TESIS DOCTORAL Margarita L. Marrero Martín

Las Palmas de Gran Canaria, Mayo 2012



Aportaciones al diseño de varactores integrados en tecnologías de bajo coste para aplicaciones en radiofrecuencia



D. JAVIER GARCÍA GARCÍA, SECRETARIO DEL DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA DE LA UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA,

CERTIFICA,

Que el Consejo de Doctores del Departamento en su sesión de fecha 25 de mayo de 2012 tomó el acuerdo de dar el consentimiento para su tramitación, a la tesis doctoral titulada "Aportaciones al diseño de varactores integrados en tecnologías de bajo coste para aplicaciones de radiofrecuencia" presentada por la doctorando Dña. Margarita L. Marrero Martín y dirigida por el Doctor D. Javier García García y por el Doctor D. Benito González Pérez.

Y para que así conste, y a efectos de lo previsto en el Art. nº73.2 del Reglamento de Estudios de Doctorado de esta Universidad, firmo la presente en Las Palmas de Gran Canaria, a veinticinco de mayo de dos mil doce.



Departamento: DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA

Programa de Doctorado: INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN AVANZADA

Título de la Tesis

APORTACIONES AL DISEÑO DE

VARACTORES INTEGRADOS EN TECNOLOGÍAS DE BAJO COSTE

PARA APLICACIONES EN RADIOFRECUENCIA

Tesis Doctoral presentada por Dña. MARGARITA L. MARRERO MARTÍN

Dirigida por el: Dr. D. JAVIER GARCÍA GARCÍA Codirigida por el: Dr. D. BENITO GONZÁLEZ PÉREZ

El Director,

El Codirector, (firma) La Doctoranda, (firma)

Las Palmas de Gran Canaria, a 23 de mayo de 2012



DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y AUTOMÁTICA

TESIS DOCTORAL

Aportaciones al Diseño de Varactores Integrados en Tecnologías de Bajo Coste para Aplicaciones en Radiofrecuencia

Margarita L. Marrero Martín

Las Palmas de Gran Canaria, Mayo de 2012

A Alfonso y Raquel

"No importa lo que se ha hecho, sólo importa lo que falta por hacer"

Marie Curie (1867 - 1934)

Resumen

El rápido crecimiento en la industria de las comunicaciones inalámbricas ha producido un importante aumento en la demanda de circuitos integrados de radiofrecuencia de bajo coste. Por otra parte, el mercado requiere de éstos, un alto nivel de integración y una elevada frecuencia de funcionamiento, sin renunciar a la disminución de la tensión de alimentación, disipación de potencia y ruido. Para satisfacer estas demandas se utilizan tecnologías de fabricación basadas en silicio, especialmente CMOS y BiCMOS, debido a su alto nivel de integración y bajo coste.

En muchos circuitos integrados de radiofrecuencia se requiere de un varactor, dispositivo cuya capacidad varía con la tensión aplicada, con un factor de calidad y rango de sintonización tan altos como sean posibles.

Esta tesis se centra en la búsqueda de nuevas estructuras para varactores de unión PN, que mejoren el factor de calidad y el rango de sintonización de los existentes en las librerías comerciales, ajustándose a las necesidades del diseñador. Para ello se diseñan, simulan, modelan, fabrican y caracterizan un conjunto de varactores en la tecnología de bajo coste de AMS BiCMOS SiGe 0.35 µm.

Para el diseño de los varactores integrados se establece una metodología de trabajo basada en la repetición de celdas, entendiendo como celda el mínimo *layout* que contiene todas las capas necesarias para generar un varactor. Se realizan celdas con diferentes formas, que se utilizan luego en diversos varactores, cuyas prestaciones se comparan entre sí.

Para los varactores diseñados basados en un tipo de celda de canal enterrado, denominada *donuts*, se desarrollan tres modelos. El primer modelo es el

capacitivo, que sólo contiene las capacidades internas del dispositivo y es, por tanto, válido a frecuencias bajas. Para mejorar la respuesta en frecuencia del varactor, el segundo modelo, el inductivo-capacitivo, incorpora las inductancias parásitas. Y por último, el modelo resistivo incluye todos los elementos posibles (capacidades, inductancias y resistencias), ofreciendo una mejor aproximación a la respuesta del varactor. Todos estos modelos se han validado con la medida de diez varactores fabricados.

Los modelos estiman la respuesta del varactor teniendo en cuenta la estructura de capas que lo forman, debiendo ser válidos tanto con las variaciones de la polarización y la frecuencia de operación del dispositivo. Con el fin de verificar la viabilidad del trabajo realizado, se han implementado dos VCO con los varactores diseñados.

Agradecimientos

Este trabajo de Tesis es fruto de varios años de esfuerzo. Durante este tiempo ha habido momentos muy complicados, otros muy difíciles. Pero también han habido momentos muy buenos, los mejores de mi vida con el nacimiento de mis niños. Durante este periodo he tenido la ocasión de compartir estas vivencias con las personas de mi entorno, sin las cuales el camino recorrido no hubiera sido el mismo.

A mis directores, Javier y Benito, mi más profundo agradecimiento por su ayuda, confianza y dedicación.

A mis padres, los mejores del mundo, que han dedicado su vida a sus hijos. Todo lo que soy se lo debo a ellos. Gracias por todo.

A Alfonso, por su paciencia, confianza y ayuda. Por todos los momentos que hemos pasado juntos, sabes que mis esfuerzos y logros son también tuyos.

A mi hermana Pepa, por su apoyo incondicional en estos últimos años. Su entusiasmo por los niños permitió crear el ambiente que necesitaba para escribir este trabajo. Gracias por estar a mi lado todo este tiempo.

A mi hermano Paco, que a pesar de la distancia, he sentido su infinito apoyo y cariño.

A Enrique y Agustín, gracias por tener todo a punto y resolver al instante los problemas que surgían con las herramientas de diseño.

Y por último a mis compañeros, José Ramón, Gustavo, Pepe, Manolo, Toni, Sunil, Esper, Carballo, Susi, Nelson, Antonio, Sarmiento, Aurelio ..., por su apoyo, ideas, consejos y sobre todo, cariño. Gracias a todos.

Índice general

| Resumen | i |
|-------------------|------|
| Agradecimientos | iii |
| Índice general | v |
| Índice de figuras | ix |
| Índice de tablas | xvii |
| Acrónimos | xxi |

| 1 Introducción | 1 |
|----------------------------------|----|
| 1.1 Varactores integrados | 3 |
| 1.1.1 Parámetros característicos | 4 |
| Rango de sintonización | 4 |
| Factor de calidad | 4 |
| Otros parámetros | 5 |
| 1.1.2 Tipos de varactores | 5 |
| Varactores PN | 5 |
| Varactores MOS | 9 |
| Otras estructuras de varactores | 12 |

| | 1.1.3 Otras tecnologías | . 13 |
|-----|---|------|
| | 1.1.4 Modelado de varactores | . 14 |
| | 1.1.5 Aplicaciones de los varactores integrados | . 15 |
| 1.2 | Objetivos | . 16 |
| 1.3 | Estructura de la memoria | . 18 |

| 2 Consideraciones en el diseño de las celdas | 21 |
|--|-------|
| 2.1 Análisis y elección de la tecnología de fabricación empleada | 22 |
| 2.2 Definición de celda | 24 |
| 2.2.1 Consideraciones generales | 25 |
| 2.3 Celdas de unión enterradas | 29 |
| 2.3.1 Cálculo de la concentración de los dopajes | 32 |
| Las capacidades de unión | 35 |
| Capacidades parásitas | |
| 2.3.2 Verificación del correcto dimensionado de las difusiones P+ | · 42 |
| 2.3.3 Estimación de áreas y perímetros de varactores con celdas | de |
| unión enterradas | |
| Área del varactor | |
| Área de la difusión P ⁺ | |
| Perímetro de la difusión P ⁺ | |
| 2.3.4 Capacidad de la unión difusión-pozo por unidad de área y | |
| longitud | 52 |
| 2.3.5 Estudio de la orientación de la celda | 53 |
| 2.3.6 Varactores diseñados con celdas de unión enterradas | 54 |
| 2.4 Celdas de unión en islas | 55 |
| 2.4.1 Estimación de áreas y perímetros de varactores con celdas | en |
| islas | 58 |
| Área del varactor | 58 |
| Área de la difusión P ⁺ | 59 |
| Perímetro de la difusión P ⁺ | 61 |
| 2.4.2 Variaciones de las celdas PP1 | 66 |
| 2.4.3 Influencia de la separación entre difusiones P+ en celdas PF | 68 1٬ |
| 2.4.4 Varactores diseñados con celdas en islas | 72 |

| 3 | Comparativas entre los varactores diseñados | 75 |
|-----|---|-----|
| 3.1 | Sistema de medida de varactores sobre oblea | 76 |
| | 3.1.1 Calibración | 79 |
| | 3.1.2 Proceso de de-embedding | 80 |
| | 3.1.3 Visualizador de Resultados de las Medidas (ViRM) | 84 |
| 3.2 | Efecto de la tensión de polarización y la frecuencia de funcionamiento | |
| | sobre los parámetros del varactor | 90 |
| 3.3 | Comparativas entre varactores | 97 |
| | 3.3.1 Comparativa 1: variación de la forma de las difusiones | 99 |
| | 3.3.2 Comparativa 2: variación de las formas de las difusiones con | |
| | varactores PN-PN2 | 101 |
| | 3.3.3 Comparativa 3: variación de las formas de las difusiones con | |
| | varactores PP-PP1 | 102 |
| | 3.3.4 Comparativa 4: variación del número de celdas | 104 |
| | 3.3.5 Comparativa 5: variación en la orientación | 107 |
| | 3.3.6 Comparativa 6: variación de la distancia entre difusiones N ⁺ | |
| | enterradas con varactores PP | 110 |
| | 3.3.7 Comparativa 7: variación de la distancia entre difusiones N ⁺ | |
| | enterradas con varactores PN | 112 |
| | 3.3.8 Comparativa 8: variación de la separación entre difusiones P ⁺ | 114 |
| | 3.3.9 Comparativa 9: celdas enterradas o celdas en islas PP o PN | 117 |
| 3.4 | Mapa de varactores diseñados | 118 |
| 3.5 | Comparación con otros trabajos | 121 |

| 4 | Modelado de varactores integrados de unión PN | 123 |
|-----|---|-----|
| 4.1 | Modelo 1: capacitivo | 124 |
| | 4.1.1 Validación del modelo | 130 |
| | 4.1.2 Desdoblamiento de la capacidad del interconexionado | 134 |
| 4.2 | Modelo 2: capacitivo-inductivo | 137 |
| | 4.2.1 Validación del modelo para polarización nula | 141 |
| | 4.2.2 Validación del modelo para cualquier polarización | 146 |
| 4.3 | Modelo 3: resistivo | 148 |
| | 4.3.1 Modelado de las resistencias | 150 |
| | 4.3.2 Validación del modelo para polarización nula | 168 |
| | 4.3.3 Validación del modelo para cualquier polarización | |

| 5 (| Conclusiones y líneas futuras | 183 |
|-----|-------------------------------|-----|
| 5.1 | Conclusiones | 184 |
| 5.2 | Líneas futuras | 186 |

| Bibliografía187 |
|-----------------|
|-----------------|

| Anexo A. Resultados del modelo resistivo | 205 |
|--|-----|
| Anexo B. Aplicaciones de los varactores diseñados | 217 |
| Anexo C. Flujo de diseño para la simulación con TCAD | 227 |
| Anexo D. Publicaciones y aportaciones a congresos | 231 |

Índice de figuras

| Figura 1.1: | Sección transversal para diferentes tipos de varactores de unión 6 |
|-------------|---|
| Figura 1.2: | Perfil de la concentración de dopaje en la unión. (a) Abrupta. (b) Hiperabrupta7 |
| Figura 1.3: | Corte transversal del varactor de unión con puerta de polisilicio8 |
| Figura 1.4: | Corte transversal del varactor P ⁺ - Pozo N de alto Q8 |
| Figura 1.5: | Diferentes estructuras MOS con su respuesta característica. (a) Con los terminales drenador, fuente y <i>bulk</i> unidos. (b) PMOS en modo inversión. (c) NMOS en modo acumulación 10 |
| Figura 1.6: | Variaciones en la estructura MOS. (a) Varactor MOS de tres terminales. (b) Varactor con forma de gofres. (c) Varactor diferencial. (d) Varactor IGV |
| Figura 1.7: | Layouts del RUN en BiCMOS SiGe 0.35 μ m de AMS |
| Figura 2.1: | Esquema del corte transversal de la tecnología23 |
| Figura 2.2: | Esquema del corte transversal de las celdas: (a) Celda de unión enterradas. (b) Celda de unión en islas25 |
| Figura 2.3: | Geometría y mallado empleados para la simulación de una estructura con dos difusiones P+ separadas 0.6 $\mu m.$ 27 |
| Figura 2.4: | Capacidad vs. tensión en inversa, con dopaje en el pozo N con concentración de 1.5×10^{16} cm ⁻³ |
| Figura 2.5: | Capacidad vs. tensión en inversa, con dopaje en el pozo N con concentración $8x10^{16}$ cm ⁻³ |
| | |

| Corte transversal de la estructura de la celda PN enterrada | 29 |
|---|---|
| Estructura de las cuatro celdas enterradas diseñadas | 30 |
| Celda interdigited. | 31 |
| Celda plano_pp + celda pp_1. | 32 |
| Varactor V46-planopp | 33 |
| Capacidades de un varactor PN con canal enterrado | 34 |
| Modelo capacitivo del varactor. | 34 |
| Áreas laterales y superficiales en una celda PN con canal enterrado. | 36 |
| Medidas y ajuste lineal en el cálculo de $V_{bi_{14}}$ y N_{D_1} | 39 |
| Ajuste de la capacidad de sustrato para la estimación de N_{D_2} , N_{A_2} y C_s . | 41 |
| Geometría y mallado de la estructura en 3D con una separación entre difusiones P^+ de 0.8 μ m. | 43 |
| Carga espacial entre dos difusiones P^{+} separadas 0.8 $\mu m.$ | 43 |
| Solape horizontal y vertical de un varactor con 4 celdas | 45 |
| Área de la difusión P ⁺ de las celdas | 47 |
| Esquema del varactor con 6 celdas DNT | 48 |
| Parámetros a_A , b_A y c_A del área de la difusión P^+ en una celda <i>interdigited</i> . | 48 |
| Parámetros aP, bP, cP y dP de las celdas de canal enterrado | 50 |
| Esquema del varactor con celda tipo donuts | 50 |
| Parámetros a_P , b_P , c_p y d_P de la celda <i>interdigited</i> | 51 |
| C _{j1} calculada y simulada frente a la tensión de polarización | 53 |
| Celda donut. (a) original. (b) vertical con metal horizontal. (c) vertical con metal vertical. | 54 |
| Corte transversal de la estructura de la celda PN en islas: (a) celda PP, (b) celda PN. | 56 |
| Variación del número de celdas entre difusiones N+ enterradas. (a) Una celda. (b) Dos celdas. (c) Tres celdas. | 57 |
| Área de la difusión P^+ de las celdas de unión en islas PN | 60 |
| Área de la difusión P^+ de las celdas de unión en islas PP | 62 |
| Perímetro de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PN | 64 |
| Perímetro de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PP | 65 |
| Celda plano (FLAT) | 67 |
| Celda matriz (MAT) | 67 |
| | Corte transversal de la estructura de la celda PN enterrada Estructura de las cuatro celdas enterradas diseñadas Celda <i>interdigited</i> Celda plano_pp + celda pp_1 Varactor V46-planopp Capacidades de un varactor PN con canal enterrado Modelo capacitivo del varactor Áreas laterales y superficiales en una celda PN con canal enterrado Medidas y ajuste lineal en el cálculo de $V_{bi_{j,1}} y N_{D_1}$ Ajuste de la capacidad de sustrato para la estimación de N_{D_2} , N_{A_2} y C ₅ Geometría y mallado de la estructura en 3D con una separación entre difusiones P ⁺ de 0.8 µm Carga espacial entre dos difusiones P ⁺ separadas 0.8 µm Solape horizontal y vertical de un varactor con 4 celdas Área de la difusión P ⁺ de las celdas Esquema del varactor con 6 celdas DNT Parámetros a _A , b _A y c _A del área de la difusión P ⁺ en una celda <i>interdigited</i> Parámetros a _P , b _P , c _P y dP de las celdas de canal enterrado Esquema del varactor con celda tipo donuts Parámetros a _P , b _P , c _p y d _P de la celda <i>interdigited</i> C ₁ calculada y simulada frente a la tensión de polarización Celda donut. (a) original. (b) vertical con metal horizontal. (c) vertical con metal vertical Corte transversal de la estructura de la celda PN en islas: (a) cleda PP, (b) celda PN Variación del número de celdas entre difusiones N+ enterradas. (a) Una celda. (b) Dos celdas. (c) Tres celdas Área de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PN Área de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PN Área de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PN Área de la difusión P ⁺ de las celdas de unión en islas PN Celda plano (FLAT) Celda matriz (MAT). |

| Figura 2.3 | 5: Área (en μ m ²) y perímetro (en μ m) de la difusión P ⁺ de las celdas FLAT y MAT. | 68 |
|------------|---|----|
| Figura 2.3 | 6: Celdas PP1-max. (a) donuts. (b) lingotes. (c) cruces | 69 |
| Figura 2.3 | 7: Área (en μm ²) y perímetro (en μm) de la difusión P ⁺ de las celdas PP1-MAX. | 70 |
| Figura 2.3 | 8: Celda BAR-PP1-SLPD | 71 |
| | | |
| Figura 3.1 | : Puntas de medida GSG 150 μm. (a) ACP40. (b) Infinity | 77 |
| Figura 3.2 | : Sistema de medida de varactores sobre oblea | 78 |
| Figura 3.3 | : Varactor y estructura de medida. | 79 |
| Figura 3.4 | : Modelo de impedancias y admitancias | 81 |
| Figura 3.5 | : Estructuras para el de-embedding | 82 |
| Figura 3.6 | : Interfaz de usuario de ViRM: capacidad C_11 medida vs. tensión del varactor 1. | 84 |
| Figura 3.7 | : Medida de capacidad C_11 vs. frecuencia del varactor 1 | 87 |
| Figura 3.8 | Representación de las medidas con su promedio. (a) Capacidad vs. tensión. (b) Capacidad vs. frecuencia | 88 |
| Figura 3.9 | : Representación en 3D de la capacidad C_11 en el dominio f x V _{pol} . | 89 |
| Figura 3.1 | 0: Formato de salida de las gráficas visualizadas | 89 |
| Figura 3.1 | 1: Variación de la capacidad desde el puerto 1 frente a la tensión | 90 |
| Figura 3.1 | Variación de la capacidad desde el puerto 1 frente a la frecuencia. | 91 |
| Figura 3.1 | 3: Variación de la frecuencia de resonancia frente a la tensión | 92 |
| Figura 3.1 | 4: Variación de R ₁₁ frente a la tensión de polarización a 2.4 GHz. | 93 |
| Figura 3.1 | 5: Variación de R ₁₁ frente a la frecuencia para todas las tensiones de polarización. | 94 |
| Figura 3.1 | 6: Variación del factor de calidad desde el puerto 1 frente a la frecuencia. | 94 |
| Figura 3.1 | 7: Variación de la capacidad frente a la tensión desde los dos puertos; f = 2.4 GHz. | 95 |
| Figura 3.1 | 8: Variación de la resistencia frente a la frecuencia desde los dos puertos; V = 0 V. | 96 |
| Figura 3.1 | 9: Variación del factor de calidad frente a la frecuencia desde los dos puertos: V = 0 V. | 96 |

| Figura 3.20: | Fotografía de los varactores de la comparativa 1 | 99 |
|--------------|---|-----|
| Figura 3.21: | Capacidad frente a la tensión en varactores con igual área, tipo DNT, BAR, FIN y CRO1 | .00 |
| Figura 3.22: | Capacidad frente a la tensión en varactores con celdas PN-PN2 | 01 |
| Figura 3.23: | Capacidad frente a la tensión en varactores con celdas PP-PP1 | 03 |
| Figura 3.24: | Capacidad frente a la tensión en varactores con variación del número de celdas1 | 04 |
| Figura 3.25: | Capacidad frente a la tensión en varactores con variación del número de celdas1 | 05 |
| Figura 3.26: | Capacidad máxima en función del número de celdas1 | 05 |
| Figura 3.27: | Área del varactor en función del número de celdas1 | 06 |
| Figura 3.28: | Layout de los varactores de la comparativa 3. (a) V20. (b) V30. (c) V31. (d) V32. (e) V33 | .08 |
| Figura 3.29: | Capacidad vs. tensión para varactores con igual número de celdas | 09 |
| Figura 3.30: | Microfotografía de los varactores con celdas de unión en islas. (a) FIN-PP1. (b) FIN-PP2. (c) FIN-PP31 | .11 |
| Figura 3.31: | Capacidad vs. tensión en varactores PP con diferentes distancias entre las difusiones $N^{\rm +}$ enterradas1 | .11 |
| Figura 3.32: | Capacidad vs. tensión en varactores PN con diferentes distancias entre difusiones $N^{\rm +}$ enterradas | 13 |
| Figura 3.33: | Layout de las celdas: (a) cruces PP, (b) cruces-PP-max, (c) lingotes PP, (d) lingotes PP solapada | 15 |
| Figura 3.34: | Capacidad vs. tensión en varactores PP-PP1 donde se varía la separación entre difusiones P ⁺ 1 | 16 |
| Figura 3.35: | Relación capacidad-tensión en varactores con celdas en islas y enterradas | 17 |
| Figura 3.36: | Capacidad máxima, resistencia y área de las celdas diseñadas 1 | 19 |
| Figura 3.37: | TR y Q _{min} para las celdas diseñadas1 | 19 |
| Figura 3.38: | Capacidad máxima, resistencia y área de los varactores diseñados | 20 |
| Figura 3.39: | TR y Q _{min} de los varactores diseñados1 | 21 |
| Figura 3.40: | Q _{min} entre los varactores diseñados y otros varactores1 | 22 |
| Figura 3.41: | Rango de sintonización entre los varactores diseñados y otros varactores | 22 |

| Figura 4.1: | (a) Corte transversal de la celda del varactor PN con canal enterrado. (b) Modelo capacitivo |
|--------------|---|
| Figura 4.2: | Capacidad asociada a las metalizaciones en función del número de celdas del varactor; V = 0 V a 0.88 GHz128 |
| Figura 4.3: | Capacidad del sustrato en función del número de celdas; V = 0 V a 0.88 GHz129 |
| Figura 4.4: | $\rm C_{11}$ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz130 |
| Figura 4.5: | $\rm C_{11}$ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz131 |
| Figura 4.6: | C_{22} frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz131 |
| Figura 4.7: | $\rm C_{22}$ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz |
| Figura 4.8: | Error máximo relativo de C_{11} modelado y medido |
| Figura 4.9: | Error máximo relativo de C_{22} modelado y medido |
| Figura 4.10: | Modelo capacitivo con la capacidad del interconexionado distribuida |
| Figura 4.11: | Capacidad entre puertos, C ₁₂ , en función del número de celdas del varactor135 |
| Figura 4.12: | Modelo capacitivo-inductivo inicial |
| Figura 4.13: | Representación de $\omega\text{-Im}(1/\text{y}_{11})$ vs. ω^2 138 |
| Figura 4.14: | Inductancia frente al número de celdas horizontales y verticales |
| Figura 4.15: | Modelo capacitivo-inductivo final140 |
| Figura 4.16: | Capacidad máxima frente a la frecuencia desde ambos puertos. Porcentaje de error141 |
| Figura 4.17: | Error relativo de C_{11} con el modelo capacitivo-inductivo; V = 0 V |
| Figura 4.18: | Error relativo de C_{22} con el modelo capacitivo-inductivo; V = 0 V |
| Figura 4.19: | Variación de la capacidad medida y modelada desde el puerto 1 para los varactores V17-V21; V = 0 V144 |
| Figura 4.20: | Variación de la capacidad medida y modelada desde el puerto 1 para los varactores V22-V26; V = 0 V145 |
| Figura 4.21: | Error relativo para C ₁₁ en el varactor V22, al variar la tensión de polarización147 |
| Figura 4.22: | Error relativo para C ₂₂ en el varactor V22, al variar la tensión de polarización147 |
| Figura 4.23: | Correspondencia de los elementos del modelo resistivo con la estructura de capas del varactor de canal enterrado 149 |

| Figura 4.24: | Circuito del modelo resistivo. | . 150 |
|--------------|---|-------|
| Figura 4.25: | Tiempo de vida medio y longitud de difusión de los electrones, frente a la concentración de dopaje tipo P. | . 152 |
| Figura 4.26: | Tiempo de vida medio y longitud de difusión de los huecos, frente a la concentración de dopaje tipo N. | . 152 |
| Figura 4.27: | Representación de las resistencias que forman parte de la resistencia del pozo N. | .154 |
| Figura 4.28: | Representación para el cálculo de la resistencia R _{pn1} . (a) Vista superior. (b) Vista lateral. | .154 |
| Figura 4.29: | Representación para el cálculo de las resistencias de la difusión P ⁺ a la N ⁺ , en la celda donuts | . 156 |
| Figura 4.30: | Sección rectangular para el cálculo de la resistencia entre las difusiones P^+ y $N^+.$ | . 156 |
| Figura 4.31: | Distancias y características de la celda donut | . 157 |
| Figura 4.32: | Distancias $a_{2_i} y b_{2_i}$ de la celda donut con i=2 para R_{pn_2} e i=3 para R_{pn_3} | . 157 |
| Figura 4.33: | Circuito simplificado del modelo resistivo para el cálculo de $R_{ps} \ y \ R_s.$ | .160 |
| Figura 4.34: | Impedancia del bloque 1 frente a ω^2 , para V22; V= 0 | .161 |
| Figura 4.35: | Resistencias del sustrato, extraídas y modeladas, en función del número de celdas. | . 162 |
| Figura 4.36: | Resistencias desde el pozo al sustrato, extraídas y modeladas, en función del número de celdas. | . 163 |
| Figura 4.37: | Impedancia del bloque 2 frente al cuadrado de la pulsación para V22; V = 0 V. | .165 |
| Figura 4.38: | Resistencia de contacto en función del número de celdas del varactor, n. | . 166 |
| Figura 4.39: | Resistencia de contacto extraída y modelada para cualquier varactor. | . 167 |
| Figura 4.40: | Circuito del modelo resistivo para V22. | . 168 |
| Figura 4.41: | Valores medidos y modelados para el varactor V22 (60 celdas) a 0 V. | . 169 |
| Figura 4.42: | Error relativo de C_{11} en el modelo resistivo; V = 0 V | . 170 |
| Figura 4.43: | Error relativo de C ₂₂ en el modelo resistivo; V= 0 V | . 171 |
| Figura 4.44: | Resistencias medidas y modeladas desde los puertos 1 (a) y 2 (b). | . 173 |
| Figura 4.45: | Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 1, R ₁₁ | .173 |

| Figura 4.46: | Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 2, R ₂₂ 17 | '3 |
|--------------|--|----|
| Figura 4.47: | Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 1, Q ₁₁ ; V = 0 | '4 |
| Figura 4.48: | Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 2, Q ₂₂ ; V = 0 V | '4 |
| Figura 4.49: | Error relativo de C ₁₁ en el varactor V22 al variar la tensión de polarización. | '6 |
| Figura 4.50: | Error relativo de C ₂₂ en el varactor V22 al variar la tensión de polarización. | '6 |
| Figura 4.51: | Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 1, R ₁₁ para V2217 | '8 |
| Figura 4.52: | Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 2, R ₂₂ para V2217 | '8 |
| Figura 4.53: | Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 1, Q ₁₁ para V2217 | '9 |
| Figura 4.54: | Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 2, Q ₂₂ para V2217 | '9 |
| Figura 4.55: | Circuito de simulación capacidad vs. tensión en ADS | 30 |
| Figura 4.56: | Simulación capacidad vs. tensión. (a) V22-ADS. (b) V22-ViRM. (c) V23-ADS. (d) V23-ViRM; f = 2.4 GHz | 80 |
| Figura A.1: | Layout del varactor (4 celdas)20 |)6 |
| Figura A.2: | Layout del varactor (9 celdas)20 |)7 |
| Figura A.3: | Layout del varactor (16 celdas)20 | 8 |
| Figura A.4: | Layout del varactor (21 celdas)20 | 19 |
| Figura A.5: | Layout del varactor (42 celdas)21 | .0 |
| Figura A.6: | Layout del varactor (60 celdas)21 | .1 |
| Figura A.7: | Layout del varactor (90 celdas)21 | .2 |
| Figura A.8: | Layout del varactor (504 celdas)21 | .3 |
| Figura A.9: | Layout del varactor (630 celdas)21 | .4 |
| Figura A.10: | Layout del varactor (840 celdas)21 | .5 |
| Figura B.1: | Esquemático del VCO para DVB-H21 | .9 |
| Figura B.2: | (a) Microfotografía del varactor de 90 celdas. (b) Capacidad vs. | |

| Figura B.4: | Rango de sintonización del VCO | 222 |
|--------------|--|-----|
| Figura B.5: | Espectro del VCO con un span de 500 MHz | 222 |
| Figura B.6: | Esquemático del VCO para WLAN | 223 |
| Figura B.7: | (a) Microfotografía del varactor de 60 celdas. (b) Capacidad <i>vs.</i> tensión desde el puerto 1 | 224 |
| Figura B.8: | Detalle del VCO para WLAN | 225 |
| Figura B.9: | Rango de sintonización del VCO | 225 |
| Figura B.10: | Espectro de frecuencia con span de 100 MHz | 226 |
| Figura C.1: | Figura de la celda básica V1 (donut de canal enterrado). (a) Captura de <i>Cadence</i> . (b) Captura del editor de estructura <i>Sentaurus</i> | 228 |
| Figura C.2: | Primer mallado en toda la estructura con concentración de dopaje como función de refinamiento | 229 |
| Figura C.3: | Segundo mallado con potencial electrostático como función de refinamiento | 229 |
| Figura C.4: | Curva característica simulada capacidad-tensión (f = 2 GHz), observada desde el ánodo | 230 |

Índice de tablas

| Tabla 1.1: | Comparativa entre semiconductores para varactores, y sus factores de calidad. | 12 |
|--------------------|---|----|
| Tabla 1.2 | Características de VCO fabricados. | 16 |
| | | |
| Tabla 2.1: | Características de la tecnología s35d4. | 22 |
| Tabla 2.2: | Área y perímetro de las difusiones en las celdas enterradas | 31 |
| Tabla 2.3 | Área y perímetro de las difusiones de la celda tipo interdigited | 31 |
| Tabla 2.4: | Valores de las uniones PN internas. | 36 |
| Tabla 2.5 | Área lateral y superficial de PDIFF, canal enterrado y pozo N | 37 |
| Tabla 2.6 | Constantes físicas. | 37 |
| Tabla 2.7 | Promedio de C _{par} para <i>V46-planopp</i> | 40 |
| Tabla 2.8 | Resumen de resultados | 42 |
| Tabla 2.9 | Parámetros para el cálculo del área de la difusión P ⁺ | 47 |
| Tabla 2.1 | D: Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P ⁺ | 51 |
| Tabla 2.1 : | L: Celdas aisladas de unión enterrada | 54 |
| Tabla 2.12 | 2: Características de los varactores diseñados con celdas de unión enterradas. | 55 |

| Tabla 2.13 | : Valores de X _{cbi} e Y _{cbi} para celdas en islas | 58 |
|------------|--|----|
| Tabla 2.14 | : Parámetros para el cálculo del área de la difusión P ⁺ en celdas PN | 59 |
| Tabla 2.15 | : Parámetros para el cálculo del área de la difusión P ⁺ en celdas PP. | 61 |
| Tabla 2.16 | : Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P ⁺ en celdas PN | 63 |
| Tabla 2.17 | : Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P ⁺ en celdas PP | 66 |
| Tabla 2.18 | : Parámetros para el cálculo del área de la difusión P ⁺ en celdas PP1, FLAT y MAT | 67 |
| Tabla 2.19 | : Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P ⁺ en celdas PP1, FLAT y MAT | 68 |
| Tabla 2.20 | : Parámetros para el cálculo del área de la difusión P ⁺ en celdas PP1-max. | 70 |
| Tabla 2.21 | : Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P ⁺ en celdas PP1-max. | 71 |
| Tabla 2.22 | : Celdas en islas diseñadas. | 72 |
| Tabla 2.23 | : Varactores diseñados con celdas en islas | 72 |
| Tabla 3.1: | Valores permitidos para las variables | 86 |
| Tabla 3.2: | Constantes de la curva de aproximación de la frecuencia de resonancia frente a la tensión. | 92 |
| Tabla 3.3: | Comparativa entre varactores con el mismo área | 00 |
| Tabla 3.4: | Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PN-PN21 | 02 |
| Tabla 3.5: | Rango de sintonización y factor de calidad de varactores con celdas tipo islas PP-PP11 | 03 |
| Tabla 3.6: | Parámetros de ajuste para la curva de aproximación de C _{máx} , frente al número de celdas1 | 05 |
| Tabla 3.7: | Comparativa entre varactores con diferente número de celdas1 | 07 |
| Tabla 3.8: | Comparativa de TR y Q _{min} para varactores con igual número de celdas | 10 |
| Tabla 3.9: | Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PP 1 | 12 |
| Tabla 3.10 | : Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PN con diferentes distancias entre difusiones N ⁺ enterradas1 | 14 |

| Tabla 3.11 | : Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PP-PP1 donde se varía la separación entre difusiones P ⁺ |
|------------|---|
| Tabla 3.12 | : Rango de sintonización y factor de calidad en varactores con celdas en islas y enterradas118 |
| Tabla 4.1: | Áreas y perímetros de los varactores diseñados 126 |
| Tabla 4.2: | Parámetros de ajuste de C _{par} 127 |
| Tabla 4.3: | Capacidades de unión internas de los varactores; V= 0 V 127 |
| Tabla 4.4: | Parámetros de ajuste de $C_{\rm s}.$ |
| Tabla 4.5: | Capacidades parásitas calculadas de los varactores 129 |
| Tabla 4.6: | Parámetros de ajuste de C ₁₂ 135 |
| Tabla 4.7: | Capacidades en los varactores debidas al conexionado; V = 0 V a 0.88 GHz |
| Tabla 4.8: | Inductancias calculadas de los varactores |
| Tabla 4.9: | Parámetros de ajuste en el cálculo de las inductancias |
| Tabla 4.10 | : Valores del error relativo en C ₁₁ y C ₂₂ ; V = 0 V |
| Tabla 4.11 | : Capacidades de unión de V22, para distintas tensiones de polarización en inversa |
| Tabla 4.12 | : Valores del error relativo para C ₁₁ y C ₂₂ de V22, a distintas tensiones de polarización148 |
| Tabla 4.13 | : Valores del tiempo de vida medio y la longitud de difusión de los portadores minoritarios152 |
| Tabla 4.14 | : Resistencias de unión a V = 0 V |
| Tabla 4.15 | : Parámetros geométricos en el cálculo de la resistencia del pozo. |
| Tabla 4.16 | Resistencias en el pozo de los varactores; V = 0 V 159 |
| Tabla 4.17 | : Resistencias de sustrato, y entre el pozo y el sustrato de los varactores |
| Tabla 4.18 | : Parámetros de ajuste para el cálculo de R _s |
| Tabla 4.19 | : Parámetros de ajuste para el cálculo de R _{ps} |
| Tabla 4.20 | Datos para verificar la aproximación a una constante |
| Tabla 4.21 | : Resistencia de contacto extraída, V = 0 V 165 |
| Tabla 4.22 | Parámetros de ajuste para el cálculo de R |
| Tabla 4.23 | Parámetros de ajuste para el cálculo de R en cualquier varactor. 167 |
| Tabla 4.24 | Resistencias internas e inductancias de los varactores con polarización nula |

| Tabla 4.25: Valores del error relativo para C_{11} y C_{22} con el modelo resistivo; | |
|---|-----|
| V = 0 V | 172 |
| Tabla 4.26: Variación de R _{pn} con la tensión de polarización inversa | 175 |
| Tabla 4.27: Valores del error relativo para C11 y C22 con variacionesde tensión. | 177 |

| Tabla A.1: | Valores de los componentes del modelo (4 celdas) | .206 |
|------------|--|------|
| Tabla A.2: | Valores de los componentes del modelo (9 celdas) | .207 |
| Tabla A.3: | Valores de los componentes del modelo (16 celdas) | .208 |
| Tabla A.4: | Valores de los componentes del modelo (21 celdas) | .209 |
| Tabla A.5: | Valores de los componentes del modelo (42 celdas) | .210 |
| Tabla A.6: | Valores de los componentes del modelo (60 celdas) | .211 |
| Tabla A.7: | Valores de los componentes del modelo (90 celdas) | .212 |
| Tabla A.8: | Valores de los componentes del modelo (504 celdas) | .213 |
| Tabla A.9: | Valores de los componentes del modelo (630 celdas) | .214 |
| Tabla A.10 | : Valores de los componentes del modelo (840 celdas) | .215 |
| | | |

Acrónimos

| ACP | Air Coplanar Probes |
|--------|---|
| AlAs | Aluminium Arsenide |
| AlGaAs | Aluminium Gallium Arsenide |
| AMS | AustriaMicroSystems |
| BiCMOS | Bipolar Complementary Metal Oxide Semiconductor |
| BOX | Buried OXide |
| DECT | Digital European Cordless Telephone |
| DUT | Device Under Test |
| CMOS | Complementary Metal Oxide Semiconductor |
| GaAs | Gallium Arsenide |
| GaN | Ga llium N itride |
| GPRS | General Packet Radio Services |
| GPS | Global Positioning System |
| GSG | Ground-Signal-Ground |
| GSM | G lobal S ystem M obile |
| IGV | Island Gate Varactor |
| InAlAs | Indium Aluminum Arsenide |
| InGaAs | Indium Gallium Arsenide |
| InGaN | Indium Gallium Nitride |
| LNA | Low Noise Amplifier |
| LRM | Line-Reflect-Match |
| LRRM | Line-Reflect-Reflect-Match |
| MOS | Metal Oxide Semiconductor |

| NMOS | N-type Metal Oxide Semiconductor |
|-------|--|
| PMOS | P-type Metal Oxide Semiconductor |
| PN | P hase N oise |
| Q | Q uality factor |
| QSOLT | Quick-Short-Open-Load-Thru |
| RF | Radio Frequency |
| RFIC | Radio Frequency Integrated Circuits |
| RFID | Radio Frequency IDentification |
| SiGe | Si licon- Ge rmanium |
| SOI | Silicon On Insulator |
| SOS | Silicon On Sapphire |
| SOLT | Short-Open-Load-Thru |
| TR | Tuning Range |
| TRL | Thru- R eflect-Line |
| SOLT | Short-Open-Load-Thru |
| SOLR | Short-Open-Load-Reciprocal-Thru |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunications System |
| UWB | Ultra Wide Band |
| VCO | Voltage Controlled Oscilator |
| WLAN | Wireless Local Area Networks |

VNA Vector Network Analyzer



A PÍTULO

Introducción

El término "tecnologías inalámbricas" engloba todas aquellas técnicas que, sin utilizar un cable, interconectan los dispositivos que se van a comunicar mediante ondas de radio, microondas o incluso pulsos de luz infrarroja en las comunicaciones digitales.

La tendencia en los equipos de comunicaciones inalámbricos es alcanzar un volumen de producción elevado, autónomo y de bajo coste, que sea capaz de manejar no sólo voz y datos, sino imágenes, posición del usuario, así como el control del hogar digital y el entretenimiento multimedia. Dentro de las principales tecnologías inalámbricas existentes actualmente en el mercado, destacan: las 3G, WiFi, WIMAX, bluetooth, zigbee y RFID, basadas en diferentes estándares: GSM, GPRS, UMTS, IEEE 802.16, IEEE 802.11 e IEEE 802.15, con diferentes velocidades, alcance y frecuencia de funcionamiento. El avance de la tecnología ha hecho posible aumentar la frecuencia de funcionamiento: 0.9 GHz para GSM, 1.8 GHz para GPRS, 2.1 GHz para UMTS, 2.4 GHz para IEEE 802.15 (bluetooth y zigbee), 2.4 y 5 GHz para IEEE 802.11 (WiFi) y de 10 a 66 GHz para IEEE 802.16 (WIMAX).

Este rápido crecimiento en la industria de las comunicaciones inalámbricas demanda la fabricación de circuitos integrados de radiofrecuencia de bajo coste, alto nivel de integración, baja tensión de alimentación, baja disipación de potencia, bajo ruido, baja distorsión y alta frecuencia de funcionamiento. La investigación en microelectrónica para aplicaciones de radiofrecuencia (RF) ha buscado satisfacer estas demandas.

Las actuales tecnologías de fabricación basadas en silicio, CMOS y BiCMOS, han permitido la reducción progresiva de las dimensiones de los transistores, ya en los comienzos de la nanoelectrónica, con el consiguiente aumento de la frecuencia de funcionamiento.

Sin embargo, en circuitos de radiofrecuencia frecuentemente se recurre a elementos pasivos externos, tales como bobinas y varactores, debido a la baja calidad y elevada área ocupada de éstos cuando se integran dentro del circuito integrado. De estos elementos, los varactores, o condensadores de capacidad variable en función de la tensión de polarización aplicada, son el eje principal de este trabajo de investigación.
1.1 Varactores integrados

Un varactor es un dispositivo pasivo no lineal, cuya capacidad se controla mediante la tensión de polarización aplicada. Por tanto está caracterizado por su curva capacidad-tensión.

Es un componente clave en circuitos de sintonización para aplicaciones de radiofrecuencia (RFIC), tales como osciladores controlados por tensión (VCO) integrados [AM00] [SC02] [MTK03] [SSI+05] [BKB+07] [XZZ+09] [MGG+10a] [RLM11] [MGG+12], PLL (bucle enganchado en fase) y sintetizadores de frecuencia [Kra98] [SLK06], amplificadores de bajo ruido [DF07] [TH11], filtros [SHH+05] [Kap07] [HAR11] y multiplicadores de frecuencia [AB07] [SO11]. Se usa normalmente como elemento del tanque resonante LC, donde la frecuencia de resonancia f_r (1.1) es inversamente proporcional a la raíz cuadrada del producto de la capacidad y la inductancia del varactor y la bobina, respectivamente.

$$f_{r} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$
(1.1)

Existen diversas formas de obtener una capacidad variable con la tensión aplicada. Este trabajo se centra en el campo de los varactores integrados.

Los parámetros que caracterizan a un varactor son el factor de calidad, el rango de sintonización, la capacidad máxima y el área efectiva que ocupa. Es importante que la tensión de polarización del dispositivo no supere la tensión de alimentación del varactor porque no resulta práctico en la mayoría de las aplicaciones [FPZ+03].

En la literatura se encuentran muchos diseños de varactores con tecnología bulk [AM99] [PME+00] [MK01] [MTK02] [MRL+07] [MGG+10a] [TH11] y SOI [FPZ+03] [CHW+04] [YZS+04], que aportan diferentes prestaciones en términos de rango de sintonización, factor de calidad y área, dando lugar, por ejemplo, a variaciones en el ruido de fase de los VCO. 1

1.1.1 Parámetros característicos

Dentro de los parámetros que caracterizan a un varactor destacan dos figuras de mérito: el rango de sintonización, TR (*tuning range*) y el factor de calidad, Q, que se detallan a continuación.

Rango de sintonización

El rango de sintonización, TR, representa la variación relativa de la capacidad del varactor para los límites de tensión de polarización a la frecuencia de funcionamiento. Se desea que este rango sea elevado para cualquier frecuencia, pudiéndose definir de dos formas.

La primera de ellas consiste en la relación entre la capacidad máxima y mínima medidas en los límites superior e inferior de la tensión de polarización. [Ped01a]:

$$TR = \frac{C_{max}}{C_{min}}$$
(1.2)

Y en la segunda, esta relación se representa según (1.3) [WHC+00]:

$$TR(\%) = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max} + C_{min}} \times 100$$
(1.3)

En este trabajo se emplea esta segunda definición del rango de sintonización.

Factor de calidad

El factor de calidad, Q, mide la relación entre la energía almacenada y disipada de un componente pasivo [PS98]. Se calcula a partir de los parámetros de admitancia del elemento, como la relación entre el valor absoluto de la parte imaginaria de y_{11} y la parte real, según (1.4).

$$Q = \frac{|\text{Imag}(y_{11})|}{\Re(y_{11})}$$
(1.4)

Para que este factor de calidad sea lo más grande posible, las pérdidas inherentes al dispositivo deben ser pequeñas.

Otros parámetros

Otro parámetro que también se utiliza cuando se trabaja con varactores es el área efectiva de silicio, que representa la capacidad máxima por unidad de área. Interesa que el área efectiva de silicio del varactor sea elevada, para reducir los costes derivados de su tamaño (conseguir, con menor área, una misma capacidad).

Por último, la linealidad, que se utiliza principalmente cuando los varactores se colocan en el diseño de un VCO donde la variación con la frecuencia es una función lineal con la tensión de polarización del dispositivo. Esto implica que la sensibilidad o ganancia del VCO, K_{VCO}, sea constante e independiente de la tensión de sintonización.

1.1.2 Tipos de varactores

Habitualmente los varactores se fabrican en tecnología estándar de silicio, englobándose en dos grandes grupos: los basados en una unión PN y en transistores MOS (Metal-Óxido-Semiconductor).

Tradicionalmente los varactores basados en unión PN ofrecen un rango de sintonización bajo y un factor de calidad moderado [SKP01], mientras que los MOS, tienen mayor rango de sintonización, menor tamaño y consumo de potencia más bajo [AM00] [SEM+99], aunque su capacidad cambia drásticamente en un pequeño rango de tensión [GWS+05].

Varactores PN

En la figura 1.1 se presentan cuatro secciones transversales [Ped01], correspondientes a diferentes uniones PN en tecnología *bulk*, donde la función varactor se obtiene aplicando una tensión inversa de polarización variable (V) entre los terminales de ánodo y cátodo.

En cada una de las secciones se muestra la zona donde se crea la región de deplexión, que origina la capacidad del dispositivo. Para la sección de la figura 1.1.(a) se encuentra entre la difusión P^+ y el pozo N; entre el sustrato y la difusión N^+ en la figura 1.1.(b); entre el pozo P y la difusión N^+ en la figura 1.1.(c) y, por



Figura 1.1 Sección transversal para diferentes tipos de varactores de unión.

último, en la figura 1.1.(d) se sitúa entre el sustrato P y el pozo N. En todas ellas el sustrato es tipo P, y las pérdidas internas se representan por la resistencia dibujada.

De estas cuatro estructuras, la primera de ellas (figura 1.1.(a)) es la que habitualmente se emplea, puesto que presenta el mayor factor de calidad (ya que los portadores mayoritarios son electrones en un pozo N), y existe un control total sobre los terminales, cosa que no ocurre en la figura 1.1.(b) y en la figura 1.1.(d) donde el ánodo está conectado a tierra, por ser también contacto de sustrato.

Es importante conocer la anchura máxima de la zona de deplexión o zona de carga espacial, W, puesto que ésta será la mínima distancia entre las zonas P y N que conforman el varactor. W viene dada por la expresión (1.5).

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Si}}{q} \cdot \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \cdot (V_{bi} + V)}$$
(1.5)

donde:

- ε_{si} es la permitividad del silicio,
- q, la carga eléctrica del electrón en valor absoluto,

- N_A y N_D, las concentraciones de aceptores y donadores en las zonas P y N, respectivamente,
- V, la tensión inversa de polarización del varactor, y
- V_{bi}, el potencial de contacto de la unión.

Por tanto, cuanto mayor sea la tensión inversa de polarización aplicada, V, más ancha será la zona de deplexión y menor será la capacidad de la unión.

La capacidad de un varactor de unión, C, según [Gre07] puede expresarse como:

$$C(V) = C_0 \left(1 + \frac{V}{V_{bi}}\right)^{-\gamma}$$
 (1.6)

donde

$$\gamma = -\frac{dC}{C}\frac{dV}{(V+V_{\rm hi})}$$
(1.7)

es la sensibilidad del varactor, cuyo valor depende del perfil de la concentración de dopaje: abrupto ($\gamma = 0.5$) o hiperabrupto ($1 \le \gamma \le 2$); C₀ es la capacidad máxima del varactor para una tensión de polarización nula. Como resultado la capacidad de la zona de deplexión decrece rápidamente, cuando incrementa la tensión inversa de polarización [CB92].

La diferencia entre un varactor de unión abrupta o hiperabrupta viene dada por la forma de la concentración de dopaje en la región de deplexión del varactor [Gre07]. Para uniones abrupta, la densidad de dopaje es constante a lo largo de la región de deplexión (figura 1.2.(a)) y para uniones hiperabruptas, la densidad de dopaje es una función no lineal (figura 1.2.(b)).



Figura 1.2 Perfil de la concentración de dopaje en la unión. (a) Abrupta. (b) Hiperabrupta. [Gre07]

También es posible formar un varactor PN empleando la estructura colectorbase de un transistor bipolar [BSJ+97] o utilizando un varactor de unión con una puerta (figura 1.3), es decir, que los dos terminales (ánodo y cátodo) del dispositivo estén separados por una puerta de polisilicio, mejorando el factor de calidad y el rango de sintonización [GWS+05].



Figura 1.3 Corte transversal del varactor de unión con puerta de polisilicio.

Otra de las propuestas encontradas en la literatura para conseguir elevados factores de calidad es la de Debroucke [DJL+10], donde se ha hecho una adaptación de la estructura clásica de un varactor P⁺- pozo N para usar las capas propias de los transistores bipolares, con una tecnología BiCMOS de 0.13 μ m. Entre las capas disponibles, usa N⁺ sinker para reducir la resistencia de contacto del ánodo, y una capa N⁺ enterrada, para tener conectados internamente todos los ánodos así como, trincheras (*trench*) profundas que mejoran el aislamiento entre elementos, reduciendo las capacidades parásitas del sustrato. (figura 1.4).



Figura 1.4 Corte transversal del varactor P⁺- Pozo N de alto Q.

Varactores MOS

Los transistores MOS pueden actuar como un condensador, cuando se le aplica una tensión entre la puerta del dispositivo y el terminal que resulte de unir la fuente, el drenador y *bulk*. Esta estructura, en función del tipo de MOS que se emplee y de la tensión que se aplique, puede operar en diferentes regiones: inversión, deplexión y acumulación. La figura 1.5 muestra diferentes configuraciones del varactor MOS, junto con su respuesta característica [AM00] [Ped01a].

La estructura de la figura 1.5.(a) corresponde a un PMOS. El componente se encuentra en la región de inversión cuando la tensión aplicada, V_{GB} , es mucho mayor que la tensión umbral del dispositivo, V_t , y en acumulación si V_{GB} es suficientemente negativa. En ambos casos, la capacidad es igual a la capacidad del óxido de puerta (1.8). Entre ambas regiones se encuentra la de deplexión, en la que la capacidad del varactor se corresponde con las capacidades en serie del óxido de puerta y de la zona de vaciamiento creada.

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox} \cdot A}{t_{ox}}$$
(1.8)

donde:

- ε_{ox}, es la permitividad del óxido de puerta,
- A, el área de la puerta, y
- t_{ox}, el espesor del óxido de puerta.

En la estructura de la figura 1.5.(b) de un PMOS, la función del varactor se alcanza cambiando el modo de funcionamiento de deplexión a inversión, lo que conlleva una variación de la capacidad de un valor mínimo a otro máximo, tal y como se indica en dicha figura.

Por el contrario, en la estructura de un NMOS de la figura 1.5.(c), la capacidad del varactor se genera al cambiar el modo de funcionamiento de acumulación a deplexión, en función de la tensión aplicada, pasando esta vez de un valor máximo a otro mínimo.

En la literatura se han propuesto algunas variaciones a las estructuras MOS de la figura 1.5, como el varactor MOS de tres terminales [SMC00], que funciona

operando entre las regiones de acumulación y deplexión. En este varactor la anchura de la zona de vaciamiento es mayor que la alcanzable con un varactor MOS de dos terminales estándar, lo que permite aumentar el rango de sintonización. Para conseguirlo se incorpora una región P⁺ a la estructura NMOS. Las difusiones P⁺ y N⁺ están alojadas en el mismo pozo N, separadas convenientemente por una porción de pozo N (figura 1.6.(a)).

En general, la capacidad y resistencia del varactor tienen una fuerte dependencia con el *layout* diseñado, cuya influencia se acentúa a medida que aumenta el tamaño del varactor [MLG+08]. A fin de reducir la resistencia, en el *layout* de grandes varactores se emplean varias ramas o dedos en paralelo.



Figura 1.5 Diferentes estructuras MOS con su respuesta característica. (a) Con los terminales drenador, fuente y *bulk* unidos. (b) PMOS en modo inversión. (c) NMOS en modo acumulación.

1

Morandini [MLG+08] propone el *layout* de un varactor con forma de *gofres* o rejilla, para reducir a la vez el área del dispositivo, la resistencia y la capacidad fuente/drenador al sustrato. Utiliza un varactor MOS N⁺poly - pozo N, en el que su celda unitaria está formada por una región cuadrada con una matriz de cuatro contactos, divididos por pares de puertas de polisilicio (figura 1.6.(b)). La región activa se comparte entre 2 y 4 puertas vecinas, por lo que la capacidad del sustrato (unión fuente/drenador al sustrato) puede reducirse significativamente. En otra de sus propuestas [MDL+09] Morandini define un varactor diferencial (figura 1.6.(c)), con una arquitectura de múltiples dedos con dos accesos simétricos (in1 e in2). En ambos casos, cada celda está rodeada por una conexión P⁺ que mejora el potencial de cada puerto.

Yongho Oh [OKL+09] sugiere un nuevo varactor MOS de elevado factor de calidad que denomina IGV (varactor de puerta en isla). El dispositivo se compone de varias puertas en isla de forma cuadrada, cada una de ellas rodeada por la



(a)





Figura 1.6 Variaciones en la estructura MOS. (a) Varactor MOS de tres terminales. (b) Varactor con forma de *gofres*. (c) Varactor diferencial. (d) Varactor IGV.

fuente/drenador (figura 1.6.(d)). Con esta estructura se consigue reducir la resistencia de puerta y disminuir la resistencia del canal.

Otras estructuras de varactores

A pesar que el silicio sigue siendo el semiconductor más empleado en aplicaciones de RF, existen otros compuestos que presentan características que los hacen atractivos para su uso en estas aplicaciones, como el arseniuro de galio (GaAs) [KLK+96], el fosfuro de indio (InP) [BDW+00], y en particular los de GAP de energía ancho como el nitruro de galio (GaN) [JPC10] y el carburo de silicio (SiC) [SNT+08] [RWH08].

Las heteroestructuras son también empleadas en los varactores. Una heteroestructura combina al menos dos capas de semiconductores con distinto GAP de energía, como AlGaAs/GaAs [YKN+92], InGaN/GaN [LWG+10], AlGaAs/InGaAs, InGaAs/InAlAs/AlAs [TSV+11] y procesos de silicio-germanio (SiGe) integrados con Si para formar estructuras CMOS o BiCMOS para aplicaciones de alta velocidad y radiofrecuencia [Pei01] [RMC+04] [CDG+05] [MLG07] [SDT+08] [OHS+09] [MGG+12].

A modo de comparativa, la tabla 1.1 incluye la movilidad, μ , y tensión de ruptura, E_{bk}, de varios semiconductores que se usan en varactores, así como el factor de calidad mínimo de éstos. El producto μE_{bk}^2 constituye una figura de mérito (FoM) del material, que indica el potencial de éste para lograr un factor de calidad alto. [LWG+10]

| | Si | GaAs | InP | GaN |
|---|------|------|------|------|
| μ (cm²/Vsec) | 1200 | 4000 | 3500 | 500 |
| E _{bk} (MV/cm) | 0.25 | 0.35 | 0.40 | 2.5 |
| μE_{bk}^{2} (10 ¹² V/sec) | 75 | 490 | 560 | 3125 |
| Q _{min} varactor | 30 | 195 | 223 | 1240 |

Tabla 1.1 Comparativa entre semiconductores para varactores, y sus factores de calidad. [LWG+10]

1.1.3 Otras tecnologías

Además de las tecnologías de silicio *bulk*, existen otras, como silicio sobre aislante (SOI) o una variación de ésta, silicio sobre zafiro (SOS) que presentan menores capacidades parásitas y, por tanto, dispositivos con mayor rango de sintonización [YZS+04]. La capa aislante, que separa el área activa de los dispositivos con el sustrato de silicio, es generalmente de óxido de silicio y se conoce como BOX (óxido enterrado). La capacidad de la capa BOX puede incorporarse a los modelos de los varactores, mejorando las predicciones armónicas del circuito [PSS10].

De los estudios realizados sobre varactores empleando estas tecnologías destacan:

- Shen [SPM+01] presenta una estructura gated de tres terminales para varactores con tecnología SOI. Consiste en un diodo lateral N⁺/N⁻/P⁺ y un nodo adicional de puerta fabricados en SOI. Esta estructura es similar a un PMOSFET (compatible con procesos CMOS) con la excepción de que el drenador P⁺ se ha reemplazado por un drenador N⁺. El varactor resultante tiene un factor de calidad alto, un rango de sintonización amplio, así como una alta sensibilidad.
- Chen [CHW+04] estudia las características eléctricas de varactores MOS en tecnología SOI a varias temperaturas, llegando a la conclusión de que la capacidad en la región de deplexión se incrementa ligeramente con el aumento de la temperatura, para dispositivos en modo acumulación, y que el factor de calidad decrece al incrementar la temperatura.
- Yan [YZS+04] realiza una comparativa del rango de sintonización entre varactores realizados con tecnología *bulk* y SOI. Como en los varactores MOS, la capacidad máxima tiene un valor fijo determinado por la capacidad de puerta que depende de su área y del grosor del óxido, para maximizar el rango de sintonización, sólo se puede actuar minimizando la capacidad mínima. En el caso de la tecnología SOI se consigue reduciendo el espesor del silicio. De esta forma, los varactores fabricados con SOI presentan un mayor TR.

1.1.4 Modelado de varactores

Existen numerosos trabajos centrados en el modelado de varactores. La mayoría de ellos son empíricos, en el que los datos medidos verifican el modelo sobre un rango de frecuencias y tensiones.

Para varactores MOS en acumulación, Rustagi [RL00] presenta un modelo válido para un intervalo de tensión de -2 a 2 V, con un rango de frecuencia que alcanza los 10 GHz. Los varactores utilizados fueron fabricados con una tecnología CMOS de 0.25 μ m. Destaca el que las variaciones de tensión se emulan por medio de fuentes de tensión controlada por tensión. Otro modelo para CMOS 0.25 μ m es presentado por [MKT02], con un rango de tensión de 0 a 2.5 V, y frecuencias inferiores a 5 GHz.

El modelo definido por Geng [GYC+00] utiliza varactores fabricados con una tecnología CMOS de 0.35 µm. Los varactores estudiados tienen una capacidad de 5, 10 y 20 pF, en un rango de tensión de -0.5 a 2 V y a dos frecuencias de funcionamiento: 1.04 GHz y 2.44 GHz. La resistencia y la capacidad de los varactores se modelan a través de expresiones polinómicas.

También ha sido modelada la respuesta con la temperatura de la capacidad de varactores MOS [SEW+02], fabricados con un proceso BiCMOS, a diferentes tensiones de polarización y para frecuencias inferiores a 10 GHz.

Molnár [MRH+02] modela la capacidad de varactores MOS, mediante el modelo *SPICE* para MOSFET, BSIM3v3. Song [SS03] y Hu [HLL+10] presentan el mismo circuito equivalente para tecnología de 0.18 μm y 0.13 μm, respectivamente, a frecuencias inferiores a 18 GHz los primeros, y 40 GHz, los segundos.

El modelo de Dunwell [DF07] se basa en parámetros tecnológicos y las dimensiones del *layout*, lo que lo hace adaptable a cualquier tamaño de varactor y tecnología utilizada. Finalmente Zhu [ZGV+10] desarrolla su modelo físico MOSVAR basado en el potencial superficial, incluyendo los elementos intrínsecos y parásitos del dispositivo. Para varactores de unión, Ahn propone un modelo físico, cuyo circuito equivalente se corresponde con la estructura interna del dispositivo, y con el que se extraen los elementos del modelo directamente desde los parámetros en Y [AHS03]. Los varactores se fabricaron con una tecnología CMOS de 0.25 μ m, y la validez del modelo alcanza los 20 GHz.

Por último, Gutiérrez [Gut04] diseñó diversos tipos de varactores integrados, basados en la unión PN y en transistores MOS, elaborando una librería de varactores para la *foundry* AMS, así como modelos de banda ancha de más de 5 GHz, que permiten utilizar los varactores en aplicaciones multi-estándar, facilitando el trabajo a los ingenieros de RF.

1.1.5 Aplicaciones de los varactores integrados

Uno de los circuitos más implementados que utiliza varactores integrados es el VCO. Se han diseñado y fabricado VCO utilizando un amplio abanico de tecnologías de fabricación, a diferentes frecuencias de funcionamiento, tal y como se recoge en la tabla 1.2.

Dentro de los últimos trabajos encontrados en la literatura, relacionados con la utilización de varactores, destacan los siguientes:

- Shim plantea el uso de varactores simétricos integrados en multiplicadores de frecuencia, con una respuesta capacidad-tensión simétrica, y corriente-tensión asimétrica. Se forman con dos varactores MOS conectados en paralelo, uno tipo P y otro N, fabricados en un proceso CMOS de 130 nm [SO11].
- Tsai [TH11] propone el uso de varactores de unión para el circuito de protección ESD, descarga electrostática, para un amplificador de bajo ruido diseñado con tecnología CMOS de 65 nm.
- Oh [Oh11] explota las ventajas de la sintonización de varactores, para diseñar un LNA cuatribanda conmutable en CMOS 0.18 μm. Para ello, incluye en el diseño un condensador externo en serie con un varactor MOS, a la entrada y salida del circuito.

| Referencia | Tecnología | Tipo de varactor | Frecuencia |
|------------|------------------|------------------|------------|
| [MMD11] | 65 nm CMOS | AMOS | 27 GHz |
| [ML11] | 0.18 μm CMOS | PMOS | 3.125 GHz |
| [KDP11] | 65 nm CMOS | AMOS | 60 GHz |
| [PRM+09] | 0.35 μm SiGe | unión C-B | 80 GHz |
| [OHS+09] | 0.25 μm SiGe | AMOS | 22 GHz |
| [JLW+09] | 0.18 μm CMOS | AMOS | 5.6 GHz |
| [SDT+08] | 0.35 µm SiGe | nMOS y pMOS | 5 GHz |
| [SAR+07] | 90 nm CMOS | AMOS | 6 GHz |
| [JBG07] | 0.13 μm CMOS | AMOS | 5.8 GHz |
| [CF06] | 0.18 μm CMOS | AMOS | 38 GHz |
| [WY05] | 0.18 μm CMOS | IMOS | 5.9 GHz |
| [HLH+05] | 0.13 μm CMOS | MOS | 5.2 GHz |
| [MKK+04] | 0.5 μm SiGe | unión PNO | 4.34 GHz |
| [LW04] | 0.18 μm CMOS | unión PN | 2.4 GHz |
| [FKP+04] | 0.13 μm SOI CMOS | AMOS | 40 GHz |
| [FPZ+03] | 0.13 μm SOI CMOS | AMOS | 4.353 GHz |
| [SC02] | 0.35 μm CMOS | MOS | 2.1 GHz |
| [Tie01] | 0.25 μm CMOS | pMOS y nMOS | 1.85 GHz |
| [AM99] | 0.8 μm CMOS | pMOS | 2.4 GHz |

Tabla 1.2 Características de VCO fabricados.

1.2 Objetivos

El objetivo de esta tesis se centra en la búsqueda de nuevas estructuras para varactores de unión PN, que mejoren el factor de calidad y el rango de sintonización de los existentes en las librerías comerciales, ajustándose a las necesidades del diseñador.

Para ello se diseñan, simulan, modelan, fabrican y caracterizan varactores integrados de unión PN en tecnología de bajo coste (BiCMOS), en el rango de frecuencias de 0.5 a 10 GHz, lo que permite abarcar numerosos estándares de radiofrecuencia: GSM, GPS, DECT, UMTS, *Bluetooth*, WLAN, UWB,...

Para el diseño de los varactores integrados se establece una metodología de trabajo basada en la repetición de celdas, entendiendo como celda el mínimo *layout* que contiene todas las capas necesarias para generar un varactor.

Se realizarán celdas con diferentes formas que se utilizarán en diversos varactores. Los varactores fabricados se medirán, llevando a cabo numerosas comparativas entre ellos, a fin de destacar aquéllos que posean unas buenas figuras de mérito. Las medidas se realizan sobre oblea (*on-wafer*), así que para que sean fiables se precisa de una técnica de medida que permita la repetibilidad de los resultados.

Dada la experiencia del grupo donde se enmarca esta tesis, se incluye como objetivo, la realización de una herramienta *software* que gestione eficientemente los datos generados de las medidas. Esta herramienta, previa al modelado y caracterización de los dispositivos, debe generar, a partir de los ficheros de medidas realizados, las gráficas de los parámetros de capacidad, resistencia y factor de calidad, frente a la tensión de polarización del dispositivo o a la frecuencia de funcionamiento, desde cualquier terminal.

Por último, el objetivo principal de esta tesis es desarrollar un modelo que estime la respuesta del varactor teniendo en cuenta la estructura de capas que lo forman. Este modelo debe ser válido tanto en las variaciones de tensión, como de frecuencia, aplicadas al dispositivo. Con el fin de verificar la viabilidad del trabajo realizado, se implementan dos VCO con varactores diseñados en esta tesis.

Para alcanzar los objetivos expuestos se trabaja con un total de 58 varactores integrados, diseñados con la tecnología BiCMOS SiGe 0.35 μm de AMS.

1



En la figura 1.7 se muestra uno de los tres RUN realizados.

Figura 1.7 Layouts del RUN en BiCMOS SiGe 0.35 µm de AMS.

1.3 Estructura de la memoria

El trabajo realizado en la presente tesis doctoral se desglosa en cinco capítulos y cuatro anexos, cuyo contenido se detalla a continuación.

- En el Capítulo 1 se presenta una introducción a los varactores integrados, con su clasificación y parámetros característicos, así como los objetivos que se pretenden alcanzar en este trabajo de investigación.
- En el Capítulo 2 se estudia la tecnología de fabricación utilizada para los varactores. Se presentan diferentes técnicas para diseñar la celda, que constituye la unidad elemental del varactor. Para ello, se calculan las distancias óptimas entre las distintas capas que forman el componente, las diferentes concentraciones de dopaje y la estimación del área que

ocupará el varactor. Asimismo, se obtienen el área y perímetro de la difusión P^+ , en función de la celda empleada y su geometría, claves para la estimación de la capacidad, rango de sintonización y factor de calidad del varactor.

En el Capítulo 3 se establece la técnica de medición empleada. Con ella se obtienen resultados medidos fiables, mediante un proceso que garantiza su repetibilidad. Se establecerá el sistema de medida con la estructura que rodea al varactor, así como las técnicas de calibración y de *de-embedding* utilizadas que generan los parámetros S del elemento pasivo, y por tanto, las medidas del varactor sobre oblea. Posteriormente se utilizará una herramienta de desarrollo propio (ViRM), para el tratamiento de los datos generados.

También se presentan una serie de comparativas entre los varactores diseñados, con el objetivo de clasificarlos en función de sus parámetros característicos: rango de sintonización, factor de calidad y capacidad máxima por unidad de área.

En el Capítulo 4 se presentan los modelos realizados, para varactores basados en un tipo de celda de canal enterrado denominada *donuts*. Tres modelos, con sus respectivas limitaciones, describen las prestaciones de los varactores integrados, diseñados y fabricados con la tecnología AMS 0.35 μm. El primer modelo, denominado capacitivo, sólo contiene las capacidades internas del dispositivo y por tanto, válido a frecuencias bajas. El segundo modelo, el inductivo-capacitivo, incorpora las inductancias del dispositivo para mejorar la respuesta en frecuencia. Y por último, el modelo resistivo incluye todos los elementos posibles (capacidades, inductancias y resistencias) ofreciendo una mejor aproximación a la respuesta del varactor. Todos estos modelos se han validado con la medida de diez varactores.

- En el Capítulo 5 se exponen las conclusiones de este trabajo y las líneas futuras de investigación.
- En los Anexos se muestran las gráficas correspondientes a los resultados del modelo resistivo para los diez varactores basados en celdas de canal enterrado tipo donuts (anexo A). Se detallan dos VCO fabricados como aplicación y validación de los varactores diseñados (anexo B). También se describe el flujo de diseño para la simulación con las herramientas de TCAD (anexo C).

Se incluye el listado de las publicaciones y aportaciones a congresos generadas en esta tesis (anexo D).





APÍTULO

Consideraciones en el diseño de las celdas

Antes de abordar el diseño de varactores es necesario estudiar la tecnología de fabricación que se utilizará en estos dispositivos, así como las distintas técnicas empleadas para diseñar las celdas que constituyen la unidad elemental del varactor. Para ello se debe calcular las distancias óptimas de las diferentes capas que forman el componente, las diferentes concentraciones de dopaje y estimar el área que ocupará el varactor. Asimismo se debe calcular el área y perímetro de la difusión P⁺, en función de la celda empleada y su geometría, características claves para la estimación de la capacidad, rango de sintonización y factor de calidad del varactor.

2.1 Análisis y elección de la tecnología de fabricación empleada

En esta tesis doctoral la tecnología utilizada para realizar nuestro estudio de diseño y caracterización de varactores integrados para aplicaciones en radiofrecuencia es proporcionada por la *foundry* Austria Microsystems (AMS) [AMS12], en concreto su tecnología de 0.35 μ m SiGe-BiCMOS (s35d4). Esta tecnología se basa en el proceso CMOS de señal mixta de 0.35 μ m, con un módulo adicional de transistores bipolares de heterounión (HBT) de SiGe, orientado a aplicaciones analógicas de alta frecuencia.

Las características más importantes de esta tecnología se representan en la tabla 2.1:

| Característica | Tecnología s35d4 |
|--------------------------------|------------------|
| Tipo de proceso | BiCMOS - SiGe |
| Longitud del canal MOS | 0.35 μm |
| Tensión de alimentación | 3.3V y 5V |
| Número de capas de metal | 4 |
| Número de capas de polisilicio | 4 |
| Tipo de sustrato | Р |
| Número de máscaras | 31 |

 Tabla 2.1
 Características de la tecnología s35d4.

La elección de esta tecnología se debe principalmente a:

- Su viabilidad en el diseño de un amplio rango de aplicaciones de radio frecuencia de altas prestaciones, donde puede alcanzar los 20 Gb/s;
- su bajo coste, con un precio actual de 900 €/mm² con un área mínima de fabricación de 7 mm² [Eur11];
- su madurez, minimizando las posibles anomalías durante el proceso de fabricación;
- su disponibilidad, a través de Europractice IC (servicio creado por la

Unión Europea en 1995) con cuatro run anuales; y

 la experiencia previa en el diseño de circuitos integrados con su tecnología de 0.8 μm [GGS+03][GGP+03].

En la figura 2.1 se puede ver un esquema del corte transversal correspondiente a la tecnología.



Figura 2.1 Esquema del corte transversal de la tecnología [LL09].

Como se comentó en el apartado 1.2, el objetivo es diseñar nuevos varactores cuyas prestaciones mejoren las de los varactores que ofrece el fabricante en las librerías del *kit* de diseño. Para ello se utilizan todas las capas disponibles en la tecnología, independientemente de que éstas fuesen propias para transistores bipolares y/o MOS.

Los layouts de los varactores se realizan con ayuda de la herramienta CADENCE [Cad11] y el fichero tecnológico s35d4, correspondiente a AMS 0.35µm [AMS05]. Se dibujan manualmente todas las capas que forman el varactor, evitando la generación automática de algunas de ellas, durante el momento de la fabricación, para un mayor control del diseño.

2.2 Definición de celda

La metodología de diseño que se presenta en esta tesis para varactores integrados se basa en la repetición de celdas. Una celda es el mínimo *layout* que incluye todas las capas necesarias para la generación del varactor final. Corresponde a un patrón que se repite horizontal y verticalmente en esta metodología. De tal forma, que al replicar las celdas para crear el varactor, los *layouts* se superponen horizontal y verticalmente.

Un diseño cuidadoso de la celda es esencial, ya que el varactor resultante de su multiplicidad reflejará su respuesta en radiofrecuencia. Así, para obtener diferentes tipos de varactores bastará con modificar la celda.

También se presta atención a las metalizaciones que conectan los terminales de las celdas. Debido a que los varactores serán medidos directamente sobre oblea y, por tanto, dentro de un anillo de guarda (*guard ring*), en todas las celdas se ha elegido una orientación vertical de las metalizaciones por su simplicidad.

Como regla general, las distancias empleadas entre las capas del *layout* de una celda son las mínimas permitidas por la tecnología, para que el área ocupada por los varactores sea la menor posible. Con ello se espera aumentar la frecuencia a la que resuena el varactor, para que éste pueda ser utilizado en un rango de frecuencia más amplio.

Los varactores diseñados emplean celdas con canal enterrado N⁺ y pozo N (salvo unos pocos en los que se elimina el canal enterrado, para estudiar su influencia).

La metodología para diseñar un varactor integrado parte del *layout* de la celda, y consiste en replicar tantas celdas como convengan superponiéndolas horizontal y verticalmente.

Al estar utilizando una metodología de diseño basada en la geometría de las celdas y sus difusiones, se debe estudiar por separado el área de la celda y el área y el perímetro de las difusiones P⁺, valores que influyen en la capacidad final del varactor.

2.2.1 Consideraciones generales

Las celdas serán por tanto la base para el diseño del varactor final y, mayoritariamente, responden a una de las dos estructuras expuestas en la figura 2.2. En ellas, se definen todas las capas que forman el dispositivo: sustrato, canal enterrado N⁺, pozo N y las difusiones para implementar los contactos óhmicos N⁺ y P⁺. Todas las difusiones P⁺ son del tipo isla con una profundidad de 0.2 μ m, mientras que las difusiones N⁺ pueden ser de dos tipos: enterradas (figura 2.2.(a)) o islas (figura 2.2.(b)), en función de si alcanzan o no el canal enterrado N⁺. Esta característica define las celdas diseñadas:

- Celdas de unión enterradas: en las que todas las difusiones $N^{\rm +}$ son enterradas.
- Celdas de unión en islas: en las que las difusiones N⁺ entre difusiones P⁺, son tipo isla. Bordeando exteriormente a las difusiones P⁺ se localizan difusiones N⁺ enterradas.



Figura 2.2 Esquema del corte transversal de las celdas: (a) Celda de unión enterradas. (b) Celda de unión en islas.

Se han diseñado un total de 58 varactores de los cuales 15 tienen una única celda.

La principal contribución a la capacidad en estas estructuras tiene lugar en los pozos. Las difusiones N⁺ hacen de contacto óhmico para el canal enterrado N⁺ o para el pozo N, dependiendo del tipo de celda. Por lo que las zonas de vaciamiento que se generan en el pozo se extienden a partir de las difusiones P⁺ hacia el pozo (regiones sombreadas en color gris de la figura 2.2), a medida que

la polarización inversa del varactor se hace más intensa, disminuyendo la capacidad correspondiente.

Para especificar las difusiones, según la tecnología empleada, se necesitan dos capas: la difusión (DIFF) y la implantación de N⁺ (NPLUS) o P⁺ (PPLUS), en función del tipo de difusión N⁺ o P⁺ que se quiere diseñar. En ambos casos la capa correspondiente a NPLUS (o PPLUS) contiene a DIFF, con una separación entre ambas capas de 0.25 μ m.

La zona de vaciamiento se extiende tanto vertical como horizontalmente. De esta manera, su capacidad asociada viene dada principalmente por dos términos: la capacidad del área formada por la superficie de la difusión P⁺ sobre el pozo N, y la capacidad lateral determinada por el perímetro de la capa *layout* correspondiente a la difusión P⁺ y la profundidad de éste en el pozo N (fijada por la tecnología).

En los varactores diseñados se han buscado distintas alternativas para aumentar la capacidad lateral minimizando el área consumida. Se trata de explotar al máximo las posibilidades de diseño que nos brindan las tecnologías estándares de silicio, favoreciendo la capacidad lateral en estas estructuras. En las estructuras resultantes se deberán determinar los parámetros característicos de los varactores (factor de calidad, rango de sintonización y capacidad máxima por unidad de área).

Como se ha indicado, la anchura de la zona de vaciamiento (W) depende directamente de la tensión de la unión PN en inversa, y crece tanto en profundidad como lateralmente cuando se incrementa esta tensión. Para que la capacidad asociada a la zona de vaciamiento lateral sea modulada en todo instante por la tensión inversa aplicada, ha de evitarse, para el rango de tensiones empleado, que las zonas de vaciamiento laterales debidas a difusiones P⁺ adyacentes en el pozo se solapen. El estudio de la mínima separación que ha de existir entre dos difusiones P⁺ se realiza con simulaciones numéricas con TDEVICE [Syn07].

Así, se ha simulado con TDEVICE un dispositivo en el que se dispusieron dos difusiones P⁺ sobre un pozo N, a distintas distancias, para conocer la separación mínima sin solape de sus regiones de vaciamiento. En concreto, para el pozo N se

2

propuso un rectángulo de 3.3 μ m x 4.3 μ m dopado uniformemente con fósforo (N_D = 1.5x10¹⁶ cm⁻³), mientras que las difusiones P⁺ tenían idénticas dimensiones, 0.95 μ m x 0.2 μ m dopadas uniformemente con boro (N_A = 8x10¹⁹ cm⁻³). Su geometría y mallado se representa en la figura 2.3.



Figura 2.3 Geometría y mallado empleados para la simulación de una estructura con dos difusiones P^+ separadas 0.6 µm.

La separación entre las difusiones P⁺ se ha variado desde 0.4 μ m a 1.4 μ m y el efecto del posible solapamiento entre las correspondientes zonas de vaciamiento se observa a partir de la característica capacidad-tensión en inversa a altas frecuencias (2GHz).

El resultado de las curvas C-V para diferentes separaciones entre las difusiones P⁺, con los valores de concentraciones indicados anteriormente, se recoge en la figura 2.4. Cuando no exista solapamiento lateral entre las zonas de vaciamiento, la curva C-V de la estructura será la misma independientemente de la distancia de separación entre las difusiones P⁺. En el rango de tensiones en inversa empleado (0 - 5 V) esto ocurre para separaciones superiores a 1.2 μ m. Se observa que cuanto mayor es la separación entre las difusiones, mayor será la tensión en inversa para que ocurra el solapamiento. Por ejemplo para una



Figura 2.4 Capacidad vs. tensión en inversa, con dopaje en el pozo N con concentración de 1.5x10¹⁶ cm⁻³.

separación de 1 μ m existe solape a partir de 2.7 V, 1 V para 0.8 μ m y 0.2 V para 0.6 μ m.

Si en la estructura de la figura 2.3 se aumenta el dopaje del pozo N a 8×10^{16} cm⁻³, se observa ahora que una separación mínima de 0.6 µm es suficiente para que no se produzca solapamiento entre las zonas de vaciamiento (ver figura 2.5).

El dopaje real del pozo N es aún mayor, 2.42×10^{17} cm⁻³, como se determinará posteriormente. Por lo que la separación de prevención entre difusiones P⁺ finalmente adoptada, de 0.8 µm, es más que suficiente para todos los varactores, así como evitar solapes en el pozo de zonas de vaciamiento adyacentes. Además, con esta separación se cumplen las reglas de diseño del fabricante.

Como la separación entre difusiones P⁺ y N⁺ alternas es la misma que entre difusiones P⁺, cuando se solventa el problema de solapamiento entre difusiones P⁺ se evita también que el vaciamiento alcance a las difusiones N⁺, ya que la anchura necesaria para la zona de vaciamiento sería entonces el doble.



Figura 2.5 Capacidad vs. tensión en inversa, con dopaje en el pozo N con concentración 8x10¹⁶ cm⁻³.

2.3 Celdas de unión enterradas

Las celdas de unión enterradas se caracterizan porque su estructura PN está formada por difusiones P⁺ en isla sobre el pozo N y difusiones N⁺ que llegan hasta el canal enterrado, y que genéricamente llamamos difusiones N⁺ enterradas. Unas y otras se alternan, tal y como se representa en la figura 2.6.

A partir del corte transversal de la estructura de la celda PN enterrada, y con el objetivo de optimizar la relación entre la capacidad lateral y la capacidad de área, se han definido cuatro celdas. Estas celdas se han diseñado variando la geometría de las difusiones N⁺ y P⁺ (ver figura 2.7). De esta manera se tendrán

| Difusión P ⁺ | Difusión N ⁺ | | Pozo N |
|----------------------------|----------------------------|-------|--------------------------|
| | | Canal | enterrado N ⁺ |
| | | | |
| | | | Sustrato P |

Figura 2.6 Corte transversal de la estructura de la celda PN enterrada.

difusiones con distinto perímetro y área, por lo que se espera variaciones en la capacidad de la celda. La difusión N^+ se localiza en el centro de las cuatro celdas, y su forma atiende a la de las difusiones P^+ que la rodean. Así, la primera de ellas, la difusión P^+ posee una forma que podemos denominar *donut* (figura 2.7.(a)). La segunda estructura, llamada lingotes, está formada por tres barras de difusiones, dos P^+ y la central N^+ (figura 2.7.(b)). En la tercera celda, dos difusiones P^+ cubren los laterales de la celda (figura 2.7.(c)), mientras que en la cuarta celda cuatro difusiones P+ ocupan las esquinas, y darán lugar a cruces de difusiones P^+ con otras celdas adyacentes (figura 2.7.(d)).

Todas las celdas ocupan la misma área total, 143.19 μ m² (12.9 μ m x 11.1 μ m), mientras que el área y el perímetro de las difusiones P⁺ y N⁺ varía. En la tabla 2.2 se presentan los valores del área y perímetro de cada difusión, para los cuatro tipos de celda.



(a) Celda tipo donut (DNT).



(b) Celda tipo lingotes (BAR).



(c) Celda tipo dedos (FIN).

(d) Celda tipo cruces (CRO).

Figura 2.7 Estructura de las cuatro celdas enterradas diseñadas.

Se ha incluido una quinta celda que responde a la estructura de difusiones N⁺ enterradas, denominada *interdigited* (figura 2.8), equivalente a una celda tipo dedos alargando los brazos de las difusiones. La altura de la celda permanece constante. Para ello se aumentará la longitud de la celda un 48%, manteniendo su anchura constante, pasando el área de la celda a ser 212.01 μ m² (19.1 μ m x 11.1 μ m).

| Tipo de celda | Ref | Área Ρ ⁺ (μm ²) | Área N ⁺ (µm ²) | Perímetro P ⁺ (µm) | Perímetro N ⁺ (µm) |
|----------------|-----|---|---|----------------------------------|----------------------------------|
| donuts (DNT) | V1 | 15.68 | 3.60 | 44.80 | 8.40 |
| lingotes (BAR) | V2 | 10.08 | 8.64 | 31.60 | 16.80 |
| dedos (FIN) | V3 | 9.52 | 10.04 | 30.00 | 16.80 |
| cruces (CRO) | V4 | 5.88 | 8.92 | 22.40 | 15.40 |

 Tabla 2.2
 Área y perímetro de las difusiones en las celdas enterradas.

El perímetro y área de las difusiones de esta celda (*interdigited*) se incluyen en la tabla 2.3.

 Tabla 2.3 Área y perímetro de las difusiones de la celda tipo interdigited.

| Tipo de | Ref | Área P ⁺ | Área N ⁺ | Perímetro P ⁺ | Perímetro N ⁺ |
|-----------------------|-----|---------------------|---------------------|--------------------------|--------------------------|
| celda | | (µm ²) | (µm²) | (µm) | (µm) |
| interdigited (IDG) | V5 | 18.34 | 12.90 | 55.20 | 29.80 |



Figura 2.8 Celda interdigited.

2.3.1 Cálculo de la concentración de los dopajes

En la simulación de un dispositivo es necesario contar con el valor de las concentraciones de dopaje de cada una de las zonas del varactor, es decir, sustrato, canal enterrado, pozo N^+ y difusiones N^+ y P^+ . Muchos de estos parámetros no son accesibles en la documentación que el fabricante proporciona de la tecnología, debido a que forma parte confidencial de su proceso tecnológico.

Para obtener esta información se recurre a su estimación comparando las medidas desde ambos puertos de entrada de un varactor específico, con un modelo adecuado que dé respuesta a estos varactores diseñados.

A fin de minimizar el impacto de las capacidades laterales de las difusiones, para una mejor estimación de los dopajes, es conveniente que la relación área/ perímetro de las difusiones P⁺ empleadas sea elevado. Considerando este punto, para el cálculo específico de los dopajes, se diseñó la estructura de la figura 2.9. Constituye una difusión P⁺ en isla (celda *plano_pp*) junto con dos difusiones N⁺ enterradas a cada lado (celda *pp_1*).

Para el diseño de las difusiones según las reglas de diseño de la tecnología se necesitan dos capas, la difusión (DIFF) y la implantación de N⁺ (NPLUS) o P⁺ (PPLUS), en función del tipo de difusión N⁺ o P⁺ que se quiere diseñar.



Figura 2.9 Celda plano_pp + celda pp_1.



Figura 2.10 Varactor V46-planopp.

En ambos casos, la capa correspondiente a NPLUS (o PPLUS) contiene a DIFF, con una separación entre ambas capas de 0.25 μ m.

Las dimensiones de cada una de las difusiones N⁺ son 1 μ m x 4 μ m, mientras que la difusión P⁺ mide 5.1 μ m x 3.7 μ m.

El varactor correspondiente diseñado se denomina V46-plano_pp, y está formado por 42 celdas tipo plano_pp y 42 celdas tipo pp_1, distribuidas en seis columnas y siete filas. En la figura 2.10 se presenta el *layout* resultante con la distribución de columnas y filas y los contactos metálicos empleados. Todas las difusiones P⁺ están conectadas entre sí en la parte superior, formando el ánodo del varactor. De la misma manera todas las difusiones N⁺ están conectadas entre sí, unidas en la parte inferior del *layout*, formando el cátodo del varactor. Esta conexión de ánodo y cátodo será común a todos los varactores de la tesis.

El área del varactor V46-planopp es de 1661.52 μm^2 (60.2 μm x 27.6 μm), y su perímetro es de 175.6 μm .

La figura 2.11 muestra el corte transversal de la estructura correspondiente a la difusión P⁺ en isla. En ella se indican, los dopajes de cada región y las capacidades de las diferentes uniones internas existentes. El circuito resultante

representa el modelo capacitivo propio con las capacidades internas de los varactores de canal enterrado diseñados.





Las capacidades presentes en este modelo son:

- La capacidad de unión entre la difusión P⁺ y el pozo N, C_{i.}.
- La capacidad de unión canal enterrado N⁺ sustrato, C_{ia}.
- La capacidad de unión pozo N sustrato, C_{ia}.
- La capacidad asociada a las pistas metálicas del conexionado, C_{par}.
- La capacidad de la zona neutra del sustrato, C_s.

En la figura 2.12 se muestra la posición de los puertos 1 y 2 en el modelo capacitivo del varactor, que corresponden con el ánodo y cátodo del dispositivo, así como las distintas capacidades del modelo. El sustrato permanece conectado a tierra. A continuación, se define cada una de ellas.



Figura 2.12 Modelo capacitivo del varactor.

Las capacidades de unión

Aparecen tres capacidades de unión, C_{j_1} , C_{j_2} y C_{j_3} . La primera de ellas, corresponde a la unión difusión P⁺- pozo N en inversa, y las otras dos debidas a la unión del sustrato, con el canal enterrado N⁺ (C_{j_2}) y con el pozo N (C_{j_3}).

Cuando estas uniones están polarizadas en inversa, su capacidad [SN07] viene dada por la expresión (2.1), al asumir que las concentraciones de dopaje implicadas son uniformes y su unión abrupta.

$$C_{j_{x}} = \frac{C_{j_{0(x)}}}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{bi_{j_{x}}}}}} \qquad x=1,2,3$$
(2.1)

donde:

- x representa las diferentes uniones PN,

- V, la tensión de polarización en inversa,

- $C_{j_{0(x)}}$ la capacidad máxima de la unión cuando la tensión aplicada, V, es nula, que vale:

$$C_{j_{0(x)}} = \frac{A_{j_{x}}}{\sqrt{\frac{2 \cdot V_{b i_{j_{x}}}}{q \epsilon N_{D_{x}}}}} \quad x=1,2,3$$
(2.2)

- V_{bi}, es el potencial de contacto de la unión, cuya expresión es:

$$V_{bi_{jx}} = \frac{KT}{q} \cdot \ln \frac{N_{A_x} \cdot N_{D_x}}{n_i^2}$$
(2.3)

siendo

- q, la carga eléctrica del electrón en valor absoluto,
- ε, la constante dieléctrica del silicio,
- KT/q, el potencial térmico, y
- n_i la concentración intrínseca de portadores del silicio.
- A_{jx}, N_{Ax} y N_{Dx}, el área y a las concentraciones de dopaje de las diferentes zonas, tal y como se indica en la tabla 2.4.

| x | A _{j_x} | N _{A_x} | N _{D_x} |
|---|---|--------------------------------|------------------------------|
| 1 | difusión P ⁺ (área superficial + lateral) | Dopaje difusión P ⁺ | Dopaje pozo N |
| 2 | canal enterrado (área superficial + lateral) | Dopaje sustrato P | Dopaje canal enterrado N^+ |
| 3 | pozo N (área lateral) | Dopaje sustrato P | Dopaje pozo N |

Tabla 2.4 Valores de las uniones PN internas.

En la figura 2.13 se han representado las zonas correspondientes a las áreas laterales y superficiales utilizadas en el cálculo de las capacidades internas de la celda PN de canal enterrado.

Capacidades parásitas

En el modelo capacitivo del varactor se definen dos capacidades parásitas. Una, C_{par} , asociada a las pistas metálicas del conexionado entre los contactos de ánodo y cátodo (en paralelo con C_{j_1}). Y otra, C_s , que representa la capacidad de la zona neutra del sustrato, tras el proceso de *de-embedding*. El proceso de *de-embedding*, tal y como se detallará en el apartado 3.1.2 de esta memoria, consiste en eliminar de la medida *on-wafer*, el anillo de guarda que rodea al dispositivo.

Los valores de las áreas de la difusión P⁺, el canal enterrado y el pozo del varactor V46-*planopp* de la figura 2.10 se indican en la tabla 2.5. Para el cálculo



Figura 2.13 Áreas laterales y superficiales en una celda PN con canal enterrado.

2

del área lateral se utiliza el valor de la profundidad de la región correspondiente. Así, para la difusión P⁺ la profundidad es de 0.2 μ m, mientras que para el canal enterrado es de 1.75 μ m y para el pozo de 2.33 μ m.

| Propiedad | Valor |
|---|--------------------------|
| Área superficial de PDIFF (cm ²) | 664.02x10 ⁻⁸ |
| Área lateral de PDIFF (cm ²) | 64.32x10 ⁻⁸ |
| Área superficial del canal enterrado (cm ²) | 1661.52x10 ⁻⁸ |
| Área lateral del canal enterrado (cm ²) | 307.30x10 ⁻⁸ |
| A_{j_1} : Área total de PDIFF (cm ²) | 728.34x10 ⁻⁸ |
| A_{j_2} : Área total del canal enterrado (cm ²) | 1968.82×10 ⁻⁸ |
| A _{j3} : Área lateral del pozo N (cm ²) | 409.15x10 ⁻⁸ |

 Tabla 2.5
 Área lateral y superficial de PDIFF, canal enterrado y pozo N.

Las constantes físicas necesarias para el cálculo de las capacidades se indican en la tabla 2.6.

A partir de la medida de las capacidades, correspondientes al varactor V46planopp, en cada uno de los puertos 1 y 2 (C_{11} y C_{22}), se determinan las capacidades del modelo y, con ellas, las concentraciones de dopaje del sustrato P, canal enterrado N⁺, pozo N y difusión P⁺.

Tabla 2.6 Constantes físicas.

| n _i (cm ⁻³) | 1.45x10 ¹⁰ |
|------------------------------------|-------------------------|
| KT/q (V) | 0.026 |
| q (C) | 1.602x10 ⁻¹⁹ |
| ε (F.cm ⁻¹) | 1.054x10 ⁻¹² |

A la hora de interpretar las capacidades medidas se debe distinguir desde qué puerto se está midiendo (ver figura 2.12). Así, al medir C₁₁ la señal es inyectada por el terminal 1 conectándose el 2 a tierra, con lo que las capacidades C_{j2}, C_{j3} y C_s quedan cortocircuitadas y C₁₁ se corresponde con la suma de las capacidades C_{j2}, y C_{par}.

$$C_{11} = C_{j_1} + C_{par}$$
 (2.4)

Como C_{par} es la capacidad asociada a las pistas metálicas, su valor es constante, independiente de la tensión aplicada. Así, si se deriva la capacidad de unión con respecto al potencial se cumple que

$$\frac{dC_{j_1}}{dV} = \frac{dC_{11}}{dV}$$
(2.5)

Por otro lado, la derivada (2.5) se puede calcular a partir de las expresiones (2.1)-(2.2) obteniéndose que

$$\frac{dC_{j_1}}{dV} = \frac{A_{j_1} \sqrt{q \epsilon N_{D_1}}}{2 \sqrt{2}} \cdot \frac{1}{(V_{b j_{i_1}} - V)^{3/2}}$$
(2.6)

Reordenando (2.6) se cumple que

$$\left(\frac{dC_{j_1}}{dV}\right)^{-2/3} = \sqrt[3]{\frac{8}{\sqrt{A_{j_1}^2 \cdot q \cdot \epsilon \cdot N_{D_1}}}}(V_{bi_{j_1}} - V)$$
(2.7)

Con lo que si se representa el término $(dC_{j_1}/dV)^{-2/3}$, frente a la tensión, se tiene una recta que corta al eje de tensiones con una tensión igual a $V_{bi_{j_1}}$ y una pendiente de valor *m*.

$$m = -\frac{8}{\sqrt{A_{j_1}^2 \cdot q \cdot \epsilon \cdot N_{D_1}}}$$
(2.8)

Según muestra la figura 2.14, donde con símbolos se representan los resultados medidos correspondientes, para obtener de ella el valor del potencial de contacto, $V_{bi_{i,1}}$ (1.015 V) y la pendiente de la recta.


Figura 2.14 Medidas y ajuste lineal en el cálculo de $V_{bi_{i1}}$ y N_{D_1} .

Así, se obtiene el potencial de contacto $V_{bi_{j_1}} = 1.015 V$ y la pendiente m = -1.54. Despejando en (2.8), la concentración de dopaje N_{D_1} será:

$$N_{D_1} = \frac{8}{A_{j_1}^2 \cdot q \cdot \epsilon \cdot (-m)^3} = 2.42 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$$
(2.9)

Posteriormente, de la expresión del potencial de contacto $~V_{b\,i_{j1}}$ (2.3) se despeja la concentración de dopaje N_{A_1} .

$$N_{A_{1}} = \frac{n_{i}^{2}}{N_{D_{1}}} \cdot e^{\frac{q \cdot V_{bi_{j_{1}}}}{K \cdot T}}$$
(2.10)

obteniéndose que $N_{A_1} = 7.80 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$.

Una vez conocidos los dopajes N_{D_1} y N_{A_1} podemos determinar la capacidad C_{j_1} a partir de las expresiones (2.1)-(2.2), con lo que la capacidad asociada a las pistas metálicas se podrá evaluar como la diferencia de C_{j_1} a C_{11} .

Como se indicó anteriormente, el valor de C_{par} debe ser constante e independiente de la tensión aplicada. Por ello, se elige para C_{par} el promedio de los valores obtenidos con cada una de las tensiones aplicadas, tal como se recoge en la tabla 2.7.

El máximo error relativo cometido entre la capacidad medida por el puerto 1, C₁₁, y la calculada a partir de nuestro modelo, C_{j1} + $\langle C_{par} \rangle$ no supera el 1.58% en ningún caso.

Por otro lado, al medir C₂₂ la señal se inyecta por el terminal 2, conectándose el terminal 1 a tierra (ver figura 2.12). De esta forma C_{j2} en paralelo con C_{j3}, y su conjunto en serie con C_s quedan en paralelo con C₁₁, con lo que

$$\frac{1}{C_{22} - C_{11}} = \frac{1}{C_{j_2} + C_{j_3}} + \frac{1}{C_s}$$
(2.11)

A partir de las expresiones para $C_{j_2} \gamma C_{j_3}$ (2.1)-(2.3), se llega a la ecuación (2.12) de tres incógnitas: N_{D_2} , $N_{A_2} \gamma$ la capacidad de sustrato C_s , ya que la concentración N_{D_1} se obtuvo a partir de la medida de C_{11} con la ecuación (2.9).

| V(V) | C ₁₁ (fF) | с _{j1} (fF) | C _{par} (fF) | ${\rm c_{j}}_{1} + \langle {\rm c_{par}} \rangle ({\rm fF})$ | Error (%) |
|------|----------------------|---------------------------|-----------------------|--|--------------|
| 0.0 | 1058.76 | 1033.35 | 25.41 | 1052.62 | 0.58 |
| -0.1 | 1008.28 | 985.92 | 22.36 | 1005.19 | 0.31 |
| -0.2 | 960.05 | 944.47 | 15.58 | 963.75 | 0.38 |
| -0.3 | 925.23 | 907.85 | 17.37 | 927.12 | 0.21 |
| -0.4 | 889.10 | 875.19 | 13.91 | 894.46 | 0.60 |
| -0.5 | 863.42 | 845.81 | 17.61 | 865.08 | 0.19 |
| -0.8 | 790.26 | 772.75 | 17.51 | 792.02 | 0.22 |
| -1.0 | 749.27 | 733.40 | 15.87 | 752.67 | 0.45 |
| -1.5 | 674.17 | 656.46 | 17.71 | 675.73 | 0.23 |
| -2.0 | 617.25 | 599.56 | 17.69 | 618.83 | 0.26 |
| -3.0 | 540.11 | 519.56 | 20.55 | 538.83 | 0.24 |
| -4.0 | 487.43 | 464.88 | 22.55 | 484.15 | 0.67 |
| -5.0 | 450.90 | 424.48 | 26.41 | 443.76 | 1.58 |
| | | $\langle C_{par} \rangle$ | 19.27 | | |

 Tabla 2.7
 Promedio de C_{par} para V46-planopp.

$$\frac{1}{C_{22} - C_{11}} = \sqrt{\frac{\frac{2}{A_{j_2}^2 q \epsilon N_{A_2}}}{\frac{KT}{q} ln \left(\frac{N_{A_2} N_{D_2}}{n_i^2}\right) - V}} + \sqrt{\frac{\frac{2}{A_{j_3}^2 q \epsilon N_{A_2}}}{\frac{KT}{q} ln \left(\frac{N_{A_2} N_{D_1}}{n_i^2}\right) - V}}$$
(2.12)

Los valores de N_{D_2} , N_{A_2} y C_s se encuentran ajustando la ecuación (2.12) con los valores obtenidos de las medidas. La figura 2.15 muestra con una línea la curva resultante en función de la tensión aplicada, con la que el error relativo máximo de los datos correspondientes medidos representados con símbolos, nunca supera el 3%.

Así pues, en la tabla 2.8 se exponen los resultados obtenidos a través de la metodología expuesta.



Figura 2.15 Ajuste de la capacidad de sustrato para la estimación de N_{D_2} , N_{A_2} y C_S .

2

| e | | |
|----|---|--|
| ۰. | | |
| 4 | , | |
| | | |

| $N_{D_1}(cm^{-3})$ | concentración del pozo N | 2.42x10 ¹⁷ |
|----------------------------------|---|-----------------------|
| $N_{A_1}(cm^{-3})$ | concentración difusión P ⁺ | 7.80x10 ¹⁹ |
| $\langle C_{par_1} \rangle (fF)$ | promedio de la capacidad asociada a las pistas metálicas del conexionado | 19.27 |
| $N_{D_2}(cm^{-3})$ | concentración del canal enterrado N^+ | 1x10 ¹⁹ |
| $N_{A_2}(cm^{-3})$ | concentración del sustrato P | 3.27x10 ¹⁵ |
| C _S (fF) | capacidad remanente del sustrato | 246.79 |

Tabla 2.8 Resumen de resultados

2.3.2 Verificación del correcto dimensionado de las difusiones P⁺

Con los valores de las concentraciones de dopaje anteriormente deducidas, se realizó la simulación en 3D con TDEVICE para verificar que la separación prevista inicialmente de 0.8 μ m (ver apartado 2.2.1) entre difusiones P⁺, era la adecuada para evitar el solape en la zona de carga espacial.

Definiendo un paralelepípedo tipo N con unas dimensiones de 10 μ m en el eje X y 6 μ m en los ejes Y y Z (ver figura 2.16), con una concentración uniforme de fósforo de 2.42x10¹⁷ cm⁻³, y dos difusiones P⁺ separadas 0.8 μ m, con una concentración uniforme de 7.8x10¹⁹ cm⁻³ de boro se obtuvieron las regiones de carga espacial (limitada con una línea blanca), en el peor caso. Es decir, cuando su anchura es máxima con una tensión igual a -5 V.

En la figura 2.17 se muestra la carga espacial resultante en el entorno de las difusiones P⁺, donde también se incluye la vista en un corte transversal. Se aprecia que con las dimensiones especificadas para las difusiones P⁺ se evitan los solapamientos laterales de las regiones de vaciamiento. Así, las capacidades de vaciamiento laterales asociadas siempre responden a la tensión de polarización.



Figura 2.16 Geometría y mallado de la estructura en 3D con una separación entre difusiones P^+ de 0.8 μ m.



Figura 2.17 Carga espacial entre dos difusiones P⁺ separadas 0.8 μ m.

2

2.3.3 Estimación de áreas y perímetros de varactores con celdas de unión enterradas

Área del varactor

En este apartado se va a calcular el área del varactor con celdas de unión enterradas, $A_{v_{bc}}$. Se parte del área de la celda y del número de estas celdas dispuestas horizontal y verticalmente.

Al unir estas celdas se produce un solape sobre los contactos de las difusiones P^+ . Como ejemplo, en la figura 2.18, se presenta el diseño de un varactor de 4 celdas tipo cruces distribuidas en 2x2, esto es, 2 celdas horizontales y 2 verticales. En la figura 2.18.(a) se ha señalado la zona de la difusión P^+ que se solapa cuando se unen dos celdas horizontales. En el caso de dos celdas verticales, el solape se hace sobre la zona marcada en la figura 2.18.(b).

Las dimensiones del varactor no se obtienen directamente de multiplicar las dimensiones de una celda por el número de celdas del varactor. El solape de las difusiones que se produce al unir las celdas hace que se necesite un factor de corrección, tanto horizontal como vertical.

Se denomina S_x al factor de corrección debido al solape de celdas adyacentes colocadas horizontalmente. El correspondiente al solape vertical se denomina S_v .

Para obtener los factores de corrección se parte de las dimensiones de una celda y, se estima la variación de las dimensiones del varactor con celdas solapadas y sin ellas. De esta manera se obtienen factores a multiplicar por las dimensiones de una sola celda. Así, las dimensiones de una celda son 12.9 μ m x 11.1 μ m.

- Cuando se colocan dos celdas solapadas horizontalmente, la dimensión del varactor resultante es 19.4 μ m x 11.1 μ m. Lo que supone una reducción de 75.19% del valor que le correspondería sin solape alguno, esto es, 25.8 μ m x 11.1 μ m.
- Análogamente, al colocar dos celdas solapadas verticalmente, el varactor resultante mide 12.9 μm x 15.8 μm, lo que supone una reducción de 71.17% sobre la dimensión sin solape, 12.9 μm x 22.2μm.



Figura 2.18 Solape horizontal y vertical de un varactor con 4 celdas.

Según esto, el solape vertical y horizontal será de 6.4 μ m. Por lo tanto, el área del varactor, A_{v_{bc}}, se puede expresar en función del número de celdas y los factores de solape como (2.13):

$$A_{v_{bc}} = [X_{cb} + (N_{cx} - 1) \cdot (X_{cb} - S_x)] \cdot [Y_{cb} + (N_{cy} - 1) \cdot (Y_{cb} - S_y)]$$
(2.13)

donde:

- X_{cb} e Y_{cb}, son el ancho y el alto de la celda, respectivamente.
- N_{cx} y N_{cy}, son el número de celdas colocadas horizontal y verticalmente.
- S_x y S_y, son los factores de solape horizontal y vertical, respectivamente.

Esta expresión se aplica a varactores con celdas de canal enterrado *donuts* (DNT), lingotes (BAR), dedos (FIN) y cruces (CRO), que se han diseñado con el

mismo área de celda, 143.19 μ m² (12.9 μ m de ancho x 11.1 μ m de alto). De esta manera se pueden comparar las figuras de mérito al variar la forma de las difusiones N⁺ y P⁺.

Análogamente, el área del varactor con celdas de unión enterradas tipo *interdigited*, se calcula, según la expresión (2.14), a partir del área de su celda y el número de celdas que forman el varactor, colocadas horizontal y verticalmente.

$$A_{v_{idg}} = [X_{cb_{idg}} + (N_{x_{idg}} - 1) \cdot (X_{cb_{idg}} - S_{x_{idg}})] \cdot [Y_{cb_{idg}} + (2.14) + (N_{y_{idg}} - 1) \cdot (Y_{cb_{idg}} - S_{y_{idg}})]$$

donde:

- A_{vidg} es el área del varactor basado en celdas tipo interdigited.
- $X_{cb_{idg}} e Y_{cb_{idg}}$ son las dimensiones horizontal y vertical de la celda *interdigited*, 19.1 µm y 11.1 µm, respectivamente.
- N $_{x_{idg}}$ y N $_{y_{idg}}$ el número de celdas horizontales y verticales que forman el varactor.
- $S_{x_{idg}} y S_{y_{idg}}$, son los factores de solape horizontal y vertical, cuando se colocan más de una celda. En ambos casos su valor es igual a 6.4 μ m.

Área de la difusión P+

El área de la difusión P⁺, A_{p^+} , depende del tipo de celda que se emplee y del número de celdas horizontales y verticales que forman el varactor.

Cada tipo de celda tiene un área de difusión P⁺ diferente. En la figura 2.19 se representan cada una de las celdas utilizadas, para las que se ha calculado el área de la difusión. Se ha sombreado con color las zonas correspondientes a esta área, distinguiendo tres partes con colores diferentes: azul, verde y rojo, en función de su orientación: vertical, horizontal y esquinada. Las áreas respectivas se denominan a_A , b_A y c_A .

El área de cada uno de estos elementos se determina sobre el *layout* de las difusiones P^+ de la celda correspondiente (figura 2.19), y se recoge en la tabla 2.9.



Figura 2.19 Área de la difusión P⁺ de las celdas.

Tabla 2.9 Parámetros para el cálculo del área de la difusión P⁺.

| Tipo de celda | a _A (μm ²) | b _A (μm ²) | c _A (μm ²) |
|----------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Cruces (CRO) | 0.98 | 0.98 | 0.49 |
| Dedos (FIN) | 2.80 | 0.98 | 0.49 |
| Donuts (DNT) | 2.80 | 4.06 | 0.49 |
| Lingotes (BAR) | 0 | 4.06 | 0.49 |

Consideremos ahora el solape de las celdas. A modo de ejemplo la figura 2.20 representa la difusión P⁺ de un varactor con 6 celdas DNT: 3 horizontales $(N_{cx} = 3)$ y 2 verticales $(N_{cy} = 2)$.

Para el cálculo del área de la difusión P⁺ del varactor se distinguen las zonas coloreadas de cada celda (obviamente aparecen zonas comunes debido al



Figura 2.20 Esquema del varactor con 6 celdas DNT.

solape). El número de elementos azules con área a_A son ocho, igual al número de celdas verticales por el número de celdas horizontales más uno. El número de elementos verdes con área b_A son nueve, resultado de multiplicar el número de celdas horizontales por el número de celdas verticales más uno. Y por último, el número de elementos rojos con área c_A son doce, es decir, el número de celdas horizontales más uno por el número de celdas verticales más uno. Generalizando, para un varactor con N_{cx} celdas horizontales y N_{cy} celdas verticales, la expresión para el cálculo del área de la difusión P⁺, A_{p⁺}, viene dada por la ecuación (2.15).

$$A_{p^{+}} = a_{A}(N_{cx} + 1)N_{cy} + b_{A}N_{cx}(N_{cy} + 1) + c_{A}(N_{cx} + 1)(N_{cy} + 1)$$
(2.15)

Esta expresión, válida para varactores con celdas CRO, FIN, DNT y BAR, también puede emplearse con varactores formados por celdas *interdigited*. El área de sus difusiones P⁺ se obtiene con coeficientes a_A , b_A y c_A , iguales a 2.8, 5.39 y 0.49 μ m², respectivamente, representados en la figura 2.21.



Figura 2.21 Parámetros a_A, b_A y c_A del área de la difusión P⁺en una celda *interdigited*.

Perímetro de la difusión P⁺

Para el cálculo de la capacidad lateral de las uniones P^+ - pozo N, asociada al espesor de las difusiones P^+ , se necesita conocer el perímetro del *layout* de dichas difusiones. Cuanto mayor sea el perímetro, mayor será la contribución de la capacidad lateral a la total del varactor (para una misma área de difusión P^+).

La metodología de diseño explora dicha capacidad lateral, variando la geometría de las difusiones P⁺, por lo que su perímetro pasa a ser un parámetro de diseño.

El cálculo del perímetro de la difusión P⁺, P_{P⁺}, depende del tipo de celda que se utilice y del número de celdas horizontales y verticales que forman el varactor.

Cada celda tiene un perímetro de difusión P⁺ diferente, según se indica en la figura 2.22. En ella se diferencian con colores las líneas horizontales, verticales y de esquina, que forman el perímetro de la difusión P⁺ de la celda y que corresponden a los parámetros a_P, b_P, c_p y d_P. Dichos parámetros se determinan a partir del *layout* de las difusiones P⁺ de las celdas.

Los parámetros a_P , b_P y d_P son propios de cada celda (figura 2.22). El solape horizontal y vertical de las celdas que forman el varactor se modela con c_p . Con dichos parámetros el valor del perímetro de la difusión P⁺ se obtiene a partir del número de celdas horizontales (N_{cx}) y verticales (N_{cy}) del varactor, según la ecuación (2.16):

$$P_{p^{+}} = a_{p}(N_{cx} + 1)N_{cy} + b_{p}N_{cx}(N_{cy} + 1) + c_{p}(N_{cx} + N_{cy} - 2) + d_{p}$$
(2.16)

Como aplicación de dicha expresión veamos el siguiente ejemplo (figura 2.23), que consiste en un varactor con 6 celdas DNT ($N_{cx} = 3$, $N_{cy} = 2$), donde se emplean cuatro colores (azul, verde, rojo y marrón) para representar las líneas que constituyen el perímetro del varactor.

El número de elementos azules (a_p) del varactor son ocho, que corresponden al número de celdas horizontales más uno por el número de celdas verticales (primer término de la ecuación (2.16)). El número de elementos verdes (b_p) son nueve, correspondientes al número de celdas horizontales por el número de celdas verticales más uno (segundo término de la ecuación (2.16))



Figura 2.22 Parámetros a_P, b_P, c_P y d_P de las celdas de canal enterrado.

Al replicar la celda para crear el varactor, existen lados propios del perímetro de la celda que se mantienen o desaparecen. El elemento d_P aparece en las cuatro esquinas del varactor (8 elementos de 0.7 μ m cada uno). Mientras que los elementos c_P hacen de unión externa entre celdas consecutivas y permiten



Figura 2.23 Esquema del varactor con celda tipo donuts.

2

completar el perímetro externo de la difusión P^+ del varactor. El número total de elementos c_P es la suma de las celdas verticales y horizontales menos dos.

En resumen, el perímetro del varactor será igual a 178.2 μ m tras sumar:

- 64 μm, de los ocho elementos azules de 8 μm cada uno;
- 104.4 μm, de los nueve elementos verdes de 11.6 μm cada uno;
- 5.6 μm, de los ocho elementos rojos de las esquinas de 0.7 μm cada una;
- 4.2 μ m, de los tres pares de elementos rosa de 1.4 μ m cada uno.

Los valores de a_p , b_p , c_p y d_p para cada una de las celdas se representan en la tabla 2.10.

Tabla 2.10 Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P⁺.

| Tipo de celda | a _P (μm) | b _P (μm) | c _P (μm) | d _P (μm) |
|----------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Cruces (CRO) | 4.2 | 4.2 | 1.4 | 5.6 |
| Dedos (FIN) | 8.0 | 4.2 | 1.4 | 5.6 |
| Donuts (DNT) | 8.0 | 11.6 | 1.4 | 5.6 |
| Lingotes (BAR) | 1.4 | 11.6 | 1.4 | 5.6 |

Con respecto, a los varactores formados por celdas *interdigited*, el perímetro correspondiente a la difusión P⁺ se obtiene de la misma forma (expresión (2.16)), con los coeficientes a_P , b_P , c_P y d_P , iguales a 8, 16.8, 1.4 y 5.6 μ m, respectivamente, y representados en la figura 2.24.



Figura 2.24 Parámetros a_P , b_P , c_p y d_P de la celda interdigited.

2.3.4 Capacidad de la unión difusión-pozo por unidad de área y longitud

En el apartado 2.3.1 se obtuvo que la capacidad de la unión difusión P⁺- pozo N, C_{i_a} , viene dada por

$$C_{j_{1}} = \frac{A_{j_{1}}}{\sqrt{\frac{2 \cdot V_{b i_{j_{1}}}}{\eta \epsilon N_{D_{1}}}} \sqrt{1 - \frac{V}{V_{b i_{j_{1}}}}}}$$
(2.17)

que podemos reescribir como

$$C_{j_{1}} = \frac{C_{A} \cdot A_{j_{1}}}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{b_{j_{1}}}}}}$$
(2.18)

siendo C_A , la capacidad por unidad de área de la difusión (2.19).

$$C_{A} = \sqrt{\frac{q \cdot \varepsilon \cdot N_{D}}{2 \cdot V_{bi_{j1}}}} = 1.418 \text{ fF}/\mu\text{m}^{2}$$
(2.19)

Por otro lado, el área de la difusión P⁺ se puede descomponer como la suma de su área superficial obtenida del *layout*, A_p, y su área lateral, que coincide con el perímetro de la superficie de la difusión P_p, por su profundidad, x_j = 0.2 µm. Es decir

$$A_{j_1} = A_{p^+} + P_{p^+} \cdot x_j$$
 (2.20)

Sustituyendo (2.20) en (2.17) se tiene que

$$C_{j_{1}} = \frac{A_{p^{+}} \cdot C_{A} + P_{p^{+}} \cdot x_{j} \cdot C_{A}}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{bi_{j_{1}}}}}}$$
(2.21)

 C_P es igual a $x_j \cdot C_A$ (28.37x10⁻² fF· μ m⁻¹) y representa la capacidad por unidad de longitud a lo largo del perímetro de la difusión, por lo que C_{j_1} se puede escribir como

$$C_{j_{1}} = \frac{A_{p^{+}} \cdot C_{A} + P_{p^{+}} \cdot C_{p}}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{bi_{j_{1}}}}}}$$
(2.22)

A fin de comprobar la validez de esta expresión se han comparado las capacidades obtenidas, a partir de ella en las cuatro celdas de unión enterrada (DNT, BAR, FIN, CRO), con las derivadas mediante la simulación numérica tridimensional de las celdas con TCAD. Los resultados se representan en la figura 2.25, donde los símbolos huecos son los obtenidos con la expresión (2.22) y los sólidos con las simulaciones. El mayor error relativo entre ambos valores (para una misma celda y tensión) no supera en ningún caso el 10.6%, validando así la expresión (2.22).



Figura 2.25 C $_{j_1}$ calculada y simulada frente a la tensión de polarización.

2.3.5 Estudio de la orientación de la celda

En este apartado, se plantea cambiar la orientación de la celda y las líneas de metal de las interconexiones internas en las difusiones, para ver su impacto en los parámetros claves del varactor como el factor de calidad y el rango de sintonización.

El estudio parte de la celda de unión enterrada tipo *donut* (figura 2.26.(a)). En primer lugar se varía la orientación de la celda (figura 2.26.(b)), para después cambiar además la de las líneas de metal utilizadas para conectar las difusiones (figura 2.26.(c)). Es de esperar que la capacidad no varíe ostensiblemente en

ningún caso. Por ello, el objetivo es comprobar si la orientación cambia el factor de calidad, al variar la resistencia del varactor resultante.



Figura 2.26 Celda donut. (a) original. (b) vertical con metal horizontal. (c) vertical con metal vertical.

2.3.6 Varactores diseñados con celdas de unión enterradas

Se han diseñado un total de 23 varactores con celdas de unión enterrada, en los que cinco corresponden con celdas aisladas tipo *donuts*, lingotes, dedos, cruces e *interdigited*. La tabla 2.11 recoge las celdas aisladas junto con su capacidad máxima (V = 0 V) a 2.4 GHz.

| Varactor | Тіро | C _{max} |
|----------|------|------------------|
| V1 | DNT | 50.57 fF |
| V2 | BAR | 40.48 fF |
| V3 | FIN | 38.49 fF |
| V4 | CRO | 32.11 fF |
| V5 | IDG | 59.37 fF |

Tabla 2.11 Celdas aisladas de unión enterrada.

El resto de varactores se presentan en la tabla 2.12, donde se indica el tipo de celda utilizada, el número de éstas y la capacidad máxima medida a 2.4 GHz.

| Varactor | Tipo celda | Núm celdas | C _{máx} |
|----------|------------|------------|------------------|
| V17 | DNT | 4 | 116.90 fF |
| V18 | DNT | 9 | 219.39 fF |
| V19 | DNT | 16 | 351.18 fF |
| V20 | DNT | 21 | 484.58 fF |
| V21 | DNT | 42 | 909.41 fF |
| V22 | DNT | 60 | 1.17 pF |
| V23 | DNT | 90 | 1.72 pF |
| V24 | DNT | 504 | 11.94 pF |
| V25 | DNT | 630 | 18.17 pF |
| V26 | DNT | 840 | 25.90 pF |
| V27 | BAR | 42 | 632.44 fF |
| V28 | FIN | 42 | 526.75 fF |
| V29 | CRO | 42 | 323.70 fF |
| V30 | DNT | 21 | 484.63 fF |
| V31 | DNT | 21 | 469.92 fF |
| V32 | DNT | 21 | 472.71 fF |
| V33 | DNT | 21 | 468.86 fF |
| V61 | IDG | 21 | 556.78 fF |

Tabla 2.12 Características de los varactores diseñados con celdas de unión enterradas.

2.4 Celdas de unión en islas

Las celdas que llamamos de unión en islas se caracterizan por emplear difusiones N^+ y P^+ tipo isla sobre el pozo N. Para la conexión con el canal enterrado N^+ , conectado normalmente a tierra, se sitúan convenientemente espaciadas difusiones N^+ que conectan con él, entre las cuales se localizan hasta un máximo de tres celdas. La clasificación entre celdas PP o PN se debe al carácter P o N de las difusiones tipo isla que forman la celda. Las PP tienen tres difusiones P^+ adecuadamente distanciadas (figura 2.27.(a)), mientras que las PN tienen tres



Figura 2.27 Corte transversal de la estructura de la celda PN en islas: (a) celda PP, (b) celda PN.

difusiones, P⁺ - N⁺ - P⁺ (figura 2.27.(b)). En los extremos de las celdas se localizan las difusiones N⁺ enterradas.

A fin de optimizar la respuesta de los varactores, también se estudian estructuras alternativas (como con las celdas enterradas) variando el área y perímetro de las difusiones, manteniendo el área de la celda igual a 23.52 μ m² (5.6 μ m x 4.2 μ m). En particular se trata de aumentar la relación capacidad lateral/capacidad de área, capacidades asociadas a las zonas de vaciamiento lateral y en profundidad respectivamente. Estas estructuras alternativas responden de nuevo a los tipos *donuts*, lingotes, dedos y cruces (como las celdas del apartado 2.3).

Con estas estructuras se ha estudiado el efecto sobre los parámetros que definen el varactor (rango de sintonización, área efectiva de silicio y factor de calidad), cuando se varía el número de celdas entre difusiones N⁺ enterradas, tanto en celdas PP como en PN, definiendo un máximo de 24 celdas diferentes. Así, el área resultante es 150.72 μ m² (15.7 μ m x 9.6 μ m) para aquellos varactores con una celda entre las difusiones N⁺ enterradas, 192.96 μ m² (20.1 μ m x 9.6 μ m) con dos celdas; y 235.20 μ m² (24.5 μ m x 9.6 μ m) con tres. En la figura 2.28 se muestra como varía el número de celdas entre difusiones enterradas N⁺ consecutivas: figura 2.28.(a) una, figura 2.28.(b) dos y figura 2.28.(c) tres.

Dentro de los varactores PN están los PN1, con una celda PN entre difusiones N^+ enterradas; los PN2, con dos celdas PN entre difusiones N^+ enterradas; y los PN3, con tres celdas PN. De forma análoga, dentro de los varactores PP están los PP1, PP2 y PP3 con una, dos o tres celdas PP entre difusiones N^+ enterradas respectivamente. Al conjunto de las dos difusiones N^+ enterradas con el número de celdas PN o PP (1, 2 ó 3) se denominará bloque.

2

|--|--|--|

(a)



(b)



Figura 2.28 Variación del número de celdas entre difusiones N⁺ enterradas. (a) Una celda. (b) Dos celdas (c) Tres celdas.

2.4.1 Estimación de áreas y perímetros de varactores con celdas en islas

En este apartado se definen las ecuaciones que estiman el área del varactor, y el área de la difusión P^+ y su perímetro empleadas en las celdas en islas. Estas estimaciones se basan en las dimensiones del *layout* del bloque, los posibles solapes verticales y horizontales entre bloques consecutivos, además de parámetros geométricos propios de cada tipo de bloque, a partir de su *layout*.

Área del varactor

El área del varactor con celdas de unión en islas PP o PN, se calcula según la expresión (2.23). A partir del área del bloque y del número de bloques utilizados, cualquiera que sea su tipo (*donuts*, dedos, lingotes y cruces) y número de celdas entre difusiones N^+ enterradas.

$$A_{PP_{i}(PN_{i})} = [X_{cb_{i}} + (N_{x_{i}} - 1)(X_{cb_{i}} - S_{x_{i}})] \cdot [Y_{cb_{i}} + (N_{y_{i}} - 1)(Y_{cb_{i}} - S_{y_{i}})]$$
(2.23)

donde:

- i= 1, 2, 3 indica el número de celdas entre difusiones N⁺ enterradas.
- X_{cb_i} e Y_{cb_i} son las dimensiones horizontal y vertical de las celdas PP o PN (figura 2.28). Sus valores se indican en la tabla 2.13.
- N_{x_i} y N_{y_i} son el número de bloques horizontales y verticales que forman el varactor, respectivamente.
- S_{x_i} y S_{y_i} se corresponden con los solapes horizontal y vertical, cuando se utiliza más de un bloque. El solape horizontal se modela haciendo S_{x_i} igual a 6.8 µm y el solape vertical con S_{y_i} igual a 6.6 µm.

| i | 1 | 2 | 3 |
|-----------------------|------|------|------|
| X _{cbi} (μm) | 15.7 | 20.1 | 24.5 |
| Υ _{cbi} (μm) | 9.6 | 9.6 | 9.6 |

| Tabla 2.13 | Valores de X _{ch.} | e Y _c | h. para celdas en islas. |
|------------|-----------------------------|------------------|--------------------------|
|------------|-----------------------------|------------------|--------------------------|

Área de la difusión P+

Como con las celdas de unión enterradas, el área de la difusión P⁺ depende del tipo de bloque de unión en islas que se emplee y del número de bloques horizontales y verticales que forman el varactor (N_{x_i} y N_{y_i}). Distinguimos entre varactores PN (figura 2.29) o PP (figura 2.30), en sus diversas formas.

El área de la difusión P⁺ de los varactores PN se obtiene de la expresión (2.24). Las constantes a_A , b_A y c_A se obtienen de los parámetros geométricos de cada bloque, y se recogen en la tabla 2.14. También se muestran en la figura 2.29 mantenido el mismo código de colores en cada celda.

$$A_{p^{+}}(PN_{i}) = a_{A}(i+1)N_{x_{i}}N_{y_{i}} + b_{A}N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1) + c_{A}2N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1)$$
(2.24)

El primer término de la expresión (2.24) se representa en color azul en la figura 2.29, el segundo en verde y el tercero en azul.

| Tipo de bloque | a _A (μm ²) | b _A (μm ²) | c _A (μm ²) |
|----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Cruces (CRO) - PN1 | 0.98 | 0.98 | 0.49 |
| Dedos (FIN) - PN1 | 1.61 | 0.98 | 0.49 |
| Donuts (DNT) - PN1 | 1.61 | 2.59 | 0.49 |
| Lingotes (BAR) - PN1 | 0 | 2.59 | 0.49 |
| Cruces (CRO) - PN2 | 0.98 | 2.45 | 0.49 |
| Dedos (FIN) - PN2 | 1.61 | 2.45 | 0.49 |
| Donuts (DNT) - PN2 | 1.61 | 5.67 | 0.49 |
| Lingotes (BAR) - PN2 | 0 | 5.67 | 0.49 |
| Cruces (CRO) - PN3 | 0.98 | 3.92 | 0.49 |
| Dedos (FIN) - PN3 | 1.61 | 3.92 | 0.49 |
| Donuts (DNT) - PN3 | 1.61 | 8.75 | 0.49 |
| Lingotes (BAR) - PN3 | 0 | 8.75 | 0.49 |

Tabla 2.14 Parámetros para el cálculo del área de la difusión P⁺ en celdas PN.



Figura 2.29 Área de la difusión P⁺ de las celdas de unión en islas PN.

El área de la difusión P⁺, en los varactores PP, se calcula mediante la expresión (2.25). Las constantes a_A , b_A , c_A y d_A se obtienen de los parámetros geométricos para cada bloque y se recogen en la tabla 2.15. También se indican en la figura 2.30 manteniendo el mismo código de colores en cada celda.

$$A_{P^{+}}(PP_{i}) = a_{A}(i+1)N_{x_{i}}N_{y_{i}} + b_{A}N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1) + c_{A}2N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1) + d_{A}iN_{x_{i}}N_{y_{i}}$$
(2.25)

El primer término de la expresión (2.25) se representa en color azul en la figura 2.30, el segundo en verde, el tercero en azul y el cuarto en marrón.

| Tipo de bloque | a _A (μm ²) | b _A (μm ²) | c _A (μm ²) | $d_A (\mu m^2)$ |
|----------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|------------------|
| Cruces (CRO) - PP1 | 0.98 | 0.98 | 0.49 | 2.45 |
| Dedos (FIN) - PP1 | 1.61 | 1.47 | 0.49 | 2.59 |
| Donuts (DNT) - PP1 | 1.61 | 2.59 | 0.49 | 1.47 |
| Lingotes (BAR) - PP1 | 0 | 2.59 | 0.49 | 3.57 |
| Cruces (CRO) - PP2 | 0.98 | 2.45 | 0.49 | 2.45 |
| Dedos (FIN) - PP2 | 1.61 | 3.43 | 0.49 | 2.59 |
| Donuts (DNT) - PP2 | 1.61 | 5.67 | 0.49 | 1.47 |
| Lingotes (BAR) - PP2 | 0 | 5.67 | 0.49 | 3.325 |
| Cruces (CRO) - PP3 | 0.98 | 3.92 | 0.49 | 2.45 |
| Dedos (FIN) - PP3 | 1.61 | 5.39 | 0.49 | 2.59 |
| Donuts (DNT) - PP3 | 1.61 | 8.75 | 0.49 | 1.47 |
| Lingotes (BAR) - PP3 | 0 | 8.75 | 0.49 | 3.24 |

Tabla 2.15 Parámetros para el cálculo del área de la difusión P⁺ en celdas PP.

Perímetro de la difusión P+

El perímetro de la difusión P⁺ de los varactores realizados con celdas PN se calcula a través de la expresión (2.26), donde los parámetros geométricos a_p , b_p y c_p (tabla 2.16) son extraídos del *layout* de los bloques y se representan en la figura 2.31. Cada término de la expresión (2.26) recoge el parámetro correspondiente y el número de veces que aparece en el varactor, en función del



Figura 2.30 Área de la difusión P⁺ de las celdas de unión en islas PP.

[En μ m²]

número de bloques horizontales y verticales que lo forman, N_{x_i} y N_{y_i} , y del tipo de bloque utilizado (PN1, PN2 o PN3) que se modela dando valores al término i igual a 1, 2 ó 3, en bloques con una, dos o tres celdas PN respectivamente.

$$P_{p^{+}}(PN_{i}) = a_{P}(i+1)N_{x_{i}}N_{y_{i}} + b_{P}iN_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1) + c_{p}2N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+i+2)$$
(2.26)

Los tres términos de la expresión (2.26) se representan en la figura 2.31 en azul, verde y rojo, según el orden.

| Tipo de bloque | a _P (μm) | b _P (μm) | c _Ρ (μm) |
|----------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Cruces (CRO) | 4.20 | 4.20 | 0.70 |
| Dedos (FIN) | 4.60 | 4.20 | 0.70 |
| Donuts (DNT) | 4.60 | 7.40 | 0.70 |
| Lingotes (BAR) | 1.40 | 7.40 | 0.70 |

 Tabla 2.16
 Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P⁺ en celdas PN.

En la expresión (2.26) hay que tener en cuenta los segmentos del *layout* que conforman cada parámetro. Por ejemplo, en los bloques tipo DNT-PN1, el parámetro a_P es 4.60 µm y considera las dos líneas verticales de 2.3 µm cada una. En la figura 2.31 se indica, para cada bloque, aquellas líneas que forman parte de los parámetros.

Con respecto al perímetro de la difusión P^+ en varactores con celdas PP, el procedimiento es el mismo. Se calcula con la expresión (2.27), que coincide con la (2.26) añadiendo dos términos adicionales que tienen en cuenta las difusiones centrales P^+ de las celdas, sustitutas de las N^+ .

$$P_{p^{+}}(PP_{i}) = a_{p}(i+1)N_{x_{i}}N_{y_{i}} + b_{p}iN_{x_{i}}(N_{y_{i}}+1) + c_{p}2N_{x_{i}}(N_{y_{i}}+i+2)$$
(2.27)
+ $d_{p}iN_{x_{i}}N_{y_{i}} + e_{p}iN_{x_{i}}$

Los valores de los parámetros geométricos a_P, b_P, c_P, d_P y e_P de cada bloque se muestran en la tabla 2.17, y se representan en azul, verde, rojo, marrón y amarillo, respectivamente, en la figura 2.32.







| Tipo de bloque | a _P (μm) | b _P (μm) | с _Р (µm) | d _P (μm) | e _P (μm) | |
|----------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---|
| Cruces (CRO) - PP1 | 4.20 | 4.20 | 0.70 | 8.40 | 0 | - |
| Dedos (FIN) - PP1 | 4.60 | 5.60 | 0.70 | 7.40 | 1.40 | |
| Donuts (DNT) - PP1 | 4.60 | 7.40 | 0.70 | 5.60 | 0 | |
| Lingotes (BAR) - PP1 | 1.40 | 7.40 | 0.70 | 11.60 | 0 | |
| Cruces (CRO) - PP2 | 4.20 | 4.20 | 0.70 | 8.40 | 0 | |
| Dedos (FIN) - PP2 | 4.60 | 5.60 | 0.70 | 7.40 | 1.40 | |
| Donuts (DNT) - PP2 | 4.60 | 7.40 | 0.70 | 5.60 | 0 | |
| Lingotes (BAR) - PP2 | 1.40 | 7.40 | 0.70 | 10.20 | 0 | |
| Cruces (CRO) - PP3 | 4.20 | 4.20 | 0.70 | 8.40 | 0 | |
| Dedos (FIN) - PP3 | 4.60 | 5.60 | 0.70 | 7.40 | 1.40 | |
| Donuts (DNT) - PP3 | 4.60 | 7.40 | 0.70 | 5.60 | 0 | |
| Lingotes (BAR) - PP3 | 1.40 | 7.40 | 0.70 | 9.73 | 0 | |

Tabla 2.17 Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P⁺ en celdas PP.

2.4.2 Variaciones de las celdas PP1

Además de las celdas PP descritas anteriormente, se han diseñado dos celdas mas tipo PP1, denominadas plano (FLAT) y matriz (MAT).

La primera de ellas (figura 2.33) corresponde a una celda PP1 con máxima área de difusión P⁺. Esta difusión es un cuadrado, centrado, de dimensiones 5.1 μ m x 3.7 μ m y se realizó expresamente para obtener las concentraciones de dopaje de las distintas capas internas del varactor, ya que el fabricante no proporciona todos sus valores. De esta forma se reducen las capacidades de borde, que introducen incertidumbre en el cálculo de dichas concentraciones (apartado 2.3.1).

La segunda celda PP1, denominada matriz (figura 2.34), se diseñó con el objetivo de aumentar el perímetro de la difusión P⁺ (hasta 36 μ m) para aumentar la capacidad lateral, y con ello mejorar la relación capacidad/área de los varactores. El área de estas celdas se calcula a través de la expresión (2.23), como en cualquier celda de tipo PP1.



Figura 2.33 Celda plano (FLAT).





El área y perímetro de la difusión P⁺ de los varactores realizados con ellas se obtiene de las expresiones (2.25) y (2.27) respectivamente. Los valores de los parámetros para cada tipo de celda se indican en la tabla 2.18, para el cálculo del área, y en la tabla 2.19, para el perímetro y se representan en la figura 2.35.

| Tipo de celda | a _A (μm ²) | b _A (μm ²) | c _A (μm ²) | d _A (μm ²) |
|---------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| Plano (FLAT) | 1.61 | 2.59 | 0.49 | 8.51 |
| Matriz (MAT) | 1.61 | 2.59 | 0.49 | 3.71 |

Tabla 2.18 Parámetros para el cálculo del área de la difusión P⁺ en celdas PP1, FLAT y MAT.

| Tipo de bloque | a _P (μm) | b _P (μm) | c _Ρ (μm) | d _P (μm) | e _P (μm) |
|----------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Plano (FLAT) | 2.30 | 0 | 0.70 | 0 | 7.40 |
| Matriz (MAT) | 2.30 | 0 | 0.70 | 18.40 | 7.40 |

Tabla 2.19 Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P⁺ en celdas PP1, FLAT y MAT.



Figura 2.35 Área (en μ m²) y perímetro (en μ m) de la difusión P⁺ de las celdas FLAT y MAT.

2.4.3 Influencia de la separación entre difusiones P⁺ en celdas PP1

A fin de estudiar la influencia de la separación entre las difusiones P⁺ en los varactores, se han creado tres tipos de celdas de unión en islas PP1, en las que se ha aumentado la distancia entre difusiones P⁺ de 0.8 μ m a 1.3 μ m, con el consiguiente incremento del área de la celda.

El área de la celda pasa de ser 150.72 μ m² en la celda PP1 de la figura 2.28.(a), a 177.02 μ m² en el nuevo diseño de la figura 2.36. Se produce un aumento del 17.45%. Con esta nueva área se han diseñado tres celdas llamadas PP1-MAX, que se corresponden con las estructuras *donuts*, lingotes y cruces.

(a)





Figura 2.36 Celdas PP1-max. (a) donuts. (b) lingotes. (c) cruces.

a_P

El área y perímetro de la difusión P⁺ de los varactores realizados con este tipo de celdas se obtiene de las expresiones (2.25) y (2.27), respectivamente. Los valores de los parámetros de cada tipo de celda se indican en la tabla 2.20, para el cálculo del área, y en la tabla 2.21 para el perímetro. En la figura 2.37 se presentan de forma gráfica cada uno de los parámetros, con sus respectivos valores.



Figura 2.37 Área (en μ m²) y perímetro (en μ m) de la difusión P⁺ de las celdas PP1-MAX.

 Tabla 2.20
 Parámetros para el cálculo del área de la difusión P⁺ en celdas PP1-max.

| Tipo de celda | a _A (μm ²) | b _A (μm) | c _A (μm ²) | d _A (μm ²) |
|---------------|-----------------------------------|---------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| DNT-PP1-MAX | 2.31 | 3.29 | 0.49 | 1.47 |
| BAR-PP1-MAX | 0 | 3.29 | 0.49 | 4.27 |
| CRO-PP1-MAX | 0.98 | 0.98 | 0.49 | 2.45 |

| Tipo de celda | a _P (μm) | b _P (μm) | c _Ρ (μm) | d _P (μm) | e _P (μm) |
|---------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| DNT-PP1-MAX | 6.60 | 9.40 | 0.70 | 5.60 | 0 |
| BAR-PP1-MAX | 1.40 | 9.40 | 0.70 | 13.60 | 0 |
| CRO-PP1-MAX | 4.20 | 4.20 | 0.70 | 8.40 | 0 |

Tabla 2.21 Parámetros para el cálculo del perímetro de la difusión P⁺ en celdas PP1-max.

Finalmente se diseña una cuarta celda representada en la figura 2.38 que se denomina lingotes-PP1-solapada (BAR-PP1-SLPD). Ésta se basa en una celda donde las difusiones P⁺ tienen forma de lingote.



Figura 2.38 Celda BAR-PP1-SLPD.

Con respecto a la celda análoga en islas, esta celda difiere de ella en la separación entre difusiones P⁺, que pasa de 0.8 a 1.3 μ m manteniendo el mismo área de la celda en 150.72 μ m². Así, los valores correspondientes al área y perímetro de las difusiones P⁺ se calculan a través de las expresiones (2.25) y (2.27), con los parámetros geométricos indicados en la tabla 2.15 para el cálculo del área, y los de la tabla 2.17 para el cálculo del perímetro, en el caso de la celda lingotes PP-1.

2.4.4 Varactores diseñados con celdas en islas

Una vez descritas las celdas en islas se presentan a continuación los varactores basados en ellas. Se han diseñado 35 varactores, de los cuales 10 están formados por una única celda. En la tabla 2.22 se enumeran cada uno de ellos, junto con la capacidad máxima medida a 2.4 GHz. En la tabla 2.23 se especifica el listado del resto de varactores, indicando el tipo y número de bloques utilizados, así como la capacidad máxima medida a la misma frecuencia.

| Varactor | Тіро | C _{max} |
|----------|--------------|------------------|
| V6 | DNT-PP1 | 42.66 fF |
| V7 | DNT-PP2 | 60.74 fF |
| V8 | DNT-PP3 | 82.00 fF |
| V9 | DNT-PN1 | 41.94 fF |
| V10 | DNT-PN2 | 56.15 fF |
| V11 | DNT-PN3 | 72.78 fF |
| V13 | BAR-PP1 | 45.01 fF |
| V14 | BAR-PP1-SLPD | 42.35 fF |
| V15 | CRO-PP1 | 37.42 fF |
| V16 | CRO-PP1-MAX | 37.21 fF |

Tabla 2.22 Celdas en islas diseñadas.

 Tabla 2.23
 Varactores diseñados con celdas en islas.

| Varactor | Тіро | Núm bloques | C _{max} |
|----------|---------|-------------|------------------|
| V37 | CRO-PN2 | 21 | 378.33 fF |
| V38 | FIN-PN2 | 21 | 457.00 fF |
| V39 | DNT-PN2 | 21 | 638.08 fF |
| V40 | BAR-PN2 | 21 | 434.09 fF |
| V41 | CRO-PP1 | 42 | 682.78 fF |
| V42 | FIN-PP1 | 42 | 860.59 fF |

| Varactor | Тіро | Núm bloques | C _{max} |
|----------|--------------|-------------|------------------|
| V43 | MAT-PP1 | 42 | 1.02 pF |
| V44 | DNT-PP1 | 42 | 819.55 fF |
| V45 | BAR-PP1 | 42 | 793.88 fF |
| V46 | FLAT-PP1 | 42 | 1.06 pF |
| V47 | DNT-PP2 | 21 | 770.15 fF |
| V48 | DNT-PP3 | 14 | 730.39 fF |
| V49 | FIN-PP2 | 21 | 730.43 fF |
| V50 | FIN-PP3 | 14 | 691.77 fF |
| V51 | DNT-PN1 | 42 | 760.11 fF |
| V52 | DNT-PN3 | 14 | 605.71 fF |
| V53 | FIN-PN1 | 42 | 573.66 fF |
| V54 | FIN-PN3 | 14 | 418.40 fF |
| V55 | DNT-PP1-MAX | 50 | 1.31 pF |
| V56 | BAR-PP1-MAX | 50 | 1.12 pF |
| V57 | CRO-PP1-MAX | 42 | 703.29 fF |
| V58 | BAR-PP1-SLPD | 42 | 842.32 fF |
| V59 | DNT-PP1 | 50 | 1.03 pF |
| V60 | BAR-PP1 | 50 | 923.25 fF |
| V62 | DNT-PP1 | 36 | 769.90 fF |

 Tabla 2.23
 Varactores diseñados con celdas en islas.




APÍTULO

Comparativas entre los varactores diseñados

En este capítulo se presenta un estudio entre las distintas formas de varactores que se han diseñado con la tecnología seleccionada [AMS12]. Se muestra, por tanto, un conjunto de comparativas entre los varactores diseñados, con el objeto de clasificarlos en función de parámetros claves: rango de sintonización, factor de calidad y capacidad máxima por unidad de área.

Para ello se precisa una técnica de medida que nos permita obtener resultados fiables. El fin de este proceso es garantizar que los resultados sean precisos y repetibles. En esta tesis doctoral la medida de los dispositivos diseñados para aplicaciones en radiofrecuencia se realizará directamente sobre la oblea (on wafer). Para ello se sitúa el dispositivo a estudiar DUT (Device Under Test) entre los pads de medida. La necesidad de incluir los pads de conexión se debe a que las micropuntas permiten realizar contactos en áreas muy pequeñas, pero no lo suficiente como para medir el DUT directamente. En nuestro caso se usarán seis pads formando dos puertos GSG (Ground-Signal-Ground). Además, los pads de tierra se conectarán entre sí formando el anillo de guarda.

Antes de comparar los varactores diseñados en este capítulo, se establece el sistema de medida y el de de-embedding utilizados, que nos generan los parámetros S del elemento pasivo y, por tanto, las medidas del varactor sobre oblea. Posteriormente se utilizará una herramienta propia denominada ViRM, desarrollada en MATLAB, que facilita la representación gráfica de los valores obtenidos en las medidas de los dispositivos de RF.

3.1 Sistema de medida de varactores sobre oblea

El sistema de medida de dispositivos sobre oblea está formado por un conjunto de equipos, cables, conectores y puntas de medida, que se detallan a continuación.

Por un lado tendremos los equipos, VNA (analizador vectorial de redes) Agilent 8720 ES y fuente de alimentación Agilent 6672A. El VNA, funciona en el rango de frecuencias de 50 MHz a 20 GHz. Este equipo, tiene la particularidad de poder introducir en los puertos de señal RF una señal DC sin el uso de una bias-Tee externa, lo que resulta muy útil en la polarización de los varactores.

La estación de puntas *Summit* TM 9000 de *Cascade Microtech* nos crea una estructura robusta sobre la que colocar el dado. Para conectar, el dispositivo a medir (DUT) hacemos uso de las puntas de medidas (figura 3.1) ACP40 (*Air Coplanar Probes*) GSG 150 µm e *Infinity* GSG 150µm, con tres dedos cada una,



Figura 3.1 Puntas de medida GSG 150 µm. (a) ACP40. (b) Infinity.

separados entre sí 150 μ m. Determinan los contactos *Ground-Signal-Ground* con el dispositivo.

Estas puntas se unen a los equipos de medida, estableciendo un *setup* lo más simétrico posible para cada puerto, mediante cables y conectores. Los cables utilizados son semi-rígidos de *Huber-Suhner*, *Sucoflex 104A* y conectan los puertos del VNA con la estación de puntas mediante codos SMA de *Huber-Suhner*. Ambos elementos funcionan correctamente a altas frecuencias, pudiendo alcanzarse los 18 GHz.

La figura 3.2 presenta una fotografía de los equipos utilizados del laboratorio de medidas sobre oblea del IUMA. En ella, se ven los elementos que forman este sistema de medida, pudiendo apreciar la estación de puntas *Summit* TM9000, los cables y conectores. Como los varactores a medir se encuentran integrados en la oblea, se precisa diseñar y fabricar con ellos una estructura de medida que los rodee y permita su conexión con las puntas de medida.

Esta estructura es imprescindible puesto que contiene los *pads* de conexión sobre los que se depositarán las puntas de medidas. Además, produce un buen contacto de tierra alrededor del varactor, creando un anillo de guarda y evitando posibles pérdidas a través del sustrato. En [RRH98] se indica que se consigue una mejora en el aislamiento de la señal cuando el anillo de guarda tiene conexión RF a tierra. El espaciado entre los centros de *pads* adyacentes correspondiente a un mismo puerto, viene fijado por las puntas de medida utilizadas, y es de 150 µm.

En la figura 3.3 se presenta el *layout* de un varactor (nuestro DUT) y su estructura de medida. El DUT se centra entre los dos puertos y los contactos



Figura 3.2 Sistema de medida de varactores sobre oblea.

laterales que unen los *pads* de tierra, de 10.8 μ m de anchura. La estructura rectangular resultante es de 413.4 μ m de ancho por 400.1 μ m de largo. La conexión interna a los *pads* de señal se realiza con pistas de metal 4¹ de 20 μ m de ancho.

Es obvio que la estructura de medida está condicionada por las dimensiones del mayor varactor diseñado, siendo la misma para todos los varactores a fin de

^{1.}La pista utilizada para conectar los *pads* de señal con el DUT es, dentro de las cuatro capas de metal de la tecnología utilizada, la más alejada del sustrato y la menos resistiva. La tecnología AMS 0.35µm se refiere a esta pista como metal 4.



Figura 3.3 Varactor y estructura de medida.

simplificar el procedimiento de *de-embedding*, que se explica en detalle en el apartado 3.1.2.

3.1.1 Calibración

Una vez conectados el VNA con los cables y conectores hasta las puntas de medida, se precisa calibrar el sistema. En el contexto del VNA el vocablo calibración tiene dos significados. El primero de ellos hace referencia a la calibración que se realiza en fábrica del equipo. El segundo, que es el que nos ocupa, mueve el plano de referencia desde el VNA hasta las puntas de medida, corrigiendo los efectos introducidos por los componentes adicionales (cables, conectores y puntas de medida), así como los errores sistemáticos del VNA, caracterizando la trayectoria de transmisión de cada puerto.

Existen varios métodos de calibración [Cas99]. Entre los más populares destacan el TRL (*Thru-Reflect-Line*), LRM (*Line-Reflect-Match*), SOLT (*Short-Open-Load-Thru*), SOLR (*Short-Open-Load-Reciprocal Thru*), QSOLT (*Quick-Short-Open-Load-Thru*) y el LRRM (*Line-Reflect-Reflect-Match*). Cuando se lleva a cabo una calibración es necesario alcanzar un compromiso entre los algoritmos matemáticos que se utilizan para el cálculo del modelo de error y el tipo de

estándar de medida empleado. Para cada técnica algunos estándares se conocen o caracterizan por completo, desempeñando un papel importante en la caracterización general.

En esta tesis se ha empleado el método SOLT, porque se utiliza para calibrar con precisión cualquier número de puertos, siendo una técnica ampliamente establecida e implementada en todos los VNAs modernos. Esta calibración es la más usada para frecuencias por debajo de 20 GHz, cubriendo el rango de frecuencias de trabajo. Además, el grupo de trabajo tiene amplia experiencia en su utilización.

Este procedimiento de calibración elimina los errores sistemáticos existentes, que encontramos en todos los sistemas de medidas y que son inherente a los VNAs, en la incidencia, reflexión y transmisión de las señales a medir. Durante la calibración, se detectan seis errores sistemáticos en cada uno de los sentidos (*forward* y *reverse*) que el VNA identifica mediante la medición de los estándares conocidos y comparando sus resultados con los esperados, proporcionando entonces las medidas de corrección [Rey05].

La exactitud de este método de calibración depende del modelado y las tolerancias de fabricación de los estándares de calibración (*short, open, load, thru*), por lo que para aumentar esta exactitud se utilizan estándares previamente caracterizados con respecto a la calibración de referencia [RN06], en este caso, se utiliza un sustrato de impedancias estándar (ISS) de *Cascade Microtech* (modelo ISS 005-016). Este paso permite generar una matriz de error que se graba en el VNA con las medidas de corrección necesarias y generadas en la calibración.

3.1.2 Proceso de de-embedding

El proceso de *de-embedding* elimina los efectos no deseados de la estructura de medida y, por tanto, cambia el plano de referencia que con la calibración habíamos situado en las puntas de medida, hasta los extremos del dispositivo a medir. Para ello se deben calcular los efectos parásitos con un modelo de impedancias/admitancias, y posteriormente se eliminan por medio de un método matemático.

3

Los efectos parásitos quedan recogidos en el modelo simplificado de la estructura de medida del DUT, tal y como se representa en la figura 3.4:



Figura 3.4 Modelo de impedancias y admitancias.

donde los distintos efectos [Goñ07] que se recogen son:

- Resistencias de contacto (Z_{cont1}, Z_{cont2}): representan las pérdidas óhmicas en el contacto de las puntas sobre la estructura de medida (la metalización entre el sustrato de calibración y nuestro dispositivo difiere). El valor de esta resistencia depende del deslizamiento y presión de las puntas sobre los *pads*, minimizándose con un deslizamiento mayor o igual a 40 μm [AB03].
- Autoacoplamiento (Y_{p1}, Y_{p2}): incluye el efecto de pérdidas de señal entre los pads y la tierra, debido a que los *pads* están diseñados con capas de polisilicio y metal.
- Resistencias de las pistas de conexión (Z_{i1}, Z_{i2}): son las pérdidas que se producen en las pistas metálicas por las que circula la señal, desde los pads de cada puerto al dispositivo a medir.

Existen distintos métodos de *de-embedding* para dos puertos, que varían según las estructuras de medida que utilizan. De esta manera se tiene el método de *Wartenberg*, que utiliza las estructuras *open* y *short* [War02], y otros que emplean las *open*, *short* y *thru*, como *Kolding* [Kol99], [Kol00], [CB91], [VSD01]. Utilizar una estructura más para hacer el proceso de *de-embedding* supone un aumento del coste asociado a la implementación de estas estructuras sobre la oblea. Por otro lado, también se encuentran en la literatura métodos que sólo utilizan la estructura *thru*, como los trabajos de *Amakawa* [AIM10] y *Daniel* [DHS+04].

El método de *de-embedding* utilizado en este trabajo ha sido desarrollado en trabajos previos del grupo de investigación, y ha sido usado ampliamente en las medidas de varactores y bobinas [Goñ07],[GMG+05],[GGS+03]. Está basado en el método de los cuatro pasos de *Kolding* [Kol00], que elimina los efectos del modelo simplificado de la figura 3.4 a partir de los resultados de las medidas de tres estructuras de específicas (*single-open, single-short* y *thru*) (figura 3.5). Las estructuras se diseñan y fabrican en el mismo *run* de fabricación de los dispositivos a estudiar. En la estructura *single-short* se han cortocircuitado los *pads* de señal con los de tierra, de forma que toda la estructura queda conectada entre sí, y a su vez conectada al sustrato. La estructura *single-open* equivale a tener el anillo de guarda sin DUT y sin pistas de conexión al mismo. Y por último, en la estructura *thru* se conecta el *pad* de señal del puerto 1 con el *pad* de señal del puerto 2, con una pista de metal 4 (*met4*) de 20 µm de ancho y con una longitud de 191.9 µm. En el proceso de *de-embedding* se eliminará la parte proporcional del tamaño de la pista de dicho metal.

El proceso de *de-embeding* que se sigue comienza con la resta de la estructura *single-short* a la estructura *thru* y de esta forma se elimina el valor de Z_{cont} .



Figura 3.5 Estructuras para el de-embedding.

3

A continuación se hace lo mismo con la estructura *single-open* por lo que se elimina el valor de Y_p. De este modo el modelo quedaría únicamente con el valor de la impedancia de las líneas de conexión Z_i. Mediante este proceso se calcula el valor de impedancia de una línea de conexión que una los pads de señal de una estructura de medida de dos puertos. Como el tamaño de las líneas de conexión depende de cada varactor, su impedancia se calcula a partir del dato de Z_i total afectado por un factor de corrección dependiente del tamaño de la conexión[GMG+05].

Las medidas de cada varactor, así obtenidas, son procesadas posteriormente con ayuda de una herramienta propia desarrollada en Matlab, denominada ViRM (Visualizador de Resultados de las Medidas) para calcular y representar gráficamente los parámetros de interés. Estos parámetros son la capacidad, la resistencia y el factor de calidad, derivados a partir de los parámetros Z, según las siguientes expresiones:

$$C_{11} = -\frac{1}{2\pi f \cdot Im(Z_{11})}$$
(3.1)

$$R_{11} = Re(Z_{11})$$
 (3.2)

$$Q_{11} = -\frac{Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})}$$
(3.3)

$$C_{22} = -\frac{1}{2\pi f \cdot Im(Z_{22})}$$
(3.4)

$$R_{22} = Re(Z_{22})$$
(3.5)

$$Q_{22} = -\frac{Im(Z_{22})}{Re(Z_{22})}$$
(3.6)

Las tres primeras representan la capacidad (3.1), resistencia (3.2) y el factor de calidad (3.3) que se obtienen desde el puerto 1. Las tres siguientes (3.4)-(3.6) corresponden a estos valores desde el puerto 2 del varactor.

En estas ecuaciones $\text{Re}(Z_{11})$ y $\text{Re}(Z_{22})$ representan la parte real de los parámetros Z desde el puerto 1 y 2 respectivamente, mientras que $\text{Im}(Z_{11})$ y $\text{Im}(Z_{22})$ son su parte imaginaria.

3.1.3 Visualizador de Resultados de las Medidas (ViRM)

En la figura 3.6 se muestra la interfaz de usuario del visualizador de resultados de medidas (ViRM). Con esta única ventana se realizan todos los controles necesarios para hacer la representación gráfica de los parámetros representativos del varactor. Se pueden visualizar parámetros en 2D o 3D frente a la frecuencia y/o tensión. La herramienta también permite elegir el puerto al que corresponde el parámetro.

Antes de poder visualizar los resultados de las medidas, debe realizarse una conversión de los datos desde el formato de salida proporcionado por IC-CAP (archivos con extensión .mdl) a los de entrada de ViRM (variables MATLAB en archivos con extensión .mat). La rutina que se encarga de esta conversión,



Figura 3.6 Interfaz de usuario de ViRM: capacidad C_11 medida vs. tensión del varactor 1.

denominada Crear_BD, está implementada en la interfaz de usuario. A ella se accede desde el menú ViRM, donde sólo hay que indicar la ruta absoluta o relativa de los archivos de medida y el nombre de salida de la base de datos de MATLAB.

Cada archivo de modelo de IC-CAP contiene la información relativa a las medidas de un varactor durante una única sesión, para todos los valores de tensión de polarización. Los valores de tensión de polarización vienen dados según se realiza la medida. Por lo general, en cada sesión se realizaron medidas con trece polarizaciones distintas, de 0 a -5 V. Para cada una de las polarizaciones se realizó un barrido de frecuencias, desde 0.5 a 10 GHz, con 201 valores. Se tiene así que para cada varactor hay un total de 2613 medidas por sesión.

Además, para un mayor exactitud, se realizaron una media de diez sesiones de medidas por varactor (aunque para algunos varactores se hicieron más), empleando idénticos barridos en tensión y frecuencia. Se dispone así de 10 medidas por cada par de valores tensión-frecuencia, pudiendo hacerse un promedio de todas ellas.

Los archivos de IC-CAP de cada sesión se almacenan en una carpeta, donde en el fichero MATLAB se le asigna un número de medida a cada sesión atendiendo al orden alfabético del nombre de las carpetas, por lo que se utiliza la nomenclatura medX-aammdd. Donde X es el número de medida y aammdd corresponde a la fecha (año-mes-día) en la que se ha realizado la medida. Esto permite tener un mayor control sobre la cantidad de datos disponibles de todos los varactores fabricados.

El siguiente paso a realizar en ViRM es cargar la base de datos ya creada y visualizar los resultados. El aspecto general de la ventana de aplicación se muestra en la figura 3.6, en la que se pueden identificar varias secciones:

• Región de selectores en la parte derecha de la figura, donde se especifican el conjunto de resultados que se desea representar, tal y como se indica en la tabla 3.1.

ViRM ofrece tres dominios para la representación de los resultados de las medidas:

| Variables | Valores |
|----------------------|--|
| Dominio | f, V _{pol} , f x V _{pol} |
| Parámetro | C_11, R_11, Q_11, C_22, R_22, Q_22 |
| Тіро | pnJ, MOS |
| Nº varactor | $N (N \le 62)$ |
| № medida | Μ |
| V _{pol} (V) | [0,5] ^a |
| F (GHz) | [0, 10] ^a |

Tabla 3.1 Valores permitidos para las variables

a. Valores procedentes de los archivos de modelo del IC-CAP.

- Los valores de los parámetros frente al dominio de la frecuencia dominio f.
- Los valores de los parámetros frente al dominio de la tensión de polarización - dominio V_{pol}.
- Representación en 3D del valor de los parámetros frente a la frecuencia y a la tensión de polarización - dominio f x V_{pol}.

Como ejemplo de los dos primeros dominios de representación se presenta en la figura 3.6 la capacidad desde el puerto 1 (C_11) frente a la tensión del varactor PN 1, con 12 medidas diferentes a una frecuencia de 2.4 GHz, y en la figura 3.7 se muestra la capacidad (C_11) frente a la frecuencia del mismo varactor PN 1, con las doce medidas realizadas a dos tensiones de polarización inversa, 0 y 5 V.

- Región de representación. Aquí se incluyen las acciones para representar funciones y los conmutadores que gestionan la rejilla y la leyenda. Las acciones pueden ser:
 - Representar: muestra sólo las medidas especificadas en ese momento. Esta acción elimina cualquier medida representada previamente.
 - Añadir: superpone medidas a las ya representadas.



Figura 3.7 Medida de capacidad C_11 vs. frecuencia del varactor 1.

- Promediar: calcula el promedio de las medidas representadas y lo sitúa en la medida, M+1. Si se quiere representar habría que añadir esta medida.
- Figura: genera una figura MATLAB independiente con lo representando en la ventana de la aplicación.
- Región de mensajes de salida: muestra mensajes como, la carga de una nueva base de datos con la asignación del número de medidas, los errores en la especificación de los valores de las variables o la ausencia de resultados de determinadas medidas.
- Pantalla principal, en la que se representan los resultados indicados.

La interfaz de usuario cuenta también con todas las facilidades que proporciona MATLAB en cada figura, de entre las que destacan los controles de zoom y marcas sobre las gráficas de las medidas.

En la figura 3.8 se representan las medidas anteriormente descritas con sus correspondientes promedio, en rojo el promedio correspondiente a C_11 vs V_{pol} y en verde el correspondiente a C_11 vs. f.

Mientras que en la figura 3.9 se ha representado la variación de la capacidad desde el puerto 1 (C_11) del varactor V29 con respecto a la frecuencia y a la tensión de polarización. Las gráficas visualizadas se pueden grabar en un documento (extensión .grf) con un formato sencillo para representar datos en forma de tabla. En el caso de la gráfica de la figura 3.9 se obtiene la tabla de la figura 3.10.



Figura 3.8 Representación de las medidas con su promedio. (a) Capacidad vs. tensión. (b) Capacidad vs. frecuencia

3



Figura 3.9 Representación en 3D de la capacidad C_11 en el dominio f x V_{pol}.

| 😗 U | ltraEdit - [G:\T | ESIS\TESIS-I | MEMORIA\ff | iguras-ViRM | \salida-te | xto.grf |] | | | | | |
|----------|----------------------------------|------------------------|------------------------|-------------|-------------------|----------------|----------|--------------------|----------|------------------|-------------------|------|
| <u>i</u> | rchivo <u>E</u> ditar <u>B</u> i | uscar I <u>n</u> serta | r <u>P</u> royecto | Ver Eormato | o <u>⊂</u> olumna | Macro | Gestión | de <u>S</u> cripts | Avanzado | Ve <u>n</u> tana | Ay <u>u</u> da | - |
| | | | | | | 7 1 1 1 | | | | م مم ا | nt ab | -' × |
|] 🔝 | * * 🔟 🗁 | | 🕰 🚨 | | 6 E 🕻 | 0 % | - Ta 🗖 | ŀ | ~ | 843 34 | 86 ² 8 | » |
| , Ç | l <u>l. 10</u> | uuluu. ² | | 30 | 40 | <u>нн</u> . | | | ului. | 20 | | 🔼 |
| 2 | Archivo de (| graricas - | /101 1.5 | | | | | | | | | - |
| з | • Gráfica: | | | | | | | | | | | |
| 4 | | | | | | | | | | | | |
| 5 | - Domin: | 10 de repi | resentac: al domini | ion : | 3D (frec 2613 | х Vр | 01) | | | | | |
| 7 | - N° de | funciones | s represe | entadas . | 1 | | | | | | | |
| 8 | - Cadena | a descrip | tiva | | param: C | 1_1, | tipo: | pnJ, l | Nvar: 1 | , Nmed: | 1 | |
| 9 | - Varia | oles de es | stado | | {1, 1, 1 | , 1, | NaN, N | aN, 1, | 0, 1} | | | |
| 10 | | | | | | | | | | | | |
| 12 | · Lista de : | funciones | renreser | tadas: | | | | | | | | |
| 13 | | | | | | | | | | | | |
| 14 | | Param | Tipo | Nvar | Nmed | Ε | stilo | Leye | nda | | | |
| 15 | | | | | | | | | | | | |
| 16 | FI | C_1_1 | pnJ | 29 | T | | - a | | | | | |
| 18 | • Tabla de v | valores: | | | | | | | | | | |
| 19 | | | | | | | | | | | | |
| 20 | freq | | Vpol | | F1 | | | | | | | |
| 21 | 5e+008 | n | | 3.0 | 0423e-01 | 3 | | | | | | |
| 23 | 5.475e+008 | з Ö | | 2.9 | 431e-013 | | | | | | | |
| 24 | 5.95e+008 | 0 | | 2.9 | 3133e-01 | .3 | | | | | | |
| 25 | 6.425e+008 | в о | | 2.9 | 7415e-01 | .3 | | | | | | |
| 26 | 6.9e+008 | | | 2.9 | 5639e-01 | .3 | | | | | | |
| 27 | 7.85e+008 | , u | | 2.9 | 5521e-01 | 3 | | | | | | |
| 29 | 8.325e+008 | з о | | 2.9 | 5111e-01 | 3 | | | | | | |
| 30 | 8.8e+008 | 0 | | 2.9 | 6329e-01 | .3 | | | | | | |
| < | | | | | | | | | | | | > |
| | B I U 💷 | | 🔀 😩 😩 | 99 | 💷 Jabi 🔲 | | ? | • 📑 | 1 1 it | %41 » | G » | |
| Sinece | esita ayuda, | Lín. 2, | Col. 1, C0 | DOS | 5 | | Mod.: 1 | 8/04/2011 | 8:28:42 | Tamaño: | 125731 | |

Figura 3.10 Formato de salida de las gráficas visualizadas.

3.2 Efecto de la tensión de polarización y la frecuencia de funcionamiento sobre los parámetros del varactor

Antes de realizar una serie de comparativas entre los diferentes varactores diseñados y fabricados en esta tesis, se estudia el comportamiento de los parámetros del varactor, la capacidad, resistencia y el factor de calidad, cuando se varía la tensión de polarización y la frecuencia de trabajo del dispositivo. Para ello se han elegido dos varactores V24 y V26, de 504 y 840 celdas de unión enterradas tipo *donuts*, respectivamente, con la estructura estudiada en el apartado 2.3.

Con el fin de conocer cuales son los límites de funcionamiento de nuestros dispositivos, la tensión de polarización inversa se ha variado desde 0 a 10 V y la frecuencia de funcionamiento desde 0.5 a 10 GHz.

En la figura 3.11 se representa la variación de la capacidad medida desde el puerto 1 frente a la tensión, para dos frecuencias de funcionamiento, 0.88 GHz (representada con símbolo sólido) y 2.4 GHz (con símbolo hueco). En ella se observa como la capacidad disminuye al aumentar la tensión inversa de polarización del varactor, hasta una tensión inversa próxima a los 9 V. Esta capacidad se debe principalmente a la de unión entre la difusión P⁺ y el pozo N ya que al aumentar la tensión inversa de polarización, la zona de deplexión es



Figura 3.11 Variación de la capacidad desde el puerto 1 frente a la tensión.

mayor y por tanto, disminuye su capacidad. Sin embargo también se indica que la capacidad crece con el aumento de la frecuencia de operación. Esto se observa hasta alcanzar la frecuencia de resonancia, como muestra la figura 3.12, donde se presenta la variación de la capacidad frente a la frecuencia a dos tensiones de polarización inversa, 0 y 5 V. Para frecuencias superiores a la de resonancia la capacidad pasa a ser negativa, lo que implica que el varactor cambia su respuesta capacitiva a inductiva.

También se aprecia que la frecuencia de resonancia aumenta con el incremento de la tensión. Por ejemplo, el varactor V24 tiene una frecuencia de resonancia en torno a 4 GHz a 0 V de tensión de polarización, y alcanza los 6.2 GHz cuando esta tensión asciende a 5 V.

Por otro lado, al aumentar el tamaño del varactor al hacerlo el número de celdas, con el consiguiente incremento del área y perímetro de la difusión P⁺ y, por tanto, la capacidad del varactor, supone una disminución de la frecuencia de resonancia del mismo. Por ejemplo, para tensión de polarización de 0 V, según se muestra en la figura 3.12, la frecuencia de resonancia para el varactor V24 está en torno a 4GHz. Sin embargo en las mismas condiciones la del V26 se produce a 2.5 GHz. A este hecho contribuye el que con un área mayor se necesita más metalización de contacto, adquiriendo más relevancia la inductancia parásita asociada.



Figura 3.12 Variación de la capacidad desde el puerto 1 frente a la frecuencia.

Para que el varactor funcione en un amplio rango de frecuencias interesa que su frecuencia de resonancia sea lo más alta posible. La variación de la frecuencia de resonancia con respecto a la tensión aplicada se representa en la figura 3.13. Las medidas de la frecuencia de resonancia de los varactores se indican con símbolos y el ajuste realizado con líneas que responde a una curva del tipo (3.7), donde a, b y c son constantes para cada varactor, cuyos valores se indican en la tabla 3.2, y v es la tensión de polarización inversa aplicada. Se muestra claramente el incremento de esta frecuencia con la tensión aplicada debido a, como se comentó anteriormente, la disminución de la capacidad.

Tabla 3.2 Constantes de la curva de aproximación de la frecuencia de resonancia frente a la tensión.

| Varactor | а | b | C | |
|----------|------|------|------|--|
| V24 | 3.67 | 1.21 | 0.45 | |
| V26 | 2.32 | 0.83 | 0.48 | |

$$f_{resonancia} = a + b \cdot v^{c}$$
(3.7)

El error relativo entre la curva de ajuste y las medidas de la frecuencia de resonancia es menor en cualquier caso al 7%, que se obtiene para la tensión de 0 V.



Figura 3.13 Variación de la frecuencia de resonancia frente a la tensión.

El efecto de la variación de la tensión y la frecuencia sobre la resistencia del varactor desde el puerto 1, R₁₁, se observa en la figura 3.14 y en la figura 3.15, respectivamente.

En la primera de ellas se representa con símbolos la variación de la resistencia medida frente a la tensión, para una frecuencia de 2.4 GHz, junto con la media de dichos valores con líneas. Esta media se ha indicado en el eje derecho de la gráfica, con valores de 1.88 para el varactor V24 y 1.36 para el V26. El error entre dicho valor y las resistencias medidas para cualquier tensión, es inferior al 8%. Para el resto de frecuencias la respuesta de R₁₁ frente a la tensión es similar. Por ello, en nuestro análisis, se considera que la resistencia no depende de la tensión aplicada.

En la figura 3.15 se representa R₁₁ para las trece tensiones de polarización estudiadas, desde 0.5 GHz hasta la frecuencia de resonancia de cada varactor. Igual que en el caso anterior, se muestra también el valor medio de la resistencia: 1.95 para V24 y 1.40 para V26. Los mayores errores relativos que se observan de la resistencia media, frente a las resistencias medidas, son del 22.54% para el varactor V26 y 24.62% para el V24. Esta variabilidad de las resistencias con la frecuencia complica enormemente el modelado del factor de calidad, como se indicará en el capítulo 4.



Figura 3.14 Variación de R₁₁ frente a la tensión de polarización a 2.4 GHz.



Figura 3.15 Variación de ${\rm R}_{11}$ frente a la frecuencia para todas las tensiones de polarización.

El factor de calidad respecto al puerto 1 es inversamente proporcional a la frecuencia de funcionamiento, la capacidad y la resistencia del varactor desde dicho puerto, como indica la siguiente expresión:

$$Q_{11} = \frac{1}{2\pi f \cdot C_{11} \cdot R_{11}}$$
(3.8)

Como al aumentar la frecuencia de trabajo incrementa la capacidad, mientras



Figura 3.16 Variación del factor de calidad desde el puerto 1 frente a la frecuencia.

Con respecto a la tensión se puede observar que el factor de calidad crece con mayores tensiones inversas de polarización (figura 3.16), debido a la disminución de la capacidad tal y como se indicó anteriormente (ver la figura 3.11).

Todo el estudio realizado hasta ahora en este apartado se ha hecho sobre el puerto 1, o P, del varactor mediante C_{11} , R_{11} y Q_{11} . Para indicar las correspondientes respuestas desde el puerto 2, o N, se muestran los resultados medidos con el varactor V51, diseñado con 42 celdas en islas tipo *donuts* PN y difusiones N⁺, conectadas al canal enterrado tipo 1, es decir, una celda en medio de dos difusiones N⁺ (estructura descrita en el apartado 2.4 DNT-PN1).

En la figura 3.17 se representan las capacidades del varactor desde el puerto 1 y el puerto 2, frente a la tensión, para una frecuencia de operación de 2.4 GHz. En ella se observa como C_{22} supera a C_{11} , debido a que desde el puerto 2 se suman más capacidades internas derivadas hacia el sustrato, por la asimetría de la estructura del varactor con respecto al ánodo y al cátodo. En el capítulo 4 de esta memoria se explicará con mayor detalle esta diferencia.



Figura 3.17 Variación de la capacidad frente a la tensión desde los dos puertos; f = 2.4 GHz.



Figura 3.18 Variación de la resistencia frente a la frecuencia desde los dos puertos; V = 0 V.

En la figura 3.18 se representa la resistencia del varactor obtenida desde el puerto 1 y 2, para todo el rango de frecuencias estudiado, cuando la tensión inversa de polarización es de 0 V. Nótese como la resistencia desde el puerto 2 varía aún más con la frecuencia que desde el puerto 1.

Finalmente el factor de calidad queda recogido en la figura 3.19, para una tensión de polarización de 0 V desde el puerto 1 (3.8), con la resistencia y capacidad correspondientes. Con respecto al puerto 2, los parámetros, C₂₂ y R₂₂,



Figura 3.19 Variación del factor de calidad frente a la frecuencia desde los dos puertos: V = 0 V.

son superiores respectivamente a los del puerto 1, C_{11} y R_{11} , lo que implica que el factor de calidad sea inferior en el puerto 2, disminuyendo también con el aumento de la frecuencia de operación.

La elección del varactor más adecuado es siempre una solución de compromiso entre la capacidad requerida, el rango de sintonización y el factor de calidad. El factor de calidad debería ser lo más alto posible pero la necesidad de emplear capacidades altas con el uso de frecuencias elevadas lo degradan de forma considerable.

Hasta ahora se ha presentado la respuesta del varactor con la polarización y la frecuencia de trabajo. En el próximo apartado se harán las comparativas entre los distintos varactores diseñados.

3.3 Comparativas entre varactores

En el capítulo 2 se presentaron los varactores diseñados basados en las celdas explicadas. Éstos se pueden agrupar de forma que se realizan un total de nueve comparativas diferentes en las que se varía, entre otras, la forma de las difusiones N^+ y P^+ , el número de difusiones N^+ enterradas entre celdas, la orientación y el número de celdas, etc.

El volumen de datos de las medidas realizadas que se manejan en este trabajo supera el millón y medio, si tenemos en cuenta que se realiza una media de 10 sesiones de medida por varactor, y en cada una de ellas se consideran 13 tensiones de polarización en el rango de 0 a 5V, así como 201 frecuencias dentro del intervalo 0.5 - 10 GHz. Por simplificar en estas comparativas se mostrarán los datos obtenidos a la frecuencia de 2.4 GHz, correspondiente al estándar 802.11n. Para el resto de frecuencias pertenecientes a otros estándares de RF los resultados proporcionan conclusiones similares.

Las comparativas realizadas se harán con respecto a los parámetros factor de calidad, rango de sintonización y área efectiva de silicio. Ésta última condiciona la capacidad máxima por área de silicio del varactor (fF/ μ m²). Un valor elevado de la capacidad por área permite reducir ésta última y aumenta la frecuencia de resonancia.

El rango de sintonización se calcula según (3.9), donde $C_{máx}$ coincide con la medida de la capacidad a 0 V y $C_{mín}$ a 3.3 V.

$$TR(\%) = \frac{C_{máx} - C_{mín}}{C_{máx} + C_{mín}}$$
(3.9)

Las comparativas que se van a estudiar a continuación son:

- Comparativa 1: con varactores formados por celdas de unión enterradas se varía la forma de las difusiones P⁺, como *donut* (DNT), dedos (FIN), lingotes (BAR) y cruces (CRO).
- Comparativa 2: con varactores formados por celdas de unión en islas tipo PN-PN2, se cambia la forma de las difusiones P⁺, como *donut* (DNT), dedos (FIN), lingotes (BAR) y cruces (CRO).
- Comparativa 3: con varactores formados por celdas de unión en islas tipo PP-PP1, se cambia la forma de las difusiones P⁺, como *donut* (DNT), dedos (FIN), lingotes (BAR) y cruces (CRO).
- Comparativa 4: con varactores formados por celdas de unión enterradas de tipo DNT, se varía su número desde 4 hasta 840 celdas.
- Comparativa 5: con varactores formados por 21 celdas de unión enterradas de tipo DNT, se cambia no sólo la orientación de la celda sino también la de las líneas de interconexión de metal, modificando la distancia entre puertos.
- Comparativa 6: con varactores formados por celdas de unión en islas PP, con la misma forma de difusión P⁺ (FIN y DNT), se estudia la separación entre las difusiones N⁺ enterradas con 1, 2 ó 3 celdas PP entre ellas.
- Comparativa 7: con varactores formados por celdas de unión en islas PN, con la misma forma de difusión P⁺ (FIN y DNT), se estudia la separación entre las difusiones N⁺ enterradas con 1, 2 ó 3 celdas PN entre ellas. (como la comparativa 6 cambiando las celdas PP por PN.
- Comparativa 8: con varactores formados por celdas de unión en islas tipo PP-PP1, se varía la separación entre las difusiones P⁺ y N⁺.
- Comparativa 9: con varactores formados por 42 celdas de unión enterradas PN y los de islas PP y PN.

3.3.1 Comparativa 1: variación de la forma de las difusiones

En este primer apartado se comparan varactores formados por celdas de unión enterradas con el mismo número de celdas, 42, y por tanto igual área, donde se varía la forma de las difusiones P⁺, como *donuts* (DNT), dedos (FIN), lingotes (BAR) y cruces (CRO). En la figura 3.20 se muestran las fotografías de estos varactores fabricados [GGM+07] [GGM+07a]. En ellas se observa que cada varactor tiene en sus extremos los contactos de ánodo y cátodo, a los que se conectan los metales que unen el varactor con los contactos para las puntas de medida.

Los varactores que presentan mayor capacidad son los tipo *donuts*, seguidos por los de lingotes, dedos y por último cruces, siendo la capacidad máxima por área efectiva de silicio de los primeros 0.49 fF/ μ m², frente a los 0.18 fF/ μ m² de los últimos. Esto se debe a que la capacidad del varactor viene dada principalmente por dos términos: la capacidad del área formada por la superficie de la difusión P⁺ sobre el pozo N, y la capacidad lateral formada por el perímetro de la unión P⁺- pozo N. Al variar las formas de las difusiones P⁺, los varactores tipo



Figura 3.20 Fotografía de los varactores de la comparativa 1.

donuts tienen mayores área y perímetro de difusión P⁺. El área total de cada uno de estos varactores es igual a 1795.74 μ m² (51.9 μ m x 34.6 μ m).

La variación de la capacidad frente a la tensión de estos varactores se representa en la figura 3.21, donde se observa que el varactor tipo *donuts* (línea negra) tiene una capacidad casi tres veces mayor que el tipo cruces (línea azul). Las capacidades intermedias corresponden al tipo lingotes (línea roja) y dedos (línea verde).



Figura 3.21 Capacidad frente a la tensión en varactores con igual área, tipo DNT, BAR, FIN y CRO.

El mayor rango de sintonización es para los varactores tipo *donuts*, y el menor para los tipo cruces, con valores progresivamente intermedios en los varactores lingotes y dedos. Mientras que el factor de calidad mínimo, Q_{min}, obtenido con la capacidad máxima es mayor para los tipo cruces y mínimo, para los tipo dedos (ver tabla 3.3).

| Varactor | Tipo | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/μm ²) |
|----------|------|--------|------------------|--|
| V21 | DNT | 30.25 | 29.62 | 0.4872 |
| V27 | BAR | 27.44 | 29.15 | 0.3523 |
| V28 | FIN | 29.57 | 26.42 | 0.2933 |
| V29 | CRO | 26.76 | 44.52 | 0.1803 |

 Tabla 3.3
 Comparativa entre varactores con el mismo área.

3

3.3.2 Comparativa 2: variación de las formas de las difusiones con varactores PN-PN2

A continuación se comparan varactores formados por celdas de unión en islas PN con 21 bloques PN2, con dos celdas por cada par de difusiones N⁺ enterradas, según se describe en el apartado 2.4 [MSG+11]. El área del varactor permanece constante, igual a 1288.92 μ m², adquiriendo las difusiones P⁺cuatro formas distintas: DNT, FIN, BAR y CRO.

Como ya ocurrió en la comparativa 1 con varactores de celdas enterradas, los varactores con mayor área y perímetro de la difusión P⁺ tendrán mayor capacidad como muestra la figura 3.22, siendo máxima en los varactores tipo *donuts* (representada por la línea negra), seguida por la capacidad de los tipo dedos (línea verde), lingotes (rojo) y cruces (azul).

El factor de calidad mínimo de los varactores varía progresivamente desde 41.64 para el tipo *donuts* hasta 91.24 para el tipo cruces (tabla 3.4). Sin embargo, la variación del factor de calidad es apreciablemente mayor que la de la capacidad. Por ejemplo, una disminución del 40.71% en la capacidad (de 638.08 fF con tipo *donuts*, a 378.33 fF con tipo cruces), supone un aumento del factor de calidad del 113.7% (de 41.64 a 91.24). Esto es sólo atribuible, atendiendo a la ecuación (3.8), a una notable reducción de la resistencia, a medida que la capacidad disminuye, al variar la forma de las difusiones P⁺, por un



Figura 3.22 Capacidad frente a la tensión en varactores con celdas PN-PN2.

mejor interconexionado. Esta configuración es por tanto, preferible cuando se requieran elevados factores de calidad.

De nuevo, como con las celdas enterradas, los valores mayores de rango de sintonización y factor de calidad se dan en el mismo tipo de celdas. Los rangos de sintonización son similares a los de la comparativa 1. La principal diferencia entre ambas comparativas es el factor de calidad. En éstas, al emplearse un mayor número de contactos y difusiones N⁺, las resistencias parásitas debida al conexionado disminuye, aumentando considerablemente el factor de calidad.

| Varactor | Tipo | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/μm ²) |
|----------|------|--------|------------------|--|
| V39 | DNT | 30.62 | 41.64 | 0.4950 |
| V40 | BAR | 28.01 | 43.61 | 0.3368 |
| V38 | FIN | 29.48 | 74.42 | 0.3546 |
| V37 | CRO | 28.41 | 91.24 | 0.2935 |

 Tabla 3.4
 Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PN-PN2.

3.3.3 Comparativa 3: variación de las formas de las difusiones con varactores PP-PP1

En esta comparativa se trabaja con cuatro varactores de 42 celdas de unión en islas tipo PP-PP1 (descritas en el apartado 2.4), donde se varía la forma de las difusiones P⁺ de las celdas en cada uno de ellos. Estos cuatro tipos, *donut* (DNT), dedos (FIN), lingotes (BAR) y cruces (CRO) ya han sido comparados en celdas de unión enterradas y en celdas en islas PN-PN2.

Todos los varactores tienen un área de 1661.52 μ m² (60.2 x 27.6 μ m). La variación del área (2.30) y perímetro (2.32) de la difusión P⁺ nos permite obtener varactores con igual número de celdas pero diferentes capacidades, mucho mayores que las correspondientes a las celdas PN enterradas de la comparativa 1, y a las celdas PN en islas de la comparativa 2; como muestra la figura 3.23, si se compara con la figura 3.21 y con la figura 3.22.

3



Figura 3.23 Capacidad frente a la tensión en varactores con celdas PP-PP1.

El rango de sintonización se presenta en la tabla 3.5. En estos varactores es muy parecido debido a la similitud de las curvas de la capacidad-tensión, que mantienen prácticamente iguales las variaciones de capacidad mínima y máxima. Éstos son, a su vez, del mismo orden que los obtenidos con las celdas PN enterradas y en islas PN.

La tendencia mostrada por los factores de calidad mínimos, Q_{min} , es contraria de la capacidad: aquellos varactores con menor capacidad tienen mayor Q y viceversa (con resistencias parásitas semejantes). Por ello, el varactor V41 (CRO) tiene una Q_{min} de 48.68, mientras que el V44 (DNT), de 34.86, tal y como muestra la tabla 3.5; valores intermedios a los de los varactores con celdas PN enterradas y en islas PN.

| Varactor | Tipo | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/µm²) |
|----------|------|--------|------------------|---------------------------------|
| V44 | DNT | 30.52 | 34.86 | 0.4933 |
| V45 | BAR | 30.82 | 38.32 | 0.4778 |
| V42 | FIN | 31.67 | 39.76 | 0.5180 |
| V41 | CRO | 29.78 | 48.68 | 0.4109 |

Tabla 3.5 Rango de sintonización y factor de calidad de varactores con celdas tipo islas PP-PP1.

3.3.4 Comparativa 4: variación del número de celdas

En esta comparativa se varía el número de celdas de canal enterrado tipo *donut*, desde 4 hasta 840, con diez varactores. Esto se traduce en que la capacidad máxima (a 0 V y 2.4 GHz de frecuencia) pasa de 117 fF a 25.90 pF. Estos varactores forman el mayor conjunto implementado con el mismo tipo de celdas, de canal enterrado. Por ello se elegirá este grupo para desarrollar los modelos circuitales en el capítulo 4.

La figura 3.24 representa la variación de la capacidad frente a la tensión inversa de polarización desde el puerto 1 (P) en los varactores considerados con menos de 100 celdas. La de los varactores con un número de ellas superior se muestra en la figura 3.25, para una mejor visualización, por el elevado salto en la escala capacitiva. En ellas se observa como los varactores con mayor área tienen una mayor capacidad, aumentando ésta con el número de celdas que contienen.

Existe una relación directa entre el número de celdas que forman el varactor y su capacidad, tal y como se indica en la figura 3.26, en la que se ha representado con cuadros los valores máximos de capacidad frente al número de celdas.

Esta respuesta se aproxima a una curva exponencial como la ecuación (3.10), donde los parámetros A_0 , A_1 y B son constantes de ajuste (ver tabla 3.6) y n representa el número de celdas.



Figura 3.24 Capacidad frente a la tensión en varactores con variación del número de celdas.



Figura 3.25 Capacidad frente a la tensión en varactores con variación del número de celdas.



Figura 3.26 Capacidad máxima en función del número de celdas.

$$C_{\max} \approx A_0 + A_1 \cdot e^{(n)/B}$$
(3.10)

Tabla 3.6 Parámetros de ajuste para la curva de aproximación de $C_{máx}$, frente al número de celdas.

| A ₀ (F) | A ₁ (F) | В |
|--------------------|--------------------|--------|
| -1.71e-11 | 1.72e-11 | 910.25 |

El error relativo máximo entre la aproximación realizada y las capacidades medidas es del 15.3%, para el varactor de 4 celdas. Para el resto de varactores dicho error se mantiene por debajo del 12%.

Por otro lado, en este tipo de varactores existe una relación lineal entre el número de celdas y el área que ocupan, tal y como se señala en la figura 3.27.

Los valores correspondientes al rango de sintonización, TR, y el factor de calidad mínimo, Q_{min} , junto con el área de cada varactor se muestran en la tabla 3.7. Se aprecia una clara tendencia del aumento del rango de sintonización con el número de celdas, alcanzando el 43.53% en varactores con 840 celdas.



Figura 3.27 Área del varactor en función del número de celdas.

La tendencia del factor de calidad es, como era de esperar, contraria a la del rango de sintonización. Así, Q_{min} disminuye al aumentar el número de celdas del varactor, por ser inversamente proporcional a la capacidad. El otro término que también afecta al factor de calidad, la resistencia, normalmente disminuye con el aumento de área en varactores simétricos (número de celdas), pero en una proporción menor a la variación de la capacidad. Su influencia en el factor de calidad es, por tanto, inferior.

3

| Varactor | Área (μm ²) | TR (%) | Q _{min} |
|----------|-------------------------|--------|------------------|
| V17 | 306.52 | 25.92 | 32.24 |
| V18 | 530.95 | 28.50 | 37.01 |
| V19 | 816.48 | 29.66 | 38.52 |
| V20 | 1063.95 | 30.97 | 33.51 |
| V21 | 1795.74 | 30.25 | 29.62 |
| V22 | 2442.92 | 31.56 | 25.80 |
| V23 | 3477.18 | 31.42 | 23.91 |
| V24 | 17033.68 | 38.11 | 2.34 |
| V25 | 21063.46 | 42.67 | 1.77 |
| V26 | 27770.16 | 43.53 | 1.27 |

Tabla 3.7 Comparativa entre varactores con diferente número de celdas.

3.3.5 Comparativa 5: variación en la orientación

En esta comparativa se trabaja con cinco varactores de 21 celdas de canal enterrado tipo *donuts* (ver apartado 2.3.5). En ella se estudia la distribución y orientación de las celdas, así como las líneas de metal utilizadas para conectar las difusiones N^+ y P^+ .

Los *layouts* de los varactores se representan en la figura 3.28. El primero de ellos, V20 (figura 3.28.(a)), tiene 21 celdas distribuidas 7 horizontalmente y 3 verticalmente. Las líneas de conexión en metal 1 para las difusiones P^+ son de 0.7 µm de ancho, y las de las N^+ , 3 µm.

El varactor V30 (figura 3.28.(b)) tiene 3 celdas horizontales y 7 verticales. Las líneas de interconexión de metal 1 que une las difusiones $P^+ y N^+$ tienen la misma anchura que las del varactor anterior. La principal diferencia entre ambos varactores es que la celda está girada 90°, manteniendo las conexiones del contacto P en la parte superior y N en la parte inferior de la estructura.

El siguiente varactor, V31 (figura 3.28.(c)) es similar al primero, V20, pero intercambiando la distribución de las celdas: 3 horizontalmente y 7 verticalmente.



Figura 3.28 Layout de los varactores de la comparativa 3. (a) V20. (b) V30. (c) V31. (d) V32. (e) V33.

Los dos últimos, V32 (figura 3.28.(d)) y V33 (figura 3.28.(e)) son similares al segundo, V30 (con la celda girada 90^o), pero intercambiando la distribución de las celdas: 7 horizontalmente y 3 verticalmente. La diferencia entre ellos es el conexionado de las difusiones, que en el V32 recorre el varactor de forma horizontal, mientras que en el V33, lo hace de forma vertical.

Como todos estos varactores tienen el mismo número de celdas, su capacidad debe ser prácticamente la misma, tal y como se observa en la característica capacidad-tensión de la figura 3.29. La capacidad máxima se obtiene entorno a 475 fF, y la mínima sobre 250 fF dando lugar a un rango de sintonización en torno al 30% (tabla 3.8), igual para todos los varactores.



Figura 3.29 Capacidad vs. tensión para varactores con igual número de celdas.

Las posibles variaciones se producen en el factor de calidad, tal y como se detalla en la tabla 3.8. como la resistencia de los varactores varía desde 5.15 Ω para el V32, hasta 1.69 Ω para el V33, se produce una notable dispersión del factor de calidad. Los varactores donde las líneas de interconexión al puerto P y N se encuentran lateralmente tienen mayor resistencia. Estos son los varactores V30 y V32, con 5.07 y 5.15 Ω respectivamente. Mientras que en el resto de varactores existe una línea de metal colocada horizontalmente en los puertos P y N, que distribuye las conexiones a las difusiones P⁺ y N⁺ del dispositivo, disminuyendo la resistencia de éste. Por último, el varactor V33 tiene la menor

resistencia y, por tanto, el máximo factor de calidad, por poseer el mayor número de contactos en las líneas de interconexión del metal1 con la difusión P⁺.

| Varactor | TR (%) | Q _{min} |
|----------|--------|------------------|
| V20 | 30.97 | 33.51 |
| V30 | 30.92 | 26.99 |
| V31 | 30.66 | 53.61 |
| V32 | 30.53 | 27.26 |
| V33 | 30.06 | 83.69 |

Tabla 3.8 Comparativa de TR y Q_{min} para varactores con igual número de celdas.

3.3.6 Comparativa 6: variación de la distancia entre difusiones N⁺ enterradas con varactores PP

En esta comparativa se estudia la influencia de la distancia entre las difusiones N⁺ enterradas, cuando se hace uso de celdas PP tipo DNT y FIN. Variando la distancia entre difusiones N⁺ enterradas 7.90 μ m (V42 y V44), 12.30 μ m (V47 y V49) y 16.70 μ m (V48 y V50), es posible situar entre ellas una, dos o tres celdas PP, respectivamente, mediante solape, tal y como muestra la figura 3.30 con celdas FIN. En cualquier caso el número total de bloques distribuidos horizontalmente son 6, 3 y 2 para PP1, PP2 y PP3, y 7 verticalmente, lo que supone 42 celdas tipo PP.

El área de los varactores, así como la capacidad resultante, varían según el número de solapes utilizados. Ordenados de mayor a menor área se tienen los de bloques PP-PP1 (1661.52 μ m²), PP-PP2 (1288.92 μ m²) y, por último, los PP-PP3 (1164.72 μ m²). En los dos últimos el área sufre una reducción del 22.43% y 29.90%, respectivamente.

En la figura 3.31 se muestran la capacidad de los varactores. Una vez más, un varactor con mayor área alcanza una capacidad mayor. Esto se debe a que cuantas menos celdas se solapen, mayores son el área y el perímetro de las difusiones P⁺ (ver tabla 3.9).


Figura 3.30 Microfotografía de los varactores con celdas de unión en islas. (a) FIN-PP1. (b) FIN-PP2. (c) FIN-PP3.

Los rangos de sintonización (tabla 3.9) están en torno al 31% para todos los casos. Los varactores con bloques tipo PP-PP3 tienen un TR ligeramente superior a los de bloques PP-PP2 y éstos, a su vez, a los PP-PP1.



Figura 3.31 Capacidad vs. tensión en varactores PP con diferentes distancias entre las difusiones N^+ enterradas.

Con respecto al factor de calidad, los varactores con bloques PP-PP1 tienen mayor factor de calidad que los PP-PP2 y éstos, a su vez, mayor que los PP-PP3, a pesar de la disminución progresiva de la capacidad. Esto se debe a un notable aumento de la resistencia del varactor, cuanto más se alejan las conexiones de las difusiones N⁺ enterradas entre sí (empeora el contacto de cátodo). Por ejemplo, el caso de los varactores DNT, las resistencias son: 2.32 Ω para V44 (DNT-PP1), 2.55 Ω para V47 (DNT-PP2) y 3.50 Ω para V48 (DNT-PP3) y para FIN: 1.94 Ω para V42 (FIN-PP1), 4.05 Ω para V49 (FIN-PP2) y 4.59 Ω para V50 (FIN-PP3).

| Varactor | Tipo | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/µm ²) |
|----------|---------|--------|------------------|--|
| V42 | FIN-PP1 | 31.67 | 39.76 | 0.5180 |
| V49 | FIN-PP2 | 31.93 | 22.40 | 0.5667 |
| V50 | FIN-PP3 | 32.05 | 20.88 | 0.5939 |
| V44 | DNT-PP1 | 30.52 | 34.86 | 0.4933 |
| V47 | DNT-PP2 | 31.86 | 33.79 | 0.5975 |
| V48 | DNT-PP3 | 32.25 | 26.25 | 0.6271 |

Tabla 3.9 Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PP.

3.3.7 Comparativa 7: variación de la distancia entre difusiones N⁺ enterradas con varactores PN

En esta comparativa se varía la distancia entre difusiones N⁺ enterradas, con varactores formados por 42 celdas de unión en islas PN tipo, *donuts* y dedos. Las distancias entre las difusiones N⁺ enterradas empleadas son 7.90 μ m (V51 y V53), 12.30 μ m (V38 y V39) y 16.70 μ m (V52 y V54).

Como en el apartado anterior, las distancias dependen del número de celdas solapadas entre las difusiones N⁺ enterradas. De esta forma, si la distancia es de 7.90 μ m significa que sólo hay una celda entre difusiones N⁺ enterradas. Si es de 12.30 μ m, se disponen dos celdas. Por último, si es de 16.70 μ m existen tres celdas. En cualquier caso el número total de bloques distribuidos

3

horizontalmente son 6, 3 y 2 para PN1, PN2 y PN3, y 7 verticalmente, lo que supone 42 celdas tipo PN.

El área de estos varactores disminuye progresivamente, al aumentar los solapes, con bloques PN-PN1 (1661.52 μ m²), PN-PN2 (1288.92 μ m²) y PN-PN3 (1164.72 μ m²); una reducción del 22.43% y del 29.90% respectivamente, en relación al PN-PN1.

La relación capacidad-tensión inversa se representa en la figura 3.32. Los varactores basados en bloques PN-PN1 tienen mayor capacidad, seguidos de los PN-PN2, y por último los PN-PN3, debido a la reducción del área y perímetro correspondientes.



Figura 3.32 Capacidad vs. tensión en varactores PN con diferentes distancias entre difusiones N⁺ enterradas.

Los rangos de sintonización no sufren una gran variación, estando en torno al 30% en todos los casos. Como muestra la tabla 3.10, de nuevo se consiguen mayores relaciones C_{max} /Área en los varactores con más celdas entre difusiones N⁺ aunque su variación es menor que en la comparativa 6.

El incremento de la distancia entre las difusiones N⁺ enterradas aumenta la resistencia y disminuye la capacidad del varactor por lo que la evolución del factor de calidad dependerá de la variación que predomine más.

La resistencia aumenta cuanto más se alejan las difusiones N⁺ del canal enterrado (peor contacto de cátodo). En el caso de los varactores DNT se obtiene: 2.21 Ω para V51 (DNT-PN1), 2.50 Ω para V39 (DNT-PN2) y 2.96 Ω para V52 (DNT-PN3), y para los varactores con celdas FIN, 1.50 Ω para V53 (FIN-PN1), 1.95 Ω para V38 (FIN-PN2) y 2.10 Ω para V54 (FIN-PN3).

Atendiendo a los resultados del factor de calidad mínimo de la tabla 3.10, éste es notablemente superior en las celdas tipo FIN, independientemente del número de celdas entre difusiones N⁺ enterradas, aumentando a medida que se reduce dicho número (disminuye la resistencia).

| Varactor | Тіро | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/μm ²) |
|----------|---------|--------|------------------|--|
| V53 | FIN-PN1 | 29.58 | 77.18 | 0.3453 |
| V38 | FIN-PN2 | 29.48 | 74.42 | 0.3546 |
| V54 | FIN-PN3 | 29.43 | 75.62 | 0.3592 |
| V51 | DNT-PN1 | 30.48 | 39.39 | 0.4575 |
| V39 | DNT-PN2 | 30.62 | 41.64 | 0.4950 |
| V52 | DNT-PN3 | 30.75 | 37.01 | 0.5200 |

Tabla 3.10 Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PN con diferentes distancias entre difusiones N^+ enterradas.

En relación con la misma comparativa realizada con celdas PP del mismo área, se observa que presentan prácticamente el mismo rango de sintonización, pero las PP ofrecen mayores capacidades y las PN, menor resistencia y por tanto, mayor factor de calidad.

3.3.8 Comparativa 8: variación de la separación entre difusiones P⁺

En este caso el estudio se centra en como influye la separación de las difusiones P^+ en los parámetros típicos del varactor. Para ello se comparan varactores formados por celdas de unión en islas tipo CRO-PP1 y BAR-PP1, en los que se varía la separación entre difusiones P^+ . En la figura 3.33 se presenta el *layout* de estas

3



Figura 3.33 Layout de las celdas: (a) cruces PP, (b) cruces-PP-max, (c) lingotes PP, (d) lingotes PP solapada.

celdas, donde se ha dibujado en trazo magenta la distancia entre difusiones P⁺ y su valor en micras. En las celdas tipo cruces la separación aumenta 1 μ m, y en las tipo lingotes 0.5 μ m. El área y perímetro de la difusión P⁺ no se modifican. siendo las mismas que en otras celdas ya estudiadas.

La primera consecuencia de aumentar la separación entre difusiones P⁺ es el aumento del área del canal enterrado, así como del área lateral del pozo N.

Los varactores diseñados (V41 y V45) tienen 42 celdas islas PP (CRO y BAR), con un área de 1661.52 μ m². Por contra, el V57 y el V58, con el mismo número y tipo de celdas, aumentan su superficie a 2328.66 μ m² y 2114.46 μ m², respectivamente.

La respuesta de la capacidad frente a la tensión es parecida en los varactores del mismo tipo, como se puede observar en la figura 3.34, representando en color azul los tipo CRO, y en rojo los BAR, con símbolos huecos para aquellos en los que se ha aumentado la separación entre difusiones P⁺. Esto se debe a que la

capacidad depende principalmente a la zona de deplexión correspondiente a la unión difusión P^+ -pozo N, y ésta no sufre variación con el distanciamiento de las difusiones P^+ , al haberse evitado posibles solapamientos en la etapa de diseño (ver apartado 2.2.1).



Figura 3.34 Capacidad vs. tensión en varactores PP-PP1 donde se varía la separación entre difusiones P⁺.

Las variaciones de capacidad apreciadas en los varactores con celdas del mismo tipo, puede deberse a capacidades parásitas constantes debido al aumento de las metalizaciones necesarias, al separarse las difusiones P⁺ (figura 3.33). El rango de sintonización no sufre, por tanto, grandes variaciones para un mismo tipo de celda, siendo algo superior con celdas tipo lingotes (tabla 3.11).

| Varactor | Тіро | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/μm²) |
|----------|--------------|--------|------------------|---------------------------------|
| V41 | CRO-PP1 | 29.78 | 48.68 | 0.4109 |
| V45 | BAR-PP1 | 30.82 | 38.32 | 0.4778 |
| V57 | CRO-PP1-MAX | 28.78 | 44.10 | 0.3020 |
| V58 | BAR-PP1-SLPD | 30.16 | 35.30 | 0.3984 |

Tabla 3.11 Rango de sintonización y factor de calidad en varactores PP-PP1 donde se varía la separación entre difusiones P⁺.

El factor de calidad, en cambio, disminuye con las difusiones P⁺ más alejadas, debido a que al aumentar la distancia entre difusiones crece el pozo N y el canal enterrado y, por tanto, la resistencia del varactor.

3.3.9 Comparativa 9: celdas enterradas o celdas en islas PP o PN

Por último se comparan los varactores con 42 celdas tipo *donuts* de unión enterradas (V21) y en islas PP (V44) y PN (V51). El área del varactor V21 es de 1795.74 μ m², mientras que los basados en islas tienen una superficie de 1661.52 μ m². Se trató que el área fuera lo más parecida posible, con las limitaciones debidas a las reglas de diseño impuestas por la tecnología.

Tal y como se puede ver en la figura 3.35, el varactor basado en celdas con todas las difusiones N⁺ conectadas al canal enterrado (línea azul) tiene mayor capacidad, seguido por el de islas PP (línea magenta) y por último, el de islas PN (línea negra). La principal diferencia entre estos últimos es en el varactor en islas PP la parte central de cada celda tipo P se corresponde con una difusión P⁺ mientras que el varactor en islas PN, se corresponde con una difusión N⁺. Esto hace que el área y perímetro de la difusión P⁺ aumente, originando un aumento de la capacidad. Con respecto al varactor basado en celdas de unión enterradas, éstas presentan una difusión P⁺ con mayor superficie y perímetro que las celdas en islas, produciendo la mayor capacidad.



Figura 3.35 Relación capacidad-tensión en varactores con celdas en islas y enterradas.

En el rango de sintonización no se aprecian diferencias entre un tipo de varactor u otro, según los datos mostrados en la tabla 3.12, permaneciendo aproximadamente igual a 30.42%.

Finalmente, el factor de calidad es mayor en el varactor tipo islas PN, seguido del de islas PP y, por último, el del basado en celdas de unión enterradas. Esto se debe a que la capacidad y resistencia son mayores en este último varactor (las resistencias de estos varactores es 2.56 Ω para V21, 2.32 Ω para V44 y 2.21 Ω para V51).

| Varactor | Tipo | TR (%) | Q _{min} | C _{max} /Área (fF/µm²) |
|----------|---------|--------|------------------|---------------------------------|
| V21 | DNT | 30.25 | 29.62 | 0.4872 |
| V44 | DNT-PP1 | 30.52 | 34.86 | 0.4933 |
| V51 | DNT-PN1 | 30.48 | 39.39 | 0.4575 |

 Tabla 3.12
 Rango de sintonización y factor de calidad en varactores con celdas en islas y enterradas.

Por tanto, en función del parámetro que se priorice, será mejor una configuración u otra. Si se requiere una elevada capacidad, las celdas PN enterradas son las más apropiadas. Y si necesita maximizar el factor de calidad se debe optar por las celdas PN en isla. Las celdas PP en isla ofrecen una solución de compromiso entre ambas consideraciones.

3.4 Mapa de varactores diseñados

En este apartado se recogen en diferentes gráficas los resultados de las medidas de todos los varactores diseñados. Para homogeneizar los resultados se ha elegido la capacidad máxima (a 0 V), el rango de sintonización (con los valores de capacidad a 0 y 3.3 V) y el factor de calidad mínimo a una frecuencia de trabajo de 2.4 GHz, y la resistencia como su valor promedio en el rango de frecuencias de 6 a 10 GHz).

En la figura 3.36 se muestran con símbolos los valores de capacidad máxima (en verde), resistencia (en azul) y área (en rojo), pertenecientes a las 15 celdas

3



Figura 3.36 Capacidad máxima, resistencia y área de las celdas diseñadas.

distintas diseñadas y fabricadas las cinco primeras corresponden a celdas de unión enterradas (tabla 2.11), DNT, BAR, FIN, CRO e IDG. El resto son celdas en islas PP y PN (tabla 2.22): DNT-PN1, DNT-PN2, DNT-PN3, BAR-PP1, BAR-PP1-SLPD, CRO-PP1, CRO-PP1-MAX. Las capacidades máximas varían desde 32.11 fF para la celda V4 (CRO) hasta 82 fF para la V8 (DNT-PN3). La resistencia vale desde 36.24 Ω para la V8 (DNT-PN3) hasta 128.50 Ω para la celda V4 (CRO).



Figura 3.37 TR y Q_{min} para las celdas diseñadas.



Figura 3.38 Capacidad máxima, resistencia y área de los varactores diseñados.

Igualmente, el rango de sintonización y el factor de calidad mínimo se muestran en la figura 3.37. De especial interés son las celdas que presentan un alto rango de sintonización, V8 (DNT-PN3) con 23.55; y un elevado factor de calidad, V6 (DNT-PP1) con 30.62.

En la figura 3.38 y en la figura 3.39 se representan los datos correspondientes a los varactores diseñados, que incluyen los formados por celdas de unión enterradas (tabla 2.12) y por celdas de unión en islas (tabla 2.23). De los 43 varactores, sólo se han representado 40, debido a que los tres restantes, correspondientes a los varactores V24, V25 y V26, tienen un área muy elevada en comparación con el resto de varactores.

En la figura 3.38 se aprecia como los varactores con mayor resistencia son, en general, aquellos que presentan una menor área (aunque también existe una dependencia con la distribución de las celdas, como se indica en el siguiente capítulo) existiendo una relación directa entre la capacidad máxima del dispositivo y el área que ocupa.

La figura 3.39 muestra los parámetros de factor de calidad y rango de sintonización de los varactores diseñados. Los varactores ideales son aquellos que tienen un alto factor de calidad y un elevado rango de sintonización, pero en la práctica el diseñador debe alcanzar un compromiso entre ellos, o priorizar uno

3



Figura 3.39 TR y Q_{min} de los varactores diseñados.

de los dos. De todos los varactores indicados, el varactor V23 (90 celdas DNT) presenta una mayor capacidad (1717.81 fF), V53 (42 celdas en islas PN1) tiene la menor resistencia de 1.5 Ω . El mayor rango de sintonización, 34.41, corresponde a V46 (42 celdas FLAT-PP1) y el mayor factor de calidad mínimo, 91.24 al V37 (21 bloques CRO-PN2).

3.5 Comparación con otros trabajos

Finalmente, la figura 3.40 compara el factor de calidad mínimo entre los varactores diseñados en este trabajo y otros [HHW+98], [HLL+10], [JA06], [KDP11], [KPO04], [MK01], [MRH+02], [MTK03], [RMP00], [SC02], [SEM+99], [SSO3], [WHC+00] y [YDH10].

A pesar de que los varactores diseñados presentan un elevado factor de calidad (figura 3.40), la comparación realizada no es inmediata, puesto que en los trabajos mencionados se utilizan tanto varactores PN como MOS, basados en diferentes tecnologías (CMOS, BiCMOS, SOI), donde algunas medidas de Q estaban realizadas a 2 GHz y no se menciona si el factor de calidad era el mínimo o el máximo. Se ha optado por tomarlo como el mínimo, aunque pudiese perjudicar la comparación con los dispositivos presentados en este estudio.



Figura 3.40 Qmin entre los varactores diseñados y otros varactores.

En la figura 3.41 se realiza una comparativa de la relación entre las capacidades máxima y mínima de los varactores diseñados, con la de otros varactores. Las relaciones presentadas en este trabajo son menores. Sin embargo las capacidades máxima y mínima en nuestro trabajo han sido tomadas a 0 y 3.3 V, respectivamente, a una frecuencia de 2.4 GHz. Mientras que para los dispositivos referenciados no se dispone de las condiciones de frecuencia a la que se han medido dichas capacidades, ni a qué tensiones se corresponden, con lo que la dispersión de los resultados puede ser muy importante.



Figura 3.41 Rango de sintonización de los varactores diseñados y otros varactores.





APÍTULO

Modelado de varactores integrados de unión PN

En este capítulo se presentan los modelos circuitales desarrollados en este trabajo de investigación. Contar con ellos es fundamental para el diseño de circuitos integrados de radiofrecuencia, ahorrando tiempo y costes en la simulación. En esta tesis se han desarrollado tres modelos que describen las prestaciones de los varactores integrados, diseñados y fabricados con la tecnología AMS 0.35 μ m, con diferentes niveles de complejidad, a medida que se incorporan nuevos efectos. Los modelos se denominan capacitivo, capacitivo-inductivo y resistivo. Sus nombres y diferencias se deben a los elementos empleados e interconexiones entre ellos. El modelo capacitivo supone una estimación inmediata de las capacidades del

varactor. Para conocer la deriva de la capacidad con la frecuencia se introduce el modelo capacitivo-inductivo. Y finalmente el modelo más elaborado, el resistivo, modela no sólo la capacidad sino el factor de calidad de forma precisa.

Los modelos tienen en cuenta la estructura de capas internas a nivel de dispositivo, así como el número y la distribución de las celdas en los varactores. Se han validado con la medida de diez varactores, basados en celdas de unión enterradas tipo donuts. Las capacidades máximas obtenidas, a 0 V y 2.4 GHz, varían desde 117 fF (con 4 celdas) hasta 25.90 pF (con 840 celdas).

4.1 Modelo 1: capacitivo

El primer modelo, denominado capacitivo, tiene en cuenta las capacidades internas más destacadas del dispositivo (ver figura 4.1.(a)) [MGG+09] [MGG+09a] [MGG+10] [MGG+11]: las capacidades de deplexión debidas a las diferentes uniones internas, dependientes de la polarización, la capacidad del sustrato y la asociada a las interconexiones de metal.

El modelo resultante, como muestra la figura 4.1.(b), consta de cinco capacidades. Tres de ellas, C_{j_1} , C_{j_2} y C_{j_3} , corresponden a las capacidades de unión internas: C_{j_1} entre la difusión P⁺ y el pozo N, C_{j_2} entre el sustrato y el canal enterrado N⁺, y C_{j_3} entre el sustrato y el pozo N. Todas estas uniones se suponen abruptas, con concentraciones de dopaje uniformes. Las capacidades, por tanto, responden a la expresión (4.1):

$$C_{j_{k}} = \frac{C_{A_{k}} \cdot A_{k} + C_{P_{k}} \cdot P_{k}}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_{t} \cdot \ln \frac{N_{A_{k}} \cdot N_{D_{k}}}{n_{i}^{2}}}}} \qquad k= 1,2,3.$$
(4.1)

donde C_{A_k} y C_{P_k} son las capacidades por unidad de área y de longitud correspondientes, V es la tensión inversa de polarización aplicada, V_t la tensión térmica, N_{A_k} y N_{D_k} son las concentraciones de dopaje de las diferentes regiones



Figura 4.1 (a) Corte transversal de la celda del varactor PN con canal enterrado. (b) Modelo capacitivo.

(apartado 2.3.1) y n_i es la concentración intrínseca del silicio. El área y perímetro de las uniones de los varactores, A_k y P_k, se indica en la tabla 4.1, junto con el número de celdas, n, que los forman. En el caso de la unión sustrato-pozo sólo existe área lateral (A₃ = 0).

Las otras dos capacidades, C_{par} y C_s , se consideran constantes parásitas. La primera representa la capacidad asociada a las pistas metálicas del conexionado ánodo - cátodo. La segunda es la remanente en la zona neutra del sustrato.

El modelo capacitivo se aplica a los diez varactores con celdas de canal enterrado tipo donuts, variando su número de 4 a 840, a partir de las capacidades medidas desde ambos puertos: C_{11} y C_{22} .

4

| | n | A ₁ (μm ²) | Ρ ₁ (μm) | A ₂ (μm ²) | Ρ ₂ (μm) | A ₃ (μm ²) | P3 (μm) |
|-----|-----|-----------------------------------|---------------------|-----------------------------------|---------------------|-----------------------------------|---------|
| V17 | 4 | 45.57 | 126.00 | 306.52 | 70.40 | 0 | 70.40 |
| V18 | 9 | 90.16 | 246.40 | 530.95 | 92.80 | 0 | 92.80 |
| V19 | 16 | 149.45 | 406.00 | 816.48 | 115.20 | 0 | 115.20 |
| V20 | 21 | 196.56 | 533.60 | 1063.96 | 144.80 | 0 | 144.80 |
| V21 | 42 | 360.78 | 973.40 | 1795.74 | 173.00 | 0 | 173.00 |
| V22 | 60 | 503.72 | 1356.60 | 2442.89 | 203.40 | 0 | 203.40 |
| V23 | 90 | 737.10 | 1981.40 | 3477.17 | 240.20 | 0 | 240.20 |
| V24 | 504 | 3879.40 | 10379.80 | 17033.56 | 524.20 | 0 | 524.20 |
| V25 | 630 | 4825.24 | 12905.80 | 21063.30 | 580.60 | 0 | 580.60 |
| V26 | 840 | 6400.59 | 17112.80 | 27769.97 | 671.60 | 0 | 671.60 |

Tabla 4.1 Áreas y perímetros de los varactores diseñados.

Así, C_{11} será la capacidad desde el puerto uno del varactor, que según el modelo capacitivo (figura 4.1.(b)) se puede escribir como

$$C_{11} = C_{i_1} + C_{par}$$
 (4.2)

Análogamente, C_{22} es la capacidad desde el puerto dos, que cumple la expresión:

$$C_{22} = C_{11} + \frac{1}{\frac{1}{C_{j_2} + C_{j_3}} + \frac{1}{C_s}}$$
 (4.3)

En ambas capacidades, las de unión, C_{j_k} (k = 1, 2, 3) vienen dadas por la ecuación (4.1). Con lo que las capacidades parásitas van a poder ser caracterizadas, en función del número de celdas del varactor, a partir de la medida de las capacidades en ambos puertos.

Por ser las capacidades parásitas independientes de la tensión de polarización, se calculan para el caso particular de 0 V, a una frecuencia relativamente baja, 0.88 GHz, de forma que los efectos inductivos pueden despreciarse.

| | n | C _{j1} (fF) | C _{j2} (fF) | C _{j3} (fF) |
|-----|-----|----------------------|----------------------|----------------------|
| V17 | 4 | 100.41 | 77.44 | 29.56 |
| V18 | 9 | 197.83 | 124.95 | 38.97 |
| V19 | 16 | 327.24 | 183.48 | 48.37 |
| V20 | 21 | 430.28 | 237.41 | 60.80 |
| V21 | 42 | 788.07 | 378.19 | 72.64 |
| V22 | 60 | 1099.60 | 504.40 | 85.41 |
| V23 | 90 | 1608.00 | 702.41 | 100.86 |
| V24 | 504 | 8449.27 | 3235.10 | 220.12 |
| V25 | 630 | 10507.96 | 3979.12 | 243.80 |
| V26 | 840 | 13936.77 | 5216.49 | 282.01 |

Tabla 4.2 Capacidades de unión internas de los varactores; V= 0 V.

La tabla 4.2 recoge los valores de las capacidades de unión internas de los varactores, para polarización nula.

Entonces, la capacidad debida a la metalización, C_{par} , se calcula restando a la medida en el puerto 1, C_{11} , la de la unión difusión P⁺- pozo N correspondiente, C_{j_1} . El resultado es una capacidad que varía con el número de celdas del varactor, n, como muestra la figura 4.2 con cuadros azules. Su respuesta se aproxima a la siguiente función exponencial.

$$C_{par} = -a_{par} + b_{par} \cdot e^{\frac{n + d_{par}}{e_{par}}}$$
(4.4)

donde a_{par}, b_{par}, d_{par} y e_{par} son parámetros de ajuste, recogidos en la tabla 4.3.

| a _{par} (fF) | b _{par} (fF) | d _{par} | e _{par} |
|-----------------------|-----------------------|------------------|------------------|
| 3319.24 | 617.53 | 4112.94 | 2440.92 |



Figura 4.2 Capacidad asociada a las metalizaciones en función del número de celdas del varactor; V = 0 V a 0.88 GHz.

En la figura 4.2 se representa la expresión (4.4) con una línea negra, apreciándose el buen grado de ajuste, cuyo error relativo es, en cualquier caso, inferior al 12.5%.

Por otro lado, la capacidad del sustrato se obtiene también de forma experimental despejando su valor de la ecuación (4.3), de forma que

$$C_{s} = \left(\frac{1}{C_{22} - C_{11}} - \frac{1}{C_{j_{2}} + C_{j_{3}}}\right)^{-1}$$
(4.5)

Los resultados de (4.5) se representan en la figura 4.3 con cuadros en rojo. La dependencia de la capacidad del sustrato con el número de celdas es prácticamente lineal, considerándose válida esta aproximación:

$$C_{s} = a_{s} + b_{s} \cdot n \tag{4.6}$$

donde n es el número de celdas, y a_s y b_s son parámetros de ajuste recogidos en la tabla 4.4.

Tabla 4.4 Parámetros de ajuste de C_s.

| a _s (fF) | b _s (fF) |
|---------------------|---------------------|
| 163.12 | 0.87 |

4



Figura 4.3 Capacidad del sustrato en función del número de celdas; V = 0 V a 0.88 GHz.

En la figura 4.3 se representa con una línea negra la capacidad del sustrato modelada (4.6). El error relativo respecto a la medida, para cualquier número de celdas, es siempre inferior al 14.76%.

La tabla 4.5 recoge las capacidades parásitas C_{par} y C_s de cada varactor, calculadas con las expresiones (4.4) y (4.6), respectivamente.

| Varactor | n | C_{par} (fF) | C_{s} (fF) |
|----------|-----|----------------|--------------|
| V17 | 4 | 16.22 | 166.61 |
| V18 | 9 | 23.06 | 170.96 |
| V19 | 16 | 32.66 | 177.05 |
| V20 | 21 | 39.53 | 181.40 |
| V21 | 42 | 68.55 | 199.66 |
| V22 | 60 | 93.63 | 215.32 |
| V23 | 90 | 135.83 | 241.42 |
| V24 | 504 | 774.47 | 601.60 |
| V25 | 630 | 991.34 | 711.22 |
| V26 | 840 | 1378.61 | 893.92 |

 Tabla 4.5
 Capacidades parásitas calculadas de los varactores.

4.1.1 Validación del modelo

A continuación se procede a validar el modelo en los varactores considerados, en todo el rango de tensiones de polarización en inversa aplicadas. Como no se van a tener en cuenta los efectos inductivos, la frecuencia de operación se mantiene a 0.88 GHz.

En la figura 4.4 se representa la capacidad desde el puerto 1, ánodo, frente a la tensión inversa de polarización; con símbolos la medida y con líneas la modelada. Se han considerado los primeros siete varactores (del V17 al V23), cuyas capacidades máximas varían desde 116 fF a 1700 fF. Para todos ellos el error relativo entre la C₁₁ medida y modelada es siempre inferior al 7%, para cualquier valor de la tensión.

Los tres varactores restantes (V24, V25 y V26) se corresponden con los de mayor capacidad. Sus capacidades se representan aparte para una mejor visualización de los resultados, con valores que varían entre 9.20 pF y 15.30 pF. Como en la figura 4.4, la figura 4.5 muestra para estos varactores las capacidades desde el puerto 1 medidas y modeladas. El error máximo relativo entre ellas es inferior al 4%, en cualquier caso. En la figura 4.4 y en la figura 4.5 se comprueba que el modelo capacitivo planteado estima correctamente la capacidad desde el puerto uno, C_{11} , para el rango de tensión de 0 a 3.3 V, a frecuencias de operación bajas.



Figura 4.4 C_{11} frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz.



Figura 4.5 C₁₁ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz.

Análogamente, las capacidades modeladas y medidas desde el puerto dos, cátodo, frente a la tensión inversa de polarización, se presentan en la figura 4.6 (para los varactores del V17 al V23, cuya capacidad máxima varía entre 200 y 1900 fF) y en la figura 4.7 (para los varactores del V24 al V26, cuya capacidad máxima supera los 10 pF).

El modelo del varactor predice la capacidad medida desde el puerto 2 con un error máximo relativo del 5.5% para los varactores del V17 al V24 (figura 4.6), y 3.5% para V24, V25 y V26 (figura 4.7).



Figura 4.6 C₂₂ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz.



Figura 4.7 C₂₂ frente a la tensión inversa aplicada a 0.88 GHz.

Al no incluir efectos inductivos, las capacidades obtenidas con el modelo 1 desde ambos puertos no dependen de la frecuencia de operación. Por ello se ha realizado el estudio a bajas frecuencias (0.88 GHz), cuando los efectos inductivos tienen menos importancia. Sin embargo, el modelo capacitivo sigue siendo válido a frecuencias superiores a 0.88 GHz, siempre que se mantenga suficientemente por debajo de la frecuencia de resonancia del varactor.

En la figura 4.8 se representan los errores máximos relativos entre las capacidades C_{11} modeladas y medidas, correspondientes a los varactores del V17 al V23, para siete frecuencias de trabajo desde 0.88 a 5 GHz. Estos varactores poseen una frecuencia de resonancia superior a 5 GHz. Para cada frecuencia se indica, con diferentes colores, los errores máximos para cada varactor en todo el rango de tensiones aplicado.

De igual forma, la figura 4.9 representa los errores correspondientes a las capacidades desde el puerto 2, C_{22} . Se observa como el error relativo crece con la frecuencia de trabajo, al aumentar la capacidad medida cuando nos aproximamos a la frecuencia de resonancia del varactor.

Así, en estos varactores la capacidad modelada desde el puerto 1 sigue siendo válida hasta 5 GHz (error relativo inferior al 10%). Sin embargo, desde el puerto 2 para algunos varactores (V17, V18 y V19) la frecuencia de trabajo ha de ser inferior a 2 GHz para que el error relativo sea inferior al 15%.



Figura 4.8 Error máximo relativo de C₁₁ modelado y medido.



Figura 4.9 Error máximo relativo de C₂₂ modelado y medido.

Para validar el modelo capacitivo a más altas frecuencias no se han mencionado los varactores de mayor capacidad, V24, V25 y V26, puesto que su frecuencia de resonancia es muy baja (entre 2.5 y 4.0 GHz). En ellos es imprescindible introducir los efectos inductivos, para poder predecir la respuesta de la capacidad, desde cualquier puerto, a frecuencias medias-altas.

4.1.2 Desdoblamiento de la capacidad del interconexionado

La capacidad del modelo capacitivo asociada al interconexionado, C_{par} , que fue caracterizada mediante las capacidades medidas desde el puerto 1 en los varactores, puede ser subdividida en dos: la capacidad entre pistas de ánodo y cátodo, que denominaremos C_p , y la capacidad existente entre las metalizaciones del ánodo y tierra, C_a . Es decir, $C_{par} = C_a + C_p$.

Por otro lado, en la estimación del dopaje del canal enterrado realizada en 2.3.1., se supuso implícitamente la misma capacidad entre las metalizaciones del ánodo y cátodo hacia la toma de tierra: C_a (en la práctica no han de diferir mucho, por ser el área de las metalizaciones similar). Manteniendo esta aproximación en los varactores considerados, la inclusión de las capacidades ánodo/cátodo - tierra conlleva al modelo capacitivo de la figura 4.10.

Para el modelado de C_a y C_p, debemos hacer primeramente uso de las capacidades medidas entre puertos, C₁₂, cuyo valor ha de ser igual a C_p + C_{j1}. Por tanto, la capacidad entre las pistas de ánodo y cátodo se puede obtener como

$$C_{p} = C_{12} - C_{j_{1}}$$
 (4.7)

siendo C_{j_1} la capacidad interna asociada a la unión difusión P⁺- pozo N (4.1), que se particulariza para una tensión inversa de polarización nula (por ser C_p independiente de su valor). De nuevo, la frecuencia de operación se fija a 0.88 GHz, baja, para evitar los efectos inductivos.



Figura 4.10 Modelo capacitivo con la capacidad del interconexionado distribuida.



Figura 4.11 Capacidad entre puertos, C₁₂, en función del número de celdas del varactor.

Los resultados así obtenidos para C₁₂ se muestran con símbolos en la figura 4.11, en función del número de celdas de los varactores.

Se aprecia que la dependencia es bastante lineal. No obstante, para reproducir con mayor precisión las capacidades cuando el número de celdas es pequeño (ver gráfica ampliada incluida en la figura 4.11), se ha optado por modelar C_{12} mediante un polinomio de orden 5 con el número de celdas, n.

5

$$C_{12} = \sum_{i=0}^{3} C_{x_i} \cdot n^i$$
 (4.8)

donde los parámetros de ajuste, C_x, se recogen en la tabla 4.6.

La capacidad modelada C_{12} (4.8) se ha representado en la figura 4.11 mediante una línea. El error relativo cometido entre las C_{12} modeladas y medidas es, para cualquier número de celdas, inferior a 6.3%.

| 1 auta 4.0 | Falametius | ue ajuste | ue c ₁₂ . | |
|------------|------------|-----------|----------------------|--|
| | | | | |

Table / 6 Darámetres de ajuste de C

| C _{x0} (fF) | C_{x_1} (fF) | C _{x2} (fF) | C _{x3} (fF) | C_{x_4} (fF) | C_{x_5} (fF) |
|----------------------|----------------|----------------------|----------------------|----------------|----------------|
| 30.21 | 20.59 | -0.03 | 1.02e-4 | -1.49e-7 | 7.43e-11 |

A partir de (4.7), la capacidad C_p queda modelada como (4.9).

$$C_{p} = \sum_{i=0}^{n} C_{x_{i}} \cdot n^{i} - C_{j_{1}} = \sum_{i=0}^{n} C'_{x_{i}} \cdot n^{i}$$
(4.9)

donde $C'_{x_0} = C_{x_0} - C_{j_1} \Big|_{V = 0V} \gamma C'_{x_i} = C_{x_i}$ para i distinto de 0.

Una vez caracterizada la capacidad de metalización entre puertos, C_p, se obtiene la capacidad entre metales de cada puerto y tierra, C_a. A partir de las capacidades medidas desde el puerto 1, C₁₁, y teniendo en cuenta la expresión (4.2) y la figura 4.10, se tiene que

$$C_{11} = C_{par} + C_{j_1} = C_a + C_p + C_{j_1} \Longrightarrow C_a = C_{par} - C_p$$
 (4.10)

Sustituyendo las expresiones (4.4) y (4.9) para C_{par} y C_p , respectivamente, se llega a que

$$C_{a} = -a_{par} + b_{par} \cdot e^{\frac{par}{e_{par}}} - \sum_{i=0}^{3} C'_{x_{i}} \cdot n^{i}$$
(4.11)

Los valores de C_p y C_a resultantes para cada uno de los varactores se muestran en la tabla 4.7.

| Varactor | C _p (fF) | C _a (fF) |
|----------|---------------------|---------------------|
| V17 | 11.72 | 4.50 |
| V18 | 15.50 | 7.56 |
| V19 | 25.69 | 6.97 |
| V20 | 20.96 | 18.58 |
| V21 | 64.99 | 3.56 |
| V22 | 86.14 | 7.49 |
| V23 | 115.34 | 20.50 |
| V24 | 767.34 | 7.13 |
| V25 | 885.30 | 106.04 |
| V26 | 1164.33 | 214.28 |

Tabla 4.7 Capacidades en los varactores debidas al conexionado; V = 0 V a 0.88 GHz.

4.2 Modelo 2: capacitivo-inductivo

Como se ha visto anteriormente, un modelo exclusivamente capacitivo es insuficiente para caracterizar, especialmente desde el puerto 2, la variación de la capacidad con la frecuencia, cuando ésta última alcanza valores medios-altos.

El segundo modelo propuesto, denominado capacitivo-inductivo incorpora las inductancias para modelar la respuesta del varactor con la frecuencia.

En una primera aproximación se añade al modelo capacitivo una única inductancia parásita serie, L, debida a las líneas de metal por el puerto 1, como muestra la figura 4.12, siendo las capacidades las del modelo capacitivo. Entonces la inversa de la admitancia desde el puerto 1 obedece la siguiente expresión:

$$\frac{1}{\gamma_{11}} = j\omega L + \frac{1}{j\omega(C_a + C_p + C_{j_1})}$$
(4.12)

Con lo que la parte imaginaria de la expresión (4.12), multiplicada por la pulsación, viene dada por:

$$\omega \cdot Im\left(\frac{1}{y_{11}}\right) = \omega^2 L - \frac{1}{C_a + C_p + C_{j_1}}$$
 (4.13)

Así, representando $\omega \cdot \text{Im}(1/y_{11})$ frente a ω^2 , se obtiene una recta cuya pendiente es igual a la inductancia. En la figura 4.13 se representan las rectas resultantes de la medida de los varactores considerados.



Figura 4.12 Modelo capacitivo-inductivo inicial.



Figura 4.13 Representación de $\omega \cdot \text{Im}(1/y_{11})$ vs ω^2

Las inductancias de este modo obtenidas se recogen en la tabla 4.8, donde también se incluye el número de celdas horizontales, n_x , y verticales, n_y , de cada varactor.

| Varactor | L (pH) | n _x | n _y |
|----------|--------|----------------|----------------|
| V17 | 5.17 | 2 | 2 |
| V18 | 11.15 | 3 | 3 |
| V19 | 20.82 | 4 | 4 |
| V20 | 19.46 | 7 | 3 |
| V21 | 47.32 | 7 | 6 |
| V22 | 89.71 | 5 | 12 |
| V23 | 68.13 | 10 | 9 |
| V24 | 109.44 | 21 | 24 |
| V25 | 141.85 | 21 | 30 |
| V26 | 116.98 | 28 | 30 |

Tabla 4.8 Inductancias calculadas de los varactores.



Figura 4.14 Inductancia frente al número de celdas horizontales y verticales.

A la hora de modelar las inductancias es necesario distinguir entre celdas horizontales y verticales del varactor. Esto se debe a que la inductancia decrece con las primeras y crece con las segundas, debido a que supone un agrupamiento en paralelo y serie, respectivamente, de las metalizaciones de las celdas.

Este efecto se observa, por ejemplo, en los varactores V25 y V26, de 630 y 840 celdas respectivamente. En ambos varactores la longitud de los metales que los atraviesan es la misma (143 μ m), variando el número de pistas en paralelo de 22 a 29, respectivamente, disminuyendo la inductancia de V26. Por contra, los varactores V24 y V25, de 504 y 630 celdas respectivamente, tienen 22 pistas de metal en paralelo, con una longitud de 115 μ m para el primero y 143 μ m para el segundo, suponiendo una mayor inductancia en V25. Por ello, para caracterizar la inductancia se propone la siguiente expresión:

$$L(pH) = \sum_{i=1}^{5} \left[\frac{a_{i}}{(n_{x} + c)^{i}} + b_{i} \cdot n_{y}^{i} \right]$$
(4.14)

donde a_i, b_i y c son parámetros de ajuste (este último evita la divergencia de la inductancia cuando el número de celdas es muy pequeño), recogidos en la tabla 4.9. La figura 4.14 representa la inductancia medida de los diez varactores mediante símbolos de color, y el ajuste resultante de aplicar la expresión (4.14) con símbolos grises.

| Tabla 4.9 Parámetros de ajuste en el cálculo de las inductancias. | | | | | |
|---|-----------|----------------|-----------|--|--|
| a ₁ | -17.80e3 | b ₁ | 19.51 | | |
| a2 | 799.06e3 | b ₂ | -2.07 | | |
| a3 | -13.48e6 | b ₃ | 172.63e-3 | | |
| a ₄ | 99e6 | b ₄ | -6.51e-3 | | |
| a ₅ | -266.83e6 | b ₅ | 87.36e-6 | | |
| C | 7.00 | | | | |

Las inductancias modeladas según (4.14), para los varactores considerados,

sólo contienen el error debido al propio modelo capacitivo-inductivo.

Posteriormente, para reflejar mejor la distribución de la inductancia en las pistas del varactor, ésta se reparte equitativamente entre ambos puertos, con lo que el modelo final capacitivo-inductivo queda como muestra la figura 4.15.

A modo de ejemplo, la figura 4.16 representa la respuesta de las capacidades máximas con la frecuencia para el varactor V22 (con 60 celdas), medidas (con símbolos) y modeladas (con líneas), desde ambos puertos, así como los errores relativos cometidos. Para ello se ha utilizado la herramienta ADS de Agilent, que importa directamente las medidas obtenidas mediante IC-CAP, también de Agilent.



Figura 4.15 Modelo capacitivo-inductivo final.

Se aprecia que las capacidades aumentan con la frecuencia, a medida que ésta se aproxima a su valor de resonancia. Desde el puerto 1 el error siempre permanece por debajo del 10%, y desde el 2 sólo supera ligeramente este valor a frecuencias por encima de 3.5 GHz.

4.2.1 Validación del modelo para polarización nula

Como ya se comentó con anterioridad, incluir las inductancias en el modelo capacitivo supone una mejora en el modelado de la variación de las capacidades con la frecuencia desde cualquier puerto. Inicialmente se valida la variación de la capacidad máxima (medida con tensión de polarización nula), desde ambos puertos, en todos los varactores considerados (recuérdese que para los varactores de mayor tamaño, V24, V25 y V26, el modelo capacitivo fue claramente insuficiente).

El error relativo entre las capacidades medidas y modeladas desde el puerto 1, C₁₁, se representa en la figura 4.17, siendo menor que el 8% en todos los casos.



Figura 4.16 Capacidad máxima frente a la frecuencia desde ambos puertos. Porcentaje de error.



Figura 4.17 Error relativo de C_{11} con el modelo capacitivo-inductivo; V = 0 V.

Para los varactores de mayor tamaño sólo se representa la capacidad hasta una frecuencia próxima a la de resonancia (4 GHz para V24, 3.5 GHz para V25 y 2.5 GHz para V26), debido a que para ésta los errores se disparan.

De forma análoga, el error relativo entre el modelo y la medida de la capacidad desde el puerto 2, C_{22} , se representa en la figura 4.18. Este error es inferior al 21% en todos los varactores presentados (del V20 al V26), para el rango de frecuencias medido: 0.5 - 10 GHz. Como desde el puerto 1, los



Figura 4.18 Error relativo de C_{22} con el modelo capacitivo-inductivo; V = 0 V.

varactores de mayor capacidad sólo se han modelado hasta una frecuencia próxima a la de resonancia (V24, V25 y V26). En general, el error disminuye al aumentar el número de celdas del dispositivo.

En los varactores más pequeños, V17, V18 y V19, para altas frecuencias el error es superior al esperado. Ello se debe a que para ellos la frecuencia de resonancia es muy alta y la capacidad sufre una disminución con el aumento de la frecuencia, reproducible sólo cuando se incorporen al modelo los elementos resistivos, tal como se explicará en el apartado 4.3. Esto se aprecia en la tabla 4.10 donde se representan para todos los varactores los valores mínimo, medio y máximo de los errores relativos de las capacidades desde ambos puertos.

| | | C ₁₁ | | | C ₂₂ | |
|----------|-----------|-----------------|------------|-----------|-----------------|------------|
| Varactor | Media (%) | Mínimo (%) | Máximo (%) | Media (%) | Mínimo (%) | Máximo (%) |
| V17 | 3.00 | 0.18 | 4.66 | 35.07 | 1.68 | 51.12 |
| V18 | 0.79 | 0.008 | 4.30 | 20.36 | 0.03 | 27.92 |
| V19 | 0.60 | 0.001 | 2.42 | 15.55 | 0.08 | 20.15 |
| V20 | 1.61 | 0.010 | 4.74 | 13.86 | 0.31 | 20.68 |
| V21 | 0.83 | 0.014 | 2.07 | 7.88 | 0.18 | 10.83 |
| V22 | 1.59 | 0.56 | 4.84 | 8.27 | 0.05 | 11.91 |
| V23 | 0.95 | 0.012 | 3.44 | 5.38 | 0.16 | 8.22 |
| V24 | 2.99 | 0.63 | 7.31 | 3.53 | 0.12 | 6.81 |
| V25 | 2.93 | 0.05 | 5.97 | 3.38 | 0.23 | 7.48 |
| V26 | 2.79 | 0.20 | 7.72 | 3.15 | 0.04 | 10.40 |

Tabla 4.10 Valores del error relativo en C_{11} y C_{22} ; V = 0 V.

En muchas aplicaciones el varactor utilizado en un circuito emplea la configuración desde el puerto 1, con capacidad C_{11} , puesto que tiene una menor capacidad y, por consiguiente, un mayor factor de calidad [Gut04]. En la figura 4.19 y figura 4.20 se muestran los valores medidos (con símbolos) y modelados (con líneas) para dicha capacidad, con polarización nula, en función de la frecuencia de operación. Junto a ellos se incluyen los errores relativos correspondientes, que nunca superan el 8% en cualquier varactor.



Figura 4.19 Variación de la capacidad medida y modelada desde el puerto 1 para los varactores V17-V21; V = 0 V.



Figura 4.20 Variación de la capacidad medida y modelada desde el puerto 1 para los varactores V22-V26; V = 0 V.

4.2.2 Validación del modelo para cualquier polarización

Los varactores diseñados se midieron para un rango de tensión de polarización en inversa de 0 a 4 V. Las capacidades de unión C_{j_1} , C_{j_2} y C_{j_3} dependen de dicha tensión según la expresión (4.1). Las restantes capacidades, C_p , C_a y C_s , así como las inductancias del modelo, no varían con ella.

Para el caso del varactor V22 (60 celdas), en la tabla 4.11 se indican los diferentes valores que toman las capacidades de unión al variar la tensión de polarización; C_p , C_a y C_s son iguales a 86.14 fF, 7.49 fF y 215.32 fF, respectivamente, y la inductancia L es de 89.71 pH. Con estos valores se modela V22. El rango de frecuencias utilizado, de 0.5 a 10 GHz, tiene 201 puntos de medida.

Como con polarización nula, en la figura 4.21 se representan los errores relativos entre las capacidades medidas y modeladas desde el puerto 1, C_{11} , para las tensiones de polarización indicadas en la tabla 4.11, siendo inferior al 5.5%.

| Tensión | C _{j1} (fF) | C _{j2} (fF) | C _{j3} (fF) |
|---------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 0 V | 1099.60 | 504.40 | 85.41 |
| 0.1 V | 1049.13 | 477.12 | 80.25 |
| 0.2 V | 1005.03 | 453.83 | 75.92 |
| 0.3 V | 966.06 | 433.65 | 72.22 |
| 0.4 V | 931.30 | 415.94 | 69.92 |
| 0.5 V | 900.04 | 400.24 | 66.21 |
| 0.8 V | 822.30 | 362.03 | 59.47 |
| 1.0 V | 780.42 | 341.90 | 55.98 |
| 1.5 V | 698.55 | 303.36 | 49.38 |
| 2 V | 638.01 | 275.46 | 44.67 |
| 3 V | 552.87 | 237.00 | 38.26 |
| 4 V | 494.69 | 211.16 | 33.40 |

 Tabla 4.11
 Capacidades de unión de V22, para distintas tensiones de polarización en inversa.


Figura 4.21 Error relativo para C_{11} en el varactor V22, al variar la tensión de polarización.

Análogamente, el error relativo de las capacidades desde el puerto 2, C₂₂, se representan en la figura 4.22, con un error medio del 9.5% (máximo de 15.86% para una tensión de polarización de 4 V). El error relativo disminuye a medida que lo hace la tensión de polarización. Esto se aprecia en la tabla 4.12 donde se representan para todas las tensiones de polarización aplicadas los valores mínimo, medio y máximo de los errores relativos de las capacidades desde ambos puertos.



Figura 4.22 Error relativo para C₂₂ en el varactor V22, al variar la tensión de polarización.

Resultados similares se obtienen con el resto de los varactores. En ellos, el error relativo de la capacidad desde el puerto 1 es menor que desde el puerto 2, independientemente de la frecuencia de operación. Por otro lado, al aumentar la tensión de polarización aumenta el error relativo en C_{22} , aunque esta regla no siempre se cumple para C_{11} .

| | | C ₁₁ | | | C ₂₂ | |
|-------|--------------|-----------------|---------------|--------------|-----------------|---------------|
| V (V) | Media (%) | Mínimo (%) | Máximo (%) | Media (%) | Mínimo (%) | Máximo (%) |
| 0.0 | 1.59 | 0.56 | 4.84 | 8.26 | 0.05 | 11.91 |
| 0.1 | 2.05 | 1.01 | 4.51 | 8.94 | 0.01 | 11.75 |
| 0.2 | 1.88 | 0.84 | 4.35 | 8.96 | 0.14 | 11.81 |
| 0.3 | 1.96 | 0.82 | 4.30 | 9.24 | 0.29 | 12.45 |
| 0.4 | 2.08 | 1.22 | 4.09 | 9.58 | 0.18 | 12.48 |
| 0.5 | 2.37 | 1.22 | 4.98 | 10.18 | 0.07 | 13.04 |
| 0.8 | 2.42 | 1.11 | 5.24 | 10.67 | 0.31 | 14.58 |
| 1.0 | 2.30 | 0.91 | 4.45 | 10.76 | 0.12 | 14.24 |
| 1.5 | 2.13 | 0.84 | 4.08 | 11.06 | 0.11 | 14.96 |
| 2.0 | 2.06 | 1.09 | 3.83 | 11.30 | 0.11 | 14.77 |
| 3.0 | 1.91 | 0.66 | 3.21 | 11.65 | 0.01 | 15.56 |
| 4.0 | 1.57 | 0.40 | 3.31 | 11.59 | 0.23 | 15.86 |

Tabla 4.12 Valores del error relativo para C_{11} y C_{22} de V22, a distintas tensiones de polarización.

4.3 Modelo 3: resistivo

El tercer modelo que se presenta se denomina resistivo e incorpora, al modelo capacitivo-inductivo, las resistencias internas parásitas propias del varactor, como indica la figura 4.23. Este modelo permite conocer no sólo la capacidad sino la resistencia y factor de calidad de los varactores, mejorando los resultados obtenidos hasta ahora. Incluso se consigue dar respuesta a la disminución de la

capacidad de C_{22} con la frecuencia, cuando ésta es baja, en los varactores pequeños (V17, V18 y V19).

Los parámetros del modelo que se muestran en la figura 4.23, recordando los ya conocidos, son:

- L, inductancia parásita de las conexiones metálicas, que se distribuye por igual entre ánodo y cátodo.
- C_p, capacidad parásita entre metales.
- C_a, capacidad desde el ánodo y cátodo a tierra.
- R, resistencia en los terminales del varactor, distribuida por igual entre ellos.
- C_i, capacidad de deplexión de la unión difusión P⁺ pozo N.
- R_{i.}, resistencia de la unión difusión P⁺ pozo N.
- R_{pn}, resistencia en la zona neutra del pozo N.
- R_{ps}, resistencia entre el pozo N y el sustrato, a través del canal enterrado.





- C_{i2}, capacidad de deplexión de la unión sustrato P canal enterrado N⁺.
- R_{i2}, resistencia de la unión sustrato P canal enterrado N⁺.
- C₁₂, capacidad de deplexión de la unión sustrato P pozo N.
- R_{is}, resistencia de la unión sustrato P pozo N.
- C_s, capacidad del sustrato.
- R_s, resistencia del sustrato.

El circuito que resulta de estos elementos se muestra en el esquemático de la figura 4.24.

Las capacidades se calculan como en el apartado 4.1: C_{j_1} , C_{j_2} y C_{j_3} con (4.1), C_s , con (4.6), C_p con (4.9) y C_a con (4.11). La inductancia, L, se obtiene según la expresión (4.14) del apartado 4.2.

4.3.1 Modelado de las resistencias

A continuación se modelan las siete resistencias del modelo resistivo.



Figura 4.24 Circuito del modelo resistivo.

4

a) Resistencia de las uniones

Todas las uniones pn internas del varactor son asimétricas. Por tanto, la resistencia en pequeña señal de la unión difusión P⁺ - pozo N, R_{j1}, viene dada por (4.15) [SN07]:

$$R_{j_{1}} = \frac{V_{t} \cdot \tau_{p} \cdot N_{p} \cdot e^{V/V_{t}}}{q \cdot A \cdot n_{i}^{2} \cdot L_{p}}$$
(4.15)

Mientras que las resistencias de la unión sustrato P - canal enterrado N⁺, R_{j_2} , y la de unión sustrato P - pozo N, R_{j_2} , son iguales y valen

$$R_{j_2} = R_{j_3} = \frac{V_t \cdot \tau_n \cdot N_A \cdot e^{V/V_t}}{q \cdot A \cdot n_i^2 \cdot L_n}$$
(4.16)

donde:

- $\tau_n y \tau_p$ representan el tiempo de vida medio de los electrones en el sustrato y de los huecos en el pozo N, respectivamente,
- L_n y L_p son la longitud de difusión de los electrones en el sustrato y de los huecos en el pozo N, respectivamente,
- N_A y N_D son las concentraciones de dopaje del sustrato $(3.27 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3})$ y el pozo N $(2.42 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3})$, respectivamente,
- V_t es el potencial térmico a 300K,
- V es la tensión de polarización en inversa del varactor,
- q es la carga del electrón en valor absoluto,
- n_i es la concentración intrínseca de portadores, y
- A es el área de la unión metalúrgica que corresponda: la de la unión difusión P⁺- pozo N para R_{j1}, la de la unión sustrato P canal enterrado N⁺ para R_{j2}, y la de la unión sustrato P pozo N para R_{j2}.

Todos los términos se conocen en cada uno de los varactores, a excepción de las longitudes de difusión y los tiempos de vida media de los portadores minoritarios. Estos últimos pueden obtenerse a partir de [SN07], donde se indica su dependencia con el dopaje (tanto tipo N como P), que mostramos en la figura



Figura 4.25 Tiempo de vida medio y longitud de difusión de los electrones, frente a la concentración de dopaje tipo P.



Figura 4.26 Tiempo de vida medio y longitud de difusión de los huecos, frente a la concentración de dopaje tipo N.

4.25 y en la figura 4.26. Los valores correspondientes a los dopajes del pozo N y el sustrato P, indicados en ambas figuras, se recogen en la tabla 4.13.

Tabla 4.13 Valores del tiempo de vida medio y la longitud de difusión de los portadores minoritarios. $(N_D = 2.42 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}, N_A = 3.27 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3})$

| τ _p (s) | L _p (cm) | ^τ n (s) | L _n (cm) |
|--------------------|---------------------|--------------------|---------------------|
| 8.0e-6 | 4.6e-3 | 1.5e-4 | 8.0e-2 |

En el peor caso, cuando la tensión de polarización es nula, los valores de las resistencias de las uniones en los varactores son los mostrados en la tabla 4.14

| Varactor | $R_{j_1}(\Omega)$ | $R_{j_2}(\Omega)$ | $R_{j_3}(\Omega)$ |
|----------|-------------------|-------------------|-------------------|
| V17 | 4.59e17 | 1.10e15 | 2.89e15 |
| V18 | 2.33e17 | 6.83e14 | 2.19e15 |
| V19 | 1.41e17 | 4.65e14 | 1.76e15 |
| V20 | 1.01e17 | 3.59e14 | 1.40e15 |
| V21 | 5.85e16 | 2.26e14 | 1.17e15 |
| V22 | 4.19e16 | 1.69e14 | 9.99e14 |
| V23 | 2.87e16 | 1.21e14 | 8.46e14 |
| V24 | 5.46e15 | 2.64e13 | 3.88e14 |
| V25 | 4.39e15 | 2.14e13 | 3.50e14 |
| V26 | 3.31e15 | 1.64e13 | 3.02e14 |

Tabla 4.14 Resistencias de unión a V = 0 V.

b) Resistencia del pozo

La resistencia de la zona neutra del pozo N, R_{pn}, se considera compuesta por otras tres: la resistencia hacia el canal enterrado desde el área superficial de las difusiones P⁺, R_{pn1} y las resistencias de la difusión P⁺ a la difusión N⁺ central de cada celda, R_{pn2} y R_{pn3}, como muestra la figura 4.27. Con ellas la resistencia del pozo viene dada por la expresión (4.17).

$$R_{pn} = R_{pn_1} \| \left(\frac{R_{pn_2} \| R_{pn_3}}{n} \right)$$
(4.17)

donde R_{pn_1} se estima con el área superficial de todas las difusiones P⁺; y la resistencia resultante del paralelo entre R_{pn_2} y R_{pn_3} se calcula para una celda.

Para explicar el cálculo de R_{pn_1} se utiliza la figura 4.28: un prisma trapezoidal cuya base menor de dimensiones $a_1 \times a_2$, representa la suma de las áreas superficiales de las difusiones P⁺ del varactor, y la base mayor de dimensiones l₁ $x l_2$, es la superficie del canal enterrado N⁺ (medida en el *layout*). Los lados de las bases están relacionados según l₁ = $a_1 + 2b_1 y l_2 = a_2 + 2b_2$ (ver figura 4.28.(a)), y



Figura 4.27 Representación de las resistencias que forman parte de la resistencia del pozo N.

la separación entre ellas (figura 4.28.(b)) es igual a la diferencia entre la separación de las difusiones P^+ y el canal enterrado, h, y la anchura de la zona de vaciamiento del pozo N, w, que viene dada por:

$$w = \frac{\varepsilon_{Si}}{C_A} \cdot \sqrt{1 + \frac{V}{V_{bi_{j_1}}}}$$
(4.18)

siendo

- C_A, la capacidad por área de la difusión P⁺ (2.19), y
- V_{bi_{j1}}, el potencial de contacto (2.3).



Figura 4.28 Representación para el cálculo de la resistencia R_{pn1}. (a) Vista superior. (b) Vista lateral.

4

Los lados a_1 y a_2 , se calculan de forma que cumplan la misma relación de aspecto, r, que la del canal enterrado. Es decir:

$$r = \frac{l_1}{l_2} = \frac{a_1 + 2b_1}{a_2 + 2b_2} = \frac{a_1}{a_2}$$
(4.19)

Por otro lado, su producto ha de ser igual al área superficial total de las difusiones P+, A_{n^+} :

$$A_{n^+} = a_1 \cdot a_2 \tag{4.20}$$

Resolviendo (4.19) y (4.20), se obtiene que:

$$a_1 = \sqrt{r \cdot A_{p^+}}$$
(4.21)

$$a_2 = \sqrt{\frac{A_{p^+}}{r}}$$
(4.22)

La resistencia hacia el canal enterrado corresponde a la de una sección rectangular que se desplaza verticalmente (eje z), como indica la figura 4.28. con líneas azules y rojas. La superficie de dicha sección, S(z), viene dada por:

$$S(z) = \left[2\left(b_1 - \frac{b_1}{h - w} \cdot z\right) + a_1\right] \cdot \left[2\left(b_2 - \frac{b_2}{h - w} \cdot z\right) + a_2\right]$$
(4.23)

Por tanto, la resistencia desde el área superficial de las difusiones P⁺ hacia el canal enterrado viene dado por (4.24):

$$R_{pn_{1}} = \int_{0}^{h-w} dR = \int_{0}^{h-w} \frac{\rho \cdot dz}{S(z)} = \frac{\rho \cdot (h-w)}{2(a_{2}b_{1}-a_{1}b_{2})} \cdot \ln \frac{a_{2}(2b_{1}+a_{1})}{a_{1}(2b_{2}+a_{2})} \quad (4.24)$$

siendo, ρ , la resistividad del pozo N, 0.045 Ω ·cm.

Para el cálculo de las resistencias, R_{pn_2} y R_{pn_3} , desde la difusión P⁺ a la difusión N⁺ central en la celda tipo *donuts*, se han dibujado en la figura 4.29.(a), dos estructuras en color marrón y verde, respectivamente. Por simetría, estas estructuras tienen otras dos equivalentes en el lado opuesto a la difusión central N⁺, pudiendo agruparse como indica la figura 4.29.(b), para el caso de una de ellas (R_{pn_2}). Las resistencias resultantes se corresponden con la de una sección rectangular de superficie S_i(y), que se desplaza entre las difusiones N⁺ y P⁺ como indica la figura 4.30, con líneas azules y rojas, que viene dada por (4.25).



Figura 4.29 Representación para el cálculo de las resistencias de la difusión P⁺ a la N⁺, en la celda donuts.



Figura 4.30 Sección rectangular para el cálculo de la resistencia entre las difusiones P⁺ y N⁺.

$$S_{i}(y) = \left[2\left(e_{1} - \frac{e_{1}}{s - w} \cdot y\right) + d_{1}\right] \cdot \left[2 \cdot \frac{e_{2_{i}}}{s - w} \cdot y + d_{2_{i}}\right] , i=2,3$$
(4.25)

donde:

donde:

- el índice i = 2, 3 indica la sección correspondiente a, R_{pn_2} y R_{pn_3} , respectivamente,



Figura 4.31 Distancias y características de la celda donut.

- s es la separación entre la superficie lateral de la difusión P⁺ y la difusión central N⁺, atendiendo a la figura 4.31,
- w es la anchura de la zona de vaciamiento (4.18),
- d₁ es el doble de la profundidad de la difusión P⁺,
- e₁ obedece a que (d₁+2e₁)/2 es la profundidad de la difusión central N⁺,
- y atendiendo a la figura 4.32, d_{2_2} y d_{2_3} son las dimensiones superficiales de la difusión N⁺, y d_{2_2} + 2 e_{2_2} y d_{2_3} + 2 e_{2_3} son las dimensiones superficiales de la difusión P⁺ (lados internos).

Por tanto, integrando entre la zona de vaciamiento lateral (y=0) y la difusión N^+ central (y=s-w), las resistencias entre las difusiones P^+ y N^+ vienen dadas por:



Figura 4.32 Distancias d_{2_i} y e_{2_i} de la celda *donut* con i=2 para R_{pn_2} e i=3 para R_{pn_3} .

$$R_{pn_{i}} = \int_{0}^{s-w} dR = \int_{0}^{s-w} \frac{p \cdot dy}{S_{i}(y)} =$$

$$\frac{p \cdot (s-w)}{2 \cdot (d_{1}e_{2_{i}} + d_{2_{i}}e_{1} + 2e_{1}e_{2_{i}})} \cdot \ln \frac{(2e_{2_{i}} + d_{2_{i}}) \cdot (2e_{1} + d_{1})}{d_{1} \cdot d_{2_{i}}} , i=2,3$$
(4.26)

En la tabla 4.15 se recogen los valores de los parámetros geométricos necesarios para el cálculo de las resistencias en el pozo N, con celdas de canal enterrado tipo *donuts*.

| Varactor | a ₁ | a ₂ | b ₁ | b ₂ |
|-------------|----------------|-----------------|-----------------|----------------|
| V17 | 7.86 | 5.80 | 5.77 | 5.00 |
| V18 | 11.09 | 8.13 | 7.40 | 6.19 |
| V19 | 14.30 | 10.45 | 9.05 | 7.38 |
| V20 | 24.77 | 7.94 | 13.57 | 6.28 |
| V21 | 24.02 | 15.02 | 13.94 | 9.79 |
| V22 | 17.11 | 29.43 | 10.89 | 16.68 |
| V23 | 33.56 | 21.96 | 18.92 | 13.37 |
| V24 | 68.48 | 56.65 | 37.21 | 31.27 |
| V25 | 68.35 | 70.59 | 37.28 | 38.40 |
| V26 | 90.84 | 70.46 | 48.78 | 38.47 |
| | d ₁ | d_{2_2} | d_{2_3} | |
| celda donut | 0.40 | 1.20 | 3.00 | _ |
| | e ₁ | e ₂₂ | e ₂₃ | |
| | 2.13 | 1.40 | 1.40 | - |

 Tabla 4.15
 Parámetros geométricos en el cálculo de la resistencia del pozo.

Los valores máximos de las resistencias parciales, R_{pn_1} (4.24), R_{pn_2} y R_{pn_3} , (4.26) y totales R_{pn} (4.17), en cada varactor, para una tensión de polarización nula, junto con el número de celas correspondientes, se muestran en la tabla 4.16.

1

| Varactor | n | R_{pn_1} (Ω) | R_{pn_2} (Ω) | R_{pn_3} (Ω) | R _{pn} (Ω) |
|----------|-----|----------------|-------------------------|----------------|---------------------|
| V17 | 4 | 7.82 | 114.06 | 67 | 4.49 |
| V18 | 9 | 4.23 | 114.06 | 67 | 2.22 |
| V19 | 16 | 2.65 | 114.06 | 67 | 1.32 |
| V20 | 21 | 2.02 | 114.06 | 67 | 1.01 |
| V21 | 42 | 1.15 | 114.06 | 67 | 0.54 |
| V22 | 60 | 0.83 | 114.06 | 67 | 0.38 |
| V23 | 90 | 0.58 | 114.06 | 67 | 0.26 |
| V24 | 504 | 0.11 | 114.06 | 67 | 0.05 |
| V25 | 630 | 0.09 | 114.06 | 67 | 0.04 |
| V26 | 840 | 0.07 | 114.06 | 67 | 0.03 |

Tabla 4.16 Resistencias en el pozo de los varactores; V = 0 V.

c) Resistencia entre el pozo N y el sustrato, y resistencia de sustrato

Para el cálculo de la resistencia entre el pozo N y el sustrato P, R_{ps}, y la resistencia de sustrato, R_s, se simplifica el circuito del modelo resistivo como muestra la figura 4.33, donde se utiliza una inductancia, L, y una resistencia de contacto, R, conectadas al puerto 1 del varactor. Las resistencias de unión, R_{j1}, R_{j2} y R_{j3}, se desprecian, al tener valores muy grandes. Las capacidades de metalización, C_a y C_p, se reagrupan en C_{par} (C_{par} = C_a + C_p), como en el modelo capacitivo original.

De esta manera, la impedancia correspondiente al bloque 1 del circuito simplificado, se puede calcular (4.27) como la inversa de la diferencia entre las admitancias medidas en ambos puertos: $(y_{22} - y_{11})^{-1}$.

$$\frac{1}{\gamma_{22} - \gamma_{11}} = R_{ps} + \frac{R_s}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} - j \left(\frac{1}{\omega (C_{j_2} + C_{j_3})} + \frac{\omega^2 C_s R_s^2}{1 + \omega^2 C_s^2 R_s^2} \right)$$
(4.27)

Su parte real (4.28) se emplea para el cálculo de las resistencias R_{ps} y R_s.

$$Re\left(\frac{1}{\gamma_{22} - \gamma_{11}}\right) = R_{ps} + \frac{R_{s}}{1 + \omega^{2}C_{s}^{2}R_{s}^{2}}$$
(4.28)



Figura 4.33 Circuito simplificado del modelo resistivo para el cálculo de R_{ps} y R_s.

A bajas frecuencias, cuando $\omega^2 C_s^2 R_s^2 \ll 1$, la ecuación (4.28) se puede aproximar a la expresión (4.29).

$$\operatorname{Re}\left(\frac{1}{\gamma_{22} - \gamma_{11}}\right) \bigg|_{\text{bajas frecuencias}} \approx \operatorname{R}_{ps} + \operatorname{R}_{s} \cdot (1 - \omega^{2} \operatorname{C}_{s}^{2} \operatorname{R}_{s}^{2}) = (\operatorname{R}_{ps} + \operatorname{R}_{s}) - \omega^{2} \operatorname{C}_{s}^{2} \operatorname{R}_{s}^{3} \qquad (4.29)$$

que representa una recta frente a ω^2 con pendiente, m, igual a $C_s^2 R_s^3$ y corte con el eje de ordenadas en $R_{ps} + R_s$. A partir de ellos se puede obtener las resistencias en el sustrato, y entre el pozo N y el sustrato, como

$$R_{s} = \frac{\sqrt{m}}{\sqrt{C_{s}^{2}}}$$
 (4.30)

$$R_{ps} = Re\left(\frac{1}{\gamma_{22} - \gamma_{11}}\right)\Big|_{\omega^2 = 0} - R_s$$
 (4.31)

A modo de ejemplo, en la figura 4.34 se representa la expresión (4.29) con respecto a ω^2 , para el varactor V22 (60 celdas) con polarización nula con una línea azul, y las medidas con negro. La aproximación lineal (con rojo) proporciona una resistencia de corte de 615.43 Ω y una pendiente m igual a 1.48x10⁻¹⁸. Entonces, aplicando (4.30)-(4.31) las resistencias R_s y R_{ps} son iguales a 314.95 Ω y 300.47 Ω , respectivamente.



Figura 4.34 Impedancia del bloque 1 frente a ω^2 , para V22; V= 0.

Procediendo de igual forma en todos los varactores se obtienen las resistencias de sustrato, y entre el pozo y el sustrato representadas en la tabla 4.17.

| Varactor | $R_{s}\left(\Omega\right)$ | R _{ps} (Ω) |
|----------|----------------------------|---------------------|
| V17 | 557.80 | 597.17 |
| V18 | 528.60 | 460.01 |
| V19 | 414.82 | 450.95 |
| V20 | 404.72 | 382.19 |
| V21 | 359.32 | 337.33 |
| V22 | 314.95 | 300.47 |
| V23 | 231.30 | 273.62 |
| V24 | 120.43 | 117.70 |
| V25 | 111.96 | 83.89 |
| V26 | 93.75 | 77.18 |

 Tabla 4.17
 Resistencias de sustrato, y entre el pozo y el sustrato de los varactores.



Figura 4.35 Resistencias del sustrato, extraídas y modeladas, en función del número de celdas.

En la figura 4.35 se representa la resistencia de sustrato extraída de las medidas de los varactores mediante símbolos, en función del número de celdas (n). El resultado se puede aproximar por la función exponencial (4.32), representada con una línea, cuyos parámetros de ajuste, R_{s0} , R_{s1} , R_{s2} , n_{s1} y n_{s2} , se indican en la tabla 4.18. El máximo error relativo entre los valores para R_s extraídos y modelados es del 11.84%.

$$R_{s}(\Omega) = R_{s0} + R_{s1} \cdot exp^{-n/n_{s1}} + R_{s2} \cdot exp^{-n/n_{s2}}$$
(4.32)

 Tabla 4.18 Parámetros de ajuste para el cálculo de R_s.

| $R_{s0}\left(\Omega ight)$ | R _{s1} (Ω) | R _{s2} (Ω) | n _{s1} | n _{s2} |
|----------------------------|---------------------|---------------------|-----------------|-----------------|
| 107.30 | 178.70 | 368.01 | 7.84 | 93.84 |

De igual forma los resultados para R_{ps} se representan en la figura 4.36. De nuevo los valores extraídos se aproximan a una función exponencial del mismo tipo (4.33), cuyos parámetros de ajuste, R_{ps0} , R_{ps1} , R_{ps2} , n_{p1} y n_{p2} , se indican en la tabla 4.19. El máximo error relativo entre los valores para R_{ps} extraídos y modelados es del 12.5%.

$$R_{ps}(\Omega) = R_{ps0} + R_{ps1} \cdot exp^{-n/n_{p1}} + R_{ps2} \cdot exp^{-n/n_{p2}}$$
(4.33)



Figura 4.36 Resistencias desde el pozo al sustrato, extraídas y modeladas, en función del número de celdas.

| Tabla 4.19 Parámetros de ajuste para el cálculo de | R _{ps} . |
|--|-------------------|
|--|-------------------|

| R _{ps0} (Ω) | $R_{ps1}\left(\Omega ight)$ | R _{ps2} (Ω) | n _{p1} | n _{p2} |
|----------------------|-----------------------------|----------------------|-----------------|-----------------|
| 75.21 | 321.88 | 310.55 | 9.04 | 211.17 |

d) Resistencia de contacto

Para el cálculo de la resistencia en los terminales del varactor se utiliza el circuito simplificado de la figura 4.33. La impedancia correspondiente al bloque 2 del circuito se puede calcular como la inversa de la admitancia desde el puerto 1, según (4.34).

$$\frac{1}{y_{11}} = R + j\omega L + \frac{1 + j\omega C_{j_1}R_{pn}}{-\omega^2 C_{j_1}C_{par}R_{pn} + j\omega (C_{j_1} + C_{par})}$$
(4.34)

cuya parte real viene dada por (4.35). En el caso que $(C_{j_1} + C_{par})^2 >> (\omega R_{pn}C_{par}C_{j_1})^2$, la parte real se puede aproximar a una constante de valor igual a (4.36), que nos permite obtener el valor de la resistencia de contacto.

$$Re\left(\frac{1}{y_{11}}\right) = R + \frac{R_{pn}C_{j_1}^2}{\omega^2 R_{pn}^2 C_{par}^2 C_{j_1}^2 + (C_{j_1} + C_{par})^2}$$
(4.35)

Si se cumple que $(C_{j_1} + C_{par})^2 >> (\omega R_{pn}C_{par}C_{j_1})^2$, entonces

$$\operatorname{Re}\left(\frac{1}{\gamma_{11}}\right) \approx \left(\operatorname{R} + \frac{\operatorname{R}_{pn}\operatorname{C}_{j_{1}}^{2}}{\left(\operatorname{C}_{j_{1}} + \operatorname{C}_{par}\right)^{2}}\right)$$
(4.36)

y la resistencia de contacto, R, se puede obtener como

$$R = Re\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) - \frac{R_{pn}C_{j_{1}}^{2}}{\left(C_{j_{1}} + C_{par}\right)^{2}}$$
(4.37)

para cualquier tensión de polarización aplicada.

La tabla 4.20 compara, para todos los varactores, los valores de $(C_{j_1} + C_{par})^2 y$ $(\omega R_{pn}C_{par}C_{j_1})^2$ con polarización nula en el peor caso, cuando la frecuencia de operación es máxima (sin resonancia). Para los varactores del V17 al V23 la frecuencia de operación establecida es 10 GHz. Sin embargo en los tres varactores restantes, para evitar que resuenen, ésta se fija en 4 GHz para V24, 3.5 GHz para V25 y 2.5 GHz para V26. De esta forma queda validada la expresión (4.36) para la extracción de la resistencia de contacto, R, ya que $(C_{j_1} + C_{par})^2$ es al menos cinco órdenes de magnitud superior a $(\omega R_{pn}C_{par}C_{j_1})^2$.

| Varactor | $(C_{j_1} + C_{par})^2$ | $\left(\omega_{\text{max}} R_{\text{pn}} C_{j_1} C_{\text{par}}\right)^2$ |
|----------|-------------------------|---|
| V17 | 1.36e-26 | 2.11e-31 |
| V18 | 4.88e-26 | 4.06e-31 |
| V19 | 1.30e-25 | 7.87e-31 |
| V20 | 2.21e-25 | 1.16e-30 |
| V21 | 7.34e-25 | 3.31e-30 |
| V22 | 1.42e-24 | 6.09e-30 |
| V23 | 3.04e-24 | 1.26e-29 |
| V24 | 8.51e-23 | 3.93e-28 |
| V25 | 1.32e-22 | 6.42e-28 |
| V26 | 2.35e-22 | 1.28e-27 |

Tabla 4.20 Datos para verificar la aproximación a una constante.



Figura 4.37 Impedancia del bloque 2 frente al cuadrado de la pulsación para V22; V = 0 V.

A modo de ejemplo en la figura 4.37 se representa, con trazo negro, los valores correspondientes a las medidas para el varactor V22 (60 celdas) frente al cuadrado de la pulsación con polarización nula. La media resulta ser 2.32 Ω . Teniendo en cuenta los valores de R_{pn}, C_{j1} y C_{par}, y aplicando la ecuación (4.37), se obtiene una resistencia R de valor 1.97 Ω .

| Varactor | R (Ω) | n _x | n _y |
|----------|-------|----------------|----------------|
| V17 | 13.16 | 2 | 2 |
| V18 | 9.20 | 3 | 3 |
| V19 | 4.96 | 4 | 4 |
| V20 | 1.96 | 7 | 3 |
| V21 | 2.04 | 7 | 6 |
| V22 | 1.97 | 5 | 12 |
| V23 | 1.68 | 10 | 9 |
| V24 | 1.91 | 21 | 24 |
| V25 | 0.76 | 21 | 30 |
| V26 | 1.48 | 28 | 30 |

Tabla 4.21 Resistencia de contacto extraída, V = 0 V.

Procediendo de igual forma en todos los varactores, se obtienen las resistencias de contacto de la tabla 4.21, donde se incluyen también el número de celdas horizontales, n_x, y verticales, n_v.

Modelar la resistencia de contacto no es fácil. Sin embargo, cuando el número de celdas horizontales y verticales es muy parecido (siendo el caso de V17, V18, V19, V21, V23 y V26), se observa que la resistencia disminuye exponencialmente con el número total de celdas, n = $n_x \cdot n_y$, como se recoge en la expresión (4.38), con los parámetros de ajuste indicados en la tabla 4.22.

$$R = R_0 + R_1 \cdot \exp(-t \cdot n) \tag{4.38}$$

Tabla 4.22 Parámetros de ajuste para el cálculo de R.

| R ₀ (Ω) | R ₁ (Ω) | t |
|--------------------|--------------------|------|
| 1.61 | 17.13 | 0.09 |

La figura 4.38 representa con símbolos las medidas correspondientes a los varactores indicados, y con una línea la expresión (4.38). El máximo error relativo entre la medida y el modelo es del 8.52%.

No obstante, es posible obtener un modelo empírico que reproduzca sin error la resistencia de contacto de cualquiera de nuestros varactores: simétricos y



Figura 4.38 Resistencia de contacto en función del número de celdas del varactor, n.

asimétricos (V20, V22, V24 y V25). Para ello basta considerar el número de celdas horizontales y verticales, como en la expresión (4.39).

$$R(\Omega) = \sum_{i=1}^{5} \left[\frac{a_i}{N_y^{i}} + b_i \cdot N_x^{i} \right]$$
(4.39)

donde los parámetros a_i y b_i recogidos en la tabla 4.23, se han obtenido a partir de las resistencias de contacto extraídas. Las resistencias así modeladas y las extraídas, se han representado en la figura 4.39 con símbolos rojos y azules, respectivamente.

| a ₁ | 138.58 | b ₁ | 396.13e-3 |
|----------------|----------|----------------|------------|
| a2 | 377.38 | b ₂ | -948.02e-3 |
| a3 | -8.13e3 | b ₃ | 133.37e-3 |
| a ₄ | 27.27e3 | b ₄ | -6.33e-3 |
| a ₅ | -26.76e3 | b ₅ | 98.18e-6 |

 Tabla 4.23
 Parámetros de ajuste para el cálculo de R en cualquier varactor.

Este será el modelo que finalmente se considera para las resistencias de contacto de los varactores.



Figura 4.39 Resistencia de contacto extraída y modelada para cualquier varactor.

4.3.2 Validación del modelo para polarización nula

Para reflejar mejor la distribución de la resistencia de contacto, R, ésta se reparte equitativamente entre ambos puertos. En la figura 4.40 se presenta el esquemático del modelo resistivo para el varactor V22 (60 celdas) donde en cada componente se indica su valor modelado con polarización nula.



Figura 4.40 Circuito del modelo resistivo para V22.

En la figura 4.41 se muestran las gráficas correspondientes a la capacidad, resistencia y factor de calidad, desde ambos puertos, con los valores medidos en color rojo y modelados en azul, en función de la frecuencia de operación. Observe la correcta predicción de los resultados.

Similares resultados se obtienen con el resto de varactores de canal enterrado tipo *donuts* considerados.

Las capacidades internas de los varactores se recogen en la tabla 4.2, tabla 4.5 y tabla 4.7. Los valores de las resistencias internas se indican en la tabla 4.14 y el resto de las resistencias e inductancias se presentan en la tabla 4.24.

El error relativo entre las capacidades modeladas y medidas desde el puerto 1, en función de la frecuencia de operación, se representa en la figura 4.42 para todos los casos. Los errores de los varactores de mayor capacidad (del V24 al V26)



Figura 4.41 Valores medidos y modelados para el varactor V22 (60 celdas) a 0 V.

sólo se han dibujado hasta una frecuencia próxima a la frecuencia de resonancia, esto es, 4 GHz para V24, 3.5 GHz para V25 y 2.5 GHz para V26.

El error es menor del 7.25% en todos los casos. Si se comparan estos resultados con los obtenidos con el modelo capacitivo-inductivo (figura 4.17), no se observan grandes diferencias entre ambos modelos.

De igual forma el error relativo entre capacidades modeladas y medidas desde el puerto 2, en función de la frecuencia de operación, se representa en la figura 4.43. Este error es menor del 13.5% en todos los varactores diseñados en el rango de frecuencia de 0.5 a 10 GHz, siendo menor del 10% para frecuencias superiores a 2 GHz. Los mayores errores se producen para los varactores pequeños (V17, V18 y V19, de 4 a 16 celdas) a frecuencias en torno a 1 GHz,

debido a que estos varactores presentan una disminución de C_{22} con respecto a la frecuencia hasta los 2 GHz. Igual que en el caso del puerto 1, los varactores de mayor capacidad sólo se han modelado hasta una frecuencia próxima a la de resonancia.

| | L/2 (pH) | R/2 (Ω) | R _s (Ω) | R _{pn} (Ω) | R _{ps} (Ω) |
|-----|----------|------------|-----------------------|------------------------|------------------------|
| V17 | 2.59 | 6.58 | 567.25 | 4.49 | 586.78 |
| V18 | 5.58 | 4.60 | 498.36 | 2.22 | 491.82 |
| V19 | 10.41 | 2.48 | 440.85 | 1.32 | 417.99 |
| V20 | 9.73 | 0.98 | 413.80 | 1.01 | 387.95 |
| V21 | 23.66 | 1.02 | 343.38 | 0.54 | 332.85 |
| V22 | 44.86 | 0.99 | 301.56 | 0.38 | 309.38 |
| V23 | 34.07 | 0.84 | 248.35 | 0.26 | 278.02 |
| V24 | 54.72 | 0.96 | 109.02 | 0.05 | 103.76 |
| V25 | 70.93 | 0.38 | 107.75 | 0.04 | 90.93 |
| V26 | 58.49 | 0.74 | 107.35 | 0.03 | 81.03 |

 Tabla 4.24
 Resistencias internas e inductancias de los varactores con polarización nula.



Figura 4.42 Error relativo de C_{11} en el modelo resistivo; V = 0 V.



Figura 4.43 Error relativo de C₂₂ en el modelo resistivo; V= 0 V.

Si se comparan los errores de C_{22} obtenidos con el modelo capacitivoinductivo (figura 4.18), se observa que el modelo resistivo presenta mejores resultados. Destaca una disminución de los errores relativos en varactores pequeños. Por ejemplo, el varactor V20 (21 celdas) presentaba en el modelo capacitivo-inductivo un error medio de 13.86%, mientras que con el modelo resistivo, su error medio disminuye al 1.03%.

En la tabla 4.25 se muestran el error relativo medio, mínimo y máximo, desde ambos puertos, para C_{11} y C_{22} en todos los varactores, al variar la frecuencia de operación.

Para la respuesta de las resistencias desde el puerto 1 y 2 frente a la frecuencia, se representan los valores medidos y simulados para los varactores V22, V23, V24, V25 y V26 de 60, 90, 504, 630 y 840 celdas respectivamente. Se obtienen a partir de la parte real de la impedancia de entrada, según (4.40) desde el puerto 1 y (4.41) desde el puerto 2.

$$R_{11} = Re(Z_{11})$$
 (4.40)

$$R_{22} = Re(Z_{22}) \tag{4.41}$$

171

| Varactor | C ₁₁ Media (%) | C ₁₁ Mínimo (%) | C ₁₁ Máximo (%) | C ₂₂ Media (%) | C ₂₂ Mínimo (%) | C ₂₂ Máximo (%) |
|----------|---------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| V17 | 2.08 | 0.18 | 4.63 | 5.55 | 1.63 | 13.49 |
| V18 | 0.79 | 0.003 | 4.30 | 3.46 | 0.04 | 10.39 |
| V19 | 0.61 | 0.004 | 2.42 | 2.06 | 0.07 | 10.60 |
| V20 | 1.84 | 0.13 | 4.74 | 1.03 | 0.03 | 6.46 |
| V21 | 0.84 | 0.004 | 2.07 | 1.39 | 0.02 | 5.34 |
| V22 | 1.58 | 0.55 | 4.82 | 1.49 | 0.06 | 5.13 |
| V23 | 0.94 | 0.007 | 3.39 | 0.83 | 0.04 | 3.83 |
| V24 | 2.90 | 0.35 | 7.08 | 2.48 | 0.04 | 9.43 |
| V25 | 2.88 | 0.09 | 5.94 | 2.42 | 0.39 | 8.00 |
| V26 | 2.44 | 0.23 | 4.09 | 2.09 | 0.08 | 6.67 |

Tabla 4.25 Valores del error relativo para C_{11} y C_{22} con el modelo resistivo; V = 0 V.

Los valores para R_{11} se representan en la figura 4.45, y para R_{22} en la figura 4.45 mediante símbolos y los modelados con líneas, en el rango de frecuencias de 1 a 10 GHz, excepto para los varactores de gran tamaño (del V24 al V26) que sólo se han representado valores hasta una frecuencia próxima a la de resonancia.

La respuesta del modelo a R_{11} es casi constante, mientras que para R_{22} sigue la tendencia de las medidas, con mayor error para las frecuencias inferiores a 2 GHz.

Para obtener la respuesta en frecuencia del factor de calidad se utiliza la relación entre la parte imaginaria y real de la impedancia de entrada, según las expresiones (4.42) y (4.43), desde el puerto 1 y 2, respectivamente.

$$Q_{11} = -\frac{Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})}$$
(4.42)

$$Q_{22} = -\frac{Im(Z_{22})}{Re(Z_{22})}$$
(4.43)



Figura 4.45 Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 1, R₁₁.



Figura 4.45 Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 2, R₂₂.

Los valores de Q_{11} se muestran en la figura 4.46, y los de Q_{22} en la figura 4.47, con líneas para el modelo y con símbolos para las medidas, en el rango de frecuencias de 1 GHz hasta 10 GHz, excepto para los varactores de gran tamaño (del V24 al V26) que sólo se han representado valores hasta una frecuencia próxima a la de resonancia. Se observa como los errores disminuyen conforme aumenta la frecuencia, siguiendo el modelo la tendencia de las medidas tanto para Q_{11} como para Q_{22} .

4



Figura 4.46 Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 1, Q₁₁; V = 0.



Figura 4.47 Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 2, Q₂₂; V = 0 V.

En el anexo A se presentan para los varactores considerados, con polarización nula, los componentes del modelo resistivo así como la parte real e imaginaria de las admitancias obtenidas desde ambos puertos, medidas y modeladas, en función de la frecuencia de operación. La comparativa se realiza con ADS.

4

4.3.3 Validación del modelo para cualquier polarización

Hasta ahora se ha estudiado la respuesta en frecuencia del varactor, con el modelo resistivo, para una tensión de polarización nula. Pero no se puede obviar el comportamiento de un varactor con la tensión. Para ello, se realiza un barrido de 0 a 4 V de la tensión de polarización en inversa y de 0.5 GHz a 10 GHz de frecuencia, en todos los varactores diseñados.

Los parámetros del modelo resistivo que tienen dependencia con la tensión son las capacidades y las resistencias de las uniones, C_{j_1} , C_{j_2} y C_{j_3} según se indica en (4.1) y R_{j_1} , R_{j_2} y R_{j_3} , según (4.15) y (4.16), así como la resistencia del pozo, R_{pn} , según (4.24) y (4.26). Todos ellos se ven afectados por la variación de las zonas de vaciamiento correspondientes.

Tomando como ejemplo el varactor V22 (60 celdas), las capacidades de unión al variar la tensión de polarización fueron expuestas en la tabla 4.11. La resistencia R_{pn} se muestra en la tabla 4.26, y las resistencias de las uniones se desprecian, al aumentar exponencialmente con la tensión de polarización inversa, según (4.15) y (4.16).

| V (V) | R _{pn} (Ω) | V (V) | R _{pn} (Ω) |
|-------|---------------------|-------|---------------------|
| 0 | 0.3815 | 0.8 | 0.3719 |
| 0.1 | 0.3801 | 1.0 | 0.3699 |
| 0.2 | 0.3788 | 1.5 | 0.3654 |
| 0.3 | 0.3775 | 2 | 0.3614 |
| 0.4 | 0.3763 | 3 | 0.3545 |
| 0.5 | 0.3752 | 4 | 0.3485 |

 Tabla 4.26
 Variación de R_{pn} con la tensión de polarización inversa.

Así, en la figura 4.48 se representa el error relativo entre las capacidades modeladas y medidas desde el puerto 1, en función de la frecuencia de operación, para un total de 12 tensiones de polarización, indicadas en la leyenda de la figura. Para todas ellas, el error es menor del 5.5%.



Figura 4.48 Error relativo de C₁₁ en el varactor V22 al variar la tensión de polarización.



Figura 4.49 Error relativo de C₂₂ en el varactor V22 al variar la tensión de polarización.

Los resultados correspondientes al puerto 2 se representan análogamente en la figura 4.49, con un error máximo de 11.31% para una tensión de polarización de 3V y 0.5 GHz de frecuencia. En esta gráfica se observa que los mayores errores se dan a frecuencias bajas. En el rango de 1 a 10 GHz, el error relativo máximo baja al 7.12% y en el intervalo de 2 a 10 GHz, alcanza un error relativo máximo del 3.94%. Algunos autores desestiman los resultados inferiores a 2 GHz, por ser irracionales [Lai04]. En la tabla 4.27 se muestran el error relativo medio, mínimo y máximo, para cada tensión de polarización, de la capacidad desde ambos puertos del varactor V22, al variar la frecuencia de operación.

Si se comparan estos resultados con los obtenidos con el modelo capacitivoinductivo (tabla 4.12) se observa que los errores desde el puerto 1 son similares. Sin embargo desde el puerto 2 el modelo resistivo proporciona mejores resultados en el rango de 2 a 10 GHz.

| Tensión de polarización (V) | C ₁₁ Media (%) | C ₁₁ Mínimo (%) | C ₁₁ Máximo (%) | C ₂₂ Media (%) | C ₂₂ Mínimo (%) | C ₂₂ Máximo (%) |
|-----------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 0.0 | 1.58 | 0.55 | 4.82 | 0.78 | 0.01 | 7.01 |
| 0.1 | 2.05 | 1.01 | 4.49 | 0.87 | 0.004 | 8.24 |
| 0.2 | 1.87 | 0.84 | 4.33 | 0.80 | 0.005 | 8.24 |
| 0.3 | 1.95 | 0.80 | 4.29 | 0.81 | 0.001 | 8.64 |
| 0.4 | 2.08 | 1.21 | 4.08 | 0.87 | 5.05E-4 | 10.13 |
| 0.5 | 2.36 | 1.22 | 4.96 | 1.30 | 0.01 | 10.36 |
| 0.8 | 2.42 | 1.11 | 5.23 | 1.32 | 0.01 | 10.31 |
| 1.0 | 2.29 | 0.91 | 4.43 | 1.25 | 0.02 | 11.25 |
| 1.5 | 2.13 | 0.84 | 4.08 | 1.21 | 0.004 | 11.29 |
| 2.0 | 2.05 | 1.10 | 3.82 | 1.18 | 5.88e-4 | 11.29 |
| 3.0 | 1.91 | 0.66 | 3.20 | 1.20 | 0.004 | 11.31 |
| 4.0 | 1.57 | 0.40 | 3.30 | 1.13 | 5.64e-4 | 10.64 |

 Tabla 4.27
 Valores del error relativo para C₁₁ y C₂₂ con variaciones de tensión.

La respuesta en frecuencia de los parámetros de resistencia y factor de calidad desde ambos puertos del varactor cuando se varía la tensión inversa de polarización se ha representado para seis tensiones diferentes en el rango de 0 a 4 V. Los valores de las resistencias extraídas desde las medidas se representan mediante símbolos, en la figura 4.50 para R₁₁ y en la figura 4.51 para R₂₂, y los modelados, con líneas, en el rango de frecuencias de 1 a 10 GHz, para el varactor de referencia, V22.



Figura 4.50 Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 1, R₁₁ para V22.



Figura 4.51 Resistencias medidas y modeladas desde el puerto 2, R₂₂ para V22.

En ambas resistencias, los mayores errores se producen en el rango de frecuencias de 1 a 2 GHz y aumentan con la tensión de polarización. La respuesta del modelo es prácticamente constante para R_{11} , y para R_{22} disminuye al aumentar la frecuencia de operación, igual que ocurre con las medidas.



Figura 4.52 Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 1, Q₁₁ para V22.



Figura 4.53 Factor de calidad medido y modelado desde el puerto 2, Q₂₂ para V22.

Los valores de Q_{11} se muestran en la figura 4.52, y los de Q_{22} en la figura 4.53, con líneas para el modelo y con símbolos para las medidas en el rango de frecuencias de 1 hasta 10 GHz. En ambos, se observa como los errores disminuyen conforme aumenta la frecuencia de operación.



Figura 4.54 Circuito de simulación capacidad vs. tensión en ADS.

Para el resto de varactores se obtienen resultados similares al variar la tensión inversa de polarización en la respuesta de los parámetros de resistencia y factor de calidad con la frecuencia.



Figura 4.55 Simulación capacidad vs. tensión. (a) V22-ADS. (b) V22-ViRM. (c) V23-ADS. (d) V23-ViRM; f = 2.4 GHz.

Con el modelo resistivo correctamente funcionando, para cualquier tensión de polarización y frecuencia, es posible generar la curva capacidad-tensión típica de los varactores integrados. Así se ha incorporado en ADS el modelo resistivo al completo (figura 4.24). Como ejemplo se ha generado la respuesta capacidad *vs.* tensión de los varactores V22 y V23, a partir del circuito de la figura 4.54, donde se ha variado la tensión de 0.01 a 4 V, a una frecuencia de funcionamiento de 2.4 GHz. El varactor en el circuito representa el modelo desarrollado.

La figura 4.55 muestra para los dos varactores la simulación con ADS y los resultados de las medidas representados con ViRM. El primer par de gráficas corresponden al varactor V22, con capacidad máxima de 1200 fF, y el segundo par, al V23 de 1800 fF de capacidad máxima. En ambos varactores, el error relativo entre las capacidades simuladas y medidas no supera el 1.53%.


En este capítulo se recogen las conclusiones y aportaciones generadas en esta tesis, así como posibles líneas abiertas en los que continuar este trabajo de investigación.

5.1 Conclusiones

Las conclusiones que se desprenden de este trabajo de investigación, y que se detallan a continuación, satisfacen los objetivos planteados en esta tesis. Las principales son:

Por sus buenas prestaciones y bajo coste, la tecnología de trabajo seleccionada para esta tesis es la BiCMOS SiGe $0.35 \,\mu$ m de AMS.

Mediante la caracterización de un varactor integrado PN de grandes dimensiones, se han extraído los dopajes de las diferentes regiones que lo conforman (difusiones, pozo, canal enterrado y sustrato).

Se ha establecido una metodología de trabajo para el diseño de varactores integrados de unión PN. Esta metodología se basa en construir sus *layouts* a partir de una celda. En esta celda se especifica la geometría de las difusiones P^+ y N^+ , correspondientes a los terminales de ánodo y cátodo, respectivamente, teniendo en cuenta todas las capas necesarias para su fabricación. Además se incluye el conexionado de las pistas metálicas de ambos terminales. La celda se diseña de forma que, por simetría, se pueda solapar con otras del mismo tipo. Esto permite la repetición horizontal y vertical de una celda, como componente de librería en los *layouts*.

Previa simulación numérica 3D de las celdas, para garantizar su correcto funcionamiento, se han diseñado y fabricado un total de 58 varactores agrupados de la siguiente forma:

- 23 varactores con celdas de unión enterradas, empleando diferente tipo y número de celdas (*donuts*, dedos, lingotes, cruces e *interdigited*).
- 35 varactores con celdas en islas, tipo PP o PN, con una, dos o tres celdas entre las difusiones N⁺ de canal enterrado de los extremos.

Se ha definido un protocolo para la realización de medidas *on-wafer* de los varactores diseñados, realizando una media de diez medidas para cada uno de ellos. Se ha establecido, para cada varactor, medidas con trece tensiones de polarización en inversa, en el rango de 0 a 5 V y, para cada tensión, se ha realizado un barrido de frecuencia dentro del intervalo de 0.5 a 10 GHz.

Se ha desarrollado una herramienta *software* con *Matlab*, para la gestión de los datos que se generan en las medidas. La herramienta permite representar en gráficas las variaciones de la capacidad, resistencia y factor de calidad de los varactores desde ambos puertos frente a la tensión de polarización o frecuencia de funcionamiento. También puede hacer promedio de los resultados obtenidos en un varactor con todas sus medidas.

Tal y como se ha indicado en el capitulo 3, al comparar los varactores de este trabajo con otros disponibles en la literatura, se observa que los nuestros presentan un factor de calidad alto y un rango de sintonización aceptable.

En la comparativa de los varactores realizados con los cuatro tipos de celdas de canal enterrado (cruces, dedos, *donuts* y lingotes), el varactor con celdas tipo *donuts* presenta mayor rango de sintonización y capacidad por unidad de área. Por esta razón, se han diseñado nueve varactores más con este tipo de celdas, para el desarrollo de un modelo eléctrico. Desde el más pequeño, con cuatro celdas, hasta el más grande, con ochocientas cuarenta, la capacidad varía desde 117 fF hasta 25.90 pF, cuando la tensión de polarización es nula a una frecuencia de operación de 2.4 GHz.

Se ha estudiado la validez de los modelos propuestos (capacitivo, capacitivoinductivo y resistivo) en un rango de frecuencias de 0.5 a 10 GHz y tensiones de polarización en inversa de 0 a 4 V. Las capacidades modeladas de unión, difusiónpozo, sustrato-pozo y sustrato-canal enterrado, se calculan a partir del área y perímetro de la difusión, pozo o canal enterrado, respectivamente, y la tensión de polarización en inversa. Análogamente se calculan las resistencias de las uniones correspondientes. Para la resistencia del pozo también se propone un modelo físico. Sin embargo, los restantes componentes (inductancias y capacidades de las metalizaciones, resistencias de contacto y capacidad y resistencia del sustrato) se extraen y modelan empíricamente.

En los diez varactores considerados, independientemente del puerto de entrada del dispositivo, los errores relativos de las capacidades son inferiores al 15%.

Finalmente, se han implementado exitosamente dos varactores de 60 y 90 celdas de canal enterrado tipo *donuts*, como elemento sintonizador en el tanque

de sendos VCO. El primer VCO fue diseñado para operar con el estándar *Digital Video Broadcasting Handheld* (DVB-H), y el segundo para funcionar a 5 GHz.

5.2 Líneas futuras

A continuación se enumeran algunas de las líneas de investigación abiertas a raíz de este trabajo:

- Buscar nuevas estructuras de varactores en tecnologías de bajo coste, que mejoren sus prestaciones (factor de calidad y rango de sintonización) con respecto a los aquí diseñados y a los existentes en las librerías de los *kit* de diseño.
- Desarrollar un paquete software en el kit de diseño del layout, para que en función de la capacidad y/o frecuencia de funcionamiento requeridos en un varactor, genere automáticamente su layout y, de esta forma, facilitar la labor de los diseñadores de circuitos de radiofrecuencia.
- Generalizar el modelo resistivo a otros varactores de unión PN con diferentes estructuras.
- Comprobar que el método de caracterización obtenido es válido para otras tecnologías basadas en silicio.



- [AB03] J. Aguilera and R. Berenguer, "Design and test of integrated inductors for RF applications", Kluwer Academic Publishers (2003).
- [AB07] A. Ahmadi and A. Banai, "Effect of parametric instability on phase noise degradation in a varactor frequency multiplier", APMC, Proceeding of Asia Pacific Microwave Conference, pp. 1707-1710 (2007).

- [AHS03] Y. Ahn, K. Han, and H. Shin, "A new physical RF model of junction varactors", Japanese Journal of Applied Physics, vol. 42, pp. 2110-2113 (2003).
- [AIM10] S. Amakawa, N. Ishihara, and K. Masu, "A thru-only de-embedding method for on-wafer characterization of multiport networks," in V. Zhurbenko, editor, Advanced Microwave Circuits and Systems, pp.13-32, INTECH (April 2010).
- [AM99] P. Andreani and S. Mattison, "A 2.4 GHz CMOS monolithic VCO with an MOS varactor", Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 22, pp. 17-24 (1999).
- [AM00] P. Andreani and S. Mattison, "On the use of MOS varactors in RF VCO's", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35(6), pp. 905-910 (June 2000).
- [AMS05] 0.35 μm HBT BiCMOS process parameters, Austria Micro System (2005).
- [AMS12] AMS Online, http://www.austriamicrosystems.com/Products/Full-Service-Foundry/Process-Technology/SiGe-BiCMOS.
- [BDW+00] Y. Baeyens, C. Dorschky, N. Weimann, Q. Lee, R. Kopf, G. Georgiou, J-P. Mattia, R. Hamm, and Y-K. Chen, "Compact InP-based HBT VCOs with a wide tuning range at W- and D-band", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48(12), pp. 2403-2408 (December 2000).
- [BKB+07] N. Boughanmi, A. Kachouri, D. Ben Issa and M. Samet, "Conception of low phase noise RF-VCO using MOS varactor", IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security, vol. 7(9), pp. 166-176 (September 2007).

- [BSJ+97] J. N. Burghartz, M. Soyuer, K.A. Jenkins, M. Kies, M. Dolan, K.J. Stein,
 J. Malinowski, and D.L. Harame, "Integrated RF components in a SiGe bipolar technology," IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 32 (9), pp. 1440–1445 (September 1997).
- [Cad11] Cadence online, "http://www.cadence.com/us/pages/ default.aspx".
- [Cas99] Cascade Microtech Technical Brief, "A guide to better Network Analyzer Calibrations for Probe-Tip Measurements" (October 1999).
- [CB91] H. Cho and D.E. Burk, "A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 38(6), pp. 1371-1375 (June 1991).
- [CB92] V.I. Cojocaru, T.J. Brazil, "A large-signal equivalent circuit model for hiperabrupt P-N junction varactor diodes", 22nd European Microwave Conference, vol. 2, pp. 1115-1121 (1992).
- [CDG+05] A. Coustou, D. Dubuc, J. Graffeuil, O. Llopis, E. Tournier, and R. Plana, "Low phase noise IP VCO for multistandard communication using a 0.35 μm BiCMOS SiGe tecnology", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 15(2), pp. 71-73 (February 2005).
- [CF06] J.P. Carr, and B.M. Frank, "A 38 GHz accumulation MOS differentially tuned VCO design in 0.18-μm CMOS", Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2006.
- [CHW+04] K-M. Chen, G-W. Huang, S-C. Wang, W-K. Yeh, Y-K. Fang, and F-L. Yang, "Characterization and modeling of SOI varactors at various temperatures", IEEE transactions on Electron Devices, vol. 51(3), pp. 427-433 (March 2004).

- [DF07] D. Dunwell and B. Frank, "Accumulation-mode MOS varactors for RF CMOS low-noise amplifiers", IEEE 7th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 145-148 (January 2007).
- [DJL+10] R. Debroucke, S. Jan, J-F. Larchanché, and C. Gaquière, "A high quality factor varactor technology evaluation", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 585-588 (2010).
- [DHS+04] E.S. Daniel, N.E. Harff, V. Sokolov, S.M. Schreiber, and B.K. Gilbert, "Network analyzer measurement de-embedding utilizing a distributed transmission matrix bi-section of a single THRU structure", 63rd ARFTG Conference, pp. 61–68 (2004).
- [Eur11] Europractice online, "http://www.europractice-ic.com/ general_runschedule.php"
- [FKP+04] N. Fong, J. Kim, J-O. Plouchart, N. Zamdmer, D. Liu, L. Wagner, C. Plett, and G. Tarr, "A low-voltage 40-GHz complementary VCO with 15% frequency tuning range in SOI CMOS technology", IEEE Journal of Solid-State circuits, vol. 39(5), pp. 841-846 (May 2004).
- [FPZ+03] N.H.W. Fong, J.-O. Plouchart, N. Zamdmer, Lui Duixian, L.F. Wagner,
 C. Plett, and N.G. Tarr, "Design of wide-band CMOS VCO for multiband wireless LAN applications", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 38(8), pp. 1333-1342 (August 2003).
- [GGM+07] J. García, B. González, M. Marrero-Martín, I. Aldea, J. del Pino, and A. Hernández "Influence of the diffusion geometry on PN Integrated Varactors", SPIE - The International Society for Optical Engineering's III International Symposium on Microtechnologies for the New Millennium Design (VLSI Circuits and Systems Conference). Maspalomas, Las Palmas, España (May 2007).

- [GGM+07a] J. García, B. González, M. Marrero-Martín, I. Aldea, J. del Pino, and A. Hernández "Analysis of PN Integrated Varactors with N+ Buried Layer Varying P⁺ Diffusions Contour for RF Applications" XXII Design of Integrated Circuits and Systems Conference. Sevilla, España (November 2007).
- [GGP+03] J. García, B. González, J. del Pino, I. Gutiérrez, N. Sainz, J.R. Sendra, A. Hernández, and A. Nunez, "Integrated PN cross varactors for RF applications", Proc. XVIII Design of Integrated Circuits and Systems Conference, DCIS2003, Ciudad Real - España (November 2003).
- [GGS+03] I. Gutierrez, J. García, N. Sainz, J.R. Sendra, J. de No, and A. Hernández, "PN junction integrated varactors for RF applications at different standard frequencies" IEEE Conf. IV Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, SiRF'03, pp. 118-121 (March 2003).
- [GMG+05] I. Gutierrez, J. Melendez, J. Garcia, I. Adin, G. Bistue, and J. de No "Reliability Verification in a Measurement System of Integrated Varactors for RF Applications" Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina), vol. 3(4), pp. 15-20 (October 2005).
- [GMG+11] J. García, M. Marrero-Martín, B. González, I. Aldea, and A. Hernández, "Coupled varactor based on pn junction and accumulation MOS for RF applications", VIII Spanish Conference on Electron Devices, Palma de Mallorca – España (February 2011).
- [Goñ07] A. Goñi Iturri, "Aportaciones al diseño, simulación, caracterización y modelado de inductores integrados sobre silicio", Tesis Doctoral, Universidad de Las Palmas de Gran Canaria (Febrero 2007).

- [GPG+07] A. Goñi, J. del Pino, B. González and A. Hernández, "An Analytical Model of Electric Substrate Losses for Planar Spiral Inductors on Silicon", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 54, pp. 546-553 (2007).
- [Gre07] A. Grebennikov, "RF and microwave transistor oscillator design", Wiley, 2007 (England).
- [Gut04] I. Gutiérrez, "Varactores integrados de alto factor de calidad en tecnología estándar 0.8 μm SiGe para aplicaciones en RF", Tesis Doctoral, Universidad de Navarra, San Sebastián (Mayo 2004).
- [GWS+05] J.H.Gau, R.T. Wu, S. Sang, C.H. Kuo, T.L. Chang, H.H. Chen, A. Chen, and J. Ko, "Gate assisted high-Q-factor junction varactor", IEEE Electron Device Letters, vol. 26(9), pp. 682-683 (September 2005).
- [GYC+00] C. Geng, K.S. Yeo, K.W. Chew, M.A. Do, and J. Ma, "A simple, unified, and scalable RF model for accumulation-mode varactors", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26(3), pp. 171-172 (August 2000).
- [HAR11] A.S. Hussaini, R. Abd-Alhameed, J. Rodríguez, "Tunable RF filters: Survey and beyond", 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 512-515 (December 2011).
- [HHW+98] C-M. Hung, Y-C. Ho, I-C. Wu, and K. O, "High-Q capacitors implemented in a CMOS process for low-power wireless applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46(5), pp. 505-511 (May 1998).

- [HLH+05] C-C. Ho, G-H. Liang, C-F. Huang, Y-J. Chan, C-S. Chang, and C-P Chao, "VCO phase-noise improvement by gate-finger configuration of 0.13 μm CMOS transistors", IEEE Electron Device Letters, vol. 26(4), pp. 258-260 (April 2005).
- [HLL+10] J. Hu, Z. Li; Q. Li; W. Li, and L. Zhang, "Accumulation-mode MOS varactor modeling for RF applications valid up to 40GHz," 2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), pp. 885-888, 8-11 May 2010.
- [JA06] K.A. Jenkins and H. Ainspan, "Characteristics of Submicron MOS Varactors", IEEE Conference 6th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits In RF Systems SiRF2006, San Diego, CA, USA pp. 123-126 (January 2006).
- [JBG07] L. Jia, Y. Bun Choi, and W. Gan Yeoh, "A 5.8-GHz VCO with precision gain control", 2007 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 701-704 (2007).
- [JLW+09] S-L. Jang, C-C. Liu, C-Y. Wu, and M-H Juang, "A 5.6 GHz low power balanced VCO in 0.18 mm CMOS", IEEE microwave and wireless components letters, vol. 19(4), pp. 233-235 (2009).
- [JPC10] C. Jin, D. Pavlidis, and L. Considine, "A novel GaN-based high frequency varactor diode", Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference, Paris, pp. 118-121 (September 2010).
- [Kap07] B. Kapilevich, "A varactor-tunable filter with constant bandwidth and loss compensation", Microwave Journal, 50 (4), pp. 106-114 (April 2007).

- [KDP11] M. Kraemer, D. Dragomirescu, and R. Plana, "A high efficiency differential 60 GHz VCO in a 65 nm CMOS technology for WSN applications," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21(6), pp. 314-316 (June 2011).
- [KLK+96] D-W. Kim, J-J. Lee, Y-S. Kwon, and S-C. Hong, "Characteristics of an area-variable varactor diode", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44(11), pp. 2053-2057 (November 1996).
- [kol99] T.E. Kolding, "On-wafer calibration techniques for Giga-Hertz CMOS measurements", Proceeding of IEEE Int. Conf. on Microelectronic Test Structures, vol. 12, pp. 105-110 (Marzo 1999).
- [Kol00] T.E. Kolding, "A four-step method for de-embedding gigahertz on wafer CMOS measurement", IEEE Transactions on Electronic Device, vol. 47, pp. 734-740 (Abril 2000).
- [KPO04] S.C. Kelly, J.A. Power, and M. O'Neill, "Selection and modeling of integrated RF varactors on a 0.35-µm BiCMOS technology", IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, vol. 17(2), pp. 142-149 (May 2004).
- [Kra98] A. Kral, "A 2.4 GHz CMOS frequency synthesizer", Integrated circuits and systems laboratory UCLA (1998).
- [Lai04] Y.-T. Lai, "The study of junction varactor and CMOS varactor for radiofrequency voltage control oscillator applications", Tesis Doctoral, National Cheng Kung University, Taiwan (June 2004).
- [LL09] D. Leblebici, Y. Leblebici, "Fundamentals of high-frequency CMOS analog integrated circuits", Cambridge University Press, ISBN: 978-0-521-51340-1, 2009.

- [LW04] J. Long, and R.J. Weber, "A 2.4 GHz low-power low-phase-noise CMOS VCO using spiral inductors and junction varactors", International symposium on Circuits and Systems, vol. 4, pp. 545-548 (2004).
- [LWG+10] W. Lu, L. Wang, S. Gu, D.P.R. Aplin, D.M. Estrada, P.K.L. Yu, and P.M. Asbeck, "InGaN/GaN Shottky diodes with enhanced voltage handling capability for varactor applications", IEEE Electron Device Letters, vol. 31(10), pp. 1119-1121 (October 2010).
- [MDL+09] Y. Morandini, R. Debroucke, J.F. Larchanche, S. Jan, S. Borrer, D. Gloria, and J. Pekarik, "Multiport de-embedding technique for balanced varactor high frequency characterization", 39th. European Microwave Conference, pp. 886-889 (2009).
- [MGG+09] M. Marrero-Martín, B. González, J. García, and A. Hernández, "Capacitance estimation of PN varactors based on unit cells", VII Spanish Conference on Electron Devices, Santiago de Compostela – España, pp. 471-474 (February 2009).
- [MGG+09a] M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, "Equivalent circuit model for capacitances in PN varactors with buried channel", VII Spanish Conference on Electron Devices, Santiago de Compostela – España, pp. 467-470 (February 2009).
- [MGG+10] M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, "Capacitive model from integrated PN varactors of cells with N+ buried layer", International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 23(4-5), pp. 364-378, 2010, Disponible on line: Jan 13 2010.

- [MGG+10a] M. Marrero-Martín, B. González, J. García, Sunil L. Khemchandani, A. Hernández, and J. Pino, "Integrated PN varactors and their application in wide range VCOs", XXV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, Lanzarote – España, pp. 655-660 (November 2010).
- [MGG+11] M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, "Circuit models for PN integrated varactors", VIII Spanish Conference on Electron Devices, Palma de Mallorca – España (February 2011), D.O.I. 10.1109/SCED.2011.5744242.
- [MGG+12] M. Marrero-Martín, B. González, J. García, S. Khemchandani, A. Hernández, J. del Pino, "Wide range fully integrated VCO with new cells-based varactor", International Journal of Electronics (IJE), Aceptado 23 Nov. 2011. Disponible on line 9 Marzo 2012.
- [MK01] J. Maget, R. Kraus, "Novel varactors in BiCMOS technology with improved characteristics", The 13th International Conference on Microelectronics, Rabat - Marruecos, pp. 59-62, (October 2001).
- [MKK+04] H. Moon, S. Kang, Y.T. Kim, and K. Lee, "A fully differential LC-VCO using a new varactor control structure", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14(9), pp. 410-412 (September 2004).
- [MKT02] J.Maget, R. Kraus, M. Tiebout, "A physical model of a CMOS varactor with high capacitance tuning range and its application to simulate integrated VCOs", Solid-State Electronics, vol. 46(10), pp. 1609-1615 (October 2002).
- [ML11] P.C. Maulik, and P.W. Lai, "Frequency tuning of wide temperature range CMOS LC VCOs", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 46(9), pp. 2033-2040 (September 2011).

- [MLG07] Y. Morandini, J-F. Larchanche, and C. Gaquière, "Evaluation of SiGeC HBT varactor using different collector access and base-collector junction configuration in BiCMOS technologies", IEEE Bipolar/ BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp. 246-249 (2007).
- [MLG08] Y. Morandini, J-F. Larchanche, and C. Gaquière, "High frequency characterization of compact N⁺poly/Nwell varactor using wafflelayout", IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 167-170 (2008).
- [MMD11] R. Molavi, S. Mirabbasi, and H. Djahanshahi, "A 27-GHz low-power push-push LC VCO with wide tuning range in 65 nm CMOS", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), pp. 1141-1144 (2011).
- [MRH+02] K. Molnár, G. Rappitsch, Z. Hurszka, and E. Seebacher, "MOS varactor modeling with a subcircuit utilizing the BSIM3v3 model", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 49(7), pp. 1206-1211 (July 2002).
- [MRL+07] Y. Morandini, D. Rapisarda, J.F. Larachanche, and C. Gaquiére, "Differential P⁺/N-well varactor high frequency characterization", IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures, pp. 187-191 (March 2007).
- [MSG+11] M. Marrero-Martín, T. Szydzik, B. González, J. García, and A. Hernández, "Effect of separation and depth of N⁺ diffusions in the quality factor and tuning range of PN varactors", SPIE Microtechnologies 2011 (VLSI Circuits and Systems), Praga -Republica Checa (Abril 2011).

- [MTK02] J. Maget, M. Tiebout, and R. Kraus "Influence of novel MOS varactors on the performance of a fully integrated UMTS VCO in standard 0.25 μm CMOS technology", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 37(7), pp. 953-958 (Julio 2002).
- [MTK03] J. Maget, M. Tiebout, and R. Kraus, "MOS varactors with n- and ptype gates and their influence on an LC-VCO in digital CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38(7), pp. 1139-1147 (July 2003).
- [Oh11] N-J. Oh, "A switchable quadband LNA for mobile wireless communications exploiting varactor tuning", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals (2011).
- [OHS+09] S.A. Osmany, F. Herzel, J.C. Scheytt, K. Schamalz, and W. Winkler, "Integrated 22GHz low-phase-noise VCO with digital tuning in SiGe BiCMOS technology", Electronics Letters, vol. 45(1), pp. 39-40 (January 2009).
- [OKL+09] Y. Oh, S. Kim, S. Lee, and J-S. Rieh, "The island-gate varactor A high-Q MOS varactor for millimeter-wave applications", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19(4), pp. 215-217 (April 2009).
- [Ped01] E. Pedersen, "RF CMOS varactors for wireless applications", Master Thesis, Aalborg University, February 2001.
- [Ped01a] E. Pedersen, "RF CMOS varactors for 2 GHz applications", Analog integrated Circuits and Signal Processing, vol. 26(1), Kluwer Academic Publishers, pp. 27-36 (2001).
- [Pei01] C. Peiyi, "Development of SiGe materials and devices", 6th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, vol. 1, pp. 570-574 (2001).

- [PME+00] A. S. Porret, Th. Melly, Ch. Enz, E. Vttoz, "Design of high-Q varactors for low-power wireless applications using standard CMOS process", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35(3), pp. 337-345 (March 2000).
- [PRM+09] N. Pohl, H-M. Rein, T. Musch, K. Aufinger, and J. Hausner, "SiGe bipolar VCO with ultra-wide tuning range at 80 GHz center frequency", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 44(10), pp. 2655-2662 (October 2009)
- [PS98] C. Patrick Yue, and S. Simon Wong, "On-Chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 33(5), pp. 743-752 (May 1998).
- [PSS10] S. Parthasarathy, B. Swaminathan, A. Sundaram, R.A. Groves, R.L. Wolf, F.G. Anderson, "Large signal substrate modeling in RF SOI technologies", IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), 2010.
- [Rey05] S. Reyes, "De-embedding using a vector network analyzer including calibration and measurement techniques", Microwave Journal, vol. 48 (3), pp. 64-80 (March 2005).
- [RL00] S. C. Rustagi, and C.C.C. Leung, "Accumulation model MOS varactor SPICE model for RFIC applications", Electronics Letters, vol. 36(20), pp. 1735-1736 (September 2000).
- [RLM11] S. Rong, H. C. Luong, and S. Member, "Design and analysis of varactor-less LC oscillators with multiphase outputs," vol. 46(8), pp. 1810-1819, 2011.
- [RMC+04] L. Romano, V. Minerva, S. Cavalieri d'Oro, M. Politi, C. Samori, M. Pagani, "Low phase noise, very wide band SiGe fully integrated VCO", 12th GaAs Symposium, pp. 29-32, 2004

- [RMP00] J. W. M. Rogers, J.A. Macedo, and C. Plett, "The effect of varactor nonlinearity on the phase noise of completely integrated VCOs", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35(9), pp. 1360-1367 (September 2000).
- [RN06] N. Ridler and N. Nazoa, "Using simple calibration load models to improve accuracy of vector network analyser measurements", Proceeding 67th ARFTG Microwave Measurements Conference-Spring, pp. 104-110 (2006).
- [RRH98] T. Riihisaari, H. Ronkainen, and H. Hakojärvi, "Influence of the guard ring on the RF properties of IO pads", Proceeding of the 28th European Solid-State Device Research Conference, pp. 632-635 (October 2005).
- [RWH08] M. Roy, R.J. Ward, and J.A. Higgins, "SiC varactor based tunable filters with enhanced linearity", IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 163-166 (2008).
- [SAR+07] B. Soltanian, H. Ainspan, W. Rhee, D. Friedman, and P.R. Kinget, "An ultra-compact differentially tuned 6-GHz CMOS LC-VCO with dynamic common-mode feedback", IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 42(8), pp. 1635-1641 (August 2007).
- [SC02] F. Svelto and R. Castello, "A bond-wire inductor-MOS varactor VCO tunable from 1.8 to 2.4 GHz", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50(1), pp. 403-407 (January 2002).
- [SDT+08] M.H. Seyedi, M. Dousti, F. Temcamani, and J.L. Gautierassoud, "A fully differential low phase noise and extra linear VCO design in SiGe BiCMOS technology", 3rd. International Information and Communication Technologies: from theory to applications, pp. 1-5 (2008).

- [SEM+99] F. Svelto, P. Erratico, S. Manzini, and R. Castello, "A metal oxide semiconductor varactor", IEEE Electron Device Letters, vol. 20, pp. 164-166 (Abril 1999).
- [SEW+02] B. Senapati, K. Ehwald, W. Winkler, and F. Furnhammer, "High performance MOS varactor SPICE model", Electronics Letters, vol. 38(23), pp. 1416-1417 (November 2002).
- [SKP01] K. Stadius, R. Kaunisto, and V. Porra, "Monolithic tunable capacitors for RF applications", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, pp. 488-491 (2001).
- [SLK06] S. Shin, K. Lee, and S.M. Kang, "Low-power 2.4 GHz CMOS frequency synthesizer with differentially controlled MOS varactors", IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems, pp. 553-556 (2006).
- [SHH+05] S. Saeedi, T. Heidari, M.H. Hafezi, and J.M. Baabuei, "Design, simulation and fabrication of a varactor tunable combline microwave filter", APMC, Proceeding of Asia Pacific Microwave Conference, vol. 1, pp. 4-7 (2005).
- [SMC00] F. Svelto, S. Manzini, and R. Castello, "A three terminal varactor for RF IC's in standard CMOS technology", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 47(4), pp. (Abril 2000).
- [SN07] S.M. Sze and K.K. Ng, "Physics of semiconductor devices", 3rd edition, Hoboken, New Jersey, Wiley-Interscience, 2007.
- [SNT+08] M. Südow, H.M. Nemati, M. Thorsell, U. Gustavsson, K. Andersson,
 C. Fager, P-A. Nilsson, J. Hassan, A. Henry, E. Janzén, R. Jos, and N.
 Rorsman, "SiC varactors for dynamic load modulation of high power amplifiers", IEEE Electron Device Letters, vol. 29(7), pp. 728-730 (July 2008)

- [SO11] D. Shim, K.K.O, "Symmetric varactor in 130-nm CMOS for frequency multiplier applications", IEEE Electron Device Letters, vol. 32(4), pp. 470-472, April 2011.
- [SPM+01] K. Shen, F. Ping S.H., W. Ming Y.W., Z. Chem, J. Lau, P.C.H. Chan, P.K.Ko, "A three-terminal SOI gated varactor for RF applications", IEEE transactions on Electron Devices, vol. 48(2), pp. 289-293, February 2001.
- [SS03] S.-S. Song and H. Shin, "An RF model of the accumulation-mode MOS varactor valid in both accumulation and depletion regions", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 50, pp. 1997-1999, Septiembre 2003.
- [SSI+05] P. Sameni, Ch. Siu, K. Iniewski, M. Hamour, Sh. Mirabbasi, H. Djahanshahi and J. Chana, "Modeling of MOS varactors and characterizing the tuning curve of a 5-6 GHz LC VCO", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 5071-5074 (May 2005).
- [Syn07] Synopsys, Taurus Device Manual, 2007.
- [Tie01] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36(7), pp. 1018-1024 (July 2001).
- [TH11] M-H. Tsai, and S.S.H. Hsu, "A 24 GHz low-noise amplifier using RF junction varactors for noise optimization and CDM ESD protection in 90 nm CMOS," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21(7), pp. 374-376, July 2011.
- [TSV+11] M.H. Tavakoli, A. Sanz-Velasco, J. Vukusic, E. L. Kollberg, M. Sadeghi, and J. Stake, "InGaAs/InAlAs/AIAs heterostructure barrier varactors on silicon substrate", IEEE Electron Device Letters, vol. 32(2), pp. 140-142 (February 2011)

- [VSD01] E.P.Vandamme, D.M. M.-P. Schreurs, and C. van Dinther, "Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures", IEEE transactions on Electron Devices, vol. 48(4), pp. 737-742 (Abril 2001).
- [War02] S.A. Wartenberg, "RF measurements of die and packages", Boston, Artech House (2002), ISBN 978-90-8964-136-6.
- [WHC+00] W. Wong, P.S. Hui, Z. Chen, K. Shen, J. Lau, P.C. Chan, and P-K Ko, "A wide tuning range gated varactor" IEEE Journal Solid-State circuits, vol. 35, pp. 773-779 (May 2000).
- [WY05] C-Y. Wu and C-Y. Yu, "A 0.8V 5.9GHz wide tuning range CMOS VCO using inversion-mode bandswitching varactors", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 5, pp. 5079-5082 (2005).
- [XZZ+09] W. Xiushan, W. Zhigong, L. Zhiqun, and L. Qing, "Design of a 4.6 GHz high-performance quadrature CMOS VCO using transformer couple", Journal of Semiconductors, vol. 30(2), DOI: 10.1088/1674-4926/30/2/025004 (2009).
- [YDH10] D. Yang, Y. Ding, and S. Huang, "A 65-nm high-frequency low-noise CMOS-based RF SoC technology," IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 57(1), pp.328-335 (January. 2010).
- [YKN+92] Y. Yamauchi, H. Kamitsuna, M. Nakatsugawa, H. Ito, M. Muraguchi, and K. Osafune, "A 15-GHz monolithic low phase noise VCO using AlGaAs/GaAs HBT", IEEE Journal of Solid-State circuits, vol. 27(10), pp. 1444-1447 (October 1992).
- [YZS+04] T. Yan, G. Zhang, H. Shi, R. Huang, and X. Zhang, "Wide tuning-range MOS varactors based on SOI", 7th. International Conference on Solid-State and Integrated Circuits Technology, pp. 206-208 (2004).

[ZGV10] Z. Zhu, G. Gildenblat, J. Victory, and C.C. McAndrew, "Surfacepotential-based MOS varactor model", in Gennady Gildenblat, editor, Compact modeling. Principles, techniques and applications, pp. 327-355, Springer (2010).



NEXO

Resultados del modelo resistivo

En este anexo se presenta la comparación entre las medidas de los varactores fabricados basados en celdas enterradas tipo donuts y el resultado del modelo resistivo descrito en el capítulo 4. Para cada varactor se incluye su layout y una tabla con los valores de los componentes que forman parte del modelo. Además se muestran seis gráficas correspondientes al parte real e imaginaria de los parámetros de admitancia del modelo y las medidas del varactor a una tensión de polarización de 0 V.

A.1 Varactor V17

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 4 | 19.40 | 15.80 | 306.52 |

| R _{/2} (Ω) | 6.58 | C _a (fF) | 4.50 |
|---------------------|---------|----------------------|--------|
| R _{j1} (Ω) | 4.59e17 | C _{j1} (fF) | 100.41 |
| R _{j2} (Ω) | 1.10e15 | C _{j2} (fF) | 77.44 |
| R _{j3} (Ω) | 2.89e15 | C _{j3} (fF) | 29.56 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 567.25 | C _S (fF) | 166.61 |
| R _{pn} (Ω) | 4.49 | C _p (fF) | 11.72 |
| R _{ps} (Ω) | 586.78 | L _{/2} (pH) | 2.59 |
| | | | |





Figura A.1 Layout del varactor (4 celdas)

 Tabla A.1
 Valores de los componentes del modelo.

A.2 Varactor V18

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 9 | 25.90 | 20.50 | 530.95 |

_



Figura A.2 Layout del varactor (9 celdas)

| | | | | | <u></u> | | |
|------|-----|------|------------|-------|-----------|---------|-----|
| | | | | | | | |
| 1 | - | 1000 | | | - | - 67.67 | |
| | | | | | | | |
| | | | | | | | |
| | | | | | | | |
| | | | | | 114 | | |
| | | | | | | | |
| | | | 111 | | | | |
| | | | | | | | |
| | | | | 1777 | 1 | | |
| | | | | | | | |
| | | | - 222 | ~~~ | - 644 | | |
| | 1 | | | | | | |
| | | | | | | | |
| | 111 | | 100 | 100 | 100 | 1111 | |
| | | | | | | | |
| | | | 111 | | | | |
| 8555 | 144 | ANY. | iller, | All - | illa. | fille- | 100 |

Tabla A.2 Valores de los componentes del modelo.

| R _{/2} (Ω) | 4.60 | C _a (fF) | 7.56 |
|----------------------------|---------|----------------------|--------|
| R _{j1} (Ω) | 2.33e17 | C _{j1} (fF) | 197.83 |
| R _{j2} (Ω) | 6.83e14 | C _{j2} (fF) | 124.95 |
| R _{j3} (Ω) | 2.19e15 | C _{j3} (fF) | 38.97 |
| $R_{S}\left(\Omega\right)$ | 498.36 | C _s (fF) | 170.96 |
| R _{pn} (Ω) | 2.22 | C _p (fF) | 15.50 |
| R _{ps} (Ω) | 491.82 | L _{/2} (pH) | 5.58 |





freq, GHz SWEEP.freq, GHz

A.3 Varactor V19

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 16 | 32.40 | 25.20 | 816.48 |



Figura A.3 Layout del varactor (16 celdas)

| R _{/2} (Ω) | 2.48 | C _a (fF) | 6.97 |
|---------------------|---------|----------------------|--------|
| R _{j1} (Ω) | 1.41e17 | C _{j1} (fF) | 327.24 |
| R _{j2} (Ω) | 4.65e14 | C _{j2} (fF) | 183.48 |
| R _{j3} (Ω) | 1.76e15 | C _{j3} (fF) | 48.37 |
| R_{s} (Ω) | 440.85 | C _s (fF) | 177.05 |
| R _{pn} (Ω) | 1.32 | C _p (fF) | 25.69 |
| R _{ps} (Ω) | 417.99 | L _{/2} (pH) | 10.41 |
| | | | |

Tabla A.3 Valores de los componentes del modelo.





freq, GHz SWEEP.freq, GHz

A.4 Varactor V20

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-----------------|------------|-----------|-------------------------|
| 21 | 51.90 | 20.50 | 1063.95 |

Tabla A.4 Valores de los componentes del modelo.



| R _{/2} (Ω) | 0.98 | C _a (fF) | 18.58 |
|----------------------------|---------|----------------------|--------|
| R _{j1} (Ω) | 1.01e17 | C _{j1} (fF) | 430.28 |
| R _{j2} (Ω) | 3.59e14 | C _{j2} (fF) | 237.41 |
| R _{j3} (Ω) | 1.40e15 | C _{j3} (fF) | 60.80 |
| $R_{S}\left(\Omega\right)$ | 413.80 | C _s (fF) | 181.40 |
| R _{pn} (Ω) | 1.01 | C _p (fF) | 20.96 |
| R _{ps} (Ω) | 387.95 | L _{/2} (pH) | 9.73 |





0.00-

-0.01







A.5 Varactor V21

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 42 | 51.90 | 34.60 | 1795.74 |



| Figura A.5 | <i>I avout</i> del varactor | (42 celdas) | ۱ |
|------------|-----------------------------|-------------|---|
| | Eayout act valuetor | | , |

 Tabla A.5
 Valores de los componentes del modelo.

| R _{/2} (Ω) | 1.02 | C _a (fF) | 3.56 |
|---------------------|---------|----------------------|--------|
| R _{j1} (Ω) | 5.85e16 | C _{j1} (fF) | 788.07 |
| R _{j2} (Ω) | 2.26e14 | C _{j2} (fF) | 378.19 |
| R _{j3} (Ω) | 1.17e15 | C _{j3} (fF) | 72.64 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 343.38 | C _s (fF) | 199.66 |
| R _{pn} (Ω) | 0.54 | C _p (fF) | 64.99 |
| R _{ps} (Ω) | 332.85 | L _{/2} (pH) | 23.66 |
| | | | |





A.6 Varactor V22

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 60 | 38.90 | 62.80 | 2442.92 |



| R _{/2} (Ω) | 0.99 | C _a (fF) | 7.49 |
|---------------------|---------|----------------------|---------|
| R _{j1} (Ω) | 4.19e16 | C _{j1} (fF) | 1099.60 |
| R _{j2} (Ω) | 1.69e14 | C _{j2} (fF) | 504.40 |
| R _{j3} (Ω) | 9.99e14 | C _{j3} (fF) | 85.41 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 301.56 | C _s (fF) | 215.32 |
| R _{pn} (Ω) | 0.38 | C _p (fF) | 86.14 |
| R _{ps} (Ω) | 309.38 | L _{/2} (pH) | 44.86 |



0.05.

0.04

0.03-

0.02

0.01

0.00

눙

ŢŢ

7 4 3

7 7 Ψ. ŗ.

freq, GHz SWEEP.freq, GHz

÷

real(Y_m edida(2,2)) real(Y(2,2))







Ţ 1 7 4 7 7 7 Ψ. <u></u> H

freg, GHz SWEEP.freg, GHz

ţ

Figura A.6 Layout del varactor (60 celdas)

Tabla A.6 Valores de los componentes del modelo.

Ē

A.7 Varactor V23

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 90 | 71.40 | 48.70 | 3477.18 |



Figura A.7 Layout del varactor (90 celdas)

| R _{/2} (Ω) | 0.84 | C _a (fF) | 20.50 |
|---------------------|---------|----------------------|---------|
| R _{j1} (Ω) | 2.87e16 | C _{j1} (fF) | 1608.00 |
| R _{j2} (Ω) | 1.21e14 | C _{j2} (fF) | 702.41 |
| R _{j3} (Ω) | 8.46e14 | C _{j3} (fF) | 100.86 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 248.35 | C _s (fF) | 241.42 |
| R _{pn} (Ω) | 0.26 | C _p (fF) | 115.34 |
| R _{ps} (Ω) | 278.02 | L _{/2} (pH) | 34.07 |
| | | | |

Tabla A.7 Valores de los componentes del modelo.





A.8 Varactor V24

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 504 | 142.90 | 119.20 | 17033.68 |

| | | - |
|--|-------------------------------|---|
| | | |
| real(Y(1,1)) real(Y_medida(1,1)) | | 5 |
| | SW/EEPfred GHT | 2 |
| | freq, GHz | |
| real(Y(1,2)) real(Y_medida(1,2)) | | 5 |
| | SW EEP.freq, GHz | |
| real(<u>\edida(2,2))</u> real(<u>\(2,2)</u>) | freq. GHz | 5 |
| | freq, GHz SW EEP.freq, GHz | |

Figura A.8 Layout del varactor (504 celdas)
 Tabla A.8
 Valores de los componentes del modelo.

| R _{/2} (Ω) | 0.96 | C _a (fF) | 7.13 |
|---------------------|---------|----------------------|---------|
| R _{j1} (Ω) | 5.46e15 | C _{j1} (fF) | 8449.27 |
| R _{j2} (Ω) | 2.64e13 | C _{j2} (fF) | 3235.10 |
| R _{j3} (Ω) | 3.88e14 | C _{j3} (fF) | 220.12 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 109.02 | C _s (fF) | 601.60 |
| R _{pn} (Ω) | 0.05 | C _p (fF) | 767.34 |
| R_{ps} (Ω) | 103.76 | L _{/2} (pH) | 54.72 |









0.3

0.2-

A

ļ

A.9 Varactor V25

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 630 | 142.90 | 147.40 | 21063.46 |

_

_



Figura A.9 Layout del varactor (630 celdas)

| R _{/2} (Ω) | 0.38 | C _a (fF) | 106.04 |
|----------------------------|---------|----------------------|----------|
| R _{j1} (Ω) | 4.39e15 | C _{j1} (fF) | 10507.96 |
| R _{j2} (Ω) | 2.14e13 | C _{j2} (fF) | 3979.12 |
| R _{j3} (Ω) | 3.50e14 | C _{j3} (fF) | 243.80 |
| $R_{S}\left(\Omega\right)$ | 107.75 | C _s (fF) | 711.22 |
| R _{pn} (Ω) | 0.04 | C _p (fF) | 885.30 |
| R _{ps} (Ω) | 90.93 | L _{/2} (pH) | 70.93 |
| | | | |

 Tabla A.9
 Valores de los componentes del modelo.



freq, GHz SWEEP.freq, GHz



A.10 Varactor V26

| Núm. celdas | Largo (µm) | Alto (µm) | Área (μm ²) |
|-------------|------------|-----------|-------------------------|
| 840 | 188.40 | 147.40 | 27770.16 |

_

| · · · · · · · · · · · · · · · · · · · |
|--|
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| · 문화가 같이 되는 것이 수 있는 것이 같이 있는 것이 같이 있는 것이 같이 있는 것이 있다. 것이 있는 것이 있 |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |
| |

Figura A.10 Layout del varactor (840 celdas) Tabla A.10 Valores de los componentes del modelo.

| R _{/2} (Ω) | 0.74 | C _a (fF) | 214.28 |
|---------------------|---------|----------------------|----------|
| R _{j1} (Ω) | 3.31e15 | C _{j1} (fF) | 13936.77 |
| R _{j2} (Ω) | 1.64e13 | C _{j2} (fF) | 5216.49 |
| R _{j3} (Ω) | 3.02e14 | C _{j3} (fF) | 282.01 |
| $R_{S}(\Omega)$ | 107.35 | C _s (fF) | 893.92 |
| R _{pn} (Ω) | 0.03 | C _p (fF) | 1164.33 |
| R _{ps} (Ω) | 81.03 | L _{/2} (pH) | 58.49 |
| | | | |













Aplicaciones de los varactores diseñados

Para verificar el correcto funcionamiento de los varactores integrados propuestos en los capítulos 2 y 3 de esta tesis, se han utilizado en la implementación de los tanques LC de dos osciladores controlados por tensión (VCO) [MGG+10a] [MGG+12]. El análisis del diseño de estos circuitos integrados de radiofrecuencia no es el objetivo de este trabajo de investigación, pero su fabricación y posterior medición permite validar los varactores integrados propuestos.

B.1 Introducción

Los VCOs son osciladores cuya frecuencia de salida varía con la tensión aplicada externamente [JLB98]. La arquitectura o topología elegida para el VCO corresponde a la de un oscilador LC, cuya frecuencia de oscilación viene determinada por un circuito tanque que idealmente está formado por una bobina y un condensador en paralelo [RP03]. Esta topología es ampliamente utilizada en alta frecuencia debido a que su ruido de fase es mucho mejor que en otras configuraciones [BMG+02] [HSR02]. La técnica más común para controlar la frecuencia de oscilación del VCO consiste en reemplazar el condensador por un varactor [AM00], integrando todos los componentes del tanque *on chip*.

El ruido de fase y el consumo de potencia en el tanque del VCO depende principalmente del factor de calidad del tanque. El rango de sintonización de éste se determina por el rango de sintonización del varactor. [MTK03]

B.2 VCO para el estándar DVB-H

El primer VCO utilizado fue diseñado para operar con el estándar *Digital Video Broadcasting Handheld* (DVB-H). Para minimizar el ruido de fase se utilizaron técnicas como degeneración de emisor y divisor capacitivo, así como el empleo de una polarización óptima [KPD+09]. Su esquemático se representa en la figura B.1, donde los elementos V1 y V2 corresponden a los varactores y los L1, L2 a las bobinas. Además se emplea un array de condensadores conmutados (C1, ..., C8), para incrementar el rango de frecuencias del VCO. La frecuencia de oscilación del VCO dependerá de la posición de los conmutadores (S1, S2, S3 y S4).

En nuestro caso, el varactor elegido se basa en celdas tipo *donuts*, siendo diseñado y modelado para operar en el rango de gigahertzios, de acuerdo con los requisitos del tanque LC. Está formado por 90 celdas (figura B.2.(a)), con un rango de sintonización de 32.48%, un factor de calidad que varía desde 40.17 a 75.57 y un área ocupada de 3477.18 μ m². En la figura B.2.(b) se representa las medidas correspondientes a la capacidad del varactor frente a la tensión aplicada.


Figura B.1 Esquemático del VCO para DVB-H.

El varactor, así como el resto de componentes que forman el VCO, se ha diseñado y fabricado con la tecnología de AMS 0.35 µm BiCMOS. En la figura B.3 se muestra una microfotografía de una parte del VCO, en ella se destacan los elementos que forman parte del tanque LC (bobinas, varactores y red de condensadores). La parte central del circuito se ha rodeado de contactos a tierra para reducir el ruido del sustrato.

B



Figura B.2 (a) Microfotografía del varactor de 90 celdas. (b) Capacidad vs. tensión desde el puerto 1.

El *layout* se ha diseñado con la mayor simetría posible entre las dos ramas del circuito diferencial. Para reducir la influencia de los gradientes de dispersión, que se pueden producir durante el proceso de fabricación del circuito integrado, se empleó la técnica centroide común [JLB98]. El *layout* se realiza minimizando el área del circuito tanto como sea posible, situando las inductancias lo más próximas entre sí para minimizar el efecto de la resistencia en serie que aparece en la conexión de éstas con el nodo común a *Vdd*.

B.2.1 Medidas del VCO

La medida del VCO se realizó *on-wafer* con puntas de medida SGS (Signal-Ground-Signal), usando una estación de puntas SUMMIT 9000 de Cascade Microtech y un microscopio óptico OLYMPUS SZ-CTV, así como una analizador de espectro Agilent E4440A.

La figura B.4 muestra el rango de sintonización del VCO para cada una de las cinco subbandas. Cada subbanda se obtiene dependiendo del número de conmutadores (S1 al S4) abiertos o cerrados, que produce una variación (junto con el varactor) de la capacidad del tanque LC y por tanto, de la frecuencia de oscilación del VCO. Éste oscila en el rango de frecuencias de 1.08 GHz a 1.92 GHz. El rango de sintonización es del 55.40% sobre la frecuencia central de 1.50 GHz.



Figura B.3 Detalle del VCO.

El ruido de fase obtenido es de -124 dBc/Hz a un offset de 1 MHz, y -108.43 dBc/Hz a un offset de 100 KHz. El área total del chip es 0.84 mm^2 .

En la figura B.5 se presenta una captura de pantalla del analizador de espectro correspondiente a la medida del VCO a una tensión de 3.3 V, con todos los conmutadores conectados (subbanda 5). En ella se observa que la frecuencia fundamental de salida es de 1.0875 GHz.



Figura B.4 Rango de sintonización del VCO.



Figura B.5 Espectro del VCO con un span de 500 MHz.

B.3 VCO a 5 GHz para WLAN

Igual que en el apartado anterior, la estructura elegida para el VCO corresponde a un oscilador LC cuya frecuencia de oscilación se basa en la resonancia paralela de una bobina y un condensador.

El esquemático se muestra en la figura B.6, con el tanque formado por dos varactores (V_1 y V_2), dos condensadores (C_1 y C_2) y una bobina (L).



Figura B.6 Esquemático del VCO para WLAN.

El varactor elegido (figura B.7.(a)) para este diseño corresponde a un varactor con 60 celdas de canal enterrado tipo *donuts*, con un rango de sintonización de 31.34% y un factor de calidad que varía entre 43.67 y 84.17. En este caso la superficie del varactor es de 2442.92 μ m².

En la figura B.7.(b) se representa las medidas correspondientes a la capacidad del varactor, frente a la tensión aplicada (0 - 3.3 V), desde el puerto 1 del componente.

El diseño y la fabricación se realizó con la tecnología de 0.35 μ m BiCMOS de AMS, buscando la mayor simetría posible entre las ramas del circuito diferencial. Igual que en el VCO anterior y con el objetivo de reducir la influencia de los



Figura B.7 (a) Microfotografía del varactor de 60 celdas. (b) Capacidad vs. tensión desde el puerto 1.

gradientes de dispersión en las características del VCO, se sitúan los elementos emparejados aplicando la técnica del centroide común [JLB98], además de minimizar el área del circuito tanto como sea posible. También se localizan los transistores próximos entre sí y con la misma orientación, alejados de los dispositivos de potencia.

En la figura B.8 se muestra una microfotografía del VCO diseñado donde se indican los elementos que forman parte del tanque (bobina, varactores y condensadores). La parte central del circuito se ha rodeado de contactos a tierra para reducir el ruido del sustrato.

B.3.1 Medidas del VCO

El VCO oscila en el rango de frecuencias de 2555 MHz a 5500 MHz, tal y como se muestra en la figura B.9, con un rango de sintonización de 73.29% en torno a la frecuencia central de 4025 MHz. El área total de este circuito integrado es de 0.42 mm², con un consumo de corriente de 9 mA a 3.3 V.

La figura B.10 presenta una captura de pantalla del analizador de espectro durante la medida del segundo VCO para una tensión de alimentación y de sintonización de 3.3 V, con la frecuencia fundamental de salida a 4.902 GHz. El ruido de fase obtenido es de -108.56 dBc/Hz a un offset de 1 MHz y -87.24 dBc/Hz a un offset de 100 KHz.



Figura B.8 Detalle del VCO para WLAN.



Figura B.9 Rango de sintonización del VCO.



Figura B.10 Espectro de frecuencia con span de 100 MHz.





Flujo de diseño para la simulación con TCAD

Todas las celdas básicas diseñadas en estas tesis han sido simuladas con ayuda de las herramientas TCAD (Technology Computer Aided Design) de Synopsys. Estas herramientas permiten la simulación de procesos y dispositivos en un amplio rango de aplicaciones, desde tecnología CMOS convencional o fuertemente submicra, hasta tecnologías compuestas (GaAs, InP, GaN, SiGe, SiC, ...) o noveles, así como dispositivos optoelectrónicos, de potencia, memorias, semiconductores, células solares y dispositivos de RF, entre otros. Además permiten el modelado y la extracción del interconexionado para la optimización de las prestaciones del chip. [Syn07] Las herramientas de simulación de dispositivos se utiliza para simular las características eléctricas, térmicas y ópticas de dispositivos semiconductores como respuesta a las condiciones de contorno impuestas a la estructura.

La definición de las estructuras que corresponden a las celdas se hicieron con el editor de estructura Sentaurus (sde) mientras que para su simulación se utilizaron dos herramientas Taurus Medici (tdevice) o Sentaurus Device (sdevice) en función de que la estructura sea en 2D ó 3D.

C.1 Flujo para la simulación de capacidades

El primer paso del flujo de simulación comienza con el editor de estructura *Sentaurus*, donde se dibuja la celda con sus dimensiones en *Cadence* (figura C.1.(a)), se colocan y activan los contactos y se añaden las concentraciones de dopaje en cada zona del dispositivo, sustrato, pozo, canal enterrado y difusiones (figura C.1.(b)).

Seguidamente se realiza un primer mallado en toda la estructura (figura C.2) utilizando la función de refinamiento con la concentración de dopaje. Esta estructura es la que se emplea en una primera simulación de la celda, resolviendo



Figura C.1 Figura de la celda básica V1 (*donut* de canal enterrado). (a) Captura de *Cadence*. (b) Captura del editor de estructura *Sentaurus*.



Figura C.2 Primer mallado en toda la estructura con concentración de dopaje como función de refinamiento.

la ecuación de Poisson a la tensión de -5 V con la que la zona de deplexión es mayor.

Posteriormente con dicha simulación se hace un segundo refinamiento con el potencial electrostático (figura C.3), en la región de silicio donde exista vaciamiento (excluyendo el sustrato).

Con la estructura de la figura C.3 se vuelve a realizar la simulación, haciendo un barrido de tensión desde 0 V hasta -5 V, para una frecuencia determinada. Con esta simulación se calculan las capacidades del dispositivo.



Figura C.3 Segundo mallado con potencial electrostático como función de refinamiento.

Para visualizar las curvas correspondientes características de la capacidad frente a la tensión de sintonización se emplea el programa *Inspect*. En la figura C.4 se muestra la representación correspondiente a la capacidad observada desde el ánodo (la difusión P).



Figura C.4 Curva característica simulada capacidad-tensión (f = 2 GHz), observada desde el ánodo.





Publicaciones y aportaciones a congresos

Como apartado final de este trabajo, se enumeran, en orden cronológico, las publicaciones realizadas durante la investigación. En total, han sido diez publicaciones, dos de las cuales pertenecen a revistas especializadas en el campo de la electrónica, International Journal of Numerical Modelling e International Journal of Electronics. El resto de aportaciones se han realizado en congresos de ámbito internacional.

D.1 Revistas

"Capacitive model for integrated PN varactors of cells with N⁺ buried layer"

M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, vol. 23, no. 4-5, pp. 364-378, 2010, DOI: 10.1002/ jnm.751. Artículo publicado primero *online*: 13 JAN 2010.

"Wide range fully integrated VCO with new cells-based varactor"

M. Marrero-Martín, B. González, J. García, S. Khemchandani, A. Hernández, J. del Pino, International Journal of Electronics, Aceptado 23 Nov. 2011. Disponible *on line* 9 Marzo 2012.

D.2 Congresos internacionales

"Influence of the diffusion geometry on PN integrated varactor"

J. García, B. González, I. Aldea, **M. Marrero**, J. del Pino, A. Hernández, SPIE´s International Symposium on Microtechnologies for the New Millennium 2007 (VLSI Circuits and Systems), Maspalomas – Gran Canaria, Mayo 2007.

"Analysis of PN integrated varactors with N^+ buried layer varying P^+ diffusions contour for RF applications"

J. García, B. González, **M. Marrero-Martín**, I. Aldea, J. del Pino, and A. Hernández, XXII Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, Sevilla – España, Noviembre 2007.

"Capacitance estimation of PN varactors based on unit cells"

M. Marrero-Martín, B. González, J. García, and A. Hernández, VII Spanish Conference on Electron Devices, Santiago de Compostela – España, Febrero 2009.

"Equivalent circuit model for capacitances in PN varactors with buried channel"

M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, VII Spanish Conference on Electron Devices, Santiago de Compostela – España, Febrero 2009.

"Integrated PN varactors and their application in wide range VCOs"

M. Marrero-Martín, B. González, J. García, Sunil L. Khemchandani, A. Hernández, and J. Pino, XXV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, Lanzarote – España, Noviembre 2010.

"Circuit models for PN integrated varactors"

M. Marrero-Martín, J. García, B. González, and A. Hernández, VIII Spanish Conference on Electron Devices, Palma de Mallorca – España, Febrero 2011.

"Coupled varactor based on pn junction and accumulation MOS for RF applications"

J. García, **M. Marrero-Martín**, B. González, I. Aldea, and A. Hernández, VIII Spanish Conference on Electron Devices, Palma de Mallorca – España, Febrero 2011.

"Effect of separation and depth of N^+ diffusions in the quality factor and tuning range of PN varactors"

M. Marrero-Martín, T. Szydzik, B. González, J. García, and A. Hernández, SPIE Microtechnologies 2011 (VLSI Circuits and Systems), Praga - República Checa, Abril 2011.

TESIS DOCTORAL Margarita L. Marrero Martín Las Palmas de Gran Canaria, Mayo 2012

Aportaciones al diseño de varactores integrados en tecnologías de bajo coste para aplicaciones en radiofrecuencia

UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA Departamento de Ingeniería Electrónica y Automática