

漏電感影響明顯降低

CCM反馳轉換器效率佳

Christophe Basso

在許多情況下，光靠測量並不足以了解系統。更新大訊號模型，逐步邁向漸漸簡化的訊號電路原理圖，以建立簡單線性版本。從最終電路，將提取控制-輸出傳遞函數，顯示漏電感如何影響傳遞函數分母品質因數。

連續導通模式(CCM)返馳式轉換器於電壓模式下，被漏電感影響將如何回應？更新大訊號模型，逐步邁向漸漸簡化的訊號電路原理圖，以建立簡單線性版本。從最終電路，將提取控制-輸出傳遞函數，顯示漏電感如何影響傳遞函數分母品質因數。

當想獲得一個複雜電路的傳遞函數時，目標是減少複雜度，以便通過最簡單的電路原理圖進行分析。但是，當在減少電路的過程中--通過因式分解、簡化運算式、忽略變數

Load	Vin	Vout	Efficiency	Power	Temp
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0
100mW	120.0	18.0	88.0	0.1	50.0

等，設計人員必須測試新電路，並與最初的電路回應進行比較。

小訊號代替大訊號PWM開關模型

在最初的回應和隨後的簡化版本的回應間的任何偏差都表明弄錯了，或者作的假設過於簡單化，那麼就放棄這電路並回到前一步重做。

遵照這步驟肯定進展很慢，但卻很仔細，也可立即發現和改正錯誤。

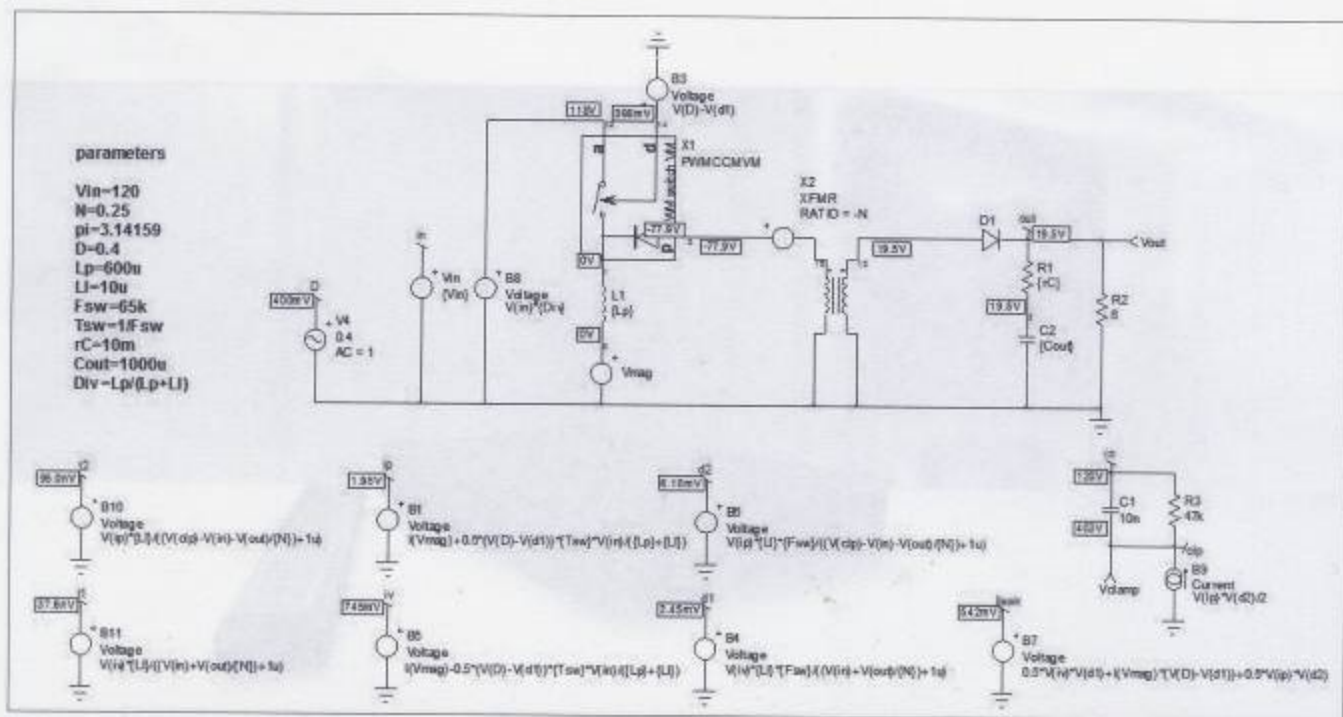


圖1 這個開迴路大訊號電路原理圖是起始電路，其動態回應將用作後面步驟的參考。

首先用小訊號版本代替大訊號PWM開關模型。然後，可運行一個交流模擬，並驗證操作點和回應是相同的。非線性模型在圖1中，而小訊號版本出現在圖2中。

工作週期已分為兩個源，一個用於靜態工作週期，一個用於交流調變； \hat{d} 在小訊號等式中。

偏置點與圖1中的相同，說明第一步是正確的。為比較這兩個電路的頻率回應如

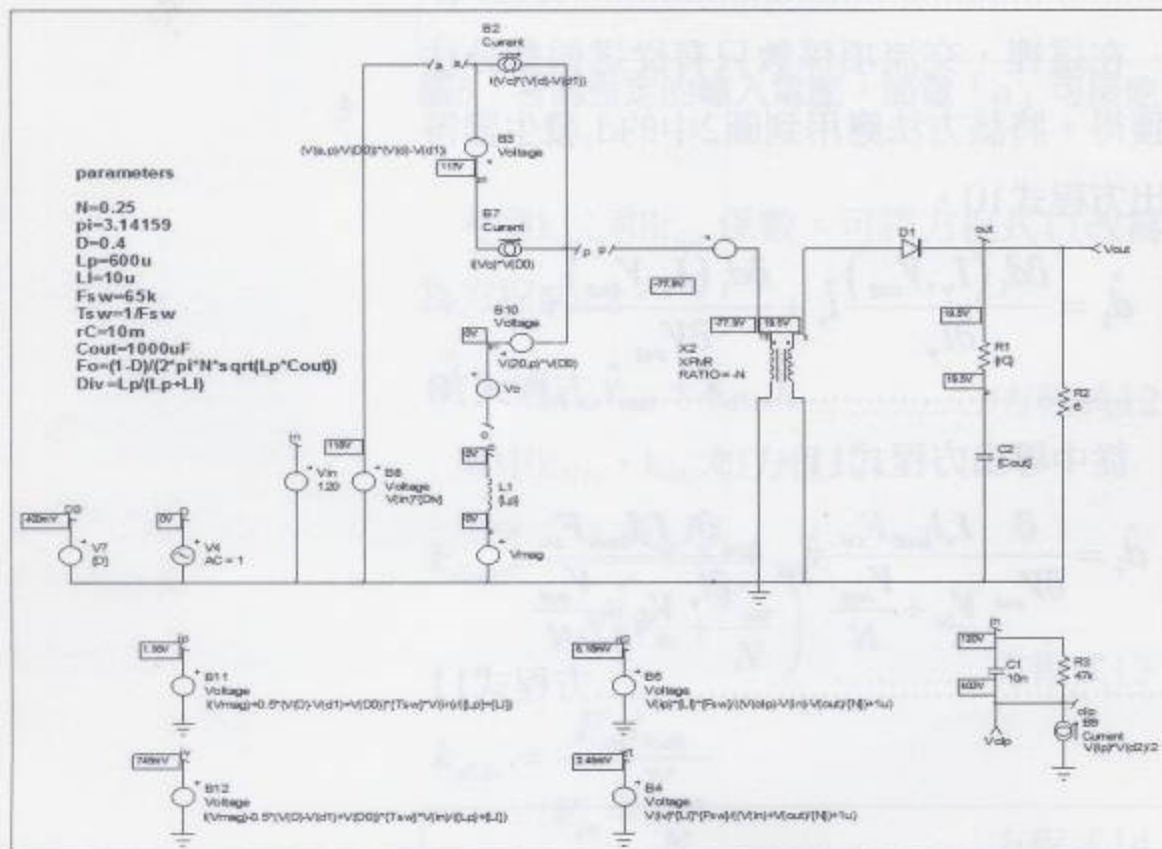


圖2 PWM開關由小訊號版本替代，並對參考頻率回應進行電路動態回應檢查。



圖3 兩個電路的波德圖完全重疊，驗證了第一步。

何，採集如圖3的波德圖。該圖的幅值和相位曲線重疊，驗證了第一步。

圖2中的電路圖正確但相當複雜。如上所述，小訊號分析意味著盡可能簡化電路，並將各種不同元件重新整理成一個更有意義的架構。

毋須研究插入的PWM開關模型確實是線性版本。然而，計算峰谷電流、鉗位電壓等的所有源仍然是大訊號運算，須將其線性化。幸運的是，有些源在交流分析中是不需要的如 I_p 和 d_2 。

如果想將這些源加以線性化，有兩個選擇。可通過小的勵磁改變每一個變數(即看到的某些變數中的小帽子 $\hat{\cdot}$)，並整理交流和直流項以形成兩個獨立的等式：一個靜態、一個動態的運算式。

靜態的運算式描述操作點(此處並不需要它)，而動態的運算式是我們想要的。採用這技術的問題是，獲得的項和交叉產品的數量，特別是變數超過兩個。

整理這些項以形成交流和直流等式，有時可能是繁瑣的和錯誤的源。試著採用谷底電流的定義方程式1。

$$I_v = I_c - \frac{(d-d_1)V_{in}T_{sw}}{2(l_{leak} + L_p)} \dots\dots\dots \text{方程式1}$$

這裡有3個變數， I_c , d 和 d_1 。如果我們少量改變每一變數，得出方程式2，

$$I_v + \hat{i}_v = I_c + i_c - \frac{(d + \hat{d} - d_1 - \hat{d}_1)V_{in}T_{sw}}{2(l_{leak} + L_p)} \dots\dots\dots \text{方程式2}$$

展開為方程式3。

$$I_v + \hat{i}_v = I_c + i_c + d_1 \frac{T_{sw}V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} - d \frac{T_{sw}V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} + \hat{d}_1 \frac{T_{sw}V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} - \hat{d} \frac{T_{sw}V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} \dots\dots\dots \text{方程式3}$$

現在合併交流和直流項，有兩個定義(方程式4)：

$$I_v = I_c + d_1 \frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} - d \frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})}$$

$$\hat{i}_v = i_c + \hat{d}_1 \frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} - d \frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})}$$

.....方程式4

如果我們定義兩個係數 k_{ivd} 和 k_{ivd1} 為方程式5、6：

$$k_{ivd} = -\frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} \dots\dots\dots \text{方程式5}$$

$$k_{ivd1} = \frac{T_{sw} V_{in}}{2(L_p + l_{leak})} \dots\dots\dots \text{方程式6}$$

方程式4的動態等式可重新整理為方程式7：

$$\hat{i}_v = i_c + \hat{d}_1 k_{ivd1} + d k_{ivd} \dots\dots\dots \text{方程式7}$$

靜態係數 k_{ivd} 和 k_{ivd1} 將作為參數在捕獲的電路圖中傳遞，並在模擬開始前預估。

另一現有的選擇是不用整理而以更快的方式獲得小訊號係數如 k_{ivd} 和 k_{ivd1} 。分步操作其實簡單，但運算式很複雜，並有多個

變數，所以很快變得困難起來，且無法通過解算器如Mathcad自動求解。一組不相關(獨立)的變數給出更快的方法，包括使用偏微分法，如方程式8所示：

$$di_v = \frac{\partial I_c(I_c)}{\partial I_c} di_c + \frac{\partial I_v(d, d_1)}{\partial d_1} dd_1 + \frac{\partial I_v(d, d_1)}{\partial d} dd$$

.....方程式8

或使用小訊號記法(方程式9)。

$$\hat{i}_v = \frac{\partial I_c(I_c)}{\partial I_c} i_c + \frac{\partial I_v(d, d_1)}{\partial d_1} \hat{d}_1 + \frac{\partial I_v(d, d_1)}{\partial d} d$$

.....方程式9

在這裡，交流項係數只有從這偏微分法獲得。將該方法應用到圖2中的 d_1 發生器得出方程式10。

$$\hat{d}_1 = \frac{\partial d_1(I_v, V_{out})}{\partial I_v} \hat{i}_v + \frac{\partial d_1(I_v, V_{out})}{\partial V_{out}} \hat{v}_{out}$$

.....方程式10

從中導出方程式11。

$$\hat{d}_1 = \frac{\partial}{\partial V_{out}} \frac{I_v l_{leak} F_{sw}}{V_{in} + \frac{V_{out}}{N}} \hat{v}_{out} + \frac{\partial}{\partial i_v} \frac{I_v l_{leak} F_{sw}}{V_{in} + \frac{V_{out}}{N}} \hat{i}_v$$

.....方程式11

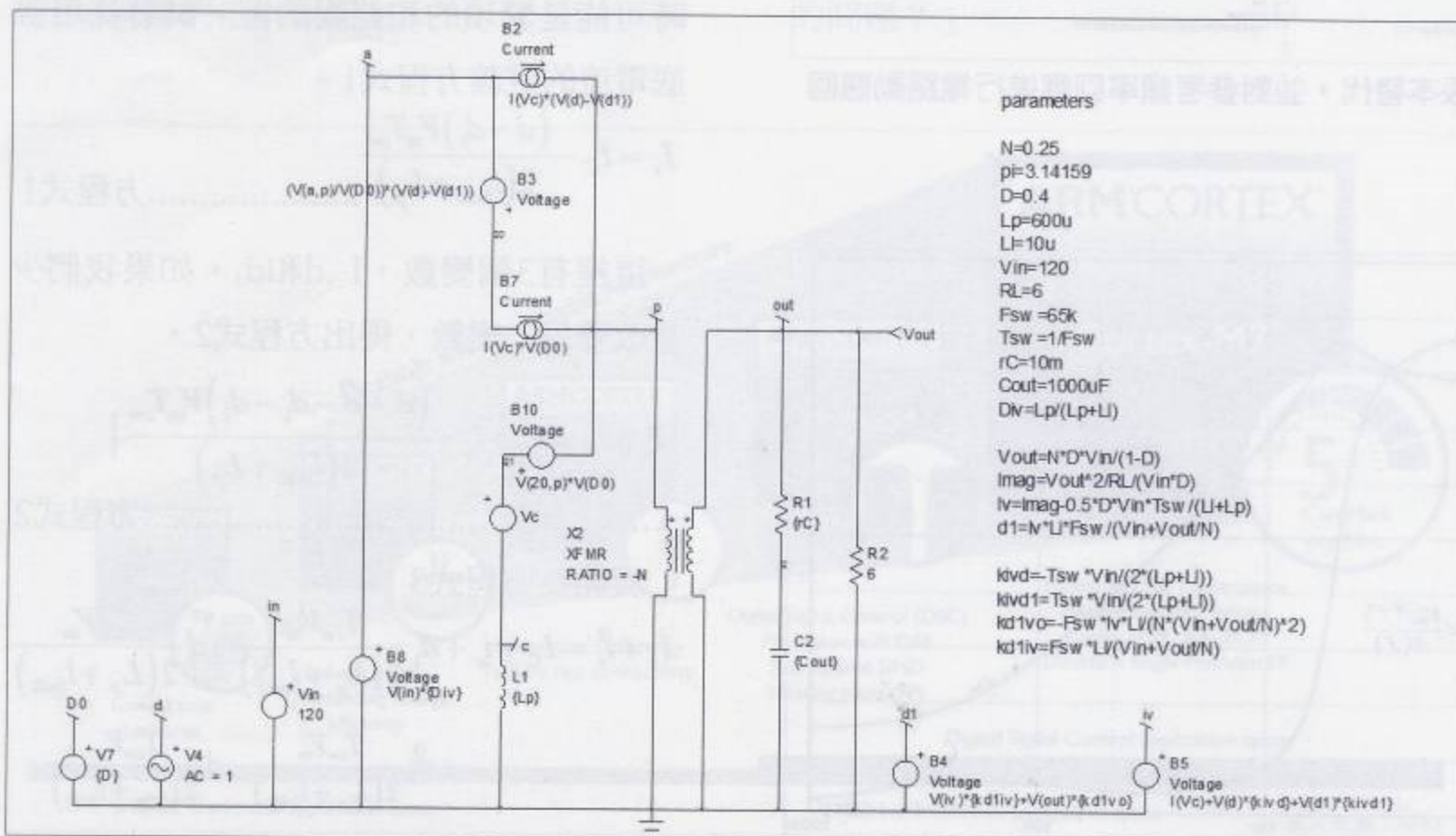


圖4 更新的電路，現在只包括線性源。

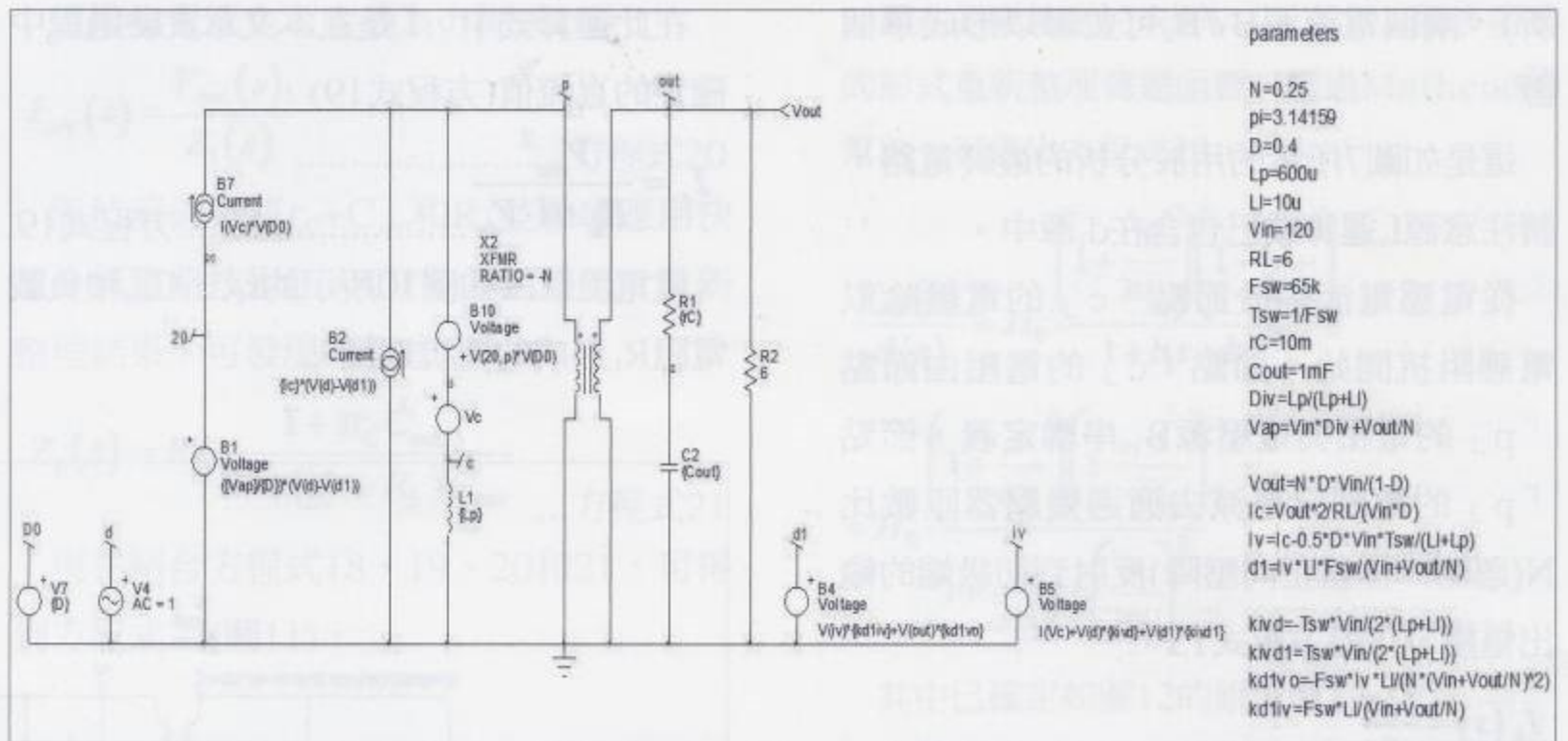


圖5 考慮恆定的輸入電壓，節電「a」可接地並進一步簡化，得出小訊號電路。

考慮 k_{d1vo} 和 k_{d1iv} 係數，可將方程式11改寫為方程式12。

$$\hat{d}_1 = k_{d1vo} \hat{v}_{out} + k_{d1iv} \hat{i}_v \dots\dots\dots \text{方程式12}$$

其中 k_{d1vo} 、 k_{d1iv} 如方程式13、14。

$$k_{d1vo} = -\frac{F_{sw} I_v l_{leak}}{N \left(V_{in} + \frac{V_{out}}{N} \right)^2} \dots\dots\dots \text{方程式13}$$

$$k_{d1iv} = \frac{F_{sw} l_{leak}}{V_{in} + \frac{V_{out}}{N}} \dots\dots\dots \text{方程式14}$$

現在有線性的 d_1 和 I_v 源，可更新和簡化電路圖圖2。結果如圖4：在參數文本窗口中計算運算式方程式5、方程式6和方程式13、方程式14。

現在這圖中的所有源都是小訊號類型。快速的交流分析顯示，頻率回應的幅值和相位完全與圖3一致。

可從這電路原理圖開始分析線性轉換器，不過可能需要進一步的簡化和整理。舉例來說，在控制-輸出傳遞函數之中，輸入電壓是 V_{in} 恆定的，說明 \hat{v}_m 或 $V_{in}(s)$ 等於0。

因此，連接到輸入電壓的節點「a」正好接地。通過接地節點「a」，可重畫電路並顯示為如圖5所示的更簡單的版本。

測試這電路的頻率回應，並與圖3兩相比較，以檢測在新整理出的模型中的任何錯誤。

電流源 B_7 與電壓源 B_1 串聯，為進一步簡化， B_7 負端可參考接地，而 B_1 的輸出連接到節點20以獨立的源轉換，圖6給出新的電路圖，節點20用於源 B_{10} (通過定義更

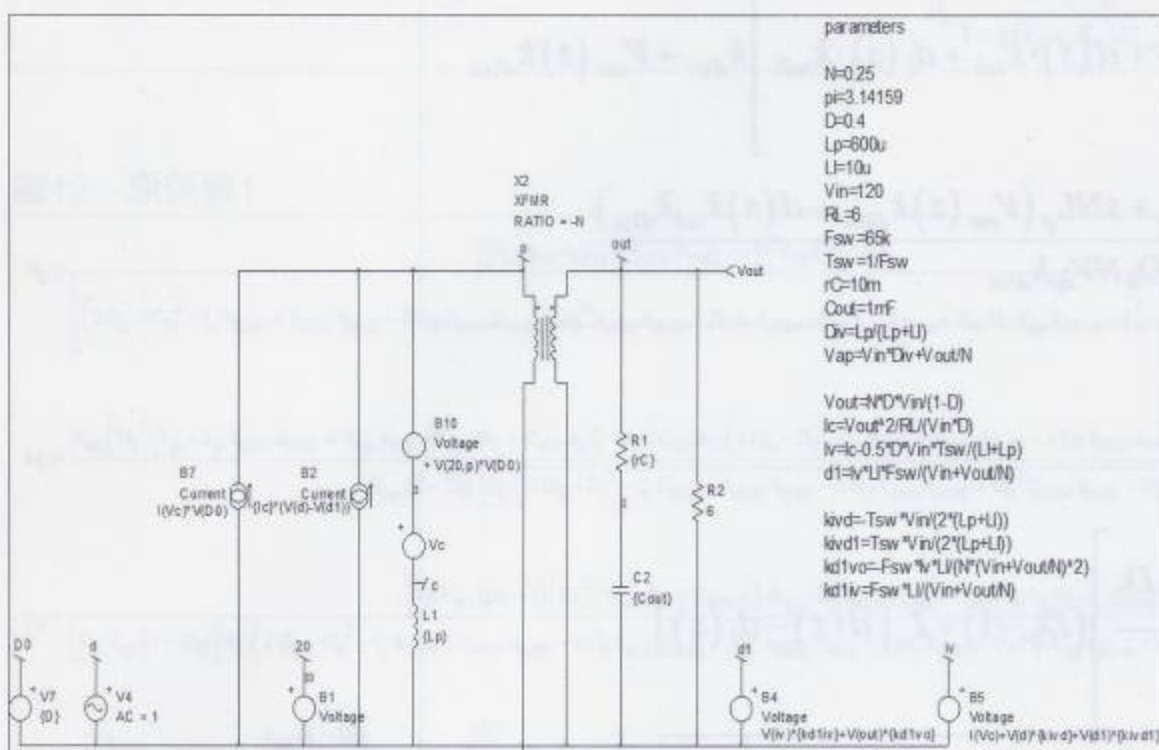


圖6 電流源 B_7 現在接地，而 B_1 在節點20提供電壓。

新), 兩個電流源 B_7/B_2 可並聯以形成單個源。

這是如圖7所示的用於分析的最終電路, 請注意源 I_c 運算式已包含在 d_1 源中。

從電感電流等於節點「c」的電壓除以電感阻抗開始, 節點「c」的電壓由節點「p」的電壓與電壓源 B_{10} 串聯定義, 節點「p」的電壓只是減去通過變壓器匝數比 N (忽略二極體正向壓降) 反射到初級端的輸出電壓, 可得方程式15。

$$I_L(s) = \frac{V(c)}{sL_p}$$

$$= \frac{-\frac{V_{out}(s)}{N} + V_{ap} [d(s) - d_1(s)] D_0 + \frac{V_{out}(s)}{N} D_0}{sL_p}$$

.....方程式15

源 d_1 可改寫為方程式16。因為 L_p 的電流現已被定義(它是圖7 d_1 源的 $I(Vc)$), 解得 $d_1(s)$ 為方程式17(圖8)。

輸出電流是以變壓器匝數比 N 縮放的初級電流。它是由源 B_7 減去流經電感的電流及由方程式15定義的電流如方程式18(圖9)：

在此運算式中, I_c 是在本文章實驗過程中確定的直流值(方程式19),

$$I_c = \frac{V_{out}^2}{R_L \cdot d \cdot V_{in}} \dots \dots \dots \text{方程式19}$$

這電流以由如圖10所示的 r_c 、 C_{out} 和負載電阻 R_L 形成的阻抗迴圈。

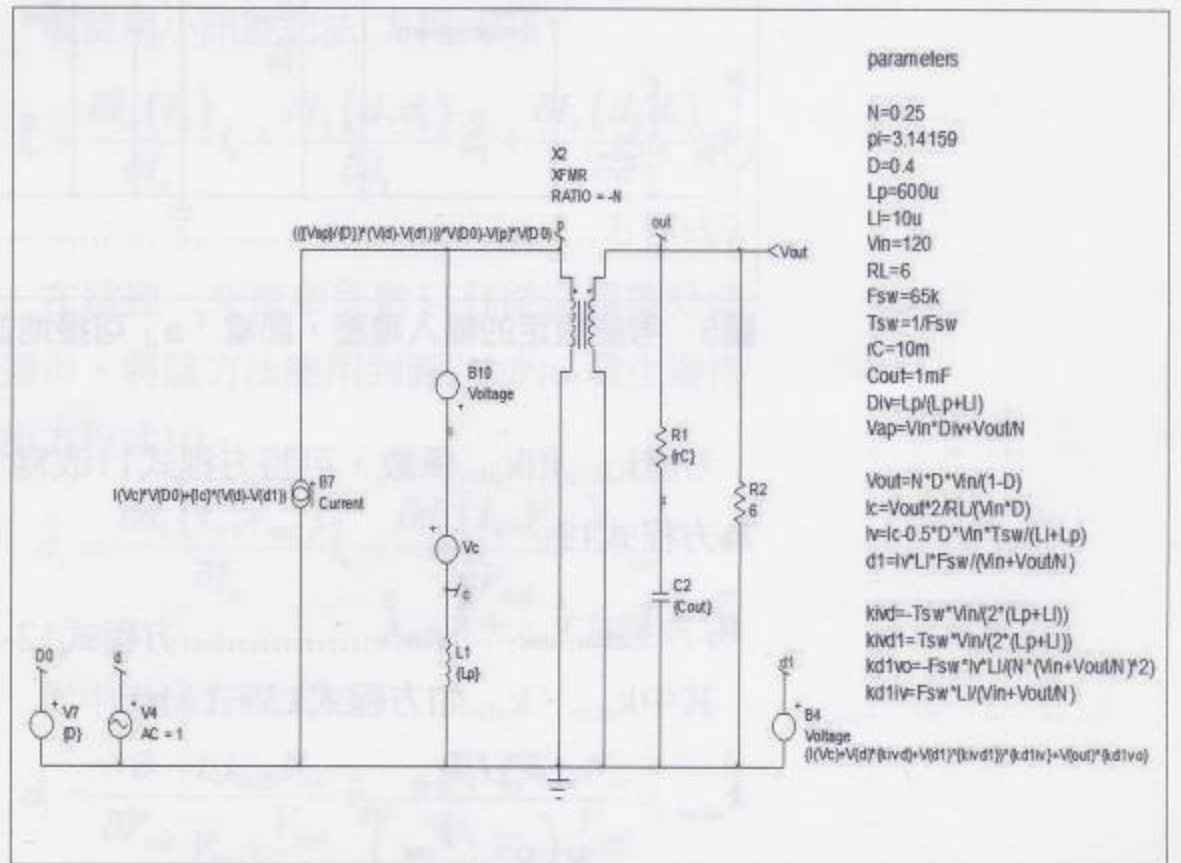


圖7 只要電流源並聯到 B_7 和節點20整合到 B_{10} , 可得出最終小訊號電路原理圖(I_c 已整合到 d_1)。

圖8 方程式16與17

$$d_1(s) = \left[\frac{-\frac{V_{out}(s)}{N} + V_{ap} [d(s) - d_1(s)] D_0 + \frac{V_{out}(s)}{N} D_0}{sL_p} + d(s) \cdot k_{rd} + d_1(s) \cdot k_{rd1} \right] k_{dlv} + V_{out}(s) k_{dlvo}$$

$$d_1(s) = \frac{D_0 V_{out}(s) k_{dlv} - V_{out}(s) k_{dlv} + D_0 N V_{ap} d(s) k_{dlv} + s N L_p (V_{out}(s) k_{dlvo} + d(s) k_{rd} k_{dlv})}{s N L_p (1 - k_{dlv} k_{rd1}) + D_0 N V_{ap} k_{dlv}}$$

圖9 方程式18

$$I_{out}(s) = \frac{\left[\frac{-\frac{V_{out}(s)}{N} + V_{ap} [d(s) - d_1(s)] D_0 + \frac{V_{out}(s)}{N} D_0}{sL_p} \right] (D_0 - 1) + I_c [d(s) - d_1(s)]}{N}$$

這輸出電流也可定義為方程式20，

$$I_{out}(s) = \frac{V_{out}(s)}{Z_1(s)} \dots\dots\dots \text{方程式20}$$

阻抗可通過將 $r_c + C_{out}$ 和 R_L 並聯或應用快速分析電路技術(FACTS)迅速得出。重新整理結果，可發現方程式21，

$$Z_1(s) = R_L \frac{1 + sr_c C_{out}}{1 + s(r_c + R_L)C_{out}} \dots\dots \text{方程式21}$$

現在結合方程式18、19、20和21，可得到方程式22(圖11)，

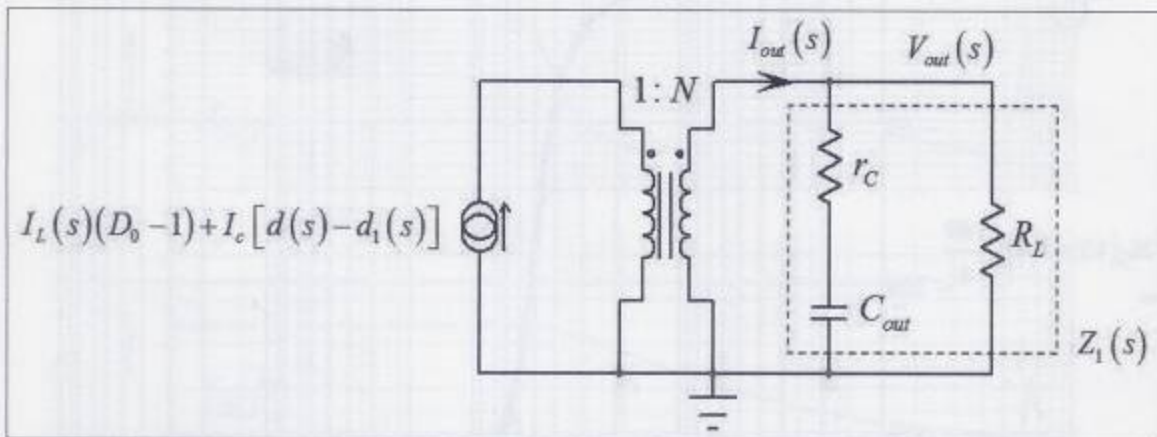


圖10 最終描述包括變壓器驅動由輸出電容、ESR和負載電阻形成的複雜的阻抗 R_L 。

圖11 方程式22

$$\frac{\left[\frac{V_{out}(s)}{N} + V_{ap} [d(s) - d_1(s)] D_0 + \frac{V_{out}(s)}{N} D_0 \right]}{sL_p} (D_0 - 1) + I_c [d(s) - d_1(s)] = \frac{V_{out}(s)}{R_L \frac{1 + sr_c C_{out}}{1 + s(r_c + R_L)C_{out}}}$$

圖12 原係數1

$$H_0 = \frac{[N_1 (k_{vd} k_{div} + k_{div} k_{rvd} - 1)] [V_{ap} (1 - D_0)]}{\left[(2D_0 - D_0^2 - I_c k_{div} + k_{div} k_{rvd} - 2D_0 k_{div} k_{rvd} + D_0^2 k_{div} k_{rvd} + D_0 I_c k_{div} - N_1 V_{ap} k_{div} + D_0 N_1 V_{ap} k_{div} - 1) - \frac{N_1^2 V_{ap} k_{div}}{R_L} \right]}$$

$$b_1 = \frac{V_{ap} [N_1^2 [L_p - L_p k_{div} k_{rvd} + V_{ap} k_{div} (C_{out} R_L + C_{out} r_c)] - R_L [C_{out} r_c (2D_0 - D_0^2 - I_c k_{div} + k_{div} k_{rvd} - 2D_0 k_{div} k_{rvd} + D_0^2 k_{div} k_{rvd} + D_0 I_c k_{div} - N_1 V_{ap} k_{div} + D_0 N_1 V_{ap} k_{div} - 1) + I_c L_p N_1 k_{div}]}{V_{ap} (1 - D_0) [R_L (2D_0 - D_0^2 - I_c k_{div} + k_{div} k_{rvd} - 2D_0 k_{div} k_{rvd} + D_0^2 k_{div} k_{rvd} + D_0 I_c k_{div} - N_1 V_{ap} k_{div} + D_0 N_1 V_{ap} k_{div} - 1) - N_1^2 V_{ap} k_{div}]}$$

$$b_2 = \frac{[D_0 V_{ap} (D_0 - 1) [N_1^2 (C_{out} R_L + C_{out} r_c) (L_p - L_p k_{div} k_{rvd}) - C_{out} I_c L_p N_1 R_L k_{div} r_c]]}{[D_0 V_{ap} (1 - D_0) [R_L (2D_0 - D_0^2 - I_c k_{div} + k_{div} k_{rvd} - 2D_0 k_{div} k_{rvd} + D_0^2 k_{div} k_{rvd} + D_0 I_c k_{div} - D_0 N_1 V_{ap} k_{div} + D_0^2 N_1 V_{ap} k_{div} - 1) - D_0 N_1^2 V_{ap} k_{div}]}$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_c C_{out}} \quad \omega_{z2} = \frac{V_{ap} (1 - D_0)}{(I_c L_p)} \quad Q = \frac{\sqrt{b_2}}{b_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{b_2}}$$

現在的樂趣在於求解 V_{out} ，並以二階多項式的形式重新整理傳遞函數。透過Mathcad的幫助，可得出方程式23，

$$\frac{V_{out}(s)}{d(s)} = H_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + b_1 s + b_2 s^2}$$

$$= H_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \dots\dots\dots \text{方程式23}$$

其中已確定如圖12的原係數1。文獻中給出的典型返馳式轉換器的傳遞函數按照方程式23的形式並採用下面的定義1：

$$H_0 = \frac{NV_{in}}{(1-D)^2} \quad \omega_{z1} = \frac{1}{r_c C_{out}} \quad \omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 R_L}{DL_p N^2}$$

$$Q = \frac{1-D}{N} R_L \sqrt{\frac{C_{out}}{L_p}} \quad \omega_0 = \frac{1-D}{N \sqrt{L_p C_{out}}}$$

.....定義1

如果假設圖1的運行值，並繪製由方程式23給出的回應，無論是 l_{leak} 為0($r_c=0\Omega$)的複雜係數還是簡化的返馳式運算式，幅值和相位曲線都完全重疊。接下來的測試中，包括設置 l_{leak} 為 $10\mu H$ 、疊合由Mathcad和小訊號SPICE模擬得出的

曲線。如圖13所示，曲線的完美重疊證實對傳遞函數考慮漏電感的數學推導。

最後，為將建模方案與另一個模擬平台比較，採集以Simplis範本簡化的逐週期模型，並運行幾個配置以提取小訊號回應(圖14)。

結果如圖15所示，其中已黏貼採用小訊號模型得到的SPICE模擬結果。對於1- μ H漏電感值，Simplis顯示出稍低的Q，可能是由於模擬電路中一些選定的開關元件固有的損耗，對於較高的漏電感值(10和30 μ H)，符合得非常好，曲線幾乎重疊。

現在的模型是正確的，可交流掃描圖1電路，並看漏電感如何影響幅值和相位曲線。

在具低漏電感時，Q很明顯超過10dB。當漏電感增加，每切換週期損耗更多能量，品質因數減弱。對於大電感值30 μ H，系統變得過阻尼。在圖16中，已繪製出Q相對漏電感的值，證實它對返馳式轉換器的阻尼效應。

在電流模式中，工作週期截斷消失，因為儘管存在漏電感，但峰值電流不受影響，因為 t_{on} 自然延長至符合峰值設定點。

如參考文獻1所寫，它可標明電流模式控制(CCM)中的開關工作週期，定義為方程式24。

$$d = \frac{F_{sw} (V_c - R_i) I_c}{S_a + \frac{V_a R_i}{2(L_p + l_{leak})}} \dots \text{方程式24}$$

其中 F_{sw} 是開關頻率， V_c 是控制電壓， R_i 是檢測電阻， I_c 是如(19)定義的端點「c」的電流， S_a 是外部補償斜率， V_a 是端點「a」和「c」之間的電壓。

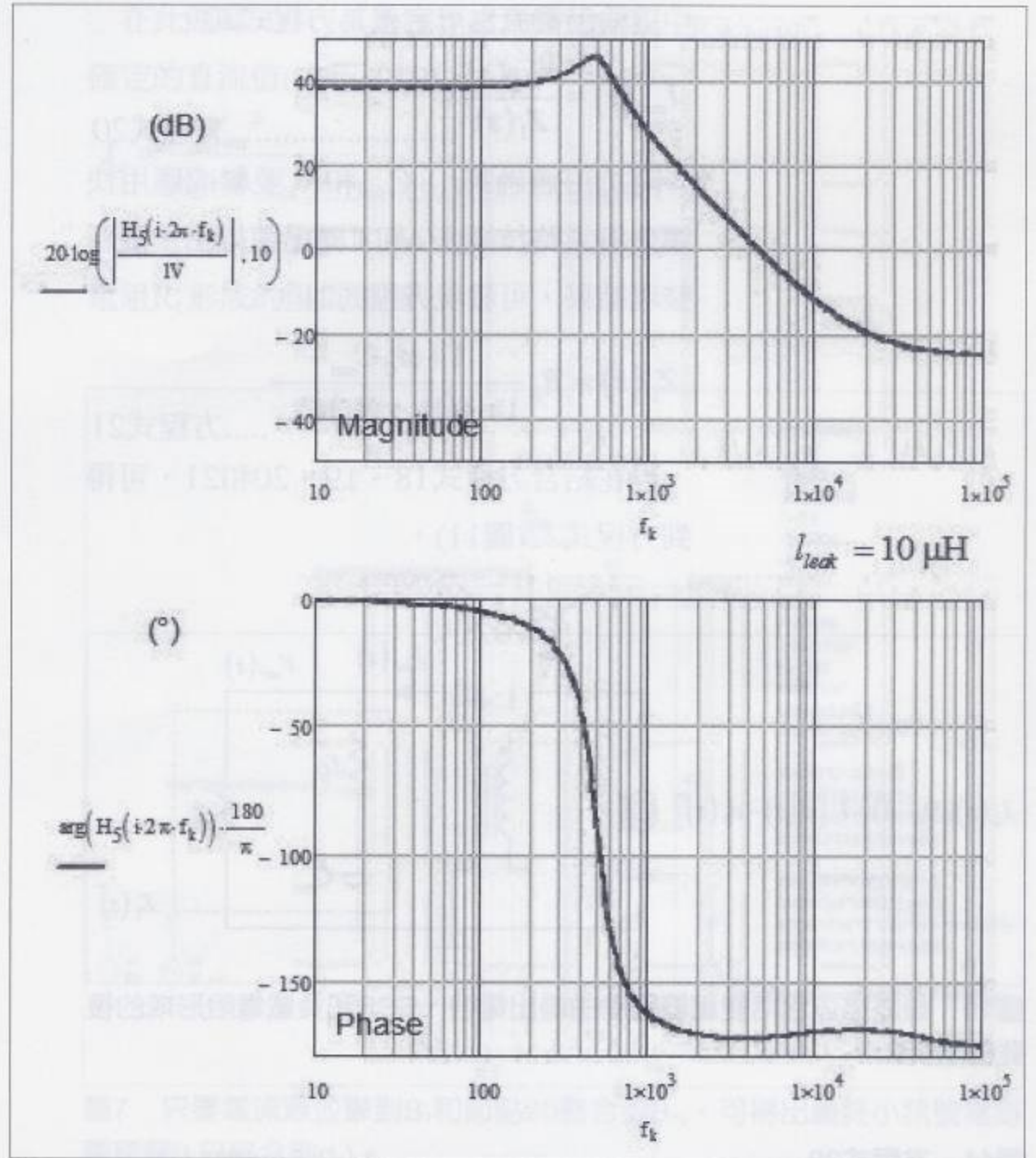


圖13 SPICE和Mathcad繪製出完全重疊的曲線，證實圖4的關於傳遞函數中 V_{out} 結合d的分析推導。

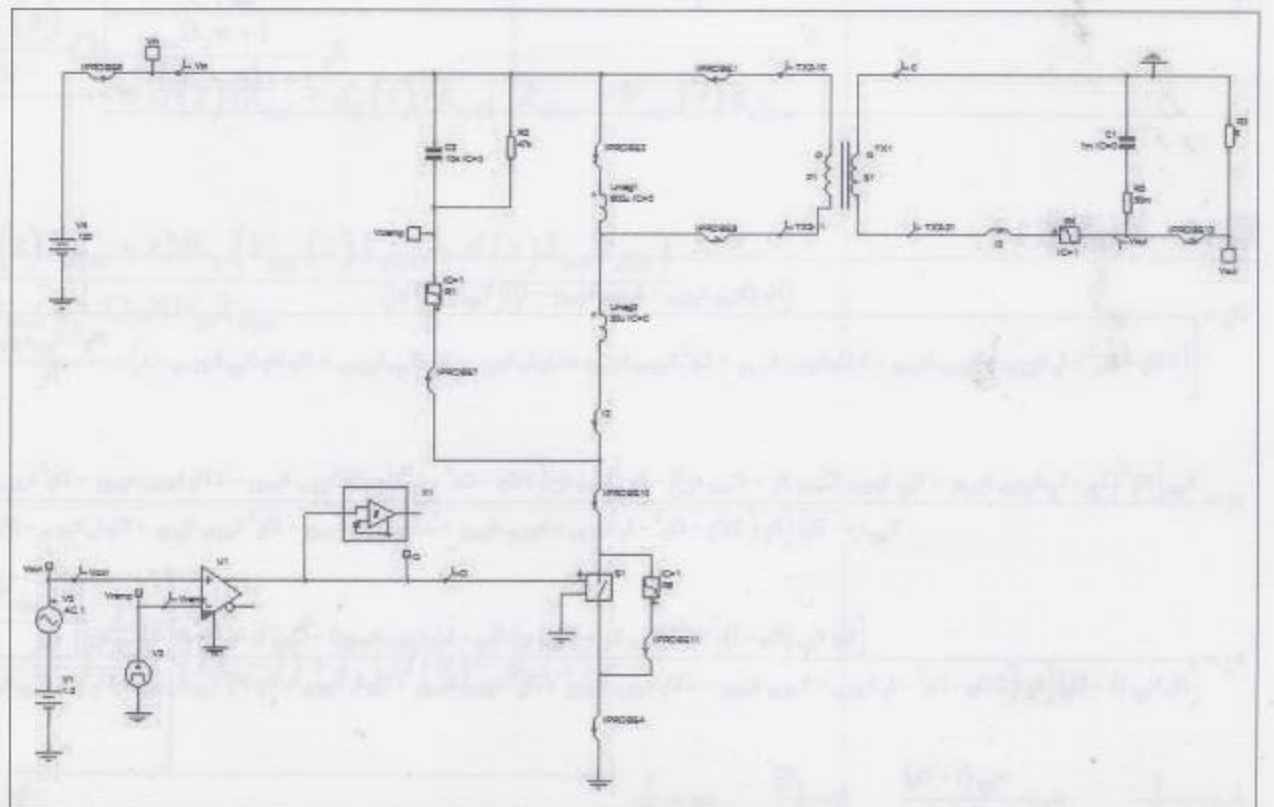


圖14 Simplis可提取開關電路的小訊號回應。