

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

單封裝系統訊號完整性之前瞻整合研究--子計畫二:單封裝
系統高速互連結構設計資料庫之研究與建立(2/3)
期中進度報告(精簡版)

計畫類別：整合型
計畫編號：NSC 95-2221-E-002-182-
執行期間：95年08月01日至96年10月31日
執行單位：國立臺灣大學電機工程學系暨研究所

計畫主持人：吳宗霖

處理方式：本計畫可公開查詢

中華民國 96年07月24日

行政院國家科學委員會專題研究計劃期中報告
單封裝系統高速互連結構設計資料庫之研究與建立(子計畫二)(2/3)

Advanced Coordinated Research on System-in-Package Signal Integrity

計劃類別：個別型計劃整合型計劃

計劃編號：NSC 94-2213-E-002-127

執行期間：95年8月1日至96年7月31日

主持人：吳宗霖 臺灣大學 電機系暨電信所 教授

一、中文摘要

隨著系統級封裝(system in package, SIP)或系統單晶片(system on chip, SOC)時脈速度快速的增加與互連結構佈局密度的增高，在相鄰互連結構間的串音雜訊(Crosstalk)對於電路系統訊號完整性(Signal Integrity, SI)的影響也日益增加。正確地得到多導體高速耦合互連結構的等效電路模型來預測其暫態響應，並執行整個系統的訊號完整性模擬是相當重要的。常見的電路模擬軟體 SPICE，因其具有在整合被動與主動元件的簡易性與較少的模擬時間需求等優點，是目前系統級高速電路設計最佳的工具。因此，發展一個有系統的方法來獲取高速耦合互連特殊結構的 SPICE 相容等效寬頻模型是相當重要的，這些結構包括：貫穿孔(via)、封裝鏢線(wire-bond)，傳輸線的彎角等。

藉由時域反射儀(TDR)量測或以時域有限差分法(FDTD)模擬分析，可以得知電路的時域響應，而此時域響應的分析在高速數位電路的設計上是相當重要的。採用時域的參數來建構 SPICE 相容等效模型是一種比較直接且方便的方式。一般而言，耦合互連特殊結構必需有多個訊號饋入源來激發時域的響應，並配合時域積分方程式來計算結構相互間的耦合參數，像是 IPA510 或 TDA 等商業軟體都是採用此種分析方式。但是此種分析方法在耦合互連結構的數目增加時會產生一些問題，像是激發源的數目必需隨著增加，量測成本會因此提高，且所使用的積分公式的複雜度也會隨著提高。

在第一年的子計畫，我們將提出一種新的時域演算法，架構多維度逐層萃取技術(Multi-Dimensional Layer-Peeling Technique, MDLPT)的基礎上，可針對耦合互連特殊結構來獲取其 SPICE 相容等效寬頻模型。

在第二年的子計畫裡，將針對系統級(SIP)封裝中的動力面(power plane)與接地面(ground plane)所造成的的影響，以一寬頻等效模型的形式分別在理論以及實驗上來探討。因此我們將實際製作覆晶(flip-chip)封裝基板與高速 PCB 基板的測試結構，並利用時域反射儀以探針(probe)量測此測試結構的時域響應並轉換為相對的等效模型，同時與 FDTD 全波模擬的結果相比較，進而建立此等效模型。

在最後一年的計畫裡，我們會針對系統級封裝中常見的差動貫穿孔(differential via holes)來探討它的等效寬頻模型。我們將在時域與頻域的角度上，分別與量測和全波模擬的結果比較，以驗證此演算法的正確性，同時建立相關設計的等效模型資料庫。
關鍵詞：系統級封裝、系統單晶片、訊號完整性、互連結構、等效電路模型、時域反射儀、時域有限差分法

二、緣由及目的

本整合型計畫將致力於單封裝系統訊號完整性與電源完整性之前瞻性研究，目標在以更宏觀的視野從單晶片系統設計、封裝、測試、乃至系統整合應用中，研究高頻及高速訊號傳輸現象與電路元件設計。有別

於國內產業所強調的垂直專業分工，本研究專注於垂直整合的研究路線，研究風格類似於國外元件整合大廠(IDM)致力培養從系統晶片、封裝測試、基板模組、乃至於電磁相容之垂直整合設計環境，剛好能與國內高度專業分工的電子產業呈現出完美互補的狀況。

三、研究方法與成果

圖一為的系統級封裝(SIP)電路示意圖，基於電路佈局上的需求並考量電源與接地在系統級封裝中配置，動力面與接地面會形成一電源供應平面，此平面與解耦合電容的配置會影響整個電路的電源穩定性，我們將針對這些問題點提供一個有系統的方法，將其轉換成一個等效的 SPICE 模型以供分析探討。時域的量測或模擬可針對這些訊號的不連續面，提供一個直接且有效的分析。我們將圖一中的系統級封裝電路簡化成圖二中的電源供應平面系統，同時利用時域反射儀(TDR)量測或是 FDTD 模擬分析，可分別得到在 port1 的時域響應，將此時域資料定義為 y_n^k ，其中 n 為訊號激發阜位置，而 k 則表示不同的時間序列。利用矩陣束法可將此時域參數轉化成一個最佳化的表示式如下：

$$y_n^k = \sum_{i=1}^M r_n^i \exp(-p_n^i k \Delta t) \quad (1)$$

其中 r_n^i 為複數的餘數， p_n^i 為複數極點，而 M 為最佳化的模態數。紀錄 port1 的時域波形。將記錄的時域資料配合所提出的演算法，由模組 Z_{pcb} 所組成的等效模型即可完成，如圖三所示。以下將分別介紹所需的理論基礎：1.矩陣束法(GPOM)、2.等效模型、3.集總元件萃取技術(SLET)。

1. 矩陣束法(GPOM) [1]

矩陣束法是將兩個矩陣線性的結合起來，如

$[Y_1] - z[Y_2]$ ，其中 z 為純量變數，而 $[Y_1]$ 與 $[Y_2]$ 則是由同一組時間序列所建構出來的，具有相同的維度。將初始的時域資料以特定的排序分別組成維度為 $(N-L) \times L$ 的兩個矩陣 \bar{Y}_1 與 \bar{Y}_2 ：

$$\begin{aligned} \bar{Y}_1 &= [\bar{y}_0, \bar{y}_1, \dots, \bar{y}_{L-1}] \\ \bar{Y}_2 &= [\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_L] \end{aligned} \quad (2)$$

L 為矩陣的束參數，一般選擇上介於 $N/3 \sim N/2$ 之間， N 為初始資料總數，其中的子矩陣可表示為 $\bar{y}_i = [y_i, y_{i+1}, \dots, y_{i+N-L-1}]^T$ ，上標 T 代表轉置矩陣。為簡化兩矩陣結合運算上的便易性， \bar{Y}_1 與 \bar{Y}_2 可分別再分解成下列的表示式：

$$\begin{aligned} \bar{Y}_1 &= \bar{Z}_1 \bar{B} \bar{Z}_2 \\ \bar{Y}_2 &= \bar{Z}_1 \bar{B} \bar{Z}_0 \bar{Z}_2 \end{aligned} \quad (3)$$

其中 \bar{Z}_1 、 \bar{Z}_2 、 \bar{Z}_0 與 \bar{B} 分別為：

$$\begin{aligned} \bar{Z}_1 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \tilde{z}_0 & \tilde{z}_2 & \dots & \tilde{z}_M \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \tilde{z}_1^{N-L-1} & \tilde{z}_2^{N-L-1} & \dots & \tilde{z}_M^{N-L-1} \end{bmatrix} \\ \bar{Z}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & \tilde{z}_1 & \dots & \tilde{z}_1^{L-1} \\ 1 & \tilde{z}_2 & \dots & \tilde{z}_2^{L-1} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 1 & \tilde{z}_M & \dots & \tilde{z}_M^{L-1} \end{bmatrix} \\ \bar{Z}_0 &= \text{diag}[\tilde{z}_1, \tilde{z}_2, \dots, \tilde{z}_M] \\ \bar{B} &= \text{diag}[b_1, b_2, \dots, b_M] \end{aligned} \quad (4)$$

再求解矩陣束函數 $\bar{Y}_2 - z\bar{Y}_1$ 的特徵值即可進一步計算所需的餘數與極點。在實際執行上，奇異值分解法(singular value decomposition)是一個相當有效的方法，對 \bar{Y}_1 進行分解可得：

$$\bar{Y}_1 = USV^H \quad (5)$$

並進行最佳化的程序，保留矩陣中主要的 M 個奇異值， \bar{Y}_1 可更新為：

$$\bar{Y}_1 = [U_m][S_m][V_m]^H \quad (6)$$

其形式與方程(12)相同，經由矩陣束法的結合運算後，最終所求可整理為：

$$[Z]=[S]^{-1}[U]^H[Y_2][V] \quad (7)$$

上標-1代表一般的反矩陣，H為轉置矩陣，計算[Z]的特徵值即可求得相對應的餘數 r_n^i 與極點 p_n^i 。

2. 等效模型

利用矩陣束法先將量測訊號轉換成一組最佳化的餘數-極點表示式，如方程(1)所示，再利用拉氏轉換(Laplace transformation)將此時域響應以一個頻域的有理函數形式表達：

$$Y(s) = \sum_{i=1}^M \frac{r_n^i}{s + p_n^i} \quad (8)$$

與等效模型的關係式如下：

$$Z_m(s) = Z_1 \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} + \frac{sY(s)}{2} \right) / \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \frac{sY(s)}{2} \right) \quad (9)$$

其中 Z_1 與 Z_2 為傳輸線的特性阻抗，將方程(17)帶入(18)即可找出模組的關係式，將此關係式重新整理一階與二階的有理函數形式：

$$M_j(s) = s \sum_{i=1}^{N_0} \frac{b_i}{s + a_i} + s \sum_{i=1}^{N_1} \frac{f_i s + c_i}{s^2 + d_i s + e_i} \quad (10)$$

其中 $N_0 + 2N_1 = M$ ，且所有係數 a_i ， b_i ， c_i ， d_i ， e_i ， f_i 在此皆為已知值。

3. 集總元件萃取技術(SLET) [2][3]

集總元件萃取技術的目的是要將方程(1)中的有理函數以一組等效的集總電路模型還原。首先，以輸入阻抗的觀點將方程重新整理分類：

$$Z(s) = M_j(s) = s \sum_{i=1}^{N_0} \frac{b_i}{s + a_i} + s \sum_{i=1}^{N_1} \frac{f_i s + c_i}{s^2 + d_i s + e_i} + Q(s) \quad (11)$$

將不滿足前兩項條件下的所有項歸納至 $Q(s)$ 。第一項的函數形式可利用一組並聯的R-L集總電路模型實現，如圖四(a)，對應的

關係如下：

$$\begin{aligned} R_{Li} &= b_i \\ L_i &= \frac{R_{Li}}{a_i} \end{aligned} \quad (12)$$

第二項的函數形式可用一組串並聯的R-L-C集總電路模型實現，如圖四(b)，對應的關係如下：

$$\begin{aligned} L_i &= \frac{c_i}{e_i} \\ R_{Li} &= \frac{c_i}{d_i - \frac{f_i}{L_i}} \\ R_{Ci} &= \frac{1}{\frac{1}{f_i} - \frac{1}{R_{Li}}} \\ C_i &= \frac{R_{Li}}{c_i (R_{Li} + R_{Ci})} \end{aligned} \quad (13)$$

最後一項的無法以輸入阻抗的形式實現，因此將其轉換為輸入導納的形式：

$$\begin{aligned} Y(s) = 1/Q(s) &= s \sum_{i=1}^{K_0} \frac{q_i}{s + h_i} + \\ & s \sum_{i=1}^{K_1} \frac{r_i s + v_i}{s^2 + u_i s + m_i} + R(s) \end{aligned} \quad (14)$$

針對第一項的形式可用R-C串連的形式來實現，如圖四(c)，對應的關係如下：

$$\begin{aligned} R_{Ci} &= \frac{1}{q_i} \\ C_i &= \frac{1}{h_i R_{Ci}} \end{aligned} \quad (15)$$

第二項的形式則可用一組串並聯R-L-C來實現，如圖四(d)，對應的關係如下：

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{v_i}{m_i} \\ R_{Ci} &= \frac{1}{v_i} \left(u_i - \frac{r_i}{C_i} \right) \\ R_{Li} &= \frac{1}{r_i} - R_{Ci} \\ L_i &= \frac{R_{Li} \cdot r_i}{C_i \cdot m_i} \end{aligned} \quad (16)$$

方程(14)中最後的 無法直接以一般的 R-L-C元件組合來實現，因此將引入一修正因子 VCVS(voltage control voltage source)，針對電路做細部的修改，如圖五所示。它的形式與方程(11)相似，表示式可歸納為：

$$R(s) = s \sum_{\substack{i=1 \\ q_i < 0}}^{K_0} \frac{q_i}{s+h_i} + s \sum_{\substack{i=1 \\ v_i < 0}}^{K_1} \frac{r_i s + v_i}{s^2 + u_i s + m_i} \quad (17)$$

以圖五(a)的電路模型可有效實現方程(17)中第一項，對應關係如下：

$$\begin{aligned} R_{Ci} &= \frac{1}{q_i} \\ C_i &= \frac{-1}{h_i R_{Ci}} \end{aligned} \quad (18)$$

而圖五(b)的電路模型則可實現第二項的函數形式，對應關係如下：

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{-v_i}{m_i} \\ R_{Ci} &= \frac{1}{v_i} \left(u_i + \frac{r_i}{C_i} \right) \\ R_{Li} &= \frac{1}{r_i} - R_{Ci} \\ L_i &= \frac{R_{Li} \cdot r_i}{C_i \cdot m_i} \end{aligned} \quad (19)$$

藉由所提出的理論基礎，矩陣束法、等效模型、集總元件萃取技術，可將測試結構以一組合理的等效集總模型實踐，以一流程圖(圖六)完整說明整體順序演進。

圖二所示為一個系統級封裝的電源供應平面，利用矩陣束法與集總元件萃取技術，我們可以合成其相對的等效寬頻模型，如圖七所示。比較 FDTD 與等效寬頻模型的時域結果(圖八)，我們可以得到非常精確的一致性。同樣地；在頻域的比較結果上(圖九)，也可以得到相同的結果。圖十中我們利用時域反射儀萃取其等效寬頻模型，同樣的比較

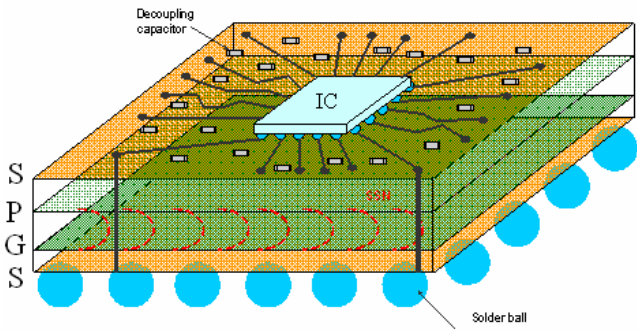
其時域與頻域的結果(圖十一/圖十二)，我們也可以得到非常精確的一致性。

四、討論與結論

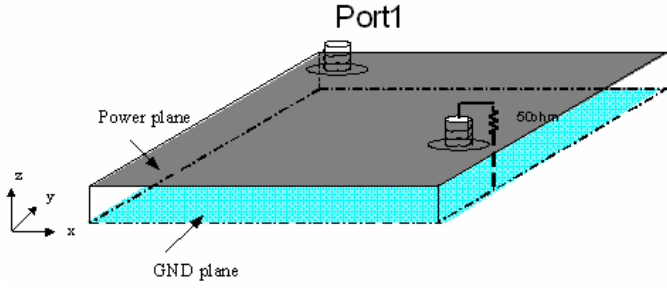
本計畫係一個三年的計畫，第一年執行至目前的進度相當滿意並比預期成果提早。至今為止，我們已經建立出一套可以粹取複雜結構技術，並且以三導體耦合傳輸線這一類複雜的結構為範例合成等效寬頻模型並與FDTD數值方法作一準確性的比較，比較的結果相當吻合。

參考文獻：

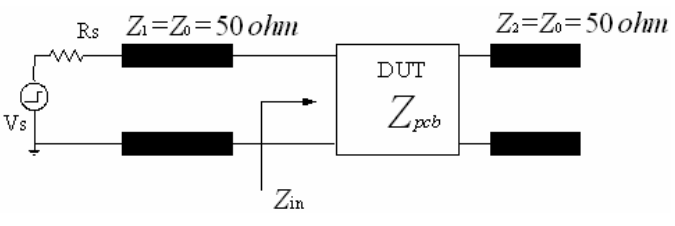
- [1] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the Matrix Pencil to Estimate the Parameters of a Sum of Complex Exponentials," IEEE Antenna and Propagation Magazine, vol. 37, pp. 48-55, 1995.
- [2] Wilhelm Cauer, Synthesis of Linear Communication Networks: McGraw-Hill, 1958, vol. 1 and 2, pp.181-220.
- [3] Tzong-Lin Wu, Chun-Chih Kuo, Hsiao-Chen Chang, Jian-Sheng Shie, "A Novel Systematic Approach for Equivalent Model Extraction of Embedded High-Speed Interconnects in Time Domain," IEEE Transactions on Electromagnetic Comaptibility, Vol. 45, No. 3, pp. 493 - 501, Aug. 2003.



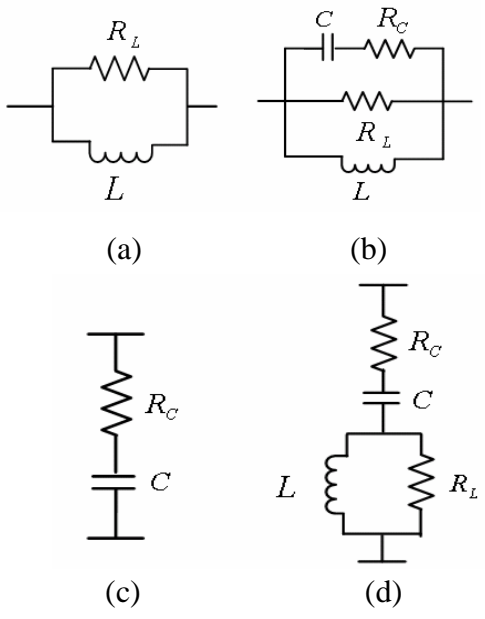
圖一 系統級封裝(SIP)電路示意圖。



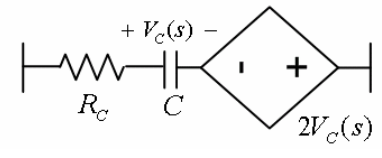
圖二 簡化的電源供應平面系統。



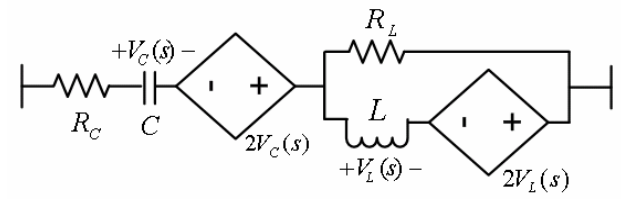
圖三 模組 Z_{pcb} 所組成的等效模型。



圖四 集總電路模型實現。

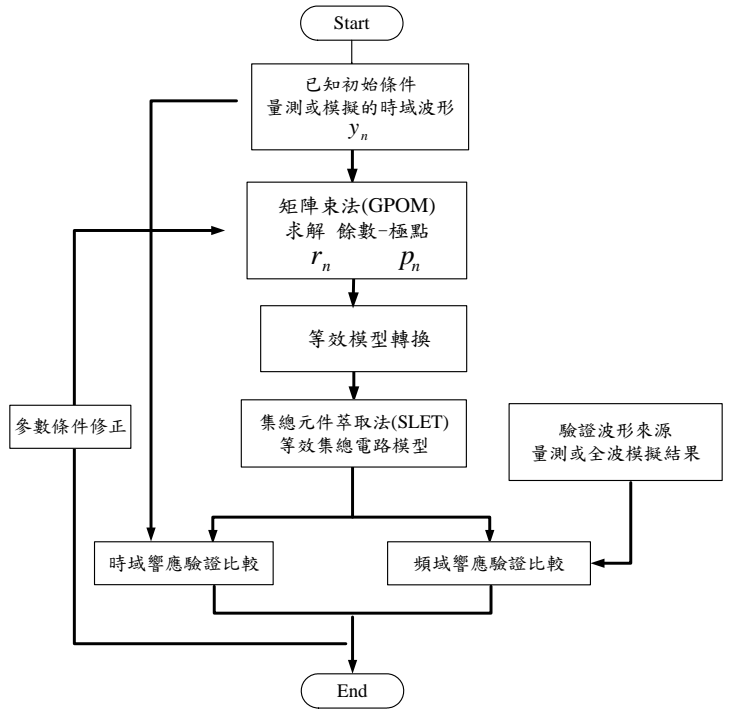


(a)

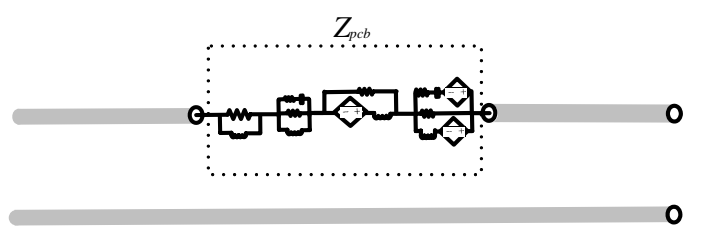


(b)

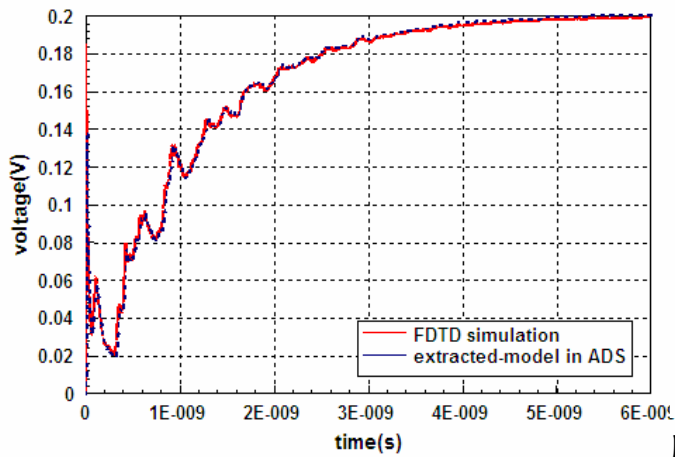
圖五 修正集總電路模型實現。



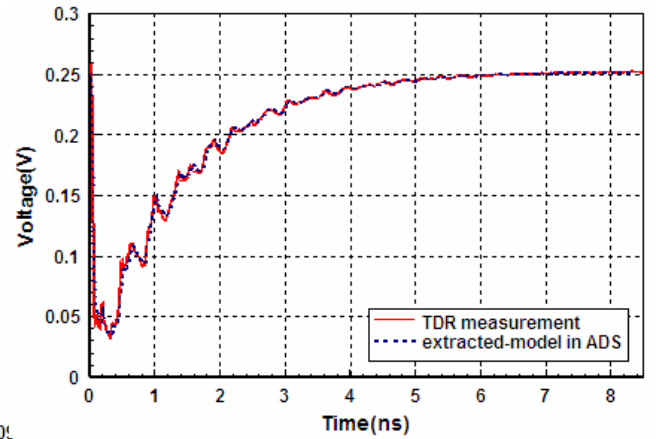
圖六 模型萃取流程圖。



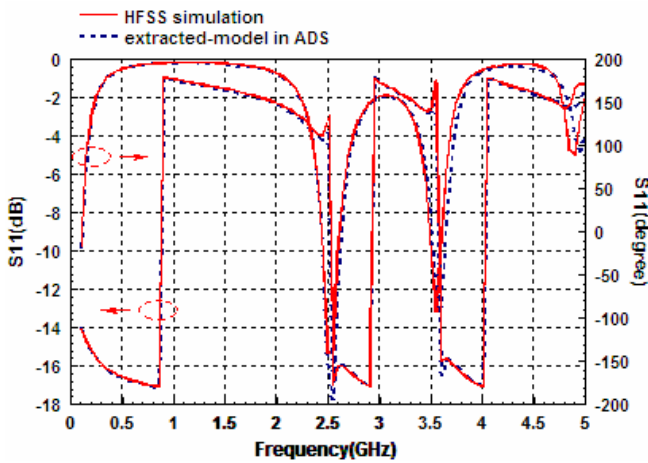
圖七 合成相對的等效寬頻模型。



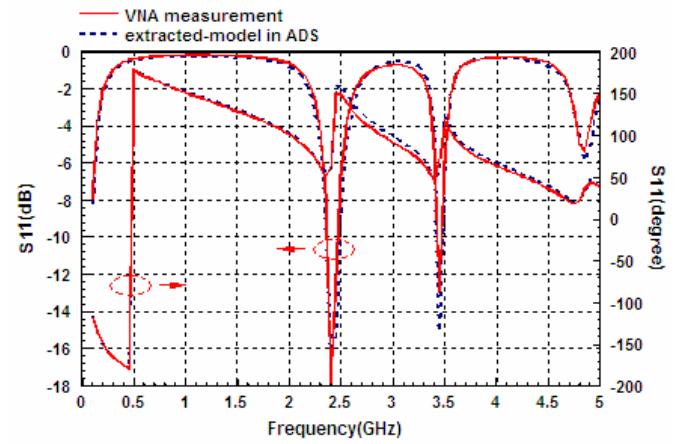
圖八 比較 FDTD 與等效寬頻模型的時域響應。



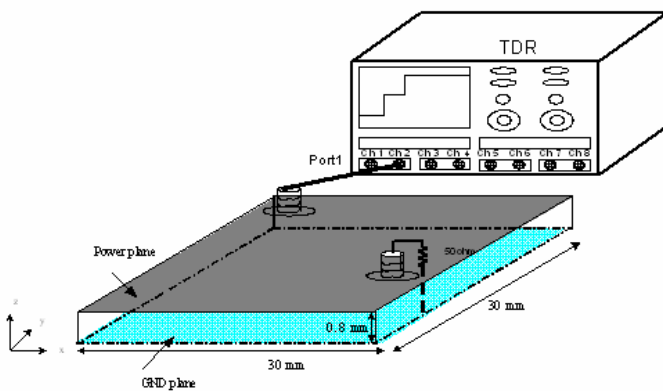
圖十一 比較 TDR 與等效寬頻模型的時域響應。



圖九 比較 HFSS 與等效寬頻模型的頻域響應。



圖十二 比較 VNA 與等效寬頻模型的頻域響應。



圖十 時域反射儀萃取示意圖。