

EXTRACTO DE TESIS DOCTORAL.

PROYECTO DE CONVERTIDORES FORWARD .

H. E. TACCA.

Cita:

H. E. TACCA (1998). *PROYECTO DE CONVERTIDORES FORWARD*.
EXTRACTO DE TESIS DOCTORAL.

Dirección estable: <https://www.aacademica.org/hernan.emilio.tacca/6>

ARK: <https://n2t.net/ark:/13683/pQxu/ne4>



Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons.
Para ver una copia de esta licencia, visite
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/deed.es>.

Acta Académica es un proyecto académico sin fines de lucro enmarcado en la iniciativa de acceso abierto. Acta Académica fue creado para facilitar a investigadores de todo el mundo el compartir su producción académica. Para crear un perfil gratuitamente o acceder a otros trabajos visite: <https://www.aacademica.org>.

PROYECTO DE CONVERTIDORES FORWARD

Extracto de la tesis doctoral de H. E. Tacca, "Conversión estática de la energía eléctrica: Convertidores asimétricos con doble transferencia directa e indirecta", Universidad de Buenos Aires, marzo de 1998.

Deducción de las ecuaciones de proyecto

El esquema típico de un convertidor forward se presenta en la figura 2.1 y las formas de onda en la 2.2 [1.1].

Durante el intervalo $(0, tc)$:

$$Vp = n_p \frac{B_m}{tc} S_{Fe} = \frac{1}{D} n_p B_m f S_{Fe} \quad (2.1)$$

y en forma similar a lo hecho con los convertidores flyback, se obtienen:

$$Ip_{med} = D Ip_{max} \quad (2.2)$$

$$Ip_{ef} = \sqrt{D} Ip_{max} \quad (2.3)$$

El factor de forma de la corriente primaria resulta:

$$f_{fIp} = \frac{Ip_{ef}}{Ip_{med}} = \frac{1}{\sqrt{D}} \quad (2.4)$$

a) POTENCIAS PRIMARIA Y SECUNDARIA.

La potencia primaria es: $Pp = Vp Ip_{med}$, y la potencia de salida resulta:

$$Ps = \eta Vp Ip_{med} = \frac{1}{f_{fIp}} \eta Vp Ip_{ef} \quad (2.5)$$

Por otra parte:

$$Ip_{ef} = \sigma_{Ip} Scu_p = Fp Fb \frac{Sv}{n_p} \sigma_{Ip} \quad (2.6)$$

Sustituyendo las ecuaciones 2.1 y 2.6 en la 2.5 se obtiene:

$$Ps = \eta \frac{1}{f_{fIp}} \frac{1}{D} \sigma_{Ip} Fp Fb B_m f Sv S_{Fe} \quad (2.7)$$

y utilizando la expresión 2.4 :

$$Ps = \eta f_{fIp} \sigma_{Ip} Fp Fb B_m f Sv S_{Fe} \quad (2.8)$$

Con el factor de ventana, $Fv = Sv / S_{Fe}$, se tiene finalmente:

$$Ps = \eta f_{fIp} \sigma_{Ip} Fp Fb Fv B_m f S_{Fe}^2 \quad (2.9)$$

Figura 2.1 : Convertidor forward básico.

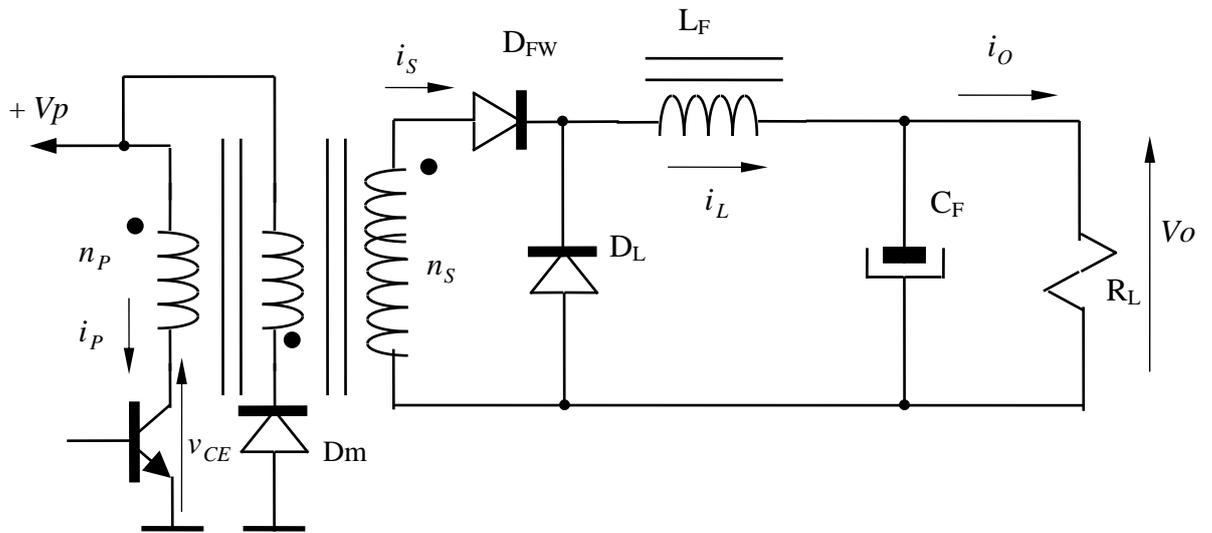
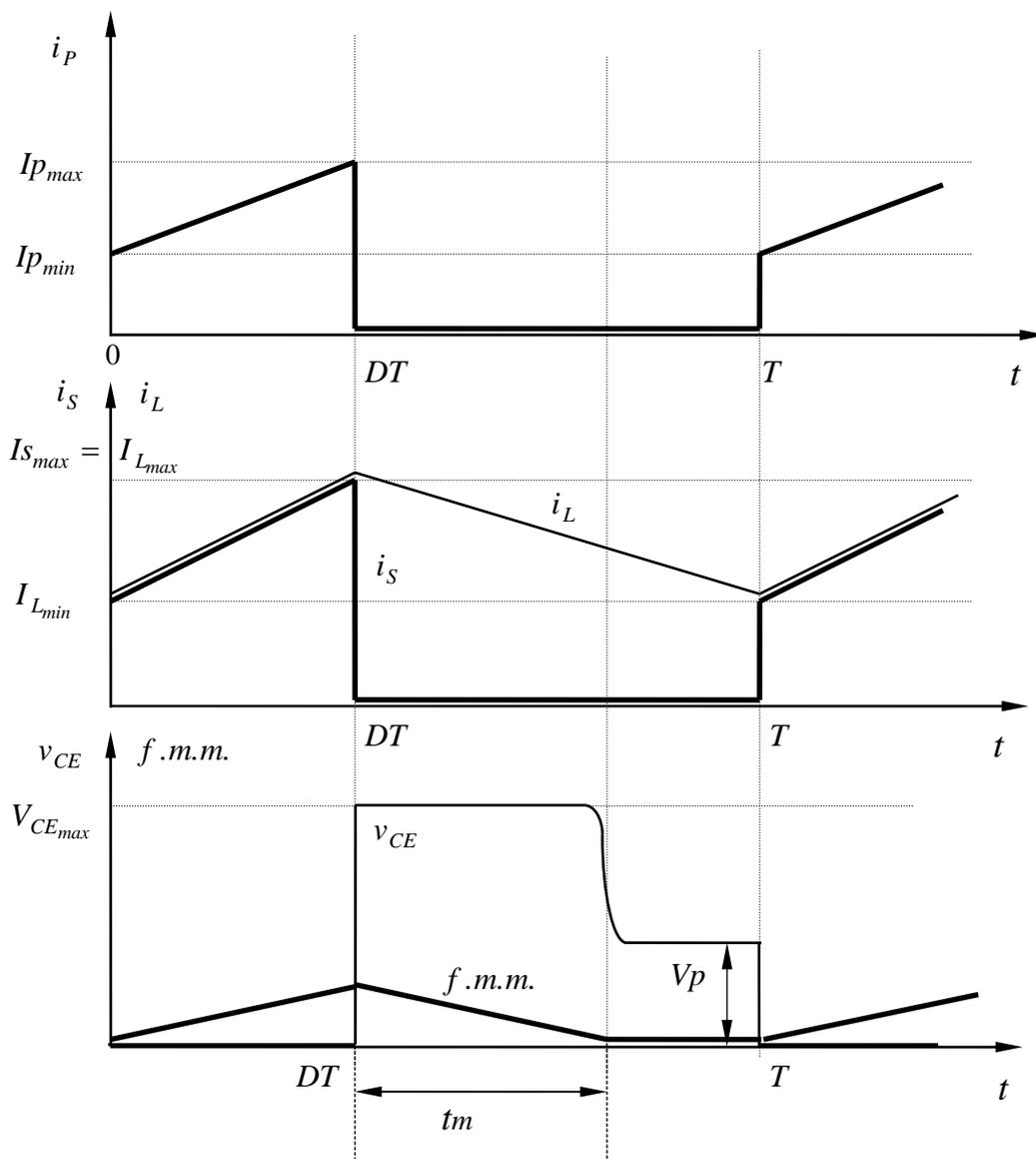


Figura 2.2 : Convertidor forward . Formas de onda.



b) DIMENSIONAMIENTO DEL NUCLEO DEL TRANSFORMADOR.

De la ecuación precedente, despejando S_{Fe} resulta:

$$S_{Fe} = \sqrt{\frac{P_s}{\eta f_{f_{lp}} \sigma_{lp} F_p F_b F_v B_m f}} \quad (2.10)$$

donde:

$$f_{f_{lp}} = \frac{1}{\sqrt{D}}$$

c) DIMENSIONAMIENTO DEL NUCLEO DEL INDUCTOR.

Conforme a las ecuaciones presentadas en el *Apéndice 2 : Proyecto del inductor de alisado* , la sección necesaria para el núcleo del inductor de alisado está dada por :

$$S_{FeL} = \sqrt{\frac{L_F I_{L_{max}} I_{L_{ef}}}{\sigma_{L_L} B_m F_b F_v}} \quad (2.11)$$

d) FUNCIONAMIENTO CON CORRIENTE DE SALIDA ONDULADA.

Cuando la corriente de salida no está perfectamente alisada, las expresiones de la corriente en el inductor son:

$$i_{L(t)} = \frac{\Delta I_L}{DT} t + I_{L_{min}} \quad ; \quad \forall \quad 0 \leq t \leq DT \quad (2.12.a)$$

$$i_{L(t)} = I_{L_{max}} - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T} (t - DT) \quad ; \quad \forall \quad DT \leq t \leq T \quad (2.12.b)$$

$$\text{donde: } \Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} \quad ; \quad \delta i_L = \frac{\Delta I_L}{I_{L_{max}}} \quad (2.12.c)$$

Considerando al transformador como ideal, es decir con una inductancia de magnetización muy grande (tendiente a infinito), la corriente primaria que atraviesa el transistor es similar a la del convertidor flyback, siendo:

$$\Delta I_p = \frac{n_s}{n_p} \Delta I_L \quad ; \quad \delta i_p = \delta i_L \quad (2.13)$$

de donde el factor de forma de la corriente primaria resulta dado por la ecuación 1.9 . Sustituyendo este factor de forma en la ecuación 2.7 , se tiene:

$$P_s = \eta \frac{1}{\sqrt{D}} \frac{\left(1 - \frac{\delta i_p}{2}\right)}{\sqrt{1 - \delta i_p + \frac{1}{3} \delta i_p^2}} \sigma_{lp} F_p F_b B_m f S_v S_{Fe}$$

Con lo cual, utilizando: $F_v = S_v / S_{Fe}$, se obtiene:

$$S_{Fe} = G_{(\delta ip)} \sqrt{\frac{\sqrt{D} P_s}{\eta \sigma_{Ip} F_p F_b F_v B_m f}} \quad (2.14)$$

donde:

$$G_{(\delta ip)} = \sqrt{\frac{\sqrt{1 - \delta ip + \frac{1}{3} \delta ip^2}}{\left(1 - \frac{\delta ip}{2}\right)}} \cong 1 \quad (\text{para cualquier valor de } \delta ip).$$

En consecuencia, la expresión práctica que permite dimensionar el transformador, es la misma que la obtenida previamente, suponiendo perfectamente alisada la corriente de salida.

e) DIMENSIONAMIENTO DEL INDUCTOR CON CORRIENTE ONDULADA [7.12].

La potencia de salida es:

$$P_s = I_{L_{med}} V_o \quad (2.15)$$

donde:

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} D V_p \quad (2.16)$$

y de la figura 2.3 :

$$I_{L_{med}} = I_{L_{max}} - \frac{\Delta I_L}{2} = I_{L_{max}} \left(1 - \frac{\delta i_L}{2}\right) \quad (2.17)$$

Por lo tanto:

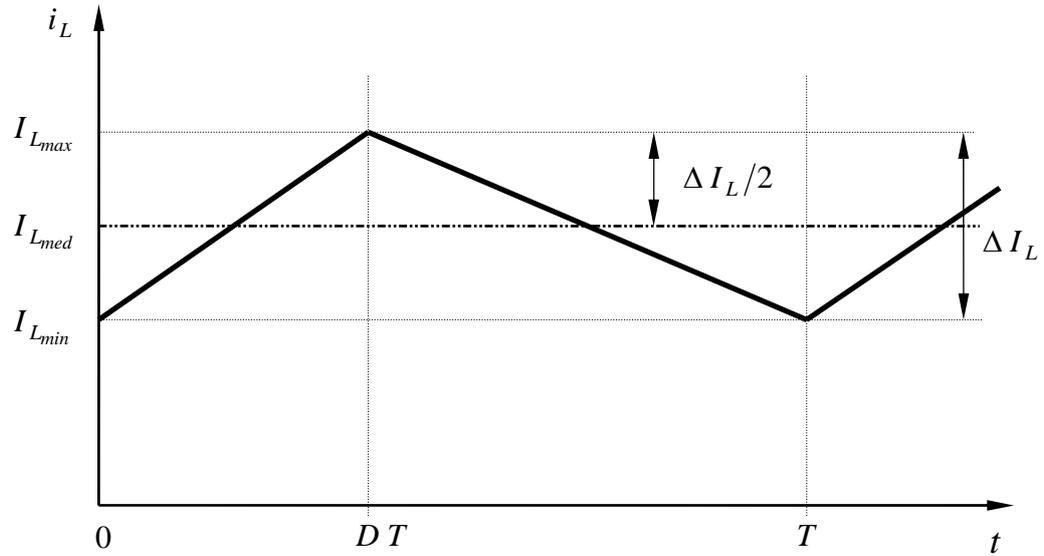
$$P_s = \frac{n_s}{n_p} D V_p I_{L_{max}} \left(1 - \frac{\delta i_L}{2}\right) \quad (2.18)$$

Durante el intervalo $0 \leq t \leq DT$:

$$V_L = \frac{n_s}{n_p} V_p - V_o = L_F \frac{\Delta I_L}{DT} \Rightarrow \frac{n_s}{n_p} V_p - D \frac{n_s}{n_p} V_p = L_F f \frac{\Delta I_L}{D} = L_F f \frac{I_{L_{max}}}{D} \frac{\Delta I_L}{I_{L_{max}}}$$

$$\therefore (1-D) \frac{n_s}{n_p} V_p = \frac{L_F f}{D} I_{L_{max}} \delta i_L \Rightarrow \frac{n_s}{n_p} D V_p = \frac{L_F f}{(1-D)} I_{L_{max}} \delta i_L \quad (2.19)$$

Figura 2.3 : Corriente en el inductor de alisado secundario de un convertidor forward.



Sustituyendo la ecuación 2.19 en la 2.18 :

$$P_s = \frac{L_F I_{Lmax}}{(1-D)} f I_{Lmax} \delta i_L \Rightarrow L_F I_{Lmax} = \frac{P_s(1-D)}{f I_{Lmax} \delta i_L} \quad (2.20)$$

Por otra parte:

$$I_{Lef} = I_{Lmax} \sqrt{1 - \delta i_L + \frac{1}{3} \delta i_L^2} \quad (2.21)$$

Con las ecuaciones 2.20 y 2.21 , la expresión 2.11 queda:

$$S_{FeL} = G_{(\delta i_L)} \sqrt{\frac{P_s (1-D)}{\delta i_L \sigma_{I_L} B_m f Fb Fv}}$$

siendo: $G_{(\delta i_L)} \cong 1 \Rightarrow$

$$\Rightarrow S_{FeL} = \sqrt{\frac{P_s (1-D)}{\delta i_L \sigma_{I_L} B_m f Fb Fv}} \quad (2.22)$$

Comparación volumétrica de los convertidores flyback y forward.

Para laminaciones normales, el volumen del núcleo (V_{Fe}) se relaciona con la sección y la longitud del circuito magnético mediante la expresión:

$V_{Fe} = S_{Fe} l_{Fe}$, donde : $S_{Fe} = A^2$; $l_{Fe} = 6 A$
siendo,

A : dimensión transversal o ancho de la rama central de la laminación en E.

Por lo tanto:

$$l_{Fe} = k_S \sqrt{S_{Fe}} \quad (2.23)$$

donde, para laminaciones normales resulta : $k_S = 6$.

Para núcleos en **E** de ferritas : $5 \leq k_S \leq 7$, variando de un núcleo a otro [2.1]. Sin embargo, para simplificar el problema se supondrá: $k_S = Cte$. O sea, que se utilizarán núcleos de distinto tamaño pero con iguales proporciones en sus dimensiones características.

A partir de la ecuación 2.23 se tiene:

$$V_{Fe} = S_{Fe} l_{Fe} = k_S S_{Fe}^{3/2} \quad (2.24)$$

Por consiguiente, el volumen del núcleo de un “transformador” flyback es:

$$V_{Fe_{FB}} = k_S \left[\frac{\sqrt{D} P_s}{\eta \delta i_p \sigma_{I_p} f B_m F_p F_b F_v} \right]^{3/4} \quad (2.25)$$

Por su parte, el volumen de un transformador forward resulta:

$$V_{Fe_{TFW}} = k_S \left[\frac{\sqrt{D} P_s}{\eta \sigma_{I_p} f B_m F_p F_b F_v} \right]^{3/4} \quad (2.26)$$

Relacionando las expresiones 2.25 y 2.26 :

$$V_{Fe_{FB}} = \frac{1}{\delta i_p^{3/4}} V_{Fe_{TFW}} \quad (2.27)$$

Pero el volumen total de material ferromagnético de un convertidor forward es la suma del volumen del transformador más el volumen del inductor, o sea:

$$V_{Fe_{FW}} = V_{Fe_{TFW}} + V_{Fe_L} \quad (2.28)$$

y a partir de la ecuación 2.22 :

$$V_{Fe_L} = k_S \left[\frac{(1-D) P_s}{\delta i_L \sigma_{I_L} f B_m F_b F_v} \right]^{3/4} \quad (2.29)$$

Suponiendo que se adopta $\sigma_{I_L} = \sigma_{I_p}$, e iguales densidades de flujo máximo, idénticos F_b y F_v , y siendo la frecuencia la misma, resulta:

$$V_{Fe_L} = V_{Fe_{TFW}} \left[\frac{\eta (1-D)}{\delta i_L \sqrt{D}} F_p \right]^{3/4} \quad (2.30)$$

Por lo tanto:

$$V_{Fe_{FW}} = V_{Fe_{TFW}} \left\{ 1 + \left[\frac{\eta}{\delta i_L} \frac{(1-D)}{\sqrt{D}} Fp \right]^{3/4} \right\} \quad (2.31)$$

Sustituyendo la ecuación 2.27 en la 2.31 y adoptando $\delta ip = \delta i_L$, puede obtenerse la relación volumétrica que permite compararse tamaños:

$$\mathfrak{R}V_{FW/FB} = \frac{V_{Fe_{FW}}}{V_{Fe_{FB}}} = (\delta ip)^{3/4} + \left[\eta \frac{(1-D)}{\sqrt{D}} Fp \right]^{3/4} \quad (2.32)$$

La relación volumétrica $\mathfrak{R}V_{FW/FB}$ se representa en los gráficos de las figuras 2.4 en función de D y de δip , para $\eta = 1$ y $Fp = 1/2$. Obviamente, cuando $\mathfrak{R}V_{FW/FB} < 1$, se debe preferir el montaje forward al flyback y viceversa.

Del análisis de estas curvas se entiende por qué los proyectistas prefieren el montaje forward para potencias grandes y el flyback para pequeños convertidores. Por ejemplo, de la curva 2.4.b se concluye que para un valor típico de $D = 0,4$ es preciso adoptar $\delta ip > 0,3$ para que el convertidor flyback resulte más liviano que el forward, y si se desea una mejora apreciable, se debe aceptar $\delta ip \geq 0,5$ lo cual conducirá a un sobredimensionamiento importante del transistor de potencia, pues el factor de dimensionamiento de un transistor [7.1] (o su inversa, el factor de aprovechamiento) depende de δip , empeorando cuando δip aumenta.

En ambos tipos de estructuras, la adopción de δip grande obliga a sobredimensionar el transistor. Sin embargo, en el montaje forward, δip grande implica una corriente de cresta importante en el colector, que no participa de la transferencia de energía hacia la carga, provocando sólo pérdidas que degradan el rendimiento. En consecuencia, sería deseable que la corriente acumulada en la inductancia de magnetización fuese transferida hacia la carga en vez de ser devuelta a la fuente primaria. Esto mejoraría el rendimiento en baja carga del convertidor forward, que es el que permite mejores factores de aprovechamiento para el transistor (siempre que se acepte sobredimensionar los núcleos magnéticos).

Por lo tanto, una combinación de ambas estructuras de transferencia directa e indirecta, resultará interesante cuando el régimen de carga o de alimentación sea ampliamente variable. Esto es habitual en áreas de aplicación tales como correctores de factor de potencia, convertidores para energía solar o eólica (alimentación variable), fuentes múltiples y cargadores de baterías (carga variable).

De acuerdo con lo visto, no cabe esperar que de la combinación de ambas estructuras resulten convertidores más livianos. No obstante, sí es presumible que mediante un proyecto adecuado, los montajes híbridos obtenidos no superen el peso de las alternativas clásicas ya expuestas.