



(19)中華民國智慧財產局

(12)新型說明書公告本 (11)證書號數：TW M428596U1

(45)公告日：中華民國 101 (2012) 年 05 月 01 日

(21)申請案號：100224123

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 12 月 21 日

(51)Int. Cl. : *H04B1/38 (2006.01)* *H04B1/06 (2006.01)*

(71)申請人：元智大學(中華民國) YUAN ZE UNIVERSITY (TW)

桃園縣中壢市遠東路 135 號

(72)創作人：周錫增 (TW)；郭李瑞 (TW)；薛百涵 (TW)

(74)代理人：李保祿

申請專利範圍項數：5 項 圖式數：7 共 23 頁

(54)名稱

雙波束陣列天線

(57)摘要

一種雙波束陣列天線，係針對 RFID 讀取器天線設計的應用，頻率分別操作在 1.1GHz 與 2.4GHz 之雙頻段圓極化陣列天線。陣列天線使用貼片式天線為基本單元，實作上僅需使用 FR-4 玻璃纖維板以及空氣保麗龍當作支撐，大幅降低製作成本。並以探針饋入方式，可以避免傳輸線的損耗以及擁有良好的隔離度，更可避免傳輸線之間影響。為了在陣列天線中達到良好圓極化效果採用循序旋轉技術來處理，在雙頻操作上，主要利用兩陣列互相堆疊達成，在設計上創新之處在於，1.2GHz 陣列天線當成 2.4GHz 的參考接地面，如此一來就可以減少一層接地面。

700 . . . 雙頻陣列天
線

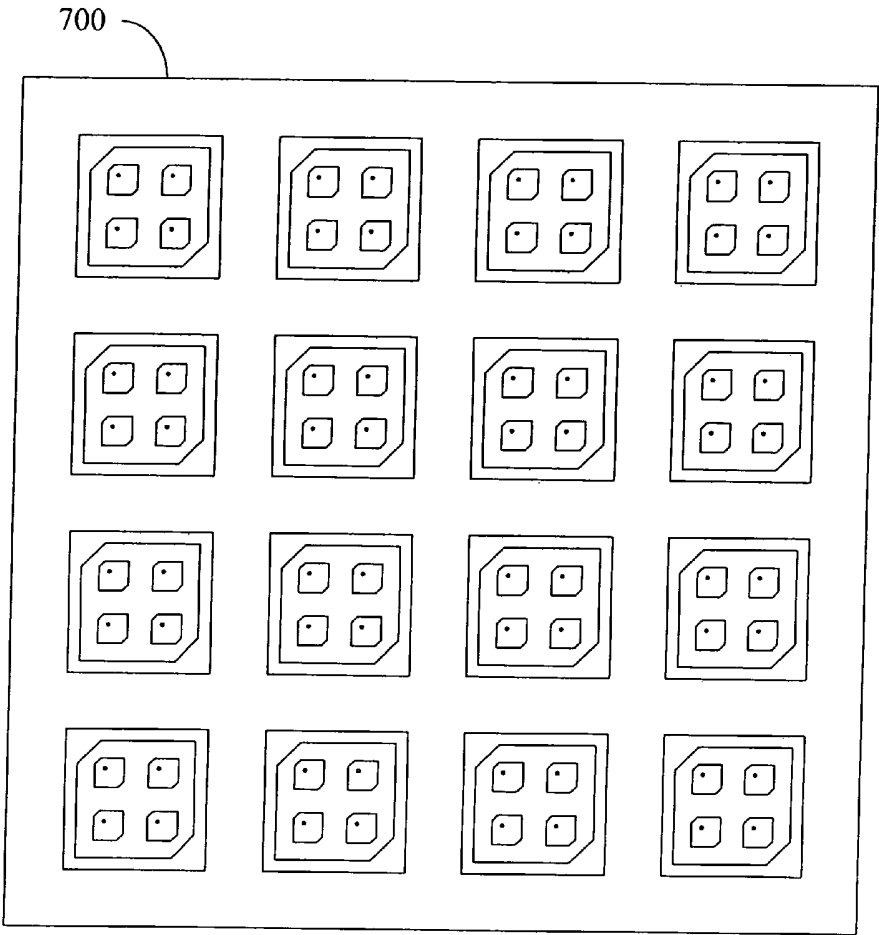


圖 七

五、新型說明：

【新型所屬之技術領域】

本創作係關於一種雙波束陣列天線，特別指一種天線屬於結構簡單，陣列為周期性結構，因此對於做出大型的陣列天線相對容易且此種平面式結構較不占空間，可大幅降低製作成本。

● 【先前技術】

因應現今無線通訊的蓬勃發展，對於這方面的需求也與日俱增，對於身分辨識，乃至於貨物身分辨識方面的應用如雨後春筍般冒出。不同於用於手持式裝置讀取器天線的結構，要求輕巧所以對於尺寸斤斤計較，相反地對固定式的RFID讀取器，尺寸相對於手持式並非第一考量，對於執行的要求權衡之下選擇陣列結構，由於陣列的波束較窄，使得讀取率的提升，物品定位在大空間雜亂環境下會有較好的表現。一般而言讀取距離大約1到2米間，Tag間靠太近的話，容易造成干擾，以致於讀取錯誤，對於相對大的UHF陣列天線而言，標籤在距離讀取器1到2米的距離剛好落在近場區塊，有別於一般傳統的遠場區域。儘管有在消除Multipath效應造成讀取錯誤上以及成本上的優點，複雜的相位陣列天線減緩了發展的速度，近場聚焦陣列不需額外的電子控制晶片，可以增強在某一範圍(聚焦點)的電場強度，可應用在高

燒偵測生醫系統方面，非接觸式監控，體溫周遭環境溫度的監控上。

傳統以多條傳輸線來連接各個單元，但由於傳輸線彼此靠近，容易互相影響，再者，電波走在傳輸線的損耗不小，若是在大尺寸天線下，路徑長，能量損耗很大，故改以另外的方式設計。

【 新 型 內 容 】

有鑑於上述習知技術之問題，本創作之目的係針對貼片式陣列天線結構進行分析與探討，並設計出應用於雙頻段即 2.4GHz 以及 1.2GHz 之 RFID 讀取器端天線，本設計擁有許多優點，包括低成本，高增益，平面式結構，以及重量輕等特點。

由於近年來微帶天線發展的技術成熟，很多取代以往笨重天線的研究漸漸明朗。本創作天線屬於結構簡單，陣列為周期性結構，因此對於做出大型的陣列天線相對容易且此種平面式結構較不占空間，可大幅降低製作成本。

有鑑於功率分配器(Power Divider)有良好的隔離度，威京生功率分配器輸出端間隔離度佳，利用來做功率分配有不錯效果，當能量由 port1 輸入 port2，port3 可得等分且相位可作調整，進而採取探針饋入的方式搭載功率分配器以完成整個結構。本天線要求圓極化效果需求，以循序旋轉技術製

造相位差加強圓極化效果。

本創作之另一目的，係提出一種雙波束陣列天線，包含：一陣列天線，係由微帶式貼片天線組成；以及一饋入網路，係採用探針饋入式，以避免傳輸線之損耗、傳輸線之間影響以及良好之隔離度。

在本創作雙波束陣列天線，其中該陣列天線，係呈現圓極化；該饋入網路，係採用威京生功率分配器為饋入之傳輸；該陣列天線更包含一雙頻陣列；雙頻陣列，係採多層堆疊結構，並操作於 1.2GHz 以及 2.4GHz。

而本創作之原理，在貼片式天線中，貼片式天線有很多優點諸如：低成本，輕薄、易於製作。簡單的貼片天線以近半波長長寬大小來設計，以下小節將對天線簡介。

貼片天線結構通常為矩形或圓形，單元大小為長寬大約半波長設計。為了使天線產生圓極化，本創作將矩形一對對角邊緣切角，使得單端饋入天線產生兩個正交相差 90 度的模態。為了實現組態可調整式結構，必須訴諸於陣列結構。

微帶式傳輸線模型係說明波在傳輸線上傳播的現象，微帶線是廣為使用的傳輸線之一，因為平面結構，最大的優點在於可用 PCB 曝光蝕刻法製造，易製作，成本低，容易與其他微波電路連接整合。

由於部分場力線在介質一部分存在空氣中所以等效介電係數會介於

$$1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r$$

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}$$

對於天線的共振頻率是與方形長寬相關，主模 TM_{010} 考慮邊際效應後的式子，可表為

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)}$$

W 代表微帶線寬， h 代表基板厚度

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L$$

$L = \lambda / 2$ 為不考慮邊際效應下主模 TM_{010}

在 TM_{010} 模式下，微帶天線共振頻率與長度相關

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{\nu_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

ν_0 表真空中光速，以上並未考慮邊緣效應，故修正式為

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{\text{eff}}\sqrt{\epsilon_e}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_e}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}$$

$$= q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{\nu_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}$$

這邊的 q 值指的是邊緣效應指數(長度縮短指數)當基板厚度增加，邊際效應更明顯使得邊緣分得越開，共振頻率

變低(頻偏)。

圓極化有幾項重要特性：在收發端不用因極化問題考慮擺放之方式、不存在線性極化波會產生極化面旋轉的問題。而線性極化為電場單一方向分佈之特性，圓極化則是電場平均分配為水平與垂直兩個分量，與線性極化相比，其電場能量大小減少一半，故圓極化天線比線性極化天線少了 3dB 的輻射效率。天線輻射方向必擺放於 z 軸方向，且統一定義 x-z 平面為電場平面 (E-plane, $\phi = 0^\circ$)，y-z 平面為磁場平面 (H-plane, $\phi = 90^\circ$)，以方便討論

方形貼片傳統輻射若沒有修正以線性極化為主，圓極化以及橢圓極化(較差的圓極化)透過適當的安排以及微調可達成，兩個正交的線極化藉由 90 度相位差激發為簡單的方式，採激發兩相鄰的方形邊緣，或由 90 度相位差的功率分配器。

天線產生圓極化效果有很多做法，基本傳統作法為利用半功率分配器產生 90° 相位差為饋入網路，另一方式也就是本論文採用的將矩形貼片天線對角邊緣切角，使得單端饋入天線產生兩個正交相差九十度的模態。由邊緣的中心饋入，此組態將會由切角激發出正交的兩共振頻率，此兩個正交模態， f_1 與 f_2

$$\begin{cases} f_1 = f_0(1 - \frac{2\Delta P}{P}) \\ f_2 = f_0 \end{cases}$$

Δp 為切掉的面積， P 為 patch 的面積， c 為切角的長度， c 與 Δp 的關係如下：

$$\begin{cases} P = L_q^2 \\ \Delta p = 2x(0.5c^2) = c^2 \end{cases}$$

平面波之極化：

均勻平面波的極化(polarization)，是描述空間中某一定點，其電場強度向量之時變特性，極化形式分別有：線性極化、圓極化以及橢圓極化(不完美的圓極化)，線極化又可分為垂直極化與水平極化；圓極化可分為左旋與右旋極化，利用兩線性極化適當控制其振幅相角，可組合出圓極化波。

若一平面波，電場向量只有一個固定方向，稱為線性極化波。現在假設一平面波同時含有 x 方向的線性極化波，電場振幅為 E_1 ，以及 y 方向的線性極化波，振幅為 E_2 ，兩者方向皆往 $+z$ 方向傳播，則此平面波的總電場 $\vec{E}$ 可表為：

$$\vec{E} = (E_1 e^{j\varphi_1} \hat{x} + E_2 e^{j\varphi_2} \hat{y}) e^{-jkz}$$

若上式兩個電場的相位差為零或 $\pm\pi$ 的整數倍，其 $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = 0$ 或 $\pm n\pi$ ，就組合出線性極化波。以 $\Delta\varphi = 0$ 為例，令 $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$ 此情況下電場時變表達式為：

$$\vec{E}(z, t) = \hat{x}E_1 \cos(\omega t - kz) + \hat{y}E_2 \cos(\omega t - kz)$$

觀察空間中某一點電場方向隨時間變化情形，令 $z=0$ 得：

$$\vec{E}(0, t) = (\hat{x}E_1 + \hat{y}E_2) \cos(\omega t)$$

此即線性極化波 (Linearly polarized wave)。

由控制式 $\bar{E} = (E_1 e^{j\varphi_1} \hat{x} + E_2 e^{j\varphi_2} \hat{y}) e^{-jkz}$ 兩個電場

的相位差為 $\pm \pi/2$ 的整數倍，即

$$\Delta \varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \pm \frac{n\pi}{2}$$

以下令相位差為 $\pi/2$ ， $Z=0$ ，可得

$$\bar{E}(0, t) = \hat{x} E_1 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) + \hat{y} E_2 \cos(\omega t) = \hat{x} E_x + \hat{y} E_y$$

由上式可得

$$\frac{E_x}{E_1} = \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin \omega t$$

以及

$$\frac{E_y}{E_2} = \cos \omega t$$

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} = (-\sin \omega t)^2 + (\cos \omega t)^2 = 1$$

當式 $E_1=E_2$ 時， $E(0, t)$ 頂端將以逆時鐘方向畫出一圓形軌跡，此即為右手圓極化。若 $E_1 \neq E_2$ ，此為不完美圓極化將以逆時鐘方向畫出一橢圓形軌跡，為右手橢圓極化。

接著考慮，相位差為 $-\pi/2$ ， $Z=0$ ，可得式：

$$\bar{E}(0, t) = \hat{x} E_1 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + \hat{y} E_2 \cos(\omega t) = \hat{x} E_x + \hat{y} E_y$$

$$\frac{E_x}{E_1} = \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \sin \omega t$$

$$\frac{E_y}{E_2} = \cos \omega t$$

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} = (\sin \omega t)^2 + (\cos \omega t)^2 = 1$$

當 $E_1=E_2$ 時，向量 $E(0,t)$ 頂端將順時鐘方向畫出一圓形軌跡，即為左手圓極化。若 $E_1 \neq E_2$ ，將以順時鐘方向畫出一橢圓軌跡，為左手橢圓極化。

波束角大小是依據實際應用之要求有所不同而因地制宜，由於天線輻射能量是為一定量值，故波束寬越寬，天線增益就越小，一般而言觀察波束寬是定義 -3dB 波束寬或 -10dB 波束寬。-3dB 波束寬又稱半功率波束寬(Half Power Band Width)，定義為輻射場型中主波束最大增益再往下 3dB 之波束寬度。而高的旁波瓣或背波瓣，如此波瓣都是我們不想要的歸類為雜訊。

反射損耗是天線設計的極重要的基本參數，用來了解能量是否有順利傳遞進而使能量輻射，或是因為阻抗匹配不良等因素，造成大部分訊號反射回來，與入射訊號干涉形成駐波，故有時以駐波比表示。

設計陣列天線系統在硬體方面之主要組成架構包括了以多個輻射單元(radiating element)所組合而成之高增益指向性天線。陣列結構一個很大的優點有利於藉由相位調整實現組態可調式結構，可調整你所要的場形，可惜陣列天線的頻寬通常較窄，大概為百分之三至百分之七左右。頻寬表達

會換為百分比來顯示與操作頻率 f_0 之比例：

$$100 \times \frac{\Delta f}{f_0} \%$$

針對陣列天線基本原理可得知，要實行陣列天線時，不論是在頻率、整體大小、天線間距、排列方向等都會影響到陣列天線的特性，所以在設計時，各種因素都要考量。本論文在研討後，進而選用平面式貼片天線做為陣列單元，進而延展到陣列結構，為了達到雙頻操作的目的將兩頻段天線堆疊。最常見的一個方式為掃描主波束到想要的方向，此外，相列天線亦可提供形塑波束，藉由適當的調整饋入相位差。

另外，在饋入線的安排方面則選擇威京生功率分配器來做為饋入網路，威京生功率分配器擁有隔離度好、傳輸線間的效應容易掌握的特性。

為了達到要求單一原件常常不敷使用，微帶天線常常會做成陣列形式，饋入方式分為很多種如串聯饋入，平行饋入網路等。其中平行饋入陣列是很常用而且多變化的，利用相位以及振幅大小的控制可以達到你的需求，如掃描相列天線，或多波束陣列，或者可塑形波束陣列。平行饋入方式可提供功率分配 2^n ($n=2, 4, 6, \dots$) 看有幾個分枝決定，此外，振幅可用放大器或衰減器調整。考慮到這些和其他效應在設計中是重要的。例如耦合效應以及內部反射。

對於設計過微帶天線的經驗告訴我們，饋線輻射以及不

論是串列饋入抑或平行饋入都造成嚴重問題在於旁波束效應，以上問題可訴諸於隔離度好的饋入網路，可用探針饋入方式達成，就是本研究所採取的方式。先前教科書上討論的陣列並未考慮耦合效應，但是在貼片天線則需要審慎處理，這些效應會影響整體表現。

另外匹配電路方面主要有兩種方式：漸進式或者四分之一波長阻抗轉換達成阻抗不連續的匹配。

【實施方式】

請同時參閱圖二、圖三、圖四以及圖七所示，係為本創作雙波束陣列天線之貼片式天線循序旋轉技術示意圖、饋入點相對位置圖、堆疊 2.4GHz 與 1.2GHz patch 之示意圖以及雙頻陣列天線結構圖，其中一陣列天線，係由微帶式貼片天線 200 組成，以及一饋入網路，係採用探針饋入式，以避免傳輸線之損耗、傳輸線之間影響以及良好之隔離度，其中饋入網路為了觀察在 1.2GHz 貼片天線上打洞 300 的影響，洞 300 的大小為直徑 4mm，模擬結果可得知在天線上打洞 300 不至於造成很大影響，洞 300 的大小相對其波長很小。再疊上 2.4GHz 的貼片天線；堆疊 2.4GHz 2x2 補丁(patch) 401 與 1.2GHz patch 400。

結合的模擬結果所示，1.2GHz patch 400 尺寸較大可以容納 2.4GHz 2x2 patch 401 共 4 個單元的 patch 陣列，所以

發想 1.2GHz 可當成 2.4GHz 的參考接地面，如此達成雙頻操作；本結構是為多層堆疊之結構，堆疊後發現，1.2GHz 的操作頻率略往低頻偏移。3D 增益場形 Peak gain 在 1.2GHz 有 9dB 而 2.4GHz 有 3dB，兩頻段的 pattern 與獨立的接地面情況相近，這也代表堆疊後影響不會太大；堆疊後針對探針饋入點 301 位置做調整後，2.4GHz 的反射損耗有更好的表現約在 -25dB 左右，頻寬保持在 100MHz 左右。此結構視為整個陣列結構的一組子陣列，可由此結構延伸推廣到陣列結構(16 組)。分別包含 8x8 2.4GHz 64 個單元與 4x4 1.2GHz 16 個單元的雙頻陣列天線 700。

請參閱圖一所示，為本創作雙波束陣列天線之切角式圓極化貼片天線圖，天線產生圓極化效果有很多做法，基本傳統作法為利用半功率分配器產生 90° 相位差為饋入網路，另一方式就是本創作採用的將切角式圓極化貼片天線 100，使得單端饋入天線產生兩個正交相差九十度的模態。由邊緣的中心饋入，此組態將會由切角激發出正交的兩共振頻率，此兩個正交模態， f_1 與 f_2 關係如下：

$$\begin{cases} f_1 = f_0(1 - \frac{2\Delta p}{P}) \\ f_2 = f_0 \end{cases}$$

Δp 為切掉的面積， P 為 patch 的面積， c 為切角的長度， c 與 Δp 的關係如下：

$$\begin{cases} P = L_q^2 \\ \Delta p = 2 \times (0.5c^2) = c^2 \end{cases}$$

其中饋入網路部分，採用威京生功率分配器，若以操作頻率皆在-15dB 以下，是有很好的阻抗匹配，代表能量傳送， $S_{21} \sim S_{91}$ ，分別代表功率的分配，幾乎都在-10dB~-10.2dB 左右，能量幾乎等分，約為十分之一的能量傳送，有部分的損耗，將會影響增益值，這在設計之初就預估會有的損耗。但最重要要關心的是能量是否等分，如果參差不齊會影響到最後的場形以及指向性。隔離度結果都相當理想，代表各個 port 之間不會有影響，不會有能量跑到其他 port 干擾。

請參閱圖五以及圖六所示，為本創作雙波束陣列天線之加上同軸纜線示意圖以及加上同軸纜線側面圖，為考慮同軸電纜線 600 的效應，加入鐵氟龍柱的影響，實作時會採取撥開同軸電纜線 600 並將金屬網焊在 1.2GHz 貼片天線下方，以利用 1.2GHz patch 天線作為 2.4GHz 的參考接地面。若為加長同軸纜線 600 20mm，在加長同軸纜線 600 後，1.2GHz 操作頻率往低頻移動，反觀對於 2.4GHz 而言並無顯著影響。

上列詳細說明係針對本創作之一可行實施例之具體說明，惟該實施例並非用以限制本創作之專利範圍，凡未脫離本創作技藝精神所為之等效實施或變更，均應包含於本案之專利範圍中。

【圖式簡單說明】

請參閱以下有關本創作一較佳實施例之詳細說明及其附圖，將可進一步瞭解本創作之技術內容及其目的功效；有關該實施例之附圖為：

圖一為本創作雙波束陣列天線之切角式圓極化貼片天線圖；

圖二為本創作雙波束陣列天線之貼片式天線循序旋轉技術示意圖；

圖三為本創作雙波束陣列天線之饋入點相對位置圖；

圖四為本創作雙波束陣列天線之堆疊 2.4GHz 與 1.2GHz patch 之示意圖；

圖五為雙波束陣列天線之加上同軸纜線示意圖；

圖六為雙波束陣列天線之加上同軸纜線側面圖；

圖七為雙波束陣列天線之雙頻陣列天線結構圖。

【主要元件符號說明】

100 切角式圓極化貼片	400 1.2GHz 補丁
天線	401 2.4GHz 2x2 補丁
200 微帶式貼片天線	600 同軸電纜線
300 洞	700 雙頻陣列天線
301 饋入點	

新型專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：(50224123)

※申請日：(50.12.21) ※IPC 分類：H04B 1/38(2006.01)

一、新型名稱：(中文/英文)

H04B 1/06 (2006.01)

雙波束陣列天線

二、中文新型摘要：

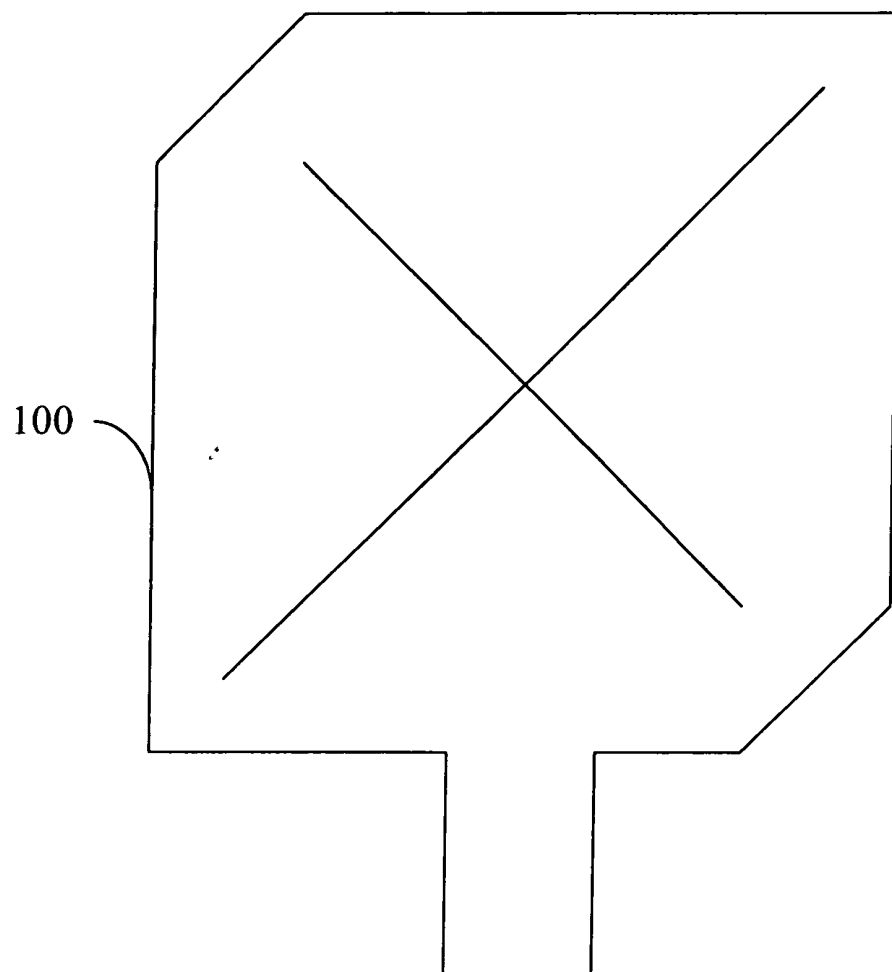
一種雙波束陣列天線，係針對 RFID 讀取器天線設計的應用，頻率分別操作在 1.1GHz 與 2.4GHz 之雙頻段圓極化陣列天線。陣列天線使用貼片式天線為基本單元，實作上僅需使用 FR-4 玻璃纖維板以及空氣保麗龍當作支撐，大幅降低製作成本。並以探針饋入方式，可以避免傳輸線的損耗以及擁有良好的隔離度，更可避免傳輸線之間影響。為了在陣列天線中達到良好圓極化效果採用循序旋轉技術來處理，在雙頻操作上，主要利用兩陣列互相堆疊達成，在設計上創新之處在於，1.2GHz 陣列天線當成 2.4GHz 的參考接地面，如此一來就可以減少一層接地面。

三、英文新型摘要：

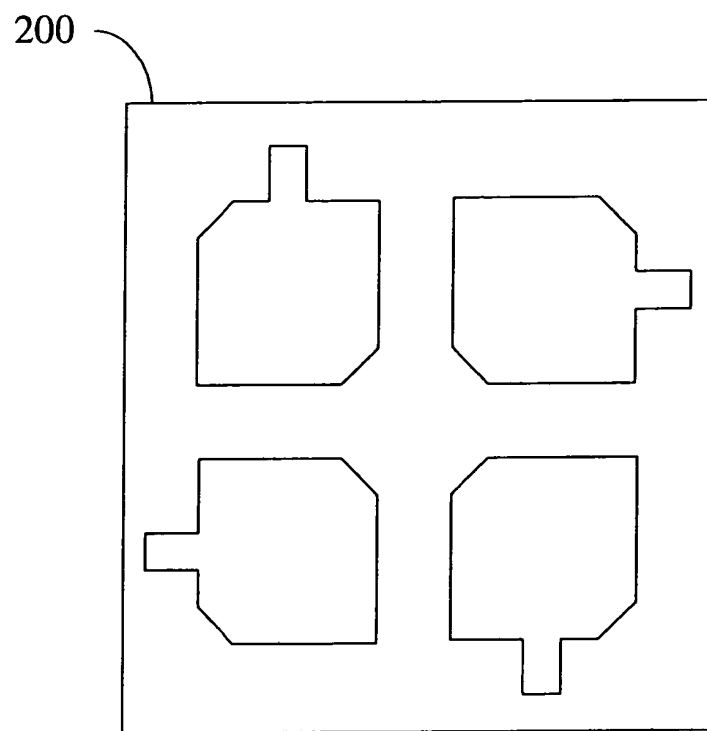
六、申請專利範圍：

1. 一種雙波束陣列天線，包含：
一陣列天線，係由微帶式貼片天線組成；以及
一饋入網路，係採用探針饋入式，以避免傳輸線之損耗、傳輸線之間影響以及良好之隔離度。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述之雙波束陣列天線，其中該陣列天線，係呈現圓極化。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之雙波束陣列天線，其中該饋入網路，係採用威京生功率分配器為饋入傳輸。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之雙波束陣列天線，其中該陣列天線更包含一雙頻陣列。
5. 如申請專利範圍第 4 項所述之雙波束陣列天線，其中該雙頻陣列，係採多層堆疊結構，並操作於 1.2GHz 以及 2.4GHz。

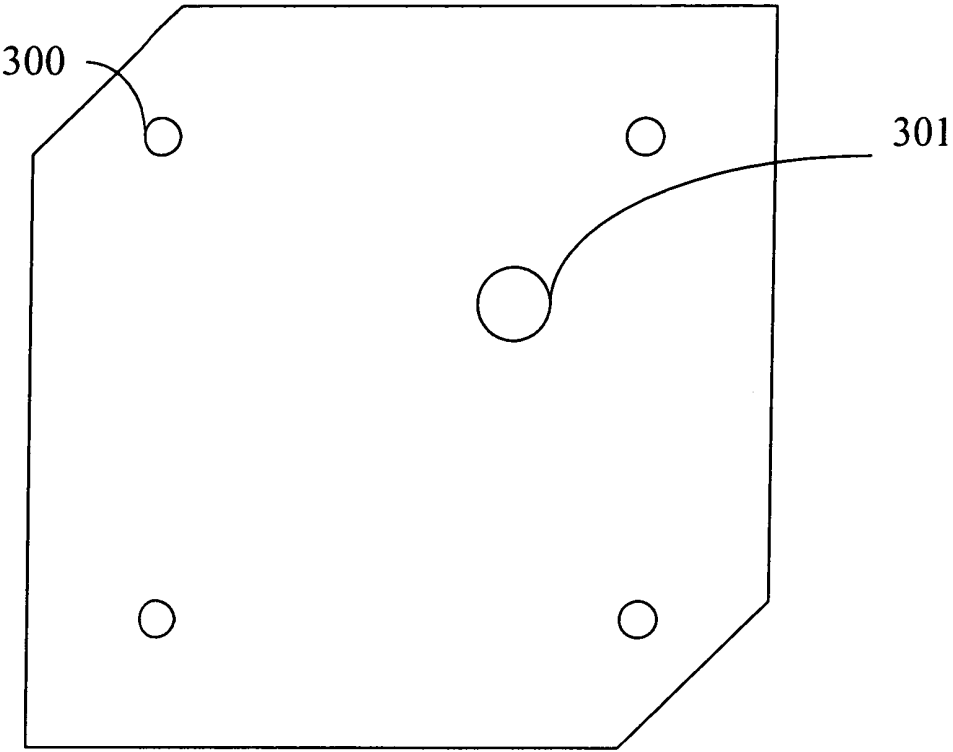
七、圖式：



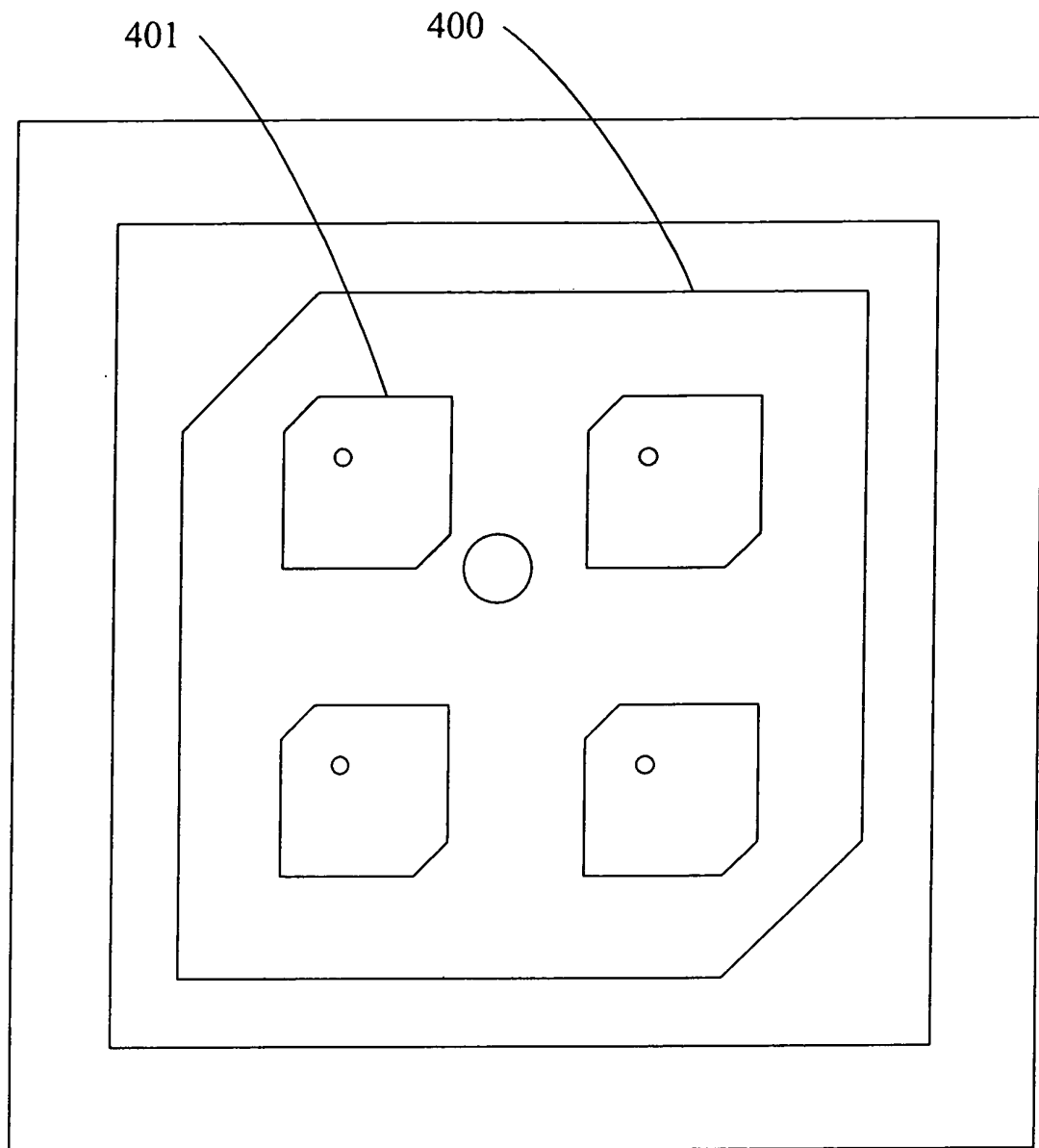
圖一



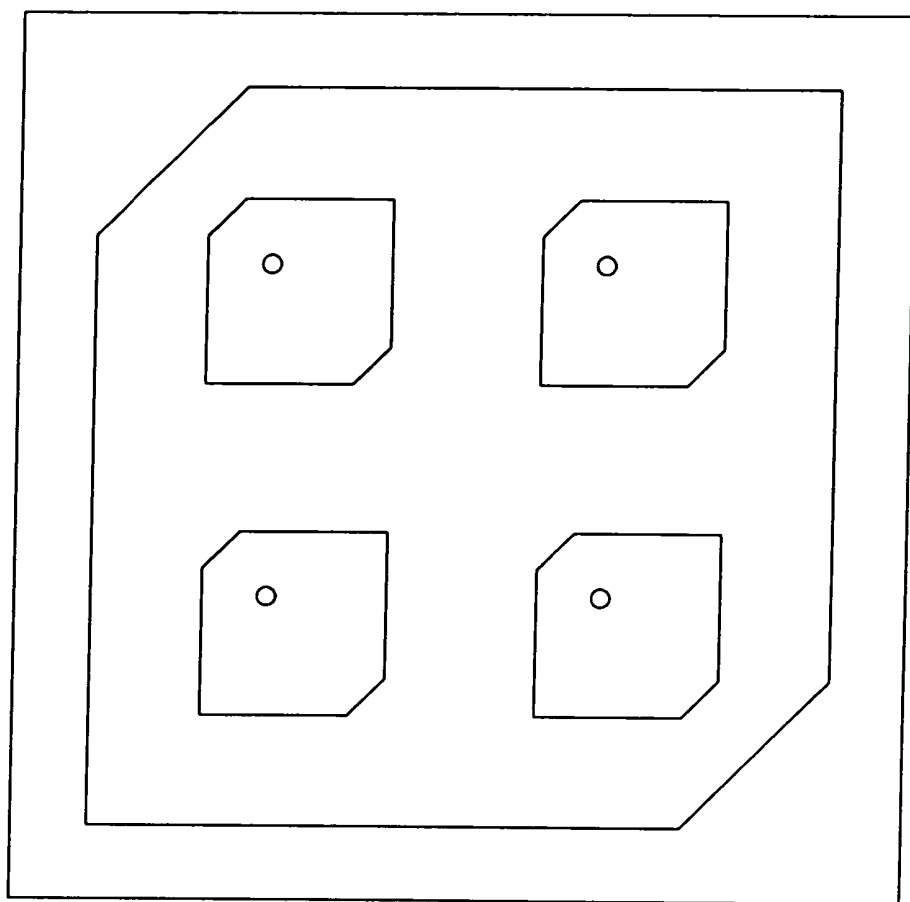
圖二



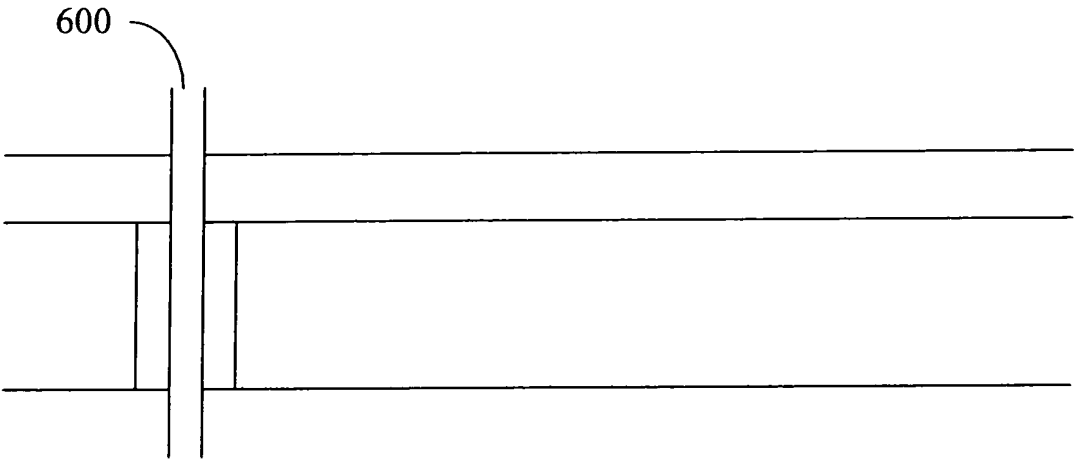
圖三



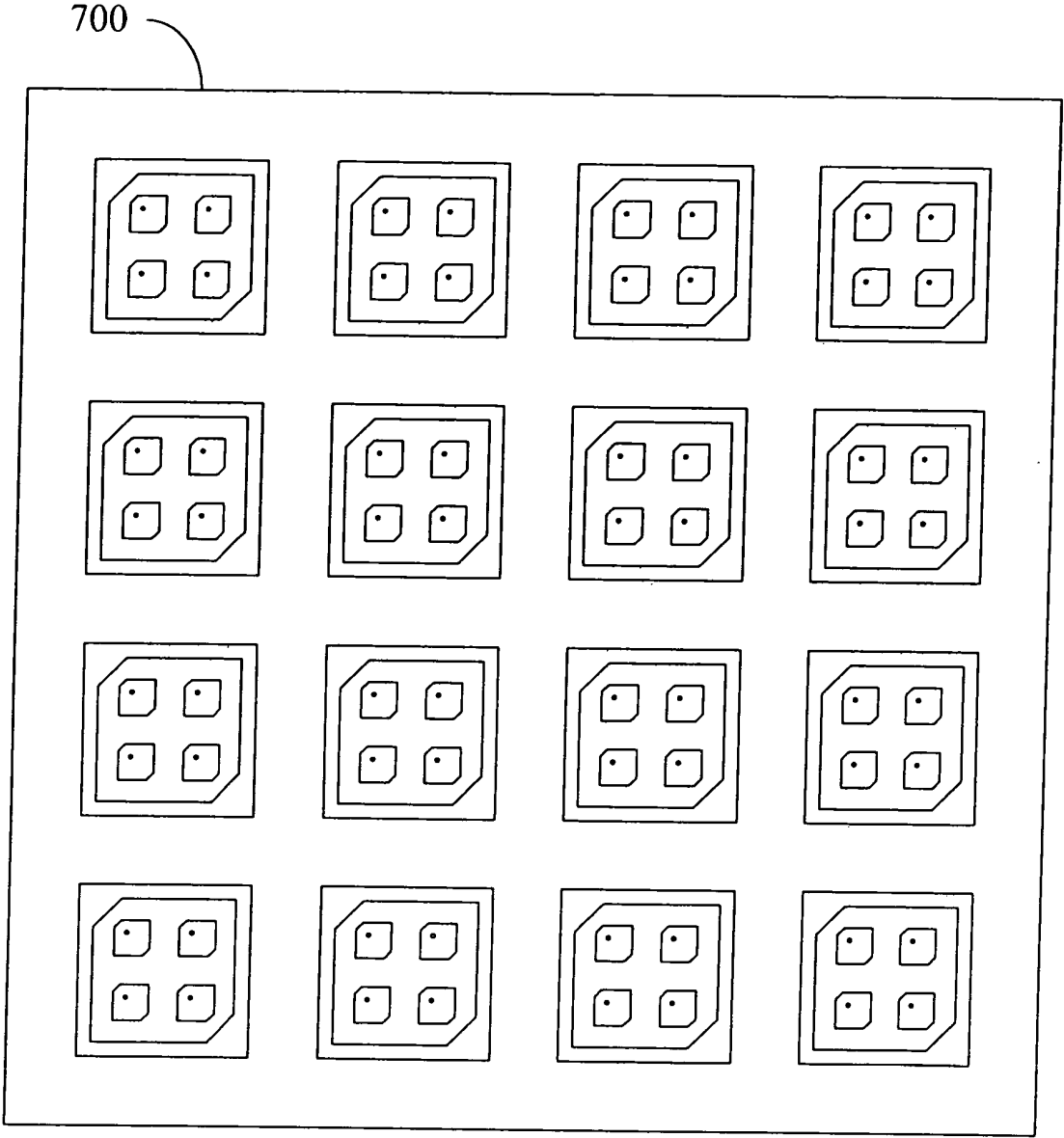
圖四



圖五



圖六



圖七

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖七

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

700 雙頻陣列天線