



主動箝位順向式轉換器系列(下)

主動箝位技術顯威

# 順向轉換器輸出完整傳遞函數

● Christophe Basso 技術總監，高級技術顧問

此系列文章第三篇也是最後章節，將說明採用電壓模式工作的主動箝位轉換器的控制至輸出傳遞函數。第一和第二篇闡釋經典順向式轉換器與其主動箝位式版本之間的差別。簡而言之，主動箝位式轉換器重用儲存在磁化電感中的能量，並透過對漏極節點寄生電容放電來重複利用此能量，提供一種降低開關損耗的簡單方式。此外，此技術使變壓器能在象限I和II工作，自然導致更好及最佳化的磁心利用。

如果大訊號方法能幫助提供控制至輸出波德圖並最終穩定轉換器，設計人員就不知道極點和零點隱藏的位置，以及怎樣抑制其可變性。這就是推導出完整傳遞函數的目標，此傳遞函數一旦整理為低熵(Low-entropy)的形式，就必須提示直流增益、極點/零點成分及品質因數--如果有的話。

## PWM開關助力

### 雙轉換器建模達陣

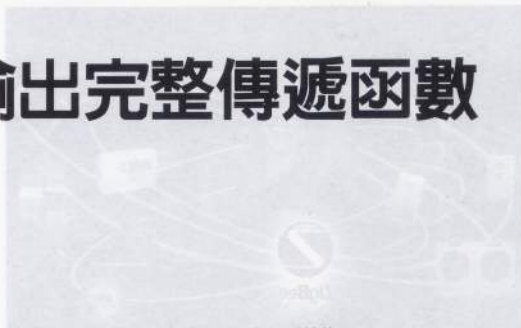
在本系列文章第二篇，已展示主動箝位轉換器的大訊號表徵等效電路圖。實際上，為簡化分析起見，設計人員可以考慮將兩個轉換器整合為一個系統：降壓-升壓

轉換器(N型通道，高邊配置)或升壓轉換器(P通道，低邊配置)，此系統採用變壓器磁化電流工作，且以工作週期來控制。此磁化電流迴圈透過功率開關Q1在初級端產生損耗，並以變壓器圈數比N為比例傳輸至輸出。然後它饋送至經典降壓結構的第二個轉換器。

設計人員有一種方式來透過上世紀90年代Vorpérian博士開發的脈衝寬度調變(PWM)開關，對這兩個轉換器建模。它針對連續導電模式(CCM)的簡化不變結構：就簡潔程度而言簡直無可匹敵！為了在直流(DC)或交流(AC)條件下研究此轉換器，遂移除開關/二極體組合，並插入跟其節點連接有關的模型，展示怎樣使用降壓及降壓-升壓轉換器來進行這樣的操作。一旦將這些模型與電路關聯起來，設計人員即可立即運行電晶體層級整合電路增強模擬程式(SPICE)模擬，並獲取選擇的交流回應。

模擬引擎將自動圍繞選定工作點將所有源線性化，並提供快速載取的回應(無開關元件)。

利用第二篇介紹的大訊號模型，設計人員現在可以為兩個相同的轉換器插入



PWM開關模型，得到簡化電路圖。請注意此降壓-升壓轉換器對輸入軌而非地位準參考，但它與降壓-升壓轉換器是相同的。

圖1所示的是SPICE版本的電路圖。第一個PWM開關對涉及磁化電流和箝位電容的DC-DC轉換器進行建模。更多的源對損耗進行建模，如B<sub>2</sub>涉及的是圖左側參數列表中標為 $r_{on2}$ 的高邊開關的 $r_{DS(on)}$ 。B<sub>3</sub>描繪主功率開關導致的損耗，它在計算功率開關導通阻 $r_{on1}$ 之前，對漏極電流進行平均計算。請注意，考慮到第二個PWM開關建模在中間，初級端反射的輸出電流 $I_L$ 實際上是 $I(V5)$ 感測到的電流除以工作週期D。在次級端，PWM開關像在經典順向式轉換器模型中一樣插入。請注意它在節點a的輸入電壓不再是 $NV_{in}$ 而是 $N(V_{in}-V_{loss})$ ，其中 $V_{loss}$ 是主功率開關導致的平均初級端損耗，輸入電壓 $V_{in}$ 經過源B<sub>4</sub>後再減去此 $V_{loss}$ 。稍後設計人員將會看到此成分對於給輸出凹口進行建模而言很重要。

此轉換器為30安培電流提供3.3伏特電壓。請注意，此簡單測試夾具中不存在PWM調變器。如果設計人員運行交流模擬，即刻就提供電源段回應。

### 從大訊號到小訊號過程演進

圖2中獲得的交流回應與本系列第二篇文章中獲得的回應100%類似。不僅如此，暫態回應也類似，兩種方法獲得的曲線極佳地重疊。然而，若設計人員希望分析推導出控制至輸出傳遞函數，須以線性網路為基礎進行研究。換句話說，非線性的PWM開關模型必須替換為等效小訊號模型。

現在要做的就是移除圖1中的兩個大訊號PWM開關模型，並替換為CCM小訊號版本的模型，獲得的電路圖如圖3所示。比較此新交流回應圖與圖2的合理性檢查確認了兩個曲線極其一致。這是很重要的一點：當設計人員研究傳遞函數時，無論它用於被動網路，或是電路中包含為數眾多的電壓/電流控制源，每次做出改變(簡化、透過

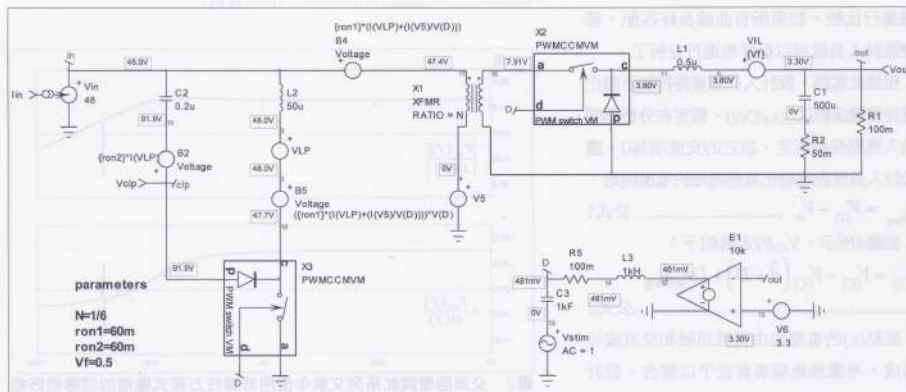


圖1 此SPICE版本，設計人員可以在圖中兩個不同部分找到PWM開關符號。

變壓器進行反射、方程式更新等)時,要始終檢查最終傳遞函數與原來未簡化模型的傳遞函數極為一致。如果存在偏差,必須弄清誤差並在進一步處理前修正此誤差。就此目的而言,SPICE是極有用的工具。現在就繼續分析研究磁化電流產生器。

## 磁化電流產生器介紹

產生箝位電壓的隔離DC-DC轉換器必須首先隔離。如果設計人員以圖3所示的電路圖為基礎來簡化箝位產生器的架構,現在可以顯示此簡化架構的表現形式如圖4所示。在這種方法中,為了簡化起見,建模在 $B_s$ 源中的反射電感電流成份 $I_L$ 已被忽略不計。此外,當磁化電流 $I_{mag}$ 被線性化時,它變為 $I_{mag} + \hat{I}_{mag}$ ,其中 $I_{mag}$ 平均值為0。因此,所有跟 $I_{mag}$ 相乘的項結果都為0,但那些涉及到 $\hat{I}_{mag}$ 的肯定就不是這樣。利用所有這些技巧可以幫助降低產生器複雜程度。當然,極為重要的是設計人員驗證圖4的交流回應主要是 $I_{mag}(s)/D(s)$ ,並將其與從圖1模擬電路解析出來的交流回應進行比較。如果所有曲線良好匹配,那麼設計人員就可以很好地進行分析了。

根據此電路,設計人員想獲得控制至磁化電流傳遞函數 $I_{mag}(s)/D(s)$ 。假定在分析期間輸入電壓保持恆定,故它的交流項為0。讓設計人員從表達磁化電感兩端的電壓開始:

$$V_{L_{mag}} = V_{(2)} - V_{in} \quad \text{公式1}$$

如圖4所示,  $V_{(2)}$ 的定義如下:

$$V_{(2)} = V_{(c)} - V_{(c)}(\hat{d} + D) + Dr_{on}\hat{I}_{mag} \quad \text{公式2}$$

節點(c)的電壓也由直流訊號和交流成分構成。考慮到此項事實並予以整合,設計人員就得到:

$$V_{L_{mag}} + \hat{V}_{L_{mag}} = V_{(c)} + \hat{V}_{(c)} - (V_{(c)} + \hat{V}_{(c)})(D + \hat{d}) + Dr_{on}\hat{I}_{mag} - V_{in} - \hat{V}_{in} \quad \text{公式3}$$

如果設計人員展開此方程式,忽略交流交叉乘積並消除輸入電壓交流成分(0),最後就得到兩個方程式:

$$\text{直流: } V_{L_{mag}} = V_{(c)} - V_{(c)}D - V_{in} \quad \text{公式4}$$

在穩態,磁化電感平均電壓為0。透過重新排列方程式,設計人員可以獲得產生器的直流傳遞函數:

$$V_{(c)} = V_{clamp} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad \text{公式5}$$

$V_{clamp}$ 由輸入電壓 $V_{in}$ 加箝位電容電壓 $V_{clp}$ 構成。代入並重新排列方程式,設計人員得到:

$$V_{clp} = V_{in} \frac{D}{1-D} \quad \text{公式6}$$

這就是降壓-升壓轉換器的直流傳遞函數。交流表達式是從下列等式中解析出的第二個方程式:

$$\hat{V}_{L_{mag}} = \hat{V}_{(c)}(1-D) - V_{clamp}\hat{d} + Dr_{on}\hat{I}_{mag} \quad \text{公式7}$$

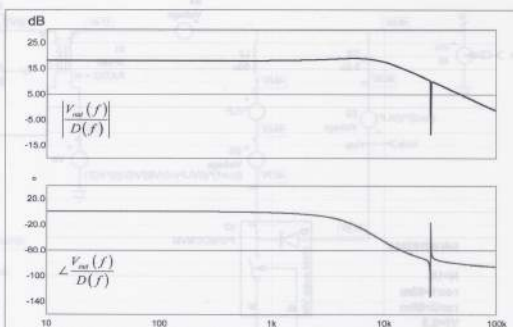


圖2 交流回應與此系列文章中使用非線性方程式獲得的回應恰好相似。

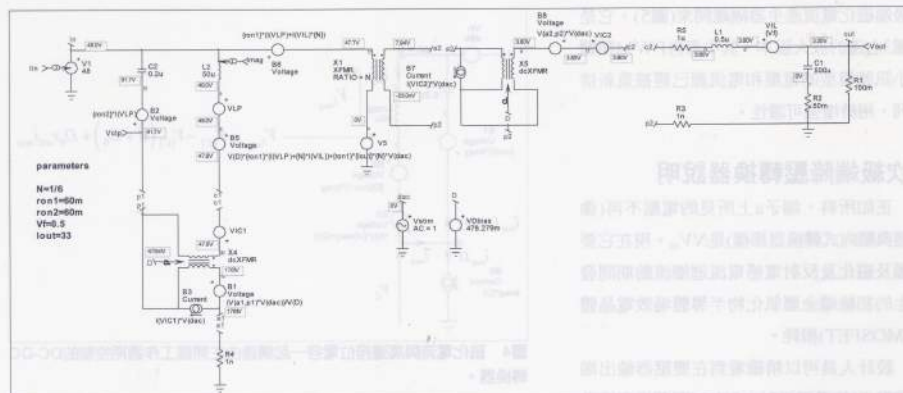


圖3 使用PWM開關模型的小訊號模型來更新主動箱位順向式轉換器。

節點(c)的交流電壓取決於箱位電容阻抗，還涉及高邊開關的壓降：

$$\hat{v}_{(c)} = \hat{i}_{avg}(1-D) \left( \frac{1}{sC_{dp}} \right) + \hat{i}_{avg} r_{on2} = \hat{i}_{avg} \left[ (1-D) \left( \frac{1}{sC_{dp}} \right) + r_{on2} \right] \quad \text{公式8}$$

磁化電流取決於磁化電感電壓及電感阻抗：

$$\hat{i}_{mag} = - \frac{\hat{v}_{avg}}{sL_{mag}} = - \frac{\hat{v}_{(c)}(1-D) - V_{clmp} \hat{d} + Dr_{on1} \hat{i}_{avg}}{sL_{mag}} \quad \text{公式9}$$

如果設計人員現在代入並求解採用拉普拉斯標記的磁化電流，就獲得想要的傳遞函數：

$$\frac{\hat{i}_{mag}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{clmp}}{(1-D)^2} \frac{sC_{dp}}{1 + sC_{dp} \left[ \frac{r_{on2}(1-D) + Dr_{on1}}{(1-D)^2} \right] + s^2 \frac{L_{mag}C_{dp}}{(1-D)^2}} \quad \text{公式10}$$

此函數擬合二階多項式：

$$M(s) = M_0 \frac{sC_{dp}}{1 + \frac{s}{\omega_{0M}Q_M} + \left( \frac{s}{\omega_{0M}} \right)^2} \quad \text{公式11}$$

其中

$$M_0 = \frac{V_{clmp}}{(1-D)^2} = \frac{V_{in}}{(1-D)^3}$$

$$\omega_{0M} = \frac{1-D}{\sqrt{L_{mag}C_{dp}}}$$

$$Q_M = \sqrt{\frac{L_{mag}}{C_{dp}}} \frac{1-D}{r_{on2}(1-D) + Dr_{on1}}$$

為了更深入了解回應，並揭示峰值點，設計人員可以重新排列此表達式，使其擬合另一個二階多項式：

$$A(s) = A_0 \frac{1}{1 + \left( \frac{\omega_{0M}}{s} + \frac{s}{\omega_{0M}} \right) Q_M} \quad \text{公式12}$$

$$\text{其中 } A_0 = \frac{V_{clmp}}{r_{on2}(1-D) + Dr_{on1}}$$

現在是時候以Mathcad來將此表達式繪為圖表，並將其與圖4電路的SPICE模擬比較，結果很理想。磁化電流產生器的研究就完成了。

次級端是第二個PWM開關模型建模的降壓轉換器。設計人員已將降壓部分跟初



級端磁化電流產生器隔離開來(圖5)。它是圖3右邊的放大版本,其中源自PWM開關小訊號模型的電壓和電流源已經被重新排列,用於增強可讀性。

### 次級端降壓轉換器說明

正如所料,端子a上所見的電壓不再(像經典順向式轉換器那樣)是 $NV_{in}$ 。現在它要顧及磁化及反射電感電流迴圈流動期間發生的初級端金屬氧化物半導體場效電晶體(MOSFET)損耗。

設計人員可以精確看到在變壓器輸出端節點(7)的電壓反射在PWM開關模型節點c上,並透過二階LC濾波器傳遞。節點(7)的大訊號電壓簡單計算如下:

$$V_{(7)} = NV_{in} - r_{on1} N^2 \left( \frac{I_{mag}}{N} + I_{out} \right) \quad \text{公式13}$$

而在驅動LC濾波器之前,節點1電壓定義如下:

$$V_{(1)} + \hat{v}_{(1)} = V_{(7)} (D + \hat{d}) \quad \text{公式14}$$

我們現在必須代入,然後透過擾動(Perturb)變數 $I_{mag}$ 和 $I_{out}$ ,將結果線性化:

$$V_{(1)} + \hat{v}_{(1)} = DNV_{in} + NV_{in}\hat{d} - DN\hat{i}_{mag}r_{on1} - \frac{N^2\hat{I}_{out}r_{on1}}{N} - DN^2\hat{I}_{out}r_{on1} - DN^2\hat{I}_{out}r_{on1} - DN^2\hat{I}_{out}r_{on1} \quad \text{公式15}$$

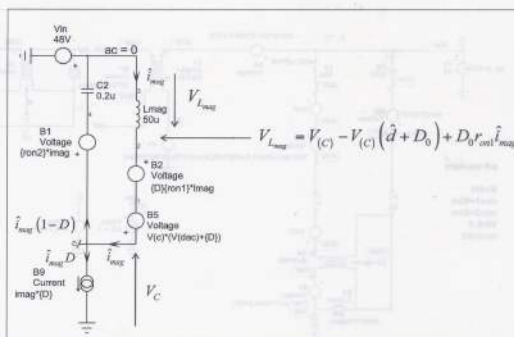


圖4 磁化電流與高邊箝位電容一起構建由主開關工作週期控制的DC-DC轉換器。

上述方程式中,框線中的交叉乘積已經被抑制(設計人員僅想要線性項)。如果設計人員考慮下列情形

$$\begin{aligned} r_{on1} &= 1 \\ \hat{d} &= 1 \\ N^2 &= 1 \end{aligned}$$

方程式就變得簡單得多了:

$$\hat{v}_{(1)} = \hat{d}NV_{in} - DN\hat{i}_{mag}r_{on1} \quad \text{公式16}$$

如果我們將 $M(s)$ 代入控制至磁化電流表達式,就可以使用拉普拉斯標記來更新表達式如下:

$$V_{(1)}(s) = D(s)NV_{in} - DNr_{on1}D(s)M(s) = D(s)[NV_{in} - DNr_{on1}M(s)] \quad \text{公式17}$$

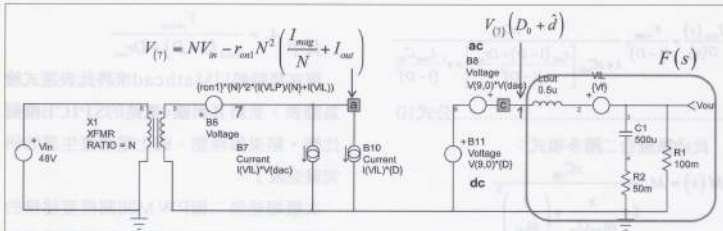


圖5 這是次級端降壓轉換器的重新排列版本。

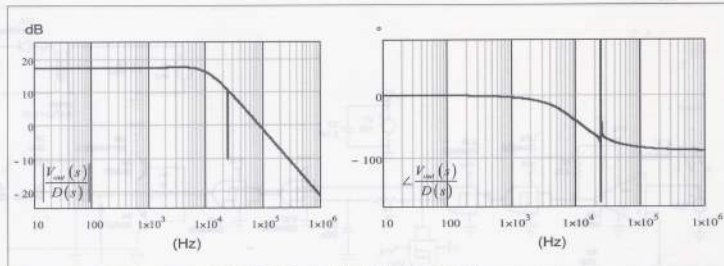


圖6 Mathcad及SPICE曲線極佳地重疊，得到香檳杯的輪廓形狀。

表達式中的 $D$ 是穩態工作週期。

節點1電壓經受傳遞函數 $F(s)$ 的二階LC濾波器(圖5)。此傳遞函數廣為人知，可以表述下列熟悉的形式：

$$F(s) = F_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZF}}}{1 + \frac{s}{\omega_{0F}Q_F} + \left(\frac{s}{\omega_{0F}}\right)^2} \quad \text{公式18}$$

其中我們可以確認

$$\begin{aligned} F_0 &= \frac{R_{Lout}}{R_{Lout} + r_L} \\ \omega_{ZF} &= \frac{1}{r_L C_{out}} \\ \omega_{0F} &= \frac{1}{\sqrt{L_{out} C_{out}}} \sqrt{\frac{r_L + R_{Lout}}{r_L R_{Lout}}} \\ Q_F &= \frac{L_{out} C_{out} \omega_{0F} (r_L + R_{Lout})}{L_{out} + C_{out} [r_L r_L + R_{Lout} (r_L + r_L)]} \end{aligned} \quad \text{公式19}$$

電壓模式控制主動箝位轉換器的最終控制至輸出傳遞函數可以透過乘積獲得，從而可以解析出 $V_{out}(s)/D(s)$ ：

$$\frac{V_{out}(s)}{D(s)} = F_0 \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZF}}}{1 + \frac{s}{\omega_{0F}Q_F} + \left(\frac{s}{\omega_{0F}}\right)^2} N \left( \frac{V_{in} - D_{eff} M_{eff}}{1 + \frac{s}{\omega_{0H}Q_H} + \left(\frac{s}{\omega_{0H}}\right)^2} \right) \quad \text{公式20}$$

現在，最後一步涉及的是檢驗此方程式與SPICE結果的比較情況。如果幅度與相位曲線重疊，那麼設計人員的推導有很大

機會是正確的。如果存在某些差異，不是在推導方程式時出現錯誤(因此即刻進行合理性檢查很重要)，就是簡化方程式所做的假設(忽略一些成分的貢獻)是錯誤的，必須重新考慮。

圖6中的曲線確認設計人員的推導是正確的，曲線極佳地重疊，凹口被極佳地建模。如果設計人員將 $r_{on1}$ 減小至0，然後曲線就變成傳統順向式轉換器那樣。當磁化電流到達峰值時，從輸入電壓 $V_{in}$ 中減去損耗，交流輸出幅值下降：這就是凹口效應。

### 採用原型進行迴路測量

為了檢驗設計人員的方法正確與否，按照圖7電路圖構建主動箝位轉換器原型。一個函數產生器提供一個4V/50kHz鋸齒訊號，施加在U2A反相輸入上。非反相輸入接受設定轉換器工作點的直流訊號：即源自51伏特源的5伏特/5安培訊號。

源自開U1B的單端PWM訊號受停滯時間(Dead-times)影響分成兩個不同的訊號，而且分別由開U1E和U1F產生。它們的輸出通常經過簡單的雙極段緩衝。此主動箝位電路使用P通道電晶體 $Q_A$ 構建，它的源極對地參考，用於簡化驅動。因為

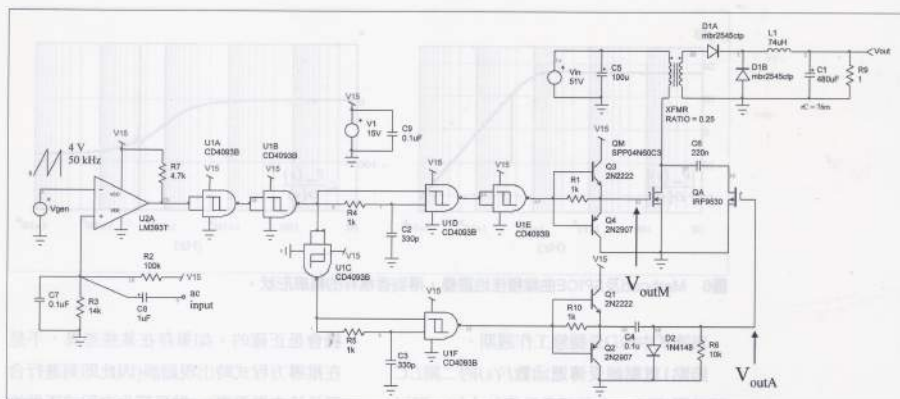


圖7 使用一些開電路和現成變壓器來構建的主動箱位轉換器簡單原型。

$C_4$ 、 $D_2$ 及 $R_4$ 的影響，它的閘極電壓擺動至低於地位準。 $Q_B$ 驅動次級連接至降壓轉換器部分的變壓器。輸出負載為1歐姆( $\Omega$ )電阻。交流注入透過電容 $C_8$ 來執行。

典型漏極-源極訊號架構中，驅動通道的訊號指示MOSFET在電壓上升沿開路。此刻，磁化電流不再在箱位電容中迴圈流動，但透過輸入源給漏極集總電容放電：漏極-源極電壓下降，而如果磁化電感中儲存足夠電能的話，此電壓可以下降至低於輸入電壓。停滯時間被調節，使得主MOSFET恰好在谷底電壓時啟動。

設計人員已使用SPICE PWM開關模型方法構建類似的架構。曲線契合度很高，儘管有一些小的偏移，很可能是因為真實鋸齒峰會與裝置上顯示的峰值之間有某些不匹配，或是因為模型中未包含一些電阻損耗。凹口深度極佳重合，相位很好地顯示凹口頻率處出現的突然失真。

公式12顯示降壓-升壓產生器品質因數取決於數項因素，其中就包括與箱位電容 $C_6$

串列的電阻路徑。如果為此電容插入阻值為1歐姆的小串列電阻，設計人員即可對諧振電路進行減振(Damp)，降低凹口深度。模擬極佳地預測此事實。在箱位電容兩端安設RC網路，也提供一種珍貴的減振選擇。

## 借力大訊號方法 箱位轉換器推導傳遞函數

本文展示怎樣推導採用電壓模式工作的主動箱位轉換器之控制至輸出傳遞函數。透過確認兩個不同的產生器，設計人員將工作劃分為兩個不同的分析，並在最後融合結果。在分析期間，有必要謹慎測試各個重要簡化或重新排列步驟，以立即發現並修正錯誤。最後，儘管SPICE結果與以方程式為基礎的結果很相似，最終的決定因素仍是實驗室原型。

設計人員的案例中，模擬獲得的曲線與從原型中收集的曲線極佳地契合，確認理論分析。

(本文作者任職於安森美半導體)