

**CONVERTIDORES DC-DC PARA APROVECHAMIENTO DE FRENADO  
REGENERATIVO EN SISTEMAS DE TRACCIÓN ALIMENTADOS CON  
CORRIENTE DIRECTA**

**AUTOR:**

**VÍCTOR ALFONSO PALACIO GARCÉS**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**MEDELLÍN**

**2014**

**CONVERTIDORES DC-DC PARA APROVECHAMIENTO DE FRENADO  
REGENERATIVO EN SISTEMAS DE TRACCIÓN ALIMENTADOS CON  
CORRIENTE DIRECTA**

**AUTOR:**

**VÍCTOR ALFONSO PALACIO GARCÉS**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**MEDELLÍN**

**2014**

**CONVERTIDORES DC-DC PARA APROVECHAMIENTO DE FRENADO  
REGENERATIVO EN SISTEMAS DE TRACCIÓN ALIMENTADOS CON  
CORRIENTE DIRECTA**

**AUTOR:**

**VÍCTOR ALFONSO PALACIO GARCÉS**

**Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Mecánico y Electricista**

**DIRECTOR:**

**ANDRÉS EMIRO DIEZ**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS**

**FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**MEDELLÍN**

**2014**

## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar quiero agradecerle a mi familia por haberme apoyado a lo largo de todo mi trayecto en el pregrado en forma incondicional, ya que de esta forma fue posible culminar el pregrado de Ingeniería Eléctrica y Mecánica en la Universidad Pontificia Bolivariana, a mi director de trabajo de grado Andrés Emiro Diez, quien en forma constante me brindó el apoyo y las herramientas necesarias para enfrentar las dificultades que se me presentaron hasta llegar a una solución satisfactoria.

Finalmente quiero agradecerle a la Universidad por brindarme todos los recursos, tanto técnicos como humanos, para el desarrollo del trabajo de grado.

## TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN.....	13
CAPÍTULO 1. TOPOLOGÍAS Y CONSIDERACIONES DE DISEÑO. ....	15
1.1. Tipos de convertidores básicos .....	18
1.1.1. Convertidor reductor <i>Buck</i> .....	20
1.1.2. Convertidor elevador <i>Boost</i> .....	24
1.1.3. Convertidor reductor-elevador <i>Buck-Boost</i> .....	27
1.2. Nivel de DC y la oscilación de la forma de onda de la corriente del inductor .....	30
1.3. Picos de corriente de AC y DC.....	33
1.4. Caso más crítico de voltaje de entrada.....	36
1.4.1. Convertidor <i>Buck</i> .....	37
1.4.2. Convertidor <i>Buck-Boost</i> .....	38
1.4.3. Convertidor <i>Boost</i> .....	39
1.5. Relación de corriente de rizado $r$ .....	40
1.6. Relación de $r$ con la inductancia .....	41
1.7. Valor óptimo de $r$ .....	42
1.8. Inductor e inductancia.....	44
1.9. Relación de la inductancia y el tamaño del inductor con la frecuencia. ....	45
1.10. Relación de la inductancia y el tamaño del inductor con la corriente de carga. 46	
1.11. Cómo se especifica el régimen de corriente de un inductor <i>Off-the-shelf</i> y cómo seleccionarlo .....	46
1.12. Corriente de un inductor que debe considerarse para una aplicación determinada. ....	47
CAPÍTULO 2. REVISIÓN DEL MERCADO .....	50

CAPÍTULO 3. ANÁLISIS DEL PROCESO DE FRENADO REGENERATIVO.....	57
3.1. Etapas del proceso de frenado regenerativo caso Metro de Medellín .....	58
3.1.1. <i>Chopper</i> .....	58
3.1.2. Convertidor <i>Boost (frenado)</i> .....	60
3.1.3. Circuito básico en modo frenado.....	61
3.2. Modos de frenado .....	63
3.2.1. Circuito exacto.....	64
3.2.2. Modo frenado (circuito exacto) .....	67
CONCLUSIONES.....	68
BIBLIOGRAFÍA .....	69

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Símbolo del convertidor DC-DC. ....	15
Figura 2. Segmento unifilar del sistema Metro de Medellín (Lara L, et al., 2013).....	17
Figura 3. Interruptor de dos posiciones con carga resistiva (Czarkowski, 2011).....	19
Figura 4. Forma de onda de la tensión de salida de un interruptor con diodo embebido (Czarkowski, 2011). ....	20
Figura 5. Esquema de un convertidor <i>Buck</i> (Czarkowski, 2011). ....	21
Figura 6. Formas de onda de un convertidor <i>Buck</i> (Czarkowski, 2011). ....	22
Figura 7. Esquema de un convertidor <i>Boost</i> (Czarkowski, 2011). ....	25
Figura 8. Formas de onda de un convertidor <i>Boost</i> (Czarkowski, 2011). ....	26
Figura 9. Esquema de un convertidor <i>Buck-Boost</i> (Czarkowski, 2011).....	28
Figura 10. Formas de onda de un convertidor <i>Buck-Boost</i> (Czarkowski, 2011).....	29
Figura 11. Influencia sobre la oscilación de corriente e <i>IDC</i> (Maniktala, 2013).....	31
Figura 12. Definición de valores pico y pico-pico (Maniktala, 2013). ....	33
Figura 13. Corriente en función del ciclo de trabajo (Maniktala, 2013). ....	37
Figura 14. Modos de operación BCM y CCM (Maniktala, 2013). ....	40
Figura 15. Influencia sobre los demás componentes al variar <i>r</i> (Maniktala, 2013) .....	43
Figura 16. Circuito de tracción de los trenes de primera generación del Metro de Medellín (Giraldo, et al., 2011).....	59
Figura 17. Circuito básico de un <i>chopper</i> en marcha (Giraldo, et al., 2011) .....	59
Figura 19. Convertidor <i>Boost</i> con el interruptor cerrado (Giraldo, et al., 2011).....	61
Figura 20. Convertidor <i>Boost</i> con el interruptor abierto (Giraldo, et al., 2011).....	61
Figura 21. Circuito básico general y modo marcha (Giraldo, et al., 2011) .....	62
Figura 22. Circuito exacto de los trenes de Medellín y subsistemas.....	65

Figura 23. Circuito de tracción detallado para el modo frenado (Giraldo, et al., 2011)..... 67



## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Revisión del mercado .....	51
Tabla 2. Elementos del circuito básico (Giraldo, et al., 2011) .....	63

## GLOSARIO

**Catenaria:** cable aéreo mediante el cual se realiza el suministro de potencia a los trenes que conforman el Metro de Medellín.

**Chopper:** este elemento tiene las propiedades de comportarse como un convertidor DC/DC de tipo reductor, utilizado ampliamente en el control de máquinas de corriente directa; sin embargo, para su operación es necesario que no opere en vacío, es decir, que tenga asociada una determinada carga.

**Convertidor DC-DC:** son sistemas que involucran electrónica de potencia, utilizados comúnmente en fuentes de alimentación reguladas. Su función es adaptar la naturaleza de la energía eléctrica a las necesidades de la carga. Generalmente, las magnitudes de entrada a un convertidor DC-DC no están reguladas.

**Convertidor *Buck*:** dispositivo que reduce la tensión.

**Convertidor *Boost*:** dispositivo que eleva la tensión.

**Convertidor *Buck-Boost*:** dispositivo que puede elevar o reducir la tensión.

**Eficiencia:** es la relación entre la potencia que entrega un dispositivo y la potencia que consume. Dicha cantidad es menor que 1.

**Inductor *off-the-shelf*:** es una inductancia externa añadida para filtrar, en ocasiones son construidas sin núcleo de hierro.

**Pérdidas:** es la energía que no se convierte en trabajo útil debido a factores intrínsecos al proceso.

**Ultracapacitor:** es dispositivo capaz de almacenar densidades de energía considerablemente altas. Su capacitancia, en comparación con los dispositivos tradicionales es del orden de decenas o centenas de Faradios.

*Voltsecond*: unidad derivada del sistema internacional de unidades para el flujo magnético, la cual es equivalente al Weber.

## RESUMEN

Este trabajo comprende una revisión bibliográfica sobre los convertidores DC-DC, además del análisis de las etapas del proceso de frenado regenerativo como lo son: mecánico, disipativo y el frenado donde se transforma la energía cinética en energía eléctrica. Con esto se pretende contribuir al desarrollo de soluciones y alternativas que permitan hacer un uso eficiente y racional de la energía en sistemas de transporte urbanos como el metro de Medellín.

El documento explica en forma detallada el principio de funcionamiento de los convertidores DC-DC y los modos de operación, esto es, convertidor reductor (*Buck*), convertidor reductor-elevador (*Buck-Boost*) y convertidor elevador (*Boost*). Además presenta una breve revisión del mercado en cuando a fabricantes y proveedores, y como se mencionó anteriormente, el análisis de las tres etapas del proceso de frenado regenerativo.

Una vez finalizado este trabajo, pudo concluirse que al implementar el subsistema de almacenamiento de energía que comprende ultracapacitores y convertidores DC-DC, la eficiencia del proceso de frenado regenerativo se incrementa. Además, las curvas de demanda de la red se vuelven menos pronunciadas en las regiones de pico y de valle, con lo cual se mitiga el impacto de los transitorios electromagnéticos sobre el sistema.

## INTRODUCCIÓN

Debido a la creciente demanda de energía como consecuencia del desarrollo industrial y aumento poblacional, se ha convertido en una necesidad fundamental a nivel mundial la reducción del consumo de energía. Teniendo en cuenta además, que los diferentes recursos energéticos escasean, principalmente el petróleo y sus derivados.

El Metro de Medellín es un sistema colombiano de transporte masivo cuyos ingresos provienen de la tarifa al usuario, y que tiene para con el Estado una deuda de aproximadamente 1.300 millones de dólares (Saldarriaga & Restrepo, 2001). Por tal razón, cualquier ahorro en el consumo de energía de este sistema debería verse reflejado en las tarifas al usuario, y en las consecuencias sociales, ambientales y económicas que esto traiga.

La generación de energía eléctrica a partir del frenado de un vehículo (frenado regenerativo), se traduce en una disminución de la energía neta que se requiere para su funcionamiento. Una vez generada y almacenada en bancos de ultracapacitores, es energía disponible para utilizar en determinada situación, con el fin de que la curva de demanda tienda a ser lo más plana posible.

En un estudio previo realizado por la Universidad Pontificia Bolivariana y el Metro de Medellín en uno de los trenes operando en condiciones normales, se identificó un potencial atractivo de ahorro de energía en la disipación de las resistencias de frenado, gracias a la simulación de condiciones eléctricas y la instalación de sensores.

Así pues, se requiere un estudio de los convertidores DC-DC para la aplicación en frenado regenerativo, haciendo énfasis en el principio de funcionamiento, las principales variables involucradas en el diseño de éstos, los modos de operación y una breve revisión del mercado de los mismos, identificando proveedores y fabricantes.

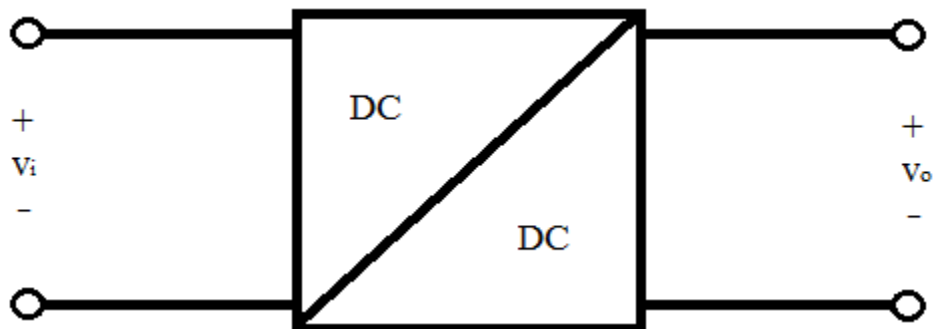
El trabajo presentado en este texto consiste en una revisión bibliográfica sobre los convertidores DC-DC, en la cual se da a conocer el principio funcionamiento y los modos de operación de cada tipo de convertidor.

## CAPÍTULO 1. TOPOLOGÍAS Y CONSIDERACIONES DE DISEÑO.

Los convertidores DC-DC son dispositivos que utilizan electrónica de potencia, cuya aplicación principal se encuentra en fuentes de alimentación reguladas. Usualmente se utilizan en el control de motores eléctricos, y en general, cualquier aplicación que requiera adaptar las magnitudes de la energía eléctrica a las necesidades específicas de una carga.

Comúnmente, las variables de entrada de estos dispositivos (voltaje y corriente) provienen de una red de corriente alterna rectificadas y posteriormente filtradas. Dichas variables generalmente no están reguladas, lo cual podría llegar a ser nocivo para una carga que dependa de una alimentación con ciertos requerimientos de calidad.

En un convertidor DC-DC es posible regular la tensión o la corriente en los terminales de salida, independiente de la calidad de la alimentación, mediante un circuito realimentado que actúa sobre el ciclo de trabajo del convertidor (Garcera, Figueres, & Abellán, 1998).



**Figura 1. Símbolo del convertidor DC-DC.**

En sistemas de tracción urbanos para el transporte masivo de personas como el Metro de Medellín, es usual que algunas estaciones incluyan sistemas de rectificación provenientes directamente de una subestación. Este procedimiento se realiza por medio de puentes rectificadores de 6, 12, 24 o más pulsos, en cuyo caso, el orden de armónicos inyectados a

la red de AC es proporcional al número de pulsos. Debe tenerse en cuenta que un orden de armónicos altos se presentará una distorsión armónica total baja, lo cual se traducirá en una mayor calidad de la potencia (Moreno, Ríos, Ramos, & Quintero, 2009).

En dichas subestaciones de rectificación, es importante controlar la calidad de la potencia y las formas de onda de corriente y tensión que alimentarán las catenarias, de tal manera que se conserve la integridad de todos los dispositivos de control, servicios auxiliares y demás que dependan de dicha alimentación. Para ello se emplean equipos como convertidores DC-DC, los cuales *grosso modo*, intentan mantener condiciones estables de tensión y corriente a la salida (alimentación de cargas) independientemente de algunas variaciones a la entrada en la forma de onda proveniente del sistema rectificador.

En la Figura 2 se presenta un segmento del sistema del Metro de Medellín en el cual aparecen cuatro estaciones de rectificación como lo son: Universidad, San Antonio, Estadio y Poblado, las cuales a su vez se alimentan de la Subestación San Diego. En dichas estaciones, aparte del sistema de rectificación y filtrado, debe garantizarse que la energía de alimentación suministrada a las catenarias cumpla con ciertas condiciones, para lo cual se emplea un convertidor DC-DC, además de un sistema de control que determine cuándo y bajo qué condiciones se realizan los proceso de frenado regenerativo, mecánico o disipativo que posteriormente serán expuestos.



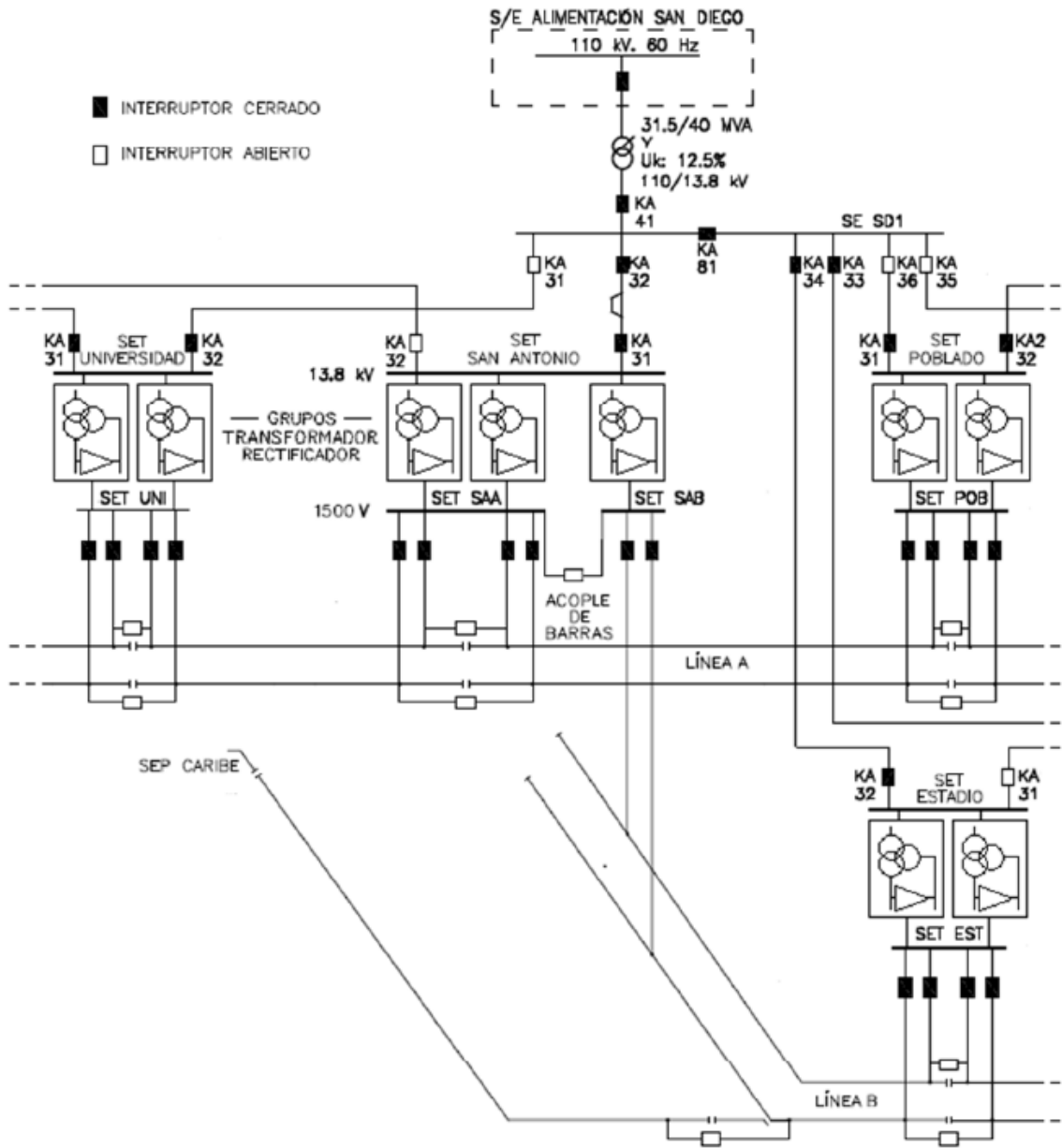


Figura 2. Segmento unifilar del sistema Metro de Medellín (Lara L, et al., 2013).

Los componentes magnéticos de cualquier fuente de alimentación conmutada son una parte integral de su topología. El diseño y selección de los componentes magnéticos, puede afectar seriamente el costo de todos los demás dispositivos electrónicos asociados, además de incidir en la eficiencia y tamaño del propio dispositivo.

En cuanto a los convertidores DC-DC, es importante saber que el único componente magnético que poseen es su inductor. Además, en este tipo de forma de transformación de energía es bastante usual que se empleen inductores *off-the-shelf* en casi todas las aplicaciones. Obviamente, todos los inductores no pueden ser lo suficientemente estándar para cubrir todas las aplicaciones. Sin embargo, para un determinado inductor al cuál se le conoce su rendimiento bajo ciertas condiciones, es posible calcular fácilmente cuál será su comportamiento en otra aplicación que se desee y para otras condiciones. Así pues, es posible validar o no una selección inicial.

Al tener un amplio rango en la tensión de entrada, es posible preguntarse acerca de cuál sería el peor caso para un determinado punto dentro de dicho rango. Es importante tener en cuenta que en la selección de un componente de potencia, debe considerarse el peor de los casos o escenarios que podría llegar a enfrentar este elemento, y en la medida en que el parámetro de sobre carga sea más relevante, los factores de seguridad a tener en cuenta también deberán ser de un margen mayor (Maniktala, 2013).

### **1.1. Tipos de convertidores básicos**

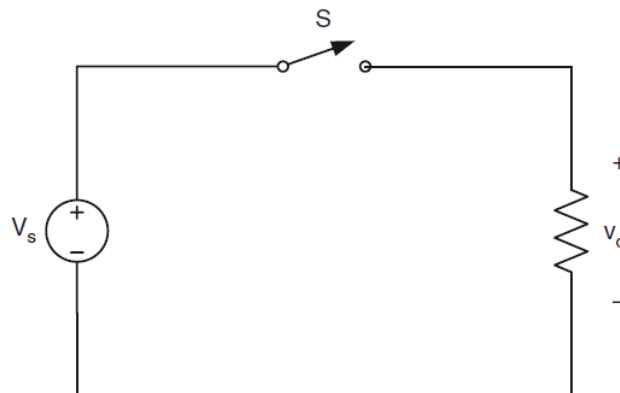
Existen tres topologías básicas o fundamentales de convertidores DC-DC que son: convertidor reductor *Buck*, convertidor elevador *Boost* y finalmente, convertidor reductor-elevador *Buck-Boost*. Estos convertidores tienen dos problemas principalmente: vinculación entre la entrada y la salida, y el rizado en la tensión de salida (Digital Power and Applications, 2005).

Los convertidores DC-DC se pueden clasificar en dos categorías principalmente: con transformador aislado y sin transformador aislado. En cada caso hay varias topologías.

En cuanto las topologías sin transformador aislado, debe tenerse en cuenta que este tipo de convertidores de conmutación son usados cuando algún componente externo como un transformador de 50-60 Hz provee el aislamiento de DC y la protección. Este tipo de convertidores son más simples y por lo tanto fáciles de comprender y diseñar. Sin embargo son más propensos a fallar por pérdida de aislamiento de DC. Por esta razón, son utilizados sobre todo en situaciones tales como sistemas distribuidos donde una fuente primaria de alimentación proporciona el mayor aislamiento de DC.

Dentro de los convertidores que no poseen transformador aislado se encuentran las topologías *Buck*, *Boost* y finalmente, *Buck-Boost*, previamente mencionadas (Power Electronic Design Handbook, 1998).

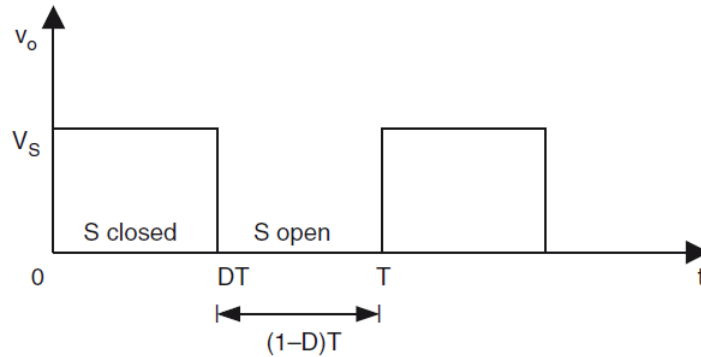
En la Figura 3 se da a conocer el esquema unifilar de un interruptor de dos posiciones que controla la alimentación de una carga resistiva. La conexión que se presenta es un circuito serie. En muchas aplicaciones, los interruptores tienen funciones de bloqueo unidireccional por tensión y capacidad de conducción unidireccional de corriente (Czarkowski, 2011).



**Figura 3. Interruptor de dos posiciones con carga resistiva (Czarkowski, 2011).**

Si se usa un diodo anti paralelo o embebido en un interruptor, este exhibe una propiedad de conducción de corriente bidireccional como se muestra en la Figura 4. El interruptor es operado con un ciclo de trabajo  $D$  definido como una relación entre el tiempo de encendido  $t_{ON}$  y la suma del tiempo de encendido  $t_{ON}$  y el tiempo de apagado  $t_{OFF}$  (ecuación 1).

$$D = \frac{t_{ON}}{(t_{ON} + t_{OFF})} \quad (1)$$



**Figura 4. Forma de onda de la tensión de salida de un interruptor con diodo embebido (Czarkowski, 2011).**

Donde  $T$  es el periodo de la frecuencia de conmutación, y el valor medio de la tensión de salida  $V_o$  está dado por la ecuación 2:

$$V_o = DV_s \quad (2)$$

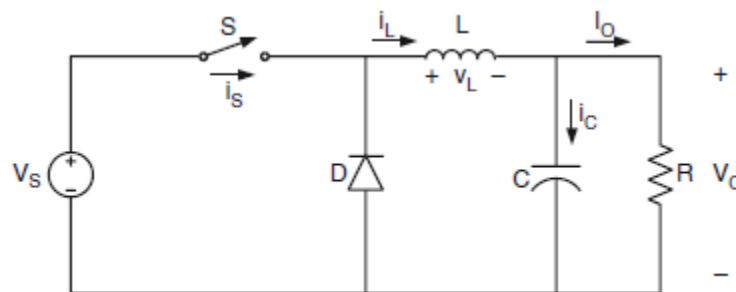
Y puede ser regulada al ajustar el ciclo de trabajo  $D$ .

### 1.1.1. Convertidor reductor *Buck*

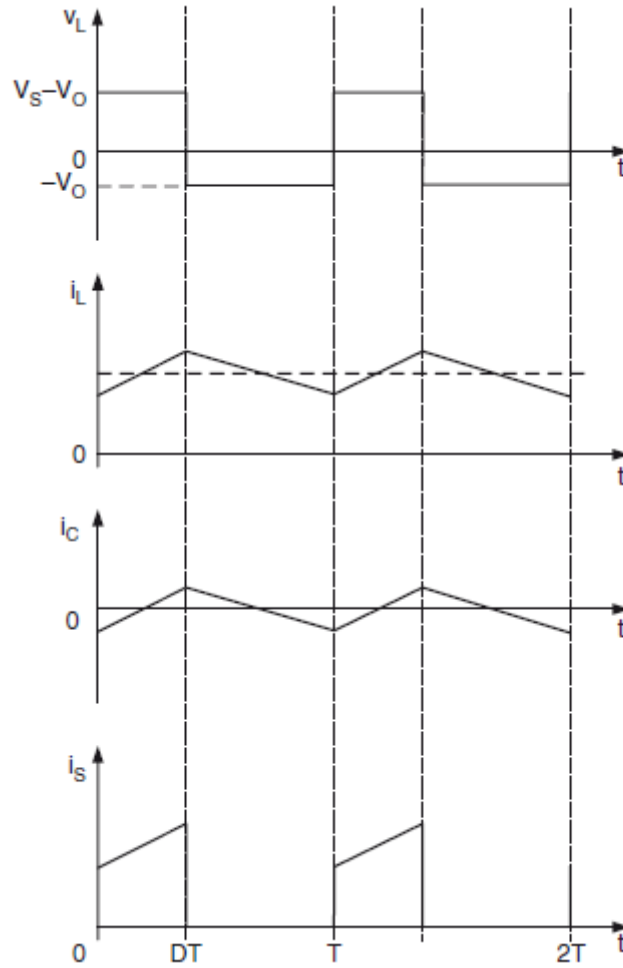
Este es el convertidor más elemental de todos, y es la piedra angular de todas las demás topologías. Aunque es capaz de entregar una gran cantidad de potencia durante funcionamiento normal, no es una opción común entre los diseñadores debido a las siguientes limitaciones:

- El voltaje de entrada debe ser una o dos veces el voltaje de salida con el fin de mantener una buena regulación.
- El tiempo de recuperación inversa del diodo presenta un cortocircuito instantáneo a través de la fuente de entrada cuando el interruptor de potencia se enciende.
- Si el semiconductor del interruptor de potencia falla durando la condición de cortocircuito, la entrada queda cortocircuitada con la carga (Power Electronic Desing Handbook, 1998).

El convertidor *Buck* básico se presenta en la Figura 5. Éste consta de una fuente de tensión  $V_S$  controlada por un interruptor  $S$ , un diodo  $D$ , un filtro inductor  $L$ , un filtro capacitivo  $C$  y una carga de tipo resistiva  $R$ . Para este tipo de convertidor, las formas de onda típicas de tensión se dan a conocer en la Figura 6, bajo el supuesto de que la corriente a través del inductor siempre tiene polaridad positiva (Czarkowski, 2011).



**Figura 5. Esquema de un convertidor *Buck* (Czarkowski, 2011).**



**Figura 6. Formas de onda de un convertidor *Buck* (Czarkowski, 2011).**

El estado del convertidor en el que la corriente del inductor nunca es cero para cualquier periodo de tiempo es llamado modo de conducción continua (CCM). Puede verse desde el circuito de la Figura 5 que cuando el interruptor  $S$  se enciende, el diodo  $D$  se polariza inversamente, mientras que cuando el interruptor  $S$  se apaga, el diodo conduce para favorecer la corriente interrumpida del inductor.

La relación entre el voltaje de salida, voltaje de entrada y el ciclo de trabajo  $D$  puede ser derivada a partir de la forma de onda de tensión en el inductor  $V_L$ , la cual puede apreciarse en la Figura 6. De acuerdo con la ley de inducción de Faraday, los *Voltseconds* producidos en un periodo de funcionamiento en estado estable son cero. Por lo tanto, para un convertidor *Buck*:

$$(V_S - V_O)DT = -V_O(1 - D)T \quad (3)$$

De esta manera, la función de transferencia de tensión de DC, que se define como la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada es:

$$M_V = \frac{V_O}{V_S} = D \quad (4)$$

A partir de la ecuación 4 es posible apreciar que el voltaje de salida siempre es menor que el voltaje de entrada.

Los convertidores DC-DC pueden operar en dos modos distintos respecto a la corriente que circula por el inductor  $I_L$ . En la Figura 6 se describe el CCM, en el cual la corriente del inductor nunca es cero, por el contrario siempre es una cantidad mucho mayor. Por otro lado, cuando el valor promedio de la corriente de entrada es un valor bajo (alta R), y/o la frecuencia  $f$  de conmutación del interruptor  $S$  es baja, el convertidor entra en modo de conducción discontinua (DCM). En este modo, la corriente del inductor toma el valor de cero durante una parte del periodo de conmutación. El modo CCM es de mayor uso debido a que incrementa la eficiencia del convertidor. Por su parte, el modo DCM se utiliza en aplicaciones con requerimientos especiales de control, ya que el orden dinámico del convertidor se reduce, es decir, la energía almacenada en el inductor es igual a cero al inicio y al final de cada periodo de conmutación.

Para un convertidor *Buck*, el valor de la inductancia que determina el límite entre los modos CCM y DCM está dada por la ecuación 5. Para valores de  $L > L_b$  el convertidor operará en CCM.

$$L_b = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (5)$$

La corriente que circula por el filtro inductivo  $I_L$  en el modo CCM consta de una componente de DC  $I_O$  y una componente triangular de AC superpuesta. Casi toda la componente de AC fluye a través del condensador del filtro capacitivo como  $I_C$ . Esta corriente causa un pequeño rizado en la salida de tensión  $V_O$ . Para limitar el valor pico-pico del voltaje de rizado por debajo de una cantidad  $V_r$ , la capacitancia del filtro debe ser mayor que:

$$C_{min} = \frac{(1 - D)V_O}{8V_r L f^2} \quad (6)$$

Las ecuaciones 5 y 6 son la clave y punto de partida para el diseño de un convertidor *Buck*. Los voltajes de entrada y salida, y por ende el ciclo de trabajo  $D$ , son definidos previamente, al igual que el rango de carga  $R$ . El diseñador finalmente se encarga de calcular los valores para los filtros capacitivo  $C$  e inductivo  $L$ , y la frecuencia de conmutación  $f$  a partir de las ecuaciones 5 y 6.

Para reducir las pérdidas en conducción y obtener un convertidor más compacto, es importante emplear componentes pasivos pequeños, esto es,  $C$  y  $L$ , lo cual puede lograrse considerando altas frecuencias de conmutación  $f$ . Sin embargo, debe tenerse en cuenta que la frecuencia está limitada por el tipo de semiconductor empleado en el interruptor (Czarkowski, 2011).

### **1.1.2. Convertidor elevador *Boost***

Este tipo de convertidores permite obtener tensiones de salida más elevadas que las que se conectan a la entrada, además dicha tensión a la salida es regulada (Garcera, Figueres, & Abellán, 1998).

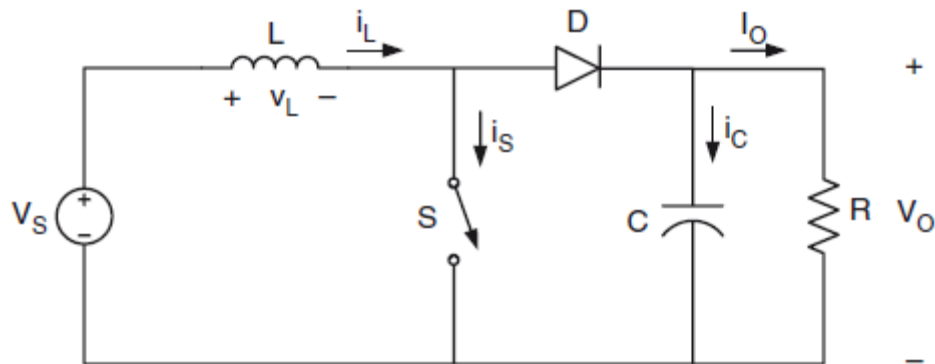
La potencia de salida de este tipo de convertidores es limitada debido a los picos de corriente, los cuales representan un esfuerzo adicional para el interruptor y el diodo. Por otro lado, la capacidad del convertidor *Boost* para evitar los transitorios peligrosos que



puedan llegar a la carga también es bastante pobre (Power Electronic Desing Handbook, 1998) .

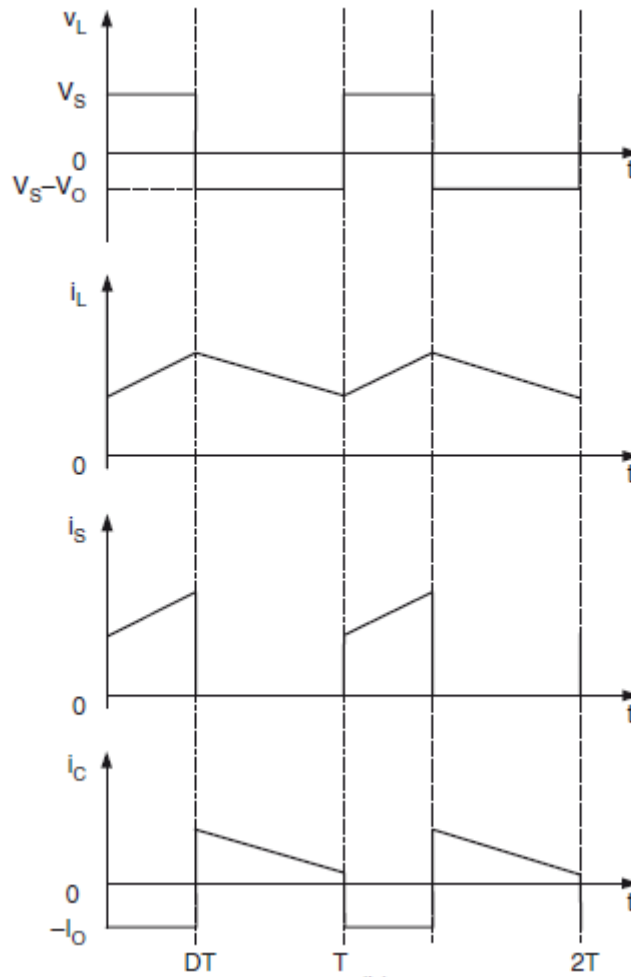
En la Figura 7 se muestra el esquema básico de un convertidor *Boost*, el cual se compone de una entrada de tensión de DC  $V_S$ , una inductancia *Boost*  $L$ , un interruptor  $S$ , un diodo  $D$ , un filtro capacitivo  $C$ , y una resistencia de carga controlada  $R$ .

Las formas de onda del convertidor en CCM, se dan a conocer en la Figura 8.



**Figura 7. Esquema de un convertidor *Boost* (Czarkowski, 2011).**

Cuando el interruptor  $S$  está cerrado, la corriente en el inductor *Boost* incrementa de manera lineal y el diodo  $D$  se encuentra apagado. Cuando el interruptor  $S$  se abre, la energía almacenada en el inductor se libera a través del diodo en el circuito  $RC$ .



**Figura 8. Formas de onda de un convertidor *Boost* (Czarkowski, 2011).**

Haciendo uso de la ley de Faraday para el convertidor *Boost* se tiene que:

$$V_S DT = (V_O - V_S)(1 - D)T \quad (7)$$

De donde es posible obtener la función de transferencia de corriente continua, dada según la ecuación 8.

$$M_V = \frac{V_O}{V_S} = \frac{1}{1 - D} \quad (8)$$

Tal y como el nombre del convertidor lo sugiere, la salida de tensión siempre es mayor que la entrada.

El convertidor *Boost* opera en CCM, siempre y cuando  $L > L_b$ , donde:

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 DR}{2f} \quad (9)$$

Tal y como puede apreciarse en la Figura 8, la corriente suministrada al circuito *RC* es discontinua. Por lo tanto, se requiere un condensador de filtro más grande en comparación con el que se emplea normalmente en un convertidor *Buck* para limitar el rizado en la tensión de salida. El capacitor del filtro provee la corriente de DC a la carga cuando el diodo se encuentra apagado o polarizado inversamente.

El mínimo valor de la capacitancia del filtro para mantener el valor pico-pico del voltaje de rizado a la salida menor que una cantidad  $V_r$ , está dado por la ecuación 10.

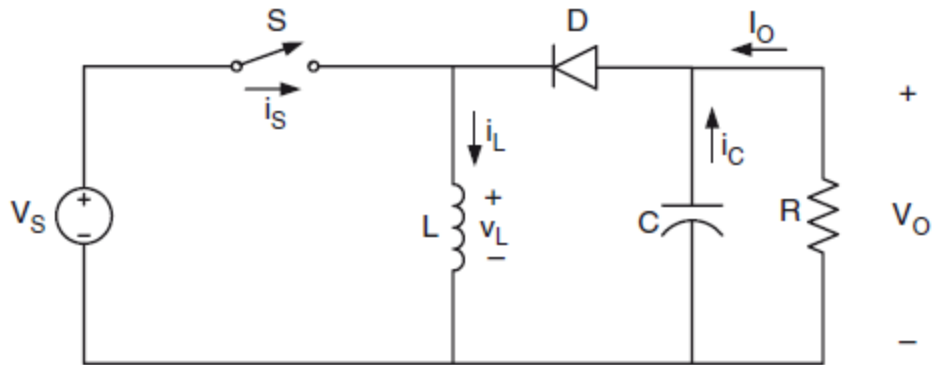
$$C_{min} = \frac{DV_o}{V_r R f} \quad (10)$$

### 1.1.3. Convertidor reductor-elevador *Buck-Boost*

A diferencia de los convertidores anteriores, con un *Buck-Boost* es posible obtener niveles de tensión a la salida mayores o menores que los que se conecten a la entrada dependiendo del valor del ciclo de trabajo, no obstante, debe tenerse en cuenta que el voltaje de salida que se obtiene es de polaridad invertida. Un convertidor como estos es equivalente a un *Buck* y a un *Boost* conectados en cascada (Garcera, Figueres, & Abellán, 1998).

En la Figura 9 se da a conocer una topología no aislada, del convertidor *Buck-Boost*, el convertidor consiste en una fuente de voltaje (entrada)  $V_S$ , un interruptor controlado  $S$ , un inductor  $L$ , un diodo  $D$ , un capacitor de filtro  $C$  y una resistencia de carga  $R$ .

Cuando el interruptor  $S$  está cerrado, la corriente del inductor aumenta, mientras el diodo se mantiene polarizado inversamente, es decir, apagado. Por el contrario, si el interruptor está abierto, el diodo conduce la corriente proveniente del inductor.



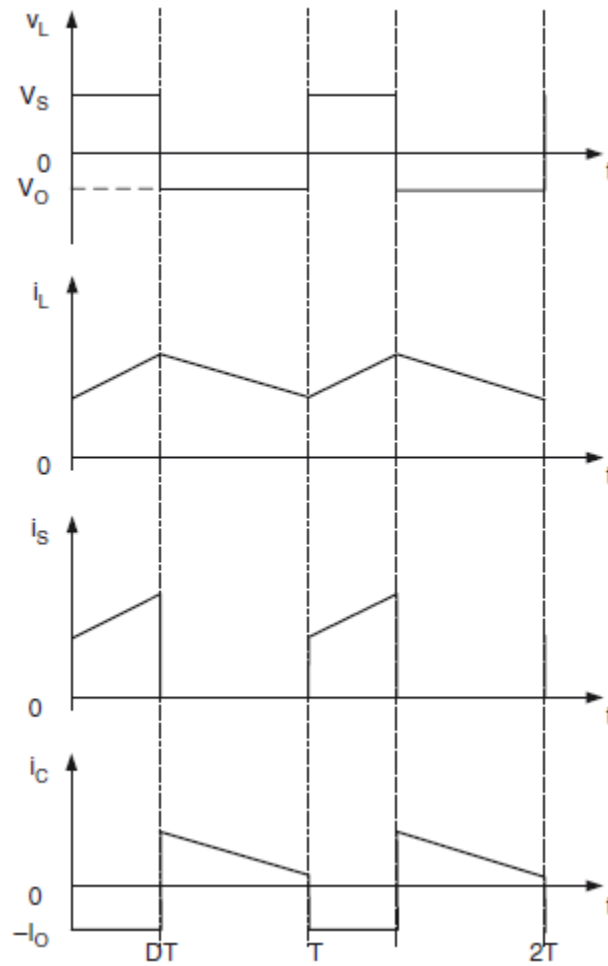
**Figura 9. Esquema de un convertidor *Buck-Boost* (Czarkowski, 2011).**

Las formas de onda de un convertidor *Buck-Boost* se dan a conocer en la Figura 10. Por otro lado, la condición de *Voltseconds* cero para un inductor en estado estacionario está dada por:

$$V_S D T = -V_O (1 - D) T \quad (11)$$

Donde la función de transferencia para el voltaje de DC es:

$$M_V = \frac{V_O}{V_S} = -\frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (12)$$



**Figura 10. Formas de onda de un convertidor *Buck-Boost* (Czarkowski, 2011).**

El voltaje de salida  $V_o$  es negativo respecto a tierra. Su magnitud puede ser mayor o menor (o igual si  $D=0.5$ ) que el voltaje de entrada, tal y como el nombre del convertidor lo insinúa.

El valor de la inductancia que determina el límite entre los modos CCM y DCM está dado según la ecuación 13:

$$L_b = \frac{(1 - D)^2 R}{2f} \quad (13)$$

La estructura de la salida del convertidor *Buck-Boost* es similar a la de un *Boost* salvo las polaridades invertidas, por lo tanto, el valor de la capacitancia para el filtro capacitivo puede obtenerse a partir la ecuación 10 (Czarkowski, 2011).

## 1.2. Nivel de DC y la oscilación de la forma de onda de la corriente del inductor

A partir de la ecuación 14, donde  $V$  es el voltaje entre las terminales de un inductor,  $L$  el valor de su inductancia e  $I$  la corriente que circula a través de él.

$$V = L \, dI/dt \quad (14)$$

Se obtiene

$$\Delta I = V \, \Delta t/L. \quad (15)$$

Entonces la componente de oscilación del inductor  $\Delta I$  puede ser determinada por los *Voltseconds* aplicados y la respectiva inductancia. Los *Voltseconds* son el resultado del voltaje aplicado por el tiempo al que fue sometido.

Para calcularlo, puede usarse  $V_{ON}$  y el tiempo  $t_{ON}$ , donde  $t_{ON} = D/f$ , o también,  $V_{OFF}$  y el tiempo  $t_{OFF}$ , donde  $t_{OFF} = (1 - D)/f$  y el resultado obtenido será el mismo debido a la definición que se presento para  $D$ . Debe tenerse en cuenta que si se aplican 10 V a un inductor durante 2  $\mu$ s, se obtendrá la misma oscilación de corriente  $\Delta I$  que si se aplican 20 V durante 1  $\mu$ s. Entonces para un inductor dado, los *Voltseconds* y  $\Delta I$  son lo mismo.

Los *Voltseconds* aplicados dependen de los voltajes de entrada/salida o ciclo de trabajo, y la frecuencia de oscilación de la corriente. Por lo tanto, únicamente al variar  $L, f$  o  $D$  puede verse afectado  $\Delta I$ . Particularmente, al cambiar la corriente de carga  $I_o$  no se obtiene ningún efecto sobre  $\Delta I$ , por lo tanto  $I_o$  es una influencia totalmente independiente de la forma de onda de la corriente del inductor. A continuación se da a conocer la influencia que tienen las variaciones de  $L, f, D$  y la corriente de carga  $I_o$  sobre la oscilación de la corriente y la corriente  $I_{DC}$  (Maniktala, 2013).

		Action:											
		L ↑ (increasing)			I <sub>o</sub> ↑ (increasing)			D ↑ (increasing)			f ↑ (increasing)		
		Buck	Boost	Buck-Boost	Buck	Boost	Buck-Boost	Buck	Boost	Buck-Boost	Buck	Boost	Buck-Boost
Response:	$\Delta I = ?$	↓	↓	↓	×	×	×	↓	↑↓*	↓	↓	↓	↓
	$I_{DC} = ?$	×	×	×	↑(=)	↑	↑	×	↑	↑	×	×	×
↑ ↓ indicates it increases and decreases over the range * maximum at $D = 0.5$ “×” indicates no change ↑(=) indicates $-I_{DC}$ is increasing and is equal to $I_o$													

**Figura 11. Influencia sobre la oscilación de corriente e  $I_{DC}$  (Maniktala, 2013)**

Además de la oscilación  $\Delta I$ , la forma de onda de la corriente en el inductor se caracteriza por tener otra componente independiente, el nivel de DC  $I_{DC}$ , definido como un valor a partir del cual, la oscilación  $\Delta I$  se vuelve simétrica. Esto es,  $\Delta I/2$  en amplitud por encima de dicho valor y  $\Delta I/2$  por debajo. En términos geométricos, este valor se conoce como el centro de la rampa de la corriente del inductor. Sin embargo, es necesario destacar que  $I_{DC}$  se basa únicamente en el flujo de energía requerido, es decir, la necesidad de asegurar o mantener una tasa de energía promedio que sea consistente con las entradas y salidas de voltaje y potencia. Entonces, si las condiciones de aplicación (salida de potencia y voltaje de entrada/salida) no cambian y no hay nada que pueda hacerse para que se modifiquen, es imposible alterar el nivel de DC y en ese caso se dice que  $I_{DC}$  es terco.

En particular se tiene que al cambiar  $L$  y  $f$  no se afecta  $I_{DC}$ . Sin embargo, cambiando el ciclo de trabajo  $D$  (para el caso del convertidor *Boost* y *Buck-Boost*), sí se afecta  $I_{DC}$ . Para

entender esto último, considérense la ecuación 16 (convertidor *Buck*) y la ecuación 17 (convertidores *Buck* y *Buck-Boost*) (Maniktala, 2013).

$$I_{DC} = I_o \quad (16)$$

$$I_{DC} = \frac{I_o}{1-D} \quad (17)$$

De forma intuitiva, la razón de por qué las expresiones anteriores son diferentes es que en el convertidor *Buck* la salida es en serie con el elemento inductivo, haciendo que el elemento capacitivo de salida no contribuya prácticamente en nada con la salida de corriente directa, y por tanto la corriente promedio del inductor debe ser igual siempre a la corriente de carga. En los convertidores *Buck* y *Buck-Boost* la salida está también en serie con un diodo, por lo cual la corriente promedio de estos elementos es también la misma corriente de carga.

Por lo tanto, si se mantiene la corriente de carga constante, y se modifica el ciclo de trabajo o los voltajes de entrada/salida, puede verse afectado el nivel de DC  $I_{DC}$  en todos los casos menos en el convertidor *Buck*. Es más, la única forma de alterar el nivel de DC para este tipo de convertidores es cambiar la corriente de carga.

Para un convertidor *Buck*,  $I_{DC}$  e  $I_o$  son iguales. Pero en los casos *Boost* y *Buck-Boost*,  $I_{DC}$  depende también del ciclo de trabajo, además es siempre mayor que la corriente de carga.

Por otro lado, es posible generar un nivel de DC para acercarse a la corriente de carga siempre y cuando se reduzca el ciclo de trabajo casi a cero, es decir, que se mantenga una diferencia muy pequeña entre los voltajes de entrada y salida.



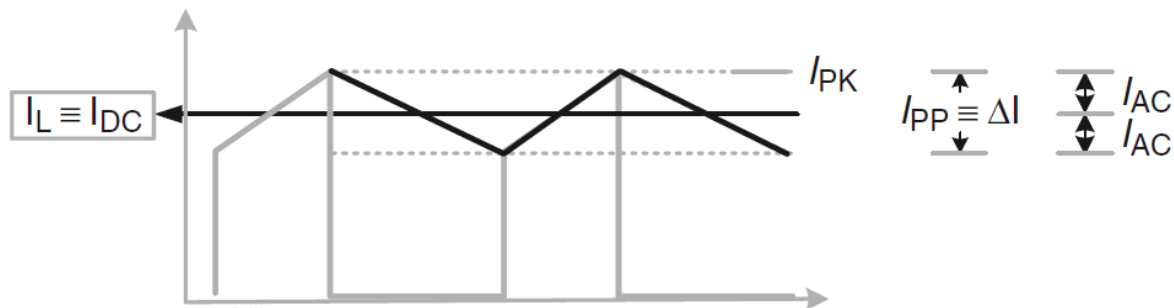
Finalmente, puede decirse que para todas las topologías, el nivel de DC de la corriente del inductor es proporcional a la corriente de carga. Además, cambiando los voltajes de entrada y salida o ciclo de trabajo se afecta el nivel de DC de la corriente del inductor para los casos de los convertidores *Buck* y *Buck-Boost*. Pero al cambiar  $D$  se afecta la oscilación de la corriente  $\Delta I$  en todas las topologías por que cambia la duración de los voltajes aplicados y por ende los *Voltseconds* (Maniktala, 2013).

### 1.3. Picos de corriente de AC y DC

En la Figura 11 se muestra como están definidos los valores pico y los valores pico-pico para la onda de corriente del inductor. Particularmente, el valor AC de la corriente en todo momento se define como se muestra en la ecuación 18.

$$I_{AC} = \frac{\Delta I}{2} \quad (18)$$

También, nótese que  $I_L = I_{DC}$ . Por lo tanto es posible que en algunas ocasiones se haga referencia al nivel de DC de la corriente del inductor como  $I_{DC}$  y otras veces como a la corriente promedio de dicho elemento  $I_L$ . Para el caso de la corriente de carga siempre se denotará como  $I_o$ .



**Figura 12. Definición de valores pico y pico-pico (Maniktala, 2013).**

Otro parámetro conocido como relación de corriente de rizado  $r$  o simplemente rizado, es quien finalmente conecta o relaciona las dos componentes independientes de la corriente,  $I_{DC}$  y  $\Delta I$ . Por ahora, bastará con mencionar que  $r$  debe fijarse en un valor óptimo, que por

lo general está entre 0.3 y 0.5 independientemente de las condiciones específicas de la aplicación, frecuencia de conmutación e incluso la topología misma. La selección del factor  $r$  debe ser el primer paso en el diseño de cualquier elemento de conversión de potencia ya que influye de manera significativa en todos sus componentes.

Por otro lado, el nivel de DC en la corriente que circula por el inductor determina las pérdidas en los devanados según la expresión  $I^2R$ . Sin embargo, la temperatura final a la que se encuentre el inductor, se ve afectada en gran medida por las pérdidas en el núcleo.

Para cualquier convertidor, debe entenderse que cuando se menciona “corriente pico del inductor”, “corriente pico de interruptor” y “corriente pico de diodo”, se está hablando de lo mismo, por lo tanto, en adelante se hablará solo de pico de corriente y se define así:

$$I_{PK} = I_{DC} + I_{AC} \quad (19)$$

El pico de corriente es el componente más crítico de todos, ya que no solo es una fuente de acumulación de calor sino también el causante del deterioro de interruptores y otros componentes. Como es de esperarse, la corriente en el inductor es instantáneamente proporcional al campo magnético dentro del núcleo, por lo tanto, en el momento exacto en que la corriente alcanza su valor pico también lo hace el campo. Además, dado que los materiales ferro-magnéticos no son ideales, pueden llegar a saturarse si el campo excede cierto límite al interior de ellos, límite que depende enteramente del material con que los núcleos son construidos. Una vez ocurrida la saturación, se pierde el control del incremento de la corriente que pasa a través de los interruptores ya que dicho comportamiento obedece a una forma no lineal.

Así pues, se hace necesario un constante monitoreo y control del pico de corriente en el inductor, ya que de no hacerlo podría incurrirse en una posible saturación de este componente, perdiéndose la función de limitar la corriente que circula por los interruptores.

Anteriormente se vio que la componente de AC ( $I_{AC} = \Delta I/2$ ) puede obtenerse a partir del concepto expuesto de *Voltseconds*. Ahora, de la expresión básica de un inductor (ecuación 14) puede obtenerse:

$$2I_{AC} = \Delta I = \frac{\text{voltseconds}}{\text{inductancia}} \quad (20)$$

Así que la oscilación de la corriente  $I_{pp} \equiv \Delta I$  se puede ver intuitivamente como *Voltseconds* por unidad de inductancia, con lo cual se tiene que la componente de AC es directamente proporcional a los *Voltseconds* e inversamente proporcional a la inductancia.

Retomando el nivel de DC, y dado que en estado estable cualquier capacitor tiene corriente promedio de DC cero, pueden considerarse como circuitos abiertos en los cálculos de distribución de corriente de DC. Por lo tanto para un *Buck* ya que la energía fluye hacia la salida durante el tiempo de encendido y apagado y a través del inductor, la corriente promedio que circula por este debe ser siempre igual a la corriente de carga. Esto es:

$$I_L = I_o \quad (21)$$

Por otra parte, para el caso *Boost* y *Buck-Boost*, el flujo de energía hacia la salida solo se presenta durante el tiempo de apagado y a través del diodo. Por lo tanto, para estos casos la corriente promedio que circula por el diodo debe ser igual a la corriente de carga. Debe tenerse presente que la corriente del diodo tiene un valor promedio igual a  $I_L$  cuando esta conduciendo. Si se calcula el promedio de la corriente del diodo durante el ciclo completo de conmutación, es necesario ponderar por su ciclo de trabajo, esto es  $1 - D$ . De esta forma, al llamar  $I_D$  a la corriente promedio que circula por el diodo se tiene:

$$I_D = I_L(1 - D) \equiv I_o \quad (22)$$

Resolviendo para  $I_L$

$$I_L = \frac{I_o}{1 - D} \quad (23)$$

Finalmente, nótese que para un ciclo de trabajo alto se tiene un voltaje de entrada bajo, y un ciclo de trabajo bajo es equivalente a un alto voltaje de entrada. Por tal razón, para convertidores *Boost* y *Buck-Boost* si la diferencia entre los voltajes de salida y entrada son muy grandes, la corriente DC en el inductor tenderá a ser gigantesca (Maniktala, 2013).

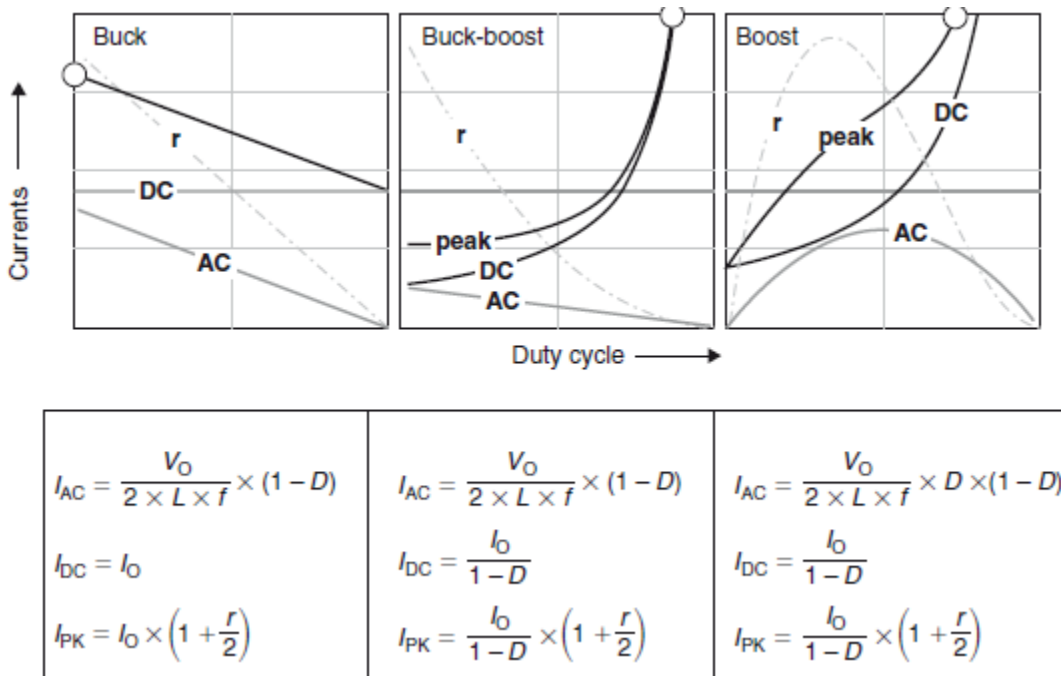
Una vez conocidas las componentes de AC y DC de la corriente, es posible conocer el pico mediante la siguiente expresión:

$$I_{PK} = I_{AC} + I_{DC} \equiv \frac{\Delta I}{2} + I_L \quad (24)$$

#### 1.4. Caso más crítico de voltaje de entrada

En la mayoría de las aplicaciones prácticas, el voltaje de entrada se encuentra dentro de cierto rango, es decir, desde  $V_{INMIN}$  hasta  $V_{INMAX}$ , y es necesario saber cómo cambian las componentes AC y DC cuando se varía este voltaje. De forma más inmediata, debe conocerse a qué voltaje específico dentro de dicho rango se obtiene el mayor pico de corriente, ya que como se mencionó anteriormente, el pico es crítico puesto que puede incurrir en la saturación del inductor. Así pues, para el voltaje de entrada que conlleva a un pico de corriente máximo debe seleccionarse o diseñarse el inductor.

En la Figura 12 se dan a conocer varios tipos de onda de corriente en el inductor, con lo cual se espera que se pueda ver de forma clara lo que sucede cuando se varía la entrada de voltaje del convertidor, y así comprender dónde y por qué se dan los mayores picos de corriente para cada topología.



**Figura 13. Corriente en función del ciclo de trabajo (Maniktala, 2013).**

Debe tenerse en cuenta que los gráficos de la Figura 12 están hechos con base en las ecuaciones de diseño presentadas en la misma figura. Además, es importante recordar que un alto ciclo de trabajo  $D$  corresponde a una entrada baja de voltaje para todas las topologías (Maniktala, 2013).

#### 1.4.1. Convertidor *Buck*

- A medida que aumenta la entrada, el ciclo de trabajo disminuye intentando mantener una regulación constante. Sin embargo, la pendiente de la rampa de bajada determinada por  $\Delta I/t_{OFF}$  no puede cambiar ya que es igual a  $V_{OFF}/L$ , es decir,  $V_O/L$  y previamente se asumió que  $V_O$  es una cantidad fija. Ahora que el tiempo de apagado  $t_{OFF}$  se ha incrementado pero  $\Delta I/t_{OFF}$  no ha cambiado, la única posibilidad es que  $\Delta I$  haya aumentado en forma proporcional.

A partir de lo anterior, puede concluirse que la componente AC de corriente para el inductor de un convertidor *Buck* aumenta conforme se incrementa el voltaje de entrada.

- El centro de la rampa  $I_L$  es fijo en  $I_O$  ya que el nivel de corriente DC no cambia.
- Debido a que el pico de corriente es la suma de las componentes de AC y DC, es posible verificar que al aumentar el voltaje de entrada, el pico de corriente también crecerá (Maniktala, 2013).

En general, para un convertidor *Buck* es preferible comenzar el diseño teniendo en cuenta una entrada de voltaje a  $V_{INMAX}$ , ya que ofrece la peor condición de pico de corriente para el inductor.

#### 1.4.2. Convertidor *Buck-Boost*

- Al igual que en el caso del convertidor *Buck*, a medida que se incrementa el voltaje de entrada el ciclo de trabajo disminuye, pero la pendiente de la rampa decreciente determinada por  $\Delta I/t_{OFF}$  no puede cambiar, ya que es igual a  $V_{OFF}/L$ , o lo que es lo mismo,  $V_O/L$ , y  $V_O$  es una cantidad fija.

Sin embargo, como el tiempo de apagado  $t_{OFF}$  se ha incrementado,  $\Delta I$  también debe aumentar para mantener la pendiente  $\Delta I/t_{OFF}$  sin cambios. Así pues, es posible observar como la componente de AC de la corriente incrementa conforme el voltaje de entrada crece, lo cual equivale a un ciclo de trabajo menor.

Debe tenerse en cuenta que el análisis realizado hasta aquí es el mismo para las dos topologías tratadas, lo cual se debe a que en ambos casos  $V_{OFF} = V_O$ .

- A medida que el voltaje de entrada se incrementa y el ciclo de trabajo disminuye, el término  $1 - D$  incrementa. De esta forma, la única forma de que  $I_L/(1 - D)$  pueda permanecer constante en un valor  $I_O$  es si  $I_L$  disminuye correspondientemente. Dado lo anterior, es posible determinar que el nivel de DC disminuye conforme aumenta el ciclo de trabajo.

- Adicionalmente de que la corriente pico es la suma de las respectivas componentes de AC y DC, es posible apreciar según la Figura 12 que al aumentar el voltaje de entrada el pico de corriente disminuye (Maniktala, 2013).

En general, para el caso de los convertidores *Buck-Boost* el diseño del inductor debe partir de la consideración de que el voltaje de entrada es  $V_{INMIN}$ .

### 1.4.3. Convertidor *Boost*

- Una vez más, a medida que el voltaje de entrada aumenta el ciclo de trabajo disminuye. Sin embargo, la diferencia en este caso es que la pendiente de la rampa decreciente dada por  $\Delta I/t_{OFF}$  debe disminuir, ya que es igual a  $V_{OFF}/L$ , y en este caso es igual a  $(V_O - V_{IN})/L$  (magnitudes únicamente), y se sabe que  $(V_O - V_{IN})$  es una cantidad decreciente. Además, la disminución esperada en la pendiente  $\Delta I/t_{OFF}$  puede ocurrir de dos maneras, ya sea por un aumento en el tiempo de apagado  $t_{OFF}$  (lo cual se produce a medida que disminuye el ciclo de trabajo), o a partir de una disminución en  $\Delta I$ . Pero de hecho  $\Delta I$  es posible que aumente en lugar de disminuir (a medida que se aumenta la entrada).
- En cualquiera de los casos anteriores, el aumento/disminución en el nivel de AC no es determinante, y por lo tanto, los extremos de la corriente pico solo estarán determinados por la componente de DC.
- Según lo anterior, es posible afirmar que el pico de corriente para el convertidor *Boost* también decrece para altos voltajes de entrada (Maniktala, 2013).

En resumen, para el caso de los convertidores *Boost* al igual que para los convertidores *Buck-Boost*, el diseño del inductor debe partir del valor de voltaje de entrada correspondiente a  $V_{INMIN}$ .

### 1.5. Relación de corriente de rizado $r$

La relación de corriente de rizado  $r$ , es una relación geométrica que compara y conecta el valor de AC de la corriente del inductor con su nivel asociado de DC. Entonces:

$$r = \frac{\Delta I}{I_L} = 2 \frac{I_{AC}}{I_{DC}} \quad (25)$$

Una vez que  $r$  se establece por el diseñador (para máxima corriente de carga y el peor caso de voltaje de entrada), debe tenerse en cuenta que el parámetro  $r$  afecta la selección del componente y el costo, lo que implica sea necesario escogerlo cuidadosamente.

Es importante tener en cuenta que la relación  $r$  está definida únicamente para el modo de operación CCM, y su rango válido es desde 0 hasta 2. Cuando  $r = 0$ ,  $\Delta I$  debe ser cero también, y según la ecuación del inductor (14) implica que la inductancia debe ser infinita. Obviamente  $r = 0$  no es un valor práctico.

Si  $r = 2$ , el convertidor operará en los límites de conducción continua y discontinua o modo de conducción límite BCM.

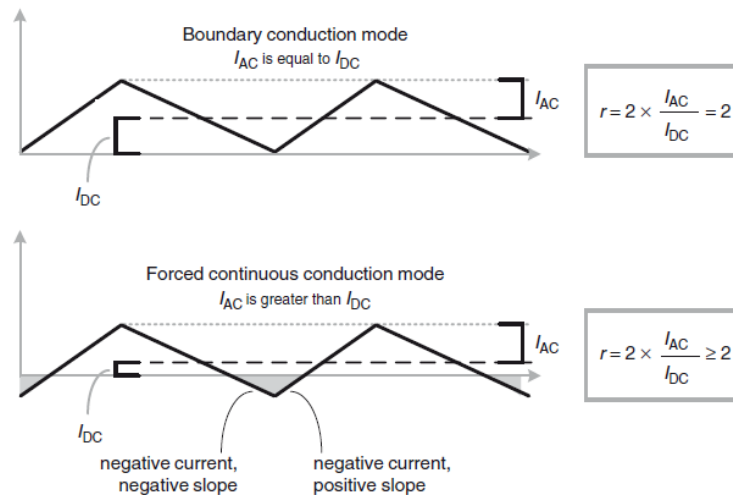


Figura 14. Modos de operación BCM y CCM (Maniktala, 2013).



## 1.6. Relación de $r$ con la inductancia

La oscilación de corriente está dada en *Voltseconds* por unidad de inductancia. Entonces es posible escribir para cualquier topología:

$$\Delta I = \frac{Et}{L_{\mu H}} \quad (26)$$

Donde  $Et$  es definido como la magnitud de los *Voltseconds* a través del inductor, ya sea durante el tiempo de encendido o apagado, debiendo ser iguales estos últimos en estado de equilibrio; y  $L_{\mu H}$  es la inductancia en  $\mu H$ .

La razón para definir  $Et$  radica en que es mucho más fácil de manipular que *Voltseconds*, debido a los intervalos de tiempo tan pequeños que hoy en día se involucran en la conversión de energía.

De esta forma, para cualquier topología  $r$  está dada según la ecuación 27:

$$r = \frac{\Delta I}{I_L} = \frac{Et}{L_{\mu H} I_L} \quad (27)$$

De ahora en adelante, cuando  $L$  se combine con  $Et$  en cualquier ecuación se omitirá el subíndice de  $L$ , ya que se dará por entendido que se trata de  $\mu H$ .

Finalmente, se tiene la siguiente relación clave entre  $L$  y  $r$

$$r = \frac{Et}{L I_L} = \frac{V_{ON} D}{L I_L f} = \frac{V_{OFF}(1 - D)}{L I_L f} \quad (28)$$

La ecuación 28 que implica  $V_{OFF}$ , asume CCM, ya que se supone que el tiempo de apagado o tiempo para el que se aplica  $V_{OFF}$  es igual al tiempo de apagado disponible total  $(1 - D)/f$ .

En forma inversa, se tiene que  $L$  en función de  $r$  es (Maniktala, 2013):

$$L = \frac{V_{ON} D}{r I_L f} \quad (29)$$

### 1.7. Valor óptimo de $r$

Es posible demostrar que en términos de la carga total y el tamaño en un convertidor,  $r \approx 0.4$  representa un valor o nivel óptimo de relación de rizado.

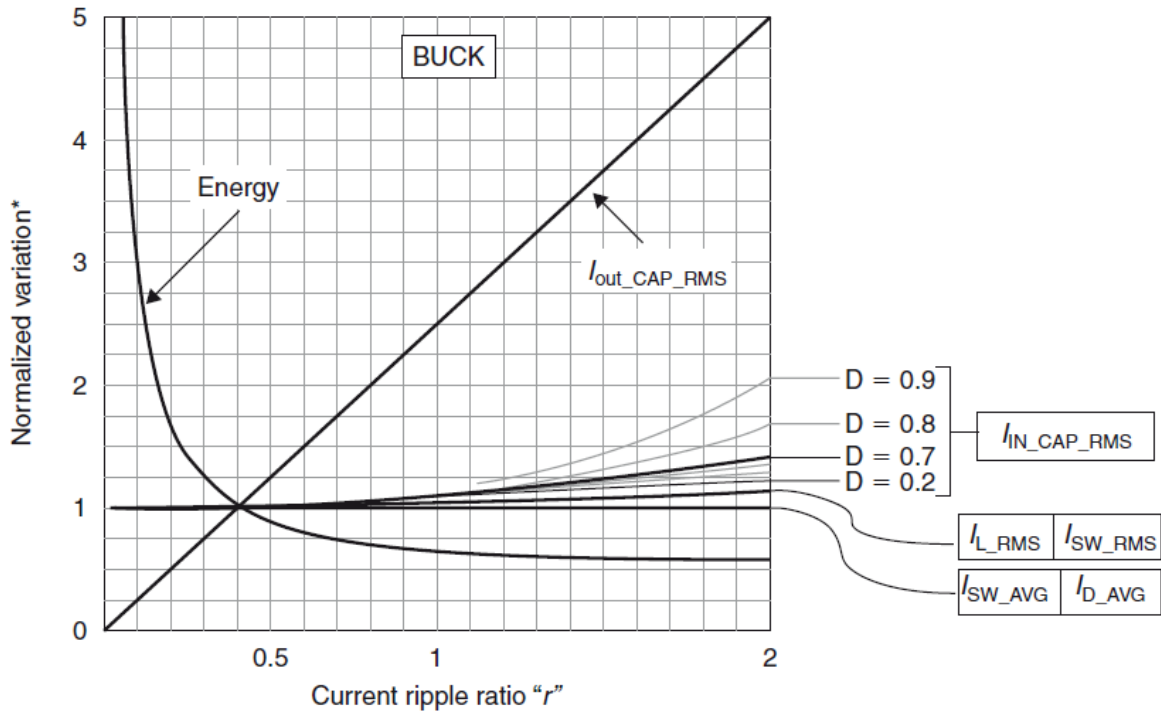
El tamaño de un inductor puede considerarse casi como proporcional a su capacidad de manejo de energía. Así pues, para manejar potencias superiores, será indispensable implementar inductores con núcleos más grandes. La capacidad de manejo de energía del núcleo seleccionado debe, como mínimo, igualar la energía requerida para almacenar, es decir,

$$\frac{1}{2} L I_{PK}^2 \quad (30)$$

De lo contrario el núcleo del inductor se saturará.

En la Figura 14 se da a conocer el comportamiento de la energía en función de la relación de corriente de rizado  $r$ , en donde es posible apreciar que la curva tiene un “codo” alrededor de 0.4. De esta manera, si el valor de  $r$  es mucho menor que 0.4, el inductor podrá manejar una gran cantidad de energía. Sin embargo no sería práctico, debido a que el núcleo requerido deberá ser gigantesco. Por otro lado, si  $r$  es muy grande el tamaño del inductor requerido no presentará mayor reducción. Es más, para valores lo suficientemente grandes es posible ver que el rendimiento del inductor empieza a ser decreciente.

El valor RMS de la corriente del capacitor para el caso de un convertidor *Buck* también se da a conocer en la Figura 14. Nótese que si el valor de  $r$  aumenta más allá de 0.4, dicha corriente crecerá significativamente, lo cual conllevará a un incremento de la disipación de calor en los capacitores y otros componentes asociados.



\*All parameters normalized to their respective values at  $r = 0.4$

**Figura 15. Influencia sobre los demás componentes al variar  $r$  (Maniktala, 2013)**

Según la ecuación 31, el valor RMS de la corriente que circula a través de cualquier componente es el principal responsable del calor que se genera en él, donde  $P$  es la potencia disipada y  $R$  la resistencia serie térmica asociada de cada componente en particular.

$$P = I_{RMS}^2 R \quad (31)$$

Debe tenerse en cuenta que en la Figura 6 se utilizó la topología *Buck* como ejemplo para la curva de energía en función de la relación de rizado. Sin embargo, dicha curva es igual para cualquier topología. Por otro lado las curvas de la corriente del capacitor pueden no ser idénticas para cualquier tipo de convertidor, no obstante son similares y por ende las conclusiones aplican para los tres tipos de convertidor (Maniktala, 2013).

## 1.8. Inductor e inductancia

Hasta este punto no se ha hecho ninguna explicación respecto a la inductancia, únicamente se ha mencionado el tamaño del inductor. En teoría, es posible obtener cualquier valor de inductancia en función del número de espiras que se tenga alrededor de un núcleo. Así la inductancia y el tamaño del inductor no están necesariamente relacionados, aunque en la conversión de potencia a menudo resulta ser así pero de forma indirecta.

Nuevamente si se observa la Figura 14, es posible observar que para un valor de  $r$  pequeño se requiere un manejo de energía mayor y por ende un inductor mucho más grande, por lo tanto, se expondrán a continuación, algunas formas de reducir  $r$  sin que sea crítico.

Dado que se asumieron previamente que las condiciones de aplicación son fijas, tanto la corriente de carga como los voltajes de entrada y salida también son fijos. Por lo tanto  $I_{DC}$  es una cantidad fija también. De esta manera, la única forma de hacer que  $r$  disminuya es hacer  $\Delta I$  más pequeño. Sin embargo,  $\Delta I$  está determinado por la ecuación 31.

$$\Delta I = \frac{\text{Voltseconds}}{\text{Inductancia}} \quad (31)$$

Pero se sabe que los *Voltseconds* aplicados son una cantidad fija también ya que los voltajes de entrada y salida son fijos. Entonces la única forma de disminuir  $r$  para determinadas condiciones de una aplicación dada es incrementar el valor de la inductancia, lo cual implica un inductor más grande.

Finalmente, no debe olvidarse que si se incrementa la corriente de carga, es decir, un cambio en las condiciones de aplicación, claramente se necesitará un inductor más grande (con mayor capacidad de manejo de energía). Pero en forma simultánea será necesario disminuir la inductancia. Lo anterior se debe a que  $I_{DC}$  incrementará, entonces para mantener un valor óptimo de  $r$  será necesario incrementar  $\Delta I$  en la misma proporción que decrezca  $I_{DC}$ , y para ello es necesario disminuir  $L$  (Maniktala, 2013).

### 1.9. Relación de la inductancia y el tamaño del inductor con la frecuencia.

Esta discusión aplica para las tres topologías.

Si se mantiene todo lo demás fijo (incluyendo  $D$ ) y la frecuencia se duplica, los *Voltseconds* se reducirán a la mitad por que las duraciones  $t_{ON}$  y  $t_{OFF}$  se reducen también a la mitad. Pero puesto que  $\Delta I$  es *Voltseconds* por unidad de inductancia, también se reduce a la mitad. Además, como  $I_{DC}$  no ha cambiado,  $r = \Delta I / I_{DC}$  también se reducirá a la mitad. Entonces, si al inicio se tenía  $r = 0.4$ , ahora  $r = 0.2$ .

Si se quiere retornar el convertidor al valor óptimo de  $r = 0.4$ , será necesario duplicar el valor de  $\Delta I$ , por lo tanto, la única forma de hacer eso es reducir a la mitad la inductancia.

En ese orden de ideas, es posible afirmar que para cualquier topología la frecuencia es inversamente proporcional a la inductancia.

Finalmente, después de haber restaurado  $r$  a una cantidad lo más cercana a 0.4, el pico de corriente seguirá siendo un 20% más alto que el nivel de corriente continua, el cual se supone no ha cambiado. Por lo tanto el valor pico es invariante (ya que  $r$  no varió lo suficiente en el tiempo). Sin embargo, el requerimiento de manejo de energía (tamaño del inductor) es  $\frac{1}{2} L I_{PK}^2$ . Entonces, puesto que  $L$  se ha reducido a la mitad y el valor  $I_{PK}$  es invariante, el requerimiento de tamaño del inductor también se reduce a la mitad.

En términos generales es posible afirmar lo siguiente: el tamaño del inductor es inversamente proporcional a la frecuencia, y debe tenerse en cuenta que la corriente nominal requerida por el inductor es independiente de la frecuencia (Maniktala, 2013).

### **1.10. Relación de la inductancia y el tamaño del inductor con la corriente de carga.**

Para cualquiera de las tres topologías, si se duplicara la corriente de carga manteniendo los voltajes de entrada/salida y  $D$  constantes,  $r$  tendería a reducirse a la mitad desde que  $\Delta I$  no cambiara, pero siempre y cuando  $I_{DC}$  se haya duplicado. Por lo tanto, para retornar  $r$  a su valor óptimo de 0.4, será necesario llevar a  $\Delta I$  al doble. Sin embargo, se sabe que  $\Delta I$  está dado en *Voltseconds* por unidad de inductancia y en este caso los *Voltseconds* no han cambiado. Entonces la única forma de obtener que  $\Delta I$  sea el doble es reducir la inductancia a la mitad.

Así pues, es posible afirmar que la inductancia es inversamente proporcional a la corriente de carga.

En cuanto al tamaño del inductor, si la corriente de carga se ha duplicado, pero se mantiene  $r = 0.4$ , el pico de corriente determinado por  $I_{DC} (1 + r/2)$  también debe haberse duplicado, y la inductancia debe haberse reducido a la mitad, entonces el requerimiento de manejo de energía (tamaño del inductor)  $\frac{1}{2} L I_{PK}^2$  se duplicará.

De esta manera, es posible establecer que el tamaño del inductor es proporcional a la corriente de carga (Maniktala, 2013).

### **1.11. Cómo se especifica el régimen de corriente de un inductor *Off-the-shelf* y cómo seleccionarlo**

La capacidad de manejo de energía de cualquier inductor  $\frac{1}{2} L I^2$  es una forma de determinar el tamaño del inductor. Pero la mayoría de fabricantes no proveen este número. Sin embargo sí proveen una o más corrientes nominales, lo cual sirve para este propósito también.

La corriente nominal debe ser expresada por el fabricante como la máxima  $I_{DC}$ , máxima corriente nominal RMS  $I_{RMS}$  o la máxima corriente de saturación  $I_{SAT}$ . Los primeros dos son generalmente considerados como sinónimos, debido a que los valores de DC y RMS de una forma de onda típica de corriente de un inductor son casi iguales. Por lo tanto, la clasificación DC/RMS de un inductor es por definición, la corriente continua que puede circular a través de él, de tal forma que se tenga un incremento en la temperatura especificada típicamente entre 40 y 55 °C según el proveedor.

La última clasificación  $I_{SAT}$  hace referencia a la máxima corriente que puede circular por el núcleo justo después de que comience el fenómeno de la saturación. En ese punto, el inductor es considerado como cerca del límite útil de su capacidad de almacenamiento de energía.

Es posible encontrar también que algunos fabricantes, por no decir que todos, escogen el calibre del cable de tal manera que la clasificación según  $I_{DC}$  e  $I_{SAT}$  sea prácticamente lo mismo, y al hacer esto, el fabricante publica una única corriente nominal para el inductor, por ejemplo, el inductor es de 5A. Básicamente, habiendo determinado la corriente de saturación del inductor  $I_{SAT}$ .

En general, un inductor con una sola clasificación de corriente, es usualmente lo más óptimo en cuanto costo y rentabilidad. Por otro lado, para propósitos prácticos, la clasificación del inductor que necesita considerarse es la menor. El resto, simplemente puede ignorarse (Maniktala, 2013).

### **1.12. Corriente de un inductor que debe considerarse para una aplicación determinada.**

Cada vez que se pone en marcha el convertidor, o se somete a transitorios de línea/carga repentinos, la corriente ya no se queda en el valor constante que tiene o debería tener en operación bajo condiciones normales. Por ejemplo, si de repente se corta la salida, el circuito de control en un esfuerzo por regular la salida puede expandir el ciclo de trabajo al

valor permisivo más alto (que es definido por el controlador). Entonces ya no se tiene una condición de estado estable y debido al incremento de los *Voltseconds* durante el tiempo de funcionamiento, se formarán progresivamente rampas de corriente y puede alcanzarse el límite de corriente ajustado. Por otro lado, probablemente el inductor estaría en saturación,

Surge entonces la pregunta de que si debe seleccionarse el inductor basado en el límite de corriente (debido a fenómenos transitorios súbitos), o simplemente basado en la máxima corriente continúa bajo operación normal (estado estable). La respuesta es: deben tenerse en cuenta muchos factores para determinar el rango de corriente de un inductor, dichos factores son considerados en forma particular de acuerdo a las condiciones de trabajo y la aplicación determinada.

Otro aspecto muy importante a considerar es que tan rápido y cuales condiciones afectan la capacidad de conmutar el interruptor de encendido a apagado lo suficientemente rápido para proteger el inductor de una posible entrada en saturación. A partir de esta consideración puede finalmente determinarse el tamaño y el costo del inductor, por lo tanto es importante comprender bien este problema de tiempo de respuesta por medio de las siguientes consideraciones.

- Todo circuito limitador de corriente toma un tiempo finito para responder. Hay inherentes retardos de propagación a medida que “avanza” la señal de sobre corriente desde los comparadores internos, hasta que finalmente llega la orden de disparo hasta el pin del interruptor.
- Si está utilizándose un controlado IC (con un interruptor integrado), el interruptor deberá estar a una cierta distancia física de su controlador.
- Teóricamente hablando, incluso si el circuito de control hubiera respondido en forma inmediata ante una condición de sobre corriente, el interruptor puede tomar un poco de tiempo antes de que realmente se apague.



- Muchos controladores y circuitos integrados incorporan un tiempo de borrado interno durante el cual no se ve la onda de corriente. El propósito fundamentalmente es evitar la falsa activación por corriente límite producto del ruido generado en la transición de encendido debido a que se trata de un circuito inductivo. Pero este retardo puede resultar nocivo para el cambio sobre todo si el inductor ha entrado en saturación, ya que el circuito limitador de corriente no tiene como saber si hay una condición de sobre corriente.
- Conmutadores de alta frecuencia integrados (es decir, con el interruptor *MOSFET* y *BJT* contenidos en el mismo paquete que el control) son por lo general más fiables, ya que las inductancias intermedias se reducen al mínimo. Además, los tiempos ciegos se pueden ajustar con mayor precisión y de manera óptima.
- Si la tensión de entrada es alta, la velocidad de aumento de la saturación del inductor puede llegar a ser muy grande, esto se deduce de la ecuación  $V = L di/dt$ . Si  $L$  tiende a cero y  $V$  es fijo, la relación  $di/dt$  debe incrementar dramáticamente. Así que entonces, un pequeño retraso puede ser crítico ya que un incremento  $\Delta I$  puede ocurrir en un intervalo muy pequeño (Maniktala, 2013).

## CAPÍTULO 2. REVISIÓN DEL MERCADO

En la Tabla 1 se da a conocer una revisión del mercado de los convertidores DC-DC, dentro de la cual se indican los parámetros básicos dados por cada fabricante y que se deben tener en cuenta a la hora de especificar un dispositivo como estos; sin mencionar el tipo de convertidor, esto es, *Buck*, *Boost* o *Buck-Boost*. La razón de no incluir esta última característica, es que para el análisis que en este capítulo se pretende adelantar no es relevante, pues el objetivo fundamental es indagar sobre qué tanto hay en el mercado de este tipo de dispositivos, teniendo en cuenta que se requieren para un aplicación de alto consumo de potencia, como lo es la implementación en sistemas de tracción alimentados con corriente directa para el transporte masivo de personas.

En primer lugar, si bien es posible encontrar convertidores que entregan potencias muy bajas en la salida, también es factible ver que hay fabricantes cuyos dispositivos manejan potencias del orden de KW como en el caso de *Shaeferower*. Sin embargo, a partir de la búsqueda realizada es posible notar que es más común el caso de los convertidores pequeños, ideales para aplicaciones completamente diferentes a la que en este texto se hace énfasis.

Por tal razón, los convertidores DC-DC constituyen una potencial limitante en los sistemas de frenado regenerativo en cuanto al costo de inversión inicial, ya que por las características que demandan no son comunes. No obstante, como se mencionó anteriormente es posible encontrarlos.

A partir de las características de los dispositivos encontrados, es común ver que si una de las variables de salida (tensión o corriente), es alta, la otra es una cantidad pequeña, generalmente la corriente, lo cual resulta ideal para el control de carga y descarga de un ultracapacitor.

Finalmente es importante resaltar que la eficiencia de los convertidores generalmente se encuentra por encima del 85%, y que llega incluso a valores cercanos al 95%, lo cual es una característica bastante deseable si tiene en cuenta que la aplicación que se pretende para estos dispositivos consiste o está relacionada con ahorrar energía.

**Tabla 1. Revisión del mercado**

FABRICANTE /VENDEDOR	voltaje de entrada [V]	voltaje de salida [V]	corriente de salida [A]	potencia de salida [W]	eficiencia [%]	observaciones	REFERENCIA
Murata	4,5-14	0,591-5,5	6	30	93	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>
Murata	2,4-6	0,6-3,3	6	19,8	93,5	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>
Murata	2,4-5,5	0,75-3,63	5	16,5	96	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>
Murata	8,3-13,8	0,7525-5,5	5	25	93	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>

Murata	,-6-14	0,8-5	30	150	93	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>
Murata	,-6-14	0,8-5	30	125	93	salida No aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-non-isolated.html</a>
Murata	36-75	12	33	396	96	una salida aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html</a>
Murata	36-75	12	20	240	94,5	una salida aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html</a>
Murata	36-75	12	25	300	94,5	una salida aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html</a>

Murata	36-75	48	8,5	450	94	una salida aislada	<a href="http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html">http://www.murata-ps.com/en/products/dc-dc-converters/single-output-isolated.html</a>
EMERSON	250-420	48	12	600	-	Full brick, una salida	<a href="http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF12">http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF12</a>
EMERSON	250-420	1,8-3,3	120	600	-	Full brick, una salida	<a href="http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF13">http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF13</a>
EMERSON	250-420	12	50	600	-	Full brick, una salida	<a href="http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF14">http://www.powerconversion.com/power-supplies/web-sheet/43/AIF14</a>
TRACO POWER serie tsc	10-16; 18-36; 36-75; 80-160; 160-320; 320-640; 450-800	hasta 400	hasta 400	50-22000	80-95 tipicamente	-	<a href="http://www.tracopower.com/fileadmin/medien/dokumentation/pdf/datasheets/tsc_brochure.pdf">http://www.tracopower.com/fileadmin/medien/dokumentation/pdf/datasheets/tsc_brochure.pdf</a>

TRACO POWER serie PHV	10,8- 16,5	0-2000	2,5m- 10m	3,5-5	60-65	-	<a href="http://www.tracopower.com/fileadmin/medien/dokumente/pdf/datasheets/phv.pdf">http://www.tracopower.com/fileadmin/medien/dokumente/pdf/datasheets/phv.pdf</a>
TDK convertidor Vega	hasta 62	34-44	hasta 114	450	-	hasta 11 salidas	<a href="http://uk.tdk-lambda.com/KB/130123936795166158_Vega%2069537-REV%2015-January%202013.pdf">http://uk.tdk-lambda.com/KB/130123936795166158_Vega%2069537-REV%2015-January%202013.pdf</a>
CUI INC	18-36	12	50	600	hasta 92	-	<a href="http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series">http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series</a>
CUI INC	36-75	12	50	600	hasta 92	-	<a href="http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series">http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series</a>

CUI INC	36-75	48	12,5	600	hasta 92	-	<a href="http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series">http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series</a>
CUI INC	36-75	24	25	600	hasta 92	-	<a href="http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series">http://www.cui.com/product/power/dc-dc-converters/isolated/isolated-board-mount/600-w/vfb600-series</a>
DELUS	18-75	±24	-	20	hasta 86	Salida dual	<a href="http://www.delus-power.com/products-1-0-0-0-0-0-0-0-p1.html">http://www.delus-power.com/products-1-0-0-0-0-0-0-0-p1.html</a>
DELUS	sep-36	±24	-	20	hasta 86	Salida dual	
DELUS	72-144	±24	-	20	hasta 86	Salida dual	
DELUS	36-75	±24	-	20	hasta 86	Salida dual	
power-one	36-75	28	hasta 12.5	-	hasta 91	-	<a href="http://www.power-one.com/power-solutions/products/embedded-power/embedded-dc-dc/power-amplifiers/half-brick-series/series">http://www.power-one.com/power-solutions/products/embedded-power/embedded-dc-dc/power-amplifiers/half-brick-series/series</a>

HIMELCO	20-30	.12-15	100	1440	85	-	<a href="http://www.himelco.cl/page9.php">http://www.himelco.cl/page9.php</a>
HIMELCO	20-30	13,8	60	960	85	-	
HIMELCO	20-30	13,8	20	360	85	-	
HIMELCO	20-30	13,8	15	240	85	-	
GAIA	9-45; 16-80; 120-480	3,3; 5; 12; 24; 28	30; 12,5; 10; 6,25; 5,3	150	86-90	Aislamiento de 1500V	<a href="http://www.gaia-converter.com/datasheets/hi-rel/MGDM150revR.pdf">http://www.gaia-converter.com/datasheets/hi-rel/MGDM150revR.pdf</a>
shaeferpower	320-800	45-800	hasta 800	30000	80-95	refrigerado con agua	<a href="http://www.schaeferpower.com/content/content/dcdc-converters">http://www.schaeferpower.com/content/content/dcdc-converters</a>
	320-800	45-800		22000		refrigerado con ventilador	
	80-800	23-400		15000		refrigerado con agua	
	80-800	12-400		12000		refrigerado con ventilador	
	80-800	23-400		10000		refrigerado con ventilador	
	80-800	8-400		8000		refrigerado con ventilador	



### **CAPÍTULO 3. ANÁLISIS DEL PROCESO DE FRENADO REGENERATIVO**

Los sistemas de transporte masivo ferroviarios constituyen hoy en día un ítem decisivo en el desarrollo sostenible de las ciudades, países y todas las poblaciones que de una u otra forma reciban el impacto de este tipo de tecnología. Entre las razones, se encuentra el hecho de que este tipo de obras conlleva a impulsar factores como empleo, dinamización de la economía debido a flujos de capital significativos, y la interconexión entre dos o más regiones en tiempos y tarifas razonables.

Sin embargo, la principal razón de por qué este tipo de sistemas de transporte son parte crucial en el desarrollo de una región, es la baja relación entre el consumo energético y la capacidad de transporte. No obstante, a pesar de que estos sistemas hoy por hoy representan en muchos casos una tecnología madura, es importante continuar haciendo esfuerzos por incurrir en aumentos de la eficiencia en el consumo de energía, de manera que se potencialicen las ya conocidas ventajas sobre los demás sistemas de transporte, más aun cuando se habla de sistemas ferroviarios eléctricos (González Gil, Palacin, & Batty, 2013).

La conversión de energía cinética en electricidad, conocida tradicionalmente como frenado dinámico, tiene su fundamento según la teoría de máquinas eléctricas en la capacidad de los motores para operar como generadores bajo ciertas condiciones. Los sistemas de frenado dinámico o frenado regenerativo son ampliamente usados en los sistemas ferroviarios de transporte modernos (López, Rodríguez, Cucala, & Fernández, 2013), debido a que minimizan los efectos de sonido, desgaste, calor y olor que acarrear por ejemplo los sistemas convencionales de frenado por fricción.

En el frenado dinámico, la energía generada puede ser disipada en resistencias, o bien, devuelta a la red de alimentación. Hoy en día, la alternativa de almacenar dicha energía en bancos de ultracapacitores con el fin de utilizarla en el momento de arranque del mismo tren, u otro que la demande, cobra importancia debido al desarrollo de este tipo de dispositivos y los avances en electrónica de potencia.

Normalmente en los sistemas de frenado regenerativo, la energía generada se utiliza en primera instancia para alimentar los servicios auxiliares como iluminación, aire

acondicionado o ventilación. El exceso de energía se devuelve a la red para el uso de otros vehículos dentro del mismo sistema. Sin embargo, las redes de DC que alimentan usualmente este tipo de sistemas de transporte no siempre son receptoras, es decir, para poder devolver la energía recuperada es necesario que otro tren, o el mismo, estén en el proceso de aceleración o consumo (González Gil, Palacin, & Batty, 2013).

Con el fin de incrementar la eficiencia en el uso de la energía recuperada, se han estudiado principalmente dos alternativas en la literatura. La primera consiste en que los vehículos dispongan de sistemas capaces de almacenar la energía que se genera temporalmente para ser liberada en la siguiente fase de aceleración. La segunda opción consiste en intentar mejorar la receptividad de la red, lo cual se logra al introducir carga en el momento de frenado, o en el caso de los sistemas de trenes, intentar coordinar los tiempos de frenado de algunos vehículos con los tiempos de arranque de otros trenes (González Gil, Palacin, & Batty, 2013).

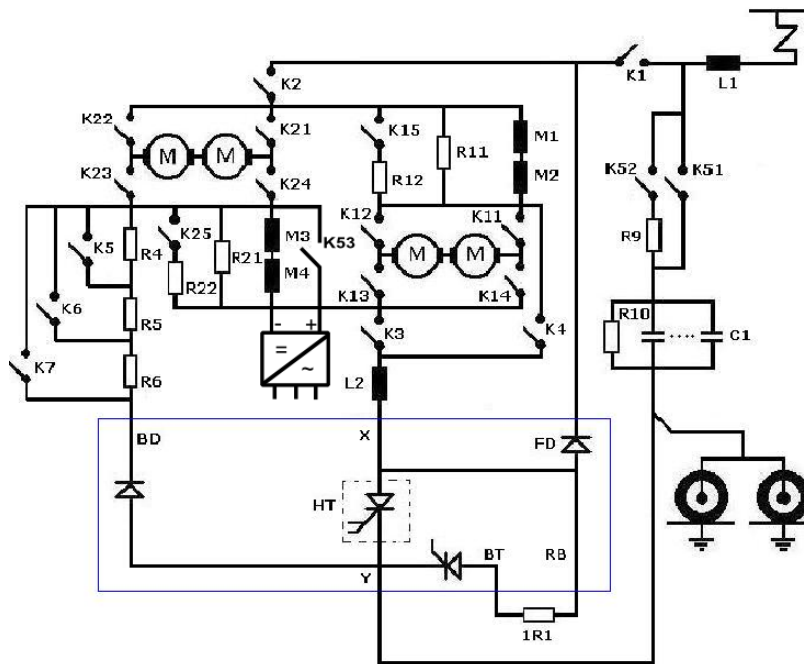
Por otro lado, la ubicación de dispositivos almacenadores de energía a lo largo de toda la línea ferroviaria podría absorber la energía generada, y disponer de su entrega en el momento que uno de los vehículos esté acelerando. Finalmente, otra opción puede ser instalar sistemas de conversión DC/AC para devolver el excedente de energía a la red de media tensión, que por lo general es receptiva (González Gil, Palacin, & Batty, 2013).

### **3.1. Etapas del proceso de frenado regenerativo caso Metro de Medellín**

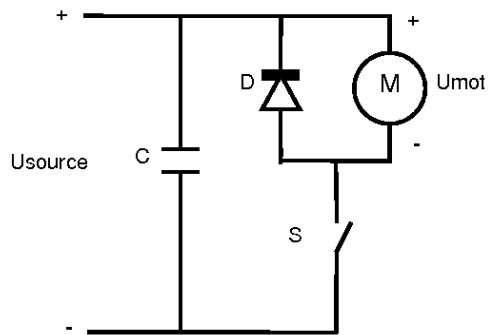
#### **3.1.1. *Chopper***

En la Figura 16 se da a conocer el circuito de tracción de los trenes de primera generación del metro de Medellín.

Uno de los dispositivos que lo componen es el *chopper*, dispositivo esencial cuando el vehículo se encuentra en el proceso de frenado o de arranque. La Figura 17 ilustra un esquema circuital básico de un dispositivo de estos cuando un tren está en marcha.



**Figura 16. Circuito de tracción de los trenes de primera generación del Metro de Medellín (Giraldo, et al., 2011)**



**Figura 17. Circuito básico de un *chopper* en marcha (Giraldo, et al., 2011)**

Donde C representa la capacitancia de la línea, D es un diodo de vía libre, S es un interruptor ideal, M es el devanado de la armadura del motor y  $U_{source}$  es una fuente de voltaje.

El *chopper* tiene la propiedad de comportarse como un convertidor DC/DC de tipo reductor, utilizado ampliamente en el control de máquinas de corriente directa; sin embargo, para su operación es necesario que no opere en vacío, es decir, que tenga asociada una determinada carga.

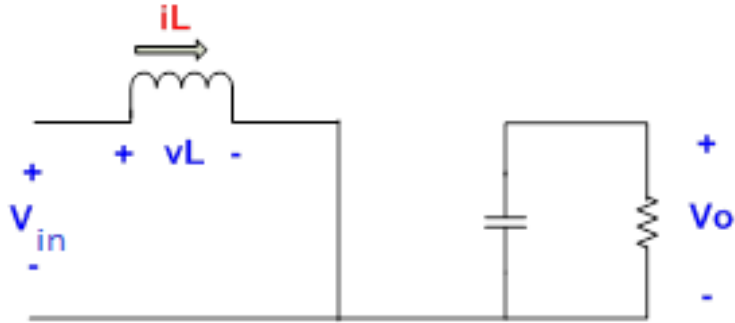
La operación del circuito consiste en que el interruptor S se abre y cierra con una frecuencia establecida (250Hz para el caso del Metro de Medellín). El voltaje del motor ( $U_{mot}$ ), depende del ciclo de trabajo. El capacitor C estabiliza en el voltaje de la red ( $U_{source}$ ), y el diodo de vía libre D sirve como filtro de picos de corriente en el momento de abrir el interruptor, además de evitar la formación de arco eléctrico en el mismo (Giraldo, et al., 2011).

### **3.1.2. Convertidor *Boost* (frenado)**

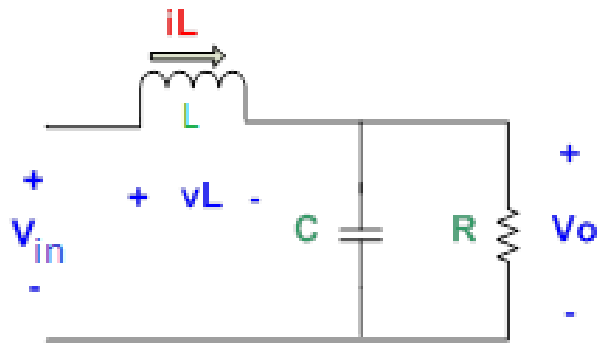
Como se expuso anteriormente, los convertidores *Boost* (Figura 7) son elevadores. Este tipo de dispositivos se emplean usualmente en fuentes de energía regulables de DC y el frenado regenerativo de motores de corriente directa.

Este dispositivo es esencial debido a que en el momento en que un tren se encuentra frenando, la generación de energía se hace a través de un convertidor *Boost* constituido por el motor de corriente directa y el *chopper*, en donde la carga puede ser el sistema de alimentación que se vale de la energía generada o las resistencias de frenado disipativo.

En las Figuras 19 y 20 se muestra el circuito de un convertidor *Boost* en sus dos estados cuando se encuentra en modo de conducción continua. Es posible apreciar que si el interruptor está cerrado, el diodo se polariza inversamente, lo cual aísla la salida (Figura 19), mientras que si el interruptor está abierto, la carga recibe la energía proveniente del inductor y de la entrada (Giraldo, et al., 2011).



**Figura 18. Convertidor *Boost* con el interruptor cerrado (Giraldo, et al., 2011)**



**Figura 19. Convertidor *Boost* con el interruptor abierto (Giraldo, et al., 2011)**

Debe tenerse en cuenta que cuando un vehículo está frenando se trata de una máquina serie de corriente directa en modo generador, lo cual implica que si no hay corriente de carga no hay corriente de excitación, por lo tanto, es fundamental contar con un voltaje remanente (Giraldo, et al., 2011).

### 3.1.3. Circuito básico en modo frenado

Para efectos de comprender mejor el sistema de tracción de un vehículo del metro de Medellín cuando está en proceso de frenado, se presenta un reducción circuital en la Figura

21. Este esquema constituye una reducción de todos los motores a uno solo equivalente y un solo *chopper*.

A la izquierda se ve el circuito básico, mientras que al a derecha se ve el modo de frenado sobre el circuito básico y la forma en que la corriente circula a través de los elementos, es decir, en verde discontinuo cuando el frenado es regenerativo y en azul cuando el frenado es disipativo.

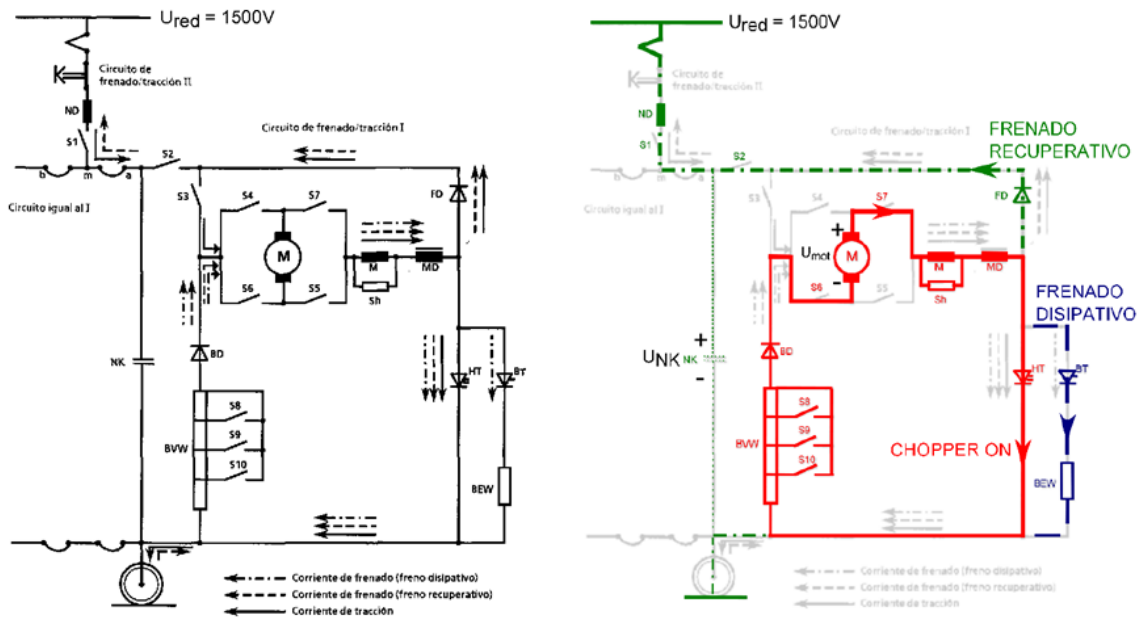


Figura 20. Circuito básico general y modo marcha (Giraldo, et al., 2011)

Los elementos que constituyen el circuito básico son:

**Tabla 2. Elementos del circuito básico (Giraldo, et al., 2011)**

ND	inductancia de la red
NK	condensador de la red
BD	diodo de frenado
BVW	resistencias previas de frenado
M	motor serie
HT	tiristor principal ( <i>chopper</i> )
BT	tiristor de frenado
BEW	resistencia de frenado
FD	diodo de vía libre
S1,S2	contactor de red
S3	contactor de tracción
S4/S5	contactor de marcha adelante
S6/S7	contactor de marcha atrás
S8,S9 Y S10	etapas de frenado
MD	inductancia del motor

Las condiciones para el modo frenado son básicamente tres, los contactores S3, S4 y S5 deben estar abiertos, mientras que S6 y S7 deben estar cerrados. Finalmente, se requiere un cambio del sentido en la corriente de armadura y el campo (Giraldo, et al., 2011).

### **3.2. Modos de frenado**

Cuando un vehículo está en proceso de frenado, hay dos modos en los que es posible que experimente disminución en su velocidad por medio de la generación de energía. Dichos modos son el frenado regenerativo y el frenado disipativo.

El frenado regenerativo o recuperativo si se quiere, consiste en generar energía eléctrica durante el frenado y devolverla a la catenaria, esto, si no se cuenta con sistemas de almacenamiento como ultracapacitores o baterías. Básicamente consta de dos etapas, HT abierto y HT cerrado.

Cuando HT está cerrado, se cargan el motor y su inductancia, mientras que cuando HT está abierto circula corriente eléctrica sobre FD al condensador de la red (NK).

Para que ocurra frenado regenerativo, esto es, se genera energía aprovechable a partir del frenado de los trenes, deben satisfacerse las siguientes condiciones (Giraldo, et al., 2011):

1.  $U_{NK} < 1800V$

$$\frac{1}{1-a} U_{mot} > U_{NK} \quad (39)$$

Es importante recordar que  $a$  es el ciclo de trabajo, concepto expuesto previamente.

2. Resistencia previas de frenado (BVW):

$$\approx \frac{80km}{h} \rightarrow S8, S9 \text{ y } S10 \text{ deben estar abiertos.}$$

$$< \frac{40km}{h} \rightarrow S8, S9 \text{ y } S10 \text{ deben estar cerrados.}$$

El frenado disipativo consiste, como su nombre lo dice, en disipar a través de resistencias y en forma de calor, la energía de frenado que no puede transformarse en electricidad para ser aprovechada por otros consumidores.

Una vez que  $U_{NK} > 1800V$  el frenado disipativo se activa ya que la red no puede consumir más energía, y el exceso se discipa en forma de calor en las resistencias de frenado (Giraldo, et al., 2011).

### 3.2.1. Circuito exacto

En la Figura 22 se da a conocer el circuito exacto que hoy en día tienen los trenes del Metro de Medellín, en la cual se enumeran y se marcan los subsistemas más importantes.



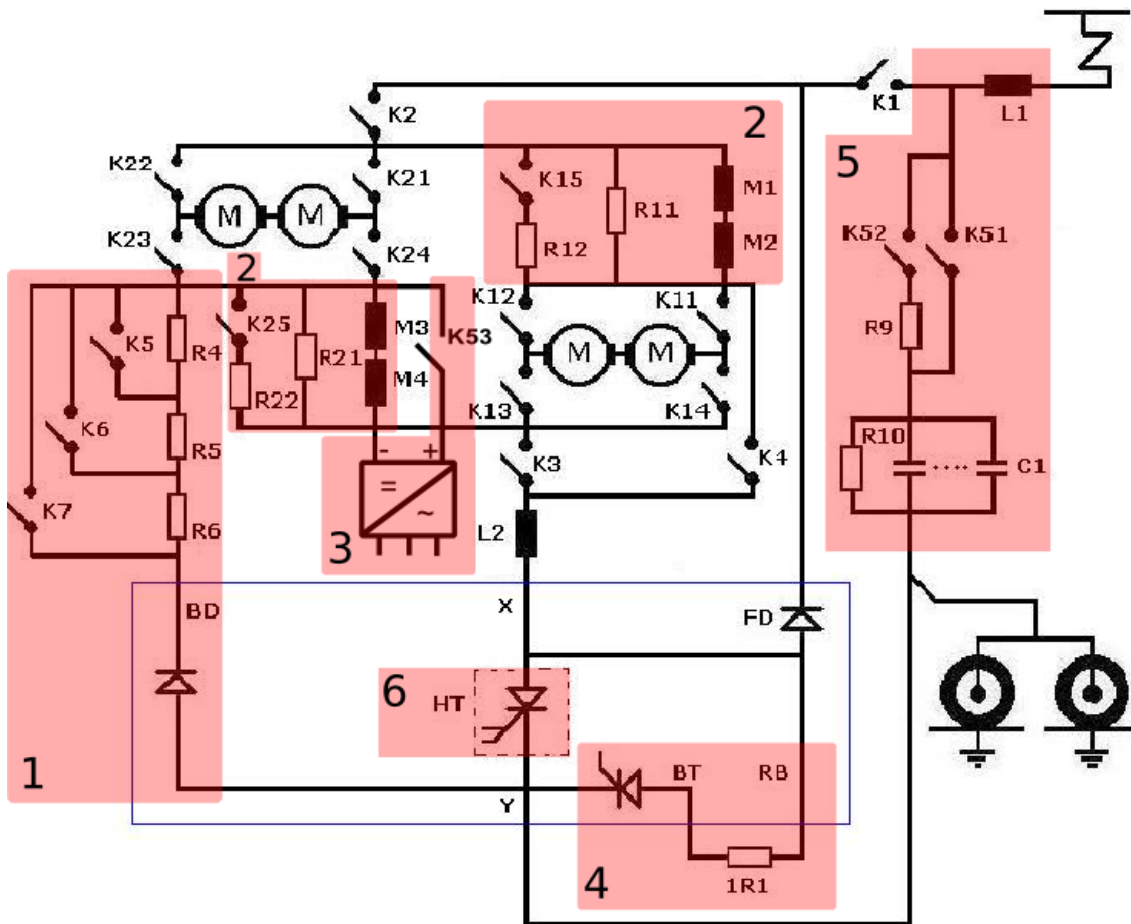


Figura 21. Circuito exacto de los trenes de Medellín y subsistemas.

- **Subsistema 1: resistencias previas de frenado**

Su función es modificar la característica del torque del generador en el momento de frenado para garantizar los perfiles de aceleración operativos, adicionalmente se reduce la corriente en el momento de frenado y se cambia la velocidad crítica de la máquina como generador. Sin embargo, parte de la energía de frenado se consume, lo cual se suma a las pérdidas, pudiendo ser esto último evitado si se cuenta con dispositivos de almacenamiento como ultracapacitores (Giraldo, et al., 2011).

- **Subsistema 2: debilitamiento del campo**

Se trata de una resistencia que se conecta en paralelo con el devanado de excitación, lo cual acarrea un cambio en la característica del torque del sistema (Giraldo, et al., 2011).

- **Subsistema 3: pre-excitación**

Este subsistema es de gran importancia ya que permite garantiza un buen desempeño de la máquina serie de corriente directa durante el frenado. Su función es asegurar la presencia de flujo magnético remanente para que pueda operar como generador (Giraldo, et al., 2011).

Se conecta al inicio del frenado, precarga las inductancias del campo de los motores, opera durante aproximadamente 3 segundos y logra que el sistema se auto excite.

- **Subsistema 4: tiristor de frenado, resistencia de frenado**

Este tiristor controla el convertidor elevador *Boost* durante el proceso de frenado

- **Subsistema 5: filtro de entrada (L1, C1)**

Por medio de este filtro es posible adecuar la tensión de línea para los procesos de tracción y frenado regenerativo. Es indispensable recordar que el *chopper* trabaja a 250Hz, además, este filtro elimina armónicos de alta frecuencia constituyendo un pasabajos de segundo orden (Giraldo, et al., 2011).

- **Subsistema 6: tiristores *chopper***

Constituyen el subsistemas más importante justo después de los motores de los trenes, ya controlan el flujo de energía durante la marcha y el frenado. Para el apagado de estos dispositivos se requiere un circuito de control especial que invierta el sentido de la corriente, de manera que se polaricen inversamente y se comporten como interruptores abiertos (Giraldo, et al., 2011).

### 3.2.2. Modo frenado (circuito exacto)

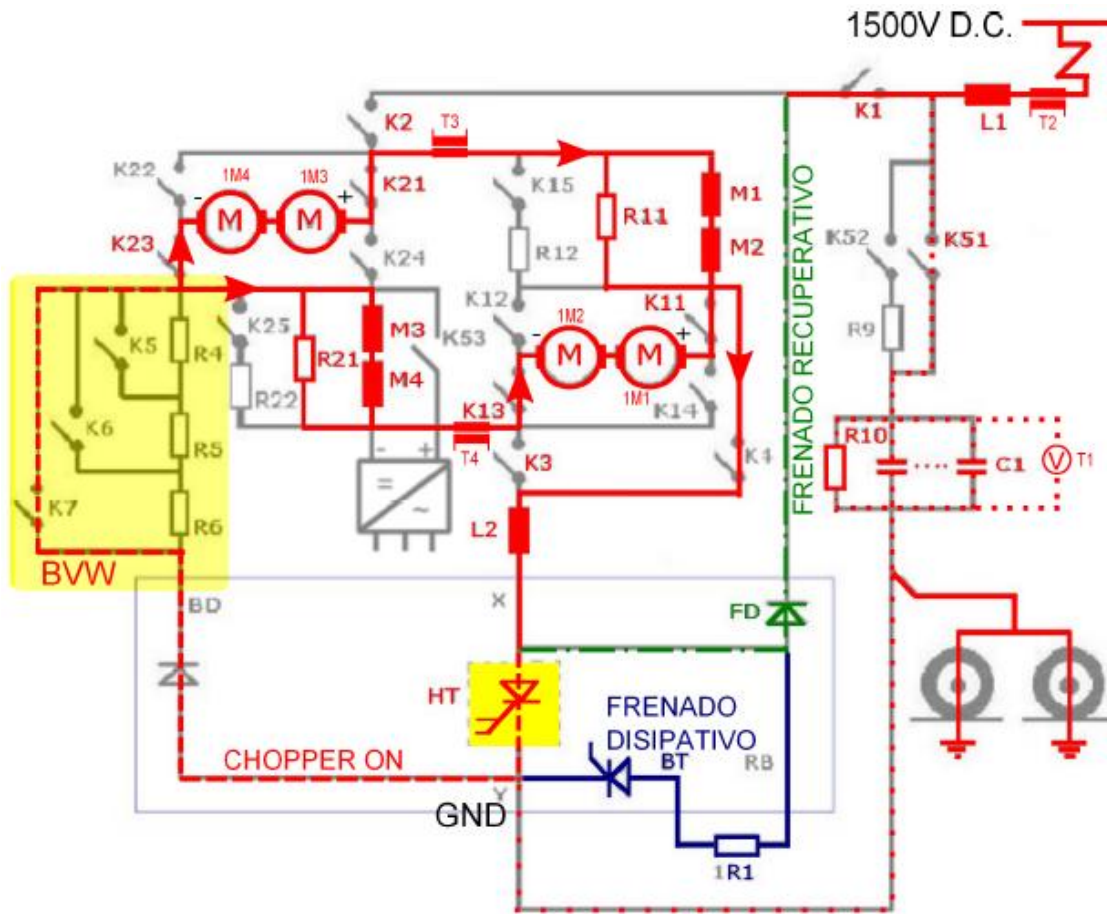


Figura 22. Circuito de tracción detallado para el modo frenado (Giraldo, et al., 2011)

En Figura 23 es posible apreciar el circuito de tracción de los trenes actuales de la ciudad de Medellín durante los distintos modos de frenado. En rojo continuo se esquematizan los flujos de corriente, con línea discontinua, cuando el *chopper* esta encendido, en verde, cuando el tren realiza frenado regenerativo y en azul cuando tiene lugar el frenado disipativo (Giraldo, et al., 2011).

## CONCLUSIONES

Como se mencionó en el capítulo 3, anteriormente los trenes devolvían la energía generada en el momento de frenar a la catenaria siempre y cuando se satisficieran los requerimientos técnicos para ello como por ejemplo, que la red estuviera lo suficientemente receptiva o que los niveles de tensión y velocidad del vehículo estuvieran dentro de cierto rango. De esta manera, gran parte de la energía generada se disipaba en forma de calor a través de las resistencias de frenado, incrementando las pérdidas y disminuyendo por ende la eficiencia del frenado regenerativo.

Una vez estén disponibles los ultracapacitores para almacenar la energía que se genera durante el frenado, los convertidores DC-DC en conjunto con los *chopper* cobran importancia, ya que no es necesario que la red esté receptiva en el momento de frenar para poder devolver la energía generada, sino que ésta se puede almacenar y entregar cuando se requiera. De esta manera, las curvas de demanda de la red se vuelven menos pronunciadas en las regiones de pico y de valle.

Por otro lado, al incrementar la eficiencia del proceso de frenado y el consumo de energía de los trenes, resulta aun más viable hablar de que dicho impacto podría verse reflejado en la tarifa al usuario, en contra posición al caso donde solo se devuelve la energía directamente a la catenaria y se disipa gran parte en las resistencias de frenado.

Otro aspecto que fortalece la importancia de los convertidores DC-DC dentro del circuito de tracción de un tren es que en el momento de frenado, la energía generada depende de muchos factores como la velocidad, el campo magnético remanente que garantiza la auto excitación en los motores (generadores), entre otros. Sin embargo, tanto los ultracapacitores como la catenaria imponen ciertos requerimientos a la potencia que reciben, parámetros que se logran regular por medio de este tipo de dispositivos (capítulo 1).

## BIBLIOGRAFÍA

- (2005). En L. L. Fang, Y. Hong, & M. Rashid, *Digital Power and Applications* (Vol. IV, págs. 178-220). ACADEMIC PRESS.
- Czarkowski, D. (2011). DC–DC Converters. En D. Czarkowski, *POWER ELECTRONICS HANDBOOK* (págs. 245-259). Butterworth Heinemann.
- Garcera, G., Figueres, E., & Abellán, A. (1998). "*CONVERSORES CONMUTADOS: CIRCUITOS DE POTENCIA Y CONTROL*". Valencia: SERVICIO DE PUBLICACIONES, UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA.
- Giraldo, M., Díez Restrepo, A. E., Figueroa Carrillo, M., Velásquez, J. A., Armstorfer, A., Álvarez Cano, E. M., . . . Fajardo, M. M. (2011). *SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DEL METRO DE MEDELLÍN INFORME 1*. Universidad Pontificia Bolivariana, Medellín.
- González Gil, A., Palacin, R., & Batty, P. (19 de Junio de 2013). Sustainable urban rail systems: Strategies and technologies for optimal management of regenerative braking energy. *ELSEVIER*, 1-15.
- Lara L, J., González, J., Castrillón A, L., Isaac M, I., Cardona R, H., & López J, G. (Abril de 2013). *Modelo digital de tracción del Metro de Medellín para análisis de cortocircuitos*. Recuperado el 17 de Junio de 2013, de [http://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=subestacion%20metro%20medellin&source=web&cd=6&cad=rja&ved=0CEcQFjAF&url=http%3A%2F%2Frevistas.utp.edu.co%2Findex.php%2Frevistaciencia%2Farticle%2Fdownload%2F7839%2F5349&ei=oI\\_UaPICYXK9gS7y4GICw&usg=AFQjCNEfPc52w](http://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=subestacion%20metro%20medellin&source=web&cd=6&cad=rja&ved=0CEcQFjAF&url=http%3A%2F%2Frevistas.utp.edu.co%2Findex.php%2Frevistaciencia%2Farticle%2Fdownload%2F7839%2F5349&ei=oI_UaPICYXK9gS7y4GICw&usg=AFQjCNEfPc52w)

López, Á., Rodríguez, R., Cucala, P., & Fernández, A. (Junio de 2013). *revista-anales*. Recuperado el 24 de Julio de 2014, de [http://www.revista-anales.es/web/n\\_20/pdf/seccion\\_10.pdf](http://www.revista-anales.es/web/n_20/pdf/seccion_10.pdf)

Maniktala, S. (28 de Enero de 2013). *newnespress*. Obtenido de [www.newnespress.com](http://www.newnespress.com)

Moreno, R., Ríos, M. A., Ramos, G. A., & Quintero, E. (Julio de 2009). *Sistemas de alimentación eléctrica a sistemas de transporte masivo tipo metro*. Recuperado el 17 de Junio de 2013, de <http://www.google.com.co/url?sa=t&rct=j&q=subestacion%20metro%20medellin&source=web&cd=10&ved=0CF8QFjAJ&url=http%3A%2F%2Fdialognet.unirioja.es%2Fdescarga%2Farticulo%2F3176217.pdf&ei=oI-UaPICYXK9gS7y4GICw&usg=AFQjCNGJOHaWgMgnngblGjlaDLrfwK67Dcg>

*Power Electronic Desing Handbook*. (1998). Recuperado el 6 de Junio de 2013, de [sciencedirect](http://www.sciencedirect.com):  
<http://www.sciencedirect.com/consultaremot/upb.edu.co/science/article/pii/B9780750670739500055>

Saldarriaga, L. J., & Restrepo, J. D. (02 de Agosto de 2001). *elcolombiano*. Recuperado el 23 de Julio de 2014, de [http://www.elcolombiano.com/proyectos/metro/textos/metro\\_2.htm](http://www.elcolombiano.com/proyectos/metro/textos/metro_2.htm)