



FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DEPARTAMENTO DE CONTROL AUTOMÁTICO

# *Trabajo de Diploma*

TESIS EN OPCIÓN AL TÍTULO DE  
INGENIERO EN AUTOMÁTICA

*TÍTULO: "Diseño de un convertidor de corriente directa en corriente directa reductor y del regulador de voltaje medio en la carga."*

**AUTOR: Rolando Docampo Fernández**

**TUTOR: MSc. Henry Bory Prevez**

SANTIAGO DE CUBA

2016

"AÑO 58 DE LA REVOLUCIÓN"

*Pensamiento:*



*“El hombre encuentra a Dios detrás de cada puerta que la ciencia logra abrir. Es por eso que en los momentos de crisis, sólo la imaginación es más importante que el conocimiento.”*

*Albert Einstein*

## *Dedicatoria*

*A mi mamá, que siempre ha sido comprensiva conmigo, para poder dedicar el tiempo necesario en lograr este título académico.*

*A mis abuelos y familia que siempre han estado cuidándome y guiándome en la vida para que pueda ser una mejor persona cada día que pasa.*

*A mi novia Karenia por darme alegría todos los días.*

## *Agradecimientos*

*Deseo agradecer profundamente a todos los que directa e indirectamente han contribuido a la realización de esta tesis.*

*A mis abuelos y a mi familia por sus constantes estímulos en momentos felices y tristes en este caminar.*

*A mi madre que siempre se ha sacrificado por darme lo mejor y por ofrecerme su amor y cariño.*

*Al MSc. Henry Bory Prevez por su entrega, su constante preocupación que propició la realización de esta tesis.*

*Al Dr. Chang por brindarme sus sugerencias y ayuda incondicional.*

*A mis profesores de la carrera que han forjado mis conocimientos de ingeniero para poder utilizarlos en esta tesis.*

## Resumen

En el presente trabajo se analizó y se diseñó un convertidor de corriente directa en corriente directa reductor, circuito no lineal, que presenta deficiencias en la regulación del voltaje medio a la salida ante variaciones en el voltaje de la fuente de alimentación y en la carga. Se propuso el esquema de control para la regulación del voltaje medio a su salida, donde se obtuvieron los modelos en variables de desviación de cada bloque del esquema de control. Se diseñó un regulador polinomial en variable de desviación para el convertidor de corriente directa en corriente directa reductor a partir del modelo linealizado de este, que logra regular el voltaje medio a la salida del convertidor, circuito no lineal, en presencia de perturbaciones en la fuente de alimentación y en la carga en forma de escalón. Todos los resultados obtenidos fueron corroborados mediante simulación con los paquetes de programas profesionales MATLAB 2008b para el procesamiento y graficado de datos y el PSIM 6.0 para la simulación de los esquemas eléctricos.

## **Abstract**

In this work it was analyzed and DC-DC Buck converter was designed, knowing that it is a non-linear circuit and is deficient in regulating the output means to disturbances in operation voltage. The control scheme for controlling the output means which, where the models were obtained deviation variables of each block voltage control scheme was proposed. The polynomial controller deviation variable for the DC-DC Buck converter that despite being a non-linear circuit, by applying disturbances in the operation of the DC-DC Buck converter, the controller manages regulates the average voltage designed the inverter output. All results were corroborated by simulation, in professional software packages for processing MATLAB 2008b was used and plotted data and PSIM 6.0 for the simulation of circuit diagrams.

## Índice

Introducción .....	1
Capítulo I: El Principio de Funcionamiento del Convertidor de Corriente Directa en Corriente Directa Reductor y el Método de Diseño Polinomial de Controladores. ....	5
Introducción. ....	5
1.1. Caracterización gnoseológica del convertidor de CD-CD reductor. ....	6
1.1.1. Generalidades de los convertidores de CD-CD. ....	6
1.1.2. Idea básica de la operación reductora. ....	9
1.1.3. Análisis del convertidor de CD-CD reductor con carga puramente resistiva. ....	11
1.1.4. Modelación del sistema de control del convertidor de CD-CD reductor. ....	17
1.1.5. Método del diseño polinomial de controladores. ....	29
1.2. Caracterización histórica de los convertidores de CD-CD reductores y del método de diseño polinomial de controladores. ....	32
1.3. Actualidad de los convertidores de CD-CD reductores. ....	32
Conclusiones del capítulo I. ....	33
Capítulo II: Diseño del convertidor de CD-CD reductor, del regulador polinomial y evaluación mediante simulación. ....	34
Introducción. ....	34
2.1. Diseño del convertidor de CD-CD reductor. ....	34
2.2. Diseño del esquema a implementar. ....	37
Conclusiones del capítulo II. ....	50
Conclusiones Generales. ....	51
Recomendaciones. ....	52
Bibliografía. ....	53

## Introducción

En la actualidad existen muchos convertidores de corriente directa en corriente directa, CD-CD, de ellos, uno muy empleado es el convertidor de CD-CD reductor. El convertidor de CD-CD reductor es una fuente conmutada que, dada una alimentación de voltaje de directa, permite obtener una diferencia de potencial de directa a su salida de menor magnitud que su fuente de alimentación.

Se conoce que para convertir un voltaje de directa a otro de menor magnitud, se ha venido utilizando un puente a diodo seguido por un capacitor en la etapa de entrada, ver [1], este esquema genera formas de ondas con mucha distorsión en la corriente de entrada, además, se utilizaban los reguladores lineales para la conversión de CD-CD o un divisor de tensión, pero estos circuitos presentan muchas pérdidas de energía por lo que son muy ineficientes (Sitio 1). Debido a estos problemas y al surgimiento de los dispositivos semiconductores de conmutación, se ha escogido la configuración de los convertidores de CD-CD reductores, para poder realizar la disminución de los voltajes de las fuentes de alimentaciones de directas debido a que estos convertidores presentan una eficiencia del 90-92%, mientras que las otras configuraciones utilizadas, presentan hasta un 75% de eficiencia como máximo [2].

De las múltiples ventajas que presenta el convertidor de CD-CD reductor están: se logra variar el voltaje de salida desde cero hasta el voltaje de entrada de forma continua; presenta una característica transferencial lineal; ofrecen una elevada eficiencia; posee bajo costo de diseño, mantenimiento y explotación; generalmente su tamaño es muy pequeño, ver [3], [4] y [5]. Por las ventajas que posee el convertidor de CD-CD reductor, estos están siendo utilizados en: las fuentes de corrientes de las computadoras personales; en los transformadores de energía; en las fuentes de energía renovables, como los paneles solares, ver figura 1.0, parques eólicos, etc. [6].

Pero a pesar de las altas eficiencias de trabajo existentes en los convertidores de CD-CD reductores, ellos presentan dificultades en la regulación en el voltaje de salida ante variación de los parámetros de los componentes y perturbaciones externas al circuito.



**Fig. 1.0** Imágenes de paneles solares.

Como perturbaciones externas al convertidor de CD-CD reductor están: variaciones del voltaje en la fuente de alimentación y cambios en la carga. El cambio en la carga se refiere, por ejemplo, a que se eleve el consumo de corriente de la carga conectada al convertidor, provocando la disminución del voltaje medio a la salida del convertidor.

Como variación de los parámetros de los componentes del convertidor de CD-CD, está: el envejecimiento de los componentes electrónicos del convertidor, provocando obtener valores de voltajes de salida del convertidor diferentes al deseado.

Para la regulación del voltaje medio de salida del convertidor de CD-CD reductor se varía el ciclo útil del mismo, que consiste en cambiar el tiempo de conducción del semiconductor(transistor), para regular el voltaje medio de salida del convertidor. Una forma de cambiar el voltaje de salida en los convertidores de CD-CD reductores es mediante la variación de la frecuencia de conmutación del transistor, pero esta forma es poco empleada ya que dificulta y empeora el filtro pasa-bajo del convertidor usado para reducir el rizado en el voltaje de salida. La forma más utilizada para la regulación del voltaje de salida del convertidor de CD-CD reductor es variando el tiempo de conmutación a frecuencia constante o modulación por ancho de pulso, PWM por sus siglas en inglés, del semiconductor (transistor).

En el presente trabajo se presta especial interés a la regulación del voltaje medio de salida de los convertidores de CD-CD reductores ante variación de los parámetros y perturbaciones externas. Estos convertidores de CD-CD reductores se emplean por su sencillez de fabricación y bajo costo de producción, pero su propio principio de funcionamiento hace que éstos no puedan mantener el voltaje medio de salida a un valor establecido ante cambios en la carga, cambios en el voltaje de la fuente de alimentación y al envejecimiento de sus componentes electrónicos.

Lo anteriormente declarado impone como **problema de la investigación** la insuficiente regulación del voltaje medio de salida del convertidor de corriente directa en corriente directa reductor a un valor establecido, ante cambios en la carga y cambios en el voltaje de la fuente de alimentación.

Como **objeto de la investigación** son los métodos de diseño de control de convertidores de corriente directa en corriente directa.

Para resolver el problema planteado se traza como **objetivo de la investigación** diseñar un controlador polinomial que ajuste el voltaje de salida del convertidor de CD-

CD reductor a un valor establecido y responda rápidamente ante variaciones de la corriente en la carga y cambios en el voltaje en la entrada del convertidor, en el rango permisible.

Como **campo de acción** se tienen las formas de diseño de control polinomial del convertidor de corriente directa en corriente directa reductor.

Como **hipótesis** se plantea que, si se diseña un controlador polinomial para la regulación del voltaje medio de salida del convertidor de corriente directa en corriente directa reductor, entonces se ajustaría el voltaje medio a la salida del convertidor al valor deseado ante cambios en el voltaje de la fuente de alimentación y en la carga.

#### **Tareas de la investigación:**

1. Revisar el estado del arte.
2. Caracterizar desde el punto de vista gnoseológico, histórico y en la actualidad el convertidor de corriente directa en corriente directa reductor y el método de diseño del control polinomial.
3. Evaluar el diseño realizado mediante simulaciones.
4. Elaborar el informe.

#### **Técnicas y métodos empleados en la investigación:**

Análisis de documentos.

Empíricos:

1. Análisis de datos.
2. La observación.

Método histórico lógico.

Método de análisis y síntesis.

Experimentales:

- Simulación.

El informe está estructurado en: introducción general, dos capítulos con introducción y conclusiones parciales cada uno, conclusión general, recomendaciones y bibliografía.

**Aporte de la investigación:**

Se aporta el análisis y diseño de un convertidor de CD-CD reductor, el esquema de control a implementar para la regulación del voltaje medio a la salida del mismo, el modelo de cada bloque de control, y el diseño de un controlador polinomial para regular el voltaje medio a la salida del convertidor ante perturbaciones en su funcionamiento. Además, la presente tesis puede ser empleada como bibliografía sobre el tema en futuros trabajos docentes y de investigación.

**Significación práctica:**

La presente investigación permitirá el conocimiento y diseño del convertidor de CD-CD reductor, el análisis y obtención del modelo de sistemas no lineales, y permitirá la aplicación y diseño de un controlador polinomial.

# Capítulo I: El Principio de Funcionamiento del Convertidor de Corriente Directa en Corriente Directa Reductor y el Método de Diseño Polinomial de Controladores.

## Introducción.

En este capítulo se realiza una caracterización gnoseológica del convertidor de corriente directa en corriente directa reductor, para esto se repasan las definiciones y clasificaciones de los convertidores de corrientes directas en corrientes directas, CD-CD, se definen las ecuaciones de diseño del convertidor de CD-CD reductor, se obtiene la función de transferencia de este y se describe el método de diseño polinomial de controladores, se hace una caracterización desde un enfoque histórico y actual de los convertidores de CD-CD reductores y del método de diseño polinomial.

Las consideraciones que se emplean para el desarrollo del capítulo son:

1. El voltaje entregado por la fuente de alimentación de directa no contiene armónicos.
2. La impedancia de salida de la fuente de alimentación es despreciable.
3. Los dispositivos semiconductores de potencia se consideraron ideales, caída de voltaje en estado de conducción y corriente de fuga en estado de no conducción, nulas.
4. Los dispositivos almacenadores de energía se consideraron ideales.
5. Se utiliza una carga puramente resistiva.

Para el análisis del circuito del convertidor de CD-CD reductor se empleará la misma notación que la utilizada en cursos de Circuitos Eléctricos y Electrónica Analógica, o sea, se usarán letras mayúsculas con subíndices en mayúsculas para indicar valor constante, medio o valor efectivo, ejemplo,  $V_o$ ,  $V$ ,  $I$ ,  $I_{RMS}$ ; se utilizarán letras minúsculas con subíndices en minúsculas y/o con gorro ( $\sim$ ) para indicar valores instantáneos, ejemplo,  $v_o$ ,  $\tilde{v}$ ,  $i$ ; se usarán letras minúsculas con subíndice en mayúscula para indicar la suma de componentes constante e instantáneos, ejemplo,  $v_o = V_o + v_o$ ,  $i_o = I_o + i_o$ , y se usarán letras mayúsculas con subíndices en mayúsculas y/o con gorro ( $\wedge$ ), para indicar valores fasoriales que relacionan valores efectivos, ejemplo,  $\hat{I}_L$ ,  $\hat{V}_I$ .

## 1.1. Caracterización gnoseológica del convertidor de CD-CD reductor.

### 1.1.1. Generalidades de los convertidores de CD-CD.

En este epígrafe se realiza un breve repaso de la definición y clasificación de los convertidores de CD-CD y se definen algunos conceptos básicos que se emplean en este trabajo, útiles para la comprensión del principio de funcionamiento del mismo, según en [3], [4], [5], [6] y [7].

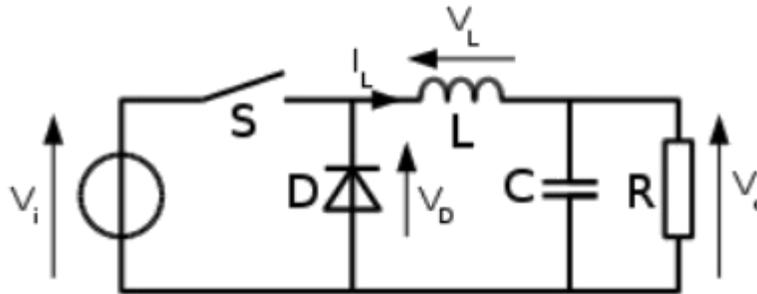
**Convertidor de corriente directa en corriente directa**, circuito electrónico que proporciona, a partir de una fuente de voltaje de corriente directa, CD, no regulada, un voltaje de CD regulado y de magnitud ajustable mediante una señal de referencia.

Normalmente se clasifican en tres grupos: los que disminuyen la tensión a su salida (reductor), los que aumentan la tensión a su salida (elevador) y los que son capaces de realizar ambas funciones (reductor-elevador). Se resume esta clasificación de acuerdo a la relación existente entre el voltaje de salida ( $V_O$ ) y el voltaje en la entrada ( $V_S$ ) del convertidor de CD-CD, como aparece en la tabla 1.1.1.

Tabla 1.1.1 Clasificación de los convertidores de CD-CD según su relación entre el  $V_S$  y  $V_O$ .

Tipo de convertidor de CD-CD	Clasificación	Relación entre $V_S$ y $V_O$
Convertidor de CD-CD Flyback Convertidor de CD-CD Cuck	Reductores-Elevadores	$V_O < V_S$ o $V_O > V_S$
Convertidor de CD-CD elevador (Boost)	Elevadores	$V_O > V_S$
Convertidor de CD-CD reductor (Buck)	Reductores	$V_O < V_S$

**El convertidor de CD-CD reductor**, es un convertidor de CD-CD que obtiene a su salida un voltaje continuo menor que el voltaje visto en la entrada, ver figura 1.1.1. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos dispositivos semiconductores, transistor (S) y diodo (D), un inductor (L) y un condensador (C) a la salida. Frecuentemente se añaden filtros construidos con inductores y condensadores para disminuir el rizado en el voltaje de salida del convertidor de CD-CD reductor.



**Fig. 1.1.1** Circuito básico de un convertidor de CD-CD reductor. El interruptor suele ser un MOSFET, IGBT o BJT.

En la figura 1.1.1 se observa la fuente de CD ( $V_i$ ), el inductor (L), el elemento semiconductor (S), el diodo (D), el capacitor (C) y la carga (R).

De las múltiples ventajas de las que son acreedores los convertidores de CD-CD reductores, [5], [7] y (Sitio 2), son:

- Se logra variar el voltaje de salida desde cero hasta el voltaje de entrada de forma continua.
- Presenta una característica transferencial lineal.
- Ofrecen una elevada eficiencia en la mayoría de los casos.
- Poseen bajo costo de diseño, mantenimiento y explotación.
- Generalmente su tamaño es pequeño.
- Presentan bajas pérdidas de energía en forma de calor.

Como desventaja está, [5] y [7]:

- El voltaje de salida del convertidor de CD-CD reductor posee alto contenido armónico.

Debido a la alta eficiencia y bajos costos de fabricación de los convertidores de CD-CD reductores, ver artículos [3] y [5], estos están siendo utilizados en:

- Aplicaciones industriales.
- En los circuitos del hardware de las computadoras.
- Control de motores eléctricos.
- Control en aceleraciones continuas.

El efecto reductor del convertidor de CD-CD reductor es debido a la configuración circuital existente entre el transistor, el diodo y la bobina. La posición de estos componentes electrónicos hace que el voltaje de salida del convertidor de CD-CD reductor sea de menor magnitud que el voltaje de entrada del mismo, pero el rizado del

voltaje de salida es grande y puede traer problemas en sus aplicaciones; por eso se utiliza un capacitor que junto con el inductor forma un filtro pasa-bajo para disminuir el rizado del voltaje de salida del convertidor, pudiéndolo hacer casi despreciable.

A continuación se repasarán los conceptos de voltaje medio, corriente media, potencia media, y se recordarán las relaciones volt-ampéricas de los elementos básicos de circuito eléctrico:

**Voltaje medio (V):**

$$V = \frac{1}{T} \int_{t_0}^t v(t) dt \quad (1.1.1)$$

**Corriente media (I):**

$$I = \frac{1}{T} \int_{t_0}^t i(t) dt \quad (1.1.2)$$

**Potencia media (P):**

$$P = V \cdot I \quad (1.1.3)$$

**Relaciones volt-ampéricas en los elementos básicos de circuito eléctrico:**

Resistencia:

$$v(t) = i(t) \cdot R \quad (1.1.4)$$

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (1.1.5)$$

Inductor:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.1.6)$$

$$i(t) = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v(t) dt \quad (1.1.7)$$

La energía en el inductor  $E_L$

$$E_L = \int_{t_0}^t i(t) \cdot v(t) \cdot dt = L \int_{i_0}^i i(t) di = \frac{1}{2} Li(t)^2 \quad (1.1.8)$$

Capacitor:

$$v(t) = v(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt \quad (1.1.9)$$

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (1.1.10)$$

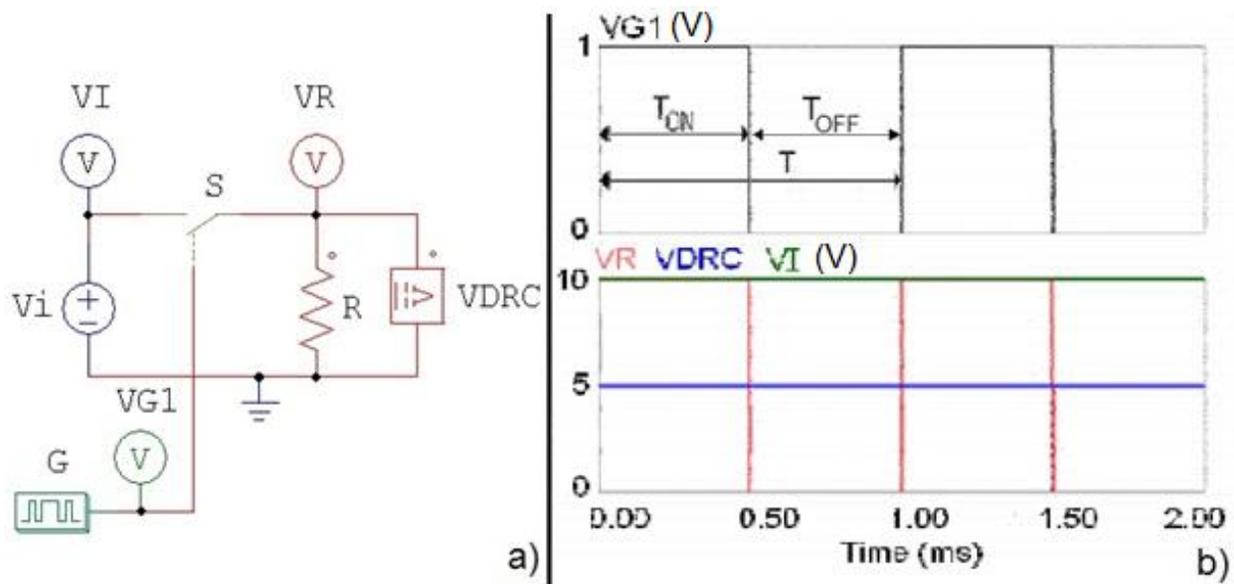
La energía en el capacitor  $E_C$

$$E_C = \int_{t_0}^t i(t) \cdot v(t) \cdot dt = C \int_{v_0}^v v(t) dv = \frac{1}{2} C v(t)^2 \quad (1.1.11)$$

### 1.1.2. Idea básica de la operación reductora.

En el presente epígrafe se analizará la idea básica de la operación reductora de los convertidores de CD-CD reductores, para esto se profundiza en el principio de funcionamiento del circuito básico denominado pulsador reductor, y se obtendrán las ecuaciones del mismo, [7].

En la figura 1.1.2 a) se muestra el esquema de simulación del pulsador reductor en PSIM 6.0 y en la figura 1.1.2 b) las formas de ondas más significativas.



**Fig. 1.1.2** a) Esquema de simulación del pulsador reductor, b) Formas de ondas más significativas del pulsador reductor.

Este esquema de simulación está compuesto por: fuente de alimentación de directa ( $V_i$ ), de amplitud igual a 10 V y resistencia interna nula; interruptor semiconductor (S) con posición inicial desconectado; resistencia de carga ( $R=100 \Omega$ ); gatillo (G), cuya función es darle el pulso de disparo al interruptor (S) y sus parámetros son, frecuencia (1 kHz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación ( $0^\circ$  y  $180^\circ$ ) y los marcadores de voltajes (VI, VG1 y VR) para visualizar las formas de ondas del voltaje de entrada al pulsador reductor, de la señal de disparo del gatillo y del voltaje

instantáneo en la carga, además, se conecta el voltímetro (VDRC), para medir el voltaje medio en la carga.

El funcionamiento del esquema es el siguiente: el interruptor (S) se abre y se cierra al aplicarle una señal de periodo,  $T$ , constante, denominada periodo del pulsador reductor. El tiempo durante el cual el interruptor está cerrado, y por tanto, la carga,  $R$ , se encuentra conectada a la fuente,  $V_i$ , se denominará tiempo de conducción,  $T_{ON}$ . Se llamará tiempo de bloqueo,  $T_{OFF}$ , al tiempo que el interruptor permanece abierto, dejando aislada la carga. La suma de  $T_{ON}$  y  $T_{OFF}$ , como se puede apreciar en la figura 1.1.2 b), resulta en el periodo del convertidor, ver [8].

Cuando el interruptor,  $S$ , está cerrado,  $0 < t < T_{ON}$ , la tensión de la fuente de alimentación se aplica a la carga, provocando la circulación de corriente a través de esta. Cuando el interruptor está abierto,  $T_{ON} < t < T$ , la fuente de alimentación no se conecta con la carga, siendo nula la corriente circulante por la misma.

El voltaje instantáneo en la carga,  $v_R$ , que se observa en la figura 1.1.2 b), se define como:

$$v_R(t) = \begin{cases} V_i & 0 < t < T_{ON} \\ 0 & T_{ON} < t < T \end{cases} \quad (1.1.12)$$

Entonces el voltaje medio en la carga será:

$$V_R = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_R(t) dt + \frac{1}{T} \int_{T_{ON}}^T v_R(t) dt \quad (1.1.13)$$

Como el  $v_R(t) = 0$  cuándo  $T_{ON} < t < T$ , entonces:

$$V_R = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_R(t) dt + 0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} v_R(t) dt \quad (1.1.14)$$

Donde  $v_R(t) = V_i$ , cuando  $0 < t < T_{ON}$ , obteniéndose:

$$V_R = \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} V_i dt = \frac{1}{T} V_i (T_{ON} - 0) = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_i \quad (1.1.15)$$

Al cociente entre  $T_{ON}$  y  $T$  se le denomina ciclo útil o ciclo de trabajo ( $D$ ), por tanto:

$$V_R = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_i = D \cdot V_i \quad (1.1.16)$$

Las conclusiones más destacadas son las siguientes:

- El voltaje medio en la carga,  $V_R$ , es directamente proporcional a la tensión aplicada a la entrada del convertidor.
- Variando  $T_{ON}$  se consigue cambiar el ciclo útil,  $D$ , entre 0 y 1, con lo que la señal de salida varía entre 0 y  $V_i$ . De esta manera se controla el flujo de potencia en la carga.
- El valor medio máximo de la tensión en la salida es:

$$V_{R(MÁX)} = V_i \quad (1.1.17)$$

### 1.1.3. Análisis del convertidor de CD-CD reductor con carga puramente resistiva.

En el presente epígrafe se analizará el convertidor de CD-CD reductor y se obtendrán las ecuaciones de diseño del mismo, para esto se describirá el principio de funcionamiento del convertidor de CD-CD reductor.

El convertidor de CD-CD reductor presenta dos modos de trabajo, [6] y [8]:

- Modo discontinuo, M.D, en este la intensidad de la corriente en el inductor se hace nula a partir de un instante a lo largo del tiempo  $T_{OFF}$ .
- Modo continuo, M.C, en este la intensidad de la corriente que fluye en el inductor fluctúa entre un valor máximo y mínimo, pero nunca llega a anularse.

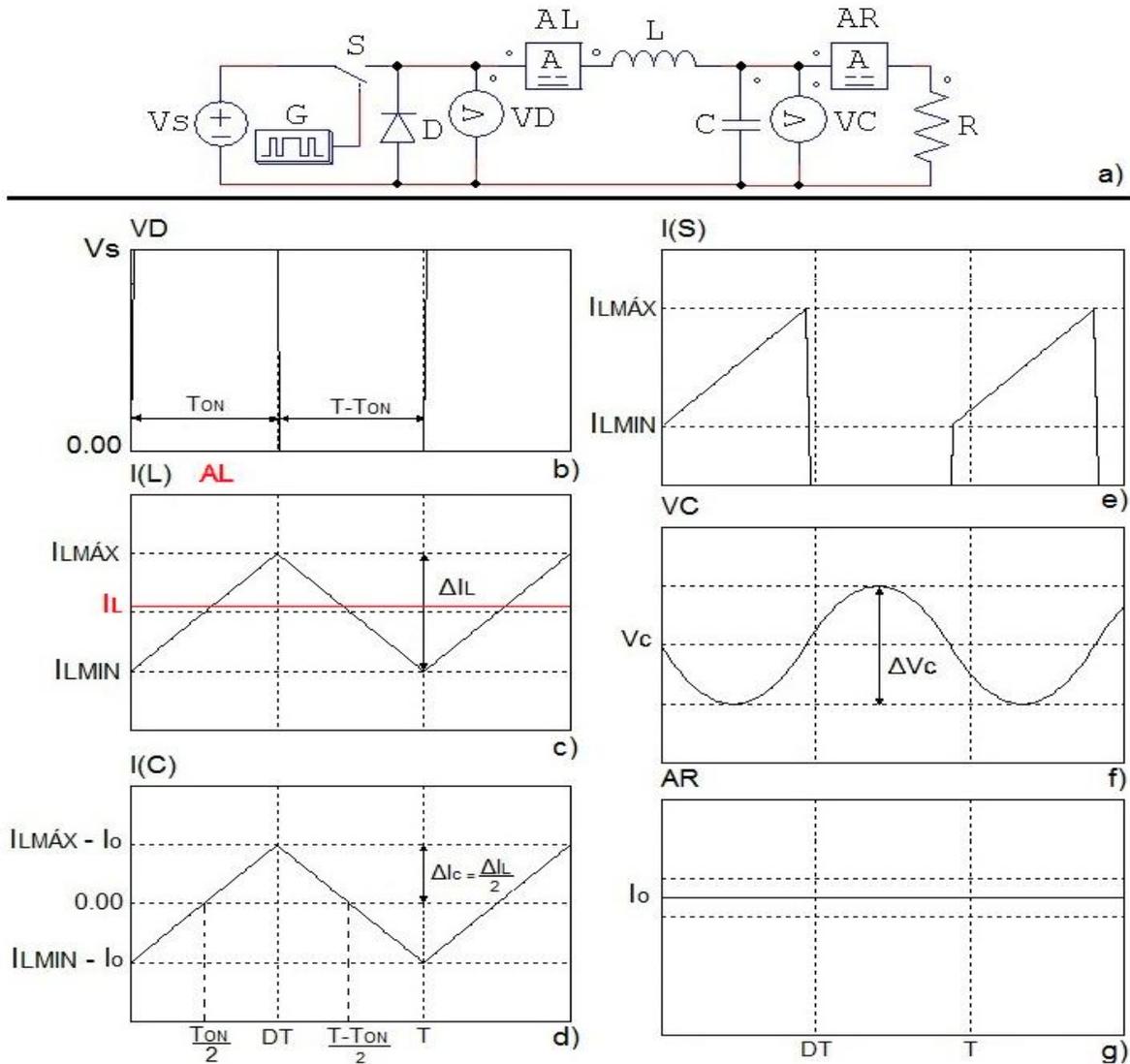
Como en el presente trabajo se desea mantener constante el voltaje medio en la carga, se analiza al convertidor de CD-CD reductor trabajando en M.C.

En la figura 1.1.3 se muestra el esquema de simulación del convertidor de CD-CD reductor en PSIM 6.0 y las formas de ondas más significativas.

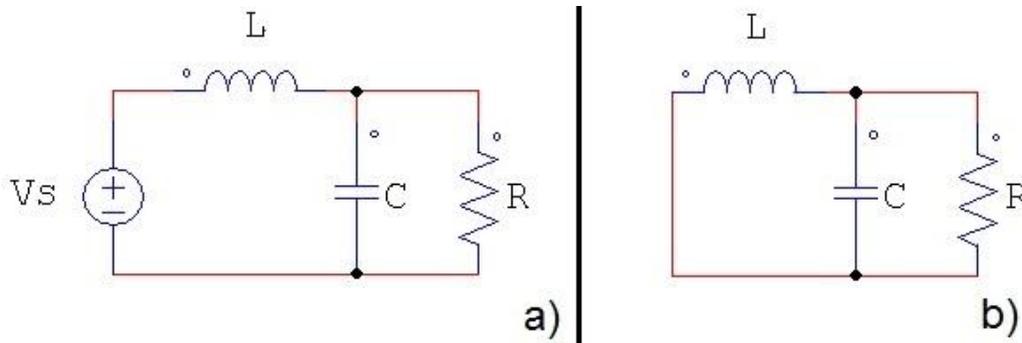
Este esquema de simulación está compuesto por: fuente de voltaje de CD ( $V_s$ ); interruptor semiconductor (S); gatillo (G) cuya función es aplicar pulsos al semiconductor (S) y sus parámetros son, frecuencia en Hz, número de puntos de conmutación y puntos de conmutación; un diodo ideal (D); un inductor (L); un capacitor (C); una resistencia de carga (R); los marcadores de voltajes (VD y VC) para visualizar las formas de ondas del voltaje instantáneo del diodo, del voltaje instantáneo en el capacitor; además, se conectan los amperímetros (AL y AR) para medir la corriente media en el inductor y la corriente media en la carga.

El funcionamiento del esquema se divide en dos partes, correspondientes a cada uno de los estados posibles del interruptor (S),  $T_{ON}$  (cerrado) y  $T_{OFF}$  (abierto), [7]: en el intervalo de tiempo de 0 a  $T_{ON}$ , ver figura 1.1.4 a), el interruptor se cierra y cortocircuita

sus terminales, conectando al diodo, al inductor, al capacitor y a la carga a la fuente  $V_s$ . Una vez que el interruptor se cierra, el diodo queda conectado en paralelo con la fuente  $V_s$ , donde el cátodo del diodo se conecta al punto de mayor potencial de  $V_s$ , y el ánodo se mantiene conectado al menor potencial de  $V_s$ , por lo que el diodo se polariza en inversa, debido a que el voltaje en el ánodo es menor que en el cátodo. Como el inductor está conectado a  $V_s$ , el inductor comienza a almacenar energía de la fuente  $V_s$ , haciendo que la corriente en el inductor empiece a crecer hasta un valor máximo,  $I_{LMAX}$ .



**Fig. 1.1.3** a) Esquema de simulación del convertidor de CD-CD reductor, b) Voltaje instantáneo en el diodo, c) Formas de ondas de la corriente en el inductor, d) Formas de ondas de la corriente en el capacitor, e) Corriente instantánea en el interruptor, f) Voltaje instantáneo en el capacitor, g) Corriente media en la carga.



**Fig. 1.1.4** a) Circuito equivalente a  $T_{ON}$ , b) Circuito equivalente a  $T_{OFF}$ .

En el intervalo de tiempo de  $T_{ON}$  a  $T$ , ver figura 1.1.4 b), el interruptor se abre y desconecta sus terminales, haciendo que el diodo, el inductor, el capacitor y la carga se desconecten de la fuente  $V_s$ , provocando que el inductor invierta la polaridad del voltaje en sus terminales para oponerse a un cambio brusco de corriente, imponiendo la corriente a través de él, entonces el cátodo del diodo se encuentra en el terminal de menor potencial del inductor, mientras que el ánodo posee un mayor potencial que el cátodo, luego el diodo se polariza en directa, proporcionando el diodo un camino para la corriente del inductor. Durante el intervalo de tiempo de  $T_{ON}$  a  $T$ , la energía almacenada en el inductor comienza a transferirse hacia el capacitor y hacia la carga, por lo que la corriente en el inductor,  $i_L$ , comienza a disminuir hasta un valor de corriente mínima,  $I_{LMIN}$ , donde se repetirá el proceso en el nuevo ciclo.

Análisis del convertidor de CD-CD reductor en el intervalo de tiempo de 0 a  $T_{ON}$ , [7], [9] y [10]: Aplicando la ley de Kirchhoff de los voltajes al circuito de la figura 1.1.4 a), y trabajando con sus valores medios, se tiene:

$$V_s = V_L + V_C \quad (1.1.18)$$

Como el capacitor y la carga están en paralelos, entonces  $V_o = V_C$ , y por tanto:

$$V_s = V_L + V_o \quad (1.1.19)$$

$$V_s - V_o = V_L \quad (1.1.20)$$

Como el voltaje instantáneo en el inductor es:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (1.1.21)$$

y como la corriente en el inductor en el intervalo de tiempo de 0 a  $T_{ON}$  aumenta de  $I_{LMIN}$  hasta  $I_{LMAX}$ , entonces:

$$V_L = \frac{1}{T_{ON}} \int v(t) dt = \frac{1}{T_{ON}} \int L \frac{di_L(t)}{dt} dt = \frac{L}{T_{ON}} \int di_L(t) = \frac{L}{T_{ON}} \int_{I_{LMIN}}^{I_{LMAX}} di_L(t) = \frac{L}{T_{ON}} (I_{LMAX} - I_{LMIN})$$

$$V_L = \frac{L}{T_{ON}} \Delta I_L \quad (1.1.22)$$

Sustituyendo la ec (1.1.22) en la ec (1.1.20), se tiene:

$$V_S - V_O = \frac{L \cdot \Delta I_L}{T_{ON}} \quad (1.1.23)$$

Despejando  $\Delta I_L$  y  $T_{ON}$  de la ec (1.1.23):

$$\Delta I_L = \frac{(V_S - V_O) T_{ON}}{L} \quad (1.1.24)$$

$$T_{ON} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{(V_S - V_O)} \quad (1.1.25)$$

Análisis del convertidor de CD-CD reductor en el intervalo de tiempo de  $T_{ON}$  a T:

Aplicando la ley de Kirchhoff de los voltajes al circuito de la figura 1.1.4 b) y trabajando con sus valores medios, se tiene:

$$V_D = V_L + V_O \quad (1.1.26)$$

Como el voltaje en los terminales del diodo es igual a cero, entonces:

$$V_L = -V_O \quad (1.1.27)$$

Como la corriente en el inductor en el intervalo de tiempo de  $T_{ON}$  a T disminuye de  $I_{LMAX}$

hasta  $I_{LMIN}$ , entonces:

$$V_L = \frac{L}{T_{OFF}} \int_{I_{LMAX}}^{I_{LMIN}} di_L(t) = \frac{L}{T_{OFF}} (I_{LMIN} - I_{LMAX}) = \frac{-\Delta I_L \cdot L}{T_{OFF}} \quad (1.1.28)$$

Sustituyendo la ec (1.1.28) en la ec (1.1.27):

$$\frac{-\Delta I_L \cdot L}{T_{OFF}} = -V_O \quad (1.1.29)$$

Despejando  $\Delta I_L$  y  $T_{OFF}$  de la ec (1.1.29):

$$\Delta I_L = \frac{V_O}{L} \cdot T_{OFF} \quad (1.1.30)$$

$$T_{OFF} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_O} \quad (1.1.31)$$

Igualando la ec (1.1.30) con la ec (1.1.24) y manipulando matemáticamente:

$$\frac{V_o \cdot T_{OFF}}{L} = \frac{(V_s - V_o)T_{ON}}{L} \quad (1.1.32)$$

$$V_o \cdot T_{OFF} = V_s T_{ON} - V_o T_{ON} \quad (1.1.33)$$

$$V_o(T_{ON} + T_{OFF}) = V_s \cdot T_{ON} \quad (1.1.34)$$

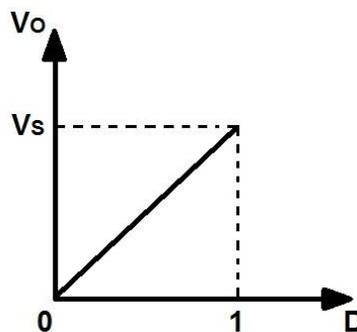
Como:

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (1.1.35)$$

$$V_o \cdot T = V_s \cdot T_{ON} \quad (1.1.36)$$

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_s = D \cdot V_s \quad (1.1.37)$$

Obteniéndose la característica transferencial del convertidor de CD-CD reductor, el cual indica como el voltaje medio de salida del convertidor depende del ciclo útil y que varía entre cero y  $V_s$  de forma lineal, ver figura 1.1.5.



**Fig. 1.1.5** Gráfica de la ecuación transferencial del convertidor de CD-CD reductor.

Suponiendo que no hay pérdidas de energía en el convertidor de CD-CD reductor, entonces la potencia media de entrada,  $P_e$ , es igual a la potencia media de salida,  $P_o$ :

$$P_e = P_o = V_s \cdot I_s = V_o \cdot I_o \quad (1.1.38)$$

$$I_s = D \cdot I_o \quad (1.1.39)$$

Cálculo de la inductancia:

$$\text{Como } T = T_{ON} + T_{OFF} = \frac{1}{f} \quad (1.1.40)$$

Siendo  $f$ : la frecuencia de conmutación del transistor, sustituyendo la ec (1.1.25) y la ec (1.1.31) en la ec (1.1.40), y manipulando matemáticamente:

$$\frac{1}{f} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{(V_s - V_o)} + \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_o} \quad (1.1.41)$$

$$\frac{1}{f} = \frac{L \cdot V_s \cdot \Delta I_L}{V_o(V_s - V_o)} \quad (1.1.42)$$

Despejando  $\Delta I_L$ :

$$\Delta I_L = \frac{V_o(V_s - V_o)}{f \cdot L \cdot V_s} \quad (1.1.43)$$

Sustituyendo la ec (1.1.37) en la ec (1.1.43) y simplificando:

$$\Delta I_L = \frac{D \cdot V_s(1 - D)}{f \cdot L} \quad (1.1.44)$$

Despejando la inductancia, L, en la ec (1.1.44):

$$L = \frac{D \cdot V_s(1 - D)}{f \cdot \Delta I_L} \quad (1.1.45)$$

Cálculo de la capacitancia:

Aplicando la ley de Kirchhoff de las corrientes:

$$i_L(t) = i_c(t) + i_o(t) \quad (1.1.46)$$

$$I_L + i_L(t) = [I_C + i_c(t)] + [I_o + i_o(t)] \quad (1.1.47)$$

Trabajando con las variaciones:

$$\Delta I_L + \Delta i_L(t) = [\Delta I_C + \Delta i_c(t)] + [\Delta I_o + \Delta i_o(t)] \quad (1.1.48)$$

Suponiendo que la corriente de la componente ondulatoria de la carga  $\Delta i_o$  es pequeña y despreciable, entonces,  $\Delta i_L = \Delta i_c$  (1.1.49)

Como:

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \approx C \frac{\Delta V_c}{\Delta t} \quad (1.1.50)$$

y conociendo que la carga en el capacitor, ver [11], es:

$$Q = C \cdot V_c \quad (1.1.51)$$

Trabajando con las variaciones:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_c \quad (1.1.52)$$

Sustituyendo la ec (1.1.52) en la ec (1.1.50), y manipulando matemáticamente:

$$i_c(t) \cdot \Delta t = C \cdot \Delta V_c = \Delta Q \quad (1.1.53)$$

Según, [11],  $\Delta Q$  es el área bajo la curva de la corriente instantánea del capacitor que

fluye entre los tiempos  $\frac{T_{ON}}{2}$  y  $\frac{T_{OFF}}{2}$ , entonces:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \Delta I_C \cdot \Delta t \quad (1.1.54)$$

Como:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1.1.55)$$

Sustituyendo la ec (1.1.55) en la ec (1.1.54), y manipulando matemáticamente:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \Delta I_L \right) \cdot \Delta t \quad (1.1.56)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{4} \cdot \Delta I_L \cdot \left( \frac{1}{2} T_{ON} + \frac{1}{2} T_{OFF} \right) \quad (1.1.57)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{8} \cdot \Delta I_L \cdot (T_{ON} + T_{OFF}) \quad (1.1.58)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{8} \cdot \Delta I_L \cdot T \quad (1.1.59)$$

Sustituyendo la ec (1.1.40) en la ec (1.1.59):

$$\Delta Q = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f} \quad (1.1.60)$$

Sustituyendo la ec (1.1.52) en la ec (1.1.60):

$$C \cdot \Delta V_C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f} \quad (1.1.61)$$

Despejando la capacitancia en la ec (1.1.61):

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta V_C} \quad (1.1.62)$$

Sustituyendo la ec (1.1.43) en la ec(1.1.62), se obtiene:

$$C = \frac{V_o(V_s - V_o)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot V_s \cdot \Delta V_C} \quad (1.1.63)$$

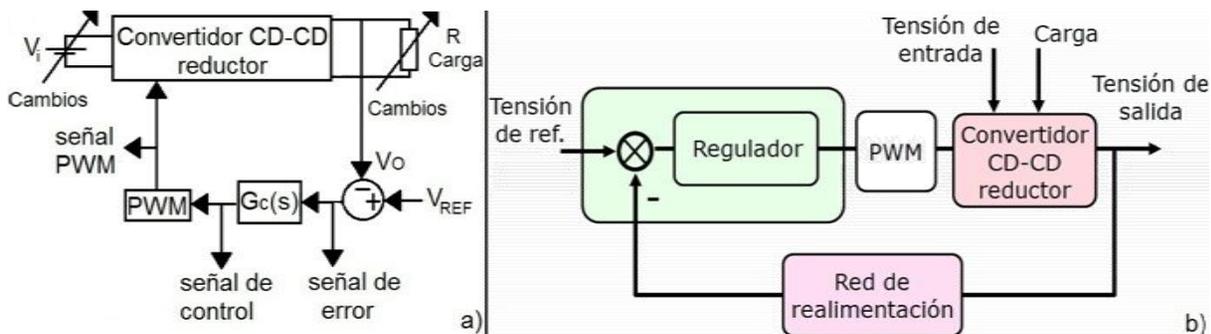
#### 1.1.4. Modelación del sistema de control del convertidor de CD-CD reductor.

En el presente epígrafe se analizará el modelo de cada bloque del sistema de control del convertidor de CD-CD reductor, para esto se describirá el diagrama del sistema de control, se analizará el modelo en variables de desviación, modelo de ac, del convertidor de CD-CD reductor y de los restantes bloques.

El convertidor de CD-CD reductor, ver figura 1.1.6 a), es la planta del sistema de control, a su vez, como se desea mantener regulado el voltaje medio a la salida del

convertidor de CD-CD reductor,  $V_O$ , ante perturbaciones, se define como la variable controlada al voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor.

La estrategia de control utilizada en la presente tesis, ver figura 1.1.6 a) es la siguiente: primero se compara el voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor con el voltaje de referencia,  $V_{REF}$ , obteniéndose la señal de error utilizada por el controlador,  $G_C(s)$ , para generar la señal de control que se envía al generador de pulsos, PWM, definido como el actuador del sistema de control. Debe notarse que al variar el ciclo útil del convertidor de CD-CD reductorse provoca el cambio del voltaje medio de salida del convertidor. El diagrama de bloque del sistema de control de la figura 1.1.6 a) es el mostrado en la figura 1.1.6 b).

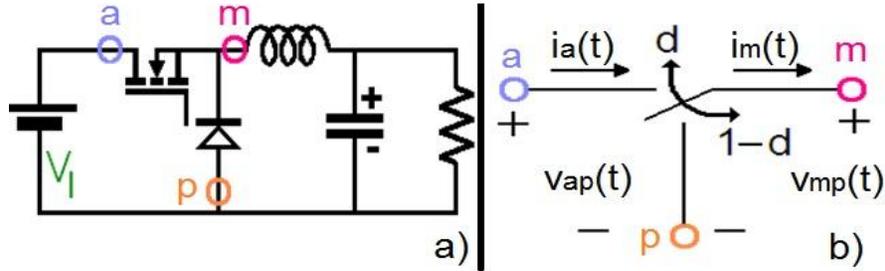


**Fig. 1.1.6** a) Esquema de control del convertidor de CD-CD reductor, b) Diagrama del sistema de control del convertidor de CD-CD reductor.

Modelo en variable de desviación o de pequeña señal, ac, del interruptor PWM, [3], [5], [12] y (Sitio 3):

En el esquema circuital del convertidor de CD-CD reductor de la figura 1.1.3 a), el interruptor (S), puede definirse como un interruptor activo, porque este puede activarse o desactivarse mediante la señal del PWM, el diodo (D) puede definirse como un interruptor pasivo, debido a que no se puede controlar cuando conduce o deja de conducir. Se puede denotar al terminal del interruptor (S) que se conecta con la fuente ( $V_s$ ) como **a**, al terminal del diodo que se conecta con el capacitor como **p**, y al terminal común entre el diodo y el interruptor como **m**, ver figura 1.1.7 a), esta combinación del transistor-diodo puede sustituirse por un interruptor doble polo equivalente, ver figura

1.1.7 b), donde en el intervalo de tiempo de 0 a  $T_{ON}$  el terminal común **m** se conecta al terminal **a** y en el intervalo de tiempo de  $T_{ON}$  a  $T$ , el terminal **m** se conecta al terminal **p**, con voltajes instantáneos de terminales  $v_{ap}(t)$  y  $v_{mp}(t)$ , y corrientes instantáneas de terminales  $i_a(t)$  y  $i_m(t)$ .



**Fig. 1.1.7** a) Esquema del convertidor de CD-CD reductor, b) Interruptor doble polo equivalente.

Sean los valores medios de corriente y voltaje, de las variables que aparecen en la figura 1.1.7 b), definidos como:

$$I_A = DI_M \quad (1.1.64)$$

$$V_{MP} = DV_{AP} \quad (1.1.65)$$

calculados a partir de los valores de corrientes y voltajes instantáneos, (Sitio 4):

$$i_a(t) = \begin{cases} i_m(t) & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (1.1.66)$$

$$v_{mp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & 0 \leq t \leq DT \\ 0 & DT \leq t \leq T \end{cases} \quad (1.1.67)$$

Entonces, si se aplica una pequeña señal de perturbación al punto de operación, se tiene que:

$$d = D + \tilde{d} \quad (1.1.68)$$

y entonces la ec (1.1.64) y la ec (1.1.65), se transforman en:

$$i_A = di_M \quad (1.1.69)$$

$$v_{MP} = dv_{AP} \quad (1.1.70)$$

Operando en la ec (1.1.69), se tiene:

$$I_A + \tilde{i}_a = (D + \tilde{d}) \cdot (I_M + \tilde{i}_m) \quad (1.1.71)$$

$$I_A + \tilde{i}_a = DI_M + I_M \tilde{d} + D\tilde{i}_m + \tilde{d}\tilde{i}_m \quad (1.1.72)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.70), se tiene:

$$V_{MP} + \tilde{v}_{mp} = (D + \tilde{d}) \cdot (V_{AP} + \tilde{v}_{ap}) \quad (1.1.73)$$

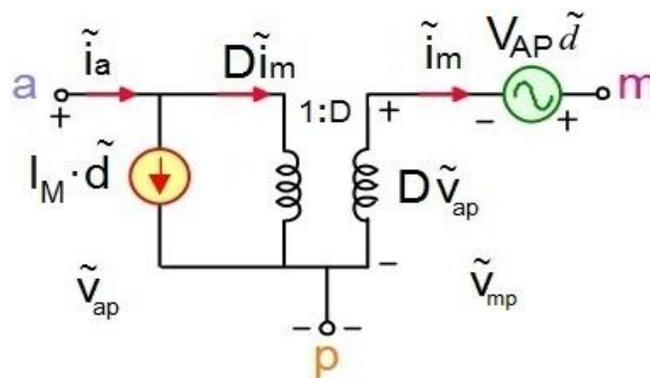
$$V_{MP} + \tilde{v}_{mp} = DV_{AP} + V_{AP}\tilde{d} + D\tilde{v}_{ap} + \tilde{d}\tilde{v}_{ap} \quad (1.1.74)$$

Luego para obtener el modelo de ac del interruptor del PWM, se desprecia el producto de variables incrementales en las ecs (1.1.72) y (1.1.74) y se igualan las magnitudes incrementales de ambos miembros de cada ecuación:

$$\tilde{i}_a = I_M \tilde{d} + D\tilde{i}_m \quad (1.1.75)$$

$$\tilde{v}_{mp} = V_{AP} \tilde{d} + D\tilde{v}_{ap} \quad (1.1.76)$$

De la ec (1.1.64) y la ec (1.1.65), se puede afirmar que el interruptor del PWM presenta una relación de transformación igual a  $\frac{1}{D}$ , por tanto, se representará esta relación de transformación como un transformador. El modelo de ac del interruptor del PWM es el que se observa en la figura 1.1.8.



**Fig. 1.1.8** Circuito equivalente de ac del interruptor doble polo.

Modelo en variable de desviación o de pequeña señal, ac, del convertidor de CD-CD reductor, [3], [5] y (Sitio 3):

Para obtener el modelo de ac del convertidor de CD-CD reductor, se sustituye el circuito de la figura 1.1.8 en la combinación transistor-diodo, ver figura 1.1.9 a) y b), teniendo en cuenta las posiciones correspondientes a cada terminal.

Si se trabaja solamente con las pequeñas variaciones presentes en el funcionamiento del convertidor de CD-CD reductor alrededor del punto de operación, causadas por las perturbaciones, se obtiene el modelo de ac del convertidor de CD-CD reductor, ver figura 1.1.9 b). Considerándose por simplicidad, que el voltaje de la fuente,  $V_i$ , no presenta componentes de alterna, entonces la fuente,  $V_i$ , en el modelo de ac es cero,

sustituyéndose por un cable, ver figura 1.1.9 c). Teniendo en cuenta esta consideración, se obtiene lo siguiente:

$$\tilde{v}_{ap} = 0 \quad (1.1.77)$$

$$D\tilde{v}_{ap} = 0 \quad (1.1.78)$$

con lo cual se llega al circuito de la figura 1.1.9 d).

Para obtener el valor de  $V_{AP}$ , se analizará el modelo en variable continua, dc, del convertidor de CD-CD reductor, para lo cual se emplea la ec (1.1.64) y la ec (1.1.65) que se reescriben a continuación:

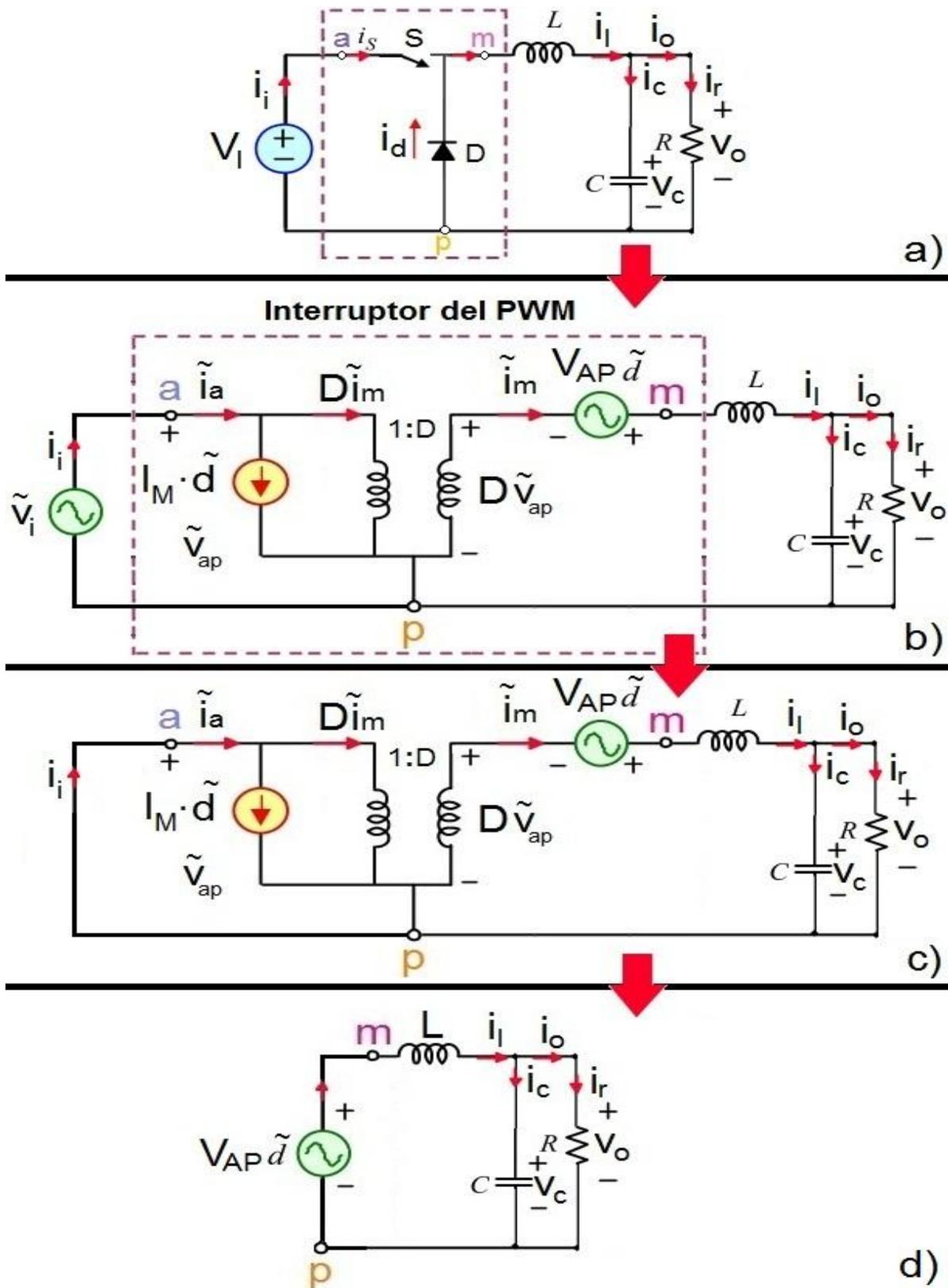
$$I_A = DI_M \quad (1.1.79)$$

$$V_{MP} = DV_{AP} \quad (1.1.80)$$

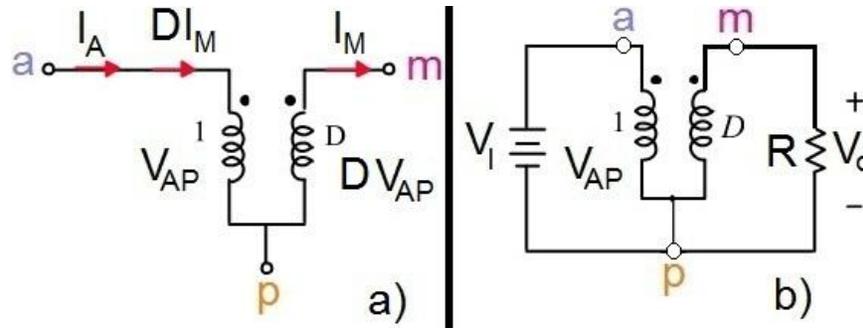
obteniéndose el modelo de dc del interruptor del PWM como muestra la figura 1.1.10 a).

Si se sustituye el circuito equivalente de la figura 1.1.10 a) en el circuito de dc del convertidor de CD-CD reductor, ver figura 1.1.10 b), se tiene que:

$$V_{ap} = V_I \quad (1.1.81)$$



**Fig. 1.1.9** a) Esquema del convertidor de CD-CD reductor, b) Modelo de ac del PWM en el convertidor de CD-CD reductor, c) Modelo de ac del convertidor de CD-CD reductor, d) Modelo de ac del convertidor de CD-CD reductor resultante.



**Fig. 1.1.10** a) Circuito equivalente de dc del interruptor doble polo, b) Modelo de dc del convertidor de CD-CD reductor.

Función de transferencia del convertidor de CD-CD reductor en ac, [13] y (Sitio 4):

Para la obtención de la función de transferencia del convertidor de CD-CD reductor en ac se analiza el circuito de la figura 1.1.9 d).

Conociendo que las impedancias relativas a cada elemento del circuito de la figura 1.1.9 d), son:

$$Z_R = R \quad (1.1.82)$$

$$Z_L = jX_L \quad (1.1.83)$$

$$Z_C = -jX_C \quad (1.1.84)$$

Donde:

$$X_L = w \cdot L \quad (1.1.85)$$

$$X_C = \frac{1}{wC} \quad (1.1.86)$$

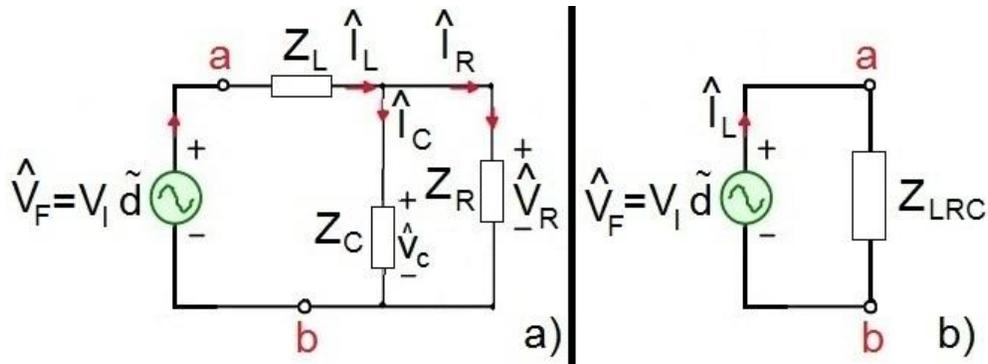
Siendo w: la frecuencia angular.

Analizando la impedancia vista en los terminales entre **a** y **b**,  $Z_{LRC}$ , ver figura 1.1.11 a) y b), donde  $\hat{I}_L$ ,  $\hat{I}_C$ ,  $\hat{I}_R$ , son las corrientes correspondientes a cada elemento del circuito de dicha figura y  $\hat{V}_F$  el voltaje alterno de la fuente, se tiene que:

$$Z_{LRC} = Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \quad (1.1.87)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.87):

$$Z_{LRC} = \frac{Z_L Z_R + Z_L Z_C + Z_R Z_C}{Z_R + Z_C} \quad (1.1.88)$$



**Fig. 1.1.11** a) Circuito de ac resultante del convertidor de CD-CD reductor con los elementos pasivos sustituidos por impedancias, b) Circuito simplificado de la figura 1.1.11 a).

Aplicando la ley de los voltajes de Kirchhoff, en la figura 1.1.11 b), se tiene que:

$$\hat{V}_F = \hat{V}_{Z_{LRC}} \quad (1.1.89)$$

$$\hat{V}_F = Z_{LRC} \hat{I}_L \quad (1.1.90)$$

Despejando  $\hat{I}_L$  en la ec (1.1.90):

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{V}_F}{Z_{LRC}} \quad (1.1.91)$$

Aplicando la ley de los voltajes de Kirchhoff en el circuito de la figura 1.1.11 a), se tiene:

$$\hat{V}_F = \hat{V}_L + \hat{V}_R$$

(1.1.92) Aplicando la ley de Ohm y manipulando matemáticamente la ec (1.1.92):

$$\hat{V}_F = Z_L \hat{I}_L + Z_R \hat{I}_R \quad (1.1.93)$$

Despejando  $\hat{I}_R$  en la ec (1.1.93):

$$\hat{I}_R = \frac{\hat{V}_F - Z_L \hat{I}_L}{Z_R} \quad (1.1.94)$$

Sustituyendo la ec (1.1.91) en la ec (1.1.94), y manipulando matemáticamente, se tiene:

$$\hat{I}_R = \frac{\hat{V}_F (Z_{LRC} - Z_L)}{Z_R Z_{LRC}} \quad (1.1.95)$$

Aplicando la ley de las corrientes de Kirchhoff, en la figura 1.1.11 a), se tiene:

$$\hat{I}_L = \hat{I}_C + \hat{I}_R \quad (1.1.96)$$

Despejando  $\hat{I}_C$  en la ec (1.1.96):

$$\hat{I}_C = \hat{I}_L - \hat{I}_R \quad (1.1.97)$$

Aplicando la ley de Ohm en el circuito de la figura 1.1.11 a), se tiene:

$$\hat{V}_R = \hat{V}_C \quad (1.1.98)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.98):

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{I}_C \quad (1.1.99)$$

Sustituyendo la ec (1.1.97) en la ec (1.1.99):

$$\hat{V}_R = Z_C (\hat{I}_L - \hat{I}_R) \quad (1.1.100)$$

Sustituyendo las ecs (1.1.91) y (1.1.95) en la ec (1.1.100):

$$\hat{V}_R = Z_C \left[ \frac{\hat{V}_F}{Z_{LRC}} - \frac{\hat{V}_F (Z_{LRC} - Z_L)}{Z_R Z_{LRC}} \right] \quad (1.1.101)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.101), se tiene:

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R - (Z_{LRC} - Z_L)}{Z_R Z_{LRC}} \right] \quad (1.1.102)$$

Eliminando el paréntesis en la ec (1.1.102):

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R + Z_L - Z_{LRC}}{Z_R Z_{LRC}} \right] \quad (1.1.103)$$

Sustituyendo la ec (1.1.87) en la ec (1.1.103):

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R + Z_L - \left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)}{Z_R \left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)} \right] \quad (1.1.104)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.104):

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R + Z_L - Z_L - \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C}}{Z_R \left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)} \right] \quad (1.1.105)$$

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R - \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C}}{Z_R \left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)} \right] \quad (1.1.106) \quad \hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R \left( 1 - \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \right)}{Z_R \left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)} \right] \quad (1.1.107)$$

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \frac{\left( 1 - \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \right)}{\left( Z_L + \frac{Z_R \cdot Z_C}{Z_R + Z_C} \right)} \quad (1.1.108)$$

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{\frac{(Z_R + Z_C) - Z_C}{Z_R + Z_C}}{\frac{Z_L Z_R + Z_L Z_C + Z_R Z_C}{Z_R + Z_C}} \right] \quad (1.1.109)$$

$$\hat{V}_R = Z_C \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R + Z_C - Z_C}{Z_L Z_R + Z_L Z_C + Z_R Z_C} \right] \quad (1.1.110)$$

$$\hat{V}_R = \hat{V}_F \left[ \frac{Z_R Z_C}{Z_L Z_R + Z_L Z_C + Z_R Z_C} \right] \quad (1.1.111)$$

Sustituyendo las ecs (1.1.82), (1.1.83) y (1.1.84) en la ec (1.1.111):

$$\hat{V}_R = \hat{V}_F \left[ \frac{R(-jX_C)}{R(jX_L) + (jX_L)(-jX_C) + R(-jX_C)} \right] \quad (1.1.112)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.112), se tiene:

$$\hat{V}_R = \hat{V}_F \left[ \frac{-jRX_C}{X_L X_C + jR(X_L - X_C)} \right] \quad (1.1.113)$$

Sustituyendo las ecs (1.1.85) y (1.1.86) en la ec (1.1.113):

$$\hat{V}_R = V_i \tilde{d} \left[ \frac{-j \frac{R}{\omega C}}{\frac{L}{C} + jR\omega L - j \frac{R}{\omega C}} \right] \quad (1.1.114)$$

Como  $-j = \frac{1}{j}$ :

$$\hat{V}_R = V_i \tilde{d} \left[ \frac{\frac{R}{j\omega C}}{\frac{L}{C} + j\omega RL + \frac{R}{j\omega C}} \right] \quad (1.1.115)$$

Como en el dominio frecuencial,  $s = j\omega$ , entonces:

$$V_R(s) = V_I \tilde{d}(s) \left[ \frac{\frac{R}{sC}}{\frac{L}{C} + sRL + \frac{R}{sC}} \right] \quad (1.1.116)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.116):

$$V_R(s) = V_I \tilde{d}(s) \left[ \frac{R}{s^2 RLC + sL + R} \right] \quad (1.1.117)$$

$$V_R(s) = \tilde{d}(s) \left[ \frac{V_I R}{RLC \left( s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC} \right)} \right] \quad (1.1.118)$$

$$V_R(s) = \tilde{d}(s) \left[ \frac{\frac{V_I}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \right] \quad (1.1.119)$$

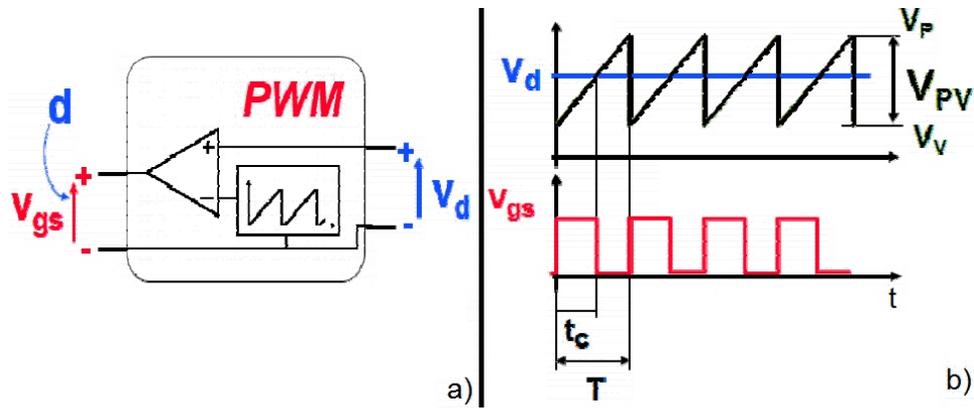
Luego la función de transferencia del convertidor de CD-CD reductor,  $G_P(s)$ , es:

$$G_P(s) = \frac{V_R(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_I}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (1.1.120)$$

El modelo de la planta en variable de desviación, dada por la ec (1.1.120), es de fase mínima, dependen los coeficientes del modelo de los valores R, L y C y son independientes del ciclo útil.

Función de transferencia del PWM, [5] y (Sitio 4):

En la figura 1.1.12, se muestra el esquema del PWM y sus formas de ondas más significativas:



**Fig. 1.1.12** a) Esquema del PWM, b) Formas de ondas más significativas.

El esquema de la figura 1.1.12 a) está compuesto por: un comparador y una fuente de voltaje de diente de sierra, de amplitud  $V_P$ , valor mínimo  $V_V$ , voltaje pico a pico  $V_{PV}$ , señal instantánea de salida del PWM  $v_{gs}$ , y voltaje instantáneo de salida del controlador  $v_d$ .

Analizando el PWM en ac, tenemos:

$$d = \frac{v_d - V_v}{V_{PV}} \quad (1.1.121)$$

Manipulando matemáticamente la ec (1.1.121):

$$D + \tilde{d} = \frac{(V_D + \tilde{v}_d) - V_v}{V_{PV}} \quad (1.1.122)$$

Linealizando la ec (1.1.122):

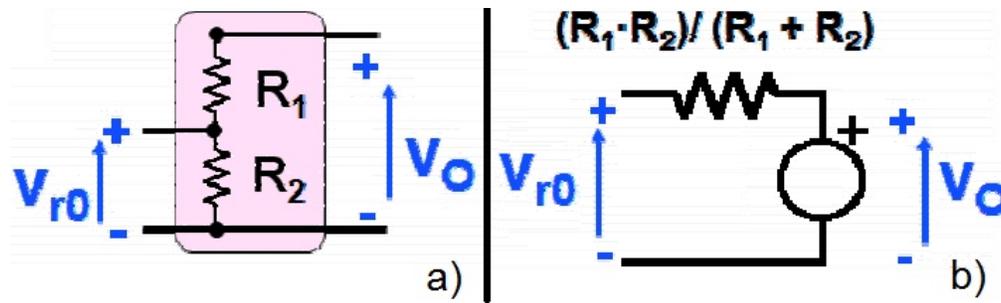
$$\tilde{d} = \frac{1}{V_{PV}} \tilde{v}_d \quad (1.1.123)$$

La función de transferencia del PWM,  $G_{PWM}(s)$ , es:

$$G_{PWM}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_d(s)} = \frac{1}{V_{PV}} \quad (1.1.124)$$

Función de transferencia de la red de alimentación en ac, [5] y [14]:

En la figura 1.1.13, se muestra el esquema de la red de alimentación:



**Fig. 1.1.13** a) Esquema de la red de alimentación, b) Circuito equivalente de la red de alimentación.

Aplicando las ecuaciones del divisor de tensión de la figura 1.1.13 a), se obtiene la resistencia equivalente de la red de alimentación,  $R_{eq}$ , como:

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.1.125)$$

Luego el circuito equivalente de la red de alimentación es el de la figura 1.1.13 b).

Analizando el circuito de la figura 1.1.13 a) se tiene que:

$$V_{r0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_O \quad (1.1.126)$$

Transformando la ec (1.1.126) a variable de desviación, ac, se tiene:

$$\tilde{V}_{r0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tilde{V}_O \quad (1.1.127)$$

Luego aplicando la transformada de Laplace a la ec (1.1.127) y manipulando matemáticamente, se tiene que la función de transferencia de la red de alimentación en ac,  $X(s)$ , es:

$$X(s) = \frac{\tilde{V}_{r0}(s)}{\tilde{V}_O(s)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.1.128)$$

### 1.1.5. Método del diseño polinomial de controladores.

En el presente epígrafe se analizará el método de diseño polinomial de controladores, para esto se definen los conceptos y teoremas básicos utilizados en él.

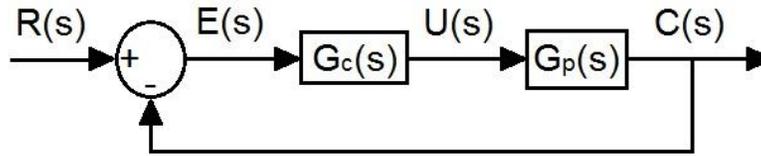
Empleando las definiciones encontradas en [15], [16] y en(Sitio 5):

**La asignación de polos o diseño polinomial**, es un método de diseño de controladores cuando se desea que el desempeño del sistema a lazo cerrado cumpla con determinadas especificaciones de diseño.

El diseño polinomial presenta múltiples ventajas, ver [5], [15], [16], y (Sitio 5), las cuales son:

- Presenta un enfoque en el dominio frecuencial.
- Es un método de diseño analítico.

Consideremos el sistema de control a lazo cerrado de la figura 1.1.14, analizado en [5], [15], [16], y en (Sitio 5):



**Fig. 1.1.14** Lazo de control de una entrada y una salida (SISO) de un grado de libertad.

Este lazo de control está compuesto por: la transformada de la referencia,  $R(s)$ , la transformada del error,  $E(s)$ , la función de transferencia del controlador,  $G_C(s)$ , la transformada de la señal de control,  $U(s)$ , la función de transferencia del actuador-planta,  $G_P(s)$ , y la transformada de la salida,  $C(s)$ .

Las funciones de transferencia de  $G_C(s)$  y  $G_P(s)$  del sistema de la figura 1.1.14, son:

$$G_C(s) = \frac{P(s)}{L(s)} \quad (1.1.129)$$

$$G_P(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (1.1.130)$$

Siendo  $G_C(s)$  y  $G_P(s)$ , cociente de polinomios, entonces la función de transferencia de la figura 1.1.14, a lazo cerrado es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s) \cdot G_P(s)}{1 + G_C(s) \cdot G_P(s)} = \frac{\frac{P(s)}{L(s)} \cdot \frac{B(s)}{A(s)}}{1 + \frac{P(s)}{L(s)} \cdot \frac{B(s)}{A(s)}} = \frac{P(s) \cdot B(s)}{L(s) \cdot A(s) + P(s) \cdot B(s)} \quad (1.1.131)$$

De la función de transferencia a lazo cerrado se obtiene que el polinomio característico es:

$$A_{lc}(s) = L(s) \cdot A(s) + P(s) \cdot B(s) \quad (1.1.132)$$

Ahora se deben seleccionar los polinomios  $L(s)$  y  $P(s)$  de forma tal que el polinomio característico de la función de transferencia a lazo cerrado, responda igual que el polinomio característico deseado a lazo cerrado,  $A_{lcd}(s)$ , o sea, que  $A_{lc}(s) = A_{lcd}(s)$ .

El polinomio característico deseado a lazo cerrado, es:

$$A_{lcd}(s) = L(s) \cdot A(s) + P(s) \cdot B(s) = s^n + a_{dn-1}s^{n-1} + a_{dn-2}s^{n-2} + \dots + a_d \quad (1.1.133)$$

Donde el polinomio  $A_{lcd}(s)$  es determinado por el diseñador a partir de los requerimientos del sistema, que son: estabilidad, velocidad de respuesta y precisión.

**Problema del diseño del método polinomial:**

Sea  $G_p(s)$  el modelo del actuador-planta y sea  $A_{lcd}(s)$  el polinomio característico deseado a lazo cerrado, entonces: ¿Existirá  $G_C(s)$  propio, tal que se cumpla la ecuación (1.1.133)?

Conociendo que el controlador  $G_C(s)$  se obtiene igualando los coeficientes de ambos miembros de la Ecuación Diofántica, ec (1.1.133), se plantea lo siguiente:

¿Qué condiciones deben satisfacerse para que la Ecuación Diofántica (1.1.133) tenga solución?

Para que la Ecuación Diofántica tenga solución, se utiliza el Teorema de Sylvester, que se define como:

**Teorema de Sylvester:** Dados dos polinomios  $A(s)$  y  $B(s)$ , y la matriz  $M$ , descritos como:

$$A(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0 \tag{1.1.134}$$

$$B(s) = b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + b_{n-2} s^{n-2} + \dots + b_0 \tag{1.1.135}$$

$$M = \begin{bmatrix} a_n & 0 & \dots & 0 & b_n & 0 & \dots & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \dots & 0 & b_{n-1} & b_n & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_0 & a_1 & \dots & a_n & b_0 & b_1 & \dots & b_n \\ 0 & a_0 & \dots & a_{n-1} & 0 & b_0 & \dots & b_{n-1} \\ 0 & 0 & \dots & a_{n-2} & 0 & 0 & \dots & b_{n-2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_0 & 0 & 0 & \dots & b_0 \end{bmatrix} \tag{1.1.136}$$

Se dice que  $A(s)$  y  $B(s)$  son coprimos, es decir que no tienen factores o raíces en común, si y solo si, el determinante de  $M$  es distinto de cero. Con este teorema, se puede mostrar que el controlador polinomial  $G_C(s)$  es posible. Para responder a la pregunta de cuáles serán los órdenes de los polinomios  $A_{lcd}(s)$ ,  $L(s)$  y  $P(s)$  se aplica el siguiente lema:

**Lema:** Dado un sistema a lazo cerrado con funciones de transferencias  $G_C(s)$  y  $G_P(s)$ , suponiendo que los polinomios  $A(s)$  y  $B(s)$  de grado  $n$  son coprimos, entonces, existen polinomios  $P(s)$  y  $L(s)$  de orden  $n-1$  tal que:  $A_{lcd}(s) = L(s) \cdot A(s) + P(s) \cdot B(s)$ .

Para elegir el orden de los polinomios  $A_{lcd}(s)$ ,  $P(s)$  y  $L(s)$ , y forzar un integrador en  $G_C(s)$  se plantea la siguiente proposición:

- Elegir,  $P(s)$  de orden  $n$ ,  $L(s)$  de orden  $n-1$ , y elegir  $A_{lcd}(s)$  de orden  $2n$ .

## **1.2. Caracterización histórica de los convertidores de CD-CD reductores y del método de diseño polinomial de controladores.**

Las primeras fuentes de corrientes eléctricas creadas por el hombre fueron fuentes de corrientes continuas (CC) o fuentes de corrientes directas (CD) como también se les conoce, descubierta inicialmente por el físico alemán Otto von Guericke (1602-1686), en su descubrimiento de la primera máquina electrostática, visto en (Sitio 6), las cuales se fueron desarrollando y mejorando sus capacidades y eficiencias. Pero en las fuentes de CD es difícil la conversión de su energía potencial eléctrica, o sea amplificar o disminuir su potencial eléctrico o también denominado voltaje (V). Por esta razón surgen las primeras fuentes conmutadas. Para aumentar la eficiencia, las fuentes conmutadas deben activarse y desactivarse rápidamente y tener bajas pérdidas. La llegada de los dispositivos semiconductores de conmutación de la década de 1950 supuso el mayor hito y provocó que fuentes conmutadas como el convertidor de CD-CD reductor fuesen posibles. Los interruptores semiconductores pueden conmutar rápidamente y ser más duraderos que otros conmutadores como válvulas de vacío o relés electromecánicos.

El mayor desarrollo de los convertidores de CD a CD se produjo a principios de la década de 1960, según (Sitio 7), cuando los interruptores semiconductores fueron dispositivos accesibles, además, se aplicaron en la industria aeroespacial, que necesitaba pequeños, ligeros y eficientes convertidores. En 1977 R.D. Middlebrook (CalTech) publicó los modelos para convertidores de CD-CD reductores usados hoy en día usando el modelo del espacio de estados.

## **1.3. Actualidad de los convertidores de CD-CD reductores.**

Hoy en día los módulos de convertidores de CD-CD reductores están siendo comercializados en diferentes sitios de internet, como: [www.ebay.com](http://www.ebay.com), [www.amazon.com](http://www.amazon.com), [www.mouser.mx/Power/DC-DC-Converters/](http://www.mouser.mx/Power/DC-DC-Converters/) /N-brvxe, y otras

páginas web dedicadas a la venta de los convertidores de CD-CD. Según datos vistos en (Sitio 8), los convertidores de CD-CD reductores están siendo utilizados en más del 95% de los equipos electrodomésticos, y en las producciones industriales, tal es el caso del Toyota Prius, y en el sistema de alumbrado público.

Según el (Sitio 8), estos convertidores de CD-CD reductores están ampliamente implementados en el hardware de las computadoras modernas, como son las motherboards Asus, Gigabay, etc, incluso se están implementando en las fuentes de alimentación de las PC modernas. Por su bajo costo de producción, estos están incorporándose en los dispositivos móviles para el control del consumo de energía, donde grandes marcas de celulares los están utilizando, como, Samsung, Motorola, Nokia, etc, (Sitio 8).

### **Conclusiones del capítulo I.**

A las conclusiones que se arribaron en el desarrollo del presente Capítulo son:

- De la reseña realizada al convertidor de CD-CD reductor en el acápite 1.1.3, se observó que variando el ciclo útil del convertidor, se puede cambiar el voltaje medio a la salida del mismo.
- El convertidor de CD-CD reductor es un circuito no lineal y posee característica transferencial de voltaje en estado estacionario lineal.
- El modelo en variable de desviación,  $ac$ , del convertidor de CD-CD reductor, es válido alrededor de un punto de operación genérico del convertidor.
- El diseño del controlador polinomial es posible solo cuando los polinomios del modelo de la planta son coprimos, utilizando el Teorema de Sylvester.

## **Capítulo II: Diseño del convertidor de CD-CD reductor, del regulador polinomial y evaluación mediante simulación.**

### **Introducción.**

El objetivo de este capítulo es diseñar un controlador polinomial tal que regule el voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor al valor deseado ante cambios en la carga y cambios en el voltaje de la fuente de alimentación del convertidor de CD-CD reductor.

Se corroborará el comportamiento de las variables eléctricas del convertidor de CD-CD reductor diseñado, mediante simulación. Se determinarán los parámetros del controlador polinomial, y se analizará el funcionamiento del controlador ante perturbaciones provocadas al convertidor de CD-CD reductor.

Las consideraciones que se emplean para el desarrollo del capítulo son:

1. El voltaje entregado por la fuente de alimentación de directa no contiene armónicos.
2. La fuente de voltaje posee impedancia de salida nula.
3. Los dispositivos semiconductores de potencia se consideraron ideales, caída de voltaje en estado de conducción y corriente de fuga en estado de no conducción, despreciables.
4. Los dispositivos almacenadores de energía se consideraron ideales.
5. Se utiliza una carga puramente resistiva.
6. Se considera al convertidor de CD-CD reductor, trabajando en modo continuo.

### **2.1. Diseño del convertidor de CD-CD reductor.**

En el presente epígrafe se determinarán los valores de los componentes del convertidor de CD-CD reductor y se corroborarán los resultados obtenidos mediante simulación en el PSIM 6.0.

Se debe diseñar un convertidor de CD-CD reductor que es alimentado por una fuente de voltaje de directa de 12 V, y se desea entregue un voltaje de directa de 6 V, ante una carga que consuma 0.6 A y cuyo voltaje derizado máximo admisible sea de 0.01 V, donde el transistor debe conmutar a 10 kHz, permitiendo una corriente de rizado máxima admisible de 0.1 A en el inductor, este valor se escogió para evitar el régimen discontinuo.

Conociendo los voltajes medios de entrada y salida del convertidor de CD-CD reductor, y utilizando la ec (1.1.37), se determina el ciclo útil del convertidor, como:

$$V_o = DV_s \quad (2.1.1)$$

$$D = \frac{V_o}{V_s} = \frac{6 V}{12 V} = 0.5 \quad (2.1.2)$$

Utilizando la ec (1.1.45), se determina la inductancia del convertidor, como:

$$L = \frac{D \cdot V_s(1 - D)}{f \cdot \Delta I_L} = \frac{0.5 \cdot 12 V(1 - 0.5)}{10 \text{ kHz} \cdot 0.1 A} = \frac{3 V}{(10 \cdot 10^3 \text{ Hz})(100 \cdot 10^{-3} A)} \quad (2.1.3)$$

$$L = \frac{3 V}{10^3 \text{ Hz} A} = 0.003 H \quad (2.1.4)$$

Utilizando la ec (1.1.62), se calcula la capacitancia:

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta V_C} = \frac{0.1 A}{8 \cdot 10 \text{ kHz} \cdot 0.01 V} = \frac{100 \cdot 10^{-3} A}{8 \cdot (10 \cdot 10^3 \text{ Hz})(10 \cdot 10^{-3} V)} = \frac{100 \cdot 10^{-3} A}{800 \text{ Hz} V} \quad (2.1.5)$$

$$C = \frac{100 \cdot 10^{-3} A}{8 \cdot 10^2 \text{ Hz} V} = 12.5 \cdot 10^{-5} F = 125 \mu F \quad (2.1.6)$$

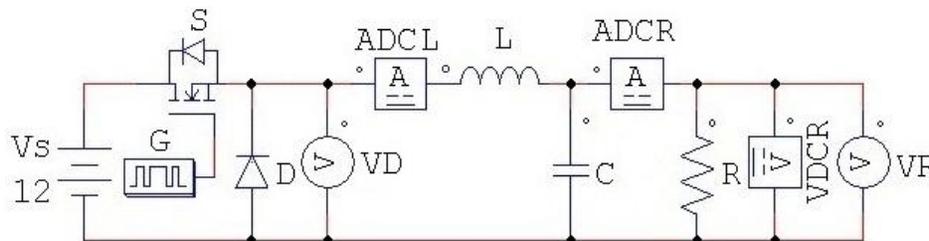
Aplicando la ley de Ohm, calculamos el valor de la resistencia de carga:

$$V_o = R \cdot I_o \quad (2.1.7)$$

Despejando R, se tiene:

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{6 V}{0.6 A} = 10 \Omega \quad (2.1.8)$$

En la figura 2.1.1 se muestra el esquema de simulación en PSIM 6.0 del convertidor de CD-CD reductor que se propone.

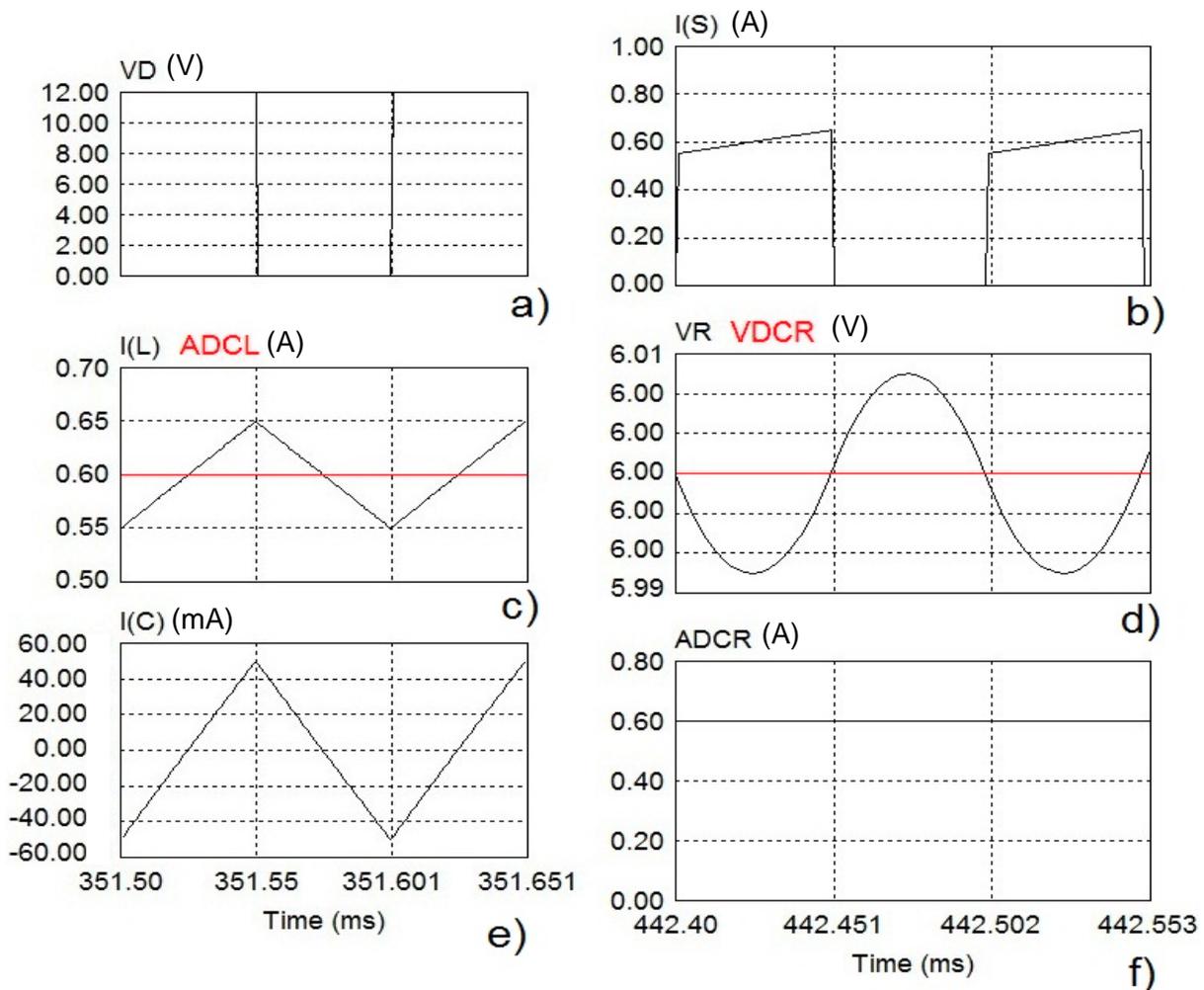


**Fig. 2.1.1** Esquema de simulación del convertidor de CD-CD reductor.

Este esquema de simulación está compuesto por: fuente de voltaje de CD (**Vs**); de amplitud igual a 12 V, con resistencia interna nula; un MOSFET de potencia (**S**), con resistencia de conmutación nula, caída de voltaje en el diodo nula y posición inicial

desconectado; gatillo (**G**) cuya función es aplicar pulsos al MOSFET de potencia (**S**) y sus parámetros son: frecuencia (10 kHz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación ( $0^\circ$  a  $180^\circ$ ), un diodo ideal (**D**); un inductor ( $L= 0.003$  H); un capacitor ( $C= 125$  uF); una resistencia de carga ( $R= 10 \Omega$ ); los marcadores de voltajes (**VD** y **VR**) para visualizar las formas de ondas del voltaje instantáneo del diodo y del voltaje instantáneo en la carga; se emplean los amperímetros(**ADCL** y **ADCR**) para medir la corriente media en el inductor y la corriente media en la carga y se conecta el voltímetro (**VDCR**), para medir el voltaje medio en la carga.

En la figura 2.1.2 se observan las formas de ondas más significativas del convertidor de CD-CD reductor.



**Fig. 2.1.2** a) Voltaje instantáneo en el diodo, b) Corriente instantánea en el MOSFET, c) Corriente media e instantánea en el inductor, d) Voltaje medio e instantáneo en la carga, e) Corriente instantánea en el capacitor, f) Corriente media en la carga.

Se puede observar en la figura 2.1.2 a), b), c), d), e) y f), el comportamiento de las variables eléctricas del convertidor de CD-CD reductor. Se observa en la figura 2.1.2 c), que la corriente de rizado máxima en el inductor es de 0.1 A, que es la corriente de rizado deseada, y que la corriente media en el inductor, que es la misma que la corriente media en la carga, ver figura 2.1.2 f), es de 0.6 A, resultado igualmente deseado. En la figura 2.1.2 d), se puede corroborar que el voltaje de rizado máximo obtenido es de 0.01 V y el voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor es de 6 V, siendo ambos los resultados deseados.

## 2.2. Diseño del esquema a implementar.

En este epígrafe se determinarán los valores de los elementos que componen cada bloque del sistema de control del convertidor de CD-CD reductor, se diseñará el controlador polinomial de dicho sistema de control; para esto se obtendrán las funciones de transferencias de cada una de las partes del esquema a implementar, y se analizará la estabilidad ante perturbaciones en el funcionamiento del convertidor de CD-CD reductor.

### Cálculo de la función de transferencia del convertidor de CD-CD reductor en variable de desviación, ac:

Considerando el circuito de la figura 2.1.1, y utilizando la ec (1.1.120), y manipulando matemáticamente, se tiene:

$$G_P(s) = \frac{V_R(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_I}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} = \frac{\frac{12}{0.003 H \cdot 125 \mu F}}{s^2 + \frac{1}{10 \Omega \cdot 125 \mu F}s + \frac{1}{0.003 H \cdot 125 \mu F}} \quad (2.2.1)$$

Operando matemáticamente y suprimiendo las unidades de medidas, se obtiene:

$$G_P(s) = \frac{32 \cdot 10^6}{s^2 + 800s + 2.67 \cdot 10^6} \quad (2.2.2)$$

### Diseño de la red de alimentación:

Conociendo que el voltaje medio máximo de salida del convertidor de CD-CD reductor,  $V_{OMAX}$ , es de 12 V, y además, que la amplitud máxima de la fuente de voltaje diente de sierra del PWM,  $V_{PV}$ , es de 1 V, entonces, sustituyendo dichos valores en la ec (1.1.126) y manipulando matemáticamente se tiene:

$$\frac{V_{r0}}{V_O} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{PV}}{V_{OMAX}} = \frac{1V}{12V} \quad (2.2.3)$$

de la cual:

$$R_1 + R_2 = 12 \cdot R_2 \quad (2.2.4)$$

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltaje en el divisor de tensión de la red de alimentación:

$$V_{OMAX} = V_{R1} + V_{R2} \quad (2.2.5)$$

Como la caída de voltaje máxima en  $R_2$  es igual a  $V_{PV}$ , se tiene:

$$V_{OMAX} = V_{R1} + V_{PV} \quad (2.2.6)$$

Sustituyendo los valores dados anteriormente en la ec (2.2.6), se tiene:

$$12V = I_{red} \cdot R_1 + 1V \quad (2.2.7)$$

Como se desea que la corriente en la carga del convertidor de CD-CD reductor sea de 0.6 A, entonces, se deben calcular las resistencias de la red de alimentación de tal forma que el consumo de corriente en la red de alimentación sea despreciable en comparación con el consumo de corriente en la carga del convertidor de CD-CD reductor, por lo que se selecciona una corriente de 1 mA al divisor de tensión de la red de alimentación. Utilizando la consideración anterior y manipulando la ec (2.2.7), se tiene:

$$11V = 1mA \cdot R_1 \quad (2.2.8)$$

$$R_1 = \frac{11V}{10^{-3}A} = 11k\Omega \quad (2.2.9)$$

Sustituyendo la ec (2.2.9) en la ec (2.2.4), y manipulando matemáticamente:

$$11 \cdot R_2 = 11k\Omega \quad (2.2.10)$$

$$R_2 = 1k\Omega \quad (2.2.11)$$

Utilizando la ec (1.1.128) y manipulando matemáticamente, se obtiene la función de transferencia en ac de la red de alimentación:

$$X(s) = \frac{\tilde{v}_{r0}(s)}{\tilde{v}_O(s)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1k\Omega}{11k\Omega + 1k\Omega} = \frac{1}{12} \quad (2.2.12)$$

### Evaluación de la función de transferencia del actuador PWM:

Refiriéndose al esquema del PWM de la figura 1.1.12 a), y según los datos del convertidor de CD-CD reductor propuesto, se utilizará una fuente de voltaje diente de sierra con voltaje pico a pico,  $V_{PV}$ , igual a 1 V, con una frecuencia igual a 10 kHz, y con voltaje inicial de la fuente diente de sierra,  $V_V$ , igual a cero. Considerando lo anteriormente expuesto y utilizando la ec (1.1.121), entonces, el voltaje de entrada al PWM, trabajando en el punto de operación,  $V_D$ , se calcula como:

$$D = \frac{V_D - V_V}{V_{PV}} = \frac{V_D - 0}{1 \text{ V}} \quad (2.2.13)$$

Despejando  $V_D$  en la ec (2.2.13):

$$V_D = 0.5 \cdot 1 \text{ V} \quad (2.2.14)$$

$$V_D = 0.5 \text{ V} \quad (2.2.15)$$

Utilizando la ec (1.1.124), se obtiene la función de transferencia del PWM:

$$G_{PWM}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_d(s)} = \frac{1}{V_{PV}} = \frac{1}{1} = 1 \quad (2.2.16)$$

### Diseño del controlador polinomial:

Para el diseño del controlador polinomial se determina la función de transferencia del PWM-Convertidor de CD-CD reductor-Red de alimentación,  $G_{PXPWM}(s)$ , ver figura 2.2.1, como:

$$G_{PXPWM}(s) = G_P(s) \cdot X(s) \cdot G_{PWM}(s) = \frac{32 \cdot 10^6}{s^2 + 800s + 2.67 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{12} \cdot 1 \quad (2.2.17)$$

$$G_{PXPWM}(s) = \frac{2.667 \cdot 10^6}{s^2 + 800s + 2.67 \cdot 10^6} \quad (2.2.18)$$

Siendo  $G_{PXPWM}(s)$ , la función de transferencia de la planta a controlar, ver figura 2.2.1, donde:

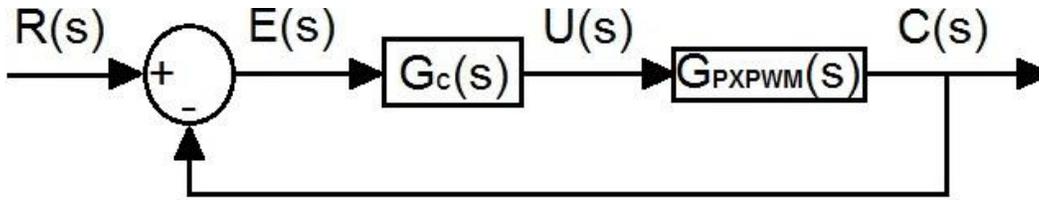
$$B(s) = 2.667 \cdot 10^6 = b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (2.2.19)$$

siendo:  $b_2 = b_1 = 0$  y  $b_0 = 2.667 \cdot 10^6$

$$A(s) = s^2 + 800s + 2.67 \cdot 10^6 = a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (2.2.20)$$

siendo:  $a_2 = 1$ ,  $a_1 = 800$ ,  $a_0 = 2.67 \cdot 10^6$ .

De los polinomios anteriores se obtiene que:  $n = 2$ .



**Fig. 2.2.1** Lazo de control del esquema a implementar.

El lazo de control de la figura 2.2.1 está compuesto por: la transformada de la referencia,  $R(s)$ , la transformada del error,  $E(s)$ , la función de transferencia del controlador polinomial,  $G_C(s)$ , la transformada de la señal de control,  $U(s)$ , la función de transferencia de la planta a controlar,  $G_{PXPWM}(s)$ , y la transformada de la salida,  $C(s)$ .

Para diseñar el controlador polinomial de la planta,  $G_{PXPWM}(s)$ , se necesita conocer si los polinomios  $A(s)$  y  $B(s)$  son polinomios coprimos, para esto se aplica el Teorema de Sylvester.

Aplicando el Teorema de Sylvester a los polinomios  $A(s)$  y  $B(s)$ :

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 800 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2.67 \cdot 10^6 & 800 & 2.667 \cdot 10^6 & 0 & 0 \\ 0 & 2.67 \cdot 10^6 & 0 & 2.667 \cdot 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.667 \cdot 10^6 \end{bmatrix} \quad (2.2.21)$$

Cuyo determinante es:  $1.8970e+019$

Como el determinante de la matriz  $M$  es distinto de cero, entonces se puede afirmar que los polinomios  $A(s)$  y  $B(s)$  son polinomios coprimos, por lo que no presentan factores comunes y es posible diseñar el controlador polinomial para  $G_{PXPWM}(s)$ .

Utilizando la ec (1.1.129), y forzando un integrador al controlador polinomial para eliminar el error a estado estacionario, se tiene:

$$G_C(s) = \frac{P(s)}{s \cdot L(s)} \quad (2.2.22)$$

Calculando la función de transferencia a lazo cerrado del esquema de la figura 2.2.1:

$$G_{lc}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_C(s) \cdot G_{PXPWM}(s)}{1 + G_C(s) \cdot G_{PXPWM}(s)} \quad (2.2.23)$$

Considerando que:

$$G_{PXPWM}(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.2.24)$$

Sustituyendo la ec (2.2.22) y la ec (2.2.24) en la ec (2.2.23), y manipulando matemáticamente, se tiene:

$$G_{ic}(s) = \frac{\left[ \frac{P(s)}{sL(s)} \cdot \frac{B(s)}{A(s)} \right]}{1 + \left[ \frac{P(s)}{sL(s)} \cdot \frac{B(s)}{A(s)} \right]} = \frac{\frac{P(s)B(s)}{sL(s)A(s)}}{\frac{sL(s)A(s) + P(s)B(s)}{sL(s)A(s)}} = \frac{P(s)B(s)}{sL(s)A(s) + P(s)B(s)} \quad (2.2.25)$$

Como se necesita que el polinomio característico de la función de transferencia a lazo cerrado, responda igual que el polinomio característico a lazo cerrado deseado,  $A_{lcd}(s)$ , se tiene que:

$$A_{ic}(s) = A_{lcd}(s) \quad (2.2.26) \quad sL(s)A(s) + P(s)B(s) = A_{lcd}(s) \quad (2.2.27)$$

Utilizando el criterio del método del diseño polinomial para obtener el orden de los polinomios  $P(s)$ ,  $L(s)$  y  $A_{lcd}(s)$  visto en el epígrafe 1.1.5, se tiene:

$$\text{Orden}(P(s)) = n = 2 \quad (2.2.28)$$

$$\text{Orden}(L(s)) = n - 1 = 2 - 1 = 1 \quad (2.2.29)$$

$$\text{Orden}(A_{lcd}(s)) = 2n = 4 \quad (2.2.30)$$

Una vez conocido el orden de  $P(s)$  y  $L(s)$ , estos se pueden escribir como:

$$P(s) = p_2 s^2 + p_1 s + p_0 \quad (2.2.31)$$

$$L(s) = l_1 s + l_0 \quad (2.2.32)$$

Para seleccionar  $A_{lcd}(s)$ , se parte de conocer que su grado es cuatro y por tanto se utilizará un polinomio de segundo orden cuyos polos estén situados en el semiplano izquierdo del plano complejo, y luego se ubicarán los polos restantes a una distancia de 4 a 6 veces más a la izquierda de los polos del polinomio de segundo orden en el plano complejo, de lo cual se tiene que:

$$A_{lcd}(s) = (s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2)(s + 4 \cdot \xi \cdot \omega_n)(s + 6 \cdot \xi \cdot \omega_n) \quad (2.2.33)$$

Simplificando y manipulando matemáticamente la ec (2.2.33), se tiene:

$$A_{lcd}(s) = (s^3 + 2\xi\omega_n s^2 + \omega_n^2 s + 4\xi\omega_n s^2 + 8\xi^2\omega_n^2 s + 4\xi\omega_n^3)(s + 6\xi\omega_n) \quad (2.2.34)$$

$$A_{lcd}(s) = s^4 + 12\xi\omega_n s^3 + (44\xi^2\omega_n^2 + \omega_n^2)s^2 + (48\xi^3\omega_n^3 + 10\xi\omega_n^3)s + 24\xi^2\omega_n^4 \quad (2.2.35)$$

Siendo,  $\omega_n$ : la frecuencia natural no amortiguada, y  $\xi$ : el coeficiente de amortiguamiento.

Para la selección de dichos parámetros, se tienen en cuenta los requisitos de control deseados. El parámetro  $\xi$  se seleccionó igual a 0.707. Se escogió un polinomio característico de segundo orden con los siguientes parámetros:

- Tolerancia admisible del valor final igual al 2%.
- Se desea un tiempo de establecimiento,  $t_s = 1 \text{ ms}$ .

Basándose en las condiciones del sistema de segundo orden deseado, se tiene:

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (2.2.36)$$

Despejando  $\omega_n$  y sustituyendo los valores dados, en la ec (2.2.36):

$$\omega_n = \frac{4}{0.707 \cdot 10^{-3}} = \frac{4000}{0.707} = 5657.7 \approx 5658 \text{ rad / s}$$

Calculando el valor del máximo sobreimpulso,  $M_p$ , se tiene:

$$M_p = e^{-\left(\frac{\xi\omega_n}{\omega_d}\right)\Pi} \cdot 100\% = e^{-\left(\frac{4000}{\omega_d}\right)\Pi} \cdot 100\% \quad (2.2.37)$$

Calculando el valor de la frecuencia natural amortiguada,  $\omega_d$ , como:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = 5658 \cdot 0.707 = 4001.41427 \approx 4001 \text{ rad / s}$$

Sustituyendo el valor de  $\omega_d$  en la ec (2.2.37), y manipulando matemáticamente, se tiene:

$$M_p = e^{-\left(\frac{4000}{4001}\right)\Pi} \cdot 100\% = 0.0432 \cdot 100\% \approx 4\%$$

Sustituyendo los valores de  $\xi$  y  $\omega_n$  en la ec (2.2.35), se tiene:

$$A_{lcd}(s) = s^4 + 48002s^3 + 7.4 \cdot 10^8 s^2 + 4.4 \cdot 10^{12} s + 1.2 \cdot 10^{16} \quad (2.2.38)$$

Sustituyendo la ec (2.2.31), la ec (2.2.32) y los polinomios A(s) y B(s) en la ec (2.2.27) y manipulando matemáticamente, se obtiene que:

$$s(l_1s + l_0)(a_2s^2 + a_1s + a_0) + (p_2s^2 + p_1s + p_0)(b_2s^2 + b_1s + b_0) = A_{lcd}(s) \quad (2.2.39)$$

$$s(l_1s + l_0)(s^2 + 800s + 2.67 \cdot 10^6) + (p_2s^2 + p_1s + p_0)(2.667 \cdot 10^6) = A_{lcd}(s) \quad (2.2.40)$$

$$l_1s^4 + (800l_1 + l_0)s^3 + (2.67 \cdot 10^6 l_1 + 800l_0 + 2.667 \cdot 10^6 p_2)s^2 + (2.67 \cdot 10^6 l_0 + 2.667 \cdot 10^6 p_1)s + 2.667 \cdot 10^6 p_0 = A_{lcd}(s) \quad (2.2.41)$$

Igualando los términos de igual potencia en ambos miembros de la ec (2.2.41) y organizando el resultado en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 800 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 2.67 \cdot 10^6 & 800 & 2.667 \cdot 10^6 & 0 & 0 \\ 0 & 2.67 \cdot 10^6 & 0 & 2.667 \cdot 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.667 \cdot 10^6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \\ p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 48002 \\ 7.4 \cdot 10^8 \\ 4.4 \cdot 10^{12} \\ 1.2 \cdot 10^{16} \end{bmatrix} \quad (2.2.42)$$

Debido a que A(s) y B(s) son coprimos, entonces la ecuación matricial (2.2.42) tiene solución única, la cual es:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_0 \\ p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 47202 \\ 262.30 \\ 1.6 \cdot 10^6 \\ 4.5 \cdot 10^9 \end{bmatrix} \quad (2.2.43)$$

Sustituyendo la solución en la ec (2.2.31) y en la ec (2.2.32), se tiene:

$$P(s) = 262.3s^2 + 1.6 \cdot 10^6 s + 4.5 \cdot 10^9 \quad (2.2.44)$$

$$L(s) = s + 47202 \quad (2.2.45)$$

Sustituyendo la ec (2.2.44) y la ec (2.2.45) en la ec (2.2.22), se obtiene la función de transferencia del controlador polinomial en variable de desviación:

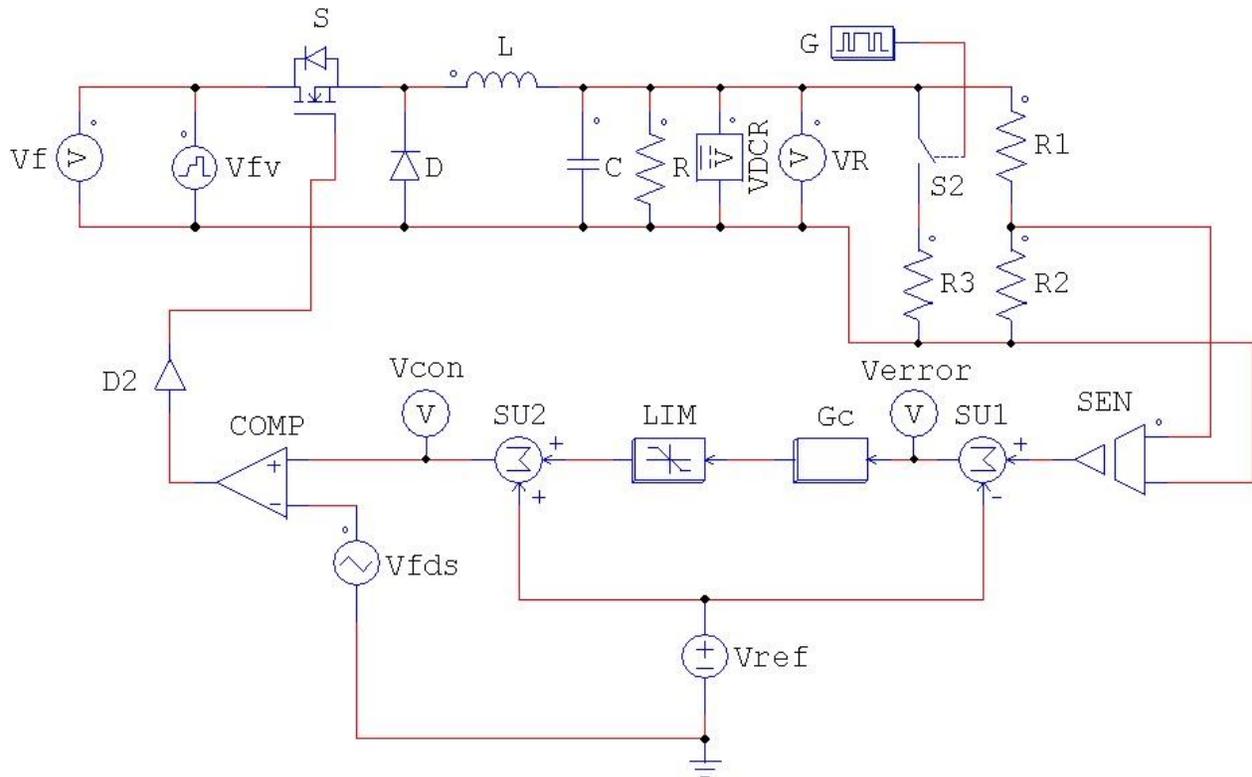
$$G_c(s) = \frac{262.3s^2 + 1.6 \cdot 10^6 s + 4.5 \cdot 10^9}{s(s + 47202)} \quad (2.2.46)$$

Manipulando matemáticamente la ec (2.2.46), se tiene:

$$G_c(s) = \frac{262.3s^2 + 1.6 \cdot 10^6 s + 4.5 \cdot 10^9}{s^2 + 47202s} \quad (2.2.47)$$

El controlador polinomial diseñado dado por la ec (2.2.47) es bipropio, de segundo orden y presenta un integrador en el denominador, para lograr que el error a estado estacionario sea nulo.

Para evaluar el desempeño del sistema de control diseñado, se le han realizado varias pruebas al convertidor de CD-CD reductor, que consisten en, el cambio de voltaje en la fuente de alimentación y el cambio conjunto en el voltaje de la fuente de alimentación y en la carga del convertidor de CD-CD reductor en forma de escalón. En la figura 2.2.2 se muestra el esquema de simulación a implementar.



**Fig. 2.2.2** Esquema de simulación a implementar con cambios en el voltaje de entrada y cambios conjuntos en el voltaje de entrada y en la carga.

Este esquema de simulación está compuesto por: una fuente de voltaje programable (**Vfv**), para forzar cambios en forma de escalón en el voltaje de entrada del convertidor de CD-CD reductor, con los parámetros siguientes: frecuencia igual a 0 Hz, números de puntos (6), con valores de voltajes de 12 V a 9 V y de 9 V a 10 V, con tiempos de 0 s a 0.499 s, de 0.5 s a 0.799 s y de 0.8 s a 1 s; un MOSFET de potencia (**S**), con posición inicial desconectado; un diodo ideal (**D**); un inductor (**L**= 0.003 H); un capacitor (**C**= 125 uF); una resistencia de carga (**R**= 10 Ω); una carga adicional (**R3**) de valor igual a 10 Ω, para forzar el cambio en la carga del convertidor de CD-CD reductor junto con un interruptor (**S2**) con posición inicial desconectado y con un gatillo (**G**), para conectar la carga adicional, los parámetros del gatillo son, frecuencia (0 Hz), número de puntos de conmutación (2) y puntos de conmutación (0.5 s a 180 s); dos resistencias (**R1** = 11 kΩ y **R2** = 1 kΩ) para conformar la red de alimentación; un sensor de voltaje (**SEN**) cuya ganancia es igual a 1, utilizado para la interfaz entre el circuito de la red de alimentación y el controlador; un restador (**SU1**); el controlador polinomial (**Gc**); un limitador (**LIM**), con límites +0.5 y -0.5, debido a que el voltaje máximo de la fuente de voltaje diente de

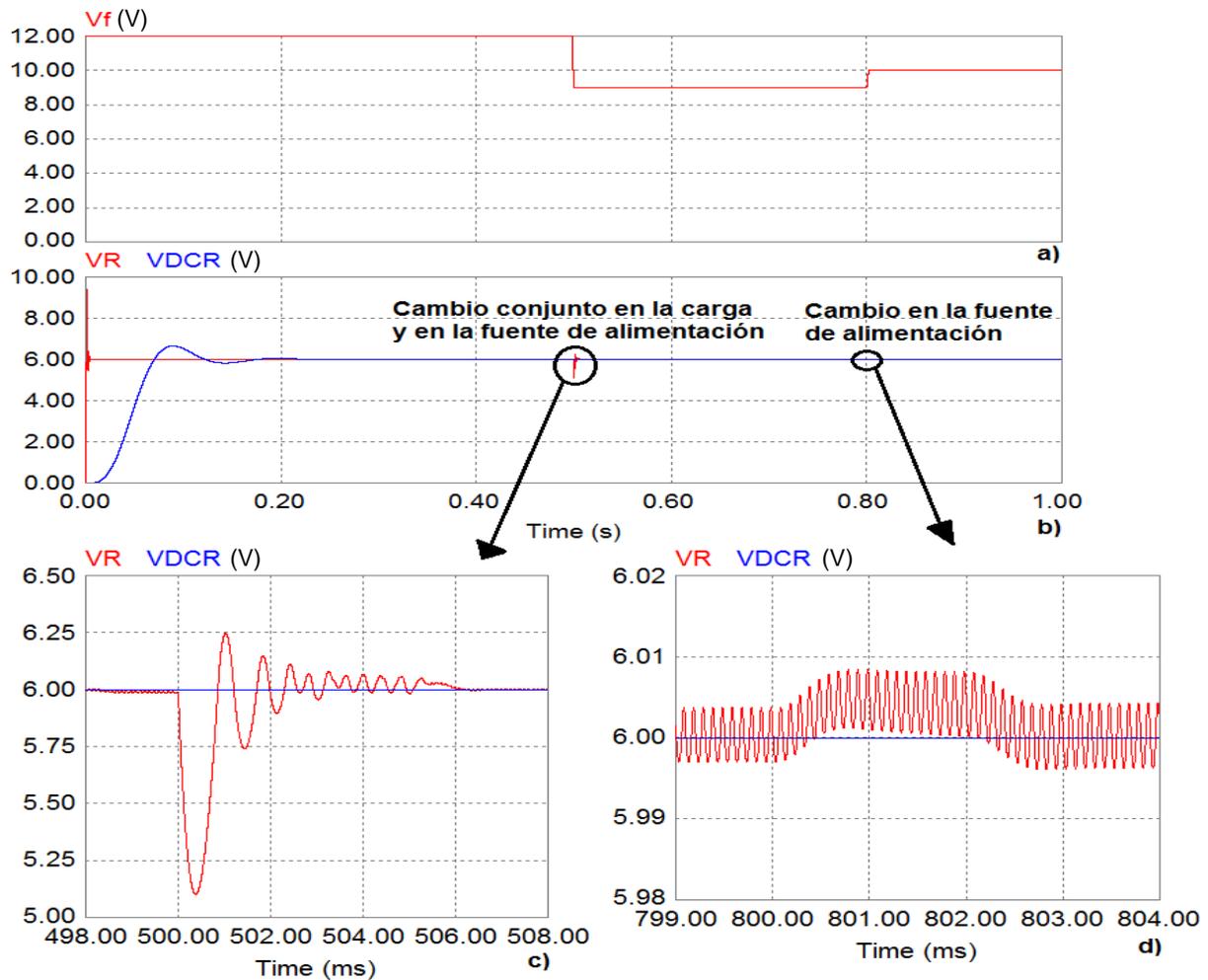
sierra,  $V_P$ , es 1 V; un sumador (**SU2**); una fuente de CD (**Vref**) de amplitud igual a 0.5 V, que representa el valor en el punto de operación; una fuente de voltaje diente de sierra (**Vds**) cuyos parámetros son, voltaje pico a pico igual a 1 V, frecuencia de 10 kHz, valor inicial 0 V, voltaje offset igual a 1 V, fase de retraso de  $0^0$ , ciclo útil de 0.95; un comparador (**COMP**); un on-off switch controller (**D2**), usado para la interfaz entre la señal de gatillo de control proveniente del comparador (**COMP**) con el MOSFET de potencia (**S**). Se utilizan los marcadores de voltajes (**Vf**, **VR**, **Verror** y **Vcon**) para visualizar la forma de onda del voltaje instantáneo de la fuente programable, la forma de onda del voltaje instantáneo en la carga, el comportamiento del error en el controlador y la forma de onda de la señal de control. Además, se conecta el voltímetro (**VDCR**), para medir el voltaje medio en la carga.

En la figura 2.2.3 se grafican las formas de ondas del voltaje medio e instantáneo a la salida del convertidor de CD-CD reductor de la figura 2.2.2.

Como se aprecia en la figura 2.2.3 a), el voltaje en la fuente de alimentación,  $V_f$ , parte de un voltaje inicial de 12 V, donde este voltaje permanece constante hasta el instante de tiempo de 0.5 s. A los 0.5 s el voltaje en la fuente de alimentación disminuye en forma de escalón de 12 V a 9 V y en ese mismo instante ocurre un cambio en la carga del convertidor de CD-CD reductor, provocando que el voltaje instantáneo a la salida del convertidor disminuya.

En las gráficas de la Fig 2.2.3, excepto para la Fig. 2.2.3 a), las curvas de color rojo representan al valor instantáneo del voltaje de salida y las de color azul al valor medio de salida.

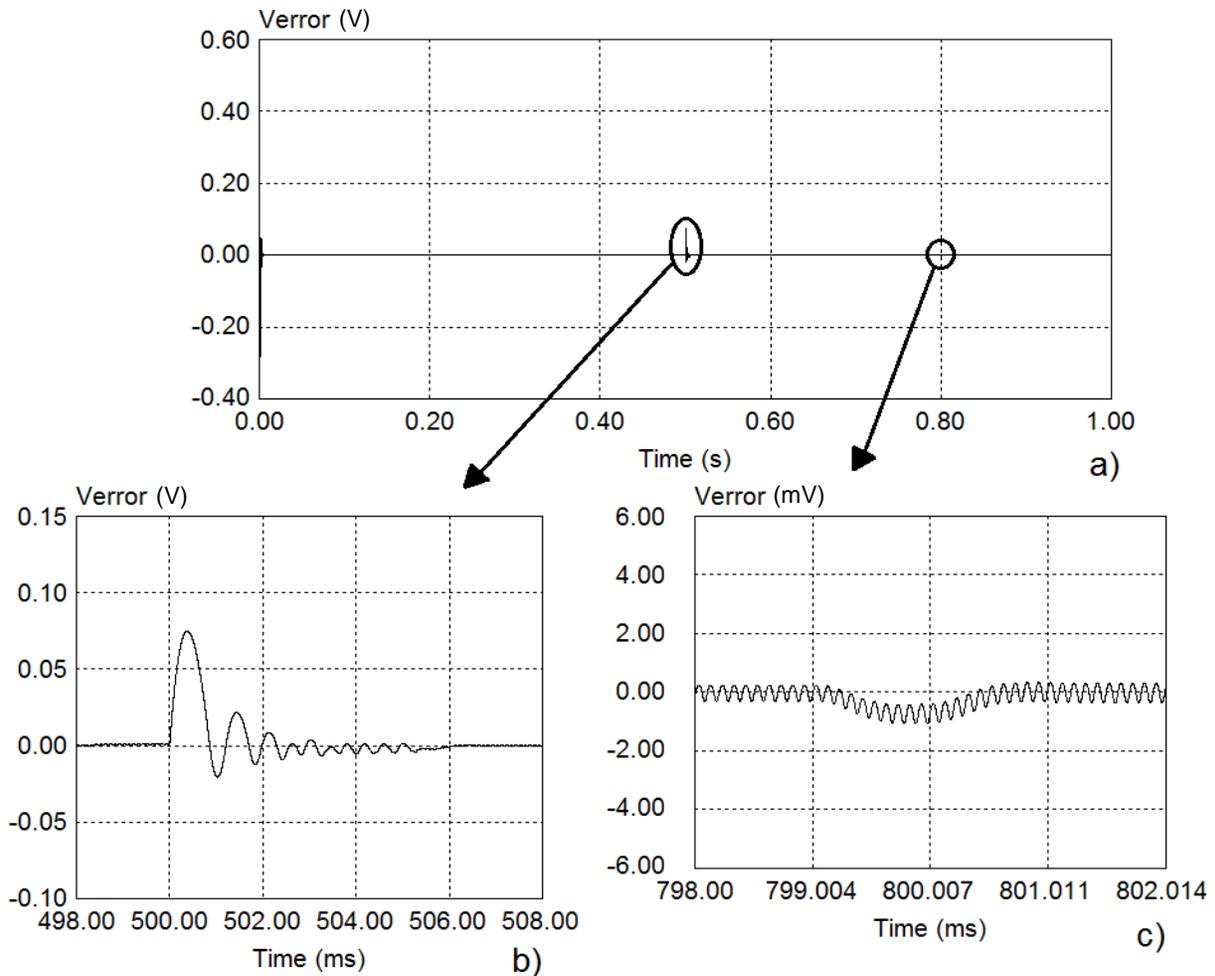
En la figura 2.2.3 b) se observa el comportamiento del voltaje de salida y del voltaje medio. Para visualizar mejor el comportamiento del voltaje medio e instantáneo a la salida del convertidor en los 0.5 s, se ha amplificado la imagen, como se aprecia en la figura 2.2.3 c). Analizando la figura 2.2.3 c), se observa como el voltaje instantáneo a la salida del convertidor disminuye a los 0.5 s, pero transcurridos aproximadamente 7 ms, el voltaje instantáneo se estabiliza, debido, a la rápida recuperación del voltaje instantáneo impuesta por el regulador, el voltaje medio no presenta prácticamente cambios.



**Fig. 2.2.3** a) Voltaje en la fuente programable ( $V_f$ ), b) Voltaje medio e instantánea a la salida del convertidor de CD-CD reductor, c) Voltaje medio e instantáneo de salida del convertidor de CD-CD reductor ante cambios conjunto en la fuente de alimentación y en la carga, d) Voltaje medio e instantáneo de salida del convertidor de CD-CD reductor ante cambio en el voltaje de la fuente de alimentación. Luego el voltaje en la fuente de alimentación se mantiene constante e igual a 9 V hasta los 0.8 s, ver figura 2.2.3 a). A los 0.8 s el voltaje de la fuente de alimentación aumenta en forma de escalón de 9 V a 10 V, ver figura 2.2.3 a), causando que el voltaje medio e instantáneo a la salida del convertidor de CD-CD aumente, ver figura 2.2.3 b). Para un mejor análisis del comportamiento del voltaje medio e instantáneo a la salida del convertidor en los 0.8 s, se ha amplificado la imagen, como se aprecia en la figura 2.2.3 d). Analizando la figura 2.2.3 d), se observa como el voltaje instantáneo a la salida del convertidor aumenta a los 0.8 s, donde transcurridos aproximadamente 3 ms, el voltaje instantáneo se estabiliza, debido al regulador, se restablece el voltaje instantáneo al

valor deseado, el voltaje medio no presenta prácticamente cambios, por la rápida estabilización del voltaje instantáneo.

En la figura 2.2.4 se muestra la forma de onda de la señal de error.



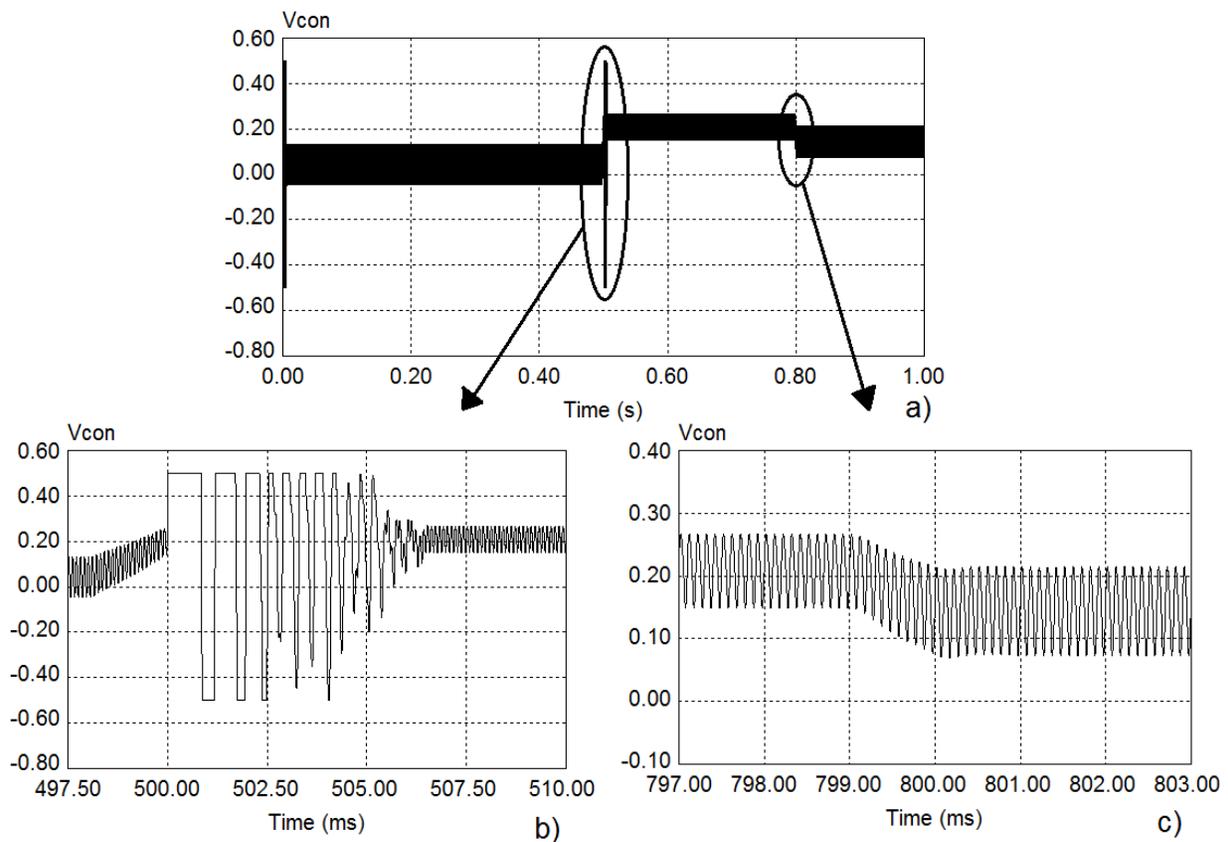
**Fig. 2.2.4** a) Señal del error a la entrada del controlador, b) Señal del error a la entrada del controlador ante cambios conjuntos en el voltaje de la fuente de alimentación y en la carga del convertidor de CD-CD reductor, c) Señal del error a la entrada del controlador ante cambio en el voltaje de la fuente de alimentación en el convertidor de CD-CD.

En la figura 2.2.4 a) se observa como el error luego del transitorio inicial es nulo hasta el instante de tiempo de 0.5 s, en donde el error se hace diferente de cero, ver figura ampliada 2.2.4 b), debido al cambio conjunto en el voltaje de la fuente de alimentación y en la carga del convertidor de CD-CD reductor, el cual provoca que el voltaje instantáneo a la salida del convertidor sea diferente al valor en el punto de operación. Como se aprecia en la figura 2.2.4 b), transcurridos 6 ms, el error en el regulador se hace igual a cero, debido a que el regulador logra que el voltaje instantáneo a la salida

del convertidor se estabilice al valor deseado. Una vez que el voltaje instantáneo a la salida del convertidor se ha estabilizado, el error en el controlador permanece constante e igual a cero, hasta el instante de tiempo de 0.8 s, donde el error vuelve a ser diferente de cero, debido al cambio de voltaje en la fuente de alimentación del convertidor, que nuevamente provoca que el voltaje instantáneo a la salida del convertidor sea diferente al valor deseado, ver figura 2.2.4 c). Transcurridos 2 ms, el error del controlador se hace igual a cero.

En la figura 2.2.5 se muestra la forma de onda de la señal de salida del regulador de la de la figura 2.2.2. En la figura 2.2.5 a) se aprecia como la señal de control producida por el regulador polinomial diseñado oscila alrededor de cero y su amplitud disminuye luego de finalizado en transitorio inicial. En el instante de tiempo de 0.5 s el voltaje instantáneo a la salida del convertidor disminuye producto de la caída del voltaje de alimentación y que se duplica el consumo al convertidor, aumentando la señal del error a la entrada del regulador, por lo que el mismo aumenta la señal de control con el objetivo de incrementar el ciclo útil y restablecer el voltaje del convertidor, ver figura 2.2.5 b), como la perturbación en el funcionamiento del convertidor de CD-CD reductor permanece, entonces, la señal de control oscila alrededor de 0.20 V.

A los 0.8 s, ocurre un aumento del voltaje instantáneo a la salida del convertidor producto a un incremento en el voltaje de la fuente en forma de escalón de amplitud 1 V, por lo que se introduce un error negativo a la entrada del regulador indicando que el voltaje de salida del convertidor es mayor que el voltaje deseado, haciendo que el regulador disminuya el valor alrededor del cual la señal de control oscila de 0.20 V a 0.15 V, para disminuir el ciclo útil del convertidor y por tanto del voltaje a la salida del mismo, estabilizándolo al valor deseado, ver figura 2.2.5 c).



**Fig. 2.2.5** a) Señal de control, b) Ampliación de la señal de control ante cambios conjunto en la fuente de alimentación y en la carga en el convertidor de CD-CD reductor, c)Ampliación de la señal de control ante cambio en el voltaje de la fuente de alimentación en el convertidor de CD-CD.

### 2.3. Valoración económica.

Como el salario básico que devenga un ingeniero es de \$ 450.00 MN, luego este ingeniero devenga en un día  $\$ 450.00/24 = \$ 18.75$  MN. Considerando que el mismo haya empleado diez días hábiles para montar e implementar el circuito diseñado, entonces el monto es de  $10 \cdot (\$ 18.75) = \$ 187.5$  MN. El valor económico del circuito diseñado aparece en la tabla 2.3.

Tabla 2.3. Componentes electrónicos y sus precios promedios.

No.	Componente del circuito	Cant.	Precio MN.	Valor total MN.
1	MOSFET. (interruptor)	1	20.00	20.00
2	Diodo	1	3.00	3.00
3	Bobina	1	10.00	10.00
4	Capacitor	1	7.00	7.00
5	Resistencia	3	2.00	6.00
6	PWM	1	90.00	90.00
Total		8	---	136.00

## **Conclusiones del capítulo II.**

A las conclusiones que se arribaron en el desarrollo del presente Capítulo son:

- Se diseñó el convertidor de CD-CD reductor y la red de alimentación.
- Se obtuvieron los modelos de cada bloque que compone el lazo de control: red de alimentación, PWM y la planta.
- Se diseñó un controlador polinomial alrededor de un punto de operación para el convertidor de CD-CD reductor, el cual es un sistema no lineal.
- Se corroboró mediante simulación que el controlador polinomial diseñado para un sistema lineal aproximado al convertidor de CD-CD reductor, que es un circuito no lineal, logró regular el voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor ante cambios en el voltaje de la fuente de alimentación y cambios conjuntos en la carga y en el voltaje de la fuente de alimentación.

## **Conclusiones Generales.**

Luego del desarrollado, en el presente trabajo se llegan a las siguientes conclusiones:

1. Se caracterizó gnoseológicamente al convertidor de CD-CD reductor, obteniéndose que el convertidor es un circuito no lineal, su característica transferencial de voltaje es lineal y su modelo linealizado es de fase mínima.
2. Se caracterizó gnoseológicamente el método de diseño de control polinomial, de la cual se llegó a conocer la condición que debe cumplir la planta a controlar para que sea posible diseñarle un controlador.
3. Se obtuvieron los modelos de cada bloque del sistema de control en variable de desviación.
4. Se diseñó el convertidor de CD-CD reductor.
5. Se corroboró mediante simulación que el controlador polinomial diseñado para un sistema lineal aproximado al convertidor de CD-CD reductor, que es un circuito no lineal, logró regular el voltaje medio a la salida del convertidor de CD-CD reductor ante cambios en el voltaje de la fuente de alimentación y cambios conjuntos en la carga y en el voltaje de la fuente de alimentación.

## **Recomendaciones.**

Se recomienda para trabajos futuros sobre la temática la realización de:

1. Analizar la robustez del regulador polinomial ante variaciones de los parámetros del convertidor de CD-CD reductor.
2. Realizar el esquema de mando subordinado con controladores polinomiales en el que se regule la corriente en el inductor.
3. Montar protecciones contra cortocircuitos en la carga del convertidor.

## **Bibliografía.**

1. Rivero R., N.: "Control de Convertidores Boost con PFC, Mod. y Control de Conv. Electrónicos de Potencia", Proyecto Docente. Universidad de la República Oriental, Uruguay. 2010.
2. Kularatna, Nihal.: "Power Electronics Design Handbook: Low-Power Components and Applications". Butterworth-Heinemann, 1998. Woburn. ISBN: 0-7506-7073-8.
3. Luo, F., Ye, H.: "Advanced DC/DC Converters". CRC Press LLC, 2004. ISBN: 0-8493-1956-0.
4. Muhamad H., R.: "Power Electronics Handbook". ACADEMIC PRESS, 2001. ISBN: 0-12-581650-2.
5. Bory P., H.: "Diseño y Regulación de voltaje en los convertidores Buck y Boost". Proyecto Docente. Departamento de Control Automático, Universidad de Oriente. Santiago de Cuba. 2016.
6. Mohan, Ned.: "First Course on Power Electronics and Drives". MNPERE, 2003. ISBN: 0-9715292-2-1.
7. Muhammad H., R.: "Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones.". Prentice Hall Hispanoamericana, 1993. ISBN: 970-26-0532-6.
8. Aguilar P., J. D.: "Convertidores DC/DC", Trabajo de Diploma. Universidad Jaén, España. 2006.
9. Balch, M.: "Complete digital design: A Comprehensive Guide to Digital Electronics", Estados Unidos. McGraw-Hill Companies, 2003. ISBN: 0-07-143347-3.
10. Gerrero et al.: "Diseño y Construcción de un dispositivo monofásico para alimentar un motor trifásico de inducción". ESPOL, 2005. ISBN: 09-01-5863.
11. Francis et al.: "Física Universitaria". Félix Varela, 2008. Vol. I. ISBN: 978-607-442-288-7.
12. Sueker, K. H.: "Power Electronics Design: A Practitioner's Guide". SciTech Publishing. 2005. ISBN: 0-7506-7946-8.
13. Pérez et al.: "Instrumentación Electrónica". Oviedo, España. 2004. ISBN: 84-9732-166-9.
14. Fang et al.: "Digital Power Electronics and Application". Elsevier. 2005. ISBN: 0-1208-8757-6.

15. M., Virginia.: "Controladores PID. Quilmes", Proyecto Docente. Universidad Nacional de Quilmes, 2002.
16. O., Katsuhiko.: "Ingeniería de control moderna". Tercera edición. Minesota. PRENTICE-HALL, 1998. ISBN: 970-17-0048-1.

#### Sitios en Internet

1. [https://issuu.com/jaquilarpena/docs/electronica\\_potencia1\\_2](https://issuu.com/jaquilarpena/docs/electronica_potencia1_2)  
(consulta Febrero 2016)
2. <http://www.forosdeelectronica.com/f16/modelado-analisis-circuitos-potencia-14295/>(consulta Feb. 2016)
3. <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/login.jsp?tp=&arnumber=106126&url=http%3A%2F%2Fieeexplore.ieee.org%2Fiel5%2F7%2F3243%2F00106126.pdf%3Farnumber%3D106126>(consulta Marzo 2016)
4. [https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiMlc-PovPMAhVDWh4KHSDdCvAQFqgmMAA&url=http%3A%2F%2Fpemclab.cn.nctu.edu.tw%2FW3news%2F%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E6%25AC%2584%2F2009-05-22%25EF%25BC%259A%25E3%2580%2590%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E9%25A1%258C%25E3%2580%2591PWM%2520Switch%2520Model%2F2009-05-22%25EF%25BC%259A%25E3%2580%2590%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E9%25A1%258C%25E3%2580%2591PWM%2520Switch%2520Model.pdf&usq=AFQjCNHww85ji\\_uH61ttT6PhD Pd58y80GQ](https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiMlc-PovPMAhVDWh4KHSDdCvAQFqgmMAA&url=http%3A%2F%2Fpemclab.cn.nctu.edu.tw%2FW3news%2F%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E6%25AC%2584%2F2009-05-22%25EF%25BC%259A%25E3%2580%2590%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E9%25A1%258C%25E3%2580%2591PWM%2520Switch%2520Model%2F2009-05-22%25EF%25BC%259A%25E3%2580%2590%25E6%258A%2580%25E8%25A1%2593%25E5%25B0%2588%25E9%25A1%258C%25E3%2580%2591PWM%2520Switch%2520Model.pdf&usq=AFQjCNHww85ji_uH61ttT6PhD Pd58y80GQ) (consulta Marzo. 2016)
5. [https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiVoJaUpPPMAhUBGx4KHe3XAdcQFggjMAA&url=http%3A%2F%2Fcsd.newcastle.edu.au%2FspanishPages%2Fclase\\_slides\\_download%2FC09.pdf&usq=AFQjCNGVVTgUgzc2Tv6EzyMpJ8mJoGy6kA](https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwiVoJaUpPPMAhUBGx4KHe3XAdcQFggjMAA&url=http%3A%2F%2Fcsd.newcastle.edu.au%2FspanishPages%2Fclase_slides_download%2FC09.pdf&usq=AFQjCNGVVTgUgzc2Tv6EzyMpJ8mJoGy6kA)(consulta Marzo 2016)
6. <http://www.biografiasyvidas.com/biografia/g/guericke.htm>(consulta Abril 2016)

7. [https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=4&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwjOjPu8pfPMAhXC8x4KHY1bDFkQFgg2MAM&url=https%3A%2F%2Fupcommons.upc.edu%2Fbitstream%2Fhandle%2F2099.1%2F14222%2FMemo%2Fria\\_PFC2.pdf%3Fsequence%3D1%26isAllowed%3Dy&usg=AFQjCNHhOnuKRPs-PZsAMH3ZGNGw6xDYpA](https://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=4&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwjOjPu8pfPMAhXC8x4KHY1bDFkQFgg2MAM&url=https%3A%2F%2Fupcommons.upc.edu%2Fbitstream%2Fhandle%2F2099.1%2F14222%2FMemo%2Fria_PFC2.pdf%3Fsequence%3D1%26isAllowed%3Dy&usg=AFQjCNHhOnuKRPs-PZsAMH3ZGNGw6xDYpA)(consulta Abril 2016)
8. [www.mouser.com/new/power/dc-dc-converters/n-brvxe](http://www.mouser.com/new/power/dc-dc-converters/n-brvxe)(consulta Abril 2016)