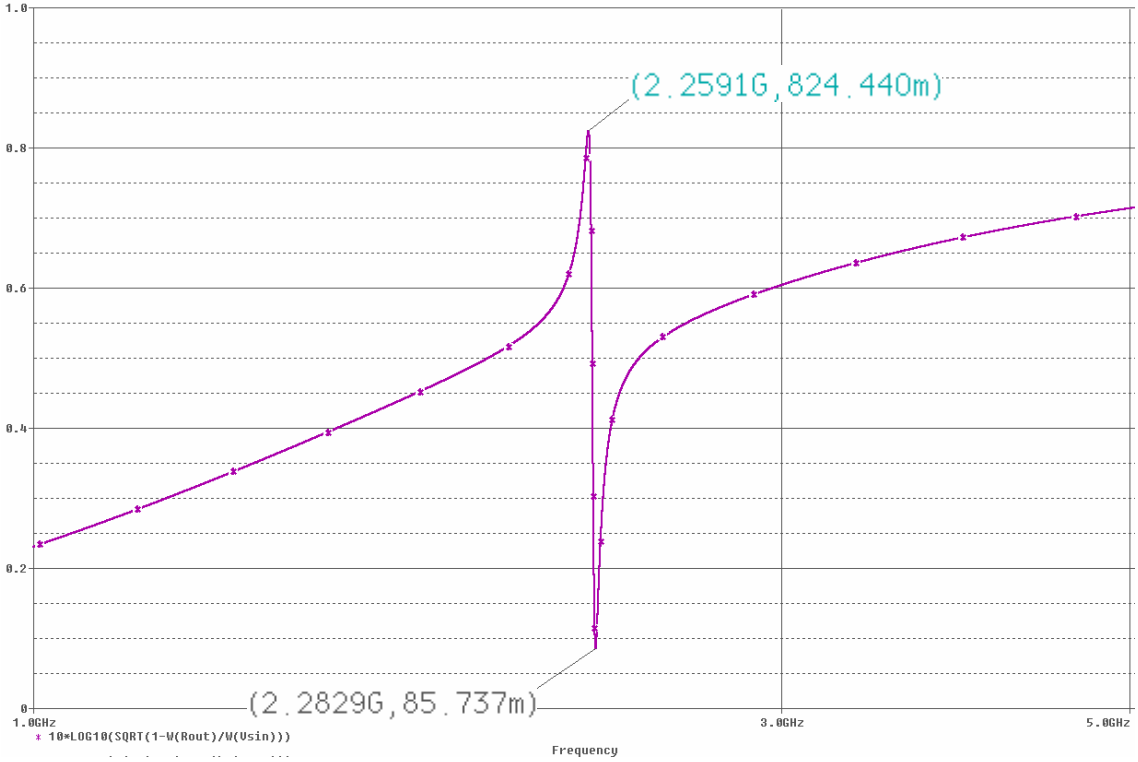


Figura A1. 5 Coeficiente de reflexión normalizado según las frecuencias a considerar: resonancia y antirresonancia.

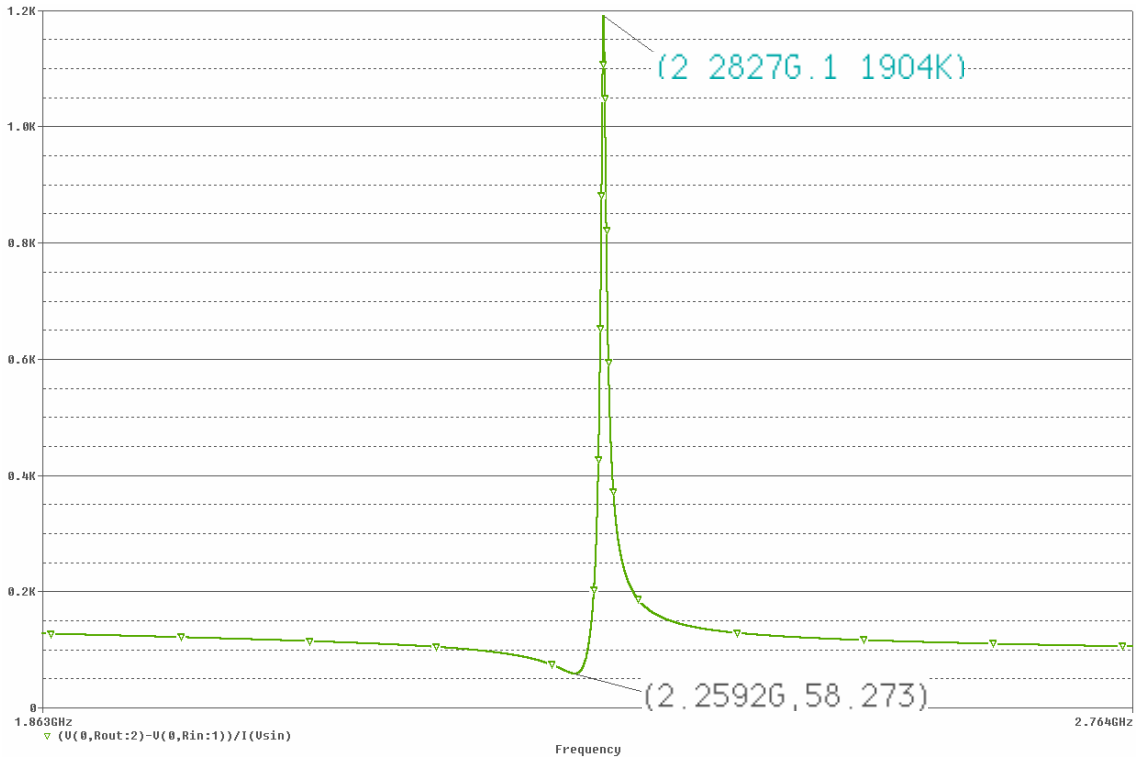


Figura A1. 6 Impedancia equivalente del FBAR. Véase como, en efecto, la impedancia en la frecuencia de resonancia es mínima no siendo así para la antirresonante.

A pesar de que en este proyecto se ha trabajado con un FBAR de tipo *Air – Gap*, se pretende exponer otro tipo de resonador (también de tecnología BAW) que utiliza un principio distinto para la propagación del modo de onda acústica. Los SMR (*Solidly Mounted Resonator*) son utilizados también como ejemplos de resonadores de onda acústica. En este anexo se presenta tanto su esquema teórico como una SEM real para que el lector pueda hacerse una idea de sus diferencias con el tipo de resonador empleado en este proyecto (*Air – Gap*).

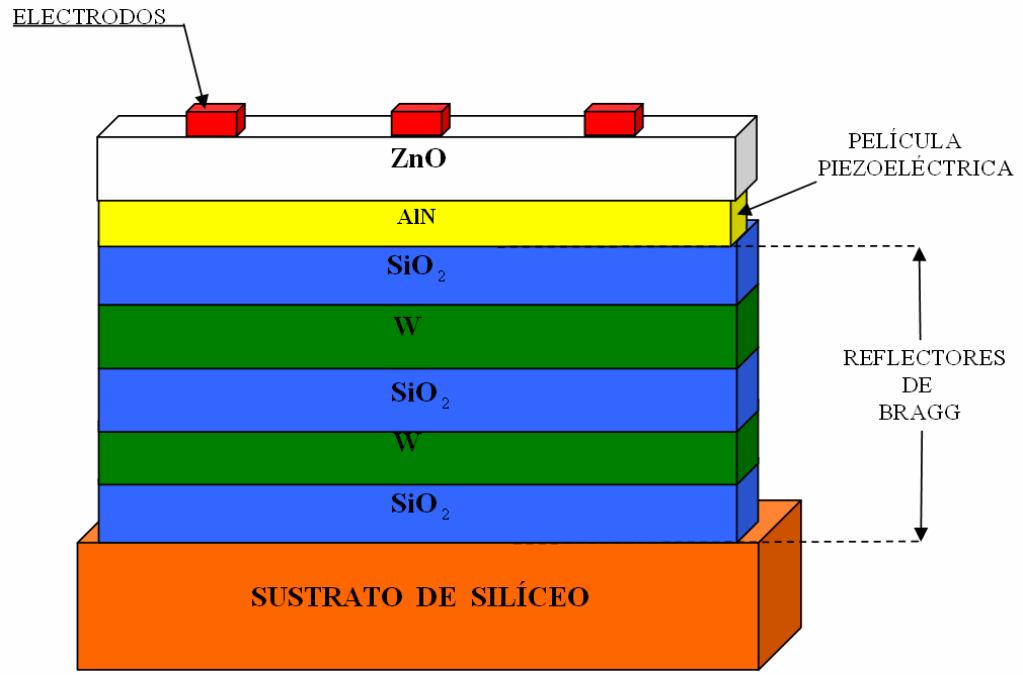


Figura A2. 1 Esquema transversal en el cual se pueden observar las diferentes capas de material y SiO_2 que constituyen el conjunto reflector de Bragg. Los espesores de las diferentes capas se recogen a continuación: ZnO → 1,5 µm ; AlN → 0,13 µm ; W → 0,6 µm ; SiO_2 → 0,55 µm. **[A2-1]**

Un ejemplo real sobre un modelo de reflectores de *Bragg* se puede hallar en **[A2-2]**. La figura A2.2 representa un modelo de reflectores de *Bragg* dentro de una estructura resonadora tipo SMR.

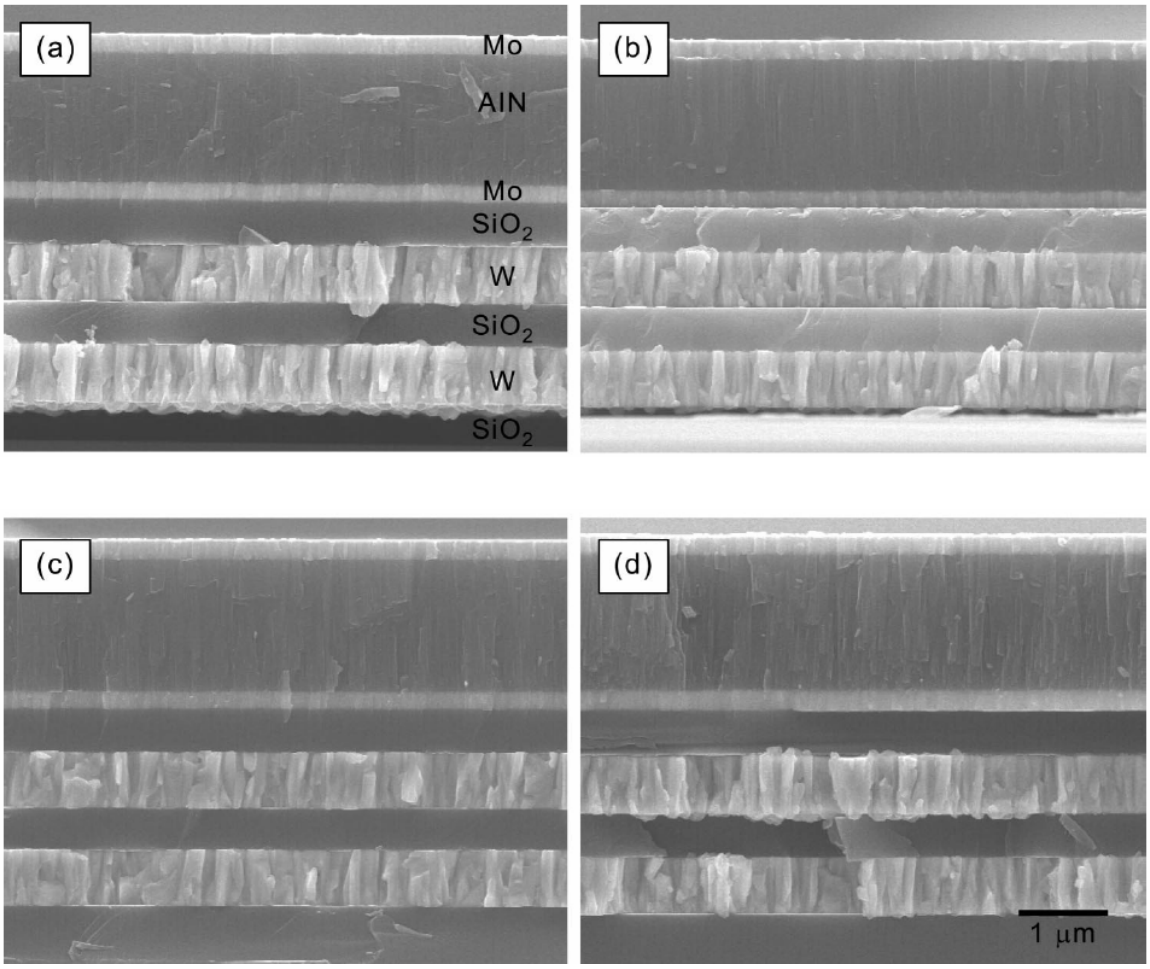


Figura A2. 2 SEM transversal de diversos SMRs. Los reflectores de Bragg son los mismos en todas las cuatro vistas; la diferencia estriba en el tipo de AlN utilizado. Se pueden observar las pequeñas variaciones en la textura de la capa resonadora; la cual ofrecerá distintas propiedades y comportamientos en su respuesta frecuencial dependiendo de la homogeneidad de dicha capa.

REFERENCIAS

[A2-1] D.-H. Kim, M. Yim, D. Chai, G. Yoon "*Improvements of resonance characteristics due to thermal annealing of Bragg reflectors in ZnO-based FBAR devices*" *IEEE Electronics Letters*, 26th June 2003 vol. 39, Nº13, pp. 962-964

[A2-2] S.-H. Lee, S. C. Kang, S. C. Han, B. K. Ju, K. H. Yoon, J.-K. Lee, "*Role of AlN Piezoelectric Crystal Orientation in Solidly Mounted Film Bulk Acoustic Wave Resonator*" *Journal of the Korean Ceramic Society*, vol. 40, Nº 4, April 2003, pp. 393-397.

Como ya se ha dicho en el capítulo 1, el resonador de onda acústica de volumen empleado en este PFC, e integrado en los tres RFICs (PA clase E, LNA y oscilador Pierce), es del tipo *Air – Gap*. En este anexo se presenta un ejemplo de FBAR *Air – Gap* para ilustrar este tipo de resonadores.

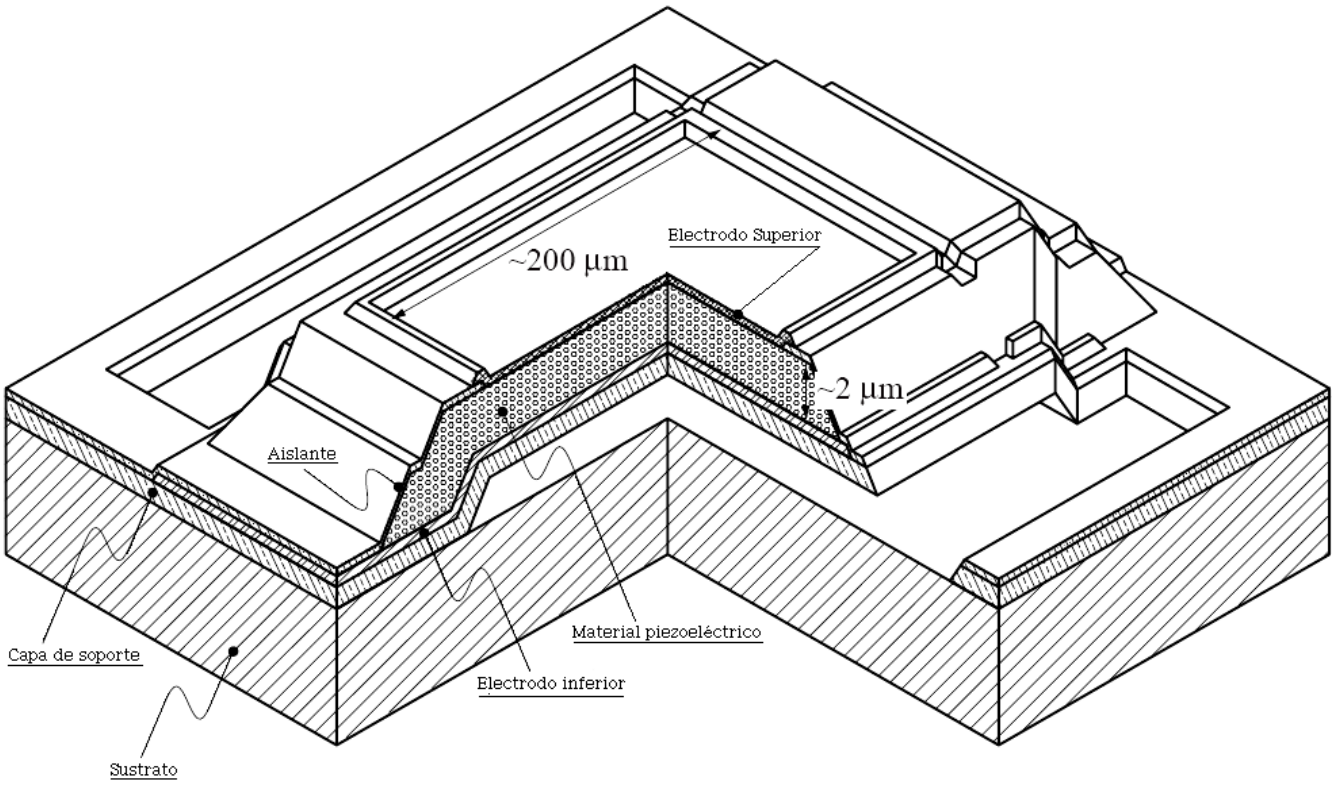


Figura A3. 1 Sección transversal de un resonador FBAR tipo *air – gap*, donde las dimensiones laterales son sensiblemente mayores al espesor de resonador.

En este esquema presentado de la §fig. A3.1 se puede observar una capa de material piezoeléctrico entre los electrodos superior (*top*) e inferior (*bottom)*, y una capa de soporte bajo el electrodo inferior; ésta última se debe al interés de no mantener ningún contacto con el sustrato con el propósito de no generar excesivas capacidades parásitas. Además, en este esquema, se considera una placa de material piezoeléctrico que se adhiere a las metalizaciones de ambos electrodos.

REFERENCIAS

[A3] T. Makkonen, "*Numerical Simulations of Microacoustic Resonators and Filters*", *Dissertation, Engineering Physics and Mathematics Dpt,* Helsinki University of Technology, January 2005, pp. 8.

Existe un material con características muy intresantes: el *Titanato de Circonio de Plomo* (*PZT*), material ferroeléctrico de perovskita. La perovskita se trata de un óxido de calcio y titanio, $CaTiO_3$, considerada por su rareza, fue descubierta por primera vez en los Montes Urales (Rusia) en 1839, caracterizado por una estructura basada en cristales ortorrómbicos (pseudocúbicos).

La tabla A4.1 recoge las principales estructuras minerales conocidas resaltando la ortorrómbica, la cual pertenece a la característica del *PZT*.

La figura A4.1 ilustra la orientación de un sistema general en función de sus ejes y ángulos. **[A4-1]**

Sistema de cristalización	Ejes	Ángulos entre los ejes
Cúbico	a = b = c	α = β = γ = 90º
Tetragonal	a = b ≠ c	α = β = γ = 90º
Ortorrómbico	a ≠ b ≠ c ≠ a	α = β = γ = 90º
Hexagonal	a = b ≠ c	α = β = 90º; γ = 120º
Romboédrico o trigonal	a = b = c	α = β = γ ≠ 90º
Monoclínico	a ≠ b ≠ c ≠ a	α = γ = 90º; β ≠ 90º
Triclínico	a ≠ b ≠ c ≠ a	α ≠ β ≠ γ (todos ≠ 90º)

Tabla A4. 1 Clasificación de las principales estructuras minerales conocidas según sus ejes y ángulos.

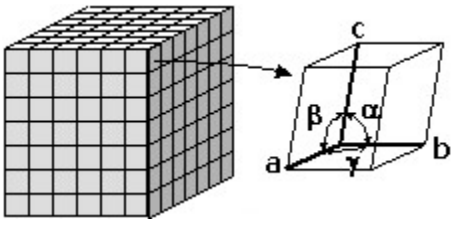


Figura A4. 1 Sistema de cristalización general donde se aprecian sus ángulos y ejes en 3D. **[A4-2]**

Hecha pues esta introducción se pasará ha exponer cuatro ejemplos diferentes de métodos para la fabricación de resonadores utilizando *PZT*.

Dicho *PZT* presenta diversas formas de cristalización, aquí se utiliza su cristalización tetragonal (véase §*Tabla A4.1*) con una razón Zr/Ti menor que 52/48, la cual exhibe una fuerte $K_{eff}(f_S, f_P)$.

MÉTODOS DE DEPOSICIÓN DEL PZT

Existen cuatro métodos conocidos: *deposición por vapor químico metal – orgánico (MOCVD)*; *deposición sólido – gel*; *bombardeo por ondas de RF (Sputtering)*; *deposición por chorro de vapor* **[A4-2]**.

1. MOCVD. La película de 0,4 μm de espesor de capa piezoeléctrica se deposita sobre un electrodo inferior de Iridio (Ir) mediante una fuente líquida CVD (*Chemical Vapor Deposition*) en una sala sellada aislada del exterior (sala blanca); así se garantiza una mínima pureza de los materiales que se aplican.

Dicha película se cristaliza *in – situ* a una temperatura de sustrato de unos 590°C y mediante O_2, como gas reactante, se procede a la oxidación de la misma. Como resultado de todo ello, se obtiene una película con elevada densidad y una importante configuración columnar de microestructuras, las cuales poseen una razón de Zr/Ti de unos 30/70.

Su principal inconveniente radica en que este proceso no resulta demasiado apropiado para depositar capas excesivamente finas debido al aumento de rugosidades en sus superficie a medida que dicha película se va estrchando más.

2. DEPOSICIÓN SÓLIDO – GEL. Se utiliza una película de unos 2,3 μm de espesor de PZT. El procedimiento consiste en elevar la temperatura de una disolución de ácido acético y trihidrato de acetato ($C_2H_3O_2 * 3H_2O$) a 150°C para la eliminación de el agua asociada. Posteriormente, se enfría la

temperatura de la sala y se añaden *n – propóxido de circonio* (NPZ) e *isopropóxido de titanio* $[(Ti(O_i - C_3H_7)_4]$ a la solución dejándolo 1 hora a 80°C, siendo añadidos el *glicol de etileno* $(C_2H_6O_2)$ y el agua desionizada; teniendo, finalmente, una concentración de unos 0,90M.

Esta solución de PZT será añadida aobre un sustrato de silíceo cubierto de platino (Pt), calentándolo, posteriormente a 600°C. Finalmente, se cristaliza el conjunto a 700°C.

Realizando múltiples veces todo este procedimiento descrito se obtiene una película cuya proporción de Zr/Ti es semejante a la presentada en el método de MOCVD.

3. **BOMBARDEO POR ONDAS DE RF.** Mediante magnetrones[†] de RF se "bombardean" blancos de PZT cerámicos de unas 12 pulgadas $(\approx 30{,}5\,\text{cm})$. Posteriormente, se depositan las capas sobre el electrodo inferior de platino, cristalizándolo a 590°C.

No precisa de deposición de ningún tipo y la película resultante posee una relación de proporción de Zr/Ti de unos 40/60 y con una densa y caracterizada microestructura columnar.

4. **DEPOSICIÓN POR CHORRO DE VAPOR (JVD).** Se precisa de una muestra de unos $1{,}9\,\mu\text{m}$. El proceso se efectúa por separado para todos y cada uno de los metales implicados: plomo (Pb); zriconio (Zr) y titanio (Ti).

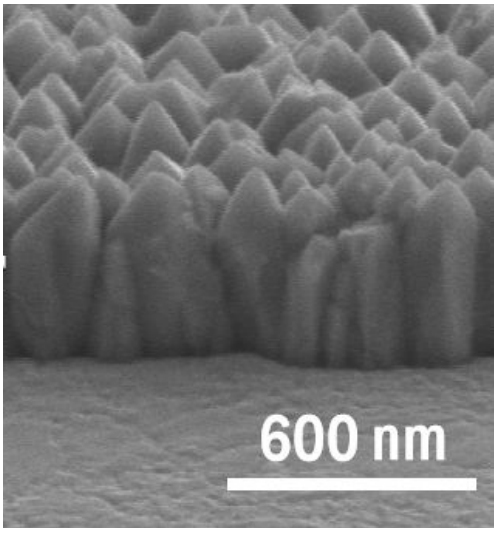
Mediante descargas en corriente continua sobre dichos metales se obtienen sus respectivos "vapores metálicos", los cuales seran transportados dentro de la sala blanca utilizando un gas portador que hará de vector: argón (Ar).

La deposición se realiza, entonces, bajo condiciones de unos 200°C, utilizando una oxidación, seguida de un tratamiento de calor en hornos de unos 500°C, formando, así, la fase de *perovskita*.

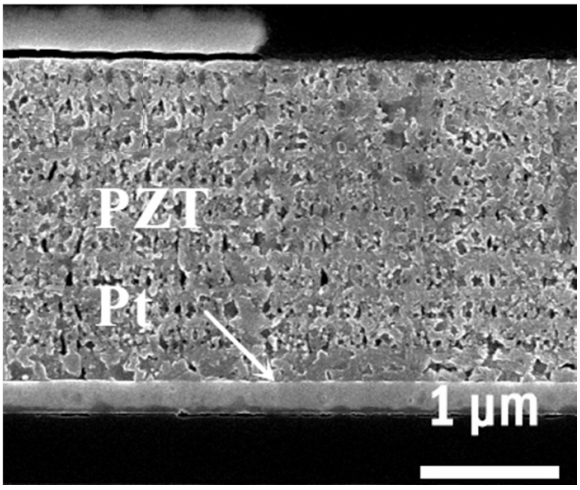
[†] Consiste en un tubo electrónico generador o amplificador de corrientes de frecuencia muy elevada (1-40GHz) y en el que el flujo de electrones queda regulado, simultáneamente, por un campo magnético y uno eléctrico pudiendo producir ondas de radio de extraordinaria potencia de emisión. Normalmente se utilizan para las emisiones de RADAR (***RA**dio **D**etection **A**nd **R**anging*) Para este caso, se utiliza una frecuencia de onda de unos 2,45GHz, aprox **[A4-3]**.

La película resultante presenta una razón de Zr/Ti de 50/50 y posee una finísima granulación y una microestructura equiaxial.

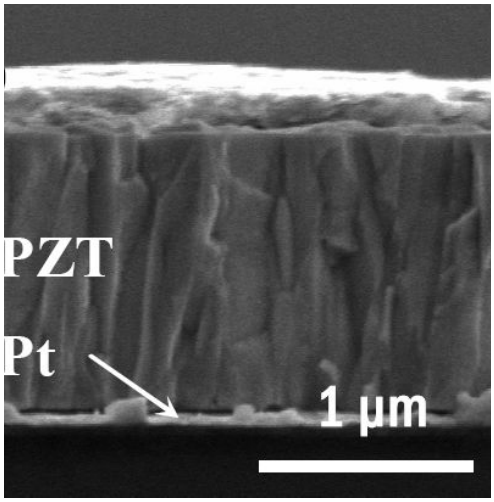
La figura A4.2 muestra diferentes películas obtenidas para los cuatro métodos expuestos en esta sección.



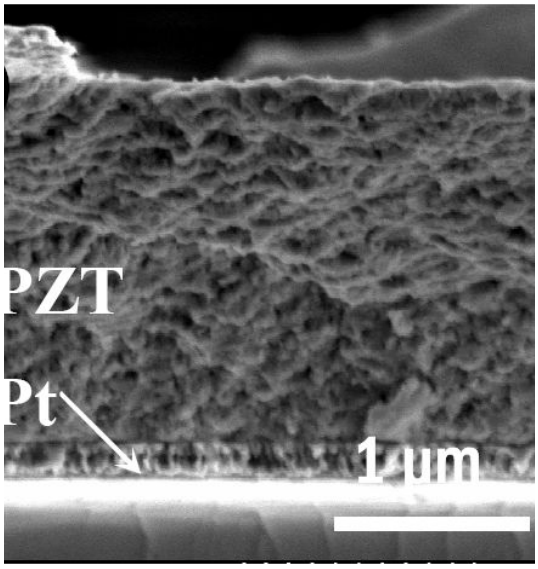
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura A4. 2 Barrido mediante microscopio electrónico de diferentes secciones transversales de las películas PZT según los diferentes métodos de fabricación presentados:
(a) MOCVD **(b)** Deposición Sólido – Gel. **(c)** Bombardeo por ondas de RF **(d)** JVD.

EJEMPLO FBAR EN *AIR – BACKED* CON PELÍCULA *PZT*

Para la realización de la capa piezoeléctrica, primeramente se deposita el electrodo superior para, posteriormente, colocar el PZT diseñado y grabado mediante los procesos justificados en la sección anterior; a continuación se procede a la realización del electrodo inferior. Hecho todo esto, se inicia un grabado profundo sobre el silíceo y bajo electrodo inferior; de esta manera, se consigue crear una cavidad bajo la estructura resonante. Cabe tener presente que entre el electrodo inferior i el sustrato se interpone una capa aislante y hasta una segunda capa de óxido de silíceo **[A4-2]**.

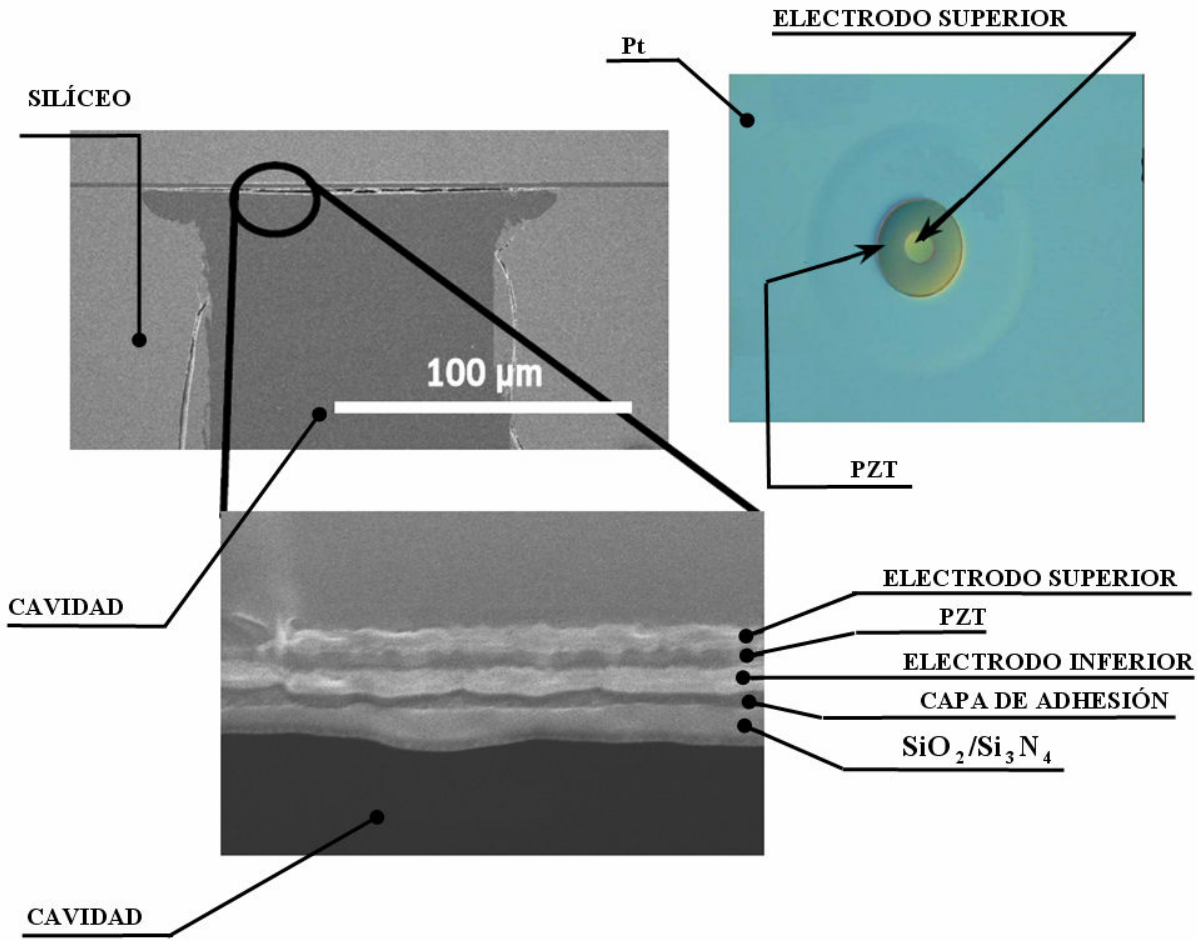


Figura A4. 3 Ejemplo para una membrana fabricada con el método MOCVD, donde se pueden apreciar diferentes vistas de la misma, junto con los electrodos empleados. Obsérvese que se obtiene un *emparedado* de dos electrodos de *Pt* respecto al piezoeléctrio *PZT*.

REFERENCIAS

[A4-1] Wikipedia: categoría: minerales óxidos http://pt.wikipedia.org/wiki/Perovskita
categoría: química mineralogía http://pt.wikipedia.org/wiki/Estrutura_cristalina

[A4-2] R. Little, "*Problems and Solutions of Small Microwave Energised UV Sources*", *Jenton International Limited*, Radtech, December, 2004, pp. 1-22.

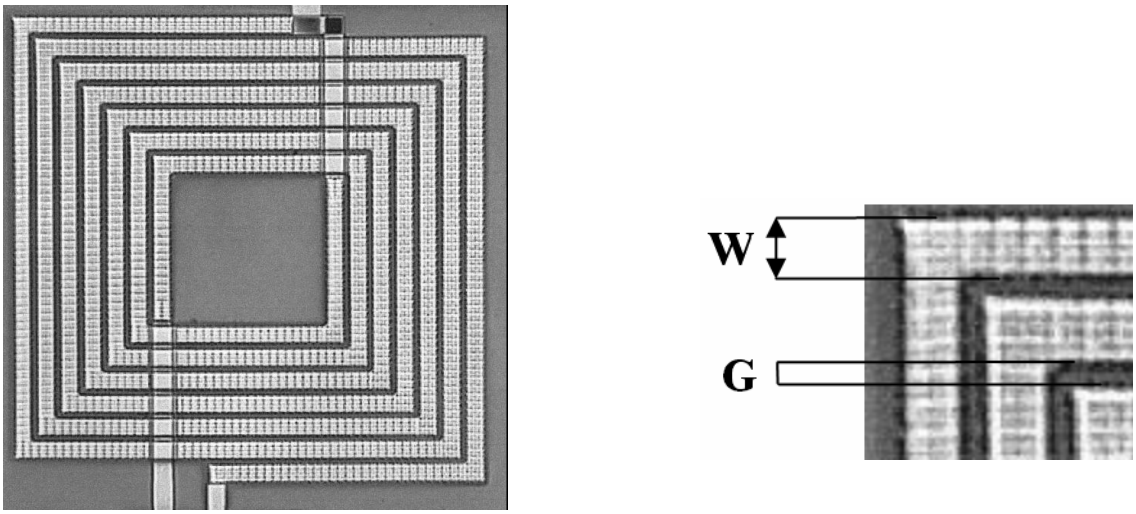
[A4-3] J. D. Larson, S. R. Gilbert, B. Xu, "*PZT Material Properties at UHF and Microwave Frequencies Derived from FBAR Measurements*", *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2004, pp. 173-177.

En el transcurso del proyecto se ha trabajado siempre con inductancias ideales. Pero esta concepción de inductor tan simple no resulta suficiente en las aplicaciones de RF. Es preciso considerar un esquemático eléctrico más complejo que recoja las pérdidas y las capacidades que se puedan apreciar fruto de un estudio pormenorizado del inductor. Por ese motivo se plantea este anexo.

El rendimiento de los inductores implementados sobre silicio en tecnologías basadas en RFICs se ve degradado por las pérdidas capacitivas y resistivas debidas al sustrato y a las capas de metal utilizado para configurar dichos inductores.

Las pérdidas en inductores se atribuyen a acoplamientos de capacidades e inductancias para con el sustrato y las capas de metal. Es por ese motivo que para la minimización de las pérdidas en un LNA, los diseñadores e ingenieros deben hacer uso de programas que simulen, de la manera más exacta posible, un modelo parásito fiable.

Las figuras que siguen muestran un grabado de una espiral inductora, su implementación tridimensional y su esquema eléctrico equivalente.



(a) **(b)**

Figura A5. 1 **(a)** Espiral inductora grabada sobre una oblea de silicio.
(b) Detalle de los parámetros de dimensión de la misma.

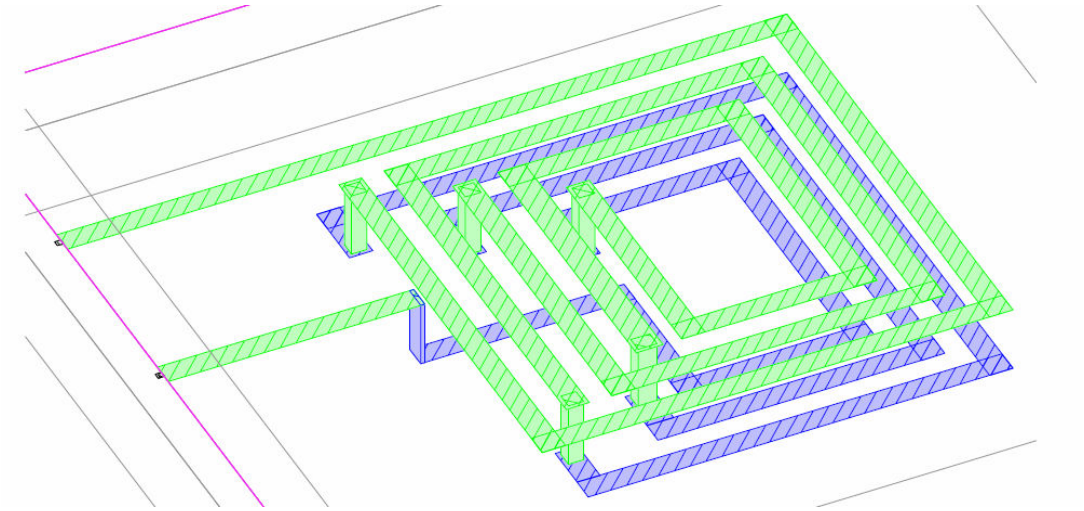


Figura A5. 2 Representación tridimensional de una espiral inductora. Nótense las dos partes (estructura superior verde y estructura inferior azul) que configuran el inductor y sendos contactos entre las mismas.

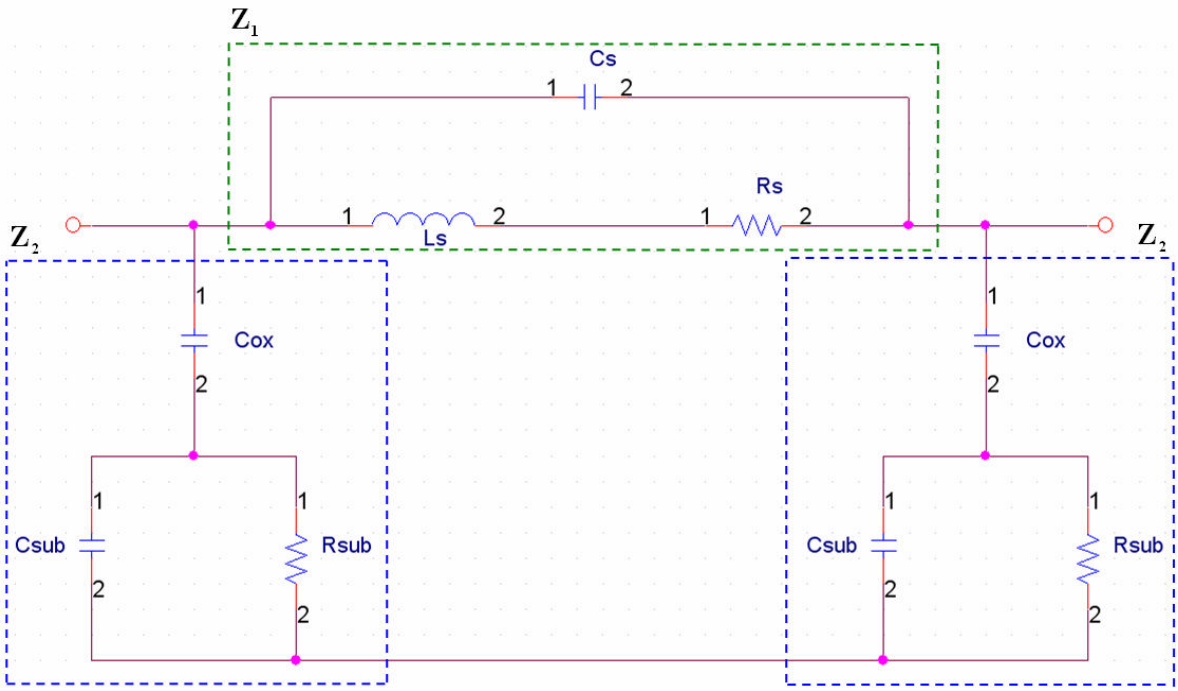


Figura A5. 3 Esquema eléctrico de una espiral inductora donde se pueden apreciar las diferentes pérdidas tanto capacitivas como resistivas.

Dado el esquema eléctrico de la §fig.A5.3, se pueden apreciar los distintos elementos que conforman el modelo. Así, se observa una L_S que representa la inductancia; R_S, da una idea de las pérdidas debidas a la resistividad del metal; C_S, ubicado encima de las anteriores mencionadas, hace referencia a la capacidad intrínseca de la espira; C_{OX}, ilustra la capacidad del óxido comprendido entre la espiral y el sustrato; R_{SUB}, informa sobre las pérdidas resistivas del sustrato de silíceo y C_{SUB}, refleja la capacidad del sustrato de silíceo.

Notar que el control de las pérdidas parásitas es un elemento crítico en todo diseño hecho en altas frecuencias; prueba de ello es el hecho que en un LNA con una ganancia ideal de 17.8 dB puede verse afectada por disminuciones de rendimiento en ganancia a causa de dichas pérdidas, pudiendo perder hasta 5 dB por concepto de pérdidas debido a los *pads*, parásitos entre sustratos y metales, capacidades de los CMOS, etc. tal y como se menciona en **[A5-1]** **[A5-2]**

Finalmente, es relativamente fácil deducir su impedancia equivalente como la siguiente expresión

$$Z_{SPIRAL_INDUCTORA}(s) = Z_2(s) \| Z_1(s) \| Z_2(s) \qquad \text{(ec. A5-1)}$$

siendo las diferentes impedancias

$$Z_1(s) = \frac{L_s\, s + R_s}{L_s\, C_s\, s^2 + R_s\, C_s\, s + 1} \qquad \text{(ec. A5-2)}$$

$$Z_2(s) = \frac{R_{SUB}\left[C_{SUB}\, C_{OX}\, s^2 + 1\right] + C_{OX}\, s}{R_{SUB}\, C_{SUB}\, s + 1} \qquad \text{(ec. A5-3)}$$

REFERENCIAS

[A5-1] M.-S. Kim, J.-S Yi, H.-J. Yoo, "*Parasitic Effect Analysis for a Differential LNA Design*", *System Integration Technology Institute (SITI)*, Korea, pp. 305-380.

[A5-2] E. D. McClosKey, "*Q – Enhanced LC Resonators for Monolithic, Low – Loss Filters in Gallium Arsenide Technology*", *Chapter 2. GaAs MMIC Spiral Inductors*. Blaksburg, Virginia. April 19, 2001. pp. 18-36.

Como se ha podido comprobar en el capítulo 2, la respuesta frecuencial en lazo abierto se puede deducir mediante dos procedimientos: ruptura en la puerta y en el drenador.

CASO I. RUPTURA EN LA PUERTA

Considérese el esquema eléctrico presentado en §fig. 2.8 (a) donde se pueden observar dos puntos para los cuales se rompe el sistema cerrado para poder analizar el sistema en configuración de lazo abierto. De esta forma, el nodo $\boldsymbol{P_G}$ determina el punto de ruptura para el caso de trabajar en tensión definiendo un nuevo circuito eléctrico para trabajar e imponiendo una fuente de tensión en la puerta del transistor M1. Llegados a este punto, ya se puede realizar un estudio lineal para averiguar la función de transferencia en lazo abierto $T(s)$. La figura A8.1 define el circuito en la transformación de *Laplace* de cada elemento.

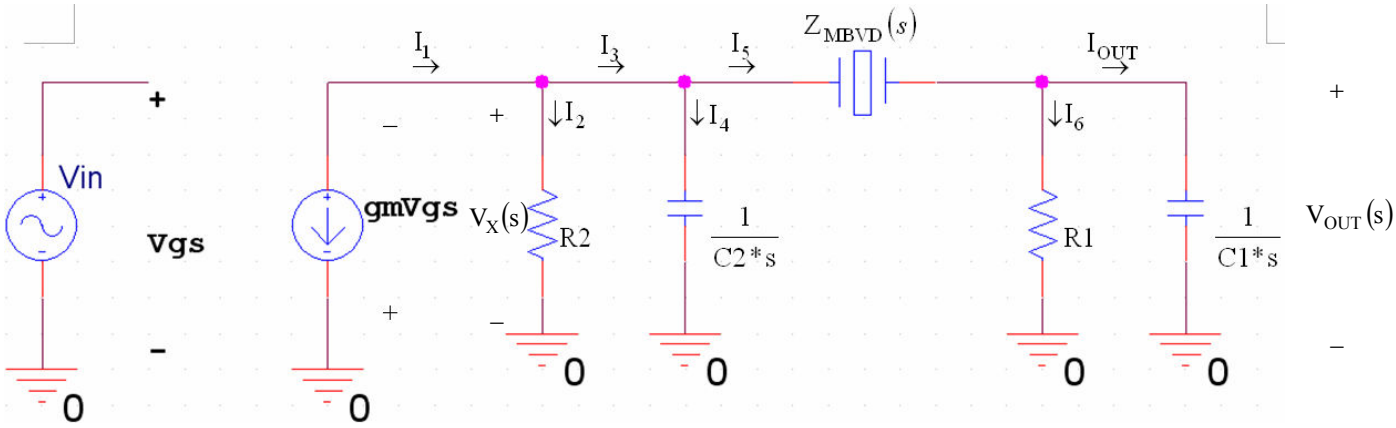


Figura A8. 1 Elementos del circuito eléctrico en pequeña señal expresados en su transformada de *Laplace*.

Primeramente, se puede definir la siguiente expresión

$$I_1 = -g_m V_{GS} = V_X(s)\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + I_5 \quad [I]\ ; \quad \text{siendo:}$$

$$I_5 = \left[\frac{1}{R1} + C1*s\right] V_{OUT}(s) \qquad [II];$$

por otra parte, se cumple que $\quad V_X(s) = Z_{MBVD}(s) I_5 + V_{OUT}(s) \quad [III]\ ;$ lo cual ,

sustituyendo [II] en [III] se obtiene lo siguiente

$$V_X(s) = \left[Z_{MBVD}(s)\left(\frac{1}{R1} + C1*s\right) + 1 \right] V_{OUT}(s) \qquad \text{[IV] ;} \qquad \text{por tanto,}$$

volviendo a la expresión inicial [I]

$$-g_m\ V_{IN}(s) = \left[Z_{MBVD}(s)\left(\frac{1}{R1} + C1*s\right) + 1 \right]\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] V_{OUT}(s) + \left[\frac{1}{R1} + C1*s\right] V_{OUT}(s)$$

esto es

$$T(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = -\frac{g_m}{\left[Z_{MBVD}\left(\frac{1}{R1} + C1*s\right) + 1 \right]\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + \left[\frac{1}{R1} + C1*s\right]} =$$

$$= -\frac{g_m\ R1\,R2}{Z_{MBVD}(s)(1 + R1\,C1*s)\,(1 + R2\,C2*s) + R1\,(1 + R2\,C2*s) + R2\,(1 + R1\,C1*s)}$$

$$\boxed{T(s) = -\frac{g_m\ R1\,R2}{Z_{MBVD}(s)(1 + R1\,C1\ s)\,(1 + R2\,C2\ s) + R1\,(1 + R2\,C2\ s) + R2\,(1 + R1\,C1\,s)}}$$

Entendiendo como $Z_{MBVD}(s)$ a la expresión de la impedancia que define el XTAL FBAR MBVD mostrado en la §ec.1.27.

CASO II. RUPTURA EN EL DRENADOR

Considérese el esquema eléctrico presentado en §fig. 2.8 (a) donde se pueden observar dos puntos para los cuales se rompe el sistema cerrado para poder analizar el sistema en configuración de lazo abierto. Véase que el nodo $\boldsymbol{P_D}$ determina el punto de ruptura para el caso de trabajar en corriente definiendo un nuevo circuito eléctrico para trabajar e imponiendo una fuente de corriente en el drenador del transistor M1. Ahora será preciso averiguar la función de transferencia en lazo abierto $T(s)$. Para ello, la figura A8.2 muestra el circuito en la transformación de *Laplace* de cada elemento.

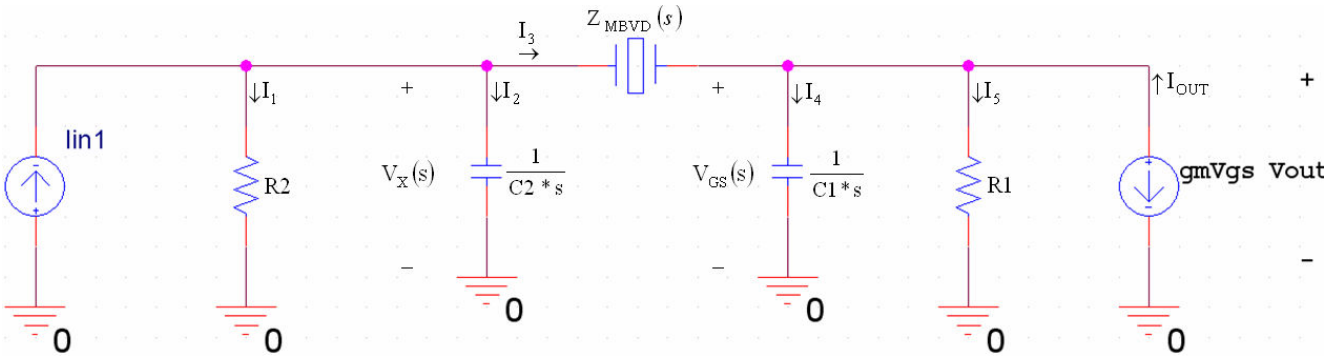


Figura A8. 2 Elementos del circuito eléctrico en pequeña señal expresados en su transformada de *Laplace*.

Por tanto, procediendo a resolverlo, se tiene que $I_{IN1} = V_X(s)\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + I_3$ [I];

por otro lado:

$$I_3 = V_{GS}(s)\left[C1*s + \frac{1}{R1}\right] + I_{OUT} \quad \text{[II]},$$ es decir que sustituyendo [II] en [I]

se obtendrá $I_{IN1} = V_X(s)\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + V_{GS}(s)\left[C1*s + \frac{1}{R1}\right] + I_{OUT}$ [III] ; donde

$V_X(s)$ se conoce como $V_X(s) = V_{GS}(s)\left[1 + Z_{MBVD}(s)\left(C1*s + \frac{1}{R1}\right)\right]$ [IV] ; por tanto

$$I_{IN} = V_{GS}(s)\left\{\left[1 + Z_{MBVD}(s)\left(C1*s + \frac{1}{R1}\right)\right]\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + C1*s + \frac{1}{R1}\right\}$$ [V]; y, por ende

$$T(s) = \frac{I_{OUT}(s)}{I_{IN}(s)} = -\frac{g_m V_{GS}(s)}{I_{IN}(s)} = -\frac{g_m}{\left[1 + Z_{MBVD}(s)\left(C1*s + \frac{1}{R1}\right)\right]\left[\frac{1}{R2} + C2*s\right] + \left[\frac{1}{R1} + C1*s\right]}$$

resultando, por consiguiente

$$\boxed{T(s) = -\frac{g_m\ R1\,R2}{Z_{MBVD}(s)(1 + R1\,C1\ s)(1 + R2\,C2\ s) + R1(1 + R2\,C2\ s) + R2(1 + R1\,C1\,s)}}$$

CÓDIGO DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se han llevado a cabo con el MATLAB®, en su versión v.7.0.1. Para ello se utiliza la función de transferencia en lazo abierto $T(s)$ anteriormente deducida.

```
% PROGRAMA QUE SIMULA EL ROOT LOCUS, LA RESPUESTA FRECUENCIAL Y EL
% DIAGRAMA DE NYQUIST DEL OSCILADOR @ 2.3 GHz

s=tf('s');

% DISEÑO DEL RESONADOR

R1=10e+3;
C1=1740e-15;
R2=10e+3;
C2=1740e-15;
R3=10e+5;      % POLARIZACIÓN TRANSISTOR M2

gm=20e-3;
Gm = [0 gm];

Cm=14.9e-15;
Lm=333e-9;
Rm=1.19;
C0=726e-15;
Rshunt=7;
Rseries=7.1;


Z_XTAL_Motriz = Rm + s*Lm + 1/(s*Cm);
Z_XTAL_Perdidas=1/(s*C0)+Rshunt;
Z_XTAL_MBVD = Rseries+(Z_XTAL_Motriz*Z_XTAL_Perdidas/ (Z_XTAL_Motriz +
Z_XTAL_Perdidas));
Z_TOTAL=Z_XTAL_MBVD*R3/(Z_XTAL_MBVD+R3);


H_numerador  = -gm*R1*R2;      % MULTIPLICAR POR -Gm PARA VISUALIZAR
                               % BODE CORRECTAMENTE.

H_denominador=Z_TOTAL*(1+R1*C1*s)*(1+R2*C2*s)+R1*(1+R2*C2*s)+R2*(1+R1*C1*s);

H_TOTAL=(H_numerador/H_denominador);

% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES

figure(1)
rlocus(H_TOTAL,Gm)
```

```
% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA EN LAZO
ABIERTO

w=logspace(9.25,11,100000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)


% SE PROCEDE A CALCULAR EL DIAGRAMA DE NYQUIST DE LA FUNCIÓN DE
TRANSFERENCIA EN LAZO ABIERTO

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

Como ya se ha dicho en el capítulo 3, el PA clase E se debe considerar como un *switch* y como tal se presenta en este anexo donde se pretende deducir las funciones que rigen el comportamiento del transistor en dicho análisis no lineal.

CASO I. MODO ON DEL *SWITCH*.

El circuito equivalente a tratar es el siguiente

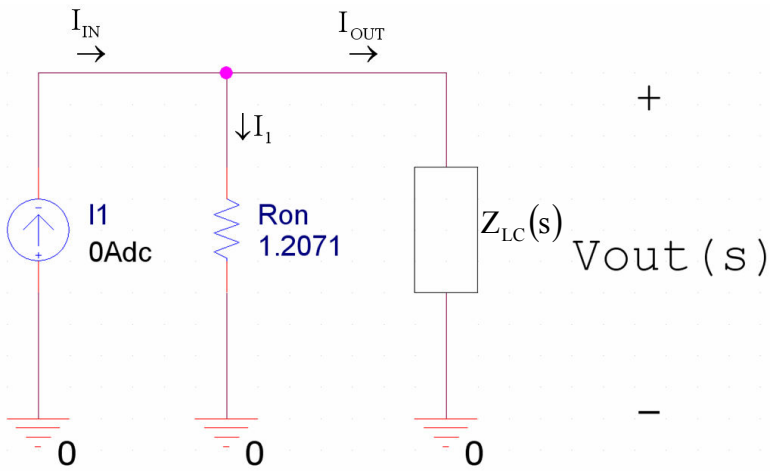


Figura A6. 1 Esquemático eléctrico en modo ON del *switch*.

donde R_{ON} se entiende como la resistencia equivalente cuando el *switch* entra en modo ON. Entonces se tendrá que

$$I_{IN} = I_1 + I_{OUT} = \frac{V_{OUT}(s)}{R_{ON}} + I_{OUT} = \frac{Z_{LC}(s) * I_{OUT}}{R_{ON}} + I_{OUT} = \left[\frac{Z_{LC}(s)}{R_{ON}} + 1\right] I_{OUT}$$

Considerando $R_{ON} \approx \left(\frac{1-PAE}{PAE}\right)\frac{R_L}{1.4}$ y utilizando datos del artículo utilizado (véase capítulo 2) entonces se tendrá que

$$\boxed{H(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{1}{\frac{Z_{LC}(s)}{R_{ON}} + 1}}$$

en el caso de trabajar con FBAR, sería preciso cambiar la impedancia $Z_{LC}(s)$ por el equivalente del FBAR de la §ec.1.27 (véase capítulo 1).

CASO II. MODO OFF DEL *SWITCH*.

Sea el siguiente circuito

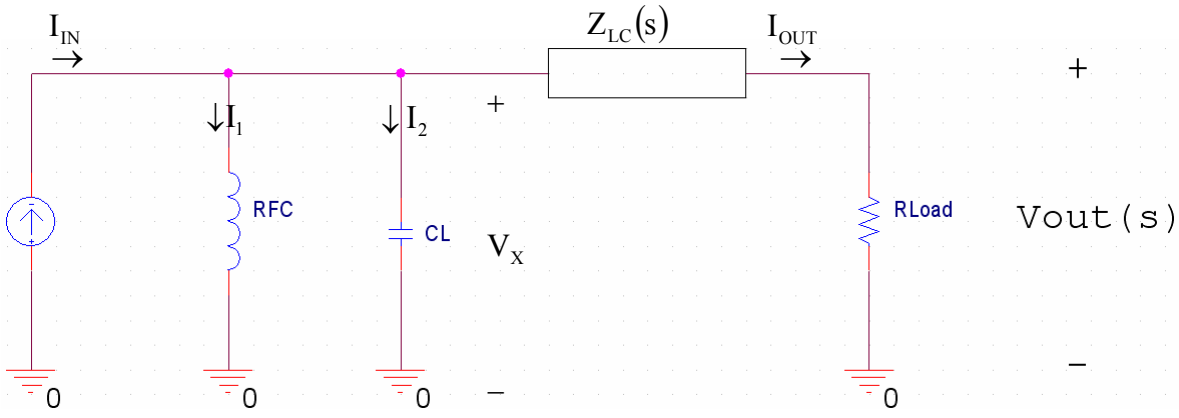


Figura A6. 2 Esquemático eléctrico en modo OFF del *switch*

entonces se tendrá lo siguiente

$$I_{IN} = I_1 + I_2 + I_{OUT} = V_X * \left[\frac{1}{L_{RFC} * s} + C_L * s \right] + I_{OUT} \quad ; \text{ donde } \quad V_X = \left[Z_{LC}(s) + R_{LOAD} \right] * I_{OUT}$$

luego:

$$I_{IN} = \left(\left[\frac{1}{L_{RFC} * s} + C_L * s \right] \left[Z_{LC}(s) + R_{LOAD} \right] + 1 \right) I_{OUT} \quad \text{por tanto:}$$

$$\boxed{H(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{1}{\left[\frac{1}{L_{RFC} * s} + C_L * s \right] \left[Z_{LC}(s) + R_{LOAD} \right] + 1}}$$

CÓDIGOS DE SIMULACIÓN PARA EL COMPORTAMIENTO EN *SWITCH*.

CASO I. INTERRUPTOR CERRADO (ON) CON CARGA RESONADORA *LC*.

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL POWER AMPLIFIER
% CLASS E EN INTERRUPTOR CERRADO (ON) CON
% UNA RED RESONADORA COMPUESTA POR UN LC EN SERIE @ 2.26 GHz

s=tf('s');

% DISEÑO DEL RESONADOR LC EN LA CARGA

Cout=1.1026e-12;
Lout=4.5e-9;
Ron=1.2071;

Z_LC=((Cout*Lout)*s^2+1)/(Cout*s);

% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador=1;
H_denominador=Z_LC/Ron+1;
H_TOTAL=(H_numerador/H_denominador);

% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES.

figure(1)
rlocus(H_TOTAL)

% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFRERENCIA.

w=logspace(9.25,11,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)


% SE PROCEDE A CALCULAR LA FUNCIÓN DE NYQUIST

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

CASO II. INTERRUPTOR CERRADO (ON) CON CARGA RESONADORA *FBAR*.

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL POWER AMPLIFIER
% CLASS E EN INTERRUPTOR CERRADO (ON) CON
% UNA RED RESONADORA COMPUESTA POR UN FBAR.


s=tf('s');

Rload=6.76;
Ron=1.2071;

% DISEÑO DEL XTAL RESONADOR MBVD

Cm=14.9e-15;
Lm=333e-9;
Rm=1.19;
C0=726e-15;
Rshunt=7;
Rseries=7.1;

Z_XTAL_Motriz=Rm+Lm*s+1/(Cm*s);            % IMPEDANCIA DE LA SALIDA DEL FBAR
Z_XTAL_Par=1/(C0*s)+Rshunt;
Z_XTAL_MBVD=Rseries+(Z_XTAL_Motriz*Z_XTAL_Par/(Z_XTAL_Motriz+Z_XTAL_Par));


% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador=1;
H_denominador=Z_XTAL_MBVD/Ron+1;
H_TOTAL=(H_numerador/H_denominador);

% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES.

figure(1)
rlocus(H_TOTAL)

% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFRERENCIA.

w=logspace(9.25,11,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)


% SE PROCEDE A CALCULAR LA FUNCIÓN DE NYQUIST

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

CASO III. INTERRUPTOR ABIERTO (OFF) CON CARGA RESONADORA *LC*.

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL POWER AMPLIFIER
% CLASS E EN INTERRUPTOR ABIERTO (OFF) CON
% UNA RED RESONADORA COMPUESTA POR UN LC SERIE @ 2.26 GHz

s=tf('s');

% DISEÑO DEL RESONADOR LC EN LA CARGA + Rload.

Cout=1.1026e-12;
Lout=4.5e-9;

Rload=6.76;

% CONDENSADORES DE ACOPLO E INDUCTANCIA DE CHOQUE

C1=12.27656956e-12;
C2=4.092189855e-12;
CL=C1+C2;
L1=303.1201006e-12;

Z_PAR=1/(CL*s)*(L1*s)/(1/(CL*s)+(L1*s));
Z_LC=Lout*s+1/(Cout*s);

% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador=1;
H_denominador=(Z_PAR*(Z_LC+Rload)+1);
H_TOTAL=(H_numerador/H_denominador);

% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES.

figure(1)
rlocus(H_TOTAL)

% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFRERENCIA.

w=logspace(9.20,11,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)


% SE PROCEDE A CALCULAR LA FUNCIÓN DE NYQUIST.

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

CASO IV. INTERRUPTOR ABIERTO (OFF) CON CARGA RESONADORA *FBAR*.

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL POWER AMPLIFIER
% CLASS E EN INTERRUPTOR ABIERTO (OFF) CON
% UNA RED RESONADORA COMPUESTA POR UN FBAR

s=tf('s');


Rload=6.76;

% CONDENSADORES DE ACOPLO E INDUCTANCIA DE CHOQUE

C1=12.27656956e-12;
C2=4.092189855e-12;
CL=C1+C2;
L1=303.1201006e-12;

% DISEÑO DEL XTAL RESONADOR MBVD

Cm=14.9e-15;
Lm=333e-9;
Rm=1.19;
C0=726e-15;
Rshunt=7;
Rseries=7.1;

Z_XTAL_Motriz=Rm+Lm*s+1/(Cm*s);              % IMPEDANCIA DE LA SALIDA DEL FBAR
MODELO MBVD.
Z_XTAL_Par=1/(C0*s)+Rshunt;
Z_XTAL_MBVD=Rseries+(Z_XTAL_Motriz*Z_XTAL_Par/(Z_XTAL_Motriz+Z_XTAL_Par));

% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador=1;
H_denominador=(1/L1*s+CL*s)*(Z_XTAL_MBVD+Rload)+1;
H_TOTAL=(H_numerador/H_denominador);

% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES.

figure(1)
rlocus(H_TOTAL)

% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFRERENCIA.

w=logspace(8,12,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)

% SE PROCEDE A CALCULAR LA FUNCIÓN DE NYQUIST

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

En este anexo se pretende realizar el análisis del LNA para deducir la respuesta frecuencial del mismo. Sea un modelo de LNA en configuración de tanque *LC* paralelo ubicado en el drenador del M2:

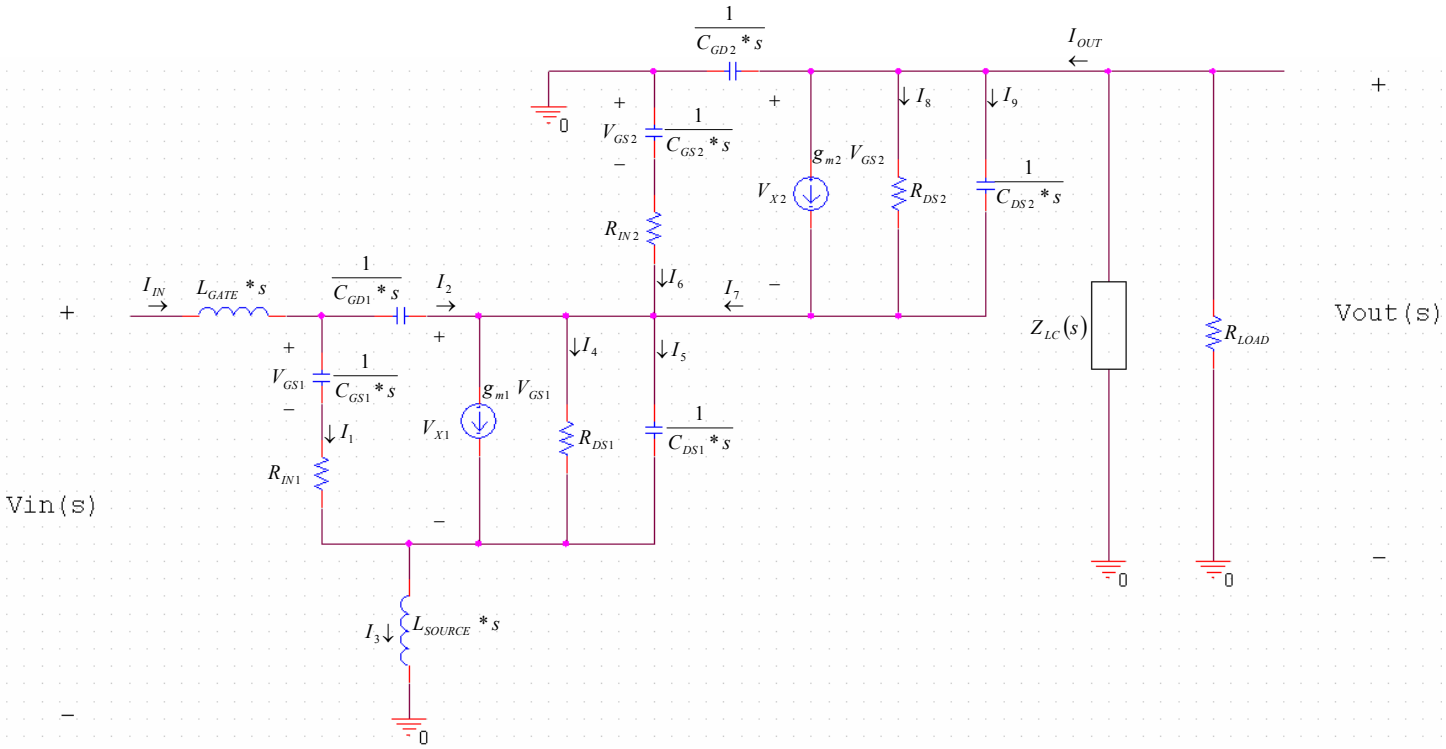


Figura A7. 1 Representación esquemática de la configuración eléctrica del LNA con tanque *LC* en el drenador .

Siendo $Z_{LC}(s)$ la transformada de Laplace de la impedancia equivalente del tanque L y C en paralelo definido como la siguiente expresión

$$Z_{LC}(s) = L * s \parallel \frac{1}{C * s} = \frac{L\,s}{L\,C * s^2 + 1} \qquad \text{(ec. A7.1)}$$

Llegados a este punto se procede a la deducción de la respuesta frecuencial que rige el circuito de RF presentado.

CÁLCULOS

Atendiendo al esquemático de la §fig.A7.1, se presentan los cálculos en el que se basaran las simulaciones en configuración lineal mediante la extracción de la respuesta frecuencial del circuito expuesto.

Considérese, en primer lugar, la impedancia en la carga siguiente

$$Z_{PAR}(s) = Z_{LC}(s) \| R_{LOAD} = \frac{Z_{LC}(s) * R_{LOAD}}{Z_{LC}(s) + R_{LOAD}}; \quad \text{entonces:} \quad I_{OUT} = \frac{1}{Z_{PAR}(s)} * V_{OUT}(s)$$

por otra parte

$$I_{OUT} = I_7 + I_6 = I_9 + I_8 + g_{m2} V_{GS2} + I_6 = V_{X2}\left[\frac{1}{R_{DS2}} + C_{DS2} * s\right] + g_{m2} V_{GS2} + I_6 \quad ;$$

entonces

$$V_{OUT} = V_{X1} + V_{X2} \Rightarrow V_{X2} = V_{OUT} - V_{X1} \quad [I] \qquad \text{también se tiene que}$$

$$V_{X2} = -I_6\left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right] - V_{GS2} \Rightarrow I_6 = -\frac{(V_{X2} + V_{GS2})}{\left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]} \quad ; \qquad \text{por tanto:}$$

$$I_{OUT} = -\frac{V_{OUT}(s)}{Z_{PAR}} = V_{X2}\left[\frac{1}{R_{DS2}} + C_{DS2} * s\right] - g_{m2}\left[1 - \frac{R_{IN2} C_{GS2} * s}{R_{IN2} C_{GS2} * s + 1}\right] V_{X1} - \frac{\left[V_{X2} - \left(1 - \frac{R_{IN2} C_{GS2} * s}{R_{IN2} C_{GS2} * s + 1}\right) V_{X1}\right]}{\left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]}$$

[II]

aplicando [I] en [II], se tiene:

$$\left[\frac{\left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]}{Z_{PAR}(s)} - A(s) + 1\right] V_{OUT}(s) = -\left[A(s) + B(s) + \left[2 - \frac{R_{IN2} C_{GS2} * s}{R_{IN2} C_{GS2} * s + 1}\right]\right] V_{X1} \qquad [III]$$

siendo

$$A(s) = \left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]\left[\frac{1}{R_{DS2}} + C_{DS2} * s\right] \qquad \text{y} \qquad B(s) = g_{m2}\left[1 - \frac{R_{IN2} C_{GS2} * s}{R_{IN2} C_{GS2} * s + 1}\right]\left[\frac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]$$

así, de [III] se obtiene que: $V_{X1} = C(s)\ V_{OUT}(s)$ [IV] ; considerando $C(s)$ como

$$C(s) = \frac{\dfrac{\left[\dfrac{1}{C_{GD2} * s} + R_{IN2}\right]}{Z_{PAR}(s)} - A(s) + 1}{-\left(A(s) + B(s) - \left[2 - \dfrac{R_{IN2}\ C_{GS2} * s}{R_{IN2}\ C_{GS2} * s + 1}\right]\right)}$$

ahora se tiene que:

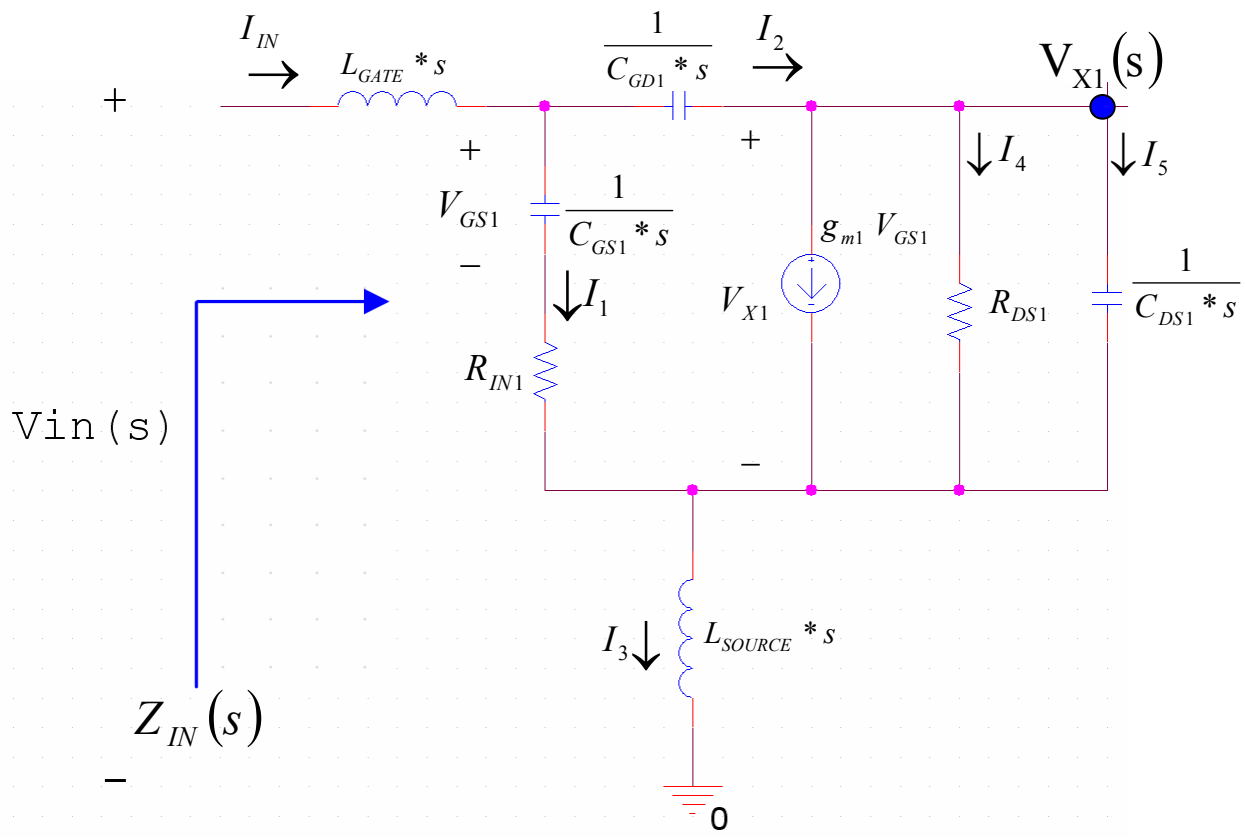


Figura A7. 2 Representación esquemática del primer nivel del LNA.

Por una parte se cumple que:

$$I_{IN} = I_1 + I_2 = V_{GS1}(s) C_{GS1} * s + g_{m1}\ V_{GS1}(s) + V_{X1}(s)\left[\frac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s\right]$$ [V] ; por otra parte se

puede expresar lo siguiente:

$$V_{X1}(s) = V_{GS1} + V_{GS1}\, R_{IN1}\, C_{GS1} * s + \left[g_{m1}\, V_{GS1} + V_{X1} \left[\frac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s \right] \right] \frac{1}{C_{GD1} * s}$$

es decir:

$$V_{X1}(s) = D(s)\, V_{GS1}(s) \qquad \text{[VI]} \quad \text{siendo } D(s) \text{ la expresión}$$

$$D(s) = \frac{\dfrac{g_{m1}}{C_{GD1} * s} + R_{IN1}\, C_{GS1} * s + 1}{1 - \left[\dfrac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s \right] \dfrac{1}{C_{GD1} * s}}$$

; ahora, igualando [VI] con [IV]:

$V_{GS1}(s) = \dfrac{C(s)}{D(s)} V_{OUT}(s)$ [VII] ; volviendo a la ecuación [V] considerando [VII] se obtiene $I_{IN} = [C_{GS1} * s + g_{m1}] \left[\dfrac{C(s)}{D(s)} V_{OUT}(s) \right] + C(s) \left[\dfrac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s \right] V_{OUT}(s) =$

$\left\{ [C_{GS1} * s + g_{m1}] \dfrac{1}{D(s)} + \left[\dfrac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s \right] \right\} C(s) * V_{OUT}(s)$; si ahora se considera la im – pedancia a la entrada reflejada en la figura §fig. A7.2 entendida como la ecuación

$$Z_{IN}(s) = (L_{GATE} + L_{SOURCE}) * s + \frac{1}{C_{GS1} * s} + g_{m1} * \frac{L_{SOURCE}}{C_{GS1}}$$

se obtiene la función de transferencia del LNA buscada

$$\boxed{H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{V_{OUT}(s)}{Z_{IN}(s)\, I_{IN}} = \frac{1}{Z_{IN}(s) * C(s) \left\{ [C_{GS1} * s + g_{m1}] \dfrac{1}{D(s)} + \dfrac{1}{R_{DS1}} + C_{DS1} * s \right\}}}$$

CÓDIGO DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se han llevado a cabo con el MATLAB®, en su versión v.7.0.1. Para ello se utiliza la función de transferencia que rige al amplificador de potencia. También se caracterizan los parámetros de pequeña señal del N – MOSFET.

VERSIÓN CON LC RESONADOR A LA CARGA

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL LNA CON UNA RED
RESONADORA COMPUESTA POR UN TANQUE LC EN EL DRENADOR @ 2.259 GHz

s=tf('s');


% PARAMETROS DEL MOSFET M1   (W=300um; L=0.25um) @ Vgs=1.1 y Vcut=0.43;

gm1=41.808e-3;
Cgs1=40e-15;
Cgd1=90e-15;
Cds1=8e-15;
Rds1=24;
Rin1=0;

Cgsbias=500e-15;

% PARAMETROS DEL MOSFET M2   (W=280um; L=0.25um) @ Vgs=1.1 y Vcut=0.43;

gm2=39.021e-3;
Cgs2=37.33e-15;
Cgd2=84e-15;
Cds2=7.4667e-15;
Rds2=25;
Rin2=0;


% DISEÑO DE LOS PARAMETROS

Ls=0.4e-9;
Rload=500;
Cout=9.26e-12;
Lout=535.8207e-12;
Lg=9.42339e-9;


Zout=Lout*s/(Cout*Lout*s^2+1);

Zpar=Rload*Zout/(Rload+Zout);

Zin=(Lg+Ls)*s+1/(s*Cgsbias)+gm1*Ls/Cgsbias;


% DEFINICION DE LAS DIFERENTES SEMIFUNCIONES A UTILIZAR EN LA FUNCION DE
% TRANSFERENCIA DEL SISTEMA

A=(1/(Cgd2*s)+Rin2)*(1/Rds2+Cds2*s);
B=gm2*(1-Rin2*Cgs2*s/(Rin2*Cgs2*s+1))*(1/(Cgd2*s)+Rin2);
C=((1/(Cgd2*s)+Rin2)/Zpar-A+1)/(-A-B+(2-Rin2*Cgs2*s/(Rin2*Cgs2*s+1)));
D=(gm1/(Cgd1*s)+Rin1*Cgs1*s+1)/(1-(1/Rds1+Cds1*s)*1/(Cgd1*s));


% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador1=1;
H_denominador1=Zin*C*((Cgs1*s+gm1)*1/D+1/Rds1+Cds1*s);
H_TOTAL1=(H_numerador1/H_denominador1);
```

```
% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES

figure(1)
rlocus(H_TOTAL)


% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

w=logspace(1,11,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL,w)
grid


% SE PROCEDE A CALCULAR EL DIAGRAMA DE NYQUIST

figure(3)
nyquist(H_TOTAL)
```

VERSIÓN CON RESONADOR DE ONDA ACÚSTICA DE VOLUMEN (FBAR)

```
% PROGRAMA QUE SIMULA LA RESPUESTA FRECUENCIAL DEL LNA CON UNA RED
RESONADORA COMPUESTA POR UN FBAR.

s=tf('s');

% PARAMETROS DEL MOSFET M1   (W=300um; L=0.25um) @ Vgs=1.1 y Vcut=0.43;

gm1=41.808e-3;
Cgs1=40e-15;
Cgd1=90e-15;
Cds1=8e-15;
Rds1=23.9188672;
Rin1=0;

Cgsbias=500e-15;


% PARAMETROS DEL MOSFET M2   (W=280um; L=0.25um) @ Vgs=1.1 y Vcut=0.43;

gm2=39.021e-3;
Cgs2=37.33e-15;
Cgd2=84e-15;
Cds2=7.4667e-15;
Rds2=25.62735772;
Rin2=0;


% EQUIVALENTE PARALELO DEL FBAR MBVD

Cm=14.9e-15;
Lm=333e-9;
Rm=1.19;
C0=726e-15;
Rshunt=7.1;
Rseries=7;

CAdapt=15.20735642e-15;
RAdapt=1.1597e+3;
ZAdapt=1/(CAdapt*s)*RAdapt/(1/(CAdapt*s)+RAdapt);

Z_XTAL_MBVD=Rseries+((Lm*Cm*C0*Rshunt)*s^3+(Lm+Rm*C0*Rshunt)*Cm*s^2+(C0*Rshun
t+Rm*Cm)*s+1)/(s*((Lm*Cm*C0)*s^2+(Rm+Rshunt)*Cm*C0*s+(Cm+C0)));

Zout=Z_XTAL_MBVD+ZAdapt;

% DISEÑO DE LOS PARAMETROS

Ls=0.4e-9;
Rload=500;
Lg=9.42339e-9;


Zpar=Rload*Zout/(Rload+Zout);

Zin=(Lg+Ls)*s+1/(s*Cgsbias)+gm1*Ls/Cgsbias;
```

```
% DEFINICION DE LAS DIFERENTES SEMIFUNCIONES A UTILIZAR EN LA FUNCION DE
% TRANSFERENCIA DEL SISTEMA

A=(1/(Cgd2*s)+Rin2)*(1/Rds2+Cds2*s);
B=gm2*(1-Rin2*Cgs2*s/(Rin2*Cgs2*s+1))*(1/(Cgd2*s)+Rin2);
C=((1/(Cgd2*s)+Rin2)/Zpar-A+1)/(-A-B+(2-Rin2*Cgs2*s/(Rin2*Cgs2*s+1)));
D=(gm1/(Cgd1*s)+Rin1*Cgs1*s+1)/(1-(1/Rds1+Cds1*s)*1/(Cgd1*s));


% DEFINICIÓN DE LA FUNCION DE TRANSFERENCIA

H_numerador2=1;
H_denominador2=Zin*C*((Cgs1*s+gm1)*1/D+1/Rds1+Cds1*s);
H_TOTAL2=(H_numerador2/H_denominador2);


% SE PROCEDE A CALCULAR EL LUGAR DE LAS RAÍCES

figure(1)
rlocus(H_TOTAL2)


% SE PROCEDE A CALCULAR EL BODE DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

w=logspace(1,11,10000);
figure(2)
bode(H_TOTAL2,w)
grid


% SE PROCEDE A CALCULAR EL DIAGRAMA DE NYQUIST

figure(3)
nyquist(H_TOTAL2)
```

COMPROBACIÓN DEL LNA CON RESONADORES LC Y FBAR PARA UNA SEÑAL DE ENTRADA SENOIDAL

```
% SE PROCEDE A CALCULAR EL LA GANANCIA DE UNA FUNCIÓN SENOIDAL
INTRODUCIDA EN EL LNA @ 2.3 GHz.

s=tf('s');

syms s t

numF=[1.419661318e+010];                    % NUMERADOR DEL SENO.

denF=[1 0 2.015438257e+020];                % DENOMINADOR DEL SENO.

F=tf(numF,denF);                            % DEFINICIÓN LAPLACE DEL SENO
                                            % PARTIENDO DE SU NUMERADOR
                                            % Y DENOMINADOR.

H1=H_TOTAL1;
Y1=H1*F;                        % RESPUESTA FRECUENCIAL DEL SENO
                                % HABIENDO PASADO POR EL PA CLASE E LC
H2=H_TOTAL2;
Y2=H2*F;                        % RESPUESTA FRECUENCIAL DEL SENO
                                % HABIENDO PASADO POR EL PA CLASE FBAR MBVD

w=logspace(9.25,11,10000);

hold

bode(F,w)

bode(Y1,w)

bode(Y2,w)
```

Los diferentes parámetros de diseño del CMOS en pequeña señal se han basado en la aplicación de las fórmulas que aparecen en este annexo. Donde W se refiere a la anchura del transistor; L, refleja la longitud del transistor; C_{OX}, la capacidad de óxido cuyo valor es de unos 800 $\frac{\text{aF}}{\mu\text{m}^2}$; *CGDO*, es un parámetro de LEVEL 3 de SPICE cuyo valor es, aproximadamente, unos 0.3 $\frac{\text{nF}}{\text{m}}$ para transistores NMOS. **[A9-1]** **[A9-2]**

$$C_{GS} = \frac{2}{3} W\, L\, C_{OX} \qquad \text{(ec. A9-1)}$$

$$C_{GD} = CGDO \cdot W \qquad \text{(ec. A9-2)}$$

$$C_{DS} = \frac{2}{15} W\, L\, C_{OX} \qquad \text{(ec. A9-3)}$$

$$I_D = \frac{W\, \mu_N\, C_{OX}}{L} \left[\frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2} \right] \qquad \text{(ec. A9-4)}$$

$$g_m = \sqrt{2\, \mu_N\, C_{OX} \frac{W}{L} I_D} \qquad \text{(ec. A9-5)}$$

$$R_{DS} > \mathrm{R}_{\mathrm{IN}} \qquad \text{(ec. A9-6)}$$

$$R_{DS} \approx \frac{1}{\left(K \frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_T)} \qquad \text{(ec. A9-7)}$$

considerando la movilidad de los portadores en NMOS como $\mu_N = 650\ \frac{\text{cm}^2}{\text{V}}$ y, por otra parte, se tendrá

$$R_{ON} \approx \left(\frac{1 - PAE}{PAE} \right) \frac{R_L}{1.4} \qquad \text{(ec. A9-8)}$$

donde R_{ON} es la resistencia quivalente cuando el transistor CMOS se encuentra en modo ON tomando el modelo *switch*. **[A9-3]**

REFERENCIAS

[A9-1] J. Jang, " Small – Signal Modelling of RF CMOS " Chapter 6.2-D Device Simulation of RF MOSFETS, pp.62-65.

[A9-2] Lluís Prat Viñas, " *Circuits i dispositius electrònics*" , Capítol 8. El transistor MOS, Ed. UPC, 1998, pp.283-321. ISBN:84 – 8301 – 291 – X

[A9-3] X. He, " *Fully Integrated Transceiver Design in Silicon On Insulator Processes*", *Dpt. Of Electrical and Computer Engineering College of Engineering*, *Kansas State University*, 2004, pp. 66-102.