

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

含集總元件之單面電路(3/3)

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC93-2213-E-002-021-

執行期間：93年08月01日至94年07月31日

執行單位：國立臺灣大學電信工程學研究所

計畫主持人：陳俊雄

計畫參與人員：王琦學、朱立忠、張逸、鄧卜華、林士程、楊錫明、劉永元、  
吳忠樺、陳昭錡

報告類型：完整報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 7 月 26 日

# 含集總元件之單面電路 ( 1/3 ) , ( 2/3 ) , ( 3/3 )

Uniplanar Circuits with Lumped Elements (1/3) , (2/3) , (3/3)

計畫編號：NSC 91-2213-E-002-074

NSC 92-2213-E-002-041

NSC 93-2213-E-002-021

執行期限：91 年 8 月 1 日至 94 年 7 月 31 日

主持人：陳俊雄 國立台灣大學電信工程學研究所教授

計畫參與人員：王琦學、朱立忠、張逸、鄧卜華、林士程、楊錫明

劉永元、吳忠樺、陳昭錡

## 一. 中文摘要

(關鍵詞：單面電路、集總元件、混波器。)

為了發展毫米波無線通訊收發系統之關鍵元組件，本研究擬開發電路設計用模型以及電路分析用程式集，以探討具有集總元件之單面電路，並達成有效設計與模擬各類單面電路的研發目標。

本研究的內容包括：設計用等效電路模型的建立，分析用程式集的完成，再結合理論分析與實驗量測，來進行新型單面混波器以及相關組件的開發與詳盡探討工作。

第一年研究特以混合積分方程及動差法為基礎，以等效電流源接點法為輔，建立一套頻域全波分析模型，用以探討含集總元件之單面電路，並以晶片電容、螺旋電感、以及主動天線電路為例，來驗證此全波分析模型的可用性。

第二年的研究目標為提出一種新式的改良型短路開路參數萃取法，擴充上年度開發完成

的全波分析程式，使其能應用於非線性電路的設計與分析上，並依此分析及設計混波器之各項主要組件，進而了解各組件之多模態頻率響應。

第三年研究(本計畫的最終目標)為：應用前兩年所建立之單面電路全波分析程式以及相關組件模型，來完成被動式與主動式單面混波器的設計與研製工作。

## Abstract

(Keywords : Uniplanar circuit, lumped element, mixer.)

The purpose of this investigation is to develop and study the uniplanar circuits with lumped elements so as to establish the key-component technologies for millimeter-wave wireless communication systems. The goal is to establish suitable equivalent circuit models for practical design and associated fullwave computer software for circuit simulation. In this study, the uniplanar circuits with linear and

nonlinear lumped elements are investigated in detail. Specifically, several novel uniplanar mixers and related components are proposed and their properties are carefully examined, both theoretically and experimentally.

In the first-year research, a fullwave analysis model for uniplanar circuits with lumped elements is proposed. The passive distributed parts are analyzed by the mixed-potential integral-equation based moment method, and the connection between distributed parts and lumped elements is treated by the current-source port concept. In the first-year study, the fullwave analysis model is tested by applying it to the problems with chip capacitor, spiral inductor, and active slot antenna.

In the second-year research, an extended short-open calibration technique is proposed to handle the multimode conversion phenomenon associated with the uniplanar circuit discontinuities. By combining this calibration technique with the previously developed fullwave analysis model, one can establish an extended model to analyze both linear and nonlinear circuits. Specifically, three basic components of uniplanar mixer are analyzed and designed by this extended model.

In the third-year research, the ultimate target is to use the equivalent-circuit models and fullwave computer software developed in the past two years to implement the various uniplanar circuits. Specifically, several novel passive and active uniplanar mixers and related

components are proposed and their properties are carefully examined, both theoretically and experimentally.

## 二. 緣由與目的

單面單晶微波積體電路的構想，首由 Hirota 及 Ogawa 等人提出。單面電路的元、組件及導體，僅佔用基板的單一平面，而具有以下優點：串聯與並聯主、被動元、組件容易，易於加接直流偏壓，因此可簡化積體電路的製程，大幅降低電路的價格。

連接單面電路元、組件的要件為單面傳輸線，依結構可分成：共面波導 ( Coplanar waveguide, CPW)、槽線 ( Slotline, SL)、及共面帶線 ( Coplanar stripline, CPS )。共面波導、槽線、及共面帶線之導體均共用同一平面，三者經適當組合，可簡化積體電路架構及製程，也可改善電路特性，因此於單晶微波及毫米波積體電路的發展過程中，頗受世人的注意。

雖然單面電路擁有多項的優點，但其電路結構頗為複雜，故在元、組件分析上，需要建立可靠的分析模型。尤其使用頻率越來越高，電路使用面積越來越小的趨勢下，各種電磁效應愈形重要而無法忽略，而需更有效的分析模型，來進行單面電路的設計與模擬工作。

針對含集總元件的電路，過去研究曾適當結合集總元件模型與全波分析方法，而有效解決這類的問題。在時域方面，已發展方法含：有限差分時域法 ( FDTD ) 及有限元素時域法等，這些方法均可探討各類集總元件、傳輸線、以及電路組件間的結合問題，但於設計分析時，須花費大量的時間與硬體資源，使得這種方法的推廣及應用，頗受限制。

在頻域方面，欲將集總元件一起納入電路分析模型中，特引入內部節點的結合方法，使得頻域全波分析法，也能用於處理如振盪器或混波器的電路上。但有關頻域全波分析模型的發展，過去的研究都集中在微帶線結構上，而單面電路的設計與分析，則相對的偏少而更待開發與解決。本研究特以頻域全波分析法為基礎，提出一種有效的電路分析模型，來設計與分析含集總元件之單面電路，並以單面混波器及相關組件之探討為主軸，來開發含集總元件單面電路之分析模型。

混波器是無線通訊系統中之一個重要組件，依據訊號饋入的方式，混波器大約可分為：單一元件式、單平衡式、及雙平衡式三類。單一元件式混波器之電路架構最簡單，而常用在超高頻率的通訊系統上。但若考慮到各端點間的隔離度問題，則平衡式架構才是最佳的選擇。無論是單平衡式或雙平衡式架構，最重要的組件是將非平衡訊號轉換為平衡訊號的轉換組件，常見的有 T-接頭、魔術 T、環形共振器、混成耦合器、Lange 耦合器、以及平衡至非平衡轉接器(Balun)等。而過去相關的研究工作，較偏重於以金屬波導、帶線、以及微帶線為基礎所設計的混波器。

單面電路之開發過程中，混波器依然可以使用類似的架構來達成。單一元件式架構，則常用於發展超高頻段的混波器、以及諧波混波器。在平衡式的架構上，所有的轉接器與耦合器，亦可以共面波導、槽線、及共面帶線等來實現，進而開發出相關的單面混波器。

有別於微帶線架構的混波器，單面電路可利用單面傳輸線間之轉接器，如共面波導至槽線轉接、或共面波導至共面帶線轉接，來設計平衡架構的混波器，並利用兩種傳輸線之間模

態的隔離特性，可製作出隔離度相當高的平衡式單面混波器，不過由於模態轉換的特性相當複雜，較缺乏有效且精確的分析工具。

本研究特以頻域全波分析模型為基礎並將其推廣，期能用於含集總元件單面電路之分析與設計之上，同時針對各種混波器可能使用的單面組件，進行等效電路模型的建立，期望在理論與實驗方式的交相驗證下，得到最佳的設計工具。接著再以所建立全波分析模型，進行小型化新型單面混波器的開發工作，尤其針對轉接型的平衡式混波器，可建立一套精確有效率的設計工具，由此改良其結構與特性，以達到開發小型化單面混波器的目標。

### 三. 研究方法與結果

#### 1. 頻域全波分析模型

第一年主要建立一套適用於單面電路上，並可結合集總元件的頻域全波分析模型。本研究利用等效電流源接點法來結合所發展的頻域全波分析模型，如此便可輕易的結合電磁場理論與電路學，快速得到精確的計算結果，方便電路設計。

##### A. 混合積分方程全波分析模型

此研究採用混合積分方程(Mixed potential integral equation) [1]，作為全波分析的基礎。考慮單面電路之主要傳輸線為共面波導(Coplanar waveguide)或槽線(Slotline)，同時為了防止連接集總元件時，額外引進的數值誤差[2]，而選擇開槽處未知磁流及空橋上未知電流為積分方程之未知數，以適當的基底函數展開，再利用動差法求解所得之混合積分方程，可得待解之磁流及電流。

## B. 等效電流源接點法

動差法求解過程之磁場激發項可以圖一(b)表示，當激發源置於兩緊鄰未知磁流之分割間時，由於分割間相當靠近，可假設其間之磁場激發源分佈平均且可表示成

$$H^{ex}(\beta) = \frac{I_i}{\Delta} \quad (1)$$

其中  $H^{ex}$  為磁場激發源， $I_i$  為等效電流，而為兩磁流分割間的距離。如此再代回混合積分方程，經動差法求解後之磁場激發項可得

$$\iint_{S_i} \Lambda_i(\beta) H^{ex}(\beta) ds = \delta_{ij} I_j. \quad (2)$$

其中  $\Lambda_i(\beta)$  為磁流之基底展開函數。

經由方程式(2)，可將激發磁場以等效電流源取代，並將其引入集總元件之電壓對電流方程式，即可獲得包含集總元件及分佈元件之整體全波分析結果[3]-[5]。

由於數值計算的誤差，緊鄰兩磁流分割間的距離雖很小，但仍會引進一點數值運算造成的串聯電感效應，整體的等效電路模型可以圖二表示。為避免此數值電感誤差，我們延伸了 Gillard 等人[2]提出的對策，以並聯多個等效電流源接點來減低數值電感性的誤差效益。

## C. 驗證及效能分析

為驗證全波分析模型的可用性，首先考慮一晶片電容問題，即在兩共面波導間串聯了一個 1pF 晶片電容而如圖三所示，並量測其反射係數。同時比較了使用三個及五個並聯等效電流源接點的模擬結果，可發現並聯多個等效電流源接點，確實可降低數值電感的誤差效應。此外，圖三(b)還秀出使用串聯負電感，來抵銷數值電感誤差的模擬結果，雖然此法的修正效果最好，但由於必須先得到正確的數值電感誤差值，才能正確的修正誤差，在較複雜的電路結構下，正確的數值電感誤差值並不易決定，

使得使用負電感修正法受到很大的限制。

接著，再利用一螺線電感 (Solenoid inductor) 電路，來探討等效電流源接點方法的特性，其分析的結構如圖一(a)所示，其中之集總元件為一螺線電感(約 65 nH)，串聯於兩共面波導間。圖四為其穿透及反射係數之量測及模擬結果，圖四中亦比較了利用[6]中提出的等效電壓源法，模擬串聯螺線電感問題所得的穿透及反射係數。由量測的結果可以看出，除了串聯螺線電感本身的電感性，還包含了兩共面波導末端間的離散電容性。所以穿透係數約在 1.5 GHz 會產生一個共振點。觀察由[6]所提之等效電壓源所預測的結果可以發現，當未經過分段串聯修正[2]時，共振點低於 1 GHz。這是因為等效電壓源方法，假設將集總電路置於無限靠近的兩傳輸線間，如此在無限靠近的兩傳輸線末端，會產生強烈的電場偶合效應，而使模擬結果引進了一個很大的並聯電容誤差，所以當未進行修正時，共振點較量測值低很多。使用分段串聯修正後，可看出其並聯電容效應的確有效的降低，共振點發生在約 1.2 GHz。但是等效電壓源方法，需將集總電路置於無限靠近的兩傳輸線間，而改變了原本兩傳輸線間實際的距離，所以並無法正確的預測出由兩傳輸線末端所產生電容性的偶合量，即使使用了修正方法，仍無法得到正確的模擬結果。而使用等效電流源接點方法的分析結果，由於不需將集總電路置於無限靠近的兩傳輸線間，所以不至於破壞電路本身的結構，而可以正確的預測包含集總電路及分佈元件整體效應的電路表現。

本研究所提的全波分析模型，不僅可以使用在包含集總電路及分佈元件電路的分析上，也可以使用在複雜大型電路的分析過程。圖五(a)為一單晶微波積體電路常用的螺旋電感(Spiral inductor)串聯電路。在進行全波分析

時，由於電感本身結構較為複雜，而使整體電路在分析上複雜度也同時提高。若能將複雜的電感與簡單的傳輸線分開處理，則可大大降低分析過程所需的時間及運算資源。圖五(b)和五(c)顯示將電感與傳輸線分開分析，再以等效電流源接點接合模擬的結果，此外亦含直接分析整體電路的模擬結果，以及單一螺旋電感不包含傳輸線結構影響的模擬結果。由結果比較可得知，將電感與傳輸線分開分析依然可以獲得準確的結果。在需求解的未知數方面，整體計算的未知數個數有 409 個，而分開計算則只需 375 個(248 個為螺旋電感所需的未知數個數，127 個為傳輸線結構所需的未知數個數)。同時，所花費的計算時間約減少 2.15 倍。

#### D. 單面主動天線

除上述雙埠被動電路外，也可將此全波分析模型運用於連結主動多埠元件與分佈元件的天線設計上。圖六顯示一具面波導饋入槽線式主動天線的模擬結果。圖中亦比較了[7]所分析的結果及其量測的結果。由於[7]中之分析方法，為連接主動元件亦需改變原來分佈元件的幾何結構，所以無法正確模擬實際結構的響應，而有較大的誤差。而使用等效電流源接點的分析方法，則可得到較佳的結果。

## 2. 改良型 S 參數矩陣萃取法

第二年度的研究目標為繼續擴充上年度開發完成的全波分析程式，使其能應用於非線性電路的設計與分析上，為此本研究特提出一改良型短路開路參數萃取法，用以求取單面電路的 S 參數矩陣，並依此分析及設計混波器之各項主要組件，用以作為設計單面型混波器的資料庫。

#### A. 改良型短路開路參數萃取法

第一年度的研究，建立了一套適用於單面電路上，並可結合集總元件的頻域全波分析數值模擬軟體。然而，直接求解動差法所得包含集總元件特性之頻率域矩陣，並無法應用於含非線性元件的電路。解決此項不足的方法，是將動差法得到的被動電路部分的 S 參數矩陣與非線性電路分析軟體相結合。利用非線性電路分析軟體的諧波平衡式演算法(Harmonic balance)，即可得到電路上非線性的特性。而被動電路部分一般為線性電路，所以可由本研究發展的混合積分方程求出。另外再使用短路開路參數萃取法[8]，修正各埠因激發處不連續所產生之誤差，進而得到正確被動電路部分的 S 參數矩陣。然而，不同於微帶型電路模態的單一，單面型電路的結構經常會激發出多個模態，使得同一個電路上同時擁有多於一種模態的訊號在上面傳播。傳統的短路開路參數萃取法[8]，並無法有效的解決多模態的參數萃取問題，為此本研究提出一種新式的改良型短路開路參數萃取法[9]。利用此參數萃取法，對於單面型電路多個模態傳播的特性分析上，可以得到正確且有效的結果。

圖七(a)為一具面波導的不連續結構。虛線為參考平面，所有結果皆為此平面處所得的響應。而兩電流源  $I_1$ 、 $I_2$  分別為兩個獨立的激發源。由於結構上的非對稱性，不連續處會分別激發出偶模態(共面波導模態)與奇模態(槽線模態)，且偶模態與奇模態在特定頻率上會有大量的能量交換現象。因此，兩模態必需同時考慮，不能獨立處理。為了使短路開路參數萃取法能運用在此類問題，這裡利用了兩模態間的正交性及不會相互耦合的特性，將問題簡化為如圖八所示的結構圖。

激發處不連續所產生之誤差以一個誤差方塊(error box)表示。由於激發源本身對稱，所以偶模態與奇模態之誤差方塊可以分開表示，而偶模態與奇模態相互耦合的特性只需在待分析的結構上考慮。要得到不包含激發處不連續所產生誤差之 S 參數矩陣，只需在埠端再連接上誤差方塊的反矩陣即可。

根據短路開路參數萃取法求解的流程，先分別將兩激發源之電壓電流改寫為偶模態與奇模態之電壓電流型式

$$V_e = \frac{V_1 - V_2}{2}, I_e = I_1 - I_2,$$

$$V_o = V_1 + V_2, I_o = \frac{I_1 + I_2}{2}.$$

式中  $V_e$ 、 $V_o$ 、 $I_e$  及  $I_o$  分別為偶模態與奇模態之電壓電流， $V_1$ 、 $V_2$ 、 $I_1$  及  $I_2$  為兩激發源之電壓電流。接著再針對激發處不連續結構，設計如圖九所示之短路及開路結構，作為偶模態與奇模態誤差方塊之校準元件。在數值運算中，末端短路可以完美電導體邊界(PEC)取代，而末端開路可以完美磁導體邊界(PMC)取代。再利用鏡像理論取代完美邊界，可以輕易得到四種校準元件在激發源處電壓電流的關係。之後代回短路開路參數萃取法求解誤差方塊的公式，即可得到偶模態與奇模態的誤差方塊矩陣，進而得到待分析結構的特性。

## B. 共面波導非對稱不連續結構

利用改良型短路開路參數萃取法，可以分析偶模態與奇模態之間的交互耦合現象。由於奇模態並不容易直接由實驗測得，所以圖示之 S 參數矩陣，除了利用改良型短路開路參數萃取法求得之外，另外還須用矩陣束法(matrix pencil method)[10]來驗證結果的可靠性。

圖七(a)為一單埠共面波導的不連續結構，圖七(b)為其反射係數。可以看出偶模態與奇模態在約 6 GHz 處有最大的能量耦合現象發生。此乃因為不對稱的傳輸線長度約為 6 GHz 時之四分之一波長，電磁波往返造成 180°的相位差，而使原為偶模態波轉為奇模態，而奇模態波轉為偶模態。兩模態對應的四分之一波長不太一樣，所以最大能量耦合的發生頻率有些差別。

圖十(a)為一雙埠共面波導彎曲的結構，圖十(b)為其反射係數及穿透係數。由於彎曲結構上，靠外側的波會比靠內側的波多走一段長度，內外波會出現相位差，所以偶模態與奇模態在這樣的結構上也會有能量耦合現象發生。當相位差達到 180°時，能量耦合會有最大值，從圖十(b)可知約在 12 GHz 處。

圖七與圖十的結果皆與矩陣束法所得到的結果相吻合，間接驗證了改良型短路開路參數萃取法的可靠性。雖然利用矩陣束法亦可分析電路的多模態問題，但是此法並無法引入等效電流源接點模型，使得此方法比起改良型短路開路參數萃取法，在分析電路上多了相當多的限制。

## C. 槽線至共面波導接頭

槽線至共面波導接頭常用於單面型混波器的設計，原因在於槽線模態(奇模態)與共面波導模態(偶模態)有正交特性。利用此正交特性可以製作出轉換損耗(conversion loss)及訊號隔離度很好的單面型混波器[11]，[12]。因此充分掌握槽線至共面波導接頭中槽線模態與共面波導模態及其交互耦合特性，即為設計一單面型混波器的重要關鍵。

圖十一(a)為一槽線至共面波導接頭的結構圖。埠一(Port 1)連接槽線，埠二(Port 2)連接共面波導。埠三、四(Port 3、Port 4)為等效電流源接點，可外接任意的雙端集總元件。對於單面型混波器的應用，一般是連接一對串聯的二極體。利用改良型短路開路參數萃取法及前一年度完成的混合積分方程全波分析數值模擬軟體，可以針對此四埠元件進行分析，用以了解其運作原理及如何使用在單面型混波器的設計。

由於槽線饋入共面波導接頭後，槽線模態與共面波導模態具有正交特性，所以由埠一及埠二輸入之訊號不會互相干擾，可以分開討論。由圖十一(a)可以看出，由埠一饋入的槽線模態訊號，除了會在埠三、四輸出外，還會向埠二方向傳播。但由於共面波導上的空橋(airbridge)對於槽線模態訊號來說猶如一短路端點，所以圖十一(a)中共面波導  $d_2$  與空橋對於槽線模態訊號而言，可以等效為一並聯的短路端點傳輸線。當  $d_2$  約為四分之一波長時，此短路端點傳輸線輸入阻抗成開路，此時由埠一傳播到埠三及埠四的能量會最大。由埠二輸入之共面波導模態訊號，則因為末端槽線對於共面波導模態猶如一開路端點，所以能量皆會有效的由埠三及埠四輸出。

模擬結果如圖十一(b)所示。當  $d_2$  為 10mm 長時，其相對於槽線模態訊號的四分之一波長約在 3.8 GHz，所以  $|S_{31}|$  在 3.8 GHz 處有最大值。當遠離四分之一波長後，短路端點傳輸線  $d_2$  輸入阻抗則會接近短路，而使槽線模態訊號大量反射不會由埠三及埠四輸出， $|S_{31}|$  及  $|S_{41}|$  接近 -20 dB。當  $d_2$  為 20mm 長時，其四分之一波長約在 2 GHz，所以  $|S_{31}|$  及  $|S_{41}|$  在 2 GHz 處有

最大值。反觀由埠二輸入埠三及埠四之共面波導模態訊號，則幾乎在所有頻率  $|S_{32}|$  及  $|S_{42}|$  都等於 -3 dB。 $|S_{31}|$  及  $|S_{41}|$  這樣具有頻寬限制的特性，使其運用於單面型混波器的設計時，混波器的操作頻寬會受限於  $|S_{32}|$  及  $|S_{42}|$  的頻寬。因此在設計混波器時，須針對槽線至共面波導接頭及連接的一對串聯二極體，同時合併進行設計，才能達成最佳的設計結果。

### 3. 新式單面混波器

第三年研究則利用前兩年發展的分析工具，設計了兩種新式的單晶積體電路單面型混波器。

#### A. 38 GHz 180° 單平衡式二極體混波器

整個電路如圖十二所示 [13]。藉由 34-35.5GHz 本地振盪源混波，可將 38GHz 之射頻訊號，降頻至 3-4.5GHz 之中頻訊號。在選取二極體元件尺寸，主要的考量點在於使其偏壓在本地振盪訊號源的功率下，所得輸入阻抗在所設計的頻率越接近 50 歐姆越好。元件乃使用二個 HEMT 二極體，其總開極長度為 16 微米。由於本地振盪訊號的功率大小已足以使這二極體操作在工作區域，所以在設計此電路並沒有使用偏壓電路。

共面波導到槽線轉接器使用縮小化的 LC 共面波導到槽線轉接器，來達到轉換共面波導能量到槽線的功能，其結構與量測結果如圖十三所示。利用前述的數值分析軟體，可以得到設計電路所需的各項參數。緊接二極體之後需一段約四分之一波長阻抗轉換器，其主要目的在於使由本地振盪源輸入埠進入的訊號，能順利進入二極體端而不至於受到射頻端電路的影響，另外亦可使射頻端電路端阻抗匹配至二極體端。槽線 T 型接面與共面波導到槽線轉接



器之間亦加入了槽線匹配電路，用來改善二極體造成的阻抗不匹配。由於共面波導到槽線轉接器在所設計的頻率之輸入阻抗接近 50 歐姆，所以本地振盪源輸入埠就不再另外設計額外的匹配電路。改良式的雙工器的設計如下，基本上，低通濾波器的設計仍然採用簡單串聯電感的方式完成，而帶通濾波器則為一具面波導四分之一波長耦合器。為了達到節省晶片面積的目的，利用共面波導傳輸線偶模態(even mode)與奇模態(odd mode)相互正交的特性，將共面波導四分之一波長耦合器置於共面波導四分之一波長阻抗轉換器的訊號線中。同時由於共面波導四分之一波長耦合器一端在高頻開路，但在低頻卻可使其短路而不影響帶通濾波器表現的特性，可將低通濾波器直接連接於共面波導四分之一波長耦合器的開路端，如此即完成一個縮小面積的改良式的雙工器。

整體電路的非線性模擬是採用 AWR 公司的 Microwave Office 2000 軟體。整個混波器表現從量測結果(如圖十四)可看出，在本地振盪訊號頻率是 36-39 GHz 時，轉換損耗在 35-43 GHz 皆在 8 dB 以內，此時的輸入端與輸出端反射損耗都是大於 15 dB，而本地振盪訊號與射頻訊號對中頻訊號的隔離度有 20 dB 以上。完成後的晶片面積大小為 1.5 mm x 1.5 mm。總共有二個高頻輸入接腳，一個中頻輸出接腳，皆採用共面波導方式輸出。晶片實做照片如圖十五所示。

## B. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式二極體混波器

設計之改良型縮小化單平衡二極體混波器，藉由 34-35.5GHz 本地振盪源混波，可將 38GHz 之射頻訊號，降頻至 3-4.5GHz 之中頻訊號。混波器電路中使用一槽線 T 型接面來達成輸入訊號 180° 的相移。元件乃使用二個

HEMT 二極體，其總閘極長度為 30 微米。利用 180° 耦合器本身的特性，使本地端和中頻端與射頻端具有良好的阻隔。中頻端經由一低通濾波器而本地端經由一高通濾波器，來將本地訊號阻隔，取出中頻訊號。比較一般型(圖十二)及改良型(圖十六)[14]可知，改良型的轉接器可使原先與本地訊號同方向的中頻濾波器，移至另一個方向，如此一來，由於轉接器所需的 LC 共振元件與中頻濾波器的低通特性相同，可用同一個元件達到兩種功能。同樣的，本地訊號濾波器也可以與阻抗轉換元件結合，大大減少了混波器所需的元件數目，達到減少電路面積的目的。

圖十六為此混波器電路的架構圖[15]，使用集總元件的 LC 共面波導到槽線轉接器，來達到轉換共面波導能量到槽線的功能，利用自行發展的數值分析軟體，可以得到設計電路所需改良型共面波導到槽線轉接器的各項參數。由圖四結果可看出，利用槽線 T 型接面的確可以很順利的將由槽線而來的訊號傳到二極體上。圖十七為電路實體照片圖，電路大小為 1.0 mm x 1.0 mm。確實較一般型(圖十五)的面積更小。

本混波器電路量測是直接對晶片下針量測，晶片用銀膠黏在 FR4 板子上。量測架設如下：輸入訊號是使用 HP83650B 訊號產生器產生，輸出訊號是使用 Agilent 頻譜分析儀 8565EC 量測。量測的結果如圖十八所示。圖十八(a)為此電路頻率轉換損耗對射頻輸入頻率圖，可以看到射頻輸入頻率在 30-40 GHz 時，轉換損耗約在 8.5-11dB 之間。圖十八(b)為本地振盪源埠端至射頻輸入埠端及中頻輸出埠端間之隔離度量測結果，皆在 30dB 以下。圖十八(c)為射頻輸入埠端反射損耗的頻率

響應圖，由圖十八(c)可以看到，反射損耗約在 8-9dB。

### C. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式主動混波器

圖十九為此主動混波器電路的架構圖 [16]。使用集總元件的 LC 共面波導到槽線轉接器，來達到轉換共面波導能量到槽線的功能。利用串聯電感與並聯電容為所需的 LC 共振元件，即可形成中頻訊號端的低通濾波器及同時達成槽線到共面波導轉接功能。圖二十為電路實體照片圖，電路大小為 1.0 mm x 1.0 mm。

本電路量測方法亦是直接對晶片下針量測，量測的結果如圖二十一所示。圖二十一(a)為此電路頻率轉換增益對射頻輸入頻率圖，可以看到射頻輸入頻率在 35-40 GHz 時，轉換增益約在 4-5dB 之間。圖二十一(b)為本地振盪源埠端至射頻輸入埠端及中頻輸出埠端間之隔離度量測結果，皆在 30dB 以下。圖二十一(c)為射頻輸入埠端反射損耗的頻率響應圖，由圖二十一(c)可以看到，反射損耗在 35-40 GHz 都大於 10dB。

## 四. 結論

本研究第一年提出等效電流源接點的觀念，來建立可連結分佈元件與集總元件的全波分析模型。此種模型的基礎為頻域混合積分方程，於動差法求解過程中，利用磁場激發項可以簡化為一等效電流源的性質，將此電流源代入集總元件的電壓與電流關係式，可達到連結電流資訊與磁場資訊的目的，並可在分佈元件為主的全波模擬上，進行包含集總元件與分佈元件的全域分析。使用等效電流源接點的分析方法，由於不必為連接集總元件而改變分佈元

件部分的幾何結構，所以在模擬結果的預測上，有較為準確的表現。同時若能適當的將複雜電路，利用等效電流源接點方法予以分開處理，則可使電路分析過程更為有效。應用所建立之頻域全波分析模型，本研究曾有效的分析兩種被動組件(電容器與電感器)，另外也同時將此全波分析模型運用於連結主動多埠元件與分佈元件的天線設計上，亦得到相當準確且快速的結果。

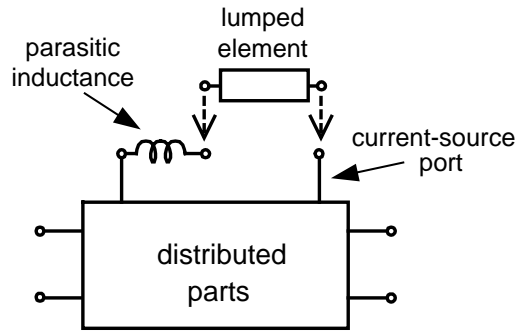
延續了第一年度以等效電流源接點模型的方式，來達成連結分佈元件與集總元件的全波分析，第二年度接著發展一種改良型短路開路參數萃取法，克服等效電流源接點模型無法處理非線性集總元件電路的缺點，使等效電流源接點模型可運用於任何的電路設計。同時此改良型短路開路參數萃取法，可以直接萃取出多個模態及其相互耦合的參數，對於單面型電路出現的多模態問題，提供了一個相當有效的解決方案。在方法的驗證上，利用兩個常見的共面波導非對稱不連續結構的分析結果，與矩陣束法所得到的結果進行比較。同時由這兩個分析結果，亦可知即使是簡單的結構，多模態問題仍然需要重視，尤其在單面型電路上，唯有充分考慮了多模態的影響，才能達到最佳的設計。

第三年研究則以前兩年度發展的分析軟體，分析了用於開發單面型混波器的槽線至共面波導接頭等。由模擬結果顯示，為抑制槽線模態訊號而使用的空橋，對於槽線模態訊號來說猶如一短路端點，使得空橋與共面波導傳輸線對於槽線模態訊號而言，猶如等效並聯一短路端點傳輸線，造成槽線到等效電流源接點訊號的頻寬限制。經模擬結果實驗的驗證，可以得到相當準確的預測。本研究再以所開發相關單面組件為基礎，設計出數種新型的被動與主動式單面混波器。

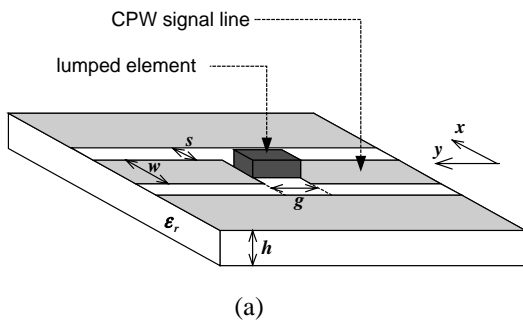
## 五. 參考文獻

- [1] J. Sercu, N. Fache, F. Libbrecht, and P. Lagasse, "Mixed potential integral equation technique for hybrid microstrip-slotline multilayered circuits using a mixed rectangular-triangular mesh," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 1162-1172, May 1995.
- [2] R. Gillard, S. Dauguet, and J. Citerne, "Correction procedures for the numerical parasitic elements associated with lumped elements in global electromagnetic simulators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 1298-1306, Sept. 1998.
- [3] C. H. Wang and C. H. Chen, "A gap-current-port model for global analysis of microwave circuits with lumped elements," in *2001 URSI Int. Symp. on Electromagnetic Theory*, May 2001, pp. 160-162.
- [4] C. H. Wang, H. Wang, and C. H. Chen, "A new global-analysis model for microwave circuits with lumped elements," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, May 2001, pp. 1937-1940.
- [5] C. H. Wang, H. Wang and C. H. Chen, "A full-wave analysis model for uniplanar circuits with lumped elements," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 207-215, January, 2003.
- [6] M. B. Steer et al., "Global modeling of spatially distributed microwave and millimeter-wave systems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 830-838, June 1999.
- [7] E. Vourch, M. Drissi, and J. Citerne, "A full-wave analysis of active uniplanar structures," in *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, June 1995, pp. 1062-1065.
- [8] L. Zhu and K. Wu, "Unified equivalent-circuit model of planar discontinuities suitable for field theory-based CAD and optimization of M(H)MIC's", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 47, pp. 1589-1602, Sept. 1999.
- [9] C. H. Wang, H. Wang, and C. H. Chen, "An extended short-open calibration technique for multimode analysis of asymmetric coplanar-waveguide discontinuities," in *Asia-Pacific Microwave Conference Dig.*, 2001, pp. 437-440.
- [10] M. D. Wu, S. M. Deng, R. B., Wu, and P. Hsu, "Fullwave characterization of the mode conversion in a coplanar waveguide right-angled bend", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, pp. 2532-2538, Nov. 1995.
- [11] P. C. Hsu, C. Nguyen, and M. Kintis, "Design and performance of a new uniplanar diode mixer," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 10, pp. 192-194, May 2000.
- [12] H. Gu and K. Wu, "A novel uniplanar balanced subharmonically pumped mixer for low-cost broadband millimeter-wave transceiver design," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp. 635-638.
- [13] C. H. Wang, Y. S. Lin, H. Wang, and C. H. Chen, "A Q-band uniplanar MMIC diode mixer with lumped-element coplanar waveguide-to-slotline transition," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 2003, pp.103-106.
- [14] C. H. Wang, H. Wang, and C. H. Chen, "A miniaturized uniplanar singly-balanced mixer," in *2002 European Microwave Conference*, Sept., 2002, pp.139-142.

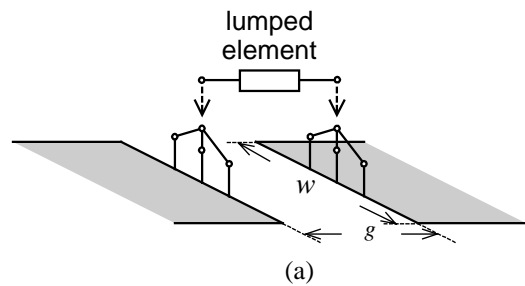
- [15] C. H. Wang, H. Wang, and C. H. Chen, A miniaturized uniplanar MMIC diode mixer with multifunction transition, *2004 Asia-Pacific Microwave Conference*, December 2004.
- [16] C. H. Wang, Y. S. Lin, H. Wang, and C. H. Chen, "A Q-band miniaturized uniplanar MMIC HEMT mixer," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 187-190, June, 2004.



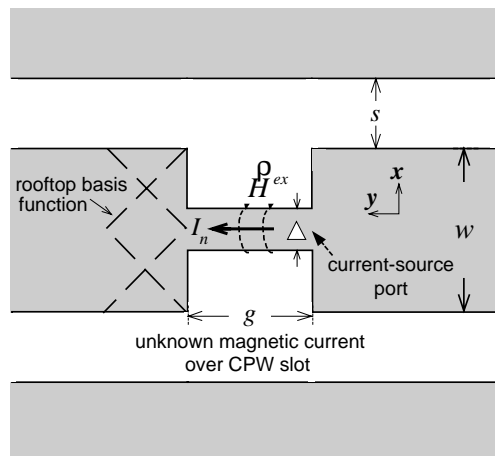
圖二. 包含數值電感誤差之等效電流源接點法示意圖。



(a)

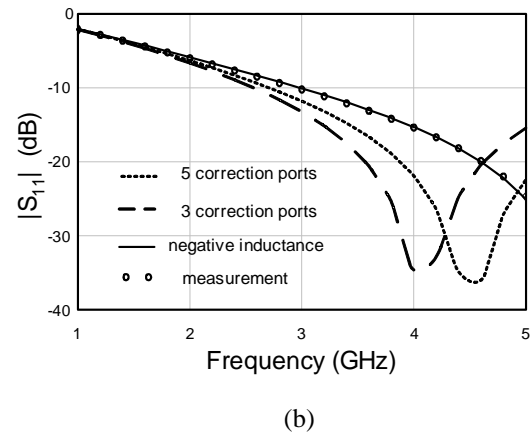


(a)



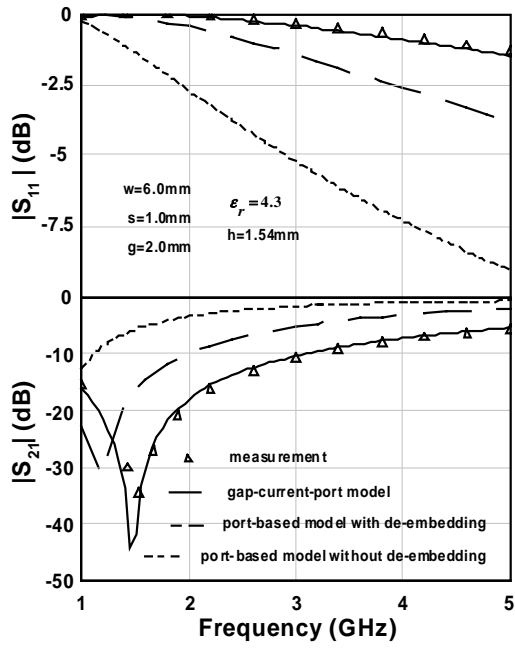
(b)

圖一. (a) 包含集總元件之單面電路, (b) 等效電流源接點法之示意圖。

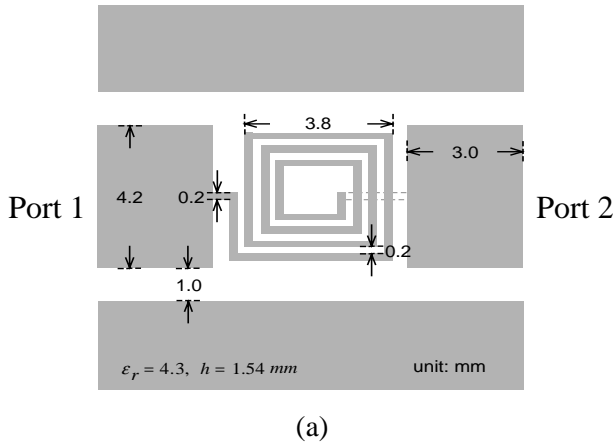
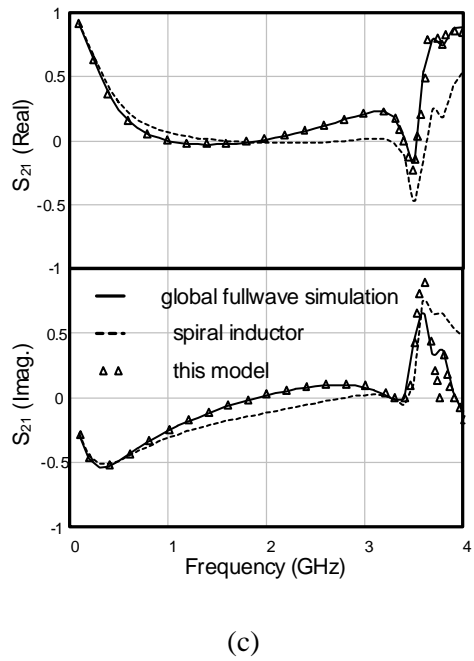
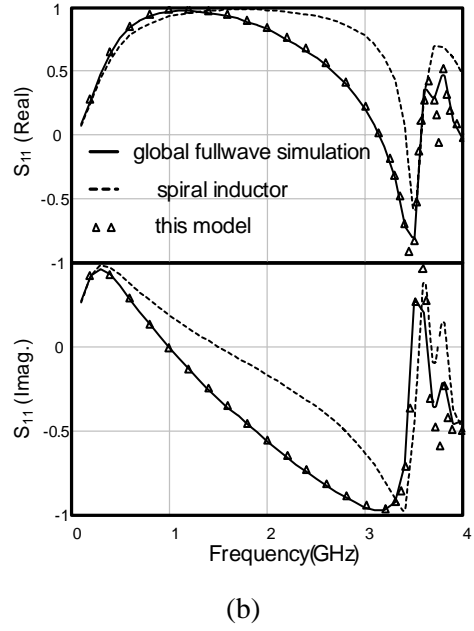


(b)

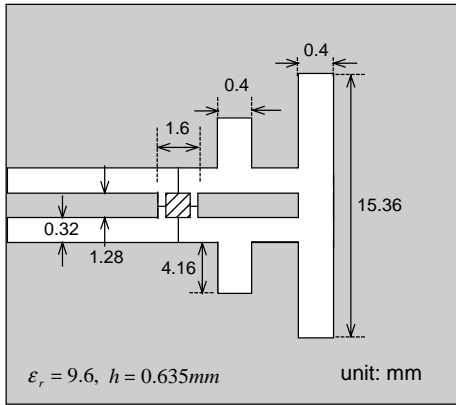
圖三. (a) 降低數值電感誤差之多接點並聯示意圖, (b) 串聯電容電路中, 並联接點數對其反射係數之影響。



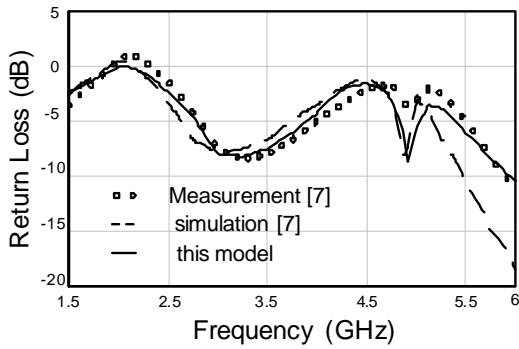
圖四. 串聯螺線電感(Solenoid inductor)共面波導電路之穿透及反射係數結果(量測及模擬)。



圖五. (a) 串聯螺旋電感(Spiral inductor) 電路結構及其模擬結果：(b)反射係數與 (c) 穿透係數。

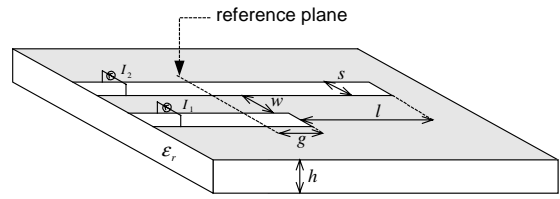


(a)

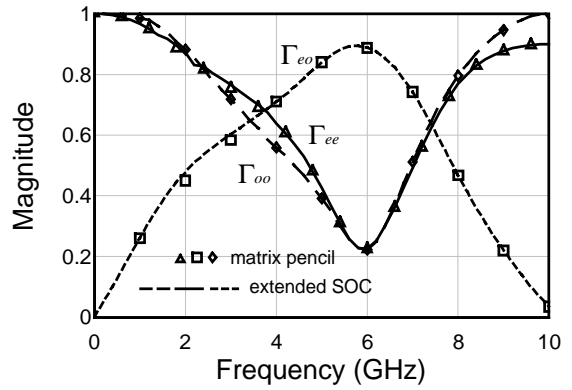


(b)

圖六. (a) 主動天線電路結構, (b) 模擬與實驗結果。

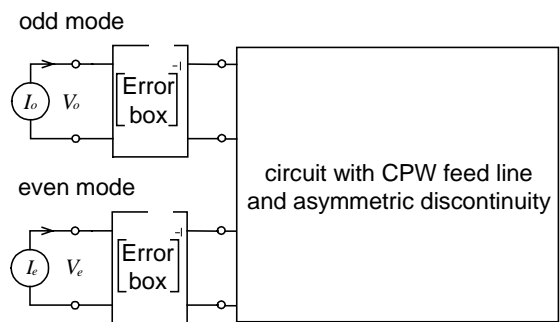


(a)

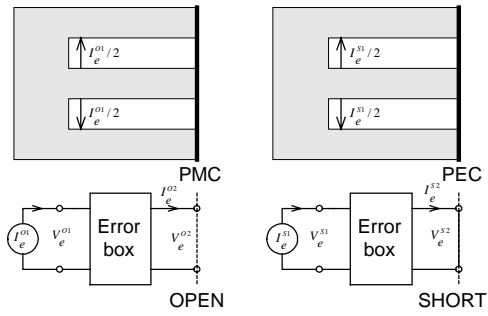


(b)

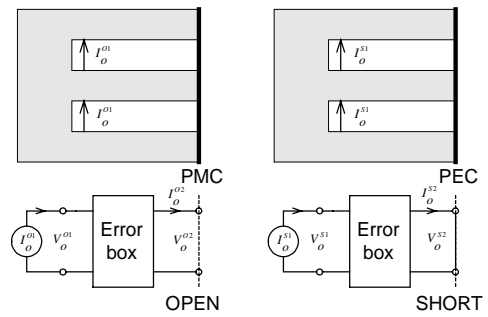
圖七. (a)單埠共面波導非對稱不連續結構與 (b)偶模態與奇模態之穿透及反射係數的模擬結果。



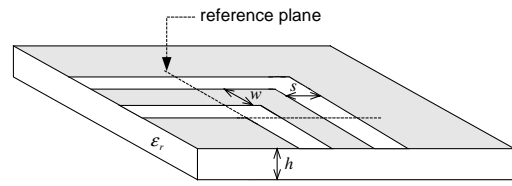
圖八. 含激發源誤差之單埠共面波導非對稱不連續結構示意圖。



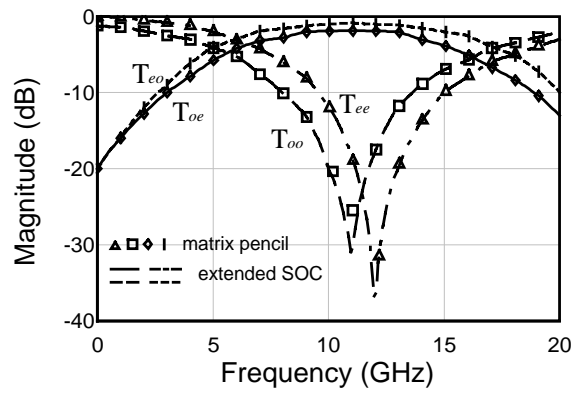
(a)



(b)



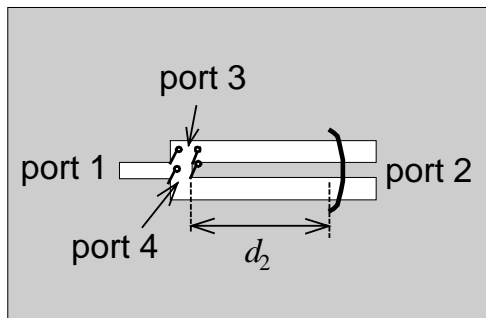
(a)



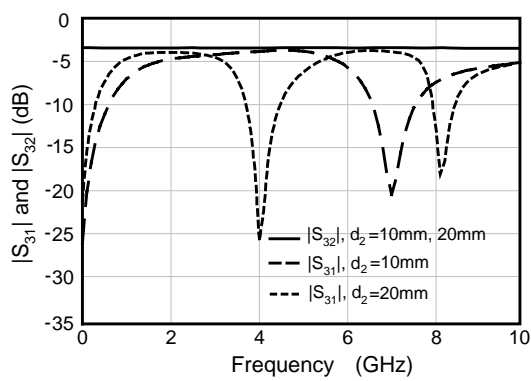
(b)

圖九. (a)偶模態與 (b)奇模態之開路及短路校準元件示意圖。

圖十. (a)共面波導彎曲結構與 (b)偶模態與奇模態之穿透及反射係數的模擬結果。

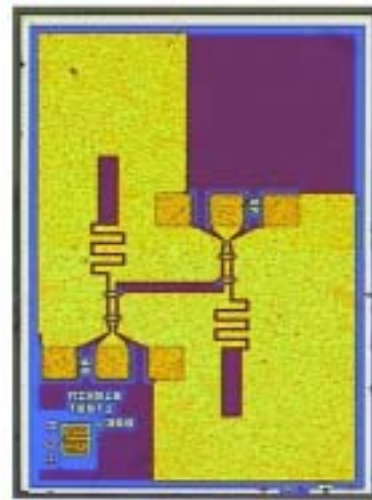


(a)

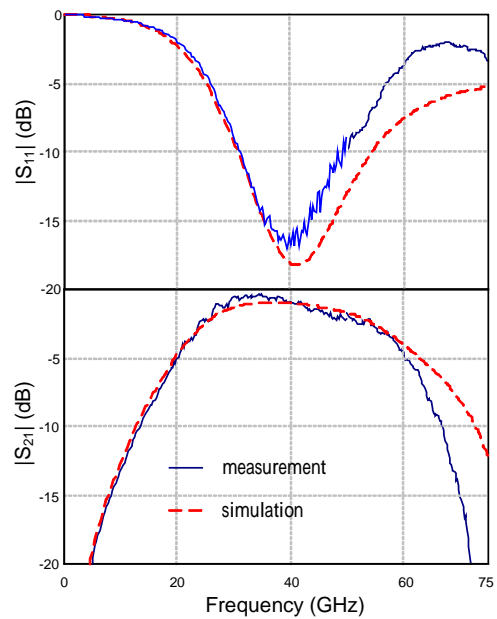


(b)

圖十一. (a)槽線至共面波導接頭結構與 (b)穿透及反射係數的模擬結果。

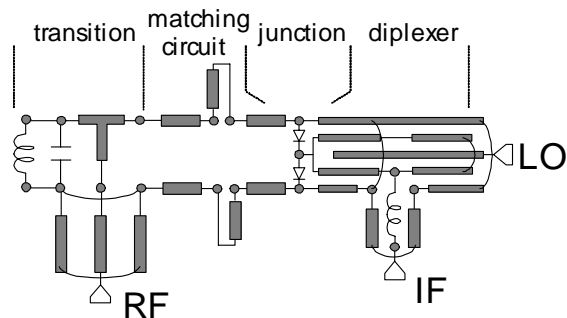


(a)



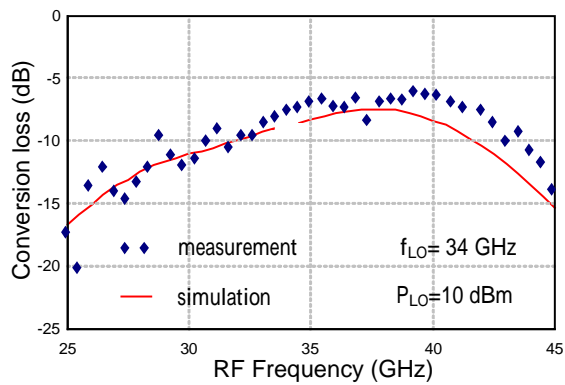
(b)

圖十三. (a)槽線至共面波導接頭被對被結構與 (b)穿透及反射係數的量測結果。

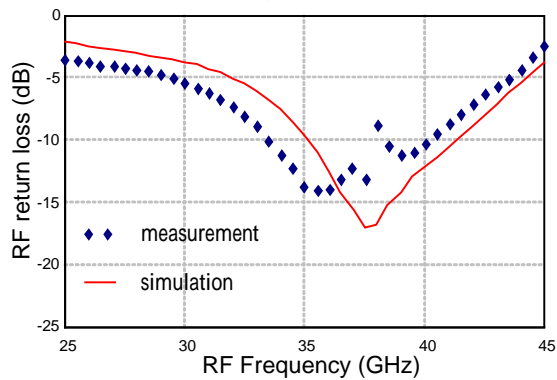


圖十二. 38 GHz 180° 單平衡式二極體混波器電路圖。

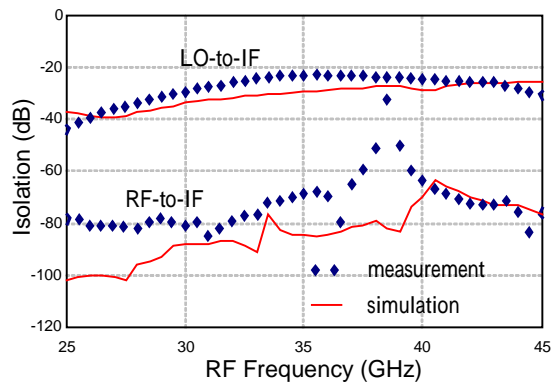




(a)

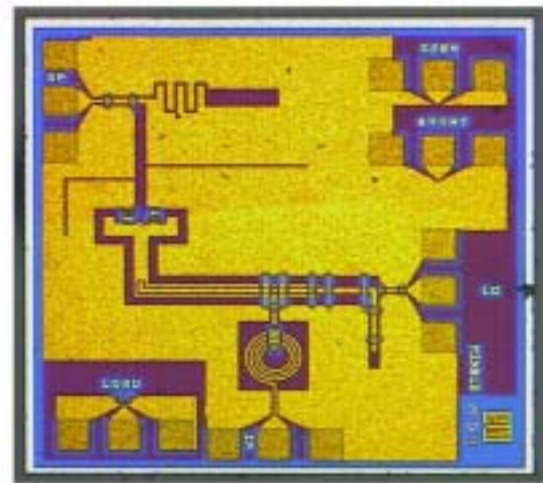


(b)

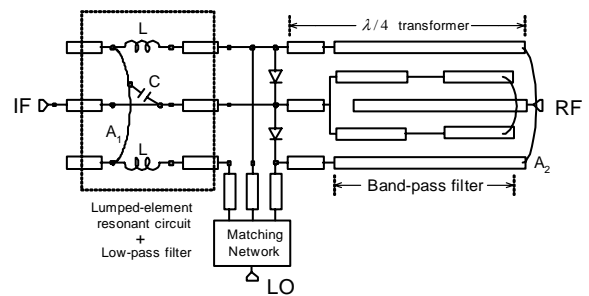


(c)

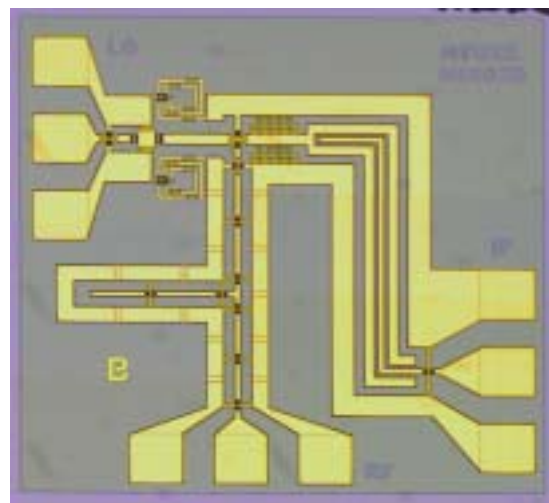
圖十四. 38 GHz 180° 單平衡式二極體混波器：(a)轉換損耗，(b)反射損耗，與 (c)隔離度的模擬與量測結果。



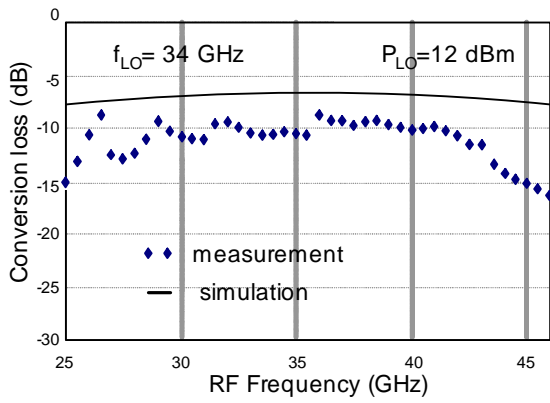
圖十五. 38 GHz 180° 單平衡式二極體混波器電路實體圖。



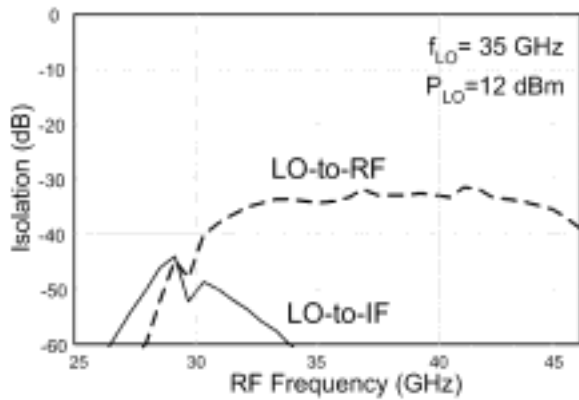
圖十六. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式二極體混波器電路圖。



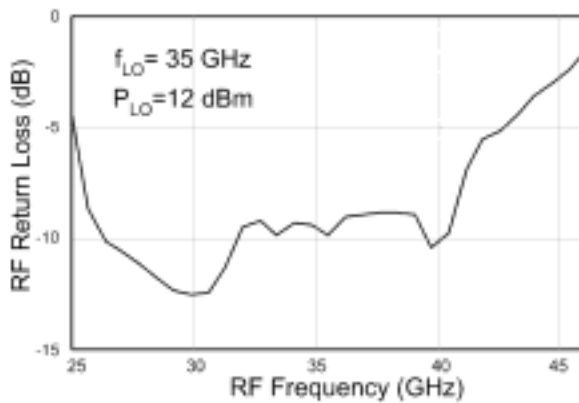
圖十七. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式二極體混波器電路實體圖。



(a)

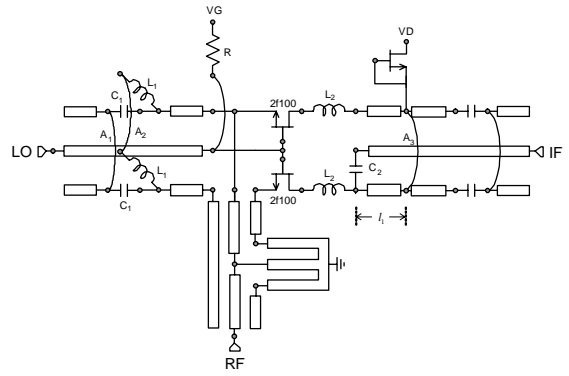


(b)

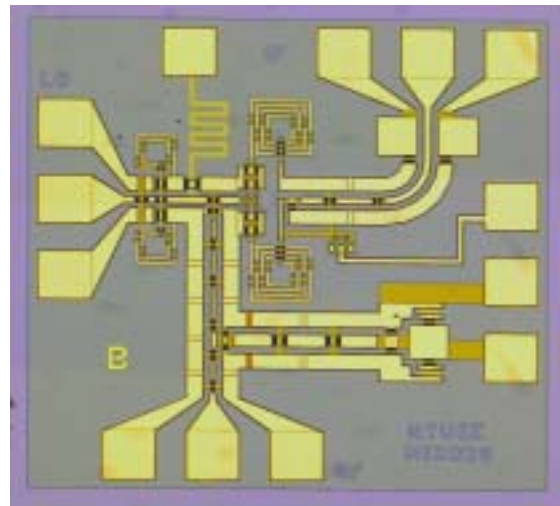


(c)

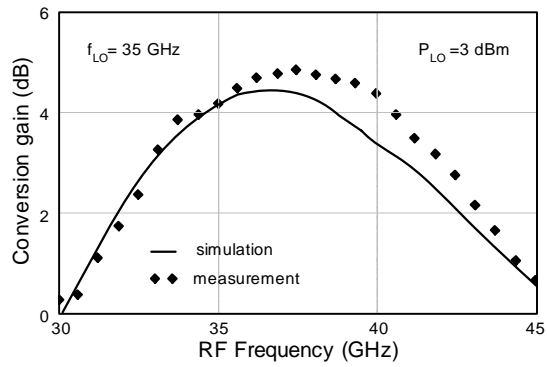
圖十八. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式二極體混波器:(a)轉換損耗, (b)隔離度, 與 (c)反射損耗的模擬與量測結果。



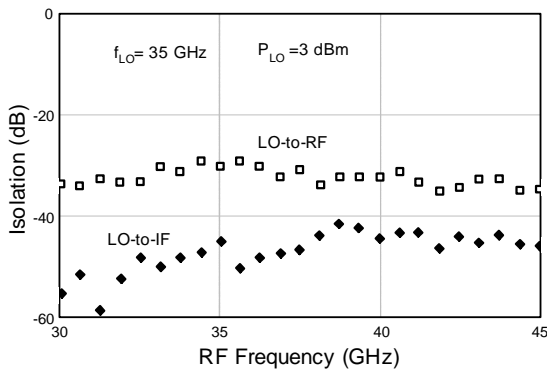
圖十九. 38 GHz 180° 縮小型單平衡式主動混波器電路圖。



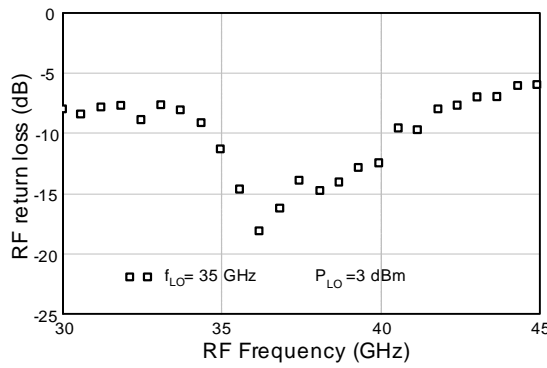
圖二十. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式主動混波器電路實體圖。



(a)



(b)



(c)

圖二十一. 38 GHz 180° 縮小化單平衡式主動混波器：(a)轉換增益，(b)隔離度，與 (c)反射損耗的模擬與量測結果。