

## **The Design of High-Directivity and Narrow Beam-Width Inverted-F Metamaterial Antenna Array**

Bor-Woei Chiu and Chu-Yu Chen \*

Department of Electrical Engineering

National University of Tainan, Tainan, 70005, Taiwan

\* E-mail: cychen57@mail.nutn.edu.tw

### **Abstract**

The Electromagnetic Band-Gap inverted-F antenna array with metamaterial properties is designed for the applications of S-band and C-band. The numerical method is applied to estimate the dimensions of the designed. The patch matrix as the electromagnetic band-gap reflector is characteristics of metamaterial properties and can provide an extra radiation mode through substrate vias technology. The performances of the designed antenna are related to the feeding position, the size of the vias and the arrangement of the antenna array. The four inverted-F antennas placed in a line arrangement and the  $6 \times 6$  patch matrix with vias are constructed and simulated. The radius of circular vias is 1.2 mm. It is observed that the extra radiation mode at 4 GHz is excited when operated at 6 GHz. The performances of the designed antenna array at 4 GHz are investigated. The reflection coefficients of -19.47 dB, realized gain of 13.45 dB and half-power beam-width of  $38^\circ$  are obtained.

**Keywords: Electromagnetic Band-Gap InvF Antenna Array, Metamaterial, Reflection Coefficient, High peak gain, High-directivity.**

---

\* Corresponding author: cychen57@mail.nutn.edu.tw

DOI : 10.3966/222344892018100802002

## 具高指向性及窄波束之倒 F 超穎天線陣列設計

邱柏瑋 陳居毓\*

電機工程研究所

國立臺南大學

### 摘要

本文利用電磁能隙 (Electromagnetic Band-Gap, EBG) 反射器激發電磁場的原理，設計出具有超穎材料特性的電磁能隙-倒 F 陣列 (EBG-InvF Array)。操作頻率 6 GHz 對應的電磁波波長為 50 mm，使用數值方法計算天線架構中實際維度，形成具電磁能隙之倒 F 天線陣列。接著在金屬貼片上使用鑽孔技術，連接金屬與接地面，並結合電磁能隙反射器，進而形成具超穎材料特性之電磁能隙倒 F 天線陣列。此具超穎材料特性之電磁能隙倒 F 天線陣列的響應與天線陣列大小，排列方式，饋電支柱半徑及饋入位置有關。為進一步驗證超穎材料特性，幾種電磁能隙-倒 F 天線陣列與相關參數設計被探討與模擬。文中提出具 4 支倒 F 直立陣列排列天線、6 × 6 個正方形陣列的貼片所形成的反射器，饋電支柱半徑 1.2 mm，模擬結果發現在低頻 4 GHz 所產生的模態為超穎材料所激發產生。此具超穎材料特性的天線陣列之反射係數為 -19.49 dB，最大增益為 13.45 dB，半功率波束寬度為 38°，具有高增益、高指向性的天線特性。此天線可操作在 S 波段(2 GHz 到 4 GHz)與 C 波段(4 GHz 到 8 GHz)範圍。

關鍵字:電磁能隙-倒 F 天線陣列、超穎材料、反射係數、高增益、高指向性

## 1. 前言

由於近年來行動通訊技術與產業已有長足的進步，未來的發展將匯集人、事、物、數據、應用、交通系統與智慧通訊環境城市等，這個願景需要有一個具高效率的無線高速傳輸來降低延遲率。文獻[1]中，ITU (International Telecommunication Union)在2011年對移動通訊的發展預測中提到，至2020年的行動寬頻速率將會增加10~100 倍、端對端的訊息遲延將縮小5倍，提升即時性 (Real-time) 的需求。為了提供進一步支援3G與4G未來大流量訊息傳輸、超高速通訊速率以及低延遲時間，達到即時性 (Real-time) 需求的技術。所以，發展超高速通訊速率、高佈建密度、高行動速率、低遲延時間、大量裝置的連結等技術與設備是當前刻不容緩的課題。隨著 5G 的時代來臨，人們也預測在10年後，行動通訊的數據流量將成長 1000 倍。因此，各國企業與學者均紛紛競相投入更多人力、資源，進行研究發展高傳輸帶寬(high transport bandwidth)、低傳輸延遲和高度準確同步連接的5G網路技術 [2]。研究學者中諸如：文獻 [3] 等人，修改Mandelbrot's方程式的方法，可以用來合成矩形碎形邊界微帶天線，並以自製的原型模擬後測得平面的半功率波束寬度(Half-Power Beam Width, HPBW)為 $37^\circ$ ，在垂直面上為 $66^\circ$ ，有效提高微帶天線的指向性，實現了具有窄波束寬度的小型基地台；文獻[4]提出了一個操作在73 GHz 的共振頻率超寬帶小型矩形patch天線模擬，結果獲得了6.73 dB的增益，35.41 GHz (從50.86 GHz到85.27 GHz) 的阻抗頻寬是中心頻率的45.5%，操作頻譜範圍涵蓋V、E和W波段，適用於5G的通訊系統中；文獻 [5] 提出一個全向型的新穎微帶單極和偶極天線，在水平切面上的一個特殊仰角具有高指向性，可提供了6.5%的阻抗帶寬和7.2 dBi的高增益，微帶偶極天線可產生7.3%的阻抗帶寬，並提供9.7 dBi的增益；文獻 [6] 使用一種遺傳算法(Genetic Algorithm, GA) 設計具有線偏振和高指向性微帶貼片天線 (Microstrip Patch Antenna, MPA)，天線在4 GHz左右產生共振，在4.04 GHz位置顯示最大指向性為13.2 dB；以及文獻 [7] 提出一個應用於汽車防撞雷達前視系統的高指向性共振腔天線，操作頻段為24.025 GHz~24.225 GHz，其係利用天線輻射在共振腔內進行多重反射，最終達到穩定模態進而產生高增益、高指向性的特性。文中提出具4支倒F直立陣列排列天線、 $6 \times 6$ 個正方形陣列的貼片所形成的反射器，饋電支柱半徑1.2 mm，操作頻率6 GHz，模擬結果發現在低頻4 GHz所產生的模態為超穎材料所激發產生。當操作頻率為4 GHz，此具超穎材料特性的天線陣列之反射係數為-19.4 dB，最大增益為13.45 dB，半功率波束寬度為 $38^\circ$ ，具有高增益、高指向性的天線特性。

## 2. 電磁能隙-倒F陣列(EBG-InvF Array)的設計

在電磁能隙-倒F天線陣列結構中，用來作為金屬接地平板與貼片間的連接金屬支柱，除了具有連接金屬接地平板與貼片兩者間的饋電用途外，可以激發超穎材料特性。超穎材料或稱左手材料(metamaterial or left-handed materials)[8-10]是利用左手電感及右手電容，在原有操作頻率下，會在較低頻部位產生另一模態，在此文中，將超穎材料的特性應用於倒F天線陣列結構中，除了設計在原有6 GHz的操作頻率外，也可在4 GHz低頻下來實現另一模態。圖1為電磁能隙-2支倒F橫立天線陣列結構圖，主要結構包含印刷在正

方形 $6 \times 6$ 陣列介電基板上的貼片所構成的電磁能隙反射器、電流饋入源與一金屬接地平板，以及2支位於x軸之倒F橫立天線陣列，並接觸金屬接地面。圖1(a)為所設計天線的俯面圖，電磁能隙(EBG)反射器位於2支倒F天線陣列下方，採用的基板厚度為 $B$ ，反射器上緣排列有 $6 \times 6$ 個正方形陣列的金屬貼片，邊長為 $S_{patch}$ ，兩相鄰貼片之間距離為 $\delta$ ，而電磁能隙反射器的總邊長為 $S_{EBG}$ 。圖1(b)所設計天線的側面圖，2支相同的倒F元件組成天線陣列，其中天線的矩形條寬 $W$ 、垂直長度 $L_V$ 、水平長度 $L_H$ 和矩形條間之距離 $D_{BS}$ 。金屬接地平板之中間材的介電係數為 $\epsilon_r$ ，金屬貼片透過直徑為 $2r_{via}$ 的金屬陣列支柱來當作接地線。圖1(c)為倒F天線的排列方式，2支倒F天線排列在x軸上成橫立形狀，2支倒F之間距均為 $d$ ，天線的饋電端E3寬度為 $W_{fed}$ 。在2支倒F天線架構中，當激發饋入點在其中一天線時，另一個天線饋入點被保持斷路的狀態。

從圖1的2支電磁能隙倒F天線陣列結構發展成4支電磁能隙倒F天線陣列，過程中使用HFSS (High Frequency Structure Simulator)模擬反射係數及2D場型圖等相關特性，不同的饋電支柱半徑( $r_{via}$ )、不同天線的饋電位置、不同的排列方式等參數結構，亦被討論並模擬分析。最後選擇最佳化結構，實現高增益、高指向性的電磁能隙-倒F天線。

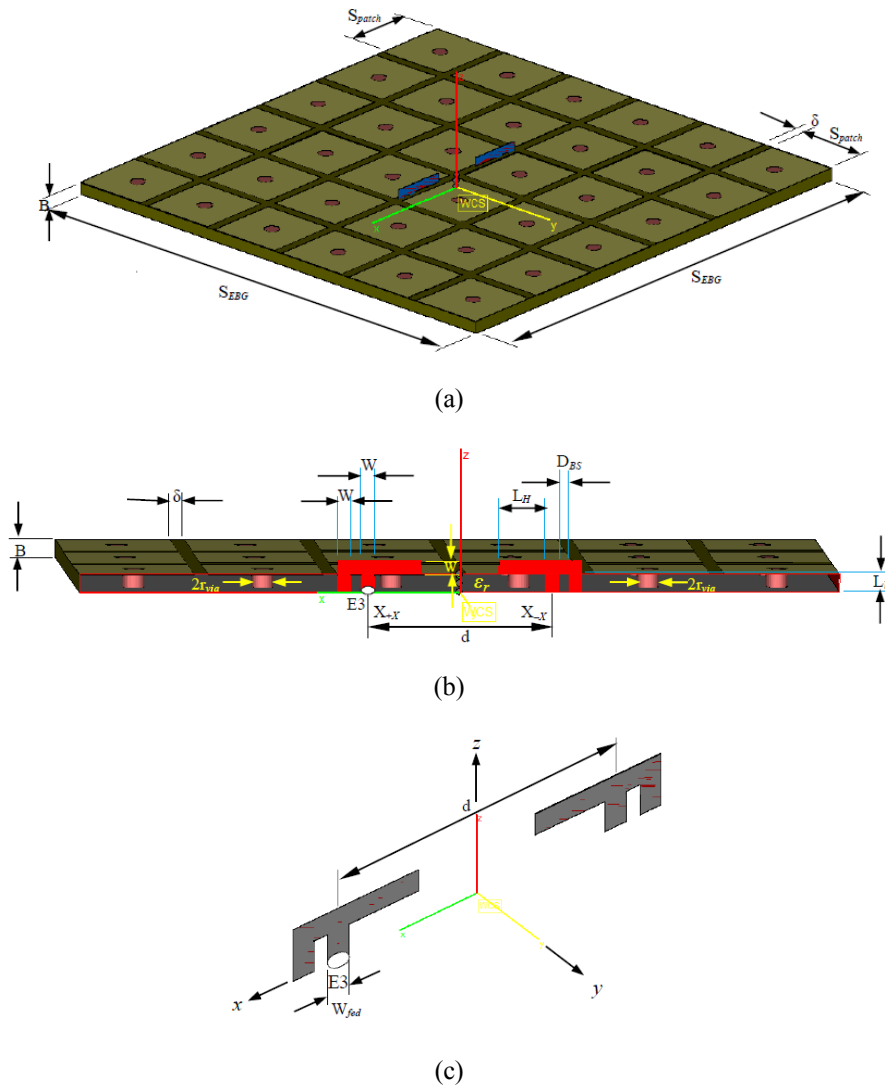


圖 1 電磁能隙-2 支倒 F 橫立天線陣列，(a)俯視圖，(b)側視圖，(c)倒 F 天線的排列方式

根據文獻[11]，使用有限差分時域法（Finite Difference-Time Domain Method，FDTD）計算在操作頻率 6 GHz 下之 2 支電磁能隙倒 F 天線陣列的相對參數尺寸，如表 1 所示，接著使用商業應用軟體 HFSS 對天線結構進行特性探討。當天線結構被設計在相對的介電係數為 2.2 的基材上，可使用操作頻率所對應的波長去換算表 1 的實際天線尺寸參數，如表 2 所示。

表 1. 電磁能隙-2 支倒 F 橫立天線陣列的尺寸參數符號[11]。單位:mm

Symbol	Value	Symbol	Value
B	$0.04\lambda_6$	$L_H$	$0.1\lambda_6$
$S_{patch}$	$0.246\lambda_6$	$D_{BS}$	$0.02\lambda_6$
$\delta$	$0.03\lambda_6$	$\epsilon_r$	2.2
$S_{EBG}$	$1.626\lambda_6$	d	$0.392\lambda_6$
W	$0.03\lambda_6$	$W_{fed}$	$0.03\lambda_6$
$L_v$	$0.04\lambda_6$	$r_{via}$	$0.024\lambda_6$

註:  $\lambda_6$  為操作頻率 6 GHz 所對應的波長。

表 2. 電磁能隙-2 支橫立倒 F 天線陣列的實際尺寸符號。單位:mm

Symbol	Value	Symbol	Value
B	2.0	$L_H$	5
$S_{patch}$	12.3	$D_{BS}$	1
$\delta$	1.5	$\epsilon_r$	2.2
$S_{EBG}$	81.3	d	19.6
W	1.5	$W_{fed}$	1.5
$L_v$	2.0	$r_{via}$	1.2

依據表 2 的實際尺寸繪製電磁能隙-2 支倒 F 天線陣列，並使用 HFSS 的軟體模擬反射係數，圖 2 中，在 4 GHz 及 5.83 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -25.89 dB 及 -19.49 dB。由於電磁能隙-倒 F 天線陣列結構中，金屬陣列支柱具有超穎材料結構的功能，本節將利用改變天線中的金屬陣列支柱半徑  $r_{via}$  的尺寸，用以改變電磁能隙-倒 F 天線陣列結構內左手電感的值。圖 3 是以電磁能隙-4 支倒 F 直立天線陣列， $L_H=5$  mm 之三種不同支柱半徑之反射係數比較圖，以饋電支柱半徑為 0.9 mm，在 3.67 GHz 及 6.19 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -11.20 dB 及 -12.23 dB。半徑為 1.2 mm，在 3.99 GHz 及 6.19 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -19.49 dB 及 -13.06 dB。以半徑為 1.5 mm 而言，在 3.98 GHz 及 5.82 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -13.59 dB 及 -7.80 dB。結果顯示，較細的支柱產生較大的電感值，導致超穎材料激發的低頻模態會往低頻移動，然而，此微調機制有其侷限性，支柱半徑大於 1.2 mm 之後，頻率移動已不明顯。

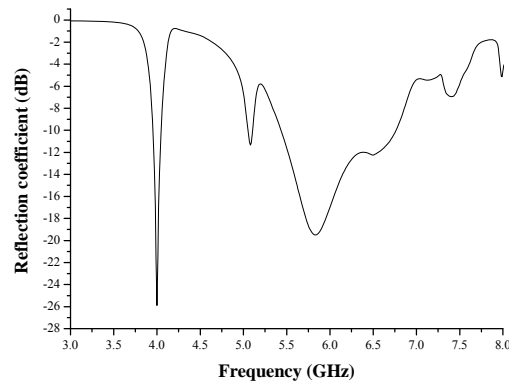


圖 2 模擬電磁能隙-2 支倒 F 橫立天線陣列的反射係數

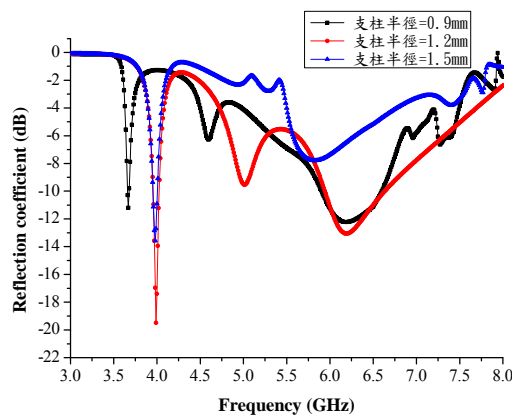


圖 3 以電磁能隙-4 支倒 F 天線陣列之三種不同支柱半徑之反射係數比較

在倒 F 的天線結構中，不同的饋入位置會影響饋入訊號與天線間的匹配，進而影響天線的模態及輻射場型。此外，天線的共振是由於饋入訊號的電流，因要滿足邊界條件而形成一個共振路徑，故共振頻率與共振路徑的長度有關，再者，若將饋電位置偏移，則電場最大值的位置亦隨著激發天線偏移而偏移，使得場型在 E-plane 上的主波束會有些微的偏差。改變電磁能隙-倒 F 天線陣列結構的饋電位置，也改變了共振路徑的長度，若改變了共振路徑長度，相對天線的共振頻率、主波束位置及天線的反射頻率同樣也跟著改變。圖 4 是電磁能隙-4 支倒 F 天線陣列之三種不同饋電位置示意圖。圖 5 是以電磁能隙-4 支倒 F 直立天線陣列， $LH=5\text{ mm}$  之三種不同饋電位置之反射係數比較圖，以 E1 饋電位置而言，在 5.96 GHz 處有一個明顯的諧振，其反射係數為 -17.43 dB。以 E2 饋電位置而言，在 5.97 GHz 處有一個明顯的諧振，其反射係數為 -36.84 dB。以 E3 饋電位置而言，在 3.99 GHz 及 6.19 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -19.49 dB 及 -13.06 dB。因本文的頻率點設計在 4 GHz，故 E1 位置與 E2 饋電位置所模擬出的反射頻率分別落在 5.91 GHz 與 5.99 GHz 的位置，不符合本設計預期結果。

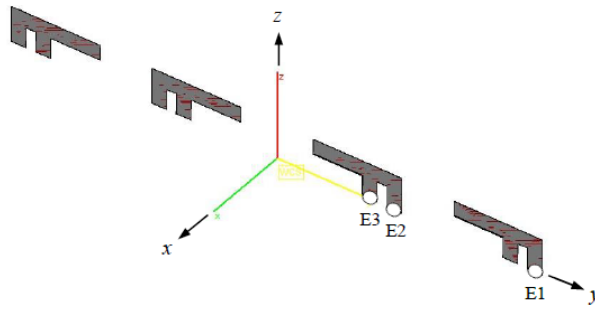


圖 4 電磁能隙-4 支倒 F 天線陣列之三種不同饋電位置示意圖

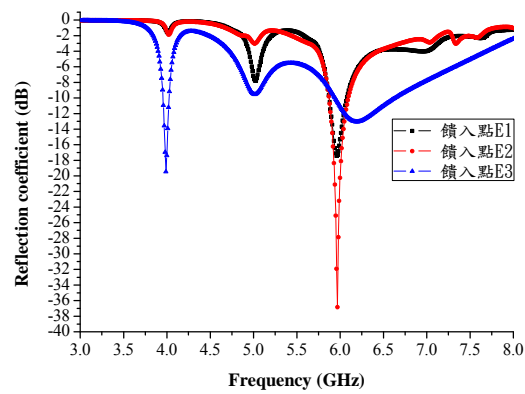


圖 5 以電磁能隙-4 支倒 F 天線陣列之三種不同饋電位置之反射係數比較

### 3. 倒 F 天線排列方式的探討

理論上，電流將會較集中在 2 支倒 F 天線的四周，我們將以兩種不同倒 F 的排列方式，來改變電流場的分布，藉以集中控制輻射束的指向。圖 6 是將圖 1(c)的原設計電磁能隙-2 支倒 F 橫立型(位於 X 軸)天線的饋電位置 E3，分別變更為 4 支直立型(位於 Y 軸)倒 F 天線及 4 支橫立型(位於 X 軸)倒 F 天線的 E1 及 E2 饋電位置及尺寸示意圖。圖中的符號  $d$  與  $d_c$  尺寸分別為  $0.392\lambda_6$  及  $0.285\lambda_6$ ，若以 6 GHz 的波長去換算尺寸  $d$  及  $d_c$ ，所得之實際尺寸分別為 19.6 mm 及 14.25 mm。

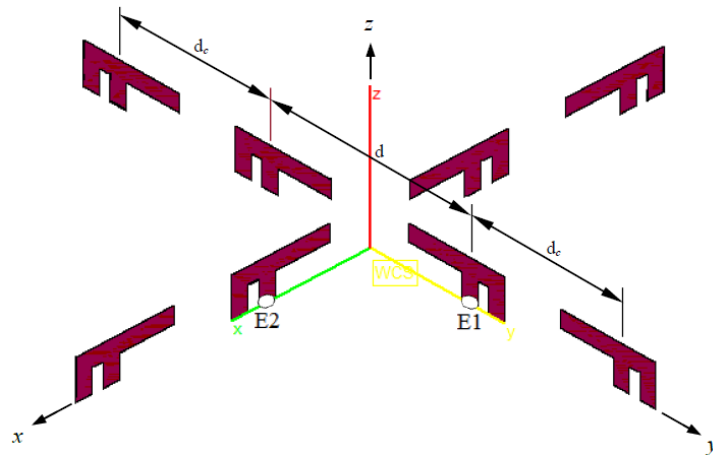


圖 6 兩種電磁能隙-4 支倒 F 天線陣列:直立(位於 Y 軸)與橫立(位於 X 軸)之饋電位置示意圖

分別模擬圖 6 結構的二種不同排列模式天線的反射係數、場型圖以及 2D 場型曲線圖。圖 7 是三種不同倒 F 天線排列方式， $LH=5\text{ mm}$ 、 $r_{via}=1.2\text{ mm}$  之反射係數比較結果。透過 HFSS 模擬軟體所匯出的 2D 場型曲線圖數據，與原設計的 2 支倒 F 橫立天線共同比較增益與指向性。在圖 7 中以 4 支倒 F 直立天線陣列饋電位置 E1 而言，在 3.99 GHz 及 6.19 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -19.49 dB 及 -13.06 dB。以 4 支倒 F 橫立天線陣列饋電位置 E2 而言，在 3.98 GHz 及 6.66 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -17.58 dB 及 -9.89 dB。以 2 支倒 F 橫立天線陣列饋電位置 E3 而言，在 4 GHz 及 5.83 GHz 處各有一個明顯的諧振，其反射係數分別為 -25.89 dB 及 -19.49 dB。為便於觀察比較三個不同曲線的最大增益及半功率波束寬度，而將模擬出的場型取其增益響應位置，亦即是分別位在  $-1^\circ$ 、 $-19^\circ$ 、 $-96^\circ$  角的最大輻射束方向位置平移至  $0^\circ$  角，如圖 8 是三種不同倒 F 天線排列方式之 2D 場型最高增益點位置響應圖比較。經觀察 E1 饋入點在頻率點 3.99 GHz 位置上的最大增益值為 13.45 dB，半功率波束寬度為  $38^\circ$ ，主輻射束指向在  $-1^\circ$  角。E2 饋入點在頻率點 3.98 GHz 位置上的最大增益為 3.67 dB，半功率波束寬度為  $62^\circ$ ，主輻射束指向在  $-19^\circ$  角。E3 饋入點在頻率點 4 GHz 的位置經由觀察所得的最大增益為 4.97 dB，半功率波束寬度趨於全向性之波束寬度，主輻射束指向在  $-96^\circ$  角。由上述的比較得知，最大增益值以 4 支倒 F 直立天線陣列排列方式的最高為 13.45 dB，2 支倒 F 橫立天線陣列排列方式次之為 4.97 dB，4 支倒 F 橫立天線陣列排列方式的最差為 3.67 dB。而半功率波束寬度仍以 4 支倒 F 直立天線陣列排列方式最窄為  $38^\circ$ ，其輻射束顯得最集中，其次是 4 支倒 F 橫立天線陣列排列為  $62^\circ$ ，而 2 支倒 F 橫立天線陣列排列方式具有最大之波束寬度。

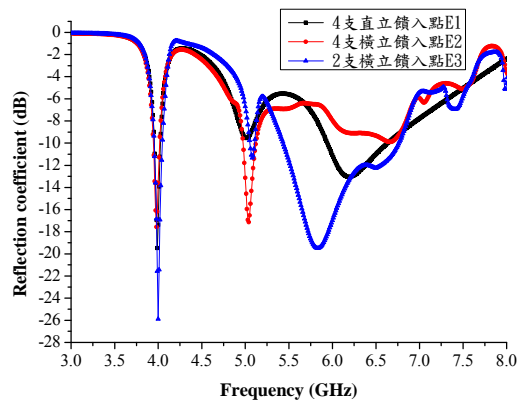


圖 7 以三種不同倒 F 天線排列方式之反射係數比較

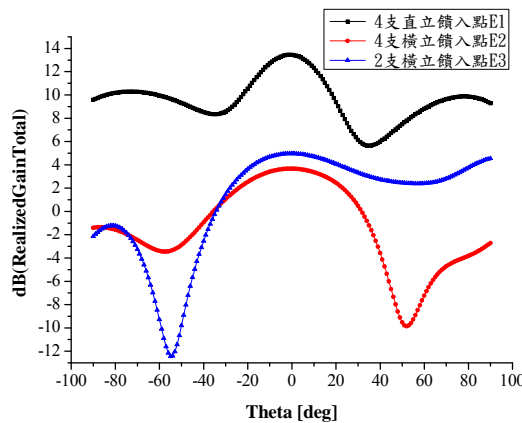


圖 8 三種不同倒 F 天線排列方式之 2D 場型最高增益點位置響應圖比較

#### 4. 結論

本文利用電磁能隙 (Electromagnetic Band-Gap, EBG) 反射器激發電磁場的原理，設計出具有超穎材料特性的電磁能隙-倒 F 天線陣列，在操作頻率 6 GHz，使用數值方法計算天線架構中實際維度，形成具電磁能隙之倒 F 天線陣列。接著在金屬貼片上使用鑽孔技術，連接金屬與接地面，並結合電磁能隙反射器，進而形成具超穎材料特性之電磁能隙倒 F 天線陣列，除原來之 6 GHz 操作頻率外，在低頻 4 GHz 所產生的額外模態為超穎材料所激發產生的。具 4 支倒 F 直立陣列排列天線，饋電支柱半徑 1.2 mm，饋電位置在+y 方向距原點內側的 E 3 點，在 3.99 GHz 頻帶的反射係數為 -19.49 dB，最大增益為 13.45 dB，半功率波束寬度為 38°，實現了高增益、高指向性的天線特性。除了可以大大的縮小結構面積，所模擬出來的頻率點將合乎所設計的頻帶，輻射束徑也較為集中。此天線可操作在 S 波段(2 GHz 到 4 GHz)與 C 波段(4 GHz 到 8 GHz)範圍，將有機會應用於監視雷達與下一個新世代的網絡通訊上。

## 參考文獻

- [1] 李大嵩, 胡志男, 賴偉勝等, 「5G行動寬頻技術發展趨勢研究」, 財團法人電信技術中心, 2015。
- [2] Xiang Liu, Frank Effenberger, Huaiyu Zeng, and Sharief Megeed Futurewei Technologies, Huawei R&D USA, Bridgewater, NJ 08807, USA, “Recent Progresses on Efficient Mobile Front-Haul for 5G Wireless Networks,” *IEEE Xplore Digital Library.*, 26 April 2018.
- [3] Jaume Anguera *et al.*, “High-directivity microstrip antenna with Mandelbrot fractal boundary,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 12 Iss. 4, pp. 569-575, 2018.
- [4] Wahaj Abbas Awan, “Very small form factor with Ultra Wide Band Rectangular Patch Antenna for 5G Applications,” *2018 International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies.*, iCoMET 2018.
- [5] Zhixi Liang, Yuanxin Li, “Microstrip Magnetic Monopole and Dipole Antennas With High Directivity and a Horizontally Polarized Omnidirectional Pattern,” *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION.*, vol. 66, no. 3, March 2018.
- [6] Jeevani Jayasinghe, Jaume Anguera, Disala Uduwawala, “Design of a Linearly-polarized High-Directivity Microstrip Patch Antenna”, *2015 IEEE 10th International Conference on Industrial and Information Systems*, 18-20, Dec 2015.
- [7] 黃任淳, 具高隔離度特性的 24-GHz 高指向性共振腔雙天線設計, 碩士論文, 國立交通大學電信工程研究所, 新竹, 2010。
- [8] V. G. Veselago, “The electrodynamic of substance with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ,” *Sov. Phys. Usp.*, vol. 10, no. 4, pp. 509-514, Jan.-Feb. 1968.
- [9] J. B. Pendry, “Low-frequency plasmons in thin wire structures,” *J. Phys.: Condens. Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, March 1998.
- [10] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, “Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, May 2000.
- [11] Hisamatsu Nakano, *Low-Profile Natural and Metamaterial Antennas: Analysis Methods and Application*, First Edition. New York: John Wiley & Sons, Inc. 2016, pp. 135-141.