

主動箱位順向式轉換器系列 (上)

前饋方法助臂力

單開關順向式轉換器獲傳遞函數

Christophe Basso

此系列文章將探討如何從單開關順向式轉換器的小訊號模型推導出其傳遞函數。這系列文章的開篇將研究經典的單開關順向轉換器，了解如何可獲得其傳遞函數。

順向式轉換器是一種常用於要求低電壓及高輸出電流安培數的交流對直流(AC-DC)及直流對直流(DC-DC)電源供應器的架構。典型應用案例就是所謂的ATX銀盒中常見的轉換器，其中的5伏特及3.3伏特輸出能夠提供數10安培的電流。在這些應用中，主動預轉換器改變輸入功率因數，但也調節高壓直流軌。實際上，順向轉換器並不能夠理想地處理寬輸入電壓範圍，因為其工作週期動態參數有限--大多數情況下低於50%。若想縮減磁學元件以設計更小巧的轉換器，考慮到初級側功率開關硬開關操作導致的損耗，就不能選擇提高開關頻率。

主動箱位架構的出現已有20多年，此架構透過調節磁化電流大小來迫使漏極-源極寄生電容在功率開關導通之前放電，有效解決這些問題。此架構的其他優勢包括加寬的工作週期範圍及自驅動同步整流，以及還可能實現準零電壓開關(Zero Voltage Switching, ZVS)，且可以增加頻率以減小磁性元件尺寸。就像任何DC-DC轉換器一樣，您在嘗試穩定迴路之前，需要電源段小訊號回應。此系列文章

的目的係展示怎樣為採用電壓模式工作的主動箱位順向轉換器構建小訊號模型，並推導出其交流傳遞函數。這系列文章的開篇將研究經典的單開關順向轉換器，了解如何可獲得其傳遞函數。

在降壓轉換器中，功率開關將輸入電壓 V_{in} 斬波至電感的一個端子，而電感另一個端子連接至直流輸出電壓 V_{out} 。在順向式架構中， V_{out} 仍然連接至電感的一個端子，而另一個端子接收由變壓器圈數比，透過串列二極體 D_1 調節的脈波輸入電壓。簡單來講，此點存在的方波訊號被電感容(LC)網路進一步濾波，以提供跟A點平均電壓相等的純淨直流訊號 V_{out} 。

順向轉換器架構說明

在簡單的順向降壓轉換器電路中，輸入電壓被功率電晶體 Q_1 中斷；而 Q_1 以脈寬調變(PWM)控制器施加的速率來導通及關閉。當控制器指示此元件導通時，電流 i_D 流過金屬氧化物半導體場效電晶體(MOSFET)漏極。此電流由電感反射電流 $i_L(t)$ 加磁化電流 $i_{mag}(t)$ 構成，此電流在導通時間 t_{on} 期間迴圈流動：

$i_D(t) = i_{mag}(t) + N i_L(t)$ 公式1

由於MOSFET Q_1 在其漏極-源極端子之間提供電阻型路徑，此路徑上就產生電壓降。此電壓降等於：

$$v_{DS,on}(t) = r_{DS(on)} i_D(t) \dots\dots\dots \text{公式2}$$

輸入電壓減去此電壓降，就得到變壓器初級電壓 V_p ：

$$v_p(t) = V_{in} - v_{DS,on}(t) \dots\dots\dots \text{公式3}$$

變壓器初級側施加一個電壓，而磁化電流 i_{mag} 以初級電感 L_{mag} 決定的斜率增大。忽略 MOSFET 電壓降，我們將得到：

$$S_{mag} \approx \frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots \text{公式4}$$

變壓器以其圈數比調低初級電壓。在串列二極體 D_1 的陰極，您就得到：

$$v_A(t) = v_p(t)N - v_{D1}(t) = [V_{in} - r_{DS(on)} i_D(t)]N - V_{D1} \dots\dots\dots \text{公式5}$$

其中， V_{D1} 是二極體順向電壓降，我們認定其會在給定輸出電壓時，保持不變。請注意在導通時間期間，在給定重置繞組極性 N_r 的情況下，二極體 D_3 將會被阻斷。

在次級側，輸出電感 L 中的電流以施加在其兩端之間的電壓決定的斜率來增大。此電壓為 $V_A - V_{out}$ ，施加的導通斜率 (On-slope) 遵循以下方程式：

$$S_{L,on} = \frac{V_A - V_{out}}{L} = \frac{[V_{in} - r_{DS(on)} i_D(t)]N - V_{D1} - V_{out}}{L} = \frac{N V_{in} - (V_{out} + V_{D1})}{L} \dots\dots\dots \text{公式6}$$

此電感電流也在由輸出電容和負載構成的網路中迴圈流動。電感平均電流實際上是交流漣波在電容中流動期間，負載吸收的直流輸出電流。

當PWM電路作出決定時， Q_1 阻斷並使初級網路開路。在此開關斷開時，初級電流不再流經 Q_1 ，但找到一條透過雜散漏極-

源極電容 C_{lump} 的路徑：漏極電壓以下述斜率上升：

$$S_D = \frac{I_{peak}}{C_{lump}} [V/S] \dots\dots\dots \text{公式7}$$

其中， I_{peak} 是開關斷開時的電流。為 C_{lump} 充電的等效電流產生器，由磁化電流 i_{mag} 加輸出反射電感電流 $N i_L$ 構成。

當漏極電壓到達 V_{in} 時，初級電感兩端的電壓變為 0。二極體 D_1 開始阻斷，因為其陽極電壓為 0；初級側上的反射電流 $N i_L$ 截止。在 D_1 中流動的電流開始傳遞至續流二極體 D_2 。兩個元件一起短時導電；此所謂「交疊週期」。當初級側功率 MOSFET 再切換回導通狀態時，此種情形會再次出現，迫使二極體 D_2 粗暴阻斷，並使 D_1 導電。在兩個次級端二極體都導電的此短時間期間，初級端磁化電流暫停流動，因為初級電壓為 0。

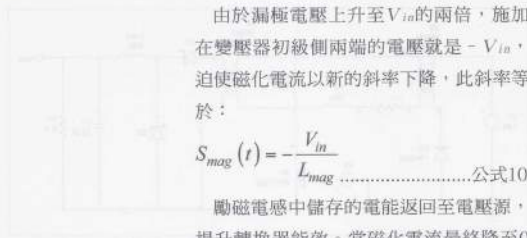
僅受磁化電流影響， C_{lump} 電壓持續上升；變壓器初級側的電壓反向， N_r 兩端產生負電壓。由於 N_r 與 N_p 耦合--通常依 1:1 圈數比以「返馳」方式耦合--當此負電壓到達輸入電壓 V_{in} 時，二極體 D_3 導電。低阻抗電壓箝位漏極電壓偏移。此偏移實際上等於跟三次繞組串列的輸入電壓源；由於 D_3 導電，三次繞組也施加 V_{in} 。因此，漏極電壓箝位為 V_{in} 的兩倍。

由於 D_2 現在導電，A 點電壓降至由續流二極體順向電壓降導電的負電壓：

$$V_A = -V_{D2} \dots\dots\dots \text{公式8}$$

電感電流以輸出電壓 V_{out} 規定的斜率下降：

$$S_{L,off} = \frac{-(V_{D2} + V_{out})}{L} \dots\dots\dots \text{公式9}$$



由於漏極電壓上升至 V_{in} 的兩倍，施加在變壓器初級側兩端的電壓就是 $-V_{in}$ ，迫使磁化電流以新的斜率下降，此斜率等於：

$$S_{mag}(t) = -\frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots \text{公式10}$$

勵磁電感中儲存的電能返回至電壓源，提升轉換器能效。當磁化電流最終降至0時，在所謂的退磁時間 t_{dem} 後，二極體 D_3 阻斷：

由於 D_3 阻斷，剩下的就是充電至 $2V_{in}$ 的電容，同時勵磁電感不再儲存能量。諧振網路自然回應(無勵磁，僅考慮初始條件)是下列頻率的正弦波形：

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{mag}C_{filt}}} \dots\dots\dots \text{公式11}$$

諧振電流透過電壓源向後迴圈流動，並給漏極-源極電容放電： $V_{DS}(t)$ 趨向 V_{in} 下降。在此點，漏極電壓可能會進一步減弱，但當您開始在變壓器初級側兩端構建正電壓時， D_1 激活。然而，由於 D_2 仍然導電，初級就出現短路；漏極電壓無法進一步下降，且穩定在 V_{in} 。

在一段停滯時間(Dead-time)之後，當控制器重新將功率開關導通時，漏極-源極雜散電容透過功率開關放電，將儲存的電能轉換為熱量，能效就降低了，尤其是在高開關頻率時。 D_1 進入導電狀態並阻斷，此時是反向恢復損耗源頭的 D_2 。同樣，兩個二極體都同時短時間導電，此時流過 D_2 的電流傳輸到 D_1 ，這是第二次交疊。

我們已獲得採用開迴路工作的簡化式順向轉換器的電路圖(圖1)。次級電路 X2 代表電源變壓器，此變壓器受其磁化電感 L_{mag} 和 0.1 的圈數比(N)影響。三次繞組由

次級電路 X3 構成，圈數比為 1。驅動功率 MOSFET X4 的工作頻率是 50kHz。

幾項關鍵工作訊號如圖 2，第二個波形代表 MOSFET 漏極電壓，而其閘極由上面的(Upper)方波訊號驅動。導通期間，此電壓低；從電壓源獲取的電能傳輸至輸出。當 MOSFET 關閉時，其漏極-源極電壓大幅增加到遠輸入電壓兩倍的峰值，且在磁心儲能期間保持在此峰值；磁化電流迴流至電壓源，直到變壓器磁心被重設，此為在 D_3 電流不連續時所看到的。

如同預料，A 點電壓在 NV_{in} 與 $-V_{in}$ 之間脈動。輸出電感電流根據方程式(6)及(9)定義的斜率上升及下降，輸出電壓穩定至約 5 伏特，且漣波低。輸出電容是降壓拓撲結構中，常見的非脈波型低均方根(rms)電流的源頭。現在我們來快速審視一下變壓器，因為須要依週期對其退磁。

磁化電流左右變壓器效能

初級電流包含兩個部分：磁化電流 i_{mag} 及反射輸出電感電流 i_L 。任何變壓器結構都會有磁化電流。您在空氣中或圍繞磁性材料轉變時，就會立即產生電感。在變壓器中，此電感被建模在初級側，被標作磁化電感 L_{mag} 。當磁化電流迴圈流動時--我們稱此時磁心在儲能--它調整材料磁畴，容許在初級側與次級側之間耦合。

在缺乏磁化電流的情況下--我們稱此時磁心重置--一次級側的電壓及電流迴圈消失。此處要注意的要點是，磁心飽和度僅跟磁化電流相關，如變壓器中傳遞的電流可能達數十安培(A)，而磁化電流可能不超過峰值 500mA。如果因為任何原因出現磁化電流失控，變壓器就可能充斥著各種

相關問題。值得注意的是，僅磁化電流會出現鐵損耗，而輸出電流不會。

當電壓 V_p 施加在變壓器初級側時，它在次級側依據變壓器圈數比 N 轉換為 V_s 。

$$V_s = NV_p \dots\dots\dots \text{公式12}$$

如果次級側施加負載，電流同時就會在次級側及初級側迴流。初級側的電流是：

$$i_p(t) = Ni_s(t) \dots\dots\dots \text{公式13}$$

在此順向式轉換器中，當開關在 t_{on} 期間導通時，輸入電壓 V_{in} 施加在變壓器初級側兩端（不計 $r_{D(on)}$ 損耗）。磁化電感 L_{mag} 中的電流以方程式(4)定義的斜率躍升。我們可以寫出下述方程式：

$$\frac{di_{L_{mag}}(t)}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{mag}} \dots\dots\dots \text{公式14}$$

如果我們對方程式的兩邊求積分，我們就得到：

$$\int_0^{t_{in}} \frac{di_{L_{mag}}(t)}{dt} dt = \int_0^{t_{in}} \frac{V_{in}}{L_{mag}} dt \dots\dots\dots \text{公式15}$$

重新排列上述方程式，我們得到：

$$[\text{Wb}] L_{mag} \Delta i_{L_{mag}} = V_{in} t_{on} [\text{V}\cdot\text{s}] \dots\dots\dots \text{公式16}$$

此方程式顯示施加在磁化電感上的伏-秒數跟磁通量(韋伯)的大小相同。開關導通的時間越長，磁心中形成的磁通量的密度越大(磁心單位面積上的磁通量 B ，單位為特斯拉(Tesla))。磁化電感中儲存的能量 $\frac{1}{2} L_{mag} I_{L_{mag, peak}}^2$ 並不參與電壓源與輸出之間的能量傳遞。如果關閉時間期間的某個時候此儲存能量不釋放，磁通量密度 B 將累積，最終變壓器磁心將飽和。其中，導通時間引發 ΔB_{on} 的磁通量密度偏移。如果關閉時間伏-秒數等於導通時間伏-秒數，那麼，磁通量密度就會恢復到其起點。在此示例中，關閉時間伏-秒數太小，出現不完整的磁心重置。當新的

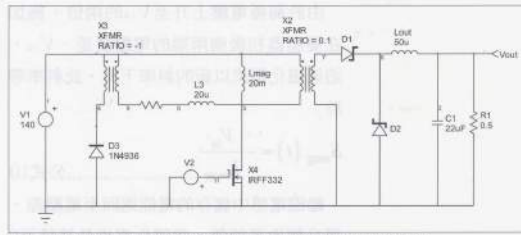


圖1 簡化的順向式轉換器模擬電路圖足以提示關鍵波形。

開關週期出現時，磁心磁通量密度從底值(Pedestal)開始，其最終峰值會增加。磁通量密度在幾個開關週期內「偏離(Walk Away)」，直到材料飽和。在此點，材料磁導率 μ_r 降至1，磁化電感值大幅下降。如果不採取預防措施來限制導通時的電流，初級開關將立即損壞。

第三個重置繞組用於退磁目的。它透過在導通及退磁時間間施加相同的電壓 V_{in} ，確保完整的逐週期磁心重置。因為此原因，導通時間伏-秒數不得超過退磁時間伏-秒數：

$$V_{in} t_{on} \leq V_{in} t_{dem} \dots\dots\dots \text{公式17}$$

由於總開關週期 T_{sw} 為 $t_{on} + t_{off}$ ，包含第三個退磁繞組的順向式轉換器擁有1:1的圈數比，而其初級無法採用高於50%的工作週期工作。考慮到一些設計餘量以及死區時間週期，通常情況下，最大工作週期被箝位至45%。如果您改變第三繞組，使重置電壓高於 V_{in} ，就可以使轉換器以更高的工作週期工作，由此您付出的代價就是關閉時漏極-源極電壓偏移較大。

在公式(11)中我們看到磁化電流在磁心重置時諧振。這就是它在死區時間期間擺動至低於0的原因。然而，考慮到次級側的導電二極體 D_2 ，漏極電壓無法降低至低於輸

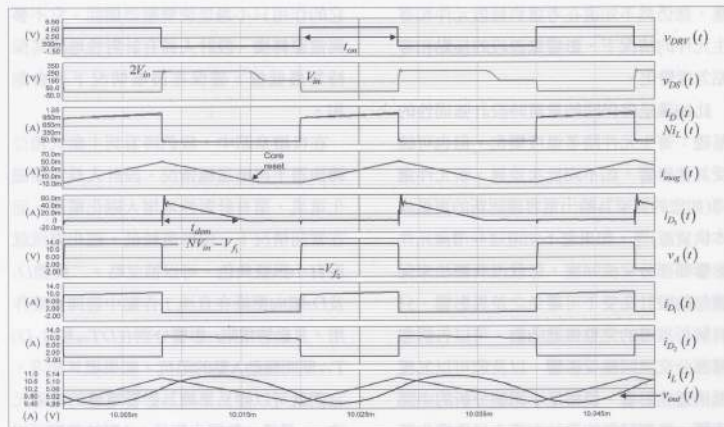


圖2 順向式轉換器的典型工作波形。

入電壓。初級電壓為0，迫使磁化電流暫停流動，直到下一個導通週期出現。

小訊號分析面面觀

有幾種方式來獲取電源轉換器的小訊號回應：狀態空間平均(SSA)、線性化大訊號方程式、PWM開關模型及模擬即是大家最熟悉的方法。SSA是一種功能強大的方法，但您在確定狀態變數時，必須顧及整體轉換器電路，如若您要推導降壓轉換器傳遞函數，並隨後考慮增加輸入濾波器或額外損耗，將必須從零開始重新啟動分析。這是SSA方法除了矩陣運算之外的一項不足。

將大訊號方程式線性化表示您確定穩態下轉換器電壓及迴圈流動的電流，並將其於開關週期內進行平均。然後擾動這些方程式(或運用偏微分)來解析小訊號交流回應。如果此方法不要求矩陣運算，它也描述給定狀態下的轉換器。增加額外元件或

是輕微改變配置，將要求您重新解析出新的方程式。

PWM開關模型是一種簡練的方法，模仿用於雙極型電晶體的Ebers-Moll模型的方法。考慮到功率開關及續流二極體不利於電路的非線性(電感L、電容C及電阻R等其他元件都是線性元件)，小訊號方法中只考慮這些元件，具體取決於線性化過程。這是由Monsieur Vorperian在上世紀90年代引入的PWM開關模型的原理。因此，如果您後面要在電路中某處增加電阻或輸入濾波器，這些開關二極體組合的小訊號模型仍然保持不變，不要求額外的線性化。

模擬是另一種獲取轉換器小訊號回應的方法。考慮到相關主題的文檔資料非常多，這種方法的應用既快又相當簡單。如果寄生元件被良好建模(然而這是最難的部分)，總體交流回應即可能接近實驗室實驗的確認結果。然而，即使獲得精確的回

應，您仍然不知道在考慮到雜散元件和寄生元件的情況下，影響電源段的極點和零點怎樣變化。

此知識是確保開始量產時設計強固性的基礎：寄生元件隨著溫度變化，但也可能受其他影響，如不同批次差異、新元件選擇(如您的買家為輸出電容確認新的更低成本供貨源)等。如果您不知道這些潛藏元件影響哪部分交流回應，您就沒有辦法來保護您的設計免受不可避免之差異影響。只有解析推導的完整傳遞函數，可以告訴您哪部分交流回應受影響，以及您可以怎樣抵消這些影響。模擬是小訊號分析的中間步驟，是測試您的設計在寄生元件變化等情況下強固性的一種快速方式。您分析的最終步驟始終是由實驗室原型回應量測確定的。

大訊號及小訊號方程式全盤解析

我們來看看順向式轉換器在元件小訊號分析方面是什麼樣的。左側描繪PWM，它將工作週期值 $D=t_{on}/T_{sw}$ 與源自補償器的誤差電壓 V_{err} 關聯起來。電壓源 $V_A(t)$ 表示方程式描述的導通及關閉期間的A點電壓，如方程式及8所述。最後，右側是降壓型拓撲結構中常見的電感電容(LC)濾波器，我們所想要的是將 V_{out} 與控制變數 V_{err} 關聯起來的交流傳遞函數。

在方程式5中，磁化電流結合功率開關導通阻抗 $r_{DS(on)}$ ，產生從導通時間期間輸入電壓減去的電壓降。此電壓降然後傳遞至輸出，輸出電壓值為此電壓降除以變壓器圈數比 N 。在順向式轉換器變壓器設計期間，磁化電流被降至最低，因為

它的作用只不過是使變壓器儲能。它不參與電源轉換，設計人員有針對性地將其保持為最低值，確保在最壞情況下不會飽和。

在後續章節中，我們將看到主動式箝位轉換器不再是這種情況，設計人員需要磁化電流，還有針對性地增大磁化電流。而在當前情況下，由於值較低，磁化電流就沒有小訊號角色，可以被忽略。二極體 D_1 及 D_2 順向壓降在直流工作點中發揮重要作用，其動態電阻 r_D 影響分別在 DT_{sw} 和 $(1-D)T_{sw}$ 期間驅動A點的阻抗。如果視其相等，它們就可以輕易集總為影響電感的電阻元件 r_L 。最後，為簡化起見，A點的電壓可以所示進一步下降。

在導通與關閉時間過渡期間，此波形在時域上不連續。為跟線性網路一起工作並運用拉普拉斯變換(Laplace Transform)，我們需要線性及連續的函數。如同參考文檔中闡述的，可以將此開關波形透過平均過程轉換為在時間上連續的函數。個中的關鍵就是找到訊號平均值與其控制變數(即工作週期 D)之間的相關關係。

週期訊號的平均值可以透過在考慮的週期內，對表徵函數進行積分運算來獲得：

$$\langle f(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^T f(t) \cdot dt \quad \dots\dots\dots \text{公式18}$$

在我們的案例中，A點平均電壓不過是：

$$\langle v_A(t) \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{DT_{sw}} NV_{in} \cdot dt = \frac{NV_{in}}{T_{sw}} [t]_0^{DT_{sw}} = DNV_{in} \quad \dots\dots\dots \text{公式19}$$

這就是所謂的時間連續型大訊號(可理解為非線性)方程式。它是非線性的，因

為 D 和 V_{in} 是可以獨立變化的不同變數。如同前文闡釋，為解析我們轉換器的小訊號傳遞函數，我們需要線性方程式。換言之，必須運用線性化過程來使其成為線性等式。在等式19中，我們有兩個變數： D 和 V_{in} 。為查驗此方程式對擾動的回應，我們將各個變數以標有插入號(^)的小型交流漣波調變關聯起來。此交流漣波被視為小到足以使整個轉換器在掃頻時保持在線性模式：

$$\begin{aligned} V_A &\rightarrow V_A + \hat{v}_A \\ V_{in} &\rightarrow V_{in} + \hat{v}_{in} \\ D &\rightarrow D + \hat{d} \end{aligned}$$

現在，以這些新元件重寫方程式：
 $V_A + \hat{v}_A = N(D + \hat{d})(V_{in} + \hat{v}_{in})$公式20
 展開並重新排列方程式，就得到：

$$V_A + \hat{v}_A = N\hat{d}\hat{v}_{in} + DN\hat{v}_{in} + ND\hat{v}_{in} + NV_{in}\hat{d}$$

.....公式21

在上述表達式中，我們有直流項(無插入符)、交流項(含一個插入符)，以及交流交叉乘積。由於我們僅想要線性的小訊號項，所有交流交叉乘積($N\hat{d}\hat{v}_{in}$)被抑制。我們最後得到僅結合直流和交流項的表達式。如果我們整理表達式就得到：

$$V_A = DN\hat{v}_{in}$$

.....公式22

$$\hat{v}_A = N(D\hat{v}_{in} + \hat{d}V_{in})$$

.....公式23

獲得PWM傳遞函數方法介紹

PWM 區塊將誤差電壓 $v_{err}(t)$ 轉換為工作週期 D 。比較器在其負輸入接收從 0V 躍升至峰值 V_p 的鋸齒訊號，它的正輸入接收誤差電壓 $v_{err}(t)$ 。當鋸齒訊號低於誤差電壓時，比較器輸出為高電平，並將功率電晶體偏壓至其導電狀態。鋸齒保持上升，而當兩個接腳電平一致時，比

較器切換為低電平並終結此開關週期。這就是所謂的尾沿調變(Trailing-edge Modulation)。工作週期透過一系列離散值逐週期變化，其中可見到不同時刻的工作週期，這說明自然取樣脈衝寬調變器的設計。在切變點 t_1 ，我們可以寫出如下方程式：

$$v_{err}(t_1) = \frac{V_p}{T_{sw}} t_1$$

.....公式24

時長 t_1 只不過是電晶體導通時間。它除以 T_{sw} ，就得出在 t_1 瞬間的工作週期：

$$v_{err}(t_1) = V_p \frac{t_{on}(t_1)}{T_{sw}} = V_p D(t_1)$$

.....公式25

現在，如果我們在交流分析期間假定施加在 v_{err} 上的擾動的調變頻率 f_{mod} 遠小於開關頻率 F_{sw} (即 $f_{mod} \ll F_{sw}$)，那麼所有離散工作週期點可以視為彼此非常接近，從而以連續無漣波函數來描述離散時域函數，定義如下：

$$D(V_{err}) = \frac{V_{err}}{V_p}$$

.....公式26

這就是自然取樣的PWM區塊產生的工作週期的平均表達式，透過擾動 D 及誤差電壓可以解析出小訊號增益：

$$V_{err} \rightarrow V_{err} + \hat{v}_{err}$$

$$D \rightarrow D + \hat{d}$$

一旦替代及重新排列，我們就得到：

$$D + \hat{d} = \frac{V_{err} + \hat{v}_{err}}{V_p}$$

.....公式27

我們從上述方程式解析出關聯工作週期與誤差電壓的交流回應，這就是我們的PWM小訊號增益 G_{PWM} ：

$$G_{PWM} = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{err}} = \frac{1}{V_p}$$

.....公式28

就是這樣！我們現在獲得從誤差電壓到順向輸出電壓的完整傳遞鏈。

在從誤差電壓到輸出電壓的順向轉換器完整小訊號模型幫助下，可以快速獲得採用電壓模式工作的順向式轉換器的傳遞函數。輸出電壓是經過二階LC濾波器的節點A的電壓。使用拉普拉斯標記，A點電壓就可以簡單表達如下：

$$V_A(s) = N(V_{in}V_{err}(s)G_{PWM} + V_{in}(s)D) \quad \text{公式29}$$

完整傳遞鏈襄助 最終傳遞函數快速取得

由於我們想研究恆定輸入電壓($V_{in}(s)=0$)時的 $V_{out}(s)/D(s)$ ，上述方程式就簡化為：

$$V_A(s) = NV_{in}V_{err}(s)G_{PWM} \quad \text{公式30}$$

可以使用快速解析技術來推導LC傳遞函數，並將其代入眾所周知的二階多項式形式，即：

$$\frac{V_{out}(s)}{A(s)} = H_0 \frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{\omega_0 Q} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{公式31}$$

其中，我們知道：

$$H_0 = \frac{R_{load}}{R_{load} + r_L} \quad \text{公式32}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_C C} \quad \text{公式33}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{r_L + R_{load}}{r_C + R_{load}}} \quad \text{公式34}$$

$$Q = \frac{LC\omega_0(r_C + R_{load})}{L + C[r_L r_C + R_{load}(r_L + r_C)]} \quad \text{公式35}$$

因此，可以綜合方程式(29)及(31)得到最終的傳遞函數：

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{err}(s)} = G_{PWM} NV_{in} H_0 \frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{\omega_0 Q} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad \text{公式36}$$

在這個表達式中， G_{PWM} 可以被(28)替代。

現在，我們可以使用Mathcad來繪製拉普拉斯傳遞函數，其中會用到下述元件值及工作值：

$L=0.5 \mu\text{H}$, $r_L=5\text{m}\Omega$, $C=1.2\text{mF}$, $r_C=1.5\text{m}\Omega$, $V_P=2\text{V}$, $R_{comp}=75\text{k}\Omega$, $C_{comp}=390\text{pF}$, $F_{sw}=500\text{kHz}$, $N=1/6$, $V_{in}=36\sim 72\text{V}$, $V_{out}=3.3\text{V}$ 及 $R_{load}=0.11\Omega$

您可以看到增益怎樣隨著輸入電壓而變化。36~72伏特的變化(比例為2)簡單地轉化為6dB增益。此變化很可能會在相位餘量下降那一點影響交越頻率。因此，在設計補償器時必須非常細心，將此交越變化考慮在內。

一種更好的方式是應用前饋(Feedforward)並消除輸入電壓成份。前饋是一種在擾動傳播並影響輸出前、在工作週期D上隨著 V_{in} 變化應用修正措施的途徑。儘管輸入電壓變化，傳遞函數並未遇到任何變化。

借力前饋方法 直流增益不受輸入電壓影響

配備退磁繞組的電壓模式順向轉換器的小訊號研究，揭示直流增益隨著輸入電壓而變化的二階系統，透過使用前饋方法可以消除這樣的影響。在此系列文章的下一篇，我們將探究主動箱位順向式轉換器結果，並了解它怎樣工作，隨後再著手處理其小訊號回應問題。

(本文作者任職於安森美半導體)