

A Millimeter Waves 4x1 Antenna Array Based on The Ultra-Wide Chebyshev Type Powr Divider

Chu-Yu Chen^{1,*}, Han-Hsin Chiu^{2,*}

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

¹*E-mail : leneonapa@gmail.com

²*Email : cychen57@mail.nutn.edu.tw

Abstract

The Chebyshev Multi-stage Matching Transformer implemented inside the power divider is used to modify the current distribution of the output ports and improve the directivity of the antenna array. The amplitude of the first side lobes is further reduced. In this paper, a millimeter waves 24 GHz 4x1 antenna array based on the ultra-wide Chebyshev type power divider is designed and simulated. It is observed that the designed antenna array have operation bandwidth of 450MHz (from 24.49 to 24.94GHz) and minimum VSWR of 1.13. The magnitude discrepancy between the main lobe and the first side lobe is about 20.47dB. The E-plane half-power beam width is 62° (from -35° to 27.02°).

Keywords: Power dividers, impedance converters, Chebyshev impedance matching, microstrip lines

* Corresponding author:
leneonapa@gmail.com
cychen57@mail.nutn.edu.tw

使用契比雪夫 T 型阻抗轉換器設計 4x1 毫米波天線陣列

陳居毓, 邱漢鑫

國立成功大學電機工程學系

摘要

以契比雪夫多級阻抗匹配器(Chebyshev Multi-stage Matching Transformer)去設計功率分配器(Power Divider), 使用多段式微帶線研製 24GHz 多層 T 型架構來實現超寬頻之功率分配器。此寬頻功率分配器可以調整天線陣列中的電流分佈, 使得天線陣列的增益級指向性能大幅提高。除此之外, 亦能降低天線陣列的旁波束與減少天線的交叉極化, 在這可以應用於高解析度之車用雷達。本文中功率分配器可以將以等功率均勻輸出至 4x1 天線陣列之輸入埠, T 型功率分配器之中心頻率設計在 24GHz, 以 50Ω 的饋入線結合雙臂步階 T 型阻抗轉換器、饋入 T 型阻抗轉換器及契比雪夫多級阻抗轉換器來進行比較。這三種不同 T 型阻抗轉換器操作在 24GHz, 其-10dB 頻寬皆超過 29GHz, HFSS 模擬結果顯示, 4x1 天線陣列迴波損耗-10dB 頻帶範圍為 24.49 ~24.94GHz, 頻帶寬度 450MHz 與最小電壓駐波比 VSWR 為 1.13, 最大反射回損為-23.72dB。主波束最高增益值為 8.75dBi, 第一旁波束之最大增益值為-11.67dBi, 主波束與旁波束差約為 20.47dB, 主波束範圍角度約-35°~27.02°。

關鍵詞: 功率分配器、阻抗轉換器、契比雪夫阻抗匹配、微帶線

1. 緒論

近年來，通訊產品功能日益增加，為節省功率，系統內部元件都朝小型化及低功率的方向作設計。考量電路空間侷限性，射頻前端被動元件縮小化已成為現今設計的主流。此外，陣列天線設計能使得訊號增益更具有指向性，訊號傳遞收發距離更遠，為第五代行動通訊重要元件之一。因成本考量，被動元件市場大多使用 FR4 板材，以玻璃纖維材料和環氧樹脂粘黏著劑壓製合成，FR4 基板工作頻率適用於 10GHz 以下，吸濕性約為 0.5%，其介電系數(ϵ_r)介於 4 ~ 4.8 之間，厚度介於 0.4 ~ 1.6mm, 以及切線損耗(loss tangent)約為 0.02，如果將其運用在高頻毫米波被動元件設計上，將會產生高損耗，使通訊品質大為降低。在 5G 毫米波通訊被動元件設計，低損耗及介質特性的穩定性為材料選擇的重點，液晶聚合物(Liquid-Crystal Polymer, LCP)板材材料特性具有更低的熱膨脹係數、低介電常數和功率損耗、低吸濕性，多樣尺寸選擇性以極薄厚度，可應用於多層堆疊架構，也能在侷限的空間內彈性彎曲，這些優勢使得 LCP 逐漸被重視。在毫米波通訊，LCP 材料相當適合作為天線基板材料，在多層堆疊的架構中，使用高耐熱雷射蝕刻形成孔洞後注入金屬，可用於層與層之間訊號連結, 未來，將會大量應用在毫米波高指向型天線上。LCP 的基板工作頻率可以到達 110GHz，吸濕性小於 0.04%，其介電常數以(ϵ_r)約略為 3，與厚度約 0.1mm 及切線損耗(loss tangent)約為 0.003[1][2][3]。

訊號傳導之間的傳輸線，若兩端連結不同的阻抗，因寄生電容抗和寄生電感抗形成的特性阻抗與不同阻抗連接，導致不完美阻抗匹配，反射功率增加。為了實現陣列天線訊號傳輸，利用三端埠 T 形接面分配器進行信號功率分配，採用單端輸入雙端輸出方式傳遞訊號，反之也可由雙端輸入單端輸出方式合成訊號，達到訊號之間分配傳輸。為了匹配輸出埠的阻抗，在輸入埠與兩端輸出埠之間的不連續介面，可以使用四分之一波長傳輸線做阻抗轉換。傳統的四分之一波長阻抗轉換器常被使用進行連結轉換[4]，然而，均勻的四分之一波長阻抗轉換器，僅在特定操作頻率下進行匹配，阻抗匹配頻寬將侷限在狹窄的頻段內。

為了提供更寬的頻寬進行匹配，多種技術及方法被提出。以四分之一波長轉換器部分以閉合形式表達式，將錐形微帶開口線對應波導方向進行匹配[5]。依文獻[6]中，使用線性向量 z 的運算方法，計算最大平坦度契比雪夫特性的階梯式阻抗變壓器的特性阻抗。二項式和契比雪夫轉換器之間的關係以及對階梯式輸電線路變壓器的改進，透過理論和數值模擬驗證，可使反射係數趨近於零，此設計的方法還提供了寬頻帶匹配[7]。在契比雪夫阻抗匹配以多階不同阻抗串連架構，其反迴損耗(S_{11})與傳統轉換器相比，在較寬的頻帶可以獲得更好的匹配[8]。

內文中，T形分配器結合契比雪夫多階阻抗匹配網路被提出，和多種阻抗轉換器比較。最後以T形分配器搭配四分之一波長的契比雪夫二階阻抗匹配器，結合均等間格線性陣列天線(Linear Array Antenna)，如圖 1 所示。兩個層面功率分配器結合四個插入式饋電(inset fed)貼片天線。契比雪夫二階阻抗匹配器，操作頻寬為 2.26 ~ 48.1GHz，4x1 陣列天線時的操作頻率被設計在 24 GHz。模擬結果顯示在頻率範圍 24.49 ~ 24.94 GHz，反射損耗為-23.72dB，主波束與旁波束差距至 20dB 以上，可有效降低天線之間的交互耦合，波束範圍角度-35° ~ 27.02°。

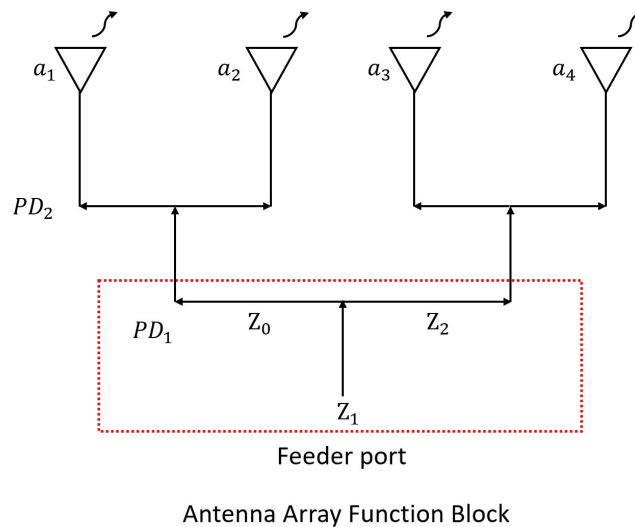


圖 1 多層 T 型架構功率分配器結合 4x1 天線陣列

2. 功率分配器原理及分析

2.1 四分之一波長傳輸線阻抗轉換器匹配

於兩段不同阻抗的傳輸線中間放置四分之一波長阻抗轉換器，如圖 2 表示。以四分之一波長的阻抗轉換器連接 50Ω 與 25Ω ，圖 2(a) 兩條不同組抗傳輸線直接連接，匹配不佳。圖 2(b) 採用四分之一波長阻抗轉換器 $Z_1 = 35.35\Omega$ ，工作中心頻率 24GHz 其迴波損耗 -10dB 以下頻寬為 $3.88 \sim 49.17\text{GHz}$ ；操作頻帶侷限於 24GHz ，四分之一波長的阻抗轉換器之阻抗值可用兩端阻抗之幾何平均求得。

$$Z_2 = \sqrt{Z_1 * Z_3} \quad (1)$$

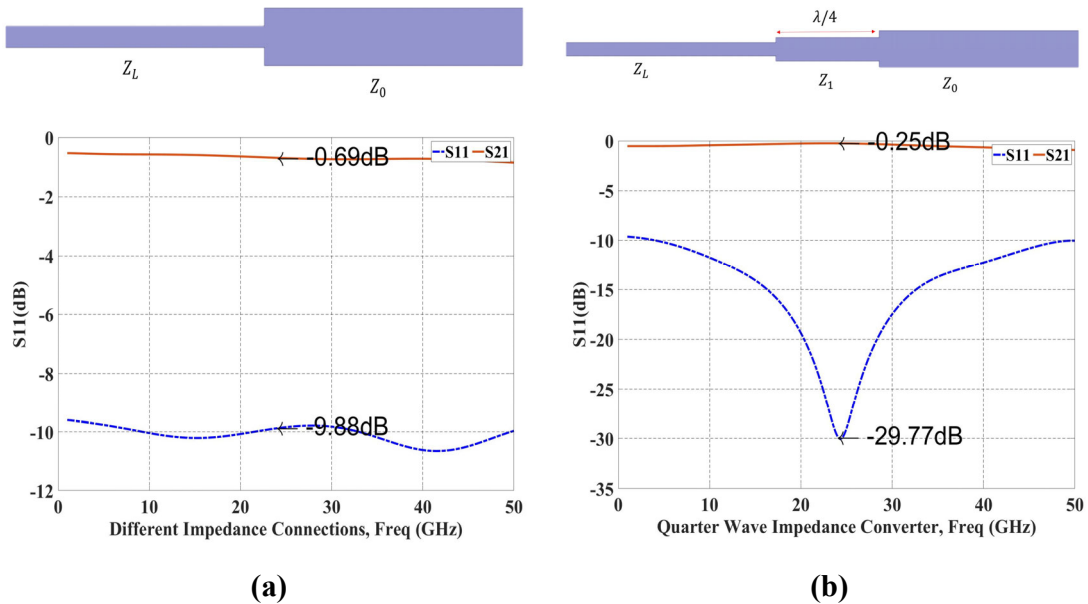


圖 2 (a)無四分之一波長阻抗匹配器，(b)使用四分之一波長阻抗匹配器

2.2 契比雪夫多階阻抗匹配網路

契比雪夫多階阻抗匹配網路特性，在通帶上頻率響應帶有一點漣波，比較傳統阻抗轉換器，能提供更多共振點，匹配頻寬較寬。契比雪夫多階阻抗匹配網路由契比雪夫多項式進行推導，依文獻[18][19]，可得知 n 階契比雪夫多項式，以 T_n 表示為 n 次多項式，下列 T_n 將計算一到四個階數

$$T_1(x) = x \quad (2)$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \quad (3)$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad (4)$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1 \quad (5)$$

為了求得更多階的階數再以遞迴方式求得，如下

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (6)$$

當 x 介於 $-1 \leq x \leq 1$ 時， $|T_n(x)| \leq 1$ ，所以契比雪夫多項式會在 ± 1 來迴震盪，這就會產生漣波特性，對應到該區的匹配通帶。當階數 n 增加時， T_n 會隨 $|x|$ 增加使得震盪速度越快，在 $|x| < 1$ 時，令 $x = \cos\theta$

$$T_n(x) = \cos h(ncosh^{-1}x) \Rightarrow T_n(\cos\theta) = \cos(n\theta) \quad (7)$$

考量匹配網路在通帶內有對等漣波響應，在通帶下緣以 θ_m 為 1 與上緣 $\pi - \theta_m$ 為 1，對應到 $x = 1$ 和 $x = -1$ ，由(7)由 $\cos\theta$ 代入 $\cos\theta/\cos\theta_m$

$$T_n\left(\frac{\cos\theta}{\cos\theta_m}\right) = T(\sec\theta_m \cos\theta) = \cos\left(ncos^{-1}\left(\frac{\cos\theta}{\cos\theta_m}\right)\right) \quad \begin{matrix} \theta_m \rightarrow 1 \\ \pi - \theta_m \rightarrow 1 \end{matrix} \quad (8)$$

當 $\theta_m < \theta < \pi - \theta_m$ ，以 $|\sec\theta_m \cos\theta| \leq 1$ ，來表示 $T_n(\sec\theta_m \cos\theta) \leq 1$ ，重新再把公式契比雪夫多項式(2)-(5)，以 $\cos^n\theta$ 用 $\cos(n - 2m)\theta$ 級數展開

$$T_1(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec\theta_m \cos\theta$$

$$T_2(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^2\theta_m (\cos 2\theta + 1) - 1 \quad (9)$$

$$T_3(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^3\theta_m (\cos 3\theta + 3\cos\theta) - 3\sec\theta_m \cos\theta$$

$$T_4(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^4\theta_m (\cos 4\theta + 4\cos 2\theta + 3) - 4\sec^2\theta_m (\cos 2\theta + 1) + 1$$

設定 N 為多階匹配轉換器的階數，以 $\Gamma(\theta)$ 為正比於 $T_n(\sec \theta_m \cos \theta)$ ，將形成契比雪夫等連波通帶響應

$$\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}, \Gamma_2 = \Gamma_{N-2} \dots \quad (10)$$

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-j2\theta} + \Gamma_2 e^{-j4\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-j2N\theta} = A e^{-jN\theta} T_N(\sec \theta_m \cos \theta)$$

倘若 N 為偶數在最後一項為 $(1/2)\Gamma_{N/2}$ ，而 N 為奇數在最後一項為 $\Gamma_{(N-1)/2} \cos \theta$ 。假設 $\theta = 0$ ，使得頻率為零，則可求得常數 A

$$\Gamma(0) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = A T_N(\sec \theta_m) \Rightarrow A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \frac{1}{T_N(\sec \theta_m)} \quad (11)$$

想要求得更多階的級數時，以有限項數的傅立葉 \cos 數列，使得合成平滑函數。當 N 為偶數最後一項為 $\Gamma_{(N/2)}$ ，倘若 N 為奇數最後一項為 $\Gamma_{(N-1)/2}(e^{j\theta} + e^{-j\theta})$

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \Gamma_2 \cos(N-4)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2}\Gamma_{N/2} \right] \quad N \text{ is even} \quad (12)$$

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} \left[\Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \Gamma_2 \cos(N-4)\theta + \dots + \Gamma_n \cos(N-2n)\theta + \dots + \Gamma_{(N-1)/2} \cos \theta \right] \quad N \text{ is odd} \quad (13)$$

將(10)連波通帶響應公式，展開 $T_n(\sec \theta_m \cos \theta)$ ，對應到 $\cos(N-2n)\theta$ 的各項係數相等，就可求得 Γ_n 以反射係數推演各傳輸線特性阻抗

$$\Gamma_n = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{Z_n + 1}{Z_n} \right) \quad (14)$$

求得 θ_m 將以公式(7)推演以下列方式

$$\sec \theta_m = \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \right] \cong \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\left| \frac{\ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right)}{2\Gamma_m} \right| \right) \right] \quad (15)$$

獲得 θ_m 以下列計算比例頻寬

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left[\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right] \quad (16)$$

考量不同的負載阻抗之阻抗匹配，契比雪夫二階及三階使用的阻抗比值可以由圖 3 得知。假設負載阻抗為特性阻抗的兩倍且要獲得 0.05 的反射係數時，使用兩階的契比雪夫架構其阻抗比值分別為 1.219 及 1.64。同樣的狀況，若使用三階的契比雪夫架構其阻抗比值分別為 1.15，1.414 及 1.74。

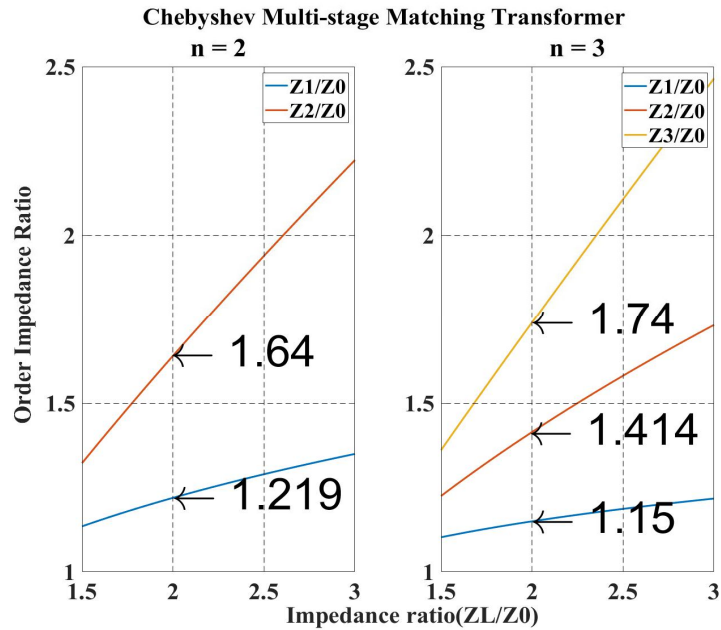


圖 3 契比雪夫阻抗匹配多級阻抗匹配以模擬計算公式獲得各階阻抗比

以模擬驗證契比雪夫多階阻抗轉換器的阻抗比值變化，設定架構 $z_L = 50\Omega$ 負載與 $z_0 = 25\Omega$ 的傳輸線進行匹配。圖 4(a)契比雪夫二階阻抗轉換器的阻抗為 $z_1 = 41\Omega$ 、 $z_2 = 30.4825\Omega$ ，工作中心頻率 24GHz 在迴波損耗-10dB 操作頻帶 2.26~48.1GHz，最大反射損為-24.89dB，頻帶寬度為 45.84GHz，通帶內連波為 0.38dB。圖 4(b)中，三段的阻抗分別為 $z_1 = 43.4925\Omega$ 、 $z_2 = 35.355\Omega$ 、 $z_3 = 28.74\Omega$ ，工作中心頻率 24GHz 在迴波損耗-10dB 操作頻帶為 2.26 ~ 48.81GHz，最大反射損為-31.63dB，頻帶寬度為 46.55GHz，通帶內連波為 0.425dB。和傳統的 $\lambda/4$ 波長阻抗轉換器相比， $\lambda/4$ 波長阻抗轉換器只能針對特定範圍的頻率與頻帶上提供阻抗匹配。契比雪夫多階阻抗匹配轉換器的架構，能產生較寬的頻寬，可以提供寬頻阻抗匹配。

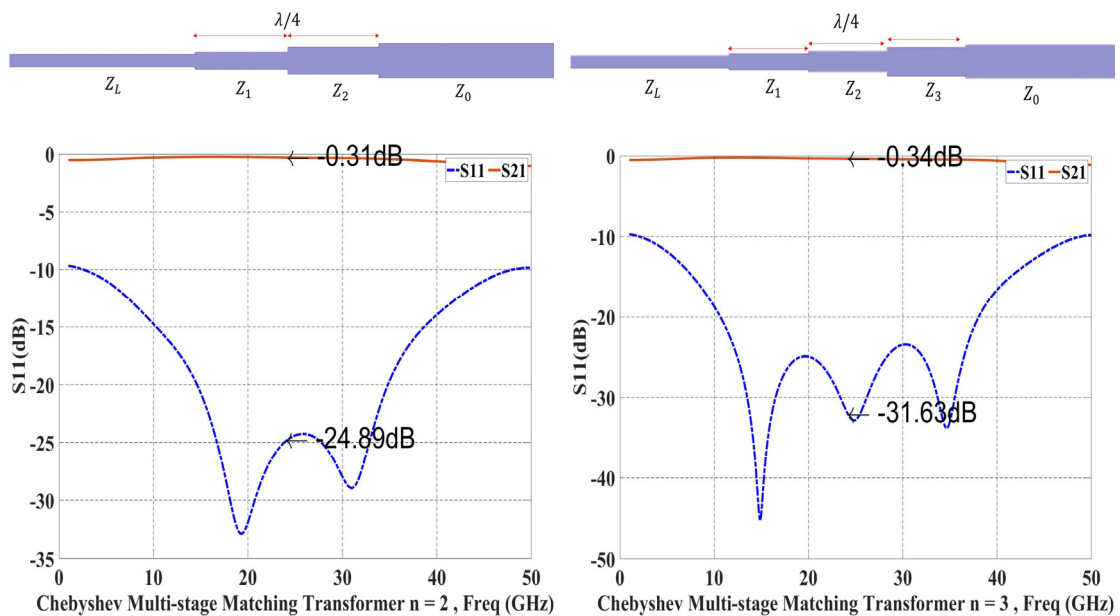


圖 4 (a)二階契比雪夫阻抗匹配轉換器

圖 4 (b)三階契比雪夫阻抗匹配轉換器

2.3 T形分配器結合各種之阻抗轉換器比較

此節中，將設計三種T型功率分配器，第一種為兩端輸出埠設計以四分之一波長阻抗轉換器，雙臂步階T型功率分配器，第二種在輸入埠結合四分之一波長的轉換器，饋入端步階T型功率分配器，以及第三種在輸入埠結合契比雪夫二到三階阻抗轉換器，兩端輸出埠採用均勻傳輸線之契比雪夫T型功率分配器。以下將為三種方式呈現。

雙臂步階T型功率分配器，如圖5(a)所示，在兩端輸出以 Z_1 與 Z_3 之以幾何平均獲得特性阻抗 70.71Ω 。圖5(b)為饋入端步階T型功率分配器，在輸入端間之四分之一波長的轉換器，以幾何平均獲得特性阻抗為 35.35Ω 。



圖 5 (a) 雙臂步階 T 型功率分配器

圖 5 (b) 饋入端步階 T 型功率分配器

圖6(a)為二階契比雪夫T型功率分配器，兩段阻抗分別為 30.4Ω 與 40Ω 。圖6(b)為三階契比雪夫T型功率分配器，三段阻抗分別為 28.74Ω 、 35.35Ω 及 43.49Ω 。



圖 6 (a) 二階契比雪夫 T 型功率分配器

圖 6 (b) 三階契比雪夫 T 型功率分配器

3. 模擬結果與討論

3.1 T型功率分配器模擬結果

如圖 7 所示，雙臂步階 T 型功率分配器工作中心頻率 24GHz，以迴波損耗在 -10dB 之操作頻帶為 5.17~39.91GHz，最大反射損耗為 -30.23dB、最低電壓駐波比 VSWR 為 1.06，頻寬比 FBW 為 1.485。

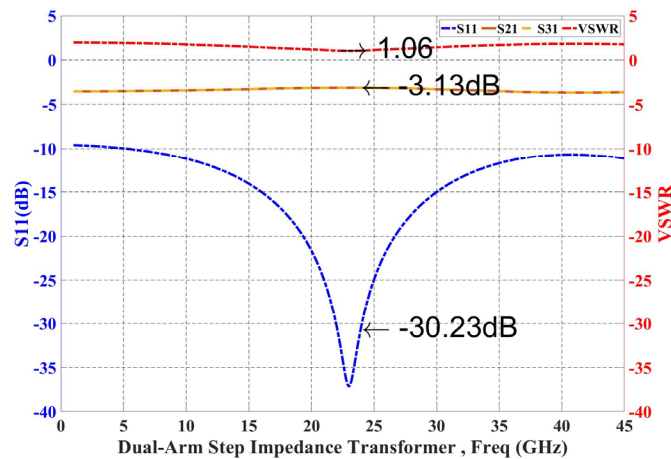


圖 7 雙臂步階 T 型功率分配器頻率響應

如圖 8 所示，饋入端步階 T 型功率分配器工作中心頻率 24GHz，以迴波損耗在 -10dB 之操作頻帶為 9.78~38.04GHz，最大反射損耗為 -30.23dB、最低電壓駐波比 VSWR 為 1.09，頻寬比 FBW 為 1.182。

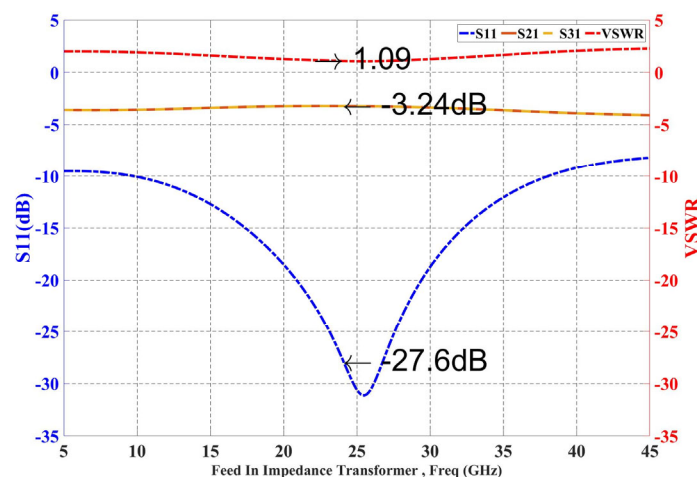


圖 8 饋入端步階 T 型功率分配器頻率響應

如圖 9 所示，二階契比雪夫 T 型功率分配器工作中心頻率 24GHz，以迴波損耗在 -10dB 之操作頻帶為 5.56 ~ 44.11GHz，最大反射損耗為-18.3dB、最低電壓駐波比 VSWR 為 1.28，頻寬比 FBW 為 1.55。

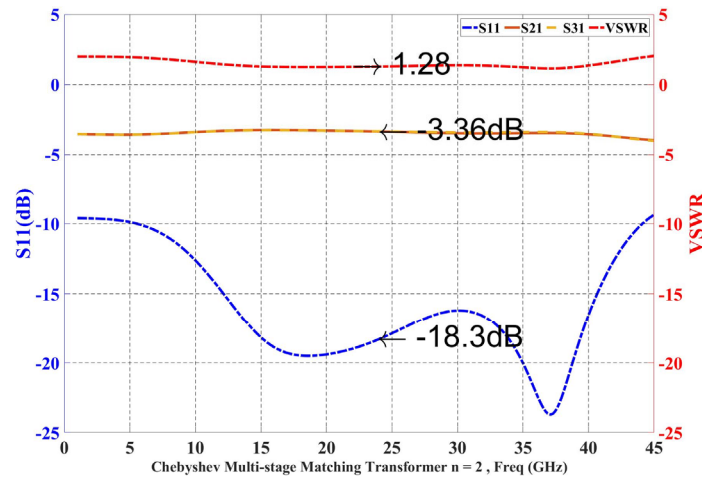


圖 9 二階契比雪夫 T 型功率分配器頻率響應

如圖 10 所示，三階契比雪夫 T 型功率分配器工作中心頻率 24GHz，以迴波損耗在 -10dB 之操作頻帶為 4.64 ~ 44.75GHz，最大反射損耗為-19.2dB、最低電壓駐波比 VSWR 為 1.25，頻寬比 FBW 為 1.63。

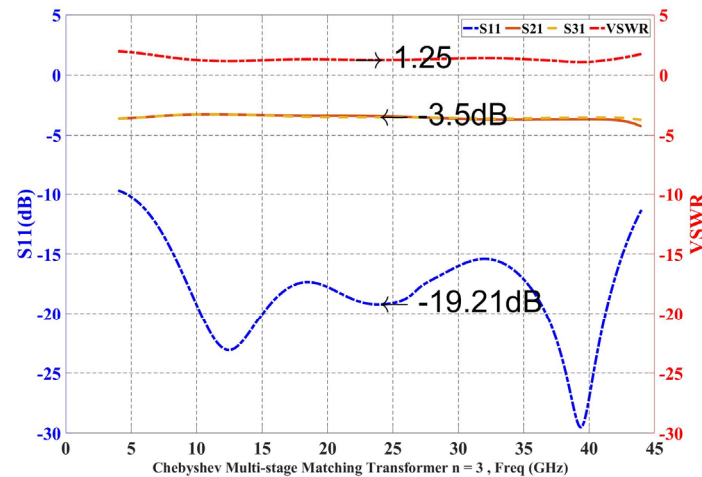


圖 10 三階契比雪夫 T 型功率分配器頻率響應

3.2 T型功率分配器整合 4x1 陣列天線模擬結果

四個天線元件與契比雪夫二階阻抗轉換器結合兩層 T 形分配器形成均等輸出陣列天線，如圖 11 所示，工作頻率 24GHz，基板厚度 0.1mm、基板介電係數 ϵ_r 為 3、loss tangent 為 0.003，天線元件間格距離 $\lambda/2$ 波長，饋入阻抗 Z_{in} 為 50Ω ，依均等輸出並聯計算各分路的阻抗，第一層等分功率分配器 Z_1 與 Z_2 各為 50Ω 、由分支並聯後參考阻抗 Z_0 為 25Ω ；第二層等分功率分配器 Z_{L1} 與 Z_{L2} 各為 25Ω 、由分支並聯後參考阻抗得 Z_{01} 為 12.5Ω ，以 4 埠輸出的阻抗比為 1，傳輸線 Z_{L1} 、 Z_{L2} 、 Z_{L3} 、 Z_{L4} 皆為 25Ω 。

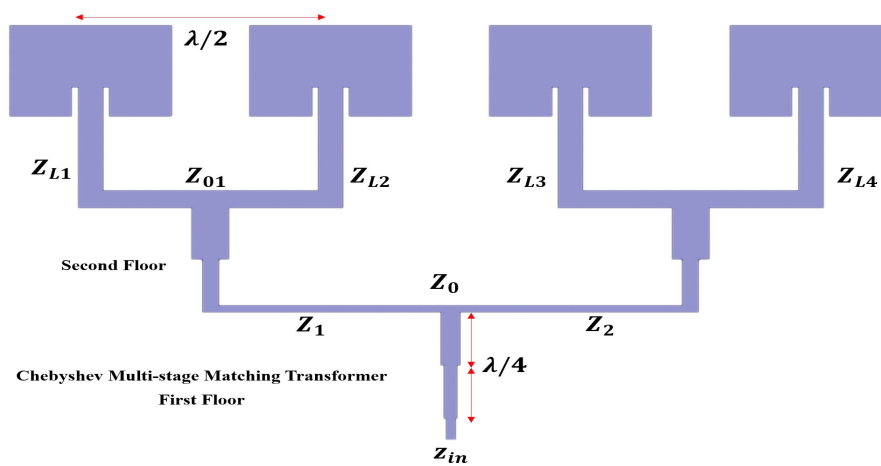


圖 11 契比雪夫二階阻抗轉換器結合兩層 T 形分配器形成 4x1 陣列天線架構

以 HFSS 模擬結果如圖 12(a)所示，迴波損耗-10dB 頻帶範圍為 24.49 ~24.94GHz，頻帶寬度 450MHz 與最小電壓駐波比 VSWR 為 1.13、反射功率 0.3725%、最大反射損為-23.72dB。圖 12(b)中顯示主波束最高增益值為 8.75dBi，第一旁波束之最大增益值為-11.67dBi，主波束與旁波束差約為 20.47dB，主波束範圍角度約-35 ~ 27.02°。

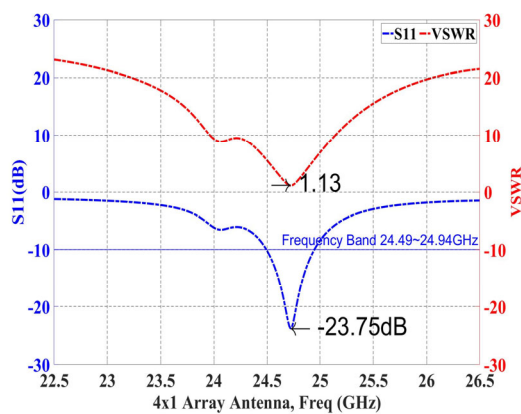


圖 12(a) 4x1 陣列天線反射係數與 VSWR

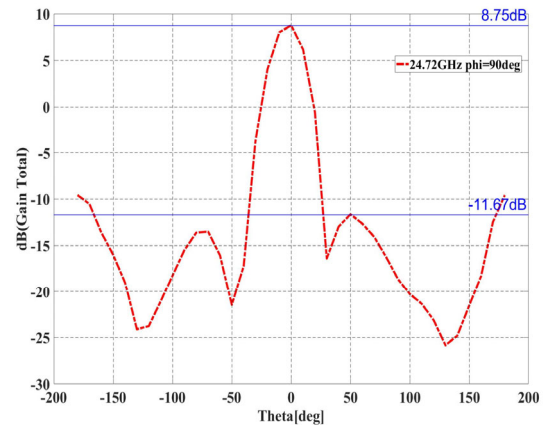


圖 12(b) 4x1 陣列天線主旁波束

4. 結論與未來展望

本文中，為了改善不同阻抗之間寬帶匹配，輸入端與負載端連接，以契比雪夫二階四分之一阻抗轉換器結合 T 型分配器，迴波損耗在-10dB 觀察工作中心頻率 24GHz，操作頻帶 5.56~44.11GHz，此 T 型功率分配器可提供較大之阻抗頻寬。契比雪夫二階阻抗轉換器結合兩層 T 形分配器整合 4x1 天線陣列，在工作頻率 24GHz，迴波損耗-10dB 操作頻率範圍為 24.49~24.94GHz，頻帶寬度 450MHz、最大反射損耗為-23.72dB、反射功率 0.3725%、主波束增益 8.75dBi、主波束與旁波束相隔 20.47dB，降低波束交互耦合，主波束半功率頻寬範圍為-35° ~ 27.02°。所設計之契比雪夫多階阻抗轉換器超寬頻匹配器，可廣泛運用在雷達陣列天線設計。

參考文獻

- [1] K. Brownlee, S. Bhattacharya, K. Shinotani, C. P. Wong and R. Tummala, "Liquid crystal polymers (LCP) for high performance SOP applications," *2002 Proceedings. 8th International Advanced Packaging Materials Symposium (Cat. No.02TH8617)*, Stone Mountain, GA, USA, 2002, pp. 249-253.
- [2] W. -C Lee, and B. -S Du, "A Composite Structure of Low Dielectric Substrate for 5G mmWave and the Application in Flexible Printed Circuit (FPC)," in *proc. 2019 14th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)*, Taipei, Taiwan, 2019, pp. 108-111.
- [3] D. Thompson, P. Kirby, J. Papapolymeron and M. M. Tentzeris, "W-band characterization of finite ground coplanar transmission lines on liquid crystal polymer (LCP) substrates," in *Proc. 53rd Electronic Components and Technology Conference*, New Orleans, LA, USA, 2003, pp. 1652-1655.
- [4] David M.Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed, United States, Libaary of Congress Cataloging in Publication Data, 2011.
- [5] W. J. R. Hoefer and C. J. Verver, "Optimal Waveguide to E-Plane Circuit Transitions with Binomial and Chebyshev Transformers," *1984 14th European Microwave Conference*, Liege, Belgium, 1984, pp. 305-310.
- [6] C. S. Gledhill and A. M. H. Issa, "Exact Solutions of Stepped Impedance Transformers Having Maximally Flat and Chebyshev Characteristics," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 7, pp. 379-386, July 1969.
- [7] Longfei Wu and Zhennan Shi, "Research and improvement on Chebyshev transformer in practical application," *IET International Conference on Communication Technology and Application (ICCTA 2011)*, Beijing, 2011, pp. 762-765.
- [8] Michael Steer North, *MICROWAVE AND RF DESIGN III – NETWORKS*, in compiled on 2022 LibreTexts(OER) libraries.2022.
- [9] Shao-Kun Li, Piao Guo, Da Yi, Ming-Chun Tang, "Ultra-Wideband 3-Way Equal-Power Divider based on Multi-Section Chebyshev Matching Method," in *proc 2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 15-17 Nov. 2021.
- [10] S. -K. Li, P. Guo, D. Yi and M. -C. Tang, "Ultra-Wideband 3-Way Equal-Power Divider based on Multi-Section Chebyshev Matching Method," *2021 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Chongqing, China, 2021, pp. 320-322.
- [11] Alfonso Zozaya & Paulino Del Pino, "Design of an antenna array for a LFM-CW synthetic aperture radar prototype," in *proc 2020 Universidad Nacional Decolombia Sede Medellin Facultad De Minas DYNA una revista internacional*,2020.
- [12] Norfishah Ab Wahab, W. Nor Syafizan, W. Muhamad, Zuhani Ismail Khan, Suzi Seroja Sarmin, "Microstrip array antenna with inset-fed for WLAN application," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science* Vol. 17, No. 1, pp. 340-346, January 2020.
- [13] P. Daud, D. Mahmudin, A. A. Fathnan, I. Syamsu, T. T. Estu and Y. N. Wijayanto, "Inset-fed U-slotted patch antenna array for 10GHz radio-over-fiber applications," *2016 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics (ICSE)*, Aug. 2016, pp. 117-120.
- [14] M. S. Islam, M. I. Ibrahimy, S. M. A. Motakabber and A. K. M. Z. Hossain, "A Rectangular Inset-Fed Patch Antenna with Defected Ground Structure for ISM Band," *2018 7th International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE)*, Sep. 2018, pp. 104-108.
- [15] D. K. Mishra, B. Sarkar, C. Koley and N. K. Roy, "Characterisation of Microstrip patch antenna based UHF sensor for detection of partial discharge," *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Dec. 2015, pp. 1-6.
- [16] A. Tiwari, U. Pattapu and S. Das, "A wideband 1:2 T-junction power divider for antenna array with optimum results," *2018 3rd International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP)*, Feb. 2018, pp. 1-2.
- [17] S. Aourik, A. Errkik, M. Latrach, A. Essaadani and O. Oulhaj, "Circular Patch Antenna Array with Defected Ground Structure for Ka-band Radar Applications," *2020 IEEE 2nd International Conference on Electronics, Control, Optimization and Computer Science (ICECOCS)*, Dec. 2020, pp. 1-6.
- [18] David M.Pozar 原, 郭添財, *微波工程*, 第三版, 新北市, 高立圖書, 2016.
- [19] B. Chauhan, P. S. Sharma Prashansha and S. Vijay, "Performance Analysis of Eighteen Element Dolph-Chebyshev Linear Array at Different Side Lobe Level," in *Proc. 2018 International Conference on System Modeling & Advancement in Research Trends (SMART)*, Moradabad, India, 2018, pp. 205-209.

