

行政院國家科學委員會補助專題研究計畫成果報告

多層印刷電路板中之嵌入式被動元件特性分析

計畫類別：個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC 89-2213-E-009-196

執行期間： 89年08月01日至 90年07月31日

計畫主持人：吳 霖

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫國外研究報告書一份

執行單位：國立交通大學

中 華 民 國 90年07月31日

多層印刷電路板中之嵌入式被動元件特性分析
Characterization of Embedded Passives on Multilayer PCB

計劃編號：NSC 89-2213-E-009-196

執行期限：89.08.01-90.07.31

主持人： 交通大學電信工程系教授

一、中文摘要

(關鍵字： 動差法，時域有限差分法，多層板，嵌入式電容，邊際電容，高頻模型)

在本計畫中，將基於耦合傳輸線的觀念來建立準確的高頻等效模型，以便於預測嵌入式電容的高頻特性，文中並針對因電容的邊際效應而產生的邊際電容提出一新的估算方法。

英文摘要

(Keywords: Moment method, FDTD, multilayer board, embedded capacitor, fringing capacitance, high-frequency model)

An accurate high-frequency equivalent-circuit model based on the concept of coupled transmission lines and a novel technique for estimating the fringing capacitance of embedded capacitors are presented in this project.

二、研究方法

以往的研究如 Lakshminarayanan 等人所提出的高頻等效模型[1]，是以 RLC 串聯電路的並聯組合來等效直

流阻隔電容(如圖一所示)，而本計劃將以耦合傳輸線的觀點並配合動差法以及時域有限差分法來建立其高頻模型。此外，由於以往並沒有關於有限長度傳輸線之邊際電容的研究，因而導致實際電容值的誤差，影響電路整體的效能，本文中將針對此一現象提出因應對策，亦即以無限長傳輸線的研究結果[2]為基礎，發展出新的估算方式來預測高頻旁路電容(見圖二)的邊際電容。

三、研究結果

直流阻隔電容的幾何結構詳見圖一， x_1 與 x_2 為參考平面，導體與介質的損耗均忽略不計，材料參數數據如下：

(一) $\nu_{r1} = \nu_{r2} = \nu_{r3} = 9.6$ (即 99.6% 的 Al_2O_3)

(二) $h_1 = h_2 = h_3 = 3mils$

(三) $W = L = 27.5mils$

圖三所示為直流阻隔電容的高頻等效模型，此處需依據訊號取出的相對位置來決定耦合傳輸線的模型，而傳輸線所需串接的段數則依操作頻率而定，每段長度須遠小於操作頻率的波長(即 $\lambda/10 \sim \lambda/20$)，信號線與電容間的接面不連續效應由 L_{s1} 、 L_{s2} 與 C_s 所組成的 T 型電路來等效， L_u 、 C_u 為上層電極的參數， L_d 、 C_d 為下層板的參

數， C_n 為兩電極間的耦合電容量， M 為電極之間的互感效應。

等效電路的萃取方法為：由 FDTD 方法可萃取出 L_{s1} 、 L_{s2} 與 C_s 值，而 C_u 、 C_d 與 C_n 的值可先由理想平行板電容公式算出初始值，再與 L_u 、 L_d 、 M 等參數一起做最佳化處理，而由於電路為對稱結構，因此可減少兩變數 ($C_u = C_d$, $L_u = L_d$)，最後再比對 S -參數的大小與相角即可將其餘的四個參數萃取出來。圖四為數值模擬結果與 Lakshminarayanan 等人所提出的等效模型及耦合傳輸線等效模型三者之間的比較，可看出以耦合傳輸線方法來等效將可準確地描述兩電極之間的電磁場耦合現象，至於 Lakshminarayanan 的等效模型則因無法描述兩個鄰近的並聯諧振頻率而會產生較大的誤差。

高頻旁路電容的邊際電容估算方法如下所述：首先將無限長位移條狀線(offset stripline)的邊際電容計算公式[2]轉換為等效增加的線寬(ΔW ，如圖五所示)，同理，另一方向則為等效增加的線長(ΔL ，見圖六所示)，因此，包含邊際電容的等效面積即為等效寬度與等效長度二者的乘積，此一方法可用來準確估算電容值。

高頻旁路電容的幾何結構詳見圖二，材料參數數據如下：

(一) $\nu_{r1} = \nu_{r2} = \nu_{r3} = 9.6$

(二) $h_1 = h_2 = h_3 = 3\text{mils}$

(三) $W \times L = 900\text{mils}^2 \sim 90000\text{mils}^2$

由於接面不連續效應的電容值較邊際電容小很多，以及極低頻時的電感效應幾乎為零，因此包含邊際電容的總電容值可由低頻時的輸入組抗萃取出來，而邊際電容(C_f)即為總電容值

(C)扣除理想平行板電容值(C_{ideal})。

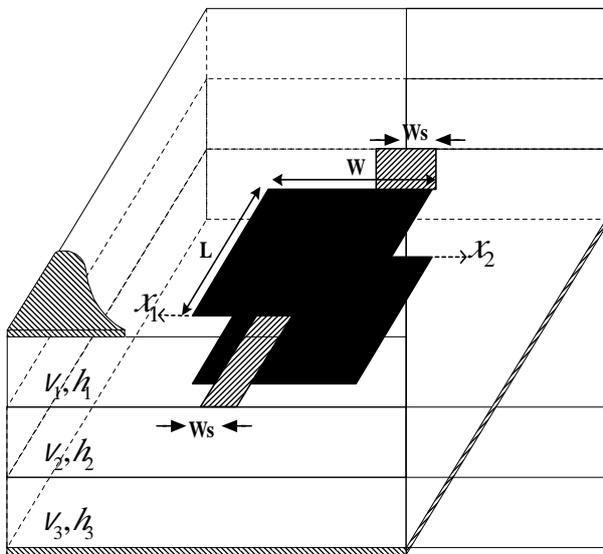
圖七為邊際電容與電容面積之間的關係，其中 C_{mom} 為 Moment method 所得到的數值結果， C_{efa} 則為本研究提出的估算方法所得到的預測電容值，由圖中可看出使用此一估算方式將會得到不錯的近似。

四、結論

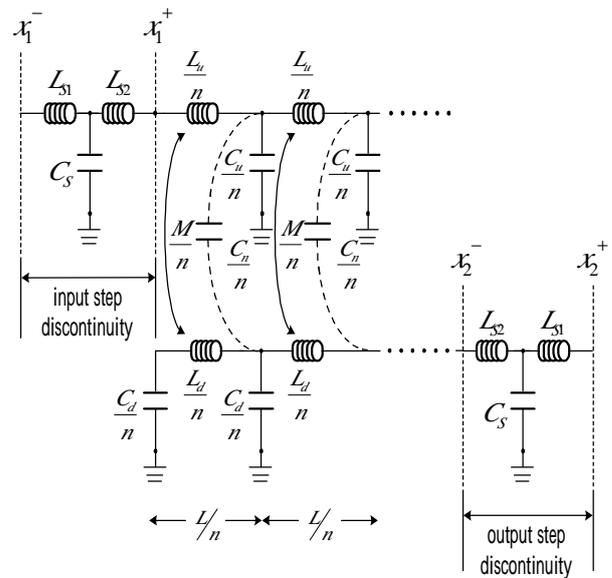
準確的電容高頻等效模型有助於系統分析與電路設計，本文中所提出的耦合傳輸線等效方法可精確描述以往模型所無法預測之直流阻隔電容在高頻時的電磁場耦合現象，且等效模型各個元件均有其物理意義存在，故以此高頻模型將可寬頻地等效一直流阻隔電容，再加上文中所提出的等效邊際電容估算方法亦可大幅改善因忽略邊際電容所造成的電容值誤差，上述兩個方法均有助於嵌入式電容的分析與設計。

參考文獻：

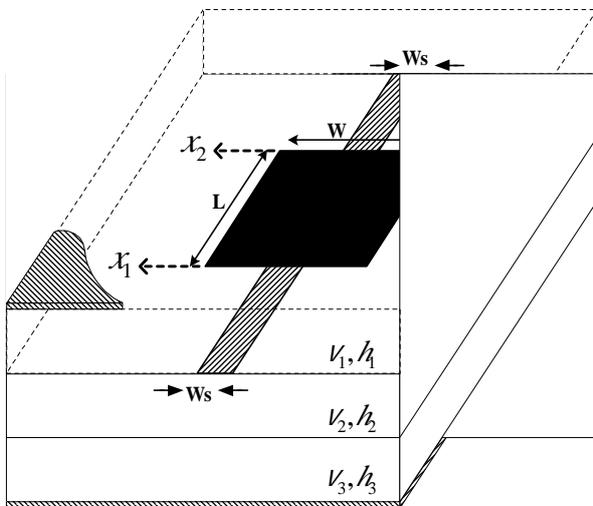
- [1] B.Lakshminarayanan, H. C. Gordon, Jr, and T. M. Weller, "A Substrate-Dependent CAD Model for Ceramic Multilayer Capacitors," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 1687-1693, October 2000.
- [2] B. Bhat and S. K. Koul, Stripline-Like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits. New Delhi, India : Wiley Eastern Ltd., 1989.



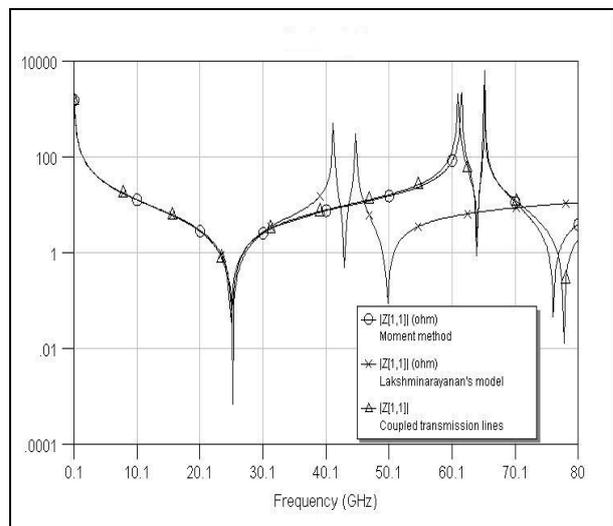
圖一、 嵌入式直流阻隔電容的三維結構。



圖三、 嵌入式直流阻隔電容的高頻等效模型。



圖二、 嵌入式高頻旁路電容的三維結構。



圖四、 直流阻隔電容的等效模型與數值模擬結果之比較($|Z_{11}|$)。

