

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PUCP

Estudio comparativo de topologías SC DC-DC y diseño de una topología

serie-paralelo para fines de cosecha de energía

TRABAJO DE INVESTIGACIÓN PARA LA OBTENCIÓN DEL

GRADO DE BACHILLER EN CIENCIAS CON MENCIÓN EN

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

AUTOR

José Miguel Taboada Falcón

ASESOR:

Carlos Bernardino Silva Cárdenas

Lima, Agosto, 2020

Resumen

El uso de nodos de sensores wireless, en inglés: wireless sensors node (WSN), se ha vuelto popular en los últimos años. Estos dispositivos tienen aplicaciones tanto en salud, estilo de vida de las personas, en recolección de información en las industrias y en el mantenimiento predictivo de las estructuras. Lamentablemente, el uso de estos dispositivos no ha sido masificado debido a que el tiempo de vida y la densidad de potencia de las baterías limitan drásticamente el uso de estos. Estas limitaciones pueden ser superadas a través del uso de la cosecha de energía para poder recargar las baterías. La cosecha de energía es una técnica que se basa en la recolección y uso de algún tipo de energía presente en el ambiente. Los cosechadores de energía necesitan de un convertidor DC-DC para acondicionar el voltaje de salida del cosechador a un voltaje con el cual el dispositivo wireless funcione correctamente.

El tipo de convertidores DC-DC usados para esta aplicación son los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados (SC DC-DC) ya que poseen una alta densidad de potencia, tienen un alto porcentaje de eficiencia de potencia y son compatibles con la tecnología CMOS.

Índice General

1. Cosecha de Energía	1
1.1. Energías Cosechables	1
1.1.1. Energía Vibracional	2
1.1.2. Energía Térmica	2
1.1.3. Energía RF	2
1.1.4. Energía Fotovoltaica	3
1.2. Aplicaciones en sensores wireless	3
1.3. Problemática	4
1.4. Soluciones Actuales	4
1.5. Objetivos	5
1.5.1. Objetivo General	5
1.5.2. Objetivos Específicos	6
2. Fundamentos teóricos	7
2.1. Conversor DC-DC a base de capacitores conmutados	7
2.1.1. Principio de funcionamiento	7
2.1.2. Topología Serie-Paralelo	8
2.2. Interruptores	9
2.2.1. MOSFET como interruptor	9
2.2.2. Puertas de Transmisión	10
2.3. Parámetros	12
2.3.1. Eficiencia	12
2.3.1.1. Tipos de pérdida de potencia	12
2.3.2. Rango de conversión de voltajes	14
Bibliografía	17

Índice de Figuras

2.1. Estado de carga [1].	8
2.2. Estado de descarga [1].	8
2.3. Curva característica del NMOS para un $V_{GS} = 2V$	10
2.4. Puerta de transmisión	11



Índice de Tablas

1.1. Tabla comparativa de energías cosechables	3
1.2. Comparación de topologías propuestas anteriormente	5



Capítulo 1

Cosecha de Energía

El mercado de la cosecha de energía está creciendo exponencialmente. En [2], la empresa Technavio Insights reporta que el mercado de cosecha de energía crecerá de un 18 % a un 28 % en términos monetarios, pasando de 1410 millones de euros a 3220 millones de euros. La necesidad de reemplazar las baterías actuales es de suma importancia, ya que están hechos de materiales que contaminan el ambiente. Además, las baterías no poseen una alta densidad de potencia [2]. La cosecha de energía es una técnica que se basa en la recolección y uso de algún tipo de energía en un ambiente [3]. Sin embargo, las energías cosechadas son variables. Es decir, dependen del ambiente y de factores propios de energía a cosechar. Por lo tanto, son aleatorias. Las fuentes de energía más investigadas hasta el día de hoy son la energía vibracional, la energía térmica, la energía RF y la energía fotovoltaica.

A continuación se presentará cada una de estas energías cosechables donde se explicará las formas de cosecharlas y las densidades de potencia de cada una de ellas.

1.1. Energías Cosechables

Las energías que se presentarán a continuación son las energías más estudiadas hasta el momento. En cada una de ellas se dará una breve explicación sobre ¿cómo se cosecha la energía? o ¿de dónde proviene?, un ejemplo de su aplicación y la densidad de potencia asociada a estas.

1.1.1. Energía Vibracional

La energía vibracional puede ser causada tanto por los humanos como por las máquinas. La energía eléctrica puede ser producida desde la energía vibracional a través de tres principios: piezo-eléctricos, electrostática o magnética [4]. En los piezo-eléctricos, las vibraciones causan la deformación del piezo-eléctrico y, por lo tanto, se genera energía eléctrica [5]. En la forma electrostática, las vibraciones generan movimiento en las placas del condensador y, por lo tanto, la capacitancia es variable y genera energía eléctrica. Por último, en la forma magnética las vibraciones generan un movimiento en el imán que está conectado a un resorte. El movimiento del imán genera un campo magnético variable que genera una corriente inducida en la bobina, por lo que se logra la generación de energía eléctrica [4]. La empresa AdaptivEnergy creó un sensor wireless llamado “Joule-Thief” que está basado en el uso de piezo-electricos [5]. La densidad de potencia que se puede cosechar de la energía vibracional varía desde los $4 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ hasta los $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [5].

1.1.2. Energía Térmica

La cosecha de energía eléctrica a partir de la energía térmica se basa en el efecto Seebeck que indica que cuando se tiene una diferencia de temperaturas en los extremos de dos distintos materiales que están interconectados a través de un metal conductor se genera una diferencia de potencial. Actualmente la empresa NextremeThermal fabrica dispositivos de tal forma que logran 18 mW con una diferencia de temperatura de 30°K [5]. La densidad de potencia que genera la energía térmica va desde los $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ hasta algunos mW/cm^2 [6].

1.1.3. Energía RF

La energía RF se refiere a la energía de las radiofrecuencias. La característica sobresaliente de esta energía es que está presente tanto en ambientes interiores como exteriores [6]. Se puede cosechar la energía proveniente de las torres de transmisión, estaciones de televisión y telefonía. El problema actual de esta energía cosechable es que la densidad de potencia de esta energía es mínima debido a la distancia, ya que esta define la eficiencia [6]. La compañía Powercast produce un sistema de cosecha de energía RF. Este sistema carga la batería del dispositivo conectado a este sistema con la energía RF que cosecha. Estos productos tienen que ser usados cerca a torres de transmisión para que pueda alimentar una batería [5]. La densidad de potencia que comúnmente se puede cosechar de la energía RF es de aproximadamente $0.1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [5].

1.1.4. Energía Fotovoltaica

La energía solar es una de las más abundantes en la tierra. El cosechador de energía solar es la celda fotovoltaica. Esta celda recibe los fotones de la luz y libera un flujo de electrones para generar energía eléctrica. Dentro de este tipo de energía existen 2 clasificaciones: la energía recolectada en el interior a un ambiente y la exterior a un ambiente. La energía solar recolectada en el exterior de un ambiente es muy usada y confiable. Esta energía en exteriores ha sido ampliamente usada en dispositivos autoalimentados, ya que su energía es casi ilimitada [6]. En cambio, la energía solar recolectada en los interiores de un ambiente es limitada. Esta energía varía bastante debido a las paredes, sombras, muebles y movimientos de las personas[3]. La densidad de potencia recolectada en los interiores de un ambiente va desde los $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ hasta los $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [6].

A continuación se presentará una tabla de las energías presentadas anteriormente con sus respectivas densidades de potencia.

Tabla 1.1: Tabla comparativa de energías cosechables

Energías Cosechables	Densidad de potencia
Energía Vibracional	$4 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ - $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [5]
Energía Térmica	$10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ - $1 \text{mW}/\text{cm}^2$ [6]
Energía RF	$0.1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [5]
Energía Fotovoltaica	Interiores : $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ - $100 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ [6] Exteriores : $100 \text{mW}/\text{cm}^2$ [5]

1.2. Aplicaciones en sensores wireless

El uso de nodos de sensores wireless, en inglés: wireless sensors node (WSN), se ha vuelto popular en los últimos años. Estos dispositivos tienen aplicaciones tanto en salud, estilo de vida de las personas, en recolección de información en las industrias y en el mantenimiento predictivo de las estructuras [5],[6]. Por ejemplo, los sensores wireless se usan en las personas para recolectar información acerca de su ritmo cardíaco, cantidad de pasos dados al día, actividad cerebral, etc. Otro ejemplo de su necesidad es en la industria automovilística. En ella, la empresa GoodYear necesita sensores wireless alimentados a través cosechadores de energía para el monitoreo de la presión de las llantas de los automóviles debido a que las actuales baterías que alimentan a estos sensores de presión son grandes y ocupan más espacio y, por lo tanto, limitan la miniaturización

del WSN [5]. Por último, la necesidad de monitorear las condiciones de puentes y carreteras es urgente. En el 2007, un puente en Minneapolis colapsó y dejó 13 muertos y 144 heridos. Debido a ello, el ministerio de transporte de Estados Unidos declaró que existen más de 70 mil puentes que estructuralmente son deficientes. A raíz de ello, se implementaron sensores wireless en Estados Unidos y en Grecia. Lamentablemente, el uso de estos dispositivos no ha sido masificado debido a que el tiempo de vida y la densidad de potencia de las baterías limitan drásticamente el uso de los sensores wireless [5]. La densidad de potencia es una limitación porque ello determina el tamaño de la batería y por lo tanto el dispositivo aumenta su tamaño. El tiempo de vida es otra limitación debido a que cuando las baterías se descarguen, será necesario reemplazarlas. Esto implica grandes gastos por horas/hombre cuando hablamos de una red de sensores wireless ubicados en lugares de difícil acceso como por ejemplo en la selva o un lugar alejado de la ciudad. [2][7].

1.3. Problemática

Como ya fue mencionado anteriormente, el tiempo de vida y la densidad de potencia de las batería limitan drásticamente el uso de WSN [5]. El reemplazo de estas es factible a través de la cosecha de energía. Sin embargo, la energía cosechada varía de acuerdo a los factores del ambiente, factores relativos a movimiento y en general a factores propios de la fuente del tipo de energía que se desea cosechar. Por ejemplo, en el caso de la energía fotovoltaica, las sombras generan variaciones de voltaje en la salida del panel solar [8]. Estas variaciones no son soportadas por el dispositivo alimentado por el panel solar. Es por ello que es necesario acondicionar el voltaje de salida del panel solar a un voltaje con el cual el dispositivo funcione correctamente [9]. Para solucionar esto, se hará uso de un convertor DC-DC.

1.4. Soluciones Actuales

Actualmente existen diferentes tipos de convertidores de voltaje. Los reguladores lineales de voltaje son reductores de voltaje. Este tipo de convertor es fácil de regular, tiene una respuesta rápida y no ocupan mucha área [10]. Sin embargo, el problema que presenta es una baja eficiencia [11]. Otro tipo de convertidores DC-DC son los reguladores conmutados a base de inductores. Este convertor presenta la más alta eficiencia entre los convertidores DC-DC y es altamente regulable. Este convertor es muy popular y muy usado en aplicaciones no integradas [10]. Sin embargo, la eficiencia baja drásticamente y el costo se eleva cuando se trata de reducir el tamaño y se intenta integrar este convertor en un chip [12], [13]. Debido a estos problemas con

estos tipos de convertidores DC-DC se usa los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados. Este tipo de convertidores presenta una alta eficiencia, alta densidad de potencia y son compatibles con la tecnología CMOS [13], [10], [12]. Existen diferentes tipo de topologías de capacitores conmutados. Entre ellas están las multiplicadoras, divisoras, sumadoras y restadoras[12]. La combinación de ellas generan diferentes conversiones de voltaje de salida. Por ejemplo, la topología presentada por Luiz da Silva[3] presenta una combinación de 2 topologías: una duplicadora o divisora y otra sumadora o restadora. La combinación de ambos permite obtener hasta 19 configuraciones de conversiones de voltajes de 0.25 a 8[3]. Sin embargo, para esta investigación no se tomó en cuenta la eficiencia ni el tamaño. Por otro lado, en el 2017, Yuval Beck propuso otra topología serie-paralelo(GTSP) en la cual se puede obtener también un amplio rango de conversiones de voltajes entre 0.7 y 3.5, pero para ello se hace uso de 10 capacitores y 104 switches [1]. Por último, en [13], Suyoung Bang propuso una topología de aproximaciones sucesivas (SAR SC). Con esta topología se pudo obtener hasta 117 combinaciones de conversiones menores a 1. Para ellos se usó 14 condensadores y más de 140 switches. Es necesario incluir el número de condensadores y switches, ya que el aumento de ellos representa el aumento del tamaño del convertidor DC-DC y el número de switches también representa pérdidas por conmutación, por lo que la eficiencia se reduce [12], [11]. A continuación se presentará una tabla comparativa de las topologías descritas.

Tabla 1.2: Comparación de topologías propuestas anteriormente

Convertidores SC DC-DC	Luiz da Silva [3]	Yuval Beck [1]	Suyoung Bang [13]
Topología	Multiplicador y Sumador	GTSP	SAR SC
Número de configuraciones de conversión de voltajes	19 configuraciones de 0.25 a 8	138 configuraciones de 0.7 a 3.5	117 configuraciones de conversiones menores a 1
Número de condensadores	10	10	14
Número de Switches	31	104	Mayor a 140

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo General

- Diseño de un convertidor DC-DC a base de capacitores conmutados con topología serie paralelo y sus señales de reloj para fines de cosecha de energía.

1.5.2. Objetivos Específicos

- Definición y selección de la frecuencia de conmutación y el ancho de canal de los transistores.
- Diseño de señales de reloj específicos mediante la tecnología AMS 350nm.
- Diseño y simulación de las conversiones de voltaje del convertidor SC DC-DC propuesto y discusión de los resultados obtenidos.



Capítulo 2

Fundamentos teóricos

Los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados son necesarios para permitir la conversión de una energía cosechable a energía eléctrica debido a que el voltaje de operación de los WSN o de los dispositivos que se conectarán al cosechador de energía es distinto al voltaje cosechado. Estos convertidores deben ser reconfigurables y eficientes debido a que existen variaciones aleatorias de la energía cosechada y el voltaje de salida del convertidor DC-DC debe mantenerse constante [3].

En el presente capítulo se explicará los conceptos del principio de funcionamiento de un convertidor DC-DC a base de capacitores conmutados y sus parámetros. Adicionalmente se explicará el diseño de los interruptores.

2.1. Convertor DC-DC a base de capacitores conmutados

2.1.1. Principio de funcionamiento

Los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados tienen 2 principales componentes: los condensadores y los interruptores [4]. Los condensadores cumplen la función de almacenar energía de manera temporal cuando se encuentran en la fase de carga. En la fase de descarga, los condensadores se encargan de entregar energía a la carga que se conecta a la salida del convertidor DC-DC. Los interruptores cumplen la función de conmutar a los condensadores entre la fase de carga y la fase de descarga. Adicionalmente, se encargan de conectar a los condensadores en serie o paralelo de acuerdo a la topología seleccionada para cierta ganancia. Un grupo de interruptores se encuentran gobernados por un reloj A, mientras que los otros interruptores se encuentran gobernados por el reloj B. Las señales de reloj A y B son complementarias. Es decir, cuando la

señal de reloj A se encuentra en alta, la señal de reloj B se encuentra en baja. Sin embargo, en el cambio de fase de carga y de descarga se presenta un cortocircuito debido a que ambas señales se encuentran en alta. Por ello, es necesario un tiempo muerto en los cambios de nivel de las señales de reloj para evitar los cortocircuitos que generan pérdidas [13], [11], [14], [15].

2.1.2. Topología Serie-Paralelo

En la topología serie-paralelo, los arreglos de condensadores conectados en serie se conectan en paralelo a los otros arreglos en la fase de carga. Cuando se encuentran en la fase de descarga, los arreglos de condensadores conectan a sus condensadores en paralelo y estos arreglos se conectan en serie a los otros arreglos. En la siguiente gráfica se puede observar una topología serie-paralelo en ambas fases para cierta ganancia [1],[16],[17].

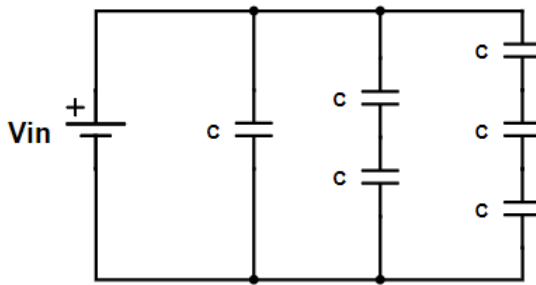


Figura 2.1: Estado de carga [1].

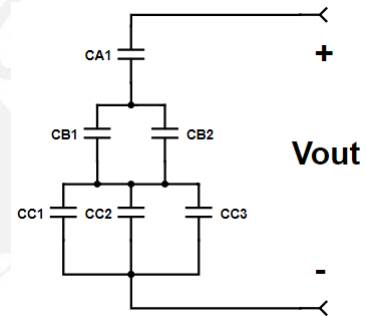


Figura 2.2: Estado de descarga [1].

El voltaje de salida de la topología serie paralelo presenta la siguiente fórmula [1], [16], [17]

$$V_{out} = V_{in} * \sum_{i=0}^M \frac{1}{N_i}, \quad (2.1)$$

donde N_i es el número de condensadores que cada arreglo i tiene y M es el número de arreglos. La topología serie-paralelo, por lo tanto, genera un gran número de conversiones de voltaje. Este rango de conversiones de voltaje crece exponencialmente con el número de condensadores. El número de conversiones posibles que puede generar la topología serie-paralelo está dada por

$$P_M = \sum_{n=1}^M P(n), \quad (2.2)$$

donde $P(n)$ es una función estadística de partición y M es el número de arreglos [18].

2.2. Interruptores

Los interruptores, como ya se mencionó anteriormente, se encargan de conectar a los condensadores de cierta forma para que se logre una ganancia en específico. A su vez, sirven también para conmutar entre la fase de carga y descarga de estos condensadores [4]. En la fase de carga ciertos interruptores se encuentran cerrados y otros abiertos y de igual forma para la fase de descarga, algunos interruptores se encuentran cerrados y otros abiertos. Los interruptores pueden ser diseñados de distintas formas. En la presente tesis se usarán las puertas de transmisión donde se crea conveniente.

2.2.1. MOSFET como interruptor

Los MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor) tienen 3 principales regiones de operación: región de saturación, región triodo y región de corte. El MOSFET debe operar en la región triodo y corte para que funcione como un interruptor. Para que el MOSFET no conduzca este debe estar en la región de corte y para que este se encuentre en la región de corte, el voltaje entre la puerta y la fuente del MOSFET (V_{GS}) debe ser menor al voltaje umbral V_{TH} . Para que el MOSFET se encuentre en estado triodo se deben cumplir las siguientes condiciones [19].

$$V_{GS} \geq V_{TH}, \quad (2.3)$$

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_{TH}, \quad (2.4)$$

donde V_{GS} es el voltaje entre la puerta y la fuente, V_{TH} es el voltaje umbral para que el MOSFET conduzca y V_{DS} es el voltaje entre el drenador y la fuente. A continuación se muestra la figura 2.3 que representa la curva característica del NMOS (MOSFET tipo N)

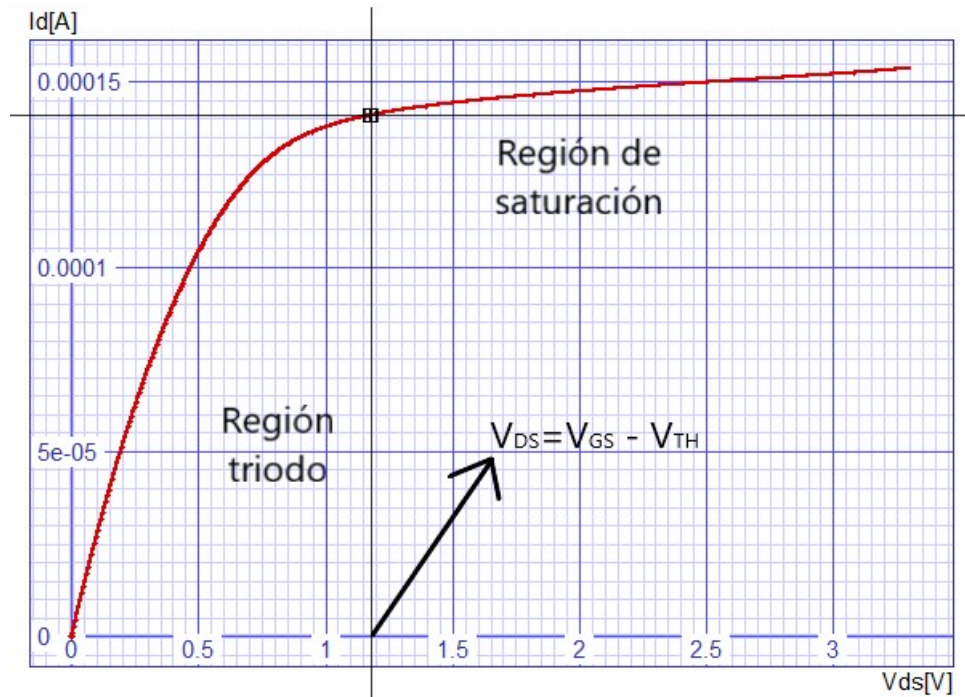


Figura 2.3: Curva característica del NMOS para un $V_{GS} = 2V$

En la figura 2.3 se observa que en la región triodo se tiene un comportamiento lineal entre la corriente y el voltaje, por lo que en esa región el MOSFET se comporta como si fuese una resistencia.

2.2.2. Puertas de Transmisión

Las puertas de transmisión están compuestas por un MOSFET tipo N conectado en paralelo con otro MOSFET tipo P. Las señales en las puertas de los MOSFETs son complementarias. Es decir, una señal es la negada de la otra. Gracias a ello, ambos MOSFETs funcionan simultáneamente como interruptor abierto (región de corte) o interruptor cerrado (región triodo) de acuerdo a la señal de entrada en la puerta de estos MOSFETs. A continuación se presentará gráficamente a las puertas de transmisión.

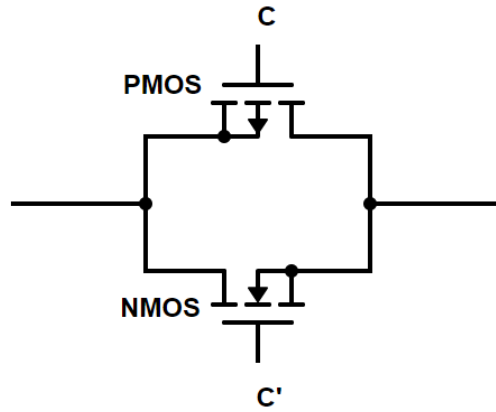


Figura 2.4: Puerta de transmisión

Las puertas de transmisión presentan principalmente 2 características. La primera es que cuando se comporta como interruptor abierto, idealmente la impedancia de la puerta de transmisión tiende a infinito. Por otro lado, los MOSFETs presentan una resistencia cuando se comportan como interruptor cerrado. A esta resistencia se le llama R_{ON} [19], [20]. Esta resistencia puede ser expresada como

$$R_{ON} = \frac{1}{\mu * C_{ox} * \frac{W}{L} * (V_{GS} - V_{TH})}, \quad (2.5)$$

donde μ es la movilidad de los electrones o huecos en el canal, V_{GS} es el voltaje de la puerta con respecto a la fuente del MOSFET, W es el ancho del canal del transistor, L es el largo del canal del transistor, C_{OX} y V_{TH} son los parámetros de fabricación de los MOSFETs [12], [20]. Por lo tanto, la segunda característica de las puertas de transmisión es que cuando se comporta como interruptor cerrado, la impedancia que presenta es el paralelo de las resistencias R_{ON} de cada uno de los MOSFETs.

Como se mencionó anteriormente, idealmente se tiene una impedancia que tiende a infinito cuando se comporta como interruptor abierto. Sin embargo, existe una pequeña corriente de fuga y, por lo tanto, una resistencia R_{OFF} que puede ser determinada como

$$R_{OFF} = \frac{1}{\lambda * I_{OFF}}, \quad (2.6)$$

donde λ es la inversa del voltaje early e I_{OFF} es la corriente de fuga que fluye por el transistor cuando el voltaje V_{GS} no supera el voltaje umbral.

2.3. Parámetros

Los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados tienen dos principales parámetros. Uno de ellos es la eficiencia. Los convertidores deben generar un voltaje de salida lo más cercano posible al voltaje de entrada multiplicado por la ganancia. Sin embargo, existen pérdidas que se presentan en el convertidor DC-DC a base de capacitores conmutados [4], [12], [20], por lo que la eficiencia puede ser expresada como

$$\eta = \frac{P_{salida}}{P_{salida} + P_{pérdidas}}, \quad (2.7)$$

donde η es la eficiencia, P_{salida} es la potencia de salida del convertidor DC-DC y $P_{pérdidas}$ es la potencia de las pérdidas.

El segundo parámetro importante es el rango de conversión de voltajes. Esto quiere decir que los convertidores DC-DC deben de ser reconfigurables y ser capaces de generar distintas conversiones de voltaje.

2.3.1. Eficiencia

2.3.1.1. Tipos de pérdida de potencia

El convertidor DC-DC presenta pérdidas de potencia al convertir un voltaje a otro. Entre ellas se encuentran las pérdidas por voltaje de rizado en la salida debido a la distribución de carga y descarga de los condensadores, pérdidas por conmutación, pérdidas por corriente de fuga, pérdidas debido a los condensadores que presentan una resistencia en serie equivalente (R_{ESR}) y las pérdidas por los interruptores debido a la resistencia R_{ON} [4], [12]. Las pérdidas por conmutación dependen de la frecuencia, el voltaje de alimentación y de la capacitancia vista en la salida. Se puede afirmar, entonces, que la potencia dinámica es proporcional a la frecuencia de conmutación y al ancho del canal. Esto puede evidenciarse en la ecuación 2.8 mostrada a continuación

$$P_{conmutación} = C_{OX} * W * L * V_{GS}^2 * f, \quad (2.8)$$

Donde C_{OX} , W y L son parámetros del transistor, V_{GS} es el voltaje entre la puerta y la fuente del transistor y f es la frecuencia de conmutación.

El voltaje de rizado puede ser expresado como

$$\Delta V = \frac{I_{OUT}}{2 * f * C}, \quad (2.9)$$

Entonces, las pérdidas por voltaje rizado pueden ser expresadas como

$$P_{\Delta V} = \frac{I_{OUT}^2}{4 * f * C}, \quad (2.10)$$

donde P_{OUT} es la potencia de salida, f es la frecuencia de conmutación, R_{OUT} es la resistencia en la salida y C es la capacitancia vista desde la salida en la etapa de descarga. Las pérdidas por corriente de fuga pueden ser expresadas de la siguiente manera

$$P_{fuga} = I_{OUT}^2 * R_{OFF}, \quad (2.11)$$

donde R_{OFF} es la resistencia que se presenta en el transistor cuando se comporta como circuito abierto. Por último, las pérdidas por conducción pueden ser expresadas de la siguiente manera.

$$P_{conducción} = I^2 * (R_{ON} + R_{ESR}) = I^2 * \frac{1}{\mu * C_{ox} * \frac{W}{L} * (V_{GS} - V_{TH})} + I^2 * R_{ESR}, \quad (2.12)$$

donde R_{ON} en conjunto con R_{ESR} representan las resistencias en el transistor cuando conduce y en el condensador respectivamente. C_{OX} , V_{TH} , W y L son parámetros de proceso de fabricación de los transistores.

Estas perdidas pueden minimizarse a través de técnicas, mejora en los procesos de fabricación o en el uso de componentes. Por ejemplo, las pérdidas por las resistencia R_{ON} son minimizadas al usar puertas de transmisión como interruptores, ya que esta resistencia se reduce debido a que los MOSFETs se encuentran en paralelo.

La suma de estas potencias pueden ser expresadas como

$$P_{SUM} = P_{conmutación} + P_{\Delta V} + P_{conducción} + P_{fuga} \quad (2.13)$$

Es claro que los valores de R_{ON} , R_{ESR} y R_{OFF} varían de acuerdo a la ganancia que uno elige, ya que el número de condensadores e interruptores varía de acuerdo a la ganancia. Es por ello que las pérdidas dependen de la topología [17]. Las pérdidas normalizadas topológicas por las resistencias R_{ON} y R_{ESR} pueden ser expresadas como

$$\frac{P_{ON}}{P_{OUT}} = M * \frac{\Delta R}{R_{OUT}}, \quad (2.14)$$

donde ΔR es la suma de R_{ON} con R_{ESR} y M es la ganancia del convertor. Por otro lado, las pérdidas normalizadas topológicas debido a la resistencia R_{OFF} pueden ser expresadas como

$$\frac{P_{OFF}}{P_{OUT}} = (F_{T_{offc}} + F_{T_{offd}}) * \frac{R_{OUT}}{R_{OFF}}, \quad (2.15)$$

donde $F_{T_{offc}}$ representa las pérdidas normalizadas en la etapa de carga y $F_{T_{offd}}$ representa las pérdidas normalizadas en la etapa de descarga. La expresión $F_{T_{offc}}$ presenta la siguiente ecuación

$$F_{T_{offc}} = \frac{1}{M^2} \left[\sum_{i=1}^n \frac{2(N_i - 1)}{N_i^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{N_i^2} \sum_{j=1}^{N_i} [(j - 1)^2 + (N_i - j)^2] + (M - 1)^2 \right], \quad (2.16)$$

donde N_i es el número de condensadores en el arreglo i y n es el número de arreglos totales. Por otro lado, la expresión $F_{T_{offd}}$ presenta la siguiente ecuación

$$F_{T_{offd}} = \frac{1}{M^2} \left[(M - 1)^2 + \sum_{i=1}^{n-1} N_i \left[\sum_{j=i+1}^n \frac{1}{N_j} \right]^2 + \sum_{i=2}^n N_i \left(M - \sum_{j=i}^n \frac{1}{N_j} \right)^2 + \sum_{i=1}^n \frac{(N_i - 1)}{N_i^2} \right], \quad (2.17)$$

2.3.2. Rango de conversión de voltajes

Los convertidores DC-DC a base de capacitores conmutados deben ser reconfigurables para que generen distintas conversiones de voltaje para que se adecuen a los requerimientos de voltaje del dispositivo conectado a la salida del convertor DC-DC [9], [21]. Los estados en los que se encuentran los interruptores definen la conexión de los condensadores y, por lo tanto, definen la ganancia o conversión de voltaje. El conjunto de estados posibles dentro de un convertor SC DC-DC define el rango de conversiones de voltaje. Existen 3 tipos de convertor SC DC-DC: los step-down que generan voltajes inferiores al voltaje de entrada, los step-up que generan voltajes superiores al de la entrada y los step-up/step-down que generan tanto voltajes superiores como inferiores a la entrada. Por ejemplo, la topología serie-paralelo permite conversiones tanto superiores como inferiores al voltaje de entrada.

Conclusiones

- El convertor DC-DC óptimo para aplicaciones en WSN debe de ser a base de capacitores conmutados debido a su alta densidad de potencia, su alta eficiencia de potencia y su compatibilidad con tecnología CMOS.
- La eficiencia de potencia resulta ser un parámetro importante en el diseño del convertor SC DC-DC, ya que en el capítulo 2 se observó que el convertor SC DC-DC no es ideal y existen distintos tipos de pérdidas de potencia.
- El diseño del convertor SC DC-DC debe de contemplar la generación de señales de reloj necesarias para que el convertor SC DC-DC pueda conmutar entre el estado de carga y descarga y, por lo tanto, se pueda generar las conversiones de voltaje deseadas.
- La selección de la frecuencia de conmutación y del ancho de canal de los transistores resulta importante ya que las pérdidas de potencia del convertor SC DC-DC depende de estos parámetros.

Recomendaciones y trabajos futuros

- Se recomienda el uso de Ring Oscillator y de divisores de frecuencia para la generación de señales de reloj que permitan la efectiva conmutación entre el estado de carga y descarga del convertor SC DC-DC.
- Las puertas de transmisión reducen las pérdidas de conducción, por lo que se recomienda usarlas en donde se vea conveniente para reducir las pérdidas por conducción.
- Existen distintas técnicas para minimizar las pérdidas de potencia. Se recomienda el estudio y el uso de estas técnicas a fin de mejorar la eficiencia del convertor SC DC-DC.
- El convertor SC DC-DC propuesto no contempla las variaciones de entrada que puede haber en los cosechadores de energía. Por ello, para dar continuidad a este trabajo se recomienda realizar un control para un voltaje de salida estable ante variaciones del voltaje de entrada.

Bibliografía

- [1] Y. Beck and S. Singer, “General transposed series-parallel switched capacitor converter topologies,” in *2017 IEEE AFRICON*, pp. 1351–1356, Sep. 2017.
- [2] Digital Transformation Monitor, “Energy harvesting to power the rise of the Internet of Things Energy harvesting to power the rise of the Internet of Things,” *European Commission*, 2017.
- [3] L. da Silva, L. Severo, and A. Girardi, “Integrated DC-DC Converter for Photovoltaic Energy Harvesting Targeted to Indoor Applications,” *Computer Architecture and Microelectronics Group*, 2018.
- [4] D. Ma and R. Bondade, *Reconfigurable Switched-Capacitor Power Converters*, pp. 71–110. New York, NY: Springer New York, 2013.
- [5] R. J. M. Vullers, R. v. Schaijk, H. J. Visser, J. Penders, and C. V. Hoof, “Energy harvesting for autonomous wireless sensor networks,” *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 2, pp. 29–38, Spring 2010.
- [6] Y. Chen, *Energy Harvesting Communications: Principles and Theories*. Wiley, 2019.
- [7] X. Chen, L. Huang, J. Xing, Z. Shi, and Z. Xie, “Energy harvesting system and circuits for ambient WiFi energy harvesting,” *ICCSE 2017 - 12th Int. Conf. Comput. Sci. Educ.*, no. Iccse, pp. 769–772, 2017.
- [8] M. Kalaagi and D. Seetharamdoo, “Electromagnetic Energy Harvesting Systems in the Railway Environment: State of the Art and Proposal of a Novel Metamaterial Energy Harvester,” *13th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2019*, pp. 1–5, 2019.
- [9] T. Ruan, Z. J. Chew, and M. Zhu, “Energy-Aware Approaches for Energy Harvesting Powered Wireless Sensor Nodes,” *IEEE Sens. J.*, vol. 17, no. 7, pp. 2165–2173, 2017.

- [10] H. P. Le, “ES4-4: Circuit design techniques for fully integrated voltage regulator using switched capacitors,” *Proc. Cust. Integr. Circuits Conf.*, pp. 1–69, 2017.
- [11] J. Wang, “Design of a Boost DC-DC Converter for Energy Harvesting Applications in 40nm CMOS Process,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, pp. 74–77, 2014.
- [12] H. Le, S. R. Sanders, and E. Alon, “Design techniques for fully integrated switched-capacitor dc-dc converters,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, pp. 2120–2131, Sep. 2011.
- [13] S. Bang, D. Blaauw, and D. Sylvester, “A successive-approximation switched-capacitor dc-dc converter with resolution of $v_{in}/2^N$ for a wide range of input and output voltages,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, pp. 543–556, Feb 2016.
- [14] H. Huang, S. Yen, J. Chen, H. Hong, and K. Cheng, “Low-voltage indoor energy harvesting using photovoltaic cell,” in *2016 IEEE 19th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits Systems (DDECS)*, pp. 1–4, April 2016.
- [15] K. Wang, C. Pi, W. Yan, and W. Li, “A novel high efficiency low ripple switched-capacitor dc/dc converter,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 71, pp. 81–94, Apr 2012.
- [16] Y. Beck, S. Singer, and L. Martinez-Salamero, “Modular realization of capacitive converters based on general transposed series-parallel and derived topologies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 1622–1631, March 2014.
- [17] Y. Beck, N. Eden, S. Sandbank, S. Singer, and K. M. Smedley, “On loss mechanisms of complex switched capacitor converters,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, pp. 2771–2780, Nov 2015.
- [18] Y. Beck and S. Singer, “Capacitive matrix converters,” in *2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, pp. 1–6, Aug 2008.
- [19] A. Sedra, *CIRCUITOS MICROELECTRÓNICOS*. McGraw-Hill Interamericana de España S.L., 2006.
- [20] R. Rikhtegar Ghiasi, A. Sahafi, J. Sobhi Geshlaghi, and Z. Daei Kouzekanani, “A 2:1 switched-capacitor dc-dc converter for low power circuits,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 84, pp. 215–222, Aug 2015.

- [21] P. Pérez-Nicoli, P. C. Lisboa, F. Veirano, and F. Silveira, “A series–parallel switched capacitor step-up dc–dc converter and its gate-control circuits for over the supply rail switches,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 85, pp. 37–45, Oct 2015.

