

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERIA



Diseño y simulación de un circuito de arranque basado en la
carga de empuje de Dickson para aplicaciones de cosecha de
energía

AUTOR:

Diego Paul Pizarro Salvador

Tesis para obtener el título profesional de Ingeniero Electrónico

ASESOR:

Carlos Bernardino Silva Cárdenas

Lima, Mayo, 2023

Informe de Similitud

Yo, CARLOS BERNARDINO SILVA CARDENAS,

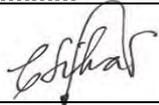
docente de la Facultad de CIENCIAS E INGENIERIA de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor(a) de la tesis/el trabajo de investigación titulado

Diseño y simulación de un circuito de arranque basado en la carga de empuje de Dickson para aplicaciones de cosecha de energía

del/de la autor(a)/ de los(as) autores(as) DIEGO PAUL PIZARRO SALVADOR ,dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 11%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software Turnitin el 17/10/2023.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de Suficiencia Profesional, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha: LIMA, 17 OCTUBRE 2023

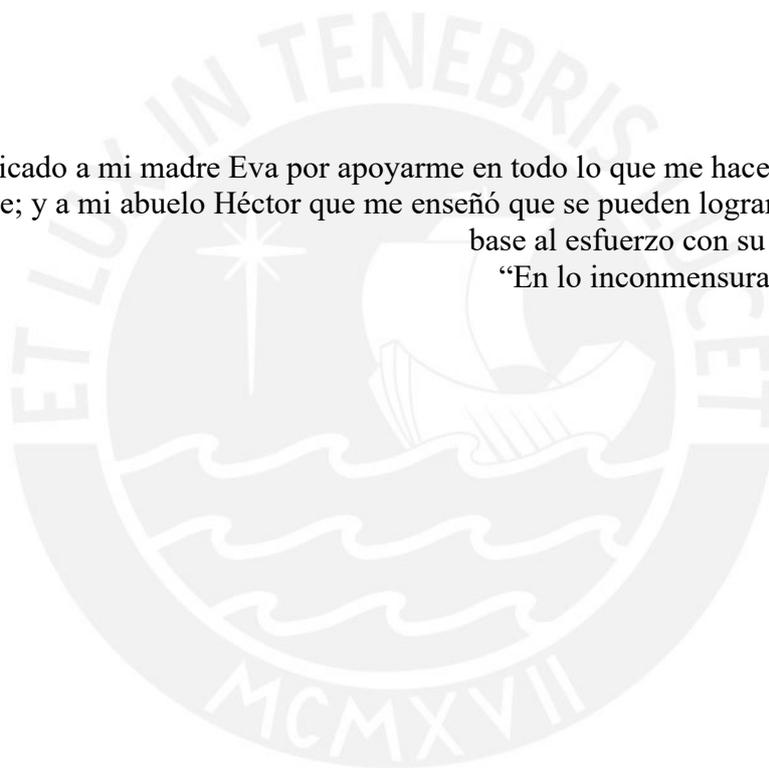
Apellidos y nombres del asesor / de la asesora: <u>Paterno Materno, Nombre1 Nombre 2 SILVA CARDENAS, CARLOS BERNARDINO</u>	
DNI:08014721	Firma 
ORCID: 0000-0003-4653-0915	

Resumen

Según Ericsson, líder mundial en despliegue 5G, la cantidad de dispositivos de Internet de las Cosas (*IoT* por sus siglas en inglés) han aumentado año tras año en promedio 15% desde el 2014. Este constante crecimiento hizo que en 2020 estos superen a la cantidad de celulares, laptops, *tablets*, computadoras de escritorio y teléfonos fijos combinados. Como todo dispositivo electrónico, necesitará de una fuente de alimentación local; sin embargo, al considerar tal cantidad de dispositivos a nivel mundial, esto supone un gran reto; especialmente en zonas remotas donde, en algunos casos, no se podría conectar a la red eléctrica convencional. Por ello, una alternativa en las zonas remotas debe tener como características principales una fuente "eterna" y de muy bajo o nulo mantenimiento por los costos de acercamiento a estas zonas. En consecuencia, el recolectar/cosechar (*harvest*) la energía de los alrededores es una opción ideal para estas aplicaciones. La cosecha de energía es el método por el cual se puede aprovechar la energía natural omnipresente en ciertas áreas; por ejemplo, la energía térmica, ya que no importe el lugar donde nos encontremos, siempre estará presente la temperatura. Es por esto por lo que la presente tesis consiste en diseñar un circuito que eleve el bajo voltaje obtenido de la cosecha de energía de una diferencia de temperatura para alimentar circuitos de bajo consumo en zonas remotas. Para ello, se tomará como base el Circuito Elevador de Voltaje de Empuje de Dickson (*Dickson Charge Pump* en inglés, DCP).

El primer objetivo es diseñar y simular el circuito de arranque en base a su modelo matemático teniendo en cuenta la eficiencia del número de etapas. Además, el segundo objetivo es analizar cómo varían los parámetros eléctricos de la salida del circuito al cambiar los parámetros del modelo matemático, así también como identificar las limitaciones de este modelo.

Dedicado a mi madre Eva por apoyarme en todo lo que me hace crecer personal y profesionalmente; y a mi abuelo Héctor que me enseñó que se pueden lograr muchas cosas en base al esfuerzo con su memorable frase:
“En lo incommensurable del universo”.



Índice

Introducción	1
Capítulo 1: Cosecha de energía.....	2
1.1. Definición de cosecha de energía	2
1.2. Tipos de fuentes de energía	3
1.3. Energía térmica.....	5
1.4. Definición del problema	6
1.5. Estado del arte	7
1.5.1. Generador termoelectrico (TEG)	8
1.5.2. La arquitectura de los bloques.....	9
1.5.3. Por qué es importante la implementación de TEG para la cosecha de energía.....	13
1.6. Objetivos.....	14
1.6.1. Objetivo principal	14
1.6.2. Objetivo secundario	14
Capítulo 2: Fundamentos teóricos.....	15
2.1. Multiplicadores de voltaje	15
2.1.1. Multiplicadore de voltaje Cockcroft-Walton	15
2.1.2. Circuito Elevador de Voltaje de Empuje de Dickson (<i>Dickson Charge Pump</i>)	17
2.2. Sistemas termoelectricos	19
2.2.1. El efecto Seebeck	20
2.2.2. Generador termoelectrico y factor ZT.....	21
2.2.3. Tecnología de los materiales.....	22
2.3. Osciladores controlados por voltaje	24
Capítulo 3: Diseño	26
3.1. Número de etapas	26
3.2. Análisis de existencia del elevador de voltaje	29
3.3. Voltaje umbral y capacitancias.....	29
3.4. Voltaje de entrada y amplitud de las oscilaciones	32
Capítulo 4: Pruebas y resultados	34
4.1. Voltaje de salida	34
4.2. Voltaje en las etapas separadas por reloj	35
4.3. Voltaje de rizado.....	38
4.4. Voltaje en función de la resistencia de la carga.....	40
4.5. Zona de operación del DCP.....	41
4.6. Variaciones debido a tolerancias en los capacitores.....	44
Conclusiones	
Recomendaciones y trabajos futuros	
Bibliografía	

Índice de figuras

Figura 1. Circuito de cosecha de energía de RF.....	4
Figura 2. Circuito de cosecha de energía para vibración	5
Figura 3. Estimación de crecimiento del IoT	7
Figura 4. Partes y modelo eléctrico del TEG	8
Figura 5. Arquitectura del sistema completo	10
Figura 6. Modelo del <i>Boost Converter</i>	12
Figura 7. Sistema de <i>boost converter</i> con una entrada y dos salidas	13
Figura 8. Principio de funcionamiento del circuito Cockcroft-Walton.....	16
Figura 9. Circuito del multiplicador Cockcroft-Walton.....	17
Figura 10. Circuito Dickson <i>Charge Pump</i>	18
Figura 11. Circuito equivalente del DCP	19
Figura 12. Cómo se genera corriente gracias al efecto Seebeck	21
Figura 13. Funcionamiento de un TEG.....	21
Figura 14. Configuraciones Stack y Tradicional de las termocuplas.....	24
Figura 15. Modelo en pequeña señal de un <i>Enhanced Swing Colpitts Oscillator</i>	25
Figura 16. Circuito propuesto	26
Figura 17. Circuito DCP reducido	27
Figura 18. Número de etapas de acuerdo a la capacitancia máxima.....	28
Figura 19. Última etapa del circuito DCP.....	31
Figura 20. Circuito simulado con una resistencia de carga RL en la salida.....	34
Figura 21. Voltaje de salida para el DCP.....	35
Figura 22. Señales en cada etapa del circuito con las oscilaciones del generador de pulsos	36
Figura 23. Análisis de valores en cada carga (<i>pump</i>) del DCP	37
Figura 24. Voltaje de rizado en los últimos 0.5us	38
Figura 25. Voltaje de salida con $C_{OUT} = 100\text{pF}$	39
Figura 26. Barrido de 4 capacitancias de salida.....	39
Figura 27. Barrido de resistencia de carga.....	40
Figura 28. Tendencia del voltaje de salida limitado por la resistencia de carga	41
Figura 29. Voltaje de salida en respuesta del voltaje de entrada	42
Figura 30. Corriente en la carga I_{OUT} vs Voltaje de entrada V_{IN}	43
Figura 31. Análisis Monte Carlo para la tolerancia de las capacitancias.....	44
Figura 32. Comparación del voltaje de salida para 10, 7 (original) y 6 etapas	46

Índice de tablas

Tabla 1. Parámetros de diseño para la simulación	33
Tabla 2. Valores entre etapas para <i>VOUT</i> estable.....	37
Tabla 3. Valores entre etapas para <i>VOUT</i> no estable.....	37
Tabla 4. Parámetros obtenidos en la simulación comparados con valores teóricos.....	45
Tabla 5. Parámetros obtenidos en la simulación de 10, 7 y 6 etapas	45



Introducción

El constante crecimiento del Internet de las Cosas (IoT: *Internet of Things* por sus siglas en inglés) trae consigo el incremento de dispositivos electrónicos repartidos alrededor del mundo. Se puede alimentar todos estos circuitos con métodos convencionales; sin embargo, también se puede usar la cosecha de energía (*energy harvesting*) para aplicaciones remotas que representan complicaciones al momento de una intervención humana, además de un periodo largo de vida de la fuente de alimentación.

Por ello, la tesis tiene como objetivo diseñar el bloque de multiplicador de voltaje que es parte de un circuito de cosecha de energía. Los pasos explicados podrán ser replicados en futuros trabajos siguiendo los pasos explicados en los capítulos correspondientes.

Este trabajo de tesis está estructurado de la siguiente manera: En el Capítulo 1 se ve todo lo relacionado a cosecha de energía; es decir, las posibles fuentes de extracción de energía, también se define la problemática. En el capítulo 2 se exponen los conceptos teóricos de un multiplicador de voltaje que comprende, la topología, la señal de entrada y el generador de pulsos. El Capítulo 3 sirve para explicar el procedimiento seguido para obtener el circuito propuesto y todos sus valores de diseño. Por último, en el Capítulo 4 se ven los resultados del diseño, además se hacen pruebas para medir cómo varía el circuito a diferentes valores de los parámetros de diseño.

Capítulo 1

Cosecha de energía

1.1. Definición de cosecha de energía

La conversión de energía siempre es ineficiente en cierto modo. Los motores, por ejemplo, transforman la energía de combustión a una energía cinética y se pierde demasiado en el calor. Un caso menos notorio, pero a la vez igual de ineficiente, es la transmisión de señales que salen de las estaciones de radio [1]: estas envían mega watts de radio frecuencia; sin embargo, estos llegan a las antenas en escala de micro watts. Estas cantidades de desperdicio de energía pueden ser recolectadas y a la vez a usarse para cualquier fin, que de lo contrario simplemente se perderían sin ningún uso. A este proceso se le llama cosecha de energía.

A diferencia de la energía recolectada por los paneles solares o molinos de viento que son usados como fuente para el fluido eléctrico, la cosecha de energía recolecta solo una pequeña cantidad de energía que no alcanza para ese tipo de aplicaciones. El uso más directo de la cosecha de energía es la mejora de la eficiencia energética de un proceso. Por ejemplo, extraer el calor producido por el procesador de una computadora para alimentar a los ventiladores. Además, la cosecha de energía también ayuda al desarrollo de nuevas tecnologías [2]. Una de estas es la Red inalámbrica de sensores (*Wireless Sensor Network. WSN*), que es una red de dispositivos autónomos separados espacialmente que usan sensores para monitorear condiciones físicas o ambientales [3]. La aplicación más significativa de esta tecnología es el sistema de detección temprana de terremotos como lo explica [4].

Adicionalmente, las aplicaciones industriales de la cosecha de energía son muy amplias. Desde la construcción, donde las empresas de este campo apuestan por la sostenibilidad y la reducción del impacto en el medio ambiente, hasta el mundo automotriz, en el que empresas como Volvo, Ford y BMW en colaboración con la NASA han estado desarrollando sistemas para aprovechar

el desperdicio de calor, el cual proyectan que llegue a mejorar la economía del combustible en 3-5% [5]. En las telecomunicaciones móviles, específicamente los fabricantes de celulares tienen programas de Investigación y Desarrollo (R&D) para reducir o eliminar las baterías. Un último ejemplo que muestra una de las grandes ventajas de usar cosecha de energía siguiendo la tendencia tecnológica de reemplazo de baterías parcial o totalmente se puede apreciar en el cambio de baterías en los sistemas electrónicos de una estación de petróleo en altamar por ser costoso debido al traslado de personal a entornos hostiles.

Como ya se mencionó, la cosecha de energía produce poca energía; sin embargo, hay aplicaciones donde puede ser usado para alimentar todo el proceso y no solo ser una alimentación de soporte como los ejemplos mencionados en el último párrafo. En tal sentido, la cosecha de energía tiene el potencial para reemplazar a las baterías que alimentan todo un sistema de equipos electrónicos pequeños de baja potencia.

Por último, el entendimiento de la cosecha de energía reside en la comprensión de una gran variedad de temas de Física, ya que es un proceso de conversión de energía [1]. Entre ellos se involucra a la captura de energía, almacenamiento de energía, ciencia de los materiales, medición de parámetros físicos y demás.

1.2. Tipos de fuentes de energía

Mucha energía es desperdiciada en todos los procesos que existen. En el mundo, la gran mayoría de energía eléctrica es generada por sistemas de combustión. En este claro ejemplo, los sistemas consisten en turbinas alimentadas por gas o vapor que convierten el calor en energía mecánica, que luego es convertida a electricidad. En todo este proceso, casi las dos terceras partes de la energía inicial no es convertida a energía eléctrica, sino perdida en forma de calor. Un ejemplo más doméstico es el de los microondas, o todos los dispositivos electrónicos, que pierden energía por calor y vibración.

Entonces, si se desperdicia energía en todos los procesos, las fuentes donde se puede aplicar la cosecha de energía son igual de numerosas, al igual que los métodos usados para capturarlas. Entre las principales fuentes tenemos a la energía solar, radio frecuencia, energía cinética y térmica.

Uno de los métodos de cosecha más potentes debido a la gran cantidad de energía disponible a aprovechar es el método de cosecha de energía basado en el uso de la energía fotovoltaica o solar consiste en capturar la energía luminosa del sol para convertirla en energía eléctrica. Las calculadoras con una celda fotovoltaica son un buen ejemplo de aplicación a escalas menores. El método de obtener energía a partir de radio frecuencia captura la radiación RF del ambiente, la rectifica y la aumenta a niveles utilizables como lo muestra la [Figura 1](#). El número de emisores de radio, especialmente para los celulares, siempre está en aumento. Acorde a Ericsson [\[6\]](#), en los siguientes 6 años, más de un millón de nuevas líneas de smartphone serán contratadas cada día. Esto significa que habrá un adicional de 2.6 mil millones de líneas contratadas al final del 2022 lo cual hará un total de casi 7 mil millones de smartphones alrededor del mundo para esa fecha. También entran en este método los módems Wifi, laptops que son y serán muy comunes en cada habitación y permitirá una buena oportunidad para los sistemas de energía bajo demanda (*power-on-demand*).

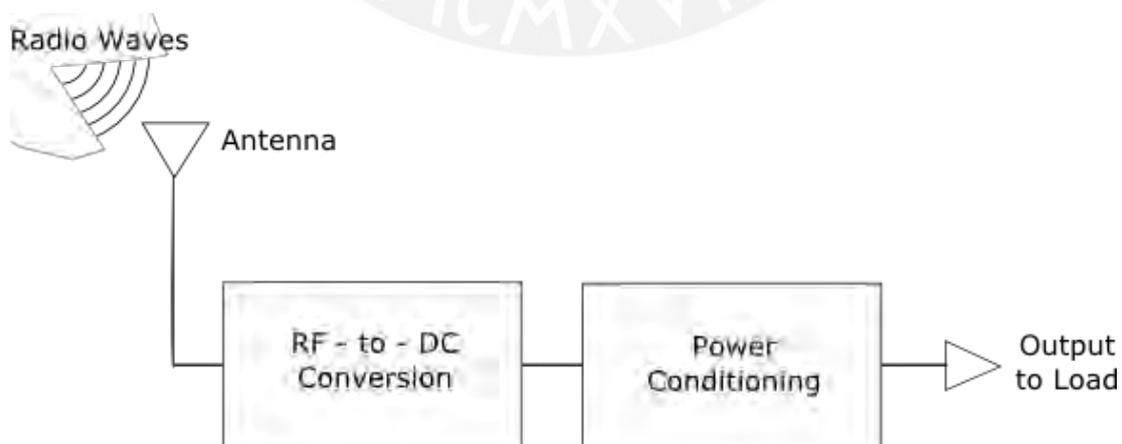


Figura 1. Circuito de cosecha de energía de RF [\[1\]](#).

Los transductores piezoeléctricos generan electricidad cuando son “estresados” lo cual los hace precisos para aplicaciones de sensores de vibración cuando son usados en sistemas de cosecha de energía que detectan el ruido de los motores y la vibración de las alas de los aviones. Su funcionamiento reside en que la vibración de una viga (energía mecánica) genera un voltaje AC como lo muestra la [Figura 2](#), el cual es rectificado, regulado y almacenado en un supercapacitor o una batería de película delgada [\[7\]](#).

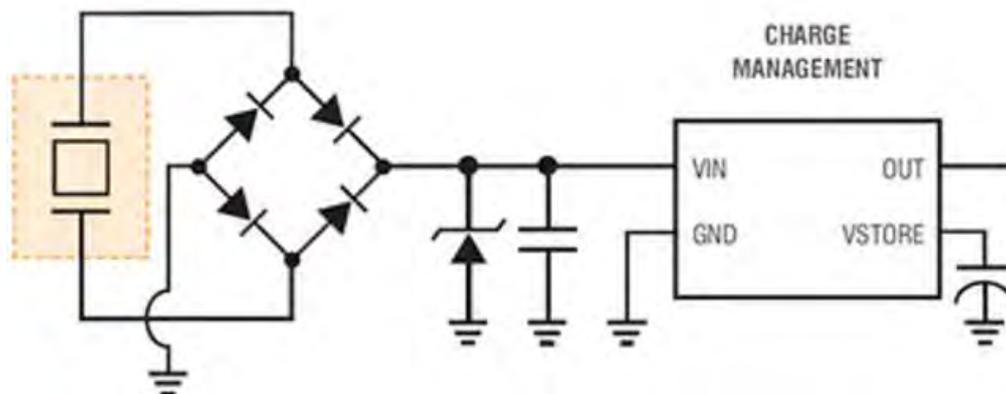


Figura 2. Circuito de cosecha de energía para vibración [\[8\]](#).

1.3. Energía térmica

En este trabajo, nos centraremos en la cosecha de energía a partir de la energía térmica, ya que la diferencia de temperatura es omnipresente; esto brinda una gran variedad de aplicaciones y soluciones. Los entornos que naturalmente poseen gradientes de temperatura y flujo de calor, como el cuerpo humano, tienen el potencial de generar energía eléctrica usando el efecto Seebeck a través de un generador termoeléctrico (TEG) [\[9\]](#). La diferencia de temperatura provee las condiciones para una conversión eficiente de energía mientras que el flujo de calor está relacionado a qué tanta cantidad de esta se puede extraer.

Las aplicaciones de este tipo de fuente para la cosecha de energía son muy variadas, incluso en temas espaciales como en los satélites que, debido al bombardeo de radiaciones del espacio, se calientan por dentro y para prevenir un sobrecalentamiento se recolectan y son emitidos de nuevo al espacio; esto podría ser aprovechado por los TEG [\[10\]](#). En el campo de aplicaciones

terrestre, encontramos desde el monitoreo de condiciones ambientales en la industria hasta el mundo de los automóviles.

Un ejemplo de aplicación notorio fue desarrollado en el 2009 por la marca de autos Volkswagen. En esta oportunidad, un prototipo de sus autos pudo obtener alrededor de 600W, mediante la cosecha de energía, manejando en una autopista, lo cual redujo el consumo de combustible en un 5% [11].

Ahora, 13 años después, la tendencia eco amigable está más consolidada. [12] demuestra que, gracias a un ATEG (generador termoeléctrico automotriz), que a su vez produce electricidad para un EGH (calentador eléctrico de gas), se pueden reducir las emisiones de NOx por más de 80% en camiones pesados alimentados por diésel a bajas revoluciones (la mayor reducción se obtuvo a una velocidad de 1000RPM).

1.4. Definición del problema

El 2017 fue un año donde se empezó a notar la presencia intensiva del Internet de las Cosas (IoT por sus siglas en inglés). Entiéndase por IoT al concepto en el cual todos los dispositivos de nuestro entorno llegan a estar conectados entre ellos; esta conexión es fundamental, ya que si es combinada con la capacidad de “habla” de los dispositivos, entonces esto la convierte en una red inteligente que proveerá toda información valiosa para el que lo necesite [13].

El IoT se expande por cada rincón del planeta y alberga miles de millones de dispositivos electrónicos que, obviamente, necesitan una fuente de energía para poder funcionar. Se estima que para el 2026, los dispositivos IoT superen por más de 3 veces a la cantidad de celulares; es decir, 27 mil millones versus 8.3 mil millones. Si se habla a corto plazo, en el 2023, 19.5 mil millones de dispositivos estarán relacionados al IoT, lo cual está acompañado de un crecimiento anual promedio de 15% [14] como lo muestra la [Figura 3](#). Entonces se genera la pregunta principal en la que se basará la tesis, ¿cómo se puede aprovechar esta oportunidad de alimentar a esta infinidad de dispositivos? Esto conlleva a las preguntas secundarias: qué tan

fuerte será el impacto ambiental, en un entorno que cada vez es más consciente acerca de lo eco amigable, que una fuente de energía convencional pueda causar al planeta con una escala de estas dimensiones; además, como se mencionó, el IoT cubrirá todo el planeta, entonces eso significa que también se encontrará en los lugares más remotos, donde el reemplazo o mantenimiento de las fuentes puede resultar en todo un reto.

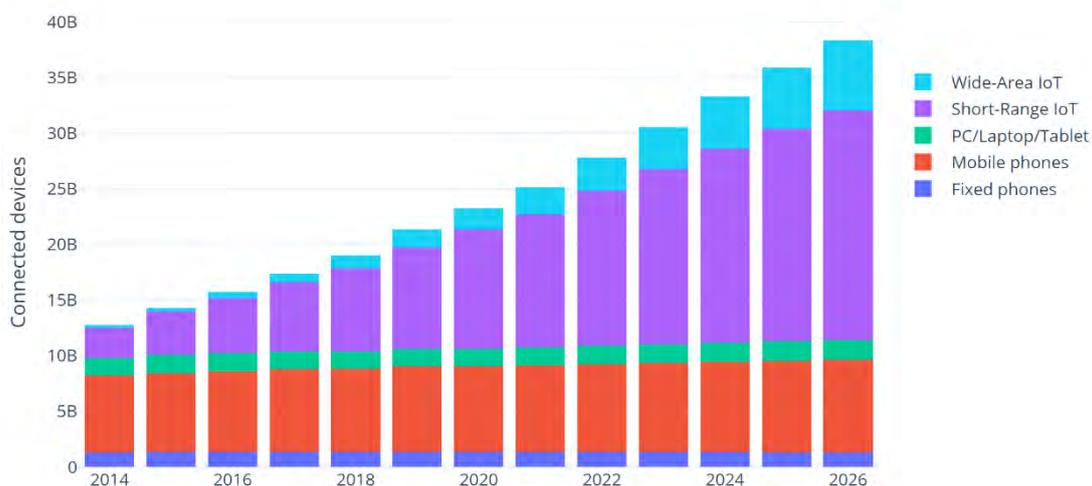


Figura 3. Estimación de crecimiento del IoT [13].

Por otro lado, los TEG son dispositivos que proveen una mínima cantidad de energía, la cual no alcanza para alimentar ningún dispositivo directamente. [15] muestra que si usáramos un TEG como un dispositivo accesorio de vestimenta (wearable en inglés) adherido a nuestro cuerpo, este tendría solo una diferencia de temperatura entre sus superficies cerámicas $2\text{ }^{\circ}\text{K}$, lo cual equivale a 50mV . Por ello, se debe hallar la manera de que este pequeño voltaje sea lo suficiente como para poder alimentar dispositivos de bajo consumo. Esto también depende de qué tecnología CMOS se use, cuál sea su aplicación y el modelo del TEG que se use para poder simular el funcionamiento y los materiales en los que se basa el TEG.

1.5.Estado del arte

Desde el descubrimiento del efecto Seebeck, del físico del mismo apellido en 1821, en el que por medio de la observación en que la aguja de un imán se desviaba en la presencia de metales diferentes que estaban conectados y expuestos a una diferencia de temperatura, este efecto

observado se convirtió en la base de la generación de energía eléctrica de los TEG. Desde tal fecha, y de manera más notoria en los últimos 25 años, se ha buscado mejorar el desempeño de estos dispositivos [16]. El estado del arte en este tipo de proceso de conversión abarca las dos principales instancias del funcionamiento de un sistema de cosecha de energía termoeléctrico: el TEG y el circuito conversor multiplicador (*boost converter* en inglés) que hace posible que el mínimo voltaje producido por el TEG sea utilizable.

1.5.1. Generador termoeléctrico (TEG)

El TEG es una conformación de 2 sustratos cerámicos cubriendo “como un sándwich” a un grupo de semiconductores tipo P y tipo N, que a su vez están conectados mediante uniones de metales. Además, el TEG, como todo circuito eléctrico, puede ser modelado; en este caso, una representación acorde es la de una fuente de voltaje en serie con una resistencia [17] como lo muestra la [Figura 4](#). Las propuestas de mejoramiento de los TEG se han centrado en tres partes: (1) buenos conductores eléctricos, (2) malos conductores térmicos y (3) la optimización del efecto Seebeck mediante el factor ZT [16]. El factor ZT es el parámetro que mide la eficiencia de los materiales usados en un TEG, la explicación se detalla en el capítulo 2.

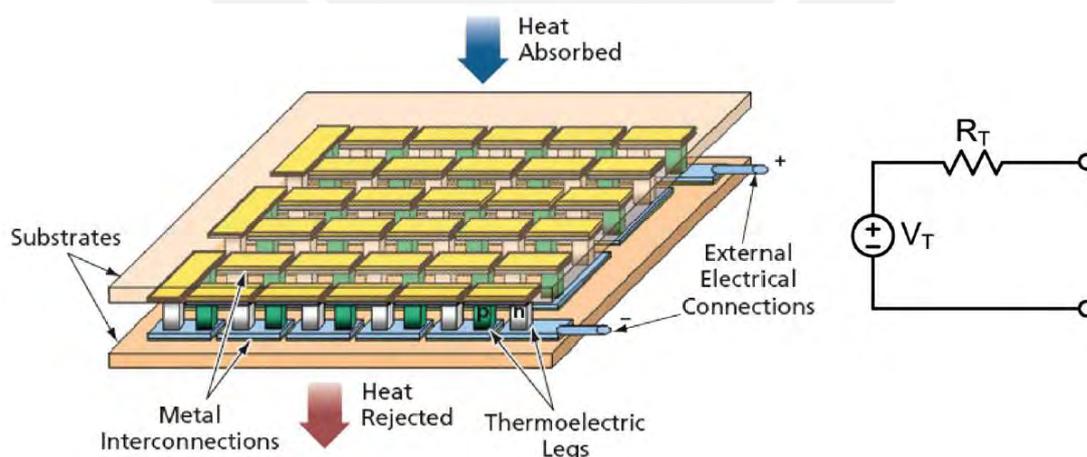


Figura 4. Partes y modelo eléctrico del TEG [16].

Por otro lado, en el campo de materiales usados para los sustratos se ha realizado un mayor impulso en la investigación. Como en casi toda la tecnología que ahora poseemos, esta fue creada inicialmente para fines militares. En 1993, la *Office of Naval Research and Defense*

Advanced Research Projects Agency de los Estados Unidos implementó una propuesta para mejorar el factor ZT , parámetro que mide la eficiencia de los sustratos usados en los TEG, en aplicaciones de calentamiento y enfriamiento. El tema central era investigar si la nanotecnología podía ayudar en este objetivo. Varias propuestas fueron desarrolladas, pero la nanotecnología todavía no ha sido aplicada en el ámbito comercial. En los inicios de la tecnología de materiales para los TEG, se usó Teluro de Antimonio y Plata (AgSbTe_2) y Teluro Germánico (GeTe) como reemplazo de los sustratos tipo P en aplicaciones espaciales, que eran básicamente las únicas aplicaciones de los TEG en sus inicios. A la fecha, los sustratos más usados en aplicaciones comerciales son el Teluro de Bismuto (Bi_2Te_3) y Silicio de Germanio (SiGe). [18]

1.5.2. La arquitectura de los bloques

La energía proporcionada por los TEG es muy baja si se quiere alimentar circuitos directamente con esta. [19] nos dice que un TEG de 10cm^2 (tamaño comercial) provee alrededor de $25\text{mV}/^\circ\text{K}$. Por ejemplo, en la vestimenta inteligente del IoT, se podría obtener una diferencia de temperatura de 2 o 3°K , lo que resultaría en 50 o 75mV de voltaje. Es por eso que se necesita un circuito acondicionador que haga posible aumentar este voltaje y alimentar una carga. Este circuito acondicionador se compone de muchas partes, en alguna literatura usan más o que otros dependiendo de si, por ejemplo, debe tener o no una batería asociada.

El Bloque Iniciador prepara el circuito que se encargará de aumentar el voltaje obtenido del TEG llamado Conversor Multiplicador (*Boost Converter*).

Una de las alternativas más convencionales es explicada por [20]. En su trabajo, pre-cargan un capacitor para usarlo solo por una vez, esto debido a que una vez iniciado, el sistema, mediante el TEG, podrá generar energía; y si se produce más de la necesaria, se almacenará en una batería o súper capacitor. Sin embargo, si estos últimos llegaran a descargarse completamente, también proponen un capacitor tipo switch (capacitor que se carga o descarga cuando sus interruptores

son abiertos o cerrados) de baja energía que podrá usarse para generar los 600mV necesarios para encender el circuito.

Por otro lado, [21] propone una “arquitectura de escalamiento” que funciona con voltajes muy pequeños. Para hacer más fácil el inicio a niveles de voltaje tan bajos, todos los bloques de esta arquitectura permanecen apagados a excepción del Bloque Iniciador, que se encuentra cargando el voltaje V_{DDi} , en la [Figura 5](#), que dará inicio a la operación; sin embargo, esto quita eficiencia a la arquitectura general.

[22] presenta su Bloque Iniciador para alimentar un marcapaso mediante una bomba de carga (CP, *charge pump* en inglés). Este bloque funciona de la siguiente manera: un oscilador de voltaje ultra bajo y baja energía genera las señales de reloj para el sistema CP. Usa una modificación de Dickson CP. Luego, el voltaje generado por el TEG es transmitido al sistema CP que carga un capacitor que es finalmente el encargado de activar el bloque Conversor Multiplicador (*Booster Converter*).

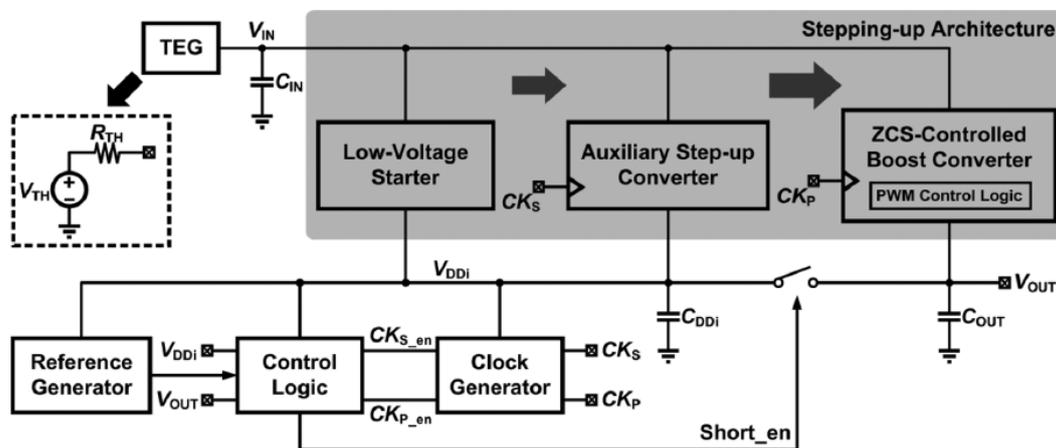


Figura 5. Arquitectura del sistema completo [21].

Finalmente, [17] nos propone una manera de inicializar muy atractiva. Ellos proponen un accionamiento mecánico a través de la vibración de un brazo a la aceleración de 0.1G (una décima de la aceleración de la gravedad) con voltajes tan pequeños como 35mV. Es una buena

alternativa para vestimenta inteligente (*wearables*), ya que los puedes mover con facilidad; sin embargo, por ejemplo, para sensores implementados en lugares fijos, este diseño no funciona. Luego de encender el circuito, ya estamos listos para empezar a convertir el voltaje adquirido por el TEG en un voltaje de niveles adecuados. Esto se logra mediante el bloque Conversor Multiplicador. También se debe notar que, para obtener la máxima eficiencia, la resistencia del TEG ([Figura 4](#)) debe ser igual a la impedancia de entrada del circuito de CM [\[15\]](#). Un circuito simplificado de este bloque es mostrado en la [Figura 6](#).

Es claro que no se puede aumentar un voltaje DC a DC directamente, ya que los circuitos de aumento de voltaje transforman un pequeño voltaje AC a uno mayor DC. Por ello, en el bloque CM se necesita de un oscilador. El oscilador no solo servirá para pasar el pequeño voltaje DC del TEG a un pequeño voltaje AC, sino también para controlar el circuito como mantener el voltaje DC aumentado a un valor constante.

En el estudio de [\[20\]](#), usan un CM en Modo de Conducción Discontinua (DCM), ya que se previene que la corriente que fluye por el inductor L en la [Figura 6](#) cambie a negativa. Además, emplean la Modulación por Pulso de Frecuencia (PFM) para mejorar la eficiencia en niveles de energía bajos, ya que las pérdidas por activación de interruptores escalan con la energía de salida.

También tenemos a un “transformador escalado” propuesto por [\[15\]](#). Para maximizar la energía extraída del TEG, usan el algoritmo de Punto de Seguimiento de Máxima Energía (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT). La corriente obtenida por el TEG puede ser maximizada usando un lazo retroalimentador (*feedback*) para controlar el ciclo de trabajo (*duty-cycle*) del CM que variará la impedancia de entrada y así acomodarla al TEG y finalmente obtener la máxima energía de este.

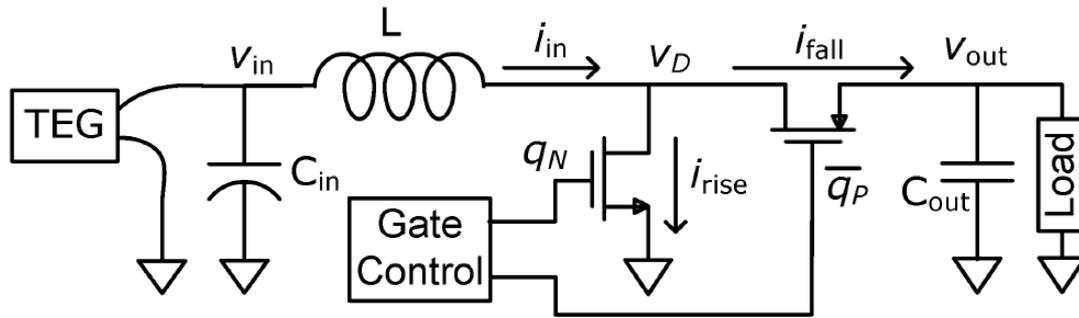


Figura 6. Modelo del Conversor Multiplicador o *Boost Converter* [20].

[23] muestra un CM de doble entrada para casos en los que un solo TEG no fuese suficiente.

Esta arquitectura tiene sus ventajas como que el rango de entrada de voltaje puede ser muy amplio y con un voltaje de rizado pequeño. Tiene como elementos a bobinas emparejadas inversamente, esto debido a que con la cancelación de sus campos magnéticos se puede reducir el tamaño de los filtros de las bobinas, así como la pérdida de energía.

Adicionalmente, en el caso anterior se mencionó una doble entrada, análogo a esto, [24] describe una doble salida. El sistema SIDO (*Single In, Double Out*: una entrada, dos salidas) se muestra en la Figura 7. Fue aplicado para extraer el calor corporal mediante un TEG, eso se podría usar para los *wearables* en el caso del IoT. Una de sus dos salidas está conectada al circuito de control del CM, lo que permite la reducción del consumo de energía. La otra salida es conectada a una batería de Ion Litio.

Por último, para una resistencia con un gran rango de variación de la fuente de energía, [25] utiliza un CM que contiene un circuito SRFG (generador de frecuencia resonante auto-controlado) que permite seguir la gran variación de la resistencia de la fuente y el cual se obtiene una eficiencia de hasta 89%.

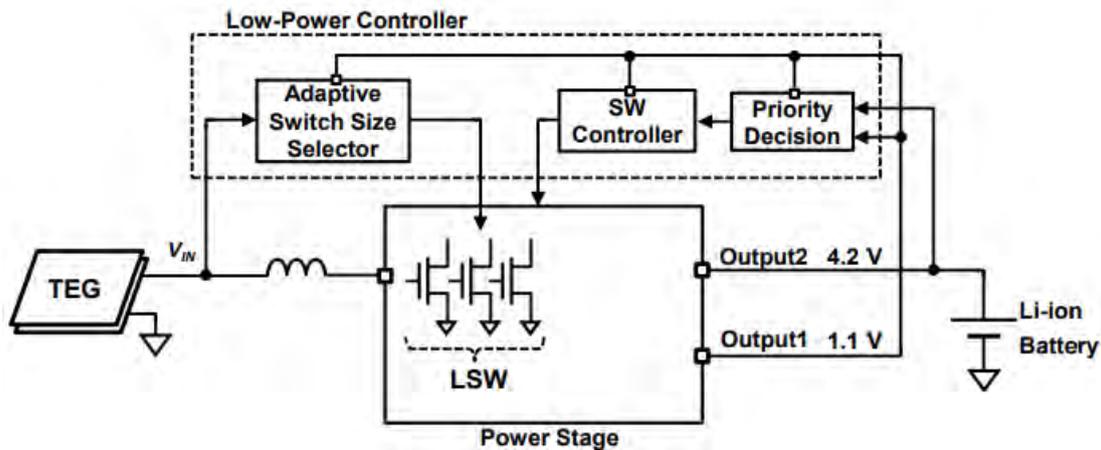


Figura 7. Sistema de Conversor Multiplicador con una entrada y dos salidas (SIDO). [24]

1.5.3. Por qué es importante la implementación de un TEG para la cosecha de energía

A lo largo de toda la tesis se menciona que los TEG por sí solos producen una energía mínima. Por ello, para sistemas con bajos requerimientos de potencia, como los sensores inalámbricos remotos, la cosecha de energía termoeléctrico ha probado ser una tecnología viable y promete incluso permanecer en la tendencia de mejora, ya que la demanda de energía para los sistemas mencionados decae [26].

Entre las ventajas de los TEG son que no tienen partes móviles, esto conlleva a que no requieran mantenimiento es sus aproximados 20 años de vida de uso [16]. Los TEG pueden ser llevados a la escala nanométrica, ya que los conceptos físicos se mantienen. También una de sus ventajas es que la gran mayoría de pérdidas resultan en calor proveniente de muchos sistemas que pueden ser obtenidos en la propia casa e industria. Relacionado con lo último es que estas fuentes son estáticas en el sentido de que físicamente se mantienen en una misma posición [27]. Igualmente, si sumamos la importancia de ser eco amigable a las políticas de deposición de baterías convencionales, que pueden contener químicos y metales dañinos para el medio

ambiente y peligrosos para el ser humano, el TEG resulta muy rentable, ya que no produce ningún tipo de emisión [2].

Además, el Internet de las Cosas es una tendencia con una expansión muy notoria que traerá consigo el siguiente boom de la industria de semiconductores [28]. Debido a la inmensa cantidad de sistemas IoT, por ejemplo, sensores, el mantenimiento de las baterías debe ser minimizado o eliminado. Todo esto conlleva a que la cosecha de energía sea la tecnología clave para extender la vida energética de los dispositivos IoT, o incluso hacer que estos dispositivos sean completamente autónomos en términos energéticos.

1.6.Objetivos

1.6.1. Objetivo principal

Lograr simular un circuito Iniciador que reciba 3.3V y que tenga de salida a 8V en base a las fórmulas y condiciones óptimas de diseño tomando en cuenta el modelo matemático y la eficiencia del número de etapas.

1.6.2. Objetivo secundario

Analizar mediante la simulación cada parámetro que interviene en el circuito Circuito Elevador de Voltaje de Empuje de Dickson (*Dickson Charge Pump, DCP*) para analizar cómo varían los parámetros eléctricos de la salida del circuito al cambiar los parámetros del modelo matemático, así como identificar sus limitaciones.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

2.1. Multiplicadores de voltaje

En esta sección se verán los fundamentos de los circuitos que hacen posible aumentar el voltaje. Serán analizadas la topología de Circuito Elevador de Voltaje de Empuje de Dickson (*Dickson Charge Pump*, DCP) [29] que surge como respuesta al circuito Cockcroft-Walton [30] para usos *On-Chip* (integrados en el mismo chip del dispositivo).

2.1.1. Multiplicador de voltaje de Cockcroft-Walton

En 1932, Cockcroft y Walton propusieron un multiplicador de voltaje conformado por rectificadores que hicieran posible un potencial estable de 800kV. Como sus instalaciones eran limitadas, diseñaron el circuito presentado a continuación para llegar a estos voltajes.

El principio de funcionamiento, cuyo circuito se muestra en la [Figura 8](#), se basa en que cuando K_1 y K_2 son conectados a C_2 y C_3 , es decir, los interruptores están en las posiciones S_1 , S_2 y S_3 , el condensador K_2 será cargado hasta el voltaje E . Luego de que los switches cambien de posición a S'_1 , S'_2 y S'_3 , el condensador K_2 compartirá su carga con C_2 y ambos estarán cargados $E/2$, debido a que tienen la misma capacitancia. Cuando los switches regresen a las posiciones S_1 , S_2 y S_3 , los condensadores K_1 y C_2 estarán unidos y tomarán el potencial $E/4$ mientras que el condensador K_2 será recargado al potencial E . Este proceso se repetirá y las cargas serán transferidas a los condensadores hasta que se genere un potencial $3E$ a través de los condensadores C_1 , C_2 y C_3 .

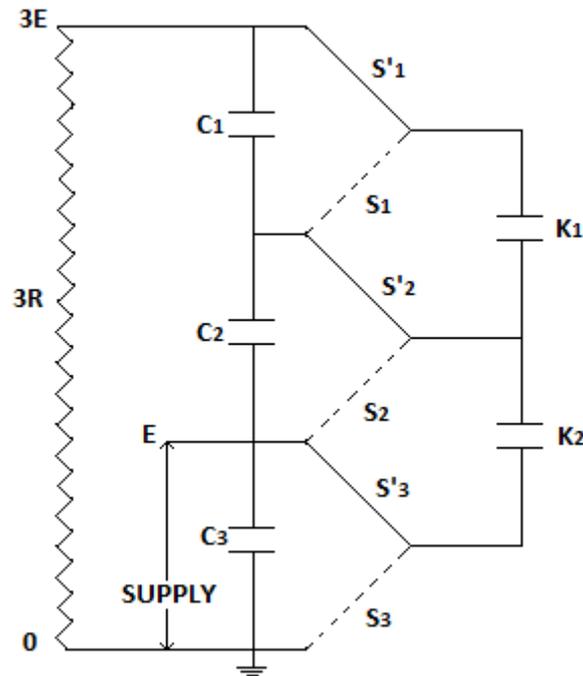


Figura 8. Principio de funcionamiento del circuito Cockcroft-Walton. Adaptado de [30] [30] señala que se deben buscar alternativas al cambio mecánico de los switches. Entonces proponen el nuevo circuito en la Figura 9 donde T_1 y T_2 son triodos. El nuevo funcionamiento es similar al de la Figura 8. Cuando T_2 conduce, si E tiene un potencial positivo, el condensador K_2 se carga a través del diodo D_2 y triodo T_2 al potencial E. De igual manera, cuando T_1 conduce, el potencial del nodo t_3 se elevará al potencial E y el voltaje del nodo t_2 se elevará hasta $2E$, y el condensador K_2 cargará al condensador C_2 a través del diodo D'_2 y triodo T_1 . Análogamente, cuando T_1 conduce, el condensador K_1 cargará al condensador C_1 mediante el diodo D'_1 y cargado por D_1 cuando T_2 conduce. [29] advierte que la impedancia de salida del circuito de la Figura 9 incrementa rápidamente si se aumentan el número de etapas de multiplicación.

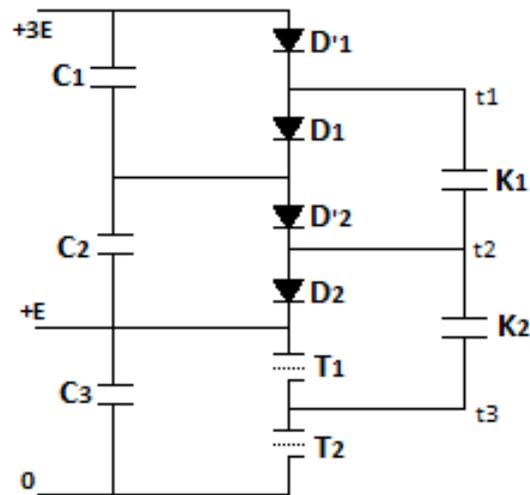


Figura 9. Circuito del multiplicador Cockcroft-Walton. Adaptado de [30].

2.1.2. Circuito Elevador de Voltaje de Empuje de Dickson (*Dickson Charge Pump*)

John F. Dickson publicó en 1976 un trabajo que sigue vigente hasta nuestros días [29]. Esta publicación fue hecha en respuesta en ayuda a la tecnología MNOS (Metal-Nitride-Oxide-Silicon) de los transistores que era usada para fabricar circuitos de memoria no volátiles. El problema de la tecnología MNOS era que dejaba de ser económicamente viable al momento de generar 30-40V, que eran los voltajes requeridos para escribir o borrar información en las memorias; incluso esto era menos favorable cuando solo se necesitaban unos cuantos bits de datos no volátil [29].

El multiplicador Cockcroft-Walton no se presta para la integración *On-Chip*, ya que los capacitores *on-chip* estaban limitados a unos cuantos picofaradios con altos valores de capacitancia parásita en los sustratos. Para superar todas las dificultades mencionadas anteriormente, Dickson propuso el circuito mostrado en la Figura 10.

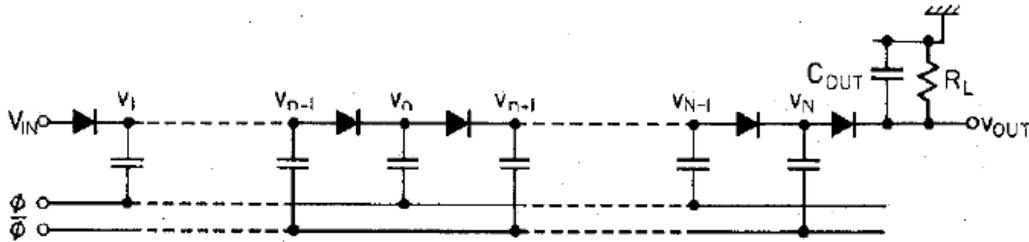


Figura 10. Circuito *Dickson Charge Pump (DCP)* [29].

La diferencia de Dickson reside en que los nodos de la cadena de diodos están unidos a sus entradas a través de capacitores en paralelo en vez de en serie, lo que hace que los capacitores tengan que soportar todo el voltaje a través de la cadena. Una de las otras ventajas de la configuración es que se puede dar una multiplicación eficiente a pesar de los altos valores de capacitancia parásita, así como el manejo de corriente es independiente del número de etapas. El multiplicador tiene una forma de operar similar a una fila de personas que se pasan baldes de agua, ya que se mueven voltajes a través de la cadena de diodos cuando los capacitores de acoplamiento son cargados y descargados en cada medio ciclo de reloj. A diferencia de la metáfora de la línea de personas con los baldes de agua, los voltajes en el diodo, que representan el agua, no se reinician cada vez que se llega a la parte final, sino que los potenciales en los nodos incrementan progresivamente de la entrada hasta la salida de la cadena de diodos.

[29] indica que la diferencia de 2 nodos contiguos viene dada por la siguiente relación:

$$V_{n+1} - V_n = V'_\phi - V_D - V_L \quad (1)$$

donde:

- V'_ϕ es el voltaje de cada nodo debido al acoplamiento capacitivo al reloj.
- V_D es la caída de tensión del diodo
- V_L es el voltaje por el cual son cargados y descargados los capacitores cuando el multiplicador está administrado una corriente de salida I_{OUT}

También señala que un DCP se puede resumir al circuito mostrado en la [Figura 11](#).

$$V_{OUT} = V_O - I_{OUT}R_S \quad (2)$$

Donde:

$$V_O = V_{IN} - V_D + N \left[\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_\phi - V_D \right] \quad (3)$$

$$R_S = \frac{N}{f(C + C_S)} \quad (4)$$

Con

- N es el número de etapas
- C es el capacitor de acoplamiento
- C_S es el capacitor parásito
- V_ϕ es la amplitud de las oscilaciones
- f es la frecuencia

V_O y R_S son el voltaje de salida de circuito abierto y la resistencia de salida en serie del multiplicador respectivamente, esto lleva a un circuito equivalente que se muestra en [Figura 11](#).

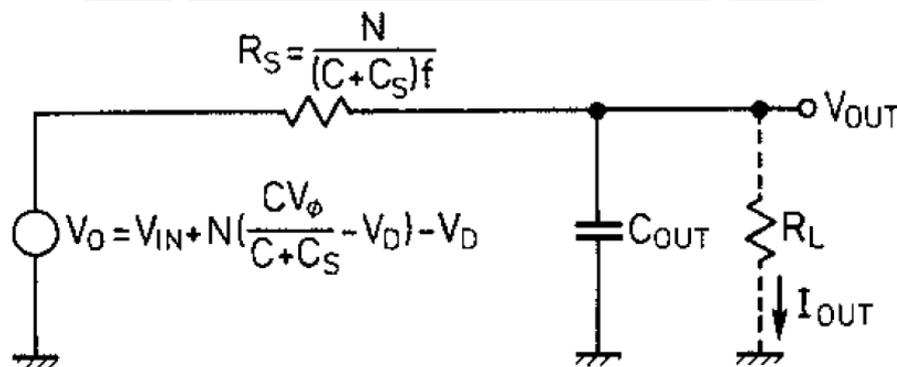


Figura 11. Circuito equivalente del DCP [29].

2.2. Sistemas termoeléctricos

La definición genérica de un material termoeléctrico es que es un convertidor energético de estado sólido en el que su combinación de propiedades semiconductoras, térmicas y eléctricas hacen posible que sean usados para convertir el residuo de calor en electricidad o, en el caso opuesto, energía eléctrica en calefacción o refrigeración [16]. Las aplicaciones de los

generadores termoeléctricos requieren que se mejoren la eficiencia de conversión de los materiales usados en estos, además de mejorar su arquitectura.

La conversión de energía en estado sólido es muy llamativa debido a su simplicidad si se compara con los sistemas que comprimen y expanden fluidos; sin embargo, cuando se habla de eficiencia, los sistemas termoeléctricos están muy por debajo de los niveles necesarios como para su implementación masiva. A pesar de ello, existen aplicaciones comerciales de estos sistemas como en los sintetizadores de ADN y generadores de baja potencia. Todas estas aplicaciones tienen puntos en común: el tamaño pequeño de los dispositivos, respuesta rápida y trabajo en condiciones adversas.

2.2.1. El efecto Seebeck

Antes de hablar del efecto Seebeck, es favorable hablar de su contraparte, el efecto Peltier.

Jean Charles Athanase Peltier observó que, si una corriente es aplicada a entre una unión de materiales conductores diferentes eléctricamente, se puede generar calor o frío en dicha unión. Si se le cambia la polaridad a la corriente, el efecto térmico generado es el opuesto.

En 1821, 13 años antes que Peltier, Thomas Johann Seebeck se dio cuenta de que la aguja de una brújula es afectada debido a la presencia de metales diferentes conectados, eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo, y expuestos a una diferencia de temperatura [16]. Este efecto es la base para la generación termoeléctrica. Para explicarlo, en [Figura 12](#), si las uniones en la parte superior se calientan y las de abajo se enfrían, se producirán pares de electrones y huecos de electrones en el lado caliente y absorberán calor en el proceso. Los pares se juntan y rechazan el calor en los lados fríos. Un voltaje que mueve el flujo de electrones y huecos de electrones se crea por la diferencia de temperatura entre los lados fríos y calientes del elemento termoeléctrico. El voltaje neto aparece entre en la parte baja del termoeléctrico.

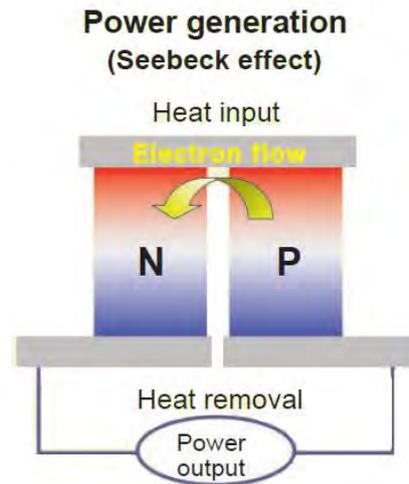


Figura 12. Cómo se genera corriente gracias al efecto Seebeck [16].

2.2.2. Generador termoelectrico y factor ZT

En un generador termoelectrico (TEG), los segmentos de semiconductores dopados tipo n y p están unidos mediante uniones *shunts* (material conductor que unes los semiconductores n y p) para formar un circuito eléctrico. Estos *shunts* están hechos de buenos conductores eléctricos como el cobre. Un voltaje genera corriente a través del circuito que pasa de un segmento a otro a través de los *shunts*. Los TEG están contruidos de pares de segmentos termoelectricos (TE) organizados en arreglos como lo muestra [Figura 13](#).

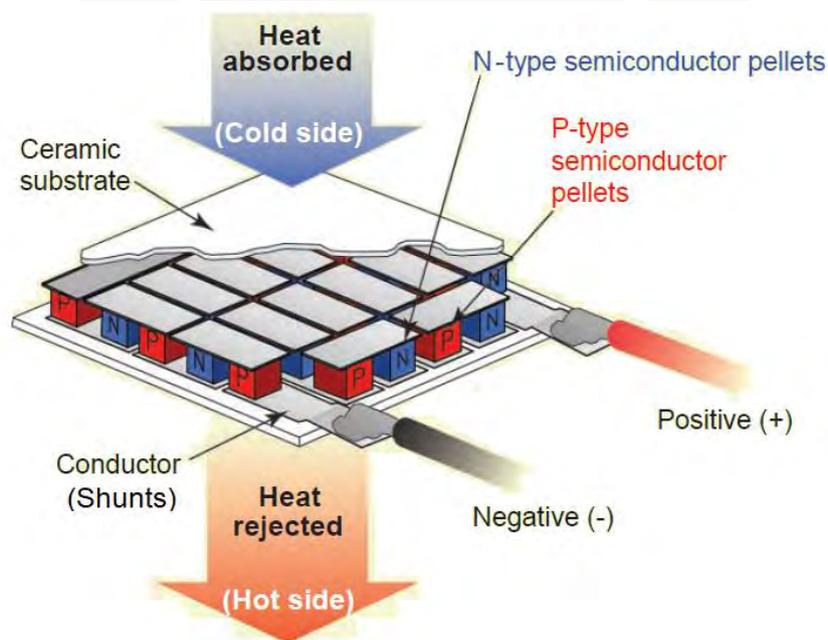


Figura 13. Funcionamiento de un TEG. Adaptado de [16].

El factor ZT mide la eficiencia de los materiales de tipo p y n que conforman el segmento TE.

La representación matemática de ZT es, acorde a [31],

$$ZT = \left(\frac{\sigma S^2}{\kappa} \right) T \quad (5)$$

Donde

- σ es la conductividad eléctrica
- S es voltaje Seebeck por unidad de temperatura
- κ es la conductividad térmica
- T es la temperatura absoluta

Al 2008, los mejores módulos TE para calefacción o refrigeración tenían un ZT cercano a 1.

La eficiencia de los sistemas TE incrementa de manera no lineal con respecto a ZT ; por ello, para duplicar tal eficiencia, ZT tiene que aumentar a 2.2 aproximadamente. Para aumentar la eficiencia a 4 veces la actual, y así igualar a los sistemas de refrigeración de dos fases, ZT tendría que aumentar a 9.2. Para maximizar la eficiencia, ZT debe ser el valor más alto posible y las temperaturas entre los lados caliente y frío deben ser las más distantes posibles. Los materiales que se usan afectan a Z , entonces por ello se usan diferentes materiales en los TE, ya que diferentes materiales tienen diferente eficiencia en rangos de temperatura distintos [32].

2.2.3. Tecnología de los materiales

Para que todo el proceso de generación de energía termoeléctrica sea eficiente, se necesita encontrar materiales que sean buenos conductores eléctricos, ya que, si no lo son, el esparcimiento de electrones generará calor en ambas caras y a lo largo del material. Otra condición es que los materiales a usarse deben ser malos conductores térmicos para que la diferencia de temperatura entre los lados caliente y frío no produzca un desplazamiento de calor opuesto. Adicionalmente, el efecto Seebeck debe ser mejorado. La optimización de estas tres condiciones está limitada, pues se rigen bajo las propiedades electrónicas de los materiales.

En el trabajo [33] se afirma que, debido a que los electrones conducen calor no deseado, así como corriente, y el efecto Seebeck decrece cuando la conductividad eléctrica aumenta, se debe mejorar ambas propiedades simultáneamente. El mejor rendimiento es alcanzado con semiconductores altamente dopados, principalmente telururo de bismuto (Bi_2Te_3). También para los semiconductores es deseable que se tenga como material base a uno que puede ser dopado de tipo n y p para que puedan ser usados en ambos lados de las uniones.

Es conveniente usar a la corriente eléctrica como analogía a los fluidos de dos fases en una aplicación comercial como el aire acondicionado. La diferencia clave que permite a un sistema de refrigeración alcanzar una eficiencia teórica máxima de 60%, comparado con la del 12% de los termoelectricos, es que sus componentes pueden ser separados físicamente a relativa gran distancia y las grandes diferencias de temperaturas no conllevan al flujo contrario de calor que limita a los sistemas termoelectricos. [16]

Una de las alternativas para hacer a los sistemas TE más eficientes es que, en base a la ecuación de eficiencia de un sistema TE, no hay un valor determinado de material necesario a usar. En la práctica, el desempeño se reduce a consecuencia de que el dispositivo se hace más pequeño, pues el impacto de las pérdidas parásitas eléctricas y térmicas son más notables. Además, el aislamiento eléctrico limita el tamaño. La configuración que se muestra en [Figura 14-A](#) presenta menos pérdidas parásitas de las conexiones *shunts* entre los elementos TE a comparación de la configuración clásica en [Figura 14-B](#). La configuración óptima si se usa la configuración *Stack* con una reducción en la resistencia en entre el elemento TE y los *shunts*.

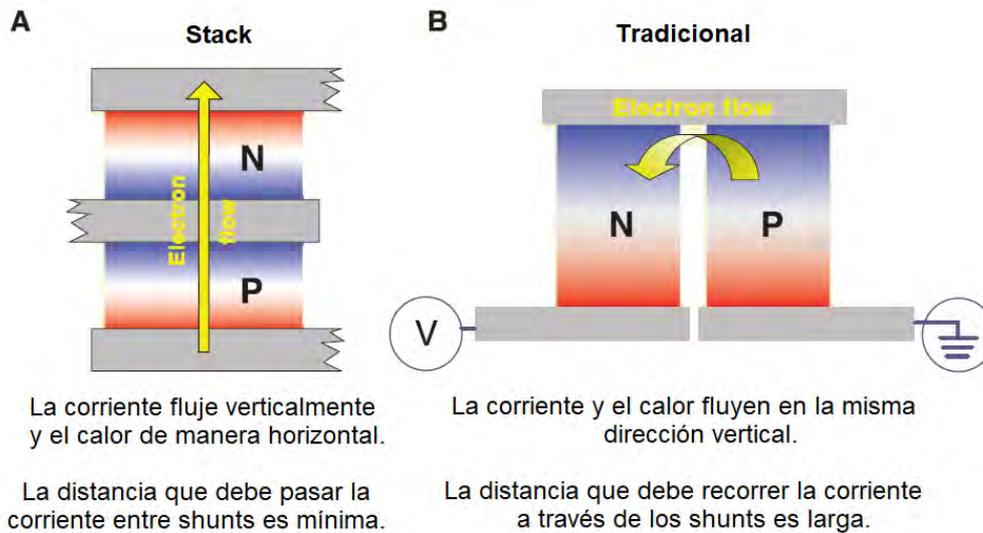


Figura 14. Configuraciones Stack y Tradicional de las termocuplas. Adaptado de [16].

2.3.Osciladores controlados por voltaje

El componente que permite que se sincronicen las señales a alta frecuencia, temporización para el control del reloj o recuperación de datos es el oscilador controlado por voltaje (siglas VCO en inglés). Para el caso de la aplicación de un circuito *Charge Pump* sirve para alternar el funcionamiento de los capacitores.

Un oscilador puede estar formado desde nada más un circuito RC o LC, hasta las configuraciones en “anillo” que pueden funcionar en base a la falta de corriente (CSRO, *current-starved ring oscillator*), e incluso un generador de pulsos que es el que se usará en esta tesis. Los osciladores se encuentran usualmente en los bloques de *Phase Lock Loop* (PLL) [34].

Para hacer un buen análisis de un VCO, se debe referir a su modelo en pequeña señal como el que se muestra en la [Figura 15](#) [35]. Por lo tanto, también se analizan los parámetros a trabajar en este modelo como son las transconductancias.

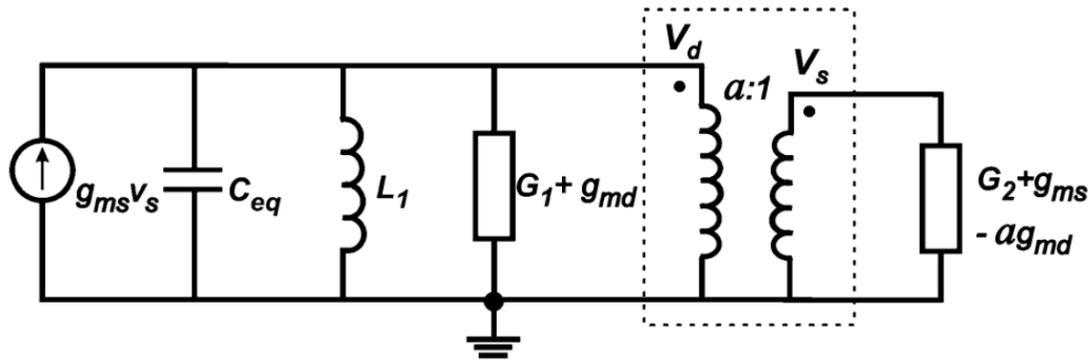


Figura 15. Modelo en pequeña señal de un *Enhanced Swing Colpitts Oscillator* [35]

El modelo de la [Figura 15](#) es un caso especial, ya que se modeló el divisor de capacitancia como un transformador.

Por último, el desempeño de un oscilador se mide en diversos aspectos como frecuencia, versatilidad, tamaño, disipación de energía, *jitter*, rango de *tuning*, capacidad de manejo de corriente y variaciones en la salida [36].

Capítulo 3

Diseño

Como menciona el título de esta tesis, se diseñará un circuito Dickson Charge Pump (DCP) para verificar su funcionamiento y replicarlo si fuese necesario siguiendo los mismos pasos de los procedimientos que se mostrarán a continuación.

El diseño del circuito esquemático fue desarrollado en PSPICE de Cadence. Se trabajó en base a un MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor en inglés) de longitud de canales mayor a $0.35\mu\text{m}$ y voltaje umbral de valor típico 0.47V .

Para esta tesis, se usará un circuito tomando como base a la [Figura 10](#), pero se adicionarán las capacitancias parásitas para una mayor cercanía a la realidad. El bosquejo del circuito propuesto se muestra en la [Figura 16](#).

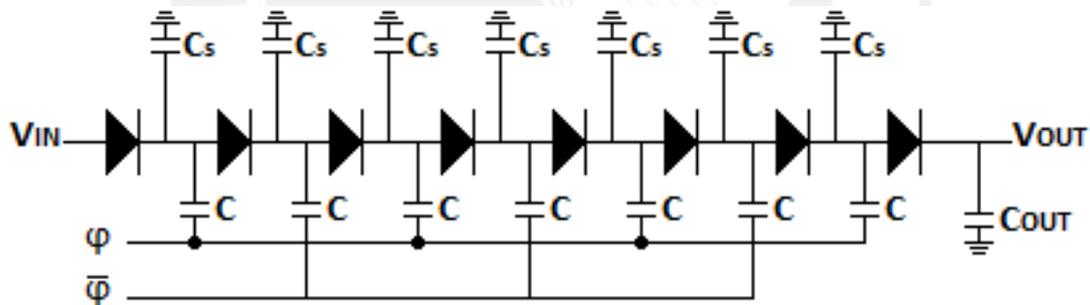


Figura 16. Circuito propuesto

3.1. Número de etapas

El número de etapas de un DCP generalmente depende de qué tanto se requiera elevar el voltaje de entrada. Sin embargo, si se usan las fórmulas convencionales como la planteada en [\[29\]](#), uno de los problemas al usar esta fórmula es que se tienen muchas variables que también son halladas del mismo método. Al final se podrían estar adivinando muchas variables.

Por ello, en este trabajo vamos a calcular el número de etapas mediante la forma óptima teniendo en cuenta el trabajo de [\[37\]](#).

El trabajo [37] plantea que, si se reduce el DCP a un circuito como muestra la [Figura 17](#).

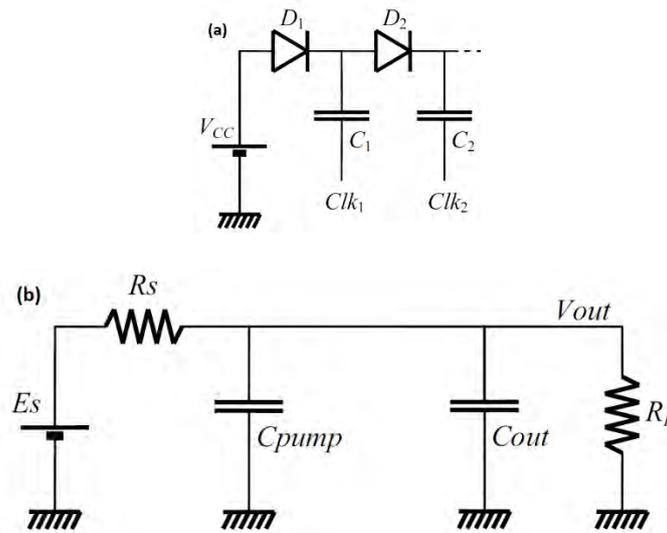


Figura 17. Circuito DCP reducido. (a) Primera etapa del DCP (b) Equivalente para análisis de etapas óptimas de un DCP [37]

Se tiene:

- E_S es el voltaje de salida de circuito abierto del DCP
- R_S es la resistencia de salida en serie del circuito abierto del DCP
- C_{pump} es el capacitor de acoplamiento
- C_{out} es el capacitor de salida
- R_L es la resistencia de la carga

Además, [37] señala que las ecuaciones para poder hallar el óptimo número de etapas es la siguiente:

$$C = \frac{NT}{(\alpha)R_{out}} \left(1 + \frac{\alpha}{2N}\right) \quad (6)$$

Donde:

$$\alpha = \frac{Q_g(N+1)}{\langle V_{out} \rangle} - 1 \quad (7)$$

$$Q_g = C(V_{cc} - V_T), \text{ carga almacenada en los capacitores de acoplamiento} \quad (8)$$

- N es el número de etapas
- T es el periodo de las señales del reloj Clk_1 y Clk_2

- V_T es el voltaje umbral
- α es el factor simplificado que relaciona la carga almacenada, etapas y voltaje de salida
- R_{out} es la resistencia de salida de un circuito con carga resistiva

Entonces se podría hallar el valor de la capacitancia total. El PCB es ocupado en su gran mayoría por el capacitor de acoplamiento, C [37]. El área total de un DCP de N etapas entonces será proporcional a la multiplicación de las etapas con el número de capacitor de acoplamiento $N \cdot C = C_T$. Se podría hallar el mínimo C_T si se deriva e iguala a cero, esto es, $dC_T/dN = 0$. La solución de esta derivada sería:

$$N = \frac{\frac{V_{out}}{V_g} - 1}{1 - \frac{1}{1 + \sqrt{1 + \frac{V_g}{2V_{out}}}}} \quad (9)$$

Y la variación de la capacitancia total C_T de acuerdo al número de etapas N es mostrada por la [Figura 18](#).

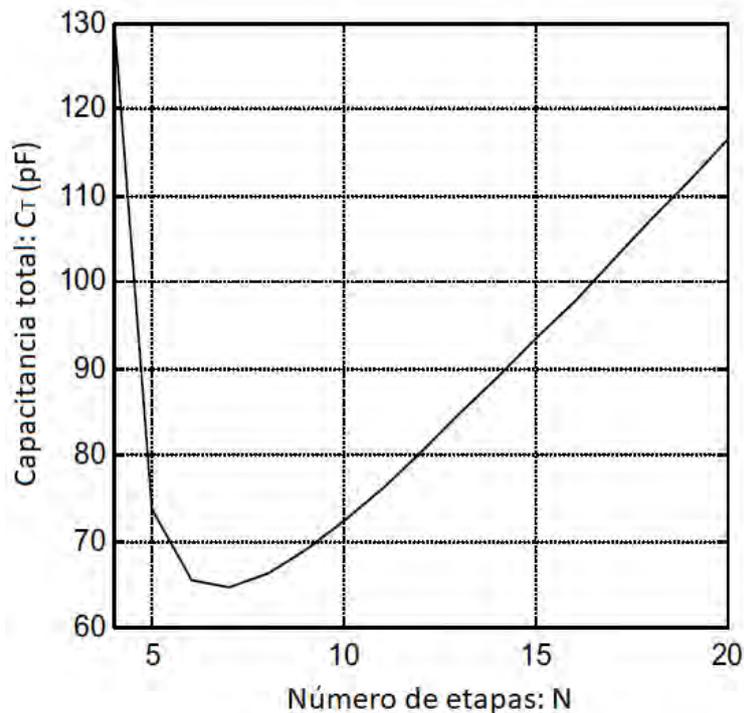


Figura 18. Número de etapas de acuerdo a la capacitancia máxima. Adaptado de [37]

Por lo tanto, y según la [Figura 18](#), nuestro número de etapas óptimo es $N=7$.

3.2. Análisis de existencia del elevador del voltaje

Antes de empezar a hallar los parámetros de los componentes se debe verificar qué se debe cumplir para que exista una multiplicación positiva del voltaje de entrada.

Al analizar la [Figura 16](#) y hallando los valores para relacionarlo con (1), V'_ϕ es solo consecuencia de un divisor de voltaje de las oscilaciones debido a las capacitancias, entonces

$$V'_\phi = \left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_\phi \quad (10)$$

Si V_L es el voltaje al cual se cargan los capacitores, entonces la carga que se aumenta por cada etapa de los diodos en cada ciclo de reloj es

$$Q_{1-clock} = C_{etapa} V_L = (C + C_S) V_L \quad (11)$$

Dickson en [29] señala que la corriente administrada por el DCP a una frecuencia f es

$$I_{OUT} = f(C + C_S) V_L \quad (12)$$

Al reemplazar (10) y (12) en (1), pero no para una etapa, sino para todo el circuito, se obtiene:

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \left[\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_\phi - V_D - \frac{I_{OUT}}{f(C + C_S)} \right] - V_D \quad (13)$$

V_D es mucho más pequeño que V_{IN} ; por ello, se puede obviar para el análisis de esta ecuación.

La igualdad de V_{OUT} depende de V_{IN} y el número de etapas N . Como el número de etapas siempre es positivo y además todo el término también debe ser positivo, se llega a la conclusión de que para que exista la elevación de voltaje, se debe cumplir

$$\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_\phi - V_D - \frac{I_{OUT}}{f(C + C_S)} > 0 \quad (14)$$

3.3. Voltaje umbral y Capacitancias

Debido a que se usan transistores, cortocircuitando los terminales Base (Gate) y Emisor (Drain), en vez de diodos, la caída de voltaje del diodo, V_D , se reemplazará por el voltaje

threshold del transistor, V_T . Además, esto hace que todos los transistores se encuentren en saturación según la relación:

$$V_{GS} > V_T \quad (15)$$

- V_{GS} es el voltaje entre los terminales Base-Colector (Gate-Source)

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T \quad (16)$$

- V_{DS} es el voltaje entre los terminales Emisor-Colector (Drain-Source)

La ecuación (16) siempre se cumple, ya que, para la configuración en diodo, $V_{DS} = V_{GS}$; entonces el transistor siempre estará en saturación cuando la ecuación (15) sea verdadera.

Sustituyendo para el caso de saturación:

$$I_{DS} = \mu C_{ox} \frac{W}{2L} (V_{DS} - V_T)^2 \quad (17)$$

- I_{DS} es la corriente que pasa por el terminal Drain
- μ es la movilidad de traslado de carga (*charge-carrier mobility*, en inglés)
- C_{ox} es la capacitancia del terminal Gate por unidad de área
- W es el ancho del terminal Gate
- L es el largo del terminal Gate

La resistencia equivalente, R , del MOSFET será:

$$R = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{2L}{W} \frac{1}{\mu C_{ox}} \frac{V_{DS}}{(V_{DS} - V_T)^2} \quad (18)$$

Tomando en cuenta a (18), se considerará L/W menor a 1.

Entonces, reemplazando lo expuesto en (13):

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \left[\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_{\phi} - V_T \right] - V_T - \frac{NI_{OUT}}{f(C + C_S)} \quad (19)$$

Se tiene $V_T = 0.47$ para la tecnología de $0.35\mu m$ como valor típico y es el que usaremos en esta aplicación.

La simulación de este trabajo apunta a ser lo más cercana a la realidad posible; por ello, se consideran capacitancias parásitas, C_s , que existen en cada nodo de las etapas del circuito. Se asumirá que $C_s = 0.2C$, esto tendrá un impacto significativo, ya que se trabaja a niveles microelectrónicos.

Reemplazando los valores de capacitancias, voltaje umbral (voltaje threshold, V_T) y número de etapas en (19), obtenemos:

$$V_{OUT} = V_{IN} + 7 \left[\left(\frac{5}{6} \right) \cdot V_\phi - 0.47 \right] - 0.47^* - \frac{7I_{OUT}}{f(1.2C)} \quad (20)$$

El término 0.47^* no es muy considerado en los diseños DCP; sin embargo, se tomará en cuenta para el presente trabajo, ya que esto representa la caída de voltaje del último diodo de la cadena. Este diodo de aislamiento previene interferencias de la señal de oscilación.

Nos damos cuenta de que en (20) tenemos el componente I_{OUT} que no nos ayuda a completar la ecuación. I_{OUT} puede ser analizado por separado en la [Figura 19](#)

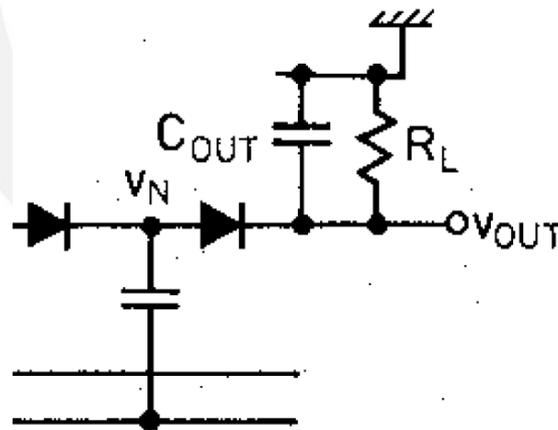


Figura 19. Última etapa del circuito DCP [29]

La [Figura 19](#) representa la última etapa del DCP incluido el diodo de aislamiento. Notamos que

$$I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R_L} \quad (21)$$

Al reemplazar (21) en (20):

$$V_{OUT} = V_{IN} + 7 \left[\left(\frac{5}{6} \right) \cdot V_\phi - 0.47 \right] - 0.47^* - \frac{5.83V_{OUT}}{fR_LC} \quad (22)$$

3.4. Voltaje de entrada y amplitud de las oscilaciones

En la tecnología $0.35\mu m$, el voltaje de alimentación típico es $3.3V$. Es decir, siempre se tendrá presente en algún lugar del circuito $3.3V$; por ello, se escoge este valor para usarlo como señal de entrada, ya que hará que el circuito sea de fácil procedimiento para corroborar cómo funciona. Además, es un valor de alimentación muy comercial.

El circuito oscilador tiene como entrada a V_{IN} ; sin embargo, como se usará un generador de pulsos se tratará de acercarse a un oscilador que tiene una caída de $0.5V$ debido a los transistores y bobinas que estos poseen, siempre la amplitud de las oscilaciones es un poco menos que la entrada. Por lo tanto, la amplitud de las oscilaciones, $V_{\phi} = 0.5V$, tendrá un valor de $V_{IN} - 0.5V$.

Si se reemplaza los datos analizados en (22), quedaría:

$$V_{OUT} = 15.87 - \frac{5.83V_{OUT}}{fR_L C} \quad (23)$$

Dejando todo en función de V_{OUT} :

$$V_{OUT} = \frac{15.87}{\left(1 + \frac{5.83}{fR_L C}\right)} \quad (24)$$

Al notar que V_{OUT} es una fracción de $15.87V$, para términos prácticos se usará la mitad; es decir, el denominador debe ser igual a 2, por lo cual $V_{OUT} = 7.93V$. Entonces:

$$fR_L C = 5.83 \quad (25)$$

Ahora, complementando con los datos de (14):

$$fR_L C > 3.56 \quad (26)$$

Con (25) y (26) se comprueba teóricamente que los valores son los adecuados.

El circuito funcionará con una $R_L = 40K\Omega$ que limitará la salida del voltaje para las pruebas.

Además, la frecuencia de oscilación de las ondas será $f = 30MHz$. Con estos valores, hallamos

$C = 5pF$ y $C_s = 1pF$, ya que asumimos $C_s = 0.2C$.

Por último, también se necesita el valor del capacitor de salida, C_{OUT} . Para obtener un equilibrio entre ambos se seleccionó $C_{OUT} = 50pF$. Con este valor también se puede calcular el voltaje de rizado, V_R :

$$V_R = \frac{V_{OUT}}{fR_L C_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{(30MHz)(40K\Omega)(50pF)} = \frac{V_{OUT}}{60} = 0.13V \quad (27)$$

V_R es 60 veces menor a $V_{OUT} = 7.93V$, lo cual no representa una parte significativa, además de ser menor también a $V_T = 0.47V$.

Se elaboró la [Tabla 1](#) que muestra el resumen de los parámetros a tomar en cuenta para el diseño y sus valores respectivos.

Tabla 1. Parámetros de diseño para la simulación

Parámetro	Valor
V_{OUT}	8 V
V_{IN}	3.3 V
V_ϕ	2.8 V
N	7
C	5p F
C_s	1p F
f	30M Hz
R_L	40K Ω
C_{OUT}	50p F
W	1u m
L	10u m

Capítulo 4

Pruebas y resultados

4.1. Voltaje de salida

El circuito simulado se muestra en la [Figura 20](#). Se coloca un número en los nodos para poder señalar en qué lugar se hicieron las pruebas posteriores en este capítulo. Los valores de los componentes fueron resumidos en la [Tabla 1](#).

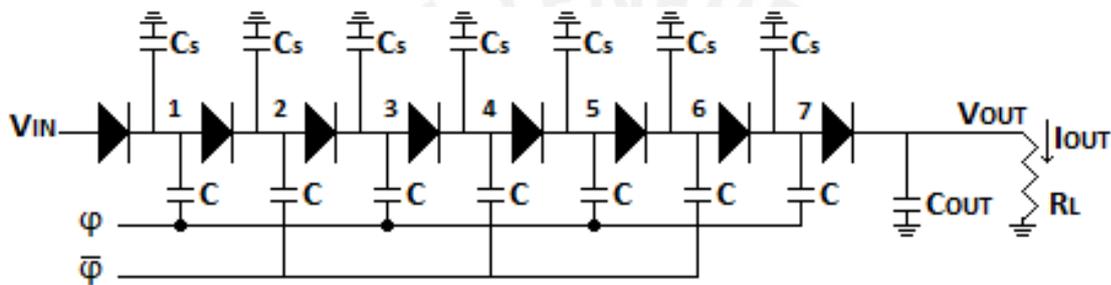


Figura 20. Circuito simulado con una resistencia de carga R_L en la salida

El primer valor a medir es el voltaje de salida del nodo V_{OUT} de la [Figura 20](#). Esto se expone en la [Figura 21](#).

En la [Figura 21](#) se puede notar el correcto funcionamiento del circuito, así como también que a los $10\mu s$ ya alcanzó su valor estable; sin embargo, también se nota un voltaje de rizado considerable e incluso más notorio en los primeros $1\mu s$.

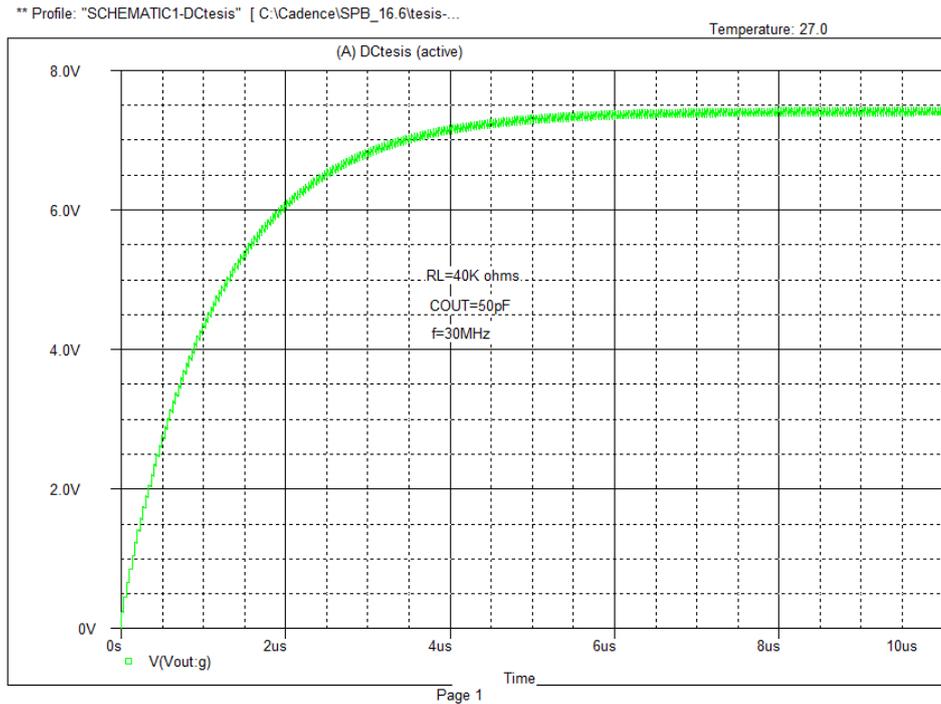


Figura 21. Voltaje de salida para el DCP

4.2. Voltaje en las etapas separadas por reloj

Es necesario medir las señales en cada etapa de la cadena de diodos, ya que esto ayuda para mejorar, por ejemplo, el tiempo en que quiero que funcione cada capacitor de acoplamiento. Para ello, se midieron los voltajes acordes a la [Figura 20](#) en los nodos 1 (Voltaje en la etapa 1), 2 (Voltaje en la etapa 2) y en los nodos de las señales de los generadores de pulso φ y $\bar{\varphi}$. Con los resultados de la [Figura 22](#) se puede comprobar el correcto funcionamiento de las cargas de todo el circuito. También se comprueba que las etapas contiguas (1 y 2) funcionan alternadamente debido a las oscilaciones desfasadas que hacen posible que esto suceda.

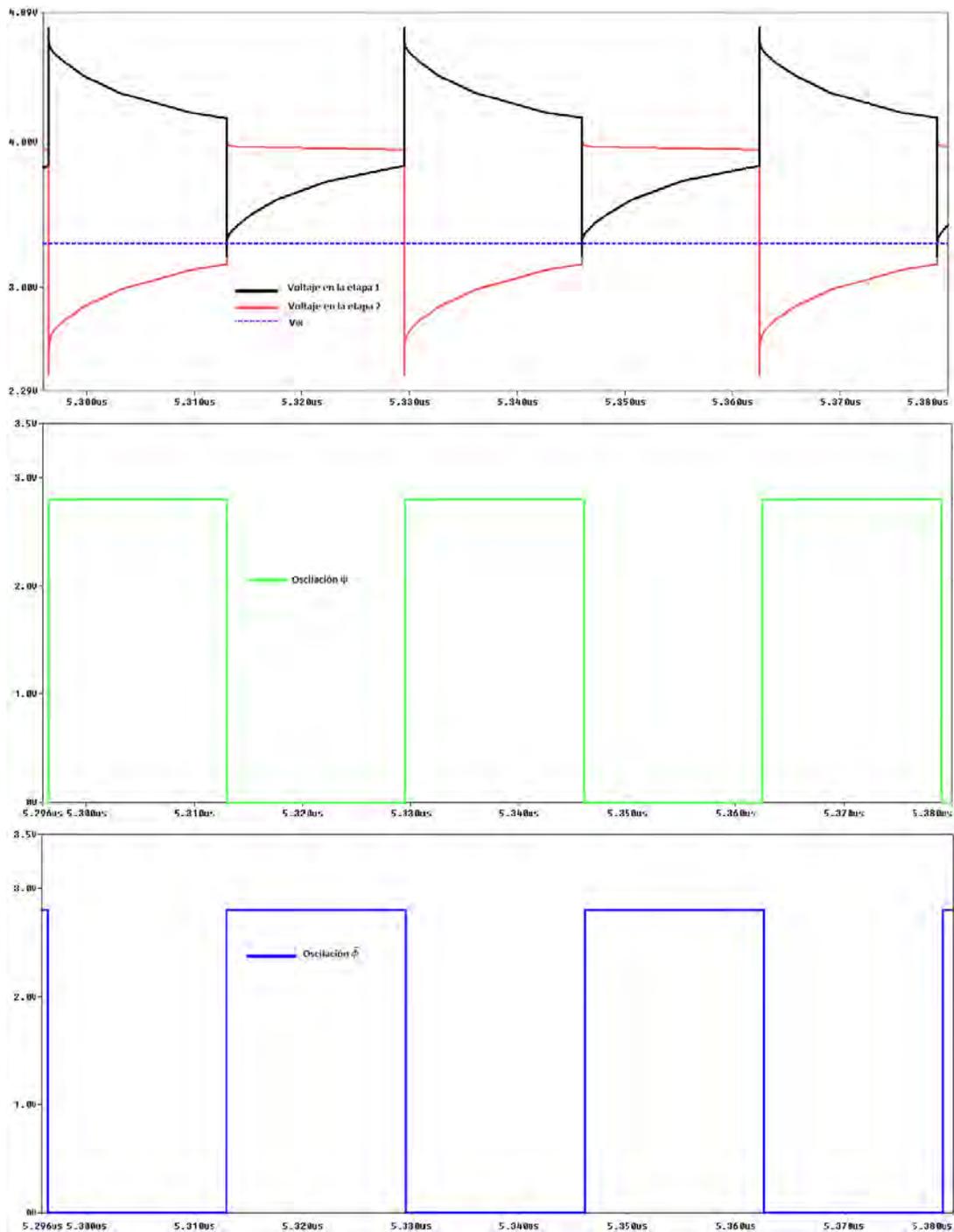


Figura 22. Señales en cada etapa del circuito con las oscilaciones del generador de pulsos. El paso siguiente es analizar solo una un par de etapas de carga de señales contiguas, esto es, los gráficos de la parte superior de la [Figura 22](#). El análisis por separado de solo la etapa de carga se muestra en la [Figura 23](#).

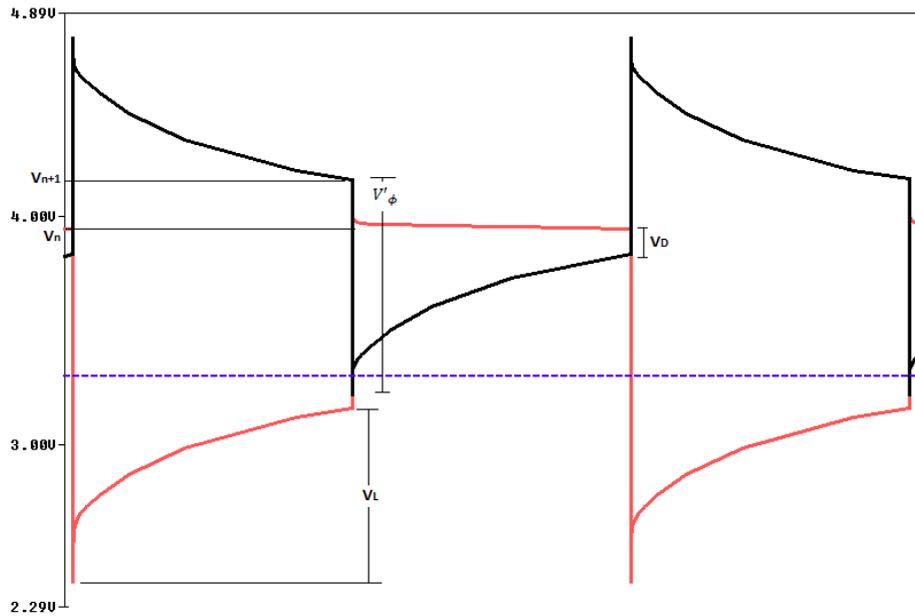


Figura 23. Análisis de valores en cada carga (*pump*) del DCP.

Los valores señalados en la [Figura 23](#): V_L , V_D , V'_ϕ , V_n y V_{n+1} se resumen en la [Tabla 2](#). Cabe resaltar que n es 1, entonces las etapas que se muestran son 1 y 2. Además, esta carga de las etapas fue tomada para cuando V_{OUT} es estable, esto con motivos de comparar luego con los valores cuando V_{OUT} aún no es estable.

Tabla 2. Valores entre etapas para V_{OUT} estable

Parámetro	Valor
V_L	0.76 V
V_D	0.12 V
V'_ϕ	0.81 V
V_n	3.94 V
V_{n+1}	4.52 V

Para el caso de V_{OUT} no estable, se midió cuando el análisis del tiempo era $1\mu s$ en la [Tabla 3](#).

Tabla 3. Valores entre etapas para V_{OUT} no estable

Parámetro	Valor
V_L	0.41 V
V_D	0.47 V
V'_ϕ	0.94 V
V_n	3.44 V
V_{n+1}	3.73 V

Al comparar las pruebas de las [Tabla 2](#) y [Tabla 3](#) se puede resaltar que todos los parámetros han cambiado. Incluso V_D de $0.47V$ (valor típico de diseño) a $0.12V$.

4.3. Voltaje de rizado

Para pasar a temas de desempeño de estabilidad en la salida de la señal, se analizará al voltaje de rizado, V_R . Este voltaje se puede analizar haciendo un acercamiento a la señal de salida del nodo V_{OUT} en los últimos $0.5\mu s$, ya que en este tiempo V_{OUT} ya es un valor estable.

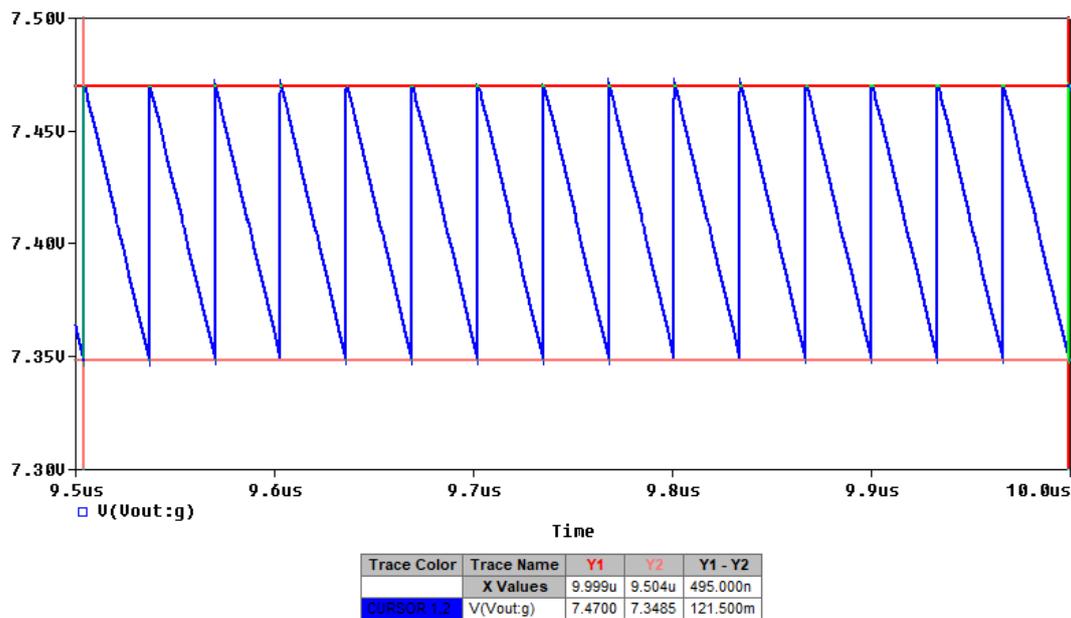


Figura 24. Voltaje de rizado en los últimos $0.5\mu s$

Como lo muestra la tabla de cursores, parte media inferior de la [Figura 24](#), el voltaje de rizado es de $121mV$. Ahora, si se calcula el voltaje de rizado teórico, este sería:

$$V_R = \frac{V_{OUT}}{fR_L C_{OUT}} = \frac{7.47}{(30MHz)(40k\Omega)(50pF)} = 0.13V = 130mV \quad (28)$$

El valor registrado en [Figura 24](#) es muy cercano al teórico calculado en [\(28\)](#).

Ahora se aumentará C_{OUT} a $100pF$, el doble de su valor actual, para notar los cambios.

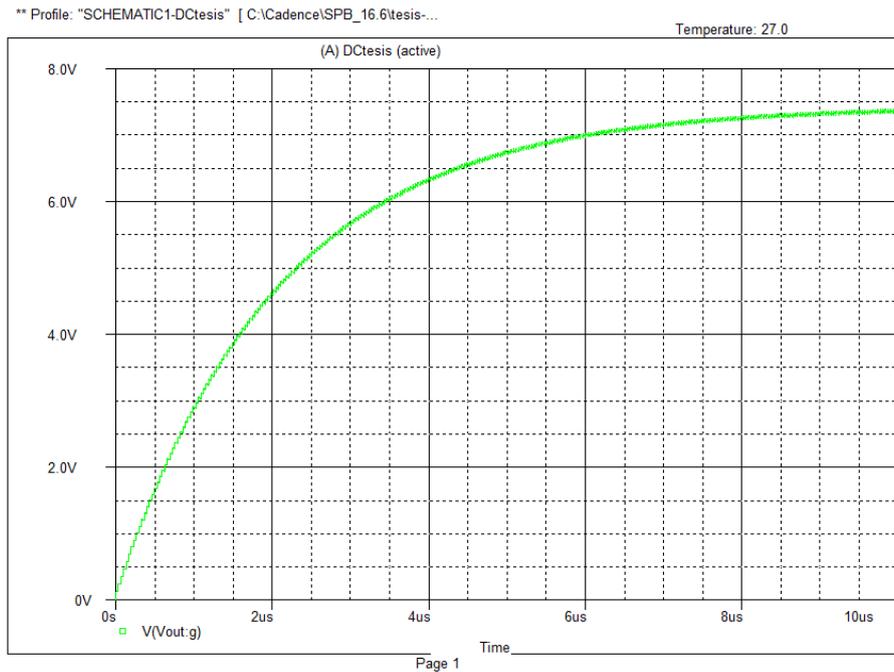


Figura 25. Voltaje de salida con $C_{OUT} = 100pF$

El cambio que salta a la vista de la [Figura 25](#) es el tiempo que se demora en alcanzar su valor estable a comparación de la [Figura 21](#). Consecuentemente, el tiempo de subida (*rise time*) es de $4.8us$ cuando $C_{OUT} = 100pF$ y $2.87us$ con $C_{OUT} = 50pF$. Por otro lado, un detalle adicional es que la [Figura 25](#) se ve muy cercana a una línea continua debido al bajo rizado, el cual no es el caso de la [Figura 21](#).

Entonces se puede hacer un barrido de C_{OUT} desde $25pF$ hasta $100pF$ en intervalos de $25pF$.

Esto se muestra en la [Figura 26](#).

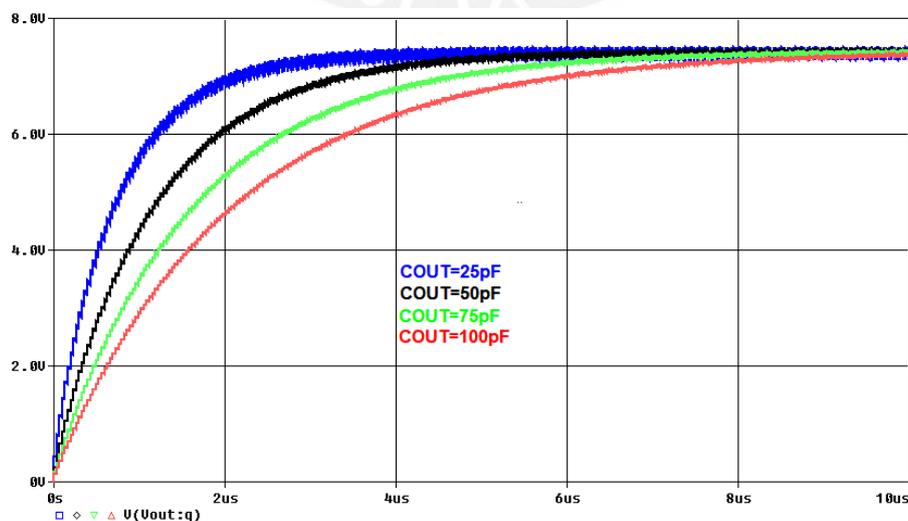


Figura 26. Barrido de 4 capacitancias de salida

La [Figura 26](#) nos indica que un valor $C_{OUT} = 25pF$ es inaceptable para este diseño debido a su altísimo valor de rizado a pesar de tener un tiempo de subida muy corto. Sin embargo, con un $C_{OUT} = 75pF$ al parecer da un balance entre tiempo de subida y rizado.

4.4. Voltaje en función de la resistencia de la carga

También podemos verificar el comportamiento del circuito y su salida V_{OUT} si se varía la resistencia de la carga, R_L , desde nuestro valor de diseño, $40k\Omega$, hasta $100k\Omega$ en intervalos de $10k\Omega$. Esto está graficado en la [Figura 27](#).

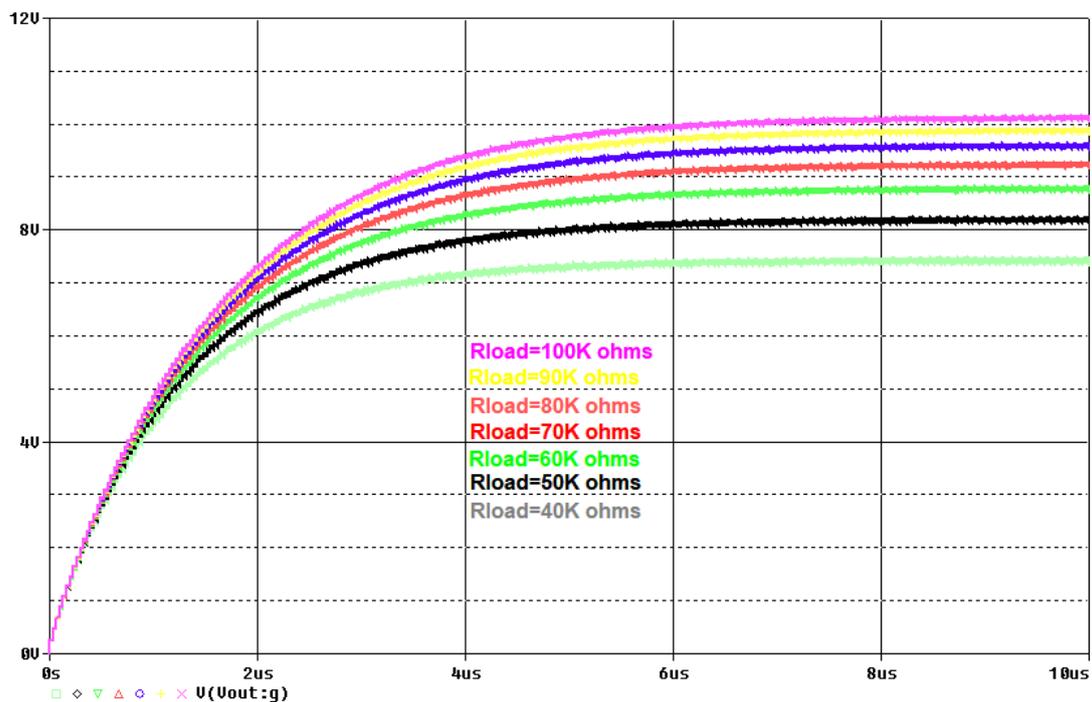


Figura 27. Barrido de resistencia de carga

De la [Figura 27](#) se aprecia que, si bien R_{load} varía en igual forma en cada intervalo, esto es $10k\Omega$, las diferencias en los voltajes de salida cada vez son menores. Para fines de simulación, la [Figura 28](#), muestra qué tan pequeña puede ser la diferencia entre las salidas del circuito. Estas medidas se toman en el último $1\mu s$ del análisis en el tiempo, ya que aquí se encuentran en sus valores estables, siendo el inferior una resistencia de carga de $100k\Omega$ avanzando progresivamente en $20k\Omega$ hasta $300k\Omega$ (orden de abajo hacia arriba en la [Figura 28](#)).

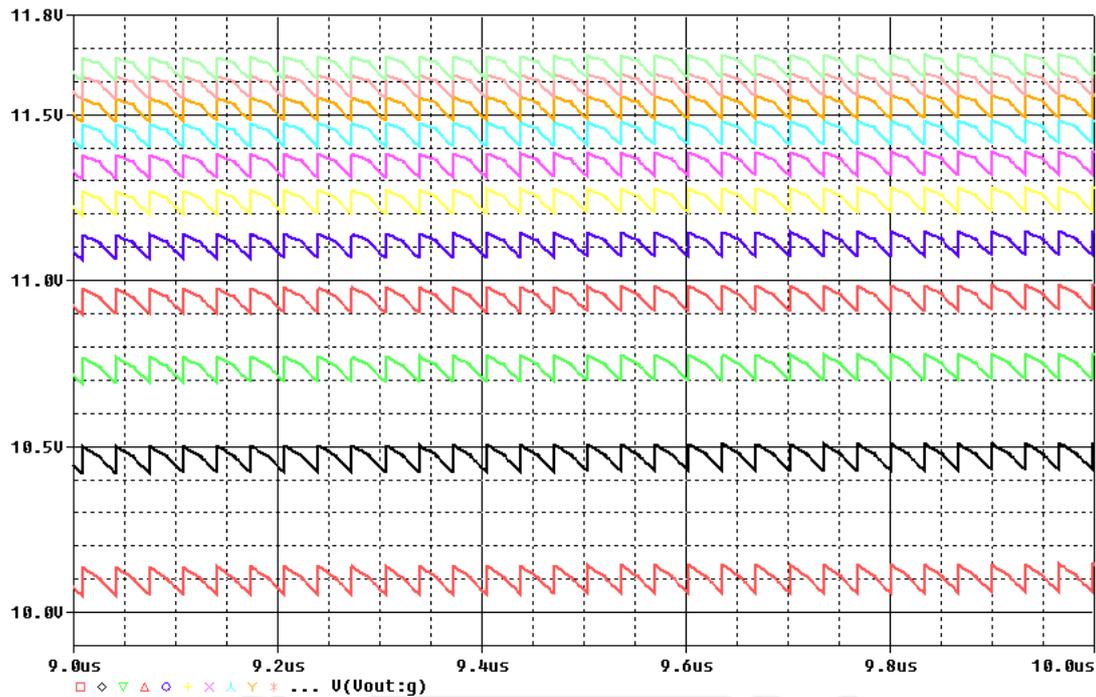


Figura 28. Tendencia del voltaje de salida limitado por la resistencia de carga

4.5.Zonas de operación del DCP

Además de las pruebas ya realizadas, se debe analizar cómo varía nuestro voltaje salida, V_{OUT} , conforme variamos el voltaje de entrada, V_{IN} . Esto sirve para ver en qué zona podría operar en forma lineal y hasta dónde es capaz para el circuito de multiplicar el voltaje. Este análisis se obtuvo con 331 muestras (intervalos de 0.01V entre 0V y 3.3V). Ya que sabemos por la primera simulación que a los 10us la señal de salida es estable, entonces se comparó el valor a los 10us de las 331 muestras y se graficaron en la [Figura 29](#).

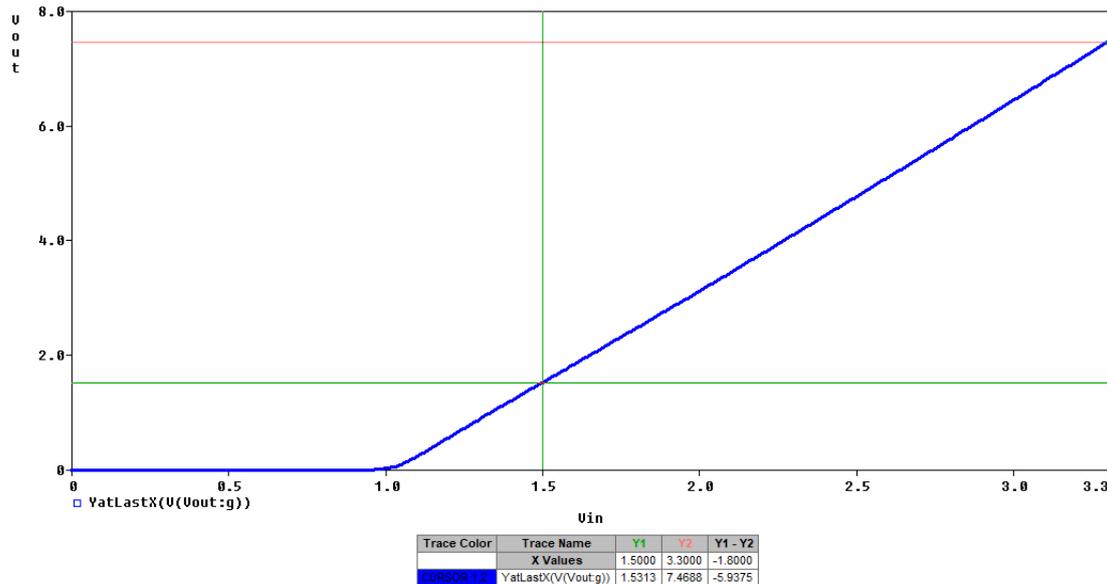


Figura 29. Voltaje de salida en respuesta del voltaje de entrada

La [Figura 29](#) establece que hay 3 zonas dependiendo del V_{IN} y V_{OUT} en las que opera el Dickson Charge Pump, estas son las siguientes:

- La primera zona abarca desde 0V hasta 1V de voltaje de entrada. Aquí no se obtiene ningún valor en la salida.
- La segunda zona va desde 1V hasta 1.5V (donde apunta el cursor de color verde en la [Figura 29](#)). En esta zona el DCP no funciona linealmente o no produce más voltaje del que se le entrega.
- La tercera zona empieza en 1.5V y sigue hacia adelante; es donde se desea que siempre opere el DCP, ya que aquí es una región lineal que produce más voltaje del que se le está entregando.

Para comparaciones teóricas, se puede sacar la pendiente de la región lineal con los datos de los cursores que se muestran en la parte inferior de la [Figura 29](#), esto resulta $m = \frac{5.93}{1.8} = 3.3$.

La forma de verificar si este valor de pendiente tiene semejanza con lo teórica es analizando [\(13\)](#). Como necesitamos verificar solo la pendiente de V_{IN} :

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \left[\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot V_{\phi} - V_T \right] - V_T - \frac{NI_{OUT}}{f(C + C_S)} \quad (29)$$

$$V_{OUT} = V_{IN} + N \left[\left(\frac{C}{C + C_S} \right) \cdot (V_{IN} - 0.5) - V_T \right] - V_T - \frac{NV_{OUT}}{f(C + C_S)R_L} \quad (30)$$

$$V_{OUT} \left[1 + \frac{N}{f(C + C_S)R_L} \right] = V_{IN} \left[1 + N \left(\frac{C}{C + C_S} \right) \right] - \frac{N}{2} \left(\frac{C}{C + C_S} \right) - (N + 1)V_T \quad (31)$$

Obviamos los términos que no afectan a V_{IN}

$$V_{OUT} = V_{IN} \overbrace{\left[1 + N \left(\frac{C}{C + C_S} \right) \right]}^m \overbrace{\left[1 + \frac{N}{f(C + C_S)R_L} \right]}^{-m} \quad (32)$$

$$m = \frac{fR_L((N + 1)C + C_S)}{fR_L(C + C_S) + N} \quad (33)$$

Reemplazando los valores de diseño en (33), obtenemos $m = 3.46$. Este valor es el 98.86% del valor obtenido mediante simulación ($m = 3.5$) de la [Figura 29](#).

Análogamente, la corriente de salida solo se analizará en el rango de operación deseado del DCP. Esta se muestra en la [Figura 30](#). La gráfica debe ser lineal, ya que es una división simple de V_{OUT}/R_L . La corriente se mide en el nodo de R_L en la [Figura 20](#).

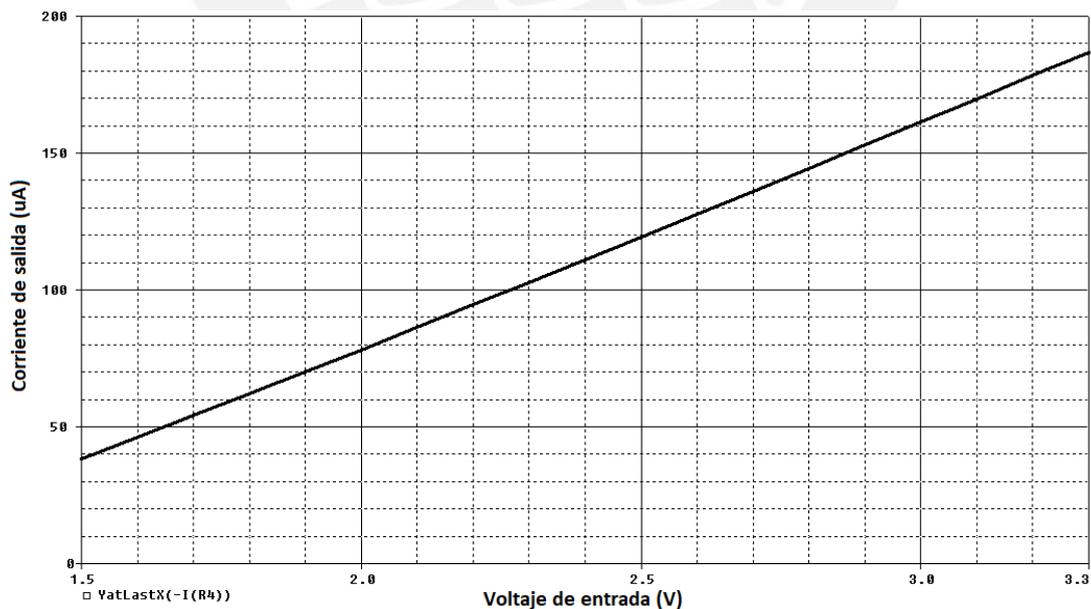


Figura 30. Corriente en la carga I_{OUT} vs Voltaje de entrada V_{IN}

Aplicando $P = VI = 7.74V * 183uA$ en la resistencia R_L al final del circuito, también se obtiene que la carga consume $1.4mW$.

4.6. Variaciones debido a tolerancias en los capacitores

Otro análisis a tomar en cuenta es un Monte Carlo para analizar datos estadísticos. Para esta simulación, se hicieron 100 pruebas a las capacitancias. Se les asignaron una tolerancia de $\pm 10\%$ a cada una de las capacitancias del circuito, excepto a C_{OUT} , en distribución Gaussiana para ver cómo responde el circuito a estas variaciones. En la [Figura 31](#) se muestra la configuración de la simulación, así como los resultados.

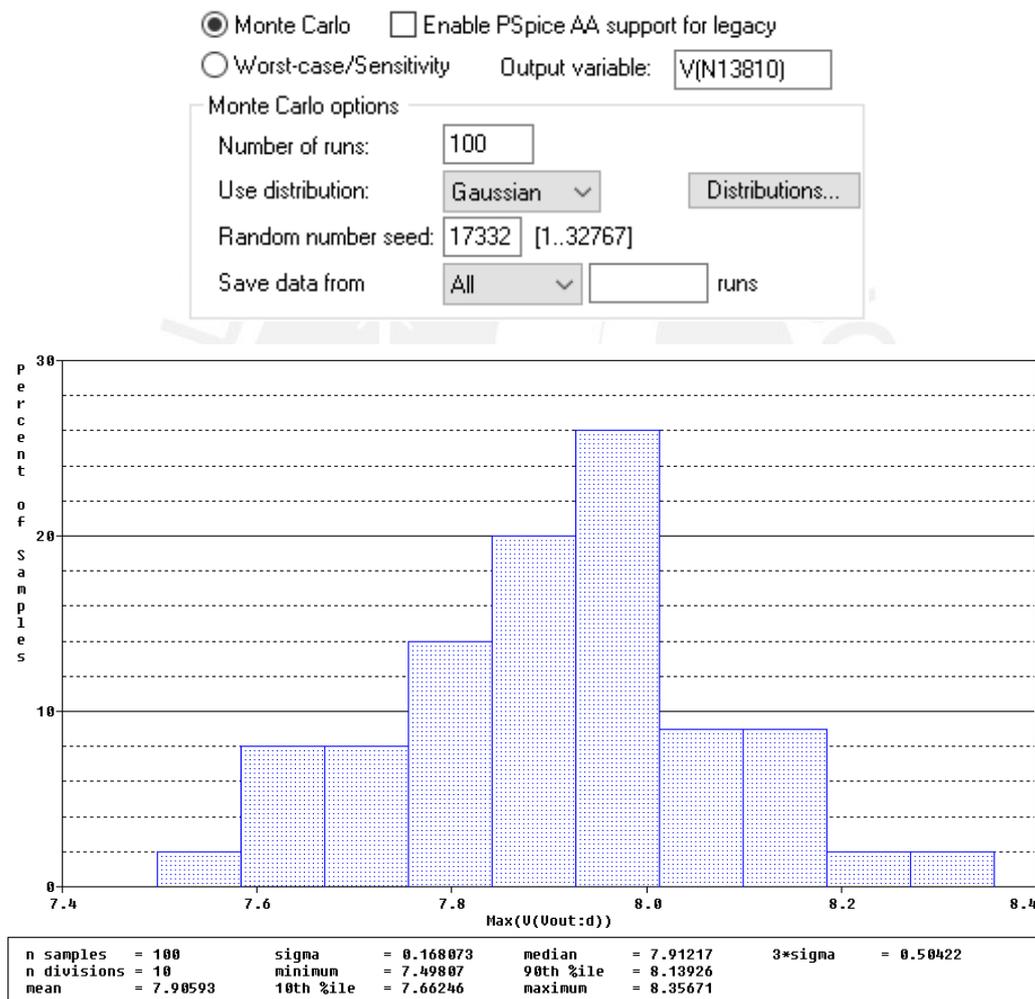


Figura 31. Análisis Monte Carlo para la tolerancia de las capacitancias

De acuerdo con los datos brindados en la [Figura 31](#), el mayor número de muestras se encuentra en la división 6 que va de 7.93V a 8.01V. Se podría concluir que la salida estará en este rango. Se ha usado Monte Carlo para simular cómo podría responder el circuito en un caso en base a

la variación de la capacitancia. Se usó una distribución Gaussiana, ya que es lo más realista, pues los valores extremos +10% y -10% serán los casos menos comunes.

Por último, se elaboró la [Tabla 4](#) en donde se resumen los valores más importantes y también cuánto difieren de los cálculos teóricos.

Tabla 4. Parámetros obtenidos en la simulación comparados con valores teóricos

Parámetro	Valor teórico	Valor en la simulación	Porcentaje de similitud
Voltaje de salida: V_{OUT}	7.91V	7.47V	94.48%
Corriente de salida: I_{OUT}	200uA	183uA	91.5%
Voltaje de rizado: V_R	130mV	121mV	93.07%
Pendiente de operación del DCP: m	3.46	3.5	101.16%

4.7. Variaciones en el número de etapas

El último análisis será en el aspecto físico que afecta directamente al PCB. [37] indica que los capacitores son los componentes más grandes al realizar el PCB de un DCP. Por ello, se hicieron 3 simulaciones con 10, 7 (original) y 6 etapas. Variar la cantidad de etapas significa agregar o quitar 3 componentes (1 diodo y 2 capacitores por etapa). A continuación, se elaboró la [Tabla 5](#) que muestra los resultados:

Tabla 5. Parámetros obtenidos en la simulación de 10, 7 y 6 etapas

Cantidad de etapas (N)	Voltaje de salida (V)	Voltaje referencial para el <i>rise time</i> (tiempo de subida) (V)	<i>Rise time</i>	Variación de componentes respecto a 7 etapas (original)
10	8.06	7.25	3.65	+9
7	7.47	6.72	2.87	Se mantiene
6	6.90	6.21	2.45	-3

Como indica la [Tabla 5](#), el único beneficio al aumentar las etapas de 7 a 10 es el aumento de voltaje; sin embargo, esto no es justificado para aprovecharse en esta tesis, ya que al necesitar

mucho más espacio en el PCB (+9 componentes), solo se obtiene una ganancia de 0.59V; además, se obtiene casi lo mismo al pasar de 6 a 7 etapas (0.57V al aumentar 3 componentes). A simple vista en la [Figura 32](#), se puede notar que el rise time de 6 etapas es menor. Esta disminución de 14.6% respecto al de 7 etapas, adicional a la disminución de espacio en el PCB, resulta una alternativa a considerar para aplicaciones que requieran una menor cantidad de voltaje.

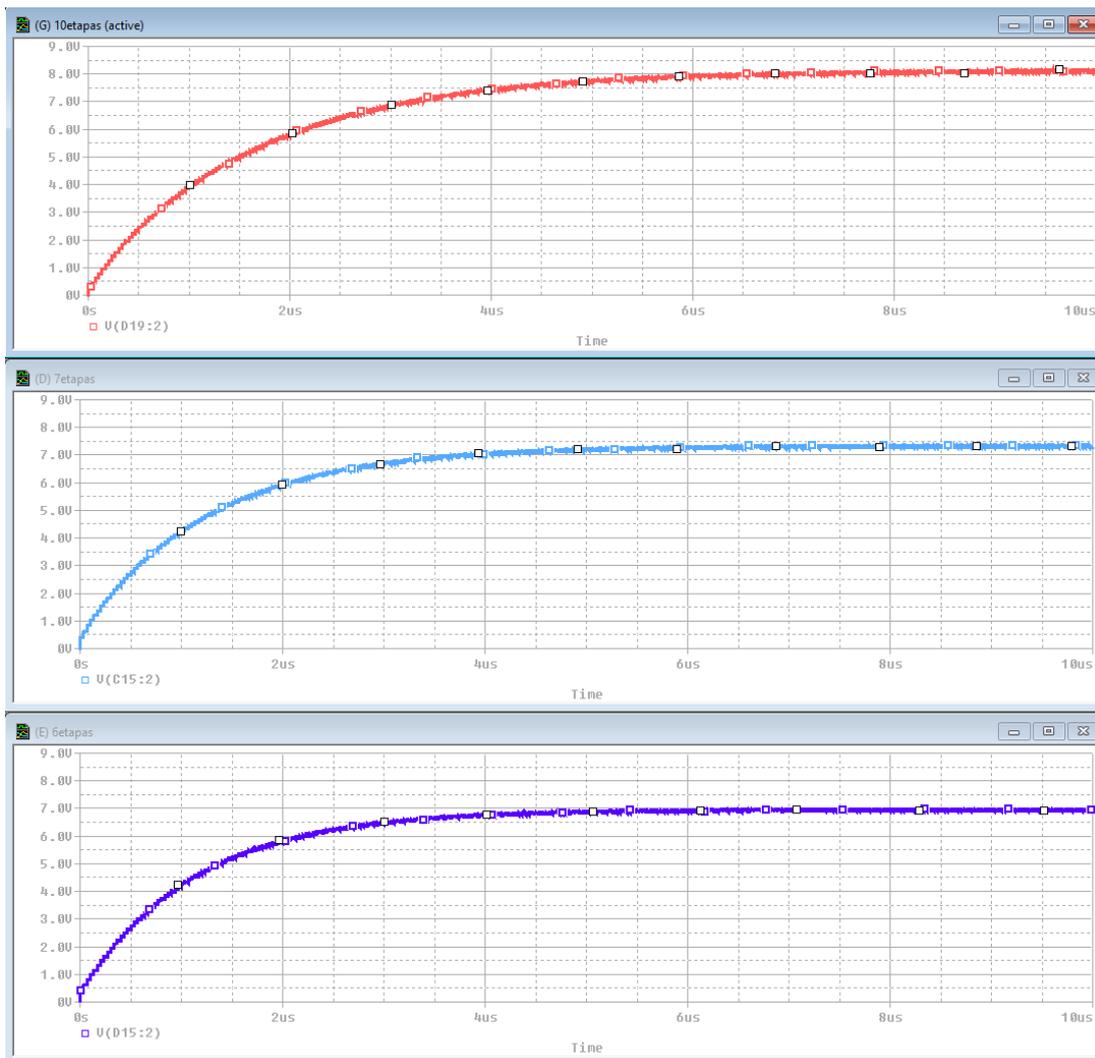


Figura 32. Comparación del voltaje de salida para 10, 7 (original) y 6 etapas.

Conclusiones

1. La conclusión más importante es que se logra elevar el voltaje de entrada de 3.3V. Si bien el voltaje de salida propuesto como objetivo era 8V, se obtuvo 7.47V, esto debido a que siempre hay variaciones entre lo teórico y simulado.
2. El número de etapas no siempre estará condicionado por el voltaje de salida. Especialmente cuando se restringe la capacitancia total del circuito.
3. El voltaje de entrada está limitado por el voltaje umbral, V_T . Ergo, para reducir el voltaje de entrada, se debería trabajar con MOSFETs de “zero-vt” o con una tecnología más reciente, ya que con un pequeño voltaje umbral, la caída de voltaje en el MOSFET será menor cuando se conecte como diodo.
4. Debido a todas las fórmulas vistas, se concluye que, si se modifica solo un parámetro, se modifican varias fórmulas. Eso sin tomar en cuenta los parámetros internos de los componentes.
5. El voltaje de salida tiene un límite cuando se varía la resistencia de la carga. Este valor tiende a 11.7V.
6. Al conectar una carga capacitiva, se mejorará el rizado; sin embargo, el tiempo de subida aumentará por la constante de tiempo $t = RC$ varía en forma directa con la capacitancia; en cambio, el voltaje de rizado $V_R = \frac{V_{OUT}}{fR_{LC_{OUT}}}$ varía en forma inversa.
7. El DCP no siempre tiene ganancia lineal, esto depende del voltaje de entrada y las amplitudes de las oscilaciones. Esto se debe a que el voltaje de entrada irá disminuyendo cada vez que pase de una etapa a otra debido a la caída del voltaje umbral.
8. La frecuencia de oscilación también depende de cuánto queremos que se carguen las etapas del reloj, ya que mientras más tiempo dure el tiempo en que se active un capacitor de acoplamiento, podrá llegar a su voltaje estable.

9. La cantidad de etapas afecta directamente al espacio físico que ocupará el circuito. Con 7 etapas, se está en el campo óptimo, ya que tiene un balance entre espacio físico, *rise time* y salida de voltaje.



Recomendaciones y trabajos futuros

1. Se recomienda tener en cuenta la caída de voltaje del diodo, V_D , según la tecnología que se necesite utilizar. Ya que es un factor clave al momento de diseñar y balancear las fórmulas de diseño.
2. Adicionalmente, se recomienda evaluar la aplicación de cosecha de energía antes de diseñar el circuito. La evaluación puede tomar, entre otros, los criterios de accesibilidad (la energía es fácil de obtener en el entorno a probar el dispositivo), continuidad (cuánto tiempo estará presente la energía en el entorno), intensidad (cuán intensa será la energía en el entorno).
3. Un trabajo futuro debería contemplar el diseño e impresión del PCB. Esto servirá para corroborar los valores de la simulación y también para identificar qué variables adicionales pueden afectar al funcionamiento del circuito en la vida real.
4. Para otro trabajo futuro, se podría implementar el mismo circuito en otra tecnología para comparar el desempeño de ambas. Esto ayudará a, probablemente, saber qué tecnología serviría para qué tipo de aplicaciones de cosecha de energía.

Bibliografía

- [1] Applications & Technologies, Mouser Electronics, “Energy harvesting,”. [Online]. Disponible: http://www.mouser.com/applications/energy_harvesting/. Consulta: 1 de octubre del 2017
- [2] Resources, Institute of Physics, “Energy harvesting,”. [Online]. Disponible: <http://www.iop.org/resources/energy/>. Consulta: 1 de octubre del 2017
- [3] White Papers, National Instruments, “What is a Wireless Sensor Network?,” Diciembre 2016. [Online]. Disponible: <http://www.ni.com/white-paper/7142/en/>. Consulta: 3 de octubre del 2017
- [4] Alphonsa A. y Ravi G., "Earthquake early warning system by IOT using Wireless sensor networks," *2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)*, Chennai, 2016, pp. 1201-1205.
- [5] H. Zervos y R. Das, “Thermoelectric Energy Harvesting 2018-2028”, IDTechEx, 2017.
- [6] N. Heuvel dop, “Ericsson Mobility Report”, Ericsson, Estocolmo, Suecia, 2017.
- [7] N. Ismail y R. A. Ghani, "Advance devices using piezoelectric harvesting energy," *2013 IEEE Student Conference on Research and Development*, Putrajaya, 2013, pp. 450-453.
- [8] J. Donovan, Mouser Electronics, “New Applications for Energy Harvesting,”. [Online]. Disponible: <http://www.mouser.com/applications/energy-harvesting-new-applications/>. Consulta: 3 de octubre del 2017
- [9] S. Priya y D. J. Inman, *Energy Harvesting Technologies*. Boston: Springer, 2009.
- [10] M. von Lukowicz, E. Abbe, T. Schmiel, y M. Tajmar, “Thermoelectric Generators on Satellites—An Approach for Waste Heat Recovery in Space,” *Energies*, vol. 9, no. 7, p. 541, Jul. 2016.
- [11] Electronic Components News, “Energy Harvesting for Automotive Applications”. [Online]. Disponible: <https://www.ecnmag.com/article/2011/05/energy-harvesting-automotive-applications>. Consulta: 4 de octubre del 2017
- [12] J. Ximinis, A. Massaguer, T. Pujol y E. Massaguer, “Nox emissions reduction analysis in a diesel Euro VI Heavy Duty vehicle using a thermoelectric generator and an exhaust heater”, *Fuel*, vol. 301, 2021.
- [13] G. Santucci, “Inspiring the Internet of Things”, The Alexandra Institute, Dinamarca. [Online]. Disponible: https://iotcomicbook.files.wordpress.com/2013/10/iot_comic_book_original.pdf Consulta: 4 de octubre del 2017
- [14] Mobility Report, Ericsson, “Cellular IoT connections by segment and technology,”. [Online]. Disponible: <https://www.ericsson.com/4adc87/assets/local/reports->

<papers/mobility-report/documents/2020/november-2020-ericsson-mobility-report.pdf>

Consulta: 26 de junio del 2022

- [15] Chanditha Janaka Udalagama, "Electrical energy generation from body heat," *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Kandy, 2010, pp. 1-5.
- [16] L. E. Bell, "Cooling, Heating, Generating Power, and Recovering Waste Heat with Thermoelectric Systems," *Science*, vol. 321, no. 5895, pp. 1457-1461, 2008.
- [17] Y. K. Ramadass, y A. P. Chandrakasan, "A Batteryless Thermoelectric Energy Harvesting Interface Circuit With 35 mV Startup Voltage," *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 333-341, 2011.
- [18] Nisha K S y Mini V P, "Battery-less boost converter for thermal energy harvesting system," *2015 International Conference on Control Communication & Computing India (ICCC)*, Trivandrum, 2015, pp. 331-336.
- [19] Tellurex Thermoelectric Energy Harvester—G1-1.0-127-1.27, Tellurex [Online]. Disponible: <http://www.tellurex.com>. Consulta: 6 de octubre del 2017
- [20] E. J. Carlson, K. Strunz, y B. P. Otis, "A 20 mV Input Boost Converter with Efficient Digital Control for Thermoelectric Energy Harvesting," *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 741-749, Abril 2010.
- [21] P. S. Weng, H. Y. Tang, P. C. Ku, y L. H. Lu, "50 mV-Input Batteryless Boost Converter for Thermal Energy Harvesting," *IEEE J. of Solid State Circuits*, vol. 48, no. 4, pp. 1031-1041, Abril 2013.
- [22] M. Ashraf y N. Masoumi, "A Thermal Energy Harvesting Power Supply With an Internal Startup Circuit for Pacemakers," en *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 24, no. 1, pp. 26-37, Enero 2016.
- [23] F. Cao, J. Zhang, H. Wu, H. Hu, Y. Xing y X. Ma, "A dual-input Boost-Buck converter with coupled inductors for TEG applications," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 2020-2025.
- [24] Y. Toyama, T. Ogawa, T. Ueno y T. Itakura, "20 mV input, 4.2 V output SIDO boost converter with low-power controller and adaptive switch size selector for thermoelectric energy harvesting," *2016 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, Toyama, 2016, pp. 9-12.
- [25] S. C. Chandrarathna y J. -W. Lee, "A Self-Resonant Boost Converter for Photovoltaic Energy Harvesting With a Tracking Efficiency >90% Over an Ultra-Wide Source Range," en *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 57, no. 6, pp. 1865-1876, Noviembre 2021.
- [26] J. A. Paradiso y T. Starner, "Energy scavenging for mobile and wireless electronics," in *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no. 1, pp. 18-27, Enero-Marzo 2005.
- [27] D. J. Paul, "Thermoelectric Energy Harvesting", School of Engineering, University of Glasgow, UK.

- [28] Q. Wan, Y. K. Teh, Y. Gao y P. K. T. Mok, "Analysis and Design of a Thermoelectric Energy Harvesting System With Reconfigurable Array of Thermoelectric Generators for IoT Applications," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 9, pp. 2346-2358, Sept. 2017.
- [29] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 11, no. 3, pp. 374-378, Jun. 1976.
- [30] J. D. Cockcroft y E. T. Walton, "Experiments with High Velocity Positive Ions," *Proc. Roy. Soc., A*, vol. 136, pp. 619-630, 1932
- [31] X. Zhang y L. Zhao, "Thermoelectric materials: Energy conversion between heat and electricity," *Journal of Materiomics*, vol. 1, no. 2, pp. 92-105, Junio 2015.
- [32] G. J. Snyder, "Application of the compatibility factor to the design of segmented and cascaded thermoelectric generators," *Applied Physics Letters*, vol. 84, no. 13, pp. 2436-2438, Marzo 2004.
- [33] S. W. Angrist, *Direct Energy Conversion*. Boston, Allyn and Bacon, 1965.
- [34] M. R. Halesh, K. R. Rasane y H. Rohini, "Design and Implementation of Voltage Control Oscillator (VCO) Using 180nm Technology," *Communications in Computer and Information Science*, vol 125. Springer, Berlin.
- [35] M. B. Machado, M. C. Schneider y C. Galup-Montoro, "On the Minimum Supply Voltage for MOSFET Oscillators," en *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 2, pp. 347-357, Feb. 2014.
- [36] J. Savoj and B. Razavi, "A 10-Gb/s CMOS clock and data recovery circuit with a half-rate binary phase/frequency detector," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 13-21, Jan 2003.
- [37] Ming Zhang and N. Llaser, "Optimization design of the Dickson charge pump circuit with a resistive load," 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (IEEE Cat. No.04CH37512), 2004, pp. V-840-V-843 Vol.5.