

第一章 序論

1.1節 研究動機

近年來，無線通訊技術的運用已經越來越廣泛，例如：個人通訊、無線區域網路、…等，無線通訊應用市場的快速成長，無線通訊晶片遂漸漸地成為全球半導體產業的主流。無線通訊產品所必要之射頻特性必需仰賴射頻(RF)電路，由於輕、薄、短小及低成本是無線產品的趨勢，因此，可以符合此要求的射頻積體電路(RFIC)遂成為無線通訊系統中關鍵的零組件。為了設計出高度整合及低成本的RFIC，在CMOS製程上的應用技術是目前的趨勢。在RFIC的領域中，電感(Inductor)是一個限制RF電路效能的重要元件，例如電壓控制震盪器(VCO)[1]，低雜訊放大器(LNA)[2]和被動元件濾波器等等。

品質因子(Q)是決定CMOS螺旋電感效能好壞的一個重要指標。由於螺旋線圈在金屬化過程中會產生阻抗損耗[4][5][6]的現象，加上半導體基板層的阻抗及耦合到基板的容抗產生損耗[7]，大幅地降低了品質因素(Q)。



1.2節 文獻探討與問題討論

[1][2]提到電壓控制震盪器(VCO)和低雜訊放大器(LNA)的重要效能取決於電感的設計，[1]使用雙層電感的結構減少損耗，改良後電壓控制震盪器(VCO)的相位雜訊有著明顯的改善及能量損耗方面也大幅的減少。

雖然在[8]以及[9]中提到一些提升電感品質的方法，但是似乎不切合實際。例如[8]中提到應用三維空間的立體電感(電感轉向九十度垂直立於矽基底上)，可以減少電場磁場直接穿透矽基底所產生基底損耗，但是耗費的成本過大且製作的困難度高，此類電感並不適用於目前的市場，在[9]中應用電感的等效電路模型元件，引用數學演算法(例如基因演算法)進行最佳化設計，降低損耗，不過這種方法需要大量計算評估時間。

[3]中介紹了CMOS平面螺旋電感金屬線寬(W)向內圈漸減的方式，中心線圈較窄是

為了減少電感中心的磁場產生額外的不良效應(例如趨膚效應，擁擠效應…等等)，導致損耗增加。如何設計出電感內圈合適的金屬線寬(W_p)來降低磁場影響，減少損耗，為本論文的重點。

造成電感損耗的來源有二種：金屬損耗(metal loss)和基底損耗(substrate loss)[3][4][5][6]。金屬損耗在低頻時是僅為金屬化過程中的損耗，但是到了高頻許多不良的效應造成金屬內的電流分佈不均勻，產生額外的損耗，而使電流分佈不均勻的效應有三：(一)趨膚效應(skin effect)，隨著頻率的升高，造成電流集中在金屬層表面；(二)擁擠效應(crowding effect)[4][5]，因為鄰近線圈磁場的影響，而產生渦旋電流(eddy current)於金屬內；(三)鄰接效應(proximity effect)，靠近的兩條導線其電流方向相同，因渦旋電流所產生的磁場與鄰近導線作用產生電流排斥的情形。其中擁擠效應是越靠近電感中心磁場越強，則效應越明顯。

基底損耗的來源有二種：(一)因為氧化層的電容耦合效應，使得金屬層的電場進入矽基底，又因為矽基底電阻係數的關係產生電阻損耗[8]。(二)當金屬導線中磁場垂直進入矽基底，會產生一反向磁場，反向磁場造成矽基底裡有一反向渦旋電流(eddy current)，產生損耗。

1.3節 研究方法

本篇論文利用電磁模擬軟體HFSS和IE3D，套入TSMC 0.18 μm 1P6M的製程參數來模擬並計算電感。論文中提出二種以增進CMOS螺旋電感的品質因素(Q)的方法來作研究。

(一)我們引用[4][5][6]中包含不良效應的串聯電阻(series resistance)數學公式，由公式可知串聯電阻包含二部分：歐姆電阻與渦旋電流電阻，公式中歐姆電阻與金屬線寬(W)反比，但是渦旋電流電阻卻與金屬線寬(W)的平方成正比，藉由最小化等效串聯電阻來有效率的計算出電感在佈局上的每一圈金屬線的寬度(W_p)，漸細的金屬線寬可以降低磁場對電感的影響，減少損耗。(二)使用基因演算法(Genetic algorithm)最佳化電感的品質因素(Q)，因為金屬線寬與電感的損耗有關，所以在此將金屬線寬

(W)，以圈數為單位，作為基因演算法的參數來求解，並且利用本論文所推出來的串聯電阻的數學表示式作為基因演算法的適應函數。最後將二種方法所得到的結果做比較。

第二章為簡介一般電感之定理與螺旋電感模型的分析計算，第三章為介紹螺旋電感的損耗來源以及本篇論文所提出的最佳化電感佈局之設計，經由詳細的數學推導，設計出電感佈局之最佳化的金屬線寬度，此章節中最後討論設計後的模擬結果。在第四章中，利用基因演算法來最佳化電感，然後與第三章最佳化電感佈局之設計的模擬結果作比較。第五章為本篇的結論。



第二章 CMOS 螺旋電感的損耗來源與參數萃取

2.1 簡介

品質因素 (Q) 的大小和電感能量的損耗有很大的關係，所以瞭解電感的損耗來源是有其必要性。在金屬層處於低頻的狀態下，CMOS 螺旋電感之能量損耗僅由直流電阻造成，但是在高頻的時候，會有其他的效應出現，例如趨膚效應 (skin effect)，鄰接效應 (proximity effect) 以及擁擠效應 (crowding effect)，[4][5] 這些效應嚴重地影響電感之輸入阻抗與品質因素的大小。趨膚效應隨著頻率而改變，造成金屬層內電流分佈不均勻產生損耗。鄰接效應是因為兩導線靠近，在高頻時，因渦旋電流 (eddy current) 所產生的磁場與鄰近的導線作用下會出現電流排斥的情形。擁擠效應是由鄰近的金屬線圈磁場的影響，磁場垂直進入金屬線，在金屬線內產生渦旋電流，此渦旋電流與電感的激發電流 (excited current) 在金屬線的內側 (靠近電感中心的一側) 相加，在金屬線的外側與相減，造成金屬線內電流分佈的不均勻，使得金屬層除了歐姆電阻外，額外多出渦旋電流電阻，造成能量的損耗增加。能量損耗 (power loss) 可以由 $P = I^2 \mathfrak{R}_{eff}$ 來表示， \mathfrak{R}_{eff} 為電感的串聯電阻 (series resistance)，由以上公式可知因為擁擠效應使得電流密度分佈不均勻，所以產生了額外的電阻值使得能量的損耗增加，進而影響了電感的品質因素。因為電感為平面螺旋狀，所以越靠近電感內圈，磁場越強，而且擁擠效應由磁場所引起，所以電感最內圈的能量損耗也最大。

圖 2-1-1 為 CMOS 平面方形螺旋電感的俯視圖。圖中顯示電感的結構參數：金屬線寬 (W)；圈數 (N)；內徑 (D)；線距 (S) 電感的結構參數 N：圈數。

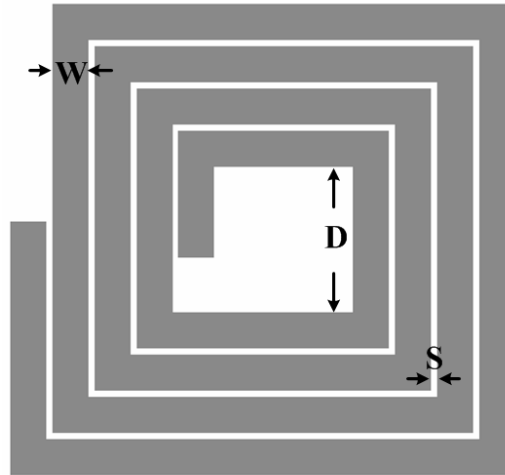


圖 2-1-1 CMOS 平面方形螺旋電感俯視圖

圖 2-1-2 是 TSMC 0.18 μm 1P6M 製程，金屬層的材料為鋁(導電係數大約為 3.3×10^7)，製作電感時金屬層的厚度大約為 $2 \mu\text{m}$ 。中間的氧化層用來隔絕金屬層與矽基底(介電係數大約為 7.3)，而矽基底的介電係數約 11.9，電阻係數約 $10 \sim 20 \text{ } \Omega\text{-cm}$ ，矽基底電阻係數越大，越能隔絕金屬層滲透下來的電流，減少損耗。通常在製作電感時，為了減少損耗，電感金屬繞線部分作於最上面的金屬層 (M6，為了降低電磁場耦合至矽基底) 或是提升 M6 金屬層的厚度 (金屬厚度厚，在相同的線寬下，有較大的截面積)。

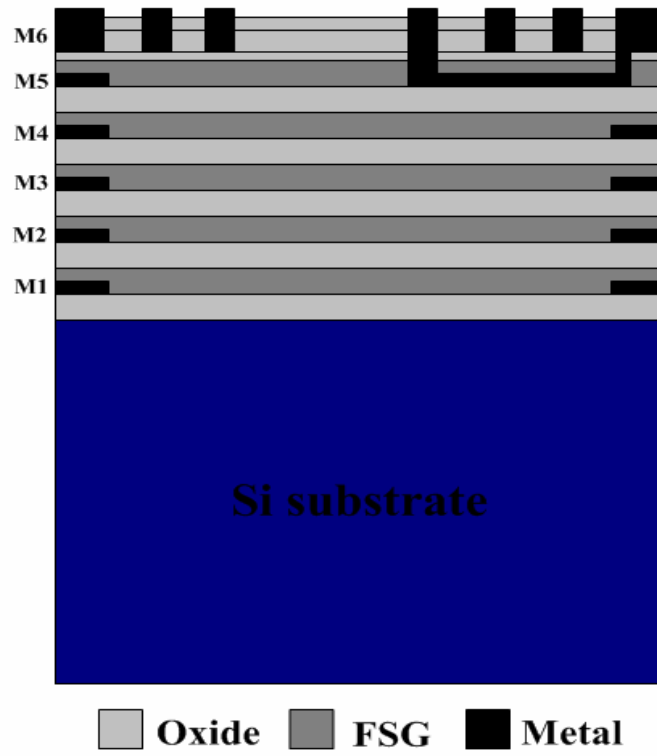


圖 2-1-2 TSMC 0.18 1P6M 製程結構側視圖



2.2 節 CMOS 螺旋電感的損耗來源

2.2.1 金屬層的損耗

在低頻的狀態下，CMOS 螺旋電感電路之能量損耗僅有 R_{dc} 所造成， R_{dc} 可以由片電阻 (sheet resistance) 的計算得知

$$R_{dc} = R_{sheet} \frac{l}{W}$$

l 與 W 各代表於電感佈局時之總長度與寬度， R_{sheet} 則需參考製程上對於電阻所提供的 SPICE 模型值，且依各金屬層而所不同。

隨著頻率的增加，在高頻的時候會有一些其它的效應出現。趨膚效應 (skin effect) 如圖 2-2-1，產生電流分佈不均勻的現象，使得金屬線本身的損耗增加。

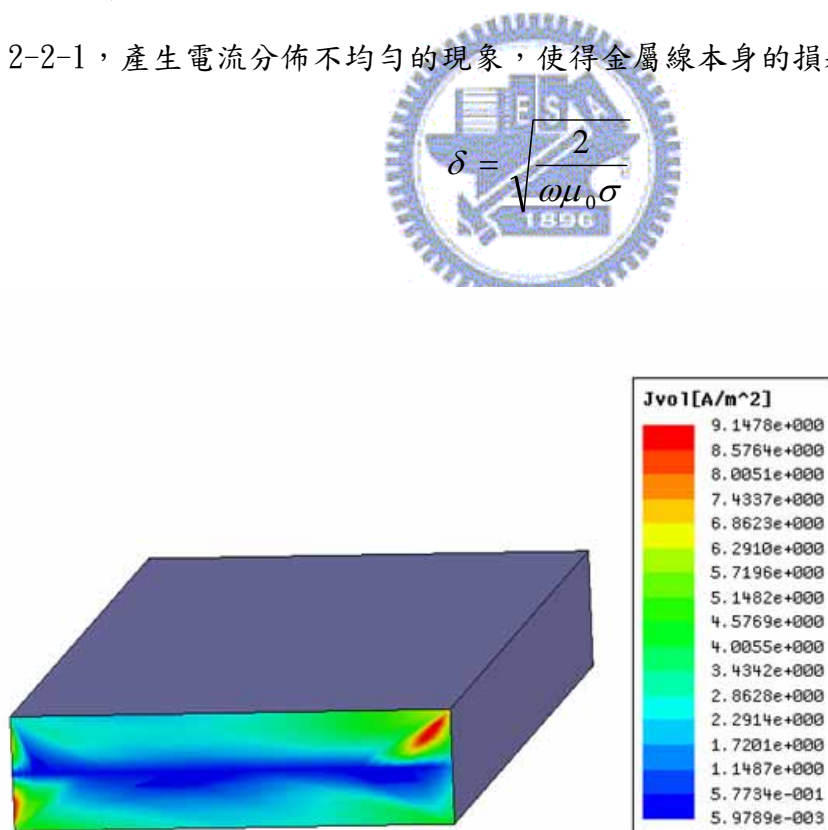


圖 2-2-1 趨膚效應 (skin effect)

由圖 2-2-2 和圖 2-2-3 觀察得知，頻率越高電流分佈越不均勻。越接近電感中心其電流越集中於導體表面，因為電感中心所通過的磁力線多，所以，表面電流往內側集中的結果，使得內圈導線電阻增大，損耗增加。

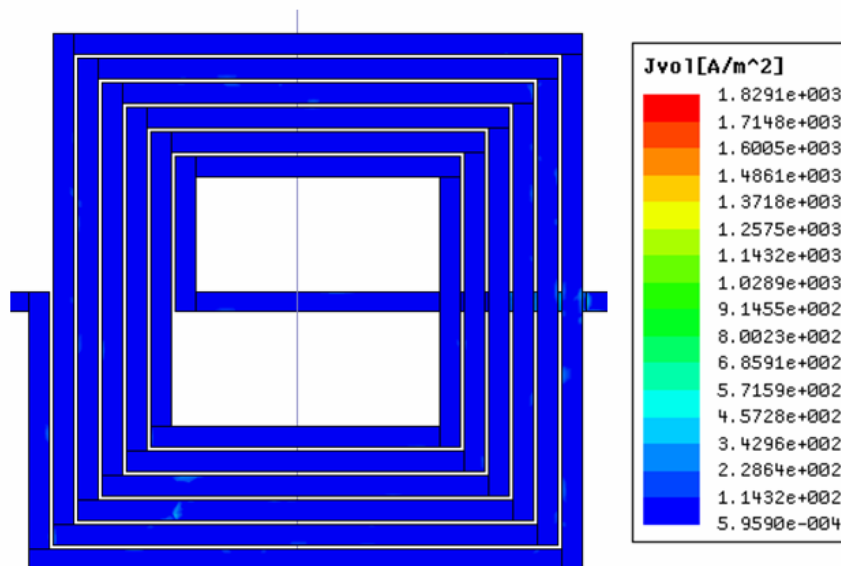


圖 2-2-2 低頻時的金屬表面電流分佈圖 (@0.01GHz)

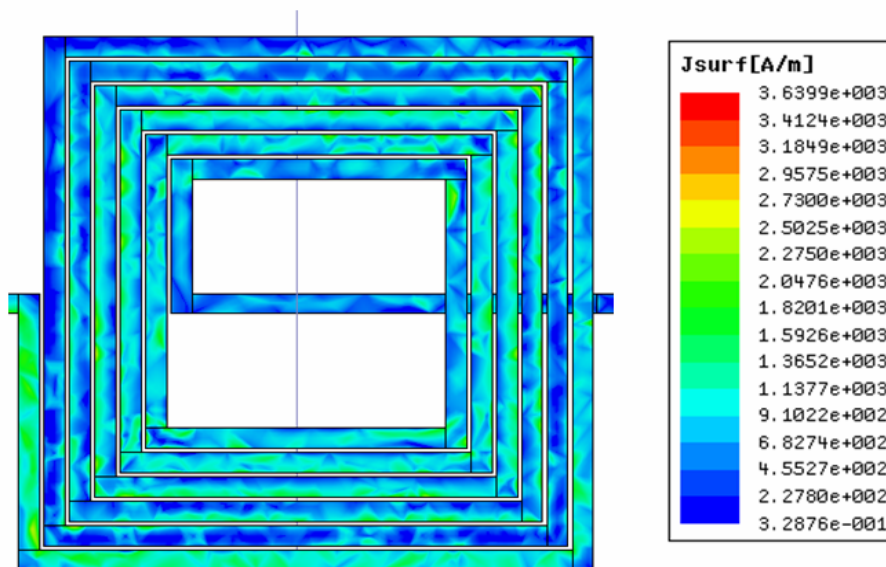


圖 2-2-3 高頻時的金屬表面電流分佈圖 (@10GHz)

擁擠效應 (crowding effect) [4][5]產生原因如圖 2-2-4 所示，導線上均有一電流 I_{ex} ，此電流方向會有一相關磁場 \vec{B} 。當螺旋狀的電感圈數增加，或是電感中心中空部分減少，而大部分磁場通過中空部分，依據法拉第定律，交流電流所導引出的時變磁場產生垂直向上的感應磁場 \vec{B}_{eddy} ，亦即在導體表面產生一渦流電流 I_{eddy} ，而此渦流電流的方向在導線內側與原電流相加，在導線外側與原電流相減。

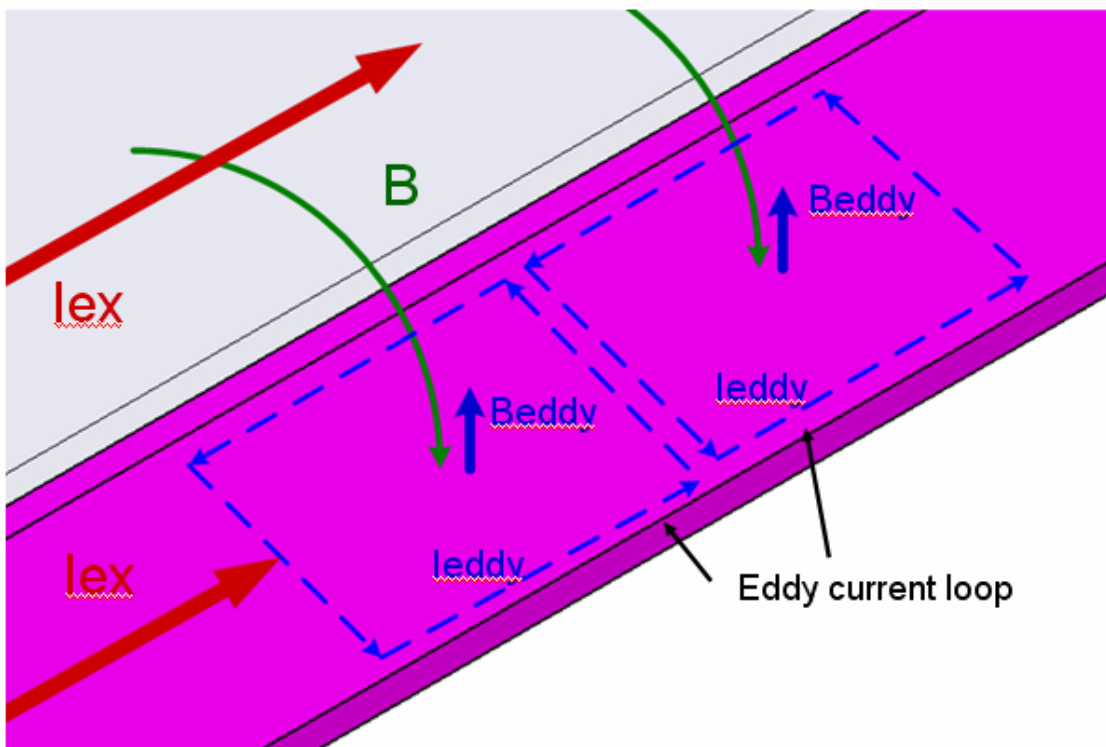


圖 2-2-4 擁擠效應 (crowding effect)

在高頻的狀態下，若靠得太近會有鄰接效應（proximity effect）的出現，見圖 2-2-5。在高頻時，兩鄰近導線其電流方向相同，因渦旋電流所產生的磁場與鄰近的導線作用下會有出現電流排斥的情形，此狀態為鄰接效應。

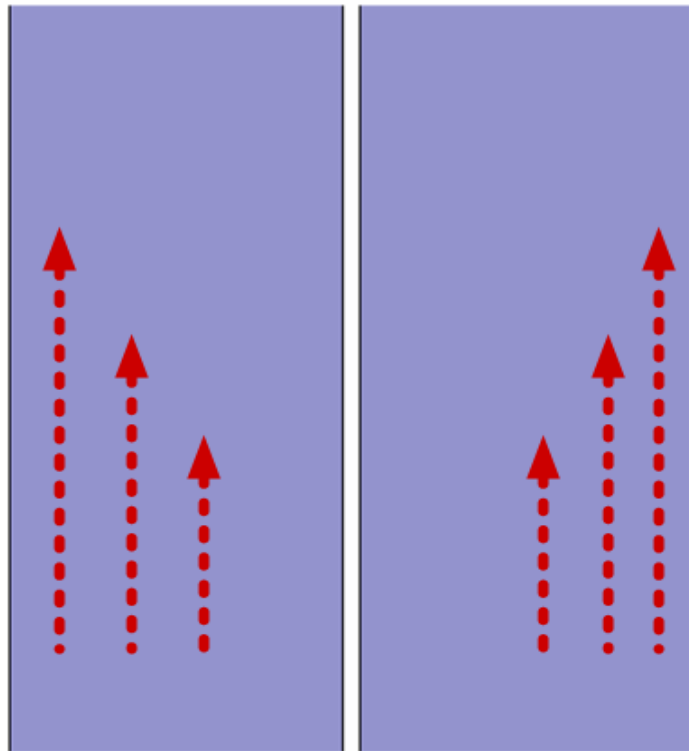


圖 2-2-5 兩相鄰金屬線間的鄰接效應（proximity effect）

2.2.2 基底的損耗

一般先進的互補式金氧半導體 (CMOS) 製程，電感實現於矽基材上。在基底損耗方面目前有二種解釋。其一在金屬層與矽基底間夾著一層二氧化矽 (SiO₂)，產生電容效應， C_{ox} ，金屬層的電場經由 C_{ox} 的電容耦合效應進入矽基底至接地端，因為矽基底之電阻係數 (resistivity) 而有電阻損耗，所以造成品質因素 (Q) 的降低 [8]。見圖 2-2-6。

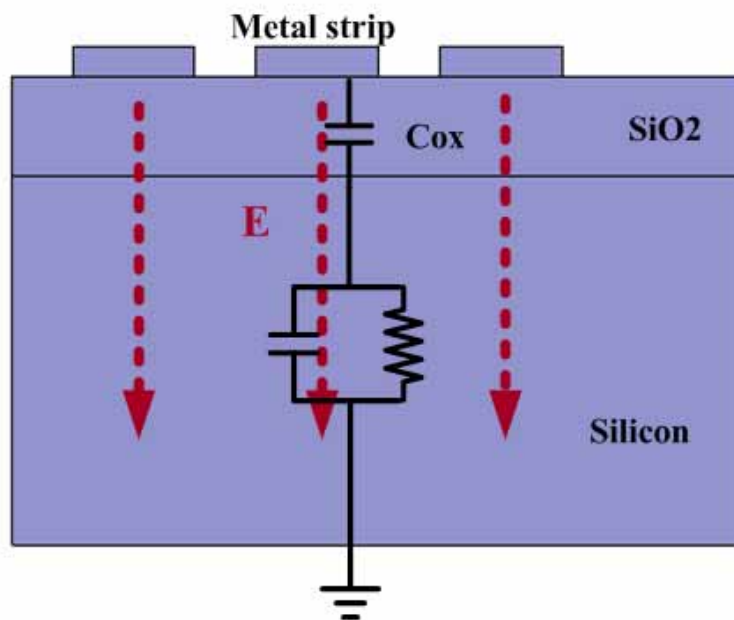


圖 2-2-6 二氧化矽層電容耦合效應圖

增加二氧化矽 (SiO₂) 層的厚度可以降低 C_{ox} 的電容耦合效應進而減少損耗。其二是矽基底的耦合效應，當金屬導線的磁場穿透二氧化矽 (SiO₂) 進入矽基底，會產生一個反向磁場 \vec{B}_{eddy} ，反向磁場造成在矽基底裡有一與金屬導線上的電流反向的渦旋電流 (eddy current)， I_{eddy} 。越靠近電感中心磁場越強，渦旋電流對矽基底造成的損耗也越大 [8]，見圖 2-2-7。

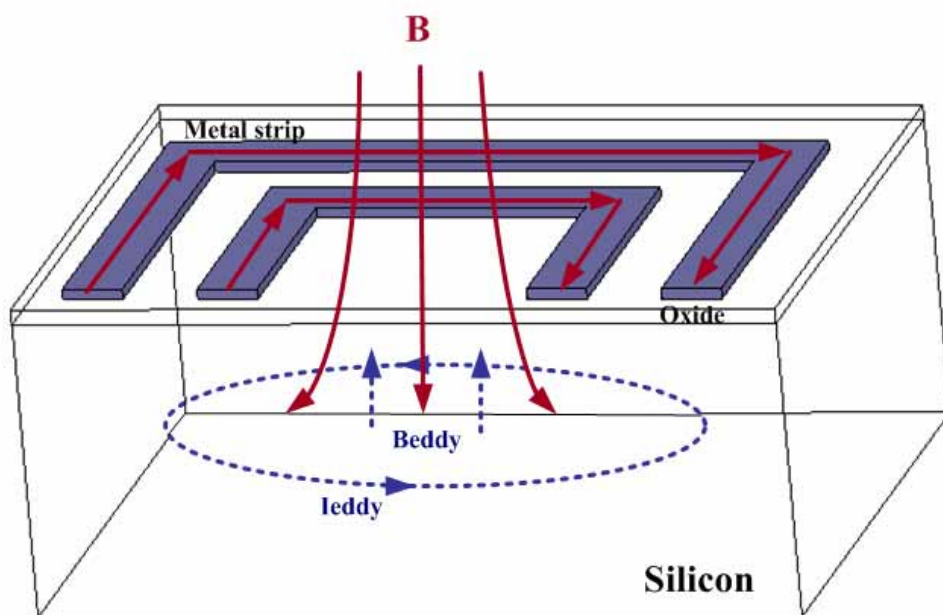


圖 2-2-7 矽基底感應電流圖

為了減少磁場進入基底，我們可以在二氧化矽 (SiO_2) 層內，比如 M1 層，加入一層由金屬材料作成特殊形狀的參考地面(patterned ground shield, PGS)[3]，見圖 2-2-8。

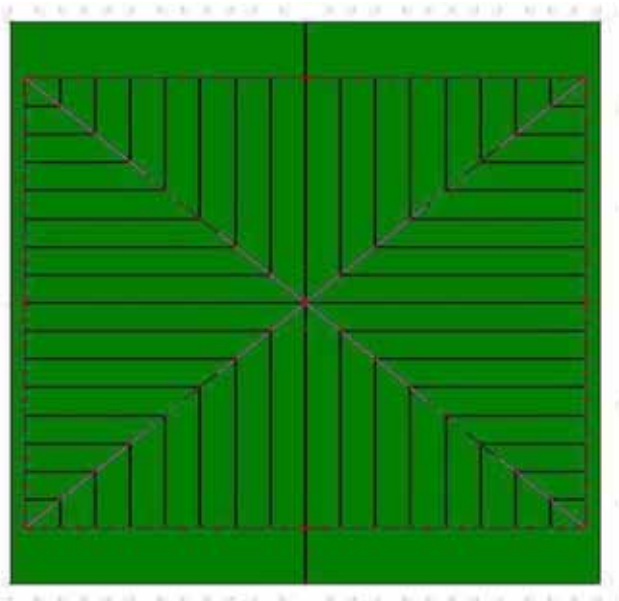
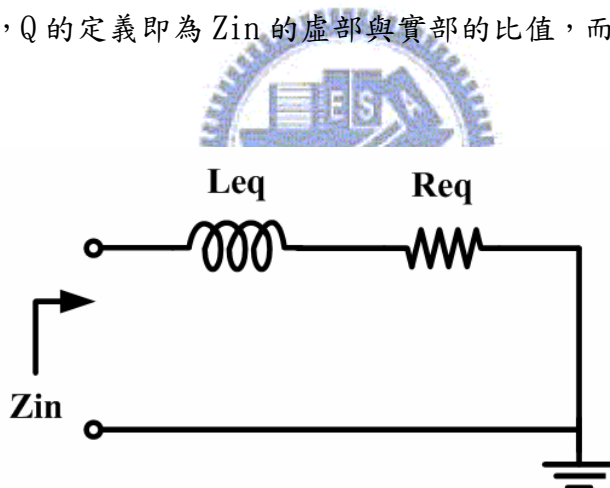


圖 2-2-8 參考地面(patterned ground shield, PGS)

PGS 上面的槽溝(slots)可以切斷因磁場而感應的電流，這些槽溝(slots)必須非常的窄，以免垂直的磁場藉由這些槽孔穿透到下面的基底層，而 PGS 上面一條條的金屬，對於磁場來說，就如同一個終端；在 PGS 用幾條金屬連接在一起，以達到共地的效果。雖然使用 PGS 面可以減少基底的效應，但卻縮短了二氧化矽 (SiO₂) 層的厚度，加大了 C_{ox} 的電容耦合效應。

2.3 品質因素 (Q) 與電感值 (L) 的計算

電感可等效成一個雙埠元件，如下圖。當我們要利用雙埠網路參數 (例如 Z 參數, Y 參數…) 得到 Q 值或是電感值時，都是把一端接地，而另一端看進去的輸入組抗 Z_{in}，此時，Q 的定義即為 Z_{in} 的虛部與實部的比值，而感值是 Z_{in} 的虛部除以角頻率。



$$Z_{in} = R_{eq} + j\omega L_{eq}$$

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} \quad (2-1)$$

$$L = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\omega}$$

任何雙埠元件，把一端接地後，從另一端看進去的輸入組抗 (Z_{in})，剛好等於未接地前雙埠元件的 Y₁₁ 倒數。上式可改成

$$Z_{in} = R_{eq} + j\omega L_{eq} = \frac{1}{Y_{11}}$$

$$Q = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{\text{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)} \quad (2-2)$$

$$L = \frac{\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)}{\omega}$$

因此，我們從模擬結果得到 Y 參數後，直接取用 Y_{11} 來求得電感的 Q 值與感值，見圖 2-3-1。

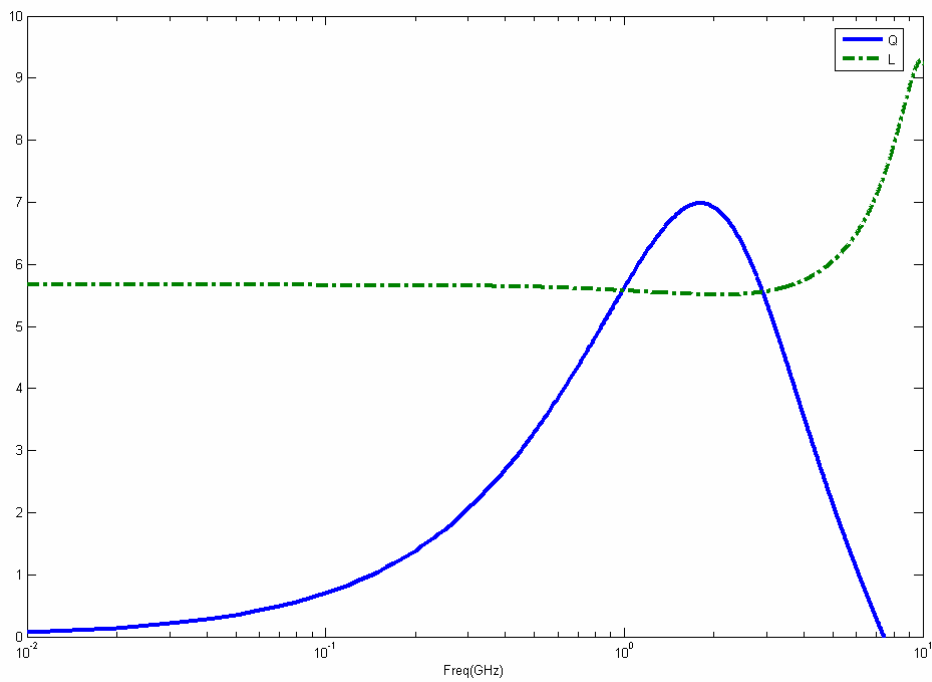


圖 2-3-1 電感隨頻率而變化的 Q 值與感值 L

第三章 CMOS 方形螺旋電感最佳化電感佈局之設計

3.1 節 簡介

本章節研究因擁擠效應[4]而產生的串聯電阻 (series resistance)，討論及推導出串聯電阻的數學表示式，進而減少串聯電阻來增加品質因素。一般組成電感串聯電阻有歐姆 (ohmic) 電阻以及渦旋電流 (eddy current) 電阻。歐姆電阻是電感金屬化的過程中等效的阻值，而渦旋電流電阻則是擁擠效應過程中等效的阻值。在串聯電阻的數學表示式[4]中發現，歐姆電阻與金屬線寬度 (W) 成反比，而渦旋電流電阻卻與金屬線寬度成正比，所以在歐姆電阻與渦旋電流電阻之間可以取一適當的金屬線寬度 (W_p) 可以用來設計電感的佈局以最小化串聯電阻，達到品質因素 (Q) 的提升。



3.2 節 最佳化電感佈局之設計

3.2.1 串聯電阻 (series resistance) 之數學表示式

因為擁擠效應 (crowding effect) 而產生的渦旋電流 (eddy current) 是由鄰近的金屬線產生的磁場 B 所影響，電感中磁場的分佈是複雜多變且非線性的，我們引用[]中以 $W = 18\mu m$ ， $D = 350\mu m$ ， $N = 6$ 以及 $s = 3\mu m$ 為例，利用數值計算出由電感中心到最外圈的垂直磁場 B 的分佈圖，見圖 3-2-1，進而推導渦旋電流 I_{eddy} 以及串聯電阻 R_{eff} 的數學表示式。

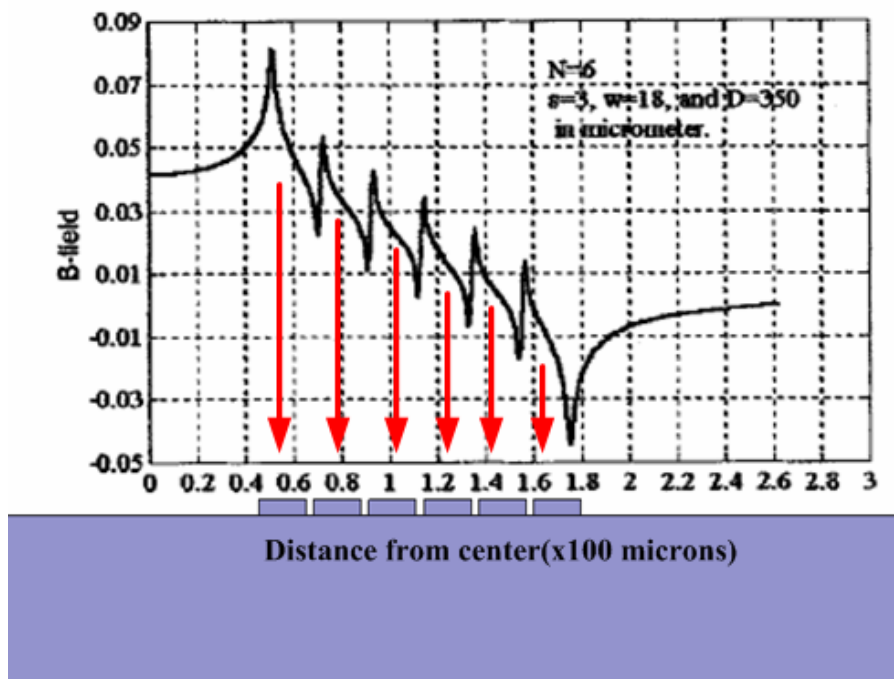


圖 3-2-1 磁場分佈圖

在一系列複雜的推導過程中，我們可得近似平均磁場 B ，以圈數 n 為單位（ $n=1$ 由最外圈算起）

$$B(n) = B_0 \left(\frac{n - M}{N - M} \right) \quad (3-1)$$

N 為電感總圈數， B_0 是最內圈（ $n=N$ ）的磁場， M 為磁場降到零且將反向時所在的圈數（一般 $M \approx N/4$ ）。磁場 B_0 和 M 的值與螺旋結構和激發電流有關。

$$B_0 = 0.65 \frac{\mu_0}{P} I_{ex} \quad (3-2)$$

μ_0 為真空中的導磁係數（permeability）， $P = W + s$ ， I_{ex} 為電感的激發電流。

在低頻時，渦旋電流可經由法拉第定律（Faraday's law）轉換磁場 B 而來

$$\nabla \times \vec{E} \approx \frac{\partial E_y}{\partial x} \hat{z} = -j\omega B_z \hat{z} \quad (3-3)$$

計算電場E，將磁場B以及渦旋電流密度 J_{eddy} 近似如下圖 3-2-2，再對式 3-3 作積分，上下限分別為 $W/2$ 以及 $-W/2$ ，見圖 3-2-2。

$$E(x) = -j\omega B(n)x \quad -\frac{W}{2} \leq x \leq \frac{W}{2} \quad (3-4)$$

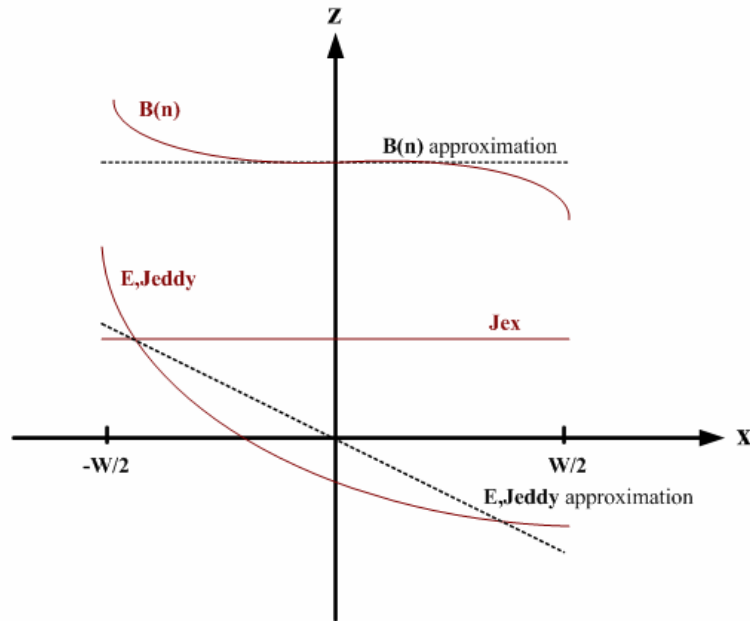


圖 3-2-2 磁場與渦旋電流近似圖

計算渦旋電流密度 J_{eddy} 的大小

$$|\vec{J}_{eddy}| = \sigma E = \sigma \omega B(n) \frac{W}{2} \quad (3-5)$$

σ 為金屬層的導電係數 (conductivity)。

如欲得到渦旋電流 I_{eddy} ，必須將渦旋電流密度 J_{eddy} 乘上渦旋電流的分佈面積

$(w_e \times T)$ ，見圖 3-2-3

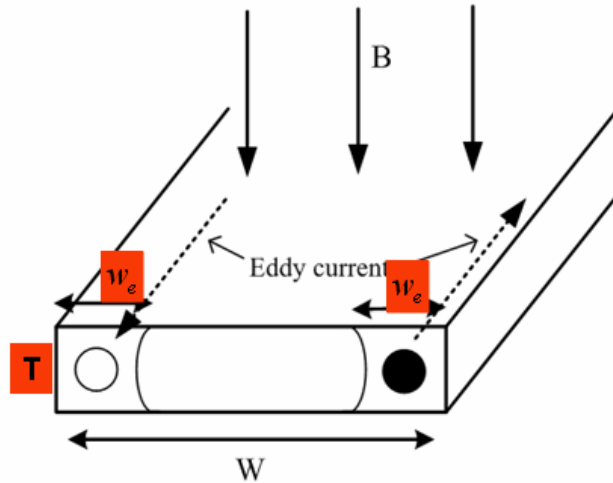


圖 3-2-3 金屬層內的渦流電流

我們發現在[4]中，寬度 w_e 被設定為一個常數或是 $W/4$ ，但是由[6]對寬度 w_e 的解釋，因為外加的磁場 B 經由法拉第定律，電場 E 產生的渦流電流 I_{eddy} 在金屬層，所以寬度 w_e 應為趨膚深度 (skin depth)， $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}}$ ， δ 隨著頻率而改變。我們可將[4, (14)]

修正為

$$I_{eddy} = J_{eddy} \delta T \quad (3-6)$$

利用式 3-3-6 完整的表示渦流電流 $I_{eddy,n}$ 數學表示式，以圈數為單位

$$I_{eddy,n} = \frac{0.65}{2} \mu_0 \sigma \omega T \frac{W}{P} \delta \left(\frac{n-M}{N-M} \right) \bullet I_{ex} \quad (3-7)$$

為了計算串聯電阻，我們可以由能量消耗 (power dissipated) 開始。第 n 圈的能量消耗

$$P_n = I_{ex}^2 R_n + I_{eddy,n}^2 R_{eddy,n} \quad (3-8)$$

R_n 為直流時的電阻，由 2.2.1 節可知

$$R_n = R_{sheet} \frac{l_n}{W}$$

$R_{eddy,n}$ 為擁擠效應時所產生的額外電阻，由於上述對趨膚深度 (skin depth) 的解釋，

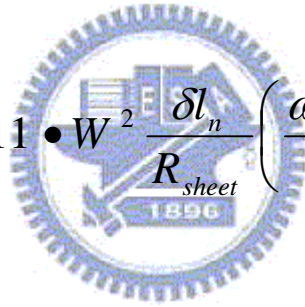
將 $R_{eddy,n}$ 修正如下

$$R_{eddy,n} = 2 \bullet R_{sheet} \frac{l_n}{\delta} \quad (3-9)$$

將式(3-7) 和式(3-9) 代入式(3-8) ，再除以電流 (I_{ex}^2) 即可得串聯電阻 $\mathfrak{R}_{eff,n}$

$$\mathfrak{R}_{eff,n} = R_n + R_{eddy,n}$$

$$= R_{sheet} \frac{l_n}{W} + 0.211 \bullet W^2 \frac{\delta l_n}{R_{sheet}} \left(\frac{\omega \mu_0}{P} \right)^2 \left(\frac{n - M}{N - M} \right)^2 \quad (3-10)$$



3.2.2 最佳化佈局之金屬線寬度設計

CMOS 螺旋電感的串聯電阻 (series resistance) $\mathfrak{R}_{eff,n}$ 由歐姆電阻 R_n 和渦旋電流電阻 $R_{eddy,n}$ 所組成，在低頻時，能量的損耗由 R_n 所造成。但是到了高頻，因為一些不良效應的影響，產生額外的電阻 $R_{eddy,n}$ 造成多餘的損耗。由剛推導出來的串聯電阻數學表示式可知，歐姆電阻 R_n 反比於金屬線寬 (W)，而渦旋電流電阻 $R_{eddy,n}$ 正比於金屬線寬 (W) 的平方，見圖 3-2-4。我們試著以金屬線寬 (W) 為參數，尋求串聯電阻 $\mathfrak{R}_{eff,n}$ 的最小值來減少損耗。

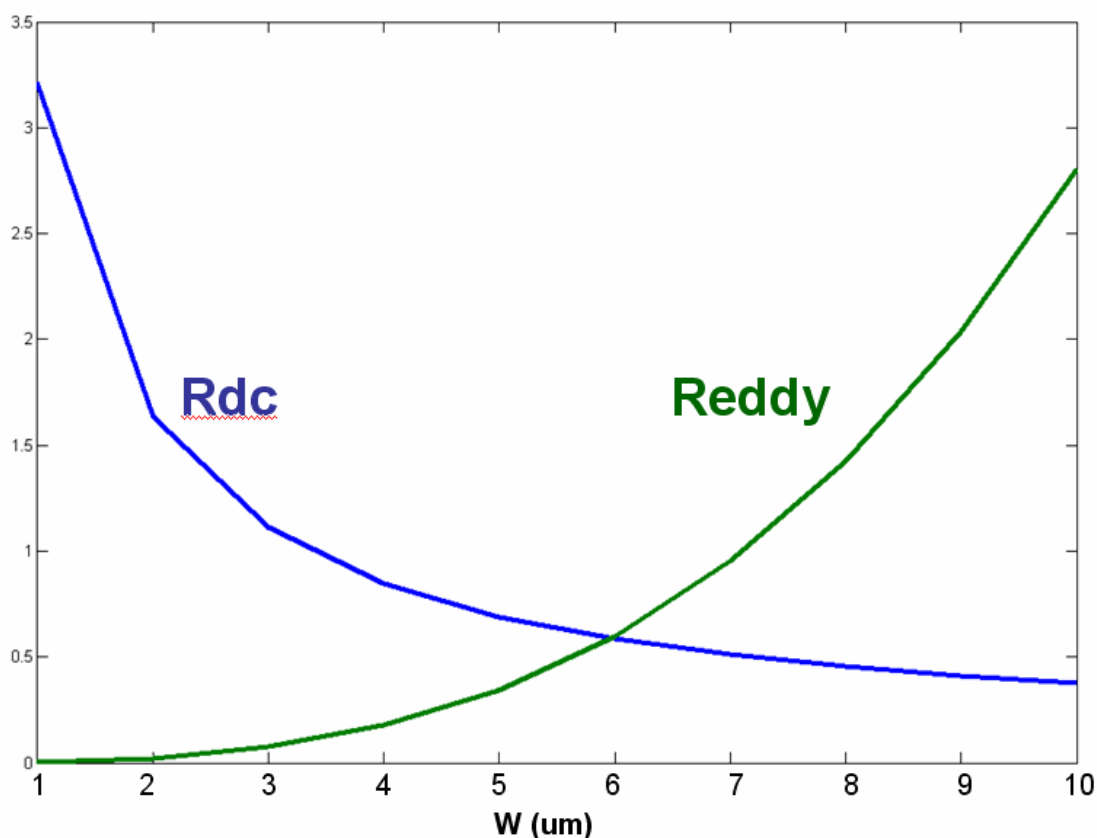


圖 3-2-4 歐姆電阻 $R_n(W)$ 與渦旋電流電阻 $R_{eddy}(W)$ 隨金屬線寬變化圖

在歐姆電阻 $R_n(W)$ 與渦旋電流電阻 $R_{eddy,n}(W)$ 之間取一個適當的寬度 (W_p) 來最小化

串聯電阻 $\mathfrak{R}_{eff,n}(W)$ 。對 $\mathfrak{R}_{eff,n}(W)$ 作偏微分，其值等於零求最小極值

$$\frac{\partial \mathfrak{R}_{eff,n}(W)}{\partial W} = 0$$

經由一系列的計算可得最佳化寬度 ($W_{P,n}$)

$$W_{P,n}(f) = \left(\frac{2.3668 R_{sheet}^2 P^2}{\delta (2\pi f)^2 \mu_0^2 \left(\frac{n-M}{N-M} \right)^2} \right)^{1/3} \quad (3-11)$$

式(3-11)的最佳化寬度隨頻率 (f) 而變，對於頻率的選擇可以由電感的內徑 (D) 來判斷。內徑小的電感因為中心磁場較集中的關係對電感的影響也較大，所以可以選擇較高頻率的最佳化寬度來減少磁場強度。

利用計算出來的最佳化寬度 ($W_{P,n}$) 來設計 CMOS 方形螺旋電感，在此之前，先說明本論文的設計方法。(一) 圈數 (n) 為單位，決定線圈大小，見圖 3-2-5。我們由外往內縮短線寬，維持 $P = W + s$ 不變。(二) M 為磁場降到零且將反向時所在的圈數，因為圈數 (M) 的磁場為零，所以不改變其寬度，一般取 $M \approx N/4$ 。如果 M 不能整除 (例如， $6/4 = 1.5$)，則無條件進位取整數 (例如，取 $M = n = 2$)。

舉例 (圖 3-2-5)： $N = 4$ 時， $M = N/4 = 1$ 。所以設定 $M = n = 1$ ，維持 $n = 1$ 圈的原寬度，將 $n = 2$ ； $n = 3$ ； $n = 4$ 圈代入式 3-11 計算以求得最佳化寬度 ($W_{P,2}$)，($W_{P,3}$)，($W_{P,4}$)，見圖 3-2-6。

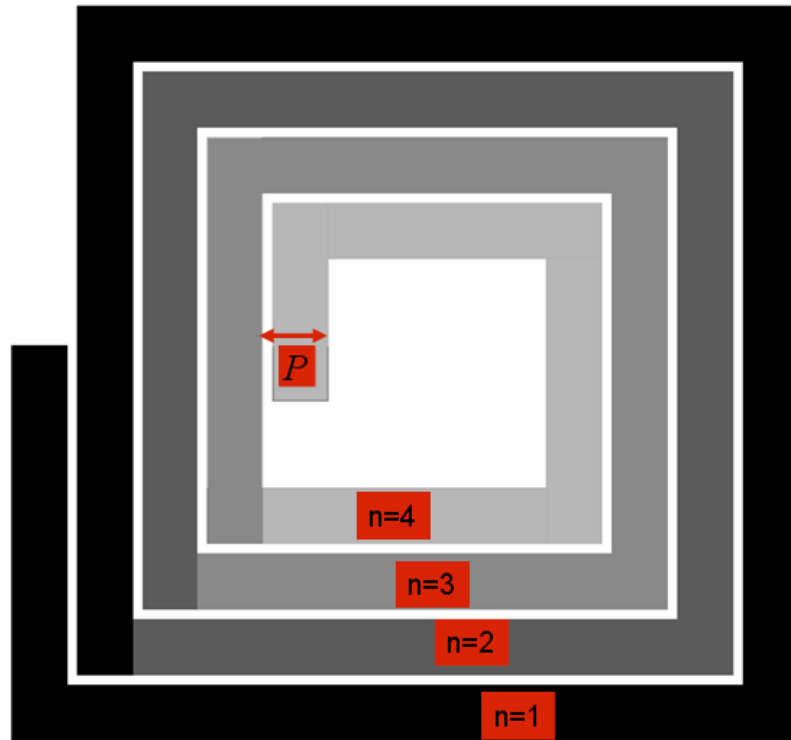


圖 3-2-5 金屬線寬相等之平面方形螺旋電感俯視圖

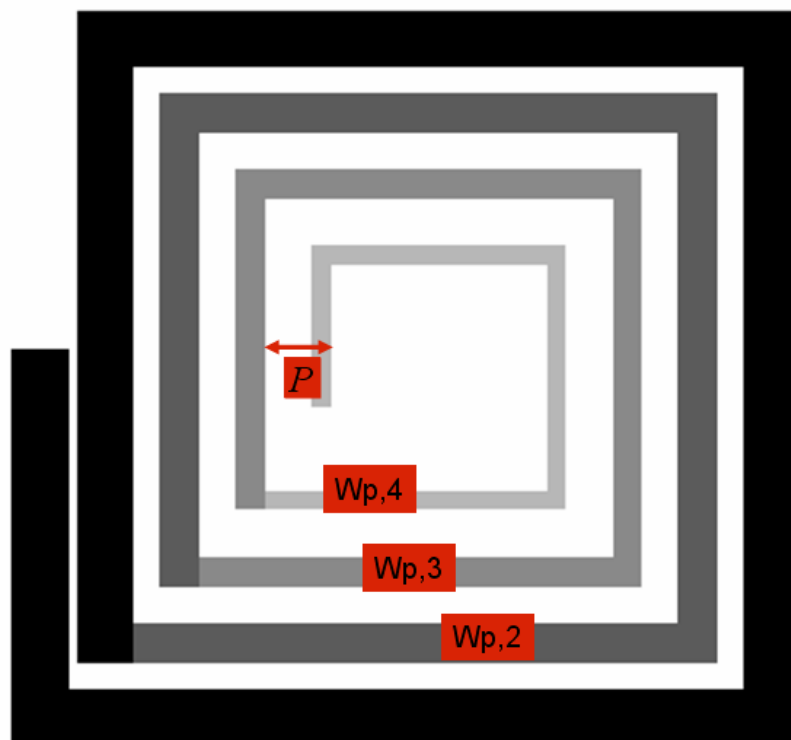


圖 3-2-6 最佳化金屬線寬之平面方形螺旋電感俯視圖

3.3 最佳化電感佈局之模擬結果

本章節應用推導出來的最佳化寬度($W_{p,n}$)來設計幾組不一樣結構參數(線寬 W , 內徑 D , 圈數 N , 線距 S)的平面螺旋電感, 並且萃取出 Q 值與電感值。最佳化寬度($W_{p,n}$)以及 Q_{\max} 值的增加百分比(ΔQ_{\max})列於下表:

NO. 1 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.2169	3.8969	5.1064	8.106	23.1%

NO. 2 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=8$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=8	n=7	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.0124	3.4017	3.9474	4.7819	6.266	9.9467	22.9%

NO. 3 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=10	n=9	n=8	n=7	n=6	n=5	n=4	ΔQ_{\max}
Wopt	3.0124	3.3384	3.7699	4.3746	5.2994	6.9442	10	17.9%

NO. 4 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.0598	3.7067	4.8572	7.7103	15.1%

NO. 5 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=60\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.4347	4.1608	5.4522	8.6548	14.7%

NO. 6 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=80\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.8401	4.6519	6.0957	9.6764	8.38%

NO. 7 $W=12\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3.2882	3.9834	5.2197	8.2858	12.8%

NO. 8 $W=12 \mu\text{m}$, $D=40 \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2 \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3. 7325	4. 5216	5. 9249	9. 4053	18. 2%

NO. 9 $W=14 \mu\text{m}$, $D=20 \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2 \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	3. 8969	4. 7208	6. 186	9. 8197	35. 14%

NO. 10 $W=14 \mu\text{m}$, $D=40 \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2 \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3	ΔQ_{\max}
Wopt	4. 2466	5. 1444	6. 741	10. 701	22. 0%



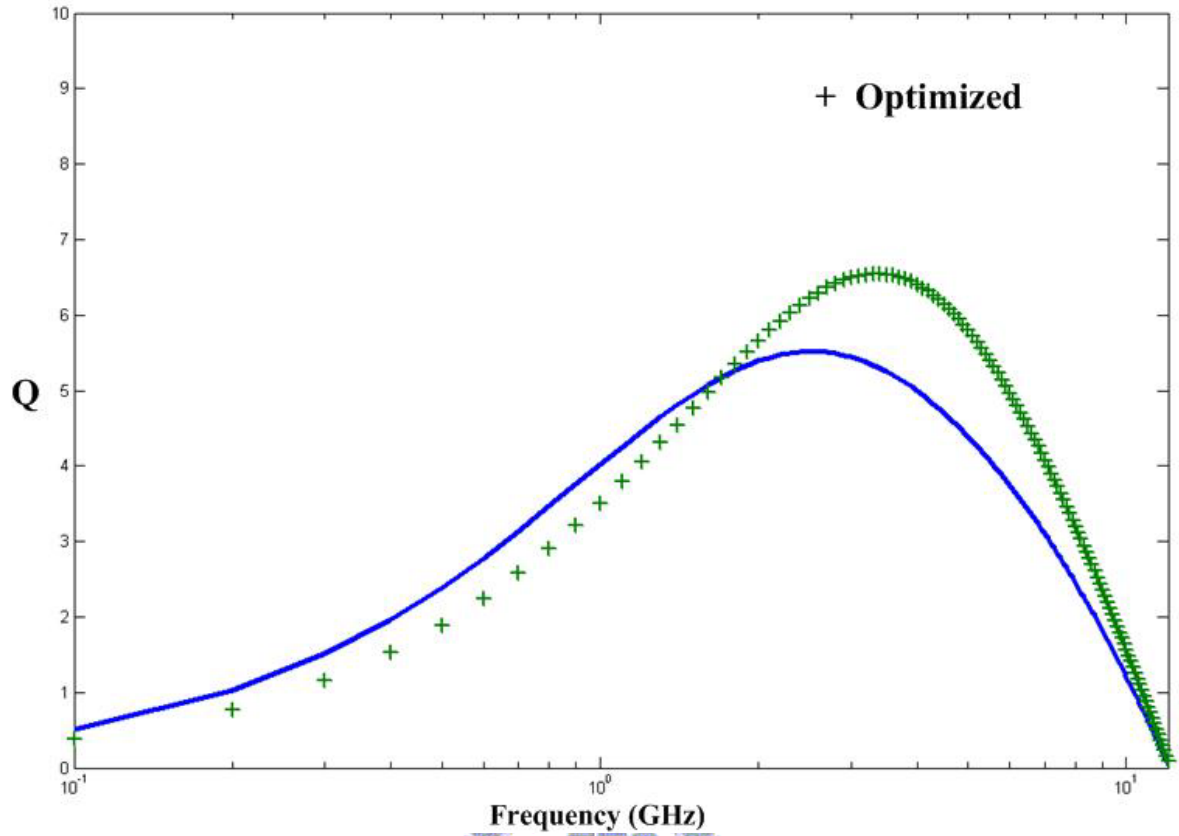


圖 3-3-1 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

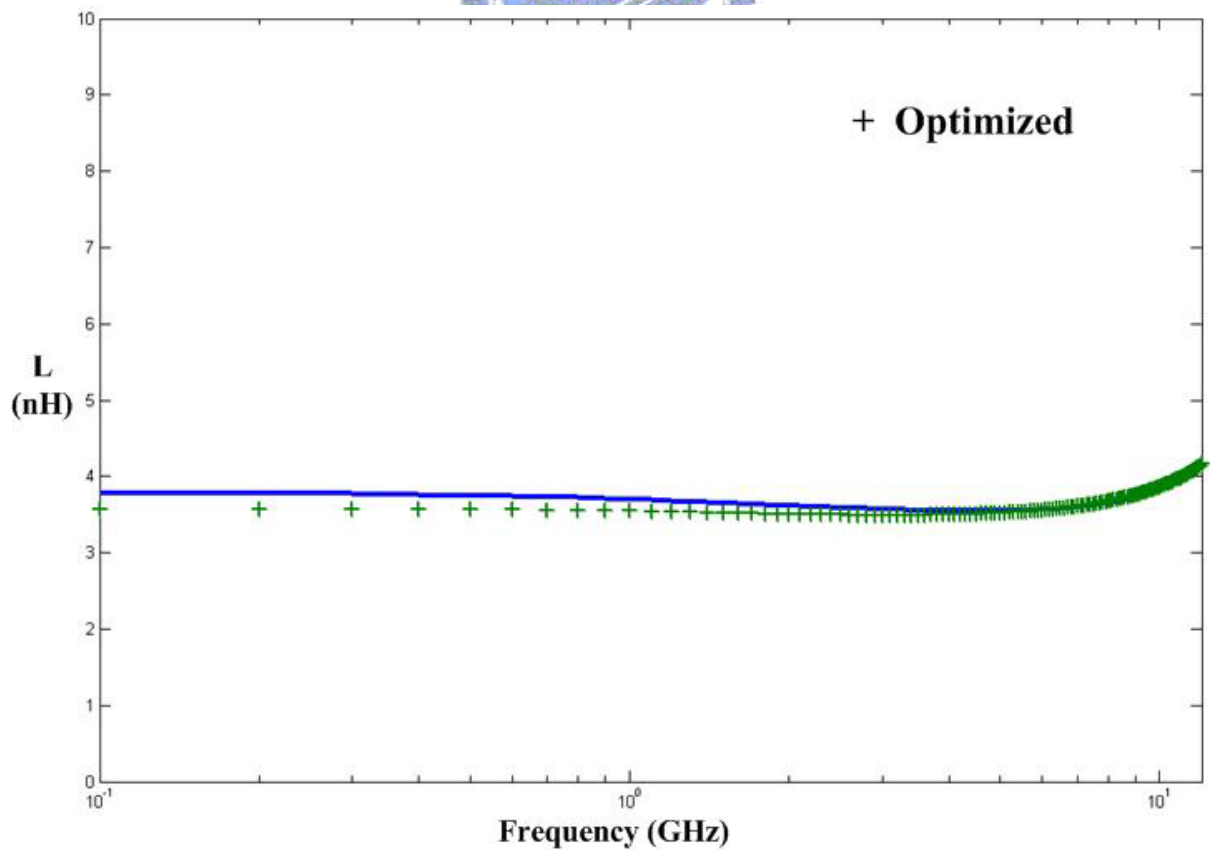


圖 3-3-2 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

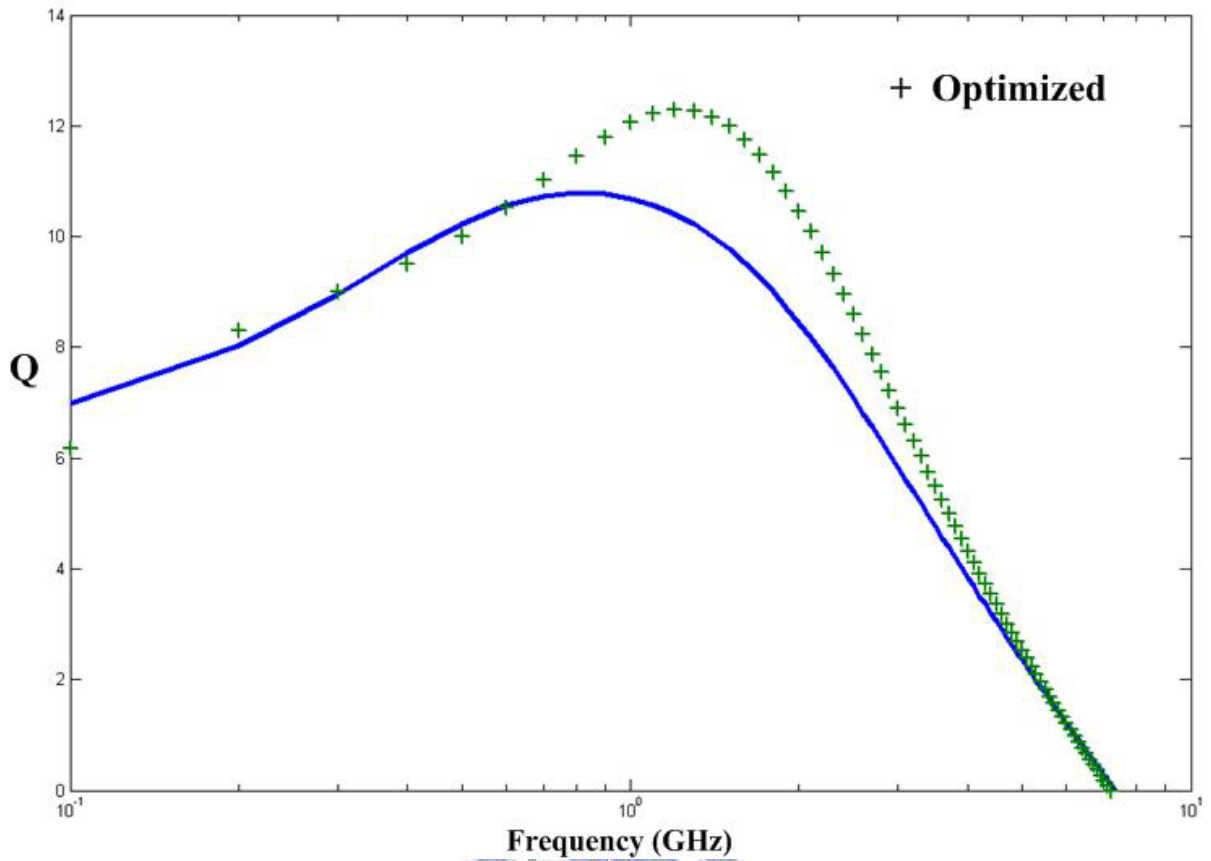


圖 3-3-3 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=8$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

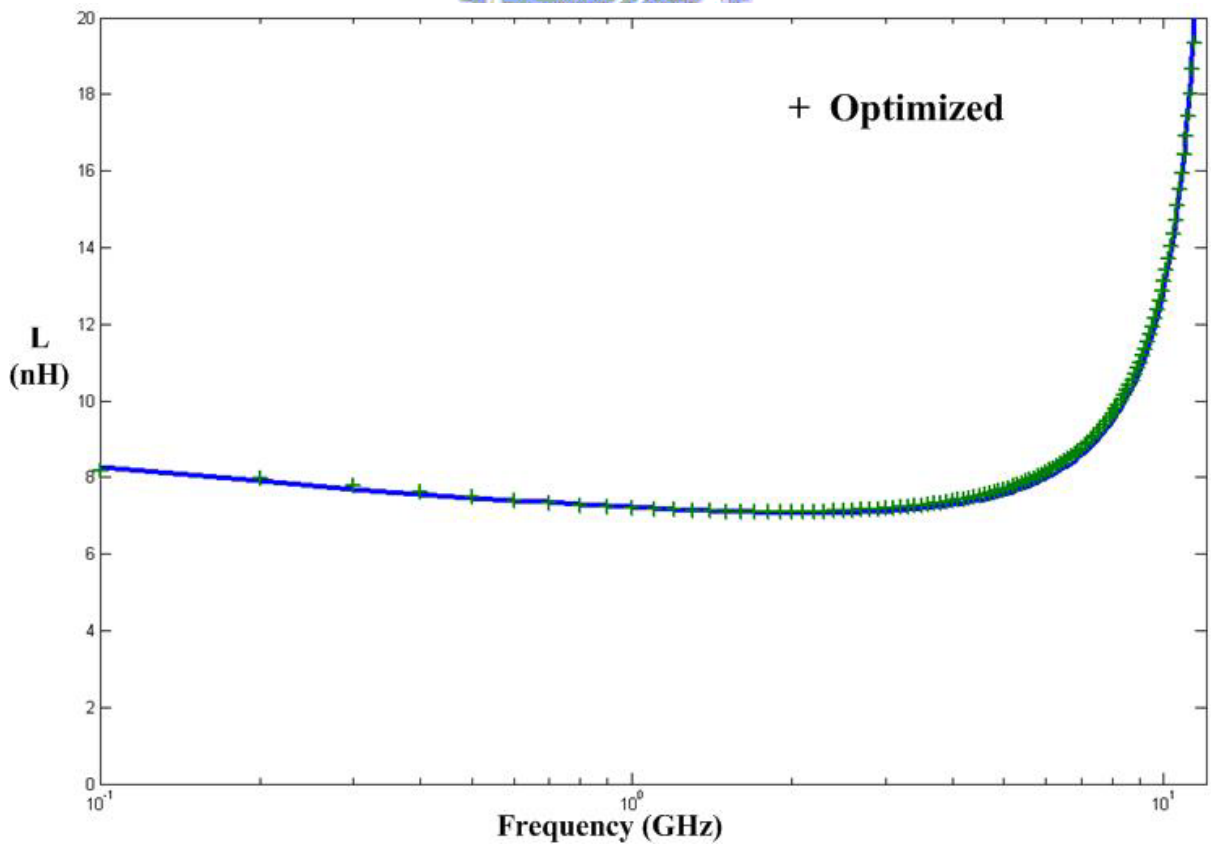


圖 3-3-4 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=8$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

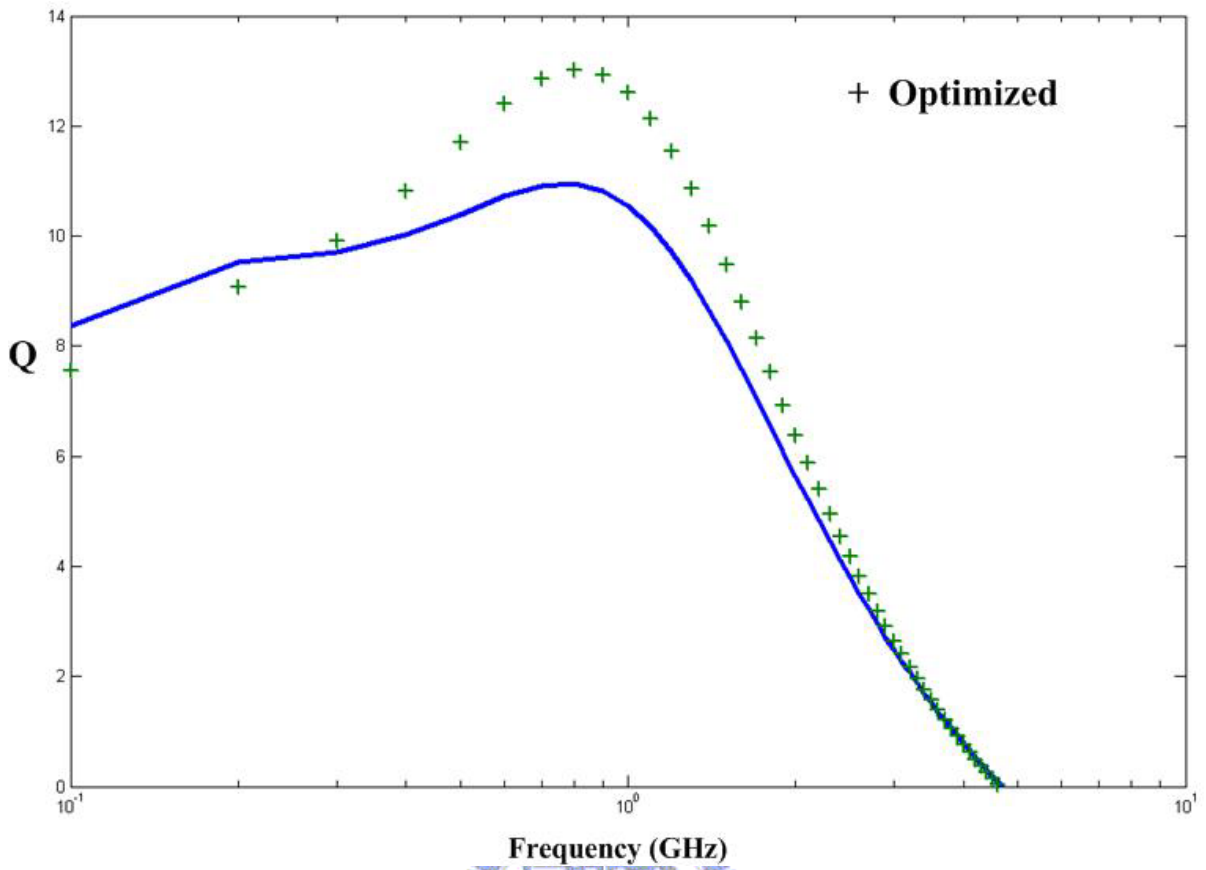


圖 3-3-5 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

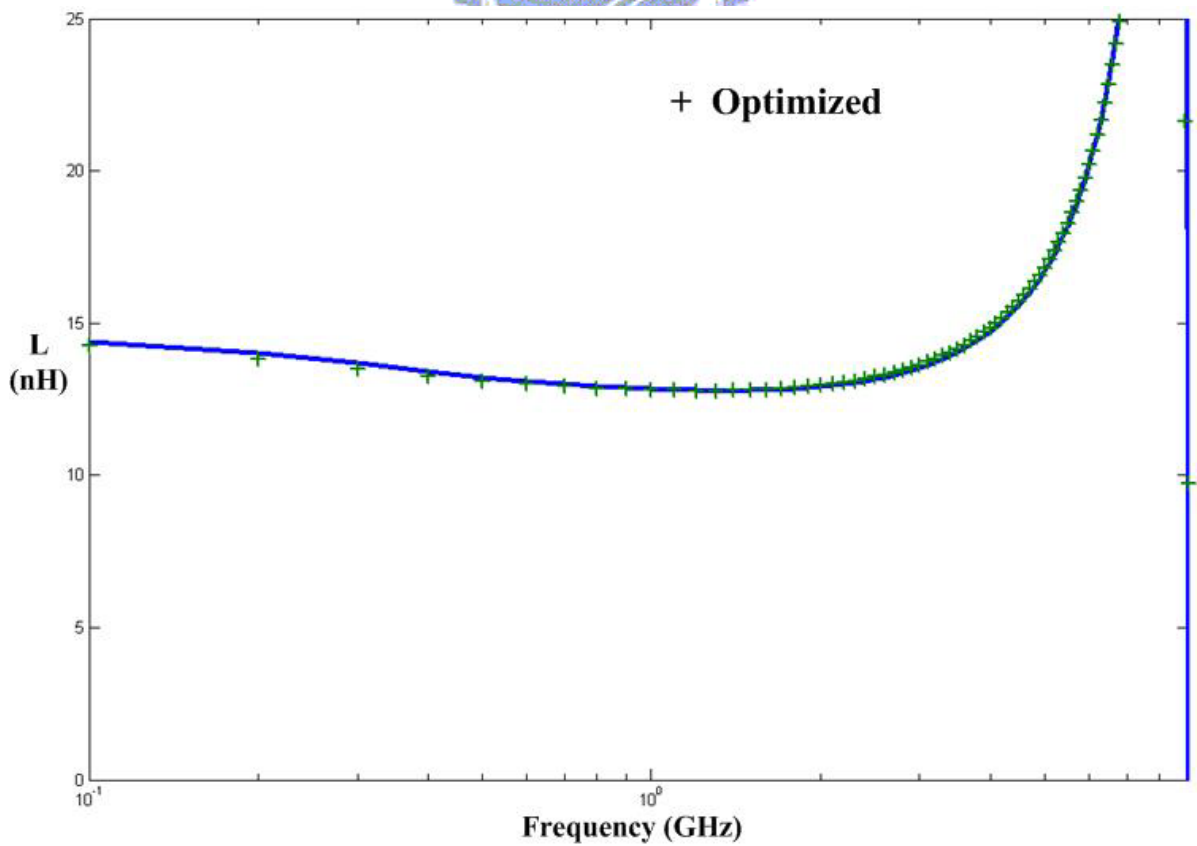


圖 3-3-6 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

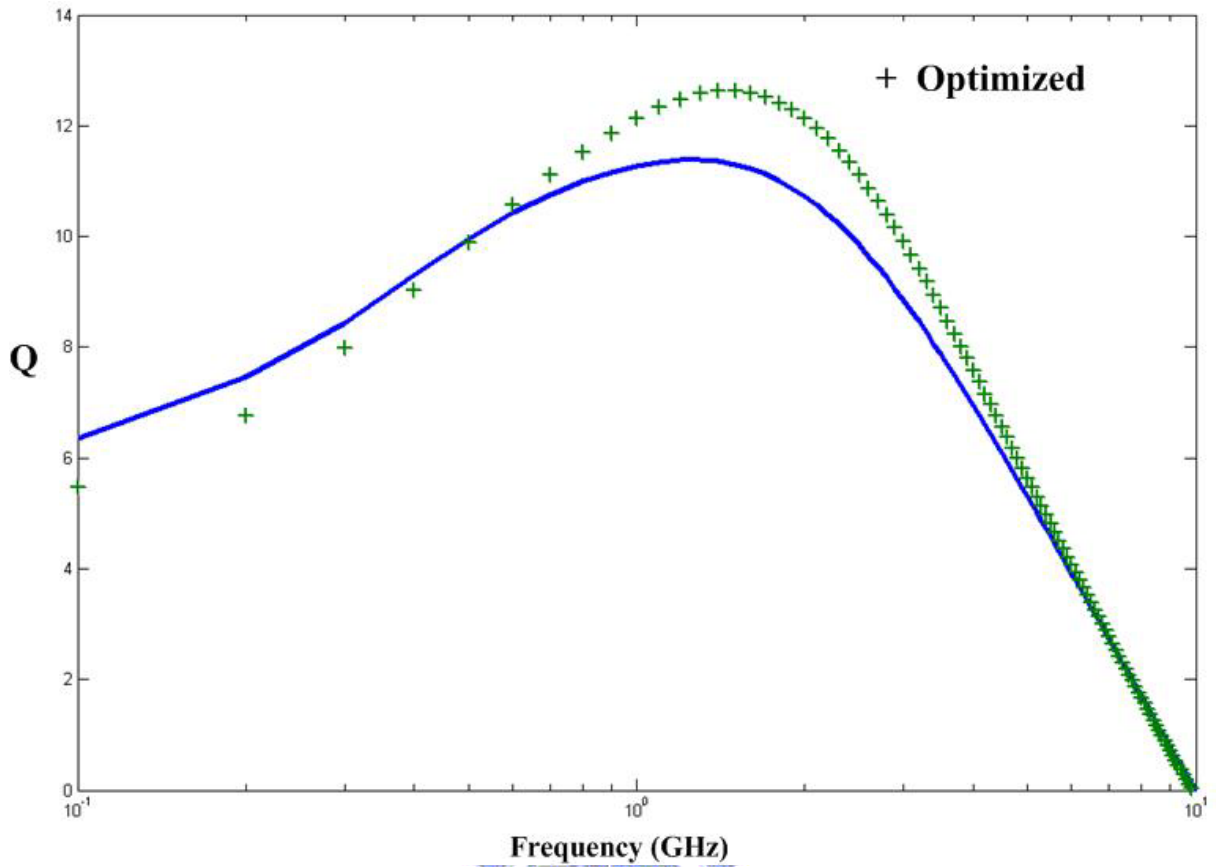


圖 3-3-7 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=40\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

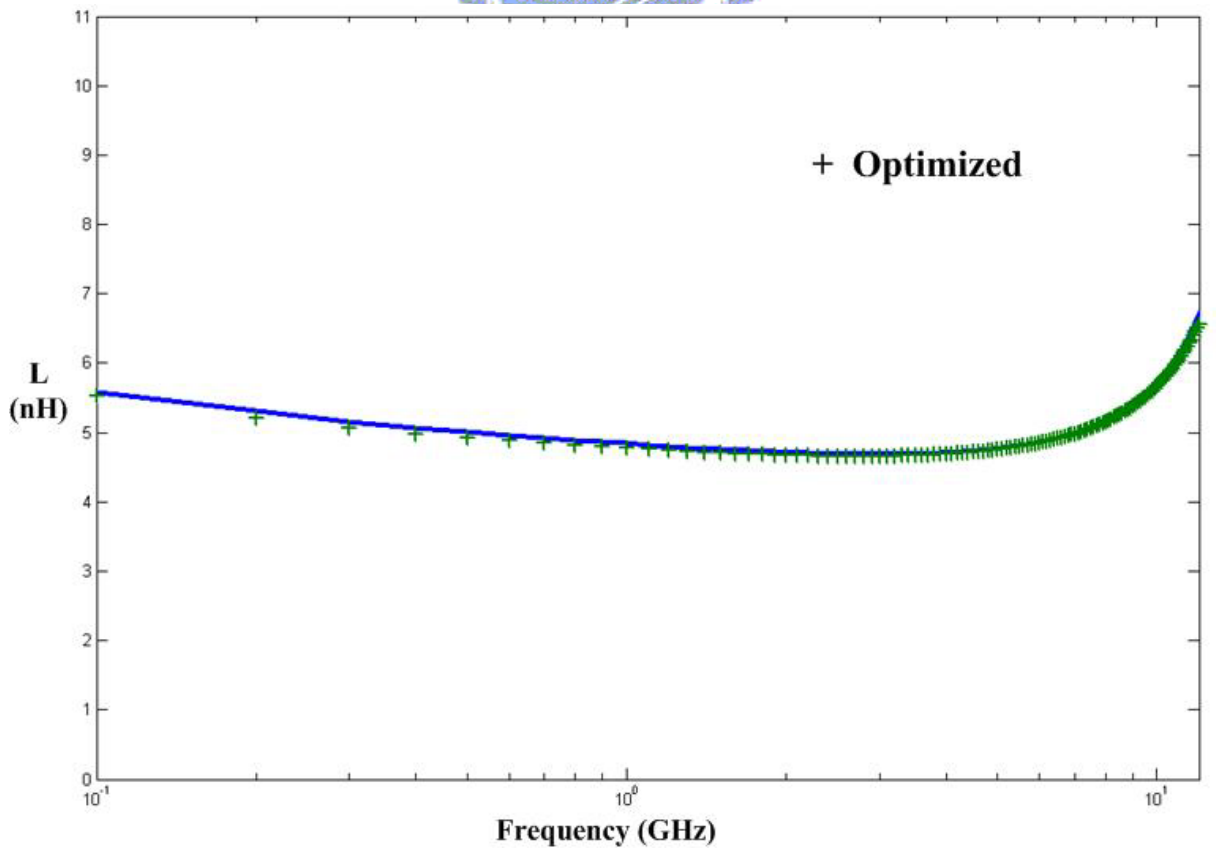


圖 3-3-8 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=40\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

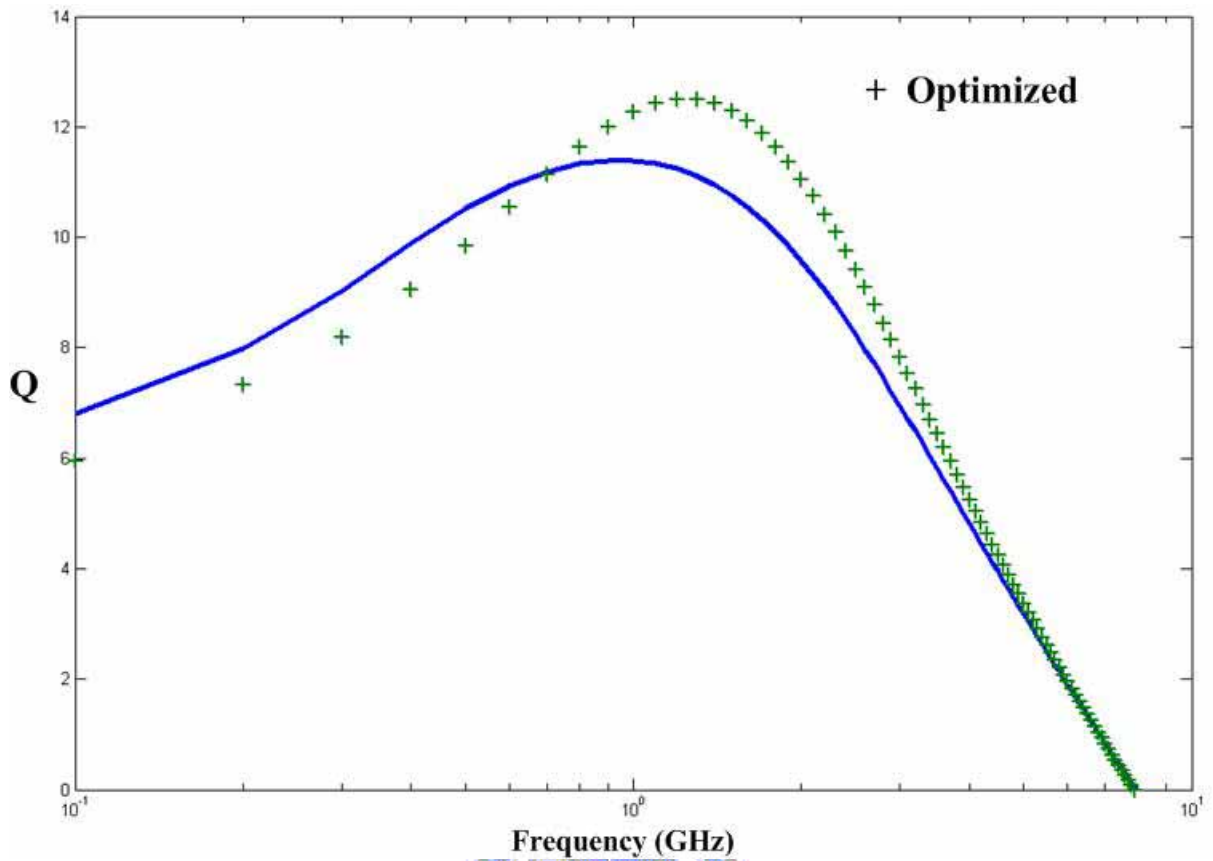


圖 3-3-9 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=60\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

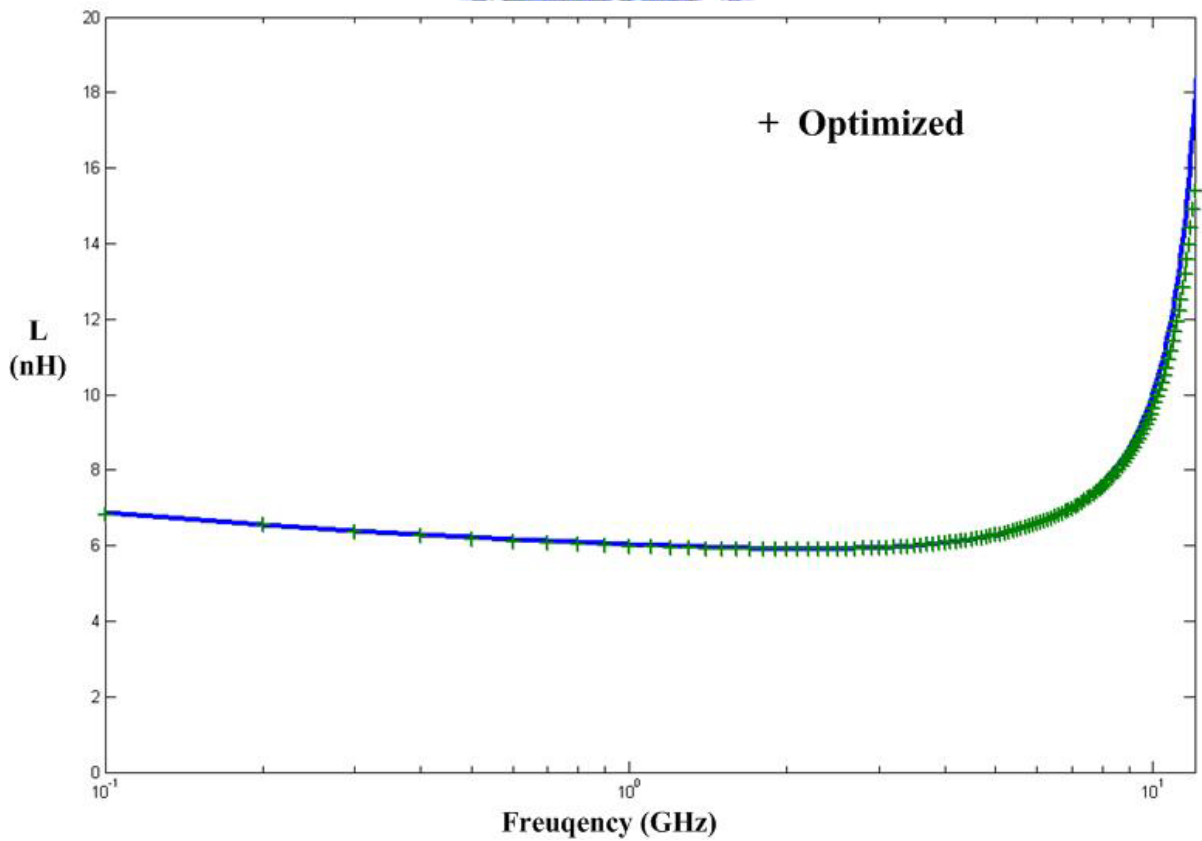


圖 3-3-10 $W=10\ \mu\text{m}$ ， $D=60\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

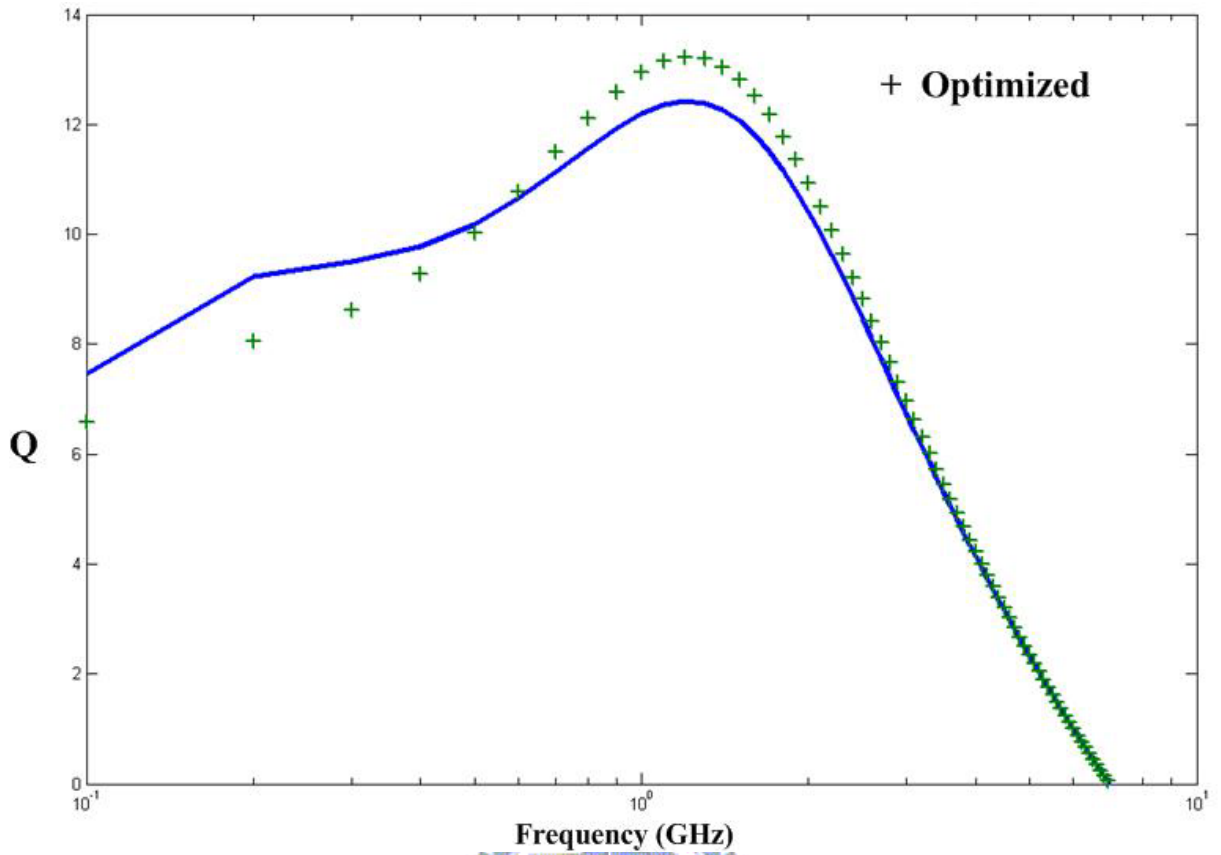


圖 3-3-11 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=80\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

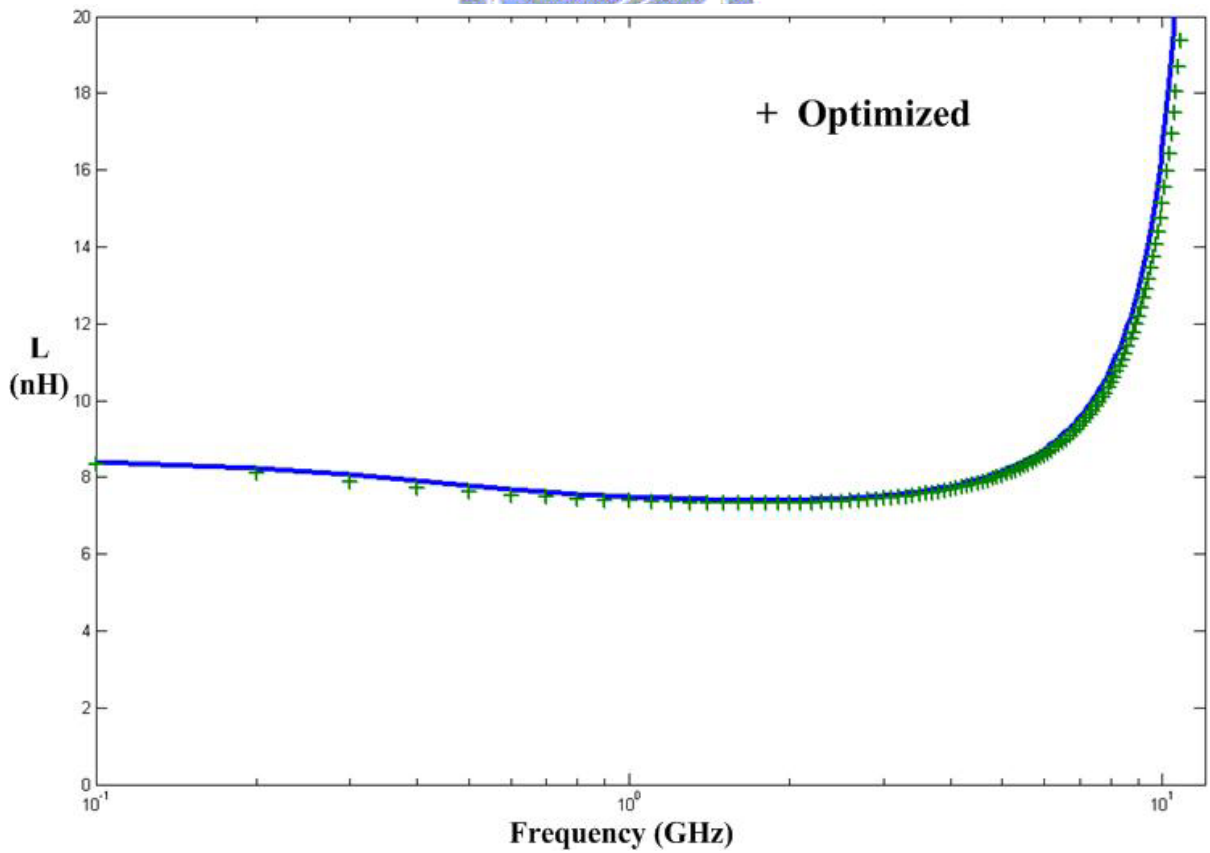


圖 3-3-12 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=80\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

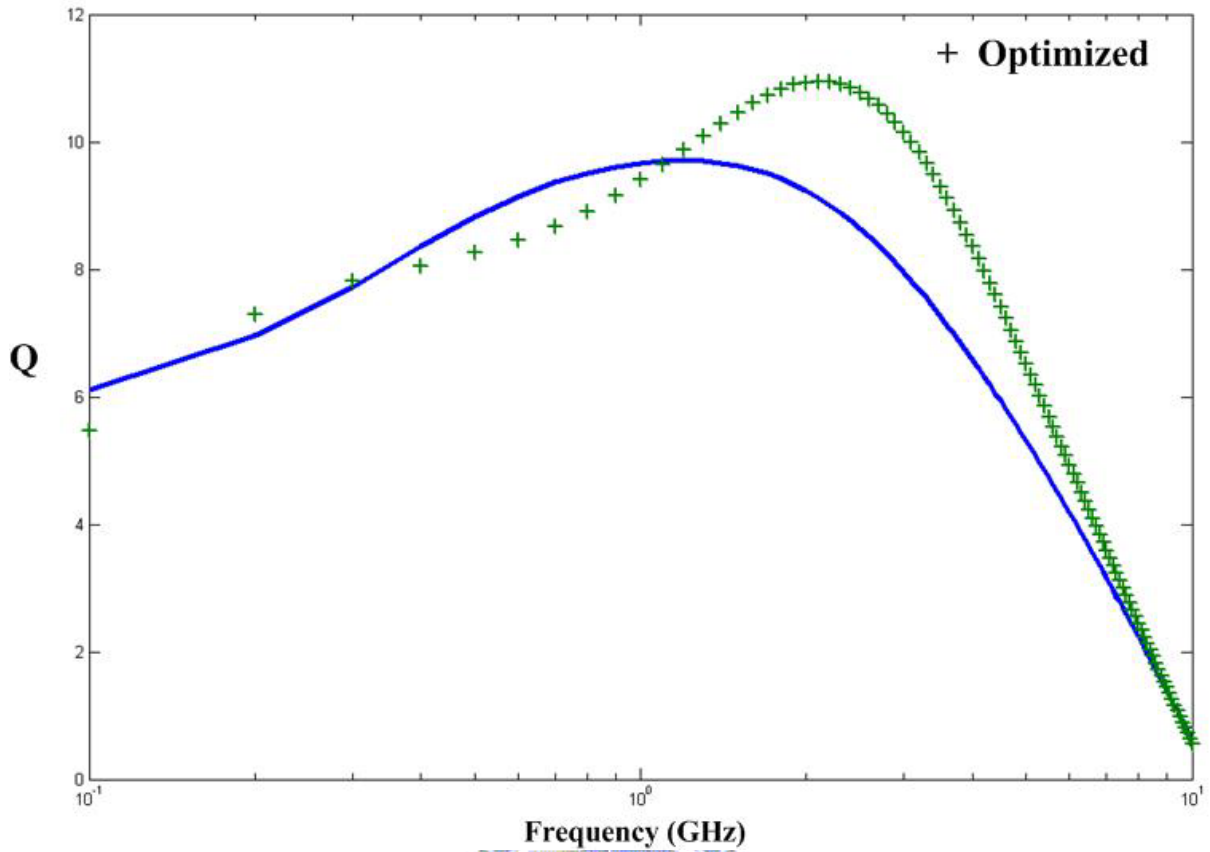


圖 3-3-13 $W=12\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

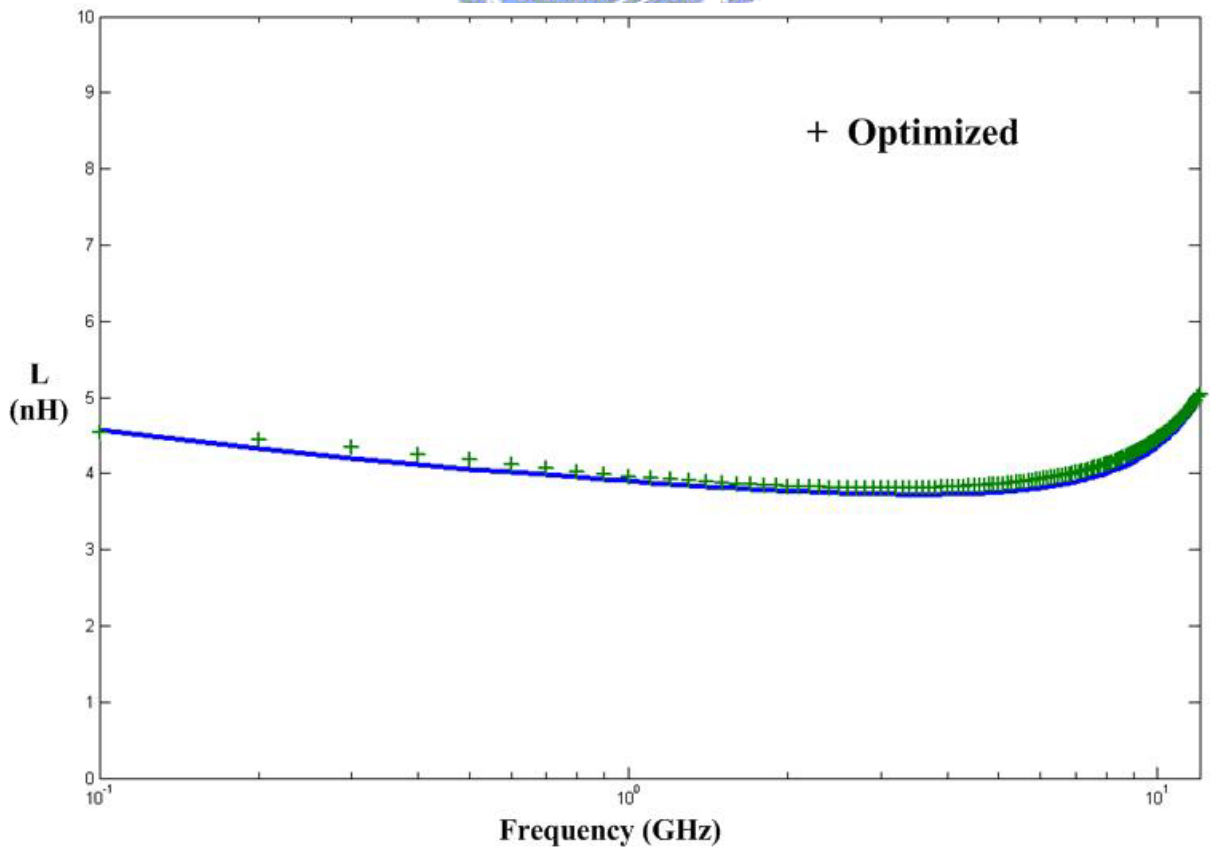


圖 3-3-14 $W=12\ \mu\text{m}$ ， $D=20\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

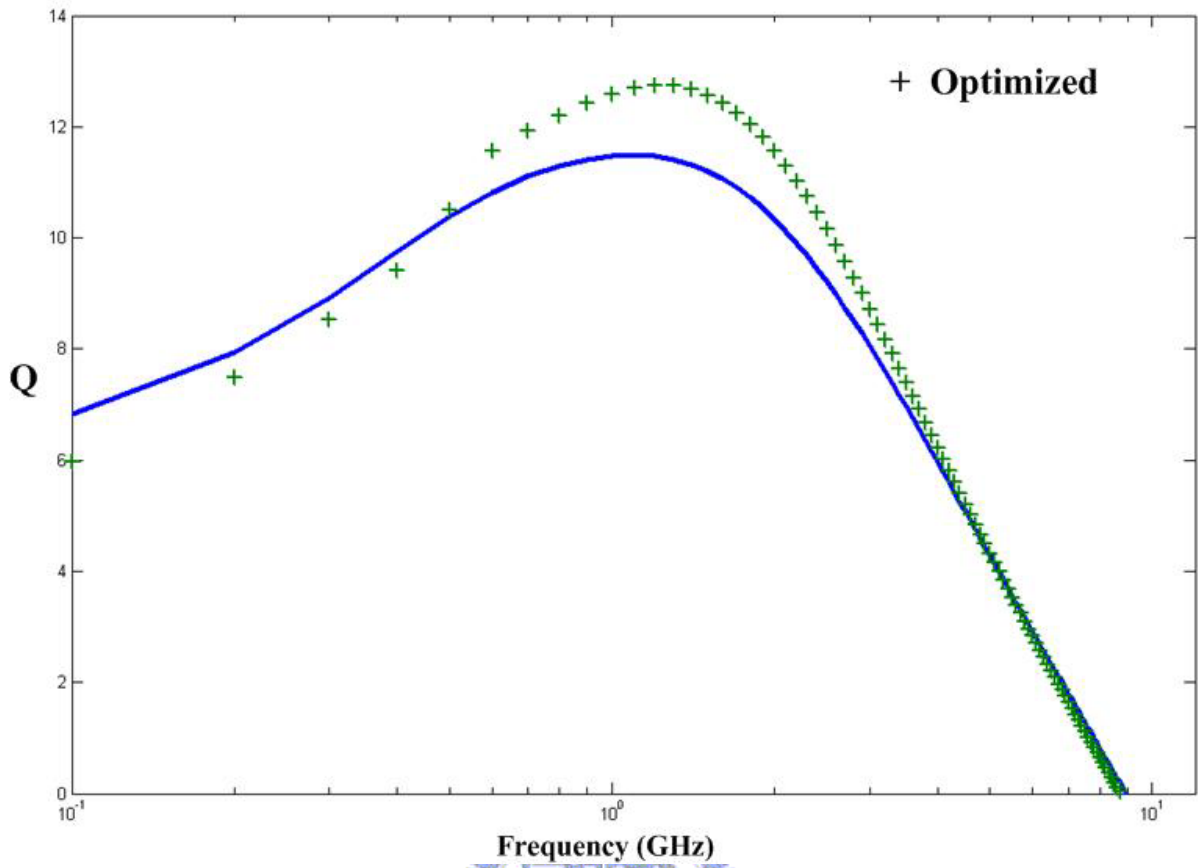


圖 3-3-15 $W=12\ \mu\text{m}$ ， $D=40\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

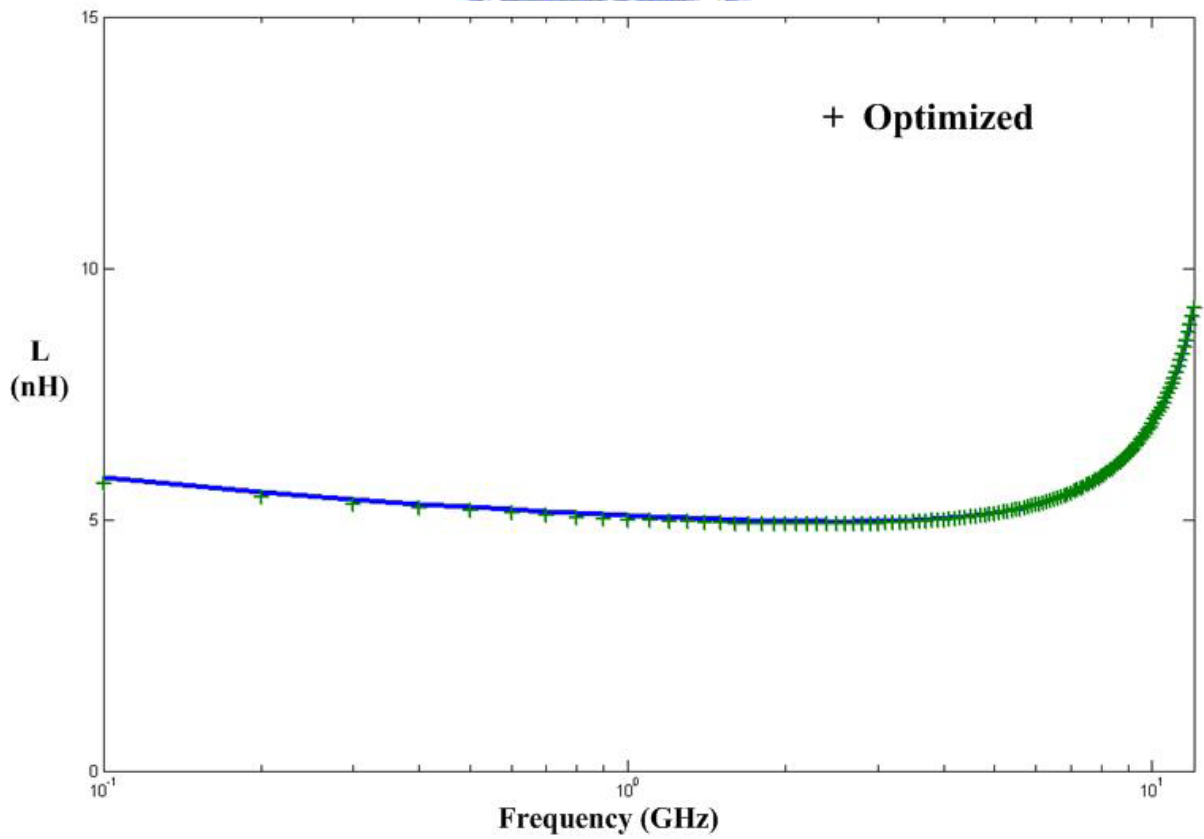


圖 3-3-16 $W=12\ \mu\text{m}$ ， $D=40\ \mu\text{m}$ ， $N=6$ ， $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

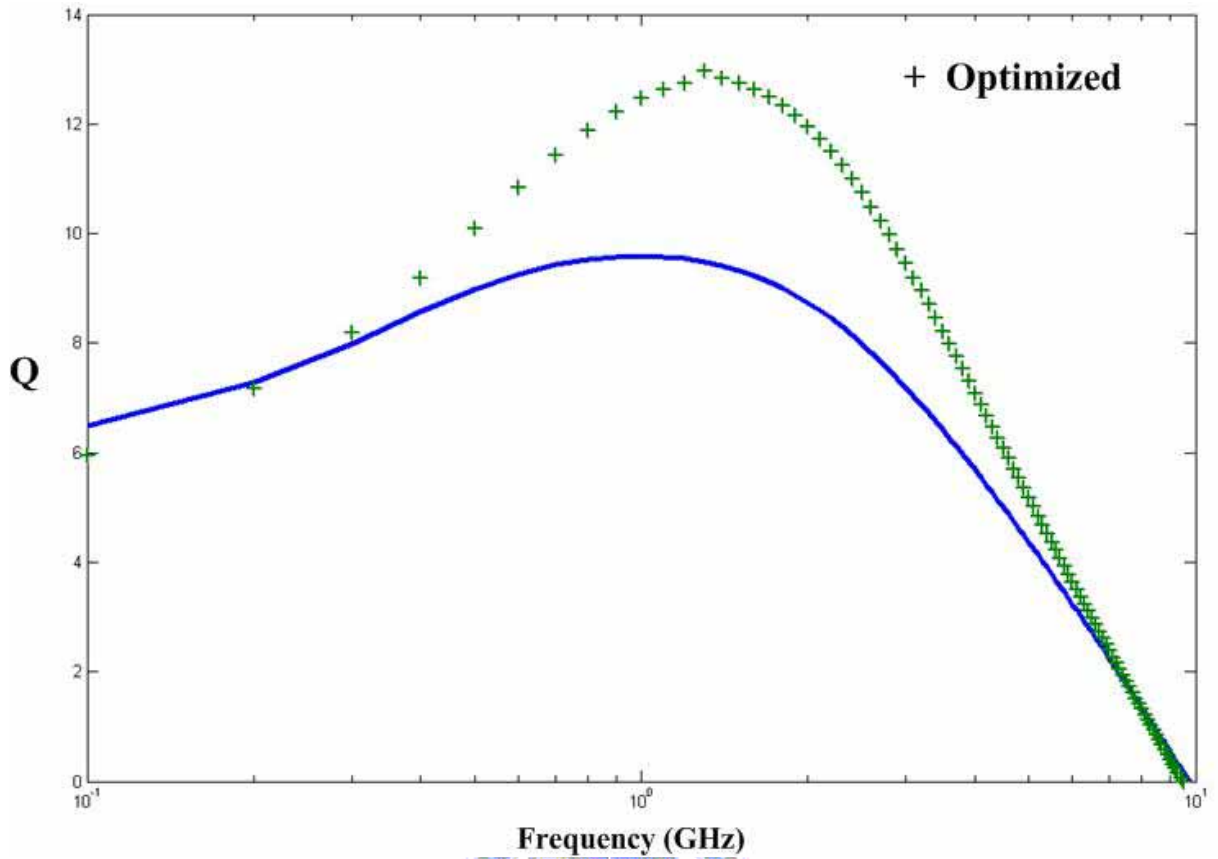


圖 3-3-17 $W=14\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

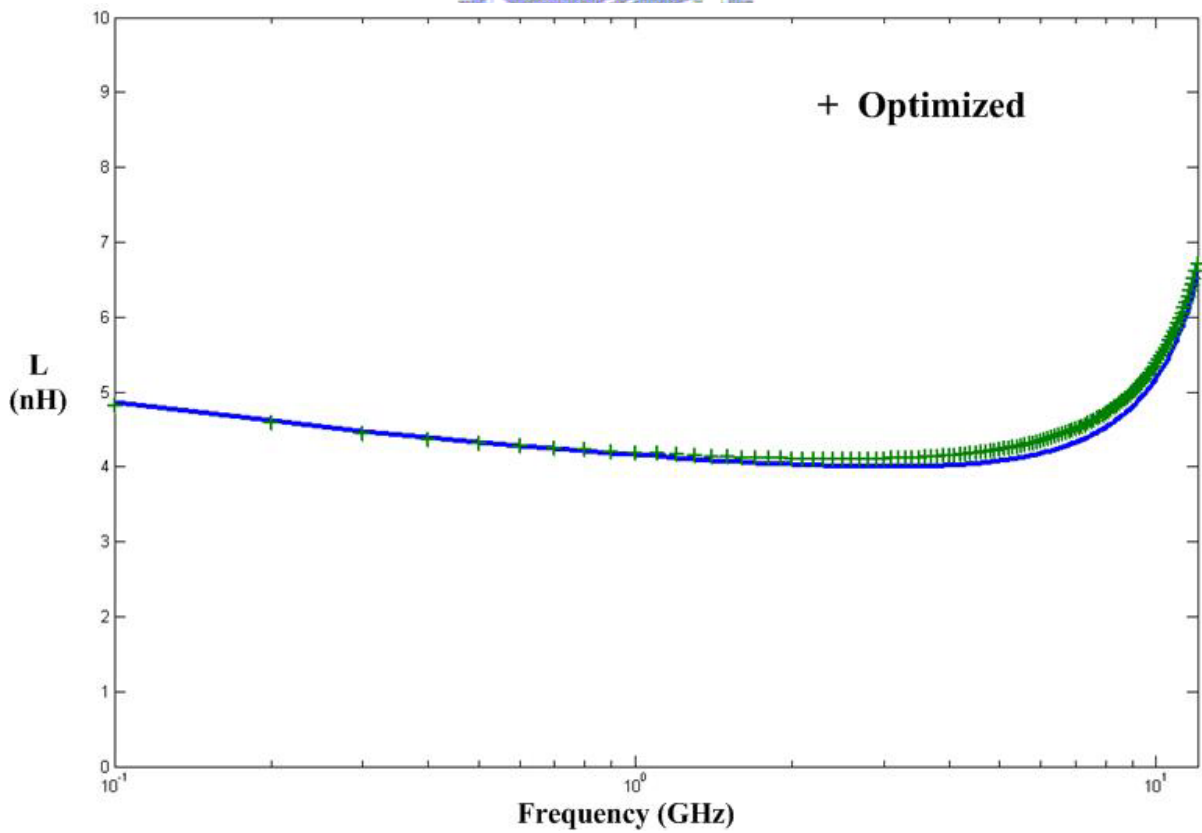


圖 3-3-18 $W=14\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

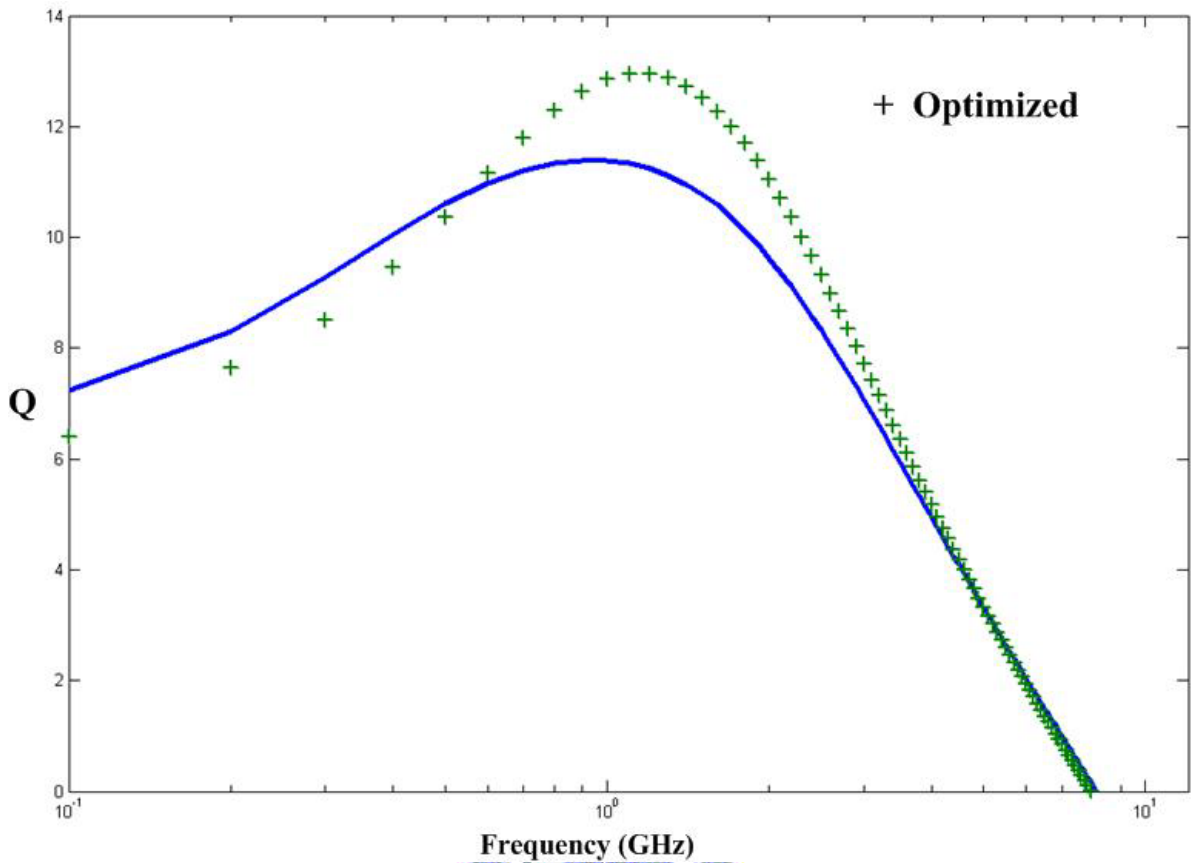


圖 3-3-19 $W=14\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 Q 值比較圖

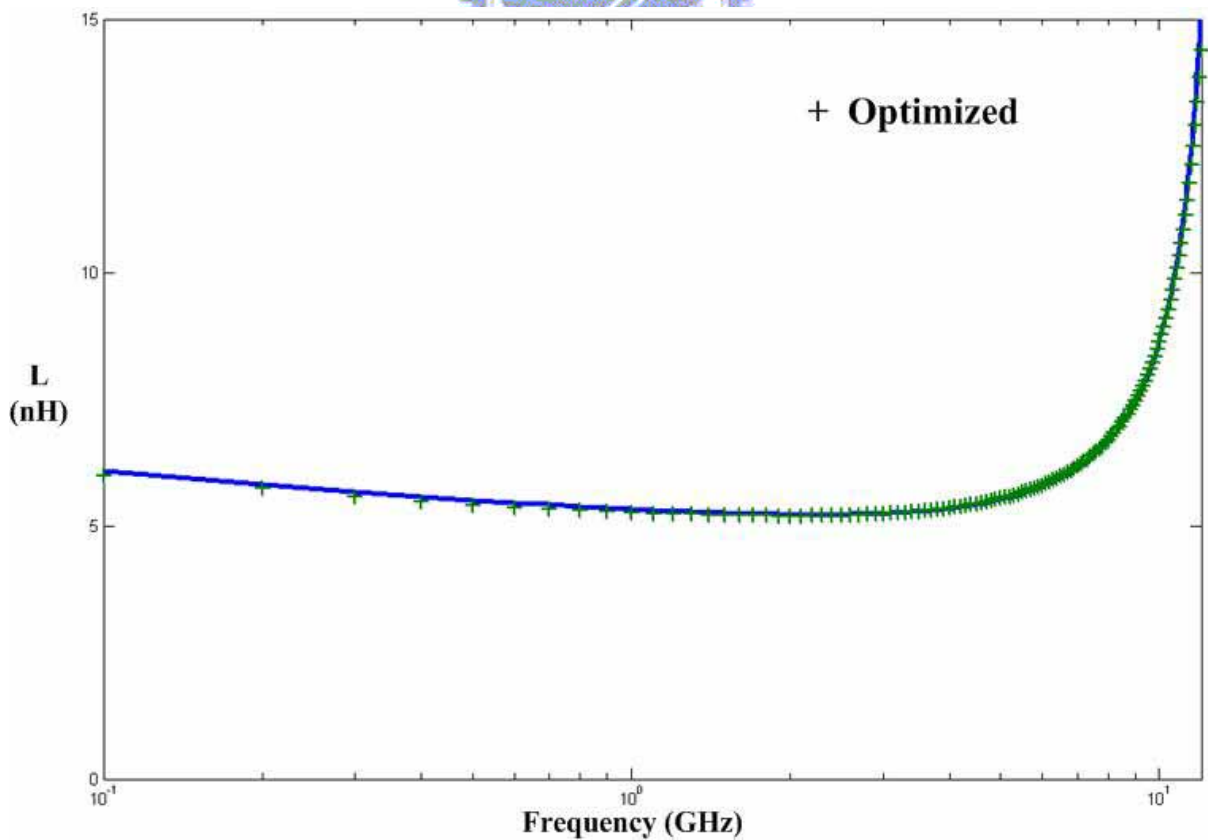


圖 3-3-20 $W=14\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 之電感最佳化前後 L 值比較圖

第四章 利用基因演算法 (GA) 最佳化電感品質因數 (Q)

4.1 簡介

基因演算法的理論基礎可以回溯到 1859 年達爾文 (Charles Darwin) 著的『物種原始』(On the origin of species by means of nature selection) 一書中所提到的『物競天擇，適者生存』的演化及淘汰觀念[12]。即自然界的生物是以『適者生存，不適者淘汰』的規則演化。基於這種自然選擇的演化機制中，生物界中的每個個體會把特徵遺傳到下一代，又由於每個個體的特徵都大不相同，因此具有不同特徵的個體對環境適應力也不一樣，同時藉由生物的交配及突變也會使得上下代個體之特徵有所改變。因此，適應力較高的個體才得以生存下來，這就是『天擇』。如此代代演化下去，整個物種就朝著更適應生存環境的方向走下去。

基因演算法又名遺傳演算法 (Genetic Algorithm, GA) [13]。John Holland 教授於 1975 年首度發表出 GA 的實際理論機制為當年追求最佳化的專家學者們提供了另一類思維與選擇。經過許多年的發展，基因演算法終究被證明為一有效之全域最佳化 (Global optimum) 搜尋方法，也揭開了另一種人工智慧的演算方法。最近十餘年當中，陸陸續續有許多專家學者投入人工智慧的領域繼續對 GA 之演化方式作更深一層的探鎖與研究，也間接確定基因演算法的可能性。

我們應用電腦模擬生物界世代交替過程中『物競天擇，適者生存』的自然淘汰法則，將問題中各項參數視為生物基因 (Gene)，再將其量化或透過符號定義後組成染色體 (Chromosome) 個體，每個染色體即代表一個獨立個體 (族群, Population)，也就是一個解答。基因演算法搜尋過程中會先以隨機方式產生第一個母代 (Generation)，作為搜尋的起點 (即一般電腦模擬中的初始條件)，其世代具有多個獨立族群。在依照其目標函數 (Objective function) 的特性改寫其適應函數 (Fitness function)，族群的適應函數值越高代表其適應能力越強，產生多子代的機率越大。生物演化過程中的基因演化程序包括親代染色體複製 (Reproduction)，交配 (Crossover) 及突變 (Mutation)

等等，反覆的在問題的解空間中進行演化程序，直到獲得滿足所有限制條件而具有最佳解答為止。經過多代繁衍最後可得到最高適應函數值的染色體，即為我們所求的全域最佳值。

4.2 節 基因演算法之基本理論

4.2.1 編碼與解碼

架構基因演算法必須先將搜尋空間的解以編碼方式表示，經編碼後在生態系統中稱為染色體，在基因演算法中稱為字串；每一個染色體（字串）由數個基因（字元）所組成；每一個字元（character）即代表問題的一個變數，亦稱為特性解（feature value）。

常用編碼方式有三種，第一種為二進位式（binary），將問題以 0 或 1 的方式編碼表示之；第二種將問題以實數值（real number）方式表達，將問題以所有合理數值範圍內的值給予編碼；第三種為順序（order）性質的編碼方式，將問題具有先後順序的關係，以 1, 2, 3...等數值表示之，此編碼最大的特點為同一基因字串值不可能出現重複的數字。置於應選用何種編碼方式則依據問題的特性而有所不同，而且也無法一某些特定法則決定之。

在本論文中選定二進位字串（binary string）的方式來進行編碼，舉例如下：假設有一參數 P ，介於 0 與 2 之間，即 $0.0 \leq P \leq 2.0$ 。若以八位數的位元串進行編碼，則可表為

$$00000000 \leq P \leq 11111111 \quad (4-1)$$

在 P 的範圍內共有 $2^8 = 256$ 個離散點，若其中一點為 10011100 則該點所代表的參數值可由以下求出

$$value = 0.0 + \frac{(2.0 - 0.0)}{(2^8 - 1)} \times (2^7 + 2^4 + 2^3 + 2^2) = 1.2235 \quad (4-2)$$

因此寫成一通式（編碼公式）：

$$value = 0.0 + \frac{(P_{\max} - P_{\min})}{(2^L - 1)} \times B \quad (4-3)$$

其中 value：位元參數所代表的值

P_{\min} ：參數值的最小值

P_{\max} ：參數值的最大值

B：位元的十進位整數值

L：位元串的長度

由於基因演算法是工作在這些編碼後的離散點上，而不是參數值本身，所以不需依賴參數值的連續性，可以跳脫搜尋空間分析上的限制，因此更具彈性。



4.2.2 適應函數

適應函數乃是基因演化的效能指標（Performance Index），基因演算是依據適應函數計算一適應值（fitness value），而且擁有越高適應值的染色體則有越高存活機率。

基因演算法是僅以適應函數為唯一回饋的標準，只靠適應函數值來判斷染色體的優劣好壞，再決定染色體保留到下一代的存活機率。基因演算之模型中並無傳統演算法之限制式（Constraints），一般而言，在基因演算法中若遇到有違反限制條件時，則在演算過程中降低該字串之適應函數值（使其適應度下降），違反限制條件之因素稱為懲罰因素（penalty Factor），故適應函數除考慮目標函數之外，通常需加入限制式轉換而成的懲罰函數（Penalty Function），以便在演化過程中將違反限制條件之解消除掉，

如下

適應函數 = 目標函數 + 懲罰函數

基因演算法中通常假設是求最大化適應函數的問題，所以若遇到最佳化問題是為了求最小目標函數 $f(x)$ 問題時，則相當於求最大化適應函數 $g(x)$ ，其中 $g(x) = -f(x)$ ，如下

$$\text{Min}\{f(x)\} = \text{Max}\{-f(x)\} = \text{Max}\{g(x)\} \quad (4-4)$$

又為了讓適應函數維持正數（輪盤法之限制），可在函數中皆加一適當的常數 C

$$\text{Min}\{f(x)\} = \text{Max}\{-f(x) + C\} = \text{Max}\{g(x) + C\} \quad (4-4)$$

倘若，已知個目標函數值皆為正數時，亦可令 $g(x) = 1/f(x)$ ，如下式

$$\text{Min}\{f(x)\} = \text{Max}\{1/f(x)\} = \text{Max}\{g(x)\} \quad (4-5)$$



4.2.3 初始族群

基因演算法與傳統的最佳化法不同，傳統的最佳化方法起始於一初始設計，而基因演算法起始於一組隨機產生的初始族群。初始族群可根據經驗自訂或由亂數隨機產生，隨機所產生的族群可能含有重要的染色體或特徵基因，因此成為演化過程中獲得最佳解的重要因素。

所謂族群數就是染色體數目，而數目的多寡對於搜尋的效果有很大的影響；族群數越多，代表參與搜尋的字串越多，有更多的機會得到越理想的搜尋結果，但是無法避免的需要更多的搜尋時間；反之，族群數越小搜尋時間越少，但有可能提早收斂或搜尋結果不佳。族全數通常定義在所搜尋參數的一至四倍，而搜尋的世代數通常根據問題本身來決定。

4.3 節 基因演算法之工作原理

自從 Goldberg 於 1989 年奠定基因演算法的基礎後，多年來經過諸多學者的研究，在運算子的處理上發展出許多改良的方法，以其有效的加速收斂。以下就基因演算法的三個運算子：複製 (Reproduction)，交配 (Crossover)，突變 (Mutation)，討論對於三個運算子所發展出來的改良方法。

4.3.1 複製

複製運算即為模擬生物界的『適者生存』現象，基於此存活原則，複製的方法就是根據已經求得之適應函數直來判定其存活機率，擁有越高的適應函數值相對地就有越高的存活機率，即表示適應函數值較高的各體會較高的存活機率能複製更多的下一代，適應函數值較低的染色體則可能滅亡。

原則上每條染色體可複製至子代的數目，應按其存活率（該染色體適應值佔當代染色體總適應值之比率）分配，而複製的方式則依選取 (selection) 的方式而有所不同，介紹如下

A. 輪盤法 (Roulette wheel selection)

Goldberg 於 1989 年提出『輪盤法 (Roulette wheel selection)』，首先分別求得每個染色體被選取的機率，亦即求得佔有輪盤的比例，分別依染色體被選取的的機率累加繪製成一輪盤，再以隨機的方式一次選取一條染色體，因為適應函數值較高的染色體佔有較大的輪盤面積，所以選取的機率也就越大，輪盤選取的步驟如下

- (1) 計算每一條染色體 $Y_i (i=1.2 \cdots \text{Population_Size})$ 的適應值。

令 $\text{Population_Size} = \text{PS}$

$$g_i = g(Y_i) \quad , i=1.2 \cdots PS$$

(2) 計算總適應值 G (全部染色體適應值的和)。

$$G = \sum_{n=1}^{PS} g_n \quad , i=1.2 \cdots PS$$

(3) 計算每條染色體的選取機率 P_i

$$P_i = \frac{g_i}{G} \quad , i=1.2 \cdots PS$$

(4) 計算每條染色體 Y_i 的累積機率 p_i

$$p_i = \sum_{n=1}^i P_n \quad , i=1.2 \cdots PS$$

(5) 亂數產生一介於 0~1 之間的隨機數字： n

若 $p_{i-1} < n < p_i$ ，則複製第 i 條染色體

(6) 一直重複 (1) ~ (5) 的步驟，直到複製個數等於原族群之數目。

雖然此法不一定保證複製的分配符合母族全體染色體的存活機率，而且適應函數值較差的也有些為可能會被選上，但卻也是可以增加演化過程中的變異性 (variety)，在加上程式上執行的方法簡單，所以被廣泛使用。



B. 競爭法 (Tournament selection)

競爭法主要也是透過隨機的機制，每次挑選兩條不同的染色體來進行適應函數值的比較，比較適應函數值較佳者來進行複製重複此步驟直到複製的個數等於原族群數目即可停止。不過以此法來進行複製時，演算過程中收斂速度極慢，主要原因是在於適應函數值最大者，其實並沒有所謂的生存機率更大和複製出子代的機會更多，因為此法類似於齊頭式平等，並不是以染色體間的適應函數值來作挑選的條件，所以會有如此不佳的收斂速度，所以不建議用此法。

4.3.2 交配

一般常用的交配方式有單點式交配(one-point crossover)，雙點式交配(two-point crossover)，機會均等式交配(uniform-point crossover)，選用時則視染色體的基因長度與架構方式而決定選用的點數。以下簡單介紹

A. 單點式交配 (one-point crossover)

單點式交配法為基因演算法中最簡單的交配法。在母代中，對於選取的成對基因列，隨機選取一交配點，相互交換二基因位於交配點之前的基因值，產生新的子代。由於一次只能選取一個切斷位置，當染色體長度較長時，在染色體組合變化上就顯得比較缺乏效率。同樣的，因為一次只能選取一個切斷點，所以單點式交配法可能無法很快地結合出所有可能的基因型態。見圖 4-3-1。

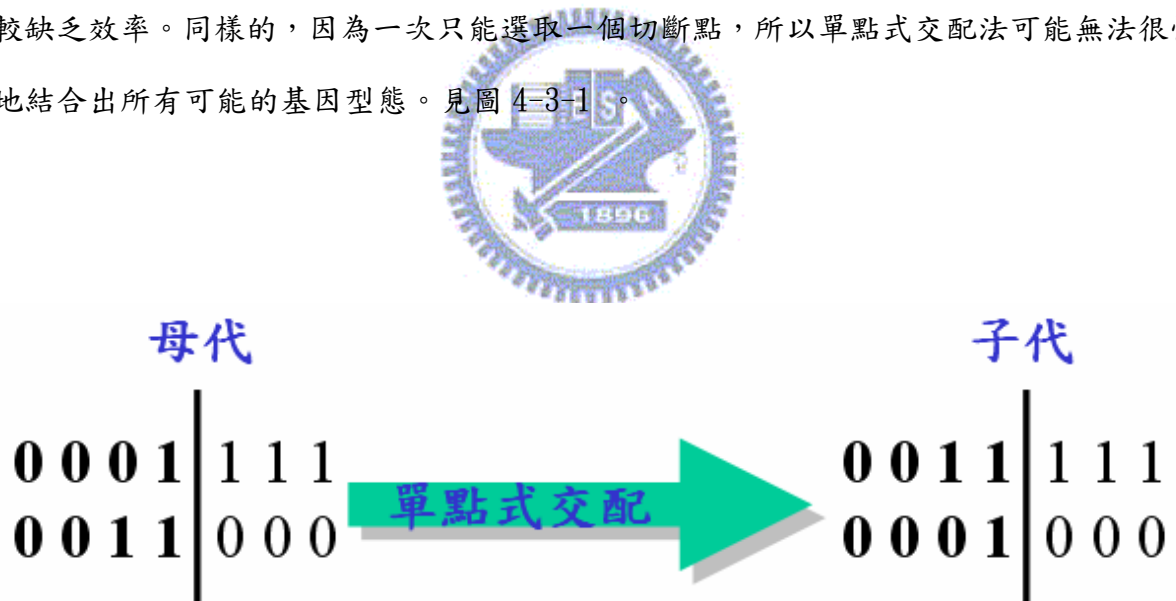


圖 4-3-1 單點式交配圖

B. 雙點式交配 (two-point crossover)

在母代中，對於選取的成對基因列，隨機選取兩個交配點，相互交換兩基因列位於兩交配點之中的基因值，產生新的子代。見圖 4-3-2。

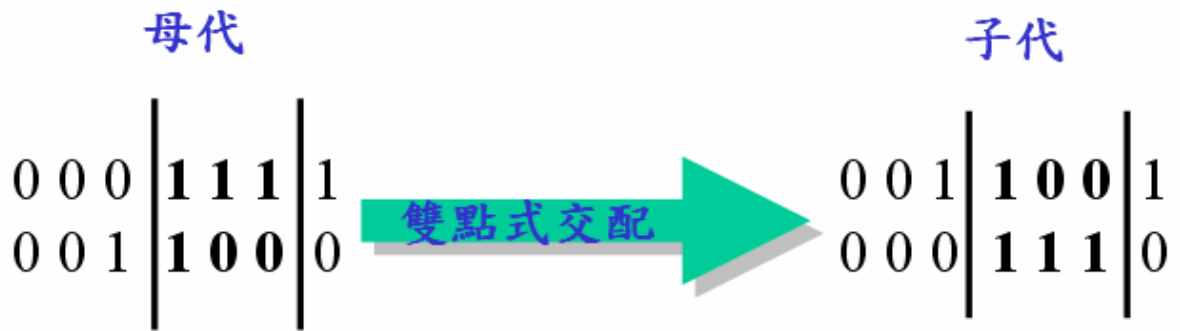


圖 4-3-2 雙點式交配圖

C. 機會均等式交配 (uniform-point crossover)

在母代中，對於選取的成對基因列，其每個基因的位置決定是否採交配行為之機率是獨立的，基因字串由隨機方式選擇任一位置是否為交配基因位置，如果是，則相互交換兩基因列位於交配位置的基因值，產生新的子代。見圖 4-3-3。



圖 4-3-3 機會均等交配

4.3.3 突變

在求解最佳化過程中，複製與交配無法涵蓋其他完全不同於母代染色體的基因碼，若是只在母代基因碼內複製與交配，容易侷限在某一範圍，而發生過早收斂於次佳解或陷入局部最佳解的情形，因此突變運算有其必要性。突變可以引進新的基因碼，增加新的參數搜尋區域，避免陷入局部最佳解，因此可以搜尋到全域最佳解。突變運算是將交配過後的染色體，依據預設的突變率（Mutation Rate） p_m 進行突變，被挑選的物種會先以亂數產生器產生一個介於 0~1 的實數 r ，如果 $r < p_m$ 則進行突變；反之， $r \geq p_m$ 則不進行突變。突變運算是把隨機選定的基因位元反轉；亦即 1 變 0，0 變 1。一般突變機率設為 0.0~0.05，突變率發生不高，因為突變率如果過高，則會破壞物種中優良的基因，如此則與隨機搜尋無異。

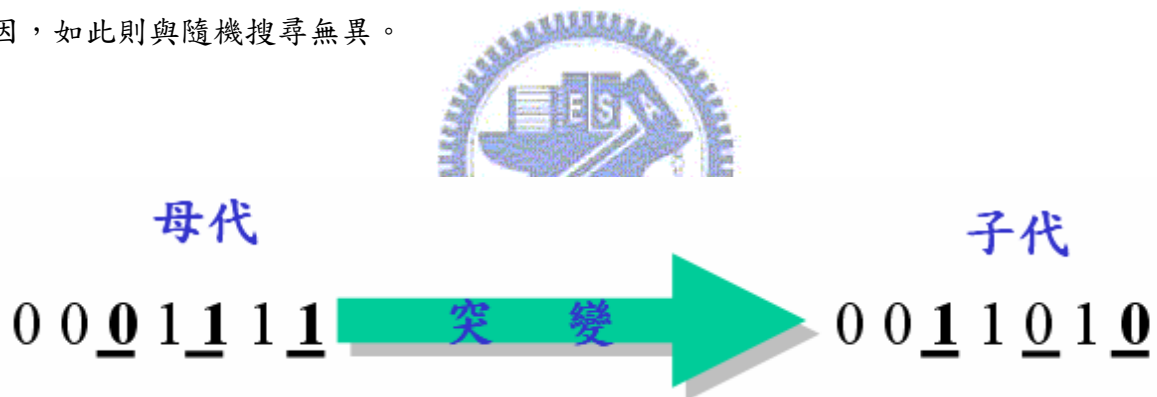


圖 4-3-4 突變

4.4 節 基因演算法之流程與範例

利用基因演算法求解時需將所搜尋的參數編碼，隨機產生族群，然後根據求解的條件來設計適應函數，適應函數值較高的物種將可被複製下來，接著再依交配，突變的運算過程就可以完成一道基因法則，如此重複計算即可產生適應性最強的物種（即為所求）。其演算流程如圖 4-4-1。

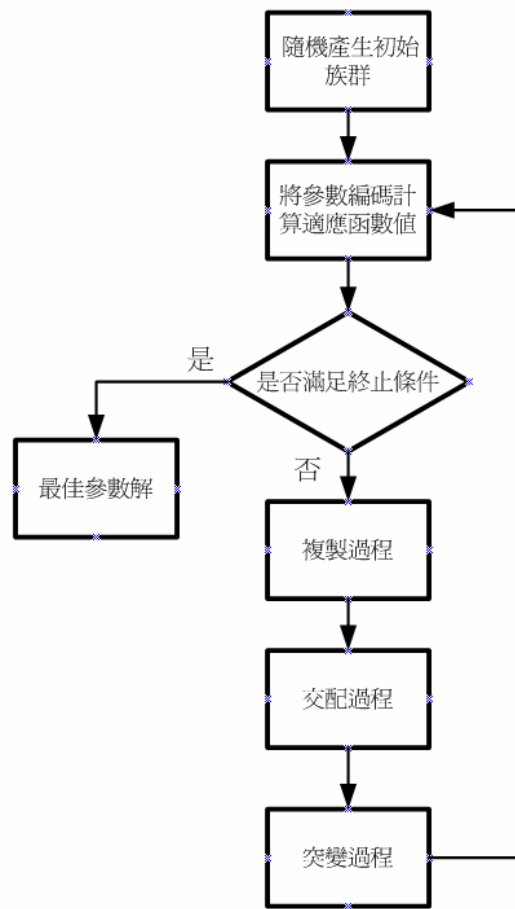


圖 4-4-1 基因演算法流程圖

我們舉一個簡單的範例來說明基因演算法的應用過程。

目的：求出 $f(x) = \frac{2}{3}\pi x^3 + 2\pi x^2$ 之最大值，其中 x 唯一實數且範圍為 $2 \leq x \leq 4$ 。

1. 以隨機的方式產生族群，再將字串解碼成實數並計算其合適性

族群	染色體字串	x	合適性 (fitness)
1	00001100	2.0941	46.7876
2	11101011	3.8431	211.6834
3	00111000	2.4392	67.7792
4	00011110	2.2353	54.7860
5	11101111	3.8745	216.1400

由表可知，最適合半徑為 3.8745，合適值 216.1400。

2. 下一步複製，字串根據合適值進行複製，合適值高的被選上機率越高。

族群	染色體字串	x	合適性 (fitness)
1	11101011	3.8431	211.6834
2	00111000	2.4392	67.7792
3	11101011	3.8431	211.6834
4	11101111	3.8745	216.1400
5	11101011	3.8431	211.6834

合適性都大大增加。

3. 交配動作，交配率 0.6。

族群	染色體字串	x	合適性 (fitness)
1	11101011	3.8431	211.6834
2	00111000	2.4392	67.7792
3	11101011	3.8431	211.6834
4	11101111	3.8745	216.1400
5	11101011	3.8431	211.6834

合適性並未增加，證明不能如預期合適性都增加。

4. 最後突變，突變率設為 0.003。

族群	染色體字串	x	合適性 (fitness)
1	11101011	3.8431	211.6834
2	00111000	2.4392	67.7792
3	11101011	3.8431	211.6834
4	11101111	3.8745	216.1400
5	11101011	3.8431	211.6834

使用新一代再重複 2.~4. 的步驟，可以持續很多代。

4.5 節 最佳化電感之求解過程

實際計算電感 $W_{10_D20_N6_S2}$ ，取 $M = 2$ ，則需計算 $n = 6, 5, 4, 3$ 圈的最佳化寬度。利用前章節所推導的串聯電阻公式 $R(W)$ 作為基因演算法的適應函數，但是因為基因演算法是求最大值，所以必須將公式 $f(W) = \frac{1}{R(W)}$ 才可求得最大值。

$$R(W) = \frac{A}{W} + BW^2 \quad A_6 = 1.51e-6 \quad B_6 = 2.268e+10$$

交配率：0.6，突變率：0.005，10 代 可得 $W_{p,6} = 3.2235$

族群	染色體字串	W	$f(W)$ 合適性 (fitness)
1	01001110	2.9176	140.72
2	01101010	3.2471	142.01
3	01110011	3.3529	141.78
4	01110000	3.3176	141.89
5	10000001	3.5176	140.86
6	01101000	3.2235	142.02
7	01000101	2.8118	139.6
8	00100000	2.3765	130.98
9	01111010	3.4353	141.4
10	01100011	3.1647	141.99

交配率：0.6，突變率：0.005，10 代 可得 $W_{p,5} = 3.7961$

族群	染色體字串	W	$f(W)$ 合適性 (fitness)
1	11001011	3.7961	164.82
2	00011100	3.0071	158.6
3	00011110	3.1176	158.98
4	0111000	3.4392	163.62
5	00110001	3.1922	160.23
6	10010101	3.5843	164.28
7	11001101	3.8039	164.81

8	11100101	3.898	164.71
9	01000101	3.2706	161.37
10	01100011	3.3882	162.77

交配率：0.6，突變率：0.005，10代 可得 $W_{p,4} = 4.9725$

族群	染色體字串	W	$f(W)$ 合適性 (fitness)
1	01100011	4.7765	208.35
2	00100111	4.3059	204.59
3	01000101	4.5412	207.01
4	01011000	4.6902	207.98
5	10001011	5.0902	205.59
6	11001000	5.5686	206
7	00111001	4.4471	206.7
8	01111100	4.9725	208.7
9	00010101	4.1647	202.6
10	10111011	5.4667	206.82

交配率：0.6，突變率：0.005，10代 可得 $W_{p,3} = 7.902$

族群	染色體字串	W	$f(W)$ 合適性 (fitness)
1	01100111	7.8078	305.7
2	00001101	7.102	302.42
3	00011010	7.2039	303.24
4	10010010	8.1415	305.46
5	11101100	8.851	301.69
6	10000001	8.0118	305.69
7	00011110	7.2353	303.46
8	11010001	8.6392	303.25
9	10001011	7.902	305.75
10	11000111	8.5608	303.73

求得 $W_{p,6} = 3.2235$ ， $W_{p,5} = 3.7961$ ， $W_{p,4} = 4.9725$ ， $W_{p,3} = 7.902$ 代入 HFSS 模擬求得 Q 值

與電感值。

4.6 節 模擬結果與最佳化佈局之比較

本章節利用前章節的前五個電感範例來作基因演算法與最佳化佈局之比較。利用基因演算法與最佳化佈局法所計算出來的最佳化寬度如下：

NO. 1 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3
GA	3.2235	3.7961	4.9725	7.902
Wopt	3.2169	3.8969	5.1064	8.106

NO. 2 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=8$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=8	n=7	n=6	n=5	n=4	n=3
GA	2.9028	3.278	3.8038	4.6079	6.0381	9.5849
Wopt	3.0124	3.4017	3.9474	4.7819	6.266	9.9467

NO. 3 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=10	n=9	n=8	n=7	n=6	n=5	n=4
GA	3.1354	3.4748	3.9238	4.5532	5.5158	7.2278	10
Wopt	3.0124	3.3384	3.7699	4.3746	5.2994	6.9442	10

NO. 4 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3
GA	3.2748	3.9672	5.1984	8.252
Wopt	3.0598	3.7067	4.8572	7.7103

NO. 5 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=60\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$

	n=6	n=5	n=4	n=3
GA	3.6204	4.3859	5.7471	9.123
Wopt	3.4347	4.1608	5.4522	8.6548

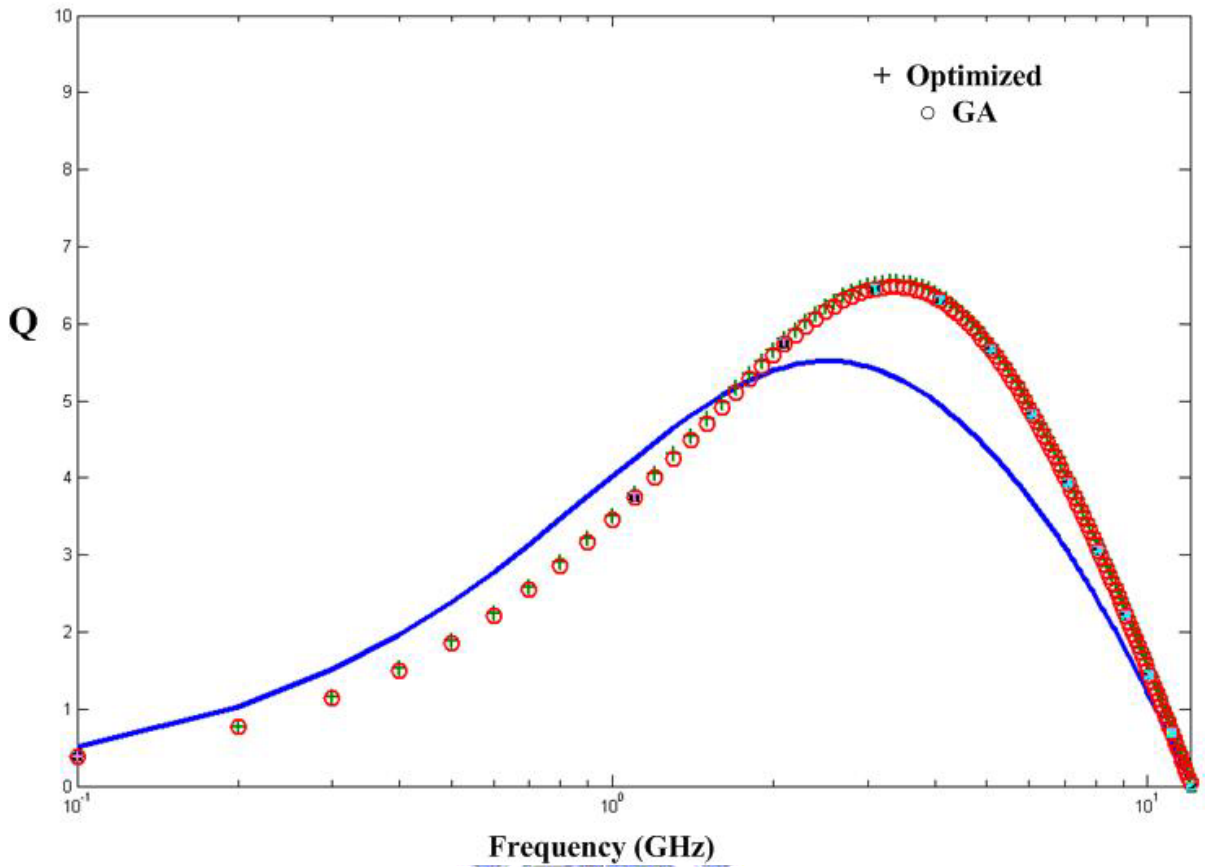


圖 4-6-1 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 Q 值比較圖

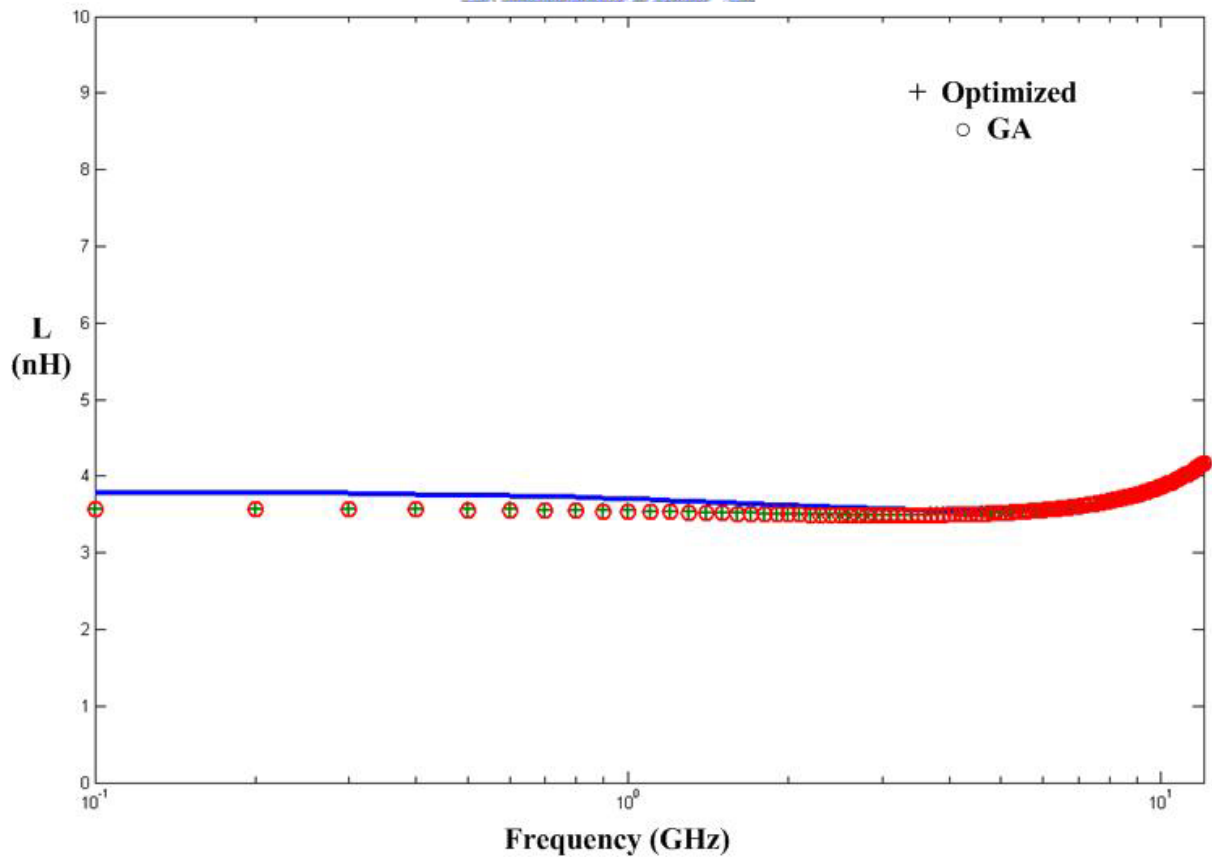


圖 4-6-2 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 L 值比較圖

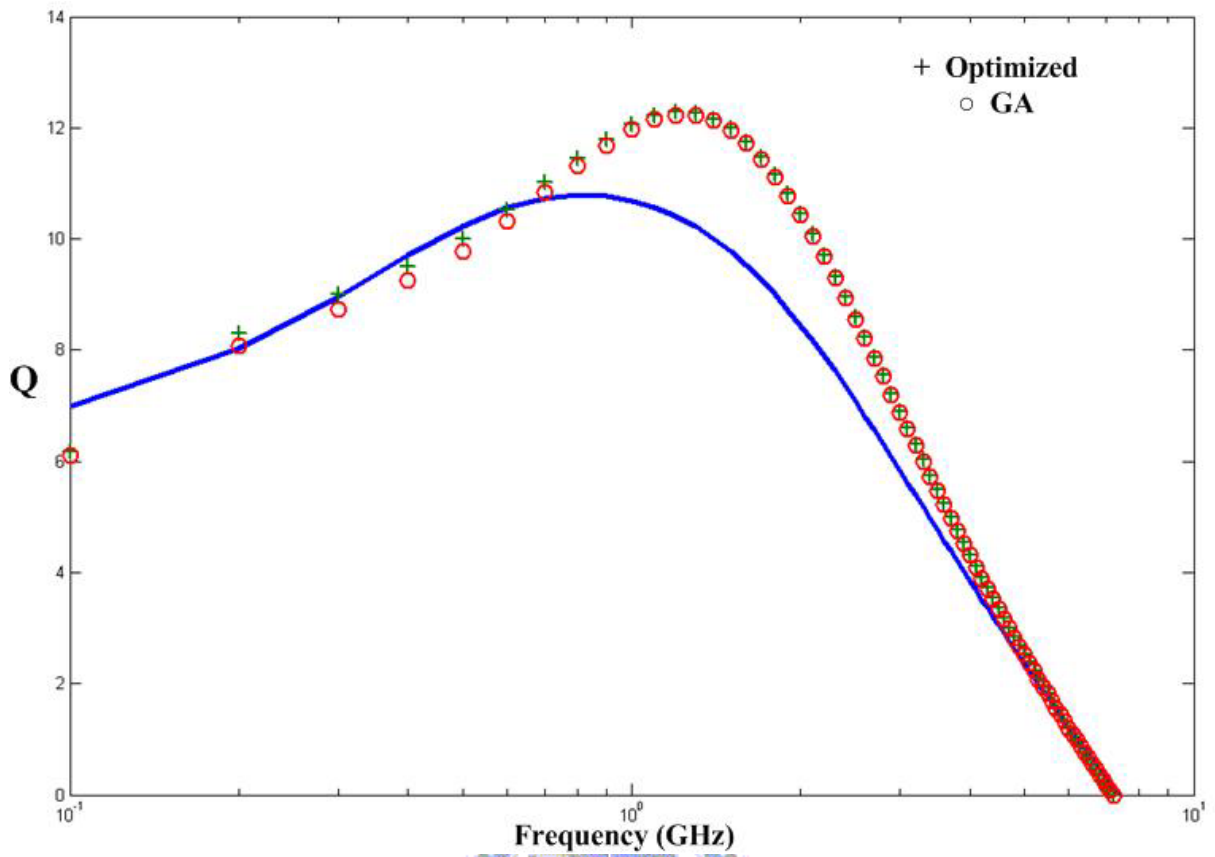


圖 4-6-3 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=8$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 Q 值比較圖

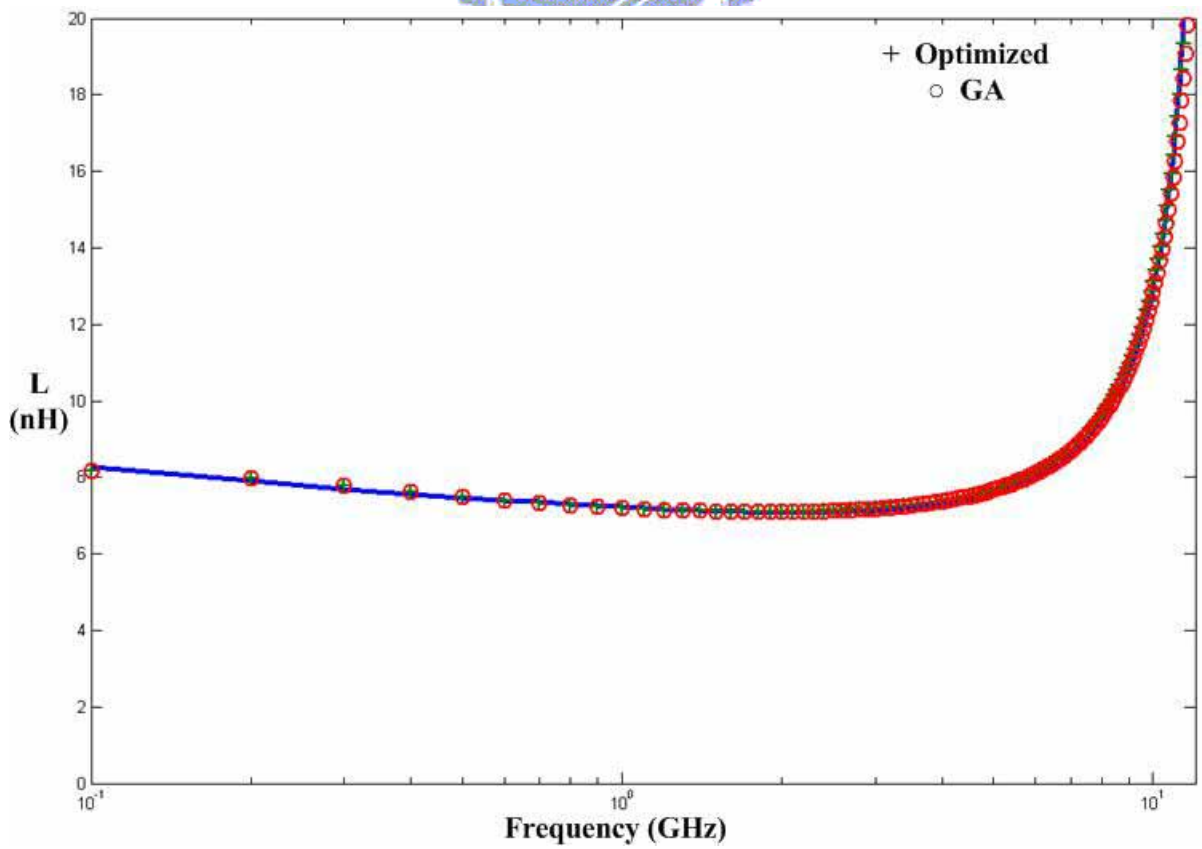


圖 4-6-4 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=8$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 L 值比較圖

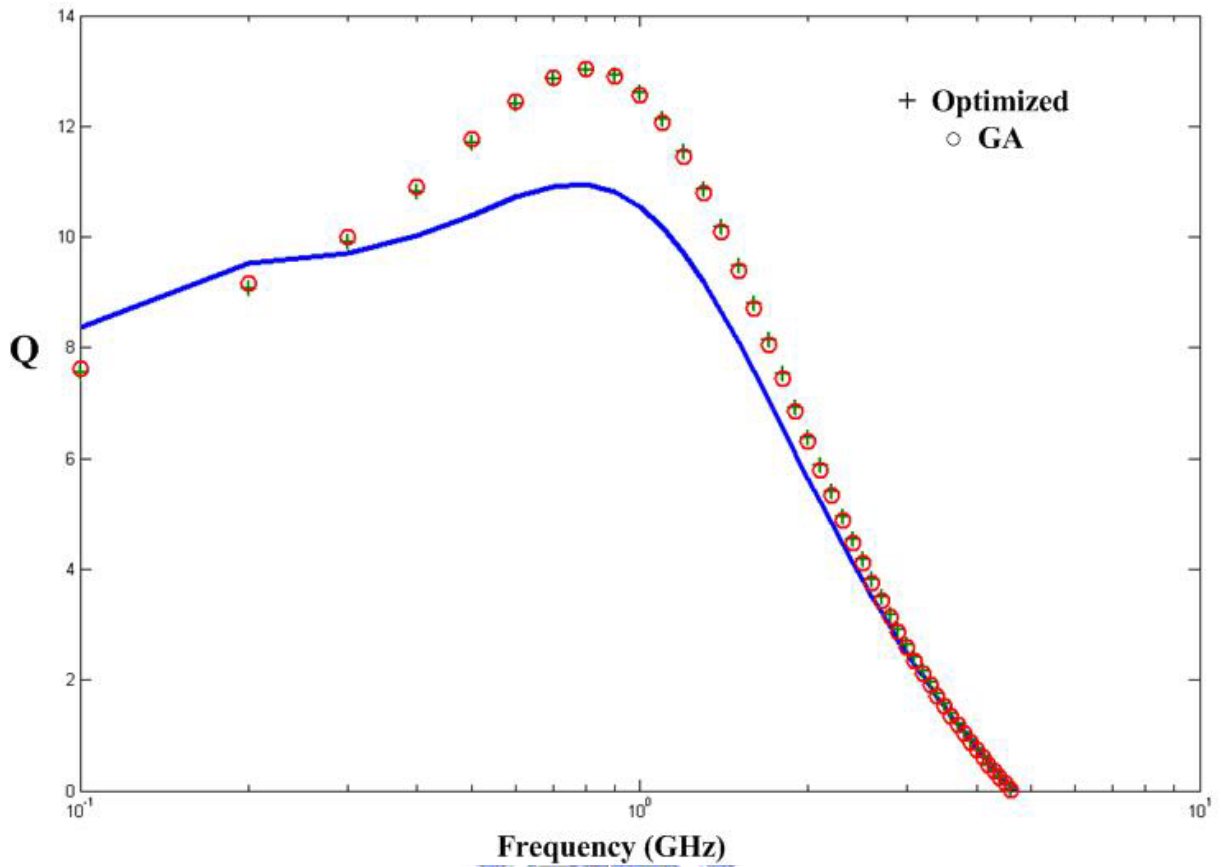


圖 4-6-5 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 Q 值比較圖

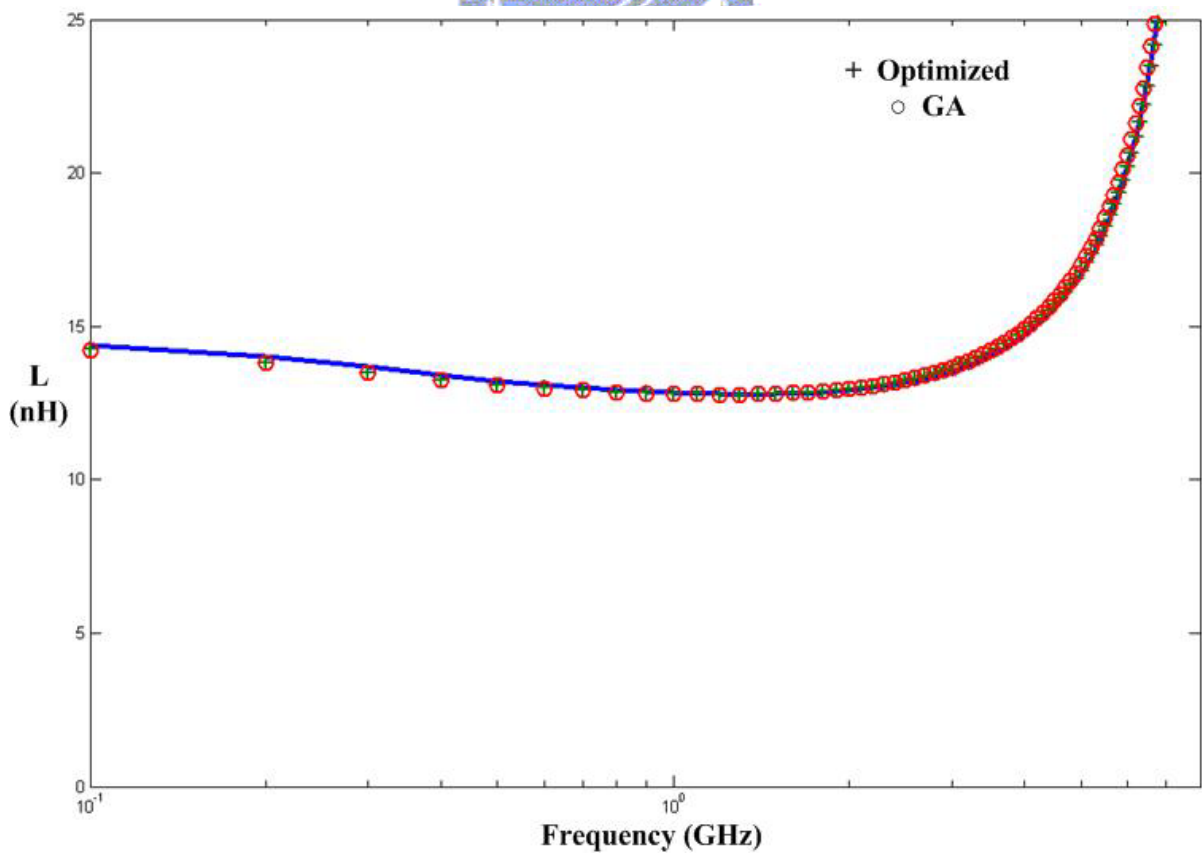


圖 4-6-6 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=20\ \mu\text{m}$, $N=10$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 L 值比較圖

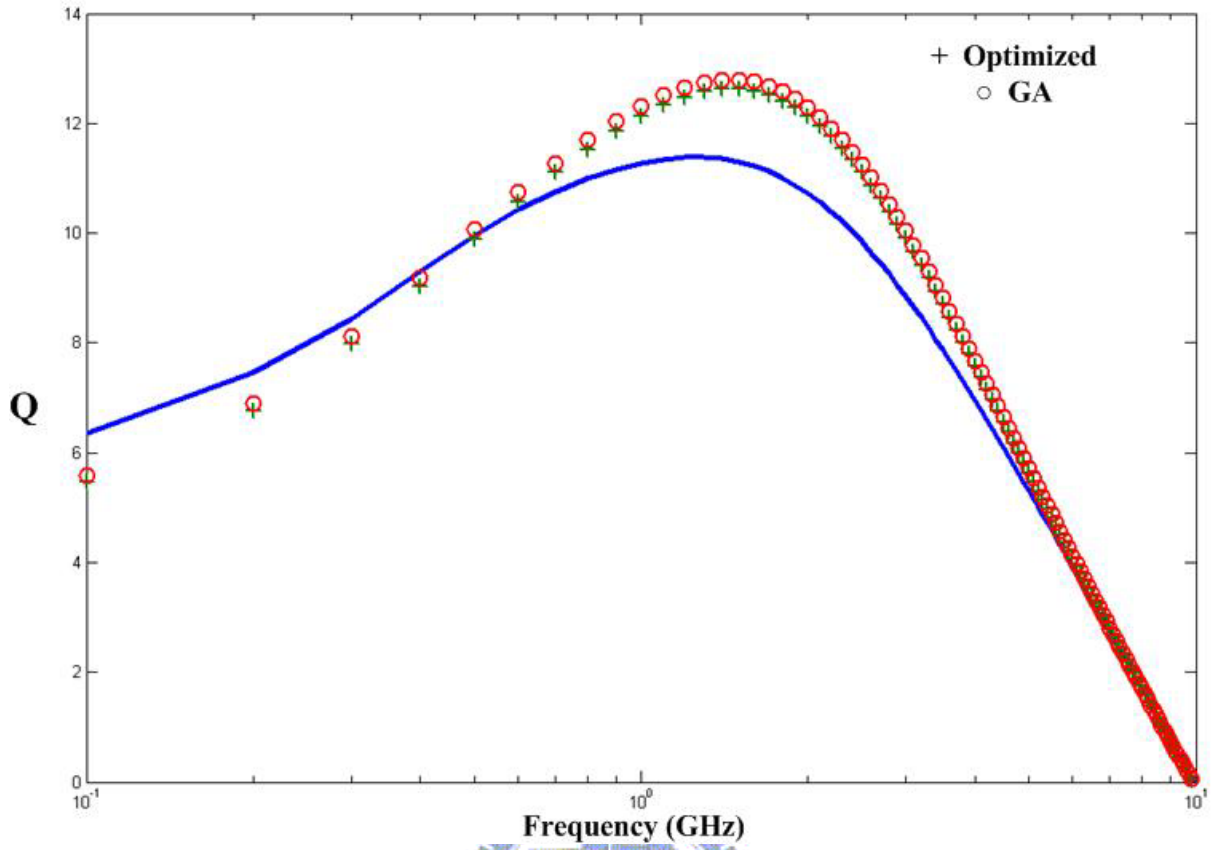


圖 4-6-7 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 Q 值比較圖

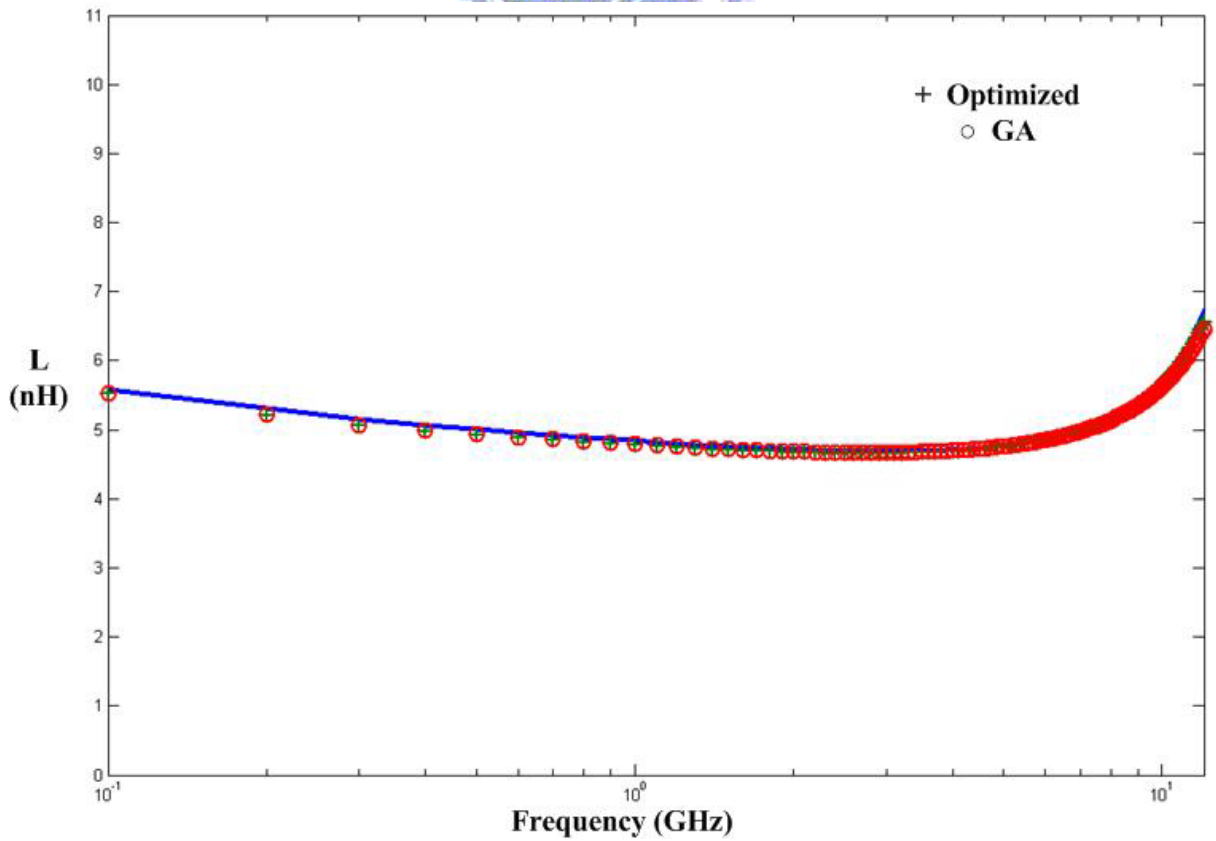


圖 4-6-8 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=40\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 L 值比較圖

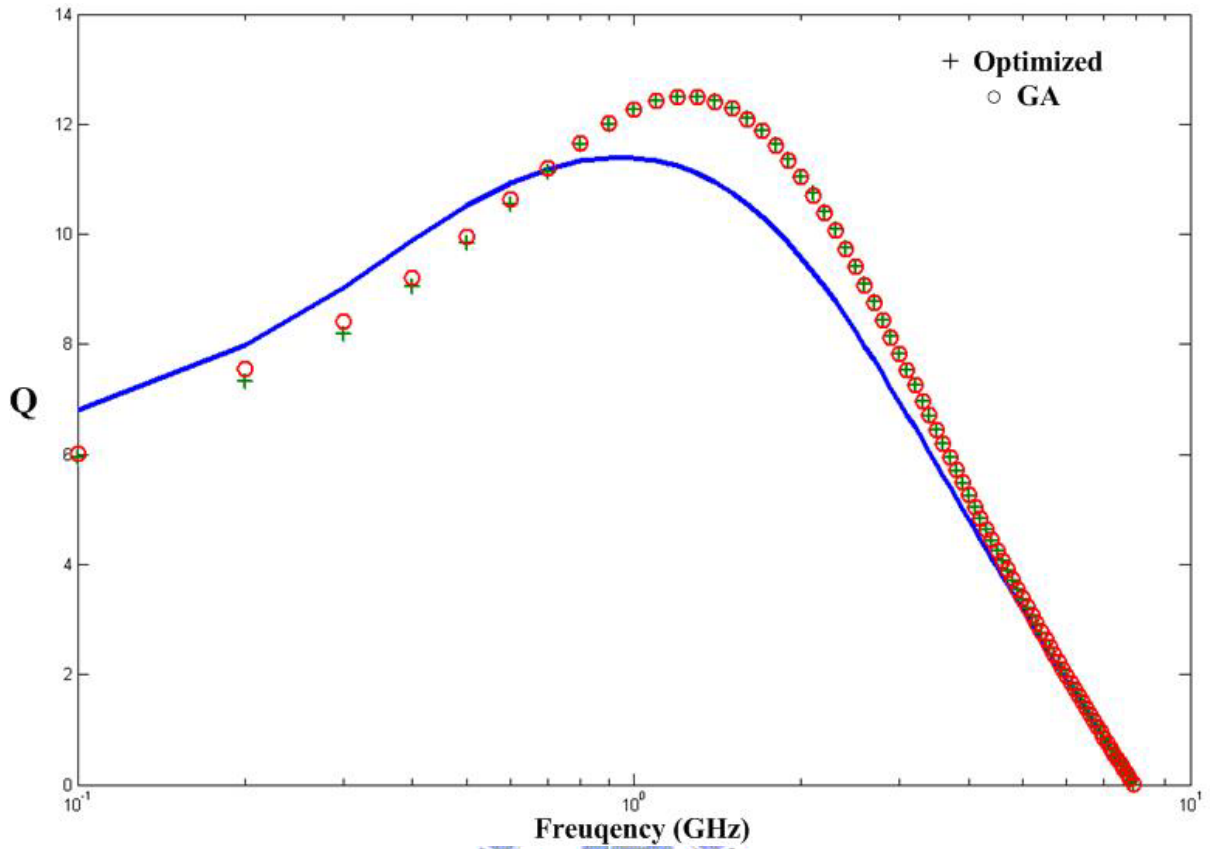


圖 4-6-9 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=60\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 Q 值比較圖

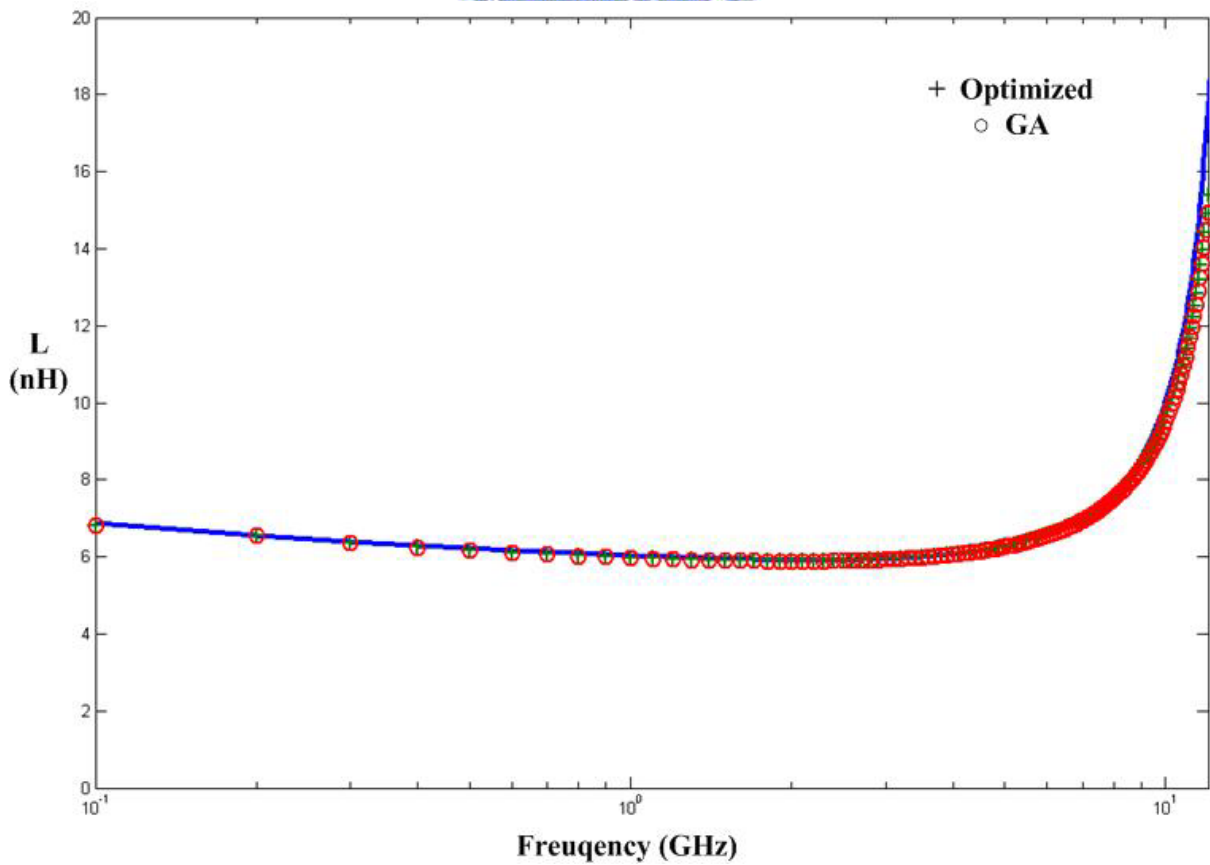


圖 4-6-10 $W=10\ \mu\text{m}$, $D=60\ \mu\text{m}$, $N=6$, $S=2\ \mu\text{m}$ 電感最佳化與 GA 之 L 值比較圖

第五章 結論

本論文使用二種方法來探討增加電感的品質。第一種根據推導出來的數學表示式可以瞭解到串聯電阻中的歐姆電阻反比於金屬線寬，渦旋電流電阻則正比於金屬線寬的平方，並且利用最小化串聯電阻來推導出最佳化的金屬線寬，並以最佳化金屬線寬來設計電感。模擬的結果對品質因素的增加有不錯的效果。第二種運用基因演算法以金屬線寬為參數，對電感作最佳化，期間雖然花費時間去模擬運算，但是得到的 Q 值結果與最佳化線寬的結果相比，兩者均有不錯的提升且相互吻合。

未來晶片的製程越作越小的情況下，如何減少電感的面積以及提高品質是往後電感設計的一個很重要的課題。目前為了避免中心磁場影響電感的品質，電感的製作均以加大電感內徑（避免金屬線圈集中， $D \geq 100\mu m$ ）來減少中心磁場的強度，導致電感在晶片中佔了極大的面積。本論文使用內徑較小（ $D \leq 80\mu m$ ）的電感，並且提供了第一種方法去減少金屬線寬，降低中心磁場的影響。設計後的電感面積較小且品質因素有顯著的提升。

未來的工作希望可以研究串聯電阻的數學表示式，並且加入基底損耗的影響，以求準確性提昇。多模擬幾種不同的結構參數的電感，研究其效能，並可實作下線，驗證實作的結果對電感的品質有大幅的提升。

Reference

- [1] Jan Craninckx, Michiel S. J. Steyaert, " A 1.8-GHz Low-Phase-Noise CMOS VCO Using Optimized Hollow Spiral Inductors," IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 5, MAY 1997, pp. 736-744.
- [2] Derek K. Shaeffer, Thomas H. Lee, " A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier," IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 32, NO. 5, MAY 1997, pp. 745-759.
- [3] Hector J. De Los santos, " On the Ultimate Limits of IC Inductors-An RF MEMS Perspective," IEEE Electronic Components and Technology Conference 2002, pp. 1027-1031.
- [4] William B. Kuhn, Nouredin M. Ibrahim, " Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 49, NO. 1, JANUARY 2001, pp. 31-38.
- [5] Ban-Leong Ooi, Dao-Xian Xu, Pang-Shyan Kooi, and Fu-Jiang Lin, " An Improved Prediction of Series Resistance in Spiral Inductor Modeling With Eddy-Current Effect," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 50, NO. 9, SEPTEMBER 2002, pp. 2202-2206.
- [6] K. Y. Tong and C. Tsui, " A Physical Analytical Model of Multilayer On-Chip Inductors," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 53, NO. 4, APRIL 2005, pp. 1143-1149.
- [7] Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer, " Analysis of Eddy-Current Losses Over Conductive Substrates with Applications to Monolithic Inductors and Transformers," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 49, NO. 1, JANUARY 2001, pp. 166-176.
- [8] Jun Zou, Chang Liu, Drew R. Trainor, Jack Chen, Jose E. Schutt-Ainé, Patrick L. Chapman, " Development of Three-Dimensional Inductors Using Plastic Deformation Magnetic Assembly (PDMA)," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 4, APRIL 2003, pp. 1067-1075.
- [9] Tao Wang, Yong Wang, Kangsheng Chen, " A Global Genetic Algorithm based Optimization Technique for Spiral Inductor on Silicon Design," IEEE, Proceedings of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation,

- June 15-19, 2004. Hangzhou. P.R. China, pp.2095-2098.
- [10] Snezana Jenei, Bart K. J. C. Nauwelaers, Stefaan Decoutere,
“Physics-Based Closed-Form Inductance Expression for Compact
Modeling of Integrated Spiral Inductors,” IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE
CIRCUITS, VOL. 37, NO. 1, JANUARY 2002, pp. 77-80.
- [11] 陳清文, CMOS 螺旋電感等效電路之探討, 交通大學電信工程系研究所碩士論文, 2005
- [12] 林家銘, 以廣義基因演算法搜尋黏滯阻泥器與鐵磁性薄膜沉積之最佳化參數, 交通
大學土木 工程系研究所碩士論文, 2003
- [13] 沈曉雯, 使用基因演算法於鍍行散熱片之最佳化分析, 逢甲大學應用數學系研究所
碩士論文, 2003

