

## A Series-Fed Microstrip Antenna for 77GHz Automotive Radar

Zhe-Chen Su<sup>1,\*</sup>, Chu-Yu Chen<sup>2,\*</sup>

<sup>1,2</sup>Department of Electrical Engineering, National University of Tainan, Tainan, 70005, Taiwan

<sup>1\*</sup>E-mail : m10582015@stumail.nutn.edu.tw

<sup>2\*</sup>Email : cychen57@mail.nutn.edu.tw

### Abstract

**In this paper, a 77GHz series-type microstrip antenna array for automotive radar applications is designed and simulated. The liquid crystal polymer film with stable dielectric constant and low loss tangent at the mm-wave range is used for this purpose. Based on the transmission line model, the parameters related the designed antenna array can be analyzed and figured out. To meet the requirements of high gain and broad bandwidth, the microstrip corporate matching network is implemented and connected with those series microstrip patch antenna array. To improve the ambiguity characterization of antenna array, the difference between the main lobe and the side lobe in the 2-D radiation pattern is expected to be larger than 10 dB. Different techniques are adopted to realize this goal. The inset feeding can increase 0.44 dB compared to the conventional edge feeding. Then, the difference of 11.6 dB can be obtained by adjusting the width of patch. Finally, it is shown that the antenna gain of 17.25 dBi and wide bandwidth of about 6.5 GHz (75.42GHz ~ 81 GHz) are achieved.**

**Keywords:** Automotive Radar; Millimeter-Wave; Liquid Crystal Polymer film; Microstrip Patch Antenna; Antenna array ; Series-feeding; microstrip corporate matching network; Inset feeding

---

\* Corresponding author:m10582015@stumail.nutn.edu.tw/cychen57@mail.nutn.edu.tw  
DOI : 10.3966/222344892020101002007

## 77GHz 車用雷達串聯微帶天線之設計

蘇哲琛, 陳居毓

國立臺南大學電機工程學系

### 摘要

本論文使用液晶聚合物(Liquid Crystal Polymer)薄膜，設計應用於 77 GHz 汽車雷達的串聯微帶天線。所提出的天線是基於傳輸線模型分析方法所設計。操作頻帶在 75.42~81GHz，結合串聯和並聯兩種饋入的方式設計，使其整合天線的增益和頻帶符合需求。為提高雷達探測目標辨識的能力，主波束與旁波束比值需大於 10 dB，論文中，串聯天線與並聯饋送網路架構可以依據操作頻率初步決定天線及饋送網路之尺寸，但主波束和第二旁波束相差 8.9db，主波束和第二旁波束的比值可以藉由嵌入式饋入架構來改善，提高約 0.44 dB，最後再調整天線貼片的寬度來降低其旁波束增益，主波束和第二旁波束相差可大幅提高到 11.6dbi。模擬結果顯示所設計的陣列天線，其頻率操作範圍可由 75.42GHz 到 81GHz，最大增益值可達 17.25dBi，具有高增益和寬帶寬的特性，可以應用於車用雷達。

**關鍵詞：**車用雷達、毫米波、液晶聚合物薄膜、微帶貼片天線、陣列天線、串聯饋入、並聯饋入、嵌入式饋入

## 1. 緒論

近年來隨著汽車電子智慧化的趨勢，逐漸帶動了自駕車發展，使得毫米波技術從傳統的國防軍工、通訊傳送接收等用途成為發展先進駕駛輔助系統(ADAS)重要的技術之一。作為其系統的重要組成部分，防撞雷達是一種性能優良的感測器，可以識別複雜的交通狀況和車輛周圍的潛在危險，可以精確地測量遠程物體的距離和速度[1]。毫米波雷達主要工作在 24GHz 和 77GHz 這兩個頻段，其中 77 GHz 雷達在將來會被更廣泛地使用，與 24 GHz 雷達相比，在尺寸的設計上能夠變得更小並確保更好的角分辨率。而毫米波雷達由於工作頻率高[2]而導致大量的自由空間路徑損耗，因此所需的天線要具有高增益和寬帶寬的特性。

在汽車雷達系統[3]的開發中已採用了各種類型的天線，如反射面天線、孔隙波導天線和微帶貼片天線還有透鏡天線，其中微帶貼片天線由於其重量輕、體積小、成本低、容易製造且易與電路整合等優點[4]，而單個微帶貼片天線所具有的增益不足以供汽車雷達系統使用。藉由天線陣列的方式，能夠獲得更高的增益以及更窄的波束寬度。其陣列天線常見的饋入方式為串聯饋入[5]-[8]和並聯饋入[9]，串聯饋入可以使天線陣列更密集來節省空間，由於其饋入路徑短，因此可以減少串聯饋入陣列的損耗，但當其陣列元件數量變多時，會有長線效應而導致頻寬變窄[10]；並聯饋入則是具有帶寬較寬的特性，但是由於饋入路徑長所造成的損耗，較難獲得高增益。藉由結合串聯和並聯兩種饋入的方式設計，可減少兩者所帶來的缺點並維持原來的優點，使其整合天線的增益和頻帶符合需求。而串聯饋入陣列天線的末端與其它位置相比饋入路徑較長，導致其造成的損耗會來得較大，為了改善這種情形，在天線末端選擇以嵌入式饋入的架構來使回波損耗變得更小，且此方式的另一個好處是不會增加額外的面積。接著要考慮到主波束與旁波束之間的影響，儘管旁波束與主波束相比輻射增益弱得多，但旁波束的增益仍然會降低雷達探測目標的能力，為此藉由改變其串聯饋入陣列天線貼片寬度的大小[11]影響每個貼片所接收的功率來降低旁波束的增益，使主波束增益和旁波束增益之間的差異達到 10db 以上。

而本文所模擬的基板為液晶聚合物(Liquid Crystal Polymer)，是一種性能優越的微波基板和封裝材料，已經有許多種方法證實 LCP 在毫米波頻率下的電性能[12]。測得的介電常數穩定在 3.16 附近，而在 110GHz 以下，其正切損耗值能夠保持在 0.002~0.005 之間，除此之外能耐高溫、具有彈性可彎曲，並且其吸水性小於 0.04%能幫助天線在潮濕的環境下讓其天線特性保持穩定，綜合以上這些性質，液晶聚合物相當地適合做為毫米波段的天線設計。

本文架構共分三節，首先開始為緒論，說明研究動機與研究目標；接下來開始介紹平面式雷達天線的設計方式，此節共分三個部分，首先介紹串聯饋入陣列天線的原理與設計，接著講述並聯饋入網路整體的阻抗匹配來整合串聯陣列天線，再來提到嵌入式饋入於串聯陣列天線的應用；第三節為串聯陣列天線與並聯饋入網路整合的陣列天線響應與輻射場型的探討；最後第四節為結論與未來展望。

## 2. 平面式雷達天線之設計

### 2.1 串聯饋入陣列天線之設計

串聯饋入陣列天線每個貼片的寬度和長度都是基於傳輸線模型得出的。其貼片的長度  $L$  為式(1), (2)所示：

$$L = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta l \quad (1)$$

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_e + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_e - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2)$$

由式(1)可知，實際的貼片長度相較之下會更短一些[13]，因此微帶天線的尺寸會比原本頻率下的尺寸還要小，進而達到縮小尺寸的效果。

其有效介電常數 $\epsilon_e$  ( $W/h \geq 1$ )為式(3)所示：

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

其中 $\lambda_0$ 是基板的波長， $c$ 是光的自由空間速度， $f_r$ 是工作頻率， $\epsilon_r$ 是相對介電常數， $h$ 是基板的厚度。

由於兩個輻射槽的長度為微帶天線的寬度 $W$ ；兩個輻射槽的寬度相當於基板厚度 $h$ 、相距 $\lambda/2$ ，故兩個相同長度與寬度的輻射槽的電導值與電納值的大小相等，因此只要求出兩個輻射槽的導納就能夠知道出微帶天線的輸入阻抗，如式(4)

$$G_e = 0.00836 \frac{W}{\lambda_0} \quad (4)$$

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{2G_e} \quad (5)$$

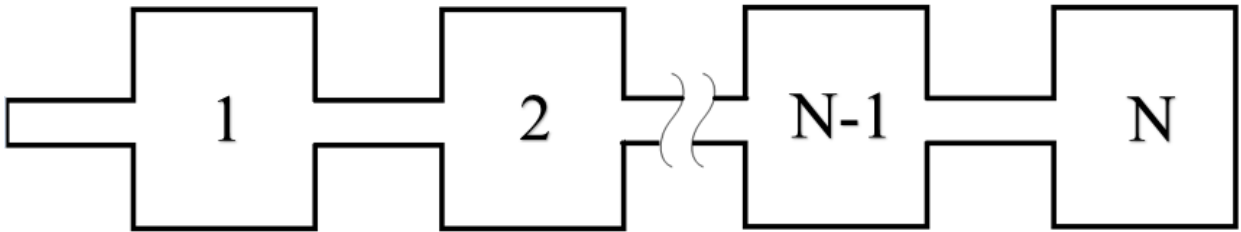


圖 1 串聯饋入陣列天線架構

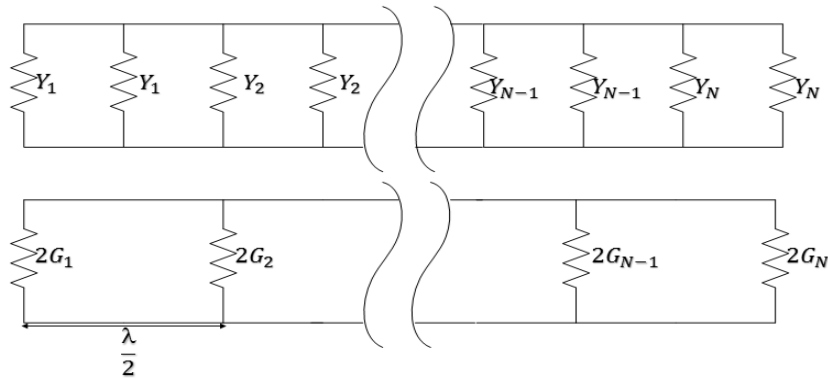


圖 2 串聯饋入陣列天線等效導納

一組微帶貼片可以與連接其邊緣的微帶傳輸線串聯饋入輻射。如圖 1 所示。在共振時，每個矩形微帶貼片的一對輻射槽可以組合以形成等效導納。如圖 2 所示。N 個串聯貼片饋入陣列的輸入電阻為

$$R_{in} = \left( 2 \sum_{n=1}^N G_n \right)^{-1} \quad (6)$$

其中 $G_n$ 是每個貼片邊緣的邊緣電導。如果串聯饋入陣列中的所有貼片在共振時具有相同的邊緣電導 $G_e$ ，可以將輸入電阻表示為

$$R_{in} = \frac{1}{2NG_e} \quad (7)$$

由式(4)和式(7)可知，可以藉由調整貼片寬度來影響 $G_e$ 以及控制串聯貼片數量來匹配所期望的輸入電阻。本文在這所假設的期望輸入阻抗 $R_{in}=50\Omega$ 。

## 2.2 並聯饋送網路之設計

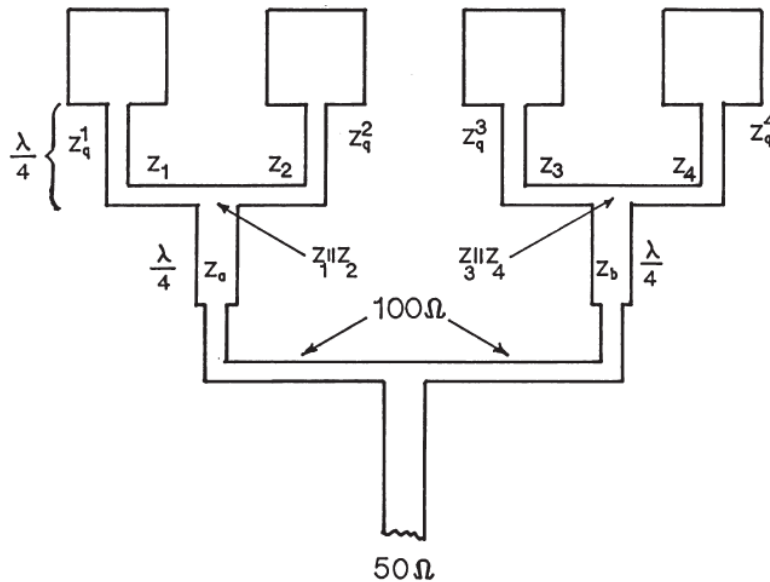


圖 3 並聯饋送網路之架構[11]

饋送網路是藉由參考書籍[11]如圖 3 為原型來設計，首先假設饋入端連接長度 $\lambda/4$ 的 $50\Omega$ 傳輸線，再並聯約為長度約 $\lambda/2$ 的 $100\Omega$ 傳輸線，並且每個天線之間必須彼此相隔 $\lambda/2$ 的距離，依照上述條件使用式(8)來計算各個部分的阻抗。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta L)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta L)} \quad (8)$$

經計算後各個線段的阻抗為 $Z_a=Z_b=50\Omega$ ， $Z_1=Z_2=Z_3=Z_4=50\Omega$ ，而為了整合串聯陣列天線， $Z_q^1$ 線段長度為 $\lambda/4$ ，一樣再由式(8)得出 $Z_q^1 = Z_q^2 = Z_q^3 = Z_q^4 = \sqrt{R_{in} \times N \times Z_1} = 86.6\Omega$ 。以 $Z_q^1$ 作為串聯陣列連接每一個貼片線段的阻抗。

## 2.1 嵌入式饋入架構

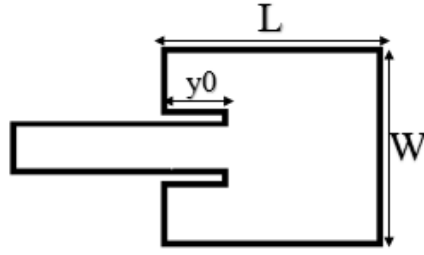


圖 4 嵌入式饋入架構

由於貼片的輸入阻抗值較高，通過較低阻抗微帶線直接饋入貼片天線會導致不良的阻抗匹配。為了在貼片元件和線路饋線之間進行阻抗匹配，如圖 4 可以通過使用深入距離為  $y_0$  的嵌入式饋入來更改貼片的共振輸入電阻。由於考慮到兩邊輻射槽會相互影響，式(5)要修正為式(9)

$$R_{\text{inx}}|_{(y=0)} = \frac{1}{2(G_e + G_{e12})} \quad (9)$$

$$G_{e12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{\sin\left(\frac{k_0}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (10)$$

其中  $J_0$  是第一級 Bessel 函數，最後可得到其距離邊緣  $y_0$  的輸入阻抗公式

$$R_{\text{inx}}|_{(y=y_0)} = R_{\text{inx}}|_{(y=0)} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right) = \frac{1}{2(G_e + G_{e12})} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right) \quad (11)$$

其中  $y_0$  是指如圖 4 從左邊金屬邊緣饋入深入的長度，而本文串聯饋入陣列天線是以阻抗為  $Z_q^1$  的線段連接每個貼片，得到  $R_{\text{inx}}|_{(y=y_0)} = Z_q^1 = 86.6\Omega$ ，進而從圖 5 可以求得  $y_0=0.23\text{mm}$ ，此嵌入式架構用於其天線的末端。

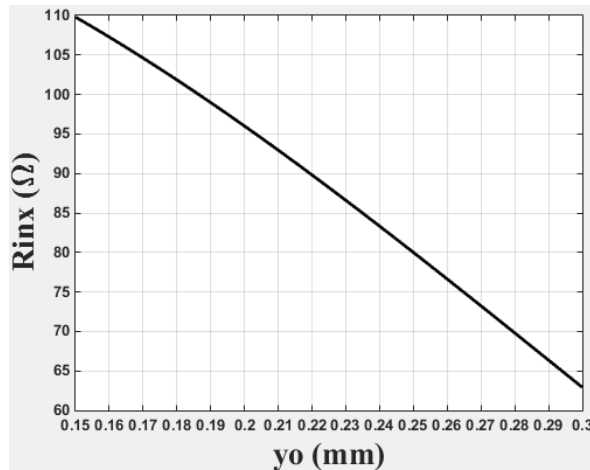


圖 5 深入長度  $y_0$  與共振輸入阻抗的關係

### 3. 平面式雷達天線之模擬結果與討論

#### 3.1 串聯天線與並聯饋送網路整合

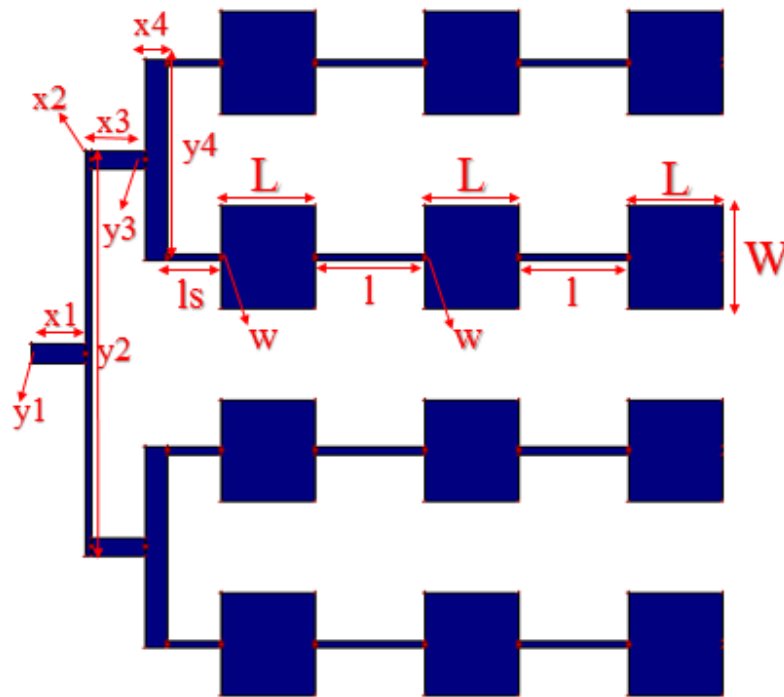


圖 6 串聯天線與並聯饋送網路整合架構

天線規格如下： $W=1.554\text{ mm}$ ,  $L=1.18\text{ mm}$ ,  $w=0.109\text{ mm}$ ,  $l=1.389\text{ mm}$ ,  $x_1=0.676\text{ mm}$ ,  $x_2=0.08\text{ mm}$ ,  $x_3=0.676\text{ mm}$ ,  $x_4=0.286\text{ mm}$ ,  $y_1=0.286\text{ mm}$ ,  $y_2=6.171\text{ mm}$ ,  $y_3=0.286\text{ mm}$ ,  $y_4=3.052\text{ mm}$ ，基板規格參數分別為切線損耗 $\delta=0.003$ 、基板厚度為 $0.1\text{ mm}$ 。整體面積約為 $8.73\text{ mm} \times 9.05\text{ mm}$

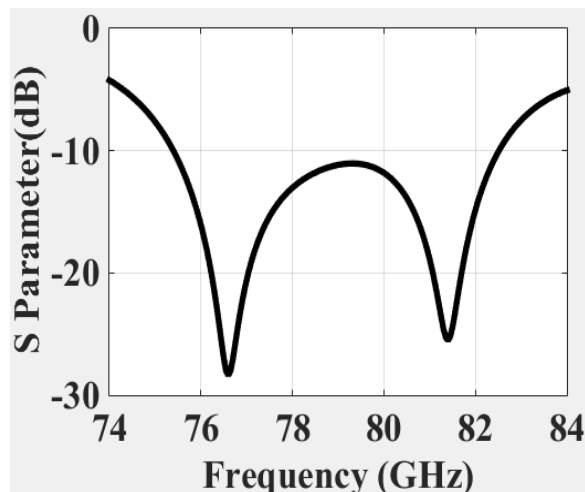


圖 7 整合天線的 S11 響應

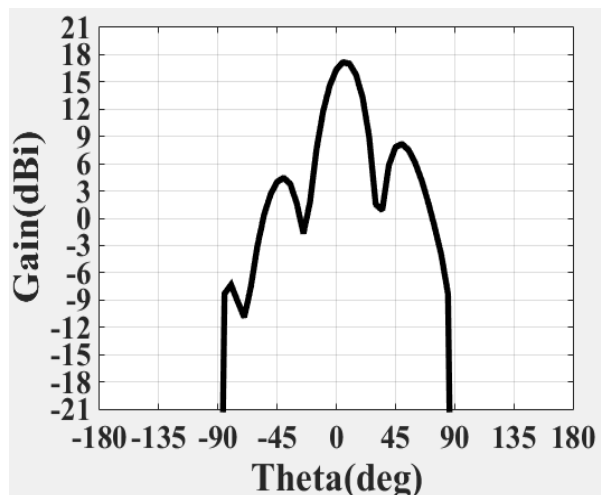


圖 8 整合天線之  $\theta$  為 0 度的相位增益

操作頻帶為 $75.39\sim 82.5\text{ GHz}$ ，主波束 dBi 為 $17.05\text{ dBi}$ ，第二旁波束 $8.15\text{ dBi}$ ，主波，雖然頻寬已符合甚至超出需求，但是主波束和第二旁波束相差 $8.9\text{ dB}$ 。並未達到相差 $10\text{ dB}$ 以上，因此還需要對架構做一些調整。

### 3.2 整合天線末端加入嵌入式饋入架構

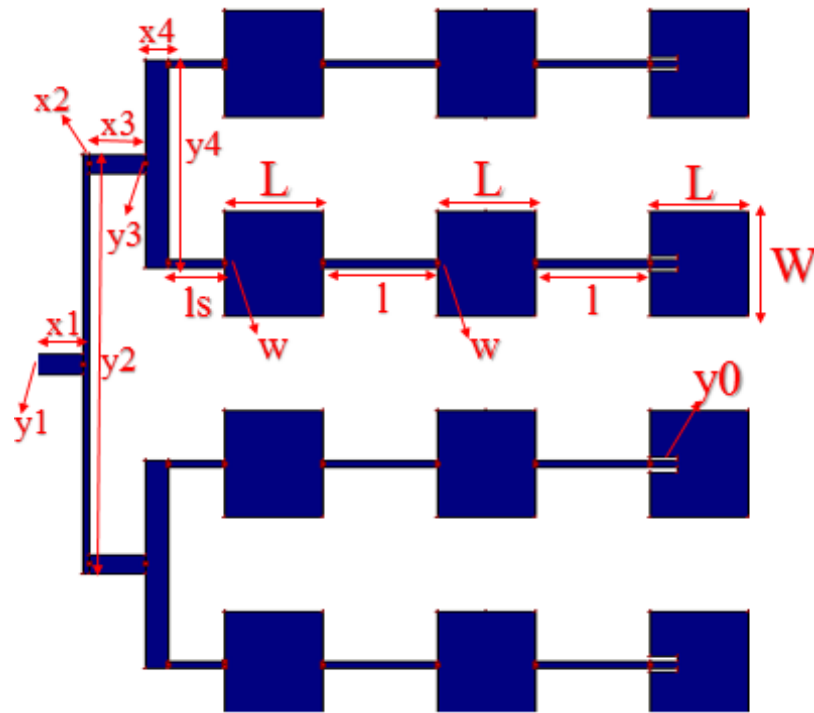


圖 9 整合天線末端加入嵌入式饋入架構

在規格不變的情況下，末端天線加入嵌入式饋入架構， $y_0=0.23\text{ mm}$ 。

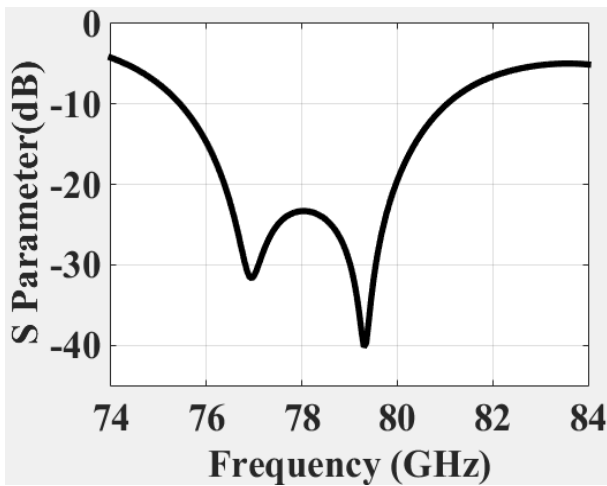


圖 10 整合天線末端加入嵌入式饋入架構的 S11 響應

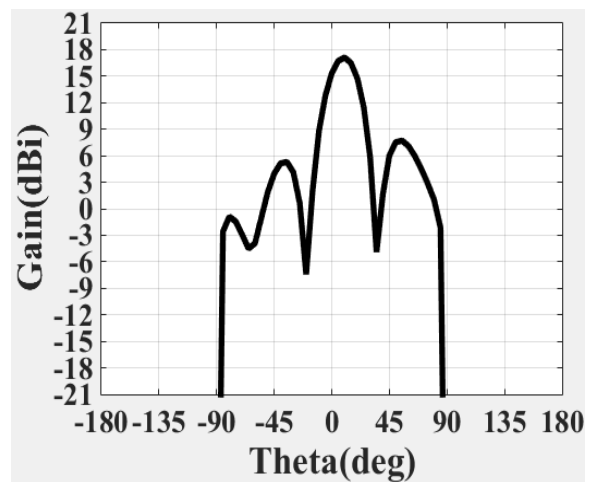


圖 11 整合天線末端加入嵌入式饋入架構之  $\theta$  為 0 度的相位增益

操作頻帶為 75.42 ~81 GHz，雖然操作頻帶稍微縮減了一些，但其回波損耗變得更小，主波束為 17.01dBi，第二旁波束 7.67dBi，主波束與第二旁波束相差也稍微變大，相差為 9.34dB，但仍然沒有達到相差 10dB 以上。

### 3.3 調整天線貼片的寬度

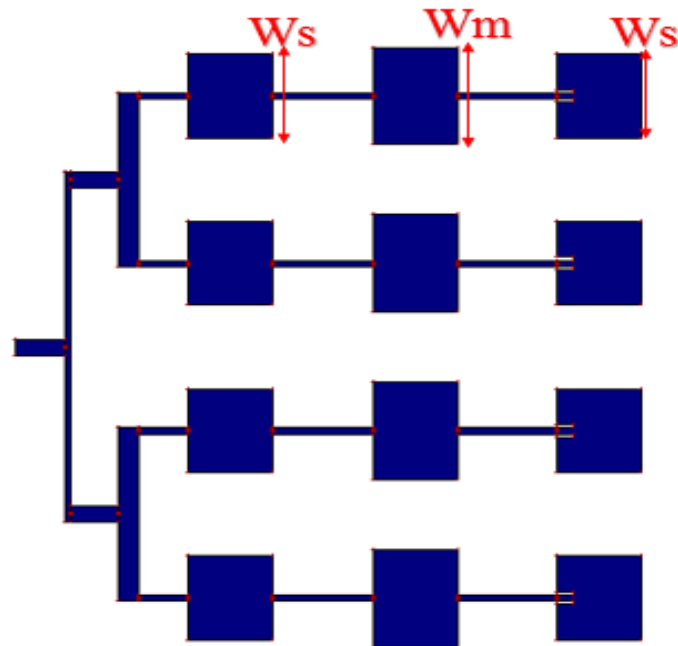


圖 11 整合天線末端加入嵌入式饋入架構

主波束旁波束為了達到相差 10dbi 以上，可以藉由改變每個貼片的寬度影響每個貼片接受的功率，以降低其旁波束增益。在保有嵌入式饋入架構的情況來調整貼片大小，調整方式為逐漸加大中間貼片的寬度以及逐漸減少兩邊貼片的寬度，增加與減少的幅度總合必須相同，才能保持整體計算出的輸入阻抗不變。

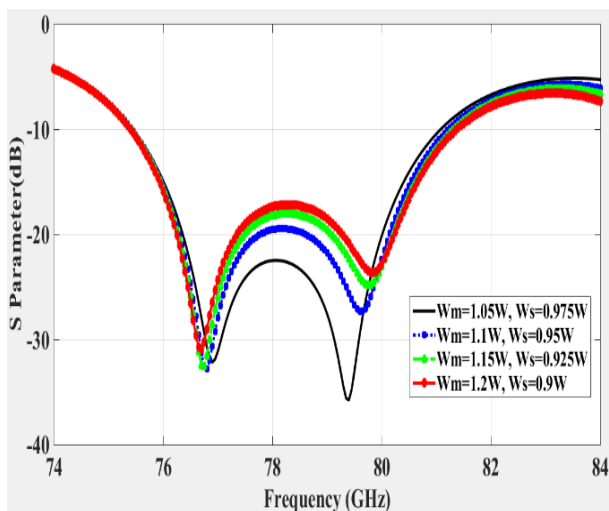


圖 12 貼片長度變化的整合天線的 S11 響應

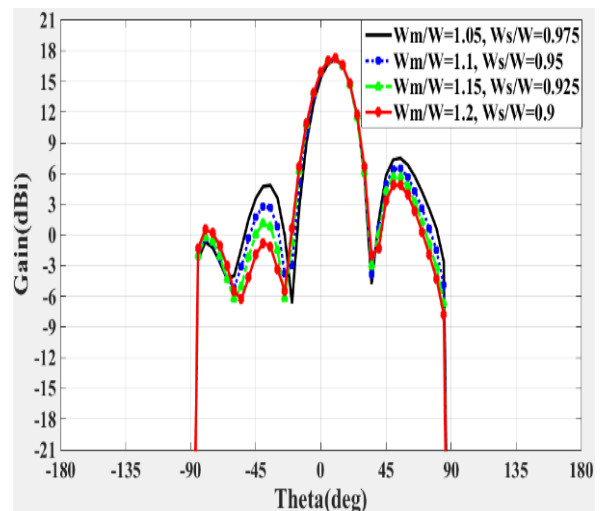


圖 13 貼片長度變化的整合天線之  $\theta$  為 0 度的相位增益

圖 12 顯示操作頻帶並無太大的變化，操作頻帶仍為 75.42 ~ 81GHz；而圖 13 雖然主波束增益並沒有因此增加多少，但旁波束的增益有明顯下降的趨勢，最終是選擇  $W_m/W=1.15$ ,  $W_s/W=0.925$  的架構，其主波束與第二旁波束相差 11.6db，雖然主波束與第二旁波束相差最大的是  $W_m/W=1.2$ ,  $W_s/W=0.9$  架構，為 12.36db，但其接近  $-90^\circ$  的旁波束增益卻增加到大過接近  $-45^\circ$  的旁波束。圖 14 為最終架構的 3D 輻射場型。

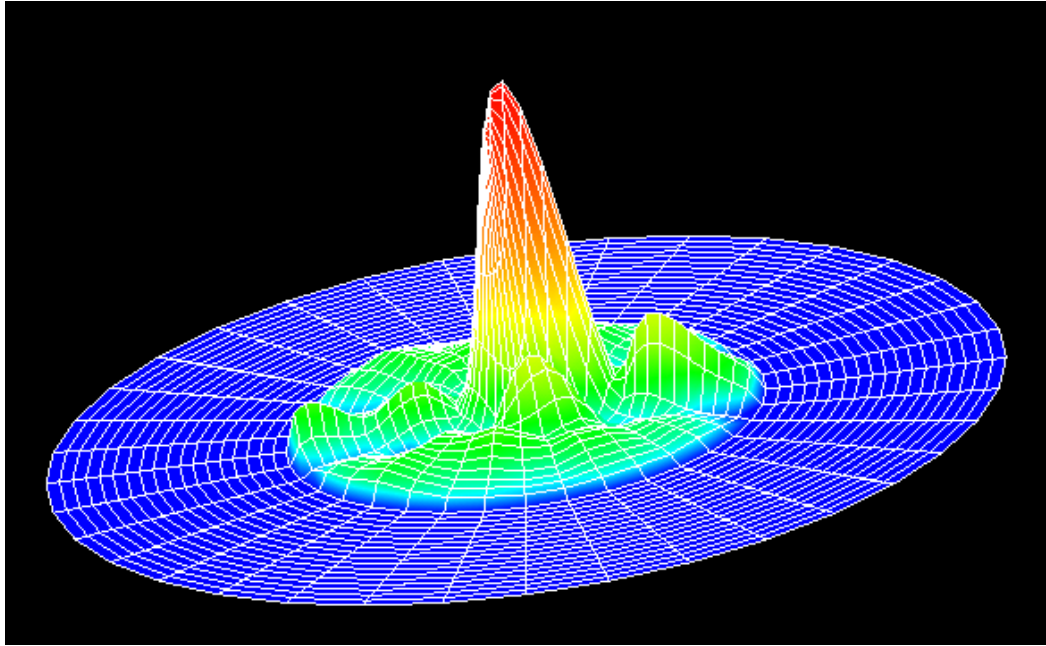


圖 14  $W_m/W=1.15$ ,  $W_s/W=0.925$  整合天線的 3D 輻射場型

#### 4. 結論與未來展望

本論文之設計可以應用於 77 GHz 汽車雷達的串聯微帶天線。結合串聯和並聯兩種饋入的方式設計，並使用嵌入式架構，再改變其貼片寬度來影響各貼片的接收功率，確實能使其主波束增益與旁波束增益相差到 11.6 dB，且其整合天線又因匹配良好，頻率操作範圍可由 75.42GHz 到 81GHz，最大增益值可達 17.25dB，符合其高增益以及寬帶寬的特性，在未來毫米波雷達因其在惡劣環境之下能有良好的抗干擾性，且具有高分辨率和測量精度而受到重視，其中 77GHz 雷達由於其具有更好的特性會逐漸取代 24GHz 雷達，為此微帶陣列天線配合其串並聯的特性除了可以達到其高增益以及寬帶寬的需求之外，尺寸小以及低等優勢能使其更廣泛地應用在 77GHz 雷達。

#### 5. 參考文獻

- [1] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, "Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 ghz frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 3, pp. 845–860, 2012.
- [2] J. Qiao, "Enabling Millimeter Wave Communication for 5G Cellular Networks: MAC-layer Perspective", University of Waterloo, 2015.
- [3] W. Menzel and A. Moebius, "Antenna Concepts for Millimeter-wave Automotive Radar Sensors," *Proc. IEEE*, vol. 100, no.7, pp.2372- 2379, Jul.2012.
- [4] J. R. James, P. S. Hall, *Microstrip Antenna Theory and Design*. London, U.K.: Peregrinus, 1981.
- [5] I. Slomian, I. Piekarz, K. Wincza, and S. Gruszczynski, "Microstrip antenna array with series feeding network designed with the use of slotcoupled three-way power divider," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 667–670, 2012.
- [6] R. Bayderkhani and H. R. Hassani, "Wideband and low sidelobe slot antenna fed by series-fed printed array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3898–3904, Dec.

- [7] I. Slomian, K. Wincza, and S. Gruszczynski, "Series-fed microstrip antenna array with inclined-slot couplers as three-way power dividers," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 62–64, 2013.
- [8] K. Wincza, S. Gruszczynski, and J. Borgosz, "Microstrip antenna array with series-fed 'through-element' coupled patches," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 9, pp. 487–489, 2007.
- [9] M. Ando, Y. Tsunemitsu, M. Zhang, J. Hirokawa, and S. Fujii, "Reduction of long line effects in single-layer slotted waveguide arrays with an embedded partially corporate feed," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2275-2280, July 2010.
- [10] E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman, and D. Treves, "A study of microstrip array antennas with the feed network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 4, pp. 426–434, Apr. 1989.
- [11] R. Bancroft, *Microstrip and Printed Antenna Design*, 2nd ed. Raleigh, NC, USA, 2009.
- [12] Dane C. Thompson, Olivier Tantot, Hubert Jallageas, George E. Ponchak, Manos M. Tentzeris, John Papapolymerou, "Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates From 30 to 110 GHz," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, pp. 1343-1352, April. 2004.
- [13] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. New York, NY, USA:Wiley, 2005.

