

The performance improvement of the Inverted-F antenna based on the artificial magnetic conductor

Gang-Lin Zhang¹, Chu-Yu Chen^{2,*}

^{1,2}Department of Electrical Engineering, National University of Tainan, Tainan, 70005, Taiwan

²*E-mail : cychen57@mail.nutn.edu.tw

Abstract

In this paper, the structure based on the Artificial Magnetic Conductor is proposed and fabricated. It is applied to improve the realized gain of the inverted-F antenna. Three different AMC structures are investigated. The AMC structure can provide the similar characteristic of the perfect magnetic conductor (PMC) surface and introduce a zero degree phase shift. The circuit model for each structure is created to verify the sensitivity of the related electrical properties to the gain and bandwidth of the inverted-F antenna. The coplanar waveguide (CPW) feeding is adopted to increase the bandwidth of the inverted-F antenna. The operating bandwidth ranged from 5.12 GHz to 6.16 GHz is achieved. The pattern and gain of the inverted-F antenna using different AMC structure are simulated. It is shown that the AMC structure is proven to be effective in improving the antenna performance. The bandwidth is increased by 0.53GHz and the maximum gain is 5.3dB.

Keywords: Artificial Magnetic Conductor, Gain, Inverted F antenna, Coplanar Waveguide

* Corresponding author: cychen57@mail.nutn.edu.tw
DOI : 10.3966/222344892021101102001

基於人造導磁體結構來改善倒 F 天線的特性

張綱麟, 陳居毓

國立臺南大學電機工程學系

摘要

本文主要是提出並製作以人造磁導體(Artificial Magnetic Conductor, AMC)理論為基礎的架構，此架構與倒 F 天線(Inverted F Antenna)結合能夠改善天線的增益，分別使用三種不同樣式的 AMC 架構來探討。人造磁導體的架構能夠模仿完美磁導體的性質並產生相位零點。各個架構所建立的電路模型被用來驗證 AMC 對倒 F 天線的增益與頻寬關聯性。倒 F 天線採用 CPW(Coplanar Waveguide)饋入方式是為了增加天線的頻寬，天線操作頻帶在 5.12-6.16GHz，並模擬不同形式的 AMC 對倒 F 天線的場型與增益有何影響，其結果證實 AMC 架構確實能夠有效改善天線特性，頻寬約增加 0.53GHz，最大增益可達到 5.3dB。

關鍵詞：人造導磁材料、增益、倒 F 天線、共平面波導

1. 緒論

在高頻電路中，電磁波波長變小，做出來的元件尺寸相對變小，小尺寸會導致天線本身的輻射效率較差，因此操作於越高頻段的天線平均增益較不理想。5G 通訊中採用多輸入多輸出系統 MIMO(Multi-input Multi-output)[1]，藉由將各天線的場型相互結合來提高它的指向性，間接提高天線的增益。而提高天線增益的方法還有模仿八木天線的樣式，利用多個寄生元件來提高天線的增益，但往往設計尺寸過大 [2]，最後則是由 AMC 中的高阻抗表面(High Impedance Surface,HIS)來提高天線的增益，其原理是在共振時將材料表面會形成無限大的阻抗，使得從天線輻射下來的電磁波經過它的表面時會產生反射，反射回去的電磁波會和入射電磁波產生建設性的相加，使天線的增益提高。最老的人造磁導體 AMC 是由 Sievenpiper [3]提出，由週期排列的矩形貼片所組成，可以等效成簡單的 LC 電路。等效電容取決於兩金屬層之間的距離，等效的電感和傳輸線的特性有關。近年來有越來越多型式的 AMC 架構產生，類似太陽形[4]，雪花形[5]，還有六角形[6]，鈴鐺形[7]跟方框形[8]，而 AMC 一般除了能夠提升天線增益外[9]，還有能夠改善天線頻寬的效果[10]，甚至有些能夠修正場型[11]。但它的缺點是在共振頻率點的時候才能形成高阻抗的特性，使得它的工作頻帶並不大，但可藉由交錯排列 AMC 來提高它的工作頻帶[12]。

使用的研製天線為 CPW 饋入的倒 F 天線，倒 F 天線最初是由單極天線所延伸出來的[13]，單極天線是以鏡像原理，將天線與其鏡像的金屬地等效成一個偶極天線。然而單極天線的匹配並不容易，後來才會加入一段傳輸線來方便尋找其饋入點，共振原理則是跟單極天線一樣，是由四分之一波長的形式共振，故其輻射效率跟頻寬只有偶極天線的一半，但是可以做到縮小尺寸的效果。一般用來製作在手機中，而常見類型為 PIFA 天線[14]-[16]，而 PIFA 天線可藉由添加不同長度的微帶線來製作雙頻或拓展頻寬[17]-[18]，或是將傳輸線改成折疊式的形式進一步縮小尺寸[19]。

以 CPW 饋入形式的原因則是因為 CPW 能做到提高頻寬的效果，彌補縮小天線尺寸造成的頻寬損失，饋入能量不易散失，易與其他 IC 電路集成，缺點則是兩邊地電位不平衡，需要施加一些特殊的措施來平衡電位，避免造成不需要的模態激發。一般來說 CPW 會激發的模態有兩種，一種是 CPW 形式，另一種是槽孔所引起的模式。CPW 最主要傳遞能量的模式是上者，將能量由中心傳輸線，傳遞到兩邊地的偶模，藉此將能量激發往前傳遞，槽孔所引發的模式是因為，兩邊地的電位不同，由槽孔耦和至傳輸線的奇模，進而造成干擾，導致能量的散失。CPW 饋入的形式有很多種，有其延伸的 CPWG(coplanar waveguide with ground)[20]具有更好的能量保留，但還必須要考慮到微帶線傳輸損耗的問題。另外有文獻[21]為了改良 CPW 所產生的阻抗不連續問題，使用漸進式的接地面，由文獻[22]分析的加入四分之一波長開短路微帶線(open and short stubs)來進行電路的匹配以減少雜訊的產生。而文獻[23]加入金屬架橋(air bridge)的功用是為了消除電位不平衡，其改良型式則是由文獻[24]以捲曲線(mender line)來取代 air bridge 的短路功效。還有由文獻[25]提出的以 180 度的相移器來轉換雜訊回流的形式。

2. AMC 的設計

2.1 AMC 的量測與工作頻帶

先由[3]提出的經驗公式可以設計出方形 AMC 的架構尺寸(式 10-13)，而 AMC 一般是看相位零點是否產生來確認它的共振頻率，而相位零點則是由式(1)反射係數所得出，其中 Γ_0 為反射係數， Z_L 為 AMC 人造磁導體表面的等效阻抗， Z_0 為真空中的阻抗，為 377 Ω ， θ 為反射相位。

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = |\Gamma_0|e^{j\theta} \quad (1)$$

當 $Z_L = 0$ 時

$$\Gamma_0 = -1, \theta = 180$$

當 $Z_L = \infty$ 時

$$\Gamma_0 = 1, \theta = 0$$

當 $Z_L = Z_0$ 時

$$\Gamma_0 = 0, \theta = \pm 90$$

要測得 AMC 呈現高阻抗表面特性的時候，需要測量其產生反射相位為 0 度的時候。

而 AMC 一般工作頻帶一般訂為反射相位在+90 度跟-90 度之間，而實際上可能更小，且呈現 PMC(Perfect Magnetic Conductor)的特性只有相位 0 度的時候，依據 Sievenpiper[3]所寫其定義跟示意圖(圖 1)如下。其中天線將它等效成一個電流源，真空中的阻抗等效成一個電阻，AMC 則是等效成一個並聯的 LC 電路，並將它們並連起來，由克希荷夫電流定律可得到如式(2)。

$$I = \frac{V}{Z_{vacuum}} + \frac{V}{Z_{LC}} \quad (2)$$

當 AMC 的 LC 電路在共振頻率時， Z_{LC} 會趨近無限大，此時天線經由 Z_{vacuum} 的電流會最大，輻射效率會最大。當 $Z_{LC} = Z_{vacuum}$ 時，此時 Z_{vacuum} 跟 Z_{LC} 平分電流，此時輻射效率為原先的一半。而在更高或是更低的頻率時，電流會經由 LC 電路中的電感和電容大大分掉經由 Z_{vacuum} 的電流，故輻射效率會大幅降低於 50%，過程可由式(3)-(9)證明。

$$Z_{LC} = Z_{vacuum} = \left| \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \right| = \eta = 377\Omega \quad (3)$$

平方化簡求方程式

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{2\eta^2 C^2} \pm \frac{1}{\eta C} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{4\eta^2 C^2}} \quad (4)$$

而 $\frac{1}{\eta^2 C^2}$ 此項的值非常小，故可忽略，得

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \pm \frac{1}{\eta C} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (5)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 \pm \frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (6)$$

ω_0 為 LC 共振頻率，為 $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ ， Z_0 為 $\sqrt{\frac{L}{C}}$

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 \pm \frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (7)$$

$$\omega = \omega_0 \left(1 \pm \frac{1}{2} \frac{Z_0}{\eta}\right) \quad (8)$$

$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{Z_0}{\eta} \quad (9)$$

這也表示 AMC 反射板的作用頻帶邊緣約在 $\pm \frac{\pi}{2}$ ，即是 ± 90 度。

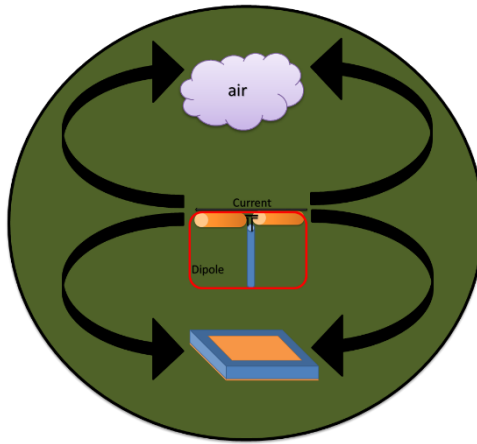


圖 1 AMC 工作頻帶定義示意圖

2.2 方形 AMC 設計

方型 AMC 架構的尺寸跟頻寬可以由下列式(10)-(13)所求出

$$L = u_0 \times h \quad (10)$$

$$C = \frac{w \times (\epsilon_0 + \epsilon_r)}{\pi} \times \cosh^{-1} \frac{w+g}{g} \quad (11)$$

$$f = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \quad (12)$$

$$BW = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{\eta} \times \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (13)$$

L 為等效電感，C 為等效電容， μ_0 為真空中的導磁係數， ϵ_0 為真空中的介電係數， ϵ_r 為板材介電值，h 為介質板厚，w 為金屬貼片寬度，g 為兩金屬片間的距離，BW 為 AMC 的操作頻帶，f 為相位零度的中心頻率， η 為真空中的阻抗。方形 AMC 尺寸如下；w = 6.2 mm，g = 0.2 mm，其中基板規格參數分別為介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 、切線損耗 $\delta = 0.023$ 、基板厚度為 1.6mm。整體面積約為 25.8 mm × 20 mm，操作頻帶為 5.07 ~ 6.09 GHz。其架構圖跟反射相位如圖 2、圖 3。

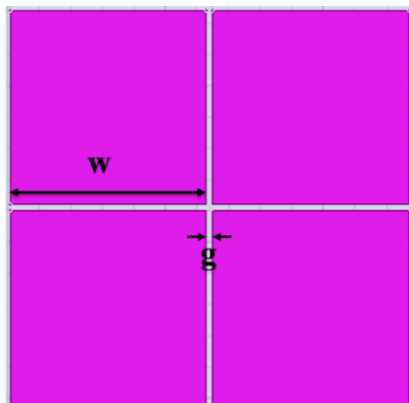


圖 2 方形 AMC 架構

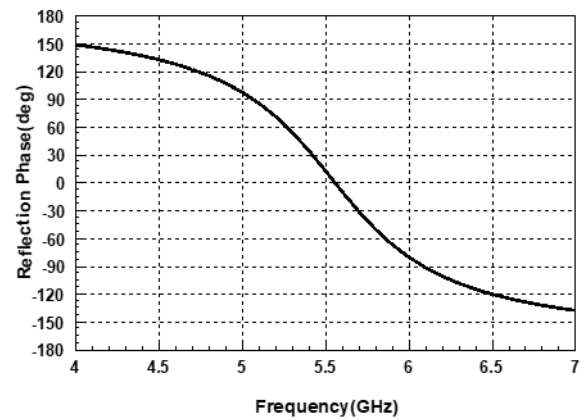


圖 3 方形 AMC 反射相位圖

2.3 雙殘段單槽對稱形 AMC

雙殘段單槽對稱形 AMC 是藉由在方形 AMC 架構上開槽孔，添加更多左手性的材料，其架構是由；指插式的槽孔形成的等效電容 $Cs1$ 、 $Cs2$ ，殘段枝幹等效的左手電感 Ls ，相鄰兩 AMC 之間的等效左手電容 Cg ，以及單元方形 AMC 金屬板本身產生的右手電感 Lo 跟右手電容 Co 所組成(圖 6、7)，這樣做的目的則是因為一開始計算的方形 AMC 相位零點無法完全符合所設計的頻率，故利用槽孔來調整其相位零點的位置符合所設計的頻率，但因為加入其它的 LC 因素，使得等效的 LC 電路工作頻帶略為縮小。其架構和反射相位圖如下圖 4、圖 5

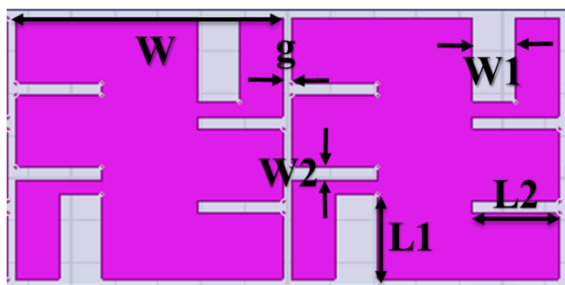


圖 4 雙殘段單槽對稱形 AMC 架構

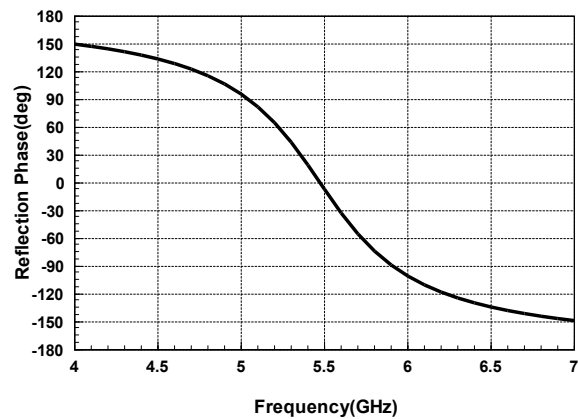


圖 5 雙殘段單槽對稱形 AMC 反射相位圖

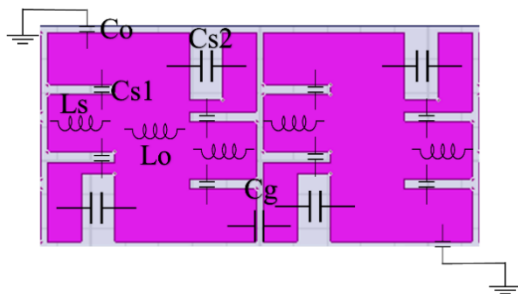


圖 6 雙殘段單槽對稱形 AMC 等校寄生元件示意圖

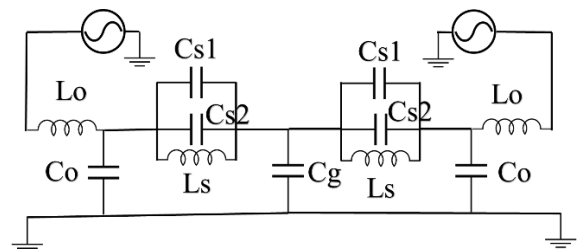


圖 7 雙殘段單槽對稱形 AMC 等校寄生電路示意圖

雙殘段單槽對稱形的 AMC 尺寸如下； $W = 6.2 \text{ mm}$ ， $g = 0.2 \text{ mm}$ ， $W1 = 1 \text{ mm}$ ， $W2 = 0.3 \text{ mm}$ ， $L1 = 2 \text{ mm}$ ， $L2 = 2 \text{ mm}$ ，其中基板規格參數分別為介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 、切線損耗 $\delta = 0.023$ 、基板厚度為 1.6 mm 。為 4×3 的架構，整體面積約為 $25.8 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ ，操作頻帶為 $5.05 \sim 5.91 \text{ GHz}$ 。

2.4 雙殘段圓槽對稱形 AMC

雙殘段圓槽對稱形 AMC 的架構則是將原本的槽孔，改變為圓形所取代，這樣的目的主要是為了避免由方形槽孔所反射回去的電磁波會由於邊角累積的電荷，以至於反射回去的電磁波過於不規則，導致天線場型不平整，故改由圓形槽孔所取代，並在其中加入圓形貼片，方便調整其相位零點，其架構工作頻寬比雙殘段單槽對稱形 AMC 增加 0.12GHz，其架構跟反射相位圖如下圖 8、圖 9。

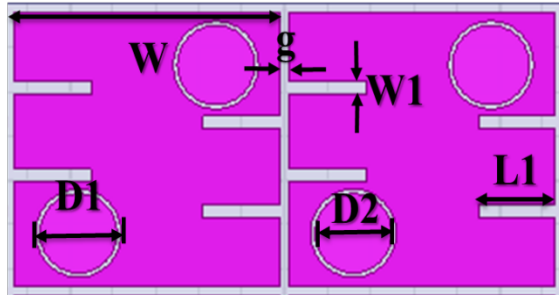


圖 8 雙殘段圓槽對稱形 AMC 架構

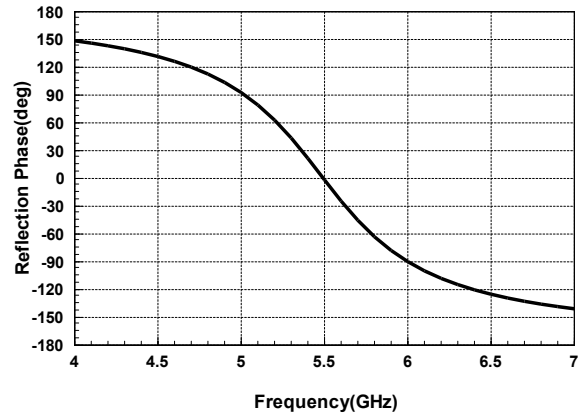


圖 9 雙殘段圓槽對稱形 AMC 反射相位圖

雙殘段圓槽對稱形的 AMC 尺寸如下； $W = 6.2 \text{ mm}$, $g = 0.2 \text{ mm}$, $W1 = 0.3 \text{ mm}$, $L1 = 1.8 \text{ mm}$, $D1 = 1 \text{ mm}$, $D2 = 0.9 \text{ mm}$, 其中基板規格參數分別為介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 、切線損耗 $\delta = 0.023$ 、基板厚度為 1.6 mm 。為 4×3 的架構，整體面積約為 $25.8 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ ，操作頻帶為 $5.02 \text{ GHz} \sim 6 \text{ GHz}$ 。

3. 研製天線設計

倒 F 天線是由四分之一波長共振的，由波長公式求出他的基本長度， λ_g 為自由空間下的操作波長， C 為光速， f 為共振頻率， ϵ_r 為基板的介電係數。使用 ADS (Advanced Design System) 的 Line calc 計算出 CPW 50Ω 饋入的基本尺寸，並由 Ansoft HFSS 有限元三維分析 (FEM) 進行分析與設計，得出的研製天線尺寸如下； $W1 = 6.2 \text{ mm}$, $W2 = 1 \text{ mm}$, $W3 = 0.3 \text{ mm}$, $W4 = 0.3 \text{ mm}$, $W5 = 0.3 \text{ mm}$, $g = 0.2$, $L1 = 2 \text{ mm}$, $L2 = 2 \text{ mm}$, $L3 = 1 \text{ mm}$, $L4 = 1.55 \text{ mm}$, $L5 = 1.7 \text{ mm}$, 其中基板規格參數分別為介電常數 $\epsilon_r = 4.4$ 、切線損耗 $\delta = 0.023$ 、單層板、基板厚度為 1.6 mm 。整體面積約為 $13.8 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ ，操作頻帶為 $5.12 \sim 6.16 \text{ GHz}$ 。架構跟 S_{11} 如圖 10、圖 11。

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} = 8.3 \text{ mm} \quad (14)$$

但是 CPW 饋入形式的天線結構是單層版，無法用傳輸線公式的求法求出，故修正為真

空中的波長

$$\lambda_g = \frac{c}{f} = 13.6\text{mm} = L1+L2 \quad (15)$$

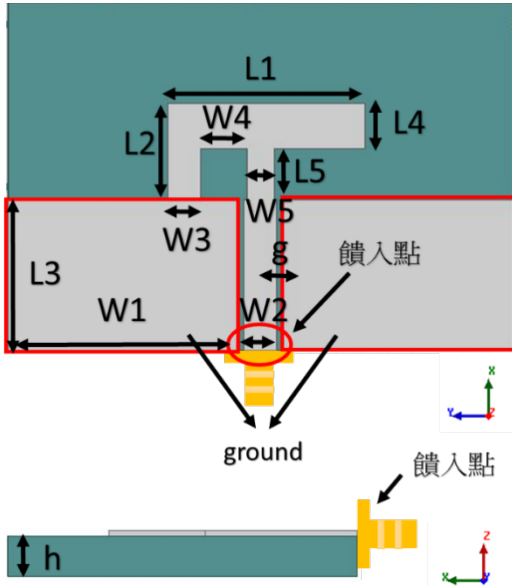


圖 10 研製天線架構

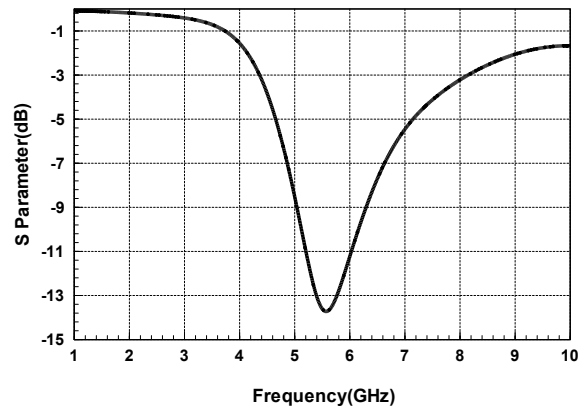
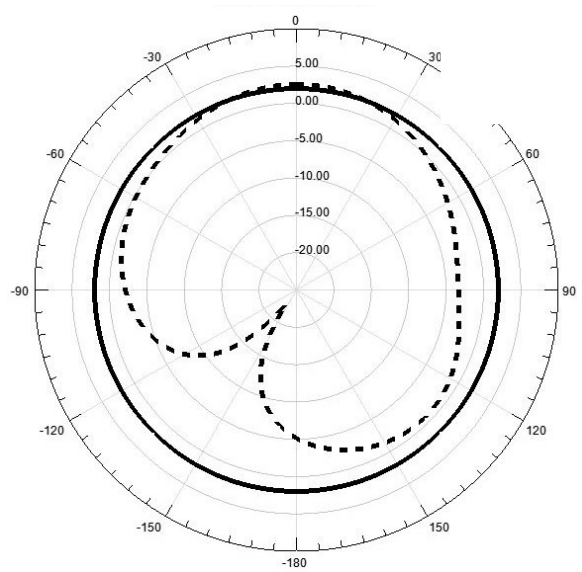
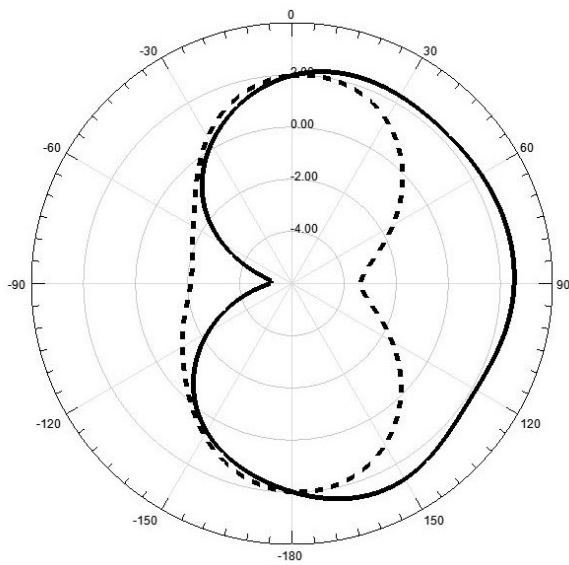


圖 11 研製天線S₁₁



- -Phi = 0deg
- ..Phi = 90deg

- Theta Ang = 91deg
- Mag = 2.52

- -Theta = 0deg
- ..Theta = 90deg

- Phi Ang = 1deg
- Mag = 2.56

圖 12(b) 研製天線在 5.5GHz 時 H plane

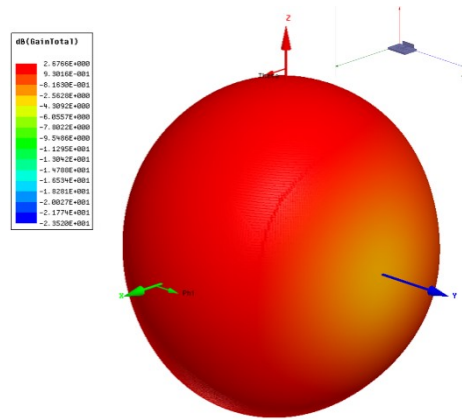


圖 13 研製天線 3D 場型

4. 結合天線模擬測試跟實作

4.1 加入 AMC 對天線參數的影響

本段是以研製天線與 AMC 間的距離 h 來作探討，由測試的結果中可以發現，研製天線會因為由 AMC 所提供的左手特性與天線本身的右手特性結合成複合式的左右手材料，產生具有超穎材料的特性(圖 14),進而影響電路中的介電系數跟天線匹配。在 AMC 離天線為 1~2mm 的時候，天線的匹配是最好的，最低甚至能夠達到 -30dB，同時由圖可以發現天線額外增加了在 4~5GHz 的頻寬，故由此分析此 AMC 和研製天線結合產生超穎材料的特性主要是在此區間內作用，然而其增益增加幅度不大，大約只有提高 1dB。而離天線為 3~4m 的時候，雙殘段單槽對稱形跟雙殘段圓槽對稱形 AMC 會讓天線的匹配大幅下降，甚至比原先更不好，故這部分的原因可能是因為此時 AMC 和研製天線間超穎材料特性不明顯，而天線跟 AMC 的間距過近，使得 AMC 在小於四分之一波長的距離內無法完美得達到全反射，進而影響其天線匹配，而雙殘帶圓槽對稱形的匹配要更不好，可能是由於金屬板跟殘帶間的圖形不對稱所造成，由圖 15、圖 16、圖 17 可以看到。

但將其距離拉到四分之一波長,約 8mm 的時候，此時天線跟 AMC 板間的寄生電容影響較小，高阻抗表面的特性較為顯著，天線的工作頻帶為 4.34GHz-5.91GHz，雖然其頻帶匹配比原先差，但從天線場型圖看的話，可以發現其增益增加約 2.8dB，且呈現出向上的指向性出來，接著分析 5~6GHz 的區間，並以加入雙殘段圓槽對稱形 AMC 的研製天線跟原型進行比較，以確保 AMC 提高增益的效果是否在其工作頻帶都有效，而由圖 20 所示，在 5~5.9GHz 的時候，天線的最大增益都能維持在 5dB 以上，到了 5.9GHz 以後雖然其最大增益降到 4.8dB，可是跟原始研製天線相比的話，仍然能夠提高約 2dB，符合當初所設立的目標，同時也確定設計的 AMC 具有提高天線增益的效果。

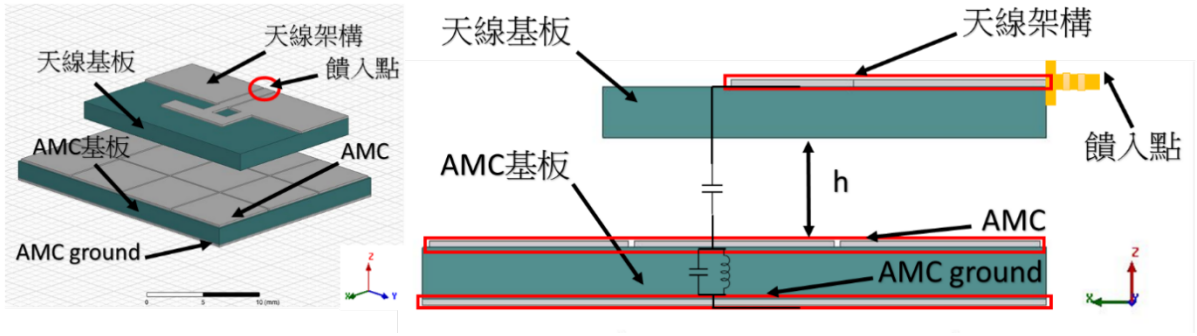


圖 14 研製天線跟 AMC 的複合式左右手架構

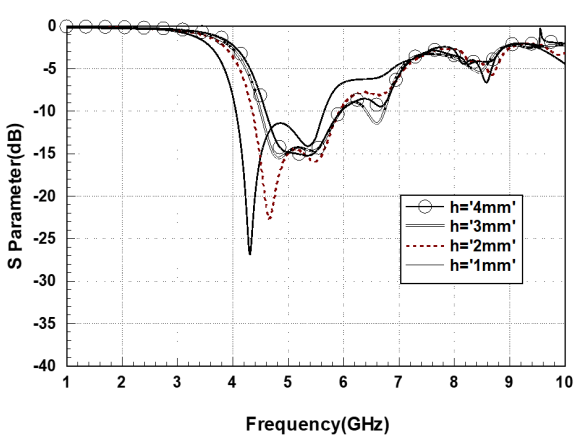


圖 15 參數 h 隊天線和方形 AMC 的 S_{11} 響應

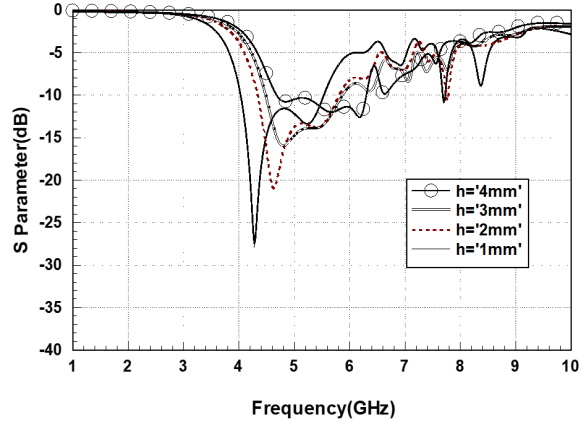


圖 16 參數 h 隊天線和雙殘段單槽對稱形 AMC 的 S_{11} 響應

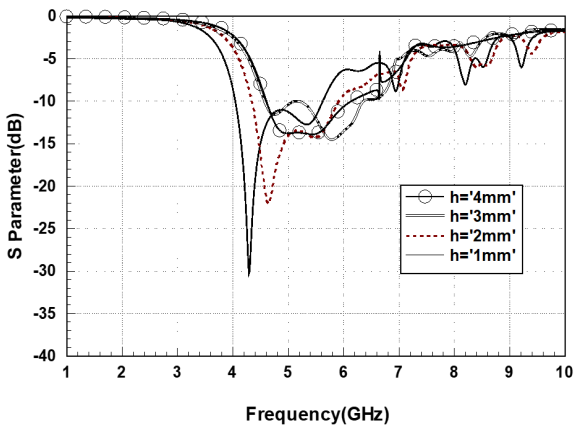


圖 17 參數 h 對天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 的 S_{11} 響應

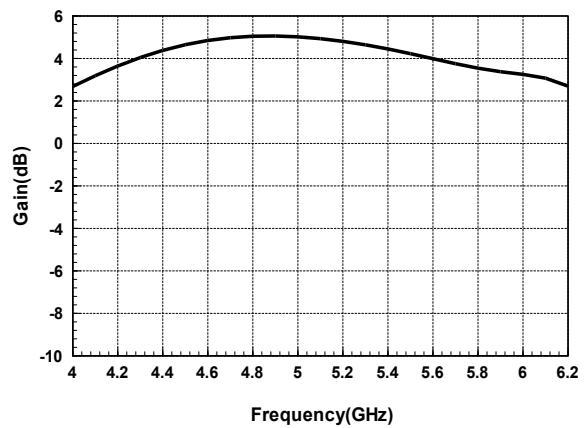


圖 18 天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 距離 2mm 的天線增益

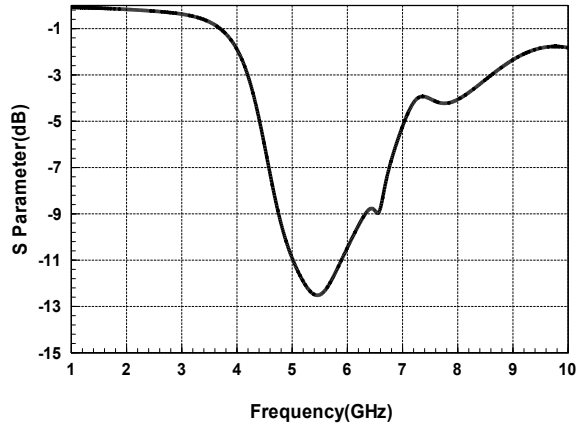


圖 19 天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 距離 $\frac{\lambda_g}{4}$ 的 S_{11} 響應

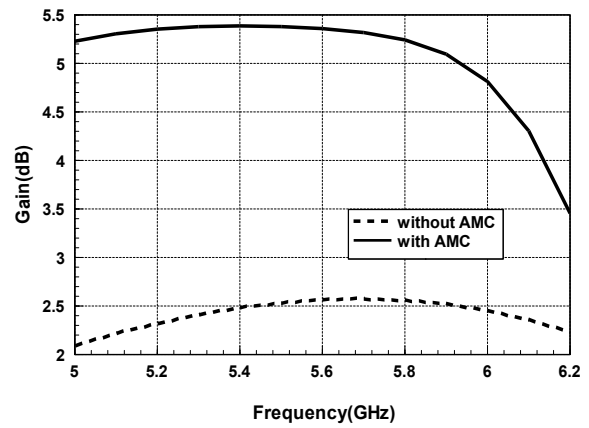
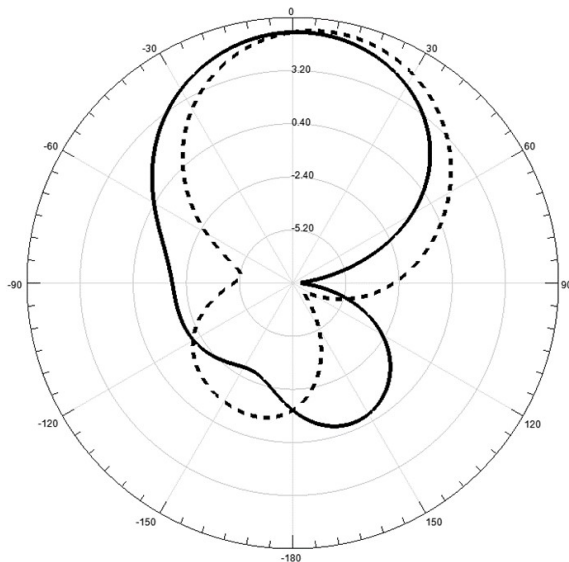
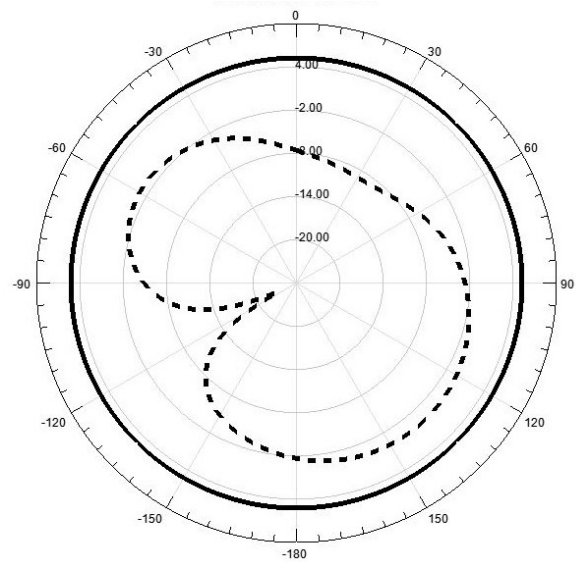


圖 20 有加 AMC 跟沒加 AMC 的天線增益比較



- -Phi =0deg
 - ..Phi =90deg
- Theta Ang =14deg
 - Mag =5.34

圖 21(a) 天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 在 5.48GHz，距離 $\frac{\lambda_g}{4}$ 的 E plane



- -Theta =0deg
 - ..Theta=90deg
- Phi Ang =15deg
 - Mag =5.22

圖 21(b) 天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 在 5.48GHz，距離 $\frac{\lambda_g}{4}$ 的 H plane

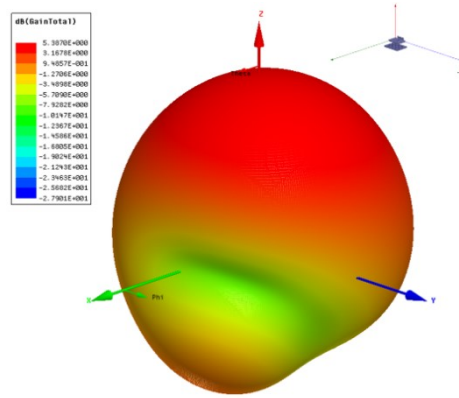


圖 22 天線和雙殘段圓槽對稱形 AMC 在 5.48GHz，
距離 $\frac{\lambda_g}{4}$ 時的 3D 場型圖

4.2 實作與量測

此三種 AMC 跟天線分別以 MITS ELEVEN-T SERIES 雕刻機(圖 18)來進行雕刻，並分別量測此三種 AMC 與天線之間的 S 參數響應，使用的量測儀器為 r&s®zva 8 網路分析儀(圖 19)，測量區間為 4~8GHz，雕刻成品與測量結果如圖 23 跟圖 24 所示，研製的天線量測結果基本上與模擬相同，比較三種 AMC 和天線結合距離 2mm 的量測的結果跟模擬，可以很明顯看到中心頻帶會往高頻跑，這有可能是因為天線跟 AMC 間距離取的不夠精確，導致等效出的超穎材料結構不同。而雙殘段圓槽對稱形跟單殘段單槽對稱形模擬比較起來匹配要更不好，可能是因為雕刻的因素，雙殘帶圓槽對稱形的部分圓形槽孔因為雕刻機軟體的問題而顯示不出來。

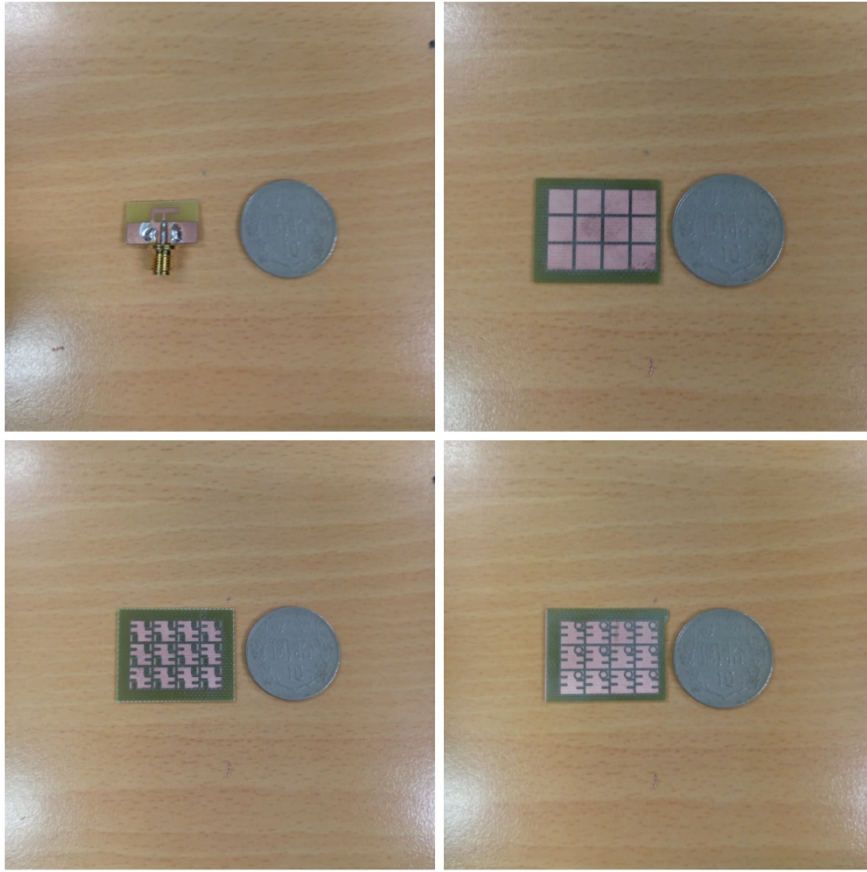


圖 23 雕刻成品

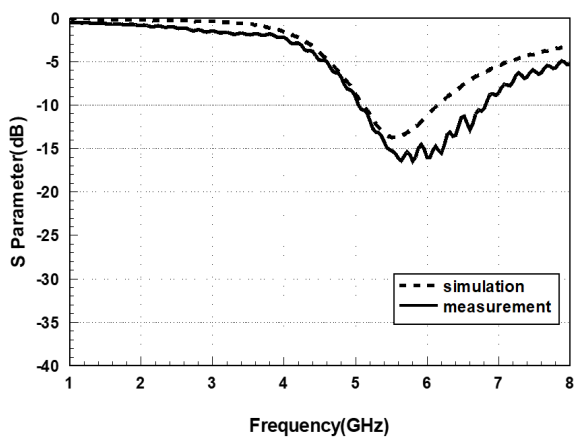


圖 24(a) 研製天線量測與模擬結果比較

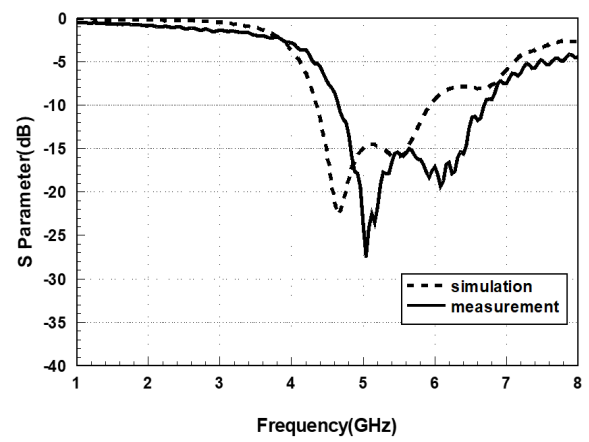


圖 24(b) 方形 AMC 和研製天線的量測與模擬結果比較

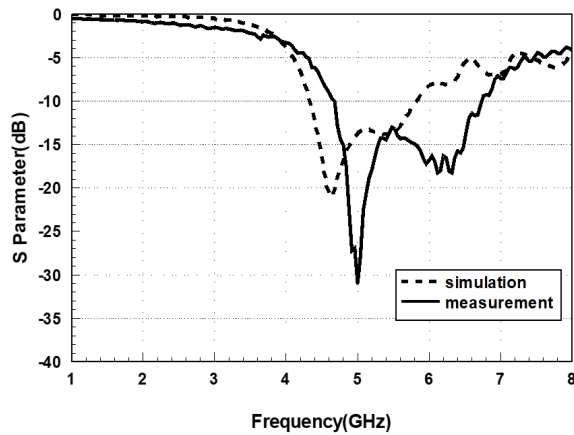


圖 24(c)雙殘段單槽對稱形 AMC 和研製天線的量測與模擬結果

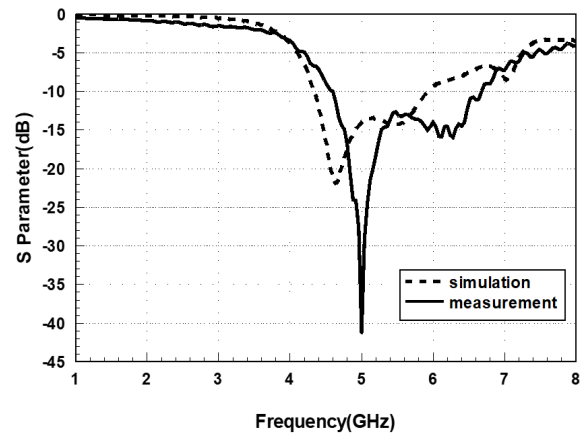


圖 24(d)雙殘段圓槽對稱形 AMC 和研製天線的量測與模擬結果

5. 結論與未來展望

由本文證實添加 AMC 確實會改善天線頻寬與增益。在設計 AMC 過程中，在 AMC 表面上開槽孔，能夠調整相位零度的位置，但是添加過多左手性等校元件會縮小 AMC 的操作頻帶，可藉由圓形槽孔的形式來改善。研製天線因為使用 CPW 共平面波導饋入，跟其他形式的 F 型天線相比具有更多的操作頻帶，而使用 CPW 的另一個好處是，共面地可以被拿來當作八木天線中的反射器，使設計出的天線呈現出高指向性的特性。結合 AMC 跟研製天線的過程中，發現到人造磁導體會隨著與研製天線間的距離不同，而產生不同的特性。放置的距離太近，AMC 主要是以超穎材料的特性來主導，且能夠提高天線頻寬，可是此時天線增益提高幅度不明顯。放置的距離為四分之一波長時，AMC 會以高阻抗表面 HIS 的特性主導，此時的 AMC 反射回去的電磁波回和由天線發射的電磁波形成建設性的干涉，使得天線增益能夠大幅提高。量測的結果跟實際上相比有點不同，一方面可能是雕刻上的關係，另一方面則是人為量測上的誤差。

AMC 是個非常具有前瞻性的材料，在未來 5G 毫米波天線設計上是非常有利的，可以在小尺寸的天線下，利用製程去推疊 AMC，提高它的指向性跟增益。也可以藉由 AMC 的超穎材料特性拓展頻寬，而設計者可依需求適當的調整天線跟 AMC 間的距離來達成設計需求，可應用於未來第五代行動通訊。

6. 參考文獻

- [1] Ren, J., Hu, W., Yin, Y., & Fan, R. (2014). Compact printed MIMO antenna for UWB applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 1517-1520.
- [2] Huang, J., & Densmore, A. (1991). Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39(7), 1024-1030.

- [3] Sievenpiper, D. F. (1999). High-impedance electromagnetic surfaces. PhD dissertation. UCLA, California, USA.
- [4] Liu, Q. (2017, October). Low profile wideband planar AMC surface for X-band applications. *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. Phuket, Thailand.
- [5] Maisarah, A., & Adlina, M. A. S. (2018, July). Performances of an Ultra-Thin AMC and FSS for 5G Applications. In *2018 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology*. Phuket, Thailand.
- [6] Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R. F., Alexopolous, N. G., & Yablonovitch, E. (1999). High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, 47(11), 2059-2074.
- [7] Elzuwawi, H. H., Tahseen, M. M., & Denidni, T. A. (2018, July). A Compact AMC-Based Novel Monopole Antenna for RFID Applications. In *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. Boston, MA, USA .
- [8] Lin, J., Qian, Z., Cao, W., Shi, S., Wang, Q., & Zhong, W. (2017). A low-profile dual-band dual-mode and dual-polarized antenna based on AMC. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 2473-2476.
- [9] Prakash, P., Abegaonkar, M. P., Basu, A., & Koul, S. K. (2013). Gain enhancement of a CPW-fed monopole antenna using polarization-insensitive AMC structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 1315-1318.
- [10] Hadarig, R. C., De Cos, M. E., & Las-Heras, F. (2012). Microstrip patch antenna bandwidth enhancement using AMC/EBG structures. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, 1-6.
- [11] Ford, K. L., & Rigelsford, J. M. (2008). Street furniture antenna radiation pattern control using AMC surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(9), 3049-3052.
- [12] Akbari, M., & Sebak, A. R. (2016, July). Broadband RCS reduction based on AMC technology for MMW applications. In *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*. Kaohsiung, Taiwan.
- [13] C. A. Balanis. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. Hoboken, NJ, USA: Wiley-Interscience.

- [14] Tarvas, S., & Isohatala, A. (2000, July). An internal dual-band mobile phone antenna. *In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium*. Salt Lake City, UT, USA. .
- [15] Yeh, S. H., Wong, K. L., Chiou, T. W., & Fang, S. T. (2003). Dual-band planar inverted F antenna for GSM/DCS mobile phones. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(5), 1124-1126.
- [16] Boyle, K. R., & Ligthart, L. P. (2006). Radiating and balanced mode analysis of PIFA antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54(1), 231-237.
- [17] Deng, J., Li, J., Zhao, L., & Guo, L. (2017). A dual-band inverted-F MIMO antenna with enhanced isolation for WLAN applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 2270-2273.
- [18] Chen, L. Y., Wu, Y. C., & Wong, K. L. (2017, March). Triple-wideband inverted-F frame antenna for the LTE metal-casing smartphone. *In 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. Paris, France.
- [19] Chiu, C. W., & Chi, Y. J. (2009). Planar hexa-band inverted-F antenna for portable device applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8, 1099-1102.
- [20] Lee, S. W., Kim, N., & Rhee, S. Y. (2008). Design and fabrication of the antenna for Wibro and WLAN Communications Using CPWG structure. *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, 19(10), 1086-1095.
- [21] Moeikham, P., & Akkaraekthalin, P. (2011, May). A compact ultrawideband monopole antenna with tapered CPW feed and slot stubs. *In The 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand-Conference 2011*. Khon Kaen, Thailand.
- [22] Ho, C. H., Fan, L., & Chang, K. (1993, June). Experimental investigations of CPW-slotline transitions for uniplanar microwave integrated circuits. *In 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Atlanta, GA, USA, USA.
- [23] Yu, M., Vahldieck, R., & Huang, J. (1993, June). Comparing coax launcher and wafer probe excitation for 10 mil conductor backed CPW with via holes and airbridges. *In 1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. Atlanta, GA, USA.
- [24] Dib, N., Ababneh, J., & Omar, A. (2005). CAD modeling of coplanar waveguide interdigital capacitor. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 15(6), 551-559.
- [25] Ma, K. P., Qian, Y., & Itoh, T. (1999). Analysis and applications of a new CPW-slotline transition. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, 47(4), 426-432.

