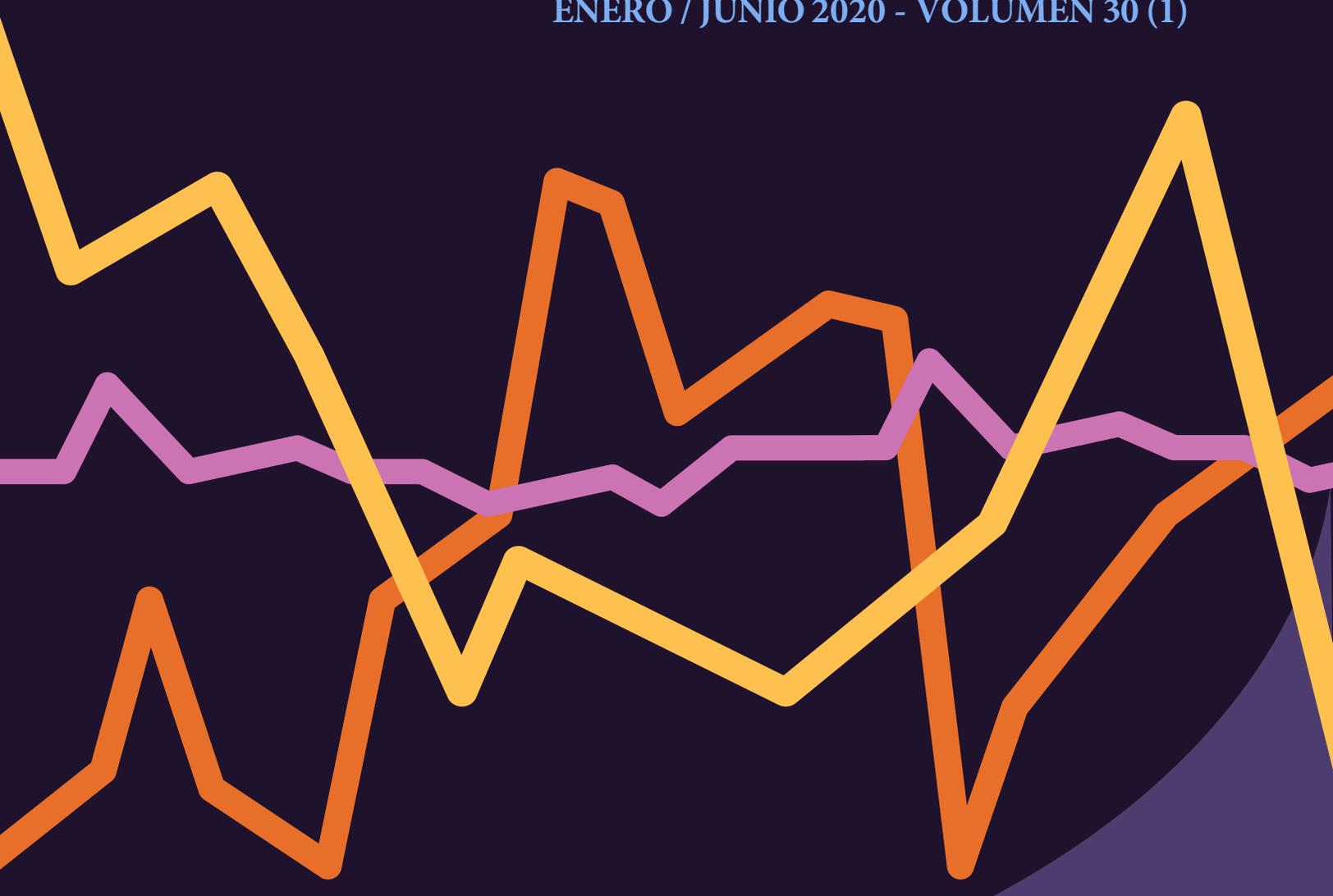


Ingeniería

Revista de la Universidad de Costa Rica

ENERO / JUNIO 2020 - VOLUMEN 30 (1)



Análisis de pérdidas del convertidor DC/DC 1-FB⁻¹

1-FB⁻¹ DC-DC Converter Power Loss Analysis Cost

*Luis Alejandro Gólcher Barguil,
Ingeniero Eléctrico. Máster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica,
Universidad de Costa Rica, San José, Costa Rica
luis.golcher@ucr.ac.cr*

Recibido: 20 de mayo 2019

Aceptado: 20 de noviembre 2019

Resumen

Se plantea el análisis de pérdidas del nuevo Convertidor DC-DC denominado 1-FB⁻¹. El modelo resultante se puede utilizar para predecir con mayor exactitud las razones de conversión reales, que se obtendrían al utilizar elementos prácticos; así como estimar la generación de calor que debe ser removida. Al modelo teórico canónico se le incorporan las pérdidas en el cobre del transformador, las pérdidas de conducción en el transistor, las pérdidas de conducción en el diodo y las pérdidas en la resistencia equivalente serial del capacitor. El análisis establece el marco teórico de las pérdidas de potencia para estudiar su viabilidad en implementaciones con requerimientos de altas eficiencias, como computadoras portátiles, dispositivos portables y equipos de comunicación.

Palabras clave:

Convertidores de corriente eléctrica, Métodos de simulación, Circuitos de transistores, Pérdidas eléctricas.

Abstract

A power loss analysis of the new 1-FB⁻¹ DC/DC converter is proposed. The resulting model can be used to better predict the real DC-DC conversion rates that will be obtained when practical elements are implemented; as well as, a better heat loss estimation. Four distinct power losses are incorporated to the ideal canonical model: copper power loss at the transformer, transistor conduction power loss, diode conduction power loss and equivalent series resistor power loss at the output capacitor. The loss analysis establishes the framework to determine its feasibility for being used as a power supply in portable computers, hand-held devices, and communication equipment.

Keywords:

Electric Current Converters, Simulation Methods, Transistor Circuits, Electrical Losses.



1. INTRODUCCIÓN

Los dispositivos alimentados por baterías requieren utilizar la energía limitada que se provee, de la mejor forma tal que permita el correcto funcionamiento del equipo así como maximizar la vida de las fuentes. Aunque existen técnicas como sleep mode para ahorrar energía, fuentes de poder con altas eficiencias permiten utilizar la energía de la mejor forma. Vaisband, Saadat y Murmann (2014) indican que las fuentes de poder deben tener al menos cuatro propiedades: operar a través de una gama de voltajes, alta eficiencia en un ancho ámbito, buena regulación y un tamaño pequeño.

Para implementar fuentes de poder eficientes, se requieren convertidores DC-DC que puedan manejar potencias con alta eficiencia. Lu (2018) muestra que los convertidores DC-DC pueden lograr altas eficiencias.

Las pérdidas de potencia en los convertidores se clasifican en principalmente en dos grupos:

- Pérdidas de Conducción, las cuales se deben primariamente a la resistencia de encendido del transistor, a la caída de voltaje cuando el diodo se activa, a la resistencia del devanado de cobre del inductor, y a la resistencia equivalente en serie del capacitor.
- Pérdidas de Conmutación, las cuales se deben a la carga de la capacitancia interna del diodo y del transistor, a las pérdidas del circuito manejar de encendido de los transistores, así como a pérdidas en el núcleo del transformador.

Asimismo, es importante establecer las eficiencias a distintas cargas, ya que la carga del equipo puede disminuir significativamente al entrar en sleep mode, y así, se deben mantener las altas eficiencias. Lee y Hua (2013) establecen que los convertidores deben tener la capacidad de soportar voltajes de entrada variantes en el tiempo, así como con los valores de las cargas.

El propósito de este artículo es establecer un marco de análisis de las eficiencias del convertidor DC-DC 1-FB⁻¹, investigando distintas fuentes de pérdida y mostrando su relación con el ciclo de trabajo, voltaje de entrada, parámetros del convertidor y de la carga.

La topología del convertidor DC-DC 1-FB⁻¹ fue propuesta por Gólcher (2014). Su topología se muestra en la Figura 1.

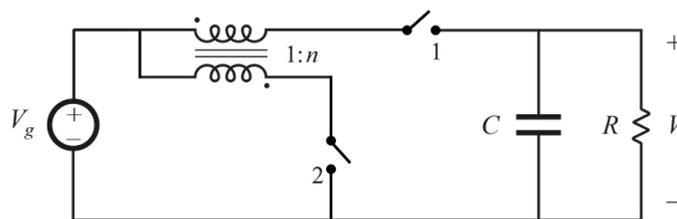


Figura 1. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹. Gólcher (2014)

Gólcher (2014) propuso una implementación práctica con los interruptores que se indican en la Figura 2.

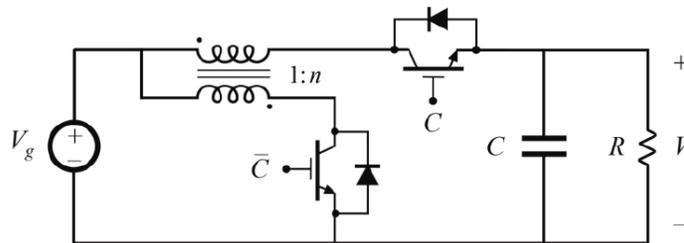


Figura 2. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ con interruptores reales

Para el análisis del convertidor se dibuja la inductancia magnetizante en paralelo al transformador y se declaran las variables necesarias, Figura 3.

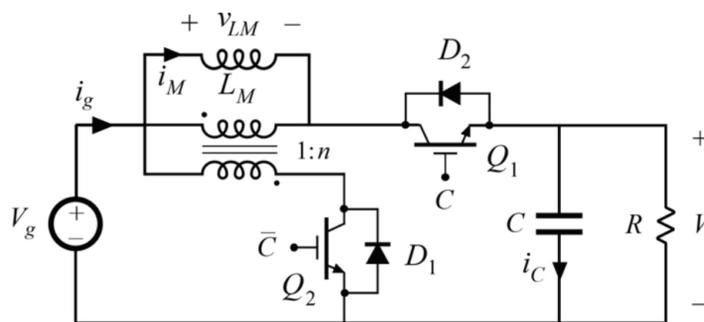


Figura 3. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ para el análisis con interruptores reales

2. ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR IDEAL EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO

El Convertidor 1-FB⁻¹ es un sistema no lineal con dos elementos almacenadores de energía, representados por la inductancia magnetizante del transformador Flyback y por la capacitancia de salida. Para realizar el análisis del convertidor en DC, se utiliza la metodología establecida por Middlebrook y Çuk (1983). El análisis asume que el convertidor opera en Modo de Conducción Continuo y que las pérdidas son despreciables, como punto de partida.

Gólcher (2014) establece que del balance de Volts-segundos en estado estacionario se obtiene la relación de tensiones de alimentación y salida:

$$\langle v_{LM} \rangle = D(V_g - V) + D'(-V_g/n) = 0, \text{ con } D' \triangleq 1 - D \tag{1}$$

$$V = \left(1 - \frac{D'}{Dn}\right) V_g \tag{2}$$

La relación simulada para una relación de vueltas $n = 1$ se presenta en la Figura 4.

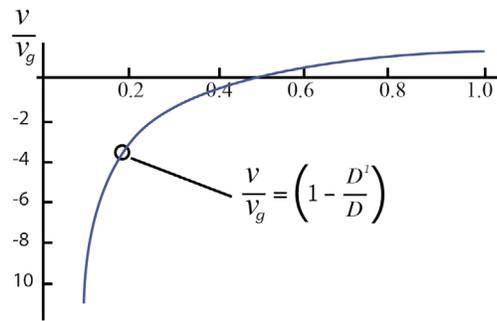


Figura 4. Relación de conversión de tensión ideal del convertidor 1-FB⁻¹, n = 1

Gólcher (2014) aplica el principio de balance de ampere-segundos en estado estacionario para obtener la corriente de magnetización del inductor en función de la entrada y demás parámetros del circuito:

$$\langle i_c \rangle = D \left(I_m - \frac{V}{R} \right) + D' \left(-\frac{V}{R} \right) = 0 \quad (3)$$

$$I_M = \frac{\frac{1}{D} \left(1 - \frac{D'}{Dn} \right) V_g}{R} \quad (4)$$

La corriente DC de magnetización simulada para una relación de vueltas n = 1 se presenta en la Figura 5.

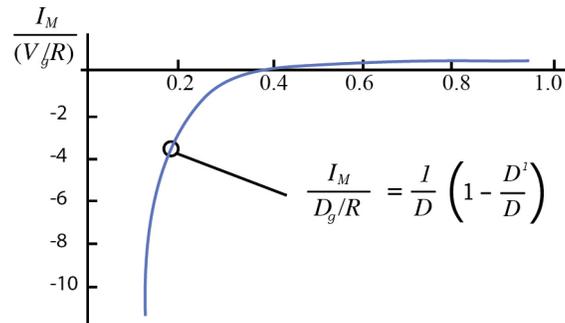


Figura 5. Relación ideal de corriente de magnetización del inductor con la tensión de entrada del convertidor 1-FB⁻¹, n = 1

Para ambas gráficas se da el cruce del eje horizontal por $D = 0.5$. Los rizados de la corriente de magnetización y de la tensión del capacitor quedan establecidos en las ecuaciones 5 y 6 respectivamente, calculados usando el segundo intervalo de conmutación; T_s es el periodo de conmutación.

$$\Delta i_M = \frac{D' T_s V_g}{2nL_M} \quad (5)$$

$$\Delta v = \frac{D'T_s V}{2RC} \tag{6}$$

El comportamiento de la corriente de magnetización y de la tensión del capacitor se muestra en la Figura 6.

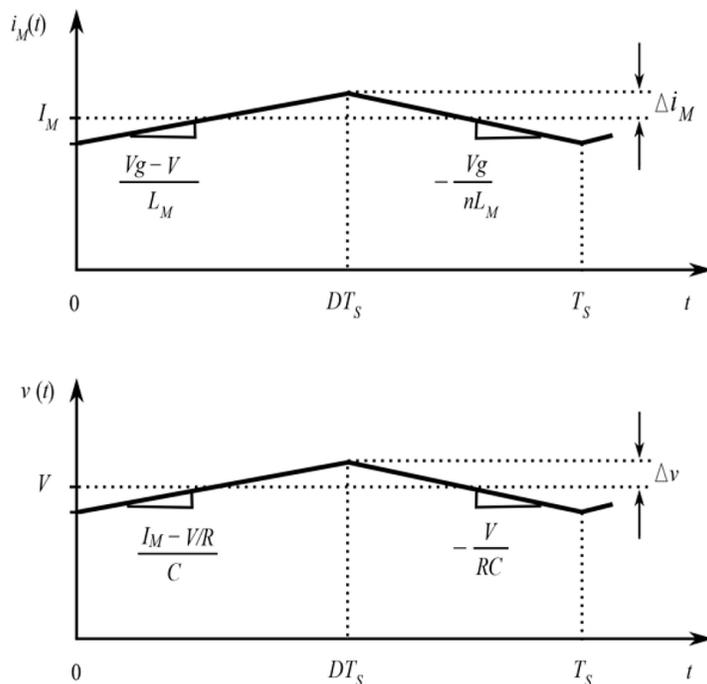


Figura 6. Comportamiento de la corriente de magnetización y tensión del capacitor en un periodo de conmutación

La corriente que suple la fuente de entrada viene dada por:

$$\langle i_g \rangle = I_g = DI_M + D' \left(-I_M/n \right) \tag{7}$$

Para ejemplificar se le asignan valores al circuito para entender el comportamiento del convertidor. Si las entradas y parámetros tienen los siguiente valores: $V_g = 12 \text{ Volts DC}$, $D = 0.8$, $L_M = 100 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 60 \text{ kHz}$, $n = 1$, $C = 470 \mu\text{F}$, entonces $V = 9 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 3.2 \text{ mVolts}$, $I_M = 1.125 \text{ Amps DC}$, $\Delta i_M = 0.2 \text{ Amps}$ e $I_g = 0.675 \text{ Amps DC}$

Con estos valores, el circuito se simula en el ambiente Gecko Circuits y se calcula el rizado de la tensión y de la corriente: $V = 8.96 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 3.4 \text{ m Volts}$, $I_M = 1.121 \text{ Amps DC}$, $\Delta i_M = 0.2 \text{ Amps}$. Ver Figuras 7 y 8.

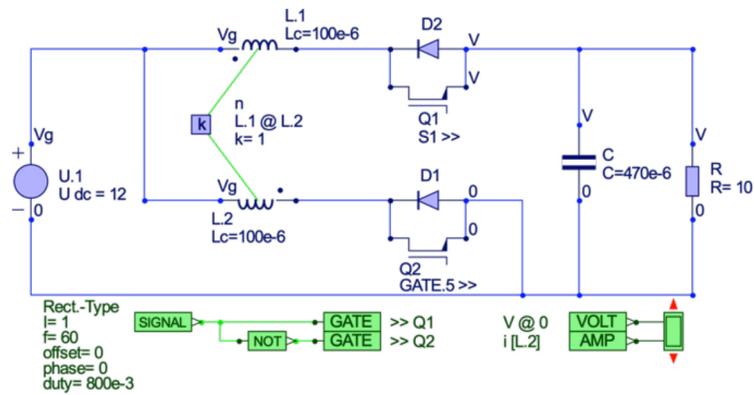


Figura 7. Circuito simulado en Gecko Circuits sin pérdidas

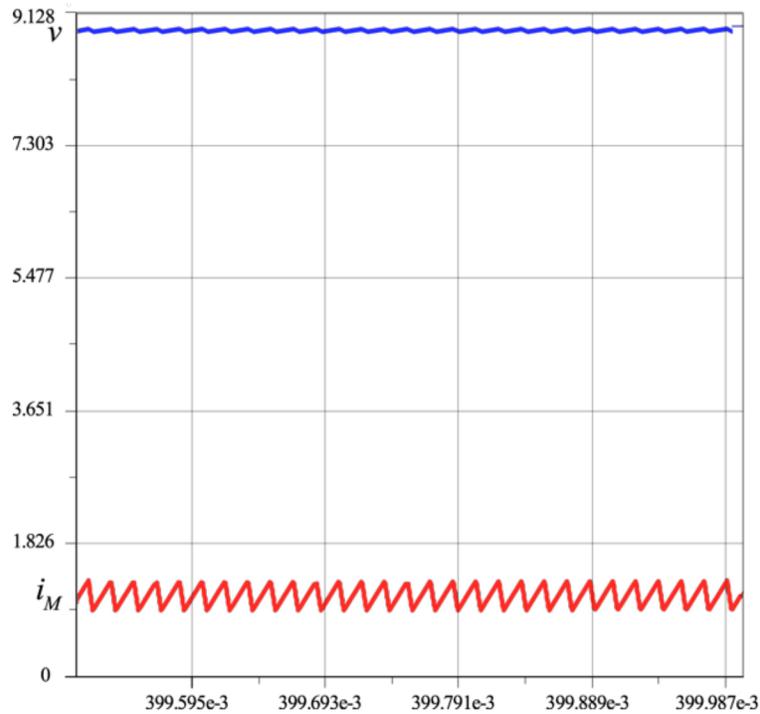


Figura 8. Onda de voltaje de salida y onda de corriente de magnetización simuladas sin pérdidas

Se confirman los valores del modelo matemático con los resultados obtenidos en la simulación. Las diferencias numéricas se deben a pérdidas de conmutación y en el núcleo del transformador Flyback. De igual forma, se validan para diversos conjuntos de parámetros y entradas.

3. MODELO DC DEL CONVERTIDOR 1-FB⁻¹

A partir de las ecuaciones (1) y (3), el autor propone por inspección el modelo canónico ideal de la Figura 9, utilizando transformadores DC. Este circuito canónico modela el comportamiento del convertidor en DC, tal como sugieren Erickson y Maksimovic (2001).

Los transformadores con la línea gruesa en el medio representan un elemento transformador DC que funciona igual que un transformador AC, excepto que no se pueden construir físicamente. Al modelo canónico de la Figura 9 se le añaden las pérdidas con el objetivo de construir un circuito equivalente que incorpore las pérdidas del convertidor. El análisis se realiza para ciclos de trabajo superiores a 0.5 para simplificar la matemática; un análisis similar se puede realizar posteriormente para valores del ciclo de trabajo inferiores. La estrategia de modelar las pérdidas a través del circuito canónico es una metodología estándar en el análisis de convertidores DC-DC.

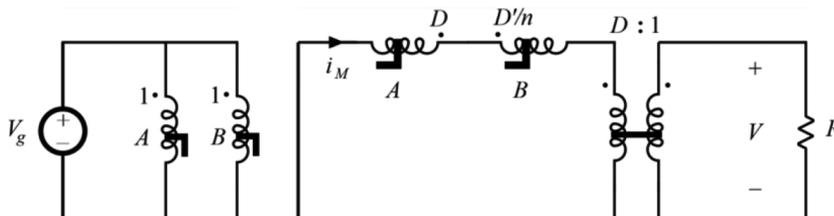


Figura 9. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ sin pérdidas

4. MODELADO DE PÉRDIDAS EN EL COBRE DE LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR Y DE LAS PÉRDIDAS DE CONDUCCIÓN EN EL TRANSISTOR Y DIODO

Se asume que las pérdidas en el cobre pueden ser modeladas por una resistencia concentrada y constante R_L . Esta resistencia permite modelar las pérdidas por efecto Joule. La resistencia se coloca en serie con la inductancia de magnetización según la Figura 10. Suponiendo toda otra pérdida como despreciable y considerando que el ciclo de trabajo es superior a 0.5:

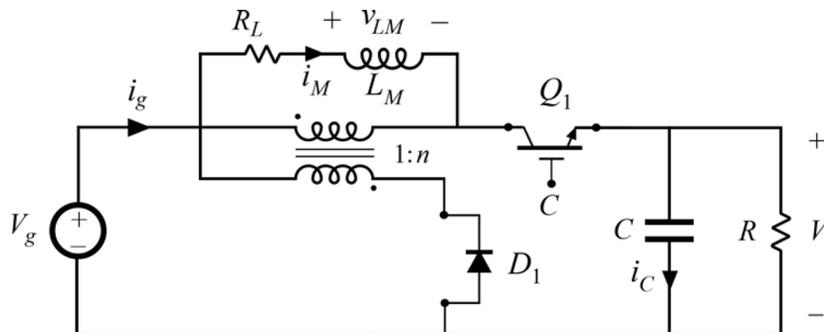


Figura 10. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el cobre de los devanados del transformador

Se procede a realizar el mismo análisis de Middlebrook y Çuk (1983) pero incluyendo las pérdidas en el cobre. Como primer punto se presentan las ecuaciones diferenciales del circuito para el intervalo donde el transistor Q_1 está en saturación y el diodo D_1 está abierto, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong V_g - V - R_L I_M \quad (8)$$

$$i_C(t) \cong I_M - V/R \quad (9)$$

Para el segundo intervalo donde el transistor Q_1 está en corte y el diodo D_1 en activo, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong -V_g/n - R_L I_M \quad (10)$$

$$i_C(t) \cong -V/R \quad (11)$$

Se realiza el balance de Volts-segundos para obtener la nueva relación de entrada a salida:

$$\langle v_{LM} \rangle = D(V_g - V - R_L I_M) + D'(-V_g/n - R_L I_M) = 0, \text{ con } D' \triangleq 1 - D \quad (12)$$

$$V = \left(1 - \frac{D'}{Dn}\right) V_g - \frac{R_L}{D} I_M \quad (13)$$

Se procede con el balance Amperes-segundos:

$$\langle i_C \rangle = D\left(I_M - \frac{V}{R}\right) + D'\left(-\frac{V}{R}\right) = 0 \quad (14)$$

$$I_M = \frac{1}{D} \frac{V}{R} \quad (15)$$

Y sustituyendo la ecuación 15 en la ecuación 13:

$$V = \frac{\left(1 - \frac{D'}{Dn}\right) V_g}{1 + \frac{R_L}{RD^2}} \quad (16)$$

Regresando al modelo canónico:

$$\left(D - \frac{D'}{n}\right) V_g - R_L I_M = DV \quad (17)$$

$$DI_M = \frac{V}{R} \quad (18)$$

Los rizados de corriente y tensión se presentan a continuación, calculados usando el segundo intervalo de conmutación:

$$\Delta i_M = \frac{D'T_s}{2L_M} \left(\frac{V_g}{n} + R_L \frac{V}{DR} \right) \tag{19}$$

$$\Delta v = \frac{D'T_s V}{2RC} \tag{20}$$

De las ecuaciones 17 y 18, por inspección se plantea el modelo del convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el cobre de los devanados del transformador a partir del modelo canónico ideal.

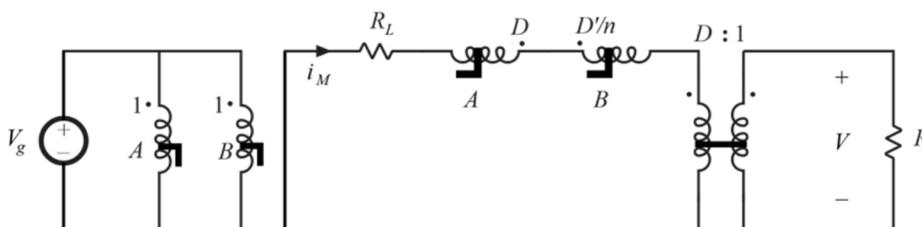


Figura 11. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el cobre de los devanados del transformador

Las pérdidas por conducción en los transistores se pueden modelar como una resistencia puntual que se coloca en las terminales de paso de corriente del transistor cuando se encuentra en estado de saturación. Para aislar el efecto de otras pérdidas, éstas se consideran despreciables y se realiza el análisis para las condiciones de la Figura 12.

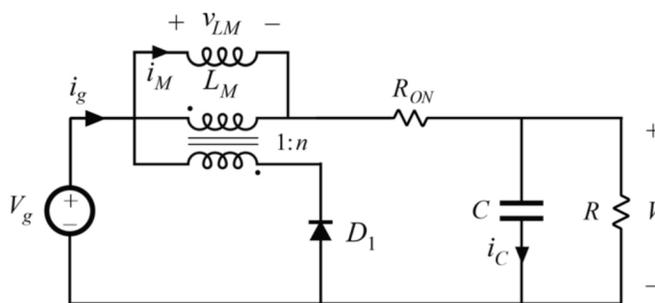


Figura 12. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas por conducción en el IGBT, primer intervalo de conmutación

Se realiza el análisis de Middlebrook y Çuk (1983) pero ahora con la pérdida de conducción del transistor. Se presentan las ecuaciones diferenciales del circuito para el intervalo donde el transistor Q₁ está en saturación y el diodo D₁ abierto, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong V_g - V - R_{ON} I_M \tag{21}$$

$$i_c(t) \cong I_M - V/R \quad (22)$$

Y para el segundo intervalo donde el transistor A está en corte y el diodo B en conducción, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong -V_g/n \quad (23)$$

$$i_c(t) \cong -V/R \quad (24)$$

El balance de Volts-segundos para obtener la relación entrada salida:

$$\langle v_{LM} \rangle = D(V_g - V - R_{ON}I_M) + D'(-V_g/n) = 0, \text{ con } D' \triangleq 1 - D \quad (25)$$

$$(D - D'/n)V_g - DR_{ON}I_M - DV = 0 \quad (26)$$

Se procede con el balance Amperes-segundos:

$$\langle i_c \rangle = D\left(I_M - \frac{V}{R}\right) + D'\left(-\frac{V}{R}\right) = 0 \quad (27)$$

$$DI_M - \frac{V}{R} = 0 \quad (28)$$

Y sustituyendo la ecuación 28 en la ecuación 26:

$$V = \frac{\left(1 - \frac{D'}{Dn}\right)}{1 + \frac{R_{ON}}{RD}} V_g \quad (29)$$

Regresando al modelo canónico:

$$\left(D - \frac{D'}{n}\right)V_g - DR_{ON}I_M - DV = 0 \quad (30)$$

$$DI_M - \frac{V}{R} = 0 \quad (31)$$

Los rizados de corriente y tensión se presentan a continuación, calculados usando el segundo intervalo de conmutación:

$$\Delta i_M = \frac{D'T_s V_g}{2nL_M} \tag{32}$$

$$\Delta v = \frac{D'T_s V}{2RC} \tag{33}$$

Se plantea el modelo del convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas por conducción del transistor a partir del modelo canónico ideal.

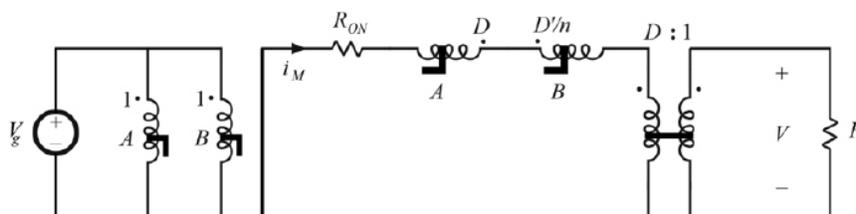


Figura 13. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas por conducción en el IGBT

Se procede a analizar las pérdidas por conducción en el diodo. Dichas pérdidas se modelan como una tensión de conducción V_F en serie con una resistencia puntual R_F según a Figura 14. Para el análisis se considera toda otra pérdida despreciable.

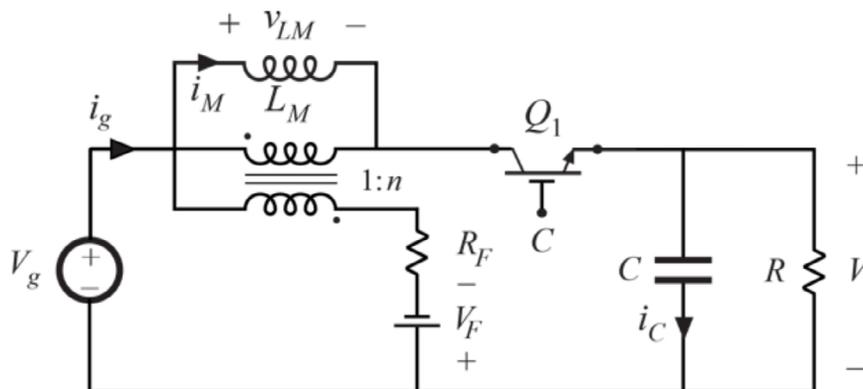


Figura 14. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas por conducción en el diodo

Se realiza el análisis de Middlebrook y Çuk (1983) pero ahora considerando solamente las pérdidas en el diodo. Se presentan las ecuaciones diferenciales del circuito para el intervalo donde el transistor Q_1 está en saturación y el diodo D_1 está abierto, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong V_g - V \quad (34)$$

$$i_c(t) \cong I_M - V/R \quad (35)$$

Y para el segundo intervalo donde el transistor Q_1 está en apagado y el diodo D_1 en conducción, incluyendo la aproximación de pequeño rizado:

$$v_{LM}(t) \cong \frac{-1}{n} (V_g + V_F + R_F I_M/n) \quad (36)$$

$$i_c(t) \cong -V/R \quad (37)$$

El balance de Volts-segundos para obtener la relación entrada salida:

$$\langle v_{LM} \rangle = D(V_g - V) - \frac{1}{n} D' (V_g + V_F + R_F I_M/n) = 0 \quad (38)$$

$$(D - D'/n)V_g - DV - D'/n V_F - D'/n^2 R_F I_M = 0 \quad (39)$$

Se procede con el balance Amperes-segundos:

$$\langle i_c \rangle = D \left(I_M - \frac{V}{R} \right) + D' \left(-\frac{V}{R} \right) = 0 \quad (40)$$

$$DI_M - \frac{V}{R} = 0 \quad (41)$$

Y sustituyendo la ecuación 41 en la ecuación 39:

$$V = \left(1 - \frac{D'}{Dn} \left(1 + \frac{V_F}{V_g} \right) \right) \frac{1}{1 + \frac{D'}{n^2 D^2} R_F / R} V_g \quad (42)$$

Regresando al modelo canónico e incluyendo las pérdidas de conducción en el diodo:

$$\left(D - \frac{D'}{n} \right) V_g - DV - D'/n V_F - D'/n^2 R_F I_M = 0 \quad (43)$$

$$DI_M = \frac{V}{R} \quad (44)$$

Los rizados de corriente y tensión se presentan a continuación, calculados usando el segundo intervalo de conmutación:

$$\Delta i_M = \frac{D'T_s}{2nL_M} (V_g + V_F + R_F I_M/n) \tag{45}$$

$$\Delta v = \frac{D'T_s V}{2RC} \tag{46}$$

Por inspección, se plantea el modelo del convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el diodo por conducción a partir del modelo canónico ideal:

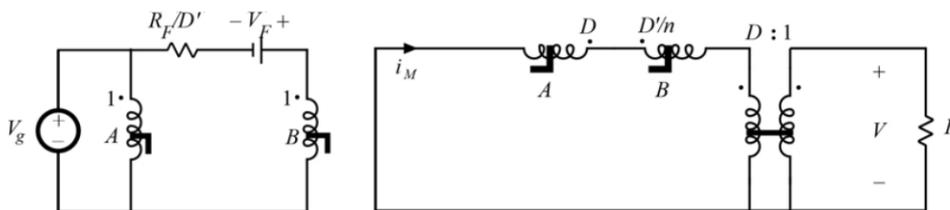


Figura 15. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas por conducción en el diodo rectificador de media onda

5. MODELADO DE PÉRDIDAS EN EL CAPACITOR

Las pérdidas en el capacitor de salida se modelan separadamente en este capítulo. Se asume que el capacitor tiene pérdidas asignadas a su resistencia puntual serial equivalente R_{esr} en serie con la capacitancia ideal. El circuito toma la forma de la Figura 16. Para el análisis se considera el ciclo de trabajo superior a 0.5 donde toda otra pérdida es despreciable.

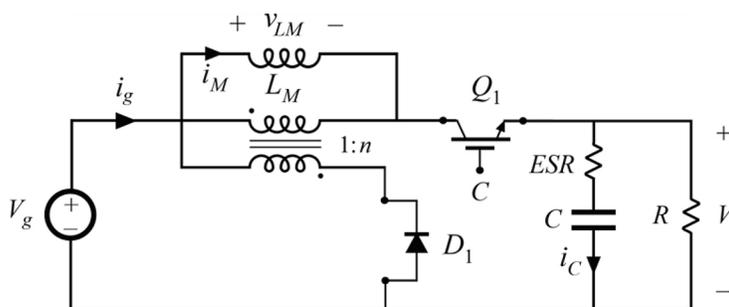


Figura 16. Topología del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el capacitor

En el nodo superior del capacitor, el nodo está dado por la ecuación 47; y promediando el nodo, queda la ecuación 48.

$$i_{Q1}(t) = i_c + v/R \tag{47}$$

$$\langle i_{Q1}(t) \rangle \cong V/R \quad \text{dado que } \langle i_c(t) \rangle = 0 \quad (48)$$

donde:

$$\Delta i_M = \frac{D'}{2nL_M f_s} V_g \quad (49)$$

$$DI_M = \frac{V}{R} \quad (50)$$

Asumiendo que prácticamente toda la corriente DC de la corriente $i_{Q1}(t)$ fluye a través de la carga R y que su componente AC fluye enteramente por el capacitor, entonces la corriente $i_c(t)$ tiene el siguiente comportamiento:

$$i_c(t) = \begin{cases} \frac{2\Delta i_M}{DT_s} t + (D'I_M - \Delta i_M), & 0 \leq t < DT_s \\ -DI_M, & DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (51)$$

Por lo tanto, las pérdidas promedio de potencia por el capacitor vienen dadas por:

$$P_{esr} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} ESR i_c^2(t) dt \quad (52)$$

Se sustituye (51) en (52):

$$P_{esr} = \frac{ESR}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} \left(\frac{2\Delta i}{DT_s} t + (D'I_M - \Delta i) \right)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-DI_M)^2 dt \right) \quad (53)$$

Integrando (53) y simplificando:

$$P_{ESR} = D ESR \left(\frac{\Delta i^2}{3} + D'I_M^2 \right) \quad (54)$$

Y dicha pérdida se puede modelar como una resistencia puntual equivalente R'_{esr} por la cual fluye la corriente I_M donde:

$$P_{ESR} = I_M^2 R'_{ESR} \quad (55)$$

Se substituye (54) en (55):

$$R'_{ESR} = D ESR \left(\frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i}{I_M} \right)^2 + D' \right) \quad (56)$$

Se retorna al modelo canónico y, por inspección, se incorporan las pérdidas modeladas del capacitor:

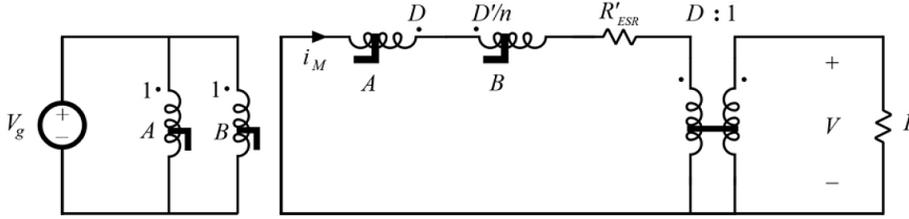


Figura 17. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ con pérdidas en el capacitor

Del modelo canónico se extrae la relación de entrada / salida:

$$\frac{V}{V_g} = \frac{(1 - D'/nD)}{1 + \frac{R'_{ESR}}{D^2 R}} \quad (57)$$

Se sustituye por definición (57) y (49) en (56):

$$R'_{esr} = D ESR \left(\frac{1}{3} \left(\frac{D' DR}{2nL_M f_s} \frac{V_g}{V} \right)^2 + D' \right) \quad (58)$$

Posteriormente de (58) en (57) queda una ecuación cuadrática con 2 soluciones para la relación de entrada salida (60):

$$\frac{V}{V_g} = \frac{(1 - D'/nD)}{1 + \frac{ESR D'^2 DR}{12(nL_M f_s)^2} \left(\frac{V_g}{V} \right)^2 + \frac{D' ESR}{DR}} \quad (59)$$

$$V = \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{ESR D'^2 DR}{3(1 - D'/nD)^2 (nL_M f_s)^2} \left[1 + \frac{D' ESR}{DR} \right]} \right) \frac{0.5 (1 - D'/nD) V_g}{1 + \frac{D' ESR}{DR}} \quad (60)$$

En la ecuación 60 se debe tomar el positivo.

6. SIMULACIÓN DE VERIFICACIÓN POR CADA PÉRDIDA

Se procede con un ejemplo para verificar la relación de entrada y salida incorporando las pérdidas del cobre en los devanados del transformador. Si las entradas y parámetros tienen los siguientes valores: $V_g = 12 \text{ Volts DC}$, $D = 0.8$, $L_M = 100 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 60 \text{ kHz}$, $n = 1$, $C = 470 \mu\text{F}$, $R_L = 1 \Omega$, entonces $V = 7.78 \text{ Volts DC}$, $I_M = 0.973 \text{ Amps DC}$, $\Delta v = 2.759 \text{ mVolts}$, $\Delta i_M = 0.216 \text{ Amps}$

Se simula el circuito y se obtiene $V = 7.74 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 2.85 \text{ mVolts}$, $I_M = 0.967 \text{ Amps DC}$ y $\Delta i_M = 0.22 \text{ Amps}$. Ver Figura 18.

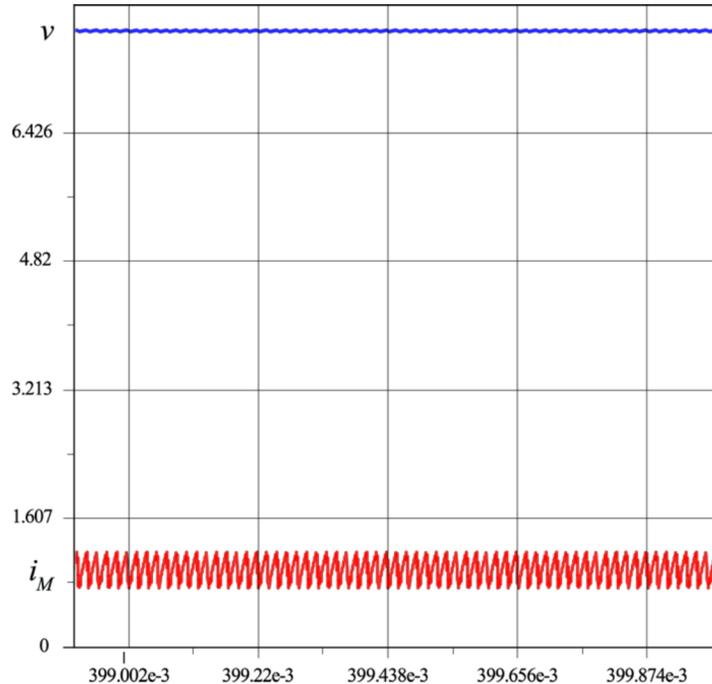


Figura 18. Onda de voltaje de salida y onda de corriente de magnetización simuladas con pérdidas en cobre del devanado del transformador

Se confirman los resultados del modelo con los simulados. Las diferencias numéricas se deben a pérdidas de conmutación y en el núcleo del transformador Flyback. De igual forma, se validan para diversos conjuntos de parámetros y entradas.

Para verificar la relación de entrada y salida considerando las pérdidas de conducción del transistor se procede con un ejemplo. Si las entradas y parámetros tienen los siguientes valores: $V_g = 12 \text{ Volts DC}$, $D = 0.8$, $L_M = 100 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 60 \text{ kHz}$, $n = 1$, $C = 470 \mu\text{F}$, $R_{ON} = 1 \Omega$, entonces $V = 8 \text{ Volts DC}$, $\Delta i = 2.83 \text{ mVolts}$, $I_M = 1 \text{ Amp DC}$, $\Delta i_M = 0.2 \text{ Amps}$.

Se simula el circuito y se obtiene $V = 7.959 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 2.9 \text{ mVolts}$, $I_M = 0.995 \text{ Amps DC}$ y $\Delta i_M = 0.204 \text{ Amps}$. Ver Figura 19.

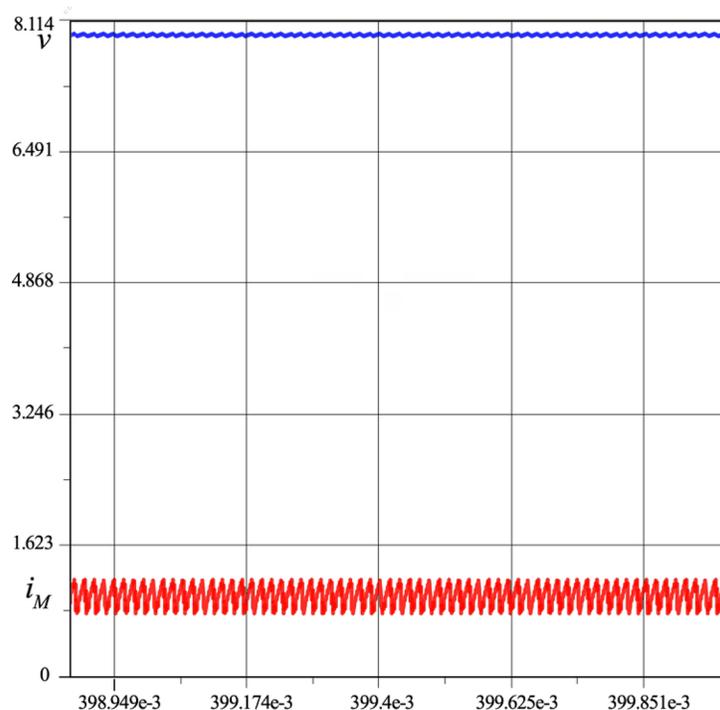


Figura 19. Onda de voltaje de salida y onda de corriente de magnetización simuladas con pérdidas de conducción en el transistor

Se confirman los resultados del modelo con los simulados. Las diferencias numéricas se deben a pérdidas de conmutación y en el núcleo del transformador Flyback. De igual forma, se validan para diversos conjuntos de parámetros y entradas.

Se procede a verificar la relación de entrada y salida incluyendo solamente las pérdidas de conducción del diodo. Si se consideran estos valores para las entradas y parámetros del circuito: $V_g = 12 \text{ Volts DC}$, $D = 0.8$, $L_M = 100 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 60 \text{ kHz}$, $n = 1$, $C = 470 \mu\text{F}$, $R_F = 1 \Omega$, $V_F = 0.7 \text{ Volts DC}$, entonces los resultados son: $V = 8.558 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 3.035 \text{ mVolts}$, $I_m = 1.069 \text{ Amps DC}$, $\Delta i_M = 0.23 \text{ Amps}$.

Se simula el circuito para validar el modelo y se determina que: $V = 8.51 \text{ Volts DC}$, $\Delta v = 3.15 \text{ mVolts}$, $I_m = 1.065 \text{ Amps DC}$, $\Delta i_M = 0.234 \text{ Amps}$. Ver Figura 20.

Los resultados de la simulación confirman los obtenidos por el modelo teórico. Las diferencias numéricas se deben a pérdidas de conmutación y en el núcleo del transformador Flyback. De igual forma, se validan para diversos conjuntos de parámetros y entradas.

Se procede a realizar un ejemplo para verificar la relación de entrada y salida con respecto a las pérdidas del capacitor incorporadas modelo del convertidor 1-FB⁻¹ a partir del modelo canónico ideal. Si los parámetros y entradas del circuito se establecen en: $V_g = 12 \text{ Volts DC}$, $D = 0.8$, $L = 100 \mu\text{H}$, $R = 10 \Omega$, $f_s = 60 \text{ kHz}$, $n = 1$, $C = 470 \mu\text{F}$, $ESR = 0.1 \Omega$, entonces se tienen los siguientes resultados: $V = 8.976 \text{ Volts DC}$, $I_m = 1.122 \text{ Amps DC}$, $\Delta i_M = 0.2 \text{ Amps}$.

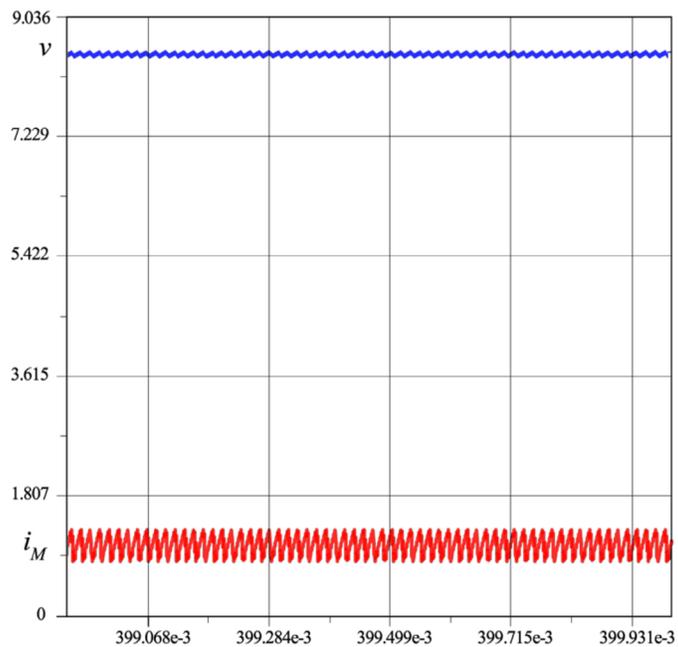


Figura 20. Onda de voltaje de salida y onda de corriente de magnetización simuladas con pérdidas de conducción en el diodo

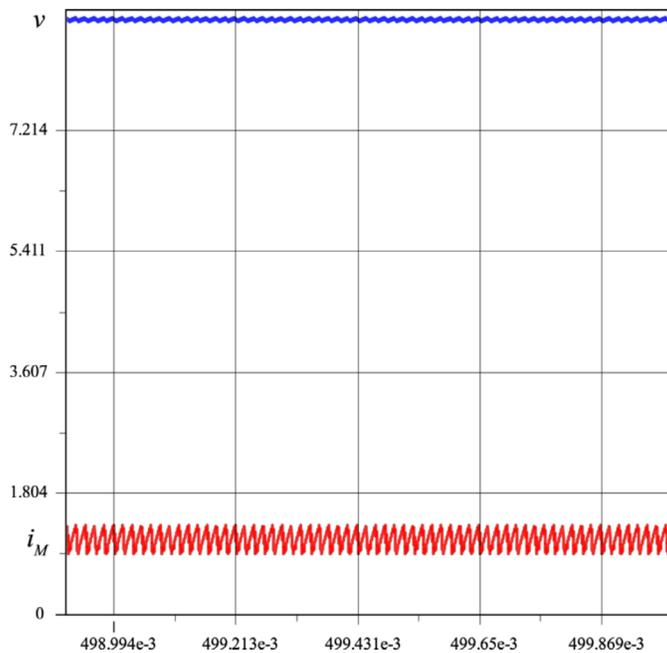


Figura 21. Onda de voltaje de salida y onda de corriente de magnetización simuladas con pérdidas por conducción en el capacitor

Se simula el circuito y se obtienen los siguientes valores: $V = 8.935 \text{ Volts DC}$, $I_M = 1.119 \text{ Amps}$, $\Delta i = 0.204$. Ver Figura 21.

Se confirman los resultados del modelo teórico con la simulación. Las diferencias numéricas se deben a pérdidas de conmutación y en el núcleo del transformador Flyback. De igual forma, se validan para diversos conjuntos de parámetros y entradas.

7. CONCLUSIONES

El presente documento detalla el modelado matemático de pérdidas de los componentes reales del Convertidor DC-DC denominado 1-FB⁻¹ propuesto por Gólcher (2014). Los modelos propuestos incorporan al modelo canónico ideal las pérdidas en el cobre del transformador, las pérdidas de conducción en el transistor, las pérdidas de conducción en el diodo y las pérdidas en la resistencia equivalente serial del capacitor. Todos los resultados matemáticos son coincidentes con el simulador GeckoCircuits utilizado para la validación de los modelos propuestos. Diferencias en decimales de los resultados matemáticos con respecto a los simulados se deben a las pérdidas propias que el simulador considera que no se pueden manualmente aislar.

En síntesis, el circuito equivalente que modela el convertidor DC Convertidor 1-FB⁻¹ considerando las pérdidas de cobre en el transformador, las pérdidas de conducción en el transistor, las pérdidas de conducción en el diodo y las pérdidas de la resistencia equivalente en serie del capacitor se muestra en la Figura 22. El modelo es únicamente válido para ciclos de trabajo mayores a un medio. Un análisis similar puede realizarse para ciclos de trabajo menores.

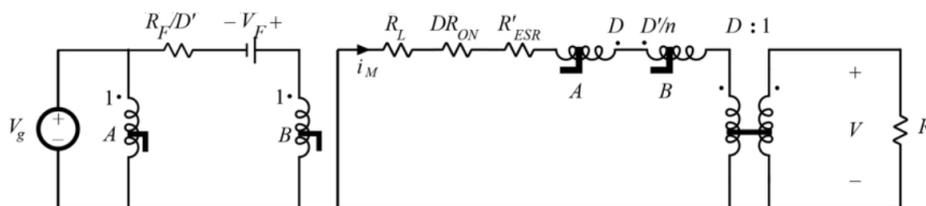


Figura 22. Modelo DC del Convertidor 1-FB⁻¹ incluyendo las pérdidas analizadas. Fuente: (el autor)

REFERENCIAS

- Erickson, R. & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of power electronics*. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers.
- Gólcher, L (2014). Nuevo Convertidor DC/DC 1-FB⁻¹. *Ingeniería Revista de la Universidad de Costa Rica*, 22, 13-23.
- Lee, H. & Hua, Z. (2013). Power- & Area-Efficiency Enhancement Techniques of Switched-Capacitor Power Converters for Low-Power Applications. *IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-state Circuits*, 978-1-4673-2523-3.
- Lu, Yan. (2018). A Reconfigurable Switched-Capacitor DC-DC Converter and Cascade LDO for Dynamic Voltage Scaling and High PSR. *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, 509-511.
- Middlebrook, R. & Çuk, S. (1983). *Advances in Switched-Mode Power Conversion*. Pasadena, CA: TESLAcO.
- Vaisband, I., Saadat, M. & Murmann, B. (2014). A Closed-Loop Reconfigurable Switched-Capacitor. DC-DC Converter for Sub-mW Energy Harvesting Applications. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, 1549-8328.