

## 可應用於全球定位系統之主動微帶天線之研製

李春生<sup>1</sup> 許崇宜<sup>1</sup> 何滿龍<sup>2</sup> 張道治<sup>1</sup>

<sup>1</sup>大葉大學電機工程學系

彰化縣大村鄉山腳路 112 號

<sup>2</sup>逢甲大學通訊工程學系

台中市文華路 100 號

### 摘要

本文中，吾人研製了一個可操作在 1.53 GHz 到 1.62 GHz 的主動微帶天線。當設定為接收右手圓極化波時，這個天線很適用於全球衛星定位系統的應用。在其它必須接收左手圓極化波的場合，只要改便饋入端口即可。包含 3-dB 且 90-度的耦合器、低雜訊放大器與微帶片等三個部分已被整合成非常緊密的模組。在預期的頻率範圍內，天線的增益已達到 10 至 14 dBi，且圓極化率在很大的波束角中皆保持在 2 dB 以下。

**關鍵詞：**主動微帶天線，全球衛星定位系統，天線增益，圓極化率

## The Design and Implementation of A GPS Active Microstrip Antenna

CHUN-SHENG LEE<sup>1</sup>, CHUNG-I G. HSU<sup>1</sup>, MAN-LONG HER<sup>2</sup> and DAU-CHYRH CHANG<sup>1</sup>

<sup>1</sup>*Department of Electrical Engineering, Da-Yeh University*

*112 Shan-Jiau Rd., Da-Tsuen, Changhua, Taiwan*

<sup>2</sup>*Department of Communication Engineering, Feng-Chia University*

*100 Wenhwa Rd., Taichung, Taiwan*

### ABSTRACT

A receiving-type active microstrip antenna to be operated in the frequency range of 1.53 GHz to 1.62 GHz is designed and implemented. This antenna, when set to receive right-hand circularly polarized wave, is well suited to global-positioning-system (GPS) applications. If one wishes, it can also be set to receive left-hand circularly polarized wave simply by changing the feeding port. A 3-dB 90-degree coupler, a low-noise amplifier, and a microstrip patch have been integrated into one compact module. The fabricated antenna has achieved an antenna gain of 10 dBi to 14 dBi, and an axial ratio lower than 2 dB over the frequency range of interest.

**Key Words:** active microstrip antenna, GPS, antenna gain, axial ratio



## 一、緒論

微帶天線 (microstrip antenna) 的概念早在 1953 年便已被提出, 由 G. A. Deschamps 教授提出了利用微帶線來當成輻射元件 [3,6]。由於微波積體電路技術的成熟, 使得被動的微帶天線和主動微波電路的結合在近年來被廣泛的研究 [4,5,9,11], 如此結合的天線稱之為主動天線 (active integrated antenna, AIA)。此外, 做為輻射元件的微帶天線是用印刷電路板來製作而成, 因此具有質量輕、體積小、製造容易、成本低及可輕易的附著在任意表面等優點, 再配合主動元件高增益的優點, 才讓主動微帶天線在近幾年來被廣泛的研究, 進而開始被應用在衛星通訊、全球定位系統 (GPS) 與低功率的個人行動通訊設備上。

主動天線主要有幾種發展的類型: 振盪器型 (oscillator-type) [8,12]、混波器型 (mixer-type) [8,11] 以及放大器型 (amplifier-type) 主動微帶天線。這幾種類型之主動微帶天線的最大不同處, 主要是在其主動元件操作特性上的不同。

主動天線即是將主動元件 (active device) 饋入網路以及輻射元件 (radiating element) 整合在一起。這樣的組合對於接收用途的天線可以因為減少天線與放大器之間的路徑, 而減低損耗, 進而提升訊號對雜訊的比值; 對於發射天線而言, 可以因為降低路徑損耗而提升效率。此外, 在許多有超高增益需求的場合, 天線陣列中的輻射單元會採用主動天線。

圖 1 與圖 2 所示的振盪型式主動天線, 其主要用來做為發射天線。圖 1 的結構是一個傳統功率結合之主動微帶天線, 其缺點為在功率結合器中的功率損耗較大, 若能改以圖 2 之空間 (或稱之近光學) 功率結合方式則可以避免使用功率結合器, 進而提高效率 [8,11,12]。然而但在近光學功率結合的過程中, 各振盪單元間的同步是非常重要的。為達同步, 可以使用耦合微帶線的方法使其同步 [8], 也就是在將每個振盪單元, 以微帶線並接在一起, 並在兩個單元之間的中點放置一個晶片電阻來抑制不需要的模態。

以上說明是針對振盪器型主動天線。若是混波器型主動天線, 通常是用在接收信號上, 其主動元件是用來提供本地振盪信號, 可以與由天線接收到的射頻信號做混頻, 以得到想要的信號。

本文主要是研製一操作頻率為 1575 MHz 之圓極化主動微帶天線, 它應用的地方是在全球定位系統 (GPS) 上。其

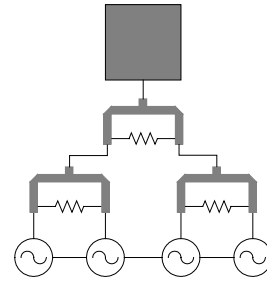


圖 1. 傳統之功率結合主動微帶天線

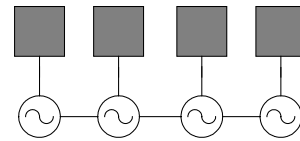


圖 2. 使用 Spatial power combining 之主動微帶天線

主動元件部份為低雜訊放大器 (low noise amplifier, LNA); 輻射元件部份為雙饋入之矩形微帶天線。若是將低雜訊放大器和微帶天線結合, 這種組態稱之為接收型圓極化主動微帶天線 (見圖 3)。本文之焦點為單一主動天線, 陣列形式的主動天線將於日後探討。

## 二、圓極化微帶天線

圓極化操作的微帶天線, 其中一種應用是在衛星通訊傳播上, 因為圓極化微帶天線具有一般線性極化微帶天線的優點, 且對電磁波在傳送以及接收的方向要求上較無限制。譬如, 以線性極化天線來說, 若入射波的極化方向與接收天線的極化方向互相垂直, 則會導致訊號無法被接收的情形。此外, 線性極化波在穿透電離層時會因為法拉第旋轉效應而造成極化方向的改變。上述兩個理由使得圓極化操作的天線在衛星通訊上極具重要性。

一般而言, 可以饋入點多寡來將其分類, 一種是雙饋入的圓極化微帶天線, 其基本原理, 是產生兩個振幅大小相同的主要電流 (這兩個主要電流在空間上相差 90 度、相位上

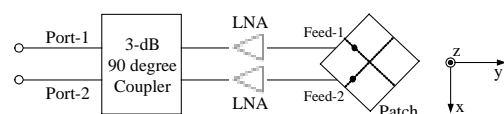


圖 3. 接收型圓極化主動微帶天線



亦相差 90 度), 來獲得圓極化波輻射。另一種則是單饋入的圓極化微帶天線, 其基本原理, 則是利用擾動電流的方式, 分離得到兩個相位差 90 度、空間亦差 90 度且等振幅的模態。以上二種獲得圓極化波的方式, 於結構上則以單饋的方式來的簡單、方便, 但雙饋入的圓極化微帶天線則具有較大的操作頻寬 [3,6,10]。

所以, 要形成圓形極化波的條件為: 其電場分量相互正交; 其電場分量大小相等且彼此之相位差為 90 度。

在微帶天線上要達成圓形極化, 也需滿足以上 2 個的條件: 若要滿足第一個條件, 可以選擇正方形微帶天線, 並且以方向互為正交的兩饋入點方式來達成, 如圖 4 所示; 若要滿足第二個條件, 需將輸入訊號分成兩個大小相等且相位差為 90 度之訊號, 可以選擇 3 dB, 90-Degree 之耦合器 (如枝幹耦合器) 來達成此目的。

最後, 若是要衡量一極化波是否為圓形極化波, 可用圓極化率 (axial-ratio, AR) 做為衡量的標準。一橢圓形極化波的圓極化率是其極化電場最大軸長和最小軸長的比值, 如下式所示:

$$AR = 20 \log_{10} \left| \frac{A}{B} \right| \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

其中,  $|A|$  與  $|B|$  分別為圓之長短軸。

不過, 從實際量測設備所可以量測到的圓極化場型, 可分為主極化分量 (co-polarization, Co-pol) 與交叉極化分量 (cross-polarization, X-pol) 假設 Co-pol 分量為右手圓極化 (right-hand circular polarization, RHCP), 而 X-pol 分量為左手圓極化 (LHCP), 若以向量  $a\hat{x} - ja\hat{y}$  表示 RHCP, 以向量  $b\hat{x} + jb\hat{y}$  表示 LHCP, 則  $a > b$ , 且圓極化率可表示為:

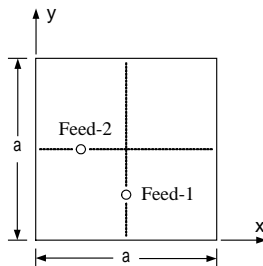


圖 4. 矩形微帶天線之圓形極化饋入點位置

$$\begin{aligned} AR &= 20 \log_{10} \left( \frac{a+b}{a-b} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left( \frac{1+10^{-XPL/20}}{1-10^{-XPL/20}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (2) \end{aligned}$$

其中,  $XPL = -20 \log_{10} \left( \frac{b}{a} \right)$ 。

上式中 XPL (cross polarization level) 代表主極化與交叉極化分量之比值 (dB)。若一天線被設計為右手圓極化波天線, 其接收到的右手圓極化波為 Co-pol; 接收到的左手圓極化波則為 X-pol, 則 Co-pol 與 X-pol 兩者之間的比值 (以 dB 表示) 便為 XPL。因此, 知道 XPL 的值, 便能得到其相對應的圓極化率。

此外, 需注意的是, 圓極化天線之圓極化率必須針對每個頻率來量測, 同時在不同的輻射方向 ( $\theta, \phi$ ), 圓極化天線亦有不同的圓極化率。

### 三、圓極化主動微帶天線之結構

主動微帶天線的組成主要有主動元件部份和輻射元件部份。因此, 首先製作可操作於 1.53~1.62 GHz 之低雜訊放大器, 以及中心頻率為 1.575 GHz 之雙饋入矩形微帶天線。

為了能使主動微帶天線接收衛星天線所發射之圓形極化波, 如圖 3 所示, 可連接微帶天線的輸出端口至兩個相同的低雜訊放大器, 再透過一個 3 dB 耦合器, 組成接收型圓極化主動微帶天線。這樣的結構與平衡型放大器結構一樣有高穩度的優點 [2]。亦即若其中一個放大器失效了, 整個組態還可繼續工作, 只是將由圓形極化改成線性極化操作。

而且, 這種型式的天線, 不須改變天線結構, 便可很容易獲得右旋圓極化波或是左旋圓形極化波。如圖 3 所示, 當圓極化波朝  $-z$  方向入射到微帶天線, Port-1 主要接收到右旋圓極化波; Port-2 主要接收到的是左旋圓極化波。

圖 5 所示的是整體主動微帶天線的結構圖, 將主動電路與微帶天線做如此的整合, 可以使電路充份利用到基板上的平面空間, 僅僅只有厚度的增加, 而基板厚度其所佔體積比例比平面面積來得小, 因此, 此結構能使主動天線容易縮小化。除此之外, 這個結構是利用兩個基板背對背的方式接在一起, 使得接地面產生了有效的屏蔽, 將可隔絕由主動電路產生的輻射, 如此一來, 便可不考慮主動電路對微帶天線輻射場型的影響。



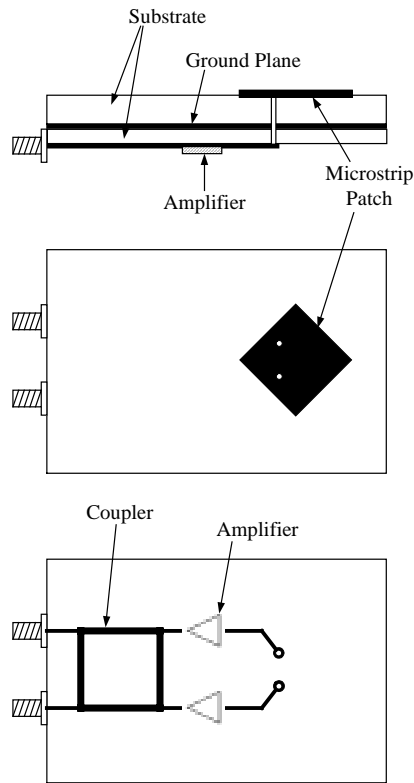


圖 5. 放大器型主動微帶天線示意圖

#### 四、圓極化主動微帶天線之主動元件部份

低雜訊放大器其主要目的是提供接收來自天線的信號所需之增益 (gain) 與靈敏度 (sensitivity), 在設計時需注意下列幾項考量: (一) 穩定度 (stability); (二) 雜訊指數 (noise figure); (三) 增益; (四) 電壓駐波比 (voltage standing wave ratio)。

低雜訊放大器之設計主要是在操作的頻段內, 配合適當的輸入匹配網路使  $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ , 以便獲得最低的雜訊指數 ( $F_{min}$ ) [2]。然而在射頻放大器中, 輸入端駐波比與最低的雜訊指數在一般設計中往往無法同時兼顧, 因此如何權衡選用適當的電路架構以同時獲得低的輸入端駐波比與最佳雜訊指數乃是設計低雜訊放大器之重要步驟。於本文中, 吾人是採用串聯電感回授之電路架構。

在電晶體射極串聯電感  $L_s$  (如圖 6 所示), 當頻率為 1.575 GHz 時,  $L_s$  的改變對  $\Gamma_{opt}$  與  $S_{11}^*$  產生的影響如圖 7 所示。吾人發現  $\Gamma_{opt}$  隨著  $L_s$  的增加而朝著等電阻圓 (constant-resistance circle) 電容性增加的方向緩慢移動;

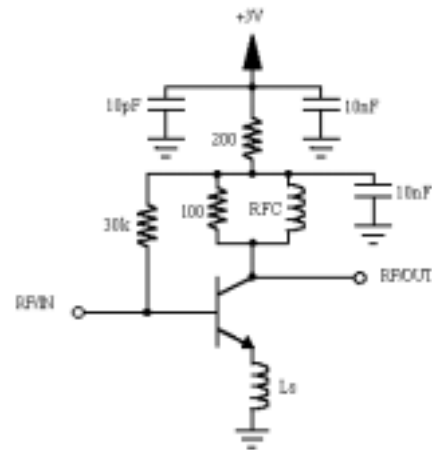
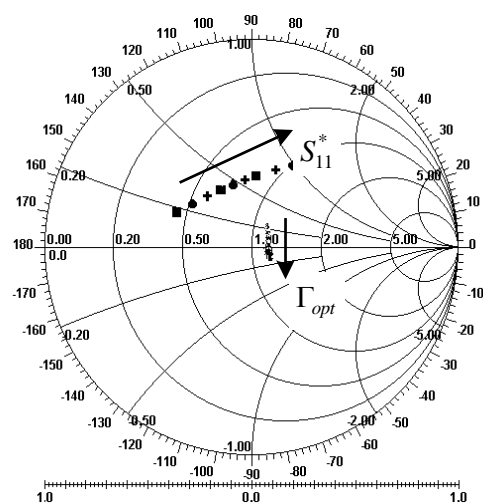


圖 6. 電感串聯回授電路架構圖

圖 7. 1.575GHz 時  $L_s$  所造成的影響,  $L_s=0.5\text{nH}\sim 2\text{nH}$ 

另一方面  $S_{11}^*$  也隨著  $L_s$  的增加而大致沿著等電納圓 (constant-susceptance circle) 往電阻增加的方向移動。因此, 藉由適當的選取回授電感量  $L_s$ , 即可獲得滿足雜訊與功率匹配要求的折衷最佳電源阻抗。

圖 8 所示為一級低雜訊放大器之完整電路圖 (包含匹配電路); 而圖 9 所示為一級低雜訊放大器之實作成品圖, 其實際量測的特性如下: 在操作頻率為 1575 MHz 時:  $|S_{21}| = 13.82$  dB、 $|S_{11}| = -25.82$  dB、 $|S_{22}| = -21.85$  dB;  $|S_{11}|$  小於 -10 dB 的頻寬為 1480 MHz ~ 1650 MHz、 $|S_{22}|$  小於 -10dB 的頻寬為 1420 MHz ~ 1800 MHz; 雜訊指數 (NF) 在操作頻率 1.53 ~ 1.62GHz 下為 1.6 dB。



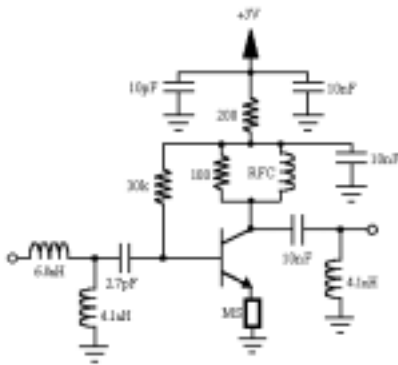


圖 8. 一級低雜訊放大器之完整電路圖



圖 9. 一級低雜訊放大器之實作成品圖

## 五、圓極化主動微帶天線之輻射單元

本節將介紹圓極化主動微帶天線之輻射單元的研製。本文將使用電腦輔助設計的套裝軟體 (IE3D) 來模擬所需的微帶天線之尺寸、饋入點位置、增益以及其輻射場型。並以 HP8720D 向量網路分析儀來量測微帶天線之共振頻率、反射損失 (return loss) 及輸入阻抗等基本參數。最後再以 Antcom 公司的近場量測系統來量測天線輻射場型、指向性與增益。

在微帶天線的製作部份,用來作為微帶天線介質基板的材質,為 FR4 玻纖感光電路板。因為 FR4 玻纖感光電路板的材質屬於玻璃纖維,因此其特性較不穩定,而且在不同的溫度變化下,其介電常數與損失正切常數 ( $\tan \delta$ ) 會產生較大的變化率,除此之外,每片 FR4 玻纖感光電路板的介電常數與損失正切常數都沒有一個很固定且明確的值,而是必須經過實驗校正後才能得到一個較為確定的參數值,之後再以所得的參數值來設計所需的微帶天線尺寸。以下便是吾人所使用的微帶天線介質基板之特性:介質基板厚度為 1.6 mm,介電常數為 4.4,損失正切常數則為 0.022,再者,矩形微帶天線之尺寸為(參考圖 4): $a = 45.2$  mm,饋入點位

置  $(x_1/a, y_1/a) = (0.5, 0.2765)$   $(x_2/a, y_2/a) = (0.2765, 0.5)$ , 以 Feed-1 來做為饋入點、並將 Feed-2 接 50Ω 負載。

如圖 10 所示的雙饋入矩形微帶天線之量測結果,其起始頻率為 1000 MHz、終止頻率為 2000 MHz、 $|S_{11}|$  小於 -10dB 的頻率範圍在 1565 MHz ~ 1596 MHz 之間(阻抗頻寬約為 30 MHz)、在其中心頻率 1575 MHz 下,其  $|S_{11}| = -22$  dB。

此雙饋入矩形微帶天線,在操作頻率範圍 1515 MHz ~ 1635 MHz 內,指向性為 6.5 ~ 7 dBi、增益為 1 dBi;其效率在中心頻率 1575 MHz 時約為 22%。

圖 11 所示為雙饋入矩形微帶天線操作於 1575 MHz 時之線性極化的輻射場型。其量測的方式是如圖 3 所示,以 Feed-1 來做為饋入點、並將 Feed-2 接 50 歐姆,其 x-z plane 為 H-plane、其 y-z plane 為 E-plane;其 x-z plane 的  $E_\theta$  為 co-pol  $E_\theta$  為 x-pol 其 y-z plane 的  $E_\theta$  為 co-pol  $E_\theta$  為 x-pol。在 H-plane 上, XPL 在正負 120 度內都有 20 dB 以上的表現;在 E-plane 上, XPL 在正負 120 度內也幾乎都有 20 dB 以上的表現。

## 六、圓極化主動微帶天線之量測與分析

在整合成如圖 12 所示的主動微帶天線實體圖之前,必須確定各部份的設計沒有錯誤:(一)訊號由天線接收,進入主動電路。必須確認兩者的阻抗匹配(吾人已設計出共振頻率在 1575 MHz 的矩形微帶天線,並且主動電路的  $|S_{11}|$  在 1480 MHz ~ 1650 MHz 皆有小于 -10dB)。(二)主動電路與耦合器結合後,接收訊號是否大小相等、相位正交:因為要使兩饋入之微帶天線有圓極化波,需有兩個大小相等、相位正交的訊號。

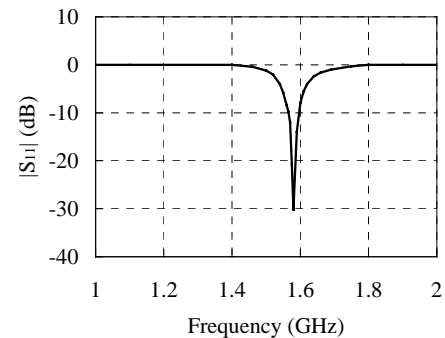
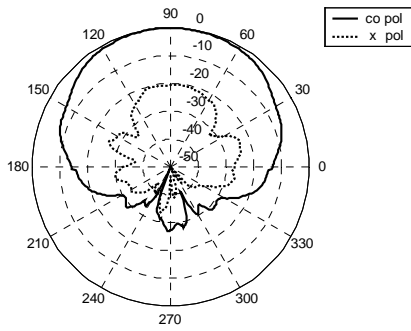
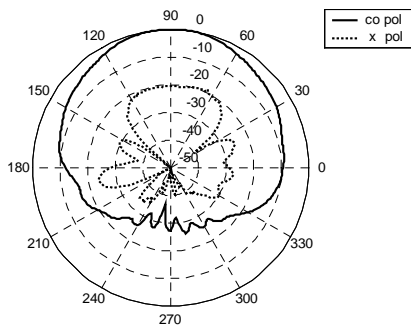


圖 10. 雙饋入矩形微帶天線之反射係數量測結果



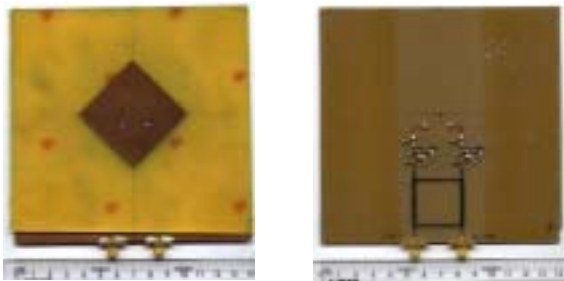


(a) x-z plane (H-plane)



(b) y-z plane (E-plane)

圖 11. 雙饋入矩形微帶天線之線性極化輻射場型



(a) 正面

(b) 反面

圖 12. 放大器型主動微帶天線實體圖

圖 13 所示為天線增益隨頻率變化的量測結果，對於主動電路不存在的矩形微帶天線，將 Feed-2 接上 50Ω 負載，再以 Feed-1 來接收所量測到的增益變化。在加上主動電路之後，RHCP 與 LHCP 增益值差異不大，而且比未加主動電路前增加 10 dB 以上。

圖 14 所示為放大器型主動微帶天線設定在接收右旋圓極化波與左旋圓極化波時由近場量測設備實際量測所得之圓極化率，在頻率範圍 1515 MHz ~ 1635 MHz 內，圓極化率皆在 2dB 以下，這比商用天線表現佳，一般商用天線的圓極化率會高達 3dB；此外，天線的頻寬非常寬，可以同時

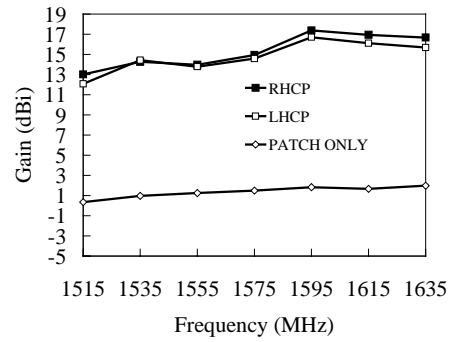


圖 13. 放大器型主動微帶天線與矩形微帶天線的增益

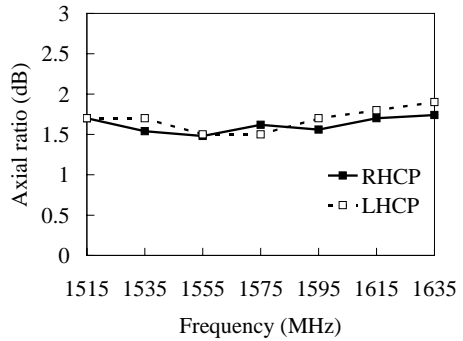


圖 14. 放大器型主動微帶天線之圓極化率

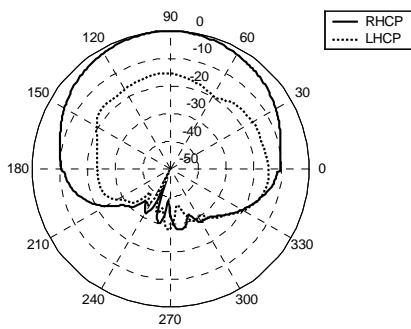
涵蓋美國的 NAVSTAR 與蘇俄的 GLONASS 兩種 GPS 系統

圖 15~17 所示為主動微帶天線操作在右旋圓極化時之輻射場型 (頻率為 1535 MHz、1575 MHz、1615 MHz)。此時右旋圓極化波為 Co-pol、左旋圓極化波為 x-pol (對於這些圖中的 x-z plane 與 y-z plane 的方位標示，請參考圖示)。由量測結果可看到：不同頻率的輻射場型都很近似；此外，所有頻率點的 y-z plane 之 broadside 方向，其 XPL 只有在正負 30 度內大於 20dB (即 AR 小於 1.75 dB)；但是，在 x-z plane 時，即使是在最差的情況下 (1615 MHz)，其 broadside 方向的 XPL 在正負 70 度內都有大於 20 dB (尤其是在 1535 MHz 與 1575 MHz 的 x-z plane 之 broadside 方向，其 XPL 大於 20dB 的角度，更高達到正負 120 度)。

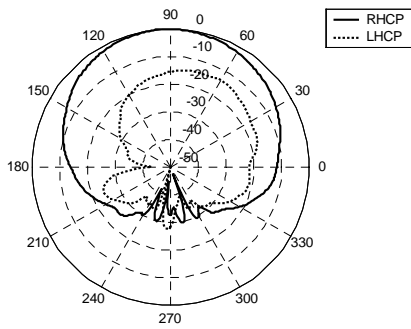
### 七、結論

本文所研製之天線為可應用在全球定位系統之接收型圓形極化主動微帶天線。主動天線是將主動元件、饋入網路、輻射元件這三個部份整合在一起。做為主動元件部份的低雜訊放大器，其增益約 13 dB、雜訊指數約 1.6 dB；做為

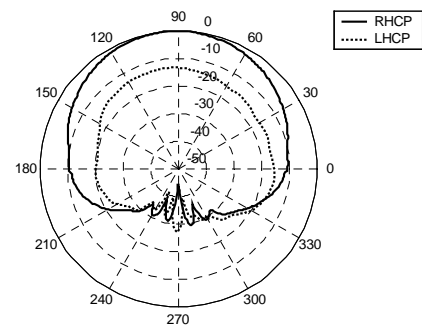




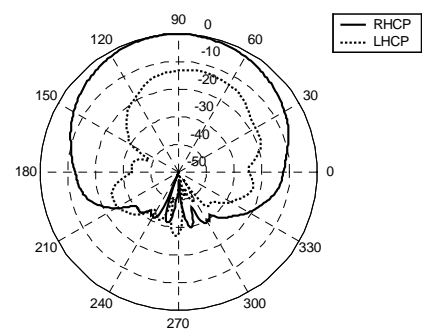
(a) x-z plane



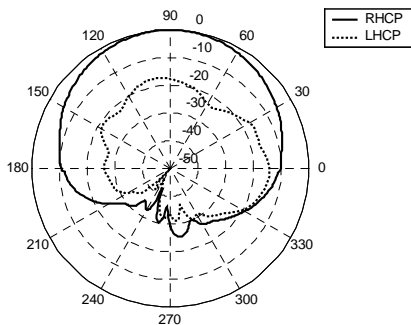
(b) y-z plane

圖 15. 主動微帶天線輻射場型 (圓極化接收,  $f=1535\text{MHz}$ )

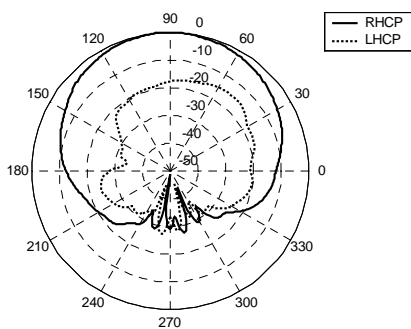
(a) x-z plane



(b) y-z plane

圖 17. 主動微帶天線輻射場型 (圓極化接收,  $f=1615\text{MHz}$ )

(a) x-z plane



(b) y-z plane

圖 16. 主動微帶天線輻射場型 (圓極化接收,  $f=1575\text{MHz}$ )

其輻射元件部份的矩形微帶天線，其中心頻率為 1575 MHz， $|S_{11}|$  約 -22 dB。在本文所設計之接收型圓極化主動微帶天線中，改變其饋入點，便能有左旋圓極化及右旋圓極化之接收。在操作頻帶 (1530 MHz ~ 1620 MHz) 裡，接收型圓極化主動微帶天線之增益約有 10dBi ~ 14 dBi；其預期的頻率範圍，且在正負 30 度的波束範圍內，圓極化率 (axial-ratio) 皆在 2 dB 以下。

### 參考文獻

1. Deal, W. R., Y. Qian and T. Itoh (1999) Active integrated antennas for new RF architectures. *IEEE International Symposium, Antennas and Propagation Society*, 2, 876-879. Orlando, FL.
2. Gonzalez, G. (1984) *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
3. Gupta, K. C. and A. Benalla (1988) *Microstrip Antenna Design*, Artech House, Boston, MA.
4. Hang, C. Y., W. R. Deal, Y. Qian and T. Itoh (2000) Push-pull power amplifier integrated with quasi-Yagi antenna for power combining and harmonic tuning. *IEEE*



- MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1, 533-536. Boston, MA.
5. Hang, C. Y., W. R. Deal, Y. Qian and T. Itoh (2001) High-efficiency push-pull power amplifier integrated with Quasi-Yagi antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(6), 1155-1161.
  6. Howell, J. Q. (1975) Microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(1), 90-93.
  7. Itoh, T. (1997) Recent progress in active integrated antennas. 27th European Microwave Conference and Exhibition, 1, 992-997. Jerusalem, Israel.
  8. Lin, J. and T. Itoh (1994) Active Integrated Antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(12), 2186-2194.
  9. Mortazawi, A., T. Itoh and J. Harvey (1998) *Active Antennas and Quasi-Optical Arrays*, IEEE Press, Piscataway, NJ.
  10. Park, Ji-Yong, C. Caloz, Y. Qian and T. Itoh (2002) A compact circularly polarized subdivided microstrip patch antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 12(1), 18-19.
  11. Pobanz, C. W., J. Lin and T. Itoh (1995) Active integrated antennas for microwave wireless systems. Signals, Systems, and Electronics, ISSSE '95, Proceeding, URSI International Symposium, 1-4.
  12. Qian, Y. and T. Itoh (1998) Progress in active integrated antennas and their applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(11), 1891-1900.
- 收件：92.02.14 修正：92.04.10 接受：92.04.18

