

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง ด้วยการใช้ฮาร์โมนิกส์หลายโมดลดความถี่ปลอม

Design of Wide Stopband Bandpass Filters with Multi-order Spurious Mode Suppression

ศักดิ์ชัย ตันติวิวัฒน์

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย อ.เมือง จ.สงขลา 90000

Sugchai Tantivivat

Faculty of Industrial Education and Technology Rajamangala University of Technology Srivijaya,
Ratchadamnoennok Rd, Boryang Sub-district, Muang District, Songkhla 90000, Thailand.

Tel: 08-8782-6442 E-mail: sugchai.t@rmutsv.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการเสนอแนวทางการออกแบบไมโครสตริปเรโซเนเตอร์เพื่อลดความถี่ปลอมของวงจรกรองผ่านแถบความถี่เพื่อให้มีผลตอบสนองที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง การออกแบบกระทำโดยเลือกให้เรโซเนเตอร์ที่มีความถี่มูลฐานเดียวกัน แต่เกิดการเรโซแนนซ์ของฮาร์โมนิกส์ต่างกัน เรโซเนเตอร์ถูกออกแบบโดยปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์และสัดส่วนความยาวทางไฟฟ้าของคุณลักษณะเรโซเนเตอร์แบบขนานอย่างเหมาะสม หลักการออกแบบถูกแสดงโดยใช้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการคัปปลิงผ่านของสัญญาณแบบไขว้และแบบขนาน รวมถึงวงจรกรองผ่านแถบความถี่เป็นวงจรถัดเพิลิกเซอร์และวงจรถัดเพิลิกเซอร์ ผลการออกแบบแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ออกแบบมีผลตอบสนองที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง นอกจากนี้ยังพบว่าวิธีการออกแบบนี้เป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน เนื่องจากไม่มีการใช้เรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะพิเศษ หรือการเพิ่มของสแต็ปและการเซาะร่องระนาบกราวด์

คำหลัก ไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ย่านหยุดแถบความถี่กว้าง การสื่อสารไร้สาย

Abstract

This article aims to review and propose a microstrip resonators design in order to suppress spurious responses in wide stopband microstrip

bandpass filters. Filters design method is conducted by choosing the constitutive resonators with the same fundamental frequency but they have different higher order resonant frequencies. It is designed by properly adjusting the impedance and length ratios of stepped impedance resonators. The design concept is demonstrated by cross-coupled and parallel-coupled bandpass filter including the diplexer and the triplexer. The results shows that the designed bandpass filters provided a wide stopband response. It is also shown that this is a simple design method because it can avoid the presence of spurious modes without resorting to extra filter or stub element and defected ground structures.

Keywords: microstrip resonators, bandpass filters, wide stopband, wireless communications

1. บทนำ

ปัจจุบันระบบสื่อสารและอุปกรณ์ไร้สายได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและรวดเร็ว สำหรับการใช้งานเครือข่ายไร้สายย่านความถี่ต่างๆ นั้น ต้องอาศัยอุปกรณ์ทั้งในภาคส่งและภาครับสัญญาณให้เหมาะสมกับมาตรฐานที่ถูกกำหนดโดยสถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers: IEEE) ดังนั้นเพื่อให้การใช้งานของอุปกรณ์เครือข่ายไร้

สายที่สามารถใช้งานได้อย่างมีคุณภาพนั้นต้องคำนึงถึงการออกแบบที่ถูกต้องและเหมาะสม ซึ่งวงจรที่เกี่ยวข้อง เช่น สายอากาศ วงจรกรองความถี่ วงจรแบ่งกำลังไฟฟ้า วงจรออสซิลเลเตอร์ หรือวงจรแยกความถี่ เป็นต้น เมื่อมีการใช้งานเครือข่ายไร้สายมากยิ่งขึ้นทำให้เกิดความแออัดของสัญญาณขึ้นตามลำดับ ซึ่งอาจทำให้เกิดปัญหาคลื่นความถี่ซ้อนทับ จะเห็นว่าวงจรที่สามารถทำหน้าที่กำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากระบบคือ วงจรกรองความถี่ โดยปกติจะออกแบบบนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปเนื่องจากเป็นโครงสร้างแบบระนาบร่วมซึ่งจะมีความสะดวกในการออกแบบและสร้างรวมถึงการนำมาประกอบเป็นวงจรรวมได้ง่ายอีกด้วย [1-3]

อย่างไรก็ตามวงจรกรองความถี่ทั่วไปนั้น ไม่สามารถกรองย่านความถี่ที่ไม่ต้องการออกจากระบบได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์ที่มีความยาวครึ่งคลื่น (Half-wavelength Resonators) [4-5] การเรโซแนนซ์จะเกิดความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่หนึ่งและสองโดยมีการเรโซแนนซ์เป็นสองเท่าและสามเท่าของความถี่มูลฐานตามลำดับ เนื่องมาจากความเร็วเฟสของคลื่นที่ไม่เท่ากันในโหมดคู่และโหมดคี่ ในส่วนของการใช้เรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะแบบมีความยาวเท่ากับหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter-wavelength resonators) [6-7] ก็เช่นเดียวกันซึ่งจะเห็นว่าคุณสมบัติการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ชนิดนี้ถึงแม้จะไม่เกิดฮาร์มอนิกส์ที่มีค่าเป็นสองเท่าของความถี่มูลฐานแต่จะเกิดความถี่ฮาร์มอนิกส์ที่มีค่าเป็นสามเท่าของความถี่มูลฐานซึ่งเพียงแค่อื่นความถี่ฮาร์มอนิกส์ไปยังความถี่ที่สูงขึ้น ไม่สามารถทำให้ผลตอบสนองของวงจรมีย่านหยุดแถบความถี่กว้างได้ในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรทำให้นักวิจัยเล็งเห็นถึงการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองของการหยุดแถบความถี่กว้างสามารถทำได้โดยวิธีดังต่อไปนี้ [8-25] เช่น การปรับความเร็วการแพร่กระจายของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ด้วยการใช้เรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะสายนำสัญญาณแบบย่น (corrugated coupled microstrip lines) [8] หรือการออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์ที่มีโครงสร้างซับซ้อนขึ้นด้วยการรบกวน (perturbation) การส่งผ่านของสัญญาณสามารถทำได้โดยการเจาะช่องระนาบกราวด์ [9] และการออกแบบวงจรด้วยสแต็ป [10-12] นอกจากนี้ยังสามารถออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะพิเศษซึ่งจะมีลักษณะต่างๆ ดังนี้

เช่น เรโซเนเตอร์แบบ Wiggly-line [13-14] เรโซเนเตอร์แบบ Split-ring [15-16] เรโซเนเตอร์แบบ Spur-line [17-18] หรือการประยุกต์ใช้เรโซเนเตอร์แบบไม่สมมาตร (asymmetric resonators) [19-21] นอกจากการออกแบบเพื่อปรับเรโซเนเตอร์ให้มีโครงสร้างต่างๆ ที่สามารถลดความถี่ปลอมได้แล้ว สามารถใช้เทคนิคอื่นในการออกแบบ เช่น การคัปปลิงผ่านของสัญญาณแบบ Over-coupling [22] และการออกแบบวงจรด้วยการ Defect Ground [23-25] แต่วิธีการนี้อาจออกแบบได้ยากเนื่องจากจะต้องออกแบบและทำวงจรทั้งสองฝั่ง ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการสร้างยิ่งขึ้น แม้ว่าการศึกษาในอดีตที่ผ่านมาสำหรับประเด็นของการลดความถี่ปลอมนั้นมีหลายรูปแบบแต่ยังมีความซับซ้อนและยังมีปัญหาที่เกี่ยวข้องในเรื่องของขนาดวงจร

ดังนั้นบทความนี้จึงเสนอแนวทางการออกแบบและนำเสนอความคิดเห็นในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง โดยมุ่งเน้นถึงประเด็นของการออกแบบวงจรกรองความถี่ด้วยการใช้ฮาร์มอนิกส์หลายโหมด ซึ่งเป็นแนวทางการออกแบบที่เกิดจากการผสมผสานแนวคิดของบทความ [26-28] เพื่อเป็นการออกแบบอีกแนวทางหนึ่งที่สามารถลดความถี่ปลอมได้ โดยการออกแบบนั้นไม่มีการใช้เรโซเนเตอร์ที่มีลักษณะพิเศษหรือการเพิ่มสแต็ปและการ Defect Ground ในวงจร ในบทความส่วนแรกเป็นการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่มีการคัปปลิงผ่านของสัญญาณแบบไขว้และแบบขนานซึ่งเป็นแนวทางการออกแบบจาก [29-30] ตลอดจนการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแยกหลายแถบความถี่ซึ่งจะประกอบด้วยวงจร Diplexer และวงจร Triplexer ตามลำดับ ซึ่งทุกวงจรที่นำเสนอขึ้นให้ผลตอบสนองที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง และส่วนสุดท้ายเป็นการอภิปรายต่อดังสรุปผลเพื่อเป็นแนวทางสำหรับการปรับปรุงและออกแบบวงจรกรองความถี่ให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้นต่อไปในอนาคต

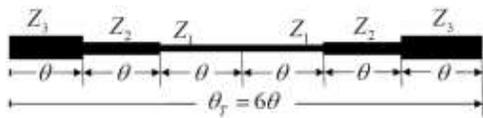
2. การออกแบบวงจรที่ให้ผลตอบสนองมีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

แม้ว่าการออกแบบวงจรกรองความถี่เพื่อให้ผลตอบสนองนั้นมีย่านหยุดแถบความถี่กว้างนั้นมีรูปแบบและวิธีการในการออกแบบที่หลากหลาย อย่างไรก็ตามวิธีการที่นำเสนอในบทความนี้เป็นารออกแบบด้วยการใช้เทคนิคของฮาร์มอนิกส์หลายโหมดที่ต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอม ซึ่งเป็นวิธีการที่ไม่ซับซ้อนเนื่องจากสามารถออกแบบด้วย

เรโซเนเตอร์ที่มีโครงสร้างทั่วไปได้ ในการออกแบบจะ ออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์พื้นฐานที่สามารถปรับความถี่ ฮาร์โมนิกส์ได้ง่าย ซึ่งหลักของการออกแบบประเด็นหลักๆ คือ การเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ทุกตัวในวงจรจะ เรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่มีการเรโซแนนซ์ของ ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ต่างกัน โดยมีตัวอย่างการออกแบบ ซึ่งในทุกวงจรถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880 ที่มี ค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์เท่ากับ 2.2หนา 0.8 มิลลิเมตร และมีค่าเทเนจต์การสูญเสีย 0.009 ดังต่อไปนี้

2.1 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการคัปปลิงแบบไขว้

ตัวอย่างในหัวข้อนี้เป็นการออกแบบวงจรที่มี ลักษณะของการคัปปลิงผ่านของสัญญาณแบบไขว้ ซึ่งจะ ออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์แบบขั้น (stepped impedance) ที่มีลักษณะเป็น 3 ชั้น โดยมีลักษณะโครงสร้างทั่วไปดัง รูปที่ 1 ประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ (Z) ที่ต่างกัน 3 ส่วน และ ค่าความยาวทางไฟฟ้ารวม (θ) จะมีค่าเท่ากับ 6θ



รูปที่ 1 เรโซเนเตอร์แบบขั้นที่มีความต่างกันของอิมพีแดนซ์สามส่วน

การออกแบบเริ่มจากการกำหนดค่าพารามิเตอร์เพื่อ ออกแบบให้เรโซเนเตอร์นั้นเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐาน เดียวกันแต่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกัน สามารถวิเคราะห์ การเรโซแนนซ์ได้จาก [31]

$$\frac{Z_1}{Z_2} \tan \theta_1 \tan \theta_2 + \frac{Z_2}{Z_3} \tan \theta_2 \tan \theta_3 + \frac{Z_1}{Z_3} \tan \theta_1 \tan \theta_3 = 1 \quad (1)$$

เพื่อให้สะดวกต่อการออกแบบสามารถกำหนดให้ค่า ความยาวทางไฟฟ้าแต่ละส่วนให้มีค่าเท่ากันโดย $\theta_1 = \theta_2 = \theta_3 = \theta$ สามารถหาค่าความยาวทางไฟฟ้ารวม ของเรโซเนเตอร์และอัตราส่วนของความถี่ในสมการที่ (2) ถึงสมการที่ (4)

$$\theta_T = 6\theta = 6 \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{K_1 + K_2 + 1}} \quad (2)$$

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\tan^{-1} \sqrt{\frac{1+K_1+K_1 K_2}{K_2}}}{\tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{1+K_1+K_2}}} \quad (3)$$

$$\frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{\frac{K_1 K_2}{1+K_1+K_2}}} \quad (4)$$

เมื่อ $K_1 = \frac{Z_3}{Z_2}$ และ $K_2 = \frac{Z_2}{Z_1}$ คือสัดส่วนของ อิมพีแดนซ์ f_0, f_{s1} และ f_{s2} คือความถี่มูลฐาน ความถี่ ฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองตามลำดับ

การออกแบบในตัวอย่างนี้จะออกแบบวงจรถองผ่าน แถบความถี่ที่มีความถี่กลางเท่ากับ 1.5 GHz โดยมีสัดส่วน แบนด์วิดท์ (Fractional Bandwidth : FBW) เท่ากับ 4.65% ใ ช้ ตั ว ป ระ ก อ บ ข อ ง ค ว า ม ถี้ ต่ า ฝ่ า น $g_0=1, g_1=0.9491, g_2=1.3508, J_1=-0.1173,$ และค่า $J_2=1.0119$ สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (coupling coefficient) และตัวประกอบคุณภาพภายนอก (external quality factor) [1] ได้ดังสมการที่ (5) ถึงสมการที่ (7) ตามลำดับ

$$|M_{12}| = |M_{34}| = \left| \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \right|, |M_{23}| = \left| \frac{FBW \cdot J_2}{g_2} \right|,$$

$$|M_{14}| = \left| \frac{FBW \cdot J_1}{g_1} \right|, Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (5)$$

จากสมการสามารถหาค่าคัปปลิงเมทริกซ์และตัว ประกอบคุณภาพภายนอกได้ดังนี้

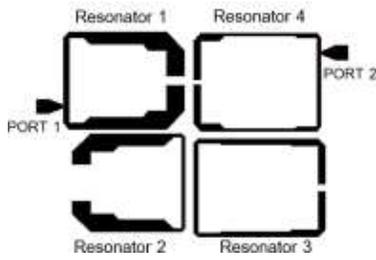
$$m = \begin{bmatrix} 0 & 0.041 & 0 & 0.005 \\ 0.041 & 0 & 0.035 & 0 \\ 0 & 0.035 & 0 & 0.041 \\ 0.005 & 0 & 0.041 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = 20.41 \quad (7)$$

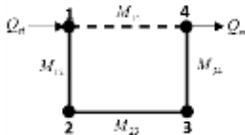
รายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 4 ตัว สามารถออกแบบได้ดังตารางที่ 1 และสามารถแสดง โครงสร้างของวงจรถองผ่านแถบความถี่รวมถึงลักษณะ การคัปปลิงผ่านสัญญาณของวงจรถองผ่านได้ดังรูปที่ 2 โดย รายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์ดังตารางที่ 1 จะ เห็นว่าเรโซเนเตอร์ทุกจะเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐาน เดียวกันแต่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกัน

จากโครงสร้างวงจรถองผ่านแถบความถี่ดังรูปที่ 2 (ก) จะเห็นว่าลักษณะของเรโซเนเตอร์ทุกตัวนั้นมีลักษณะของ การออกแบบที่ต่างกันโดยเรโซเนเตอร์นั้นจะมีผลตอบสนอง ของดัชนีการเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 3 โดยมีการเรโซแนนซ์ที่

ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกัน



(ก)

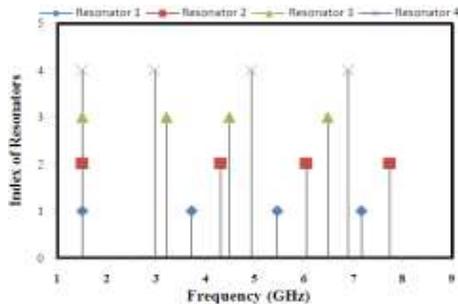


(ข)

รูปที่ 2 วงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบ 4 โพล ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง (ก) โครงสร้างวงจกรองผ่านแถบความถี่ (ข) รูปแบบการคัปปลิงแบบไขว้

ตารางที่ 1 รายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบสามชั้น

	TRI-SIR 1	TRI-SIR 2	TRI-SIR 3	TRI-SIR 4
Impedance ratio $K_1 = Z_1 / Z_2$	0.76	0.76	0.86	0.61
Impedance ratio $K_2 = Z_2 / Z_1$	0.67	0.49	0.89	1.24
Electrical length θ	24.72	22.32	27.87	27.41
Fundamental freq. f_1 (GHz)	1.50	1.50	1.50	1.50
First spurious freq. f_2 (GHz)	3.72	4.31	3.21	2.96
Second spurious freq. f_3 (GHz)	5.46	6.04	4.48	4.92

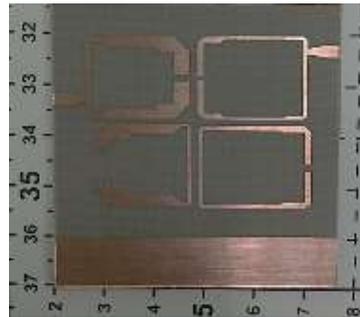


รูปที่ 3 การเรโซแนนซ์ของความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์โมนิกส์ของเรโซเนเตอร์แบบสามชั้นทั้ง 4 ตัว

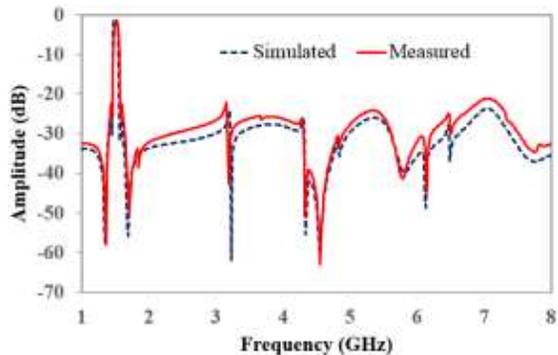
เมื่อได้ขนาดของเรโซเนเตอร์และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์แล้ว สามารถสร้างวงจกรองผ่านแถบความถี่ได้ดังรูปที่ 4 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $52 \text{ mm} \times 26 \text{ mm}$ หรือมีค่าประมาณ $0.35\lambda_g \times 0.25\lambda_g$ เมื่อ λ_g คือค่าความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรองของความถี่มูลฐานย่านความถี่ 1.50 GHz ซึ่งมีผลการจำลองรวมถึงการวัดทดสอบย่านกว้างดังรูปที่ 5

จากผลการวัดทดสอบค่าพารามิเตอร์การจัดกระจายจะเห็นว่าค่าความสูญเสียจากการใส่แทรก (S_{21}) นั้นมีการลดความถี่ปลอมในย่านกว้างที่มีค่าต่ำกว่า -20 dB ซึ่งมีค่า

ย่านหยุดแถบความถี่มากกว่า $5.3f_0$ และมีผลที่สอดคล้องกับการจำลอง



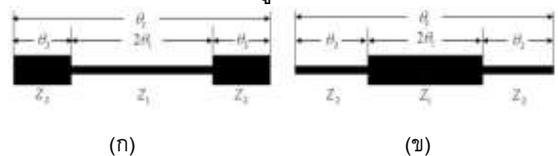
รูปที่ 4 วงจกรองผ่านแถบความถี่ที่มีผลตอบสนองย่านหยุดแถบความถี่กว้าง



รูปที่ 5 ผลตอบสนองของวงจกรองผ่านแถบความถี่ย่านกว้าง

2.2 วงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่มีการคัปปลิงผ่านสัญญาณแบบขนาน

ตัวอย่างในหัวข้อนี้เป็นการออกแบบวงจรที่มีลักษณะของการคัปปลิงผ่านของสัญญาณแบบขนาน ซึ่งจะใช้เรโซเนเตอร์แบบขั้น (stepped impedance) โดยมีลักษณะโครงสร้างทั่วไปดังรูปที่ 6



(ก)

(ข)

รูปที่ 6 ลักษณะทั่วไปของเรโซเนเตอร์แบบขั้น (ก) $K = Z_2 / Z_1 < 1$ และ (ข) $K = Z_2 / Z_1 > 1$

วงจรมีประยุกต์การออกแบบวงจกรองผ่านแถบความถี่ให้เป็นลักษณะของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ (Diplexer) โดยสมบัติของเรโซเนเตอร์แบบขั้นที่แสดงดังรูปที่ 6 เป็นเรโซเนเตอร์พื้นฐานที่มีลักษณะซึ่งประกอบด้วยอิมพีแดนซ์สองส่วนที่มีค่าแตกต่างกันโดยจะมีลักษณะ

แบบสมมาตรของอิมพีแดนซ์ Z_1, Z_2 และมีค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1, θ_2 ที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถหาเงื่อนไขการเรโซแนนซ์ได้จาก [32-33]

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \text{ และ } -\cot \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (8)$$

เมื่อ K คือ สัดส่วนอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์แบบชั้น

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (9)$$

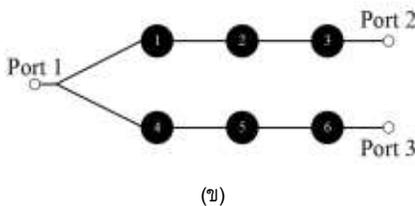
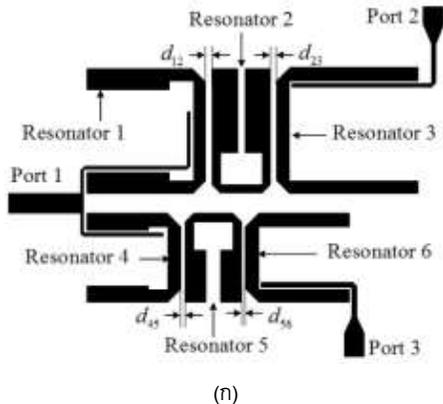
หากให้ค่าสัดส่วนของความยาวทางไฟฟ้าเป็น α สามารถแทนค่าของสัดส่วนความยาวทางไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\alpha = \frac{\theta_2}{\theta_1 + \theta_2} \quad (10)$$

จากสมการที่ (9) และสมการที่ (10) แทนลงในเงื่อนไขการเรโซแนนซ์ได้ว่า

$$K \cdot \cot\left(\frac{1}{2}\alpha \cdot \theta_1\right) = \tan\left(\frac{1}{2}(1-\alpha) \cdot \theta_1\right) \quad (11)$$

$$K \cdot \cot\left(\frac{1}{2}\alpha \cdot \theta_1\right) = -\cot\left(\frac{1}{2}(1-\alpha) \cdot \theta_1\right) \quad (12)$$



รูปที่ 7 โครงสร้างวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แบบ 3 โพลที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ 2 วงจร (ก) โครงสร้างวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ (ข) รูปแบบการคัปปลิงสัญญาณแบบขนาน

การออกแบบสามารถกำหนดให้ค่าความยาวสนามไฟฟ้าแต่ละส่วนของเรโซเนเตอร์นั้นมีค่าเท่ากันโดย

$\theta_1 = \theta_2 = \theta$ สามารถหาค่าความยาวสนามไฟฟ้ารวมของเรโซเนเตอร์และอัตราส่วนของความถี่ตั้งสมการที่ (13) และสมการที่ (14) ตามลำดับ

$$\theta_T = 2\theta = 2 \tan^{-1} \sqrt{K} \quad (13)$$

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1} \sqrt{K}}, \quad \frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1} \sqrt{K}} - 1 \quad (14)$$

การออกแบบในตัวอย่างนี้เป็นกรอกแบบวงจรรองความถี่ 3 โพล ที่มีการคัปปลิงแบบขนานซึ่งสามารถออกแบบวงจรรวมถึงลักษณะการคัปปลิงผ่านสัญญาณของวงจรได้ดังรูปที่ 7 โดยทั้งคู่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ประกอบด้วยเรโซเนเตอร์แบบชั้นทั้งหมด 3 ตัว มีลักษณะต่างกันซึ่งสามารถคำนวณตามทฤษฎีแสดงรายละเอียดของเรโซเนเตอร์ดังตารางที่ 2 จะเห็นได้ว่าเรโซเนเตอร์แต่ละตัวนั้นเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่มีความถี่ฮาร์โมนิกต่างกันซึ่งเกิดจากการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์ซึ่งมีลักษณะการออกแบบเช่นเดียวกับการออกแบบในหัวข้อที่ผ่านมา

ตารางที่ 2 รายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์

	SIR 1	SIR 2	SIR 3	SIR 4	SIR 5	SIR 6
Impedance ratio K	0.73	0.52	1.00	0.84	0.52	1.00
Length ratio α	0.50	0.50	0.50	0.50	0.50	0.50
Electrical Length θ	80.96	71.46	90.00	85.06	71.46	90.00
f_c (GHz)	2.45	2.45	2.45	3.50	3.50	3.50
f_{c1} (GHz)	5.45	6.20	4.90	7.41	8.78	7.00
f_{c2} (GHz)	8.43	9.89	7.35	11.30	14.12	10.50

วงจรไดเพล็กซ์เซอร์ตัวอย่างนี้เป็นกรอกแบบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่มูลฐาน 2.45 GHz และ 3.50 GHz มีค่าสัดส่วนแบนวิดท์เท่ากับ 4.08% และ 5.72% ตามลำดับ ออกแบบจากค่าของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev ที่มีค่าการกระเพื่อม 0.1 dB ใช้ค่า $g_0=1, g_1=1.0315, g_2=1.1474, g_3=1.0315$ ซึ่งสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงระหว่างเรโซเนเตอร์และตัวประกอบคุณภาพภายนอกได้จาก

สำหรับ passband 1 @ 2.45 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left| \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \right| = 0.0375 \quad (15)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 25.28 \quad (16)$$

สำหรับ passband 2 @ 3.50 GHz

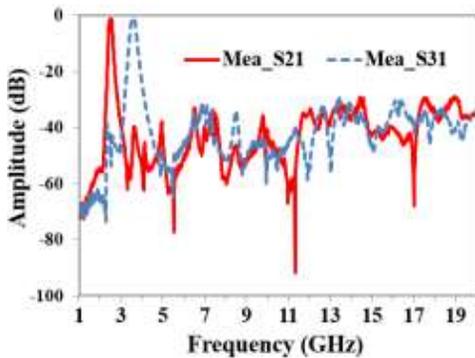
$$|M_{45}| = |M_{56}| = \left| \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \right| = 0.0525 \quad (17)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 18.03 \quad (18)$$

จากการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้ดังรูปที่ 8 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ 45 mm×33 mm หรือมีค่าประมาณ $0.50\lambda_g \times 0.35\lambda_g$ โดยมีผลการวัดทดสอบย่านกว้าง ดังรูปที่ 9



รูปที่ 8 วงจรไดโพลิกเซอร์ที่มีผลตอบสนองย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

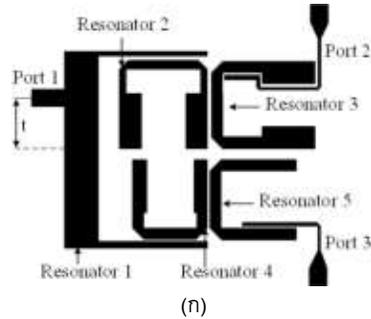


รูปที่ 9 ผลตอบสนองของวงจรไดโพลิกเซอร์ย่านกว้าง

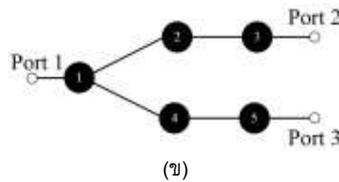
จากผลการวัดทดสอบค่าพารามิเตอร์ที่ระจัดกรจะาย จะเห็นว่าค่าความสูญเสียจากการใส่แทรก (S_{21}, S_{31}) นั้นมีการลดความถี่ปลอมในย่านกว้างที่มีค่าต่ำกว่า -30 dB ซึ่งมีย่านหยุดแถบความถี่ที่กว้างถึง $8f_{01}$ และ $5.5f_{02}$ ของความถี่มูลฐาน สำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่กลาง 2.45 GHz และ 3.50 GHz ตามลำดับ

แม้ว่าวงจรไดโพลิกเซอร์จะให้ผลตอบสนองที่ดีแต่การออกแบบนั้นยังมีปัญหาถึงลักษณะโครงสร้างที่มีขนาดค่อนข้างใหญ่ดังนั้น สามารถออกแบบเพิ่มเติมโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม (common resonator) [34] มาประยุกต์เพิ่มเติมสำหรับการออกแบบเพื่อให้วงจรไดโพลิกเซอร์นั้นมีขนาดเล็กกลงได้ โดยมีโครงสร้างวงจรรวมถึงลักษณะการคัปปลิงผ่านสัญญาณของวงจรถัดรูปที่ 10 และมีรายละเอียดการออกแบบของเรโซเนเตอร์ดังตารางที่ 3 โดยที่ค่าพารามิเตอร์นั้นสามารถมองขนาดความกว้างและความ

ยาวของเรโซเนเตอร์อยู่ในรูปของหน่วยเป็นมิลลิเมตร (mm) กล่าวคือ l_1, l_2 มีความสัมพันธ์กับค่าความยาวทางไฟฟ้า θ_1, θ_2 ซึ่งตามตารางนั้นสามารถเขียนค่าตัวแปรเป็น $2l_1$ ได้เนื่องจากเป็นค่าความยาวทางไฟฟ้ารวม $2\theta_1$ ในส่วนเดียวกันของเรโซเนเตอร์ และ w_1, w_2 มีความสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์แต่ละส่วน Z_1, Z_2 ตามลำดับ ซึ่งการออกแบบนั้นจะออกแบบช่วงผ่านแถบความถี่ที่มีลักษณะเดียวกับวงจรไดโพลิกเซอร์ที่กล่าวมาข้างต้น



(ก)

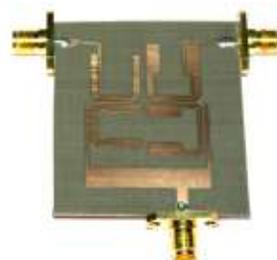


(ข)

รูปที่ 10 วงจรไดโพลิกเซอร์ที่ประยุกต์โดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม (ก) โครงสร้างวงจรถัดรูปที่ 10 ที่มีขนาดเล็กลง (ข) รูปแบบการคัปปลิงสัญญาณแบบขนานที่มีการเรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ร่วม

ตารางที่ 3 รายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์ของวงจรไดโพลิกเซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมของรูปที่ 10

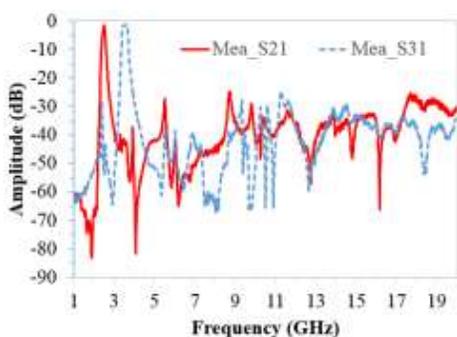
SIRs	f_0 (GHz)	f_{01} (GHz)	f_{02} (GHz)	$2l_1$ (mm)	l_2 (mm)	w_1 (mm)	w_2 (mm)
1	2.45	3.50	4.75	27.90	15.65	4.60	0.70
2	2.45	6.00	9.80	19.95	7.55	1.00	3.00
3	2.45	5.45	8.73	23.60	7.50	1.50	3.00
4	3.50	7.41	11.15	15.27	7.44	1.50	2.00
5	3.50	6.90	10.25	16.80	8.40	1.50	1.50



รูปที่ 11 วงจรไดโพลิกเซอร์ที่ประยุกต์การออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมเพื่อลดขนาด

ในการออกแบบเรโซเนเตอร์ของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์โดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมตั้งโครงสร้างในรูปที่ 10 นั้น มีรายละเอียดที่เพิ่มขึ้นคือ การออกแบบเรโซเนเตอร์ 1 ซึ่งจะออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบชั้นที่มีผลตอบสนองการเรโซแนนซ์ทั้งสองความถี่ โดยจะเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานที่ความถี่ 2.45 GHz และมีฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.50 GHz เพื่อให้ตอบสนองได้ทั้ง 2 แถบความถี่ จะสังเกต เห็นว่าเรโซเนเตอร์ที่ 1 จะมีขนาดใหญ่ เนื่องจาก การใช้ สัดส่วน อิมพีแดนซ์ ที่มี $K = Z_2 / Z_1 > 1$ เนื่องจาก สัดส่วน ความถี่ ที่ ต้องการ คือ $\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{3.50}{2.45} = 1.43$ โดยที่เรโซเนเตอร์อื่นนั้นใช้ลักษณะการออกแบบที่มีรายละเอียดใกล้เคียงกับวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่กล่าวผ่านมาในข้างต้น

จากการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้ดังรูปที่ 11 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $35 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ หรือมีค่าประมาณ $0.40\lambda_g \times 0.35\lambda_g$ ซึ่งมีขนาดที่เล็กลงประมาณ 20 % โดยผลการวัดทดสอบย่านกว้างดังรูปที่ 12 นั้นการวัดทดสอบค่าพารามิเตอร์กระจายจะเห็นว่าค่าความสูญเสียจากการใส่แทรก (S_{21}, S_{31}) นั้นมีการลดความถี่ปลอมในย่านกว้างเช่นเดียวกับวงจรที่ผ่านมา โดยรวมมีค่าย่านหยุดแถบความถี่ต่ำกว่า -25 dB ที่กว้างถึง $8f_{01}$ และ $5.5f_{02}$ ของความถี่มูลฐาน



รูปที่ 12 ผลตอบสนองย่านกว้างของวงจรไดเพล็กซ์เซอร์ที่ประยุกต์การออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม

2.3 วงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ที่มีการคัปปลิ่งผ่านสัญญาณแบบขนาน

การออกแบบวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ (Triplexer) นั้นสามารถออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์ที่ใช้หลักการของวงจร

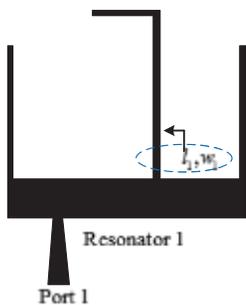
กรองผ่านแถบความถี่หลายวงจรโดยมีลักษณะการออกแบบใกล้เคียงกับวงจรไดเพล็กซ์เซอร์แต่จะมีโครงสร้างที่ซับซ้อนยิ่งขึ้นเนื่องจากออกแบบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งหมด เป็น 3 แถบความถี่ วงจรไตรเพล็กซ์เซอร์นั้นนอกจากการออกแบบวงจรโดยใช้เรโซเนเตอร์ในหลายรูปแบบที่ต่างกันไปแล้ว ในการสร้างพอร์ติอินพุตให้เกิดความสมดุลนั้นก็เป็นที่ประเด็นที่มองข้ามไม่ได้ซึ่งสามารถออกแบบได้จากการต่อโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม (common - resonator triplexer) ใช้ลักษณะการต่อแบบสตาร์ (star-junction topology) ใช้ลักษณะการต่อแบบ T หรืออาจใช้ลักษณะของการแมทชิ่งในรูปแบบอื่น แต่ในบทความส่วนนี้จะนำเสนอโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมและการเรโซแนนซ์ของฮาร์โมนิกส์หลายโมดเพื่อลดความถี่ปลอมเพื่อให้สอดคล้องเช่นเดียวกับประเด็นการออกแบบวงจรที่ผ่านมาในข้างต้น

สำหรับการออกแบบเรโซเนเตอร์ร่วม (common-resonator) เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของหลายๆ แถบความถี่นั้น อาจจะต้องใช้เทคนิคสำหรับการออกแบบเพิ่มเติมนอกเหนือจากคุณลักษณะของเรโซเนเตอร์แบบชั้นเนื่องจากข้อจำกัดของเรโซเนเตอร์แบบชั้นนั้นไม่สามารถตอบสนองการเรโซแนนซ์แถบความถี่ที่ใกล้กันมากๆ ได้ ตัวอย่างเช่น หากต้องการออกแบบเรโซเนเตอร์ให้ตอบสนองย่านความถี่ 2.05 GHz และ 2.45 GHz จะเห็นได้ว่า $f_{s1} / f_0 = 1.19$ ซึ่งเป็นข้อจำกัดของผลตอบสนองนั่นเอง ดังนั้นการออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบสองโมดนั้นสามารถลดข้อจำกัดในส่วนนี้ได้

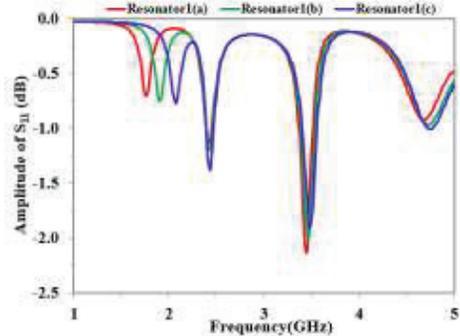
ตัวอย่างนี้เป็นการออกแบบวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่มูลฐาน 2.05 GHz, 2.45 GHz และ 3.50 GHz มีค่าสัดส่วนแบนด์วิดท์ (FBW) เท่ากับ 4.87%, 4.08% และ 5.72% ตามลำดับ ซึ่งสามารถพิจารณาการออกแบบเป็นภาคส่วนได้ดังนี้ โดยเริ่มจากการออกแบบเรโซเนเตอร์ร่วม (เรโซเนเตอร์ 1) เป็นโครงสร้างของเรโซเนเตอร์ให้ตอบสนองแบบสองโมดดังรูปที่ 13 ออกแบบโดยใช้ผลตอบสนองที่ย่านความถี่ของเรโซเนเตอร์แบบชั้นที่ย่านความถี่ $f_0 = 2.45 \text{ GHz}$ และ $f_{s1} = 3.50 \text{ GHz}$ โดยการปรับค่าสัดส่วนอิมพีแดนซ์และความยาวทางไฟฟ้า เมื่อได้ผลตอบสนองตามความต้องการจากนั้นปรับเรโซเนเตอร์ 1 ให้เป็นเรโซเนเตอร์แบบสองโมด ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนโครงสร้างที่เพิ่มสายส่งที่มีความยาว L_1 ความหนา W_1 จากการเพิ่มความยาวค่า L_1 โดยที่ใช้ค่า

$W_1 = 0.70$ mm. โดยที่ปรับความยาว $l_{1a} > l_{1b} > l_{1c}$ มีผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ดังรูปที่ 14 ในส่วนของการออกแบบเรโซเนเตอร์ 2, 3, 4, 5, 6 และ 7 นั้นใช้สมบัติของเรโซเนเตอร์แบบชั้นที่มีผลการเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 15

ผลตอบสนองดังรูปที่ 14 นั้น เกิดจากการปรับความยาว L_1 โดย Resonator1(a) มีค่าความยาว L_1 มากกว่า Resonator1(b) และ Resonator1(b) มีค่าความยาว L_1 มากกว่า Resonator1(c) ตามลำดับ สำหรับการออกแบบเรโซเนเตอร์ 1 ที่ได้จากการออกแบบมีผลตอบสนองการเรโซแนนซ์ที่ย่านความถี่เท่ากับ 2.05, 2.45, 3.50 GHz โดยมีรายละเอียดของ $Z_1 = 31.74 \Omega$, $Z_2 = 99.01 \Omega$, $\theta_1 = 55.79^\circ$, $\theta_2 = 62.03^\circ$, $L_1 = 26.80$ mm. และ $W_1 = 0.70$ mm. ซึ่งจากรูปที่ 15 จะเห็นว่าเรโซเนเตอร์ 2 และ 3 นั้น เรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันที่ความถี่ 2.05 GHz แต่มีค่าของความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกัน เช่นเดียวกับเรโซเนเตอร์ 4, 5 และเรโซเนเตอร์ 6, 7 ซึ่งมีค่าของความถี่มูลฐานเท่ากับ 2.45 และ 3.50 GHz ตามลำดับ โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งสามแถบประกอบด้วยเรโซเนเตอร์แบบชั้นทั้งหมด 3 ตัว มีลักษณะต่างกันซึ่งสามารถคำนวณตามทฤษฎีแสดงในตารางที่ 4 จะเห็นว่าเรโซเนเตอร์แต่ละตัวนั้นเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันซึ่งเกิดจากการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์ สามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 16



รูปที่ 13 โครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบชั้นที่ประยุกต์ให้มีผลตอบสนองแบบสองโหมด



รูปที่ 14 ผลตอบสนองเมื่อปรับค่า L_1 ของเรโซเนเตอร์แบบสองโหมด

การออกแบบวงจรสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงและตัวประกอบคุณภาพภายนอกของวงจรไทรเพล็กซ์เซอร์ สามารถหาจากค่าตัวประกอบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev โดยใช้ค่าเริ่มต้นค่าการกระเพื่อมเท่ากับ 0.1 dB ใช้ค่า $g_0 = 1$, $g_1 = 1.0315$, $g_2 = 1.1474$, $g_3 = 1.0315$ สามารถคำนวณหาได้จาก

สำหรับ passband 1 @2.05 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.0448 \quad (19)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 21.15 \quad (20)$$

สำหรับ passband 2 @2.45 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.0375 \quad (21)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 25.28 \quad (22)$$

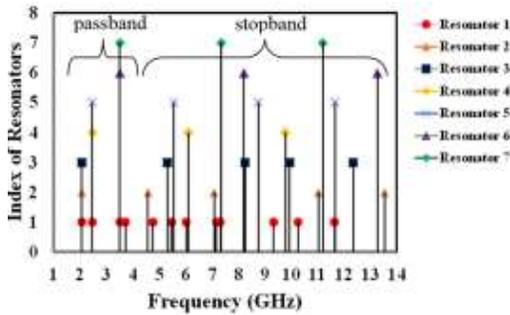
สำหรับ passband 3 @3.50 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.0525 \quad (23)$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 18.03 \quad (24)$$

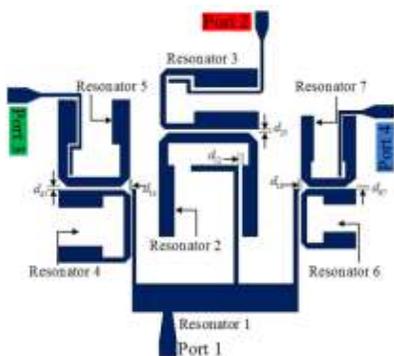
ตารางที่ 4 พารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรไทรเพล็กซ์เซอร์

	SIR 2	SIR 3	SIR 4	SIR 5	SIR 6	SIR 7
Impedance ratio κ	0.72	0.52	0.52	0.64	0.58	0.84
Length ratio α	0.50	0.50	0.50	0.50	0.50	0.50
Electrical Length ϕ	80.96	71.46	71.47	77.46	74.87	85.05
f_c (GHz)	2.05	2.05	2.45	2.45	3.50	3.50
f_c (GHz)	4.56	5.16	6.17	5.69	8.41	7.41
f_c (GHz)	7.06	8.27	9.89	8.93	13.32	11.31

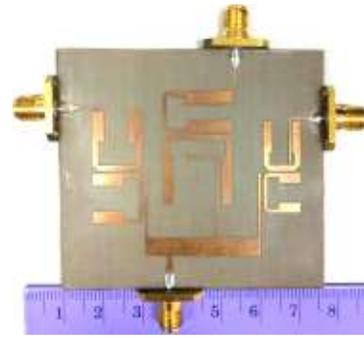


รูปที่ 15 การเรโซแนนซ์ของความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์มอนิกส์ของเรโซเนเตอร์สำหรับวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์

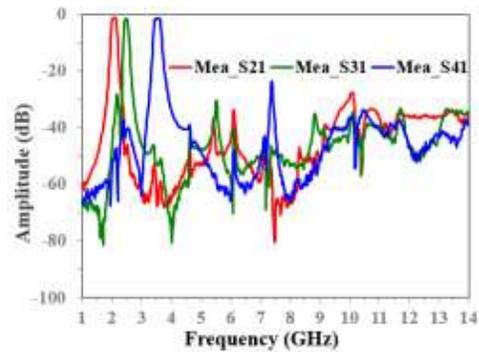
จากการออกแบบพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถสร้างวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ได้ดังรูปที่ 17 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $67.95 \text{ mm} \times 58.87 \text{ mm}$ หรือประมาณ $0.63\lambda_g \times 0.55\lambda_g$ เมื่อ λ_g คือค่าความยาวคลื่นบนนิวส์ฐานรองของความถี่มูลฐานย่านความถี่ 2.05 GHz โดยผลการวัดทดสอบย่านกว้าง ดังรูปที่ 18 ซึ่งในรูปที่ 18 นั้นผลของการวัดทดสอบวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ย่านความถี่กว้างมีการวัดเริ่มต้นตั้งแต่ว่าความถี่ 1 GHz ถึง 14 GHz แสดงให้เห็นว่ามีค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกที่มีย่านหยุดแถบความถี่ที่ต่ำกว่า -20 dB นั่นคือวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์แบบสามโพลที่มีการคัปปลิ่งแบบขนานที่มีผลตอบสนองแบบ Chebyshev และยังให้ผลของการตอบสนองสำหรับการหยุดแถบความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่ย่านกว้าง



รูปที่ 16 โครงสร้างวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์



รูปที่ 17 วงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ที่มีผลตอบสนองย่านหยุดแถบความถี่กว้าง



รูปที่ 18 ผลตอบสนองของวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ย่านกว้าง

3. การอภิปรายผล

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่กล่าวมาข้างต้นประกอบด้วย 4 วงจร [35-38] คือ วงจรที่หนึ่งเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการคัปปลิ่งแบบไขว้ที่ให้ผลตอบสนองแบบ Quasi-elliptic แบบ 4 โพล วงจรที่สองเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีการคัปปลิ่งแบบขนานที่ให้ผลตอบสนองแบบ Chebyshev แบบ 3 โพล ซึ่งออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบไดเพล็กซ์เซอร์ จากนั้นได้มีการพัฒนาเพิ่มเติมเพื่อออกแบบเป็นวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ที่มีขนาดเล็กกลง โดยการออกแบบด้วยการใช้เรโซเนเตอร์ร่วมดังวงจรที่สาม และในส่วนของวงจรที่สี่เป็นการออกแบบวงจรเพื่อเพิ่มจำนวนของแถบความถี่ผ่านให้มีจำนวนมากขึ้นเป็นวงจรไตรเพล็กซ์เซอร์ ซึ่งให้ผลตอบสนองแบบ Chebyshev แบบ 3 โพล ที่สามารถกรองและแยกความถี่ผ่านได้ทั้งหมด 3 แถบ โดยผลการออกแบบวงจรในแต่ละวงจรมันแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองนั้น มีย่านหยุดแถบความถี่ที่กว้างและมีผลตอบสนองของค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกที่มากกว่า -20 dB ได้มากกว่า 5 เท่า ของความถี่มูลฐาน ($5f_0$) ในทุก ๆ วงจร ซึ่งเกิดจากการใช้เทคนิคของฮาร์มอนิกส์ต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอม โดย

ปกติแล้วการใช้เทคนิคนี้ สามารถออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์ชนิดอื่นๆ ก็สามารถทำได้ทั้งสิ้น เพียงแต่การออกแบบของเรโซเนเตอร์นั้นต้องสามารถปรับความถี่ฮาร์มอนิกส์ได้ในส่วนของคาร์ปปลิ่งผ่านของสัญญาณนั้นก็สมารถทำได้ทุกรูปแบบ เช่น การคัปปลิ่งผ่านสัญญาณแบบไขว้หรือแบบขนาน อย่างไรก็ตามจะเห็นว่าผลตอบสนองในการลดความถี่ปลอมั้น ไม่สามารถบอกได้อย่างชัดเจนว่าลักษณะของการปรับความถี่ฮาร์มอนิกส์ของเรโซเนเตอร์แต่ละตัวนั้นจะต้องมีค่าในการเรโซแนนซ์ที่ความถี่เท่าไรถึงจะได้ผลตอบสนองในการลดความถี่ปลอมที่มีประสิทธิภาพสูงสุด อาจต้องมีการวิเคราะห์เพิ่มเติมด้วยการวิเคราะห์ถึงความเข้มของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าหรืออาจมองในผลจากการจำลองว่าเมื่อทำการปรับความถี่ฮาร์มอนิกส์แล้วจะให้ผลตอบสนองอย่างหยุดแถบความถี่ที่สามารถลดความถี่ปลอมได้อย่างมีประสิทธิภาพตามความต้องการ นอกจากนี้การออกแบบวงจรยังสามารถลดขนาดโดยการประยุกต์ใช้เรโซเนเตอร์ร่วมดังรายละเอียดของการออกแบบวงจรไดโพลิกเซอร์และวงจรไตรเพลิกเซอร์ได้ ตามลำดับ

4. สรุป

บทความนี้นำเสนอแนวทางการวางจรรองผ่านแถบความถี่ในรูปแบบต่างๆ รวมถึงการประยุกต์เพื่อออกแบบวงจรไดโพลิกเซอร์และวงจรไตรเพลิกเซอร์ ตามลำดับ ซึ่งได้วิเคราะห์แนวทางการออกแบบเรโซเนเตอร์ที่มีฮาร์มอนิกส์ต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอม สามารถออกแบบตามทฤษฎีคุณลักษณะของเรโซเนเตอร์ที่เกิดจากการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์และค่าความยาวทางไฟฟ้า ซึ่งส่งผลให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของฮาร์มอนิกส์นั้นเปลี่ยนแปลงทำให้ผลตอบสนองของวงจรมีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง ซึ่งวิธีการนี้ง่ายและสะดวกต่อการออกแบบเนื่องจากการเป็นกรออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์ที่มีโครงสร้างพื้นฐาน ไม่ซับซ้อน สำหรับการออกแบบนั้นไม่มีการเพิ่ม วงจร Band stop จากการใส่สแต็ป ไม่มีการ Overlap ของเรโซเนเตอร์และการ Deflect-Ground ของวงจร นอกจากนี้ในบทความนี้ยังนำเสนอการลดขนาดของกรองผ่านแถบความถี่แบบหลายแถบความถี่โดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมและเทคนิคการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบสองโหมดในการออกแบบการเรโซแนนซ์ของวงจรเพื่อเป็นแนวทางสำหรับการประยุกต์ในการออกแบบวงจรให้มีขนาดกะทัดรัดต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Hong, J. S. 2011. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Ed. New Jersey: Wiley.
- [2] Pozar, D. M. 1998. Microwave Engineering, 2nd Ed. New York: Wiley.
- [3] Mattaei, G. L., Young, L. and Jones, E. M. T. 1980. Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures. Norwood, MA: Artech House.
- [4] Hong, J. S. and Lancaster, M.J.1998. Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Jan. 1998. 46(1): 118-122.
- [5] Hong, J. S. and Lancaster, M.J. 1996. Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Nov. 1996. 44(11) : 2099-2109.
- [6] Chang, C. Y. and Chen, C. C. 2003. A novel coupling structure suitable for cross-coupled filters with folded quarter-wave resonators. IEEE Micro-wave Wireless Compon. Lett. Dec. 2003. 13: 517-519.
- [7] Chen, C. C., Chen, Y. R. and Chang, C. Y. 2003. Miniature microstrip cross-coupled filters using quarter-wave or quasi-quarter-wave resonators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. , Jan. 2003. 51(1): 120-131.
- [8] Kuo, J. T., Hsu, W. H. and Huang, W. T. 2002. Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response. IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. Oct. 2002. 12(10): 383-385.
- [9] Castillo Velázquez-Ahumada, M. del., Martel, J., and Medina, F. 2004. Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band sup-pression and enhanced coupling. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Mar. 2004. 52(3): 1082-1086.

- [10] Tang, C. W. and Hsu, Y. K., 2008. A microstrip bandpass filter with ultra-wide stopband. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Jun. 2008. 56(6): 1468-1472.
- [11] Luo, X., Ma, J. G. and Li, E. P. 2011. Wideband bandpass filter with wide stopband using loaded BCMC stub and short-stub. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Jul. 2011. 21(7): 353-355.
- [12] Wu, S. R., Hsu, K. W. and Tu, W. H. 2012. Compact wide-stopband microstrip bandpass filter based on stub-loaded stepped-impedance resonators. *IET. Microwaves, Antennas & Propagation.* Oct. 2012. 6(13): 422-428.
- [13] Lopetegi, T., Laso, M. A. G., Hernández, J., Bacaicoa, M., Benito, D., Garde, M. J., Sorolla, M. and Guglielmi, M. 2011. New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* Sep. 2001. 49(9): 1593-1598.
- [14] Lopetegi, T., Laso, M. A. G., Falcone, F., Martín, F., Bonache, J., García, J., Perez-Cuevas, L., Sorolla, M. and Guglielmi, M. 2004. Microstrip wiggly-line bandpass filters with multi-spurious rejection. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, Nov. 2004. 14(11): 531-533.
- [15] Falcone, F., Lopetegi, T., Baena, J. D., Marques, R., Martín, F. and Sorolla, M. 2004. Effective negative- ϵ stopband microstrip lines based on complementary split ring resonators. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Jun. 2004. 14(6): 280-282.
- [16] García, J. G., Martín, F., Falcone, F., Bonache, J., Gil, I., Lopetegi, T., Laso, M. A. G., Sorolla, M. and Marqués, R. 2004. Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Sep. 2004. 14(9): 416-418.
- [17] Tang, C. W. and You, S. F. 2006. Miniaturised wide stopband rejected microstrip filter with coupled spur-lines. *Electronics Letters.* Mar. 2006. 42(5): 286-288.
- [18] Tang, C. W., Teng, C. H. and Sun, J. M. 2013. Design of wide-stopband microstrip bandpass filter with assistance of spur lines. *Electronics Letters.* Jan. 2013. 49(2): 126-127.
- [19] Tang, C. W. and Hsu, Y. K. 2008. Design of a wide stopband microstrip bandpass filter with asymmetric resonators. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Feb. 2008. 18(2): 91-93.
- [20] Kim, C. H. and Chang, K. 2013. Wide-stopband bandpass filters using asymmetric stepped-impedance resonators. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Feb. 2013. 23(2): 69-71.
- [21] Lan, S. W., Weng, M. H., Chang, S. J., Hung, C. Y. and Liu, S. K. 2015. A tri-band bandpass filter with wide stopband using asymmetric stub-loaded resonators. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Jan. 2015. 25(1): 19-21.
- [22] Kuo J. T., Chen, S. P. and Jiang, M. 2003. Parallel-coupled microstrip filters with over-coupled end stages for suppression of spurious responses. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* Oct. 2003. 13(10): 440-442.
- [23] Park, J. S., Yun, J. S. and Ahn, D. 2002. A design of the novel coupled-line bandpass filter using defected ground structure with wide stopband performance. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* Sep. 2002. 50(9): 2037-2043.
- [24] Zhang, W., Han, L., Sun, X. and Mao, J. 2005. Harmonic-suppression band-pass filter with microstrip EBG. *IEEE APMC.* Dec. 2005. vol. 2.
- [25] Zhang, Y. 2008. A wide stopband microstrip bandpass filter using defected ground structure. *International Conference in Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. (ICMMT 2008).* 21-24 Apr 2008.1: 369-371.
- [26] Chen, C. F., Huang, T. Y., Wu, R. B. 2005. Design of microstrip bandpass filters with multi order spurious-mode suppression. *IEEE Trans.*

- Microwave Theory Tech. Dec. 2005. 53(12): 3788-3793.
- [27] Lin, S. C., Deng, P. H., Lin, Y. S., Wang, C. H. and Chen, C. H. 2006. Wide-stopband microstrip bandpass filters using dissimilar quarter-wavelength stepped impedance resonators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Mar. 2006. 54(3): 1011-1018.
- [28] Kuo, J. T. and Shih, E. 2003. Microstrip stepped impedance resonator bandpass filter with an extended optimal rejection bandwidth. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. May 2003. 51(5): 1554–1559.
- [29] Cohn, S. B. 1958. Parallel-coupled transmission-line-resonator filters. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Apr. 1958. 6(4): 223–231.
- [30] Chen, C. C., Chen, Y. R. and Chang, C. Y. 2003. Miniaturized microstrip cross-coupled filters using quarter-wave or quasi-quarter-wave resonators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Jan. 2003. 51(1): 120–131.
- [31] Zhang, H. and Chen, K. J. 2005. A tri-section stepped-impedance resonator for cross-coupled bandpass filters. IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. Jun. 2005. 15(6): 401-403.
- [32] Sagawa, M., Makimoto, M. and Yamashita, S. Geometrical structure and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Jul. 1997. 45(7): 1078 -1085.
- [33] Chen, C. F., Huang, T. Y. and Wu, R. B. 2006. Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascade multiband resonators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. Sep. 2006. 54(9): 3550-3558.
- [34] Chen, C. F., Huang, T. Y., Chou, C. P. and Wu, R. B. 2006. Microstrip diplexers design with common resonator sections for compact size, but high isolation. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. May 2006. 54(5): 1945-1952,
- [35] Sugchai, T., . Tanat, N and Rattapon, J. 2012. A study for design of quasi-elliptic bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression using tri-section stepped-impedance resonators. The 4th International Engineering Conference (KKU-IENC 2012). 10-11 May. 2012. pp:165-168.
- [36] Sugchai, T., Rattapon, J. and Sommart, K. 2012. A design of wide-stopband microstrip diplexers with multi order spurious-mode suppression using stepped-impedance resonators. 2012 Spring Congress on Engineering and Technology (S-CET). 27-30 May. 2012. pp:1-4.
- [37] Tantivivat, S., Intarawiset, N. and Jeenawong, R. 2013. Wide-stopband, compact microstrip diplexer with common resonator using stepped-impedance resonators. IEEE in TENCON Spring Conference 2013. 17-19 Apr. 2013. pp:174-177.
- [38] Sugchai, T., Nattapong, I. and Apirun, C. 2015. Design of microstrip triplexer using common dual-mode resonator with Multi-Spurious Mode Suppression for multiband applications. Applied Mechanics and Materials. Jan. 2015. vol. 763. pp. 182-188.