

第三章

數值分析結果和討論

在第二章，我們介紹了蜿蜒型延遲線的等效電路的建構方法，本章將分析實際的蜿蜒型延遲線的一些例子。我們將討論相同尺寸的蜿蜒型延遲線在不同的耦合線間距時對輸出波形的影響，另外也將討論間距固定時耦合長度對於輸出波形有何影響。

為了討論在相同的耦合長度下，不同的耦合距離對於蜿蜒型延遲線傳輸特性的影響，我們採用的耦合線長度均為 100 mils，而在耦合線段間距的部分採用了 10、15、30 和 60-mil 等四種狀況。圖 3-1 所示為本論文所採用的蜿蜒型延遲線尺寸圖，其中耦合間距以 10-mil 為例。蜿蜒型延遲線由總長約 1.4 in 的七個蜿蜒單元及前後兩條直的帶線所組成總長為 5.53 in，圖 3-2 中所示為此四種情況的蜿蜒型延遲線的俯視圖。其輸出波形將和等長的直帶線的輸出波形做比較，以檢視彎角及耦合間距的效應。

3-1 等效電路電路元件值的驗證

為了驗證等效電路元件值的正確性，我們利用 Microwave

Office 軟體[10]作等效電路的 S 參數分析，並將其所得的結果和 HFSS 全波分析所得的結果做驗證，其中較需要注意的是由於在 Microwave Office 中做 S 參數分析時其 port 的阻抗為 50Ω，因此我們須先將 HFSS 所得到的參數作重新正規化 (re-normalize) 的動作，使 HFSS 所分析的結果回歸到特性阻抗為 50Ω 時再來和等效電路所得的結果做比較，其中圖 3-3 為兩者針對 100-mil 長的帶線所得結果的比較，由此圖可以看出我們所建構的等效電路可以成功的表現出此條帶線的傳輸特性，也可確保利用此結果求單位帶線長度的等效電路時能較準確。另外我們也對此結果由帶線在介質中的傳輸速度做理論值的驗證，帶線在介質中的傳輸速度和單位長度等效電路中電感和電容的關係為：



$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{2LC}} \quad (3.1)$$

上式中的 c 為信號在真空中的傳播速度 (即光速 3×10^8)，而電感值要先乘以 2 的原因是由於採用 T 型等效電路的關係。由上式可以知道在介質常數為 4.4 的介質中，帶線的傳輸速度約為 1.43×10^8 ，而帶線的等效電路中電感和電容分別為 $L_B = 0.591857 \text{ nH}$ 和 $C_B = 0.2664592 \text{ pF}$ ，將

之換算成單位長度電感和電容代入 (3.1) 式中計算的所得到的帶線傳輸速度為 1.4302×10^8 與理論值相符。

蜿蜒型延遲線中的彎角部分 (見圖 3-4 (a)) 我們也採用相同方法做驗證, 圖 3-4 (b) 中所表示的圖表為已經完成 de-embedding 的結果, 而我們採用的 de-embedding 的長度為 296.7-mil, 由結果可以看出我們可以利用一個 T 型等效電路來表示一個彎角的傳輸特性。

平行耦合線的部份由於我們是採用奇模和偶模分開萃取 S 參數來建構等效電路, 我們也對此兩種模式分別做驗證。平行耦合的長度設為 90-mil。圖 3-5 的 (a) - (b) 為 10-mil 耦合間距例子的驗證結果, 從圖中可以看出等效電路的分析結果和 full-wave 分析的結果大致相符; 其他間距的驗證結果也與此相似。由於本論文分析之問題結構是帶線, 因此耦合線不會有不均勻現象 (inhomogeneous 即奇偶模傳輸速度不相同) 的問題, 所以也可以將此結果和帶線一樣利用 (3.1) 式與傳輸速度理論值相比較來做驗證, 經由驗證可得結果也和理論值相符。

由上面的驗證結果顯示我們所建構的等效電路可以用來表示前述三種單元結構的傳輸特性。

3-2 完整蜿蜒型延遲線結構等效電路的建立

透過上面所驗證的結果得知由等效電路的分析就可得知蜿蜒型延遲線的單位晶格裡相關單元結構的傳輸特性。在此我們進一步以串接方式建構出任意長度的單位晶格的等效電路，之後再依蜿蜒型延遲線所含的單位晶格數目串接單位晶格的等效電路及輸入和輸出端帶線的等效電路即可。

如本章一開始所述，我們所討論的蜿蜒型延遲線架構包含七個單位晶格及前後兩個直的帶線，合計總長為 5.53-in，圖 3-6 為其等效電路。我們先以 1400-mil 的帶線接於輸入端，接著再加入蜿蜒型延遲線的主體，最後再加入適當長度的帶線使其全部的實際長度為 5.53-in。然而因為我們先前是以 100-mil 長度的帶線建構等效電路模型，所以現對 1400-mil 的帶線長度而言，我們係以 14 個完整的 100mil 的模型串接，而圖 3-6 下方的 N 個晶格 (cell) 是指為使總物理長度為 5.53in 所需加入的輸出端帶線長度，其晶格個數可以根據上述方法來決定。

3-3 蜿蜒型延遲線的分析結果

一個完整的蜿蜒型延遲線的等效電路建構完成後，我們即可以利用此電路來作分析，我們利用安捷倫公司所推出的 ADS 軟體來作此等

效電路的時域模擬工具，我們加入一個 0 伏到 2 伏的脈波信號，其上升和下降時間為 0.2ns 而週期為 5ns，而輸入和輸出都加入一個 50 Ω 的電阻。

我們對蜿蜒型延遲線的討論包括了：(1) 將等效電路分析的結果和一個實際的例子做驗證比較以驗證分析方法的準確性，(2) 不同的耦合間距對輸出波形的影響，以及 (3) 不同的介質常數 (ϵ_r) 對輸出波形的影響。在本節的最後我們也針對了耦合線的長度和間距對於輸出波形失真現象（如 ladder wave）做一討論，也會對此現象發生的原因做一簡單的介紹。




3-3.1 等效電路分析結果和實際例子的比較

首先我們利用一個實際的例子 [2] 做驗證，此一蜿蜒型延遲線例子也用七個單位晶格而總長度也是採用 5.53in，但基板的介質常數 (ϵ_r) 為 3.9。圖 3-7 (a) 所標示的是實際的蜿蜒延遲線輸入訊號和輸出訊號的情形，而 3-7 (b) 為我們利用等效電路法分析所得的情況，比較兩圖可知等效電路模擬的結果為輸出訊號在約比輸入訊號延遲 1ns 後產生，和實際例子相近，且由等效電路分析可以和實際例子一樣，輸出會由於吉布現象 (Gibb's phenomenon，即在波形

不連續部分不易以傅立葉級數 (Fourier series) 表示，因為所考慮的頻寬不夠所產生) 而產生的抖動 (ringing) 現象。圖 3-8 (a) 為實際例子的上升時間波形圖，而 3-8 (b) 為我們用等效電路得到的結果，比較兩圖的上升時間 (即達 0.5 伏所需時間) 可以看出等效電路所得的結果和此實際的例子誤差大約為 5ps，可知等效電路法確實可以有效分析蜿蜒型延遲線的傳輸特性。

3-3.2 不同耦合間距對輸出波形的影響和討論



我們將耦合間距分成如本節一開始所述的四種不同的情況來討論。我們以間隔為 10-mil 的蜿蜒型延遲線為例子，輸入如圖 3-9 中實線部份所表示的輸入波形，即可得整個蜿蜒型延遲線系統的輸出。由圖 3-9 中的輸出部份可以看出在輸出達穩態 (即輸出達一伏) 時，其輸出波形也會有因吉布現象所引起的抖動。

圖 3-10 中所表示的是我們將四種尺寸輸出的結果和以直線傳遞訊號的上升緣 (rising edge) 的比較。由圖中可以知道以蜿蜒型延遲線傳遞訊號時，其輸出延遲時間由於耦合效應的關係會有超前的現象，其原因為蜿蜒延遲線可使部份輸入信號經由各個單位晶格內的電感和電容性耦合路徑提早抵達輸出端。圖 3-10 為將所有情況的上

升緣波形表示在一起，由圖可知耦合間距越小其耦合效應越明顯，因此輸入的訊號會更容易經由耦合效應來傳遞，輸出訊號超前於直線帶線傳輸線的輸出情況越嚴重。就 0.5V 而言，15~30 mils 之間的耦合間距對延遲時間的影響就小了；但耦合效應仍可於更低準位處觀察到。

3-3.3 不同介質對蜿蜒型延遲線輸出波形的影響和討論

接著我們探討不同的介質對蜿蜒型延遲線的輸出波形有何影響。圖 3-11 所表示的為當耦合線的間距固定為 10-mil，而電路板介質常數 (ϵ_r) 分別為 3.9 和 4.4 時兩個蜿蜒型延遲線的輸出波形上升時間的比較。可以看出兩者的輸出上升時間約有 57.9ps 的差異，其原因為信號在電路板中傳遞的速度和介質有關，其關係式如下：

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

上式中 v 為信號在電路板中傳遞的速度， c 為信號在真空中傳遞的速度（即為光速 3×10^8 ），而 ϵ_r 為電路板的介質常數。由上式可知若所選用的介質常數越小則信號在電路板中的傳遞度越快，因此才會有如

圖 3-12 的結果產生。

3-3.4 蜿蜒型延遲線中輸出產生階梯波失真現象的探討

階梯波失真的形成因素是由於蜿蜒型延遲線中的耦合線部份所引起。由於此部份彼此之間都會有相互耦合的現象，若假設一個簡單的一對平行耦合線，輸入的脈衝信號的上升時間為 t_r ，使其沿著 1 號線傳遞，而信號傳遞至接收端的時間為 t_d ，而 2 號線此時並未加入輸入信號，若兩條傳輸線在輸入與輸出端均作好阻抗匹配，且兩線之間的耦合效應極低，此時輸出信號幾乎沒有受到耦合效應的影響。

但事實上從 1 號線輸入端（即 A 點）加入一信號時，2 號線在相同對應端將會被引起一個信號，此現象即為近端耦合（near end coupling）。在 2 號線的另一端，當 1 號線上的輸入信號傳送至接收端（即 B 點）時 2 號線的接收端也會對應產生一個信號，此即為遠端耦合效應（far end coupling）。包含近端和遠端耦合效應的雙線耦合線問題可以圖 3-13 (a) 描述，另外詳細的近端和遠端耦合效應所引起的波形變化可由圖 3-13 (b) 表示。圖 3-13 (a) 中 2 號線上的 NE 表示近端而 FE 表示遠端，而 V_c 和 I_L 表示耦合電容所引起的電壓和耦合電感引起的電流。而圖 3-13 (b) 中的 V_A 、 V_B 、 V_{NE} 、 V_{FE} 分別表示

圖 3-13 (a) 中 1 號線的 A、B 端和 2 號線的近端與遠端耦合的電壓。

然而蜿蜒型延遲線的輸出產生階梯波失真的現象即為上述近端和遠端耦合效應的同時影響所形成的結果。只要耦合線的長度可以使信號在傳輸線中的往返一次傳遞所需時間 $2t_d$ 比信號的上升時間 t_r 長時近端和遠端耦合的影響會變大，此時階梯波失真就會在輸出信號中明顯的被觀察出。圖 3-14 為信號發生階梯波失真的示意圖。如圖中以虛線標示的，輸出產生了類似階梯狀的階梯波失真。

3-3.5 輸出階梯波失真現象的分析



由於階梯波失真是由耦合線所引起，因此耦合線的間距和耦合長度對階梯波失真現象有所影響。本小節就探討此兩情況對階梯波產生時其有何變化。

(1) 耦合長度對階梯波失真的影響：

我們考慮僅含一個單位晶格的蜿蜒結構，耦合線長度分別為 500-mil 和 600-mil，而耦合間距為 10-mil；含輸入和輸出帶線時，蜿蜒結構的總長度為 1400-mil。由圖 3-15 可以看出當耦合線長度增長為 600-mil 時，其階梯波失真會提早發生，且階梯波形發生的輸出電壓會比 500-mil 的低。

(2) 耦合間距對階梯波失真的影響

在此我們比較耦合間距最小的 10-mil 和最大的 60-mil 的兩個情況，而耦合線的長度均採用 500-mil，總長度均為 1400-mil。由圖 3-16 可知當耦合間距小時耦合量較大，則階梯波形較明顯，而當耦合間距為 60-mil 時此階梯波形的失真則輕微多了。

上面的分析顯示，蜿蜒延遲線的階梯波形失真現象是在耦合線長度夠長時才會顯現出來，尤其是當耦合間距過小時。擴大耦合間距雖可降低階梯波失真效應，但也同時降低電路板的面積使用效率，因此設計者在設計時也須對此因素加以考慮。



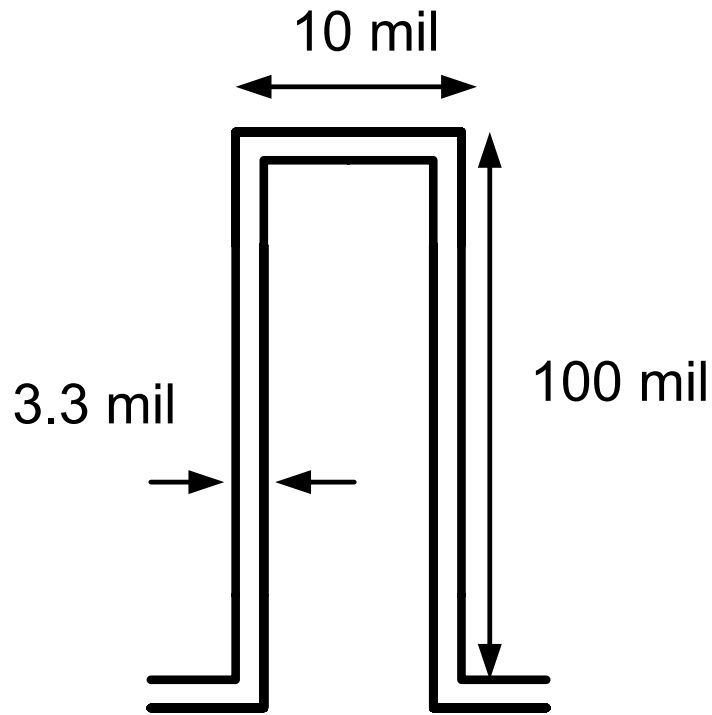


圖 3-1 欲分析的蜿蜒型延遲線尺寸圖。

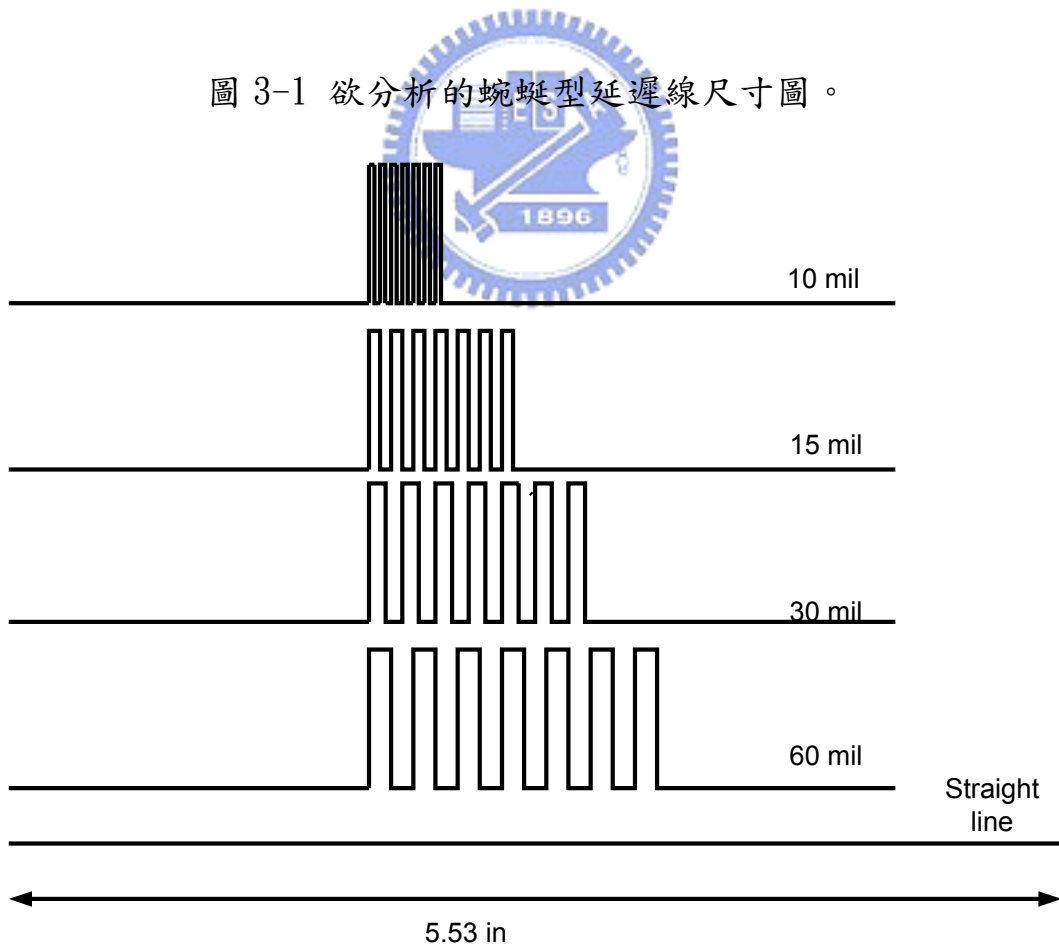


圖 3-2 四種耦合間距情況 meander line 俯視圖。

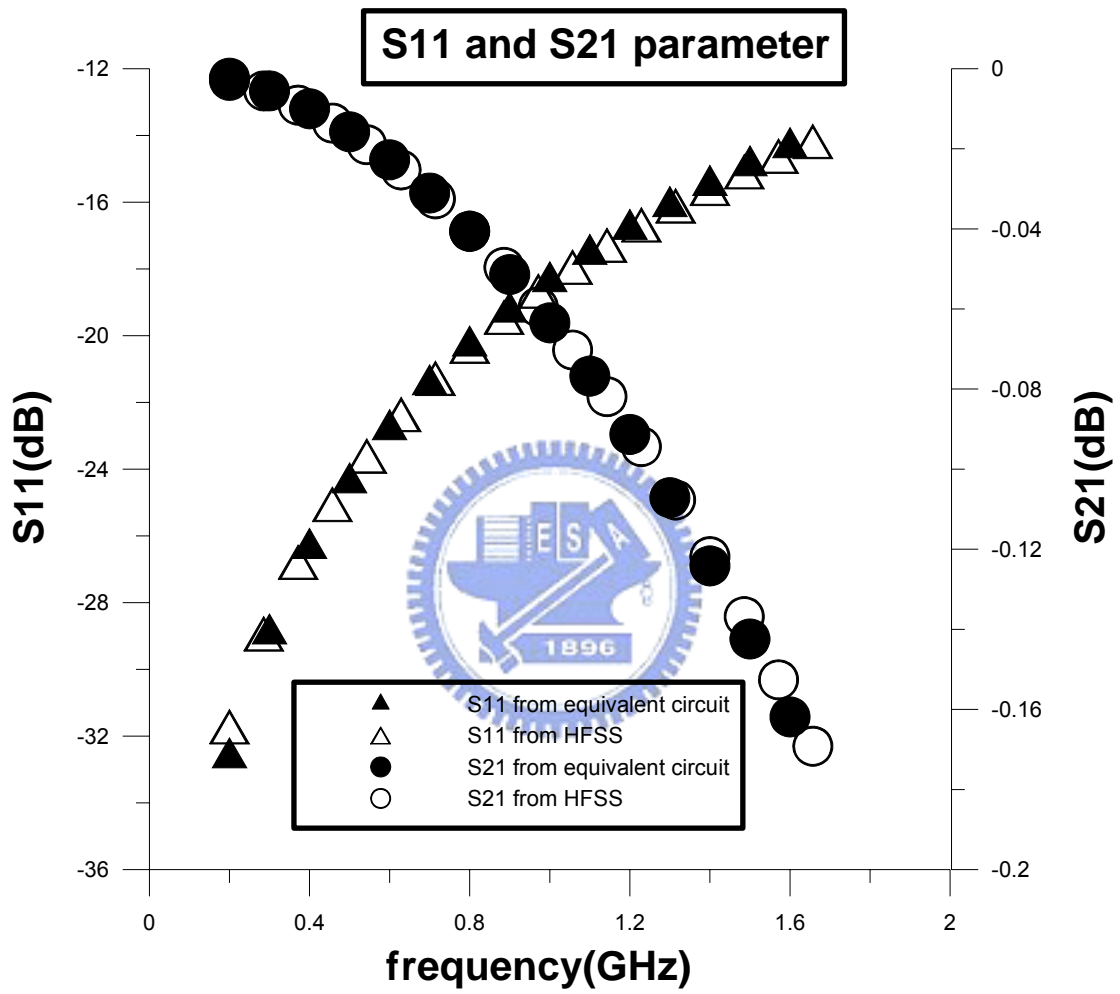


圖 3-3 帶線的 S11 和 S21 等效電路和 full-wave 分析所得結果比較。

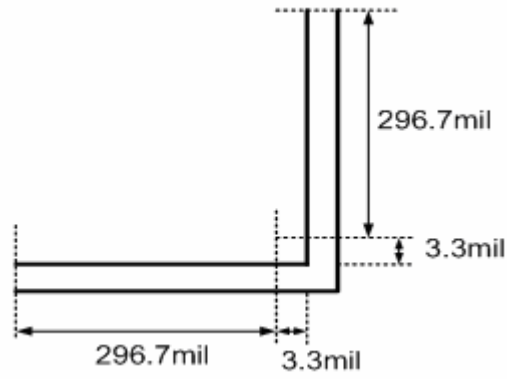


圖 3-4 (a) 所分析彎角尺寸示意圖。

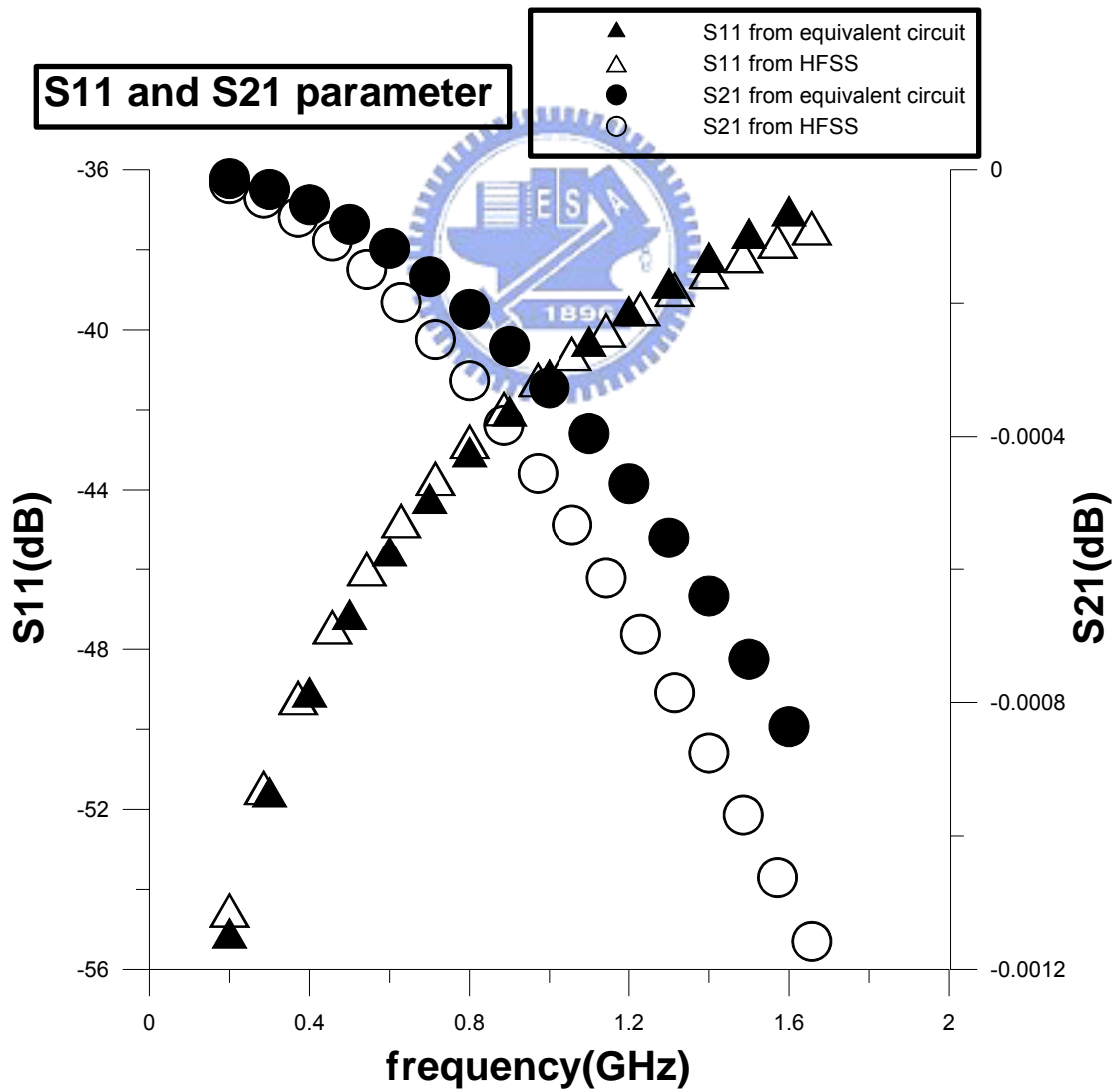


圖 3-4(b) 等效電路和 full-wave 分析彎角的 S11 和 S21 的結果比較。

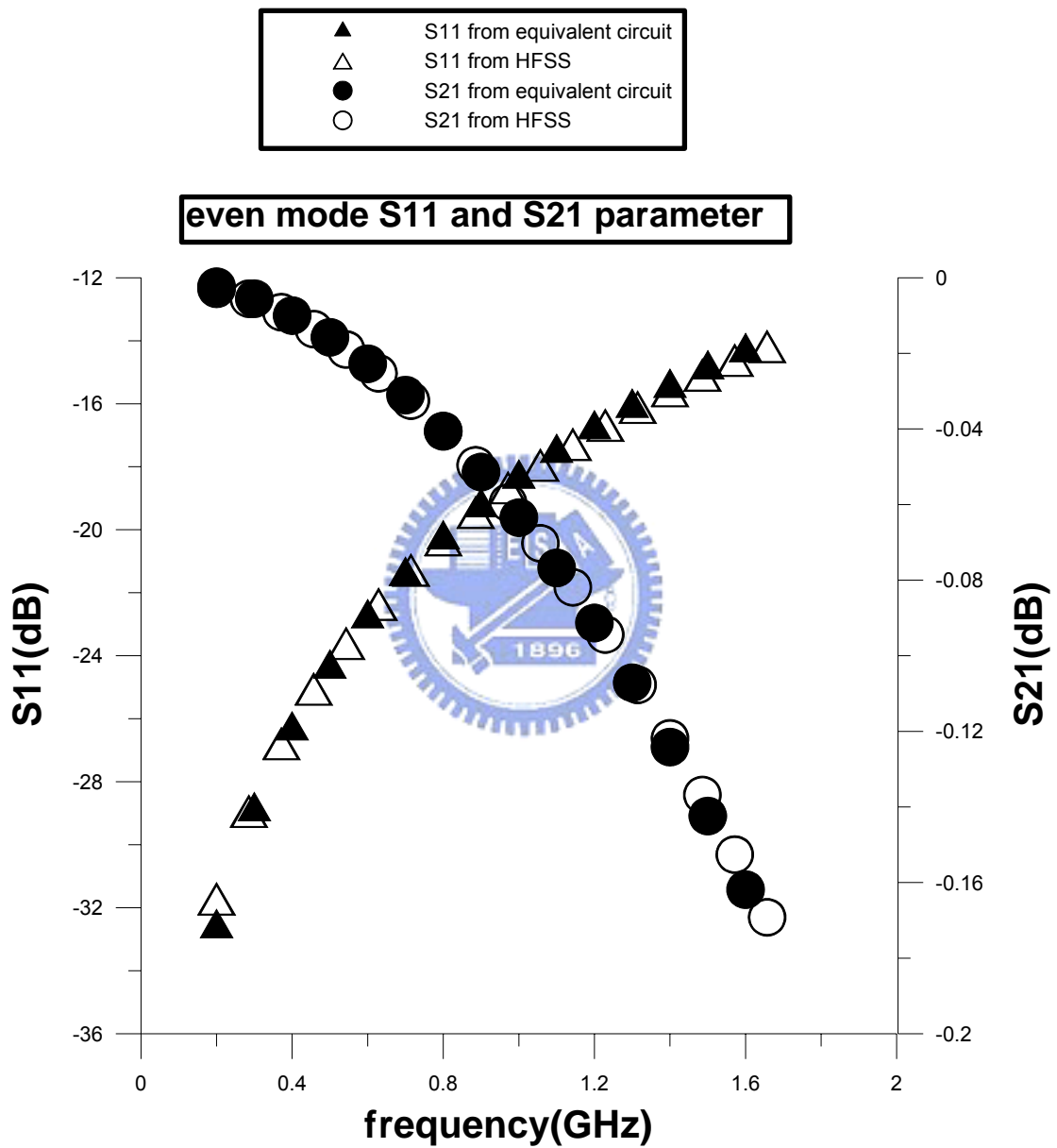


圖 3-5 (a) 等效電路和 full-wave 模擬所得的 10-mil 間隔耦合線偶模 S11 和 S21 參數。

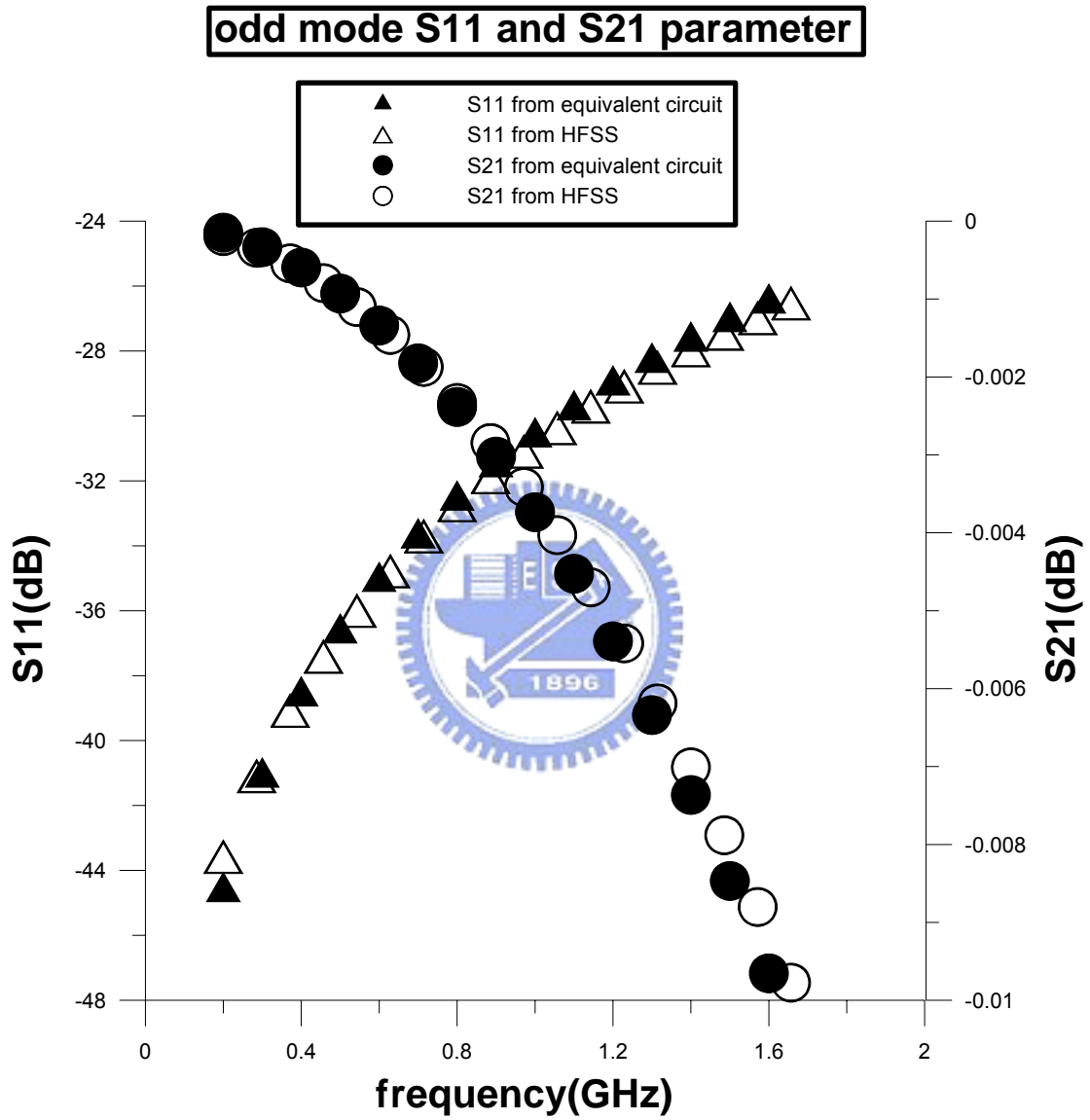


圖 3-5 (b) full-wave 和等效電路模擬所得的 10-mil 間隔耦合線奇模 S11 和 S21 參數。

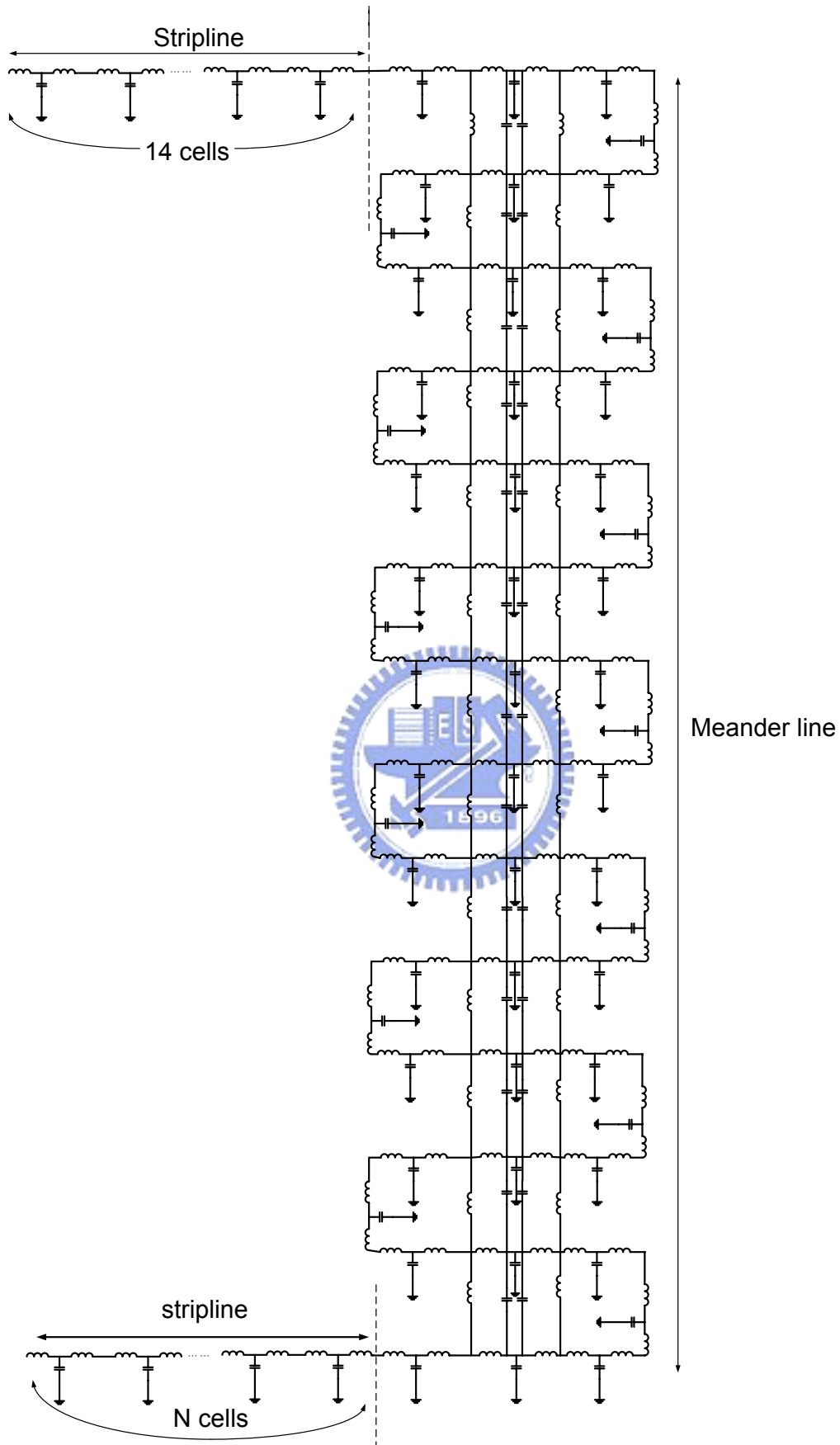


圖 3-6 完整蜿蜒型延遲線的等效電路圖。

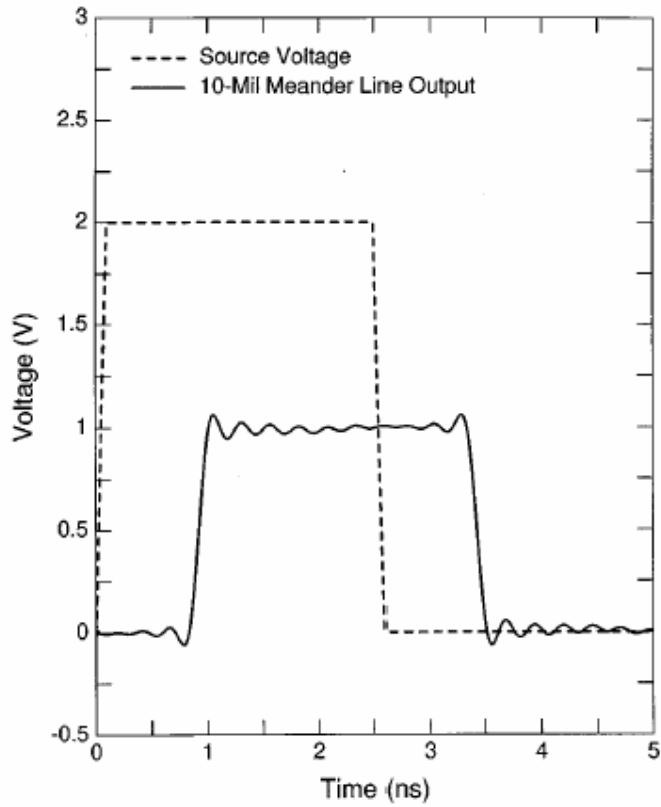


圖 3-7 (a) 一個實際的蜿蜒型延遲線輸出波形圖 [3]

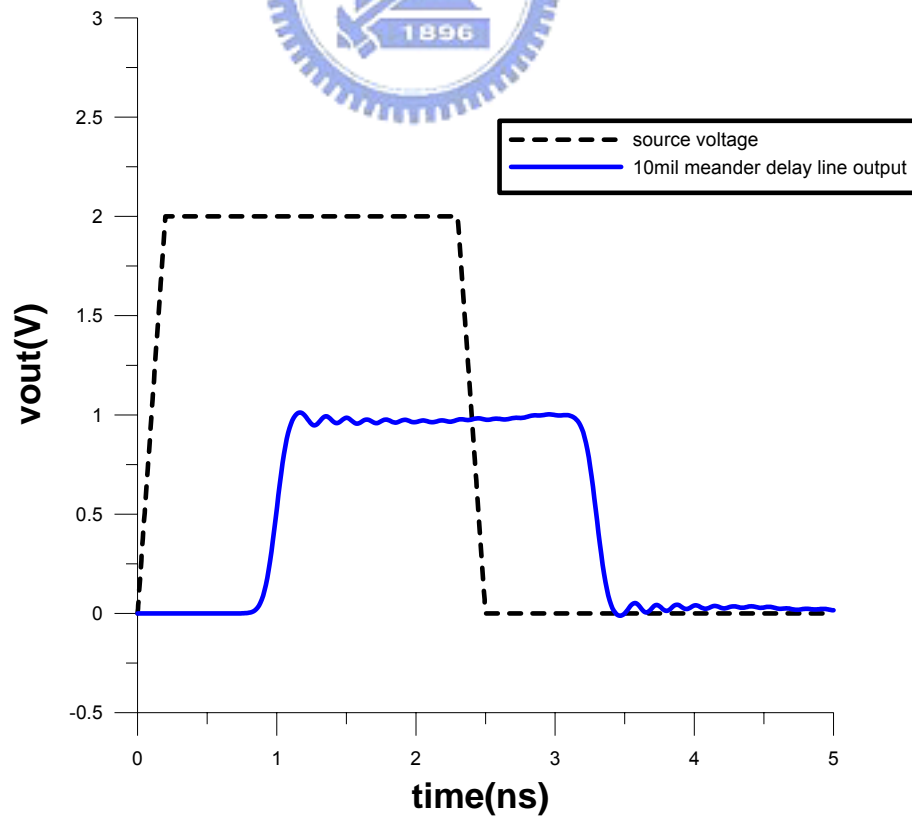


圖 3-7 (b) 等效電路所分析所得之輸出波形圖。

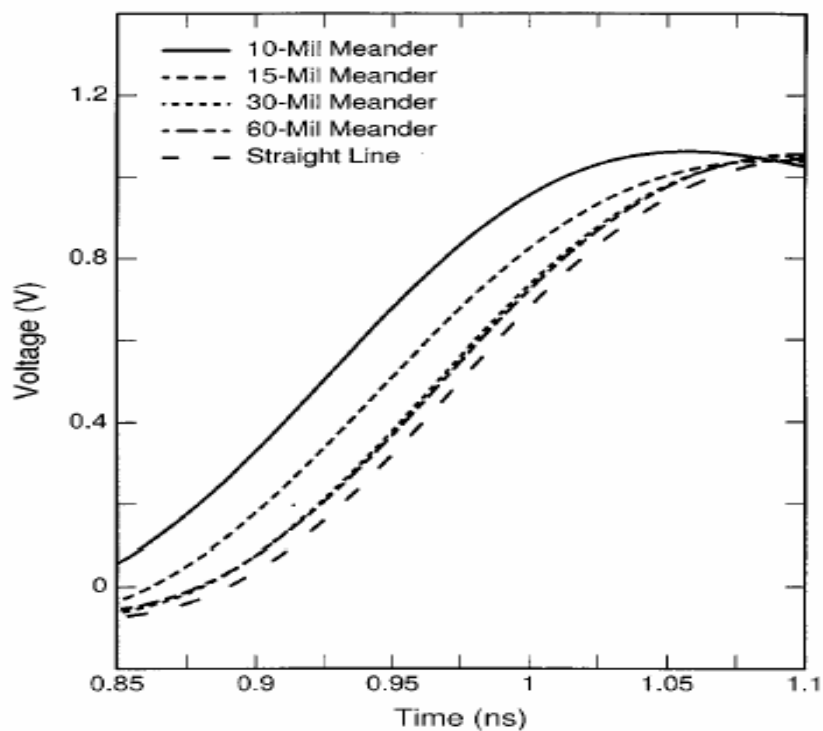


圖 3-8 (a) 一個實際的蜿蜒型延遲線輸出上升時間波形 [3]。

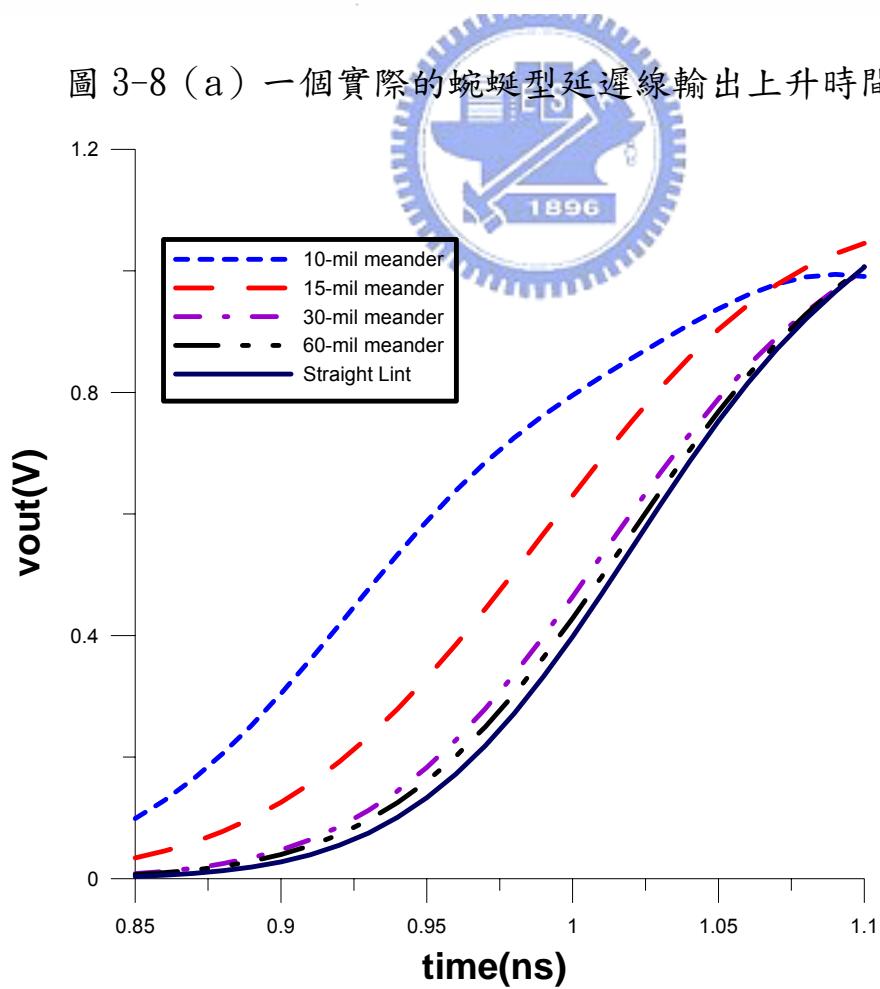


圖 3-8 (b) 等效電路分析所得之輸出上升時間波形圖。

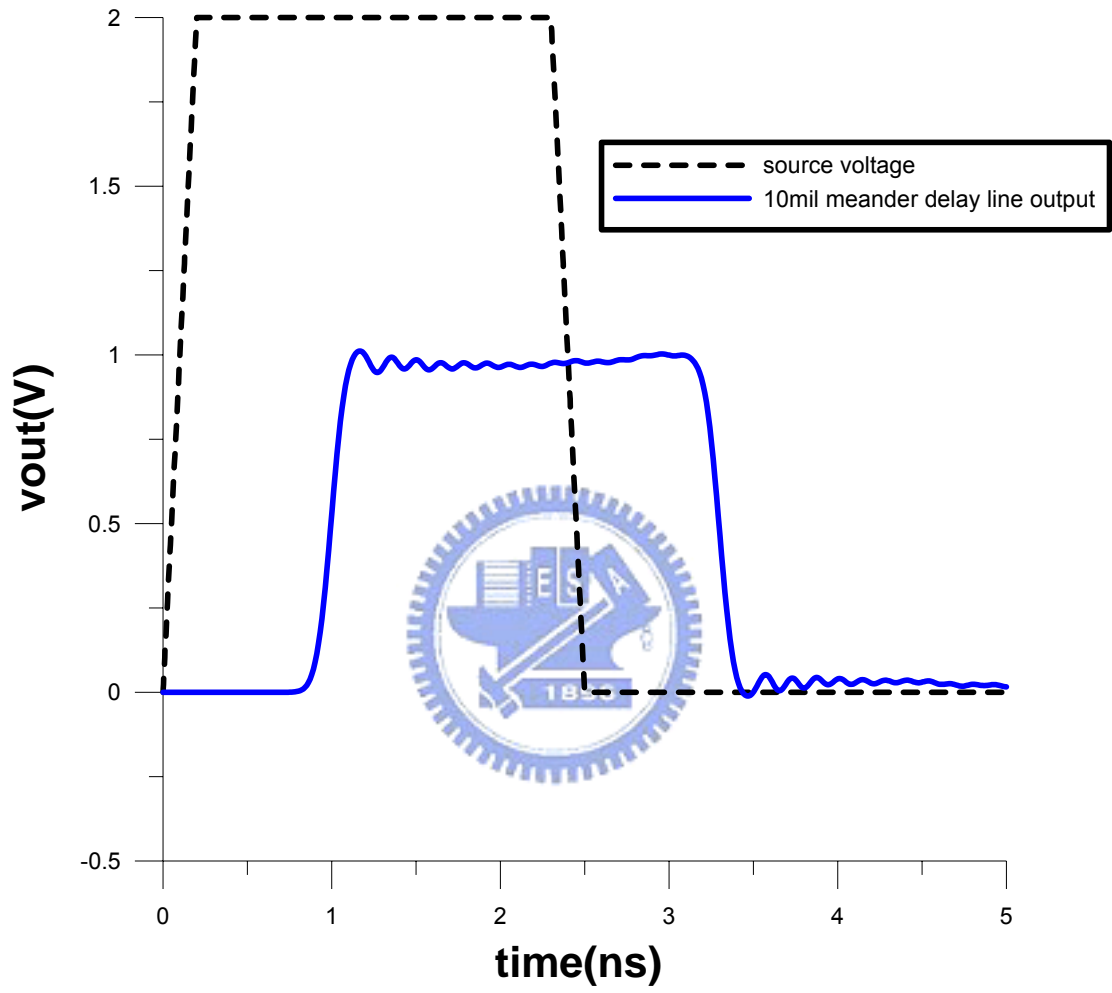


圖 3-9 蜿蜒型延遲線的輸出和輸入波形。

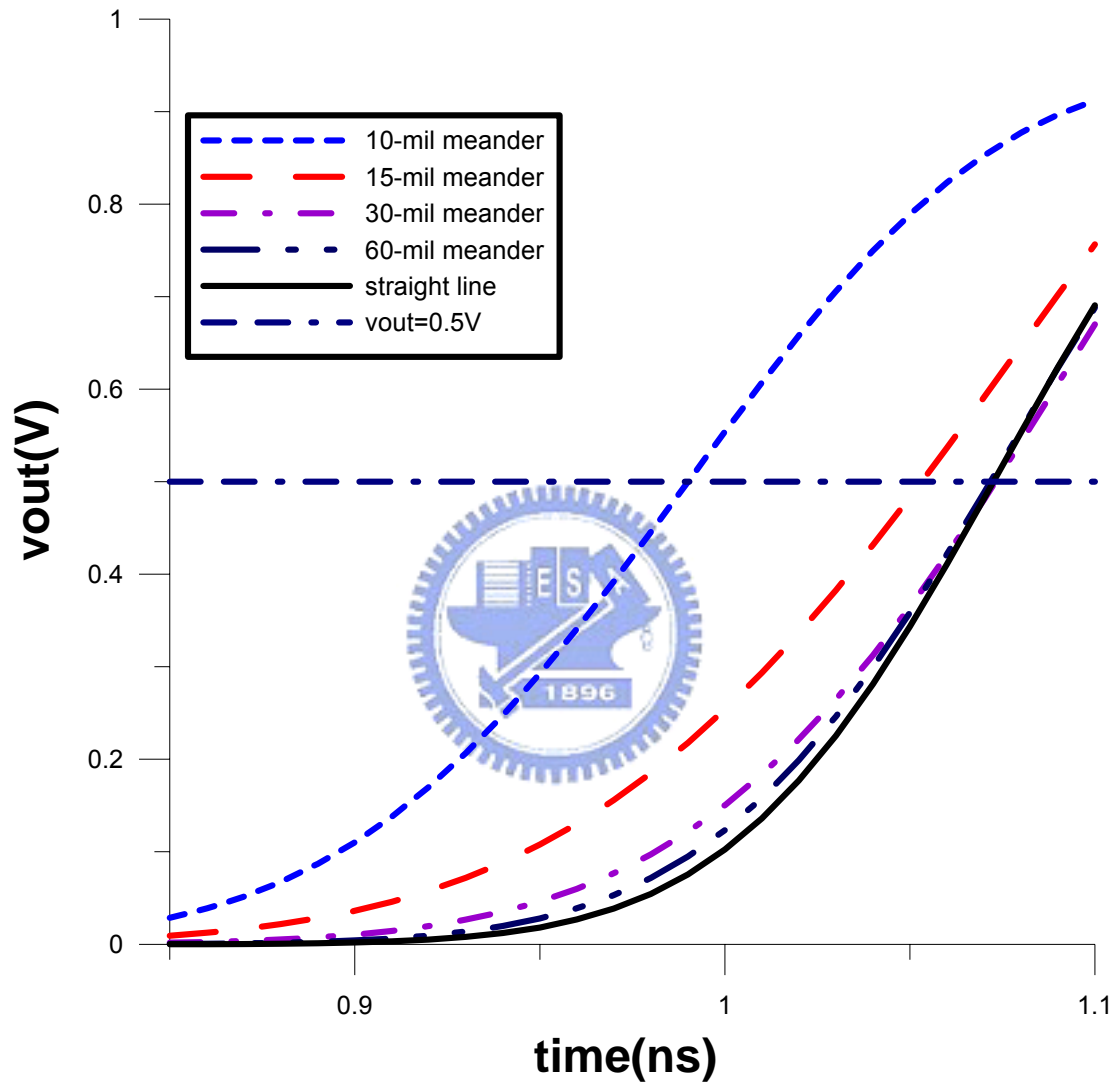


圖 3-10 蜿蜒型延遲線的上升緣波形和耦合間距的關係。

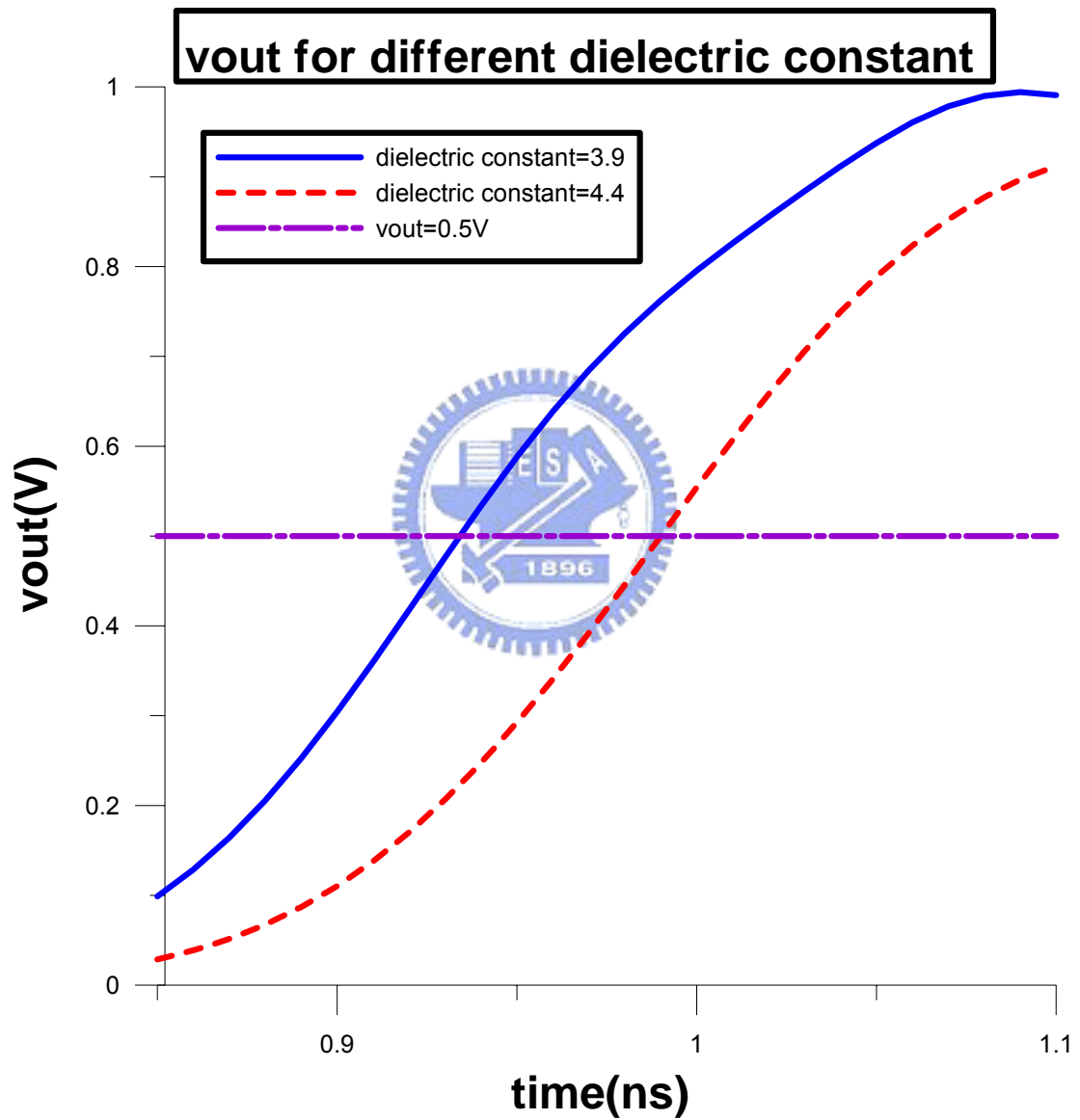


圖 3-11 10mil 耦合間距的蜿蜒型延遲線對不同介質的輸出上升時間。

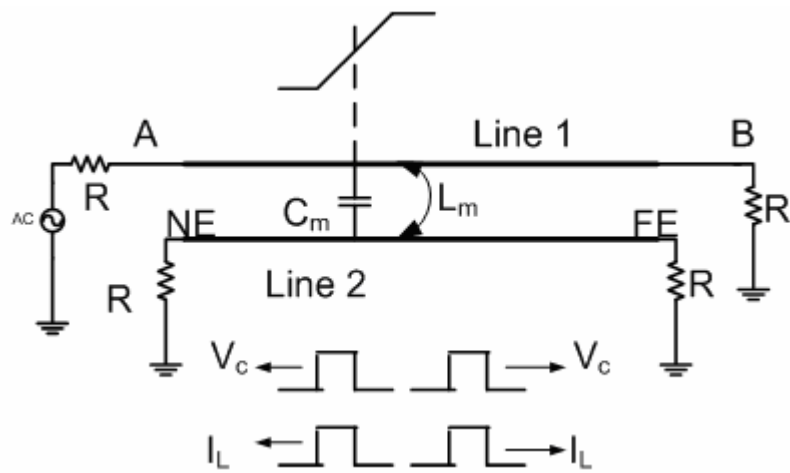


圖 3-12 (a) near end and far end coupling 效應示意圖。

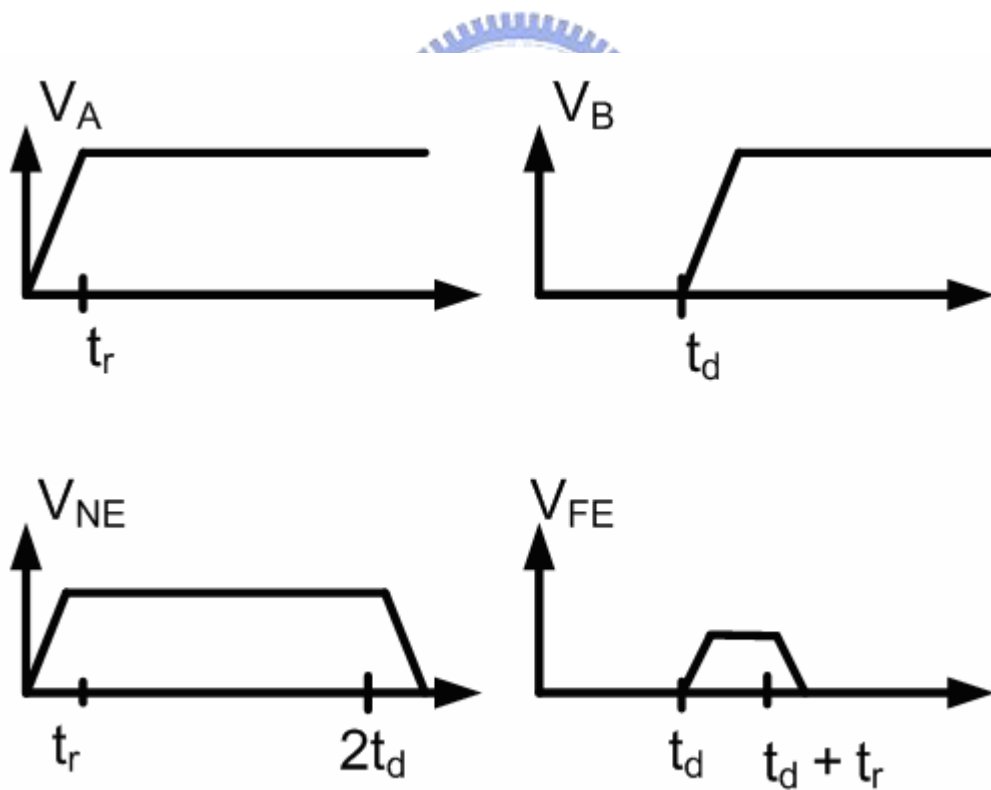


圖 3-12 (b) near end and far end coupling 輸出波形圖。

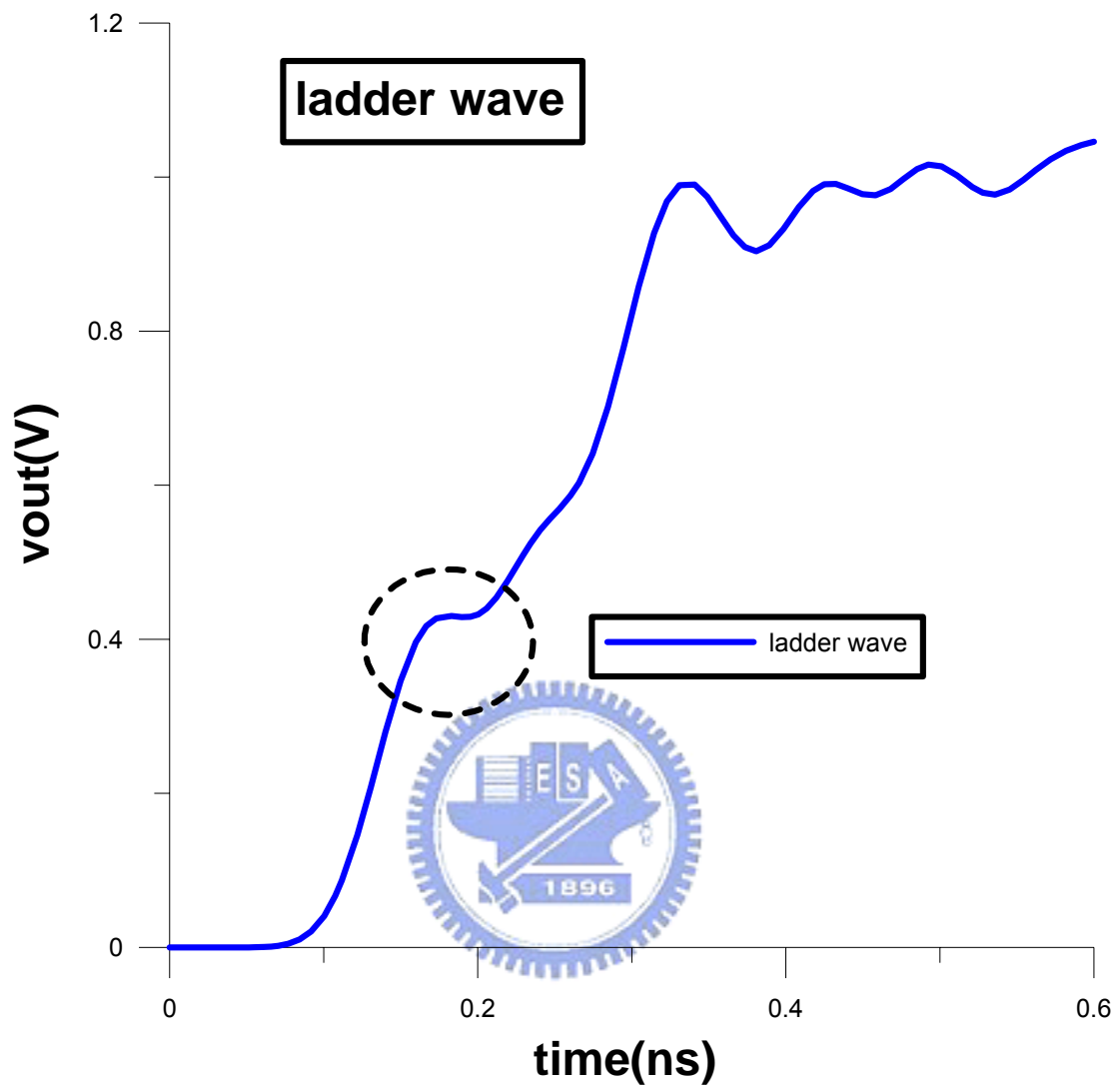


圖 3-13 階梯波形失真示意圖。

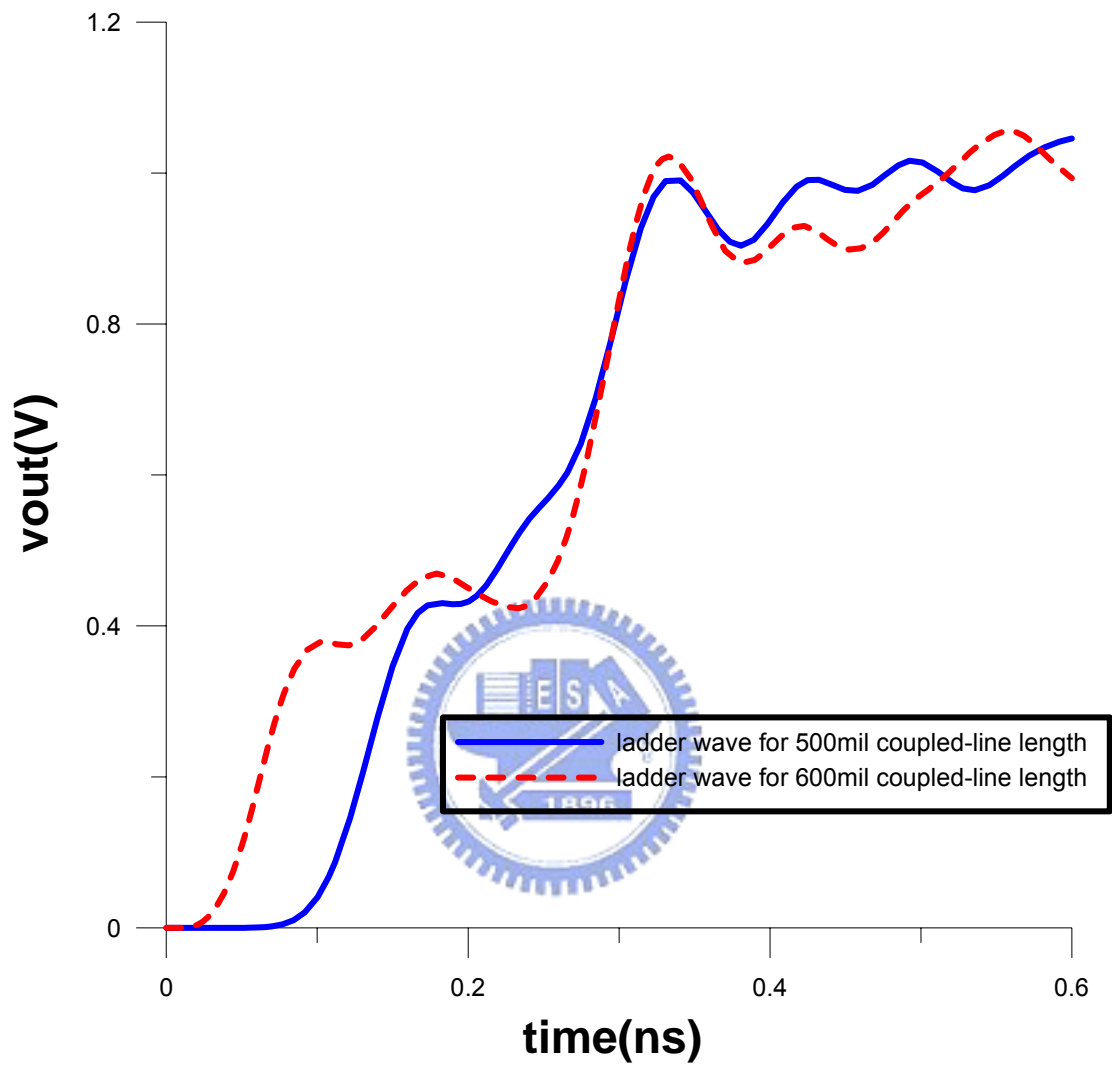


圖 3-14 不同耦合線長度對階梯波失真的影響。

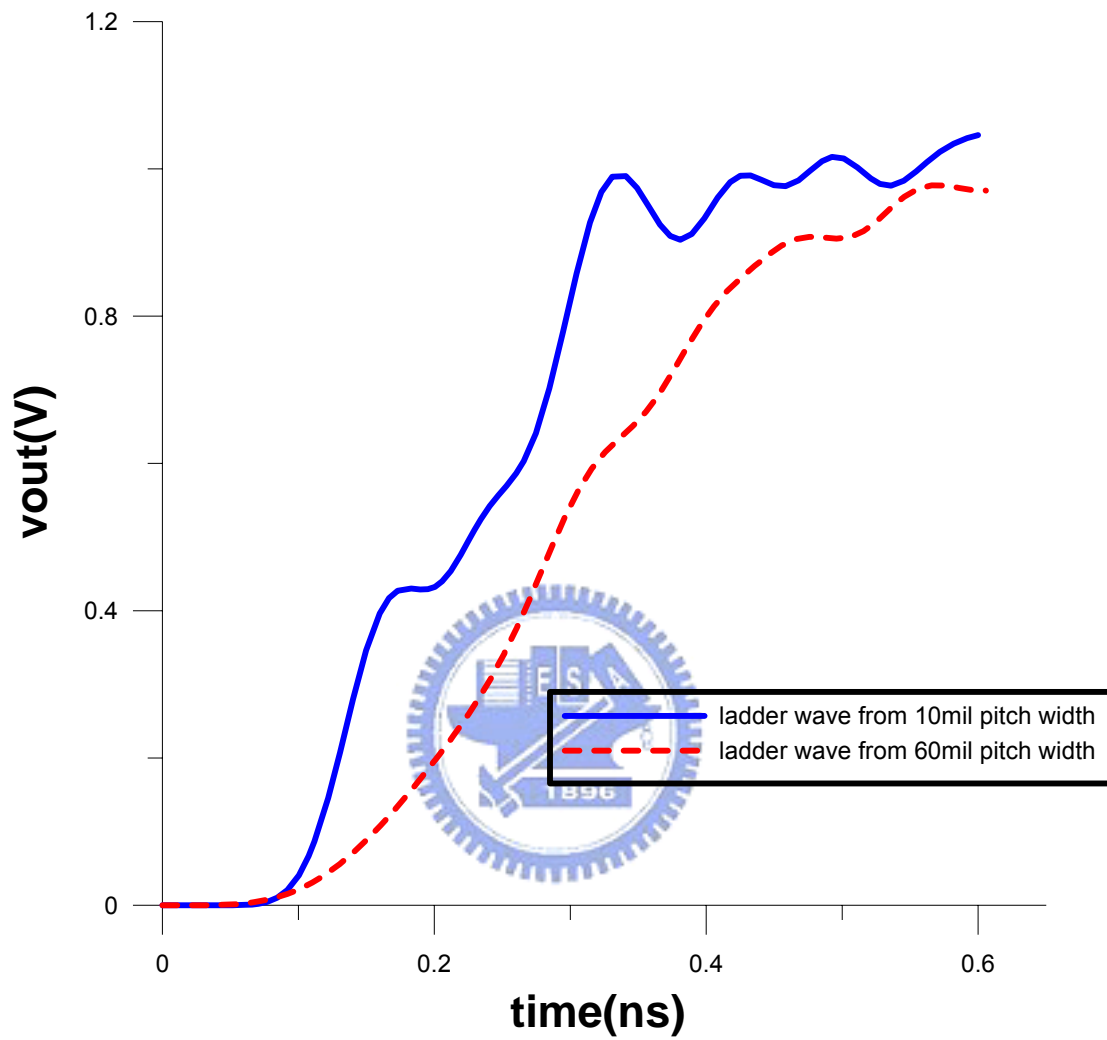


圖 3-15 不同耦合線間距對階梯波失真的影響。