



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



HarvestVolt: Cosecha de energía a ultra baja tensión

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE
INGENIERÍA DE LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Giannina Marrero, Matías Alvez, María Sofía Rijo

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA FINALIZACIÓN DE LA CARRERA DE
INGENIERÍA ELÉCTRICA.

TUTOR

Mariana Siniscalchi Universidad de la República

TRIBUNAL

Conrado Rossi Universidad de la República
Francisco Veirano Universidad de la República
Florencia Blasina Universidad de la República

Montevideo
martes 5 agosto, 2025

HarvestVolt: Cosecha de energía a ultra baja tensión, Giannina Marrero, Matías Alvez, María Sofía Rijo.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.2).
Contiene un total de 141 páginas.
Compilada el martes 5 agosto, 2025.
<http://iie.fing.edu.uy/>

El éxito depende del esfuerzo.

SÓFOCLES

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

Este proyecto no hubiese sido posible sin el apoyo y el cariño de muchas personas que nos acompañaron durante el camino.

A nuestras familias, amigos, mascotas. Los que siempre estuvieron, los que se sumaron en el último tiempo, y los que ya no están. Gracias por acompañarnos, alentarnos, y confiar en nosotros aún cuando nosotros no podíamos, especialmente en esos momentos. Por compartir nuestros éxitos y alegrías, nuestros logros son también suyos.

A nuestros compañeros de carrera, por las horas compartidas, los momentos de estrés y de felicidad, por aprender junto a nosotros. A la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República, sus docentes y personal, por formarnos como profesionales. Por darnos el espacio para crecer. Un especial agradecimiento a Santiago Martínez, por estar disponible y asesorarnos en la fabricación del integrado durante el proyecto.

Por último, a nuestra tutora Mariana Siniscalchi, por siempre alentarnos a dar lo mejor de nosotros. Por escucharnos y acompañarnos durante el desarrollo de un proyecto en el que tantos desafíos y aprendizaje encontramos, y que sabemos con certeza, marca sólo el inicio de todo lo hermoso que esta carrera nos traerá.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

A nosotros, por nunca rendirnos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

Este proyecto aborda el diseño e implementación de un sistema de cosecha de energía para operar a tensiones ultra bajas, orientado a dispositivos médicos implantables activos, donde la autonomía energética es crucial. Se busca enfrentar el desafío de alimentar dispositivos autónomos de bajo consumo, prolongando o eliminando la necesidad de baterías mediante técnicas de cosecha de energía.

El trabajo se centra en el desarrollo de un circuito de arranque en frío (*Cold-Start*), es decir, un circuito capaz de iniciar su operación desde tensiones extremadamente bajas (40 mV o menos) sin requerir energía previa almacenada. El *Cold-Start* está compuesto por una variante del oscilador Colpitts MOS y un rectificador multiplicador de voltaje. En este diseño, el inductor tradicional del Colpitts es reemplazado por un resonador piezoeléctrico, permitiendo una operación eficiente a ultra baja tensión y minimizando interferencias electromagnéticas, una ventaja clave en entornos biomédicos. Para ello, se conduce un cuidadoso estudio analítico y experimental sobre el modelado eléctrico de los resonadores piezoeléctricos. La arquitectura diseñada supone un aporte al estado del arte de circuitos osciladores para cosecha de energía ya que, hasta lo mejor de nuestro conocimiento, no existen reportes de osciladores a cristal que logren arrancar con tensiones por debajo de los 60 mV.

El proyecto está orientado al diseño de circuitos integrados, desarrollando tanto el oscilador como el rectificador desde esa perspectiva, e implementado mayoritariamente con componentes comerciales.

El oscilador se diseña alrededor de un transistor customizado integrado, modelado mediante ACM (Advanced Compact MOS). Este enfoque permite realizar un análisis exhaustivo del espacio de diseño para predecir el comportamiento del oscilador y orientar la elección de parámetros. Se selecciona un punto de diseño para el que se realiza el layout del transistor y simulaciones post-layout y de Montecarlo, lo que permite validar la robustez y la viabilidad del diseño antes de su fabricación.

La celda solar seleccionada proporciona los 40 mV requeridos en condiciones de baja irradiancia, compatibles con aplicaciones médicas subcutáneas, y su modelo eléctrico se valida mediante simulaciones en Cadence. El rectificador es implementado con componentes comerciales y el sistema completo se ensambla en un circuito impreso que incorpora el transistor diseñado en un encapsulado.

Los resultados de simulación muestran que la mínima tensión de alimentación que garantiza el arranque del oscilador es de 30 mV, con una amplitud a la salida de 300 mV_{pp}. A 40 mV de alimentación, la salida oscilatoria es de 750 mV_{pp}. En este

caso, el *Cold-Start* logra almacenar 1,56 nJ de energía en un capacitor de salida de 4,7 nF, cargado hasta 816 mV.

Queda pendiente como trabajo a futuro, la medición experimental del sistema con la integración final del chip. Esta etapa permitirá validar la metodología de diseño empleada y completar la evaluación experimental del *Cold-Start*.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	VII
1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Estado del arte en Cosecha de Energía en Aplicaciones Médicas Implantables Activas	2
1.3. Estado del arte en Circuitos <i>Cold-Start</i> en sistemas de Cosecha de Energía	4
2. Fuentes de cosecha de energía en el contexto de los AIMDs	11
2.1. Clasificación	11
2.2. Caracterización en potencia	14
2.3. Cosecha de Energía mediante celda solar	16
2.3.1. Introducción	16
2.3.2. Set-up mediante celda solar comercial	16
3. Circuitos <i>Cold-Start</i>	23
3.1. Osciladores	23
3.1.1. Criterio de Barkhausen	23
3.1.2. Modelo de resistencia negativa	24
3.1.3. Osciladores a cristal	26
3.1.4. Modelo eléctrico de un cristal resonador piezoeléctrico . . .	27
3.1.5. Oscilador Colpitts MOS con inductor	30
3.1.6. Selección de la arquitectura	32
3.2. Rectificadores	34
3.2.1. Selección de la arquitectura	34
3.2.2. Doblador de voltaje	34
3.2.3. Multiplicador de voltaje Dickson	36
4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión	41
4.1. Modelo del transistor MOS	42
4.1.1. Modelo clásico en inversión fuerte	42
4.1.2. Modelo ACM (Advanced Compact Model)	45

Tabla de contenidos

4.1.3.	Elección del transistor y selección de la tecnología	46
4.1.4.	Extracción de parámetros del transistor basado en el método g_m/I_D	46
4.1.5.	Validación del modelo ACM para el transistor seleccionado	47
4.2.	Modelo serie del resonador piezoeléctrico con resistencia de polarización R_{DG}	49
4.3.	Condiciones de arranque y de oscilación	52
4.4.	Estudio y validación del resonador piezoeléctrico	53
4.4.1.	Procedimiento para la caracterización experimental	53
4.4.2.	Características requeridas para el diseño	56
4.4.3.	Determinación de los parámetros del modelo eléctrico de resonadores piezoeléctricos comerciales	58
4.5.	Determinación del voltaje mínimo entre <i>drain-source</i>	61
4.6.	Determinación de la amplitud de oscilación	61
4.7.	Método de diseño iterativo	63
4.8.	Validación de los métodos teóricos de cálculo de amplitud	67
4.9.	Selección del resonador piezoeléctrico y presentación de soluciones del Colpitts asociadas	68
4.10.	Diseño del <i>layout</i> del transistor integrado	70
5.	Diseño del rectificador y análisis de impedancias vista en el <i>Cold-Start</i>	71
5.1.	Diseño del rectificador	71
5.1.1.	Selección de diodos	71
5.1.2.	Selección de capacitores	72
5.2.	Análisis de impedancias vistas en el diseño <i>Cold-Start</i>	73
5.2.1.	Análisis PSS/PAC	73
5.2.2.	Validación del método PSS+PAC	74
5.2.3.	Simulación de la impedancia del rectificador Dickson diseñado	75
6.	Simulaciones y análisis de resultados	79
6.1.	Simulaciones y caracterización del oscilador Colpitts	79
6.1.1.	Resultados del Colpitts: simulaciones pre y post-layout	79
6.1.2.	Determinación del voltaje mínimo de alimentación para oscilación	80
6.1.3.	Corners y Montecarlo	81
6.1.4.	Simulación del Oscilador Colpitts alimentado por Celda Solar	84
6.2.	Simulaciones y análisis del rectificador Dickson	86
6.2.1.	Análisis de potencia del rectificador Dickson con fuente oscilatoria ideal	86
6.3.	Simulaciones y análisis del diseño <i>Cold-Start</i>	90
6.3.1.	Análisis de potencias del <i>Cold-Start</i>	90
7.	Diseño PCB en Altium Designer	95

Tabla de contenidos

8. Conclusiones	99
8.1. Conclusiones	99
8.2. Trabajos futuros	100
A. Cálculo de la condición de oscilación y arranque del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico	103
B. Determinación del voltaje mínimo entre <i>drain</i> y <i>source</i> del transistor del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico	105
C. Determinación de la amplitud del oscilador Colpitts para el método 2	107
D. Tablas de los parámetros de los resonadores simulados con el código de las soluciones	109
Referencias	113
Índice de figuras	121

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

En el mundo actual, el uso de dispositivos electrónicos resulta esencial en nuestra vida diaria, extendiéndose con fines que van desde la cotidianidad de las comunicaciones inalámbricas hasta el crítico monitoreo y tratamiento de la salud. Este crecimiento en las tecnologías portátiles presenta un reto significativo en cuanto a la alimentación energética, vinculado con la corta duración de las baterías que se suelen utilizar. Muchos de estos dispositivos, incluidos los dispositivos médicos implantables activos (AIMDs, por sus siglas en inglés), dependen de baterías para su funcionamiento, y por tanto, las mismas deben ofrecer una duración que sea compatible con los requerimientos de cada sistema. Esto último puede presentarse como un desafío: la limitada vida útil de las baterías implica reemplazos periódicos que suponen perjuicios económicos y riesgos sobre la salud de los pacientes [1].

Ante esta situación, surge como una solución alternativa lo que se conoce como cosecha de energía (*Energy Harvesting*, en inglés). La misma es capaz de extender la vida útil de las baterías e incluso, en algunos casos, eliminar su necesidad. Esta técnica aprovecha la energía disponible en el entorno, como la luz, el calor, el movimiento o la radiación solar, para convertirla en energía utilizable que puede alimentar sensores, actuadores y otros dispositivos electrónicos, permitiendo su funcionamiento autónomo sin depender de fuentes de energía externas [2].

Gracias a la cosecha de energía se han podido desarrollar dispositivos electrónicos autónomos y de bajo consumo, estos dispositivos son útiles en situaciones donde el alcance es complicado [3], como es el caso de los dispositivos médicos implantables. En este tipo de dispositivos la energía se puede obtener por fuentes bioquímicas o biomecánicas. Algunos ejemplos de estas fuentes de las cuales se puede obtener energía eléctrica son: de los azúcares, de los carbohidratos, de las proteínas, del movimiento corporal como caminar, correr o respirar, del calor corporal, de la actividad nerviosa y muscular. Todas estas fuentes pueden convertirse en energía eléctrica mediante procesos electrostáticos, triboeléctricos, electromagnéticos (EM) y/o resonadores piezoeléctricos [4].

Los circuitos electrónicos, para garantizar su operación, suelen requerir ten-

Capítulo 1. Introducción

siones reguladas estándar que pueden ser 1,2 V; 1,8 V; 3,3 V; 5 V. Las fuentes de cosecha de energía, por lo general, entregan tensiones menores y no reguladas. Surge entonces la necesidad de utilizar conversores DC-DC que permitan elevar dichas tensiones. Sin embargo, estos bloques presentan como desventaja que necesitan una mínima tensión de entrada generalmente mayor a 500 mV para funcionar adecuadamente [1]. Para solucionar este problema, y lograr entonces una implementación útil de un sistema de cosecha de energía, se suele utilizar un circuito de *Cold-Start* como primera etapa, solamente en el arranque. Estos circuitos pueden arrancar con voltajes ultra bajos a costa del compromiso de ser ineficientes, y serán objeto de estudio del presente proyecto.

1.2. Estado del arte en Cosecha de Energía en Aplicaciones Médicas Implantables Activas

En esta sección se relata un resumen del estado del arte en Cosecha de Energía en aplicaciones médicas implantables fuertemente basado en la referencia [5].

Los implantables son dispositivos médicos que reemplazan partes del cuerpo perdidas, brindan soporte a órganos y tejidos, y monitorean o mejoran parámetros biológicos/fisiológicos dentro del cuerpo. Se pueden clasificar en dos grupos: activos y pasivos. Los implantables activos son dispositivos que requieren una fuente de energía para funcionar, como marcapasos, neuroestimuladores, bombas de administración de fármacos e implantes cocleares. Por otro lado, los implantes pasivos son dispositivos que no requieren una fuente de energía para su funcionamiento, como implantes ortopédicos, stents cardiovasculares, clips neurovasculares y discos. Los implantables activos pueden incluir sistemas de gestión de energía, microcontroladores, sensores, estimuladores, amplificadores y transceptores. En cambio, los implantes pasivos pueden estar compuestos por tornillos, varillas, placas y discos [6].

En las últimas décadas, ha habido avances significativos en la tecnología de dispositivos médicos implantables activos. Este progreso ha sido facilitado por los avances en campos como la biotecnología, la microelectrónica y los nanomateriales [7]. Se espera que los ingresos totales de los AIMDs superen los 118 mil millones de USD para 2027 [8]. Los AIMDs han jugado un papel crucial en la mejora de las tasas de supervivencia de los pacientes. Por ejemplo, los marcapasos, introducidos por primera vez en 1958, han contribuido significativamente a salvar numerosas vidas entre los pacientes con insuficiencia cardíaca. Solo en Estados Unidos, se estima que 250,000 personas reciben implantes de marcapasos cada año, lo que representa un aumento de veinte veces en los últimos 15 años [9]. Los AIMDs transmiten señales biosensibles dentro del cuerpo humano y se utilizan para diversos fines clínicos, incluidos tratamiento, diagnóstico y objetivos tecnológicos asistivos. Además, han experimentado avances significativos en los servicios de salud, permitiendo la implementación de la medicina personalizada a través de la entrega proactiva de medicamentos, el tratamiento preciso dentro del cuerpo humano y el monitoreo fisiológico en tiempo real de manera conveniente [10]. Estos

1.2. Estado del arte en Cosecha de Energía en Aplicaciones Médicas Implantables Activas

avances están alineados con los objetivos de las tecnologías de comunicación 5G y futuras (por ejemplo, 5G+, 6G), que incluyen el concepto de Internet de las Cosas Médicas (IoMT) [11]. La mayoría de los AIMDs modernos, como los marcapasos, implantes cocleares, neuroestimuladores, bombas de insulina, estimuladores del crecimiento óseo, corazones artificiales, implantes retinianos, estimuladores de la médula espinal, prótesis retinianas, desfibriladores cardíacos y bombas de medicamentos, dependen de baterías como fuente de energía [12] [13]. Sin embargo, estos dispositivos están limitados por la duración finita de sus baterías [14] [15] [16]. Por ejemplo, los marcapasos generalmente duran entre 7 y 10 años, mientras que los estimuladores cerebrales profundos tienen una vida útil de aproximadamente 3 a 5 años [17] [18]. Además, las baterías contribuyen significativamente al peso y tamaño de los AIMDs [12]. Sus requerimientos en potencia pueden variar desde algunos microwatts hasta decenas de watts según sus funciones específicas [19]. Asimismo, muchos de ellos presentan requerimientos cíclicos, es decir, en forma de impulsos eléctricos con cierta periodicidad en lugar de alimentación en corriente constante, como pueden ser estimuladores nerviosos [20] o biosensores que detectan tumores [21], que miden glucosa, lactato, pH o temperatura a intervalos [22]. La alimentación por ciclos (compatible con la carga y descarga de un capacitor [23] [24]), también tiene el potencial de ser aplicada a liberadores de medicamentos, pulsos LED para transmitir datos breves a un lector óptico externo, y RFID pasivos (estos últimos implican almacenar energía suficiente para emitir una respuesta breve por radiofrecuencia).

La instalación de AIMDs plantea varios desafíos importantes, como garantizar un suministro adecuado de energía y monitorear su funcionamiento [25] [26]. En particular, la sustitución regular de las baterías puede generar complicaciones debido a la necesidad de procedimientos quirúrgicos en el cuerpo del paciente, resultando en una carga significativa y riesgos financieros para el paciente, por lo que proporcionar energía limpia, sostenible y renovable es esencial para alimentar los AIMDs [27]. Existe entonces una creciente necesidad de desarrollar soluciones que prolonguen la vida útil de las baterías para abordar el problema de su capacidad limitada. Esto podría reducir la necesidad de intervenciones quirúrgicas frecuentes para reemplazar las baterías implantadas que en general se realizan en un período de 3 a 7 años [28].

En respuesta a la creciente demanda de AIMDs y al objetivo de extender su vida útil, los investigadores de todo el mundo han mostrado un interés significativo e invertido esfuerzos sustanciales en el desarrollo de avances para ellos [29] [30]. Se han demostrado dos estrategias principales de manera generalizada: mejorar las capacidades eléctricas de los dispositivos y aprovechar la energía del entorno circundante [31]. Integrar tecnología de cosecha de energía (EH, por sus siglas en inglés) en los AIMDs permite abordar las preocupaciones sobre la longevidad de las baterías, lo que resulta en mejoras significativas [32].

1.3. Estado del arte en Circuitos *Cold-Start* en sistemas de Cosecha de Energía

Resulta de interés para el presente proyecto realizar una breve revisión de las soluciones propuestas para el bloque de arranque en frío de un sistema de cosecha de energía, también conocido como *Cold-Start* (CS).

Los bloques de arranque en todos los casos analizados consisten en un oscilador con un bloque rectificador elevador de tensión conectado en cadena. El bloque oscilador proporciona una señal de alterna con amplitudes que varían desde $2,7 V_{pp}$ en [1], para una tensión de entrada de 20 mV; $500 mV_{pp}$ en [33], para una tensión de entrada de 25 mV; $110 mV_{pp}$ en [34], para una tensión de entrada de 24 mV; $400 mV_{pp}$ en [35], para una tensión de entrada de 40 mV. Estos resultados, junto con el valor de tensión rectificado a la salida, se resumen en la Tabla 1.1. Los fundamentos teóricos para el funcionamiento de los bloques oscilador y rectificador se presentan con más profundización en las secciones 3.1 y 3.2 respectivamente.

Tabla 1.1: Resumen de arquitecturas de arranque, tensión de entrada, amplitud de señal generada y voltaje rectificado en el estado del arte.

Referencia	Arquitectura	Tensión de entrada	Amplitud de señal	Voltaje rectificado
[1]	Oscilador Meissner + Doblador de voltaje	20 mV	2.7 Vpp	1.35 V
[33]	+ Doblador de voltaje + Switched capacitor DC-DC	25 mV	500 mVpp	1.2 V
[34]	Oscilador de Anillo + Dickson Charge Pump	24 mV	110 mVpp	1 V
[35]	Oscilador Colpitts + Multiplicador de voltaje de 10 etapas	40 mV	400 mVpp	1 V

En [1], en el contexto de un Proyecto de Fin de Carrera de Ingeniería Eléctrica, se diseñó un elevador de tensión basado en un oscilador Meissner y un doblador de voltaje que permite cosechar energía a ultra baja tensión. El circuito CS presentado, basado en la arquitectura de la Figura 1.1, logra obtener a su salida 1,35 V con una tensión de entrada de 20 mV, alcanzando una eficiencia en potencia de 0,9 %. Como prueba de concepto proponen la cosecha de energía a partir de una fuente TEG (generador termoelectrico, por sus siglas en inglés) basada en una celda Peltier, que es capaz de proporcionar la potencia de entrada requerida de $0,088 \mu W$.

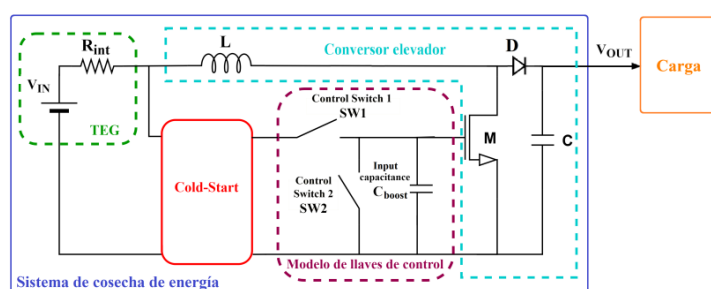


Figura 1.2: Sistema completo de cosecha de energía diseñado en [1].

1.3. Estado del arte en Circuitos *Cold-Start* en sistemas de Cosecha de Energía

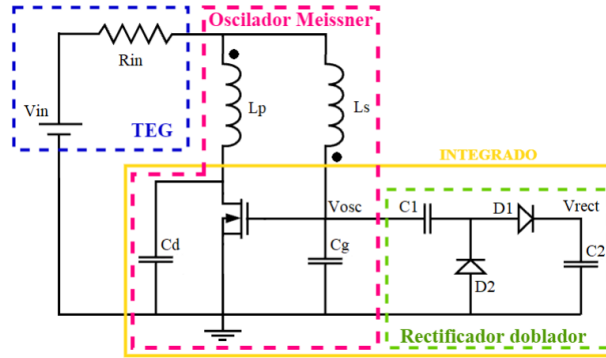


Figura 1.1: Arquitectura *Cold-Start* de oscilador con rectificador de baja eficiencia diseñada en [1].

Presentan entonces el sistema de cosecha de energía de la Figura 1.2, que integra el funcionamiento coordinado de la fuente de cosecha, el bloque CS y un convertor más eficiente basado en la conmutación de un inductor, a través de una lógica de control que ejecuta el cierre y la apertura de llaves a la salida del CS para controlar la alimentación en tensión en el *gate* de un MOSFET. En particular, el funcionamiento del doblador de voltaje se revisa en la Sección 3.2.2.

En [33], se propone un sistema de cosecha de energía termoelectrica basado en un circuito CS, un bloque de control y un boost converter similar al presentado en [1], y como muestra la Figura 1.3. En el mismo también se propone el uso de un oscilador Meissner con un rectificador doblador de voltaje, pero a diferencia de [1], se agrega en cadena una segunda etapa que consiste en un convertor elevador compuesto por un oscilador en anillo, un circuito de control del convertor y una *charge pump* de 4 etapas, como muestra la Figura 1.4. El sistema CS también incluye un circuito de detección de voltaje para detectar si el voltaje de salida ha alcanzado 1,2 V y así indicar que la carga, es decir, los circuitos de control, pueden comenzar a consumir energía. En caso de cargas altas, una pequeña ventana de histéresis en el circuito de detección permite que el sistema suministre energía a la carga durante múltiples ciclos. Se logra obtener una salida regulada de 1,2 V generada a partir de un voltaje de 25 mV.

En [34], el circuito CS diseñado se presenta como uno de los bloques que forma parte de la configuración híbrida de dos convertidores de voltaje de la Figura 1.5. En la misma, el convertor de arranque, responsable del funcionamiento inicial del sistema de cosecha, está compuesto por un oscilador y una bomba de carga. En este caso, se utilizan las arquitecturas de oscilador en anillo (ESRO por sus siglas en inglés *enhanced-swing ring oscillator*) y *Dickson charge pump* (DCP) de la Figura 1.6. Se derivan expresiones para la resistencia de entrada del rectificador DCP, las cuales son de gran relevancia ya que dicha carga afecta la amplitud de oscilación del ESRO. El principal requisito de este bloque es arrancar desde un voltaje muy bajo, menor o igual a 50 mV. La eficiencia de conversión en poten-

Capítulo 1. Introducción

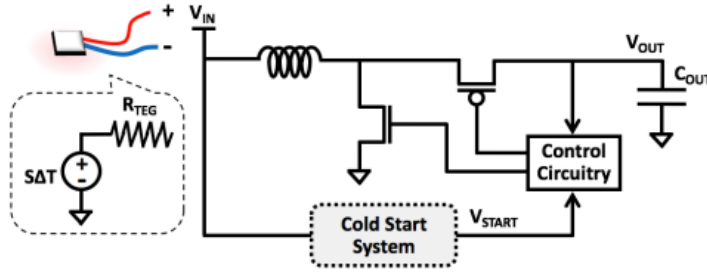


Figura 1.3: Aplicación de sistema de cosecha de energía para el bloque *Cold-Start* diseñado en [33].

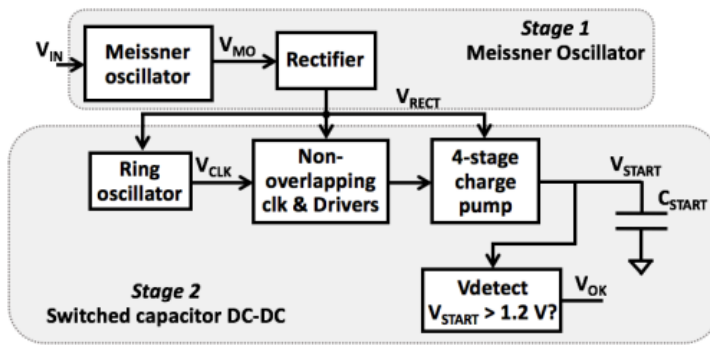


Figura 1.4: Circuito *Cold-Start* presentado en [33].

cia no es la principal preocupación para el bloque de arranque, ya que puede ser desactivado una vez que el voltaje en el condensador C haya alcanzado el voltaje mínimo necesario para operar el convertidor de alta eficiencia. Con 1 V a la salida y 17 mV a la entrada, el conversor entrega una corriente de 10 nA. En las mismas condiciones de salida y con una entrada de 23 mV el conversor entrega 1 μ A. Logra arrancar con voltajes de 14 mV en el caso típico y 32 mV en el peor de los corners.

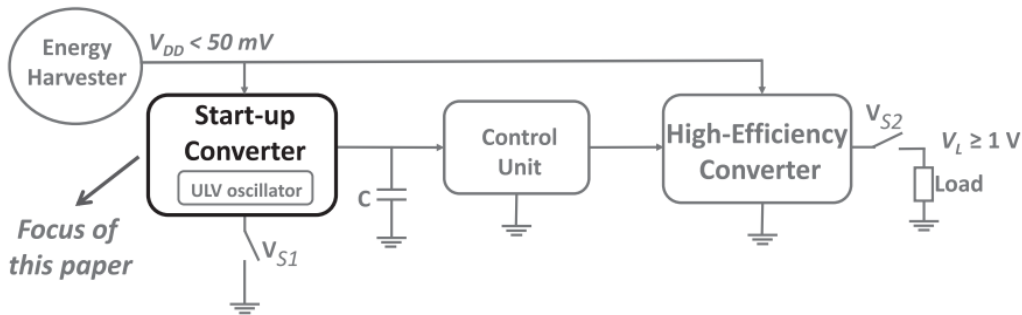


Figura 1.5: Configuración híbrida de dos convertidores de voltaje presentada en [34].

En [35], se presenta un sistema de cosecha de energía con un bloque CS que incluye un oscilador Colpitts y un multiplicador de voltaje Dickson de 10 etapas.

1.3. Estado del arte en Circuitos *Cold-Start* en sistemas de Cosecha de Energía

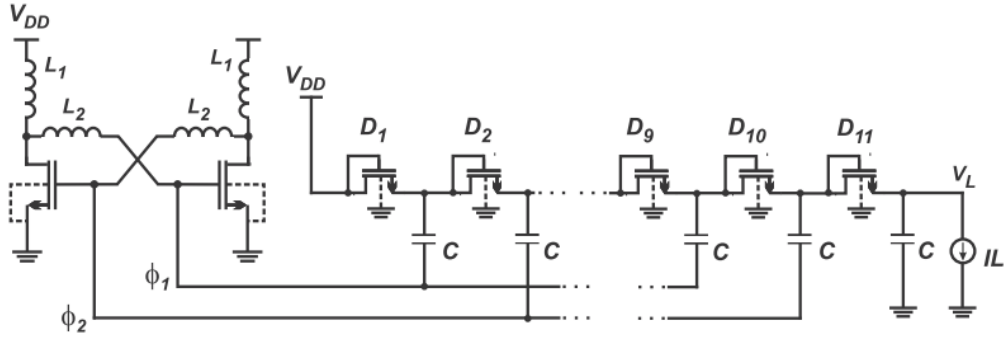


Figura 1.6: Circuito *Cold-Start* basado en un oscilador de anillo y una *Dickson charge pump* presentado en [34].

La arquitectura de ambos circuitos se muestra en la Figura 1.8. El sistema utiliza como fuente de cosecha una TEG, y se integra con un *boost converter* y un bloque de control según muestra la Figura 1.7. Este diseño requiere un inductor adicional específicamente para el oscilador Colpitts, además del inductor presente en el elevador de tensión *boost*. El arranque del circuito se produce al aplicar una tensión de entrada al oscilador Colpitts. Una vez que inicia la oscilación, el multiplicador de voltaje comienza a cargar el condensador C_{DD} ciclo a ciclo, hasta alcanzar aproximadamente 1 V. Este condensador se elige con un valor 1000 veces menor que C_{OUT} , lo que permite una carga rápida en el orden de decenas de milisegundos, habilitando el encendido del conversor elevador principal.

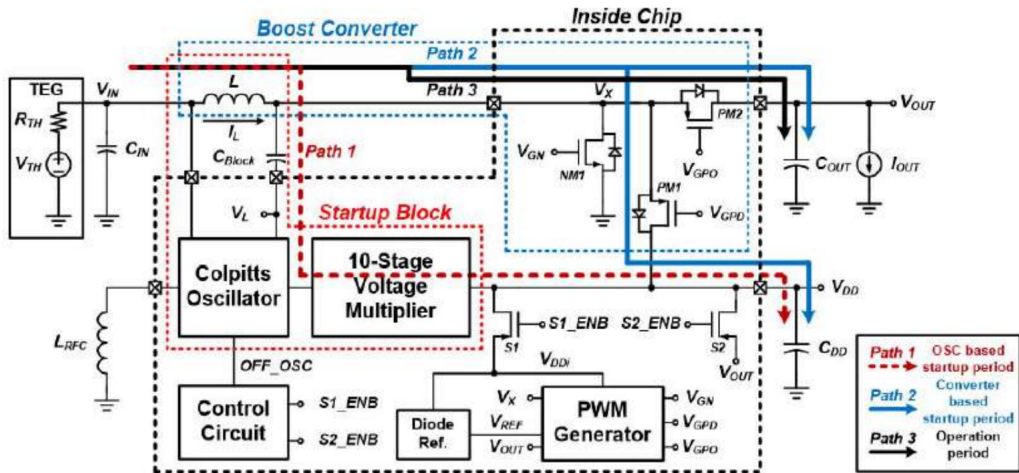


Figura 1.7: Arquitectura del sistema de cosecha de energía propuesta en [35].

Durante esta primera etapa, la corriente suministrada por la fuente sigue la trayectoria indicada como *Path 1* en la Figura 1.7. Posteriormente, en la segunda fase de arranque, se desconecta el bloque de CS y se activa el conversor elevador reutilizando el inductor del oscilador Colpitts. Esta etapa sigue el recorrido marcado como *Path 2* en la Figura 1.7.

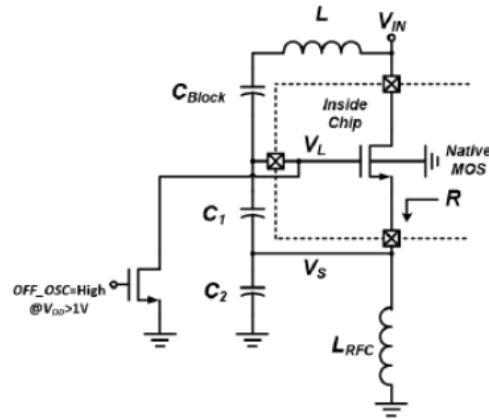
Capítulo 1. Introducción

Finalmente, en régimen permanente, el funcionamiento se estabiliza en la trayectoria *Path 3*, donde únicamente permanece activo el conversor elevador principal, que es más eficiente que el CS.

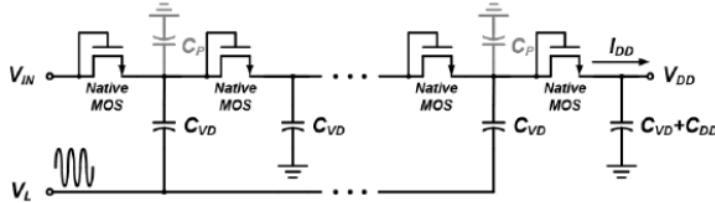
El oscilador Colpitts del circuito *Cold-Start* se muestra en la Figura 1.8(a). Este emplea transistores de umbral cercano a cero ($V_T \approx 0$), un inductor de choque L_{RFC} para polarizar el transistor permitiendo tensiones negativas en el *gate*, un capacitor C_{BLOCK} para desacoplar el oscilador del conversor elevador eficiente, y un inductor externo L , que posteriormente se reutiliza como el inductor del bloque del conversor elevador.

Por otra parte, en la Figura 1.8(b) se ilustra el multiplicador de diez etapas, basado en una variante del *Dickson Charge Pump*. El mismo, en lugar de utilizar dos señales de reloj en contrafase, adopta el uso de la salida oscilatoria y tierra. Para implementar los diodos, se emplean transistores de umbral cero ($V_T \approx 0$) conectados en configuración de diodo.

El circuito está fabricado en tecnología CMOS de 65 nm y permite obtener una salida regulada de 1,1 V, partiendo de una fuente TEG con una resistencia interna de $2,2\Omega$ y voltajes de entrada del orden de 40 mV.



(a) Oscilador Colpitts utilizado en la etapa de *Cold-Start*.



(b) Multiplicador de tensión de 10 etapas basado en *Dickson Charge Pump*.

Figura 1.8: Bloques principales del circuito *Cold-Start* presentado en [35]: oscilador Colpitts y multiplicador Dickson.

1.3. Estado del arte en Circuitos *Cold-Start* en sistemas de Cosecha de Energía

Los circuitos de *Cold-Start* para cosecha de energía revisados resultan ineficientes en términos de potencia, pero son eficaces para resolver el problema de elevar tensiones ultra bajas a valores útiles. En todos los casos presentados, el concepto detrás del sistema de cosecha es utilizar esta tensión de salida para alimentar convertidores más eficientes, permitiéndoles iniciar el funcionamiento. Una vez que se alcanza la tensión deseada a la salida del *Cold-Start*, el bloque de control del sistema de cosecha desactiva el circuito convertidor de arranque y activa el convertidor eficiente.

En conclusión, se observa que las arquitecturas con oscilador Meissner [1] [33] y oscilador en anillo [34] logran las tensiones de arranque más bajas, 20mV, 30mV y 24mV respectivamente, bajo el compromiso del uso de transformadores e inductores que tienen impacto negativo sobre el área. En particular, el área ocupada por los elementos inductivos en estos casos es de 29 mm^2 , 36 mm^2 y 10 mm^2 respectivamente, resultando de un orden mayor al tamaño de los chips integrados que implementan el resto del circuito CS. Por otro lado, en [36], se reporta un área ocupada por los inductores de 29 mm^2 . Ninguna de las soluciones existentes proveen bajo voltaje de arranque y poca área, condiciones necesarias para extender el abanico de aplicaciones de los sistemas de cosecha de energía, y en particular, extender su uso en dispositivos médicos implantables activos.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Fuentes de cosecha de energía en el contexto de los AIMDs

2.1. Clasificación

Los dispositivos médicos implantables activos pueden clasificarse en tres categorías según la técnica de recolección de energía empleada. La primera comprende aquellos que obtienen energía del cuerpo humano, mientras que la segunda refiere a los que se alimentan de energía recolectada del entorno. La tercera categoría incluye una combinación de las dos anteriores. Este criterio de clasificación para los métodos de cosecha de energía se resume en la Figura 2.1.

La cosecha de energía del cuerpo humano y su entorno puede consistir en energía cinética, triboeléctrica, termoelectrica (TE), biocombustible de glucosa, fotovoltaica (PV), entre otras. El movimiento y el calor del cuerpo humano son algunos ejemplos de fuentes de energía centradas en el ser humano que se aprovechan para la recolección de energía. Los generadores termoelectricos (TEG) utilizan el gradiente de temperatura entre el cuerpo humano y el entorno para captar energía. Diversas vibraciones asociadas con el cuerpo humano, como caminar, correr y respirar, también pueden actuar como fuentes de energía. Además, la recolección de energía mediante células fotovoltaicas implantadas de manera subcutánea también está siendo estudiada [37]. Asimismo, el suministro de energía a los AIMDs desde fuera del cuerpo incluye transferencia de energía inductiva (IPT), transferencia de energía ultrasónica (UET), enlace óptico, enlace capacitivo y otras tecnologías aún por explorar. Además, fuentes de energía disponibles cotidianamente en el entorno, como la radiación infrarroja, la energía solar y las señales de radiofrecuencia (RF), han demostrado ser excelentes opciones para la cosecha de energía. Sin embargo, la confiabilidad de estas fuentes de energía basadas en el entorno depende de su disponibilidad y requiere almacenamiento adicional para garantizar el funcionamiento continuo de los dispositivos AIMDs. Las técnicas de recolección de energía pueden combinar fuentes del cuerpo humano y del entorno para obtener soluciones energéticas más robustas [38].

La cosecha de energía centrada en el ser humano logra convertir el movimiento

Capítulo 2. Fuentes de cosecha de energía en el contexto de los AIMDs

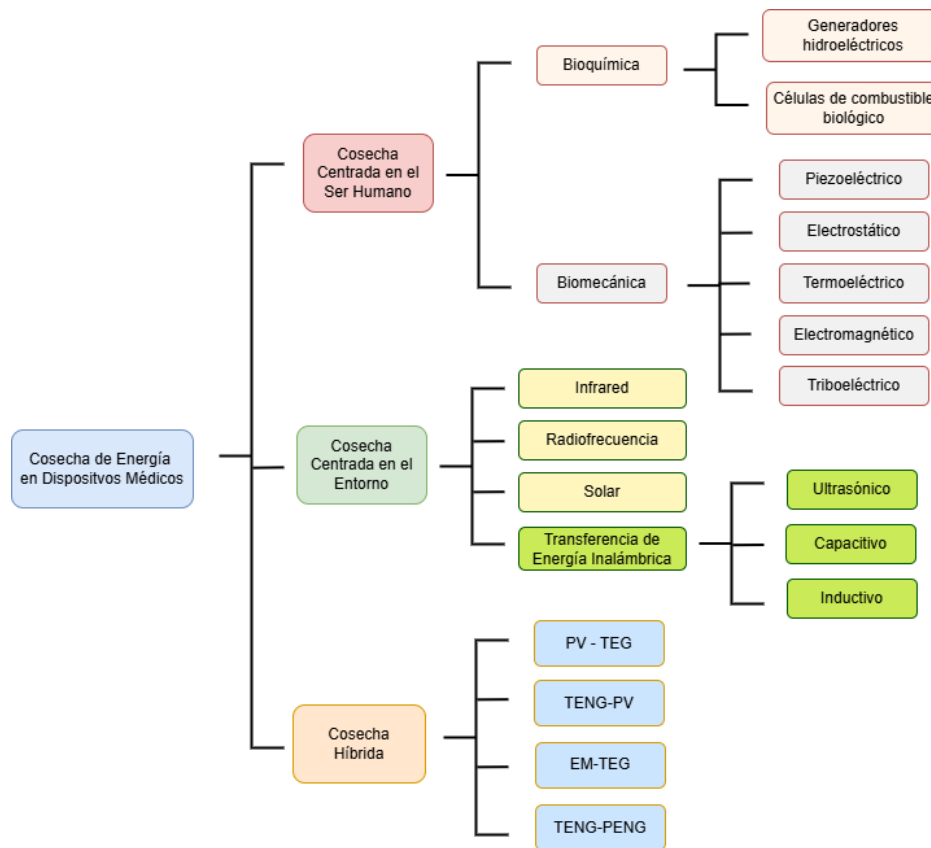


Figura 2.1: Clasificación de técnicas de cosecha de energía aplicadas en dispositivos médicos implantables [4].

externo del cuerpo, la temperatura y las reacciones químicas internas en energía eléctrica. Aunque el movimiento, la vibración, los gradientes de temperatura y las reacciones enzimáticas pueden ser excelentes fuentes de energía, el principal desafío radica tanto en las limitaciones de tamaño del recolector como en la disponibilidad de dicha energía en el contexto humano. Sin embargo, se ha demostrado como prueba de concepto que incluso las actividades cotidianas pueden generar diferentes cantidades de energía. Por ejemplo, aproximadamente 81 mW y 1630 mW de potencia pueden ser aprovechados del cuerpo humano durante el sueño y al caminar, respectivamente [39]. Además, los biofluidos del cuerpo humano pueden actuar como una fuente sostenible de energía a través de su funcionamiento natural [4]. En la Tabla 2.1 se listan potenciales aplicaciones de cosecha de energía centrada en el cuerpo humano dado el contexto biológico en el que se pretende emplear. Se incluyen esta tabla aplicaciones que abarcan tratamientos de estimulación, sensado de parámetros, dispositivos médicos vestibles (WMDs, por sus siglas en inglés) y monitoreo de actividad eléctrica biológica. Este último punto incluye electrocardiograma (ECG) para monitorear la actividad eléctrica del corazón, electromiograma (EMG) para monitorear la actividad eléctrica de músculos y electroencefalograma (EEG) para monitorear la actividad eléctrica del cerebro.

2.1. Clasificación

Tabla 2.1: Resumen de potenciales aplicaciones de cosecha de energía centrada en el cuerpo humano [4].

Técnica de Cosecha de Energía	Potenciales aplicaciones
Bioquímica	Biosensores, IMDs
Piezoeléctrica	Implantes ortopédicos, marcapasos, sensores de presión, acelerómetros, sensor de pulso
Electroestática	Marcapasos, reloj, estimulador neural
Electromagnética	Marcapasos, WMDs
Termoeléctrica	Oxímetro de pulso, marcapasos, audífono, ECG, EMG, EEG
Triboeléctrica	Textiles, touchpad, biosensor de glucosa

Por otro lado, en contraparte a la energía cosechada desde el interior del cuerpo humano, la cosecha de energía del entorno obtiene energía eléctrica de diversas fuentes, incluidas la solar, infrarroja, radiofrecuencia (RF) y transferencia de energía inalámbrica (WPT). En la Tabla 2.2 se listan potenciales aplicaciones de cosecha de energía centrada en el entorno dado el contexto biológico en el que se pretende emplear. Nuevamente se incluyen diversas aplicaciones de estimulación y sensado biológico.

Tabla 2.2: Resumen de potenciales aplicaciones de cosechadores de energía centrados en el entorno [4].

Técnica de Cosecha de Energía	Potenciales aplicaciones
Radiofrecuencia	Optogenética inalámbrica, WMDs
Solar	Marcapasos, reloj, estimulador neural, WMDs
Ultrasónica	IMDs, estimuladores celulares, administración de fármacos, sensores acústicos, catálisis
Inductiva	Cardioversor-desfibrilador, neuroestimulantes, AIMDs cocleares y retinianos

Finalmente, la cosecha de energía híbrida incorpora múltiples fuentes de energía para generar una mayor energía eléctrica. Por ejemplo, una celda solar utiliza solo una parte de la luz incidente, y los fotones que están fuera de la banda prohibida del material de la celda fotovoltaica se desperdician en forma de disipación de calor. Por lo tanto, la combinación de sistemas fotovoltaicos con métodos termoeléctricos (PV-TEG) puede aprovechar la mayor parte de la energía incidente, lo que incrementa la potencia de salida. En el estado del arte también se han presentado fuentes de cosecha que combinan sistemas termoeléctricos con nanogeneradores piezoeléctricos (TENG-PENG) para alimentar relojes digitales a través de movimientos biomecánicos [40]. Sin embargo, a pesar del aumento en la potencia de salida, los desafíos de la cosecha de energía híbrida incluyen la falta de flexibilidad, el alto costo y mecanismos complejos. Por lo tanto, el diseño de sistemas de cosecha híbrida compatibles con el cuerpo humano para atención médica de precisión aún se encuentra en fase de desarrollo [4].

2.2. Caracterización en potencia

Los requerimientos de potencia de los AIMDs pueden variar desde tan sólo unos pocos microvatios, por ejemplo en estimuladores de crecimiento óseo, hasta aproximadamente 30 W, por ejemplo en corazones artificiales totales (TAH) o dispositivos de asistencia ventricular izquierda (LVAD), también conocidos como dispositivos de soporte circulatorio mecánico (MCSD) [19]. Una lista de varios AIMDs junto con sus respectivos requerimientos de potencia según su ubicación en el cuerpo humano se ilustra en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3: Requerimientos de potencia y ubicación de distintos AIMDs [19].

IMDs	Potencia requerida	Nivel de potencia	Ubicación en el cuerpo
Estimulación ósea	5 μ W – 20 μ W	Ultra-baja	Huesos en proceso de fractura o fusión
Marcapasos	100 μ W	Ultra-baja	Ventrículo derecho / aurícula derecha
Bomba de fármacos	100 μ W – 2 mW	Ultra-baja / baja	Principalmente en el sitio deseado
Red de área corporal	100 μ W – 5 mW	Ultra-baja / baja	Sitio corporal deseado
Implante coclear	600 μ W – 40 mW	Baja	Conducto timpánico del oído interno
Estimulador retiniano	1 mW – 100 mW	Baja	Superficie externa / interna de la retina
Estimulador neural	10 mW – 200 mW	Baja	Cerebelo / espacio epidural
MCSD-LVAD / TAH	5 W – 30 W	Alta	Ventrículo izquierdo / mediastino medio

A pesar de la ventaja de contar con una fuente de energía autónoma y regenerativa, los AIMDs alimentados por fuentes ambientales enfrentan numerosos desafíos durante su implementación. Estos desafíos surgen debido a la restricción extrema de tamaño, la limitación de los recursos energéticos disponibles y la generación inestable de niveles de potencia/voltaje a partir del entorno. Además, los requisitos de potencia/voltaje para los AIMDs son específicos de cada aplicación.

Por ejemplo, las celdas fotovoltaicas y los cosechadores electromagnéticos producen voltajes muy bajos (típicamente menores a 1 V), mientras que los dispositivos electrostáticos pueden generar voltajes superiores a 100 V [19]. Diversos implantables de sensores y circuitos electrónicos auxiliares basados en tecnología CMOS digital operan a 1,8 V o menos, mientras que la mayoría de los estimuladores eléctricos funcionales y los implantes LVAD/TAH requieren voltajes de operación más altos, que van desde 2,5 V hasta 38 V [41] [42].

Por lo tanto, puede ser necesario convertir el voltaje tanto hacia arriba como hacia abajo, dependiendo del tipo de cosechador de energía y del implante que deba alimentar, cumpliendo con los requerimientos de corriente. Además, los métodos de transferencia de energía inductiva y ultrasónica, así como la mayoría de las fuentes de cosecha de energía (por ejemplo, cinética, triboeléctrica, etc.), generan voltaje en corriente alterna (CA), aunque algunas fuentes, como las celdas solares/PV, las celdas de combustible microbianas (MFC) y los generadores termoeléctricos (TEG), producen voltaje en corriente continua (CC) [43].

2.2. Caracterización en potencia

Las fuentes que generan CA requieren conversión de voltaje de CA a CC y, en algunos casos, de CC a CC, mientras que las fuentes de CC solo necesitan conversión de CC a CC para que el voltaje sea compatible con la carga del implante. Por lo tanto, es necesario un sistema de gestión de energía autónomo para manejar los niveles de potencia/voltaje variables extraídos del entorno, rectificar y/o convertir estos voltajes a niveles adecuados para alimentar los circuitos implantables.

Este sistema también debe proporcionar la funcionalidad de extraer la máxima potencia posible de la fuente de cosecha de energía a través de los denominados MPPT (*maximum power point tracking*, por sus siglas en inglés) que suelen basarse en el apareo de impedancias facilitado por un circuito interfaz de control. Además, el circuito de gestión de energía debe contar con una función de arranque en frío (*Cold-Start*) de bajo voltaje cuando los niveles de voltaje del cosechador caigan por debajo de los valores umbral del circuito. Un bloque de control cumple el rol de gestionar la activación del bloque de *Cold-Start* o del bloque de *Warm-Start*, siendo este último un conversor de mayor eficiencia cuyo arranque es posible gracias al CS. Adicionalmente, la amplia mayoría de los transductores no son capaces de proporcionar energía en forma constante por largos períodos de tiempo, por lo que se requiere de un mecanismo de almacenamiento en forma de una batería o supercapacitor, sumado a una etapa de regulación de voltaje que reduce las fluctuaciones resultantes. En resumen, la topología básica de electrónica de potencia para un sistema de gestión de energía entre el cosechador de energía y la electrónica del implantable sigue, en general, la arquitectura mostrada en la Figura 2.2 [19] [44].

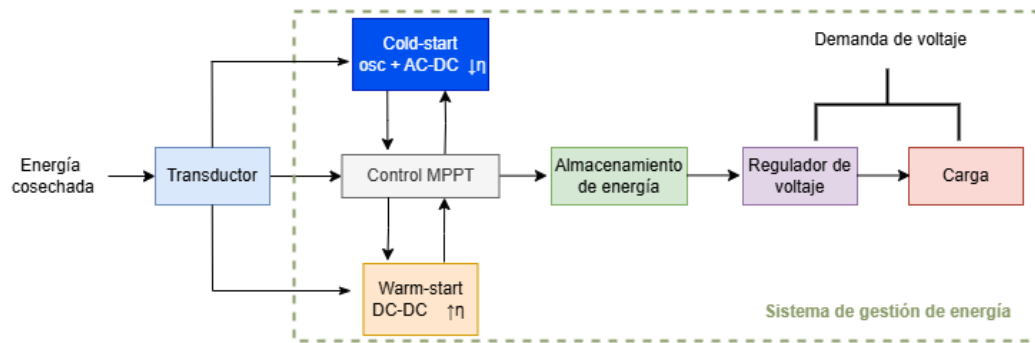


Figura 2.2: Topología de un sistema de cosecha de energía para aplicaciones electrónicas.

En el presente proyecto, el énfasis está en el estudio de los circuitos de arranque en frío *Cold-Start* basados en un oscilador y un rectificador en cadena, definidos en la topología de la Figura 2.2. En particular, se propone un diseño que asume la presencia de alimentación en voltaje DC ultra-bajo y por tanto el método de cosecha al que se apunta debe proporcionar energía consistente con ese requerimiento. Las fuentes de cosecha capaces de proporcionar alimentación en DC son: *termoeléctrica*, mediante el uso de módulos basados en el efecto Seebeck; *células de combustible biológico*, que convierten energía química en eléctrica a través de reacciones metabólicas; y *solar*, a través del uso de celdas solares.

2.3. Cosecha de Energía mediante celda solar

2.3.1. Introducción

Una posible solución al problema de la limitada vida útil de las baterías en AIMDs es el uso de celdas solares subdérmicas, que permiten alimentar implantables utilizando luz solar o artificial. La principal causa de envejecimiento de las células solares es la irradiancia ultravioleta [45], la cual es bloqueada por la piel en aplicaciones subdérmicas. Por lo tanto, se espera que la durabilidad de los módulos solares sea alta. La absorción de luz en la piel y la irradiancia que puede alcanzar un implante subcutáneo son temas cruciales para el diseño de dispositivos médicos implantables. La piel, compuesta por epidermis, dermis e hipodermis, presenta propiedades ópticas que varían con la longitud de onda, afectando la penetración de la luz. La epidermis, de 0,05 a 1,5 mm de espesor, contiene melanina que absorbe principalmente luz visible (400 a 700 nm), mientras que la dermis (1 a 4 mm) y la hipodermis (1 mm a 3,5 cm) dispersan y absorben luz, con menor atenuación en el infrarrojo cercano (NIR, 700 a 1100 nm). El potencial de las células solares subdérmicas como fuente de energía para implantables electrónicos ha sido estudiado extensamente mediante simulaciones de Monte Carlo sobre la distribución de luz a través de la piel humana, tanto en ensayos *ex vivo* como *in vivo* en animales [46] [47] [48]. En un estudio con humanos, se usó un dispositivo portátil con un módulo solar bajo filtros ópticos que simulan la transmisión de luz a través de la piel humana, registrando la potencia de salida alcanzable del módulo solar subdérmico [49]. Un ensayo *ex vivo* cubrió un módulo solar con un colgajo de piel porcina y analizó la potencia generada [50]. Los ensayos *in vivo* en animales se realizaron en ratones [51] [52] y cerdos [53] [54]. Todos los ensayos informaron resultados prometedores en el rango de $0,5 \text{ mW cm}^{-2}$ a 10 mW cm^{-2} de potencia generada por módulos solares subdérmicos a escala implantable bajo irradiancia solar al mediodía ($\text{AM1.5} = 1000 \text{ W m}^{-2}$). Es decir, la irradiancia del ambiente se ve reducida en un factor aproximado de entre 10 y 200 al llegar a niveles subcutáneos. Concretamente, las leves variaciones en la densidad de potencia se deben al grosor y el tono de la piel, con mayor generación en pieles más delgadas y claras [55].

2.3.2. Set-up mediante celda solar comercial

En el presente proyecto, se propone utilizar una celda solar para cosechar energía a partir de la luz ambiente disponible. La tensión ultra-baja generada proporcionará la alimentación en DC del bloque *Cold-Start* diseñado en este trabajo, y en particular, permite la operación del oscilador que lo conforma. Se selecciona una celda compatible con una potencial aplicación implantable, es decir, una celda de tamaño pequeño que supone una cosecha de energía solar en ultra baja tensión. De esta manera, se elige la celda fabricada por *IXOLARTM SolarBIT* de modelo *KXOB25-14X1F-TR*, celda monocristalina de potencia máxima 30,7 mW, voltaje de circuito abierto 690 mV y corriente de cortocircuito 58,6 mA [56], dimensiones 23 mm de largo x 8 mm de ancho x 1,8 mm de alto con un peso de 0,6 gramos. El

2.3. Cosecha de Energía mediante celda solar

fabricante proporciona la curva característica de la Figura 2.3, que describe cómo varían la corriente y el voltaje suministrado bajo una irradiancia de 1000 W m^{-2} , y en particular, muestra el punto de operación en el cual se obtiene la máxima transferencia de potencia ($V_{mpp} = 0,56 \text{ V}$, $I_{mpp} = 55 \text{ mA}$). Por otro lado, en la hoja de datos de la celda también se presenta la curva de voltaje en circuito abierto en función de la irradiancia, como muestra la Figura 2.4.

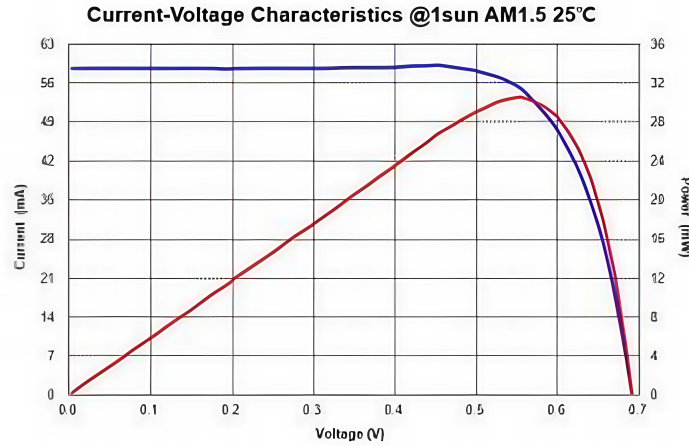


Figura 2.3: Gráfica de característica IV de la celda solar a 25 °C y AM1.5. La curva azul representa la corriente generada en función de la tensión, mientras que la curva roja indica la potencia entregada en función de la tensión [56].

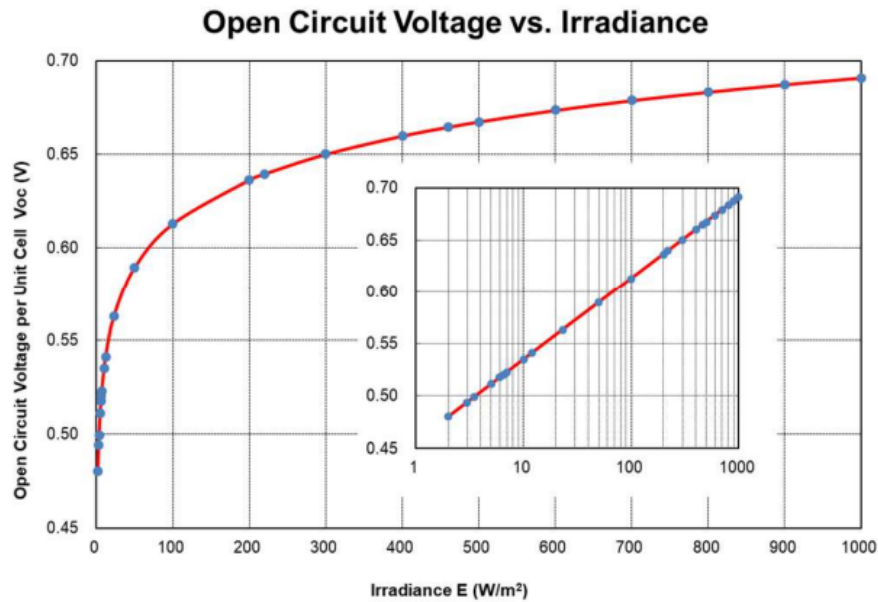


Figura 2.4: Gráfica de voltaje de circuito abierto en función de la irradiancia [56].

En primer lugar, a partir de las curvas características proporcionadas por el

Capítulo 2. Fuentes de cosecha de energía en el contexto de los AIMDs

fabricante, se observa que los datos disponibles corresponden a una irradiancia estándar definida por las condiciones AM1.5 (Air Mass 1.5). Esta condición representa la intensidad de radiación solar que incide sobre una superficie terrestre cuando el sol se encuentra a un ángulo de aproximadamente $48,2^\circ$ respecto de la vertical, en un día despejado. Bajo estas condiciones, la irradiancia es de aproximadamente 1000 W m^{-2} lo que equivale a unos 100.000 lux aunque esta conversión depende del espectro de la luz (ya que AM1.5 incluye componentes visibles, infrarrojas y ultravioletas). En el contexto del presente proyecto, la celda solar operará a una irradiancia significativamente menor, coherente con su ubicación subcutánea. En consecuencia, el voltaje de circuito abierto bajo estas condiciones será inferior al valor nominal especificado por el fabricante: 690 mV a 1000 W m^{-2} . Por otra parte, la celda debe alimentar un oscilador que representa una carga dinámica no lineal. La corriente de consumo varía entre cientos de microamperios hasta algunos miliamperios, con un requerimiento constante de voltaje de decenas de milivoltios. Por tanto, el punto de operación óptimo se obtiene a la irradiancia que permite proporcionar dicha alimentación en tensión y corriente.

Resulta de interés hallar un modelo eléctrico de la celda solar seleccionada, que permita simular en Cadence el funcionamiento en conjunto de la celda con el circuito oscilador diseñado. Para ello, se parte del modelo clásico de una celda solar de la Figura 2.5, basado en el enfoque de un solo diodo [57] [58]. El mismo busca representar su comportamiento eléctrico mediante una combinación de componentes que replican la generación de corriente por efecto fotovoltaico y las pérdidas asociadas. Este modelo utiliza una fuente de corriente ideal I_{pv} (proporcional a la irradiancia), un diodo con corriente de saturación I_s que modela la recombinación de portadores, una resistencia en serie R_s que representa las pérdidas óhmicas, y una resistencia en paralelo R_p que captura las corrientes de fuga, todo ello ajustado por un factor de idealidad n . La ecuación que describe la curva I-V esta dada por

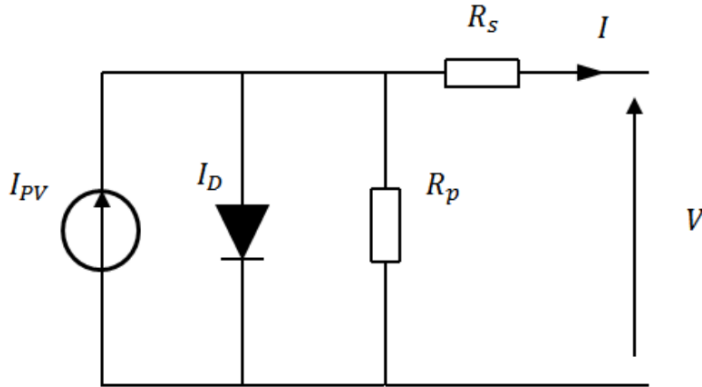


Figura 2.5: Circuito eléctrico equivalente de una celda solar.

$$I = I_{pv} - I_s \left(e^{\frac{q(V+IR_s)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (2.1)$$

2.3. Cosecha de Energía mediante celda solar

donde q es la carga del electrón, k la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta, y V e I son el voltaje y la corriente de salida, respectivamente. Este modelo, ampliamente aceptado, permite simular el rendimiento de la celda bajo diferentes condiciones de irradiancia y carga, siendo validado en trabajos como los de Green [59] y el estándar de modelado descrito por De Soto et al. [60].

La curva I-V de una celda solar, como la *KXOB25-14X1F-TR*, varía significativamente con la irradiancia solar G , que representa la potencia de radiación solar que incide sobre la celda por unidad de área (expresada en W/m^2). A medida que disminuye G , se decrementa la corriente fotogenerada I_{pv} de la siguiente manera

$$I_{pv}(G) = I_{pv,ref} \times \frac{G}{G_{ref}}, \quad (2.2)$$

donde $I_{pv,ref}$ es la corriente generada bajo condiciones estándar, correspondientes a una irradiancia de referencia $G_{ref} = 1000 \text{ W/m}^2$. Asimismo, como $I_{sc} \approx I_{pv}$ [61], este decremento en G , y consiguiente decremento en I_{pv} , provoca una disminución lineal en la corriente de cortocircuito I_{sc} , que implica que la curva IV de la Figura 2.3 se desplaza hacia abajo. La diferencia relativa entre la corriente de cortocircuito I_{sc} y la corriente generada por la celda bajo irradiancia estándar I_{pv} es, en la mayoría de los casos, menor al 1 %, pero para comprender la razón de esto basta con sustituir $V = 0$ en la Ecuación (2.1), y obtener

$$I_{sc} = I_{pv} - I_s \left(e^{\frac{I_{sc}R_s}{nV_t}} - 1 \right) - \frac{I_{sc}R_s}{R_p}. \quad (2.3)$$

En condiciones normales de operación, esta expresión puede simplificarse debido a que I_s es extremadamente baja (del orden de nanoamperios o menos), R_s suele ser pequeña (menor a 1Ω) y R_p es elevada (cientos o miles de ohmios), lo que minimiza la corriente de fuga. Dado que los términos que restan a I_{pv} son muy pequeños bajo estas condiciones, se puede asumir con buena precisión que $I_{sc} \approx I_{pv}$.

Por otro lado, el voltaje de circuito abierto V_{oc} también se ve afectado, aunque de forma logarítmica. Su variación con la irradiancia se describe mediante la siguiente expresión

$$V_{oc}(G) \approx V_{oc,ref} + \frac{nkT}{q} \ln \left(\frac{G}{G_{ref}} \right), \quad (2.4)$$

donde $V_{oc,ref}$ es el voltaje de circuito abierto bajo G_{ref} , n es el factor de idealidad del diodo, k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta (en Kelvin), y q es la carga elemental del electrón.

Finalmente, las resistencias serie R_s y shunt R_p , que representan las pérdidas resistivas internas del dispositivo, se asumen prácticamente constantes mientras la temperatura no varíe de forma significativa.

Estas relaciones implican que a menor irradiancia la curva característica IV se desplaza hacia abajo y a la izquierda. Esto es relevante ya que el caso de aplicación de este proyecto requiere que la celda opere a baja irradiancia, condición en la cual es posible obtener tensiones de alimentación bajas, con corrientes menores a 1 mA.

Capítulo 2. Fuentes de cosecha de energía en el contexto de los AIMDs

De esta forma, la curva IV a utilizar se verá desplazada acorde a la irradiancia que se proporcione.

A los efectos de modelar eléctricamente la celda en el contexto de la aplicación de este proyecto, el enfoque a seguir se basa en utilizar la curva dada por el fabricante, a una irradiancia de 1000 W/m^2 , y posteriormente adaptar la misma para obtener una versión válida a una menor irradiancia. El procedimiento consiste en disminuir la corriente fotogenerada (I_{PV} en la Figura 2.5) a través de simulaciones hasta obtener el punto de operación deseado, es decir 40 mV (objetivo que se buscará cumplir en el diseño de todo el circuito más adelante), y corriente suficiente para sostener la oscilación del circuito. De esta manera, es posible modelar el comportamiento de la celda al conectarle la carga dinámica del oscilador, así como también observar la influencia de la celda sobre la carga.

Para ello es necesario primero modelar eléctricamente la celda a una irradiancia de 1000 W/m^2 según el modelo de la Figura 2.5. Con este cometido, se implementa un script en Python, que a través de funciones de optimización no lineal, realiza un ajuste entre los datos de la curva característica IV proporcionada por el fabricante (Figura 2.3) y los parámetros de la ecuación de un solo diodo (Ecuación (2.1)). El ajuste del modelo de la celda solar se realiza mediante un proceso de optimización no lineal, ya que la ecuación del modelo de un solo diodo incluye términos exponenciales (debidos a la corriente del diodo) y lineales (por las resistencias R_s y R_p), lo que hace que la relación entre corriente y voltaje no sea lineal. Asimismo, la ecuación relaciona corriente y voltaje, pero sin embargo no se puede despejar explícitamente la corriente I en función del voltaje V , ya que I aparece en ambos lados de la ecuación (incluso dentro de una exponencial).

El código implementa la determinación del modelo de la celda solar, ajustando los parámetros I_{pv} , I_s , R_s , R_p y n mediante el método L-BFGS-B de la biblioteca `scipy.optimize.minimize`. El objetivo es minimizar el error cuadrático medio entre los datos de la curva IV proporcionada por el fabricante y las predicciones del modelo, definido mediante una función de costo. El proceso comienza con valores iniciales y límites predefinidos para cada parámetro. Para cada valor de voltaje V en los datos, se resuelve la ecuación implícita del modelo (Ecuación (2.1)) utilizando el método `fsolve`, obteniendo así la corriente I predicha por el modelo. Luego, para estimar de forma eficiente los parámetros, L-BFGS-B estima el gradiente de la función de costo respecto a los parámetros del modelo, realiza una búsqueda de línea para determinar el tamaño del paso, y actualiza iterativamente una aproximación de la inversa de la matriz Hessiana. Este procedimiento se repite hasta que se alcanza la tolerancia establecida (`ftol`) o el número máximo de iteraciones.

Los parámetros del modelo obtenido como resultado del script son los siguientes:

- $I_{pv} = 58,6 \text{ mA}$
- $I_s = 1,21 \text{ nA}$
- $R_s = 0,467 \Omega$
- $R_p = 1000 \Omega$

2.3. Cosecha de Energía mediante celda solar

■ $n = 1,52$

En la Figura 2.6 se observan las curvas IV para los datos proporcionados por el fabricante, el modelo obtenido numéricamente y el resultado de la simulación del mismo en Cadence. Es posible concluir que el modelo aproxima de manera exitosa el comportamiento reportado en la hoja de datos del fabricante a una irradiancia de 1000 W m^{-2} .

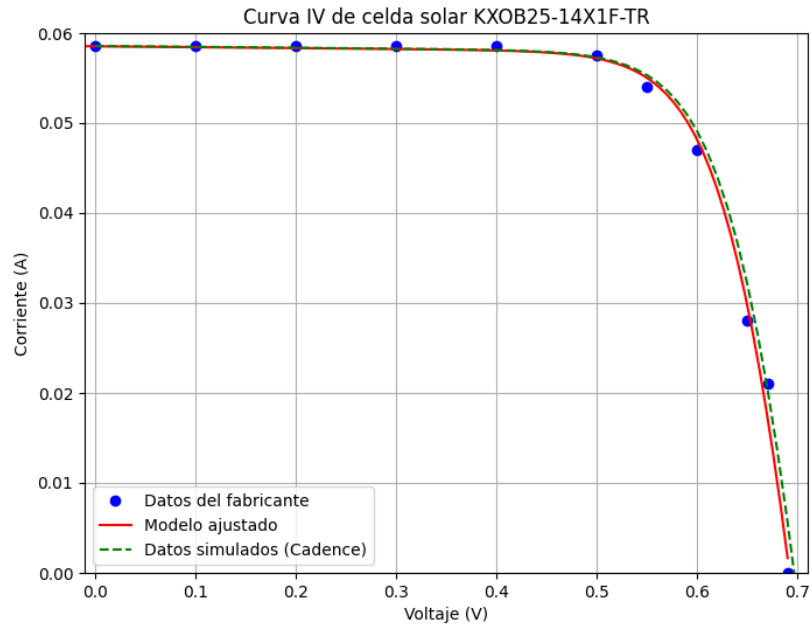


Figura 2.6: Curva característica IV a 1000 W m^{-2} de la celda solar *KXOB25-14X1F-TR* proporcionada por el fabricante, modelada y simulada.

Posteriormente, en la Sección 6.1.4, como se desea trabajar a una menor irradiancia compatible con la aplicación de este proyecto, se ajusta manualmente el valor de la fuente de corriente I_{pv} en Cadence, manteniendo el resto de los parámetros del modelo constante, hasta lograr obtener a la salida 40 mV de tensión y suficiente corriente para que el circuito oscilador del bloque *Cold-Start* oscile. Esta forma de modelar celdas solares a distintas irradiancias es un enfoque tradicional aceptado y se puede profundizar sobre ello, y sobre otros modelos en [62] [63].

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Circuitos *Cold-Start*

Los circuitos de arranque en frío *Cold-Start* (CS) permiten arrancar circuitos de conversión AC-DC incluso cuando la alimentación disponible es una tensión muy baja (menos de 100 mV). Estos circuitos, cuando se combinan con un rectificador de conversión AC-DC, pueden funcionar como alternativa a los conversores DC-DC.

Aunque los conversores DC-DC suelen ofrecer alta eficiencia, requieren una tensión mínima de entrada, típicamente mayor a 1 V, para operar correctamente. En cambio, los circuitos CS están diseñados para funcionar con niveles de tensión inferiores a ese umbral, alimentando un oscilador capaz de generar una señal sinusoidal de mayor amplitud. Esta señal se rectifica y se amplifica posteriormente mediante un convertidor más eficiente. Además, es común que se integre una lógica de control que desactive el circuito de arranque una vez que se haya alcanzado una condición de operación estable, mejorando la eficiencia del proceso.

En este capítulo se revisan los conceptos teóricos fundamentales para el diseño del oscilador y el rectificador propuestos en este proyecto, y se presenta la arquitectura seleccionada para cada bloque.

3.1. Osciladores

Los osciladores son circuitos electrónicos capaces de generar señales periódicas, como ondas senoidales, cuadradas o triangulares, sin la necesidad de una señal de entrada externa. En esta sección se revisan brevemente los conceptos teóricos fundamentales para el diseño del oscilador propuesto en este proyecto, y se presenta la arquitectura seleccionada.

3.1.1. Criterio de Barkhausen

En el caso de los osciladores senoidales, existen tres componentes fundamentales que deben estar presentes para garantizar su operación. En primer lugar, se requiere un dispositivo activo con ganancia de potencia en la frecuencia de operación, el cual debe ser capaz de generar y amplificar no solo la señal de salida,

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*

sino también la señal que alimenta al propio circuito en forma de realimentación. En segundo lugar, es necesario contar con un elemento o red que determine la frecuencia de oscilación. Por último, el sistema debe incorporar un mecanismo de limitación de amplitud y estabilización [64].

Para que un circuito pueda mantener oscilaciones senoidales, su función de transferencia debe presentar un par de polos complejos conjugados ubicados en el semiplano derecho del *Plano S*. Esta configuración produce una señal senoidal cuya envolvente crece exponencialmente con el tiempo. Sin embargo, a medida que la amplitud de la oscilación aumenta, los efectos no lineales del circuito tienden a desplazar estos polos hacia el eje imaginario, donde la señal se estabiliza con una amplitud constante. Si la amplitud continúa creciendo más allá de cierto umbral, los polos pueden trasladarse al semiplano izquierdo, lo que provoca una disminución de la salida. Por lo tanto, todo oscilador senoidal requiere un mecanismo que estabilice estos polos en el eje imaginario [64].

Este comportamiento puede lograrse mediante el uso de retroalimentación positiva. Si se considera un amplificador con función de transferencia $A(s)$, realimentado por una red selectiva en frecuencia $\beta(s)$, la función de transferencia del sistema de lazo cerrado viene dada por

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}. \quad (3.1)$$

El **criterio de Barkhausen** establece las condiciones necesarias para que este tipo de circuitos entre en régimen de oscilación:

- **Frecuencia de oscilación:** la fase del producto del lazo debe ser un múltiplo de 2π , es decir, $Im(A\beta) = 0$.
- **Condición de arranque:** la ganancia del lazo debe ser superior a la unidad: $Re(A\beta) > 1$.
- **En oscilación:** una vez alcanzada la oscilación estable, la ganancia del lazo debe ajustarse a la unidad para mantener la amplitud constante: $Re(A\beta) = 1$.

3.1.2. Modelo de resistencia negativa

Un circuito resonante ideal, sin pérdidas, puede comportarse como un oscilador natural. Sin embargo, en la práctica, todos los componentes pasivos (inductores, capacitores, etc.) presentan pérdidas, lo que impide que las oscilaciones se mantengan indefinidamente. Para compensar estas pérdidas energéticas, es necesario incorporar elementos activos que aporten energía al sistema [65].

Una forma de analizar este tipo de osciladores es mediante el concepto de resistencia negativa. En este enfoque, se busca que el circuito incluya una resistencia

3.1. Osciladores

negativa equivalente en magnitud (pero de signo opuesto) a la resistencia positiva que representa las pérdidas del resonador. Esta compensación puede lograrse ajustando la ganancia del elemento activo y la impedancia de la red de retroalimentación.

La Figura 3.1 muestra un modelo simplificado de oscilador basado en este principio, donde L_R , C_R y R_R modelan al elemento resonante y sus pérdidas, mientras que r_A modela al elemento activo que compensa dichas pérdidas. La Figura 3.2 ilustra cómo la corriente crece exponencialmente a una tasa σ , hasta alcanzar una saturación estable, producto de la realimentación positiva.

Para evaluar las condiciones de arranque de un oscilador, resulta útil describir sus propiedades en el dominio del tiempo. El voltaje a través de cualquier dispositivo activo puede aproximarse mediante una serie potencial dada por

$$v_A(t) = V_0 + R_A i(t) + A_A i^2(t) + \dots \quad (3.2)$$

donde V_0 , R_A y A_A son parámetros específicos del dispositivo. Para simplificar, asumimos propiedades lineales¹

$$v_A(t) = V_0 + r_A i(t). \quad (3.3)$$

En un lazo, la suma de los voltajes es igual a cero. Por lo tanto, la suma de las derivadas también es cero, lo que conduce a la siguiente ecuación diferencial:

$$\sum \frac{dv(t)}{dt} = L_R \frac{d^2 i(t)}{dt^2} + \frac{1}{C_R} i(t) + R_R \frac{di(t)}{dt} + r_A \frac{di(t)}{dt} = 0. \quad (3.4)$$

Es bien sabido que este tipo de ecuaciones diferenciales puede resolverse con funciones exponenciales del tipo

$$i(t) = I_0 e^{st}, \quad (3.5)$$

donde I_0 es la amplitud de la señal en $t = 0$, y $s = \sigma + j\omega$ es el polo del sistema. Sustituyendo en la Ecuación (3.4) se obtiene

$$s = \sigma + j\omega = \frac{-(R_R + r_A)}{2L_R} \pm j \sqrt{\frac{1}{L_R C_R} - \frac{(R_R + r_A)^2}{4L_R^2}}. \quad (3.6)$$

La parte real del polo, σ , determina si la amplitud de la oscilación crece, se mantiene constante o decrece con el tiempo. En particular:

- Si $\sigma > 0$, las oscilaciones crecen de forma exponencial: el sistema es inestable.
- Si $\sigma < 0$, las oscilaciones se amortiguan: el sistema es estable pero no oscila.
- Si $\sigma = 0$, la amplitud se mantiene constante: esta es la condición para una oscilación sostenida.

¹Debido a que los parámetros se extraen y sólo son válidos bajo condiciones lineales o de pequeña señal, se denotan con letras minúsculas.

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*

Por lo tanto, para que el circuito mantenga oscilaciones en régimen permanente se debe cumplir

$$\sigma = -\frac{(R_R + r_A)}{2L_R} = 0, \quad (3.7)$$

lo que implica la condición de oscilación

$$r_A = -R_R. \quad (3.8)$$

Esta relación indica que la resistencia negativa generada por el elemento activo debe compensar exactamente la resistencia del resonador. Bajo esta condición, se alcanza un equilibrio dinámico donde el circuito sostiene una señal oscilatoria sin que crezca ni se atenúe.

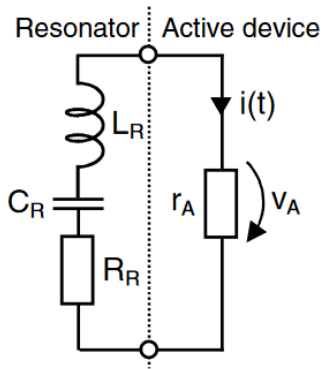


Figura 3.1: Modelo básico de un oscilador de retroalimentación. L_R , C_R y R_R modelan al elemento resonante y sus pérdidas. r_A modela al elemento activo que compensa dichas pérdidas [66].

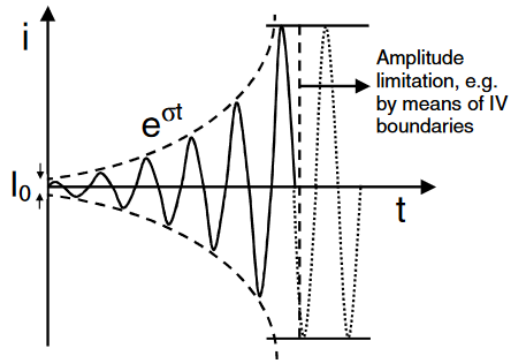


Figura 3.2: Crecimiento exponencial de la corriente hasta que se produce la saturación [66].

3.1.3. Osciladores a cristal

Los osciladores a cristal son circuitos electrónicos diseñados para generar señales periódicas de alta estabilidad y precisión en frecuencia. Funcionan utilizando las propiedades piezoeléctricas de un cristal de cuarzo, que actúa como un resonador altamente selectivo. Cuando se polariza adecuadamente dentro de un circuito amplificador con realimentación positiva, el cristal oscila mecánicamente a una frecuencia natural determinada por su geometría y el modo de vibración, generando así una señal eléctrica estable. A diferencia de los osciladores RC o LC, los osciladores a cristal presentan una estabilidad en frecuencia superior, con desviaciones típicamente menores a ± 50 ppm (partes por millón). Esta estabilidad se debe a la alta relación Q (factor de calidad) del cristal, que puede alcanzar valores superiores

3.1. Osciladores

a 10.000, minimizando la deriva en frecuencia ante variaciones de temperatura y tensión.

Tradicionalmente, los osciladores se pueden implementar con un cristal resonador piezoeléctrico conectado *en paralelo al elemento amplificador*. Tal es el caso del oscilador Pierce presentado en [67], cuyo circuito esquemático se muestra en la Figura 3.3. Sin embargo, en el contexto de ultra baja tensión, dicha arquitectura reporta mínimos de tensión de alimentación de 60 mV. Para otras arquitecturas de oscilador a cristal, los reportes indican tensiones mínimas de alimentación superiores a 500 mV no compatibles con los requerimientos de un sistema CS.

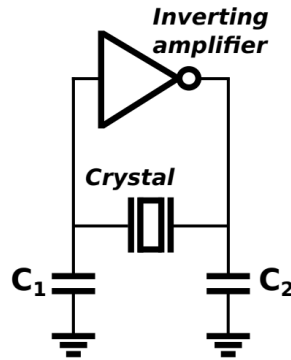


Figura 3.3: Oscilador Pierce a cristal [67].

3.1.4. Modelo eléctrico de un cristal resonador piezoeléctrico

Los resonadores piezoeléctricos, como los cristales de cuarzo, se utilizan en lugar de combinaciones LC debido a su alto factor de calidad Q . Este factor de calidad puede ser hasta 1000 veces mayor que el de los elementos tradicionales, lo que se traduce en una estabilidad de la frecuencia. Además, los cristales de cuarzo presentan diferentes propiedades térmicas según el tipo de corte, con algunos cortes ofreciendo cambios de frecuencia extremadamente pequeños con la temperatura [64].

El modelo eléctrico de un resonador piezoeléctrico es una representación circuital que describe su comportamiento eléctrico y mecánico cuando interactúa con señales eléctricas o mecánicas. Uno de los modelos más ampliamente utilizados es el *modelo de Butterworth-Van Dyke (BVD)*, que capta tanto la respuesta resonante como las pérdidas del sistema.

El modelo BVD consiste en un circuito en el que se identifican los siguientes elementos:

- R_m (*Resistencia mecánica*): Representa las pérdidas mecánicas en el material.
- L_m (*Inductancia mecánica*): Modela la inercia del material piezoeléctrico.

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*

- C_m (*Capacitancia mecánica*): Representa la elasticidad mecánica.
- C_0 (*Capacitancia eléctrica*): Representa la capacitancia estática del piezoeléctrico cuando no está vibrando.

El circuito equivalente se configura con C_0 en paralelo a una rama serie conformada por R_m , L_m , y C_m como se muestra en la Figura 3.4. Este modelo permite analizar tanto la resonancia mecánica como los efectos eléctricos de acoplamiento.

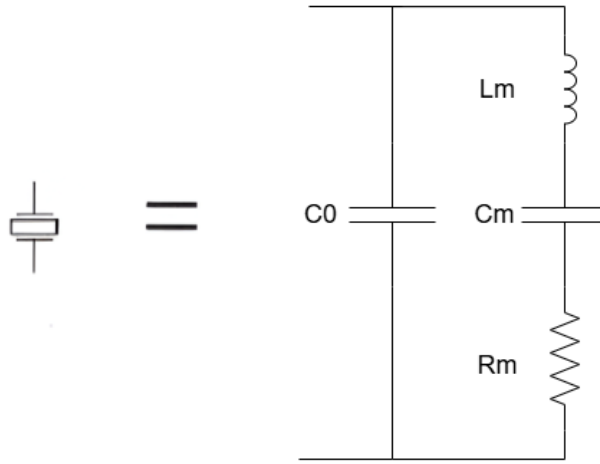


Figura 3.4: Modelo teórico del resonador piezoeléctrico.

Bajo ciertas condiciones típicas de operación, pueden hacerse las siguientes suposiciones para simplificar el análisis:

- L_m grande.
- C_m pequeño.
- $C_0 \gg C_m$.
- Si $Q = \frac{w_s L_m}{R_m} \approx 100.000$, R_m es despreciable.

Con estas aproximaciones, la impedancia del resonador se expresa como

$$Z(s) = \frac{1}{C_0 \cdot s + \frac{1}{L_m \cdot s + \frac{1}{C_m \cdot s}}} = \frac{1}{C_0 s} \frac{s^2 + \frac{1}{L_m C_m}}{s^2 + \frac{C_0 + C_m}{L_m C_m C_0}}. \quad (3.9)$$

Del análisis de esta expresión se obtienen las dos frecuencias características del resonador:

3.1. Osciladores

- La frecuencia de resonancia f_r , también conocida como frecuencia serie f_s , ocurre cuando la rama mecánica $L_m - C_m$ entra en resonancia serie. En este caso, la impedancia total del circuito se minimiza y se obtiene la siguiente expresión para la frecuencia angular de operación

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}. \quad (3.10)$$

- La frecuencia de antiresonancia f_a , o frecuencia paralelo f_p , ocurre cuando la impedancia total se maximiza debido a la interacción entre la rama resonante y C_0 , expresándose como

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m \cdot \frac{C_m C_0}{C_m + C_0}}}. \quad (3.11)$$

Estas dos frecuencias definen la banda de operación del cristal como resonador. Entre ellas, el dispositivo presenta un comportamiento altamente selectivo, lo cual es aprovechado en aplicaciones de osciladores y filtros de alta estabilidad.

En la práctica, los resonadores piezoeléctricos operan en dos configuraciones en función de como se conectan al circuito oscilador: serie y paralelo, cada una afectada de forma distinta por la capacidad de carga C_L (que incluye las capacidades parásitas del protoboard y el conexionado de cables).

En serie, la frecuencia de resonancia f_r depende solo de la rama serie (C_m , L_m y R_m), calculada a partir de la Ecuación (3.10). La adición de C_L en serie modifica la capacidad efectiva equivalente a $C_{total} = \frac{C_m \cdot C_L}{C_m + C_L}$, lo que aumenta ligeramente f_r a una frecuencia de resonancia efectiva equivalente que denominaremos f_L . Sin embargo, como C_m es del orden de fF y C_L suele ser del orden de pF , C_L resulta despreciable y por tanto $C_{total} \approx C_m$.

Por otro lado, cuando los resonadores piezoeléctricos operan en paralelo, la frecuencia de antiresonancia f_a depende de C_0 y los parámetros de la rama serie, calculada a partir de la Ecuación (3.11). La adición de C_L en paralelo modifica la capacidad efectiva equivalente a $C_0 + C_L$, afectando f_a que en este caso se aproxima a una frecuencia efectiva $f_L \approx f_r \left(1 + \frac{C_m}{2(C_0 + C_L)}\right)$. Un C_L mayor aumenta $C_0 + C_L$, reduciendo f_a hacia f_r . En la Figura 3.5, se muestra la variación de las frecuencias f_r y f_a para las configuraciones serie y paralelo, así como el comportamiento de un resonador piezoeléctrico sin carga [68].

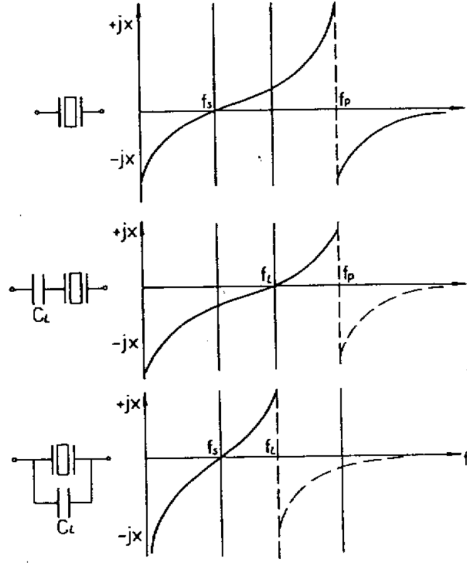


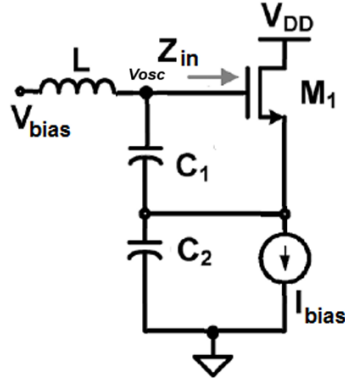
Figura 3.5: Variaciones de f_r (frecuencia de resonancia serie f_s) y f_a (frecuencia de antiresonancia paralelo f_p) para un resonador piezoeléctrico sin carga y con carga para configuraciones serie y paralelo en el contexto de un circuito oscilador [68].

3.1.5. Oscilador Colpitts MOS con inductor

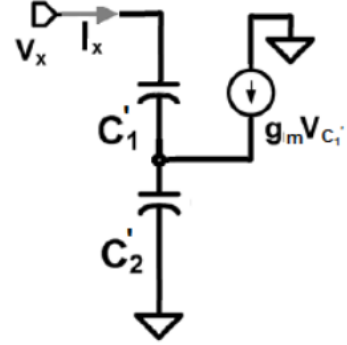
El modelo del oscilador Colpitts tradicional que se había comentado en la Figura 1.8, resumido en la Figura 3.6a, puede describirse como un generador de resistencia negativa en paralelo con una carga resonante. La carga del resonador consiste en un inductor con pérdidas, modelado como un inductor L en serie con una resistencia parásita R_L [69]. La resistencia negativa es proporcionada por C_1 , C_2 y el MOSFET, los cuales forman un bucle de retroalimentación positiva. I_{bias} es utilizada para polarizar el MOSFET.

En una topología de oscilador Colpitts convencional se mide la tensión de oscilación de salida en el gate y el MOSFET está polarizado por una fuente de DC en el *source*. Sin embargo, muchas veces se opta por polarizar con un inductor o una resistencia para que la oscilación en voltaje en el *source*, V_s , sea inferior a 0 V. De esta manera, se logra que la oscilación en voltaje a la salida del oscilador Colpitts, es decir la tensión en el gate V_g , también pase por debajo de cero, maximizando la excursión [35].

Para el análisis de la resistencia negativa del circuito de la Figura 3.6a, se toma el modelo de pequeña señal mostrado en la Figura 3.6b, donde $C'_1 = C_1 + C_{gs}$ y $C'_2 = C_2 + C_{sb}$, siendo C_{gs} y C_{sb} las capacitancias parásitas de *gate* a *source* y de *source* a *bulk* respectivamente.



(a) Oscilador Colpitts MOS tradicional [69].



(b) Oscilador Colpitts MOS tradicional, en pequeña señal [69].

Figura 3.6: (a) Arquitectura del Oscilador Colpitts MOS tradicional. (b) Modelo en pequeña señal.

La impedancia vista del circuito de dicha figura es

$$Z_{in} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{sC_1'} + \frac{1}{sC_2'} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1' C_2'}. \quad (3.12)$$

Por lo tanto, la resistencia negativa cumple

$$R_{neg} = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1' C_2'}, \quad (3.13)$$

donde g_m es la transconductancia de pequeña señal del transistor M_1 . En la Figura 3.7a se muestra el esquema del modelo de resistencia negativa resultante para el oscilador Colpitts. Se debe cumplir entonces la relación de arranque $|R_{neg}| > R_L$ que resulta ser

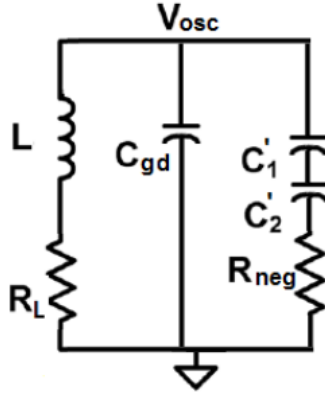
$$\left| \frac{g_m}{\omega^2 C_1' C_2'} \right| > R_L. \quad (3.14)$$

Para el análisis del comportamiento de estado estacionario del circuito de la Figura 3.6a, se toma como referencia el circuito de gran señal de la Figura 3.7b [69]. A partir de este modelo, se deduce que la transconductancia efectiva del circuito puede aproximarse por la siguiente relación

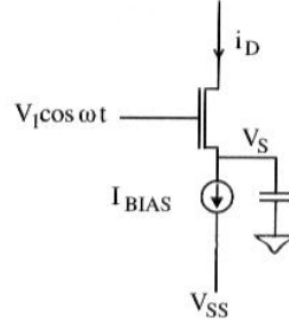
$$G_m = \frac{I_1}{V_1} \approx \frac{2I_{BIAS}}{V_1}; \quad (3.15)$$

donde I_1 es la componente fundamental de la corriente por el *drain* [65].

Aplicando este concepto al oscilador Colpitts implementado con un transistor MOS y modelado mediante resistencia negativa, se obtiene una expresión para G_m dada por la Ecuación 3.16



(a) Modelo de resistencia negativa del Oscilador Colpitts [69].



(b) Modelo de referencia de gran señal para el comportamiento de estado estacionario [65].

Figura 3.7: (a) Modelo de resistencia negativa. (b) Modelo de referencia de gran señal en estado estacionario.

$$G_m \approx \frac{2I_{bias}}{V_{osc} \frac{C'_2}{C'_1 + C'_2}} = 2I_{bias} \frac{1 + \frac{C'_1}{C'_2}}{V_{osc}}. \quad (3.16)$$

Para que las oscilaciones se mantengan constantes, esta resistencia negativa debe compensar exactamente las pérdidas resistivas del circuito, lo que implica que en régimen estacionario se debe cumplir con la condición

$$|R_{neg}| = R_L = \frac{G_{m_{osc}}}{\omega^2 C'_1 C'_2}. \quad (3.17)$$

En régimen de oscilación estable, se asume que la transconductancia efectiva G_m , a la cual se le denominará en este proyecto $g_{m_{osc}}$ es igual a la transconductancia de pequeña señal g_m , lo cual permite expresar la resistencia negativa según la Ecuación (3.17) y obtener

$$R_{neg} = -\frac{G_{m_{osc}}}{\omega^2 C'_1 C'_2}. \quad (3.18)$$

3.1.6. Selección de la arquitectura

En la Figura 3.8 se muestra la arquitectura del oscilador diseñada en este proyecto, basada en una adaptación de la topología Colpitts MOS propuesta en [35]. Esta versión incorpora dos modificaciones principales: el reemplazo del inductor por un resonador piezoeléctrico y la polarización del transistor mediante una resistencia, manteniendo el resto de la estructura original, además, se debe tener en

3.1. Osciladores

cuenta que la oscilación y amplitud de salida se da en el gate. El funcionamiento detallado del oscilador Colpitts se describe a continuación en la Sección 3.1.5.

Los osciladores a cristal suelen requerir una tensión mínima de alimentación relativamente alta, típicamente mayor a 500 mV. La variante de oscilador con cristal de este proyecto no ha sido explorada, hasta donde alcanza nuestro conocimiento, en el estado del arte. En este trabajo, se investiga con el objetivo de desarrollar un diseño que funcione con tensiones ultra bajas, por debajo del umbral de 60 mV reportado para el oscilador Pierce a cristal en la Sección 3.1.3.

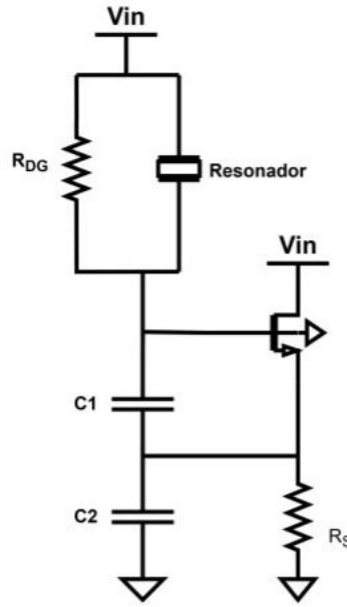


Figura 3.8: Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico y resistencia de polarización R_S . El resonador piezoeléctrico sustituye al inductor y se modela según lo presentado en la Sección 3.1.4.

La topología Colpitts fue seleccionada por su simplicidad de integración con un único resonador piezoeléctrico, en contraste con configuraciones como los osciladores en anillo, que implicarían reemplazar múltiples inductancias por resonadores, aumentando significativamente la complejidad del circuito. El cristal de cuarzo ofrece una estabilidad de frecuencia superior y un factor de calidad elevado, lo que reduce significativamente los efectos de interferencias electromagnéticas (EMI), a las que inductores y transformadores son especialmente vulnerables debido a la generación de corrientes parásitas y a su menor Q . Además, el reducido tamaño del cristal (hasta 1,6 mm x 1,2 mm x 0,4 mm en encapsulados SMD) favorece la miniaturización de sistemas implantables, a diferencia de los inductores y transformadores, que presentan dimensiones notablemente mayores (≥ 5 mm), dificultando su integración en dispositivos de volumen restringido. Estas propiedades posicionan al cristal como una alternativa más eficiente y confiable para aplicaciones biomédicas implantables, donde la precisión, inmunidad a EMI y la miniaturización son requerimientos críticos [19].

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*

En cuanto a la polarización, el reemplazo del inductor por un resonador piezoeléctrico implica un comportamiento de circuito abierto en DC, lo que impide fijar directamente la tensión de *gate*. Para resolverlo, se incorpora una resistencia en paralelo al resonador (R_{DG} , ya que se conecta entre *drain* y *gate*), que permite establecer la tensión de polarización en el *gate* del transistor. Por otro lado, para fijar la corriente de polarización en el *source* sin utilizar una fuente de corriente ni inductores, se opta por emplear una resistencia R_S , siguiendo el enfoque propuesto en [35]. Esta configuración permite trabajar con valores de V_S menores a 0 V, manteniendo la simplicidad del diseño.

3.2. Rectificadores

En esta sección se revisan brevemente los conceptos teóricos fundamentales para el diseño del rectificador propuesto en este proyecto, y se presenta la arquitectura seleccionada.

3.2.1. Selección de la arquitectura

En la referencia [35], se propone como solución al problema de rectificar señales oscilatorias obtenidas a partir de fuentes de cosecha, el circuito de la Figura 3.9. El mismo se denomina multiplicador de voltaje Dickson y su arquitectura consiste en una red de transistores MOS nativos conectados como diodos, y capacitores que permiten aumentar el voltaje de entrada en múltiples etapas, impulsado por una señal de reloj. A través del diseño de un rectificador basado en esta arquitectura, en [35] reportan la capacidad del circuito de proporcionar una tensión DC a la salida de 1 V para una corriente de carga de 500 nA, cuando la excursión en la entrada es de 400 mV_{pp}. Cabe destacar que en el contexto del sistema de cosecha presentado en [35], el rol que finalmente ocupa el multiplicador es el de cargar un capacitor de 4,7 nF a una tensión entre sus bornes de 1 V, mediante una corriente de carga menor a 21 nA, con el objetivo de encender un conversor elevador más eficiente. Como se considera un buen resultado, se decide estudiar la implementación de un circuito similar.

Para comprender el funcionamiento del multiplicador Dickson (también conocido como *Dickson Charge Pump*) se presenta en primer lugar el estudio de su versión simplificada, el doblador de voltaje. En las secciones posteriores se utilizan los conceptos presentados en el análisis del doblador, para profundizar en el funcionamiento del multiplicador.

3.2.2. Dobrador de voltaje

El doblador de voltaje es un circuito rectificador que permite obtener un voltaje de salida de aproximadamente el doble del voltaje de entrada en corriente alterna. Se basa en el almacenamiento de carga en capacitores y el direccionamiento de corriente mediante diodos, aprovechando la polaridad alternante de la señal de entrada.

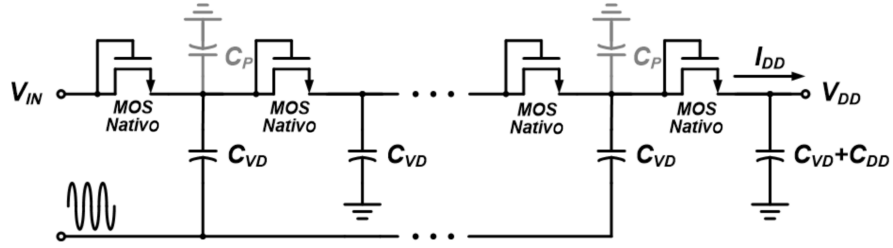


Figura 3.9: Multiplicador de voltaje Dickson de múltiples etapas con transistores MOS conectados como diodos.

En las Figuras ?? y ??, se observa una topología clásica del doblador de voltaje de media onda. Su funcionamiento se puede analizar en dos fases. Durante el semiciclo negativo de la señal de entrada, representado en la Figura ??, el cátodo del diodo D_1 se encuentra a un potencial más negativo que su ánodo, lo que lo polariza en conducción. En este estado, el capacitor C_1 se carga hasta un voltaje cercano al valor de pico de la señal de entrada V_p (a menos de la caída de tensión en el diodo V_γ), con su terminal superior positivo y el inferior negativo. Durante el semiciclo positivo, representado en la Figura ??, el voltaje en la fuente cambia de signo, haciendo que el cátodo del diodo D_1 se vuelva positivo respecto a su ánodo, impidiendo que conduzca. Al mismo tiempo, el voltaje en el nodo superior de C_1 se suma con el voltaje de la fuente V_p , generando un potencial cercano a $2V_p$ en el ánodo de D_2 . Esto permite que el diodo D_2 conduzca y cargue C_2 con un voltaje cercano a $2V_p$. La salida del circuito se encuentra en los extremos de C_2 , entregando un voltaje continuo aproximadamente igual al doble del voltaje de entrada pico.

Este tipo de circuito es útil para la rectificación de señales de baja amplitud, ya que permite elevar el voltaje a niveles utilizables en otras aplicaciones electrónicas. Es usual que en los casos donde se rectifican señales de amplitud comparable con la caída de tensión en directo de los diodos estándar, se utilicen en su lugar diodos Schottky. Estos últimos tienen una menor caída de voltaje en polarización directa (del orden de 0,3 V), reduciendo las pérdidas y mejorando el rendimiento del rectificador. Alternativamente, se pueden utilizar transistores conectados como diodos que con caídas de voltaje del orden de 0,1 V logran optimizar aún más la conversión de energía.

Un aspecto importante en estos circuitos es el voltaje de ripple, el cual representa la variación en la tensión de salida debido a la descarga del capacitor C_2 cuando suministra corriente a la carga R_L . El ripple depende directamente del valor de C_2 y de la corriente de carga. Un capacitor de mayor capacidad puede almacenar más carga, reduciendo la variación en el voltaje y proporcionando una salida más estable. Por otro lado, si la carga R_L es muy baja (es decir, si el consumo de corriente es alto), el capacitor se descarga más rápidamente entre ciclos de carga, aumentando el ripple. En la Figura 3.11, se observa cómo la forma de onda de salida presenta una componente de ripple, cuya amplitud dependerá de estos factores. En aplicaciones donde se requiere una salida con menor variación,

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*

se pueden emplear capacitancias mayores o reguladores de voltaje para estabilizar aún más la señal rectificada.

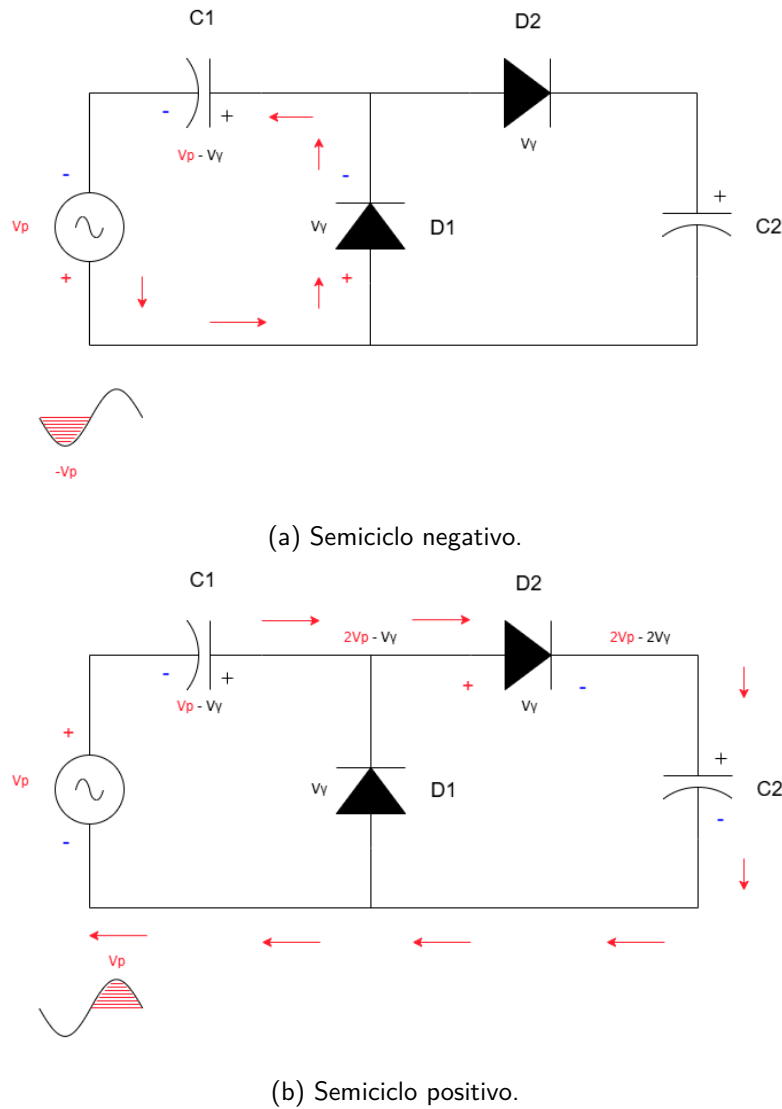


Figura 3.10: Diagramas de funcionamiento del doblador de voltaje.

3.2.3. Multiplicador de voltaje Dickson

El Dickson se basa en principios similares a los del doblador de voltaje, pero con una topología modificada en cuanto a la ubicación de los capacitores y diodos, permitiendo una acumulación más eficiente del voltaje a través de múltiples etapas. En un doblador clásico, el capacitor está conectado directamente a la fuente oscilatoria y el diodo dirige la carga hacia la salida. En un rectificador Dickson, como muestra la Figura 3.12, los diodos están conectados en serie formando una

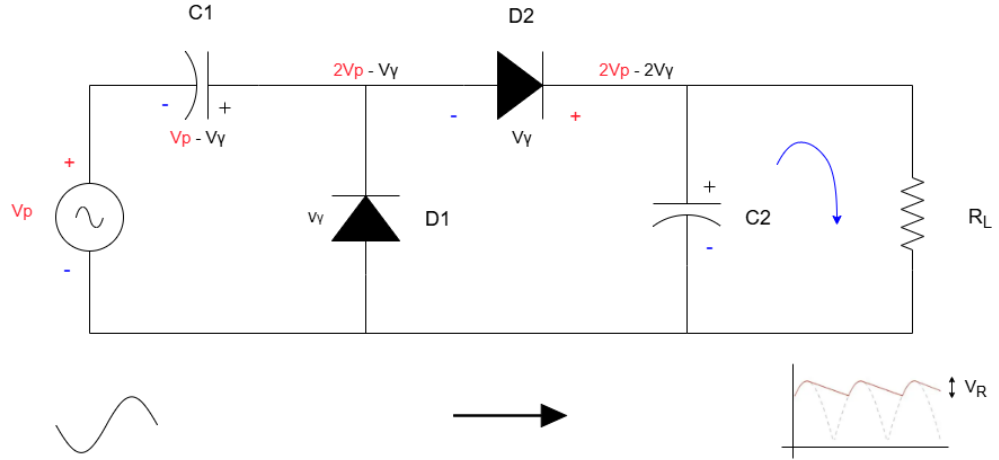


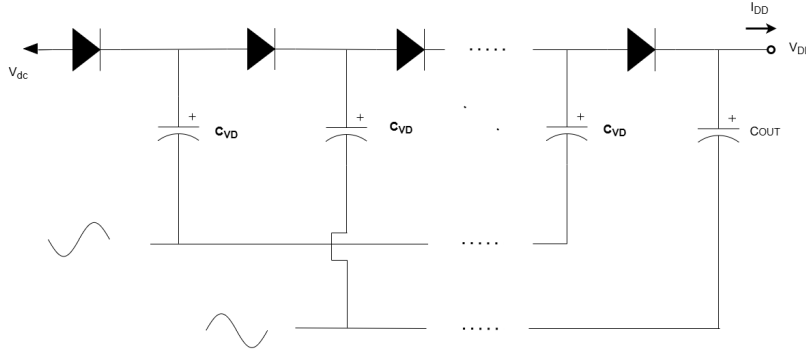
Figura 3.11: Doblador de voltaje con carga resistiva R_L y voltaje de ripple a la salida V_R .

cadena, mientras que los capacitores C_{VD} se conectan entre los nodos de esta cadena y la señal oscilatoria. En particular, en una topología de Dickson clásica, los capacitores de las etapas impares se conectan a la señal oscilatoria, y los de las etapas pares a la inversa de dicha señal, según muestra la Figura 3.12(a). Por otro lado, en este diseño, los capacitores C_{VD} alternan su conexión: los capacitores de las etapas impares están conectados a la señal oscilatoria V_L , mientras que los de las etapas pares están conectados a tierra (GND). Esto se describe en la Figura 3.12 (b). Esta configuración difiere de la topología clásica del Dickson, que suele usar señales oscilatorias complementarias (como V_L y su inversa). La alternancia entre V_L y GND afecta cómo se transfiere la carga en cada etapa, pero permite simplificar el diseño al usar una sola señal oscilatoria.

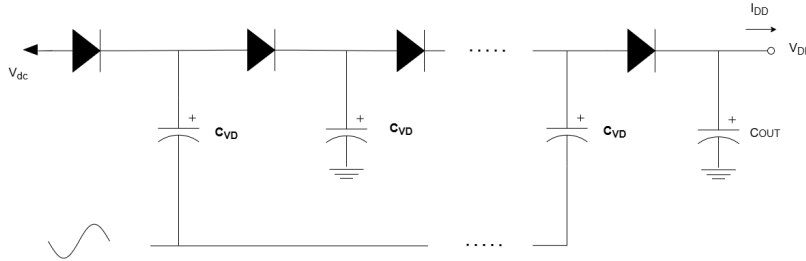
El funcionamiento de una etapa individual del Dickson se ilustra en la Figura 3.13. Cada etapa opera en dos fases, dependiendo del semiciclo de la señal oscilatoria V_{osc} :

1. *Semiciclo negativo de V_{osc}* : Cuando V_{osc} es negativa (es decir cuando vale $-V_p$), el capacitor C_{VD} de una etapa impar (conectada a V_{osc}) se carga a través del primer diodo. Si el nodo de entrada está a un voltaje de continua V_{dc} , el capacitor se carga a una diferencia de tensión entre sus bornes de $V_p + V_{dc}$, menos la caída de voltaje del diodo (V_γ). En las etapas pares (conectadas a GND), el capacitor correspondiente no se ve afectado directamente por V_{osc} , pero el voltaje en su nodo superior puede cambiar debido a la transferencia de carga desde la etapa anterior.
2. *Semiciclo positivo de V_{osc}* : Cuando V_{osc} se vuelve positiva (es decir cuando vale, $+V_p$), el voltaje en el borne positivo del capacitor correspondiente a una etapa impar aumenta adicionalmente por la señal oscilatoria, elevándose a $2V_p + V_{dc}$ (menos V_γ), debido a que la tensión entre bornes es igual a $V_p + V_{dc}$. Durante esta fase, el segundo diodo de la etapa conduce, transfiriendo la carga al capacitor de la siguiente etapa, que queda cargado a $2V_p + V_{dc} - 2V_\gamma$. En las etapas pares, el capacitor conec-

Capítulo 3. Circuitos *Cold-Start*



(a) Rectificador Dickson clásico, con capacitores conectados a señales oscilatorias en fase y contrafase, alternadamente.



(b) Rectificador Dickson clásico, con capacitores conectados a señal oscilatoria y tierra, alternadamente.

Figura 3.12: Rectificador Dickson de múltiples etapas.

tado a GND actúa como un nodo fijo, permitiendo que el voltaje en el nodo intermedio (borne positivo de C_{VD}) *seeleve únicamente por la carga transferida desde la etapa anterior*.

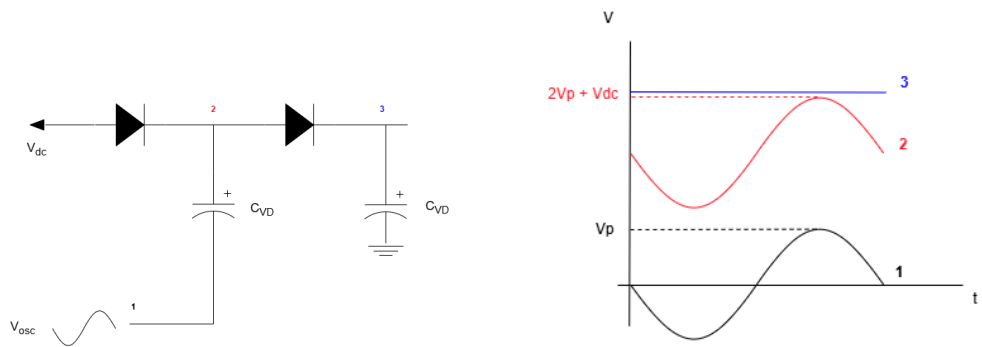
La Figura 3.13(b) muestra la tensión en cada nodo de interés en función del tiempo, si se desprecia la caída V_γ en los diodos. Este proceso se repite en cada etapa, acumulando voltaje progresivamente.

La ecuación que describe la tensión de salida del rectificador Dickson con diodos, considerando el efecto de la corriente de salida I_{DD} y la frecuencia f se puede expresar según la ecuación 3.19.

$$V_{out} = V_{dc} + N(2V_p - 2V_\gamma) - \frac{NI_{DD}}{C_{VD}f_{osc}}. \quad (3.19)$$

Donde V_{out} es la tensión de salida, V_{dc} es la tensión de entrada, N es el número de etapas, V_p es la amplitud pico de la señal de entrada, V_γ es la caída de tensión por diodo, I_{DD} es la corriente de salida, C_{VD} es la capacitancia de los condensadores, y f es la frecuencia de la señal oscilatoria.

3.2. Rectificadores



(a) Esquemático de primer etapa del rectificador Dickson.

(b) Curvas en nodos de interés del rectificador Dickson. Se desprecia la caída V_γ de los diodos.

Figura 3.13: Esquema y comportamiento del rectificador Dickson.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

En el presente capítulo se detalla el proceso de diseño del Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico definido en la Sección 3.1.6. En primer lugar, en la Sección 4.1, se selecciona la tecnología y el transistor MOS a utilizar como elemento activo, definiendo los parámetros que lo modelan en el contexto de ultra baja tensión de este proyecto. Luego, en la Sección 4.2, se procede a realizar un estudio detallado sobre el modelo eléctrico del conjunto formado por el resonador piezoeléctrico y la resistencia de polarización R_{DG} . En particular, luego de definir las condiciones de arranque y de oscilación para la arquitectura del oscilador en la Sección 4.3, se concluye en la Sección 4.4 cuáles son los requisitos sobre el modelo eléctrico del conjunto resonador piezoeléctrico - R_{DG} para optimizar el funcionamiento del circuito oscilador. Asimismo, se profundiza en un método para obtener experimentalmente dicho modelo, y se realiza el relevamiento y validación para un grupo selecto de resonadores comerciales que cumplen con los requisitos definidos. En las Secciones 4.5 y 4.6, se presenta un análisis teórico sobre el voltaje mínimo entre *drain* y *source* del transistor y la amplitud de oscilación. Luego, en la Sección 4.7, se desarrolla el método de diseño iterativo que permite obtener los parámetros del circuito oscilador. En particular, el método da como salida la amplitud de oscilación esperada teórica, la cual se compara con los resultados de simulaciones en Cadence en la Sección 4.8 para ser validada. Finalmente, en la Sección 4.9 se incorpora al método de diseño el análisis realizado sobre los resonadores piezoeléctricos del mercado y se presenta la selección final de todos los parámetros solución del oscilador Colpitts MOS a cristal. El transistor se fabrica en un integrado, cuyo layout se detalla en la Sección 4.10, mientras que los componentes restantes del oscilador se montan sobre un circuito impreso.

4.1. Modelo del transistor MOS

La estructura de capacitor MOS se compone de dos terminales y tres capas. La composición de su estructura se basa en un sustrato de silicio, puro o poco dopado p o n , sobre el cual se genera una capa de óxido de silicio (SiO_2) que posee características dieléctricas o aislantes. Por último, sobre el mismo se coloca una capa de metal que posee características conductoras.

La estructura MOS actúa como un condensador de placas paralelas en el que las terminales de *gate* y *bulk* son las placas, y el óxido es el aislante. De este modo, cuando $V_{GB} = 0$ V, la carga acumulada es cero y la distribución de portadores es aleatoria y correspondiente al estado de equilibrio en el semiconductor. Si $V_{GB} > 0$ V, aparece un campo eléctrico entre los terminales de *gate* y *bulk*. La región semiconductor p se comporta creando una región de empobrecimiento de cargas libres $p+$ (zona de depleción), al igual que ocurriera en la región P de una unión PN cuando estaba polarizada negativamente. Esta región de iones negativos se incrementa con V_{GB} . Al llegar a una cota de V_{GB} , los iones presentes en la zona semiconductor de empobrecimiento no pueden compensar el campo eléctrico y se provoca la acumulación de cargas negativas libres (e^-) atraídos por el terminal positivo. Se dice entonces que la estructura ha pasado de estar en inversión débil a inversión fuerte, comportamiento mostrado en la Figura 4.1. El proceso de inversión se identifica con el cambio de polaridad del *bulk* debajo de la región de *gate*. En inversión fuerte, se forma así un canal de e^- libres en las proximidades del terminal de *gate* y de huecos $p+$ en el extremo del *bulk*.

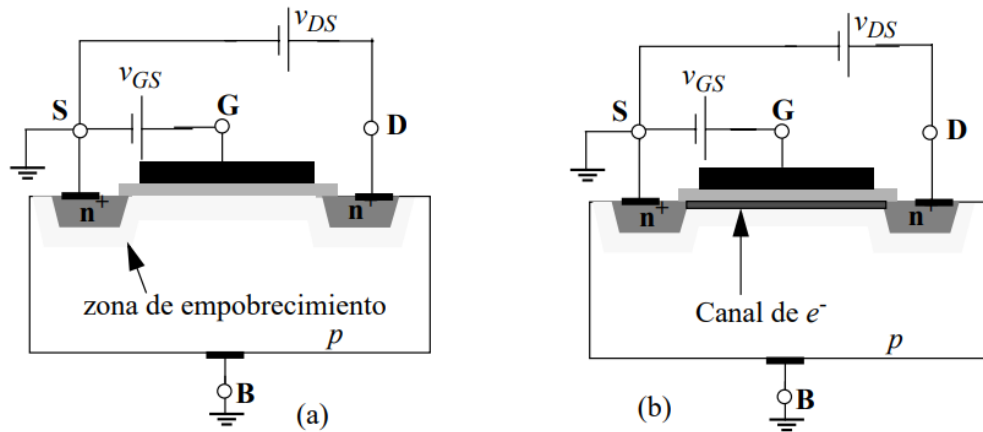


Figura 4.1: (a) Polarización del canal en inversión débil. (b) inversión fuerte [70].

4.1.1. Modelo clásico en inversión fuerte

En inversión fuerte, la corriente de *drain* del transistor MOS se vuelve significativa y depende principalmente del exceso de tensión de *gate* sobre el umbral. En este régimen, el transistor opera en tres regiones: corte, lineal y saturación. De aquí en adelante, las ecuaciones relacionadas a las tensiones de drain, gate y source

4.1. Modelo del transistor MOS

estarán referenciadas al bulk. Comenzaremos definiendo la tensión de *pinch-off* V_P (también denominada tensión de saturación V_{DSAT}) como

$$V_p = \frac{V_G - V_{t0}}{1 + \delta} \quad (4.1)$$

donde V_G es la tensión de *gate*, V_{t0} la tensión de flat-band corregida, y δ un parámetro asociado a la modulación del canal.

Zona de Corte: En esta región, el transistor no conduce, por tanto

$$I_D = 0. \quad (4.2)$$

y la condición de operación se expresa como

$$V_S \geq V_p \iff V_G \leq V_{t0} + (1 + \delta)V_S. \quad (4.3)$$

lo cual implica que si la tensión de *gate* no supera el umbral ajustado, el canal no se forma.

Zona Lineal (o triodo): Aquí el canal está formado, pero aún no hay saturación, y la corriente se expresa como

$$I_D = \beta \left[(V_G - V_{t0})(V_D - V_S) - \frac{(1 + \delta)}{2} (V_D^2 - V_S^2) \right]. \quad (4.4)$$

bajo las condiciones

$$\begin{aligned} V_S < V_p \quad \text{y} \quad V_G > V_{t0} + (1 + \delta)V_S. \\ V_D < V_p. \end{aligned} \quad (4.5)$$

Zona de Saturación: Cuando V_{DS} supera el valor de saturación, la corriente se independiza de V_{DS} y se expresa como

$$I_D = \frac{\beta}{2(1 + \delta)} (V_G - V_{t0} - (1 + \delta)V_S)^2, \quad (4.6)$$

donde

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (4.7)$$

bajo las condiciones

$$\begin{aligned} V_S < V_p \quad \text{y} \quad V_G > V_{t0} + (1 + \delta)V_S. \\ V_D \geq V_p. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Parámetros de pequeña señal: Transconductancia g_m

La transconductancia es una medida de cuán sensible es la corriente I_D ante cambios en V_{GS} y se puede expresar como

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\beta}{1 + \delta} (V_{GS} - V_T) = \sqrt{\frac{2\beta I_D}{1 + \delta}} \quad \text{o} \quad g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T}. \quad (4.9)$$

A continuación se detallan las desventajas que presenta el modelo clásico del transistor MOS.

- *Ignora efectos de canal corto*: El modelo clásico no contempla fenómenos críticos en transistores de canal corto, como:
 - **Modulación de Longitud de Canal (CLM)**: en saturación, al aumentar V_{DS} la región pinch-off se desplaza hacia la fuente, acortando el canal efectivo y provocando un incremento de I_D (pendiente finita en la curva I_D vs. V_{DS}).
 - **Reducción de Barrera inducida por el Drenaje (DIBL)**: un V_{DS} alto reduce la barrera de potencial en la zona cercana a la fuente, disminuyendo la tensión umbral V_T y aumentando la corriente en la región subumbral, este efecto aumenta con mayor V_D y menor L .

Estos efectos se vuelven muy pronunciados al reducir la longitud de canal por debajo de $0,1 \mu\text{m}$.

- *No considera efectos de movilidad*: La movilidad de los portadores no es constante en un transistor real. El modelo clásico no incluye esta degradación de la movilidad.
- *No considera capacitancias parásitas*: En aplicaciones de alta frecuencia, las capacitancias parasitarias, como la capacitancia de superposición y la capacitancia de *gate-drain*, afectan significativamente el comportamiento del transistor. El modelo clásico no incluye estas capacitancias parasitarias en su análisis.
- *No incluye efectos de saturación de velocidad*: En transistores de canales cortos, la velocidad de los portadores puede alcanzar una velocidad de saturación, lo que limita la corriente de *drain*. El modelo clásico asume una relación cuadrática entre la corriente de *drain* y el voltaje de *gate*, lo cual no es válido cuando se alcanza la velocidad de saturación de los portadores.
- *Inexactitud en modos de operación no ideales*: El modelo clásico no contempla fenómenos como la hot carrier injection, la resistencia de *gate*, la dispersión a través de la puerta (*gate tunneling*), y otros efectos de alta tensión. [71] [65].

El modelo clásico sólo sirve para tensiones entre el *gate* y *source* que cumplen la relación: $V_{GS} > V_{T0} + 100, \dots, 200 \text{ mV}$. Por lo tanto, en el contexto de ultra baja tensión de este proyecto, donde se aspira a trabajar con tensiones de decenas de mV , no resulta una buena aproximación a la realidad.

4.1. Modelo del transistor MOS

4.1.2. Modelo ACM (Advanced Compact Model)

El modelo ACM (Advanced Compact Model) es un modelo avanzado que permite una descripción precisa del comportamiento del transistor MOS en sus diferentes regiones de operación: desde inversión débil hasta inversión fuerte, incluyendo la región lineal y la de saturación. A diferencia de los modelos clásicos que dividen el funcionamiento del transistor en zonas bien delimitadas con ecuaciones distintas, el ACM proporciona una descripción continua basada en la carga de canal.

Este modelo se fundamenta en la relación entre las tensiones en los terminales de *source* (V_S) y *drain* (V_D) con sus respectivas cargas normalizadas (q_S y q_D), a través de una función logarítmica que describe la transición entre los distintos regímenes de conducción. A partir de estas cargas se define la corriente de *drain* I_D , así como las transconductancias asociadas.

Las ecuaciones de interés que resumen el funcionamiento del modelo se presentan a continuación. La corriente de *drain* en función de las densidad de cargas de inversión normalizadas q_S y q_D se expresa como

$$I_D = I_S [q_S(q_S + 2) - q_D(q_D + 2)], \quad (4.10)$$

donde esta corriente depende de los valores de densidad de carga que se determinan a partir de las tensiones en los terminales, siendo I_S la corriente de normalización dada por la ecuación 4.11

$$I_S = S I_{SQ} \quad \text{con} \quad I_{SQ} = \frac{1}{2} n \mu C_{ox} U_T^2 \quad (4.11)$$

La relación entre la tensión $V_P - V_S$ y la carga q_s se define mediante la ecuación

$$\frac{V_P - V_S}{\phi_T} = q_S - 1 + \ln(q_S). \quad (4.12)$$

Análogamente, para el *drain* se define

$$\frac{V_P - V_D}{\phi_T} = q_D - 1 + \ln(q_D), \quad (4.13)$$

donde ϕ_T representa la tensión térmica, que es aproximadamente 26 mV a temperatura ambiente, y V_P corresponde a la tensión de *pinch-off* del canal dada por la ecuación 4.14

$$V_P \simeq \frac{V_G - V_T}{n} \quad (4.14)$$

Estas expresiones permiten obtener de manera implícita los valores de q_S y q_D , los cuales luego se emplean en el cálculo de la corriente de *drain*.

El modelo también incluye la definición de tres transconductancias relevantes. La transconductancia asociada al *drain* se expresa como

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

$$g_{md} = \frac{2I_S q_D}{\phi_T}, \quad (4.15)$$

y la asociada al *source* se define

$$g_{ms} = \frac{2I_S q_S}{\phi_T} \quad (4.16)$$

ambas representan las derivadas parciales de la corriente con respecto a las tensiones de *drain* y de *source*, respectivamente. A partir de ellas, se define la transconductancia total g_m , considerando el parámetro n , como:

$$g_m = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n}. \quad (4.17)$$

4.1.3. Elección del transistor y selección de la tecnología

La selección del transistor es crucial en el diseño del oscilador, ya que debe operar con voltajes de entrada extremadamente bajos (inferiores a 100 mV) y garantizar el arranque. Por ello, se eligieron transistores MOSFET con una tensión de umbral V_{t0} cercana o igual a cero (o ligeramente negativa). Esta característica minimiza la tensión de arranque, facilitando el inicio y sostenimiento de las oscilaciones en condiciones de alimentación reducida. En un oscilador Colpitts, el transistor actúa como elemento activo, proporcionando la ganancia necesaria para las oscilaciones. Además, un V_{t0} bajo permite operar en la región de inversión moderada con valores reducidos de V_{DS} , lo que es ideal para aplicaciones de ultra baja potencia.

Con este criterio, se seleccionó la tecnología XH018 de X-FAB, un proceso CMOS de 180 nm optimizado para aplicaciones de señal mixta y alta integración [72]. Esta tecnología permite la implementación de transistores MOSFET nativos como el NN3, con una tensión de umbral $V_{t0} \approx -0,1$ V. La XH018 ofrece módulos diseñados para dispositivos de baja tensión, alta velocidad y alta ganancia, lo que la convierte en una opción adecuada para osciladores de cosecha de energía. También ofrece un óxido de *gate* optimizado, que mejora la eficiencia de conmutación y minimiza las corrientes de fuga, con una tensión máxima de operación de 1,8 V [72].

4.1.4. Extracción de parámetros del transistor basado en el método g_m/I_D

La relación g_m/I_D permitirá extraer parámetros fundamentales del transistor como el voltaje umbral V_{t0} , el factor de pendiente n y la corriente específica I_s . Mediante la técnica basada en la interpolación de las curvas de corriente I_D y la razón $\frac{g_m}{I_D}$ en función de la tensión *gate-bulk*. Para llevar a cabo esta extracción, se utiliza el circuito auxiliar mostrado en la Figura 4.2.

La metodología consiste en fijar la tensión de *drain* en $V_D = 13$ mV $= \frac{\phi_T}{2}$ a 25°C, con el objetivo de operar el transistor en la región de triodo, tal como se justifica en [71]. En esta condición, para valores bajos de V_G , el transistor se

4.1. Modelo del transistor MOS

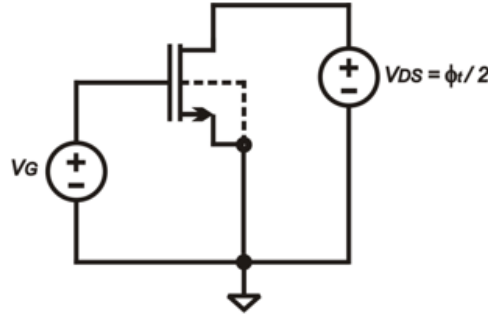


Figura 4.2: Diagrama del circuito utilizado para la extracción de parámetros.

encuentra en inversión débil y se cumplen las siguientes tres relaciones.

La razón máxima entre transconductancia y corriente se expresa como

$$\left. \frac{g_m}{I_D} \right|_{\max} = \frac{1}{n\phi_T}, \quad (4.18)$$

mientras que en el umbral de tensión V_{t0} , se cumple

$$\left. \frac{g_m}{I_D} \right|_{V_{t0}} = 0,531 \left. \frac{g_m}{I_D} \right|_{\max} \quad (4.19)$$

y por último, la corriente de *drain* en dicha condición se relaciona con la corriente de saturación como

$$I_D|_{V_{t0}} = 0,88I_S. \quad (4.20)$$

De este modo, mediante una simulación paramétrica respecto a la tensión de *gate*, es posible obtener las curvas de I_D y $\frac{g_m}{I_D}$ que permiten determinar los parámetros del transistor utilizando las expresiones anteriores. La Figura 4.3 ilustra este procedimiento.

4.1.5. Validación del modelo ACM para el transistor seleccionado

Con el objetivo de validar el modelo ACM para la tecnología utilizada, se realiza una simulación en el entorno Cadence. La validación tiene como fin asegurar que el modelo representa correctamente la tecnología, permitiendo así utilizarlo como base confiable para el diseño posterior. En particular, se evalúa si el transistor *nn3*, perteneciente a la tecnología XH018, cumple con el comportamiento previsto por el modelo ACM utilizando el método de extracción descrito en la Sección 4.1.4.

A partir del esquemático de la Figura 4.4 se realiza una simulación tipo *sweep* en voltaje, con el objetivo de obtener la curva de corriente de *drain* en función de la tensión de *gate*, $I_D(V_G)$. Por otro lado, utilizando las ecuaciones del modelo ACM presentadas en la Sección 4.1.2 y el procedimiento de extracción de parámetros

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

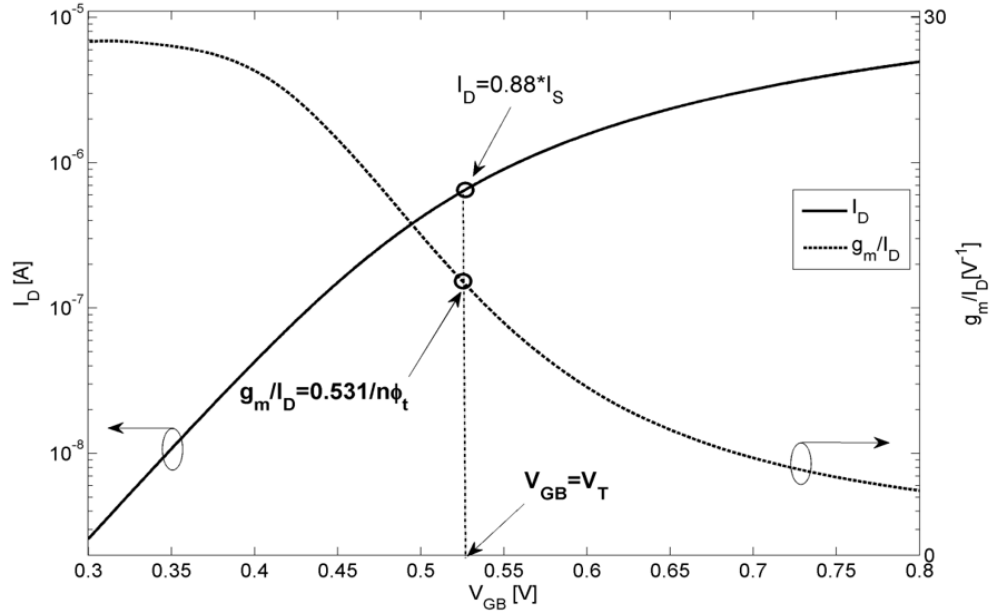


Figura 4.3: Interpolación de las curvas de corriente y $\frac{g_m}{I_D}$ para la extracción de los parámetros del transistor [71].

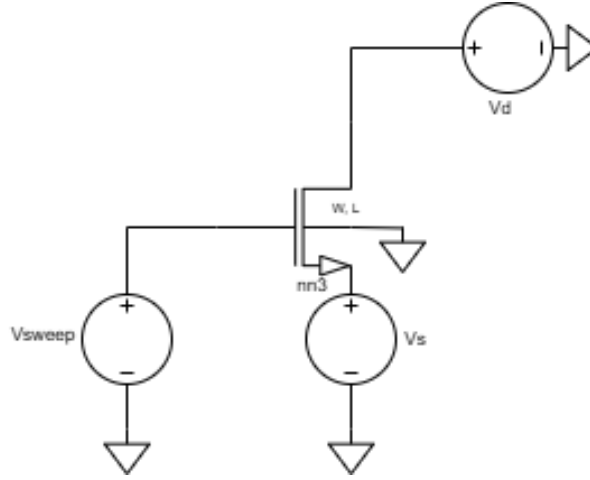


Figura 4.4: Circuito utilizado para la extracción de parámetros del transistor *nn3*.

del transistor I_S , V_{t0} y n detallado en la Sección 4.1.4, se implementa un método numérico que permite obtener la curva teórica de $I_D(V_G)$.

Este método, a partir de los valores de entrada I_S , V_{t0} , n y las tensiones V_P y V_S , calcula iterativamente un vector de corriente de *drain* y los voltajes de *gate* correspondientes. De esta forma, dadas las dimensiones del transistor W y L , se puede comparar el comportamiento del modelo teórico ACM con los resultados obtenidos mediante simulación. La Figura 4.5 presenta dicha comparación para dos transistores de dimensiones $400\text{ }\mu\text{m}/2\text{ }\mu\text{m}$ y $750\text{ }\mu\text{m}/2\text{ }\mu\text{m}$ respectivamente. Como

4.2. Modelo serie del resonador piezoeléctrico con resistencia de polarización

$$R_{DG}$$

puede observarse, si bien la aproximación no es extremadamente precisa, cabe destacar que el error que comete en la zona que trabajaría el transistor nos permitirá tener un margen más seguro, ya que la corriente en el modelo queda por debajo en corriente que la simulación en Cadence. En otras palabras, el modelo supone un peor caso a través de la sobre estimación de la corriente.

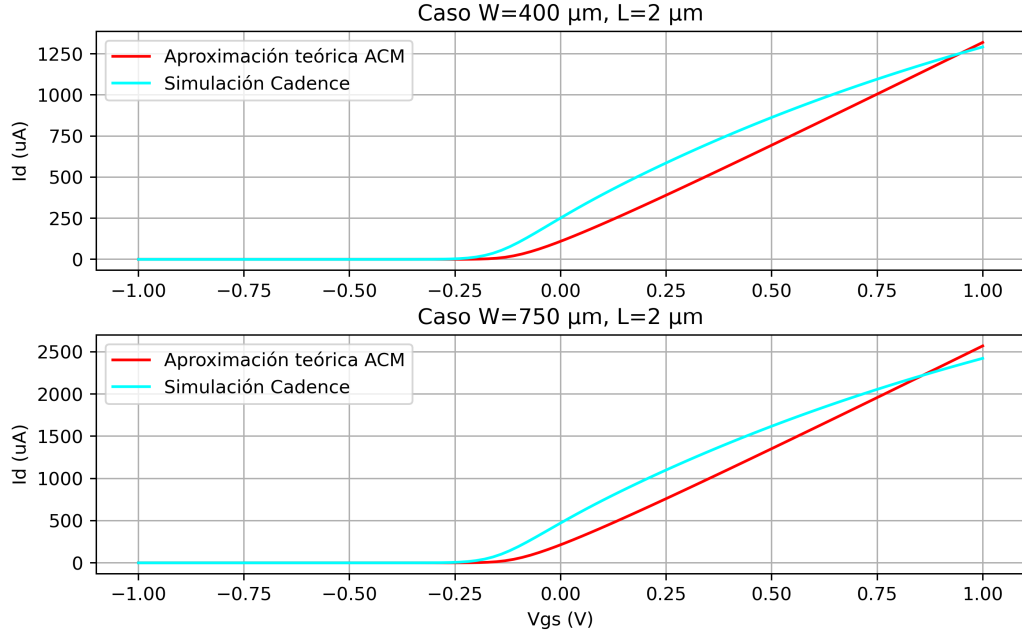


Figura 4.5: Comparación entre las curvas $I_D(V_G)$ obtenidas mediante simulaciones en Cadence y las predichas por el modelo teórico ACM para el transistor *nn3*. El primer gráfico corresponde a un transistor con dimensiones $W = 400 \mu m$ y $L = 2 \mu m$, mientras que el segundo muestra el caso de un transistor con $W = 750 \mu m$ y $L = 2 \mu m$.

4.2. Modelo serie del resonador piezoeléctrico con resistencia de polarización R_{DG}

Para polarizar un transistor NMOS es indispensable aplicar una tensión DC entre *gate* y *bulk*. En este trabajo, como fue definido en la Sección 3.1.6, el *gate* del transistor se polariza a través de una resistencia R_{DG} conectada en paralelo al resonador piezoeléctrico. En esta sección, se analiza el efecto de esta elección sobre la impedancia resultante del resonador piezoeléctrico.

Como se mencionó en la Sección 3.1.4, un resonador piezoeléctrico puede modelarse como la serie de C_m , L_m y R_m en paralelo con C_0 . Asimismo, dado un resonador piezoeléctrico, es posible hallar su función de transferencia y calcular sus componentes real e imaginaria, obteniendo así un modelo sencillo basado en una resistencia y una reactancia en serie dependientes de la frecuencia f . En la Figura 4.6, se muestra esto para un resonador piezoeléctrico de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$.

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

Se observa que, a una frecuencia fija, tenemos un valor de resistencia y reactancia determinado. Cabe destacar que este conjunto de parámetros del modelo no representa a un resonador real, sino que se emplea únicamente con fines ilustrativos para facilitar el análisis y la interpretación de los resultados.

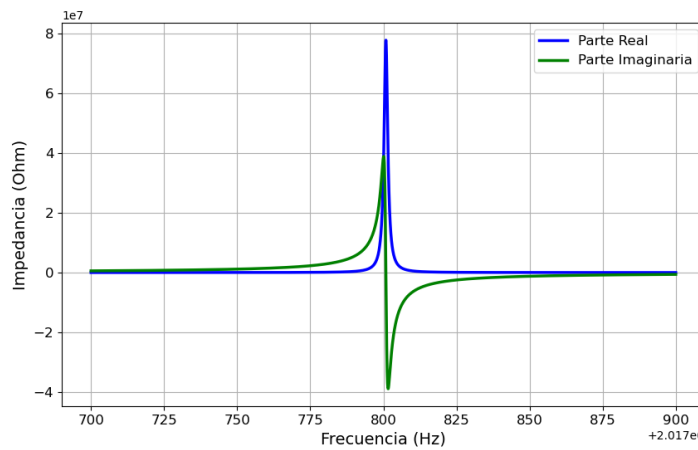


Figura 4.6: Parte real e imaginaria de la impedancia de un resonador piezoeléctrico de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$.

Con fines de análisis, resulta conveniente modelar el paralelo del resonador piezoeléctrico con la resistencia R_{DG} que conecta los terminales *drain* y *gate*, también como la serie de una resistencia y una reactancia dependientes de la frecuencia. En la Figura 4.7 se muestra cómo queda dicho modelo para el resonador piezoeléctrico de 2 MHz mencionado anteriormente y una R_{DG} de $1 \text{ M}\Omega$.

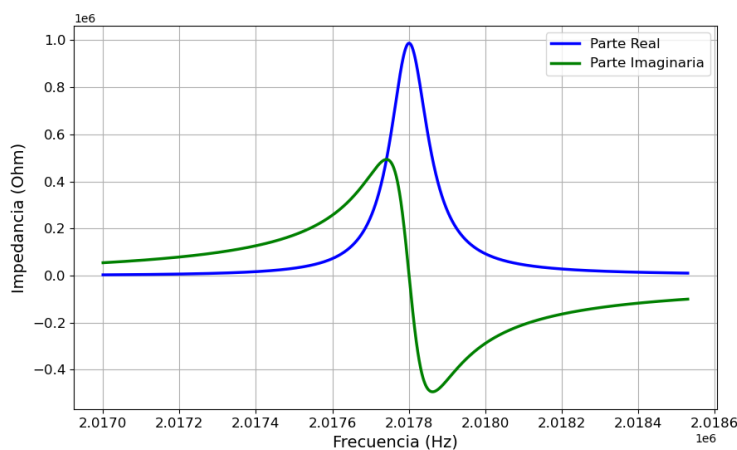


Figura 4.7: Parte real e imaginaria para un resonador piezoeléctrico de 2 MHz en paralelo con una resistencia R_{DG} de $1 \text{ M}\Omega$.

4.2. Modelo serie del resonador piezoeléctrico con resistencia de polarización

R_{DG}

Para futuros cálculos, fijaremos la frecuencia f y nos referiremos a la resistencia y la reactancia en serie como R_{ESR} y L_{ESR} , respectivamente. En particular, nos enfocaremos en la región donde la reactancia es inductiva. Se aprecia que el paralelo de R_{DG} con el resonador piezoeléctrico exhibe un módulo casi idéntico al del resonador en solitario. En concreto, el valor máximo de la parte real del resonador es de aproximadamente $80 \text{ M}\Omega$, y al añadir R_{DG} en paralelo aumenta hasta unos $100 \text{ M}\Omega$. De igual modo, la parte imaginaria alcanza sus picos en torno a $4 \text{ M}\Omega$ y $4,8 \text{ M}\Omega$, respectivamente.

La Figura 4.8 muestra el módulo de la impedancia total $|Z|$ del resonador piezoeléctrico en paralelo con R_{DG} , para distintos valores de esta última. Se observa que, a medida que R_{DG} aumenta, la impedancia total tiende a coincidir con la del resonador sin carga externa, conservando su comportamiento resonante característico. En cambio, para valores bajos de R_{DG} , el pico de impedancia en la frecuencia de antiresonancia disminuye, lo que indica una mayor disipación de energía en el sistema.

Además de la impedancia, también se indica el valor del factor de calidad Q , calculado para cada caso. Este factor se obtiene a partir de la frecuencia de resonancia f_r y el ancho de banda entre las frecuencias f_+ y f_- . Estas últimas son aquellas donde el módulo de la impedancia cae a $|Z_{min}|/\sqrt{2}$. Se estima entonces

$$Q = \frac{f_r}{f_+ - f_-}. \quad (4.21)$$

Los resultados muestran que el factor de calidad aumenta con R_{DG} .

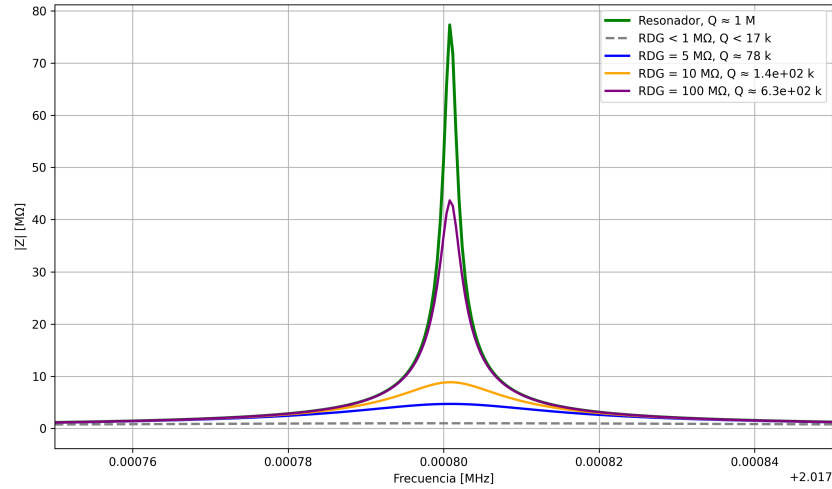


Figura 4.8: Módulo de la impedancia del resonador piezoeléctrico de 2 MHz modelado como: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$, comparado con el resonador en paralelo con distintos valores de R_{DG} , entre $1 \text{ k}\Omega$ y $100 \text{ M}\Omega$. Se indica también el valor del factor de calidad Q calculado a partir del ancho de banda.

4.3. Condiciones de arranque y de oscilación

El circuito oscilador a diseñar resulta equivalente en pequeña señal al de la Figura 4.9, en donde se modela el resonador piezoeléctrico y su resistencia paralela a través del modelo serie descrito en la Sección 4.2. Aplicando las leyes de Kirchhoff, es posible obtener una expresión para la impedancia vista por el resonador, cuando la frecuencia de trabajo es tal que el resonador actúa como un inductor. En este contexto, se cumple la siguiente relación

$$Z_x = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + R_s g_m + R_s j\omega(C_1 + C_2)}{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_s}. \quad (4.22)$$

La parte real de esta impedancia puede interpretarse como una resistencia negativa, concepto definido en la Sección 3.1.2, ya que toma valores menores a cero. En consecuencia, la condición necesaria para el arranque del oscilador queda establecida mediante la siguiente relación

$$-R_{NEG} = \frac{R_s^2 g_m C_2 - R_s C_1}{\omega^2 C_2^2 R_s^2 C_1 - C_1} > R_{ESR}. \quad (4.23)$$

Durante la oscilación se establece la siguiente igualdad

$$-R_{NEG} = R_{ESR}. \quad (4.24)$$

A partir de esta condición, se puede despejar el valor de $g_{m_{osc}}$, quedando definido mediante la siguiente expresión

$$g_{m_{osc}} = \frac{R_{ESR}(\omega_{osc}^2 C_2^2 R_s^2 C_1 + C_1) + R_s C_1}{R_s^2 C_2}, \quad (4.25)$$

donde ω_{osc} es la frecuencia angular en oscilación y dicho valor de transconductancia debe cumplir con las ecuaciones del modelo ACM.

De esta manera, las Ecuaciones (4.23) y (4.24) garantizan el cumplimiento de las condiciones de Barkhausen sobre la parte real del lazo definidas en la Sección 3.1.1.

Por otro lado, para cumplir con la condición sobre la parte imaginaria del lazo impuesta por el criterio de Barkhausen, se requiere que la parte imaginaria de la impedancia vista en régimen de oscilación sea igual a la parte imaginaria equivalente del modelo serie del resonador. Este requisito asegura que la parte imaginaria de la función de transferencia se anule. En consecuencia, se establece la siguiente condición de oscilación

$$\frac{1 + R_s g_{m_{osc}} + \omega_{osc}^2 R_s^2 C_1 C_2 + \omega_{osc}^2 R_s^2 C_2^2}{\omega_{osc} C_1 + \omega_{osc}^3 C_1 C_2^2 R_s^2} = \omega_{osc} L_{ESR}. \quad (4.26)$$

4.4. Estudio y validación del resonador piezoeléctrico

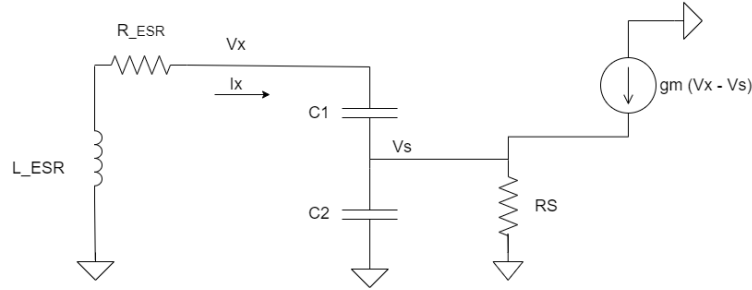


Figura 4.9: Modelo de pequeña señal del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico.

4.4. Estudio y validación del resonador piezoeléctrico

4.4.1. Procedimiento para la caracterización experimental

Para el diseño del oscilador Colpitts de este proyecto es necesario conocer el modelo teórico del resonador piezoeléctrico mencionado en la Sección 3.1.4. Por este motivo, se realiza una caracterización experimental de sus curvas de impedancia, incluyendo el módulo de su impedancia Z y sus componentes real e imaginaria, utilizando el circuito auxiliar de la Figura 4.10. Se conecta la impedancia a medir (denominada DUT, *device under test*), en este caso el resonador piezoeléctrico, en serie con una resistencia de valor conocido conectada a tierra. La medición se lleva a cabo utilizando un *Analog Discovery 2* (AD2) a través de la herramienta *Impedance* del software *WaveForms*. Para ello, la salida del generador de ondas (W1) y el canal 1 (C1) se conectan al primer borne del resonador piezoeléctrico, mientras que el canal 2 (C2) se conecta al borne de la resistencia. Esta configuración permite registrar las señales necesarias para el análisis.

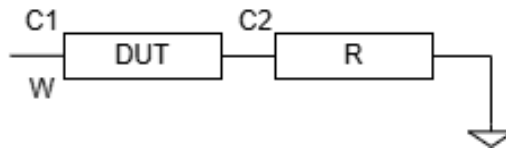


Figura 4.10: Circuito auxiliar para la medición de impedancia del resonador piezoeléctrico.

Para determinar los parámetros del modelo teórico del resonador piezoeléctrico, como la capacidad paralelo C_0 , la inductancia serie L_m , la capacidad serie C_m y la resistencia serie R_m , se analizan las curvas de impedancia obtenidas experimentalmente.

Las hojas de datos de los resonadores piezoeléctricos suelen proporcionar un valor máximo de C_0 , típicamente alrededor de 7 pF, como referencia inicial para el diseño. En este caso, C_0 se calcula midiendo la impedancia a baja frecuencia, donde los efectos de la rama serie (L_m , C_m y R_m) son despreciables, y aplicando la relación $C_0 = \frac{1}{2\pi f Z}$, donde f es la frecuencia y Z es la impedancia medida. Es

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

posible realizar esta aproximación porque $C_m (\approx fF) \ll C_0 (\approx pF)$ lo que implica, según la Ecuación (3.9), que la impedancia de la rama serie es mucho mayor que la impedancia de la rama paralela $\frac{1}{j\omega C_m} \gg \frac{1}{j\omega C_0}$ a baja frecuencia. De esta forma, la impedancia total se aproxima a $\frac{1}{j\omega C_0}$, despreciando el efecto de la rama serie.

Las frecuencias de resonancia y antiresonancia se identifican en función del módulo de la impedancia: la resonancia, donde $|Z|$ alcanza su mínimo, está dominada por la rama serie; mientras que la antiresonancia, donde $|Z|$ es máxima, incluye la contribución de C_0 en paralelo. A partir de estas frecuencias y la medición experimental de C_0 , se determinan los valores de L_m y C_m utilizando las Ecuaciones (3.10) y (3.11) del modelo eléctrico equivalente.

El cálculo de la resistencia serie R_m se basa en la resistencia en serie equivalente (ESR, por sus siglas en inglés), que representa la resistencia del resonador piezoeléctrico en la f_s . Las hojas de datos suelen proporcionar un valor máximo de ESR como referencia, y para determinar su valor experimentalmente, se mide el módulo de la impedancia en f_s , donde la impedancia alcanza su mínimo. En la configuración serie, el valor de R_m coincide directamente con el valor medido de ESR. Esto es razonable porque, en serie, la reactancia de C_m se anula con la de L_m , y C_0 es despreciable.

Sin embargo, si se incluye una capacidad de carga C_L (por ejemplo, en configuración paralela), la ESR se relaciona con la R_m según se define en [73], mediante la siguiente ecuación

$$ESR = R_m \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2. \quad (4.27)$$

Sería razonable suponer que la capacidad de carga del oscilador Colpitts de este proyecto puede estar determinada por las capacidades parásitas del sistema. Sin embargo, al analizar la Ecuación (4.27), se observa que valores pequeños de C_L incrementan el factor $(1 + \frac{C_0}{C_L})^2$, lo que conlleva a una reducción significativa del valor calculado de R_m en función de la ESR . Esta subestimación puede alejar los resultados del modelo respecto del comportamiento real del sistema. Por el contrario, si en el modelo se asume un valor de R_m superior al valor real del dispositivo, la condición de oscilación seguirá estando garantizada, ya que el sistema será analizado como si presentara una mayor pérdida. Esto implica que una sobreestimación de R_m no compromete la validez de las soluciones encontradas. Este aspecto se discutirá en mayor detalle en la Sección 4.4.3, donde se evaluará el impacto de estas aproximaciones sobre la caracterización experimental con resonadores piezoeléctricos reales.

Otra forma de determinar R_m es mediante el factor de calidad Q . El factor de calidad Q se puede calcular como

$$Q = \frac{w_s}{w_+ - w_-} = \frac{w_s L_m}{R_m}, \quad (4.28)$$

donde w_+ y w_- , conocidas como las frecuencias angulares cuadrantales, corresponden al valor de frecuencia angular cuando la impedancia vale $|Z_{min}|/\sqrt{2}$ [74] [75]. A partir de esta relación, es posible despejar R_m con la siguiente expresión

4.4. Estudio y validación del resonador piezoeléctrico

$$R_m = L_m(w_+ - w_-). \quad (4.29)$$

A la hora de realizar las mediciones del resonador piezoeléctrico, se debe prestar atención al hecho de que la impedancia del resonador puede ser muy elevada, lo que requiere dimensionar cuidadosamente la resistencia en serie auxiliar de la Figura 4.10: esta debe ser lo suficientemente grande para garantizar una medición precisa, pero no tan grande como para distorsionar la respuesta del sistema. En particular, si la resistencia es excesiva en relación con la impedancia del resonador en ciertas frecuencias puede afectar el comportamiento del resonador y alterar los resultados de la medición. Asimismo, el Analog Discovery 2 no está diseñado para medir con precisión en frecuencias extremadamente altas, como podría ocurrir si el resonador piezoeléctrico opera en el rango de decenas de MHz, lo que limita su aplicabilidad en esos casos. Para frecuencias más elevadas, pueden utilizarse analizadores de impedancia o instrumentos de laboratorio con mayor ancho de banda y precisión. Otro aspecto crítico es el efecto de las capacidades parásitas, presentes en los cables y conexiones, que pueden introducir errores significativos, especialmente en frecuencias elevadas o cuando la impedancia a medir es muy grande. Se mencionó previamente que C_0 suele tener un valor máximo de 7 pF; cualquier capacidad parásita, típicamente del orden de 1 – 5 pF en un montaje práctico, se sumaría a este valor, modificando el modelo real del resonador piezoeléctrico según lo presentado en la Sección 3.1.4. En una medición experimental sobre protoboard, se observó una capacidad parásita aproximada de 1,2 pF. En configuración paralelo, este efecto desplazaría la frecuencia de resonancia f_L , mientras que en serie, aunque f_S permanece teóricamente fija, un aumento no controlado de la capacidad efectiva podría reducir el factor de calidad Q .

En conclusión, la determinación del modelo eléctrico del resonador piezoeléctrico con el AD2 se puede realizar, pero es necesario tener en cuenta los diversos factores que afectan dicha medición mencionados anteriormente. Sin embargo, a pesar de estas limitaciones, se considera una buena aproximación para caracterizar el comportamiento del resonador piezoeléctrico en el contexto de este diseño.

La Tabla 4.1 muestra valores típicos para los componentes del modelo eléctrico de resonadores piezoeléctricos de distintas frecuencias.

Tabla 4.1: Parámetros eléctricos de cristales de cuarzo a distintas frecuencias.

Frecuencia	R_m (Ω)	L_m (H)	C_m (pF)	C_0 (pF)
32 kHz	40 k	4800	0.00491	2.85
280 kHz	1820	25.9	0.0126	5.62
525 kHz	1400	12.7	0.00724	3.44
2 MHz	82	0.52	0.0122	4.27
12 MHz	5	12 m	0.0145	4.35

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

4.4.2. Características requeridas para el diseño

El resonador piezoeléctrico a seleccionar para el diseño del oscilador Colpitts de este proyecto debe cumplir las Ecuaciones (4.23), (4.24) y (4.26), que garantizan el arranque y la oscilación en régimen del circuito. Un parámetro crítico en esta selección es la resistencia serie R_m , que toma valores que pueden variar desde menos de $1\ \Omega$ en cristales de alta frecuencia y baja pérdida, hasta varios de cientos o incluso miles de ohmios en resonadores de baja frecuencia o con pérdidas significativas. Este valor está influenciado por múltiples factores, como la frecuencia de operación, el tipo de corte del cristal, el tamaño físico y las condiciones de fabricación. En general, a mayor f_s , menor tiende a ser R_m , debido a la reducción de la resistencia mecánica equivalente [76].

Siguiendo el método descrito en la Sección 4.4.1, se determinaron los parámetros del circuito eléctrico equivalente a partir de un resonador piezoeléctrico seleccionado de un grupo de resonadores (que se analizarán en la próxima sección) que se cuentan físicamente, de frecuencia de resonancia serie 10 MHz. Se obtuvieron los siguientes parámetros: 10 fF, 6 pF, 25 mH, y $30\ \Omega$. A partir de estos parámetros, se analizó el comportamiento del cristal variando el valor de R_m en un rango de $5\ \Omega$ a $60\ \Omega$ con el fin de analizar su influencia en alguna de las condiciones del circuito. En las Figuras 4.11 y 4.12 se muestra cómo varía la parte real e imaginaria al modificar R_m .

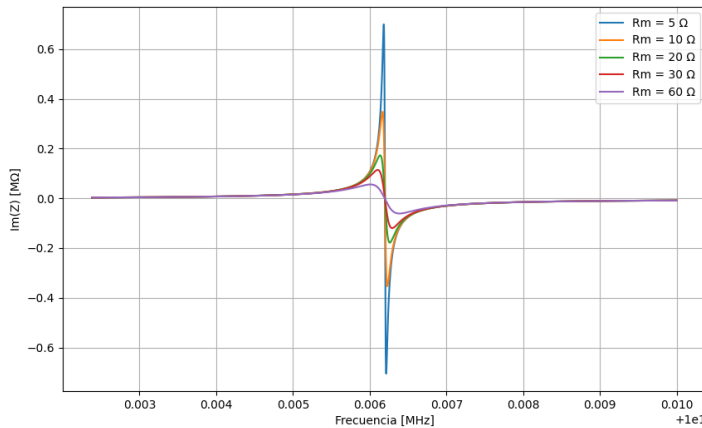
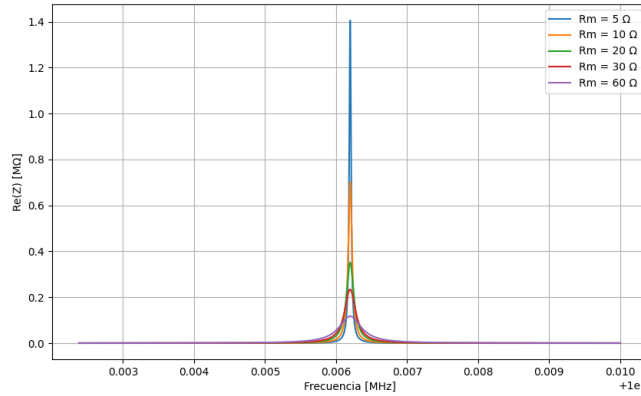


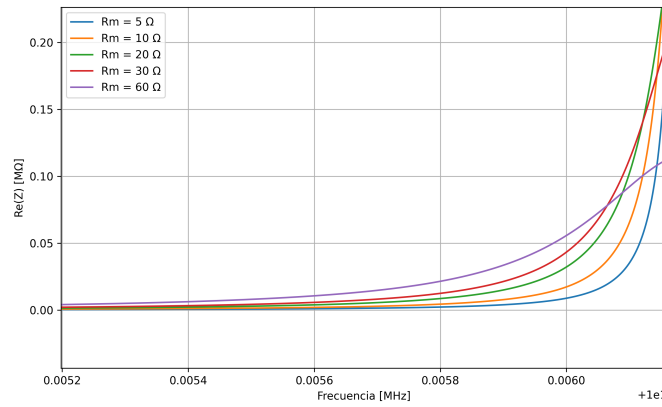
Figura 4.11: Parte imaginaria del resonador piezoeléctrico de 10 MHz para diferentes valores de R_m . Los resultados corresponden al modelo con $C_m = 10\ \text{fF}$, $C_0 = 6\ \text{pF}$, $L_m = 25\ \text{mH}$ y R_m variando entre $5\ \Omega$ a $60\ \Omega$.

Al examinar la parte real de la impedancia, en la Figura 4.12 (b), se observa que alrededor de f_s , donde $Z \approx ESR$, un R_m menor reduce la parte real de la impedancia. Esto facilita el cumplimiento de la condición de arranque ya que exige menos ganancia por parte del elemento activo. Esto a su vez, por la Ecuación (4.28), incrementa el factor de calidad Q , dando lugar a impedancias más altas en el pico de antirresonancia. Un mayor factor de calidad Q implica menores pérdidas

4.4. Estudio y validación del resonador piezoeléctrico



(a) Parte real del resonador piezoeléctrico para diferentes valores de R_m .



(b) Parte real del resonador piezoeléctrico para diferentes valores de R_m (con zoom).

Figura 4.12: Parte real del resonador piezoeléctrico de 10 MHz para diferentes valores de R_m . Estos resultados fueron obtenidos para el modelo con $C_m = 10$ fF, $C_0 = 6$ pF, $L_m = 25$ mHz y R_m variando entre 5Ω a 60Ω .

resistivas, lo que mejora la eficiencia y la precisión en frecuencia. Además, favorece la estabilidad, ya que la frecuencia de oscilación se mantiene constante incluso ante pequeñas variaciones del entorno. Sin embargo, un Q alto hace que el sistema tarde más en estabilizarse al arrancar o ante una perturbación.

En cuanto a la parte imaginaria, se observa que no hay grandes variaciones alrededor de f_s .

En conclusión, el valor del parámetro R_m del modelo del resonador piezoeléctrico impacta en el factor de calidad y en el cumplimiento de la condición de oscilación. A menor R_m , mayor es el factor de calidad Q , y menos exigente se vuelve la condición de arranque y oscilación sobre el elemento activo que compensa

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

dichas pérdidas, el transistor. Se apunta entonces a trabajar con frecuencias altas del orden de MHz con el objetivo de minimizar R_m , asegurando las condiciones requeridas.

4.4.3. Determinación de los parámetros del modelo eléctrico de resonadores piezoeléctricos comerciales

Se adquirieron resonadores piezoeléctricos comerciales con bajo R_m debido a su menor R_{ESR} , lo que facilita el arranque del oscilador como fue explicado en la Sección 4.4.2. Se seleccionaron nueve resonadores piezoeléctricos que abarcan un rango de frecuencias que van desde 2 MHz hasta 24 MHz, incluyendo modelos de montaje superficial (SMD) y otros diseñados específicamente para operación en resonancia serie. Los resonadores piezoeléctricos con especificación de resonancia serie nos permiten asegurar que el oscilador oscile a f_s , ya que el fabricante garantiza un funcionamiento óptimo en ese modo, a diferencia de los que son para uso paralelo.

En los resonadores piezoeléctricos SMD, la estructura pequeña con encapsulado cerámico y un cristal de menor espesor permite una reducción significativa de las pérdidas mecánicas, resultando en valores de $ESR_{\text{máx}}$ entre $10\ \Omega$ a $100\ \Omega$ [77].

En la Tabla 4.2 se muestra un resumen de los resonadores piezoeléctricos seleccionados, con sus parámetros más relevantes. A medida que aumenta la frecuencia, el valor máximo de ESR tiende a disminuir, y a su vez, este valor tiende a ser menor en los resonadores SMD.

Tabla 4.2: Parámetros eléctricos de los resonadores piezoeléctricos seleccionados.

Hoja de datos	f_r (MHz)	Tipo	C_L (pF)	$C_{p\text{máx}}$ (pF)	$ESR_{\text{máx}}$ (Ω)
[78]	2	Through-hole	Serie	7	500
[77]	4	SMD	18	7	40
[79]	4	Through-hole	Serie	7	100
[80]	8	SMD	18	7	15
[81]	10	Through-hole	30	7	30
[82]	10	Through-hole	Serie	7	30
[83]	12	SMD	18	7	15
[84]	24	SMD	18	7	10
[85]	24	Through-hole	Serie	7	20

Para obtener los modelos eléctricos de los resonadores piezoeléctricos seleccionados se siguió el método definido en la Sección 4.4.1. En la Tabla 4.3 se muestra un resumen de los resultados obtenidos para los parámetros de cada resonador piezoeléctrico, incluyendo f_s , f_p , $\Delta\omega = w_+ - w_-$, ESR , C_0 , C_m , L_m . También se incluye el cálculo de las dos versiones de la resistencia serie: R_{m1} , considerada como equivalente a la ESR, y R_{m2} , que se calcula a partir de la Ecuación (4.29). Posteriormente, se analizará el error en el modelo eléctrico comparando ambos

4.4. Estudio y validación del resonador piezoeléctrico

valores de R_m para evaluar la consistencia entre los métodos y su correspondencia con los datos obtenidos experimentalmente.

Tabla 4.3: Parámetros del modelo eléctrico obtenido experimentalmente para los resonadores piezoeléctricos comerciales seleccionados.

f_s (MHz)	f_p (MHz)	$\Delta\omega$ (MHz)	ESR (Ω)	C_0 (pF)	C_m (fF)	L_m (mH)	R_{m1} (Ω)	R_{m2} (Ω)
2	2.0013	0.0002	163.5	5.2	6.63	955.0	163.5	183.0
4	4.0019	0.0001	28.5	3.3	3.74	423.0	28.5	29.0
4	4.0034	0.0001	14.8	5.9	10.05	158.0	14.8	21.0
8	8.0063	0.0003	12.1	4.5	8.91	44.5	12.1	12.9
10	10.0106	0.0010	9.9	7.0	19.02	13.3	9.9	12.6
10	10.0143	0.0011	15.5	6.1	17.36	14.6	15.5	17.2
12	12.0074	0.0007	9.6	4.5	8.22	21.4	9.6	16.5
24	24.0235	0.0038	9.5	6.2	16.93	2.6	9.5	9.8
24	24.0338	0.0035	7.4	6.5	18.22	2.4	7.4	8.6

En la Tabla 4.4 se presentan los errores relativos del modelo teórico obtenido con respecto a los datos experimentales relevados, para cada resonador piezoeléctrico, calculados como $\frac{|Z|_{exp}-|Z|_{teo}}{|Z|_{exp}}$. Se realiza el análisis para ambos modelos de R_m , R_{m1} y R_{m2} .

Tabla 4.4: Errores relativos del modelo teórico del resonador piezoeléctrico y los datos experimentales para ambos valores de R_m .

f_s (MHz)	R_{m1} (Ω)	Error R_{m1} (%)	R_{m2} (Ω)	Error R_{m2} (%)
2	163.5	15.84	183	15.81
4	28.5	1.20	29.0	1.20
4	14.8	40.00	21.0	39.99
8	12.1	5.49	12.9	5.47
10	9.9	29.61	12.6	29.45
10	15.5	12.38	17.2	12.34
12	9.6	72.93	16.5	72.41
24	9.5	29.62	9.8	29.45
24	7.4	19.33	8.6	19.53

A partir de la Tabla 4.4, se observa que la diferencia entre los errores de los métodos R_{m1} y R_{m2} es mínima, siendo inferior al 0,06 % en general. Sin embargo, en la mayoría de los casos, los errores de R_{m1} son levemente mayores que los de R_{m2} . A pesar de esto, el método basado en ESR para determinar R_{m1} se considera más confiable. Esto se debe a que el valor de R_{m1} se obtiene directamente del módulo de la impedancia $|Z|$ en f_s , sin requerir estimaciones intermedias de parámetros como L_m o Q . Estos parámetros, que son necesarios para calcular R_{m2} , introducen incertidumbre adicional debido a su dependencia con múltiples parámetros como f_s , f_p , w_+ , w_- y C_0 .

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

Adicionalmente, es inconsistente con las propiedades físicas del resonador piezoeléctrico que el valor de R_m supere al del ESR, como ocurre en algunos casos con R_{m2} . Esta discrepancia en R_{m2} refuerza la preferencia por R_{m1} .

Respecto a los errores cometidos entre el modelo teórico y el experimental, se puede observar que estos varían entre el 1,2 % y el 73 %. Esta amplia variación muestra que, para algunos casos, el error es significativamente alto, lo que sugiere que el modelo no es completamente confiable en dichas situaciones. Sin embargo, a pesar de esto, el modelo proporciona una buena aproximación del comportamiento del resonador piezoeléctrico y resulta útil para la utilización práctica. Existen modelos más precisos que incorporan parámetros adicionales, como las pérdidas dieléctricas, la resistencia serie dependiente de la frecuencia, o incluso la dispersión acústica. Un ejemplo de esto es el modelo de Mason, en el que se considera el acoplamiento electroacústico mediante una red de transformadores ideales y elementos acústicos, permitiendo un modelado más completo del comportamiento eléctrico y mecánico del resonador piezoeléctrico. Este método es de gran utilidad para aplicaciones en donde la precisión del modelo es crítica [86]. Sin embargo, dado que dicho modelo implica una mayor complejidad matemática y computacional, en este proyecto, como se mencionó previamente, se trabaja con el modelo de Butterworth–Van Dyke (BVD).

En la Figura 4.13 se presenta una comparación entre los datos experimentales obtenidos para cada resonador piezoeléctrico y sus respectivos modelos teóricos.

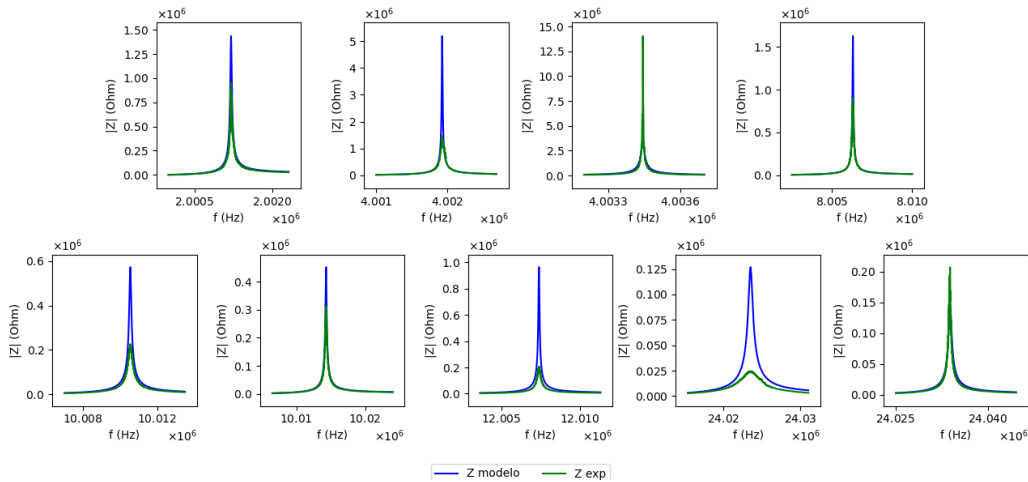


Figura 4.13: Comparación entre los datos experimentales y los modelos teóricos para cada uno de los resonadores piezoeléctricos analizados. Los gráficos están organizados en dos filas: en la primera fila se encuentran los resonadores correspondientes a 2 MHz serie, 4 MHz SMD, 4 MHz serie y 8 MHz SMD; y en la segunda fila, los de 10 MHz, 10 MHz serie, 12 MHz SMD, 24 MHz SMD y 24 MHz serie.

La comparación se realiza en torno a la frecuencia de antiresonancia para lograr una mejor visualización de las diferencias entre el modelo y los datos experimentales, ya que en la frecuencia serie ambos tienden a coincidir con mayor precisión. Es importante destacar que los errores reportados en la Tabla 4.4 abarcan un rango

4.5. Determinación del voltaje mínimo entre *drain-source*

amplio de frecuencias, desde la región cercana a la frecuencia serie hasta un poco después de la frecuencia paralela. Por esta razón, el pico de antiresonancia no tiene un peso significativo en el cálculo del error, ya que este se obtiene como un promedio sobre múltiples puntos. A pesar de las diferencias observadas, se puede notar que en todos los casos el modelo teórico logra seguir adecuadamente la tendencia de los datos experimentales. En general, se observa que los valores experimentales tienden a quedar ligeramente por debajo del modelo en el pico de resonancia, lo cual podría atribuirse a ciertas limitaciones, como la incapacidad del AD2 para registrar impedancias elevadas y el *step* utilizado.

4.5. Determinación del voltaje mínimo entre *drain-source*

La mínima tensión entre los terminales *drain* y *source* del transistor, que permite alcanzar una configuración en la que se cumplen las condiciones de oscilación, se determina a partir del modelo ACM. La expresión correspondiente para V_{DS} se expresa como

$$V_{DS} = \phi_T \ln \left(\frac{gm_s}{gm_d} \right) + \frac{\phi_T^2}{2I_S} (gm_s - gm_d). \quad (4.30)$$

El modelo también proporciona una relación entre la transconductancia total y sus componentes, representada por

$$g_m = \frac{gm_s - gm_d}{n}. \quad (4.31)$$

Al combinar estas expresiones con la desigualdad correspondiente a la condición de arranque de la topología en estudio, definida por la Ecuación (4.23), se obtiene una fórmula explícita para la tensión mínima V_{DS} necesaria para iniciar la oscilación. Dicha expresión queda dada por la ecuación 4.32 (Ver Apéndice B)

$$V_{DS_{\min}} = \phi_t \ln \left(\frac{R_{ESR} \omega^2 C_1 n C_2}{gm_d} - \frac{C_1 n R_{ESR}}{R_S^2 C_2 gm_d} + 1 + \frac{C_1 n}{R_S C_2 gm_d} \right) + \frac{\phi_t^2}{2I_S} \left(R_{ESR} \omega^2 C_1 n C_2 - \frac{C_1 n R_{ESR}}{R_S^2 C_2} + \frac{C_1 n}{R_S C_2} \right). \quad (4.32)$$

Esta formulación establece el umbral mínimo de tensión entre los terminales del transistor por encima del cual el circuito puede iniciar la oscilación en las condiciones impuestas por los parámetros del sistema.

4.6. Determinación de la amplitud de oscilación

Para determinar la amplitud de oscilación resultante se presentan dos caminos. Se pretende hallar un mecanismo que modele lo más fielmente posible la amplitud obtenida en simulaciones en régimen en Cadence. No se apunta a obtener un modelo exacto ya que, como se verá en la Sección 4.7, en el flujo de diseño se realizan

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

una serie de aproximaciones que dan lugar a leves desviaciones de las magnitudes obtenidas a través de simulaciones respecto a lo teórico.

Método 1 - Estimación a partir de la mínima tensión $V_{DS\text{mín}}$

Este método parte de la hipótesis de que el resonador piezoeléctrico tiene un alto factor de calidad Q . Debido a su alto Q se puede asumir que las oscilaciones generadas son sinusoidales, ya que todos los armónicos de corriente que no sean en la frecuencia fundamental se filtran. Esta hipótesis permite plantear la transferencia en pequeña señal entre las terminales de *gate* y *source* como

$$a = \frac{v_G}{v_S} = \frac{jw_{osc}C_1R_S + 1 + jw_{osc}C_2R_S + gm_{osc}R_S}{gm_{osc}R_S + jw_{osc}C_1R_S}. \quad (4.33)$$

Considerando esta relación, las tensiones instantáneas en los nodos del transistor se expresan como

$$\begin{aligned} v_d &= V_D \\ v_s &= V_S + \frac{A_g}{|a|} \cos \theta \\ v_g &= V_G + A_g \cos \theta \end{aligned} \quad (4.34)$$

donde A_g es la amplitud de oscilación del *gate*. El valor mínimo de tensión entre *drain* y *source* resulta ser

$$V_{dsmin} = V_D - V_S - \frac{1}{a}A_g. \quad (4.35)$$

Para esta arquitectura, el valor mínimo entre *drain* y *source* está definido por la Ecuación (4.32), presentada en la Sección 4.5. Por lo tanto, en el caso límite, el valor máximo de amplitud de oscilación está dado por

$$V_{osc} = (V_D - V_S - v_{dsmin})|a|. \quad (4.36)$$

Método 2 - Adaptación de ecuación presentada en [35] a Colpitts con resonador piezoeléctrico y R_S

Una segunda forma de estimar la amplitud de oscilación se basa en adaptar una expresión obtenida para un oscilador Colpitts tradicional con polarización inductiva, definida en [35]. En ese circuito, la tensión en el *source* es cero en DC debido a la presencia del inductor, mientras que en la arquitectura propuesta se emplea una resistencia para la polarización de ese nodo.

La expresión adaptada para esta topología resulta (Ver Anexo C)

$$V_{osc} = \frac{2I_{bias}}{Gm} \sqrt{\frac{(1 + w_{osc}^2 R_s^2 C_2 (C_1 + C_2))^2 + (w_{osc} R_s C_1)^2}{(1 + w_{osc}^2 R_s^2 C_2^2)^2}} \quad (4.37)$$

4.7. Método de diseño iterativo

donde $2I_{bias} = 2I_D$ es la corriente de DC por el transistor y Gm es la transconductancia de gran señal, que en oscilación será gm_{osc} , como se explica en la Sección 3.1.5.

4.7. Método de diseño iterativo

Dado que se trabaja a tensiones bajas y el V_{t0} del transistor *nn3* seleccionado es del entorno de los -100 mV, se concluye que la zona de operación del presente diseño corresponde a inversión moderada en zona triodo. Por este motivo, y dados los buenos resultados obtenidos en la Sección 4.1.5, se decide modelar el transistor *nn3* de acuerdo a las ecuaciones teóricas del modelo ACM. Para ello, se realizan dos simulaciones paramétricas en Cadence, que permiten obtener los parámetros del transistor n , V_{T0} e I_S en función de un conjunto de valores de W y L . Se definen quince valores de W entre $100\text{ }\mu\text{m}$ y 1 mm , y quince valores de L entre $1\text{ }\mu\text{m}$ y $10\text{ }\mu\text{m}$, obteniéndose las gráficas de la Figura 4.17. Los resultados se extraen en archivos de extensión *.csv* con la finalidad de ser accedidos desde un código implementado en Python que se encarga de llevar a cabo el método de diseño iterativo de la Figura 4.18. En el mismo se recorren los archivos *.csv*, logrando finalmente para cada W y L del transistor obtener el conjunto de parámetros de diseño R_S , C_1 y C_2 , que cumplen con las condiciones de oscilación y de arranque. Cabe destacar que dicho método se realiza fijando el resonador piezoeléctrico y la resistencia de polarización R_{DG} , y por tanto los parámetros de su modelo asociado. Los valores establecidos para el modelo eléctrico del resonador se presentan y se fundamentan más adelante en la Sección 4.9.

En primer lugar, el flujo de diseño comienza fijando los parámetros asociados al resonador piezoeléctrico y su resistencia paralela: L_m , R_m , C_m , C_0 y R_{DG} . En particular, se itera sobre un rango de R_{DG} definido de manera conveniente, según lo analizado en la Sección 4.2,

$$R_{DG_{\text{range}}} = [50, 10, 5, 2, 1, 0,7, 0,5, 0,1] \text{ M}\Omega.$$

En un segundo nivel, el flujo iterativo obtiene los parámetros I_S , n y V_{t0} asociados a las dimensiones del transistor de entrada. Con estos parámetros, y fijando valores para la tensión en el *gate* (V_G), *drain* (V_D) y *source* (V_S), es posible iterar para resolver las ecuaciones del modelo ACM. A través de las Ecuaciones (4.12) y (4.13) se hallan los valores de q_s y q_d para finalmente, a través de la Ecuación (4.10), calcular I_D . Luego, se puede calcular gm , gm_s y gm_d a través de las Ecuaciones (4.17), (4.16) y (4.15). La resistencia de polarización R_S se obtiene aplicando Kirchhoff con el resultado para la corriente I_D y el voltaje en el *gate* V_G preestablecido.

Es importante observar que, al fijar las tensiones de *drain* y *source* a valores concretos, se obtienen valores de g_m estáticos que dan lugar a las desviaciones respecto de los valores teóricos para la amplitud de oscilación mencionados en la Sección 4.6. Los valores de V_D y V_G están directamente asociados con la tensión

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

de alimentación del circuito, dado el análisis de DC del mismo. De esta manera, se fijan en el valor objetivo $V_{Dmin} = 40 \text{ mV}$. Por otro lado, si bien V_S se encontrará por debajo de la tensión de los restantes terminales, se desconoce inicialmente el valor exacto, por lo que el método recorre en su entrada un vector de posibles valores, definido como

$$V_{srange} \in [10^{-3}, V_{Dmin}] \text{ V.}$$

Es decir, a este nivel del diagrama de flujo, se recibe como entrada para V_S un vector de veinte valores linealmente espaciados, entre 1 mV y V_{Dmin} .

Con el objetivo de calcular la resistencia negativa R_{NEG} definida en la Ecuación (4.23), además de utilizar los resultados para gm y R_S obtenidos previamente, el flujo de diseño debe fijar valores para la frecuencia de oscilación f_{osc} , C_1 , C_2 .

En primer lugar, para definir la frecuencia de oscilación se itera sobre un total de cincuenta puntos equi-espaciados entre f_s y f_p , frecuencias serie y paralelo del resonador piezoeléctrico. La frecuencia efectiva a la que oscila el sistema influye directamente en la impedancia real e imaginaria del resonador piezoeléctrico en paralelo con R_{DG} , es decir, R_{ESR} y L_{ESR} . Estas últimas se calculan a partir de los parámetros del resonador y del valor de R_{DG} , como se detalla en la Sección 4.2. Finalmente, la frecuencia de oscilación también afectará otros componentes del circuito, como C_1 , C_2 y R_S .

En segundo lugar, para definir C_1 y C_2 se itera dentro de los rangos

$$C_1 \in [10^{-12}, 10^{-10}] \text{ F}, \quad C_2 \in [10^{-10}, 10^{-8}] \text{ F.}$$

Para cada combinación de parámetros fijos, se evalúa la condición de arranque del oscilador, que se cumple si la resistencia negativa generada por el circuito es mayor que la resistencia serie equivalente del resonador piezoeléctrico, incluyendo el efecto de R_{DG}

$$R_{NEG} > \gamma \cdot R_{ESR},$$

donde γ se define igual a 1,1 para tener un margen de al menos 10 %. Si esta condición se verifica, se procede a calcular el valor de g_{mosc} . Este resultado se aplica a la Ecuación (4.26), y se verifica que la parte inductiva vista por el resonador en paralelo con R_{DG} es lo suficientemente cercana a la parte imaginaria equivalente del mismo, es decir

$$\frac{|L - L_{ESR}|}{L} < \delta.$$

En caso de cumplirse ambas condiciones, se considera que se ha hallado una combinación útil de parámetros, por lo que se procede al cálculo de la amplitud teórica de oscilación. Dicha amplitud se utiliza para filtrar las soluciones encontradas según el rango de amplitud deseado.

Finalmente, la salida del método de diseño iterativo reúne los parámetros solución del oscilador Colpitts: W , L , C_1 , C_2 y R_S , así como la frecuencia de oscilación efectiva f_{osc} , L_{ESR} , R_{ESR} , R_{NEG} , inductancia vista, $amplitud_{m\acute{a}x}$, V_G , V_D y V_S .

4.7. Método de diseño iterativo

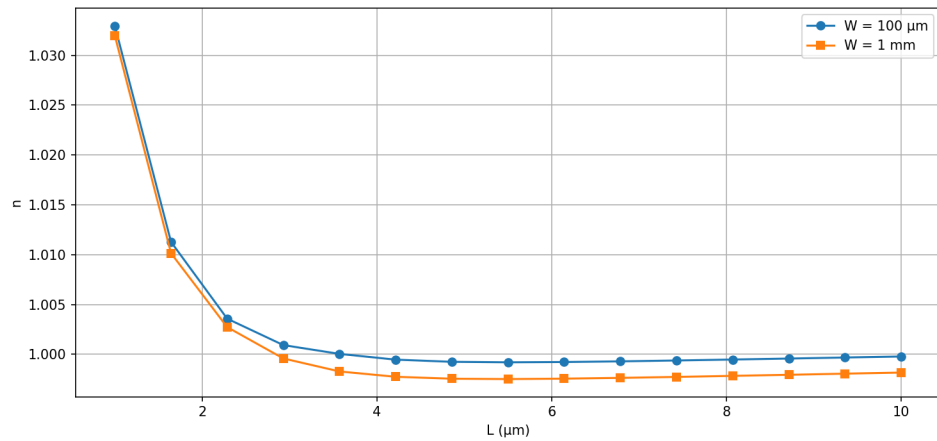


Figura 4.14: Resultados de n . Los valores para el interior del rango dado por $W \in (100, 1000) \mu\text{m}$, quedan delimitados por las curvas graficadas.

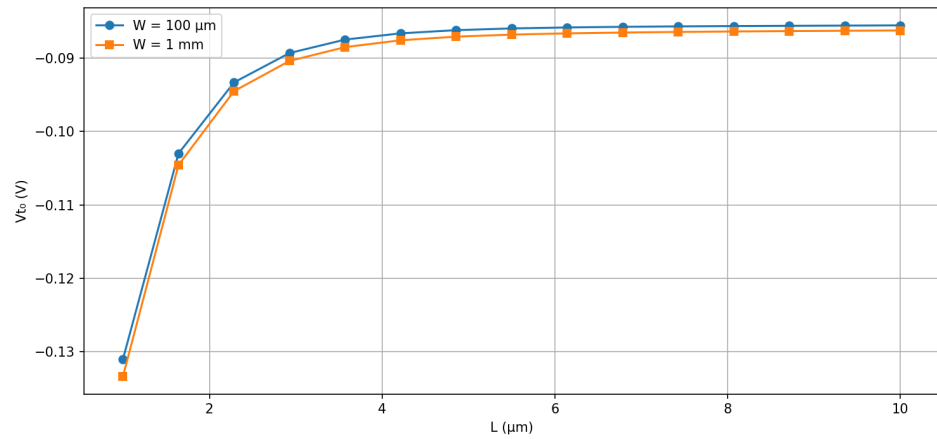


Figura 4.15: Resultados de V_{T0} . Los valores para el interior del rango dado por $W \in (100, 1000) \mu\text{m}$, quedan delimitados por las curvas graficadas.

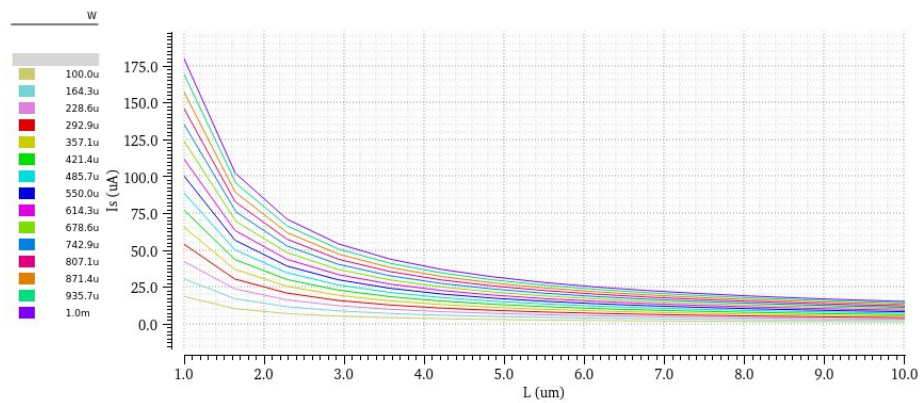


Figura 4.16: Resultados de I_S .

Figura 4.17: Variación de los parámetros del transistor MOS $nn3$ en función del largo de canal L para distintos valores de ancho W .

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

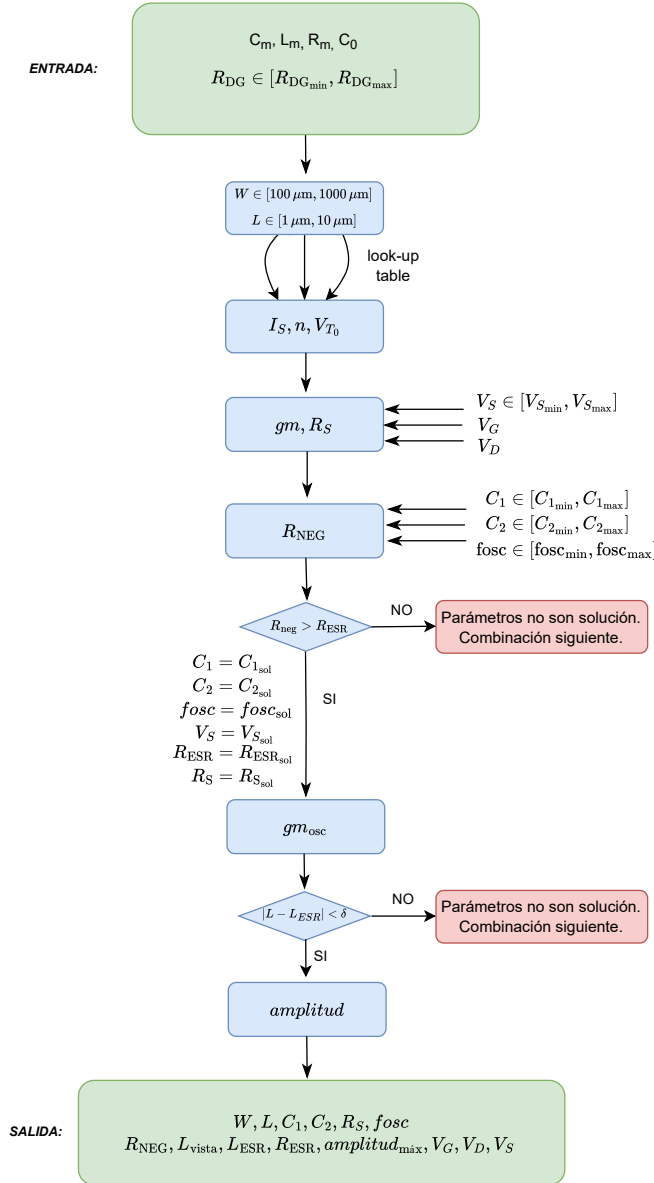


Figura 4.18: Flujo del método de diseño iterativo. El *loop* principal recorre una serie de archivos *csv* que contiene los parámetros del transistor para cada *W* y *L* relevado en Cadence. El método recibe en su entrada el modelo eléctrico de un resonador piezoeléctrico dado, y en su salida retorna los parámetros del circuito Colpitts que garantizan el cumplimiento de las condiciones de arranque y oscilación.

4.8. Validación de los métodos teóricos de cálculo de amplitud

Para validar los métodos de cálculo de amplitud de la Sección 4.6, se usó un resonador de ejemplo (Sección 4.2) únicamente con fines de análisis. Ambos métodos se contrastaron con simulaciones en Cadence según el flujo de la Figura 4.18. En la Figura 4.19 se presenta la distribución del error relativo, $\left| \frac{Amp_{teo} - Amp_{sim}}{Amp_{sim}} \right| \times 100$ mostrado en el eje horizontal, y la densidad de muestras en el eje vertical.

Se observa que la media de los errores, tanto en el caso de las soluciones obtenidas para 30 mV como para 40 mV, es bastante baja. En particular, para el caso de 30 mV, la media del error utilizando el *método 1* resulta ligeramente superior a la del *método 2*, mientras que en el caso de 40 mV ocurre lo contrario: el *método 2* muestra un error medio mayor. Lo recomendable debido a estos resultados experimentales es usar el *método 2* para valores de fuente DC de 30 mV y el *método 1* para 40 mV. Para la simulación de la Figura 4.19, se tomó en cuenta todas las soluciones encontradas con el script y se comparó una a una con las amplitudes obtenidas de Cadence, en concreto, para ambos valores de fuente se lograron un total de 191 soluciones aproximadamente, para 30 mV 131 soluciones y para 40 mV 60 soluciones.

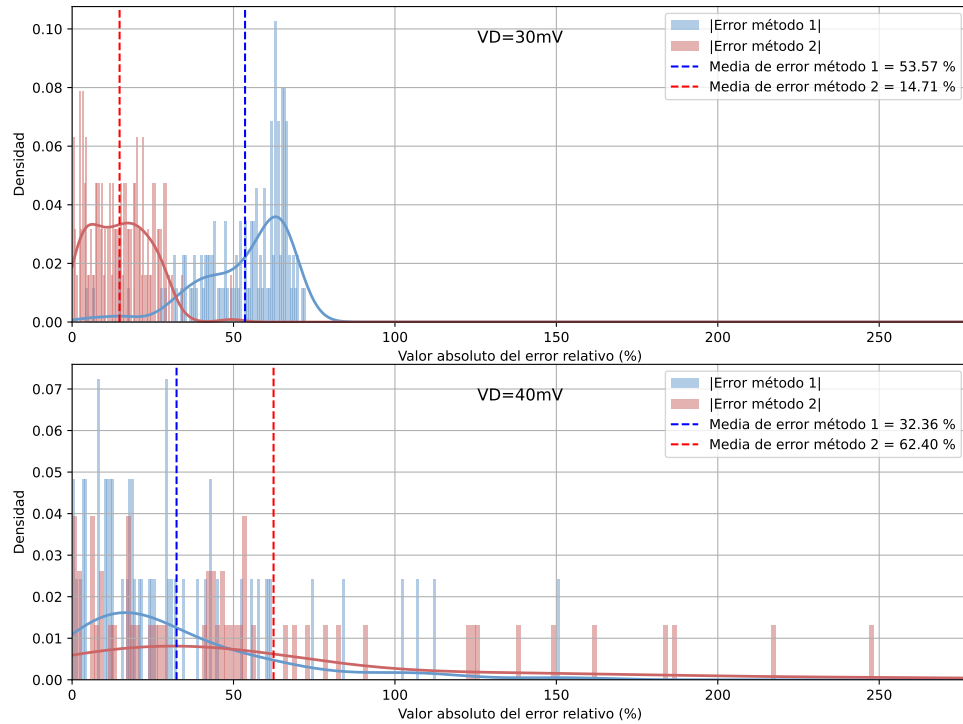


Figura 4.19: Comparación del error relativo en valor absoluto entre las amplitudes obtenidas mediante simulaciones en Cadence y las estimadas con ambos métodos teóricos. La evaluación se realiza para tensiones de alimentación de 30 mV y 40 mV, utilizando un modelo de resonador ideal con parámetros: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \text{ } \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$. Se considera un transistor con $W = 400 \text{ } \mu\text{m}$ y $L = 2 \text{ } \mu\text{m}$.

4.9. Selección del resonador piezoeléctrico y presentación de soluciones del Colpitts asociadas

Tras desarrollar un método de diseño para los parámetros del oscilador en la Sección 4.7, y luego de haber analizado los modelos eléctricos de resonadores piezoeléctricos comerciales y sus requerimientos para incorporarse al diseño en la Sección 4.4, esta sección incorpora la variación de la entrada del método de diseño iterativo asociada al resonador piezoeléctrico (parámetros de entrada C_m , L_m , R_m y C_0 en la Figura 4.18). El objetivo principal es determinar el resonador piezoeléctrico que optimiza el rendimiento del oscilador, considerando como criterios clave el voltaje mínimo de alimentación y la máxima amplitud de oscilación.

Si bien se simularon todos los modelos de resonadores, se muestra a continuación solamente los dos mejores resultados (resonadores de 4 Mhz) en la Tabla 4.5 y en la Tabla 4.6 (El resto se pueden visualizar en el Anexo D), junto con la amplitud pico obtenida en las simulaciones (V_{osc}) en Cadence. En particular, se presentan las soluciones que cumplen las condiciones de arranque y oscilación con el voltaje de alimentación mínimo (V_D), variando R_{DG} entre 500 k Ω y 10 M Ω . Las soluciones evaluadas corresponden a dos configuraciones dimensionales para el transistor: $W = 400 \mu\text{m}$, $L = 2 \mu\text{m}$ y $W = 750 \mu\text{m}$, $L = 2 \mu\text{m}$. Las mismas se seleccionan con el objetivo de minimizar el área ocupada por los transistores en el diseño. Aunque el valor mínimo definido por la tecnología para la longitud de canal es $L = 1 \mu\text{m}$, el fabricante no recomienda utilizarlo si se trabaja en ultra baja tensión. Por este motivo, se adoptó una longitud de canal de $L = 2 \mu\text{m}$.

Tabla 4.5: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 4 MHz SMD con V_D de 40 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} (M Ω)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	5.995	0.673	102.7	0.5	160
					1	280
					2	333
					5	375
					10	397
750.0	2.0	4.977	0.890	89.7	0.5	165
					1	264
					2	306
					5	321
					10	269

4.9. Selección del resonador piezoeléctrico y presentación de soluciones del Colpitts asociadas

Tabla 4.6: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 4 MHz serie con V_D de 40 mV.

W (μm)	L (μm)	C ₁ (pF)	C ₂ (nF)	R _s (Ω)	R _{DG} (M Ω)	V _{osc} (mV)
400.0	2.0	4.037	1.024	102.7	0.5	192
					1	336
					2	442
					5	527
					10	551
750.0	2.0	3.275	1.52	89.7	0.5	188
					1	306
					2	380
					5	435
					10	424

Analizando los resultados obtenidos, en primer lugar se observa que la **amplitud de oscilación tiende a disminuir con el incremento del ancho del transistor W**. Este comportamiento puede justificarse a partir de la Ecuación (4.37), donde se evidencia que el módulo de la amplitud es inversamente proporcional a $g_{m_{osc}}$. Dado que un mayor valor de W implica un aumento en la corriente I_S , se produce consecuentemente un incremento en $g_{m_{osc}}$, lo cual resulta en una reducción de la amplitud de oscilación.

En segundo lugar, en la mayoría de los casos, un **aumento en R_{DG} conduce a una mayor amplitud de oscilación**. Este comportamiento se explica por el hecho de que al incrementar R_{DG} , la impedancia del paralelo entre R_{DG} y el resonador se aproxima a la impedancia intrínseca del resonador. Como se discute en la Sección 4.2, esto favorece el cumplimiento de las condiciones de oscilación y resulta en un aumento del factor de calidad Q.

En tercer y último lugar, como se explica en la Sección 4.4.2, para lograr soluciones con un **voltaje de alimentación mínimo V_D reducido**, es fundamental que R_m sea lo suficientemente **baja**. Esto se puede evidenciar en el caso del resonador de 2 MHz, que presenta un valor de $R_m = 163,5 \Omega$ que resulta relativamente alto, permitiendo alcanzar un V_D mínimo de apenas 100 mV. Otro aspecto crítico a considerar es la **frecuencia de operación**, ya que a medida que **aumenta, disminuye la amplitud**. Este comportamiento puede justificarse a partir de la Ecuación (4.36), donde se observa que la amplitud disminuye a mayores valores de V_{DSmin} , y a su vez, por la Ecuación (4.32), implica un aumento en la frecuencia angular w .

Evalutando los diferentes resultados obtenidos, se optó por seleccionar los **resonadores de 4 MHz**, tanto la configuración serie como la SMD. Esta elección se basa en un compromiso entre amplitud de oscilación, requerimientos de voltaje mínimo de alimentación y precisión del modelo equivalente. Se observa que el resonador de 4 MHz en configuración serie, es el que presenta la mayor amplitud de oscilación, alcanzando un valor de 527 mV para la configuración de $W = 400 \mu m$, $L = 2 \mu m$ y $R_{DG} = 5 M\Omega$. Sin embargo, su modelo equivalente presenta un error del 40 %, según lo presentado en la Sección 4.4.3, lo que introduce una incertidum-

Capítulo 4. Diseño de Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico en ultra baja tensión

bre en la precisión de los resultados. Por otro lado, el resonador SMD de 4 MHz, ofrece una amplitud un poco menor, pero presenta un error del modelo equivalente de apenas el 1,2 %, lo cual garantiza una mayor confiabilidad.

4.10. Diseño del *layout* del transistor integrado

En la Figura 4.20 se muestra la implementación física del *layout* del transistor integrado. Se opta por una geometría cuadrada con el objetivo de optimizar la distribución espacial y favorecer la uniformidad en temperatura. Por ello, el transistor se implementa con 14 *fingers* de $29\mu\text{m}$ de ancho cada uno, y una longitud de canal $L = 2\mu\text{m}$.

Se realizó una organización funcional de los metales correspondientes a los terminales de *drain* y *source*, conectándolos adecuadamente a sus respectivos pines. El terminal del *gate* se unió mediante una sección de polisilicio y un pequeño contacto metálico al pin correspondiente. Finalmente, la conexión del *bulk* se realizó mediante una región de difusión (DIFF) con dopado tipo P (PIMP), asegurando un contacto correcto.

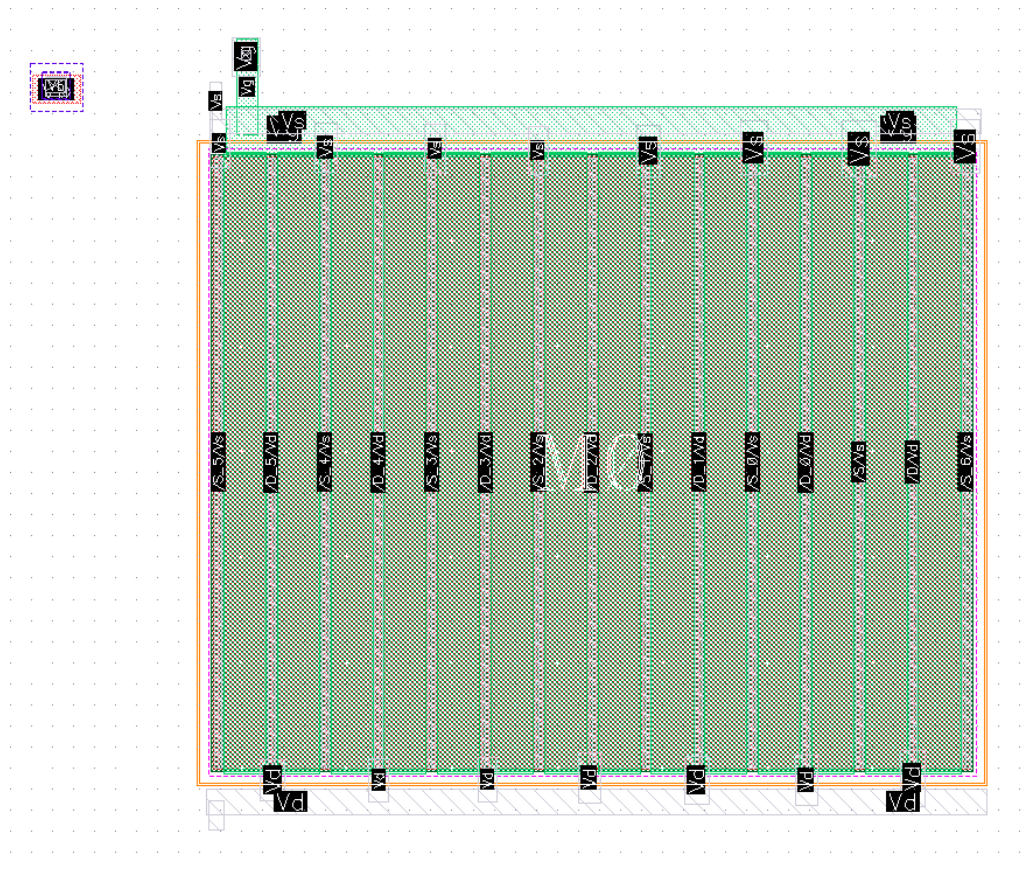


Figura 4.20: *Layout* del transistor *nn3* diseñado con 14 *fingers* de $29\mu\text{m}$ de ancho cada uno, y una longitud de canal $L = 2\mu\text{m}$.

Capítulo 5

Diseño del rectificador y análisis de impedancias vista en el *Cold-Start*

En este capítulo se presenta el diseño del rectificador basado en una topología Dickson implementada con diodos. Con el objetivo de garantizar el correcto funcionamiento del sistema oscilador con rectificador, se realiza un análisis detallado de las impedancias involucradas. En particular, se caracteriza mediante simulaciones la resistencia de entrada vista del rectificador, con el objetivo de estudiar la integración adecuada entre ambos bloques.

5.1. Diseño del rectificador

En esta sección se presenta el diseño de la etapa de salida que permite convertir la tensión oscilatoria generada en una alimentación de corriente continua. El rectificador presentado corresponde a un circuito Dickson con 10 etapas, implementado con diodos discretos. Este diseño está pensado para su montaje en circuito impreso, aunque las consideraciones y principios pueden trasladarse a un diseño integrado. La base teórica y fundamentos del rectificador Dickson se describen en la Sección 3.2.3.

5.1.1. Selección de diodos

La elección de los diodos para rectificar la señal oscilatoria cosechada, de amplitud pico a pico del orden de 1 V y frecuencia de 4 MHz, requiere cumplir con los siguientes criterios para asegurar un funcionamiento eficiente en condiciones de baja potencia:

- *Baja caída de voltaje directo* (V_γ): Diodos estándar como los de silicio presentan caídas cercanas a 0,7 V, valor excesivo para esta aplicación, ya que representa una pérdida significativa sobre una señal de solo 1 V_{pp} . Por tanto, se priorizan diodos con V_γ lo más bajo posible (por ejemplo, de germanio o Schottky).

Capítulo 5. Diseño del rectificador y análisis de impedancias vista en el Cold-Start

- *Baja capacitancia parásita:* Una capacitancia parásita elevada puede degradar el rendimiento del circuito a altas frecuencias al introducir pérdidas y limitar la velocidad de respuesta. Se requiere un valor bajo para maximizar la transferencia de carga entre etapas.
- *Alta velocidad de conmutación:* A frecuencias del orden de los megahercios (4 MHz en este caso), los tiempos de recuperación inversa deben ser mínimos para evitar ineficiencias o conducción no deseada.
- *Corriente directa baja:* Dado que el sistema opera en un régimen de muy baja potencia, no se requieren diodos capaces de manejar altas corrientes. Esto permite elegir dispositivos más pequeños y rápidos.
- *Tensión inversa adecuada:* La tensión inversa máxima del diodo debe ser superior a la máxima tensión inversa esperada en el circuito para evitar el riesgo de ruptura.

Teniendo en cuenta estos requisitos, se selecciona el diodo **1N5711**, un diodo Schottky que ofrece una caída de tensión directa típica de 0,41 V, a una corriente directa de 1 mA, capacitancia baja (en el orden de 2 pF), y tiempos de conmutación adecuados para aplicaciones en el rango de RF y baja potencia ¹. Asimismo, la corriente directa máxima es de 15 mA y la tensión inversa es de 70 V, por lo que soporta adecuadamente configuraciones de múltiples etapas.

5.1.2. Selección de capacitores

Para dimensionar los capacitores de bombeo C_{VD} , según la notación de [35], debe considerarse que el rectificador será implementado en PCB, lo que implica la presencia de capacidades parásitas. La capacitancia de unión de los diodos C_j y la introducida por las pistas C_P , se suman en paralelo a C_{VD} , reduciendo el voltaje transferido entre etapas. En consecuencia, la Ecuación (3.19) obtenida de [35] se ajusta para reflejar con mayor precisión este efecto

$$V_{out} = V_{dc} + N \left[\left(\frac{C_{VD}}{C_{VD} + C_P + 2C_j} \right) (2V_p - 2V_\gamma) \right] - \frac{NI_{DD}}{(C_{VD} + C_P + 2C_j)f_{osc}}. \quad (5.1)$$

Se estima un valor razonable de C_P del orden de algunos picofaradios y $C_j = 2$ pF, según el diodo seleccionado. Para que estas capacitancias resulten despreciables frente a las que almacenan y transfieren energía entre etapas, se elige $C_{VD} = 100$ pF, de un orden superior. Como el diseño se implementa sobre PCB y no en versión integrada, el tamaño del capacitor no representa una restricción, a diferencia de lo presentado en [35]. Finalmente, se selecciona un capacitor de salida de 4,7 nF y una cantidad de etapas $N = 10$.

¹El modelo SPICE utilizado en Cadence a efectos de las simulaciones se corresponde con el DL1N5711 de Diodes Incorporated y se define en un archivo scs como: model diode-schotky diode IS=315n RS=2.80 BV=70.0 IBV=10.0u CJO=2.00p M=0.333 N=2.03 TT=1.44n.

5.2. Análisis de impedancias vistas en el diseño *Cold-Start*

La impedancia vista hacia el rectificador, desde la salida del oscilador, juega un papel fundamental en el desempeño global del sistema *Cold-Start*. Esta impedancia representa la carga que el rectificador impone sobre la salida del oscilador, condicionando la amplitud y estabilidad de la señal oscilante. Un valor adecuado en esta impedancia es fundamental, ya que una carga demasiado baja puede reducir significativamente la tensión de salida del oscilador. Esto ocurre porque el rectificador, al estar conectado en paralelo con la resistencia interna R_{DG} del oscilador, modifica la carga total vista por éste, afectando tanto su punto de operación como la dinámica de la oscilación. Es importante recordar que, según lo concluido al final de la Sección 4.9, valores bajos de R_{DG} también disminuyen el factor de calidad Q del oscilador, lo que a su vez reduce la amplitud de la señal oscilante y puede comprometer la estabilidad del sistema.

Dado que el rectificador es un circuito no lineal, el análisis tradicional en pequeña señal alrededor de un punto de operación DC resulta insuficiente para caracterizar correctamente su comportamiento. En su lugar, es necesario utilizar técnicas que consideren la naturaleza periódica y dinámica del sistema, permitiendo evaluar la impedancia de entrada de manera precisa en el régimen operativo real. En este contexto, la combinación de análisis PSS (*Periodic Steady-State*) y PAC (*Periodic AC*) resulta especialmente útil.

5.2.1. Análisis PSS/PAC

En circuitos no lineales como el rectificador Dickson, el punto de operación no es estático ni constante, sino que varía periódicamente debido a la excitación de la señal oscilatoria. Por esta razón, el análisis tradicional en pequeña señal (*AC analysis*), que asume un punto de operación fijo en DC, no es aplicable para obtener la impedancia de entrada de manera precisa.

El análisis PSS permite determinar el punto de operación periódico estable del circuito. Esto significa que calcula la respuesta del sistema cuando ha alcanzado un estado estacionario periódico, considerando magnitudes que excitan el circuito en gran señal, como la señal oscilatoria aplicada al rectificador.

Una vez encontrado este punto de operación periódico, se realiza el análisis PAC, que evalúa la respuesta en pequeña señal alrededor de esta trayectoria periódica. El análisis PAC barre una banda de frecuencias, midiendo la respuesta del sistema en todas las bandas laterales relevantes, y así permite obtener parámetros como la impedancia de entrada en condiciones dinámicas reales.

Esta combinación PSS+PAC es fundamental para el estudio de circuitos con comportamientos no lineales y excitaciones periódicas, ya que proporciona una caracterización mucho más confiable del circuito, superando las limitaciones del análisis AC tradicional [87].

5.2.2. Validación del método PSS+PAC

Antes de aplicar el método PSS+PAC para calcular la impedancia de entrada del rectificador, es necesario validar su precisión y confiabilidad. Para ello, se compararon los resultados obtenidos mediante PSS+PAC con los obtenidos a partir del análisis AC tradicional en un circuito lineal, donde el análisis AC es plenamente aplicable. El análisis AC consiste en la extracción de las partes real e imaginaria de la impedancia a partir de la magnitud ($20 \log |V_T|$ en dB) y la fase.

Como circuito de prueba auxiliar basado en componentes lineales, se utiliza un resonador con una frecuencia de resonancia de 2 MHz, con el siguiente modelo eléctrico: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$. Se realizaron ambas simulaciones (análisis AC y análisis PSS+PAC) para extraer las partes real e imaginaria de la impedancia. Además, se contrastaron estos resultados con el modelo teórico del resonador, que incluye los parámetros inductivos y resistivos (L_{ESR} y R_{ESR}) calculados mediante un código en Python.

Las Figuras 5.1 y 5.2 muestran la comparación de la parte real e imaginaria de la impedancia obtenidas por ambos métodos y el modelo teórico. En ambas partes se observa una excelente concordancia entre los métodos, lo que valida la precisión del análisis PSS+PAC en condiciones lineales.

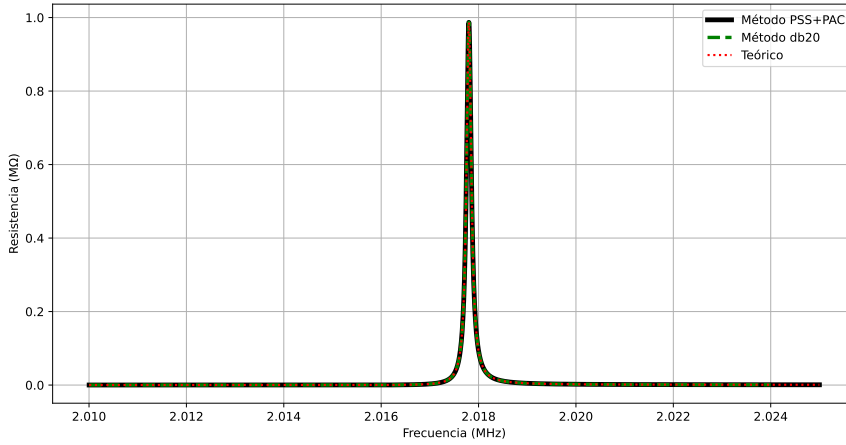


Figura 5.1: Comparación de la parte real de la impedancia del resonador obtenida mediante análisis AC, PSS+PAC y modelo teórico para un resonador de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$.

Para cuantificar esta precisión, se calcularon los errores relativos entre los métodos simulados y el modelo teórico. Los errores máximos registrados fueron inferiores a 0.02 %, demostrando que el método PSS+PAC es confiable para caracterizar la impedancia en sistemas con excitaciones periódicas.

5.2. Análisis de impedancias vistas en el diseño *Cold-Start*

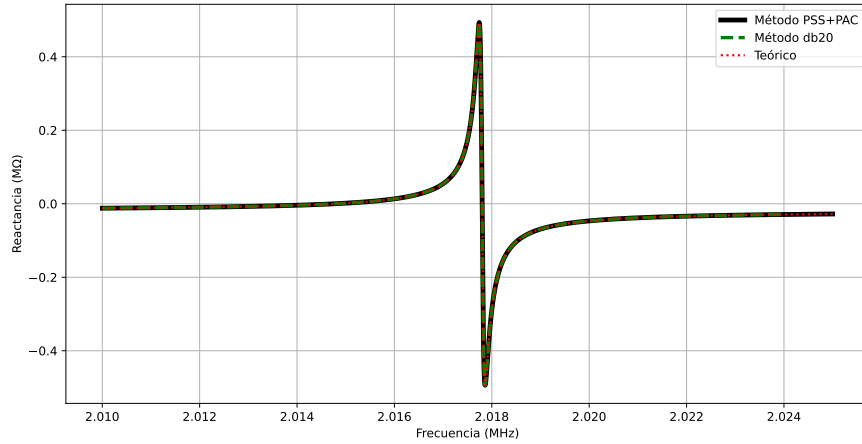


Figura 5.2: Comparación de la parte imaginaria de la impedancia del resonador obtenida mediante análisis AC, PSS+PAC y modelo teórico para un resonador de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012$ pF, $L_m = 0,52$ H, $R_m = 5 \Omega$ y $C_p = 4$ pF.

5.2.3. Simulación de la impedancia del rectificador Dickson diseñado

Con esta validación, se simula la impedancia de entrada del rectificador. Para ello, se configura una fuente oscilatoria con una amplitud de entrada de 500 mV, frecuencia de 4 MHz y un valor de DC de 40 mV y se mide la impedancia de entrada utilizando el método combinado PSS+PAC. Además, se establece un vector de resistencias de carga que varía entre 1 MΩ y 100 MΩ, mientras que el valor del capacitor de carga se fija en 4,7 nF, adoptado de [35] por simplicidad. El objetivo de este análisis es observar cómo varía la impedancia de entrada del rectificador en función de la carga conectada. En la Figura 5.3 se presenta la parte real, y en la Figura 5.4 la parte imaginaria obtenidas, que en conjunto definen la impedancia de entrada del rectificador.

Capítulo 5. Diseño del rectificador y análisis de impedancias vista en el *Cold-Start*

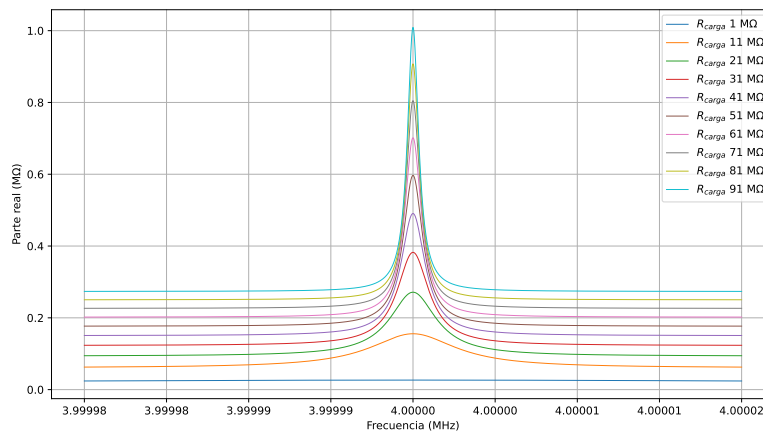


Figura 5.3: Parte real de la impedancia de entrada del rectificador.

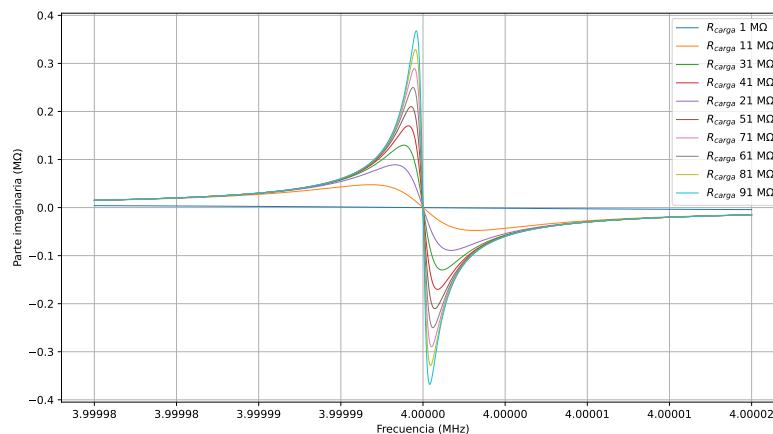


Figura 5.4: Parte imaginaria de la impedancia de entrada del rectificador.

Figura 5.5: Impedancia de entrada del rectificador Dickson de 10 etapas para distintas resistencias de carga.

Por otra parte, se extrajeron los valores de parte real e imaginaria a 4 MHz y se calcularon las impedancias equivalentes correspondientes para cada resistencia de carga, tal como se resume en la Tabla 5.1. Este análisis busca modelar la impedancia que experimenta el oscilador según la carga conectada al rectificador, y demostrar que distintos valores de carga resultan en impedancias de entrada diferentes, lo que impacta directamente en la tensión de salida cuando el rectificador se conecta al oscilador.

Como se observa en la Tabla 5.1, al conectar cargas resistivas de bajo valor, la tensión de salida del rectificador alcanza los valores más bajos, mientras que la corriente a través de la carga adquiere los valores altos. A medida que la resistencia

5.2. Análisis de impedancias vistas en el diseño *Cold-Start*

Tabla 5.1: Valores a 4 MHz de la impedancia de entrada del rectificador con $C_{out} = 4,7$ nF y variación de R_{carga} . Se incluyen las componentes real e imaginaria del modelo serie, así como las correspondientes conversiones al modelo paralelo. Además, se muestra la tensión de salida del rectificador y la corriente por la resistencia de carga. La última fila ("Vacío") corresponde al caso sin resistencia conectada, es decir, con $C_{out} = 4,7$ nF.

R Carga (MΩ)	Parte real (serie) (kΩ)	Parte imag. (serie) (Ω)	C_s (serie) (pF)	R_p (kΩ) Paralelo	C_p (fF) Paralelo	V_{rect} (mV)	I_R (nA)
1	26.6	-25.1	1580	26.6	1420	151	151
11	156	-56.8	701	156	93.2	474	43.1
21	271	-70.8	606	271	38.3	586	27.9
31	382	-74.4	562	382	20.2	655	21.1
41	491	-65.7	535	491	10.9	705	17.2
51	597	-77.1	516	597	8.60	747	14.7
61	702	-81.0	502	702	6.60	781	12.8
71	805	-79.3	482	805	4.90	808	11.4
81	908	-82.5	491	908	4.00	832	10.3
91	1010	-186	214	1010	7.30	853	9.40
Vacío	$6,80 \times 10^6$	-101	393	$6,80 \times 10^6$	0.00	1240	-

de carga incrementa, se observa un aumento progresivo en la tensión de salida y una disminución correspondiente en la corriente.

La impedancia de entrada del rectificador se conecta en paralelo con la resistencia R_{DG} y el capacitor C_p , en el contexto del circuito oscilador Colpitts. La componente imaginaria de dicha impedancia (modelada como una capacitancia en paralelo) no introduce un efecto significativo sobre el valor de C_0 debido a su orden. Por otro lado, la componente real de la impedancia equivalente (también en paralelo con R_{DG}) presenta valores superiores a $100 \text{ M}\Omega$, lo cual implica que su influencia sobre el valor efectivo de R_{DG} es prácticamente despreciable.

Se concluye entonces que el oscilador no se ve afectado significativamente por la impedancia que le impone el rectificador diseñado, y puede operar de manera estable dentro del rango de condiciones analizado.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 6

Simulaciones y análisis de resultados

6.1. Simulaciones y caracterización del oscilador Colpitts

6.1.1. Resultados del Colpitts: simulaciones pre y post-layout

En la Tabla 6.1 se presenta un resumen de las soluciones finales seleccionadas para el oscilador, conforme al análisis de la variación en la amplitud oscilatoria frente a distintos valores de R_{DG} , desarrollado en la Sección 4.9. Como se discutió en dicha sección, la solución con resonador serie y $R_{DG} = 5\text{ M}\Omega$ alcanza una mayor tensión oscilatoria, 527 mV, pero presenta mayor incertidumbre en el modelo eléctrico (40 %). En contraparte, la solución con resonador SMD y $R_{DG} = 5\text{ M}\Omega$ logra una amplitud a la salida de 375 mV, con una menor incertidumbre en el modelo eléctrico (1,2 %).

Tabla 6.1: Resumen de las soluciones seleccionadas para el diseño del oscilador Colpitts, obtenidas con una tensión de alimentación de 40 mV.

Hoja de datos	f_s (MHz)	Tipo	W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} (M Ω)
[77]	4.0	SMD	400	2	5.995	0.673	102.7	[0.5, 1, 2, 5, 10]
[79]	4.0	Through-hole	400	2	4.037	1.024	102.7	[0.5, 1, 2, 5, 10]

En la Figura 6.1 se muestra la simulación de la salida oscilatoria en régimen (*gate* del transistor) para los casos pre-layout (Simulaciones con el transistor seleccionado de la biblioteca de *Cadence*) y post-layout (Simulaciones con el transistor diseñado y sus parásitos) del transistor integrado, considerando el resonador serie.

En la Tabla 6.2 se muestra una comparación de las amplitudes obtenidas pre y post-layout para ambos resonadores de 4 MHz.

Como puede observarse en la Figura 6.1 y en la Tabla 6.2, la inclusión de los parásitos del layout impacta de forma significativa en la amplitud de oscilación del circuito, especialmente para valores bajos de R_{DG} . En particular, para $R_{DG} = 0,5\text{ M}\Omega$, la oscilación se ve completamente suprimida en ambos resonadores. A medida que R_{DG} aumenta, se logra recuperar la oscilación, aunque con una reducción

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

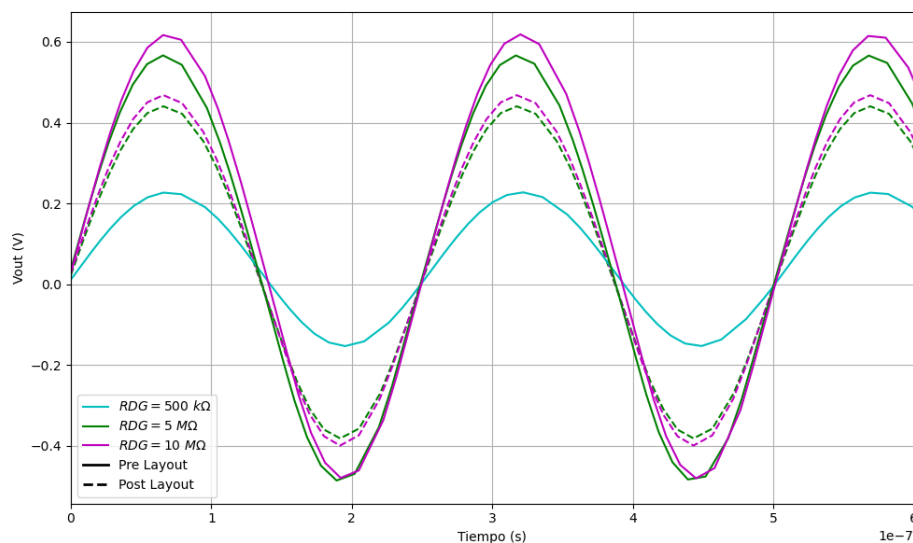


Figura 6.1: Comparación de la señal oscilatoria simulada en las etapas pre y post-layout, considerando como parámetro de ajuste el resonador piezoeléctrico de 4 MHz en configuración serie, variando R_{DG} entre 500 kΩ, 5 MΩ y 10 MΩ.

Tabla 6.2: Resumen de las soluciones seleccionadas para el diseño del oscilador Colpitts con resonador serie y SMD, obtenidas con una tensión de alimentación de 40 mV. Se presenta la amplitud pre y post-layout para distintos valores de R_{DG}

R_{DG} (MΩ)	Amplitud pre-layout resonador SMD (mV)	Amplitud post-layout resonador SMD (mV)	Amplitud pre-layout resonador serie (mV)	Amplitud post-layout resonador serie (mV)
0.5	160	0	192	0
1	280	226	336	258
2	333	275	442	338
5	375	311	527	401
10	397	321	551	430

notable en la amplitud respecto al caso pre-layout. Este comportamiento resalta la sensibilidad del oscilador a los efectos parásitos del diseño físico y la importancia de considerar estos elementos al realizar el diseño.

6.1.2. Determinación del voltaje mínimo de alimentación para oscilación

Para determinar la tensión mínima de alimentación que permite la oscilación del circuito, se utilizaron los dos resonadores de 4 MHz mencionados en la Sección 6.1.1, analizando dos valores de R_{DG} : 1 MΩ y 5 MΩ. La tensión en el nodo de alimentación *drain* (V_D) se varió desde 10 mV hasta 40 mV, en incrementos de 5 mV. En la Figura ?? se muestra la evolución de la amplitud en el terminal de *gate* en función de V_D para ambos valores de R_{DG} , utilizando el resonador de 4 MHz SMD y serie (through hole), respectivamente. Los resultados fueron obtenidos a

6.1. Simulaciones y caracterización del oscilador Colpitts

partir de simulaciones con el transistor extraído del layout, y se representa la amplitud pico de la señal en cada caso.

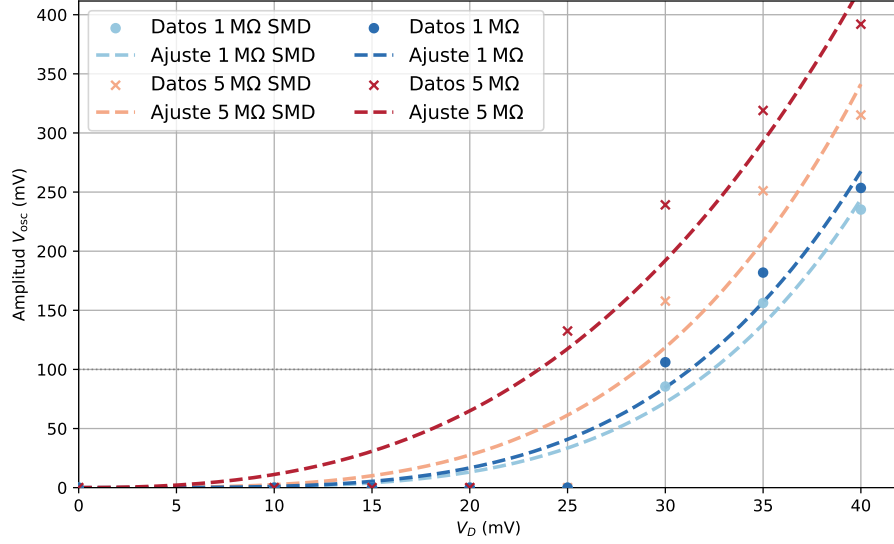


Figura 6.2: Amplitud de oscilación obtenida mediante simulación en Cadence, y ajustada por mínimos cuadrados, para el resonador SMD y serie de 4 MHz, variando V_D entre 10 mV y 40 mV, con R_{DG} igual a 1 MΩ y 5 MΩ.

Se puede observar que la tensión mínima de alimentación para la cual se alcanza la oscilación en el caso del resonador de 4 MHz SMD es de aproximadamente 30 mV, obteniendo una amplitud pico de señal en el *gate* levemente mayor a 150 mV para $R_{DG} = 5$ MΩ. En el caso del resonador de 4 MHz serie, la oscilación se logra a partir de 25 mV, con una amplitud inferior a 150 mV para el mismo valor de R_{DG} .

6.1.3. Corners y Montecarlo

Para evaluar la variación de la tensión de salida frente a cambios de proceso, se simularon distintos *corners* en Cadence (variaciones extremas en el transistor respecto a sus parámetros, debido al proceso de fabricación), cuyas configuraciones se resumen en la Tabla 6.3. En estos *corners*, las opciones *Fast* y *Slow* para los transistores se interpretan principalmente como variaciones en los parámetros V_T y μC_{ox} : *Fast* implica una disminución de V_T y un aumento de μC_{ox} , mientras que *Slow* representa el caso opuesto. Si bien en la práctica varían muchos más parámetros, estos dos son los más representativos desde un enfoque teórico. En cuanto a las resistencias y capacidades parásitas del transistor, los valores *Low* y *High* indican una disminución o aumento, respectivamente, respecto al valor típico (*Typical*).

En nuestro caso solo importa el comportamiento del transistor NMOS y sus capacidades parásitas, y de las combinaciones posibles se eligieron las de la Tabla 6.4, para reducir tiempos y memoria de simulación.

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

Tabla 6.3: Configuración de los corners en Cadence.

Caso	NMOS	PMOS	Capacitancia
Typical (Typ)	Typical	Typical	Typical
Worst-case power condition (wp)	Fast	Fast	Low
Worst-case speed condition (ws)	Slow	Slow	High
Worst-case one condition (wo)	Fast	Slow	–
Worst-case zero condition (wz)	Slow	Fast	–

Tabla 6.4: Configuración de los corners en Cadence.

	NMOS	Capacitancia
Worst power	wp	wp
Worst speed	ws	ws
Worst one	wo	typ
Worst zero	wz	typ

En la Figura 6.3 se muestran los resultados de las simulaciones para cada configuración de corner, registrando la tensión pico de salida a los 150 ms de evolución. Este instante permite determinar si el circuito oscila sin esperar a la amplitud definitiva y, al mismo tiempo, reduce el uso de memoria y tiempo de cálculo, dado que cada simulación ocupa un espacio considerable. De este modo, el análisis se centra en las variaciones iniciales de la respuesta según el *corner* aplicado, en lugar de en los valores en régimen de oscilación. Para las simulaciones se tomó el resonador de 4 MHz en configuración serie y una resistencia R_{DG} de 1 MΩ. Cabe destacar que todos los resultados fueron obtenidos utilizando el layout completo del transistor, incluyendo el modelo parasitario extraído del diseño físico.

Para analizar el efecto de los distintos corners, se evaluaron las condiciones de arranque, oscilación y amplitud. Concretamente, a través de las Ecuaciones (4.23), (4.26) y (4.37), presentadas en las Secciones 4.3 y 4.6. En resumen, se cumple:

$$C'_p = C_p + C_{gd}, \quad C'_1 = C_1 + C_{gs}, \quad C'_2 = C_2 + C_{sb},$$

$$V_{osc} \propto \frac{1}{g_{m_{osc}}}, \quad f_{osc} \propto \frac{1}{\sqrt{C}},$$

Por lo tanto, el aumento o disminución de las capacidades parásitas se traducirá a un aumento o disminución de las capacidades C_p , C_1 y C_2 del circuito oscilador.

- **Worst Power vs. Típico:** No se observa oscilación. En este caso, el aumento de μC_{ox} y la disminución de V_T implican, según las ecuaciones del modelo ACM, un incremento en g_m . Esto provoca una reducción en la amplitud de oscilación V_{osc} . Como se muestra en la Figura 6.3, aunque se cumple la condición de arranque, el circuito no logra mantener la oscilación. Esto puede deberse al incremento de g_m junto con la disminución de las capacidades y el aumento de la frecuencia, lo cual modifica el valor efectivo de L_{ESR} , junto a la disminución de la amplitud provoca un des-balance de la igualdad necesaria para cumplir la condición de oscilación.

6.1. Simulaciones y caracterización del oscilador Colpitts

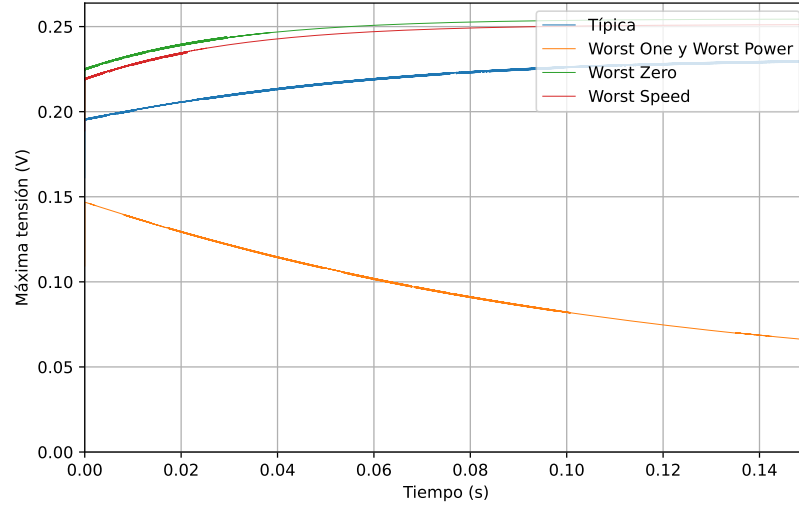


Figura 6.3: Evolución de la tensión máxima de salida del oscilador bajo diferentes configuraciones de *corners*, descritas en la Tabla 6.3. Las simulaciones se realizaron utilizando el resonador de 4 MHz serie, con $R_{DG} = 1 \text{ M}\Omega$.

- **Worst Speed vs. Típico:** El circuito presenta oscilación con mayor amplitud respecto al caso típico. La reducción de g_m incrementa V_{osc} , y aunque las capacidades aumentan y la frecuencia se reduce, esto solo produce una leve reducción en la amplitud, en el balance de ambos efectos perdura el que incrementa la amplitud.
- **Worst One vs. Típico:** El circuito no oscila. Aunque en este caso se verifica el arranque, no se logra sostener la oscilación. A diferencia del caso Worst Power, aquí solo aumenta g_m , lo que no solo reduce la amplitud de oscilación, sino que también puede impedir que se cumpla la igualdad en la condición de oscilación. Un g_m suficientemente alto puede incrementar L_{ESR} , alejando al sistema del punto resonante.
- **Worst Zero vs. Típico:** Se observa la mayor amplitud de oscilación entre los cuatro casos. En este corner sólo se reduce g_m , lo que incrementa V_{osc} . Como el resto de los parámetros se mantiene en valores típicos, no hay degradación adicional que limite la amplitud, a diferencia del caso Worst Speed. Además, se verifica que el circuito arranca y oscila correctamente, lo que sugiere que el balance entre g_m y las capacidades permite que la condición de oscilación se mantenga cercana a su igualdad teórica.

Por otro lado, para la variación más completa y aleatoria de los parámetros, se simuló un Montecarlo de 200 puntos, con el fin de obtener una estadística de la variación de la amplitud de salida. Los 200 puntos no son completamente representativos de las variaciones, pero en un afán de reducir los tiempos de procesamiento,

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

se decidió simular esa cantidad de puntos. Se busca visualizar los extremos a los que podría llegar el proceso de fabricación, en cuanto a su influencia sobre la amplitud de oscilación. En la Figura 6.4, se aprecia la simulación de MonteCarlo para el resonador de 4 MHz serie, con una R_{DG} de 1 M Ω y 40 mV de fuente DC.

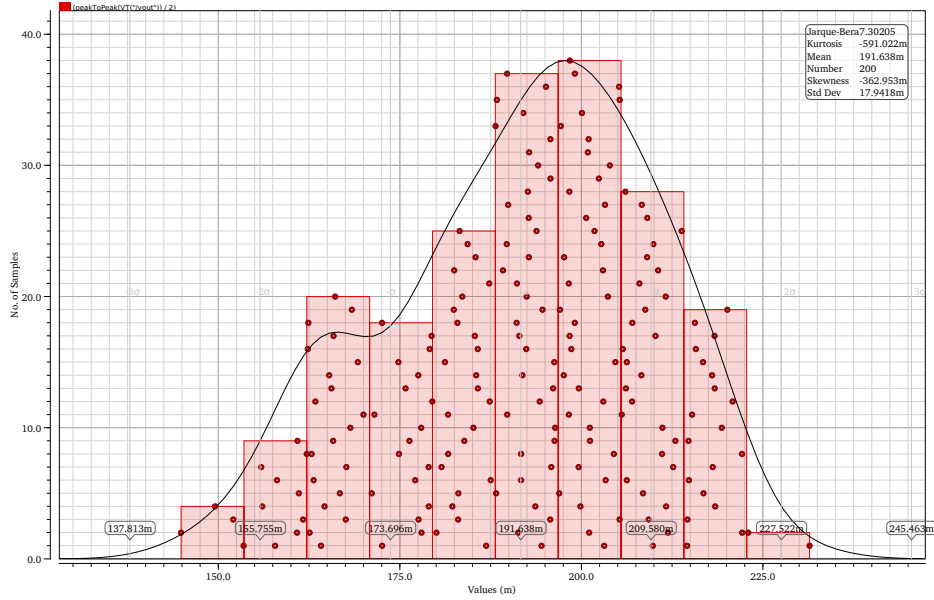


Figura 6.4: Simulación de la amplitud de salida estadística en un Montecarlo, con fuente dC de 40 mV, y con el resonador de 4Mhz serie.

De la Figura 6.4 se extrae que la media de la amplitud de salida del oscilador es 192 mV y las variaciones entre -3σ y 3σ , son 138 mV y 245 mV respectivamente, con un $\sigma = 17,9$ mV, lo que indica una variación esperada respecto al valor medio de entre 72 % y 127 %. Estos valores, se tienen que tener en cuenta a la hora de considerar las amplitudes del oscilador, en términos de en que rango se esperar que esté la amplitud con el transistor diseñado.

6.1.4. Simulación del Oscilador Colpitts alimentado por Celda Solar

En esta sección se muestran los resultados simulados del sistema completo del oscilador Colpitts, alimentado por la celda solar modelada en condiciones de baja irradiancia, y compatible con una potencial aplicación subcutánea tal como se detalló en la Sección 2.3.2. Para esta simulación se considera el modelo del resonador SMD con $R_{DG} = 5$ M Ω de la Tabla 6.1.

En primera instancia, se observa que el comportamiento no lineal del oscilador implica que alterna entre consumir mucha y poca corriente a lo largo del ciclo, a la vez que requiere una tensión de alimentación estable. Es en este contexto que el transistor alcanza el punto de polarización adecuado y la realimentación es suficiente para sostener las oscilaciones. Para que la celda modelada sea capaz

6.1. Simulaciones y caracterización del oscilador Colpitts

de cumplir con ese requerimiento se coloca un capacitor C_{in} de valor $1\mu\text{F}$ entre la entrada del oscilador y tierra, como muestra la Figura 6.5. El capacitor actúa entonces como una reserva temporal de carga. Cuando el oscilador demanda más corriente de la que la celda puede entregar instantáneamente, el capacitor libera esa carga momentáneamente, estabilizando la tensión. Se selecciona el capacitor en ese valor ya que es capaz de almacenar suficiente reserva de energía sin volverse lento en su proceso de carga y descarga.

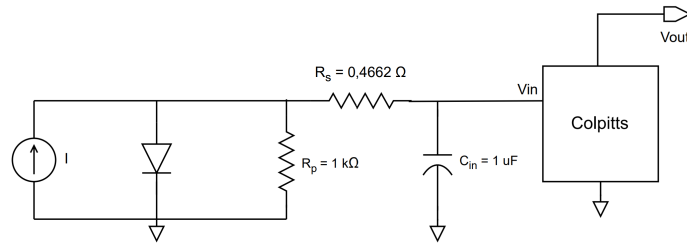


Figura 6.5: Esquemático del modelo eléctrico de la celda solar en cadena con el bloque oscilador, con un capacitor $C_{in} = 1\mu\text{F}$ a tierra que estabiliza la alimentación en tensión.

Finalmente, se simula el sistema con una corriente fotogenerada de $I_{pv} = 225\mu\text{A}$, la cual permite sostener las oscilaciones del oscilador Colpitts. La alimentación se mantiene constante y estabilizada en aproximadamente 40 mV , gracias al efecto del condensador de entrada C_{in} . Por tanto, usando la Ecuación (2.2), la irradiancia necesaria para obtener este punto de operación es de aproximadamente 4 W m^{-2} .

Una irradiancia de 4 W m^{-2} puede interpretarse como un nivel de luz visible semejante al que se encuentra en un ambiente exterior durante un día muy nublado, o en zonas de sombra intensa, donde la radiación solar directa es fuertemente atenuada. También puede ser comparable a la luz ambiente durante el atardecer.

En condiciones subcutáneas, sin embargo, la irradiancia disponible se ve severamente limitada por la absorción y dispersión de la luz al atravesar la piel y tejidos biológicos. Como se presentó en la Sección 2.3.1, estudios han demostrado que sólo entre el 1 % y el 10 % de la luz incidente sobre la piel puede alcanzar profundidades de varios milímetros, dependiendo de la longitud de onda, el fototipo de piel, y otros factores. Así, para que una célula fotovoltaica implantada subcutáneamente reciba 4 W m^{-2} , se requeriría una irradiancia externa significativamente mayor (del orden de 40 W m^{-2} a 400 W m^{-2}) en la superficie de la piel. Esto es una condición factible en condiciones de baja luz, y se encuentra lejos del límite máximo de irradiancias superficiales seguras (2000 W m^{-2}).

Finalmente, en las Figuras 6.6 y 6.7 se presentan los resultados de la simulación conjunta del modelo de celda solar y el oscilador Colpitts, incluyendo la evolución de la corriente, el voltaje y la potencia de entrada, así como la señal oscilatoria de salida en tensión. Estos resultados se obtienen utilizando los siguientes parámetros del modelo de la celda solar, correspondientes a la irradiancia determinada:

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

- $I_{pv} = 225 \mu\text{A}$.
- $I_s = 1,21 \text{ nA}$.
- $R_s = 0,47 \Omega$.
- $R_p = 1000 \Omega$.
- $n = 1,52$.

Se observa que el consumo en corriente de pico del oscilador Colpitts tiene un valor máximo de $570 \mu\text{A}$, dando lugar a un consumo máximo en potencia de $24 \mu\text{W}$. Los valores promedios son $183 \mu\text{A}$ y $7,65 \mu\text{W}$ respectivamente.

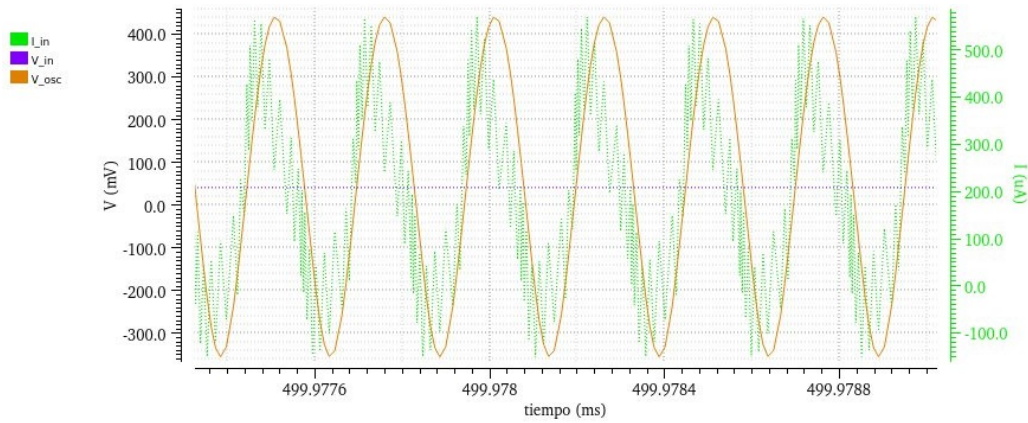


Figura 6.6: Voltaje de entrada (V_{in}) y corriente de entrada (I_{in}) entregados por la celda solar al oscilador Colpitts, junto con la tensión oscilatoria de salida (V_{out}), utilizando el resonador piezoeléctrico SMD de $4 \text{ M}\Omega$ con $R_{DG} = 5 \text{ M}\Omega$.

6.2. Simulaciones y análisis del rectificador Dickson

6.2.1. Análisis de potencia del rectificador Dickson con fuente oscilatoria ideal

Con el objetivo de caracterizar el diseño del rectificador, se realiza una simulación transitoria en Cadence utilizando fuentes ideales: una fuente de DC de 40 mV y una fuente oscilatoria senoidal de 4 MHz y 500 mV de amplitud. Esta última representa el orden de magnitud de tensión que puede entregar el oscilador Colpitts MOS propuesto, según lo discutido en la Sección 4.9 para el resonador serie de 4 MHz . Las simulaciones se realizan con un paso del orden de 10 ns con el objetivo de garantizar una frecuencia de muestreo adecuada, y evitar así errores numéricos.

Se analiza el comportamiento del rectificador Dickson al variar la carga resistiva conectada a su salida, con valores entre $1 \text{ M}\Omega$ y $91 \text{ M}\Omega$, junto con un valor fijo

6.2. Simulaciones y análisis del rectificador Dickson

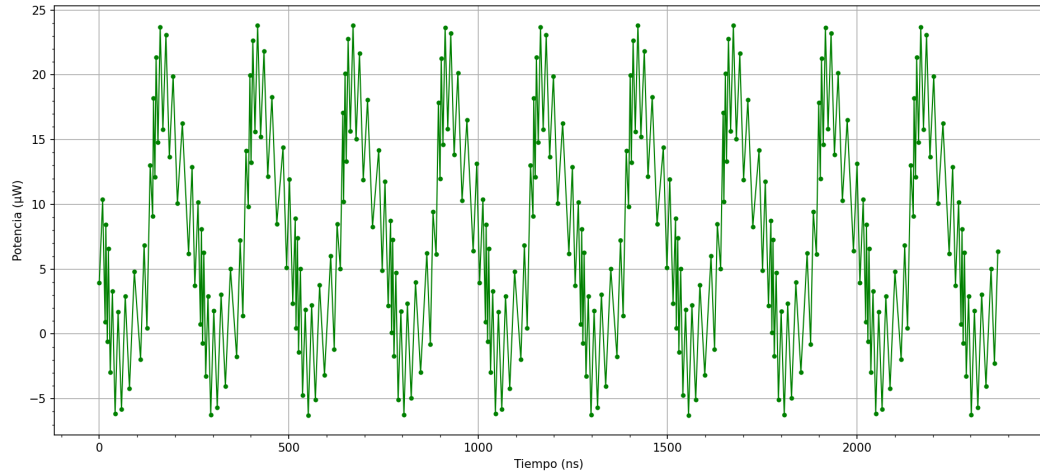


Figura 6.7: Potencia entregada por la celda solar a la entrada del oscilador Colpitts, considerando irradiancia baja y el uso de un resonador piezoeléctrico SMD de $4\text{ M}\Omega$ con $R_{DG} = 5\text{ M}\Omega$.

de capacitancia de $4,7\text{ nF}$. También se considera el caso en vacío, es decir, únicamente con el condensador conectado en la salida. Para ello, se simula la potencia suministrada por la fuente ideal AC y por la fuente DC, así como la potencia entregada al resistor de carga. Las Figuras 6.8 y 6.9 muestran la potencia de entrada de la fuente AC para los distintos valores de carga. La Figura 6.10 presenta la potencia aportada por la fuente DC, que sirve para alimentar el circuito de manera constante. Finalmente, la Figura 6.11 ilustra la potencia útil entregada a la carga resistiva para cada valor de impedancia considerado.

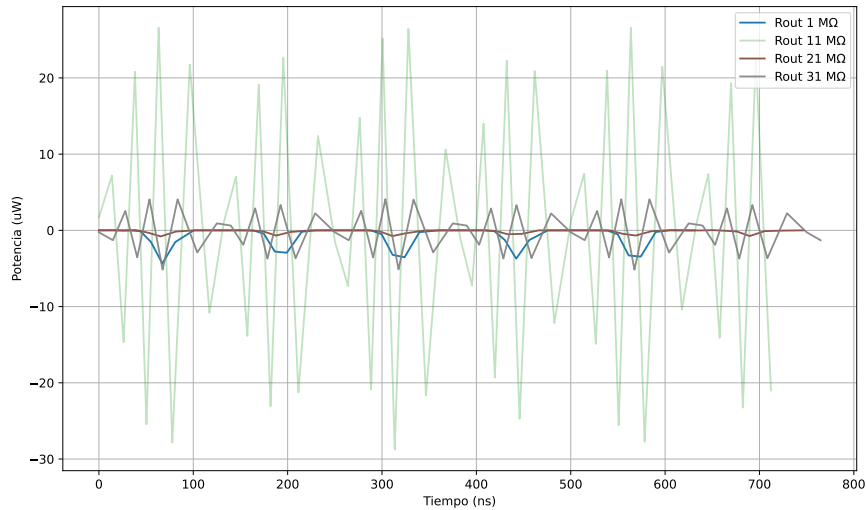


Figura 6.8: Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde una fuente ideal AC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre $1\text{ M}\Omega$ y $41\text{ M}\Omega$. El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV .

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

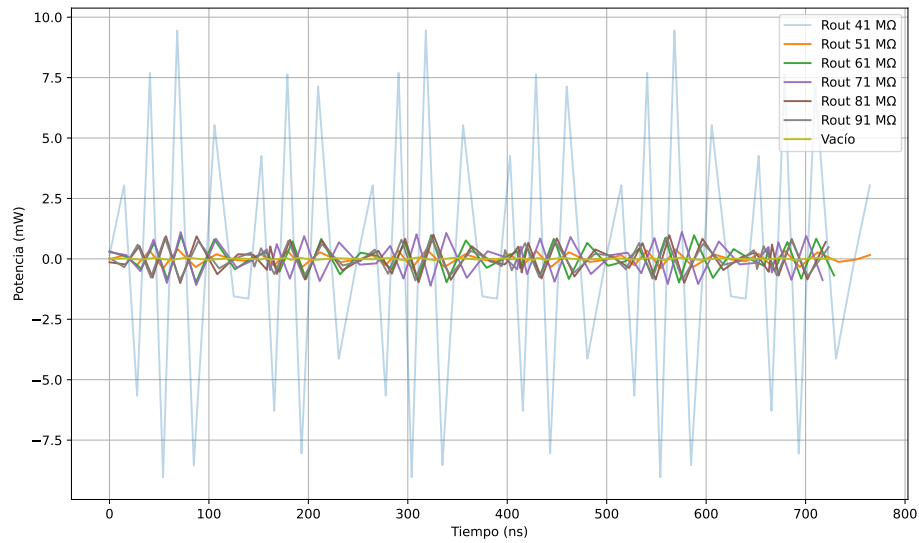


Figura 6.9: Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde una fuente AC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre $51\text{ M}\Omega$ y $91\text{ M}\Omega$. El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV .

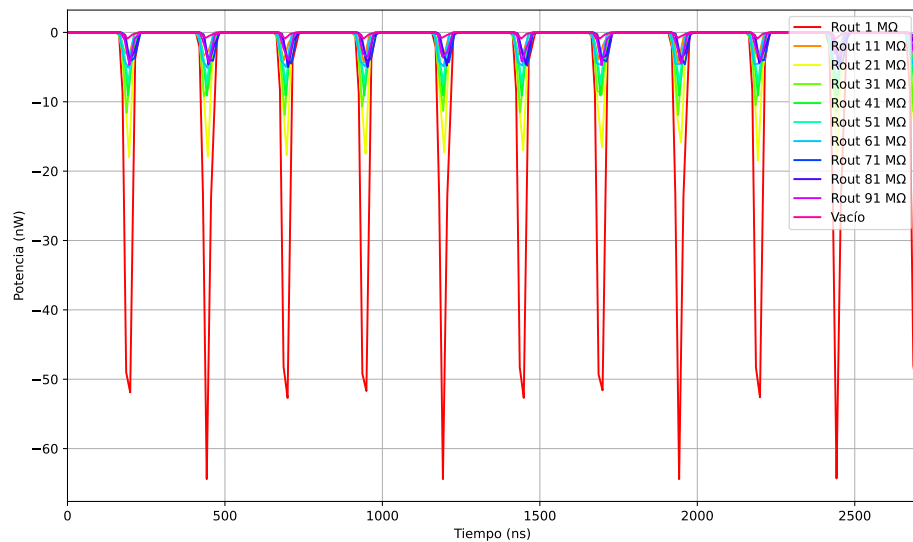


Figura 6.10: Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde fuente ideal ideal DC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre $1\text{ M}\Omega$ y $91\text{ M}\Omega$. El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV .

6.2. Simulaciones y análisis del rectificador Dickson

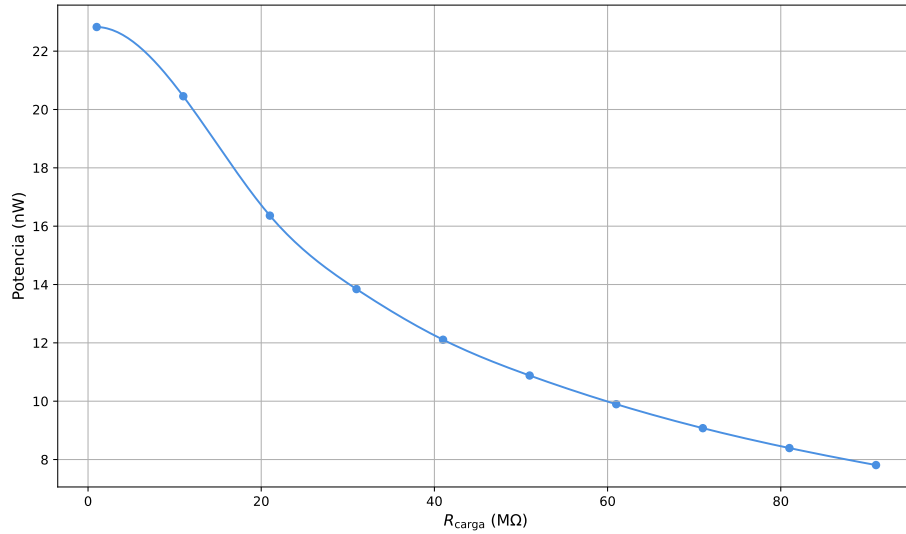


Figura 6.11: Potencia de salida del rectificador Dickson de 10 etapas, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre $1 \text{ M}\Omega$ y $91 \text{ M}\Omega$. El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV .

En la Tabla 6.5 se presenta un resumen de los valores más relevantes obtenidos en la simulación del rectificador con distintas cargas resistivas. Se incluyen las potencias de entrada mínima y máxima provenientes de la fuente oscilatoria ideal (P_{in}) y de la fuente DC ($P_{dc,in}$), así como la potencia de salida (P_{out}) entregada a la carga. Respecto a la eficiencia, se calcula la acumulada promedio como la suma acumulada de la eficiencia instantánea, y esta instantánea se obtiene con como el cociente entre la potencia de salida y las potencias de entradas, solamente cuando la potencia de entrada es negativa, ya que se adopta una convención de signos en la que una potencia de entrada negativa indica que dicha energía está siendo suministrada al rectificador (es decir, fluye desde la fuente hacia el circuito), mientras que un valor positivo indica que parte de esa energía retorna a la fuente. La eficiencia mínima se obtiene de la mínima eficiencia de la potencia instantánea tomando como referencia varios periodos de cada señal de potencia de entrada AC. En la Tabla 6.5, no se incluyó el valor de potencia máxima DC de entrada ya que en todos los casos fue de cero.

Es posible concluir que al alimentar la carga por encima de los $41 \text{ M}\Omega$, la eficiencia cae completamente a cero. Para valores menores, la eficiencia se mantiene muy baja. La potencia de salida disminuye conforme aumenta la carga, al igual que la potencia suministrada al rectificador por la fuente DC. En contraste, la potencia consumida por la fuente AC tiende a aumentar con la carga. Sin embargo, la diferencia en el consumo de potencia entre ambas fuentes se debe a que la fuente AC opera en el rango de microvatios, mientras que la fuente DC consume en el orden de nanovatios. Esto ya nos da una visión de que el rectificador diseñado en principio no se podrá utilizar para rectificar en base a cargas resistivas de salida, se verá más adelante (con el oscilador incluido) que el potencial uso será de cargar algún capacitor para un uso en alguna etapa posterior.

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

Tabla 6.5: Potencias medidas en el rectificador para distintas cargas R_{out} , con $C_{out} = 4,7$ nF. Se muestran los valores mínimo y máximo de potencia AC de entrada ($P_{in,min}$, $P_{in,max}$), el valor mínimo de potencia DC de entrada ($P_{dc,in,min}$), la potencia de salida (P_{out}), y dos métricas de eficiencia: promedio acumulada (η_{acum}) y mínima (η_{min}) instantánea. La fila vacío corresponde al caso sin resistencia conectada.

R_{out} (M Ω)	$P_{in,min}$ (μ W)	$P_{in,max}$ (μ W)	$P_{dc,in,min}$ (nW)	P_{out} (nW)	η_{acum} (%)	η_{min} (%)
1	-4,37	0,01	-64,40	22,80	2.64	0.60
11	-28,96	26,60	-4,40	20,50	0.12	0.07
21	-0,91	0,10	-18,50	16,40	7.77	1.78
31	-5,17	4,12	-11,90	13,80	0.50	0.27
41	-9074,26	9495,94	-9,10	12,10	0.00	0.00
51	-397,38	396,74	-7,30	10,90	0.00	0.00
61	-984,87	984,20	-5,50	9,90	0.00	0.00
71	-1117,59	1116,86	-4,80	9,10	0.00	0.00
81	-1002,43	1001,77	-5,10	8,40	0.00	0.00
91	-900,02	899,41	-4,70	7,80	0.00	0.00
Vacío	-53,57	533,66	-0,90	-	-	-

6.3. Simulaciones y análisis del diseño *Cold-Start*

A partir de esta sección, todos los resultados que involucren al oscilador Colpitts MOS serán analizados utilizando el modelo del resonador piezoeléctrico SMD de 4 MHz con $R_{DG} = 5$ M Ω . Esta elección se debe a que dicho modelo presenta una amplitud de oscilación adecuada para la excitación del rectificador Dickson, y si bien el resonador en configuración serie proporciona una mayor amplitud, el error asociado a su modelo extraído es considerablemente mayor. Esta cuestión fue discutida previamente en la Sección 4.4.3.

Con esta configuración establecida, se procede a analizar el comportamiento conjunto del oscilador y el rectificador bajo diferentes condiciones de carga, con el objetivo de evaluar la transferencia efectiva de potencia y el rendimiento del sistema *Cold-Start*.

6.3.1. Análisis de potencias del *Cold-Start*

Se analiza el sistema conformado por el oscilador Colpitts MOS conectado al rectificador Dickson, utilizando la configuración seleccionada previamente. La Figura 6.12 muestra el esquemático del circuito considerado.

De manera análoga a como se hizo en la Sección 6.2.1 para estudiar el comportamiento del rectificador alimentado con una fuente oscilatoria ideal, se simula un análisis transitorio de varios segundos en Cadence para obtener resultados en régimen, utilizando un paso del orden de 10 ns que garantiza una frecuencia de muestreo adecuada. Se observa que la salida rectificada, cuando la salida está en vacío, es de 816 mV, cuando la amplitud oscilatoria pico a pico a la entrada es de 750 mV_{pp}. En este caso, la potencia que la fuente oscilatoria es capaz de proporcionar al rectificador varía en el orden de nW, como muestra la Figura 6.13, a diferencia de la potencia del orden de μ W que la fuente ideal era capaz de otorgar en las mismas condiciones. Este resultado, en conjunto con la baja eficiencia para

6.3. Simulaciones y análisis del diseño *Cold-Start*

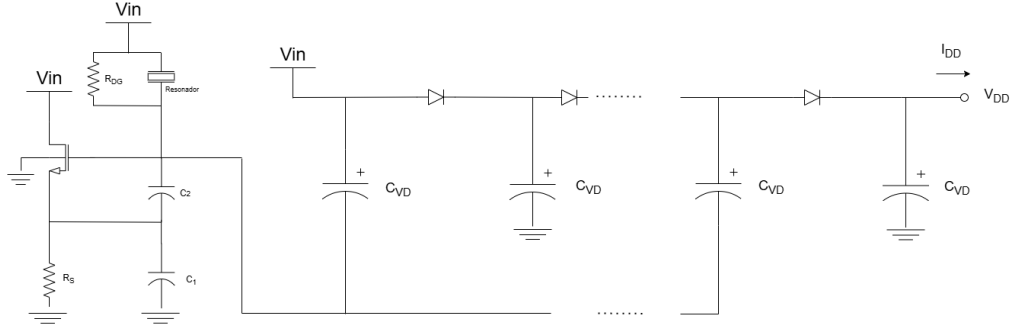


Figura 6.12: Esquemático del bloque *Cold-Start* conformado por el oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico, junto con el rectificador Dickson de 10 etapas.

el rectificador presentada en la Sección 6.2.1, supone una limitante en términos de la potencia que puede suministrar el bloque en cadena del oscilador Colpitts con el rectificador a una posible carga de salida. Por este motivo, en su lugar, se limita el *Cold-Start* a aplicaciones consistentes con el almacenamiento de energía en un capacitor. Para el capacitor de salida de este diseño, $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$, se logran almacenar $1,56 \text{ nJ}$ de energía, con una tensión en bornes de 816 mV .

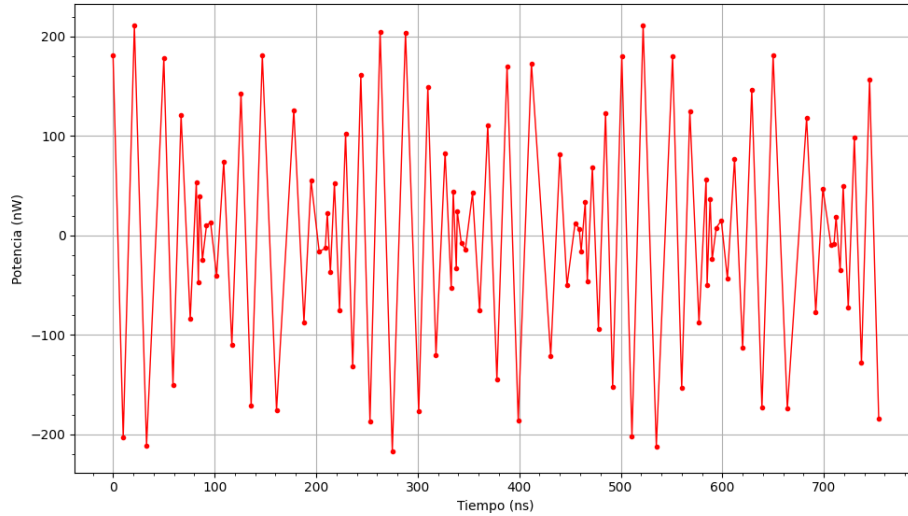


Figura 6.13: Potencia entregada por el Oscilador Colpitts MOS con cristal SMD de 4 MHz al rectificador Dickson en vacío, con un capacitor de salida $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$.

Se realiza un balance de potencias del oscilador Colpitts MOS bajo la carga del rectificador con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$. Se observa que la potencia que ingresa al oscilador Colpitts, proporcionada por la fuente de alimentación DC ideal, alcanza el orden de μW , como muestra la Figura 6.14. Este resultado conduce a la conclusión de que la eficiencia del oscilador Colpitts bajo la carga del rectificador, definida como el cociente de la potencia de salida sobre la de entrada, es aproximadamente $\eta = 0,01$.

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

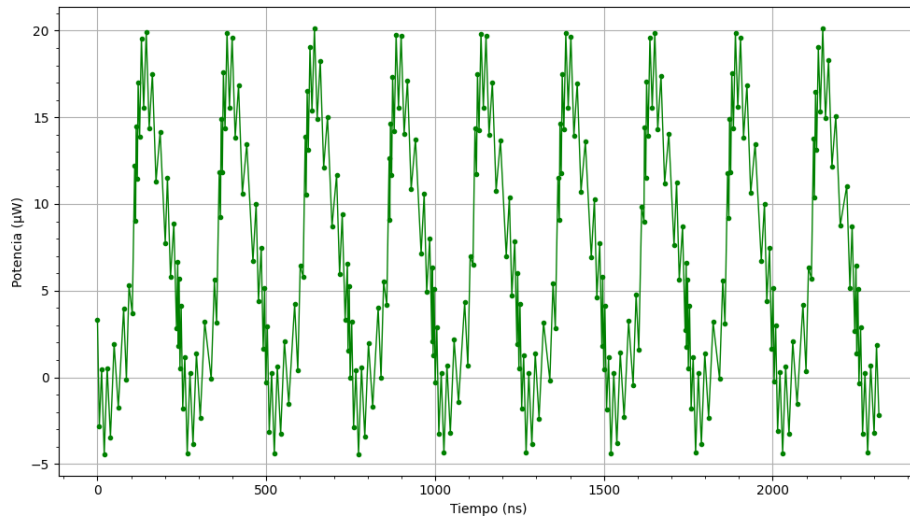


Figura 6.14: Potencia de entrada al oscilador Colpitts MOS con el resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío.

Para identificar la causa de esta baja eficiencia se realiza un análisis detallado de la energía almacenada (por componentes capacitivos e inductivos) y consumida (por componentes resistivos) en el circuito oscilador. Para ello, se integra la potencia instantánea calculada como $V(t) \cdot I(t)$ en un período de 10 ms, correspondiente al régimen del circuito. Luego, se divide este valor de energía entre la cantidad de ciclos considerada, 40.000, de manera tal de obtener la energía disipada por ciclo. Por otra parte, la energía almacenada en el circuito se obtiene como $E_{inductor} = \frac{L \cdot I^2}{2}$ y $E_{capacitor} = \frac{C \cdot V^2}{2}$ para cada inductor L , con corriente que circula a través de él I , y capacitor C , con voltaje entre bornes V , respectivamente. Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 6.6. En particular, resulta interesante observar el intercambio energético entre los componentes inductivo y capacitivos del circuito, como muestra las Figuras 6.16 y 6.16, que es propio de los osciladores LC.

Tabla 6.6: Análisis energético del Colpitts MOS cargado con el rectificador Dickson de 10 etapas con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$. Se considera el valor promedio sobre un ciclo para calcular tanto la energía almacenada como la energía disipada.

Componente	Energía almacenada promedio (J)	Energía disipada promedio (J)
C_0	106 f	—
C_m	1,38 n	—
L_m	1,41 n	—
C_1	203 f	—
C_2	127 f	—
R_m	—	46,5 f
R_{source}	—	919 f
R_{DG}	—	3,54 f
Transistor	—	736 f

6.3. Simulaciones y análisis del diseño *Cold-Start*

Se puede concluir que si bien el factor de calidad del oscilador es alto, definido como el cociente entre la energía total máxima almacenada en inductores y capacitores durante el ciclo, y la energía disipada por resistencias y transistores en un ciclo, según muestra la Ecuación (6.1), el mayor porcentaje de energía se disipa en el transistor y en la resistencia al *source* R_S .

$$Q_{oscilador} = 2\pi \frac{\text{Máximo de energía almacenada}}{\sum \text{Energía disipada}} = 2\pi \frac{2,8 \text{ nJ}}{1,1 \text{ pJ}} = 16000 \quad (6.1)$$

En términos de potencia instantánea, observando la Figura 6.15, resulta claro de manera intuitiva que la mayoría de la potencia que ingresa al Colpitts se disipa por estos componentes.

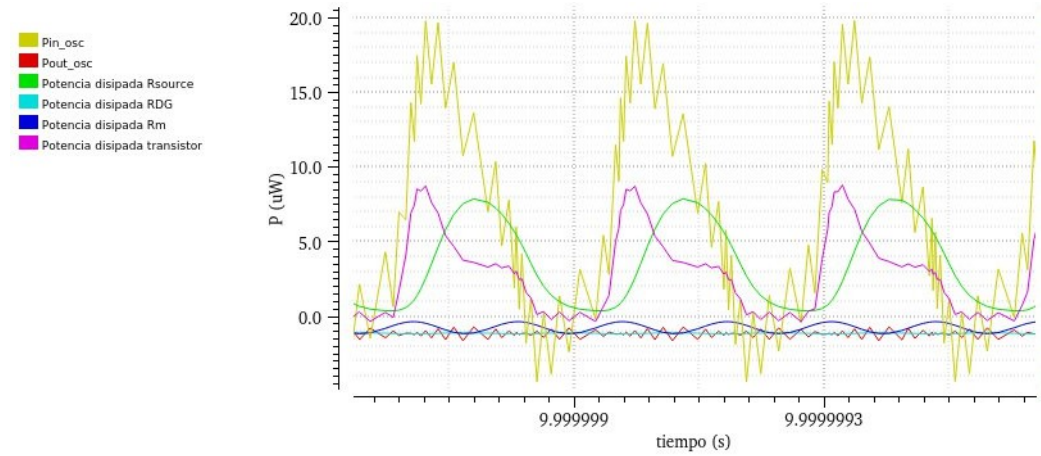


Figura 6.15: Potencias disipadas por componentes activos en el Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$.

Capítulo 6. Simulaciones y análisis de resultados

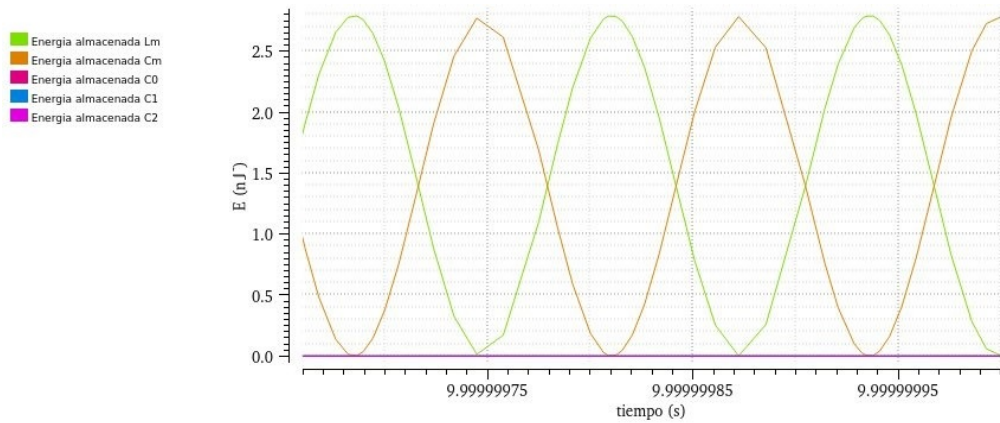


Figura 6.16: Energía almacenada en el tiempo en componentes reactivos del Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7$ nF. Se observa el intercambio entre energía eléctrica y magnética en la rama serie del cristal piezoeléctrico C_m y L_m , propia de los circuitos LC.

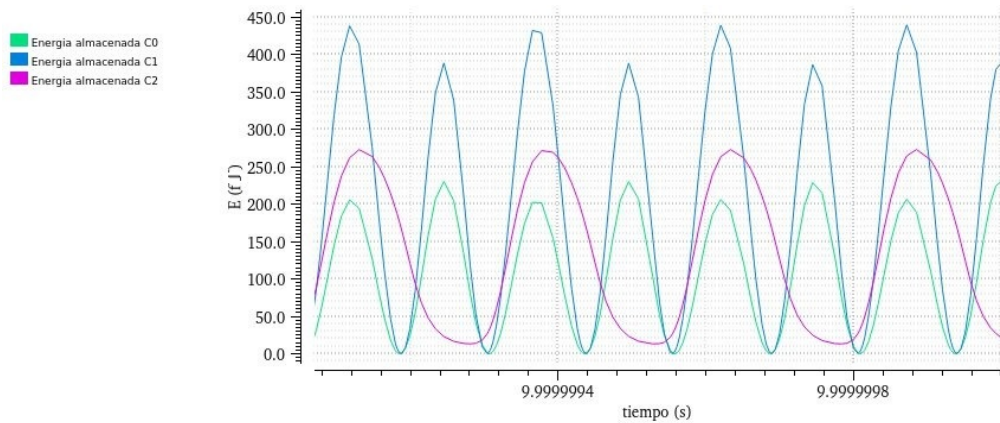


Figura 6.17: Energía almacenada en los capacitores del Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7$ nF, mostrando el comportamiento de los componentes capacitivos restantes en el circuito.

Capítulo 7

Diseño PCB en Altium Designer

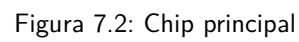
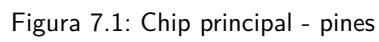
El chip que contiene el integrado del transistor diseñado también contiene circuitos de otros estudiantes y docentes. En las Figuras 7.1 y 7.2 se muestra la estructura principal del chip, el cual será montado en un adaptador para facilitar su inserción y extracción de la PCB. Para ello, se utilizará un encapsulado tipo DIP-40, como se ilustra en la Figura 7.3. En el diseño de la PCB, el transistor de este proyecto se conecta a los pines 7 (*drain*), 8 (*gate*) y 9 (*source*) del encapsulado DIP-40. Para su correcta evaluación en la placa, los pines 6, 7, 13, del 15 al 22, el 25 y el 32 deben mantenerse en circuito abierto. El resto de los pines se conectarán a GND, con excepción de los correspondientes a los anillos de guarda, esto es, el pin 32 deberá conectarse a una fuente de 3,3 V y el pin 35 a una de 1,8 V, ambas referenciadas a GND. La conexión de pines se resume en la Tabla 7.1.

El diseño de la PCB se realizó utilizando el software *Altium Designer*, siguiendo las directrices establecidas por *PCBWay*. Para optimizar el costo de fabricación, se optó por una configuración de dos capas y se emplearon las dimensiones mínimas permitidas para las pistas. La Figura 7.4 muestra el diseño en planta de la primera capa, donde el plano de GND cubre completamente cada componente. Por su parte, la Figura 7.5 presenta el modelo correspondiente a la segunda capa, en la cual el plano de GND también está presente, asegurando una adecuada referencia a GND. Se incorporaron dos jumpers principales: JP, destinado a la conexión del resonador; y JDC, para gestionar las conexiones a GND, 1,8 V, 3,3 V y a la celda solar de cosecha. Para permitir la evaluación independiente de los bloques funcionales, se

Tabla 7.1: Configuración de pines del encapsulado DIP-40 en el diseño de la PCB.

Pines	Conexión
7	<i>Drain</i>
8	<i>Gate</i>
9	<i>Source</i>
6, 13, 15–22, 25	Circuito abierto
32	3,3 V
35	1,8 V
1–5, 10–12, 14, 23–24, 26–31, 33–34, 36–40	GND

96



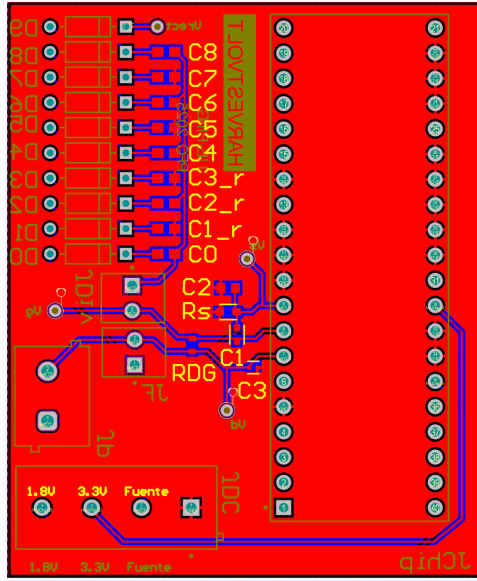


Figura 7.4: PCB capa 1.

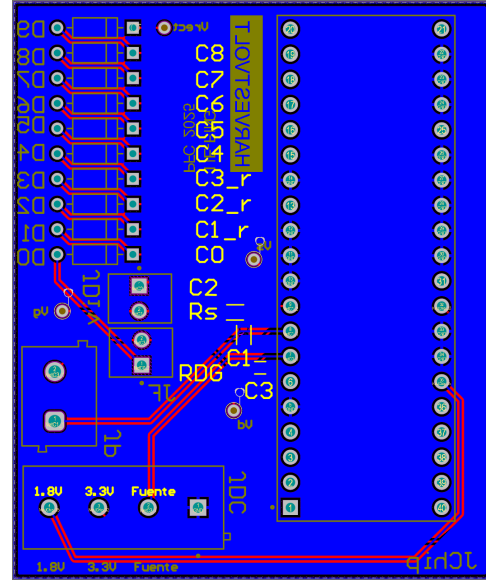


Figura 7.5: PCB capa 2.

incluyeron dos jumpers hembra adicionales: uno para desconectar la fuente DC (JF) proveniente de la celda de cosecha, y otro (JDiv) para desconectar el *gate* del transistor, aislando así al rectificador. De esta forma, se podrá probar el oscilador y el rectificador tanto de manera independiente como en conjunto, según se requiera. Finalmente, las Figuras 7.6 (capa de soldadura) y 7.7 muestran el modelo 3D de los circuitos, permitiendo visualizar la disposición final de los componentes en la PCB. Con esta estructura, el PCB tiene un tamaño de 48 mm de ancho por 58 mm de largo. Cabe destacar que estas dimensiones se ven condicionadas principalmente por la inclusión del encapsulado DIP-40, el cual ocupa una porción considerable del área. A futuro, el diseño podría hacerse integrado, manteniendo únicamente externo el resonador piezoeléctrico, lo que permitiría reducir significativamente el tamaño total y usarse para aplicaciones implantables.

Para facilitar el proceso de soldadura, se diseñó la PCB de manera que todas las soldaduras queden concentradas en un solo lado. Por esta razón, el adaptador del chip, los jumpers y los diodos del rectificador se ubicaron en un mismo lado de la placa, mientras que el resto de los componentes se dispusieron en el lado opuesto.

Respecto a los puntos de prueba, se seleccionaron V_g , V_d , V_s y V_{rect} , los cuales serán accesibles tanto desde el lado superior (Top) como desde el inferior (Bottom) de la PCB. Estos puntos corresponden respectivamente a las tensiones en el pin del *gate* (V_g), en el pin de la celda de cosecha (V_d), en el pin de la resistencia de *source* (V_s) y en el pin de salida del rectificador (V_{rect}). Para realizar las mediciones, todos estos puntos deberán estar referenciados a GND, el cual podrá ser accedido directamente a través del jumper JDC.

Los componentes seleccionados en Altium se muestran en la Tabla 7.2. Se procuró emplear valores lo más cercanos posible a los de diseño, eligiendo cada

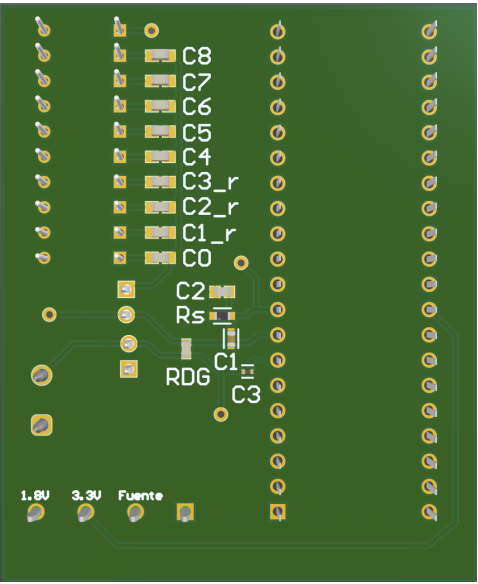


Figura 7.6: PCB modelo 3D Top.

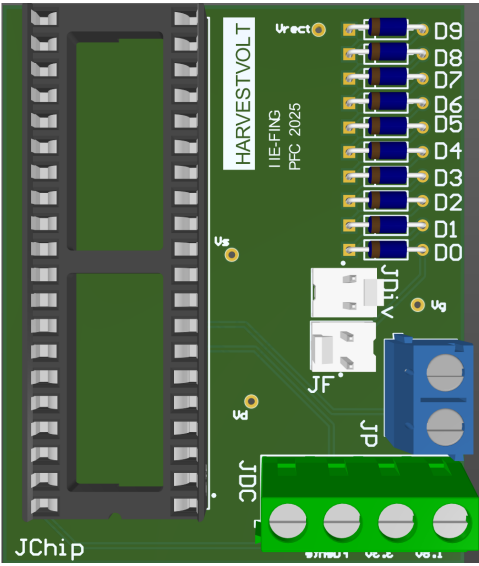


Figura 7.7: PCB modelo 3D Bottom.

componente según su disponibilidad al momento de la selección, sin aplicar criterios adicionales específicos.

Tabla 7.2: Lista de materiales del PCB (BOM)

Componente	Cant.	PN	Descripción	Valor de diseño
D1 a D9	10	1N5711	Diodo Schottky 70 V 430 mW	—
C0 a C8 rect	9	C0603C101J1GACTU	Cap. SMD 100 pF 100 V	100 pF
C1	1	CGA3E2C0G1H060D080AA	Cap. cerámico SMD 6 pF 50 V	5.995 pF
C2	1	CGA3E2C0G1H060D080AA	Cap. cerámico SMD 0.68 nF 50 V	0.673 nF
C3	1	GRM155R61A105KE15D	Cap. ceramico 1 uF 10 V	1 µF
RDG	1	RC0603FR-071ML	Resistencia SMD 1 MΩ 100 mW	1 MΩ
Rs	1	RC0603JR-07100RL	Resistencia SMD 100 Ω 100 mW	102.7 Ω
JP	1	691102710002	Conector bloque de terminales	—
JDC	1	282836-4	Conector bloque de terminales	—
JF	1	A-6373-02A222	Conector hembra	—
JDIV	1	A-6373-02A222	Conector hembra	—

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Conclusiones

El proyecto *HarvestVolt* ha abordado con éxito el desafío de diseñar un sistema de cosecha de energía a ultra baja tensión, orientado a aplicaciones de dispositivos médicos implantables activos.

En primer lugar, se realizó un estudio detallado del estado del arte en este contexto, con el objetivo de definir la factibilidad de alimentar AIMDs a través de energía cosechada. Se llevó a cabo una investigación sobre las fuentes de cosecha compatibles con el contexto biológico, así como la compatibilidad con AIMDs concretos tomando como criterio la disponibilidad y los requerimientos en potencia. A modo de prueba de concepto, se presenta el análisis de la cosecha de energía a través de una celda solar comercial. Para ello, se estudia el modelo clásico de una celda solar y se lo adapta para condiciones de baja irradiancia factibles en AIMDs subcutáneos.

En segundo lugar, se desarrolla un circuito *Cold-Start* basado en un oscilador Colpitts MOS a cristal y un rectificador Dickson de 10 etapas. El diseño propuesto en este proyecto supone una innovación en términos del estado del arte en osciladores para cosecha de energía, al incorporar un resonador piezoeléctrico como sustituto del elemento inductivo. Si bien previamente se han estudiado ampliamente los osciladores a cristal, estos no son la elección tradicional en el contexto de la cosecha de energía a ultra baja tensión ya que no logran arrancar con tensiones tan bajas. En [67], reportan mínimos de tensión de alimentación de 60 mV para una topología Pierce a cristal. En este proyecto se implementa de manera exitosa un oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico que arranca con tensiones de hasta 30 mV. Este resultado, aparte de suponer una contribución al abanico de topologías de oscilador para circuitos *Cold-Start*, es particularmente relevante en el contexto de la cosecha para AIMDs, donde el uso de inductores o transformadores genera inconveniencias en términos de tamaño e interferencia electromagnética. Asimismo, para el diseño del oscilador Colpitts MOS a cristal de este proyecto se presentó un cuidadoso estudio analítico y experimental sobre el modelado eléctrico de resonadores piezoeléctricos, que puede ser de gran relevancia

Capítulo 8. Conclusiones

para trabajos futuros que busquen incorporar resonadores a sus circuitos. Se logró implementar un método de diseño iterativo que parte del modelo de un resonador piezoeléctrico comercial de 4 MHz y del modelo de un transistor MOS en ultra baja tensión, para determinar el resto de los parámetros del circuito que garantizan el arranque y la oscilación en régimen. Los resultados de simulación muestran que la mínima tensión de alimentación que garantiza el arranque del oscilador es de 30 mV, con una amplitud a la salida de 300 mV_{pp}. El oscilador diseñado entrega a su salida 750 mV_{pp}, para una tensión de entrada de 40 mV, con una eficiencia del 1 %, comparable con la eficiencia de 0,9 %, del *Cold-Start* presentado en [1]. En conjunto con el rectificador, se obtiene 816 mV a la salida. La energía generada, 1,56 nJ, se almacena en un condensador de carga C_{out} , que tiene el potencial de ser utilizada en un sistema de cosecha de energía para alimentar un conversor DC-DC eficiente, como proponen en [35]. Adicionalmente, la energía generada puede ser de utilidad para soportar requerimientos de energía intermitente, donde sea necesaria una alimentación de a pulsos compatible con la carga y descargar del capacitor de salida. Tal es el caso para el sensado y la transmisión de señales biológicas, como ocurre en un monitor inalámbrico de presión intraocular [88].

En cuanto a la implementación física, se diseñó el *layout* del transistor MOS *nn3* seleccionado, perteneciente a la tecnología XH018 de 180 nm. Se diseñó también un PCB en Altium Designer, con dimensiones de 48 mm × 58 mm, donde se monta el chip y los restantes componentes discretos que conforman al oscilador y al rectificador. Se incluyen *jumpers* y puntos de prueba para la medición de señales críticas (V_g , V_d , V_s). Aunque el tamaño total del PCB es relativamente grande, esto se debe al uso del encapsulado DIP-40, lo cual deja abierta la posibilidad de una futura miniaturización del sistema a través de la implementación de una versión totalmente integrada.

En la Tabla 8.1, se comparan los antecedentes estudiados en el estado del arte sobre arquitecturas *Cold-Start* con los resultados de este proyecto. La amplitud oscilatoria obtenida en este proyecto es mayor a las reportadas en [33], [34] y [35]. En particular, se observa que el Colpitts MOS con resonador y resistencia de polarización de *source*, permite mayores amplitudes de oscilación respecto al Colpitts MOS con inductores [35], para una misma tensión de alimentación de 40 mV. Sin embargo, la solución de rectificador Dickson de 10 etapas integrada de [35] tiene una mayor eficiencia que el diseño discreto del presente proyecto, lo cual no permite sacar la máxima ventaja de los buenos resultados de amplitud oscilatoria.

8.2. Trabajos futuros

Queda pendiente la medición del circuito impreso diseñado y la comparación con los resultados simulados. Se propone como trabajo a futuro el diseño de una versión integrada del *Cold-Start* presentado en este proyecto, en particular adaptando el rectificador Dickson para operar con transistores nativos conectados como diodos.

Por otro lado, sería interesante incorporar el bloque *Cold-Start* de este proyec-

8.2. Trabajos futuros

Tabla 8.1: Comparación entre la arquitectura propuesta y las soluciones del estado del arte en cuanto a métodos de arranque, tensión de entrada, amplitud de señal generada y voltaje rectificado.

Referencia	Arquitectura	Tensión de entrada	Amplitud de señal	Voltaje rectificado
[1]	Oscilador Meissner + Doblador de voltaje	20 mV	2,7 V _{pp}	1,35 V
[33]	Oscilador Meissner + Doblador de voltaje + Switched capacitor DC-DC	25 mV	500 mV _{pp}	1,2 V
[34]	Oscilador de Anillo + Dickson Charge Pump	24 mV	110 mV _{pp}	1 V
[35]	Oscilador Colpitts + Multiplicador de voltaje de 10 etapas	40 mV	400 mV _{pp}	1 V
Este proyecto	Oscilador Colpitts a cristal + Multiplicador de voltaje de 10 etapas	40 mV	750 mV _{pp}	816 mV

to, así como los conceptos presentados sobre la celda solar, a un sistema completo de cosecha de energía. Restaría incluir un circuito de control que gestione la activación del bloque *Cold-Start* en el arranque, y la posterior activación del convertor eficiente o alimentación cíclica mediante la carga y descarga del capacitor de salida. Un circuito de control básico podría estar basado en la conmutación de llaves y la polarización de un MOSFET. También aportaría valor al sistema la inclusión de un algoritmo MPPT que permita extraer la máxima potencia posible de la fuente de cosecha. Por último, se propone el estudio y caracterización de otras fuentes de energía, por ejemplo celdas TEG y plantas, como fuentes de alimentación alternativas a la celda solar.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice A

Cálculo de la condición de oscilación y arranque del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico

En esta sección se presentan los cálculos detallados mediante los cuales se obtienen las ecuaciones que determinan las condiciones de arranque y de oscilación del oscilador Colpitts implementado con un transistor MOS y un resonador piezoeléctrico, tal como se introdujo en la Sección 4.3.

Basándonos en el modelo de pequeña señal mostrado en la Figura 4.9, se aplican las leyes de Nodos y Mallas, lo que permite obtener la siguiente expresión

$$(V_x - V_s) \cdot j\omega C_1 = \frac{V_s}{\frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_s} - g_m(V_g - V_s), \quad (\text{A.1})$$

donde $V_g = V_x$.

Además, se tiene que la corriente I_x se relaciona con V_x , V_s , C_1 y ω como

$$I_x = (V_x - V_s)j\omega C_1. \quad (\text{A.2})$$

Despejando de la Ecuación (A.2) el valor de V_s y sustituyéndolo en la Ecuación A.1 se llega a la siguiente relación entre la tensión de entrada V_x y la corriente I_x

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{1 + R_s g_m + R_s j\omega(C_1 + C_2)}{j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_s}. \quad (\text{A.3})$$

De la ecuación anterior se observa que, al tener un denominador complejo, es necesario multiplicar por su conjugado para racionalizar la expresión y así separar claramente las partes real e imaginaria necesarias para nuestro análisis

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{(1 + R_s g_m + R_s j\omega(C_1 + C_2))(-j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_s)}{(j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_s)(-j\omega C_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_s)}. \quad (\text{A.4})$$

Desarrollando el denominador se obtiene

Apéndice A. Cálculo de la condición de oscilación y arranque del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico

$$\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_s^2 g_m C_2 - R_s C_1}{w^2 C_2^2 R_s^2 C_1 - C_1} - j \frac{1 + R_s g_m w_{osc} + w_{osc}^2 R_s^2 C_1 C_2 + w_{osc}^2 R_s^2 C_2^2}{w_{osc} C_1 + w_{osc}^3 C_1 C_2^2 R_s^2}, \quad (\text{A.5})$$

donde el inverso del primer término corresponde a la R_{neg} y el segundo término corresponde a la parte imaginaria vista desde V_x .

Apéndice B

Determinación del voltaje mínimo entre *drain* y *source* del transistor del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico

En esta sección se presentan los cálculos detallados para determinar el voltaje de alimentación requerido entre *drain* y *source* del oscilador.

Combinando las Ecuaciones (4.23) y (4.31) se llega a la siguiente expresión

$$R_{ESR} < \frac{R_s^2 g_{ms} C_2 - R_s^2 g_{md} C_2 - R_s C_1 n}{w^2 C_2^2 R_s^2 C_1 n - C_1 n}. \quad (B.1)$$

Por lo tanto

$$g_{ms} > R_s w^2 C_1 C_2 n - \frac{C_1 n R_s}{R_s^2 C_2} + g_{md} + \frac{C_1 n}{R_s C_2}. \quad (B.2)$$

Combinando la expresión anterior junto con la Ecuación 4.30 se llega a la siguiente relación

$$V_{DS_{\min}} = \phi_t \log \left(\frac{R_{ESR} \omega^2 C_1 n C_2}{g_{md}} - \frac{C_1 n R_{ESR}}{R_s^2 C_2 g_{md}} + 1 + \frac{C_1 n}{R_s C_2 g_{md}} \right) + \frac{\phi_t^2}{2I_S} \left(R_{ESR} \omega^2 C_1 n C_2 - \frac{C_1 n R_{ESR}}{R_s^2 C_2} + \frac{C_1 n}{R_s C_2} \right). \quad (B.3)$$

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Apéndice C

Determinación de la amplitud del oscilador Colpitts para el método 2

En esta sección se presentan los cálculos detallados para determinar la amplitud de oscilación utilizando el método 2 mencionado en la Sección 4.6.

Partiendo de la Ecuación (3.16), se sabe que la transconductancia de gran señal con el modelado de [69] aplicado al oscilador Colpitts MOS tradicional de la Figura 3.6a, es

$$G_m \approx \frac{2I_{bias}}{V_{osc} \frac{C_2'}{C_1' + C_2'}}. \quad (C.1)$$

Pero el caso de este proyecto, como se tiene R_s en el paralelo a C_2 , la ecuación del divisor capacitivo se transforma en el divisor conformado por C_1 en serie con $C_2 // R_s$, por lo tanto

$$G_m = \frac{2I_{bias}}{V_1} = \frac{2I_{bias}}{V_{osc} \left(\frac{1 + j\omega C_2 R_s}{1 + j\omega R_s (C_1 + C_2)} \right)}. \quad (C.2)$$

Haciendo cuentas se obtiene

$$G_m = \frac{2I_{bias}}{V_{osc}} \frac{(1 + j\omega R_s (C_1 + C_2))(1 - j\omega C_2 R_s)}{1 + \omega^2 C_2^2 R_s^2}. \quad (C.3)$$

Resolviendo el numerador

$$G_m = \frac{2I_{bias}}{V_{osc}} \frac{(1 + \omega^2 C_2 R_s^2 (C_1 + C_2)) + j\omega R_s C_1}{1 + \omega^2 C_2^2 R_s^2}. \quad (C.4)$$

Despejando V_{osc} y tomando modulo

$$V_{osc} = \frac{2I_{bias}}{G_m} \sqrt{\frac{(1 + \omega^2 C_2 R_s^2 (C_1 + C_2))^2 + (\omega R_s C_1)^2}{(1 + \omega^2 C_2^2 R_s^2)^2}}. \quad (C.5)$$

Sabiendo que $I_{bias} = I_D$, se obtiene finalmente la ecuación 4.37 de la amplitud

Apéndice C. Determinación de la amplitud del oscilador Colpitts para el método 2

$$V_{osc} = \frac{2I_D}{G_m} \sqrt{\frac{(1 + \omega^2 C_2 R_s^2 (C_1 + C_2))^2 + (\omega R_s C_1)^2}{(1 + \omega^2 C_2^2 R_s^2)^2}}. \quad (C.6)$$

Apéndice D

Tablas de los parámetros de los resonadores simulados con el código de las soluciones

Tabla D.1: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 2 MHz serie con V_D de 100 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} ($M\Omega$)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	10.99	1.84	100.8	0.5	0
					1	181
					2	218
					5	235
					10	238
750.0	2.0	4.977	0.890	89.7	0.5	165
					1	264
					2	306
					5	321
					10	269

Apéndice D. Tablas de los parámetros de los resonadores simulados con el código de las soluciones

Tabla D.2: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 8 MHz SMD con V_D de 40 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} ($M\Omega$)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	2.848	0.3854	102.7	0.5	193
					1	273
					2	318
					5	329
					10	300
750.0	2.0	2.364	0.673	89.7	0.5	166
					1	227
					2	239
					5	223
					10	206

Tabla D.3: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 10 MHz con V_D de 40 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} ($M\Omega$)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	4.977	0.351	102.7	0.5	0
					1	149
					2	172
					5	177
					10	148
750.0	2.0	3.511	0.643	52.7	0.5	0
					1	134
					2	161
					5	158
					10	142

Tabla D.4: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 10 MHz serie con V_D de 60 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} ($M\Omega$)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	3.765	0.335	100.7	0.5	191
					1	231
					2	248
					5	240
					10	221
750.0	2.0	2.848	0.423	72.7	0.5	149
					1	193
					2	198
					5	178
					10	155

Tabla D.5: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 12 MHz SMD con V_D de 40 mV.

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} (M Ω)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	2.154	0.266	174.7	0.5	0
					1	194
					2	220
					5	214
					10	198
750.0	2.0	2.364	0.320	89.2	0.5	0
					1	164
					2	167
					5	144
					10	132

Tabla D.6: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 24 MHz SMD con V_D de 100 mV

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} (M Ω)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	2.154	0.126	142.7	0.5	242
					1	250
					2	244
					5	211
					10	188
750.0	2.0	2.154	0.242	73.2	0.5	225
					1	216
					2	204
					5	170
					10	144

Tabla D.7: Parámetros óptimos seleccionados para el resonador piezoeléctrico de 24 MHz serie con V_D de 100 mV

W (μm)	L (μm)	C_1 (pF)	C_2 (nF)	R_s (Ω)	R_{DG} (M Ω)	V_{osc} (mV)
400.0	2.0	1.963	0.183	114.1	0.5	305
					1	316
					2	309
					5	279
					10	243
750.0	2.0	1.630	0.221	73.2	0.5	311
					1	302
					2	251
					5	223
					10	185

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Referencias

- [1] Sofía Boselli, Romina Gaudio, and María Pía Grilli. Circuitos para cosecha de energía a ultra baja tensión. <https://www.colibri.udelar.edu.uy/jspui/handle/20.500.12008/30457>, 2021.
- [2] Santiago Riberoa, Juan Humollera, Emmanuel Beltramoab, Jose Stuardia, and Sergio Preidikmanab. Cosecha de energía a partir de la inestabilidad aeroelástica flutter, 2017. Asociación Argentina de Mecánica Computacional.
- [3] Miguel Casanova. Sistemas de cosecha de energía para sistemas electrónicos autónomos. <https://burjcdigital.urjc.es>. Escuela Superior de Ciencias Experimentales y Tecnología, Universidad Rey Juan Carlos.
- [4] Maruf Shuvo, Twisha Titirsha, Nazmul Amin, and Syed Islam. Energy harvesting in implantable and wearable medical devices for enduring precision healthcare. <https://doi.org/10.3390/en15207495>, 2022. MDPI.
- [5] Syifaul Fuada, Mariella Särestöniemi, and Marcos Katz. Analyzing the Trends and Global Growth of Energy Harvesting for Implantable Medical Devices (AIMDs) Research: A Bibliometric Approach, 2024. iJOE International Journal of Online and BioMedical Engineering.
- [6] Rajesh V. Taalla, Md. Shamsul Arefin, Akif Kaynak, and Abbas Z. Kouzani. A review on miniaturized ultrasonic wireless power transfer to implantable medical devices, 2018. IEEE Access (Volume: 7).
- [7] Sohn I., Rahman M. F., and Lee S. H. Ultra-low-power implantable medical devices: Optical wireless communication approach, 2020. IEEE Communications Magazine, vol. 58, no. 5, pp. 77–83.
- [8] Sohn I., Rahman M. F., Lee S. H., and Janh H. An optical implant for biotelemetry: Design, in vivo verification, and challenges, 2022. IEEE Communications Magazine, vol. 60, no. 6, pp. 50–56.
- [9] Costa E. A. M. and Psaltikidis E. M. Pacemaker reuse: Systematic review of the technical, ethical and regulatory policy aspects, 2022. Ethics, Medicine and Public Health, vol. 24, p. 100817.
- [10] Viziello A., Magarini M., Savazzi P., and Galluccio L. Intra-body communications for nervous system applications: Current technologies and future directions, 2023. Computer Networks, vol. 227, p. 109718.

Referencias

- [11] Lu Y., Ni R., Savazzi P., and Zhu Q. Wireless communication in nanonetworks: Current status, prospect and challenges, 2020. *IEEE Transactions on Molecular, Biological and Multi- Scale Communications*, vol. 6, no. 2, pp. 71–80.
- [12] Shi B., Li Z., and Fan Y. Implantable energy-harvesting devices, 2018. *Advanced Materials*, vol. 30, no. 44, p. 1801511.
- [13] S. Roy, A. N. M. W. Azad, S. Baidya, M. K. Alam, and F. Khan. Powering solutions for biomedical sensors and implants inside the human body: A comprehensive review on energy harvesting units, energy storage, and wireless power transfer techniques, 2022. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12237–12263.
- [14] D. Jiang. A 25-year bibliometric study of implantable energy harvesters and self-powered implantable medical electronics researches, 2020. *Materials Today Energy*, vol. 16, p. 100386.
- [15] H. Dinis, P. M. Colmias, and P. M. Mendes. Extending the limits of wireless power transfer to miniaturized implantable electronic devices, 2017. *Micro-machines*, vol. 8, no. 12, p. 359.
- [16] M. Hannan, S. A. Mustafar, S. A. Samad, and A. Hussain. Energy harvesting for the implantable biomedical devices: Issues and challenges, 2014. *BioMedical Engineering OnLine*, vol. 13, no. 1, p. 79.
- [17] G. T. Hwang, M. Byun, C. K. Jeong, and K. J. Lee. Flexible piezoelectric thin-film energy harvesters and nanosensors for biomedical applications, 2015. *Advanced Healthcare Materials*, vol. 4, no. 5, pp. 646-658.
- [18] Q. Zheng, B. Shi, Z. Li, and Z. L. Wang. Recent progress on piezoelectric and triboelectric energy harvesters in biomedical systems, 2017. *Advanced Science*, vol. 4, no. 7, p. 1700029.
- [19] Sourov Roy, A. N. M. Wasekul Azad, Somen Baidya, and Faisal Khan. A comprehensive review on rectifiers, linear regulators, and switched-mode power processing techniques for biomedical sensors and implants utilizing in-body energy harvesting and external power delivery, 2021. *IEEE Transactions on power electronics*.
- [20] Ravindu Wijekoon and Dulsha Kularatna-Abeywardana. Energy harvesting techniques for long-term self-powered deep brain stimulation systems: A comprehensive analysis, November 2024.
- [21] Jing Xu, Hanxiao Chen, Xinqi Luo, Bin Guo, Lijun Jia, and Fu Wang. Internal three-dimensional graphdiyne-based self-powered biosensor integrated with external physical power for portable detection of tumor markers, 2025.

- [22] Saeed Mohsen, Abdelhalim Zekry, Khaled Youssef, and Mohamed Abouelatta. A self-powered wearable wireless sensor system powered by a hybrid energy harvester for healthcare applications, September 2020.
- [23] Nilesh R. Chodankar, Smita V. Karekar, Moein Safarkhani, Amar M. Patil, Pragati A. Shinde, Rohan B. Ambade, Jang-Kyo Kim, Young-Kyu Han, Yun-Suk Huh, Amal al Ghaferi, and Ebrahim Alhajri. Revolutionizing implantable technology: Biocompatible supercapacitors as the future of power sources, 2024.
- [24] Y. Khazani, E. Rafiee, and A. Samadi. Development of an efficient, lead-free piezoelectric nanogenerator utilizing pvdf: MnO_2 - bi_2WO_6 : Rgo composite fiber for self-powered sensing and biomechanical energy harvesting, 2025.
- [25] M. Veletic. Implants with sensing capabilities, 2022. *Chem. Rev.*, vol. 122, no. 19, pp. 16239–16263.
- [26] V. Zayats, K. Sergeev, and D. A. Fedorov. Review of promising methods of supplying power to implantable medical devices, 2002. *Biomed. Eng.*, vol. 57, no. 1, pp. 39-44.
- [27] D. Newaskar and B. P. Patil. Rechargeable Active Implantable Medical Devices (AIMDs), 2023. *International Journal of Online and Biomedical Engineering (iJOE)*, vol. 19, no. 13, pp. 108-119.
- [28] J. et al. Seo. Wireless electrical power delivery using light through soft skin tissues under misalignment and deformation, 2022. *Advanced Materials Interfaces*, vol. 9, no. 15, p. 2102586.
- [29] M. S. Islam, M. K. Hosain, K. Almheiri, and T. Myo. Hybrid energy harvesting for self-powered implantable biomedical devices, 2023. *American Journal of Chemical and Biochemical Engineering*, vol. 7, no. 1, p. 1.
- [30] Z. You, L. Bo, and Z. Li. Recent progress in human body energy harvesting for smart bioelectronic system, 2021. *Fundamental Research*, vol. 1, no. 3, pp. 364-382.
- [31] D. Jiang, B. Shi, H. Ouyang, Z. L. Fan, Z. L. Wang, and Z. Li. Emerging implantable energy harvesters and self-powered implantable medical electronics, 2020. *ACS Nano*, vol. 14, no. 6, pp. 6436-6448.
- [32] M. I. Kayani, A. Ahmed, Amila Perera, A. Bykov, and M. Katz. A proof of concept for in-body implanting for longevity and selfcare, 2021. In *The 26th Finnish National Conference on Medical Physics and Medical Engineering*, 2021, p. 57.
- [33] Preet Garcha, Dina El-Damak, Nachiket Desai, Jorge Troncoso, Erika Mazzotti, Joyce Mullenix, Shaoping Tang, Django Trombley, Dennis Buss, Jeffrey Lang, and Anantha Chandrakasan. A 25 mV-Startup Cold Start System with

Referencias

- On-Chip Magnetics for Thermal Energy Harvesting. Massachusetts Institute of Technology and collaborators.
- [34] Marcio Bender Machado, Franciele Nornberg, Mohamad Sawan, Carlos Galup-Montoro, and Marcio Cherem Schneider. Analysis and design of the Dickson charge pump for sub-50 mV energy harvesting.
 - [35] Baek-Min Lim, Jeong-Il Seo, and Sang-Gug Lee. A Colpitts Oscillator-Based Self-Starting Boost Converter for Thermoelectric Energy Harvesting With 40-mV Startup Voltage and 75 % Maximum Efficiency, 2018. IEEE Journal of solid-state circuits.
 - [36] Baek-Min Lim, Jeong-Il Seo, and Sang-Gug Lee. A colpitts oscillator-based self-starting boost converter for thermoelectric energy harvesting with 40-mv startup voltage and 75 % maximum efficiency, 2018. IEEE Journal of solid-state circuits.
 - [37] Ziyang Gao, Yang Zhou, Jin Zhang, Javad Foroughi, Shuhua Peng, Ray H. Baughman, Zhong Lin Wang, and Chun H. Wang. Advanced energy harvesters and energy storage for powering wearable and implantable medical devices, 2024.
 - [38] Mahammad A Hannan¹, Saad Mutashar, Salina A Samad, and Aini Hussain. Energy harvesting for the implantable biomedical devices: issues and challenges, 2014. BioMedical Engineering OnLine.
 - [39] J Paulo and Pedro Dinis Gaspar. Review and future trend of energy harvesting methods for portable medical devices, 2010.
 - [40] Haiwu Zheng, Yunlong Zi, Xu He, Hengyu Guo, Ying-Chih Lai, Jie Wang, Steven L. Zhang, Changsheng Wu, Gang Cheng, and Zhong Lin Wang. Concurrent harvesting of ambient energy by hybrid nanogenerators for wearable self-powered systems and active remote sensing, May 2018.
 - [41] J. Yoo et al. A 5.2 mW self-configured wearable body sensor network controller and a 12 W 54.9Proc. IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers, pp. 290-291.
 - [42] Y. Lo et al. A fully integrated wireless SoC for motor function recovery after spinal cord injury, 2017. IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 11, no. 3, pp. 497-509.
 - [43] Amar A. B., Kouki A. B, and Cao H. Power approaches for implantable medical devices, 2015. Sensors, vol. 15, no. 11, pp. 28889-28914.
 - [44] Mitcheson P. D. and Toh T. T. Power management electronics, 2010. Energy Harvesting for Autonomous Systems, Norwood, MA, USA.
 - [45] N. Guiheneuf et al. Effects of the irradiance intensity during UV accelerated aging test on unencapsulated silicon solar cells. *Solar Energy*, 157:477–485, 2017.

- [46] M. Tholl et al. Subdermal solar energy harvesting – a new way to power autonomous electric implants. *Applied Energy*, 269:114948, 2020.
- [47] H. G. Akarçay and J. Rička. Simulating light propagation: towards realistic tissue models. In *Proc. SPIE*, volume 8088, page 80880K, 2011.
- [48] M. Hornung et al. Interpretation of backscattering polarimetric images recorded from multiply scattering systems: a study on colloidal suspensions. *Optics Express*, 27:6210–6239, 2019.
- [49] Lukas Bereuter, Stephan Williner, Fabio Pianezzi, Benjamin Bissig, David Bueche, Lukas Krainer, Thomas Burger, Roger Vogel, Adrian Zurbuchen, Jan Meier, and Adrian Haeberlin. Energy harvesting by subcutaneous solar cells: A long-term study on achievable energy output. *Annals of Biomedical Engineering*, 45(5):1172–1180, 2017.
- [50] Ting Wu, Jean-Michel Redouté, and Mehmet Rasit Yuce. A wireless implantable sensor design with subcutaneous energy harvesting for long-term iot healthcare applications. *IEEE Access*, 6:35801–35808, 2018.
- [51] Kwangsun Song, Jung Hyun Han, Taehoon Lim, Namyun Yang, Sang Hoon Shin, Juho Lee, Hyuck Mo Lee, Min-Goo Kim, Sanghoek Lee, Seung Hyun Ko, Dae-Hyeong Kim, Yong-Tae Kim, Keon Jae Park, Seung Kyu Lee, and Jongho Lee. Subdermal flexible solar cell arrays for powering medical electronic implants. *Advanced Healthcare Materials*, 5(15):1572–1580, 2016.
- [52] Jinwoo Kim, Won-Gyu Seo, Joonseok Lee, Inkyu Kim, Sung-Min Han, and Jae-Woong Lee. Active photonic wireless power transfer into live tissues. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, 117(26):16856–16863, 2020.
- [53] Adrian Haeberlin, Adrian Zurbuchen, Jakob Schaerer, Joerg Wagner, Salome Walpen, Christoph Huber, Hannes Haeberlin, Juerg Fuhrer, and Roger Vogel. Successful pacing using a battery-less sunlight-powered pacemaker. *EP Europace*, 16(7):1534–1539, 2014.
- [54] Adrian Haeberlin, Adrian Zurbuchen, Jakob Schaerer, Joerg Wagner, Salome Walpen, Christoph Huber, Hannes Haeberlin, Juerg Fuhrer, and Roger Vogel. The first battery-less, solar-powered cardiac pacemaker. *Heart Rhythm*, 12(5):1317–1323, 2015.
- [55] Kwangsun Song, Thanh Do, Min-Goo Kim, Byung Il Cho, Jayant Charthad, Claire Rabut, Michael B. Irby, Kevin Chottin, Gyoujin Yoon, Myung-Hyun Rah, Hyung-Soo Lee, Sanghoek Kim, Hyeon Wang, Sang Hoon Lee, Jongho Lee, Anantha P. Chandrakasan, Boris Murmann, and Amin Arbabian. Generation of electrical power under human skin by subdermal solar cell arrays for implantable bioelectronic devices. *Biosensors and Bioelectronics*, 89:692–705, 2017.

Referencias

- [56] AnySolar. Kxob25-14x1f data sheet, 2020. <https://waf-e.dubudisk.com/anysolar.dubuplus.com/techsupport@anysolar.biz/018Ae08/DubuDisk/www/Gen3/KX0B25-14X1F%20DATA%20SHEET%20202007.pdf>.
- [57] J.A. Duffie and W.A. Beckman. *Solar Engineering of Thermal Processes*. John Wiley & Sons Inc., New York, 2 edition, 1991.
- [58] J. Nelson. *The Physics of Solar Cells*. Imperial College Press, London, 2003.
- [59] Martin A. Green. *Solar Cells: Operating Principles, Technology, and System Applications*. Prentice-Hall, 1982.
- [60] W. De Soto, S. A. Klein, and W. A. Beckman. Improvement and validation of a model for photovoltaic array performance. *Solar Energy*, 80(1):78–88, 2006.
- [61] Marcelo Gradella Villalva, José Rafael Gazoli, and Ernesto Ruppert Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(5):1198–1208, 2009.
- [62] Giuseppina Ciulla, Valerio Lo Brano, Vincenzo Di Dio, and Giovanni Cipriani. A comparison of different one-diode models for the representation of I–V characteristic of a PV cell. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 32:684–696, 2014.
- [63] Roger A. Messenger and Jerry Ventre. *Photovoltaic Systems Engineering*. CRC Press, Boca Raton, FL, 3rd edition, 2010.
- [64] Kenneth Clarke and Donald Hess. *Communication circuits: Analysis and design*, 1971.
- [65] Thomas Lee. *The design of cmos radio-frequency integrated circuits*, 1998.
- [66] Frank Ellinger. *Radio frequency integrated circuits and technologies*, 2016.
- [67] Mariana Siniscalchi, Fernando Silveira, and Carlos Galup-Montoro. Ultra-low-voltage cmos crystal oscillators, 2020. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*.
- [68] Carlos Mascareñas and Iñigo Pérez. Dispositivos piezoeléctricos utilizados en electrónica de radiofrecuencia. Universidad de Cadiz, Departamento de ciencias y técnicas de la navegación.
- [69] Y. Taha and M. Mirhassani. Impact of process and temperature variations on the design of cmos colpitts oscillators, 2015. 2015 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, Romania, 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISSCS.2015.7203974.
- [70] El transistor mos. https://www.hispavila.com/wp-content/uploads/2015/08/tema4_el-mosfet.pdf.

- [71] Márcio Cherem Schneider and Galup-Montoro Carlos. Cmos analog design using all-region mosfet modeling, 2010. Cambridge University Press.
- [72] X-FAB. Xh018 process specification. <https://www.xfab.com/technology>, 2018.
- [73] Selection and specification of crystals for Texas Instruments ethernet physical layer transceivers, February 2019. Texas Instruments.
- [74] E. Misael Honoré and P. D. Mininni. Estudio del comportamiento de un material piezoeléctrico en un campo eléctrico alterno, 1996. Laboratorio 4, Departamento de Física, Facultad de Ciencias Exactas y Naturales, Universidad de Buenos Aires, Argentina.
- [75] Electronics Tutorials. RLC Series Circuit Resonance. <https://www.electronics-tutorials.ws/accircuits/series-resonance.html>.
- [76] Warren P. Mason. *Piezoelectric Crystals and Their Application to Ultrasonics*. D. Van Nostrand Company, New York, NY, 1st edition, 1948.
- [77] Abracon LLC. ABLS-LR-4.000MHZ-T Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/abracon-llc/ABLS-LR-4-000MHZ-T/2184106>.
- [78] ECS Inc. ECS-20-S-1X Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/ecs-inc/ECS-20-S-1X/827462>.
- [79] ECS Inc. ECS-40-S-1X Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/ecs-inc/ECS-40-S-1X/827503>.
- [80] Abracon LLC. ABLS-LR-8.000MHZ-T Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/abracon-llc/ABLS-LR-8-000MHZ-T/2184116>.
- [81] CTS Frequency Controls. MP101 Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/cts-frequency-controls/MP101/67706>.
- [82] ECS Inc. ECS-100-S-1X Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/ecs-inc/ECS-100-S-1X/827484>.
- [83] Abracon LLC. ABLS-LR-12.000MHZ-T Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/abracon-llc/ABLS-LR-12-000MHZ-T/2184122>.
- [84] Abracon LLC. ABLS-LR-24.000MHZ-B1G-T Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/abracon-llc/ABLS-LR-24-000MHZ-B1G-T/12349772>.
- [85] ECS Inc. ECS-240-S-1 Data Sheet, 2024. <https://www.digikey.com/es/products/detail/ecs-inc/ECS-240-S-1/79423>.

Referencias

- [86] Stewart Sherrit, Sean P. Leary, Benjamin P. Dolgin, and Yoseph Bar-Cohen. Comparison of the Mason and KLM Equivalent Circuits for Piezoelectric Resonators in the Thickness Mode , 1999.
- [87] Vishal Saxena. Spectrerf periodic analysis switched capacitor circuit simulation. <https://www.eecis.udel.edu/~vsaxena/courses/ece614/Handouts/SpectreRF%20Periodic%20Analysis.pdf>.
- [88] Gregory Chen, Hassan Ghaed, Razi ul Haque, Michael Wieckowski, Yejoong Kim, Gyouho Kim, David Fick, Daeyeon Kim, Mingoo Seok, Kensall Wise, David Blaauw, and Dennis Sylvester. A cubic-millimeter energy-autonomous wireless intraocular pressure monitor. 2011.

Índice de figuras

1.2.	Sistema completo de cosecha de energía diseñado en [1].	4
1.1.	Arquitectura <i>Cold-Start</i> de oscilador con rectificador de baja eficiencia diseñada en [1].	5
1.3.	Aplicación de sistema de cosecha de energía para el bloque <i>Cold-Start</i> diseñado en [33].	6
1.4.	Circuito <i>Cold-Start</i> presentado en [33].	6
1.5.	Configuración híbrida de dos convertidores de voltaje presentada en [34].	6
1.6.	Circuito <i>Cold-Start</i> basado en un oscilador de anillo y una <i>Dickson charge pump</i> presentado en [34].	7
1.7.	Arquitectura del sistema de cosecha de energía propuesta en [35]. .	7
1.8.	Bloques principales del circuito <i>Cold-Start</i> presentado en [35]: oscilador Colpitts y multiplicador Dickson.	8
2.1.	Clasificación de técnicas de cosecha de energía aplicadas en dispositivos médicos implantables [4].	12
2.2.	Topología de un sistema de cosecha de energía para aplicaciones electrónicas.	15
2.3.	Gráfica de característica IV de la celda solar a 25 °C y AM1.5. La curva azul representa la corriente generada en función de la tensión, mientras que la curva roja indica la potencia entregada en función de la tensión [56].	17
2.4.	Gráfica de voltaje de circuito abierto en función de la irradiancia [56].	17
2.5.	Circuito eléctrico equivalente de una celda solar.	18
2.6.	Curva característica IV a 1000 W m ⁻² de la celda solar <i>KXOB25-14X1F-TR</i> proporcionada por el fabricante, modelada y simulada.	21
3.1.	Modelo básico de un oscilador de retroalimentación. L_R , C_R y R_R modelan al elemento resonante y sus pérdidas. r_A modela al elemento activo que compensa dichas pérdidas [66].	26
3.2.	Crecimiento exponencial de la corriente hasta que se produce la saturación [66].	26
3.3.	Oscilador Pierce a cristal [67].	27
3.4.	Modelo teórico del resonador piezoeléctrico.	28

Índice de figuras

3.5.	Variaciones de f_r (frecuencia de resonancia serie f_s) y f_a (frecuencia de antiresonancia paralelo f_p) para un resonador piezoeléctrico sin carga y con carga para configuraciones serie y paralelo en el contexto de un circuito oscilador [68].	30
3.6.	(a) Arquitectura del Oscilador Colpitts MOS tradicional. (b) Modelo en pequeña señal.	31
3.7.	(a) Modelo de resistencia negativa. (b) Modelo de referencia de gran señal en estado estacionario.	32
3.8.	Oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico y resistencia de polarización R_S . El resonador piezoeléctrico sustituye al inductor y se modela según lo presentado en la Sección 3.1.4.	33
3.9.	Multiplicador de voltaje Dickson de múltiples etapas con transistores MOS conectados como diodos.	35
3.10.	Diagramas de funcionamiento del doblador de voltaje.	36
3.11.	Doblador de voltaje con carga resistiva R_L y voltaje de ripple a la salida V_R	37
3.12.	Rectificador Dickson de múltiples etapas.	38
3.13.	Esquema y comportamiento del rectificador Dickson.	39
4.1.	(a) Polarización del canal en inversión débil. (b) inversión fuerte [70].	42
4.2.	Diagrama del circuito utilizado para la extracción de parámetros. .	47
4.3.	Interpolación de las curvas de corriente y $\frac{gm}{I_D}$ para la extracción de los parámetros del transistor [71].	48
4.4.	Circuito utilizado para la extracción de parámetros del transistor <i>nn3</i>	48
4.5.	Comparación entre las curvas $I_D(V_G)$ obtenidas mediante simulaciones en Cadence y las predichas por el modelo teórico ACM para el transistor <i>nn3</i> . El primer gráfico corresponde a un transistor con dimensiones $W = 400 \mu m$ y $L = 2 \mu m$, mientras que el segundo muestra el caso de un transistor con $W = 750 \mu m$ y $L = 2 \mu m$. . .	49
4.6.	Parte real e imaginaria de la impedancia de un resonador piezoeléctrico de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$	50
4.7.	Parte real e imaginaria para un resonador piezoeléctrico de 2 MHz en paralelo con una resistencia R_{DG} de 1 M Ω	50
4.8.	Módulo de la impedancia del resonador piezoeléctrico de 2 MHz modelado como: $C_m = 0,012 \text{ pF}$, $L_m = 0,52 \text{ H}$, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4 \text{ pF}$, comparado con el resonador en paralelo con distintos valores de R_{DG} , entre 1 k Ω y 100 M Ω . Se indica también el valor del factor de calidad Q calculado a partir del ancho de banda.	51
4.9.	Modelo de pequeña señal del oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico.	53
4.10.	Circuito auxiliar para la medición de impedancia del resonador piezoeléctrico.	53

4.11. Parte imaginaria del resonador piezoeléctrico de 10 MHz para diferentes valores de R_m . Los resultados corresponden al modelo con $C_m = 10$ fF, $C_0 = 6$ pF, $L_m = 25$ mH y R_m variando entre 5Ω a 60Ω .	56
4.12. Parte real del resonador piezoeléctrico de 10 MHz para diferentes valores de R_m . Estos resultados fueron obtenidos para el modelo con $C_m = 10$ fF, $C_0 = 6$ pF, $L_m = 25$ mHz y R_m variando entre 5Ω a 60Ω .	57
4.13. Comparación entre los datos experimentales y los modelos teóricos para cada uno de los resonadores piezoeléctricos analizados. Los gráficos están organizados en dos filas: en la primera fila se encuentran los resonadores correspondientes a 2 MHz serie, 4 MHz SMD, 4 MHz serie y 8 MHz SMD; y en la segunda fila, los de 10 MHz, 10 MHz serie, 12 MHz SMD, 24 MHz SMD y 24 MHz serie.	60
4.14. Resultados de n . Los valores para el interior del rango dado por $W \in (100, 1000) \mu\text{m}$, quedan delimitados por las curvas graficadas.	65
4.15. Resultados de V_{T0} . Los valores para el interior del rango dado por $W \in (100, 1000) \mu\text{m}$, quedan delimitados por las curvas graficadas.	65
4.16. Resultados de I_S .	65
4.17. Variación de los parámetros del transistor MOS <i>nn3</i> en función del largo de canal L para distintos valores de ancho W .	65
4.18. Flujo del método de diseño iterativo. El <i>loop</i> principal recorre una serie de archivos <i>csv</i> que contiene los parámetros del transistor para cada W y L relevado en Cadence. El método recibe en su entrada el modelo eléctrico de un resonador piezoeléctrico dado, y en su salida retorna los parámetros del circuito Colpitts que garantizan el cumplimiento de las condiciones de arranque y oscilación.	66
4.19. Comparación del error relativo en valor absoluto entre las amplitudes obtenidas mediante simulaciones en Cadence y las estimadas con ambos métodos teóricos. La evaluación se realiza para tensiones de alimentación de 30 mV y 40 mV, utilizando un modelo de resonador ideal con parámetros: $C_m = 0,012$ pF, $L_m = 0,52$ H, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4$ pF. Se considera un transistor con $W = 400 \mu\text{m}$ y $L = 2 \mu\text{m}$.	67
4.20. <i>Layout</i> del transistor <i>nn3</i> diseñado con 14 <i>fingers</i> de $29 \mu\text{m}$ de ancho cada uno, y una longitud de canal $L = 2 \mu\text{m}$.	70
5.1. Comparación de la parte real de la impedancia del resonador obtenida mediante análisis AC, PSS+PAC y modelo teórico para un resonador de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012$ pF, $L_m = 0,52$ H, $R_m = 5 \Omega$ y $C_0 = 4$ pF.	74
5.2. Comparación de la parte imaginaria de la impedancia del resonador obtenida mediante análisis AC, PSS+PAC y modelo teórico para un resonador de 2 MHz con el siguiente modelo equivalente: $C_m = 0,012$ pF, $L_m = 0,52$ H, $R_m = 5 \Omega$ y $C_p = 4$ pF.	75
5.3. Parte real de la impedancia de entrada del rectificador.	76
5.4. Parte imaginaria de la impedancia de entrada del rectificador.	76

Índice de figuras

5.5. Impedancia de entrada del rectificador Dickson de 10 etapas para distintas resistencias de carga.	76
6.1. Comparación de la señal oscilatoria simulada en las etapas pre y post-layout, considerando como parámetro de ajuste el resonador piezoeléctrico de 4 MHz en configuración serie, variando R_{DG} entre 500 k Ω , 5 M Ω y 10 M Ω	80
6.2. Amplitud de oscilación obtenida mediante simulación en Cadence, y ajustada por mínimos cuadrados, para el resonador SMD y serie de 4 MHz, variando V_D entre 10 mV y 40 mV, con R_{DG} igual a 1 M Ω y 5 M Ω	81
6.3. Evolución de la tensión máxima de salida del oscilador bajo diferentes configuraciones de <i>corners</i> , descritas en la Tabla 6.3. Las simulaciones se realizaron utilizando el resonador de 4 MHz serie, con $R_{DG} = 1$ M Ω	83
6.4. Simulación de la amplitud de salida estadística en un Montecarlo, con fuente dC de 40 mV, y con el resonador de 4Mhz serie.	84
6.5. Esquemático del modelo eléctrico de la celda solar en cadena con el bloque oscilador, con un capacitor $C_{in} = 1$ μ F a tierra que estabiliza la alimentación en tensión.	85
6.6. Voltaje de entrada (V_{in}) y corriente de entrada (I_{in}) entregados por la celda solar al oscilador Colpitts, junto con la tensión oscilatoria de salida (V_{out}), utilizando el resonador piezoeléctrico SMD de 4 M Ω con $R_{DG} = 5$ M Ω	86
6.7. Potencia entregada por la celda solar a la entrada del oscilador Colpitts, considerando irradiancia baja y el uso de un resonador piezoeléctrico SMD de 4 M Ω con $R_{DG} = 5$ M Ω	87
6.8. Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde una fuente ideal AC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre 1 M Ω y 41 M Ω . El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV.	87
6.9. Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde una fuente AC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre 51 M Ω y 91 M Ω . El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV.	88
6.10. Potencia de entrada al rectificador Dickson de 10 etapas desde fuente ideal ideal DC, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre 1 M Ω y 91 M Ω . El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV.	88
6.11. Potencia de salida del rectificador Dickson de 10 etapas, medida en régimen estacionario para cargas resistivas entre 1 M Ω y 91 M Ω . El circuito es excitado con una señal senoidal de 500 mV de amplitud a 4 MHz con una componente de DC de 40 mV.	89

6.12. Esquemático del bloque <i>Cold-Start</i> conformado por el oscilador Colpitts MOS con resonador piezoeléctrico, junto con el rectificador Dickson de 10 etapas.	91
6.13. Potencia entregada por el Oscilador Colpitts MOS con cristal SMD de 4 MHz al rectificador Dickson en vacío, con un capacitor de salida $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$	91
6.14. Potencia de entrada al oscilador Colpitts MOS con el resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío.	92
6.15. Potencias disipadas por componentes activos en el Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$	93
6.16. Energía almacenada en el tiempo en componentes reactivos del Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$. Se observa el intercambio entre energía eléctrica y magnética en la rama serie del cristal piezoeléctrico C_m y L_m , propia de los circuitos LC.	94
6.17. Energía almacenada en los capacitores del Oscilador Colpitts MOS con resonador de 4 MHz SMD cuando está cargado con el rectificador Dickson en vacío con $C_{out} = 4,7 \text{ nF}$, mostrando el comportamiento de los componentes capacitivos restantes en el circuito.	94
7.1. Chip principal - pines	96
7.2. Chip principal	96
7.3. Chip principal integrado a un adaptador DIL 40	96
7.4. PCB capa 1.	97
7.5. PCB capa 2.	97
7.6. PCB modelo 3D Top.	98
7.7. PCB modelo 3D Bottom.	98

Esta es la última página.
Compilado el martes 5 agosto, 2025.
<http://iie.fing.edu.uy/>