



Trabajo de Fin de Máster  
“Máster Universitario en Microelectrónica:  
Diseño y Aplicaciones de Sistemas  
Micro/Nanométricos”

**Circuitos de captación y gestión de la  
energía en aplicaciones de recolección de  
energía ambiente**

Autor: **Laura Vicente García**

Tutores: **Jorge Fernández Berni**

**Paula López Martínez**

Junio de 2022

# Índice

<b>1. Introducción</b>	<b>4</b>
<b>2. La física del fotodiodo</b>	<b>7</b>
2.1. Operación del fotodiodo . . . . .	7
2.2. Curva de transferencia de potencia . . . . .	8
<b>3. Algoritmos MPPT</b>	<b>9</b>
3.1. <i>Perturb &amp; Observe</i> . . . . .	9
3.2. Conductancia Incremental . . . . .	10
3.3. Control mediante lógica borrosa . . . . .	11
3.4. Estado del arte . . . . .	11
<b>4. Estudio analítico</b>	<b>12</b>
4.1. Modelo equivalente del fotodiodo . . . . .	12
4.2. Modelo equivalente de la bomba de carga . . . . .	13
4.3. Implementación del algoritmo . . . . .	17
4.3.1. Punto de operación del sistema . . . . .	18
4.3.2. Simulación del algoritmo <i>perturb &amp; observe</i> . . . . .	19
<b>5. Simulación a nivel de circuito</b>	<b>26</b>
5.1. Bomba de carga . . . . .	26
5.2. Oscilador . . . . .	29
5.2.1. Estructura del oscilador . . . . .	30
5.2.2. Simulación . . . . .	31
5.2.3. Banco de condensadores . . . . .	33
5.3. Unidad de control . . . . .	34
5.3.1. Descripción del sistema . . . . .	34
5.3.2. Simulación . . . . .	34
5.4. Sistema completo . . . . .	36
5.4.1. Puntos de operación . . . . .	36
5.4.2. Acción del algoritmo . . . . .	37
<b>6. Conclusiones</b>	<b>39</b>

## Siglas

$C_p$  Capacidad parásita. 14

$C_{fly}$  Condensador de vuelo. 14

$I_L$  Corriente de carga. 14, 15

$I_S$  Corriente de saturación del diodo. 12

$I_{CP}$  Corriente de entrada que demanda la bomba de carga. 18

$I_{harvested}$  Corriente recolectada. 12, 13

$I_{ph}$  Corriente fotogenerada. 8, 12, 13

$V_D$  Caída de tensión entre las terminales del diodo. 12, 13

$V_T$  Tensión térmica de la unión del diodo. 12

$V_{oc}$  Tensión en circuito abierto. 13

$\eta$  Eficiencia cuántica. 8

$\lambda$  Longitud de onda. 8

**A** Área del fotodiodo. 8

**c** Velocidad de la luz en el vacío. 8

**h** Constante de Planck. 8

**MPPT** *Maximum Power Point Tracking*. 4, 13

**n** Coeficiente de emisión del diodo. 12

**P** Flujo de fotones incidente. 8

**q** Carga elemental del electrón. 8

# 1. Introducción

La recolección de energía ambiente es el proceso consistente en obtener energía aprovechable a partir de fuentes ambientales. Algunos ejemplos de fuentes energéticas son la luz solar, la energía térmica o los movimientos físicos.

La tendencia actual de la tecnología basada en silicio converge cara el desarrollo de circuitos de muy bajo consumo. Este factor, junto con el desarrollo de baterías de cada vez mayor densidad, ha permitido desarrollar sistemas portables e implantables de larga vida. Sin embargo, la presencia de baterías en los circuitos electrónicos tiene repercusiones directas sobre su tamaño, coste y operación. En este contexto, las técnicas de recolección de energía aparecen como una posible alternativa a las baterías que aseguren la autonomía de los sistemas.

Especialmente significativa es la recolección de energía solar, que ha sido reportada en literatura como una de las alternativas más prometedoras a la hora de implementar sistemas completamente autónomos. La energía lumínica constituye una fuente atractiva debido a su alta densidad energética. En [1] se muestra una tabla comparativa de la densidad energética de las diferentes fuentes de energía ambiente. El resultado más relevante de este estudio es que la energía lumínica exterior (con  $10\text{mW}/\text{cm}^2$ ) y la interior (con  $10\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ) constituyen fuentes de potencia adecuadas para obtener energía con la que alimentar los sistemas electrónicos.

La gran densidad de potencia y la amplia disponibilidad de la luz constituyen dos de los principales factores que han colocado a la energía lumínica como una de las principales fuentes energéticas en aplicaciones de recolección de energía. Otro de los motivos que explica su popularidad es la capacidad de integración de las celdas solares. En su unidad más básica, podemos recolectar energía lumínica a través de fotodiodos. Como los fotodiodos se construyen a partir de uniones pn, son compatibles con las tecnologías CMOS actuales, lo que permite su fácil integración. De esta forma, se consiguen sistemas compactos, de bajo coste y muy fiables [2], lo que los hace aptos para aplicaciones como las biomédicas [3], sensores de visión [4] o sensores para satélites [5].

Existen tres uniones pn disponibles en los procesos CMOS comerciales (p-diff/n-well, p-sub/n-well y p-sub/n-diff) [2]. Sin embargo, la tensión en circuito abierto de estos diodos no suele ser muy alta (del orden de 300-400mV). Estos niveles de tensión pueden ser aceptables para circuitos digitales de baja potencia pero, en general, no serán suficientes para alimentar un circuito electrónico [6]. Por esta razón, resulta beneficioso implementar a la salida de los fotodiodos convertidores DC-DC. Estos dispositivos son capaces de elevar los niveles de tensión con gran precisión y poco consumo de potencia. Incluso cuando se opta por alternativas de fotodiodos *off-chip* (que permitirán obtener una mayor tensión recolectada, del orden de los V) los convertidores DC-DC siguen siendo necesarios para elevar estas tensiones y también como mecanismo regulador, permitiendo obtener valores de voltaje constantes a la salida.

De forma adicional, para maximizar la energía que se puede obtener de estos sistemas, es habitual emplear técnicas MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Estos métodos nos permiten localizar el punto óptimo de operación y forzar que el sistema opere en él. Existen numerosos algoritmos MPPT [7], de diferentes complejidades, precisión y coste de implementación, entre otros. La elección del algoritmo para una determinada aplicación no es una tarea sencilla puesto que es necesario buscar una solución de compromiso. En

la sección 3 se hace una revisión de estos algoritmos.

Los enfoques tradicionales de las técnicas MPPT se basan en realizar un seguimiento de la potencia que genera la fuente de energía y fijar la operación del circuito al punto de mayor potencia disponible. Sin embargo, el resto de elementos presentes en el circuito de recolección de energía (esencialmente, el convertidor DC-DC) tendrán influencia sobre la potencia final recolectada, haciendo que el punto óptimo de operación pueda variar con respecto del punto de máxima potencia generada. Los enfoques tradicionales de algoritmos MPPT sólo consideran la potencia que genera la fuente de energía, y no el rendimiento del sistema al completo. En este estudio se plantea una alternativa consistente en realizar un seguimiento de la tensión final recolectada, medida tras la etapa de conversión. Para ello, describiremos de forma analítica las ecuaciones que describen el comportamiento de un sistema formado por un fotodiodo y una bomba de carga y analizaremos la influencia conjunta de ambos bloques sobre el punto de óptima operación. Una vez modelado el sistema, aplicaremos un algoritmo MPPT sobre la salida final del sistema de forma que se consiga optimizar la potencia obtenida, y compararemos estos resultados con los que obtendríamos maximizando únicamente la operación de la fuente de energía.

Para ejemplificar la viabilidad de este enfoque, se realizarán simulaciones a nivel de circuito en Cadence. Se buscará diseñar un sistema autónomo capaz de alimentar sus diferentes bloques constitutivos y optimizar la potencia a la salida. Para ello, se escogerá una topología concreta de convertidor DC-DC. La arquitectura escogida será un doblador de tensión, elección que se justifica por su sencillez, buena tasa de conversión de tensión y rendimiento. Esta topología necesita de dos fases de reloj que controlen el proceso de transmisión de carga, por lo que también se incluirá un oscilador. Por último, la implementación del algoritmo MPPT se realizará a través de un bloque de control. El fotodiodo será el encargado de alimentar los diferentes bloques constitutivos del sistema. En la figura 1 se muestra un esquema de los diferentes bloques constitutivos y las relaciones entre ellos.

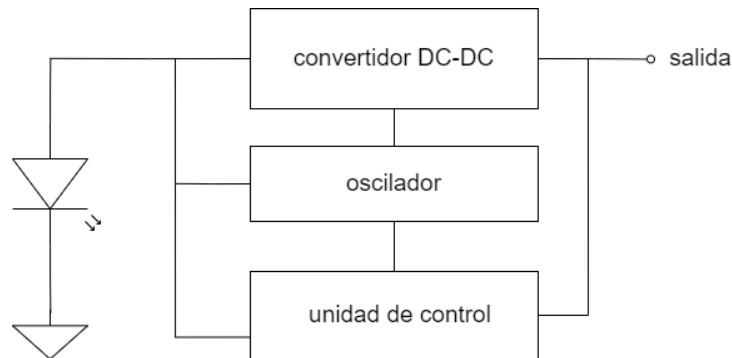


Figura 1: Sistema de recolección de energía formado por un fotodiodo, un convertidor DC-DC controlado por un oscilador y un bloque de control. El bloque de control monitoriza la salida del sistema y buscará maximizarla.

Los contenidos que se van a desarrollar en la memoria se organizan de la siguiente forma. En la sección 2 se explican los fundamentos físicos detrás de la transformación de energía solar en electricidad y se describen las estructuras empleadas en el proceso. La sección 3 contiene una revisión de las técnicas MPPT más usadas y se hace un repaso

del estado del arte. En 4 se plantean las ecuaciones matemáticas que gobiernan un sistema formado por un fotodiodo y una bomba de carga. A este sistema, se le aplicará el algoritmo MPPT *perturb & observe* con ánimo de maximizar la potencia recolectada. Por último, en la sección 5 se discuten las topologías específicas más adecuadas para aplicaciones de recolección de energía. Se estudia el comportamiento de cada uno de los elementos constitutivos de forma individual y conjunta, de forma que al final obtendremos un sistema de recolección de energía optimizado y autorregulable para diferentes condiciones de operación.

## 2. La física del fotodiodo

La recolección de energía solar se basa en el efecto fotoeléctrico. Este efecto describe la capacidad de algunos materiales de transformar parcialmente radiación electromagnética en energía eléctrica.

Para explotar este efecto con el objetivo de recolectar energía lumínica, se construyen estructuras como la mostrada en la figura 2, que recibe el nombre de célula solar o fotodiodo.

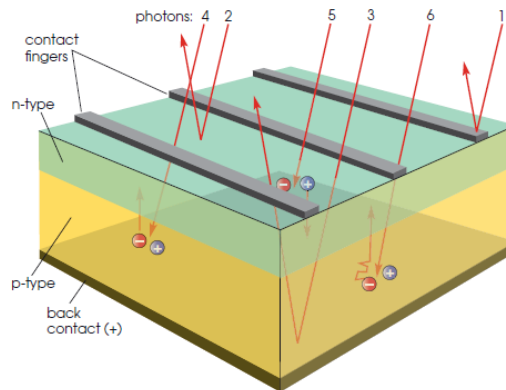


Figura 2: Esquema básico de una célula solar

Fuente: [8]

El núcleo principal de esta estructura es una unión p-n. En este ejemplo, la capa inferior del dispositivo (tipo p) está fabricada con silicio dopado con impurezas aceptoras (que tienen 3 electrones en la capa de valencia, como el boro) mientras que la capa superior (tipo n) se dopa con impurezas dadoras (con 5 electrones de valencia, como el fósforo). Las diferencias entre las concentraciones de portadores entre ambas capas dan lugar a un proceso de difusión que generará un desbalance de carga [9]. A su vez, el desequilibrio de carga provocará un campo eléctrico que contrarrestará la difusión. Esto formará la denominada región de vaciamiento, que se caracteriza por contener densidades de portadores por debajo del valor de equilibrio térmico.

La barrera de potencial que se ha formado en la región de vaciamiento solo permitirá el paso de la corriente en un determinado sentido: los electrones podrán moverse del lado p al n y viceversa. De forma adicional, a la estructura de la figura 2 se le han añadido contactos metálicos en las partes superior e inferior que permiten el flujo de la corriente. Los contactos en la parte superior son discontinuos, en forma de *fingers*, para que permitan que la radiación incida sobre el dispositivo.

### 2.1. Operación del fotodiodo

Una vez entendida la estructura del dispositivo, procedemos a explicar su modo de operación. Cuando hacemos incidir un haz de luz sobre la superficie, los fotones que posean una energía superior a la de la banda prohibida (*bandgap*) van a tener la capacidad de generar un par electrón-hueco [8]. El portador minoritario, impulsado por el campo eléctrico de la unión, atravesará la barrera de potencial, dando lugar a una corriente en el

dispositivo. Dependiendo de los circuitos de entrefase, esta corriente polarizará el diodo en inversa o en directa. Si el fotodiodo está polarizado inversamente, podrá utilizarse como elemento fotosensible de píxeles en la fabricación de sensores de imagen. En cambio, si la unión pn está polarizada en directa es posible utilizar esta estructura para recolectar energía lumínica.

Un aspecto a tener en cuenta a la hora de evaluar la eficiencia de la célula solar es que hay que intentar garantizar que los pares electrón-hueco se generen en las proximidades de la región de vaciamiento. Los portadores que se encuentren lejos de la unión metalúrgica no estarán bajo la acción directa del campo eléctrico de forma que se moverán aleatoriamente a través de la red cristalina de silicio. Durante este movimiento aleatorio existe la posibilidad de que se recombinen con impurezas del cristal, de forma que no llegarán a contribuir a la corriente fotogenerada.

También es posible que los fotones incidentes no dispongan de energía para penetrar en la superficie y generar un par electrón-hueco, o que simplemente se reflejen en los contactos metálicos. Una forma habitual de cuantificar la corriente fotogenerada  $I_{ph}$  es a través de la siguiente expresión analítica [10]:

$$I_{ph} = \frac{Aq}{hc} \int P(\lambda)\eta(\lambda)d\lambda \quad (1)$$

donde  $A$  es el área activa del dispositivo,  $q$  la carga elemental del electrón,  $h$  la constante de Planck,  $c$  la velocidad de la luz,  $P$  el flujo de fotones incidentes y  $\eta$  la eficiencia cuántica. Por último,  $\lambda$  hace referencia a la longitud de onda de la luz incidente, y permite cuantificar la energía de los fotones a través de la relación de Planck-Einstein:  $E = hc/\lambda$ .

## 2.2. Curva de transferencia de potencia

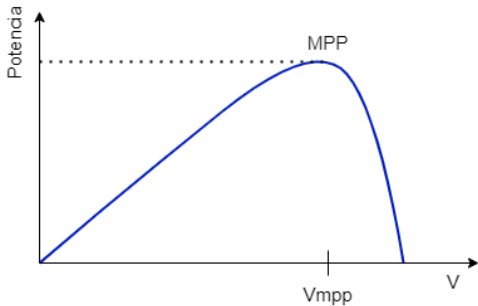


Figura 3: Potencia fotogenerada frente a la tensión entre las terminales del diodo estado del arte.

En la figura 3 se muestra la potencia que genera un fotodiodo frente a la caída de tensión entre sus terminales. En la sección 4.1 se realizará la derivación de las ecuaciones del sistema que permitirá obtener la curva potencia de forma analítica.

Volviendo a la figura, podemos observar que existe una tensión (marcada en el diagrama como tensión  $V_{mpp}$ ) para la cual la potencia generada es máxima. El objetivo de los algoritmos MPPT es forzar la operación del circuito a este punto, de forma que tengamos disponible la mayor potencia posible. En la sección posterior realizaremos una breve revisión de las técnicas MPPT más populares, y haremos un repaso del



### 3. Algoritmos MPPT

La potencia que puede generar el fotodiodo dependerá de las condiciones ambientales, especialmente de la luz y de la temperatura. La curva que se ha mostrado en el apartado anterior (figura 3) muestra un valor de la tensión único para el cual la potencia es máxima. De antemano, podríamos pensar que con fijar previamente la operación del circuito al punto que hemos denotado como  $V_{mpp}$  conseguiríamos siempre recolectar la máxima potencia. Sin embargo, esto no es cierto. Las condiciones ambientales tendrán un gran impacto sobre la forma de la curva de potencia, de forma que el punto óptimo de operación se moverá y no será siempre el mismo. En el siguiente apartado podremos estudiar en detalle la influencia de la iluminación sobre la curva de potencia, y cómo el punto óptimo de operación se irá desplazando a lo largo del eje de las tensiones<sup>1</sup>.

Por esta razón, surge la necesidad de implementar un solución adaptativa que permita adecuar el punto de operación del sistema a las diferentes condiciones ambientales de trabajo. En este contexto aparecen los algoritmos MPPT. Las primeras propuestas de algoritmos MPPT datan de mediados del siglo pasado y con el paso de los años las publicaciones reportadas sobre el tema han ido creciendo de forma exponencial [7].

Los métodos más sencillos (y también más populares) son el método *Perturb & Observe* y el método de la Conductancia Incremental. Haremos especial hincapié en el estudio de estos dos métodos por ser los de mayor popularidad. Por otro lado, encontramos también métodos más elaborados basados en lógica borrosa o redes neuronales, que permiten obtener resultados más robustos a costa de aumentar la complejidad del sistema. Encontramos reportados en literatura muchos otros algoritmos (tensión fraccional en circuito abierto [11], barrido en corrientes [12] o el control a través de la correlación del rizado [13]), pero no nos detendremos en su estudio. Terminaremos la sección con un pequeño repaso de las tendencias más actuales.

#### 3.1. *Perturb & Observe*

Este es uno de los algoritmos que más extensivamente se ha aplicado debido a su sencillez [14]. Este método, como su nombre indica, consiste en hacer una perturbación al sistema y evaluar la acción de esta perturbación. Si ésta resulta tener un efecto positivo sobre el sistema, se mantiene. En cambio, si el efecto de la perturbación sobre el sistema es negativo, se revierte.

En el caso de las celdas solares, el algoritmo induce un cambio en el punto de operación (normalmente cambiando la tensión de polarización del fotodiodo) y se evalúa la potencia generada, comparándola con la obtenida antes de llevar a cabo la perturbación. Si el resultado de la comparación establece que el estado perturbado presenta una mayor potencia que el estado anterior, el estado perturbado pasará a ser el nuevo estado y se mantendrá la dirección de la perturbación. En cambio, si el estado perturbado presenta una menor potencia que el anterior, significa que nos estamos alejando de la cresta de la curva, por lo que se revierte la dirección de la perturbación. Este comportamiento se muestra resumido en el cuadro 1.

---

<sup>1</sup>Para el lector curioso, los resultados gráficos pueden consultarse en la figura 5b

perturbación	cambio en la potencia	próxima perturbación
positiva	positivo	positiva
positiva	negativo	negativa
negativa	positivo	negativa
negativa	negativo	positiva

Cuadro 1: Determinación de la dirección de perturbación para el algoritmo *Perturb & Observe*

La acción del algoritmo es constante, realizándose en todo momento ciclos de perturbación y comparación. Esto provoca que, cuando se alcance el valor máximo, el algoritmo no se detenga, sino que sigue realizando perturbaciones positivas y negativas que hacen que el sistema oscile entre dos estados. La amplitud de la oscilación dependerá de la magnitud de la perturbación. Unas perturbaciones más pequeñas nos permitirán obtener una mejor precisión, pero comprometerán la velocidad del algoritmo (puesto que necesitará de un mayor número de ciclos de perturbación y comparación antes de alcanzar el máximo). Podemos encontrar en la literatura numerosos enfoques que buscan sanear este problema [14]-[15]. La tendencia global es apostar por un esquema adaptativo, que modifique la amplitud de la perturbación.

### 3.2. Conductancia Incremental

Si evaluamos la pendiente de la curva de transferencia de potencia podemos distinguir tres regiones: el flanco izquierdo con pendiente positiva, el flanco derecho con pendiente negativa y la cresta (el MPP) con pendiente nula. Este comportamiento es el que explota el método denominado Conductancia Incremental.

Mediante este método, se realizan perturbaciones tanto en tensión como en corriente, y la dirección que deben tomar los próximos cambios la determina la pendiente de la curva. Podemos expresar la pendiente  $dP/dV$  en términos de la conductancia [7], ya que:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \approx I + \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (2)$$

De esta forma, las tres regiones que se han definido en función de la pendiente podrán definirse en función de los cambios en la conductancia como:

$$\begin{cases} \Delta I/\Delta V = -I/V & \text{en el MPP} \\ \Delta I/\Delta > -I/V & \text{flanco izquierdo} \\ \Delta I/\Delta < -I/V & \text{flanco derecho} \end{cases} \quad (3)$$

La ventaja de este método frente al anterior es que posee una mejor respuesta ante cambios ambientales muy rápidos. Sin embargo, la desventaja es un ligero aumento de la complejidad del sistema. Los compromisos entre precisión y velocidad que exponíamos para el *Perturb & Observe* aplican también a este algoritmo, y los enfoques adoptados en literatura para sanear este comportamiento ([16]-[17]) siguen una tendencia similar a las anteriores, basándose en métodos adaptativos.

### 3.3. Control mediante lógica borrosa

La lógica borrosa es un campo de estudio en auge puesto que permite trabajar con entradas imprecisas, sin necesidad de descripciones matemáticas precisas [18]. A los valores de entrada se le asignan diferentes etiquetas lingüísticas, y el sistema crea una base de reglas basada en secuencias del tipo *if-then* que determina la acción de salida.

Los controladores difusos son no lineales y adaptativos por naturaleza. Por esta razón, son muy robustos ante cambios en las condiciones ambientales. Sin embargo, su buen rendimiento está muy influenciado por las habilidades del diseñador, que es el encargado de elegir la base de reglas adecuada y de establecer el error de computación, así como del tipo de funciones de pertenencia que se escojan [18].

### 3.4. Estado del arte

Los últimos avances en algoritmos MPPT están principalmente enfocados a encontrar el máximo global en condiciones de sombra parcial. Una iluminación no constante tendrá como consecuencia la presencia de múltiples máximos locales, donde muchos de los algoritmos hasta ahora presentados tenderían a quedarse atascados.

En este contexto han tomado fuerza los algoritmos inspirados en comportamientos biológicos [19]. Entre los métodos que están siendo investigados actualmente destacan la optimización de movimiento radial [20] (método estocástico de optimización basado en el comportamiento de enjambre), el método de búsqueda del cuco [21] (que se basa en modelar la búsqueda de nido del cuco a través de una distribución de Lévy) y la optimización del lobo gris [22] (basado en la jerarquía que presenta esta especie).

## 4. Estudio analítico

El objetivo de esta primera sección es describir analíticamente el comportamiento de una unidad de recolección de energía formada por un fotodiodo y una bomba de carga. Una vez obtengamos un modelo matemático que describa el sistema, implementaremos el algoritmo *perturb & observe* empleando un lenguaje de programación de alto nivel. La elección de este algoritmo se justifica en la sección 4.3.

### 4.1. Modelo equivalente del fotodiodo

En la sección 2 se han explicado los procesos físicos involucrados en la recolección de energía lumínica empleando fotodiodos. A continuación, buscaremos modelar la arquitectura de la celda solar empleando componentes electrónicos básicos y describir su comportamiento a través de ecuaciones analíticas.

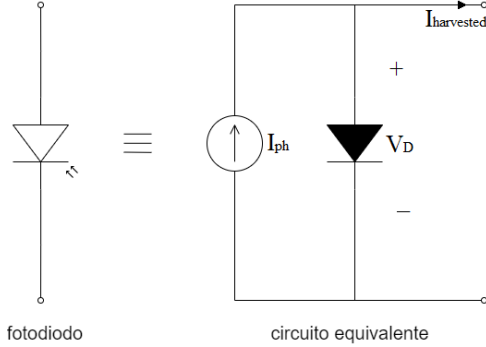


Figura 4: Modelo equivalente simplificado del fotodiodo

En la figura 4 se muestra un modelo equivalente simplificado del fotodiodo. Un fotodiodo en su forma más básica puede modelarse como una fuente de corriente en paralelo con un diodo. En la práctica aparecen otras componentes adicionales (capacidades parásitas, la denominada resistencia de shunt...) pero en primera aproximación este modelo simplificado será suficiente para emular el comportamiento de nuestro sistema.

La magnitud de la fuente de corriente será igual a la corriente fotogenerada. Esta corriente provocará una caída de tensión  $V_D$  entre las terminales del diodo de forma que esté polarizado en directa. La corriente a la salida del sistema puede calcularse por aplicación de la Ley de Corrientes de Kirchoff y usando la ecuación de Shockley. De esta forma,

obtenemos:

$$I_{harvested} = I_{ph} - I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (4)$$

donde  $I_{harvested}$  hace referencia a la corriente total de salida del sistema,  $I_{ph}$  a la corriente fotogenerada (eq. 1),  $I_S$  es la corriente de saturación del diodo,  $V_D$  la caída de tensión entre las terminales del diodo,  $V_T$  la tensión térmica de la unión y  $n$  el coeficiente de emisión.

De forma equivalente, la caída de tensión entre las terminales del diodo:

$$V_D = nV_T \ln \left( \frac{I_{ph} - I_{harvested} + I_S}{I_S} \right) \quad (5)$$

En la figura 5 se muestra el comportamiento en corriente y la potencia generada por el diodo. Para la realización de estas gráficas se ha supuesto un valor de la corriente de saturación del diodo de  $I_S=0.15\text{pA}$  (valor típico de la corriente de saturación de un diodo de silicio a temperatura ambiente).

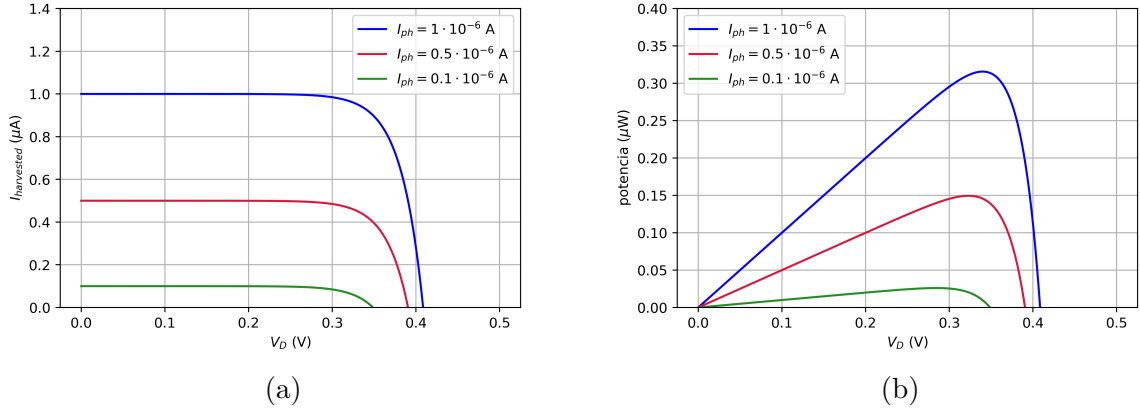


Figura 5: Características del fotodiodo frente a la caída de tensión entre sus terminales

En la figura 5a se muestra el comportamiento en corriente del sistema. Podemos observar que la corriente de salida es constante e igual a la corriente fotogenerada  $I_{ph}$  para los potenciales más bajos. Sin embargo, a medida que aumenta la caída de potencial  $V_D$ , el diodo se activa y comienza a conducir una corriente que aumenta con dependencia exponencial. La máxima tensión que se puede alcanzar se denomina tensión en circuito abierto  $V_{oc}$  y ocurre cuando la corriente en la salida  $I_{harvested}$  es nula:

$$V_{oc} = nV_{th} \left( 1 + \frac{I_{ph}}{I_S} \right) \quad (6)$$

Por otro lado, la figura 5b muestra el comportamiento en potencia frente a la caída de tensión  $V_D$ . En su tramo inicial, la curva de potencia crece con pendiente constante, como consecuencia de la uniformidad de la corriente que habíamos observado en la gráfica anterior. Sin embargo, una vez que el diodo entra en la región de polarización directa, la corriente disponible a la salida  $I_{harvested}$  decae exponencialmente, lo que se traduce en un decaimiento también exponencial en la potencia generada.

Los enfoques tradicionales de algoritmos MPPT se encargan de monitorizar la curva de potencia del diodo y establecer el punto de operación del sistema en la cresta de la curva, puesto que se trata del punto donde más potencia se genera. Sin embargo, tal y como comprobaremos a continuación, trabajar en este punto no siempre es lo más beneficioso. Los distintos parámetros de todos los componentes implicados en el funcionamiento del sistema completo tendrán influencia directa sobre el rendimiento total del sistema, y es posible que trabajar en el punto donde el fotodiodo genera más potencia no resulte óptimo cuando consideramos el sistema global.

Por esta razón, vamos a realizar a continuación un análisis detallado del segundo bloque constitutivo del sistema, la bomba de carga. Buscaremos describir su comportamiento a través de expresiones analíticas y estudiaremos de forma cualitativa el papel que jugará a la hora de establecer el punto óptimo de funcionamiento del sistema.

## 4.2. Modelo equivalente de la bomba de carga

Vamos a considerar que la salida del fotodiodo se conecta a una bomba de carga, de acuerdo con el esquema mostrado en la figura 6. A su vez, la salida de la bomba de carga

está conectada a una resistencia de carga de valor nominal  $R_L$ . El objetivo de esta sección será realizar un estudio analítico del convertidor y plantear ecuaciones explícitas que nos permitan modelar su comportamiento.

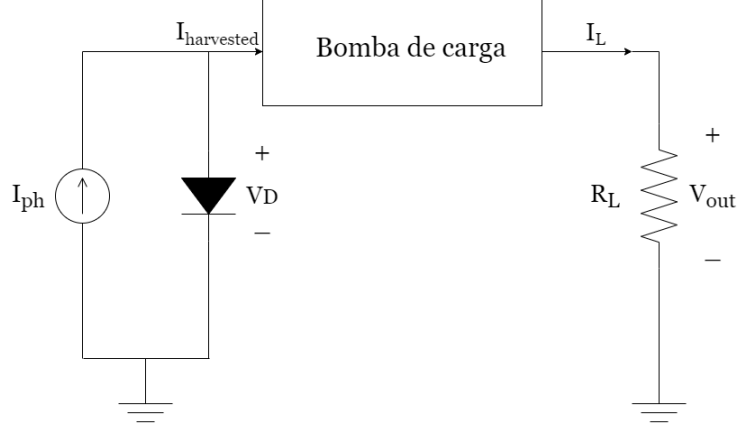


Figura 6: Modelo simplificado de un harvester formado por un fotodiodo, una bomba de carga y una resistencia de carga

La eficiencia de una bomba de carga se calcula como el cociente entre su potencia a la salida y su potencia en la entrada.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \quad (7)$$

Los términos de pérdidas más relevantes son las pérdidas dinámicas, estáticas y resistivas.

$$P_{loss} \approx P_{dyn} + P_{res} + P_{sta}$$

Existen expresiones analíticas para cada uno de estos términos dependiendo de la arquitectura de bomba de carga empleada. La topología que seleccionaremos será un doblador de tensión de 2 etapas. La justificación de esta elección se hará en la sección 5.1. Los términos de pérdidas para esta arquitectura:

$$P_{dyn} = C_p f V_{in}^2 \quad (8)$$

$$P_{res} = I_L^2 \frac{N}{2f C_{fly}} \quad (9)$$

$$P_{sta} = C_s V_{in}^2 \quad (10)$$

donde  $C_p$  representa las capacidades parásitas,  $f$  la frecuencia de reloj que establece las fases de funcionamiento del dispositivo,  $I_L$  la corriente de carga,  $N$  el número de etapas de la arquitectura,  $C_{fly}$  la capacidad de los condensadores de vuelo y  $C_s$  es una constante que permite cuantificar las pérdidas estáticas.  $V_{in}$  hace referencia a la tensión de entrada

de la bomba de carga, de forma que cuando coloquemos el fotodiodo a la entrada esta tensión será  $V_D^2$ .

Por otro lado, la potencia de salida de un doblador de tensión de  $N$  etapas vendrá dada por:

$$P_{out} = (N + 1)V_D I_L - I_L^2 \frac{N}{2fC_{fly}} \quad (11)$$

donde el primero de los términos se corresponde con la ganancia del doblador y el segundo de los términos representa las caídas de tensión que ocurren en el proceso de conversión.

La expresión 11 nos permitirá obtener la potencia disponible a la salida del sistema, que constituirá el término que queremos maximizar a través de nuestro algoritmo. Tal y como ya hemos explicado, los enfoques tradicionales de algoritmos MPPT buscan forzar la operación del circuito al punto donde más potencia genere el fotodiodo. A pesar de ser el punto donde más potencia disponible existe, es posible que este no sea el punto de óptima operación del sistema global. Tal y como podemos observar en la expresión 11 correspondiente a la potencia de salida, así como en los diferentes términos de pérdidas (eqs. 8, 9 y 10), existen numerosos parámetros implicados en el proceso global de recolección de energía.

Vamos a estudiar en detalle cómo se comporta la bomba de carga en función de la tensión en su entrada. Para ello, buscaremos en primer lugar eliminar la dependencia de la ecuación 11 con la corriente en la carga,  $I_L$ . De esta forma, conseguiremos una expresión de la potencia de salida de la bomba de carga en función de la tensión de entrada y podremos compararla con la curva de potencia del fotodiodo.

La corriente de carga  $I_L$  de la bomba de carga estará relacionada con las tensiones de entrada y salida a través de la expresión:

$$I_L = \frac{2fC_{fly}}{N} [(N + 1)V_D - V_{out}] \quad (12)$$

Podemos relacionar la tensión a la salida con la corriente de carga a través de la resistencia de carga. De esta forma, la expresión anterior pasará a tener la forma:

$$I_L = \frac{2fC_{fly}}{N} [(N + 1)V_D - I_L R_L] \quad (13)$$

Volvemos a despejar la  $I_L$  y obtenemos así una expresión para la corriente de carga que depende únicamente de los parámetros intrínsecos del sistema y la tensión de entrada.

$$I_L = \frac{2fC_{fly}(N + 1)}{(N + 2fC_{fly}R_L)} \cdot V_D \quad (14)$$

Sustituyendo la ecuación 14 en 11, obtenemos:

$$P_{out} = \left[ (N + 1)V_D - \frac{(N + 1)NV_D}{(N + 2fC_{fly}R_L)} \right] \frac{2fC_{fly}(N + 1)}{(N + 2fC_{fly}R_L)} V_D \quad (15)$$

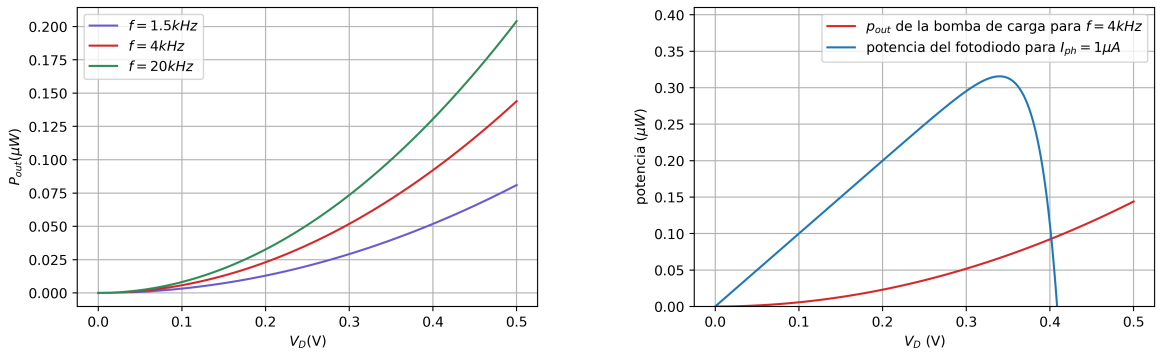
---

<sup>2</sup>Aunque en esta primera parte estamos considerando la acción de la bomba de carga de forma aislada, usaremos directamente  $V_D$  para referirnos a la tensión de entrada de la bomba, con ánimo de evitar confusiones derivadas de la notación.

que, tras llevar a cabo algunas manipulaciones, se simplificará a:

$$P_{out} = \frac{[(N + 1)2C_{fly}]^2 \cdot R_L}{(N + 2C_{fly}R_L)^2} \cdot V_D^2 \quad (16)$$

Podemos observar que la dependencia de la potencia con la tensión de entrada a la bomba de carga es cuadrática. Esta dependencia puede visualizarse de forma gráfica en la figura 7a. Para la realización de esta gráfica se ha tomado una resistencia de carga de  $R_L = 10M\Omega$ , condensadores de vuelo de  $C_{fly} = 100pF$  y se han considerado dos etapas del doblador. De forma adicional, se ejemplifica el comportamiento del sistema para diferentes frecuencias.



(a) Potencia de salida de la bomba de carga en función de su tensión a la entrada

(b) Comparativa de la evolución de la potencia a la salida del diodo y de la bomba de carga

Figura 7: Representación gráfica de la potencia frente a  $V_D$

A medida que aumente la tensión de entrada al sistema ( $V_D$ ) aumentará la potencia que tengamos a la salida, tal y como podemos apreciar en la gráfica 7a. En la misma figura se ha ejemplificado para 3 casos diferentes el comportamiento de la potencia de salida con la frecuencia. Podemos observar una tendencia ascendente de la potencia con el aumento de la frecuencia, tal y como podía intuirse a partir de la expresión 16.

En la figura 7b se muestra la evolución de ambas potencias (la potencia generada por el fotodiodo y la potencia a la salida de la bomba de carga) con la tensión fotogenerada. Aunque ambas gráficas no están relacionadas ni se corresponden con un sistema operando bajo las mismas condiciones de equilibrio, nos permite observar las tendencias de la potencia de ambos bloques. La potencia de salida de la bomba de carga se ha simulado para una frecuencia arbitraria de 4kHz.

Como podemos observar, la potencia en la salida estará limitada por la acción de la bomba de carga. Este hecho tendrá como consecuencia que no siempre resulte óptimo trabajar en la cresta de la curva de potencia del fotodiodo. Dependiendo de los valores de los diferentes parámetros del sistema, existirán casos donde obtendremos más potencia si trabajamos en los flancos de la curva. En la sección posterior se estudiarán estos casos detenidamente.

La conclusión que extraemos de este pequeño análisis inicial es que un control total sobre el sistema completo nos va a permitir obtener mejores resultados que cuando simplemente optimizamos la potencia del fotodiodo. A continuación, vamos a implementar un



algoritmo MPPT para determinar el punto de mejor operación del sistema que acabamos de definir analíticamente.

### 4.3. Implementación del algoritmo

Existen numerosos algoritmos MPPT que nos permiten monitorizar el punto de máxima potencia (consultar sección 3). El enfoque que nosotros tomaremos para la realización de nuestro análisis se basará en la aplicación del algoritmo *perturb & observe*. La sencillez y versatilidad de este algoritmo constituyen las dos principales razones por las que nos hemos decantado por esta técnica.

Tal y como se ha expuesto con anterioridad, el algoritmo *perturb & observe* se basa en realizar una perturbación sobre el sistema y observar si esta perturbación resulta beneficiosa en términos de la potencia cuando la comparamos con el sistema sin perturbar. Si se dictamina que la perturbación es positiva para el sistema (es decir, que obtenemos una mayor potencia de salida), el estado perturbado constituirá el estado actual. Si, por el contrario, la perturbación resulta en una menor potencia de salida, la perturbación se revertirá de forma que volvamos a un estado anterior al estado no perturbado. En la figura 8 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo.

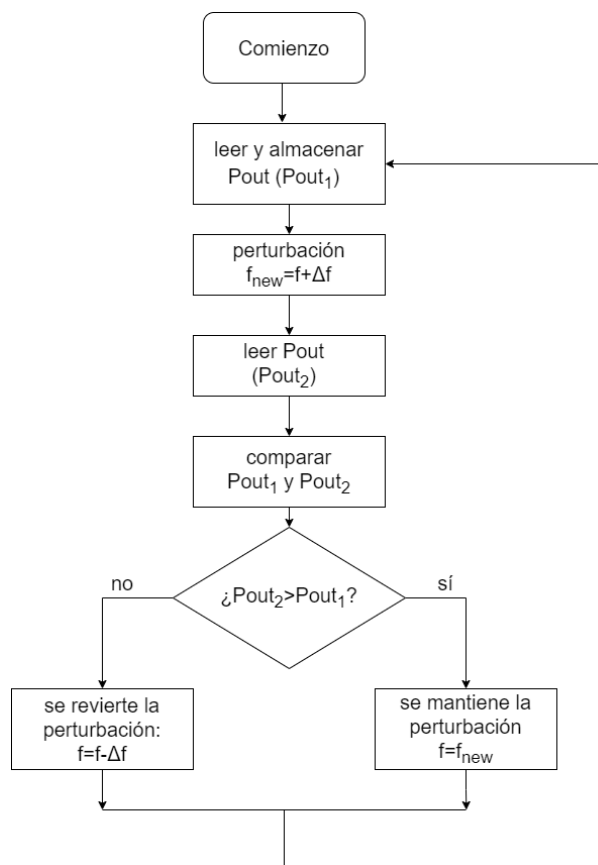


Figura 8: Diagrama de flujo del algoritmo *perturb & observ*

En este caso, las perturbaciones se realizarán sobre la frecuencia de operación del sistema. Aunque la potencia de salida aumenta con el incremento de la frecuencia, también

serán más significativas las pérdidas dinámicas (eq 8). Además, variar la frecuencia provocará un desplazamiento en el punto de operación del fotodiodo. Todos estos cambios provocarán variaciones en la potencia de salida, de forma que el objetivo del algoritmo será buscar el compromiso adecuado entre ellos.

#### 4.3.1. Punto de operación del sistema

Hasta ahora hemos realizado el análisis considerando cada bloque constitutivo del sistema de forma aislada. El siguiente paso será calcular el punto de operación del sistema completo.

El sistema trabajará en el punto donde la corriente que demande la bomba de carga sea igual a la corriente que suministre el fotodiodo ( $I_{harvested}$ ). Ya hemos calculado en apartados anteriores una expresión para la corriente recolectada (eq 4). Por lo tanto, ya solo resta calcular una expresión para la corriente que demanda la bomba de carga, que denotaremos como  $I_{CP}$ .

Conociendo la expresión de la potencia en la salida (eq. 11) y las pérdidas (eqs. 8, 9, 10), podemos plantear la potencia de entrada al sistema como la suma de éstas.

$$P_{in} = P_{out} + P_{loss} = (N + 1)V_D I_L - I_L^2 \frac{N}{2fC_{fly}} + fC_p V_D^2 + I_L^2 \frac{N}{2fC_{fly}} + V_D^2 C_s \quad (17)$$

La potencia de entrada a la bomba de carga  $P_{in}$  vendrá dada por el producto de la tensión  $V_D$  por la corriente que demanda la bomba,  $I_{CP}$ . Sustituyendo en la expresión anterior, podemos despejar la corriente  $I_{CP}$  como:

$$I_{CP} = (N + 1)I_L + C_p f V_D + V_D C_s \quad (18)$$

Usando una vez más la expresión 12 de la corriente en la carga, llegamos a una ecuación que relaciona la corriente de entrada con los parámetros intrínsecos de la bomba y la tensión fotogenerada:

$$I_{CP} = (N + 1) \frac{2fC_{fly}(N + 1)}{(N + 2fC_{fly}R_L)} \cdot V_D + C_p f V_D + V_D C_s \quad (19)$$

Igualando las expresiones 19 y 4, podemos calcular el punto de operación del sistema (es decir, la tensión  $V_D$ ) para una determinada frecuencia de reloj.

$$I_{ph} - I_S(e^{V_D/nV_T} - 1) = (N + 1) \frac{2fC_{fly}(N + 1)}{(N + 2fC_{fly}R_L)} \cdot V_D + C_p f V_D + V_D C_s \quad (20)$$

Esta ecuación no se puede resolver analíticamente para  $V_D$ . Por esta razón, el cálculo de la tensión de operación se llevará a cabo a través de simulaciones. Cada uno de los miembros de la ecuación representa una curva de corriente diferente. Si representamos ambas curvas en función de  $V_D$ , la solución a la ecuación vendrá dada por la intersección de ambas.

Para poder simular numéricamente la corriente de entrada a la bomba de carga ( $I_{CP}$ ) tenemos que definir algunos parámetros característicos. A no ser que se especifique lo contrario, tomaremos un doblador de tensión de 2 etapas ( $N=2$ ) conectado a una resistencia

de carga de  $10M\Omega$  y con unos condensadores de vuelo de  $100pF$ . Es una práctica habitual suponer que las capacidades parásitas tienen una capacidad de  $0.1C_{fly}$ , por lo que en primera instancia tomaremos este valor. Por último, para calcular el valor de la constante de pérdidas estáticas se han realizado simulaciones con una tecnología comercial de  $180nm$  y se ha obtenido un valor de  $C_s = 2.14 \cdot 10^{-7}\Omega^{-1}$ .

En la figura 9 se ejemplifica el método de cálculo del punto de operación que acabamos de describir. En este caso concreto se usa un diodo que fotogenera una corriente de  $1\mu A$  y un doblador de tensión de 2 etapas trabajando a una frecuencia de reloj de  $40kHz$ . El punto de operación del sistema viene dado por la intersección de las curvas, que se corresponde con una tensión fotogenerada de  $\sim 0.38V$ .

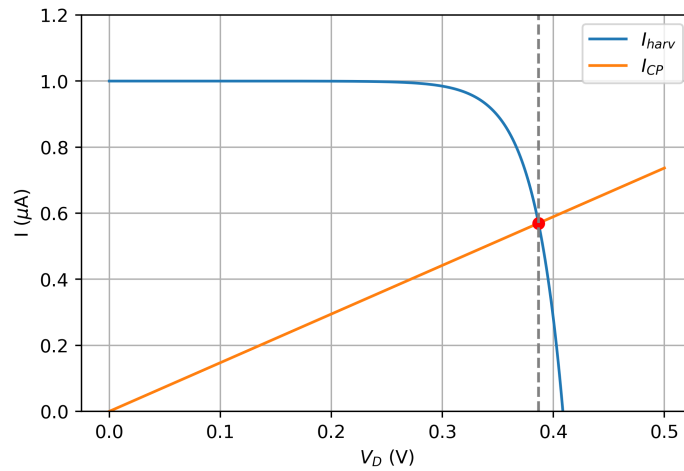


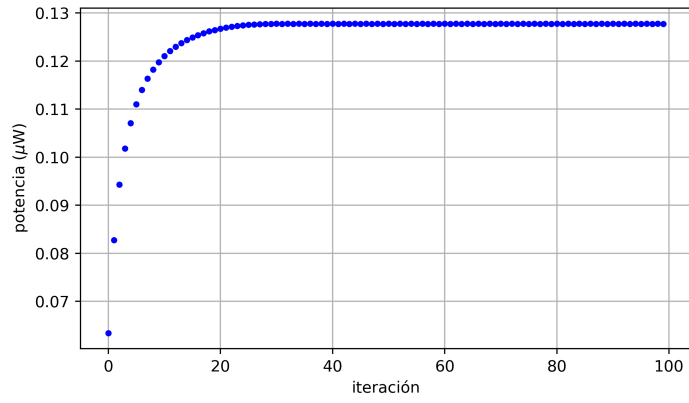
Figura 9: Representación gráfica de la corriente recolectada y la corriente de entrada a la bomba de carga frente a la tensión fotogenerada. La intersección de las curvas define el punto de operación del sistema

#### 4.3.2. Simulación del algoritmo *perturb & observe*

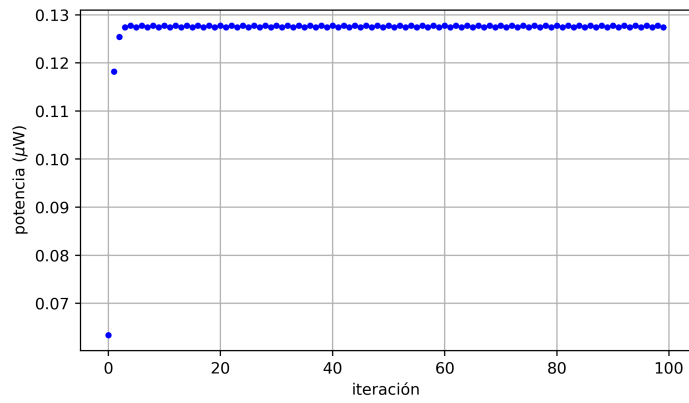
Los parámetros que configuran el algoritmo son el máximo número de iteraciones y la amplitud de la perturbación  $\Delta f$ . El primer parámetro solo sirve para ponerle fin a la simulación. Sin embargo, veremos que el segundo de los parámetros, la amplitud de la perturbación, será una variable crítica a la hora de implementar el algoritmo.

##### **A. Operación directa del algoritmo y análisis de la amplitud de perturbación**

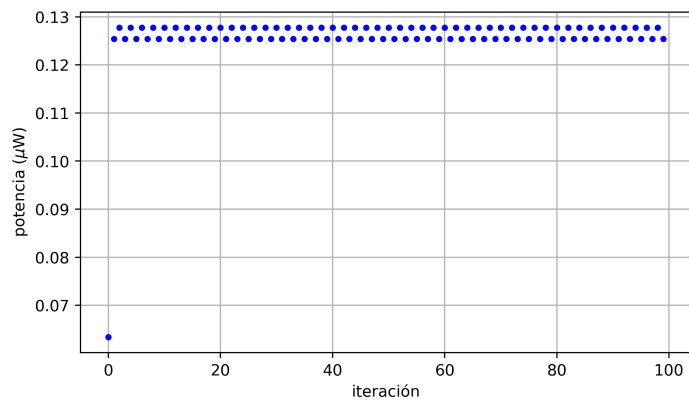
Tomando los mismos parámetros que habíamos usado en el apartado anterior tanto para el fotodiodo como para la bomba de carga, procedemos a simular la acción del algoritmo. Partiremos de una frecuencia inicial de  $2kHz$  y estableceremos diferentes amplitudes de perturbación para poder evaluar el rendimiento del algoritmo. Los resultados se muestran en la figura 10. De forma adicional, se resumen los resultados numéricos más destacables en el cuadro 2.



(a)  $\Delta f = 1250 Hz$



(b)  $\Delta f = 10 kHz$



(c)  $\Delta f = 20 kHz$

Figura 10: Evolución de la potencia de salida con cada iteración del algoritmo para diferentes amplitudes de perturbación

$\Delta f$ (kHz)	iteraciones equilibrio	oscilaciones frecuencia (kHz)	potencia media ( $\mu\text{W}$ )
1.25	28	38.25-39.50	$0.127760 \pm 0.000020$
10	4	32-42	$0.12758 \pm 0.00018$
20	2	22-42	$0.1266 \pm 0.0012$

Cuadro 2: Resultados numéricos más destacables obtenidos tras la evaluación del algoritmo

Podemos observar en las gráficas que todos los casos parten del mismo estado inicial y la acción del algoritmo provoca que la potencia vaya ascendiendo de forma gradual hasta alcanzar un estado de equilibrio. En este estado de equilibrio, la potencia de salida oscila entre dos valores. Cuanto menor sea la magnitud de la perturbación, menor será el intervalo de oscilación, lo que nos permite obtener resultados más precisos. Por otro lado, las perturbaciones mayores tendrán como consecuencia intervalos de oscilación mayores, en detrimento de la precisión final del sistema.

De forma adicional, la magnitud de la perturbación tendrá consecuencias directas sobre la velocidad del algoritmo. Para las variaciones de frecuencia más pequeñas, el sistema necesitará de un mayor número de iteraciones para alcanzar el equilibrio. Sin embargo, la convergencia es mucho más rápida cuanto mayor sea la perturbación. Nos encontraremos así con un claro trade-off entre velocidad y precisión.

La velocidad será un parámetro crítico a tener en cuenta a la hora de diseñar el sistema. El algoritmo va a estar gobernado por una frecuencia de reloj mucho mayor que la que rige la bomba de carga, ya que es necesario garantizar que el sistema completo esté en equilibrio antes de realizar la comparación. Por esta razón, necesitar un número elevado de iteraciones para alcanzar un estado estacionario se traduce en tiempos de espera muy grandes, ralentizando enormemente la operación final del circuito.

Si analizamos los resultados mostrados en el cuadro 2, podemos observar como el uso de perturbaciones de mayor magnitud permite obtener tiempos de espera mucho menores sin resultar en una degradación de la precisión especialmente significativa. Por ejemplo, usar una perturbación de 10kHz frente a una de  $\sim 1\text{kHz}$  permite obtener tiempos de espera hasta 7 veces menores. Analizando la potencia que se obtiene, vemos que el error ha aumentado pero se sigue manteniendo en un rango aceptable. En el primero de los casos obteníamos un error relativo del  $\sim 0.016\%$ , mientras que ahora obtenemos un error del  $\sim 0.15\%$ . Aunque es casi un orden de magnitud superior, la precisión del sistema sigue siendo muy buena, ya que estamos trabajando con potencias del orden de microwatts. En implementaciones reales, aparecen otras fuentes de errores cuya magnitud eclipsará al propio error inducido por el algoritmo. Por lo tanto, cuando pensamos en implementaciones reales, no será posible (ni eficiente) aspirar a precisiones tan buenas como las mostradas en los dos primeros casos. Por esta razón, en general buscaremos establecer amplitudes de perturbación significativas que no comprometan la velocidad del algoritmo.

### ***B. Operación inversa y estudio de los puntos finales de operación***

Resulta interesante estudiar también la operación inversa del algoritmo. En el caso anterior, hemos establecido una frecuencia inicial de operación pequeña, de forma que

la frecuencia ha ido subiendo linealmente hasta encontrarse con un máximo local. A continuación, vamos a establecer una frecuencia inicial de operación mayor para observar si el sistema es capaz de disminuir la frecuencia eficientemente hasta alcanzar un máximo. De forma adicional, comprobaremos si las condiciones finales de operación se corresponden con las mismas que habíamos obtenido en los casos anteriores (es decir, si estamos ante el mismo máximo).

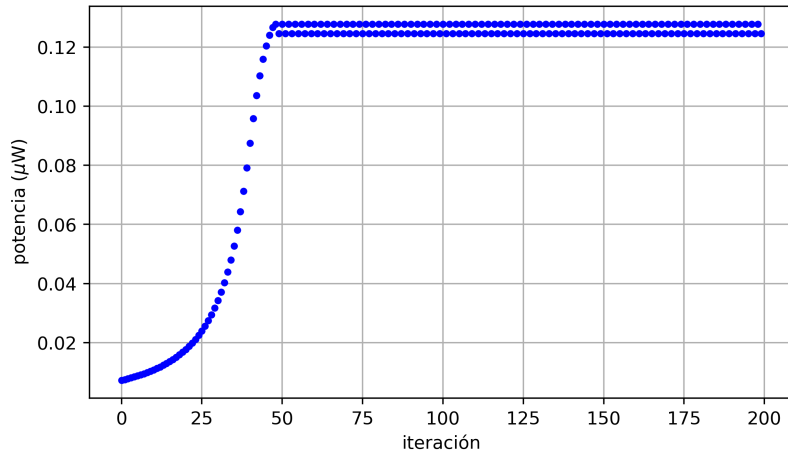


Figura 11: Evolución de la potencia de salida cuando evaluamos la acción del algoritmo para  $\Delta f=20\text{kHz}$  y  $f_0=100\text{kHz}$

Como podemos observar en la figura 11, la acción del algoritmo en este caso es más lenta. La frecuencia de operación se va a ir reduciendo tras cada ciclo de comparación pero, aún así, la propia definición que hemos hecho del algoritmo hace que se induzca una perturbación positiva con la que realizar la comparación. Es decir, partiendo de una frecuencia inicial  $f_0$ , la perturbación aumentará la frecuencia a un valor  $f_0 + \Delta f$ . La comparación de la potencia determinará que este aumento de la frecuencia no resulta beneficioso en términos de potencia y hará que el próximo estado sea  $f_0 - \Delta f$ . En la siguiente iteración, se volverá a aumentar la frecuencia de forma que el valor anterior se comparará con  $f_0$  otra vez. Esto ralentizará el proceso de reducción de frecuencia, de forma que la convergencia no será tan directa. Aún así, el algoritmo converge y permite llegar a una solución cuasiestática.

Las frecuencias finales de operación oscilarán entre los valores 20kHz y 40Hz, y la potencia de salida será  $0.1252 \pm 0.0016 \mu\text{W}$ . Estos valores son muy similares a los que obteníamos en el caso anterior. Este resultado es muy significativo, puesto que indica que independientemente de la trayectoria de convergencia hemos llegado al mismo máximo. Una de las principales desventajas de los algoritmos *perturb & observe* es que tienden a atascarse en puntos críticos locales, impidiendo alcanzar las condiciones óptimas de operación definidas por el máximo global del sistema. Sin embargo, la propia naturaleza de nuestro problema evitará esta clase de comportamientos, ya que en nuestro caso estamos suponiendo condiciones de iluminación constantes de forma que el sistema presenta un único máximo.

Llevamos a cabo diferentes simulaciones con diferentes condiciones iniciales de frecuencia y bajo diferentes iluminaciones y obtenemos los resultados mostrados en la figura 12.

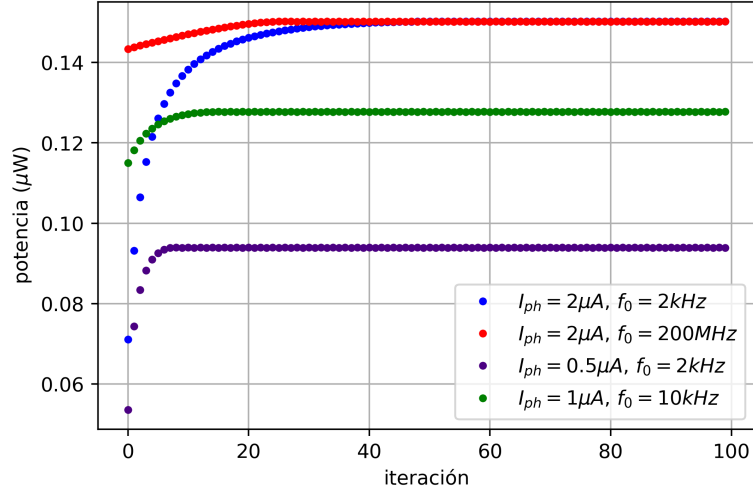


Figura 12: Evolución de la potencia con el número de iteraciones del algoritmo para diferentes condiciones iniciales

De esta manera hemos podido comprobar que el algoritmo es capaz de converger a una solución independientemente del punto de operación inicial, aunque dependiendo de las condiciones iniciales el tiempo de convergencia va a variar. El estudio de las potencias finales de operación nos ha permitido comprobar que el sistema no tiende a atascarse en máximos locales, constatando la adecuación del algoritmo *perturb & observe* a nuestro problema.

### C. Puntos de operación sobre la curva de potencia del fotodiodo

Para concluir con nuestro estudio, vamos a estudiar en qué puntos de la curva de potencia del fotodiodo estamos trabajando. El estudio inicial del problema nos sugiere que podría resultar beneficioso trabajar en el flanco derecho de la curva de potencia por tratarse de las regiones donde mayor potencia puede obtener la bomba de carga. Verificaremos esta hipótesis (y estudiaremos sus excepciones) a través de alguno de los ejemplos que hemos usado a lo largo de esta sección.

Si representamos las condiciones finales de operación que habíamos obtenido para el sistema del apartado 4.3.2.B, obtenemos los puntos mostrados en la figura 13. Para las condiciones de operación que se habían establecido ( $R_L = 10\text{M}\Omega$ ,  $C_{fly} = 100\text{pF}$ ,  $I_{ph} = 10^{-6}\text{A}$ ) comprobamos que la tensión óptima de operación se encuentra en el flanco derecho de la curva. El comportamiento que exhibirá el sistema en equilibrio será oscilar entre dos frecuencias, de forma que nos estaremos moviendo entre dos valores de la potencia. En la figura 13 se marcan sobre la curva de potencia del fotodiodo los puntos de operación del sistema, para ver a simple vista en qué región de la curva estamos trabajando. Sin

embargo, la potencia de salida vendrá impuesta por la curva correspondiente a la bomba de carga.

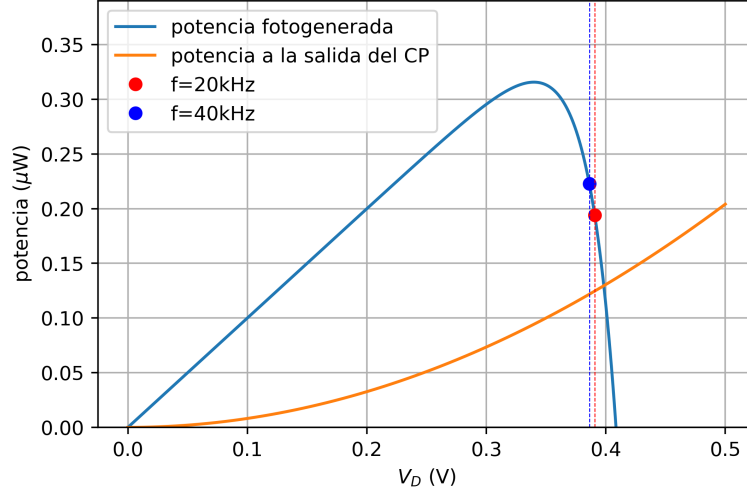


Figura 13: Puntos de oscilación representados sobre la curva de potencia fotogenerada para  $I_{ph} = 1\mu\text{ A}$ ,  $R_L = 10M\Omega$ ,  $\Delta f = 20\text{kHz}$

Tomamos el valor medio de las potencias entre las que oscila el sistema, y obtenemos una potencia de salida de  $0.1252 \pm 0.0016\ \mu\text{W}$ . Si quisiésemos que el sistema estuviese funcionando en la cresta de la curva (tal y como impondría un algoritmo MPPT tradicional), la bomba de carga tendría que funcionar con una frecuencia de  $162.5\text{kHz}$  y la potencia que obtendríamos en la salida sería de  $0.1026\ \mu\text{W}$ , un 20 % menor.

Sin embargo, existen también casos donde resulta más beneficioso trabajar en el flanco izquierdo de la curva de potencias. Este será el caso de las resistencias de carga más pequeñas. Realizamos la misma simulación que en el caso anterior pero con una resistencia de carga 5 veces menor, de  $2M\Omega$ . Los puntos de operación final se muestran en la figura 14.

En este caso hemos tenido que establecer amplitudes de perturbación más pequeñas, puesto que el sistema trabajará a bajas frecuencias ( $\sim 10\text{ kHz}$ ). Si la amplitud de perturbación es mayor que la propia frecuencia de operación no lograremos acotar la región de operación a un rango adecuado. Por lo tanto, ya podemos concluir que la implementación clásica del algoritmo *perturb & observe* que establece siempre una perturbación de amplitud constante no será la más óptima para esta aplicación. Cuando realicemos la implementación hardware del sistema optaremos por un algoritmo *perturb & observe* adaptativo, donde las perturbaciones serán más pequeñas para las frecuencias más bajas e irán aumentando de forma exponencial para las frecuencias mayores.



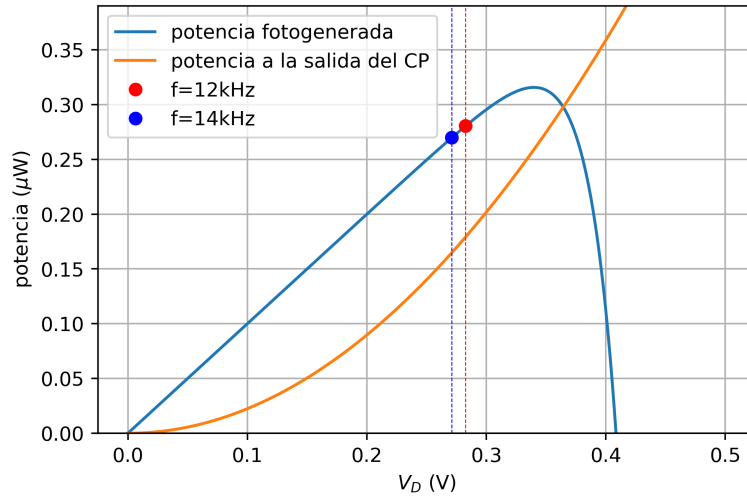


Figura 14: Puntos de oscilación representados sobre la curva de potencia fotogenerada para  $I_{ph} = 1\mu\text{ A}$ ,  $R_L = 2M\Omega$ ,  $\Delta f = 2\text{kHz}$

Volviendo al comportamiento mostrado en la figura 14, podemos observar que el algoritmo ha situado el rango óptimo de operación en el flanco izquierdo de la curva de potencias. En la ecuación 14 se muestra que la corriente en la carga es directamente proporcional a la tensión fotogenerada y presenta una relación inversa con  $R_L$ . Cuando las resistencias de carga son pequeñas, el límite superior de la corriente disponible en el sistema se compensa trabajando con caídas de tensión bajas. Por esta razón, resulta más beneficioso trabajar en el flanco izquierdo de la curva. Si forzásemos la operación del sistema a la cresta de la curva, la potencia en la salida sería de  $0.15506\mu\text{W}$ , frente a los  $0.17935 \pm 0.00025\mu\text{W}$  que hemos obtenido con nuestro enfoque del algoritmo.

## 5. Simulación a nivel de circuito

En la sección anterior hemos estudiado el comportamiento analítico de los bloques principales del sistema: el fotodiodo y la bomba de carga. Sin embargo, el sistema completo necesita de dos bloques adicionales: un oscilador que genere los pulsos de reloj y una unidad de control que implemente el algoritmo. El objetivo de esta sección será seleccionar arquitecturas específicas (que se adapten a las aplicaciones de recolección de energía) y simular su comportamiento empleando transistores comerciales. Para ello, se ha usado un *design kit* correspondiente a una tecnología de 180nm de XFAB.

Una vez seleccionadas las arquitecturas individuales de cada bloque y comprobado su correcto funcionamiento, implementaremos el sistema de forma conjunta de acuerdo con el diagrama mostrado en la figura 15.

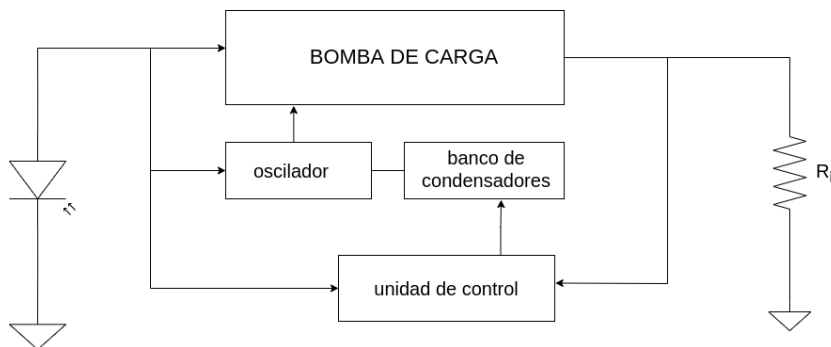


Figura 15: Diagrama de bloques del sistema completo

El fotodiodo es el encargado de proporcionar la alimentación a todos los bloques del sistema (bomba de carga, oscilador y unidad de control). La unidad de control muestrea la señal en la salida de la bomba de carga y, a continuación, establece una nueva capacidad en el banco de condensadores. El banco de condensadores está conectado a un oscilador, de forma que un cambio en su capacidad producirá un cambio en la frecuencia de los pulsos de reloj que genera el oscilador (este comportamiento se estudiará de forma detenida en la sección 5.2). Estos pulsos de reloj rigen la operación de la bomba de carga, por lo que el cambio en su ciclo de trabajo modificará su tensión de salida, obteniendo así la perturbación buscada. Se procederá a realizar la comparación<sup>3</sup> entre el valor obtenido tras la perturbación y el anterior y, dependiendo del resultado, el bloque de control establecerá una nueva frecuencia de operación a través del banco de condensadores.

En primer lugar, procedemos a caracterizar cada uno de los bloques de forma individual y posteriormente estudiaremos su funcionamiento en conjunto.

### 5.1. Bomba de carga

A lo largo de este estudio se ha podido observar el rol fundamental que desempeñan los convertidores DC-DC en las aplicaciones de recolección de energía. La pregunta que surge ahora es qué topologías son más adecuadas para estas aplicaciones.

---

<sup>3</sup>No aparece mostrado en el diagrama, pero suponemos que el bloque de control dispone de un comparador *sample and hold*, que permite almacenar un valor durante una fase de reloj y compararlo con el valor de la siguiente.

Los convertidores DC-DC pueden clasificarse en dos grandes categorías: convertidores elevadores inductivos (*inductive boost converters*) y convertidores capacitivos conmutados (*switched capacitor converters*).

Los convertidores basados en inductores son muy eficientes y pueden trabajar con tensiones de entrada muy pequeñas. Sin embargo, los inductores que emplean tienen un tamaño considerable (normalmente del orden de los micro-Henrios) limitando notablemente la capacidad de integración del dispositivo, así como su coste y tamaño. Por esta razón, a la hora de implementar convertidores completamente integrables el enfoque más popular es usar convertidores capacitivos.

Existen numerosas topologías de convertidores capacitivos reportados en literatura, siendo la más famosa la bomba de carga Dickson [23]. Sin embargo, se trata de una topología de baja eficiencia debido a las caídas en la tensión umbral de los transistores [24] y al efecto de balanceo de carga inverso. Aunque existen algunos casos en que esta topología se ha implementado con éxito en aplicaciones de recolección de energía [25], la tendencia actual es emplear dobladores cruzados. Esto es debido a que los dobladores cruzados presentan una mejor eficiencia y poseen una muy buena capacidad de integración [26].

El esquemático de un doblador cruzado se muestra en la figura 16.

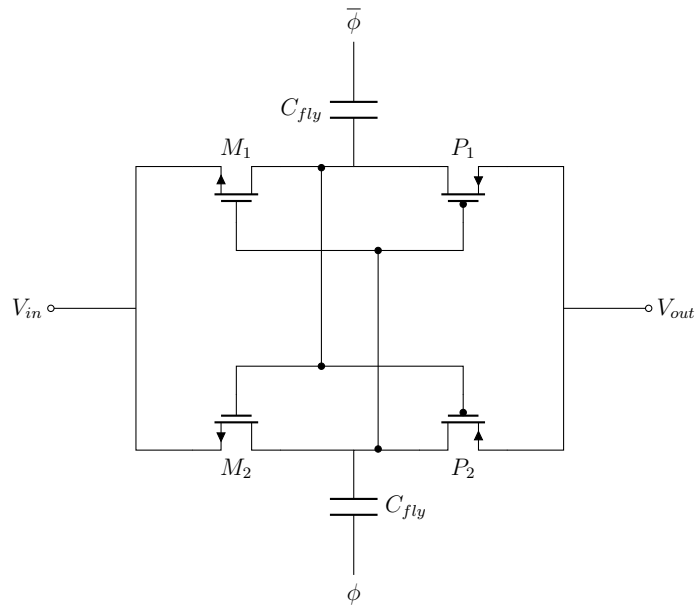


Figura 16: Esquemático de un doblador de una etapa

Supongamos que la señal de reloj tiene una amplitud  $V_{dd}$ , y que la tensión de entrada  $V_{in}$  también será la de alimentación. La operación del circuito se divide en dos etapas:

- $\phi = \text{low}$ ,  $\bar{\phi} = \text{high}$ : el condensador situado entre los drenadores de P1 y M1 tiene una diferencia de potencial de  $V_{dd}$ , mientras que en el nodo análogo inferior la tensión es nula. De esta forma, los transistores M2 y P1 están conduciendo mientras que M1 y P2 están cortados. La corriente que circula a través de M2 carga el condensador con una diferencia de potencial de  $2V_{dd}$ .

- $\phi=\text{high}$ ,  $\bar{\phi}=\text{low}$ : ahora conducirán corriente los transistores M1 y P2, mientras que M2 y P1 estarán cortados. Fijando nuestra atención en P2, su drenador está a una tensión  $2V_{dd}$ , de forma que esta es la tensión que se transmite a la salida.

El mismo proceso que hemos estudiado para la rama inferior del sistema ocurre en la rama superior para fases de reloj opuestas. De esta forma, a lo largo de todo el espacio temporal estamos obteniendo una salida de valor doble que la entrada.

Anidando un número N de etapas, conseguimos una tasa de conversión de voltaje de (N+1). En nuestro caso vamos a emplear un doblador de 2 etapas, de forma que a la salida tengamos 3 veces la tensión de entrada.

Implementamos este esquemático en Cadence usando los transistores de tamaño mínimo correspondientes a la tecnología empleada. Los condensadores, las fuentes de alimentación y el generador de pulsos de reloj se han tomado ideales para esta primera simulación.

Establecemos una tensión de entrada de  $V_{dd} = 1.8V$ , una resistencia de carga de  $1M\Omega$  y unos condensadores de vuelo de  $500pA$ . Tomamos diferentes valores de la frecuencia ( $f = 10, 15, 50kHz$ ) y llevamos a cabo una simulación transitoria. Los resultados gráficos se muestran en la figura 17. Los resultados numéricos más relevantes se resumen en el cuadro 3.

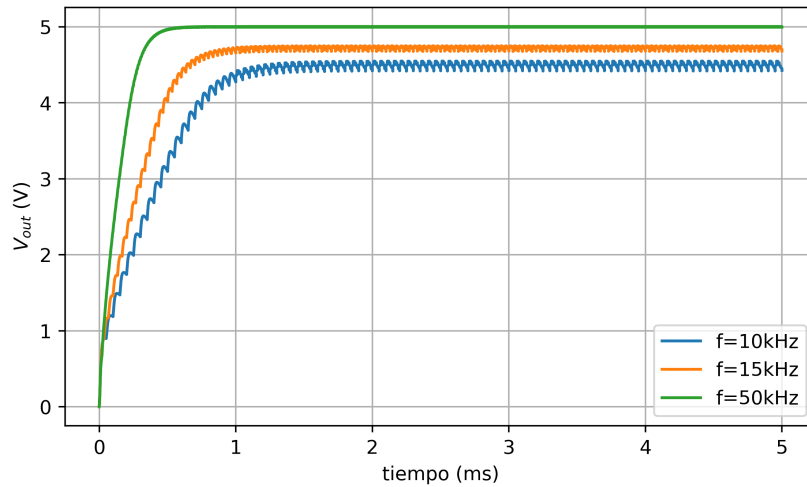


Figura 17: Simulación transitoria de un doblador de tensión operando bajo diferentes frecuencias de reloj

$f$ (kHz)	$V_{out}$ (V)	VCR	$P_{out}$ ( $\mu W$ )	eficiencia
10	4.5	2.5	18.81	77.52
15	4.724	2.624	21.14	83.03
50	5.001	2.778	24.28	90.08

Cuadro 3: Resultados numéricos obtenidos tras la simulación transitoria del doblador de tensión

Vemos que el sistema necesita de un tiempo inicial hasta alcanzar el equilibrio. Este tiempo dependerá de la velocidad de operación, precisando de un mayor intervalo cuanto menor sea la frecuencia y viceversa. Esto es debido a que durante esta primera etapa los condensadores no se encuentran completamente cargados aún. Cuanto mayor sea la frecuencia de operación, más se acelera el proceso de transmisión de la carga.

Una vez se ha establecido el equilibrio, obtenemos valores cuasiestables de la tensión de salida. Las oscilaciones en los valores de salida serán menores cuanto mayor sea la frecuencia. Este resultado es coherente, puesto que una menor frecuencia le proporciona a los condensadores del sistema un mayor tiempo para descargarse entre fase y fase. Esta es la razón por la que podemos observar picos en la tensión de salida.

Por otro lado, tal y como habíamos podido predecir con las ecuaciones expuestas en la sección 4.2, la tensión de salida de la bomba de carga y -consecuentemente- su potencia, dependerán de parámetros como la frecuencia de operación. En este caso, donde el circuito se alimenta con una fuente de tensión ideal, obtendremos una mayor potencia cuanto mayor sea la frecuencia<sup>4</sup>. Este se corresponde con el comportamiento que habíamos deducido analíticamente y que podemos observar de forma gráfica en la figura 7a.

Analizando de forma detenida los resultados mostrados en el cuadro 3, podemos observar que las tasas de conversión de voltaje tienen un valor que se acercará al ideal ( $VCR_{ideal}=3$ ) cuanto mayor sea la frecuencia de operación del sistema. Lo mismo ocurre con la potencia obtenida y con las eficiencias. En general, obtenemos valores muy buenos de la eficiencia (tal y como habíamos expuesto en la introducción) que hacen de los dobladores cruzados dispositivos adecuados para aplicaciones de energy harvesting.

## 5.2. Oscilador

La función principal de los osciladores es generar señales AC a partir de excitaciones DC. La creciente demanda de señales de reloj estables y de bajo consumo ha hecho que el estudio de los osciladores sea un tema candente.

Actualmente, los osciladores de relajación se han convertido en un método popular de integrar señales de reloj en los chips. Su posibilidad de miniaturización y capacidad de integración [27] los hacen especialmente adecuados para aplicaciones de bajo consumo.

Existen otras topologías, como los osciladores de anillo o los osciladores de cristal. Por un lado, los osciladores de anillo presentan muy buenas prestaciones para aplicaciones de baja potencia, especialmente en las regiones subumbriles. Sin embargo, son dispositivos muy sensibles a las variaciones de temperatura y de tensión de alimentación [28], lo que no los hace adecuados para aplicaciones de energy harvesting.

Por otro lado, los osciladores de cristal presentan una excelente estabilidad frente a temperatura y tensión [29]. Sin embargo, son dispositivos voluminosos y aumentan significativamente el coste del sistema.

Por todas estas razones, los osciladores de relajación constituyen la alternativa más atractiva para las aplicaciones de recolección de energía.

---

<sup>4</sup>Esta premisa solo es cierta cuando estemos trabajando con valores de la frecuencia *moderados* (para esta topología, por debajo de las decenas de MHz). Para frecuencias muy grandes las pérdidas dinámicas tendrán un notorio impacto sobre el rendimiento del sistema.

### 5.2.1. Estructura del oscilador

La topología seleccionada se basa en la presentada por S. Dai y J. K. Rosenstein en [30]. Se trata de un oscilador de relajación formado por dos fases que opera en un rango de tensiones 0.6-1.8V. Esta topología ha sido inicialmente concebida para aplicaciones de energy harvesting puesto que presenta unos óptimos trade-offs entre tamaño, eficiencia y precisión.

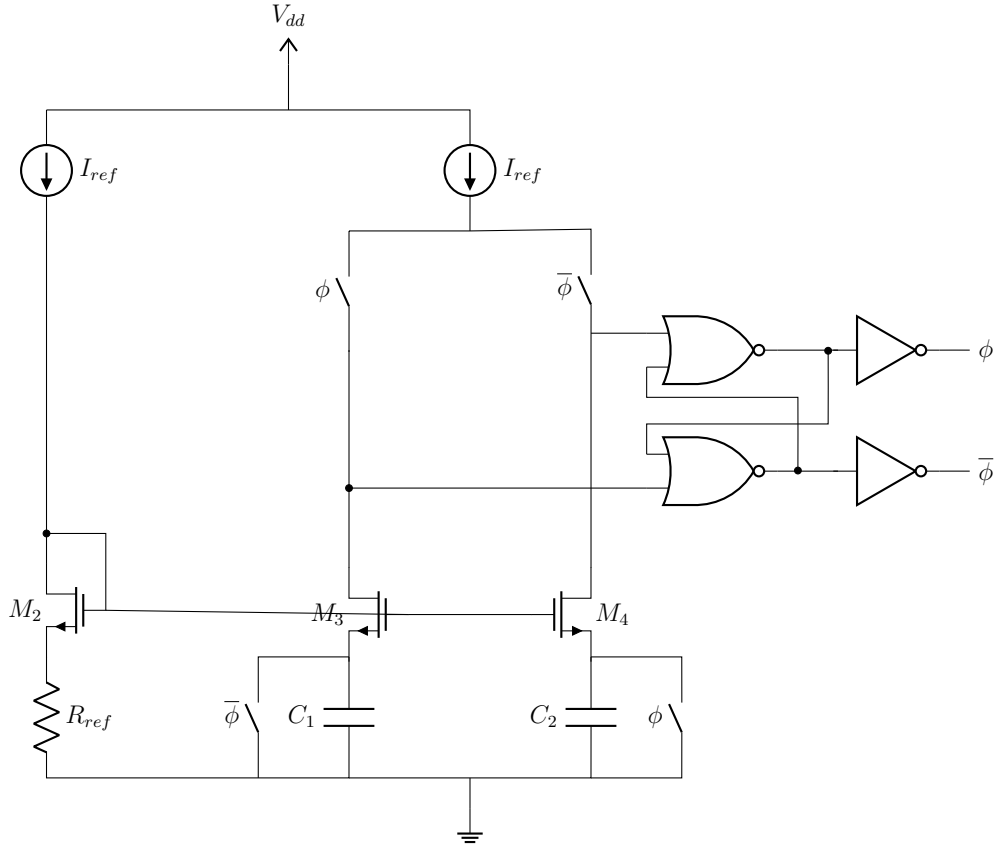


Figura 18: Esquemático del oscilador propuesto por S. Dai y J. K. Rosenstein

El esquemático del circuito se muestra en la figura 18. Los transistores M2-M4 son transistores apareados, mientras que los otros cuatro funcionan como interruptores. A la salida del sistema se coloca un latch SR (*set-reset*), que será el encargado de generar las dos señales de reloj opuestas. El latch se activa y desactiva conducido por el proceso de carga y descarga de los condensadores  $C_1$  y  $C_2$ . De esta forma, la curva de carga de los condensadores determinará el periodo de oscilación. En primera aproximación, podemos considerar que el proceso de carga se realiza de forma lineal y manteniendo una corriente de referencia constante en todo momento. Así, el periodo:

$$\Delta t = \frac{C_i}{I_{ref}} \cdot V_{ref} = C_i \cdot R_{ref} \quad (21)$$

De forma adicional, aparecerán no linealidades relacionadas con las ganancias finitas de los transistores, las capacidades parásitas de cada nodo y el delay del latch. Por ejemplo,

el retraso del latch va a tener efecto sobre la tensión máxima que se va a alcanzar antes de producirse el cambio de fase de reloj. Esta tensión va a depender de la pendiente de la curva de carga del condensador. Para un  $\Delta t$  determinado por el retraso del latch, si tenemos una curva con mucha pendiente se alcanzarán tensiones mayores. La forma más directa de minimizar este efecto es empleando corrientes de referencia pequeñas, puesto que este valor es el que dicta la pendiente de la curva de carga del condensador.

Sin embargo, la influencia de estas no idealidades en general va a ser despreciable. Teniendo en cuenta que el comportamiento del sistema con la frecuencia es asintótico en los alrededores del punto de trabajo, las pequeñas diferencias en la frecuencia no tendrán repercusión sobre el comportamiento global del sistema. Además, a la hora de implementar el algoritmo trabajaremos con un conjunto de frecuencias discretizado donde los puntos escogidos son arbitrarios y solo importa el espaciado entre ellos.

### 5.2.2. Simulación

Se ha realizado la simulación en Cadence del esquemático de la figura 18. Los interruptores inferiores se han implementado mediante transistores NMOS mientras que los interruptores superiores son PMOS. Que estos transistores sean de tipo p es una condición necesaria para garantizar la correcta carga de los condensadores. Por otro lado, se han usado puertas lógicas comerciales para implementar el latch. Se han escogido las puertas NOR y NOT de bajo consumo ofrecidas por el fabricante. El resto de los componentes empleados (fuentes de corriente, condensadores, resistencias...) se han tomado ideales.

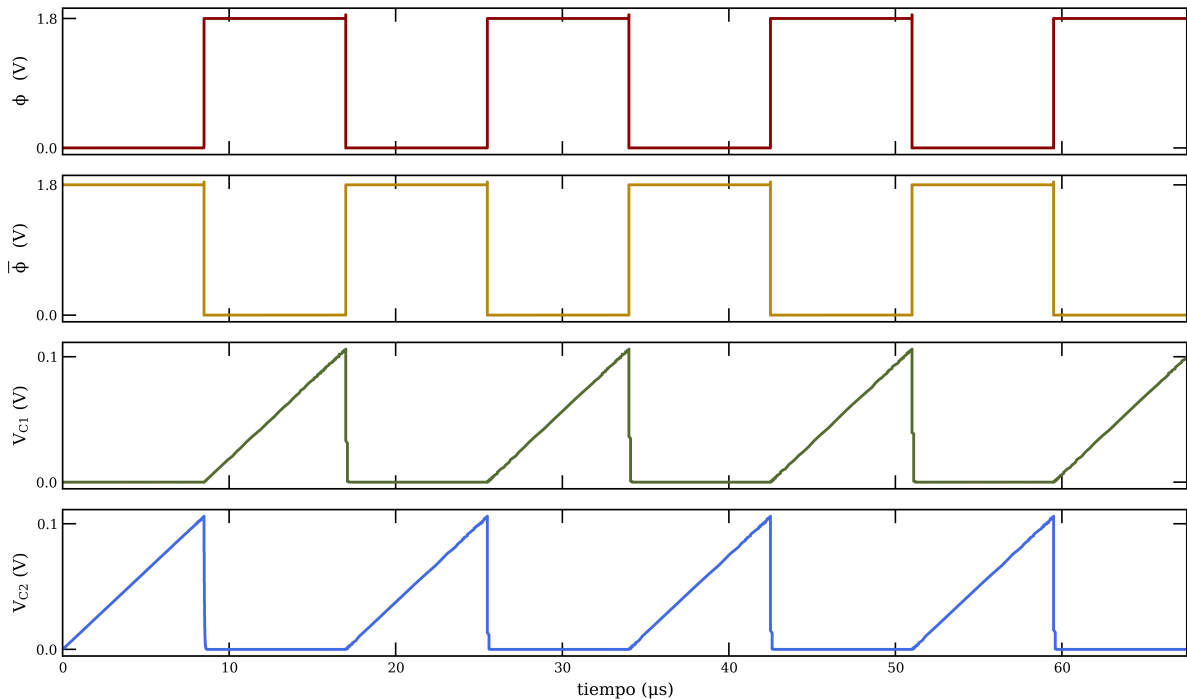


Figura 19: Esquema de temporización obtenido tras la simulación del oscilador.

Se ha fijado una corriente de referencia  $I_{ref}=100\text{nA}$ , una resistencia de referencia de

$1M\Omega$  y se han ido asignando diferentes capacidades a los condensadores. El comportamiento general del sistema se muestra en la figura 19.

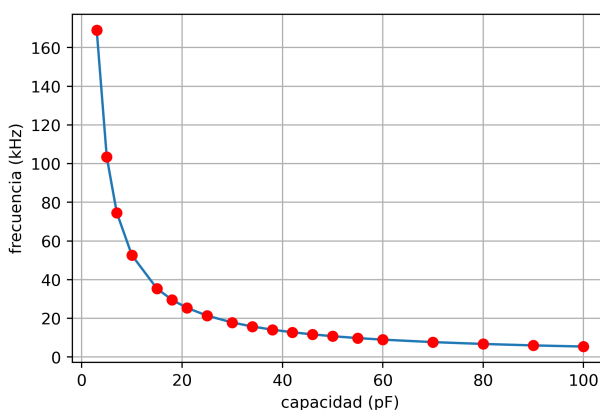
Como podemos observar en esta figura, los ciclos de reloj están gobernados por el tiempo de carga de los condensadores. Cuando  $\bar{\phi}=\text{HIGH}$  y  $\phi=\text{LOW}$ ,  $C_1$  está descargado. Esto se debe a que el interruptor en paralelo con  $C_1$  está cerrado, de forma que toda la corriente se deriva a masa a través de este transistor. En cambio, el interruptor en paralelo con  $C_2$  estará cortado, y la corriente de referencia va cargando el condensador. La pendiente con la que se realiza el proceso de carga dependerá de la propia corriente de referencia así como de la capacidad del condensador. Cuando la placa superior del condensador alcanza el valor de la tensión de referencia  $V_{ref}$ , las salidas del latch conmutan de forma que  $\phi_2$  pasa a un estado bajo y  $\phi_1$  sube a un estado alto. Ahora es el condensador  $C_1$  el que comienza el proceso de carga mientras que  $C_2$  se descarga. Esto provoca que el sistema oscile entre estos dos estados, generando los pulsos de reloj buscados.

A título orientativo, el cuadro 20a recoge algunas de las frecuencias que podemos conseguir con esta estructura simplemente variando el valor de las capacidades. Vemos que el rango de trabajo al que podemos aspirar es bastante extenso<sup>5</sup>. Por lo tanto, para generar las perturbaciones en el sistema nos basaremos simplemente en variar los valores de las capacidades de este oscilador. Esto lo haremos a través de un banco de condensadores debidamente gobernado por el bloque de control del sistema.

Observando los valores que se muestran en el cuadro 20a, podemos intuir que presentan un decrecimiento exponencial. Llevamos a cabo simulaciones con un mayor número de puntos y representamos gráficamente los resultados para observar mejor esta tendencia. Los resultados gráficos se muestran en la figura 20b. En esta gráfica se puede apreciar como la dependencia de la frecuencia con la capacidad es de la forma  $f \propto C^{-1}$ . Este es un resultado que coincide con lo expuesto en las ecuaciones del dispositivo (21).

C (pF)	f (kHz)
1	463.16
2	238.74
5	97.71
10	49.32
40	12.43
60	8.30
100	4.98

(a) Frecuencias obtenidas para algunos valores discretos de la capacidad



(b) Tendencia general de la frecuencia frente a C

Figura 20: Evolución de la frecuencia en función de la capacidad. Las simulaciones se han llevado a cabo estableciendo  $I_{ref} = 200nA$  y  $R_{ref} = 1M\Omega$

<sup>5</sup>Este rango incluso es ampliable si variamos el resto de los parámetros del dispositivo (corriente de referencia, resistencia de referencia...). Sin embargo, nosotros no hemos considerado el resto de parámetros puesto que el rango que obtenemos variando únicamente las capacidades es suficiente para nuestro estudio.



En conclusión, a través de las simulaciones hemos podido comprobar que efectivamente la frecuencia solo depende directamente de la capacidad de los condensadores y de la resistencia. Una de las mayores ventajas de esta topología es que la señal de reloj es independiente de la tensión de alimentación. En general, en aplicaciones de energy harvesting la tensión de alimentación será irregular ya de por sí puesto que depende fuertemente de las condiciones ambientales. Este comportamiento se verá magnificado aún más en nuestro caso, puesto que por la naturaleza del algoritmo MPPT empleado estamos perturbando el sistema constantemente. Es por esta razón que resulta tan importante emplear una topología de oscilador robusta ante cambios en la tensión de alimentación. En [30] se presenta un análisis detallado de la variación de la frecuencia con la tensión de alimentación. La conclusión que se extrae es que las desviaciones no son especialmente significativas, especialmente para los casos a temperatura ambiente y temperaturas inferiores.

Sin embargo, uno de los hándicaps de esta arquitectura es que tenemos que ser especialmente cuidadosos a la hora de escoger la corriente de referencia y el valor de la resistencia, puesto que tienen que ser tales que garanticen la correcta operación de los transistores  $M_3$  y  $M_4$ .

### 5.2.3. Banco de condensadores

Acabamos de estudiar que los cambios en las capacidades serán los encargados de regular la frecuencia. El enfoque que hemos adoptado para implementar estos cambios de capacidades es a través de un banco de condensadores. Conectaremos una serie de condensadores de diferentes capacidades en paralelo, y estableceremos diferentes caminos conductivos a través de switches. En la figura 21 se muestra un ejemplo de un banco formado por 4 condensadores. Cada condensador tiene una capacidad  $C_i$  y su placa superior está conectada en serie a un interruptor. Los diferentes interruptores están controlados por una serie de palabras digitales, de forma que a la salida del sistema podamos obtener diferentes valores de las capacidades. Siguiendo la línea del ejemplo, un banco de 4 condensadores nos permite obtener  $2^4$  valores de capacidades diferentes.

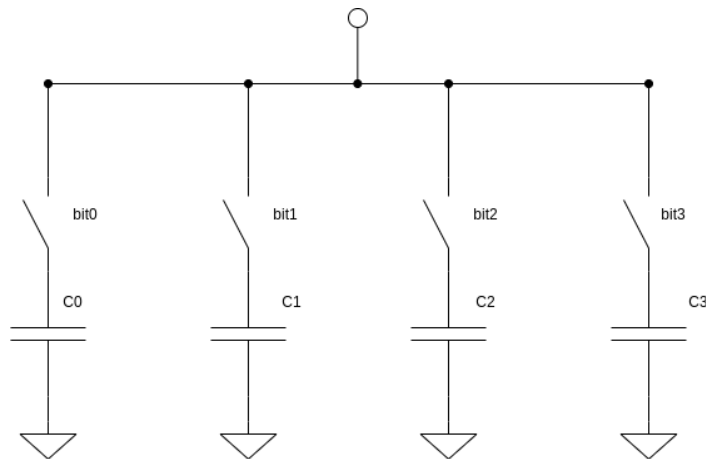


Figura 21: Ejemplo de un banco de 4 condensadores

Volviendo al esquema 18 del oscilador, podemos observar que si conectamos a las fuentes de los transistores  $M_3$  y  $M_4$  dos bancos formados por  $2^N$  condensadores, podremos

obtener  $2^N$  valores de frecuencias diferentes. Sin embargo, tal y como explicaremos en la próxima sección, el comportamiento asintótico de la frecuencia con la capacidad hace que no resulte beneficioso emplear combinaciones de diferentes condensadores, de forma que se implementará un banco de condensadores de capacidades muy diferenciadas y cada condensador se usará para generar una única frecuencia.

El control sobre los interruptores de los condensadores se realizará a través de una unidad de control, que será el bloque que presentemos a continuación.

### 5.3. Unidad de control

La unidad de control será la encargada de implementar el algoritmo. Regulará la activación de los interruptores del banco de condensadores de forma que se realicen los cambios de frecuencia correspondientes a la acción del algoritmo. De forma adicional, llevará a cabo el reseteo del sistema.

#### 5.3.1. Descripción del sistema

Los diferentes pines que forman el bloque de control se muestran en el esquema de la figura 22. El bloque cuenta con 3 pines de entrada: el reloj (pin *clk*), el resultado de la comparación (pin *comp*) y el reseteo (pin *rst*). La salida es un bus de datos (*cap\_out<n:0>*) que controlará cada uno de los interruptores del banco de condensadores.



Figura 22: Diagrama del bloque de control

El bloque de control está gobernado por una frecuencia de reloj diferente a la del resto del sistema. Tal y como ya hemos explicado en apartados anteriores, esta frecuencia deberá ser mucho más pequeña que las frecuencias que operen el resto del circuito, de forma que se le esté dando margen al sistema para alcanzar el equilibrio. De cara a una implementación *on-chip* autónoma, tendríamos que plantearnos la inclusión de un segundo oscilador que genere las señales de reloj para este bloque.

Por otro lado, el pin *comp* será el que determine la acción del algoritmo. Si la comparación entre el estado perturbado y el estado anterior resulta positiva (*comp = HIGH*) el bloque de control tendrá que proporcionar un bus de datos de salida que mantenga la dirección de la perturbación. En caso contrario, el bus de datos tendrá que volver a un estado anterior.

Por último, el pin de reset permitirá devolver el sistema a un estado inicial determinado.

#### 5.3.2. Simulación

La acción del bloque de control se ha descrito empleando el lenguaje HDL *Verilog*. Se han definido los pines especificados en el esquema 22 y se ha creado en Cadence una celda funcional.

Por la dependencia inversa de la frecuencia con la capacidad, hemos decidido implementar condensadores de capacidades muy diferentes y que sólo se use un único condensador de cada vez. Existe la posibilidad usar combinaciones de diferentes capacidades, pero no va a resultar apenas beneficioso por dos razones. La primera es que el aumento de la precisión que se a conseguir es tan reducido que en muchos casos ni siquiera entrará en los rangos de resolución de los comparadores habituales. Por otro lado (y tal y como ya hemos podido observar en el estudio analítico) el aumento de la precisión compromete gravemente la velocidad del algoritmo. Por todas estas razones, concluimos que no va a resultar beneficioso crear palabras digitales. El enfoque adoptado será usar un bus de datos de salida formado por un único bit en alta, que presente desplazamientos aritméticos hacia la izquierda o hacia la derecha dependiendo del valor de la comparación. De esta forma, no se obtendrán  $2^N$  valores de frecuencia como planteábamos en la sección 5.2.3, sino que obtendremos un valor distinto de la frecuencia por cada condensador del banco.

Vamos a describir un bloque de control que desplace el bit 1 hacia la izquierda cuando los resultados de la comparación sean favorables y viceversa. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 23. Cuando la señal de reset está activada, el bus de datos de salida se mantiene con un valor predefinido. El funcionamiento del sistema comienza cuando se desactiva la señal de reset. En los flancos positivos de la señal de reloj se realiza la perturbación mientras que en los flancos negativos se compara el valor perturbado con el valor sin perturbar. Dependiendo del resultado de la comparación, se mantendrá este valor o se retrocederá a un estado anterior.

Podemos observar en la figura 23 que cuando la comparación está en estado alto (es decir, la perturbación que se ha hecho es positiva) el sistema mantiene la perturbación (es decir, en este caso mantiene el desplazamiento de los bits hacia la izquierda<sup>6</sup>). Sin embargo, cuando la comparación está en estado bajo, el sistema desplazará los bits hacia la derecha. Este proceso no es lineal, sino que se producen desplazamientos hacia la izquierda intermedios que constituyen la perturbación. Este comportamiento ya lo habíamos podido observar en las simulaciones del apartado 4.3.2.

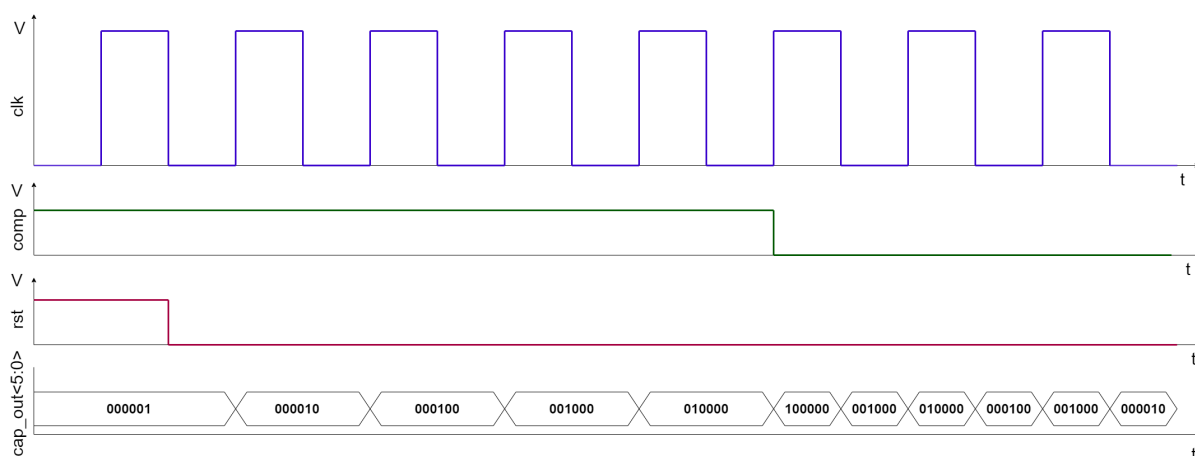


Figura 23: Evolución temporal del pin de salida del bloque de control para diferentes entradas

<sup>6</sup>La elección de los desplazamientos hacia la derecha o hacia la izquierda es arbitraria. Simplemente hay que conectar los bits de salida a los interruptores del banco de condensadores de forma consecutiva.

## 5.4. Sistema completo

Unificamos todos los bloques anteriormente presentados para comprobar su correcto funcionamiento en conjunto. La fuente de alimentación del sistema será un transistor NMOS conectado en configuración de diodo alimentado por una fuente de corriente ideal que representa la corriente fotogenerada.

Definiremos un banco de 6 condensadores que permitan obtener valores suficientemente diferenciados de la frecuencia. Se ha escogido un conjunto tan limitado de posibles puntos de operación puesto que el objetivo de esta sección es poder ilustrar la acción del algoritmo, para lo cual este conjunto discreto de frecuencias es suficiente<sup>7</sup>. De forma adicional, se ha implementado un comparador a la entrada del bloque de control que realice la evaluación de la perturbación. Este elemento comparará el valor actual de la tensión con el anterior, que se habrá almacenado en un condensador.

En primer lugar, haremos un barrido de todos los condensadores para observar las diferentes condiciones en las que puede operar el sistema y cuáles son los parámetros más relevantes que configuran su operación. Esto nos permitirá adquirir un conocimiento sobre el sistema muy útil para analizar posteriormente la correcta operación del algoritmo.

### 5.4.1. Puntos de operación

Establecemos capacidades comprendidas entre los 5fF (que hará que el oscilador genere pulsos de frecuencia 9MHz) y los 400pF ( $f=1.25\text{kHz}$ ). Las distintas frecuencias provocarán un cambio en las condiciones de operación. Se ha programado la unidad de control de forma que vaya aumentando cada 2ms la capacidad del banco de condensadores. Llevamos a cabo un análisis transistorio y obtenemos las tensiones mostradas en la figura 24.

Para apreciar mejor el comportamiento para las frecuencias más altas, se ha incluido adicionalmente una ampliación de las tensiones de salida obtenidas durante los 7 primeros milisegundos (figura 25). Esta figura se trata de una captura de la simulación transitoria que hemos realizado en Cadence.

La tensión de salida es máxima para la segunda de las frecuencias, 122kHz. La disminución de la frecuencia por debajo de este valor óptimo tendrá como resultado unas menores tensiones de salida y, en general, una degradación del comportamiento del sistema. Como ya hemos explicado en la sección correspondiente a la bomba de carga (sección 5.1), las degradaciones del comportamiento a bajas frecuencias son consecuencia de la descarga de los condensadores entre fase y fase. Por otro lado, para las frecuencias más altas también observamos una menor tensión a la salida por lo que la acción del algoritmo tendrá que ser tal que garantice la operación del sistema alrededor de la frecuencia óptima.

Comprobaremos en la siguiente sección si el algoritmo lleva a cabo la función deseada.

---

<sup>7</sup>De cara a implementaciones hardware específicas, habría que realizar un análisis más profundo del sistema (así como de su aplicación específica y condiciones de operación) que nos permitiese elegir el banco de condensadores adecuado. Sin embargo, este no es el objetivo de nuestro estudio.

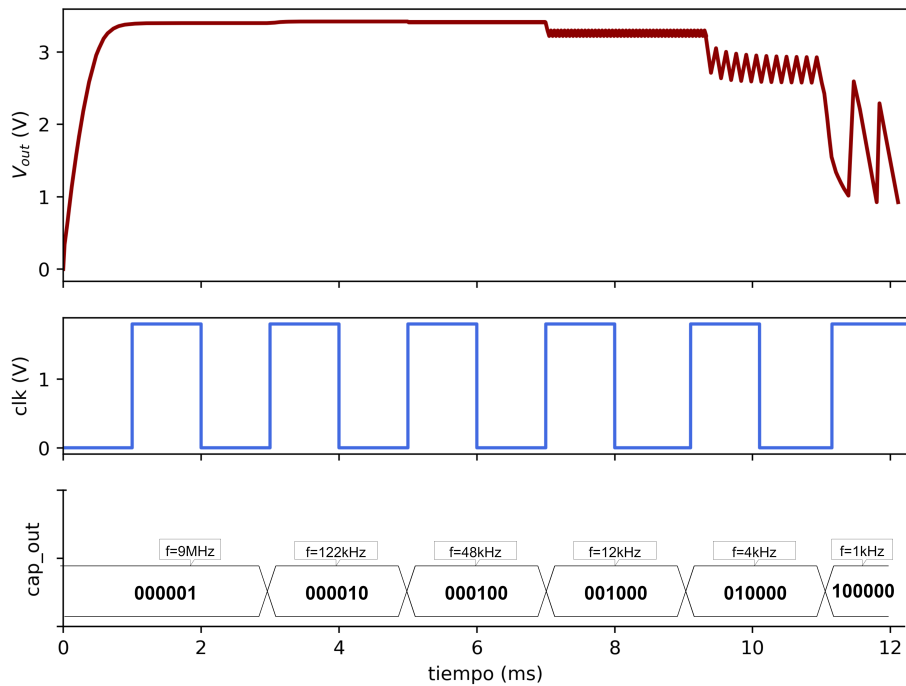


Figura 24: Tensión de salida, fase de reloj del controlador y señal de control del banco de condensadores cuando se lleva a cabo un barrido de todas las frecuencias. Se han realizado medidas sobre la frecuencia del oscilador para cada señal de control y se han incluido en forma de etiqueta.

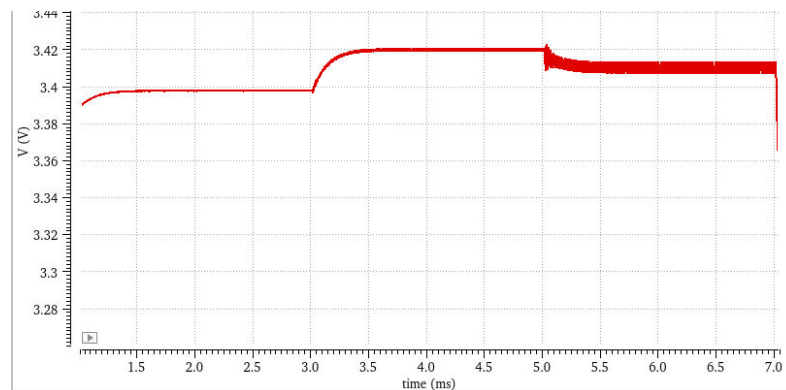


Figura 25: Ampliación de la tensión de la salida para las 3 primeras frecuencias de operación

#### 5.4.2. Acción del algoritmo

Llevamos a cabo la misma simulación que en el apartado anterior pero ahora introducimos un comparador en el bloque de control que compare el valor perturbado con el valor anterior almacenado en un condensador. Los resultados se muestran en la figura 26.

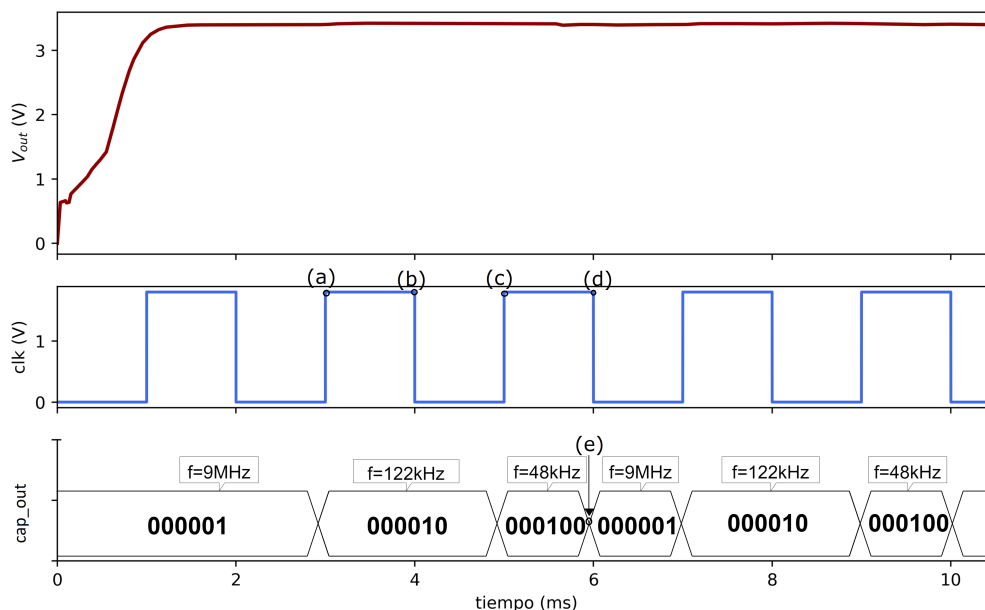


Figura 26: Tensión de salida, fase de reloj del controlador y señal de control del banco de condensadores cuando incluimos la acción del comparador. Se han realizado medidas sobre la frecuencia del oscilador para cada señal de control y se han incluido en forma de etiqueta

La tensión de salida se mantiene aproximadamente constante alrededor de un valor de 3.4V. A continuación, analizaremos en profundidad qué acción realiza el algoritmo para conseguir este resultado en la salida.

Tras el reset inicial, el sistema se encuentra operando con una frecuencia de 9MHz. En el primer flanco de reloj positivo tras el reset (punto a) se realiza la primera perturbación. Esta perturbación baja la frecuencia al valor óptimo, 122kHz. En el flanco de reloj negativo (punto b) se realiza la comparación y el comparador dictamina que la perturbación ha sido beneficiosa en términos de la tensión. Por lo tanto, la perturbación se mantiene. En el siguiente flanco de reloj ascendente (punto c) se vuelve a realizar otra perturbación, que establece la frecuencia de operación a 48kHz. En el punto d se realiza la comparación y se dictamina que no es beneficiosa. Por lo tanto, la frecuencia retrocede dos valores hacia atrás, volviendo a los 9Mhz (punto e) de forma que el ciclo vuelve a empezar.

De esta forma, se ha podido comprobar el correcto funcionamiento del sistema en conjunto y se ha podido demostrar cómo la acción del algoritmo permite obtener una tensión de salida optimizada.

## 6. Conclusiones

A lo largo de este estudio hemos podido familiarizarnos con las técnicas, algoritmos, estructuras y circuitos empleados en las aplicaciones de recolección de energía ambiente, especialmente con las relacionadas con la energía solar.

Mediante el estudio analítico del problema se ha conseguido modelar a través de ecuaciones matemáticas el comportamiento de un fotodiodo y de una bomba de carga. Empleando un lenguaje de programación de alto nivel se ha podido estudiar la acción del algoritmo MPPT *perturb & observe*. El análisis llevado a cabo ha permitido comprobar que realizar la monitorización sobre la potencia de salida (en vez de hacerlo sobre la potencia generada por el fotodiodo) supone una gran mejora en el rendimiento del algoritmo, permitiendo alcanzar potencias de salida mayores.

A continuación, se ha diseñado y simulado a nivel de circuito un sistema recolector de energía que implementa el algoritmo MPPT definido. El dispositivo es capaz de ajustar su frecuencia de funcionamiento de forma que la tensión de salida oscile alrededor de su valor máximo. De esta forma, se consigue un sistema robusto y con capacidad de adaptarse a diferentes condiciones ambientales.

## Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mis supervisores, por haberme guiado a lo largo de todo este proceso.

Quiero dar las gracias también a toda la gente del CiTIUS. A Paula, por haber confiado en mí y haberme dado la oportunidad de trabajar con un equipo magnífico. A Dani, por todos los consejos y todos los esfuerzos por garantizar que mi acogida fuese inmejorable. Y, especialmente, a Óscar, porque sin su increíble ayuda este trabajo no habría sido posible.

Gracias a Adriana por la compañía en las mañanas, tardes (y noches) de estudio. A Lucía, Miguel, Rita, Antía y Andrés por todo el cariño recibido a lo largo de los años. Y gracias a Marcos, por toda la ayuda y el apoyo que cada día me brindas.

Por último, muchas gracias a mis padres por todos los esfuerzos que han hecho a lo largo de los años para darme todas las oportunidades del mundo. Os lo debo todo.



## Referencias

- [1] R. Murugavel, Energy Harvesting. ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers.” Texas Instrument, 2008
- [2] G. Moayeri Pour, M. K. Benyhesan and W. D. Leon-Salas, “Energy Harvesting Using Substrate Photodiodes” in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 61, no. 7, pp. 501-505, July 2014, doi: 10.1109/TCSII.2014.2327371.
- [3] G. Chen et al., “A cubic-millimeter energy-autonomous wireless intraocular pressure monitor,” 2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2011, pp. 310-312, doi: 10.1109/ISSCC.2011.5746332.
- [4] H. Wang and W. D. Leon-Salas, “A hybrid CMOS imager with sensing and energy harvesting capabilities,” 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2013, pp. 2634-2637, doi: 10.1109/ISCAS.2013.6572419.
- [5] Porras-Hermoso, A., Alfonso-Corcuera, D., Piqueras, J., Roibás-Millán, E., Cubas, J., Pérez-Álvarez, J. and Pindado, S., “Design, Ground Testing and On-Orbit Performance of a Sun Sensor Based on COTS Photodiodes for the UPMSat-2 Satellite,” Sensors, 21(14), 2011, p.4905. doi:10.3390/s21144905.
- [6] Y. Shih and B. P. Otis, “An Inductorless DC–DC Converter for Energy Harvesting With a 1.2- $\mu$ W Bandgap-Referenced Output Controller,” in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 58, no. 12, pp. 832-836, Dec. 2011, doi: 10.1109/TCSII.2011.2173967.
- [7] T. Eswam and P. L. Chapman, “Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques,” in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, June 2007, doi: 10.1109/TEC.2006.874230.
- [8] P. A. Lynn, “Electricity from Sunlight: An Introduction to Photovoltaics,” John Wiley & Sons, 2010.
- [9] Neudeck, G. W., & Pierret, R. F., “Modular Series on Solid State Devices: PN Junction Diode” (1st ed.). Addison-Wesley Publishing, 1982.
- [10] Glenn D. Boreman, “Basic Electro-Optics for Electrical Engineers,” SPIE Press 1998.
- [11] J. J. Schoeman and J. D. v. Wyk, “A simplified maximal power controller for terrestrial photovoltaic panel arrays,” 1982 IEEE Power Electronics Specialists conference, 1982, pp. 361-367, doi: 10.1109/PESC.1982.7072429.
- [12] M. Bodur and M. Ermis, “Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels,” Proceedings of MELECON '94. Mediterranean Electrotechnical Conference, 1994, pp. 758-761 vol.2, doi: 10.1109/MELCON.1994.380992.

- [13] P. Midya, P. T. Krein, R. J. Turnbull, R. Reppa and J. Kimball, "Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications," PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, pp. 1710-1716 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1996.548811.
- [14] Kamran, M., Mudassar, M., Fazal, M.R., Asghar, M.U., Bilal, M. and Asghar, R., "Implementation of improved Perturb & Observe MPPT technique with confined search space for standalone photovoltaic system," Journal of King Saud University - Engineering Sciences, 2018, doi:10.1016/j.jksues.2018.04.006.
- [15] S. K. Kollimalla and M. K. Mishra, "Adaptive perturb & observe MPPT algorithm for photovoltaic system," 2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2013, pp. 42-47, doi: 10.1109/PECI.2013.6506032.
- [16] A. Morales-Acevedo, J. L. Díaz-Bernabé and R. Garrido-Moctezuma, "Improved MPPT adaptive incremental conductance algorithm," IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 5540-5545, doi: 10.1109/IECON.2014.7049347.
- [17] Li, C., Chen, Y., Zhou, D., Liu, J. and Zeng, "A High-Performance Adaptive Incremental Conductance MPPT Algorithm for Photovoltaic Systems" Energies, 2016, 9(4), p.288. doi:10.3390/en9040288.
- [18] M. Veerachary, T. Senjyu and K. Uezato, "Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled-inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 4, pp. 749-758, Aug. 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.814762.
- [19] Seyedmahmoudian, M., Horan, B., Soon, T.K., Rahmani, R., Than Oo, A.M., Mekhilef, S. and Stojcevski, A., "State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems – A review." Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 64, pp.435–455. doi:10.1016/j.rser.2016.06.053.
- [20] Rahmani, R. and Yusof, R., "A new simple, fast and efficient algorithm for global optimization over continuous search-space problems: Radial Movement Optimization," Applied Mathematics and Computation, 2014, 248, pp.287–300. doi:10.1016/j.amc.2014.09.102.
- [21] Ahmed, J. and Salam, Z., "A Maximum Power Point Tracking (MPPT) for PV system using Cuckoo Search with partial shading capability," Applied Energy, 2014, 119, pp.118–130. doi:10.1016/j.apenergy.2013.12.062.
- [22] S. Mohanty, B. Subudhi and P. K. Ray, "A New MPPT Design Using Grey Wolf Optimization Technique for Photovoltaic System Under Partial Shading Conditions," in IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 7, no. 1, pp. 181-188, Jan. 2016, doi: 10.1109/TSTE.2015.2482120.

- [23] 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, June 1976, doi: 10.1109/JSSC.1976.1050739.
- [24] J. S. Witters, G. Groeseneken and H. E. Maes, "Analysis and modeling of on-chip high-voltage generator circuits for use in EEPROM circuits," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, no. 5, pp. 1372-1380, Oct. 1989, doi: 10.1109/JSSC.1989.572617.
- [25] K. O. Htet, H. Heidari, F. Moradi and R. Ghannam, "Energy-Efficient Start-up Dickson Charge Pump for Batteryless Biomedical Implant Devices," 2020 27th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICECS49266.2020.9294827.
- [26] Hoi Lee and P. K. T. Mok, "Switching noise and shoot-through current reduction techniques for switched-capacitor voltage doubler," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 5, pp. 1136-1146, May 2005, doi: 10.1109/JSSC.2005.845978.
- [27] U. Denier. "Analysis and design of an ultralow-power CMOS relaxation oscillator." *IEEE Trans. on Circuits Syst. I: Reg. Papers*, , pp.1973-1982, 2010.
- [28] J. -C. Du, Z. -G. Wang, X. Chen, J. Xu and B. -B. Ma, "Design of a Ring Oscillator with Temperature and Process Compensation Adopting a Novel Method," 2018 Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 2018, pp. 1560-1564, doi: 10.23919/PIERS.2018.8598161.
- [29] E. A. Vittoz, M. G. R. Degrauwe and S. Bitz, "High-performance crystal oscillator circuits: theory and application," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 23, no. 3, pp. 774-783, June 1988, doi: 10.1109/4.318.
- [30] S. Dai and J. K. Rosenstein, "A 14.4nW 122KHz dual-phase current-mode relaxation oscillator for near-zero-power sensors" 2015 IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2015, pp. 1-4, doi: 10.1109/CICC.2015.7338396.