RMUTSV
SK074044

65968

รายงานการวิจัย

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบความถี่บนสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

A Design Wide Stopband Microstrip of Multi-band Bandpass Filters for Wireless Communication Systems

006.78
ศ
2557

นายศักดิ์ชัย ตันติวิวัทน์ Mr.Sugchai Tantiviwat

นายธนัสถ์ นนทพุทธ Mr. Tanat Nonthaputha

ไดเพล็กเซอร์ -- ระบบดอน.

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย

ได้รับการสนับสนุนทุนวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย

งบประมาณแผ่นดิน ประจำปี พ.ศ. ๒๕๕๗

ชื่อ : นายศักดิ์ชัย ตันติวิวัทน์ และนายธนัสถ์ นนทพุทธ
ชื่อโครงการวิจัย : การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบความถี่บนสายนำสัญญาณไมโครสตริปที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างสำหรับระบบสื่อสารไร้สาย
หน่วยงาน : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย
ประเภททุนวิจัย : งบประมาณแผ่นดินประจำปีงบประมาณ 2557

บทคัดย่อ

โครงการวิจัยฉบับนี้เป็นการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์และไตรเพล็กเซอร์ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง ซึ่งทั้งสองวงจรออกแบบโดยการใช้ฮาโมนิกส์หลายโหมดลดความถี่ปลอมเทียมซึ่งในการออกแบบนั้นจะเลือกใช้เรโซเนเตอร์ที่มีความถี่มูลฐานเดียวกันแต่จะมีการเรโซแนนซ์ของความถี่ของฮาโมนิกส์ที่ต่างกัน การออกแบบการส่งผ่านของสัญญาณนั้นจะใช้หลักการการคัปปลิ้งของเรโซเนเตอร์ 3 โพล แบบขนาน โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่แต่ละความถี่ นั้นมีเรโซเนเตอร์ทั้งหมด 3 ตัว ซึ่งใช้คุณสมบัติของเรโซเนเตอร์แบบขั้นเพื่อเลื่อนความถี่ฮาโมนิกส์ให้แตกต่างกันนั้นโดยสามารถเลื่อนความถี่ฮาโมนิกส์จากคุณสมบัติของสัดส่วนอิมพีแดนซ์และความยาวคลื่นของเรโซเนเตอร์

ผลที่ได้จากการวัดของวงจรไดเพล็กเซอร์มีค่าที่สอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลอง ซึ่งเห็นว่าวงจรไดเพล็กเซอร์นั้นมีค่าย่านหยุดแถบความถี่สูงกว่า 30 dB แสดงให้เห็นถึงการมีย่านหยุดแถบความถี่ที่กว้าง ถึง 8 เท่าและ 5.7 เท่า ของความถี่มูลฐาน ในส่วนของผลการวัดวงจรไตรเพล็กเซอร์จะเห็นว่าวงจรไตรเพล็กเซอร์นั้นมีค่าย่านหยุดแถบความถี่ที่กว้าง ถึง 14 GHz โดยทั้งสองวงจรนั้นให้ผลตอบสนองแบบ Chebyshev สามารถประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สาย ได้ต่อไปในอนาคต

(โครงการวิจัยมีจำนวนทั้งสิ้น 73 หน้า)

คำสำคัญ : วงจรกรองผ่านแถบความถี่, ไดเพล็กเซอร์, ไตรเพล็กเซอร์, เรโซเนเตอร์แบบขั้น

Name : Mr.Sugchai Tantiviwat and Mr.Tanat Nonthaputha

Title : A Design Wide Stopband Microstrip of Multi-band Bandpass Filters for Wireless Communication Systems

University : Rajamangala University of Technology Srivijaya Songkhla Campus

Category: : Government budget of the year 2014

Abstract

This research proposes design of diplexer and triplexer design method for suppressing spurious responses in the stopband by choosing the constitutive resonators with the same fundamental frequency, but staggered higher order resonant frequencies. The design concept is demonstrated by three pole parallel-coupled bandpass filter. The bandpass filter is composed of three different stepped impedance resonators for which a general design guideline has been provided in order have the same fundamental frequency and different spurious frequencies by proper adjusting the impedance and length ratios of stepped impedance resonators.

The measured of diplexer results are in good agreement with the simulated predictions, showing that better than -30 dB rejection levels in the stopband up to 8 f_{01} and 5.7 f_{02} and the measured of triplexer results are in good agreement with the simulated predictions, whereby the spurious responses in the upper stopband can be suppressed below -20 dB up to 14 GHz, which can be quite useful for multiband and multiservice applications in future wireless communication systems.

(Total 73 pages)

Keywords : Bandpass Filter, Diplexer, Triplexer, Stepped-impedance resonators.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการวิจัยฉบับนี้ ได้ดำเนินการจนเสร็จตามวัตถุประสงค์ที่ผู้วิจัยตั้งใจไว้ทุกประการ โดยงานวิจัยฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์จากงบประมาณแผ่นดินประจำปี งบประมาณ 2557 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย โดยได้รับการประเมินข้อเสนอจากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.) ผู้วิจัยขอกราบพระคุณอย่างสูงไว้ในที่นี้

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ทุกคนประจำคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย ที่ช่วยงานประสานงานด้านเอกสารในงานวิจัยรวมถึงคำแนะนำในการจัดการด้านค่าใช้ในโครงการวิจัย

ท้ายสุดขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ซึ่งสนับสนุนในด้านการเงินเพิ่มเติมและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จโครงการ

คณะผู้วิจัย
ศักดิ์ชัย ตันติวิวัทน์
ธนัสถ์ นนทพุทธ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญตาราง	ช
สารบัญภาพ	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.2 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.3 วิธีดำเนินการวิจัย	3
1.4 เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย	3
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป	4
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบคัปเปิ้ลไลน์	13
2.3 ทฤษฎีทั่วไปของการคัปปลิ้ง	17
2.4 วงจรกรองความถี่พาสซีฟ	24
2.5 พารามิเตอร์แบบกระจัดกระจาย (Scattering Parameter)	25
2.6 คุณลักษณะของเรโซเนเตอร์แบบขั้น	26
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบหลายแถบที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง	29
3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกสองแถบความถี่	29
3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกสามแถบความถี่	35
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	41
4.1 การวัดทดสอบวงจรไดเพล็กเซอร์	43
4.2 การวัดทดสอบวงจรไตรเพล็กเซอร์	44

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	47
5.1 สรุปผลการวิจัย	47
5.2 ข้อเสนอแนะ	47
เอกสารอ้างอิง	49
ภาคผนวก ก	51
รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัย	52
ภาคผนวก ข	55
การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้โปรแกรม IE3D เบื้องต้น	56

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3-1	รายละเอียดการออกแบบพารามิเตอร์สำหรับเรโซเนเตอร์แบบขั้นของวงจรไดเพล็กเซอร์	32
3-2	พารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรไตรเพล็กเซอร์	38

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
2-1	โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป	4
2-2	รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	5
2-3	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์	13
2-4	โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์โหมดคู่และโหมดคี่	14
2-5	รูปแบบทั่วไปของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ล	17
2-6	การคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้า	19
2-7	การคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็ก	21
2-8	การคัปปลิ้งแบบผสม	24
2-9	วงจรกรองความถี่และการตอบสนองทางความถี่	25
2-10	โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ	25
2-11	โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบขั้น	26
2-12	ความสัมพันธ์ของความถี่ฮาร์โมนิกส์เทียบกับความถี่มูลฐานของเรโซเนเตอร์แบบขั้น	27
3-1	โครงสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์ที่มีการคัปปลิ้งผ่านสัญญาณแบบขนาน	30
3-2	โครงสร้างการคัปปลิ้งผ่านสัญญาณของวงจรไดเพล็กเซอร์	30
3-3	ผลการตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบขั้น	32
3-4	ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรไดเพล็กเซอร์	33
3-5	ผลการเปรียบเทียบตัวประกอบภายนอกกับค่าตำแหน่ง t ของสายป้อนสัญญาณ	34
3-6	วงจรไดเพล็กเซอร์ที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880	34
3-7	ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ 1 แบบ Dual mode	36
3-8	ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ 2, 3, 4, 5, 6, 7	37
3-9	โครงสร้างไตรเพล็กเซอร์ที่มีสามวงจรกรองผ่านแถบความถี่	38

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

3-10 ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรไตรเพล็กเซอร์ 39

3-11 วงจรไตรเพล็กเซอร์ที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880 40

4-1 การต่อวงจรเพื่อใช้ในการวัดและทดสอบ 42

4-2 ผลการจำลองและวัดทดสอบพารามิเตอร์กระจัดกระจายของวงจรไดเพล็กเซอร์ 43

4-3 ผลการจำลองและวัดทดสอบค่าการแยกออกระหว่างพอร์ตของวงจรไดเพล็กเซอร์ 43

4-4 ผลการวัดวงจรไดเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้าง 44

4-5 ผลการจำลองและวัดทดสอบพารามิเตอร์กระจัดกระจายของวงจรไตรเพล็กเซอร์ 45

4-6 ค่าการแบ่งแยกระหว่างพอร์ตสอง พอร์ตสาม และ พอร์ตสี่ 45

4-7 ผลการวัดวงจรไตรเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้าง 46

บทที่ 1
บทนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีไร้สายได้เข้ามามีบทบาทและเป็นส่วนหนึ่งของการดำรงชีวิตประจำวันของมนุษย์โดยไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ ทำให้นักวิจัยทั้งในภาคการศึกษาและภาคอุตสาหกรรมต่างก็พัฒนาวงจรและอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อให้รองรับกับระบบสื่อสารไร้สายตามย่านความถี่ใช้งาน การสื่อสารไร้สายนั้นมีหลายระบบด้วยกัน เช่น ระบบ DCS (1720-1880 MHz), ระบบ PCS (1850-1990 MHz), ระบบ IMT-2000 (1920-2170 MHz), ระบบ WLAN IEEE 802.11 มีสองความถี่คือ 2.4 GHz (2400-2484MHz), และความถี่ 5.2 GHz (5130-5350 MHz), ระบบ WPAN IEEE 802.15.3a (3.1GHz-10.6GHz) และ WIMAX IEEE 802.16a (2GHz-11GHz) เป็นต้น [1]

วงจรกรองผ่านแถบความถี่เป็นวงจรหนึ่งที่มีบทบาทและสำคัญยิ่งในระบบสื่อสารไร้สายซึ่งทำหน้าที่กำจัดสัญญาณเงา (Image Signal) ที่เป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากระบบ แต่จะยอมให้สัญญาณเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการผ่านไปได้ ส่วนใหญ่แล้ววงจรมักถูกสร้างบนสายส่งไมโครสตริปด้วยเหตุที่เป็นสายส่งโครงสร้างระนาบ (Planar Structure) ที่มีความสะดวกในการเชื่อมต่อกับวงจรส่วนอื่น (Microwave Integrated Circuits) เมื่อเทียบกับสายส่งโครงสร้างระนาบอื่นๆ [2], [3]

ปัจจัยหลักที่มีความสำคัญในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่คือ ความถี่ปลอมเทียมที่เกิดขึ้นในระบบ การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้ลดความถี่ปลอมเทียมนั้นก็จะมีความยุ่งยากและซับซ้อน ในอดีตการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างสามารถออกแบบได้หลายกระบวนการเช่น การออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบไม่ต่อเนื่อง(Stepped-Impedance Resonators) [4], [5] เรโซเนเตอร์แบบไม่สมมาตร (Asymmetric Resonators) [6], [7] เรโซเนเตอร์ที่แตกต่างกันหลายๆตัว (Dissimilar Resonators) [8] การใช้เรโซแนนซ์ของฮาโมนิกส์ที่แตกต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมเทียม (Multi order Spurious-Mode Suppression) [9] นอกจากนี้ยังมีโครงสร้างเรโซเนเตอร์อื่นๆ ที่สามารถลดความถี่ปลอมเทียมได้เช่นกัน [10], [11] สำหรับการออกแบบด้วยเรโซเนเตอร์แบบต่างๆ ทั้งหมดที่กล่าวมาข้างต้นสามารถลดฮาโมนิกส์หรือความถี่ปลอมเทียมของผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้

จากหลักการและประเด็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่เมื่อนำมาวิเคราะห์ออกแบบและประยุกต์เพื่อสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบหลายแถบความถี่เช่น วงจร Diplexers [12]-[15], Triplexers [16], [17], Quadruplexers [18] ทำให้การออกแบบให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างนั้นซับซ้อนมากยิ่งขึ้น ในอดีตที่ผ่านมานักวิจัยได้ทำการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบหลายแถบความถี่ที่ให้ผลตอบสนองที่ความสูญเสียต่ำ การแยกชัดของสัญญาณระหว่างพอร์ตที่ชัดเจนและมีการออกแบบเพื่อให้มีขนาดเล็กแต่ยังขาดผลตอบสนองที่ให้ย่านหยุดแถบความถี่ที่กว้างซึ่งเป็นปัจจัยหลักและเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

ดังนั้นโครงการนี้จึงนำเสนอการออกวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบหลายแถบความถี่ที่ให้ผลตอบสนองที่ความสูญเสียต่ำ การแยกชัดของสัญญาณระหว่างพอร์ตที่ชัดเจน และให้ผลตอบสนองของการหยุดแถบความถี่ที่กว้างโดยการประยุกต์กระบวนการในการใช้ฮาร์โมนิกส์หลายโหมดลดความถี่ปลอมเทียมที่ได้คุณสมบัติของเรโซเนเตอร์แบบขั้นในการควบคุมความถี่ฮาร์โมนิกส์

1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.1.1 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

1.1.2 เพื่อออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบความถี่ให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

1.1.3 เพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองของค่าพารามิเตอร์แบบกระจัดกระจายที่มีผลกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่สร้างขึ้น

1.2 ขอบเขตของการวิจัย

1.2.1 วิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

1.2.2 วิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง (อย่างน้อยสองแถบความถี่ผ่าน)

1.2.3 สร้างและทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

1.2.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองของค่าพารามิเตอร์แบบกระจัดกระจายระหว่างผลการจำลองและชิ้นงานที่สร้างขึ้น

1.3 วิธีดำเนินการวิจัย

ศึกษาลักษณะโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแล้วทำการเตรียมวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แล้วทำการออกแบบวงจรจำลองโดยใช้โปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมวิเคราะห์ผลตอบสนองทางความถี่ของคลื่น เมื่อได้ผลตอบสนองความถี่ที่ดีแล้วนำไปสู่กระบวนการสร้างชิ้นงานแล้วทำการวัดทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ หลังจากนั้นวิเคราะห์ผลการตอบสนองทางความถี่เพื่อเปรียบเทียบผลของวงจรที่สร้างสอดคล้องกับวงจรจำลอง

1.4 เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

1.4.1 ไมโครคอมพิวเตอร์

1.4.2 โปรแกรม IE3D ของบริษัท Zeland

1.4.3 แผ่นวงจรพิมพ์ รุ่น Diclad/Arlon 880 (RF PCB)

1.4.4 เครื่อง LPKF PCB Milling และเครื่องกัดลายวงจร

1.4.5 เครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้า (N5230C Agilent Technologies)

1.5 ประโยชน์ของการวิจัย

1.5.1 สามารถนำผลงานวิจัยไปตีพิมพ์เผยแพร่ในงานประชุมวิชาการ วารสารวิชาการในระดับชาติและระดับนานาชาติ เพื่อเผยแพร่และส่งเสริมให้นักวิจัยและผู้ที่สนใจนำผลการวิจัยไปใช้ในการพัฒนาหรือใช้ประโยชน์ต่อไป

1.5.2 สามารถนำวงจรที่ออกแบบเพื่อเป็นสื่อการเรียนสำหรับนักศึกษาในการวิเคราะห์ออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ได้หลากหลายโครงสร้าง และยังสามารถนำไปพัฒนาเป็นงานวิจัยต่อไปในอนาคต

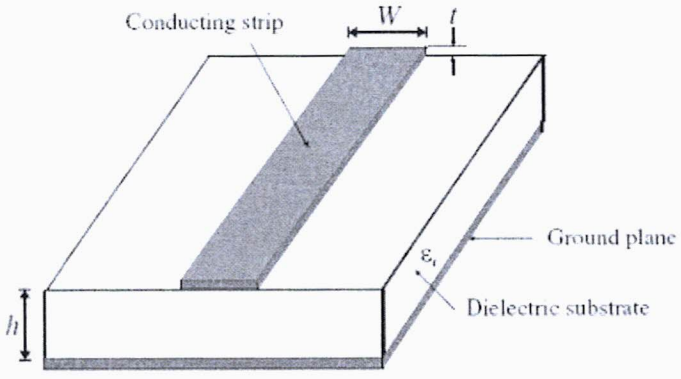
บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณแบบระนาบที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และง่ายต่อการออกแบบเป็นวงจรรวมกับอุปกรณ์ในระบบสื่อสารย่านไมโครเวฟอื่นๆดังนั้นควรจะศึกษารายระเอียดพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เพื่อจะได้เป็นประโยชน์ในการออกแบบและสร้างอุปกรณ์ในระบบสื่อสารย่านไมโครเวฟ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้น คำนิยามต่างๆ รวมทั้งลักษณะคุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป และพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการคัปปลิ้ง เพื่อเป็นพื้นฐานในการออกแบบวงจรกรองความถี่โดยใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปต่อไปในอนาคตได้

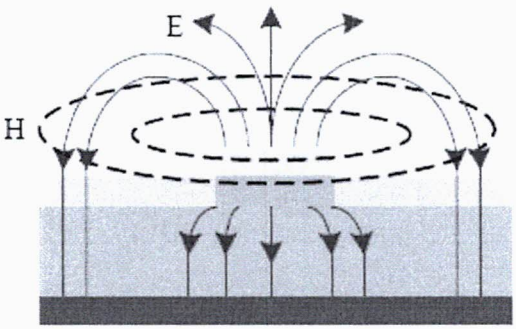
2.1 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป [1]-[3]

โครงสร้างทั่วไปของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปแสดงดังภาพที่ 2-1 ประกอบด้วยสตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายตัวนำ มีความกว้างเป็น W และมีความหนาเป็น t โดยสตริปจะอยู่บนชั้นของไดอิเล็กตริคซับสเตรทที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริค (Relative Dielectric Constant) ε_r และมีความหนาเป็น h สำหรับแผ่นโลหะตัวนำที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ (Ground Plane) ของวงจร



ภาพที่ 2-1 โครงสร้างของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

เนื่องจากพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านชั้นซับเสตรทบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับระนาบกราวด์ ซึ่งเส้นทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริปไม่ได้อยู่เฉพาะภายในชั้นซับสเตรท แสดงดังภาพที่ 2-2 ดังนั้นรูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในไมโครสตริปจึงไม่ใช่รูปแบบแม่เหล็กไฟฟ้าตัดตามขวางแท้ (TEM Mode) แต่จะเป็นรูปแบบการแพร่กระจายคล้ายรูปแบบ TEM (Quasi-TEM Mode)



ภาพที่ 2-2 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

2.1.1 การหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล

การวิเคราะห์เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics Impedance, Z_c) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant, ε_{re}) สามารถหาได้จาก [3]

$$\varepsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \tag{2-1}$$

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \tag{2-2}$$

โดยที่ค่า C_d เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสตริปเทียบกับชั้นของไดอิเล็กตริคซับเสตรท C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสตริปเทียบกับชั้นของไดอิเล็กตริคซับเสตรทที่แทนด้วยอากาศ นั่นคือเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ด้านบนของชั้นไดอิเล็กตริคนั่นเอง และค่า c เป็นค่าความเร็วของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศมีค่าประมาณ $3\times10^8\,\mathrm{m/s}$

สำหรับค่าความหนาของแผ่นสตริปที่มีค่าน้อยมาก (t เข้าใกล้ 0) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% [3] ดังสมการที่ (2-3) ถึง (2-6)

สำหรับอัตราส่วน W/h ที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 ($W/h \leq 1$) จะได้ว่า

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left\{\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-0.5} + 0.04\left[1 - \frac{W}{h}\right]^2\right\} \qquad (2\text{-}3)$$

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\ln\left[\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right] \qquad (2\text{-}4)$$

สำหรับค่าอัตราส่วน W/h ที่มากกว่าหรือเท่ากับ 1 ($W/h \geq 1$) จะได้ว่า

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left\{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left[\frac{W}{h} + 1.444\right]\right\}^{-1} \qquad (2\text{-}5)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-0.5} \qquad (2\text{-}6)$$

Hammerstad และ Jensen [3] ได้นำเสนอวิธีการในการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่มีความแม่นยำมากกว่าดังสมการที่ (2-7) และสมการที่ (2-10)

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + \frac{10}{u}\right]^{-ab} \qquad (2\text{-}7)$$

เมื่อ u คือ ค่าอัตราส่วนของ W / h และค่า a กับ b มีค่าดังนี้

$$a = 1 + \frac{1}{49}\ln\left(\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432}\right) + 1.87\ln\left[1 + (u/18.1)^3\right] \qquad (2\text{-}8)$$

$$b = 0.564\left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053} \qquad (2\text{-}9)$$

ผลของการคำนวณของค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 % เมื่อค่า ε_r น้อยกว่าหรือเท่ากับ128 และค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.01 ถึง100 $(\varepsilon_r \le 128)$ และ $(0.01 \le u \le 100)$

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\ln\left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2}\right] \qquad (2\text{-}10)$$

โดยค่า F หาได้จาก

$$F = 6 + (2\pi - 6)\exp\left[-\left(\frac{30.666}{u}\right)^{0.7528}\right] \qquad (2\text{-}11)$$

สำหรับค่า $Z_c\sqrt{\varepsilon_{re}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01 % เมื่อ u มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 $(u \le 1)$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03 % เมื่อ u มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1000 $(u \le 1000)$

2.1.2 การหาค่าความยาวของคลื่น ค่าคงที่การแพร่กระจาย ค่าความเร็วเฟส และค่าความยาวสนามไฟฟ้า

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาข้างต้นเมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย อันได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่กระจาย (Propagation Constant, β) และค่าความเร็วเฟส (Phase Velocity, v_p) คือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \tag{2-12}$$

เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศ ณ ความถี่ใช้งาน f เพื่อความสะดวกในการคำนวณกำหนดให้ความถี่มีหน่วยเป็นจิกะเฮิรตซ์ (GHz) ทำให้ได้ค่าของความยาวคลื่นแสดงในหน่วยของมิลลิเมตรดังสมการ

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\mathrm{GHz})\sqrt{\varepsilon_{re}}}\mathrm{mm} \tag{2-13}$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \tag{2-14}$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \tag{2-15}$$

เมื่อ c คือค่าความเร็วของแสงในอากาศว่าง $\left(c \approx 3.0\times10^8 m/s\right)$

2.1.3 การสังเคราะห์สัดส่วนความกว้างต่อความหนาของแผ่นไมโครสตริป (W/h)

ในการประมาณค่าคำนวณหาความกว้างต่อความหนา (W/h) ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล ε_r ซึ่ง Wheeler และ Hammerstad ได้นำเสนอวิธีการสังเคราะห์ดังนี้

สำหรับ $W/h \leq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A)-2} \tag{2-16}$$

ซึ่งค่า A หาได้จาก

$$A = \frac{Z_c}{60}\left\{\frac{\varepsilon_r+1}{2}\right\}^{0.5} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\left\{0.23+\frac{0.11}{\varepsilon_r}\right\} \tag{2-17}$$

สำหรับ $W/h \geq 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{(B-1)-\ln(2B-1)+\frac{\varepsilon_r}{2\varepsilon_r}\left[\ln(B-1)+0.39-\frac{0.61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \tag{2-18}$$

ซึ่งค่า B หาได้จาก

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2-19}$$

2.1.4 ผลกระทบจากความหนาของตัวนำสตริป

โดยปกติในการวิเคราะห์จะมองข้ามความหนาตัวนำสตริป (t) เนื่องจากมีค่าน้อยมากๆ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนานั้นมีผลกระทบต่อการวิเคราะห์ซึ่งไม่อาจที่จะมองข้ามได้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อทั้งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผล โดยพิจารณาจากสมการดังต่อไปนี้

สำหรับ $W/h \le 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln\left\{\frac{8}{W_e(t)/h} + 0.25\frac{W_e(t)}{h}\right\} \tag{2-20}$$

สำหรับ $W/h \ge 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left\{\frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444\right)\right\}^{-1} \tag{2-21}$$

เมื่อ

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \dfrac{W}{h} + \dfrac{1.25}{\pi}\dfrac{t}{h}\left(1 + \ln\dfrac{4\pi W}{t}\right) & ; \left(W/h \le 0.5\pi\right) \\ \dfrac{W}{h} + \dfrac{1.25}{\pi}\dfrac{t}{h}\left(1 + \ln\dfrac{2h}{t}\right) & ; \left(W/h \ge 0.5\pi\right) \end{cases} \tag{2-22}$$

ค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริปจะพิจารณาได้ว่า

$$\varepsilon_{re}(t) = \varepsilon_{re} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6}\frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \tag{2-23}$$

โดยที่ค่า ε_{re} เป็นค่าไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์ $(t=0)$ และจากการพิจารณาสมการจะพบว่าผลกระทบจากความหนาของสตริปที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะมีผลน้อยมาก เมื่ออัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริคมีค่าน้อย $(t << h)$ อย่างไรก็ตามความหนาของแผ่นสตริปจะมีผลกระทบที่สำคัญอย่างยิ่งต่อการสูญเสียบนแผ่นตัวนำ(Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณไมโครสตริป

2.1.5 การแพร่กระจายของคลื่นบนสายนำสัญญาณไมโครสตริป

การแพร่กระจายออกของคลื่นจะมีค่าที่ไม่คงที่เนื่องจากค่าความเร็วเฟสนั้นจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่เดินทางบนสายนำสัญญาณไมโครสตริป ดังนั้นจึงกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลใหม่ที่แปรผันตามความถี่เป็น $\varepsilon_{re}(f)$ จากการพิจารณาได้ผลดังนี้

$$\varepsilon_{re}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1+(f/f_{50})^m} \tag{2-24}$$

เมื่อ

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0.75+\left(0.75-0.332\varepsilon_r^{-1.73}\right)W/h} \tag{2-25}$$

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2\pi h\sqrt{\varepsilon_r-\varepsilon_{re}}}\tan^{-1}\left(\varepsilon_r\sqrt{\frac{\varepsilon_{re}-1}{\varepsilon_r-\varepsilon_{re}}}\right) \tag{2-26}$$

$$m = m_0 m_c \le 2.32 \tag{2-27}$$

$$m_0 = 1+\frac{1}{1+\sqrt{W/h}}+0.32\left(\frac{1}{1+\sqrt{W/h}}\right)^3 \tag{2-28}$$

$$m_c = \begin{cases} 1+\dfrac{1.4}{1+W/h}\left\{0.15-0.235\exp\left(\dfrac{-0.45f}{f_{50}}\right)\right\} & ; W/h \le 0.7 \\ 1 & ; W/h \ge 0.7 \end{cases} \tag{2-29}$$

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วของคลื่นแสงในอากาศว่าง และหากว่าผลคูณของ m_0 กับ m_c มีค่ามากกว่า 2.32 จะทำการแทนค่าของพารามิเตอร์ m ให้มีค่าเท่ากับ 2.32 (ค่าของ m ไม่เกิน 2.32) ซึ่งจากสมการที่ (2-24)จะเห็นได้ว่าหากค่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้นค่าคงที่ไดอิเล็กตริคสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่มีผลต่อความถี่ $\varepsilon_{re}(f)$ จะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริคของชั้นไดอิเล็กตริคบนโครงสร้างไมโครสตริป ε_r

นั่นเอง อย่างไรก็ตามค่าที่ได้จากสมการที่กล่าวมาจะมีความผิดพลาดเพียง 0.06 % เมื่อค่าอัตราส่วน W/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และค่าคงที่ไดอิเล็กตริค ε_r มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128 สำหรับผลกระทบที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถประมาณได้จาก

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\varepsilon_{re}(f) - 1}{\varepsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_{re}(f)}} \tag{2-30}$$

โดย Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะปกติ

2.1.6 การสูญเสียบนสายนำสัญญาณไมโครสตริป

การสูญเสียบนสายนำสัญญาณไมโครสตริปหากพิจารณาตามส่วนประกอบของโครงสร้าง การสูญเสียอาจเกิดได้จาก การสูญเสียของแผ่นตัวนำ (Conductor Loss), การสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริค (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแพร่ (Radiation Loss) จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแพร่กระจายหากไม่มีการสูญเสีย สมการการแพร่กระจายจะมีค่าเฉพาะที่เป็นส่วนของค่าจินตภาพ หากจะพิจารณาค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน (α) ดังนั้นสมการการแพร่กระจายของคลื่นคือ $\gamma = \alpha + j\beta$ และสามารถหาค่าการลดทอนของคลื่น (ในหน่วยของเดซิเบลต่อความยาวหนึ่งหน่วย) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \alpha(\text{dB / unit length}) &= (20\log_{10} e)\alpha(\text{nepers / unit length}) \\ &\approx 8.686(\text{nepers / unit length}) \end{aligned} \tag{2-31}$$

ค่าการลดทอนของคลื่นบนแผ่นตัวนำ (ในหน่วยของเดซิเบลต่อความยาวหนึ่งหน่วย) ได้จาก

$$\alpha_c = \frac{8.686 R_s}{Z_c W}(\text{dB / unit length}) \tag{2-32}$$

เมื่อ Z_c คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น W และมีค่าความลึกของผิวตัวนำ (R_s) ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์มต่อพื้นที่หน้าตัดของตัวนำบนไมโครสตริปและแผ่นกราวด์

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \tag{2-33}$$

โดยที่ σ คือ ค่าความนำของแผ่นตัวนำ, μ_0 เป็นค่าเพอร์มิลอะบิลิตี้ในอากาศว่าง และ ω เป็นค่าความถี่ตอบสนอง

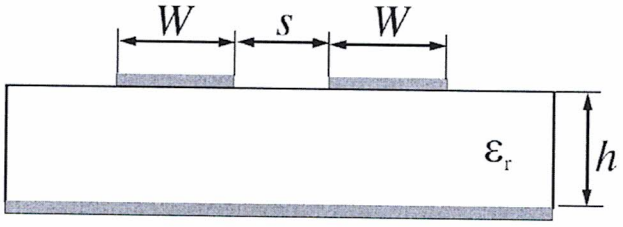
สำหรับค่าการลดทอนของคลื่นในชั้นไดอิเล็กตริค สามารถหาได้จาก

$$\alpha_d = 8.686\pi\left(\frac{\varepsilon_{re}-1}{\varepsilon_r-1}\right)\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{re}}\frac{\tan\delta}{\lambda_g}\left(\text{dB / unit length}\right) \qquad (2\text{-}34)$$

เมื่อค่า $\tan\delta$ คือ ค่า Loss Tangent ของชั้นไดอิเล็กตริคซับเสตรท และในส่วนของค่าการลดทอนอันเนื่องมาจากการแพร่นั้นเกิดจากโครงสร้างของไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่มีลักษณะเป็นแบบกึ่งเปิดทำให้คลื่นสามารถแพร่กระจายออกไปในอากาศได้ ซึ่งเป็นข้อเสียของโครงสร้างเช่นนี้ แต่สามารถแก้ไขเพื่อลดการสูญเสียได้โดยการเพิ่มระนาบปิดล้อมรอบสตริปในลักษณะที่เรียกว่า "Enclosure" หรืออาจจะเรียกว่า "Housing Loss"

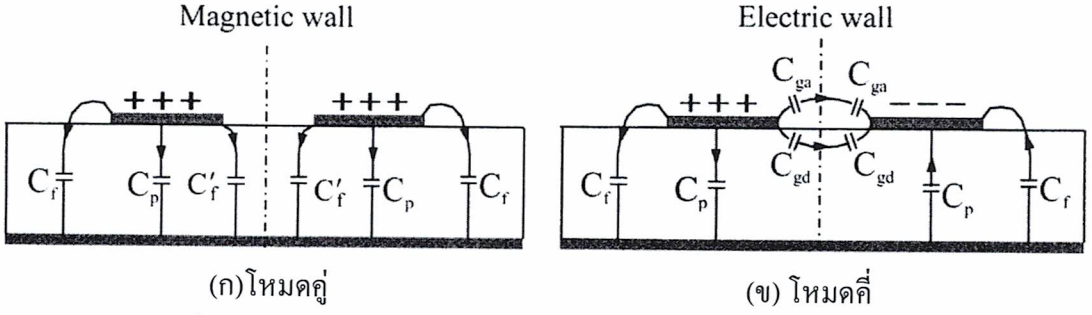
2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปแบบคัปเปิ้ลไลน์ [3]

สายนำสัญญาณไมโครสตริปที่ออกแบบด้วยโครงสร้างที่เป็นแบบคัปเปิ้ลไลน์เป็นนั้นเป็นที่นิยมมากในการออกแบบเนื่องจากเป็นโครงสร้างที่สามารถออกแบบได้ง่ายโดยโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์แสดงดังภาพที่ 2-3



ภาพที่ 2-3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์

จากลักษณะการคัปปลิ้งของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น W และมีระยะห่างระหว่างการคัปปลิ้งผ่านของสายนำสัญญาณเป็น s สามารถคัปปลิ้งได้สองลักษณะด้วยกัน คือ การคัปปลิ้งในแบบขนานของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (Parallel-coupled) และการคัปปลิ้งทางด้านปลายของสายนำสัญญาณไมโครสตริป (Edge-coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโหมดในการคัปปลิ้งของสัญญาณเป็นสองโหมด คือ โหมดคู่ (Even Mode) และโหมดคี่ (Odd Mode) แสดงดังภาพที่ 2-4



(ก)โหมดคู่ (ข) โหมดคี่

ภาพที่ 2-4 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบคัปเปิ้ลไลน์ทั้งโหมดคู่และโหมดคี่

2.2.1 ค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคู่ (Even Mode Capacitance)

จากภาพที่ 2-4(ก) ค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคู่ C_e สามารถหาได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในโหมดคู่ของสายนำสัญญาณแบบคัปเปิลไลน์ คือ

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแผ่นเพลทขนาน (Parallel Plate Capacitance) C_p เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบ (Fring Capacitance) C_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขอบนอกของแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบระหว่างแผ่นเพลท (Fringe between Plate Capacitance) C'_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขอบแผ่นเพลทตัวนำสตริปทั้งสองกับระนาบกราวด์

ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคู่สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$C_e = C_p + C_f + C'_f \tag{2-35}$$

โดยที่

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r W / h \tag{2-36}$$

$$2C_f = \sqrt{\varepsilon_{re}} / (cZ_c) - C_p \tag{2-37}$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s)\tanh(8s/h)} \tag{2-38}$$

เมื่อ

$$A = \exp\left[-0.1\exp(2.33 - 2.53W/h)\right] \tag{2-39}$$

2.2.2 ค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคี่ (Odd Mode Capacitance)

จากภาพที่ 2-4(ข) ค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคี่สามารถหาได้จากตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในโหมดคี่ของสายนำสัญญาณคัปเปิลไลน์ คือ

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าแผ่นเพลทขนาน (Parallel Plate Capacitance) C_p เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าบริเวณขอบ (Fring Capacitance) C_f เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างขอบนอกของแผ่นตัวนำสตริปกับระนาบกราวด์

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าช่องว่างไดอิเล็กตริค (Dielectric Gap Capacitance) C_{gd} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปในวัสดุไดอิเล็กตริค

ตัวเก็บประจุไฟฟ้าช่องว่างอากาศ (Air Gap Capacitance) C_{ga} เป็นค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างแผ่นตัวนำสตริปในอากาศ

ดังนั้นค่าความจุไฟฟ้าในโหมดคี่สามารถหาได้จากความสัมพันธ์

$$C_o = C_p + C_f + C_{gd} + C_{ga} \tag{2-40}$$

โดยที่

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r}{\pi}\ln\left[\coth\left(\frac{\pi}{4}\frac{s}{h}\right)\right] + 0.65C_f\left(\frac{0.02\sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\varepsilon_r^{\,2}}\right) \tag{2-41}$$

ซึ่งในส่วนของค่า C_{ga} จะสามารถพิจารณาได้จากลักษณะโครงสร้างสตริประนาบร่วม หรือ (Coplanar Strip) ได้ว่า

$$C_{ga} = \varepsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \tag{2-42}$$

เมื่อ

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h} \tag{2-43}$$

$$k' = \sqrt{1-k^2} \tag{2-44}$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนระหว่าง $K(k')$ กับ $K(k)$ มีค่าดังนี้

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi}\ln\left(2\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right) & ; 0 \le k^2 \le 0.5 \\ \dfrac{\pi}{\ln\left(2\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)} & ; 0.5 \le k^2 \le 1 \end{cases} \tag{2-45}$$

โดยค่าความจุไฟฟ้าที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% เมื่ออัตราส่วนของ W/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 $(0.2 \le W/h \le 2)$ ค่าอัตราส่วนของ s/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 $(0.05 \le s/h \le 2)$ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกต้องมากกว่า 1 $(\varepsilon_r \ge 1)$

2.2.3 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของโหมดคู่และโหมดคี่

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคัปเปิลไลน์โหมดคู่และโหมดคี่หาได้จากค่าความจุไฟฟ้าตามสมการดังนี้

$$Z_{ce} = \left(c\sqrt{C_e^a C_e}\right)^{-1} \tag{2-46}$$

$$Z_{co} = \left(c\sqrt{C_o^a C_o}\right)^{-1} \tag{2-47}$$

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าความจุไฟฟ้าของโหมดคู่และโหมดคี่เมื่อแทนไดอิเล็กตริกด้วยอากาศและค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของโหมดคู่และโหมดคี่หาได้จากสมการดังนี้

$$\varepsilon_{re}^{e} = C_e / C_e^a \tag{2-48}$$

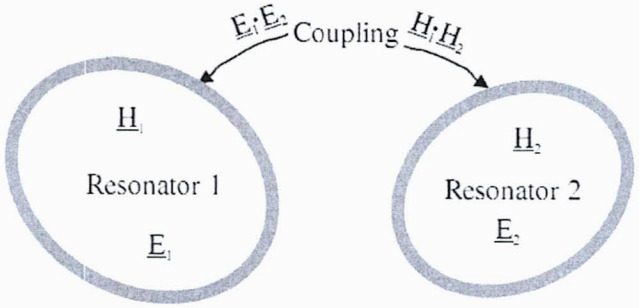
$$\varepsilon_{re}^{e} = C_e / C_e^a \tag{2-49}$$

2.3 ทฤษฎีทั่วไปของการคัปปลิ้ง [3]

ในรูปแบบทั่วไปค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ลที่ใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟจะเป็นรูปแบบที่มีโครงสร้างและการเกิดเรโซแนนซ์ของความถี่ในตัวเองที่ต่างกันของทั้งสองเรโซเนเตอร์แสดงดังภาพที่ 2-5 ซึ่งปรากฏการณ์นี้ทำให้การคัปปลิ้งกันระหว่างเรโซเนเตอร์ทั้งสองค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$k = \frac{\iiint \varepsilon \underline{E}_1 \cdot \underline{E}_2 dv}{\sqrt{\iiint \varepsilon |\underline{E}_1|^2 dv \times \iiint \varepsilon |\underline{E}_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu \underline{H}_1 \cdot \underline{H}_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |\underline{H}_1|^2 dv \times \iiint \mu |\underline{H}_2|^2 dv}} \tag{2-50}$$

เมื่อ $\underline{E}$ คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้าและ $\underline{H}$ คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก



ภาพที่ 2-5 รูปแบบทั่วของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ลซึ่งเรโซเนเตอร์ที่ 1 และ 2 มีโครงสร้างต่างกันและเรโซแนนซ์ ณ ที่ความถี่ต่างกัน

2.3.1 การคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้า

วงจรเทียบเคียงองค์ประกอบแบบกลุ่มก้อน (Lumped-element) สำหรับโครงสร้างการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าแสดงดังภาพที่ 2-6(ก) เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและค่าความจุตัวเอง ดังนั้น $(LC)^{-1/2}$ เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์เชิงมุมของเรโซเนเตอร์ ที่ไม่มีการคัปปลิ้งและ C_m แทน ค่าความจุร่วม ถ้าหากโครงสร้างที่เป็นแบบคัปเปิ้ล รูปวงจรเทียบเคียงองค์ประกอบแบบกลุ่ม

ก้อนที่ใช้จะสอดคล้องกับกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแถบแคบ ซึ่งได้เรียกว่าเรียกว่าพื้นฐานความถี่ใกล้เรโซแนนซ์ หากมองเข้าไปที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ จะสามารถเห็นโครงข่ายงานสองทางซึ่งอาจจะอธิบายโดยสมการดังนี้

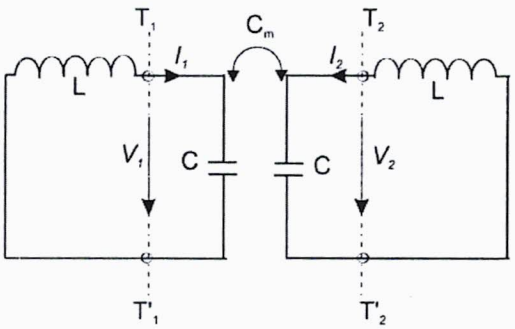
$$\begin{aligned} I_1 &= j\omega C V_1 - j\omega C_m V_2 \\ I_2 &= j\omega C V_2 - j\omega C_m V_1 \end{aligned} \tag{2-51}$$

จากสมการแทนความจุตัวเอง C เป็นตัวเก็บประจุ มองในวงรอบของเรโซแนนซ์แบบหนึ่งของภาพที่ 2-6(ก) เมื่อตัวเก็บประจุในวงรอบที่ติดกันถูกลัดวงจรดังนั้นในเทอมที่สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-51) ถูกกระแสเหนี่ยวนำ ผลจากแรงดันเพิ่มขึ้นในลูปที่ 2 และลูปที่ 1 ตามลำดับ และจากสมการที่ (2-51) สามารถมองสมการในรูปแอดมิตแตนซ์ (Y-Parameters) ได้ดังนี้

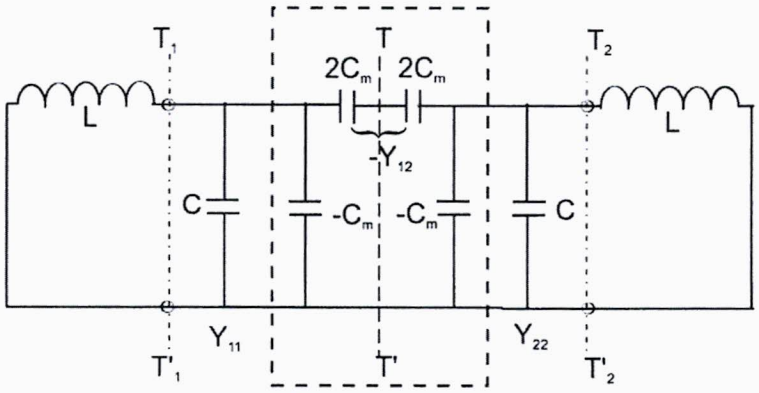
$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = -j\omega C_m \end{aligned} \tag{2-52}$$

ตามทฤษฎีโครงข่าย [3] จากวงจรเทียบเคียงที่แสดงดังภาพที่ 2-6(ก) สามารถเขียนแทนด้วยวงจรเทียบเคียงที่แสดงดังภาพที่ 2-6(ข) รูปแบบนี้ให้ผลเหมือนกับพารามิเตอร์สองทางของวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-6(ก) แต่จะสะดวกมากกว่าสำหรับการวิเคราะห์ โดยคัปปลิ้งสนามไฟฟ้าระหว่างสองลูปเรโซแนนซ์ ถูกแทนด้วยวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance inverter) $J = \omega C_m$ ถ้าระนาบสมมาตร $T - T'$ ในภาพที่ 2-6 (ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามไฟฟ้า (หรือลัดวงจร) ผลของความถี่เรโซแนนซ์ในวงจร คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \tag{2-53}$$



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2-6 (ก) วงจรเทียบเคียงการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ล
(ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรเทียบเคียงซึ่งวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C_m$ แทนการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้า

ความถี่เรโซแนนซ์นี้จะมีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของหนึ่งเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีการคัปปลิ้ง ซึ่งได้ถูกยืนยันโดยการจำลองการทำงานในหนึ่งความยาวคลื่นการอธิบายทางกายภาพผลการคัปปลิ้งนั้นทำให้ความสามารถของการเก็บประจุของหนึ่งเรโซเนเตอร์สูงขึ้น เมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าถูกใส่แทรกเข้าไปในระนาบสมมาตรของโครงสร้างการคัปปลิ้ง ในทำนองเดียวกันเปลี่ยนระนาบสมมาตรใน ภาพที่ 2-6(ข) ด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลในวงจรหนึ่งเรโซแนนซ์มีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \tag{2-54}$$

ในกรณีนี้เมื่อค่าการคัปปลิ้งมีผลให้ค่าความจุนั้นมีค่าลดลงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเพิ่มขึ้นดังนั้นจากสมการ (2-53) และ (2-54) สามารถหาสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งสนามไฟฟ้าได้ดังนี้

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \tag{2-55}$$

2.3.2 การคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็ก

ภาพที่ 2-7(ก) แสดงวงจรเทียบเคียงองค์ประกอบแบบกลุ่มก้อน (Lumped-element) สำหรับโครงสร้างการคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็ก เมื่อ L และ C คือ ความเหนี่ยวนำตัวเองและความจุตัวเอง และ L_m แทน ความเหนี่ยวนำร่วม ในกรณีนี้สมการการคัปปลิ้งอธิบายในรูปของโครงข่ายสองทางที่ระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และ $T_2 - T_2'$ คือ

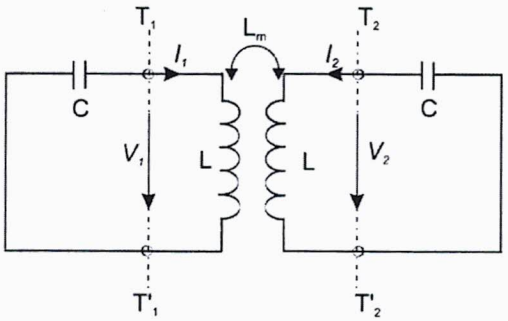
$$\begin{aligned} V_1 &= j\omega L I_1 + j\omega L_m I_2 \\ V_2 &= j\omega L I_2 + j\omega L_m I_1 \end{aligned} \tag{2-56}$$

สมการ (2-56) แทนความเหนี่ยวนำตัวเองด้วย L เป็นตัวเหนี่ยวนำ มองในลูปเรโซแนนซ์หนึ่งของภาพที่ 2-7(ก) เมื่อวงรอบที่ติดกันด้วยวงจรแบบเปิด ดังนั้นเทอมที่สองของด้านขวามือของสมการที่ (2-56) ถูกแรงดันเหนี่ยวนำผลจากกระแสเพิ่มขึ้นในลูปที่ 2 และลูปที่ 1 ตามลำดับและจากสมการ(2-56)สามารถมองสมการในรูปอิมพีแดนซ์ (Z-Parameters) ได้ดังนี้

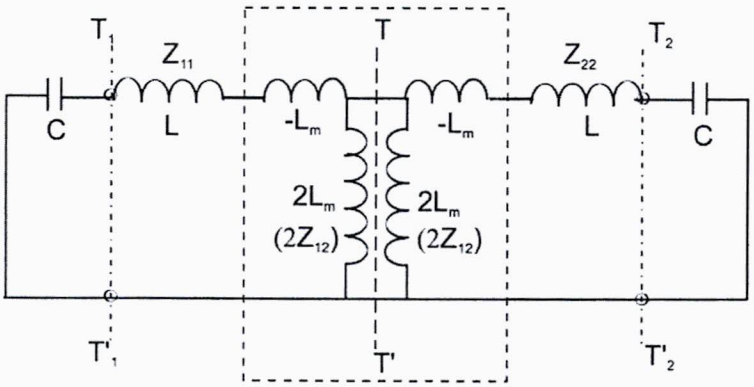
$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L_m \end{aligned} \tag{2-57}$$

วงจรเทียบเคียงที่แสดงดังภาพที่ 2-7(ข) รูปแบบนี้ให้ผลเหมือนกับพารามิเตอร์สองทางของวงจรที่แสดงดังภาพที่ 2-7(ก) ในทำนองเดียวกัน การคัปปลิ้งแบบแม่เหล็กระหว่างสองลูปเรโซแนนซ์ถูกแทนด้วยวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ (Impedance inverter) $K = \omega L_m$ ถ้าระนาบสมมาตร $T - T'$ ในภาพที่ 2-7(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามไฟฟ้า (หรือลัดวงจร) ผลของวงจรมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \tag{2-58}$$



(ก)



(ข)

ภาพที่ 2-7 (ก) วงจรเทียบเคียงการคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็กของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ล
(ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรเทียบเคียงซึ่งวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L_m$ แทนการคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็ก

จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้นสามารถพิสูจน์ได้ด้วยจากการจำลองแบบหนึ่งความยาวคลื่นเพราะผลการเชื่อมต่อลดฟลักซ์สะสมในวงจรหนึ่งเรโซเนเตอร์ เมื่อกำแพงสนามไฟฟ้าถูกใส่แทรกเข้าไปในระนาบสมมาตร ถ้าระนาบสมมาตรในภาพที่ 2-7(ข) ถูกแทนด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (หรือวงจรเปิด) ผลวงจรเรโซแนนซ์เดี่ยวมีความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L_m)C}} \tag{2-59}$$

ในกรณีนี้เมื่อค่าการคัปปลิ้งมีผลให้ค่าความเหนี่ยวนั้นมีค่าเพิ่มขึ้นหรือฟลักซ์สะสมในวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าลดลงดังนั้นจากสมการ (2-58) และ (2-59) สามารถหาสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

$$k_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \tag{2-60}$$

2.3.3 การคัปปลิ้งแบบผสม

สำหรับโครงสร้างของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ล ที่มีการผสมระหว่างการคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็กกับการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าแสดงดังภาพที่ 2-8(ก) โดย พารามิเตอร์ Y เป็นพารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางหากมองเข้าไปในด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2'$ ขณะที่พารามิเตอร์ Z เป็นพารามิเตอร์ของโครงข่ายสองทางมองเข้าไปในด้านขวาของระนาบอ้างอิง $T_1 - T_1'$ และด้านซ้ายของระนาบอ้างอิง $T_2 - T_2'$ ค่าพารามิเตอร์ Y และ Z ถูกกำหนดโดย

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_{22} = j\omega C \\ Y_{12} &= Y_{21} = j\omega C_m' \end{aligned} \tag{2-61}$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= Z_{22} = j\omega L \\ Z_{12} &= Z_{21} = j\omega L_m' \end{aligned} \tag{2-62}$$

เมื่อ C, L, C_m' และ L_m' คือ ค่าความจุตัวเอง, ค่าความเหนี่ยวนำตัวเอง, ค่าความเหนี่ยวนำร่วมและค่าความจุร่วมของวงจรเทียบเคียงองค์ประกอบแบบกลุ่มก้อนที่แสดงดังภาพที่ 2-8(ข) ซึ่งมีวิธีที่สามารถพิสูจน์วงจรผกผันอิมพีแดนซ์ (Impedance inverter) $K = \omega L_m'$ และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ (Admittance inverter) $J = \omega C_m'$ ซึ่งแทนการคัปปลิ้งสนามแม่เหล็กและการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าตามลำดับ โดยใส่แทรกกำแพงสนามไฟฟ้าและกำแพงสนามแม่เหล็กเข้าไปในระนาบสมมาตรของวงจรสมมูลใน ภาพที่ 2-8(ข) ตามลำดับ จะได้สมการดังนี้

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \tag{2-63}$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \tag{2-64}$$

จะเห็นได้ว่าทั้งการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก มีผลตอบสนองต่อการเลื่อนความถี่เรโซแนนซ์เหมือนกัน

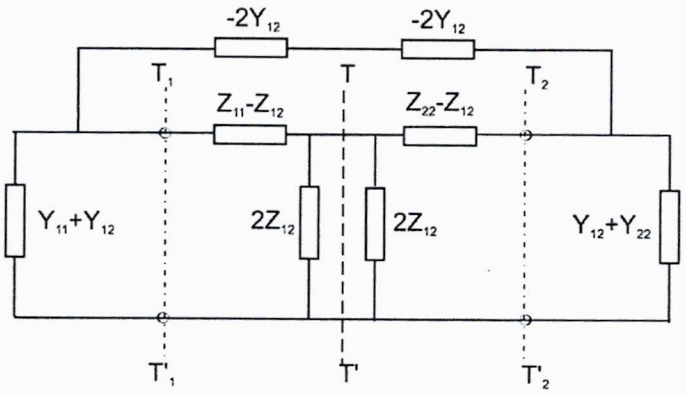
สามารถหาสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งแบบผสมได้ดังสมการ

$$k_X = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \tag{2-65}$$

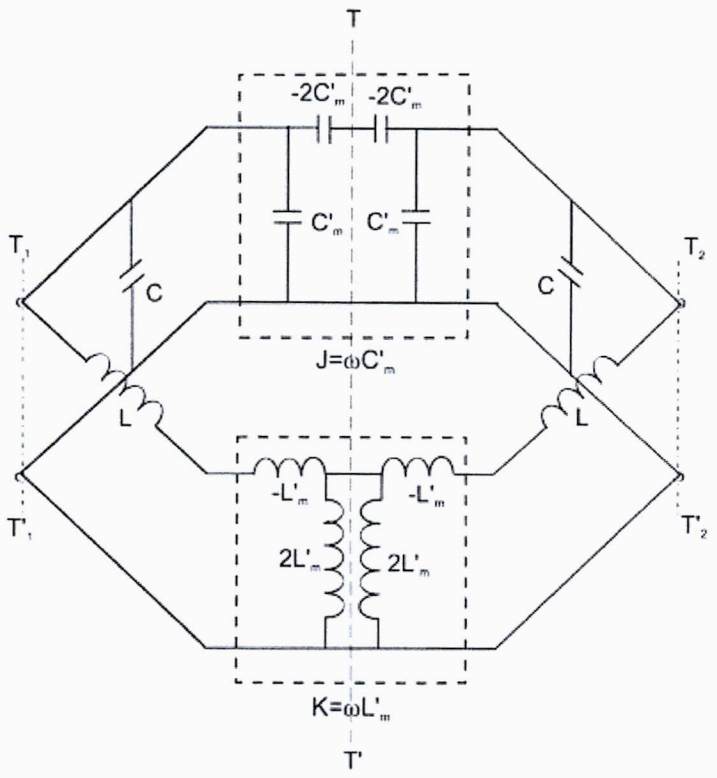
เมื่อ $L'_m C'_m \ll LC$ สามารถปรับสมการของค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งแบบผสมใหม่ได้ว่า

$$k_X \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \tag{2-66}$$

จะเห็นว่าการคัปปลิ้งผสมเป็นผลที่ได้มาจากการซ้อนทับ (Superposition) ของการคัปปลิ้งแบบสนามไฟฟ้าและการคัปปลิ้งแบบสนามแม่เหล็กนั่นเอง



(ก)

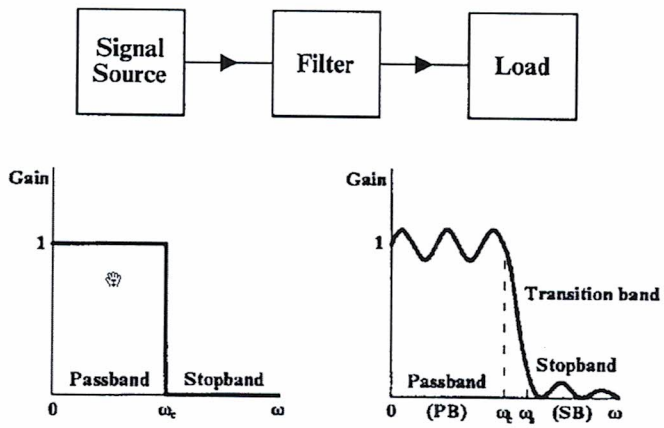


(ข)

ภาพที่ 2-8 (ก) วงจรเทียบเคียงการคัปปลิ้งแบบผสมของเรโซเนเตอร์แบบคัปเปิ้ล
(ข) รูปแบบอีกแบบหนึ่งของวงจรเทียบเคียงที่ผสมด้วยวงจรผกผันอิมพีแดนซ์ $K = \omega L_m$ และวงจรผกผันแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C_m$ แทนการคัปปลิ้งแบบผสม

2.4 วงจรกรองความถี่พาสซีฟ [1], [2]

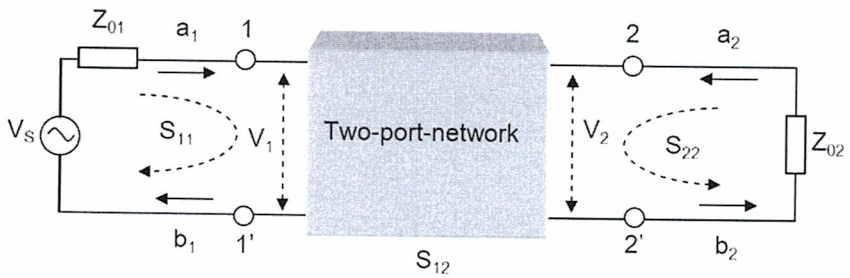
ปรกติโดยทั่วไปงานทางด้านวิศวกรรม สัญญาณที่ใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์สื่อสารต่างๆ ส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีค่าความถี่ใดๆ ตัวอย่างเช่น ระบบ WLAN ความถี่กลางที่ใช้จะมีค่าประมาณ 2.45 GHz ดังนั้นความถี่อื่นๆ จะต้องถูกตัดทิ้งไป ซึ่งในการออกแบบระบบข่ายงานสองขั้วที่ทำงานในลักษณะดังกล่าวนี้จะเรียกว่า ข่ายงานวงจรกรองความถี่สัญญาณไฟฟ้า (Electric filter network) ที่มีอยู่หลายชนิด ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่แถบผ่าน และวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยมีระบบการทำงานและตัวอย่างการตอบสนองสัญญาณดังภาพที่ 2-9



ภาพที่ 2-9 วงจรกรองความถี่และการตอบสนองทางความถี่

2.5 พารามิเตอร์แบบกระจัดกระจาย (Scattering Parameter) [1], [2]

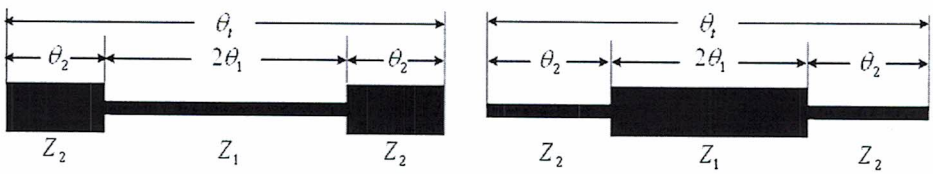
การวิเคราะห์ข่ายงานสื่อสารส่วนใหญ่แล้วเป็นการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์แบบอิมพีแดนซ์ (Parameters) แอดมิตแตนซ์ (Parameters) และ ABCD Matrix ในเทอมของความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 สำหรับในงานวิจัยนี้จะนำเสนอความสัมพันธ์ของคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อนในระบบของข่ายงานทางไฟฟ้าดังรูปที่ 2-10 สามารถอธิบายปรากฏการณ์การเคลื่อนที่ของคลื่นและบอกผลของอัตราส่วนของการแพร่กระจายของกำลังไฟฟ้าในระบบได้เป็นอย่างดี โดยการวิเคราะห์จากค่าพารามิเตอร์แบบกระจัดกระจาย (Scattering Parameter)



ภาพที่ 2-10 โครงข่ายแบบสองพอร์ตและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

2.6 คุณลักษณะของเรโซเนเตอร์แบบขั้น [4], [5]

โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะใช้เรโซเนเตอร์ที่เหมือนกันในการออกแบบแต่ผลเสียของผลตอบสนองที่เกิดในวงจรนั้นก็คือการเกิดฮาร์โมนิกส์ที่สองสามและสี่ ตามลำดับ จำเป็นต้องมีวิธีที่ใช้แก้หรือลดฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นในระบบ ในการใช้เทคนิคของโหมดฮาร์โมนิกส์ที่สูงกว่ากดความถี่ปลอมเทียมนั้นเป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบได้ โดยการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์ หรือค่าสัดส่วนของความยาวคลื่นในคุณสมบัติของเรโซเนเตอร์แบบขั้นได้[4], [5]



(ก) (ข)

ภาพที่ 2-11 โครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบขั้น (ก) $K = Z_2 / Z_1 < 1$ (ข) $K = Z_2 / Z_1 > 1$

เรโซเนเตอร์แบบขั้นไม่เพียงแต่ควบคุมความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงกว่าของฮาร์โมนิกส์ได้และยังสามารถลดขนาดวงจรได้อีกด้วย ซึ่งเรโซเนเตอร์แบบขั้นลักษณะพื้นฐานนั้น ประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ที่มีลักษณะเป็นสองส่วนที่มีค่าแตกต่างกันแสดงดังภาพที่ 2-11 โดยจะมีลักษณะแบบสมมาตรทั้งสองส่วนของอิมพีแดนซ์ Z_1, Z_2 และมีค่าความยาวสนามไฟฟ้า θ_1, θ_2 ที่แตกต่างกันในเรโซเนเตอร์หนึ่งตัว สามารถมองอิมพีแดนซ์จากจุดกลางของเรโซเนเตอร์ได้ว่า

$$Y_{in} = jY_2 \frac{2(K\tan\theta_1 + \tan\theta_2) + (K - \tan\theta_1 \tan\theta_2)}{K(1-\tan^2\theta_1)(1-\tan^2\theta_1) - 2(1-K^2)\tan\theta_1 \tan\theta_2} \tag{2-67}$$

สภาวะเรโซแนนซ์สามารถหาเงื่อนไขการเรโซแนนซ์ได้ว่า

$$K = \tan\theta_1 \tan\theta_2 \quad \text{และ} \quad -\cot\theta_1 \tan\theta_2 \tag{2-68}$$

เมื่อ K คือ สัดส่วนอิมพีแดนซ์ของเรโซเนเตอร์แบบขั้นโดย

$$K = \frac{Z_2}{Z_1} \tag{2-69}$$

หากให้ค่าของสัดส่วนความยาวสนามไฟฟ้าเป็น α สามารถแทนค่าของสัดส่วนสนามไฟฟ้าได้ดังนี้

$$\alpha = \frac{\theta_2}{\theta_1 + \theta_2} = \frac{2\theta_2}{\theta_t} \tag{2-70}$$

จากสมการที่ (2-69) และ (2-70) แทนลงในเงื่อนไขการเรโซแนนซ์

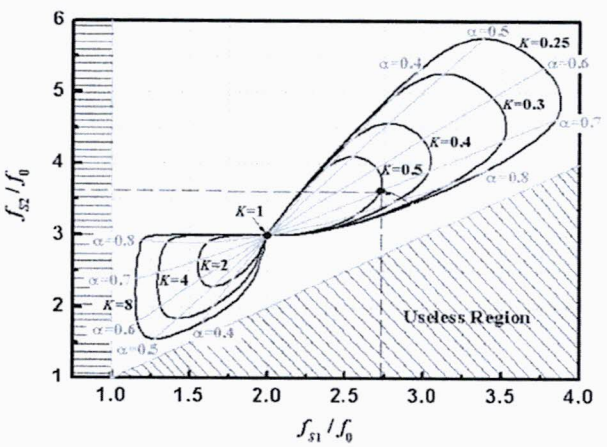
$$K \cdot \cot\left(\frac{1}{2}\alpha \cdot \theta_t\right) = \tan\left(\frac{1}{2}(1-\alpha) \cdot \theta_t\right) \tag{2-71}$$

และ

$$K \cdot \cot\left(\frac{1}{2}\alpha \cdot \theta_t\right) = -\cot\left(\frac{1}{2}(1-\alpha) \cdot \theta_t\right) \tag{2-72}$$

เมื่อสมการที่ (2-71) และ (2-72) แสดงให้เห็นถึงเงื่อนไขการเรโซแนนซ์ของโหมดคี่และโหมดคู่ตามลำดับ ซึ่งจะสามารถคำนวณหาค่าของความยาวคลื่นของความถี่มูลฐานและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สูงกว่าได้โดยการปรับค่าสัดส่วนอิมพีแดนซ์และค่าสัดส่วนความยาวสนามไฟฟ้าของเรโซเนเตอร์

ปัจจัยหลักในการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์ในงานวิจัยนี้จำเป็นต้องออกแบบเรโซเนเตอร์ที่มีความถี่มูลฐานเดียวกันแต่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมเทียม โดยเริ่มจากออกแบบไดเพล็กเซอร์ที่ประกอบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่สองวงจรโดยแต่ละวงจรกรองผ่านแถบความถี่นั้นจะต้องมีเรโซเนเตอร์ที่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันซึ่งสามารถคำนวณหาค่าความถี่มูลฐานฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งและสอง ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่า สัดส่วนอิมพีแดนซ์และสัดส่วนความยาวสนามไฟฟ้าได้ภาพที่ 2-12



ภาพที่ 2-12 ความสัมพันธ์ของความถี่ฮาร์โมนิกส์เทียบกับความถี่มูลฐานของเรโซเนเตอร์แบบขั้น

โดยภาพที่ 2-12 เป็นการวิเคราะห์โดย [19] สามารถแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของ สัดส่วนความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งและฮาร์โมนิกส์ที่สองต่อความถี่มูลฐาน (f_{s1}/f_0 และ f_{s2}/f_0) จากกราฟจะเห็นได้ว่าสามารถออกแบบความถี่ฮาร์โมนิกส์ได้โดยการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์และความยาวสนามไฟฟ้า

การออกแบบสามารถกำหนดให้เรโซเนเตอร์นั้นมีค่าความยาวของสนามไฟฟ้าแต่ละส่วนมีค่าเท่ากัน โดยที่ $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ เมื่อเงื่อนไขสภาวะการเรโซแนนซ์เป็นตัวกำหนดในการหาค่าความยาวสนามไฟฟ้าจะได้ว่า

$$\theta = \tan^{-1}\sqrt{K} \tag{2-73}$$

ค่าความยาวของสนามไฟฟ้าของความถี่มูลฐานและอัตราส่วนของความถี่สามารถหาได้จาก

$$\theta_T = 2\theta = 2\tan^{-1}\sqrt{K} \tag{2-74}$$

$$\frac{f_{s1}}{f_0} = \frac{\pi}{2\tan^{-1}\sqrt{K}}, \frac{f_{s2}}{f_0} = \frac{\pi}{\tan^{-1}\sqrt{K}} - 1 \tag{2-75}$$

เมื่อ f_0, f_{s1} และ f_{s2} คือความถี่มูลฐาน ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งและความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่สองตามลำดับ

บทที่ 3
การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง

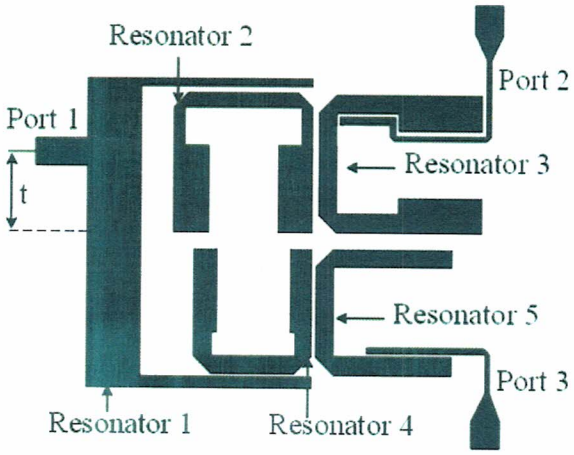
การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างสำหรับงานวิจัยนี้แบ่งในของการออกแบบเป็นสองส่วน คือ ส่วนแรกจะเป็นศึกษาและออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบสองแถบโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม ส่วนที่สองจะเป็นการพัฒนาวงจรกรองผ่านแถบความถี่ให้เป็นแบบสามแถบความถี่ ซึ่งมีการพัฒนาโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมด โดยทั้งสองส่วนนั้นใช้เทคนิคในการออกแบบวงจรให้มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างโดยให้ใช้ฮาร์โมนิกส์หลายโมดต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมในระบบ ซึ่งในบทนี้จะได้กล่าวถึงขั้นตอนในการออกแบบโดยละเอียดดังนี้

3.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกสองแถบความถี่

โดยทั่วไปแล้วกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้สำหรับการแยกความถี่หรือวงจรไดเพล็กเซอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แยกช่องสัญญาณความถี่ของเครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณซึ่งวงจรไดเพล็กเซอร์เป็นวงจรที่มีขาเข้าของสัญญาณร่วมกันของทั้งสองวงจรแถบกรองความถี่แต่จะมีการแยกของสัญญาณขาออกหรือประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่สองแถบที่สามารถแยกอิสระจากกันในการใช้งาน ในอดีตที่ผ่านมาการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์จะใช้เรโซเนเตอร์ในการออกแบบนั้นสามารถออกแบบลักษณะตามโครงสร้างของเรโซเนเตอร์ ตัวอย่างเช่น Two filter using hairpin resonators [12], hybrid resonators [14] square open loop resonators [20], และ Stepped- impedance resonators [21] อย่างไรก็ตามถึงแม้จะมีการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์หลายๆ รูปแบบซึ่งให้ผลตอบสนองที่ความสูญเสียต่ำและการแยกสัญญาณระหว่างพอร์ตที่ชัดเจน แต่วงจรไดเพล็กเซอร์ที่กล่าวมาข้างต้นนั้นยังขาดผลตอบสนองของการหยุดแถบความถี่ที่กว้าง

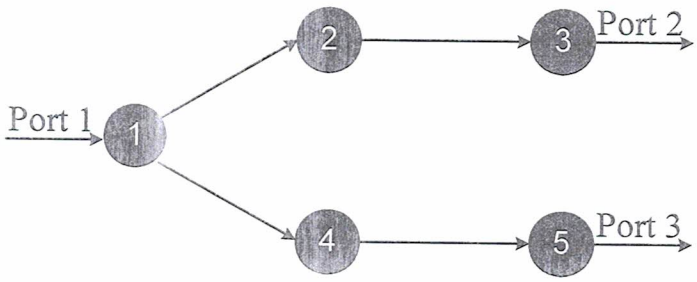
3.1.1 โครงสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์

ประเด็นสำคัญอีกประเด็นหนึ่งคือ ขนาดของวงจรกล่าวคือขนาดของวงจรไดเพล็กเซอร์ที่กล่าวมาข้างต้นนั้นยังมีขนาดใหญ่พอสมควร ดังนั้นบทความนี้จึงได้เสนอเทคนิคการออกแบบใช้เรโซเนเตอร์ร่วมเพื่อลดขนาดวงจรไดเพล็กเซอร์นั้นให้มีขนาดเล็กลงซึ่งสามารถออกแบบโครงสร้างได้ดังภาพที่ 3-1



ภาพที่ 3-1 โครงสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์ที่มีการคัปปลิ้งผ่านสัญญาณแบบขนาน

จากภาพที่ 3-1 เป็นโครงสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์ที่ให้ผลตอบสนองของการแยกความถี่สองแถบความถี่ โดยแถบที่หนึ่ง เป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ย่านความถี่ 2.00 – 2.50 GHz ประกอบด้วยเรโซเนเตอร์ที่ 1, 2 และ 3 ในส่วนของแถบที่สองเป็นการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ย่านความถี่ 3.40 – 3.60 GHz ประกอบด้วยเรโซเนเตอร์ที่ 1, 4 และ 5 ตามลำดับ สามารถแสดงวงจรเทียบเคียงได้ดังภาพที่ 3-2



ภาพที่ 3-2 โครงสร้างการคัปปลิ้งผ่านสัญญาณของวงจรไดเพล็กเซอร์

โครงสร้างในภาพที่ 3-2 นั้นโครงสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์ที่ให้ผลตอบสนองของการแยกความถี่สองแถบความถี่และยังให้ผลตอบสนองของย่านหยุดแถบความถี่กว้าง ซึ่งออกแบบจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่สองวงจร โดยใช้เรโซเนเตอร์แบบขั้นสำหรับการคัปปลิ้งผ่านของสัญญาณแบบขนานที่มีผลตอบสนองแบบ Chevbyshev

3.1.2 การออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์แบบ 3 โพลที่มีการคัปปลิ้งแบบขนาน

การออกแบบวงจรกรองความถี่ 3 โพล ที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานนั้นสามารถออกแบบได้จากภาพที่ 3-1 โดยทั้งคู่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ประกอบด้วยเรโซเนเตอร์แบบขั้นทั้งหมด 3 ตัว มีลักษณะต่างกันซึ่งสามารถคำนวณตามทฤษฎีในบทที่ 2 ซึ่งแสดงรายละเอียดดังตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าเรโซเนเตอร์แต่ละตัวนั้นเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันซึ่งเกิดจากการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์ และสามารถแสดงผลตอบสนองได้ดังภาพที่ 3-3

ไดเพล็กเซอร์ออกแบบด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่มูลฐาน 2.45 GHz และ 3.50 GHz มีค่าสัดส่วนแบนวิดท์เท่ากับ 4.08% และ 5.72% ตามลำดับ ทำการออกแบบวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880 ที่มีค่าไดอิเล็กทริคสัมพัทธ์เท่ากับ 2.2 หนา 0.8 มิลลิเมตร และมีค่าเทนเจนต์การสูญเสีย 0.009 ออกแบบจากค่าของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev ที่มีค่าการกระเพื่อม 0.1 dB ใช้ค่า $g_0 = 1,\ g_1 = 1.0315,\ g_2 = 1.1474$ และ $g_3 = 1.0315$ และ สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งระหว่างเรโซเนเตอร์และค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกได้จาก

สำหรับ filter 1 @ 2.45 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left|\frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}\right| = 0.0375 \tag{3-1}$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 25.28 \tag{3-2}$$

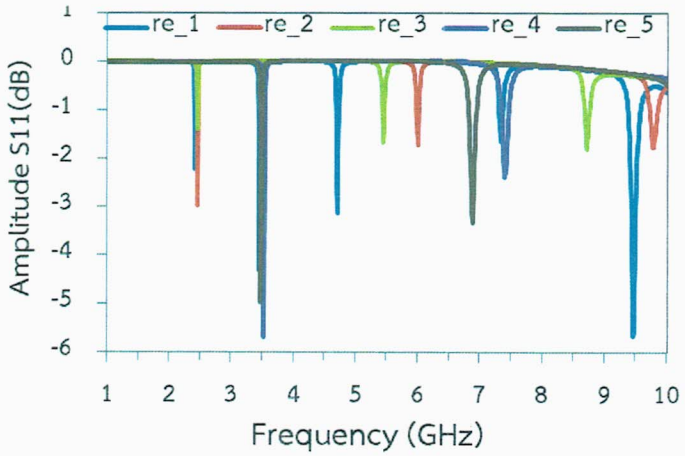
สำหรับ filter 2 @ 3.50 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left|\frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}\right| = 0.0525 \tag{3-3}$$

$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 18.03 \tag{3-4}$$

ตารางที่ 3-1 รายละเอียดการออกแบบพารามิเตอร์สำหรับเรโซเนเตอร์แบบขั้นของวงจรไดเพล็กเซอร์

SIRs	f_0 (GHz)	f_{s1} (GHz)	f_{s2} (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



ภาพที่ 3-3 ผลการตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบขั้น

จากภาพที่ 3-3 และรายละเอียดการออกแบบเรโซเนเตอร์แบบขั้นดังตารางที่ 3-1 แสดงให้เห็นว่าเรโซเนเตอร์ 2 และ 3 นั้น เรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันที่ความถี่ 2.45 GHz แต่มีค่าของความถี่ฮาโมนิกส์ต่างกัน เช่นเดียวกับเรโซเนเตอร์ 4, 5 มีค่าของความถี่มูลฐาน เท่ากับ 3.50 GHz ตามลำดับ แต่ผลตอบสนองของความถี่ฮาโมนิกส์ที่ต่างกัน นอกจากนี้ยังมีผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ที่ 1 ซึ่งมีผลตอบสนองของความถี่การเรโซแนนซ์ที่ย่านความถี่มูลฐาน (f_0) เท่ากับ 2.45 GHz และความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่ง (f_{s1}) เท่ากับ 3.50 GHz เพื่อใช้เป็นเรโซเนเตอร์ร่วมที่สามารถแบ่งผลตอบสนองได้ทั้งสองแถบความถี่

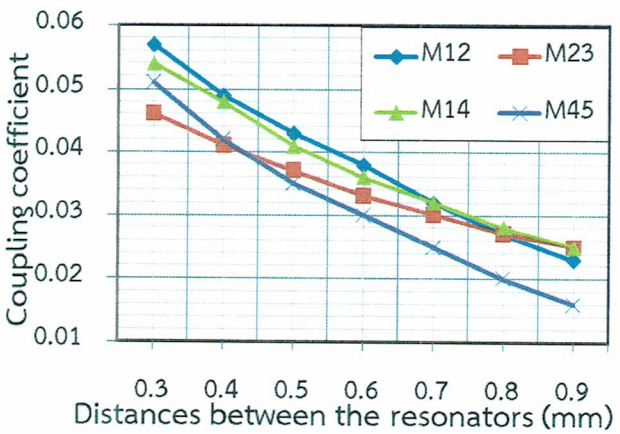
การใช้โปรแกรมจำลองสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งและตัวประกอบคุณภาพภายนอกได้จาก

$$M_{ij} = \frac{f_2^{\,2} - f_1^{\,2}}{f_2^{\,2} + f_1^{\,2}} \tag{3-5}$$

$$Q_e = \frac{f_0}{\delta f_{3-dB}} \tag{3-6}$$

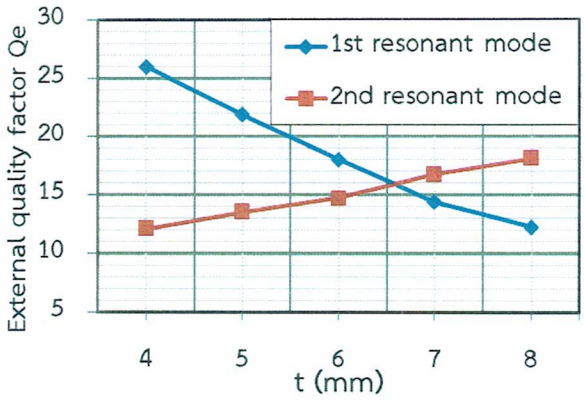
เมื่อ M_{ij} คือค่าคัปปลิ้งระหว่างเรโซเนเตอร์ i, j และ δf_{3-dB} คือ 3dB แบนวิดท์ ของเรโซเนเตอร์ อินพุตและเอาท์พุต

จากสมการที่ (3-1) และ (3-3) สามารถเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณกับการพล็อตกราฟของสมการที่ (3-5) เพื่อหาระยะห่างได้ดังภาพที่ 3-4 ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ สำหรับ Filter 1 @ 2.45 GHz ได้ค่า d_{12}=0.7 mm, d_{23}=0.6 mm สำหรับ Filter 2 @ 3.50 GHz ได้ค่า d_{12}=0.4 mm, d_{23}=0.3 mm



ภาพที่ 3-4 ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรไดเพล็กเซอร์

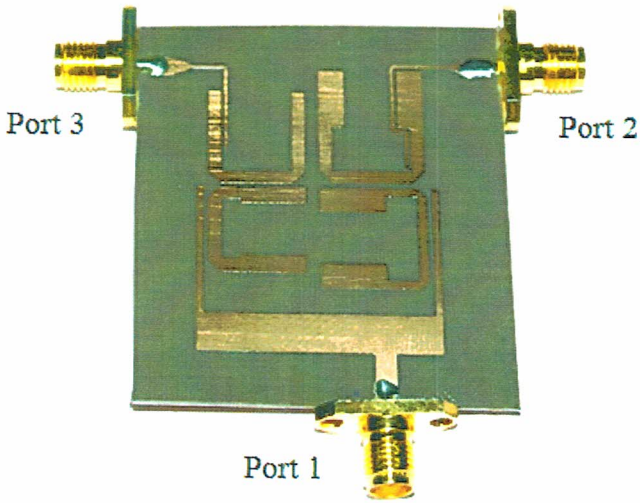
จากสมการที่ (3-2) และ (3-4) สามารถเทียบค่าตัวประกอบภายนอกกับค่าตำแหน่ง t ของสายป้อนสัญญาณที่ได้จากการคำนวณกับการพล็อตกราฟของสมการที่ (3-6) เพื่อหาระยะของพอร์ตอินพุต ได้ดังภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 ผลการเปรียบเทียบตัวประกอบภายนอกกับค่าตำแหน่ง t ของสายป้อนสัญญาณ

3.1.3 การสร้างชิ้นงานวงจรไดเพล็กเซอร์

การสร้างชิ้นงานจริงเมื่อได้ขนาดและระยะห่างของเรโซเนเตอร์จากนั้นทำการสร้างวงจรไดเพล็กเซอร์บนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ดังภาพที่ 3-6 โดย ภาพที่ 3-5 เป็นวงจรไดเพล็กเซอร์ที่มีขนาด (35mm)x(30mm) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.4 λ_g และ 0.35 λ_g เมื่อ λ_g คือค่าความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรองของความถี่มูลฐานย่านความถี่ 2.45 GHz



ภาพที่ 3-6 วงจรไดเพล็กเซอร์ที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880

3.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกสามแถบความถี่

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกสามแถบความถี่หรือไตรเพล็กเซอร์ นั้นสามารถออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์ซึ่งใช้หลักการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบในการออกแบบ หากกล่าวถึงการออกแบบวงจรในลักษณะของการกรองผ่านแถบความถี่นั้น ประเด็นที่นักวิจัยเล็งเห็นถึงความสำคัญนั้นประกอบด้วย ประเด็นดังต่อไปนี้ คือ การออกแบบที่สามารถควบคุมความถี่ได้ง่าย ค่าความสูญเสียต่ำ มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง รวมถึงขนาดของวงจรที่มีขนาดกะทัดรัด ล้วนเป็นประเด็นที่นักวิจัยกำลังพัฒนาอย่างต่อเนื่อง วงจรไตรเพล็กเซอร์นั้นนอกจากการออกแบบวงจรโดยใช้เรโซเนเตอร์ในหลายรูปแบบที่ต่างกันไปแล้ว สำหรับการสร้างพอร์ตอินพุตให้เกิดความสมดุลนั้นก็เป็นประเด็นที่มองข้ามไม่ได้ซึ่งสามารถออกแบบได้จากการใช้ลักษณะการต่อโดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม (Common - Resonator Triplexer) [16] ใช้ลักษณะการต่อแบบสตาร์ (Star-Junction Topology) [22] ใช้ลักษณะการต่อแบบ T หรืออาจใช้ลักษณะของการแมทชิ่งในรูปแบบอื่น ที่ใช้ทฤษฎีคล้ายคลึงกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ทั่วๆ ไป อย่างไรก็ตามแม้การออกแบบวงจรไตรเพล็กเซอร์ในหลายๆ รูปแบบ ซึ่งให้ผลตอบสนองที่ความสูญเสียต่ำ และการแยกสัญญาณระหว่างพอร์ตที่ชัดเจน แต่วงจรไตรเพล็กเซอร์ที่กล่าวมาข้างต้นนั้นยังขาดผลตอบสนองของการหยุดแถบความถี่ที่กว้าง และยังมีข้อจำกัดทางด้านขนาดของวงจร

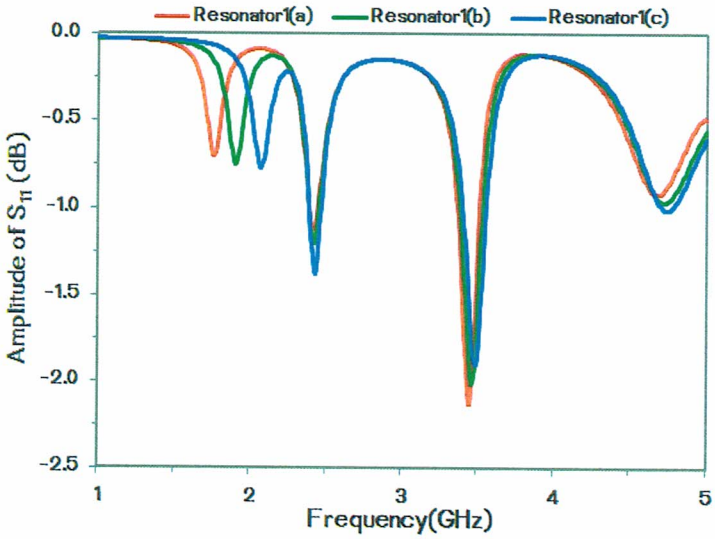
งานวิจัยนี้จึงนำเสนอการออกวงจรไตรเพล็กเซอร์ที่พัฒนาต่อจากวงจรไดเพล็กเซอร์ในหัวข้อที่ผ่านมาข้างต้น ซึ่งให้ผลตอบสนองที่ความสูญเสียต่ำ การแยกชัดของสัญญาณระหว่างพอร์ตที่ชัดเจนเช่นเดียวกับวงจรไตรเพล็กเซอร์ทั่วๆไป แต่จะให้ผลตอบสนองของการหยุดแถบความถี่ที่กว้างโดยใช้การออกแบบเรโซเนเตอร์แบบขั้นโดยควบคุมให้ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมที่เกิดขึ้นในระบบกรองสัญญาณ รวมถึงการลดขนาดของวงจรให้มีขนาดกะทัดรัด โดยการใช้เรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมด โดยบทความนี้มีรายละเอียดในการออกแบบเรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมด ทฤษฎีสำหรับการออกแบบวงจรซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.2.1 เรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมด

การออกแบบเรโซเนเตอร์ร่วมกัน(Common Resonator) เพื่อสามารถทำให้ได้ผลตอบสนองของความถี่หลายๆ แถบนั้น อาจจะต้องใช้เทคนิคสำหรับการออกแบบเพิ่มเติมนอกเหนือจากคุณลักษณะของเรโซเนเตอร์แบบขั้นเนื่องจากข้อจำกัดของเรโซเนเตอร์แบบขั้นนั้นไม่สามารถตอบสนองการเรโซแนนซ์แถบความถี่ที่ใกล้กันมากๆได้ ตามผลตอบสนองกราฟคุณลักษณะของเรโซเนเตอร์แบบขั้นในบทที่ 2

ตัวอย่างเช่น หากต้องการออกแบบเรโซเนเตอร์ให้ตอบสนองย่านความถี่ 2.05 GHz และ 2.45 GHz จะเห็นได้ว่า $f_{s1}/f_0 = 1.19$ ซึ่งเป็นข้อจำกัดของผลตอบสนองนั่นเอง ดังนั้นบทความนี้จึงนำเสนอการออกแบบโดยใช้เรโซเนเตอร์แบบสองโมดเพื่อลดข้อจำกัดในส่วนนี้ลงได้

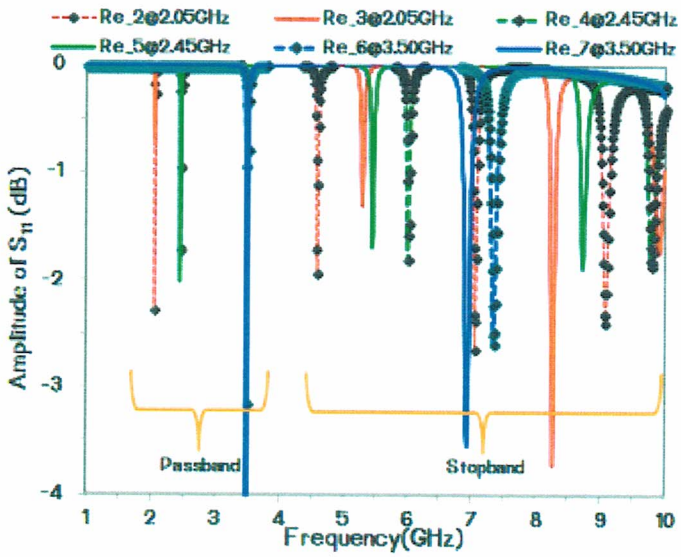
เบื้องต้นสำหรับการออกแบบโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบสองโมดนั้น ออกแบบโดยใช้ผลตอบสนองที่ย่านความถี่ของเรโซเนเตอร์แบบขั้นที่ย่าน 2.45 GHz และ 3.50 GHz โดยการปรับค่าสัดส่วนอิมพีแดนซ์และความยาวสนามไฟฟ้า เมื่อได้ผลตอบสนองตามความต้องการจากนั้นปรับเรโซเนเตอร์ให้เป็นเรโซเนเตอร์แบบสองโมด ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่เรโซแนนซ์จากความยาวของค่า L_1 มีผลตอบสนองดังภาพที่ 3-7 โดยที่ใช้ค่า $W_1 = 0.7$ mm. และในส่วนของการออกแบบเรโซเนเตอร์ 2, 3, 4, 5, 6 และ 7 นั้นใช้คุณสมบัติของเรโซเนเตอร์แบบขั้นซึ่งมีผลตอบสนองการเรโซแนนซ์ดังภาพที่ 3-8



ภาพที่ 3-7 ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ 1 แบบ Dual mode

จากผลตอบสนองดังภาพที่ 3-6 แสดงให้เห็นว่าหลังจากการออกแบบเรโซเตอร์ 1 ให้เรโซแนนซ์ย่านความถี่ 2.45 GHz และ 3.50 GHz แล้ว เพียงแค่ปรับโครงสร้างใหม่ ให้เป็นแบบ Dual-mode โดยการเพิ่มสายนำสัญญาณที่มีค่ายาว L_1 และมีค่าความหนาของสายส่งสัญญาณ W_1 แล้ว ทำให้เกิดผลตอบสนองในการเรโซแนนซ์เพิ่มอีกหนึ่งความถี่ ในย่านความถี่ 1.8-2.2 GHz เพื่อลดข้อจำกัดในการออกแบบจากผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์แบบขั้น

ในส่วนการออกแบบเพื่อให้ได้ตามผลตอบสนองดังภาพที่ 3-7 นั้นเกิดจากการออกแบบเรโซเนเตอร์ 1 จะเห็นได้ว่าผลการเปลี่ยนแปลงของผลตอบสนองนั้นเกิดจากการปรับความยาว 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., $W_1 = 0.70$ mm.



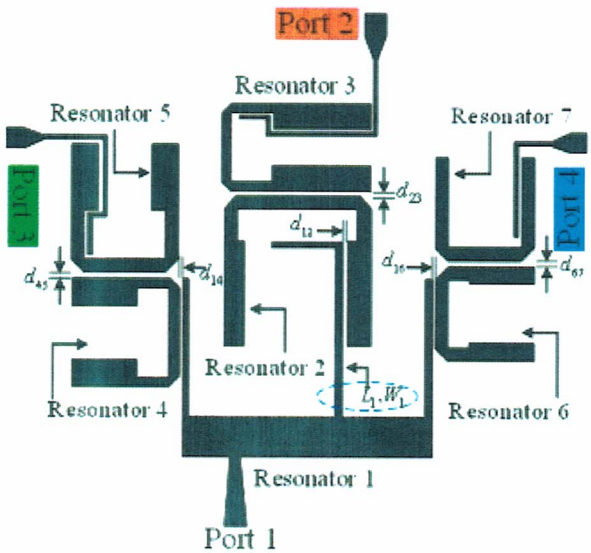
ภาพที่ 3-8 ผลตอบสนองของเรโซเนเตอร์ 2, 3, 4, 5, 6, 7

จากภาพที่ 3-8 จะเห็นว่าเรโซเนเตอร์ 2 และ 3 นั้น เรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันที่ความถี่ 2.05GHz แต่มีค่าของความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกัน เช่นเดียวกับเรโซเนเตอร์ 4, 5 และเรโซเนเตอร์ 6, 7 ซึ่งมีค่าของความถี่มูลฐาน เท่ากับ 2.45 และ 3.50 GHz ตามลำดับ แต่ผลตอบสนองของความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ต่างกัน

3.2.2 ออกแบบวงจรกรองความถี่ 3 โพล โดยใช้เรโซเนเตอร์ร่วม

การออกออกวงจรไตรเพล็กเซอร์บทความนี้ใช้ลักษณะการออกแบบวงจรกรองความถี่ 3 โพลที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานสามารถออกแบบได้ดังภาพที่ 3-9 โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งสามแถบประกอบด้วยเรโซเนเตอร์แบบขั้นทั้งหมด 3 ตัว มีลักษณะต่างกันซึ่งสามารถคำนวณตามทฤษฎีใน

บทที่ 2 แสดงในตารางที่ 3-2 จะเห็นได้ว่าเรโซเนเตอร์แต่ละตัวนั้นเรโซแนนซ์ที่ความถี่มูลฐานเดียวกันแต่มีความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างกันซึ่งเกิดจากการปรับสัดส่วนอิมพีแดนซ์



ภาพที่ 3-9 โครงสร้างไตรเพล็กเซอร์ที่มีสามวงจรกรองผ่านแถบความถี่

ตารางที่ 3-2 พารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรไตรเพล็กเซอร์

	Resonator 2	Resonator 3	Resonator 4	Resonator 5	Resonator 6	Resonator 7
f_0 (GHz)	**2.05**	**2.05**	**2.45**	**2.45**	**3.50**	**3.50**
f_{s1} (GHz)	**4.56**	**5.16**	**6.17**	**5.69**	**7.41**	**7.00**
f_{s2} (GHz)	**7.06**	**8.27**	**9.89**	**8.93**	**11.31**	**10.50**
Impedance ratio K	**0.72**	**0.52**	**0.52**	**0.64**	**0.84**	**1.00**
Length ratio α	**0.50**	**0.50**	**0.50**	**0.50**	**0.50**	**0.50**
Electrical Length θ°	**80.96**	**71.46**	**71.47**	**77.46**	**85.05**	**90.00**

การออกแบบไตรเพล็กเซอร์ด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีความถี่มูลฐาน 2.05 GHz, 2.45 GHz และ 3.50 GHz มีค่าสัดส่วนแบนวิดท์เท่ากับ 4.87%, 4.08% และ 5.72% ตามลำดับ ซึ่งออกแบบวงจรบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880 ที่มีค่าไดอิเล็กทริคสัมพัทธ์เท่ากับ 2.2 หนา 0.8 มิลลิเมตร และมีค่าเทนเจนต์การสูญเสีย 0.009 ออกแบบจากค่าของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Chebyshev ที่มีค่าการ

กระเพื่อม 0.1 dB ใช้ค่า g_0=1, g_1=1.0315, g_2=1.1474, g_3=1.0315 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งระหว่างเรโซเนเตอร์และค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกได้จากสมการที่ (3-7) ถึง (3-9)

สำหรับ passband 1 @2.05 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left|\frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}\right| = 0.0448, \quad Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 21.15 \tag{3-7}$$

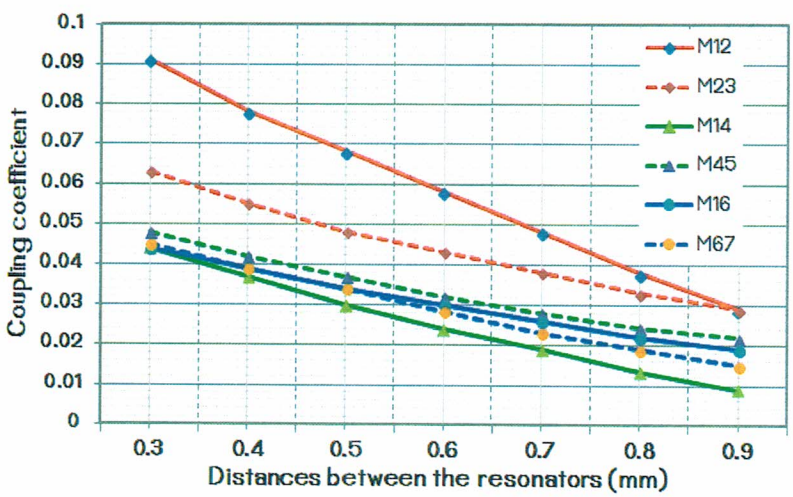
สำหรับ passband 2 @2.45 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left|\frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}\right| = 0.0375, \quad Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 25.28 \tag{3-8}$$

สำหรับ passband 3 @3.50 GHz

$$|M_{12}| = |M_{23}| = \left|\frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}}\right| = 0.0525, \quad Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} = 18.03 \tag{3-9}$$

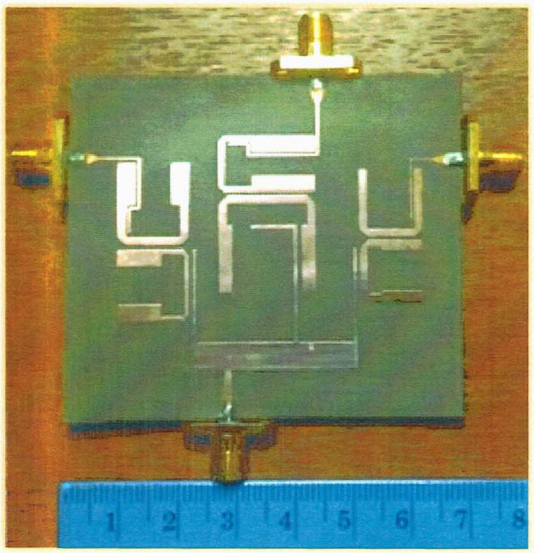
จากสมการที่ (3-7) ถึง (3-9) สามารถเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณกับการพล็อตกราฟของสมการที่ (3-5) เพื่อหาระยะห่างได้ดังภาพที่ 3-10 เช่นเดียวกับวงจรไดเพล็กเซอร์ในหัวข้อที่ผ่านมาข้างต้น



ภาพที่ 3-10 ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิ้งกับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์ของวงจรไตรเพล็กเซอร์

3.2.3 การสร้างชิ้นงานวงจรไตรเพล็กเซอร์

การสร้างชิ้นงานจริงเมื่อได้ขนาดและระยะห่างของเรโซเนเตอร์จากนั้นทำการสร้างวงจรไตรเพล็กเซอร์บนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ดังภาพที่ 3-11 โดยภาพที่ 3-11 เป็นวงจรไตรเพล็กเซอร์ที่มีขนาด (67.95mm)x(58.87mm) ซึ่งมีค่าความยาวและความกว้างประมาณ 0.63 λ_g และ 0.55 λ_g ตามลำดับ เมื่อ λ_g คือค่าความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรองของความถี่มูลฐานย่านความถี่ 2.05 GHz



ภาพที่ 3-11 วงจรไตรเพล็กเซอร์ที่สร้างขึ้นบนแผ่นวงจรพิมพ์ Arlon 5880

บทที่ 4

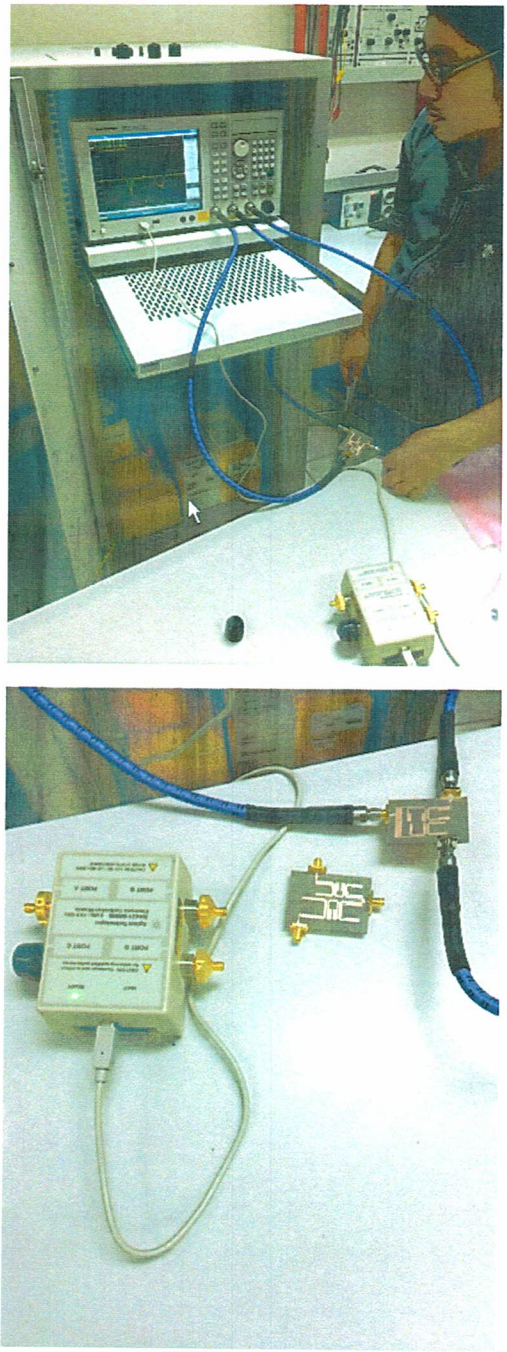
การทดลองและผลการทดลอง

บทที่ผ่านมาเป็นส่วนของทฤษฎีและหลักการออกแบบของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกความถี่หลายแถบ ในส่วนของงานวิจัยบทนี้เป็นการนำผลจากการออกแบบทำการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดและทดสอบชิ้นงานจริงที่สร้างขึ้น

การวัดทดสอบแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นผลการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกความถี่สองแถบความถี่หรือวงจรไดเพล็กเซอร์ และส่วนที่สองเป็นผลการทดสอบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบแยกความถี่สามแถบความถี่หรือวงจรไตรเพล็กเซอร์ โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดทดสอบคือเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าของบริษัท (Agilent Technologies) แบบ 4 port

วิธีการวัดทดสอบวงจรกรองผ่านแถบถี่ทั้งสองวงจรที่ได้ทำการศึกษาและออกแบบในบทที่ผ่านมานั้นมีวิธีและลักษณะการวัดที่เหมือนกัน แต่มีลักษณะการวัดต่างกัน โดยวงจรแรกเป็นการวัดทดสอบวงจรไดเพล็กเซอร์ ซึ่งจะใช้ลักษณะการวัดวงจรแบบ 3 port และ วงจรไตรเพล็กเซอร์จะใช้ลักษณะการวัดวงจรแบบ 4 port โดยพารามิเตอร์ที่ทำการวัดนั้นมีอยู่ 3 พารามิเตอร์ คือ สำหรับการวัดวงจรไดเพล็กเซอร์จะวัด ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21}, S_{31} (Insertion loss) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} (Return- loss) ค่าการแบ่งแยกระหว่างพอร์ต S_{23} (Isolation) และการวัดวงจรไตรเพล็กเซอร์จะวัดค่า ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก S_{21}, S_{31}, S_{41} (Insertion loss) ค่าความสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ S_{11} (Return- loss) ค่าการแบ่งแยกระหว่างพอร์ต S_{23}, S_{34}, S_{42} (Isolation) โดยวิธีการวัดทดสอบดังแสดงดังภาพที่ 4-1

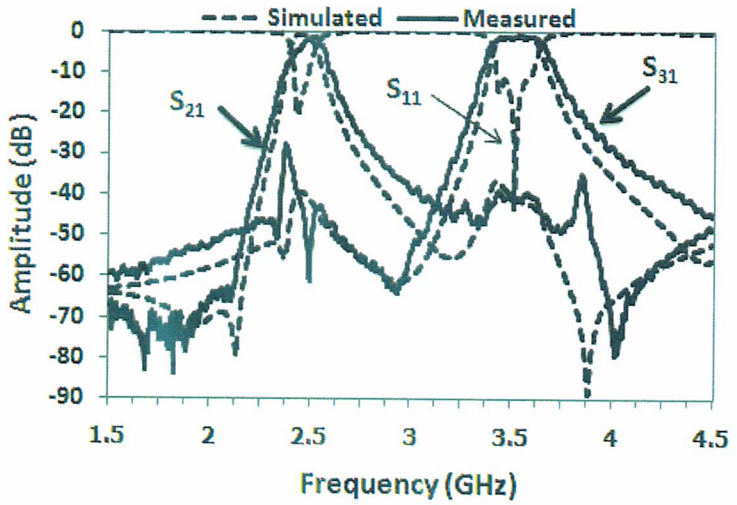
นอกจากการวัดทดสอบในส่วนของพารามิเตอร์ที่กล่าวมาแล้ว งานวิจัยนี้ได้นำเสนอถึงผลตอบสนองที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง ดังนั้นจำเป็นต้องมีการแสดงผลการวัดในย่านความถี่กว้าง ซึ่งรายละเอียดสำหรับการวัดนั้นสามารถแสดงได้ในหัวข้อที่ 4.1 และหัวข้อที่ 4.2 ตามลำดับ



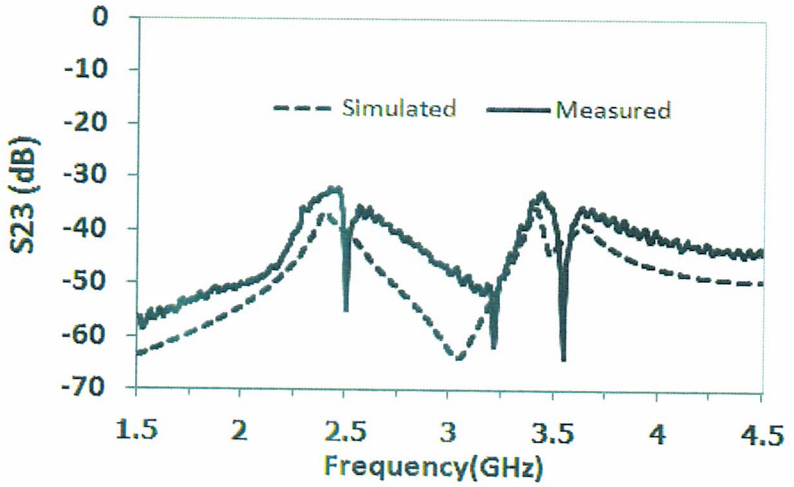
ภาพที่ 4-1 การต่อวงจรเพื่อใช้ในการวัดทดสอบ

4.1 การวัดทดสอบวงจรไดเพล็กเซอร์

การวัดชิ้นงานจริงของวงจรไดเพล็กเซอร์จากภาพที่ 4-1 นั้นเมื่อวัดด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายทางไฟฟ้า สามารถแสดงค่า พารามิเตอร์กระจัดกระจายในการส่งผ่านและค่าการแยกออกระหว่างพอร์ตของวงจรไดเพล็กเซอร์เมื่อเทียบกับผลการจำลองสามารถแสดงดังภาพที่ 4-2 และ ภาพที่ 4-3 ตามลำดับ โดยมีค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งสอง ต่ำกว่า -15dB ความสูญเสียจากการใส่แทรก $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ ช่วงแถบความถี่ผ่านมีค่าประมาณ 1.40 dB และ 1.35 dB ในย่านความถี่ 2.45 และ 3.50 GHz ตามลำดับ



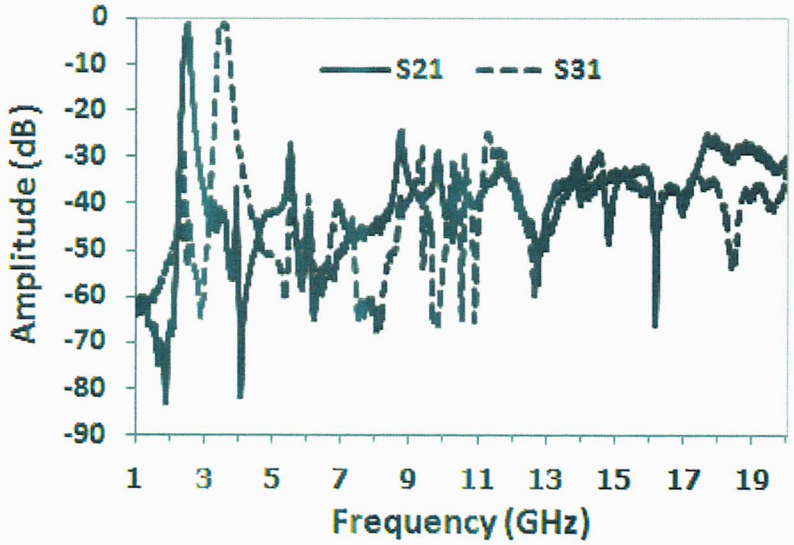
ภาพที่ 4-2 ผลการจำลองและวัดทดสอบพารามิเตอร์กระจัดกระจายของวงจรไดเพล็กเซอร์



ภาพที่ 4-3 ผลการจำลองและวัดทดสอบค่าการแยกออกระหว่างพอร์ตของวงจรไดเพล็กเซอร์

ภาพที่ 4-3 มีค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกระหว่างพอร์ตสองและสามประมาณ 30 dB แสดงให้เห็นว่ามีการแบ่งแยกออกระหว่างพอร์ตที่ดี โดยค่าที่ได้จากการวัดในภาพที่ 4-2 และภาพที่ 4-3 นั้นแสดงให้เห็นได้ว่ามีค่าที่ได้จากการวัดทดสอบสอดคล้องกับค่าได้จากการจำลอง

เมื่อทำการวัดวงจรไดเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้างโดยมีการวัดเริ่มต้นตั้งแต่ความถี่ 1 GHz ถึง 20 GHz สามารถแสดงผลการวัดค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกได้ดังภาพที่ 4-4



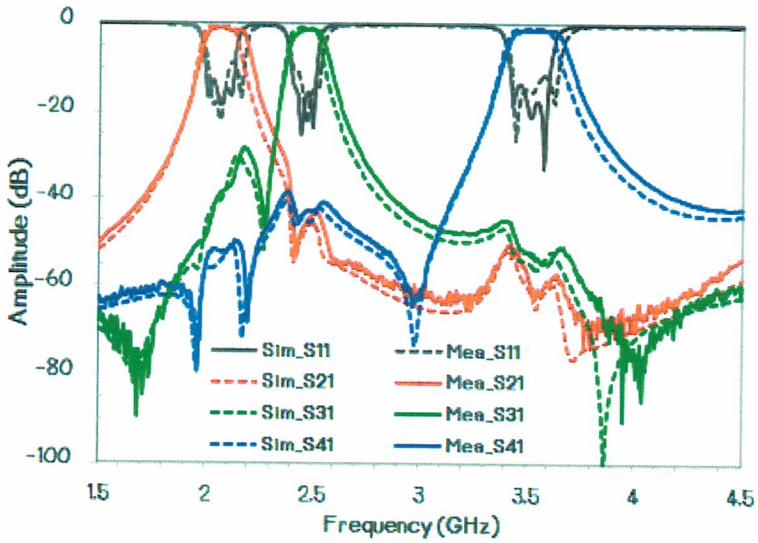
ภาพที่ 4-4 ผลการวัดวงจรไดเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้าง

จากภาพที่ 4-4 แสดงให้เห็นว่ามีค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกซึ่งมีย่านหยุดแถบความถี่ที่ต่ำ 30 dB นั่นคือวงจรไดเพล็กเซอร์แบบสามโพลที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานที่มีผลตอบสนองแบบ Chebyshev มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างถึง $8f_{01}$ และ $5.5f_{02}$ ของความถี่มูลฐานตามลำดับ

4.2 การวัดทดสอบวงจรไตรเพล็กเซอร์

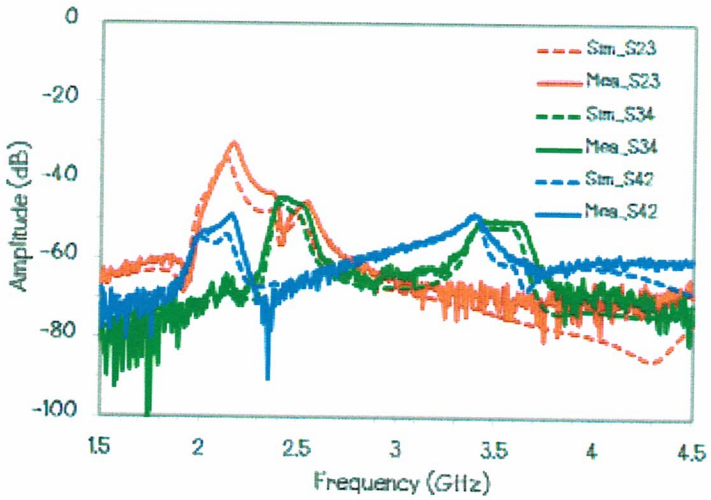
ผลการวัดชิ้นงานจริงของวงจรไตรเพล็กเซอร์ แสดงค่า พารามิเตอร์กระจัดกระจายเมื่อเทียบกับผลการจำลองสามารถแสดงดังภาพที่ 4-5

ภาพที่ 4-5 แสดงการวัดทดสอบค่าการสูญเสียจากการย้อนกลับ $|S_{11}|$ ของวงจรทั้งสามแถบความถี่ต่ำกว่า -12dB ความสูญเสียจากการใส่แทรก $|S_{21}|$, $|S_{31}|$, $|S_{41}|$ ในช่วงแถบความถี่ผ่านนั้นมีค่าประมาณ -1.50 dB, -1.80 dB และ -1.50 dB ในย่านความถี่ 2.05 GHz 2.45 GHz และ 3.50 GHz ตามลำดับ



ภาพที่ 4-5 ผลการจำลองและวัดทดสอบพารามิเตอร์กระจัดกระจายของวงจรไตรเพล็กเซอร์

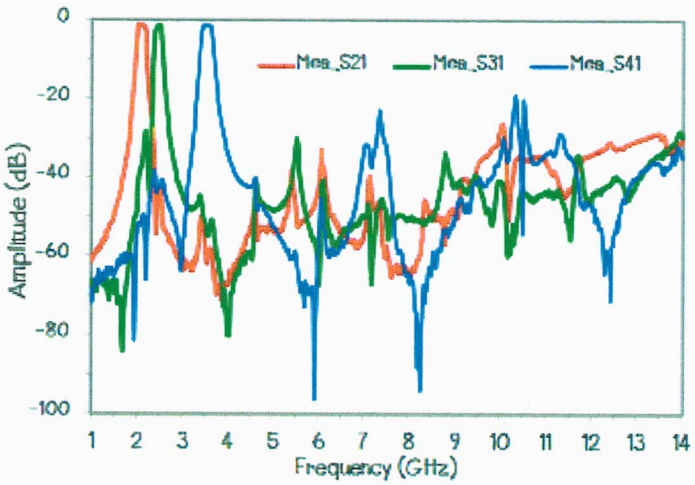
ค่าการแยกออกระหว่างพอร์ตของวงจรไตรเพล็กเซอร์เมื่อเทียบกับผลการจำลองสามารถแสดงดังภาพที่ 4-6 โดยค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกระหว่างพอร์ต $|S_{23}|$,$|S_{34}|$,$|S_{42}|$ มีค่ามากกว่า 30 dB แสดงให้เห็นว่ามีการแบ่งแยกออกระหว่างพอร์ตที่ดี



ภาพที่ 4-6 ค่าการแบ่งแยกระหว่างพอร์ตสอง พอร์ตสาม และ พอร์ตสี่

เมื่อทำการวัดวงจรไดเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้างโดยมีการวัดเริ่มต้นตั้งแต่ความถี่ 1 GHz ถึง 14 GHz สามารถแสดงผลการวัดค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกได้ดังภาพที่ 4-7 แสดงให้เห็นว่ามีค่าความสูญเสียจากการใส่แทรกที่มีย่านหยุดแถบความถี่ที่ต่ำกว่า -20 dB แต่ภาพรวมของผลตอบสนอง

นั้นมีค่าของการหยุดแถบความถี่ที่ต่ำกว่า -30 dB นั่นคือวงจรไตรเพล็กเซอร์แบบสามโพลที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานที่มีผลตอบสนองแบบ Chebyshev และยังให้ผลของการตอบสนองสำหรับการหยุดแถบความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่ย่านกว้าง



ภาพที่ 4-7 ผลการวัดวงจรไตรเพล็กเซอร์ย่านความถี่กว้าง

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยนี้นี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบ และสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง โดยทำการออกแบบสองวงจรด้วยกันประกอบด้วย วงจรกรองผ่านแถบแบบสองแถบ (Diplexer) ที่มีผลตอบสนองของความถี่ที่แยกอิสระจากการย่านความถี่ 2.45 GHz และ 3.50 GHz และวงจรกรองผ่านแถบแบบสามแถบ (Triplexer) ที่มีผลตอบสนองของความถี่ย่านความถี่ 2.05 GHz, 2.45 GHz และ 3.50 GHz

5.1 สรุปผลการวิจัย

โครงการวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์และวงจรไตรเพล็กเซอร์ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างซึ่งใช้การเรโซแนนซ์ของฮาร์โมนิกส์หลายโหมดต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมโดยออกแบบจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งสามวงจรที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานแบบ 3 โพล และมีผลตอบสนองแบบ Chebyshev ซึ่งลักษณะการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์จะใช้เรโซเนเตอร์อินพุตแบบร่วมกันเพื่อทำให้ขนาดของวงจรเล็กลง และในส่วนของวงจรไตรเพล็กเซอร์นั้นใช้เรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมดเป็นตัวเชื่อมจากพอร์ตอินพุต เพื่อลดขนาดของวงจร ผลที่ได้จากการวัดทั้งสองวงจรมีค่าที่สอดคล้องกับการจำลองโดยมีค่าหยุดแถบความถี่ที่กว้าง สามารถนำวงจรไดเพล็กเซอร์และวงจรไตรเพล็กเซอร์ประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สาย หรือทางด้านการศึกษาได้ต่อไปในอนาคต

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบนด์วิดท์แคบ (Narrow Band Bandpass filters) ในการสร้างหากต้องการให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กกว่าที่นำเสนอข้างต้นนั้น สามารถทำได้โดยเพิ่มการขดวนของสายนำสัญญาณหรือใช้สายนำสัญญาณแบบพับให้มากยิ่งขึ้น แต่หากใช้สายแบบขดวนมากเกินไปหรือใช้สายนำสัญญาณแบบพับมากเกินไป จะทำให้การกัดชิ้นงานทำได้ยากและจะทำให้ความถี่เลื่อนไปจากผลการจำลองการทำงาน อีกประการในการออกแบบวงจรกรองมีขนาดเล็กนั่นคือ ในการออกแบบต้องเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีค่า ε_r สูงๆ ซึ่งจะทำให้วงจรนั้นมีขนาดเล็กลงได้

ในขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจะใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ใช้ดอกสว่านเซาะลายวงจรที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.25 มิลลิเมตร ทำการเซาะทองแดงบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้มีลายวงจรตามที่ออกแบบ โดยการควบคุมความลึกของการกัดทองแดงต้องปรับด้วยมือทำให้ความลึกการกัดเซาะไม่สมบูรณ์ ควรที่จะสังเกต การเซาะของสว่านให้มีความลึกพอดีเพื่อชิ้นงานจะได้ไม่เสียหาย เพื่อผลการวัดทดสอบชิ้นงานที่สร้างจริงสอดคล้องกับผลที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรมจำลอง นอกจากนี้ควรสร้างวงจรด้วยการกัดลายวงจรเนื่องจากการเสียหายที่เกิดจากการสร้างวงจรจะลดลง

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณกับขั้วต่อแบบ SMA จำเป็นต้องพิจารณาถึงการบัดกรีด้วยความร้อนที่ถูกควบคุมไม่ให้อุณหภูมิสูงเกินไป ควรเลือกใช้ตะกั่วในการบัดกรีที่ใช้อุณหภูมิต่ำ เพราะถ้าหากอุณหภูมิในการบัดกรีที่สูงเกินไปอาจทำให้แผ่นลายทองแดงที่เป็นสายนำสัญญาณเกิดการร่อนออกจากชั้นสารซับเสตรทได้ อีกอย่างหนึ่งที่ต้องพิจารณาเนื่องจากเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าจะมีสายวัดสัญญาณที่มีลักษณะที่แข็งแรงและยืดหยุ่น ทำให้ต้องยึดSMA กับชิ้นงานให้กระชับแน่นหนา เมื่อต่อกับสายวัดสัญญาณแล้วจะไม่ทำให้จุดเชื่อมต่อระหว่าง SMA และชิ้นงานขาดจากกันได้

บทที่ 5
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โครงการวิจัยนี้นี้ได้ทำการศึกษา ออกแบบ และสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลายแถบความถี่ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้าง โดยทำการออกแบบสองวงจรด้วยกันประกอบด้วย วงจรกรองผ่านแถบแบบสองแถบ (Diplexer) ที่มีผลตอบสนองของความถี่ที่แยกอิสระจากการย่านความถี่ 2.45 GHz และ 3.50 GHz และวงจรกรองผ่านแถบแบบสามแถบ (Triplexer) ที่มีผลตอบสนองของความถี่ย่านความถี่ 2.05 GHz, 2.45 GHz และ 3.50 GHz

5.1 สรุปผลการวิจัย

โครงการวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์และวงจรไตรเพล็กเซอร์ที่มีย่านหยุดแถบความถี่กว้างซึ่งใช้การเรโซแนนซ์ของฮาร์โมนิกส์หลายโหมดต่างกันเพื่อลดความถี่ปลอมโดยออกแบบจากวงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งสามวงจรที่มีการคัปปลิ้งแบบขนานแบบ 3 โพล และมีผลตอบสนองแบบ Chebyshev ซึ่งลักษณะการออกแบบวงจรไดเพล็กเซอร์จะใช้เรโซเนเตอร์อินพุตแบบร่วมกันเพื่อทำให้ขนาดของวงจรเล็กลง และในส่วนของวงจรไตรเพล็กเซอร์นั้นใช้เรโซเนเตอร์ร่วมแบบสองโมดเป็นตัวเชื่อมจากพอร์ตอินพุต เพื่อลดขนาดของวงจร ผลที่ได้จากการวัดทั้งสองวงจรมีค่าที่สอดคล้องกับการจำลองโดยมีค่าหยุดแถบความถี่ที่กว้าง สามารถนำวงจรไดเพล็กเซอร์และวงจรไตรเพล็กเซอร์ประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สาย หรือทางด้านการศึกษาได้ต่อไปในอนาคต

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบนด์วิดท์แคบ (Narrow Band Bandpass filters) ในการสร้างหากต้องการให้ชิ้นงานมีขนาดเล็กกว่าที่นำเสนอข้างต้นนั้น สามารถทำได้โดยเพิ่มการขดวนของสายนำสัญญาณหรือใช้สายนำสัญญาณแบบพับให้มากยิ่งขึ้น แต่หากใช้สายแบบขดวนมากเกินไปหรือใช้สายนำสัญญาณแบบพับมากเกินไป จะทำให้การกัดชิ้นงานทำได้ยากและจะทำให้ความถี่เลื่อนไปจากผลการจำลองการทำงาน อีกประการในการออกแบบวงจรกรองมีขนาดเล็กนั่นคือ ในการออกแบบต้องเลือกใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีค่า ε_r สูงๆ ซึ่งจะทำให้วงจรนั้นมีขนาดเล็กลงได้

ในขั้นตอนการสร้างชิ้นงานจะใช้เครื่องเซาะลายวงจรพิมพ์ (LPKF PCB Milling) ใช้ดอกสว่านเซาะลายวงจรที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.25 มิลลิเมตร ทำการเซาะทองแดงบนแผ่นวงจรพิมพ์ให้มีลายวงจรตามที่ออกแบบ โดยการควบคุมความลึกของการกัดทองแดงต้องปรับด้วยมือทำให้ความลึกการกัดเซาะไม่สมบูรณ์ ควรที่จะสังเกต การเซาะของสว่านให้มีความลึกพอดีเพื่อชิ้นงานจะได้ไม่เสียหาย เพื่อผลการวัดทดสอบชิ้นงานที่สร้างจริงสอดคล้องกับผลที่ได้ออกแบบด้วยโปรแกรมจำลอง นอกจากนี้ควรสร้างวงจรด้วยการกัดลายวงจรเนื่องจากการเสียหายที่เกิดจากการสร้างวงจรจะลดลง

สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างสายนำสัญญาณกับขั้วต่อแบบ SMA จำเป็นต้องพิจารณาถึงการบัดกรีด้วยความร้อนที่ถูกควบคุมไม่ให้อุณหภูมิสูงเกินไป ควรเลือกใช้ตะกั่วในการบัดกรีที่ใช้อุณหภูมิต่ำ เพราะถ้าหากอุณหภูมิในการบัดกรีที่สูงเกินไปอาจทำให้แผ่นลายทองแดงที่เป็นสายนำสัญญาณเกิดการร่อนออกจากชั้นสารซับเสตรทได้ อีกอย่างหนึ่งที่ต้องพิจารณาเนื่องจากเครื่องวิเคราะห์ข่ายงานไฟฟ้าจะมีสายวัดสัญญาณที่มีลักษณะที่แข็งแรงและยืดหยุ่น ทำให้ต้องยึดSMA กับชิ้นงานให้กระชับแน่นหนา เมื่อต่อกับสายวัดสัญญาณแล้วจะไม่ทำให้จุดเชื่อมต่อระหว่าง SMA และชิ้นงานขาดจากกันได้

เอกสารอ้างอิง

[1] D.M. Pozar. Microwave engineering. New York:Addison-Wesley,1990.

[2] G.L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones. Microstrip Filter impedance-matching network and coupling structures. McGraw Hill. 1964.

[3] J. S. Hong and M. J. Lancaster. Microstrip filter for RF/microwave applications. New York : John Wiley& Son Inc, 2001.

[4] M. Sagawa, M. Makimoto, and S. Yamashita, "Geometrical structures and fundamental characteristics of microwave stepped-impedance resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 7, pp.1078–1085, Jul. 1997.

[5] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass filters using parallel cou-pled stripline stepped impedance resonators," IEEE Trans. Microw Theory Tech., vol. MTT-28, no. 12, pp. 1413–1417, Dec. 1980.

[6] C.W. Tang and Y.K. Hsu. "Design of a wide stopband microstrip bandpass filter with asymmetric resonator." IEEE Microwave and Wireless Components Letters. vol. 18, no.2, Feb. 2008.

[7] C.W. Tang and Y.K. Hsu. "A microstrip bandpass filter with ultra wide stopband." IEEE Transactions on Microwave theory and techniques. vol. 56, no.6, Jun. 2008.

[8] Pu-Hua Deng, Shih-Cheng Lin, Yo-Shen Lin, Chi-Hsueh Wang and Chun-Hsiung Chen, "Microstrip bandpass filters with dissimilar resonators for suppression of spurious responses," Microwave Conference, 2005 European , vol.2, no., pp.4 pp.,, 4-6 Oct. 2005.

[9] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of microstrip bandpass filters with multiorder spurious-mode suppression," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no 12, pp. 3788-3793, Dec. 2005.

[10] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, J. Garsia, L. Perez-Cuevas, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "Microstrip wiggly-line bandpass filters with multispurious rejection," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no 11, pp. 531-533, Nov. 2004.

[11] J. G. Garcia, F. Martin, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. Sorolla, and R. Marques, "Spurious passband suppression in microstrip coupled line bandpass filters by means of split ring resonators," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, no 9, pp. 416-418, Sep. 2004.

[12] S. Srisathit, S. Patisang, R. Phromloungsri, S. Bunnjaweht, S. Kosulvit, and M. Chongcheawchamnan, "High isolation and compact size microstrip hairpin diplexer," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.15, no. 2, pp. 101–103, Feb. 2005.

[13] C. M. Tsai, S. Y. Lee, C. C. Chuang, and C. C. Tsai, "A folded coupled-line structure and its application to filter and diplexer design," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1927-1930, Jun 2003.

[14] T. Yang, P. L. Chi, and T. Itoh, "High isolation and compact diplexer using the hybrid resonators," IEEE Radio Wireless compon. Lett., vol. 20, no 10, pp. 551-553, Oct. 2010.

[15] Chi-Feng Chen; Tze-Min Shen; Huang, Ting-Yi; Wu, Ruey-Beei, "Design of Multimode Net-Type Resonators and Their Applications to Filters and Multiplexers," IEEE Trans. Microw. Theory Tech,, vol.59, no.4, pp.848,856, April 2011.

[16] C. F. Chen, T. Y. Huang, T. M. Shen, and R. B. Wu, "A miniaturized microstrip common resonator triplexer without extra matching network," Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific , vol., no., pp.1439,1442, 12-15 Dec. 2006.

[17] Tao Yang; Pei-Ling Chi; Itoh, T., "Compact Quarter-Wave Resonator and Its Applications to Miniaturized Diplexer and Triplexer," IEEE Trans. Microw. Theory Tech, vol.59, no.2, pp.260,269, Feb. 2011.

[18] Hanseung Lee, Itoh, T., "Tri-band isolation circuits using both stop-band and pass-band of double-Lorentz transmission lines for quadruplexers," Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International , vol., no., pp.1,3, 2-7 June 2013.

[19] C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, "Design of dual- and triple-passband filters using alternately cascade multiband resonators," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no 9, pp. 3550-3558, Sep. 2006.

[20] J. Konpang, "A compact diplexer using square open loop with stepped impedance resonators," IEEE Radio Wireless Symp. Dig., pp. 91-94, Jan. 2009.

[21] A. F. Sheta, J. P. Coupez, G. Tanne, S. Toutain, and J. P. Blot, "Miniature microstrip stepped impedance resonator bandpass filters and diplexers for mobile communications," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 607-610, Jun. 1996.

[22] Tang, C.W.; Chen, M.G., "Packaged microstrip triplexer with star-junction topology," Electronics Letters , vol.48, no.12, pp.699,701, June 2012.

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัย

รายละเอียดของวัสดุและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัย

รายละเอียดของแผ่นวงจรพิมพ์รุ่น Diclad Arlon 5880

ARLON
MICROWAVE MATERIALS

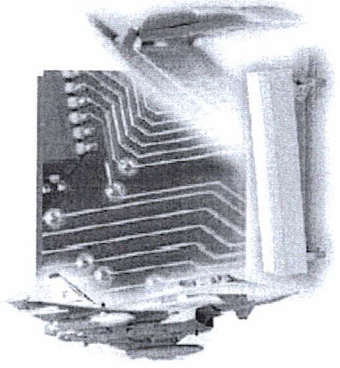
DiClad Series®

PTFE/Woven Fiberglass Laminates

Features:
- Extremely Low Loss Tangent
- Excellent Dimensional Stability
- Product Performance Uniformity

Benefits:
- Electrical Properties Are Highly Uniform Across Frequency
- Consistent Mechanical Performance
- Excellent Chemical Resistance

Typical Applications:
- Military Radar Feed Networks
- Commercial Phased Array Networks
- Low Loss Base Station Antennas
- Missile Guidance Systems
- Digital Radio Antennas
- Filters, Couplers, LNAs



DiClad laminates are woven fiberglass/PTFE composite materials for use as printed circuit board substrates. Using precise control of the fiberglass/PTFE ratio, DiClad laminates offer a range of choices from the lowest dielectric constant and dissipation factor to a more highly reinforced laminate with better dimensional stability.

The woven fiberglass reinforcement in DiClad products provides greater dimensional stability than nonwoven fiberglass reinforced PTFE based laminates of similar dielectric constants. The consistency and control of the PTFE coated fiberglass cloth allows Arlon to offer a greater variety of dielectric constants and produces a laminate with better dielectric constant uniformity than comparable nonwoven fiberglass reinforced laminates. The coated fiberglass plies in DiClad materials are aligned in the same direction. Cross-plied versions of many of these materials are available as Arlon CuClad materials.

DiClad laminates are frequently used in filter, coupler and low noise amplifier applications, where dielectric constant uniformity is critical. They are also used in power dividers and combiners, where low loss is important.

DiClad 522 and DiClad 527 (Er=2.40–2.65) use a higher fiberglass/PTFE ratio to provide mechanical properties approaching conventional substrates. Other advantages include better dimensional stability and lower thermal expansion in all directions. The electrical properties of DiClad 522 and 527 are tested at 1MHz and 10GHz, respectively.

Typical Properties: DiClad					
Property	**Test Method**	**Condition**	**DiClad 880**	**DiClad 870**	**DiClad 522/527**
Dielectric Constant @ 10 GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	2.17, 2.20	2.33	2.40 to 2.65
Dielectric Constant @ 1 MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	2.17, 2.20	2.33	2.40 to 2.65
Dissipation Factor @ 10 GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0009	0.0013	0.0018[1]
Dissipation Factor @ 1 MHz	IPC TM-650 2.5.5.3	C23/50	0.0008	0.0009	0.0010
Thermal Coefficient of Er (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-160	-161	-153
Peel Strength (lbs.per inch)	IPC TM-650 2.4.8	After Thermal Stress	14	14	14
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.4×10^9	1.5×10^9	1.2×10^9
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	2.9×10^6	3.4×10^7	4.5×10^7
Arc Resistance	ASTM D-495	D48/50	>180	>180	>180
Tensile Modulus (kpsi)	ASTM D-638	A, 23°C	267, 202	485, 346	706, 517
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	8.1, 7.5	14.9, 11.2	19.0, 15.0
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	237	327	359
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	357	437	537
Dielectric Breakdown (kV)	ASTM D-149	D48/50	>45	>45	> 45
Density (g/cm^3)	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.23	2.26	2.31
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.02	0.02	0.03
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24 Mettler 3000 Thermomechanical Analyzer	0°C to 100°C	 25 34 252	 17 29 217	 14 21 173
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.261	0.257	0.254
Outgassing Total Mass Loss (%) Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Regain (%) Visible Condensate (±)	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Maximum 0.10%	125°C, ≤ 10^{-6} torr	 0.01 0.01 0.01 NO	 0.02 0.00 0.01 NO	 0.02 0.00 0.01 NO
Flammability UL File E 80166	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94-V0	Meets requirements of UL94-V0	Meets requirements of UL94-V0

Based on a Dielectric Constant of ≤ 2.50, Thickness ≥ 0.020"

Material Availability:

DiClad laminates are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. DiClad is available bonded to a heavy metal ground plane. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate.

When ordering DiClad products please specify dielectric constant, thickness, cladding, panel size and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48", 36" x 72" and 48" x 54".

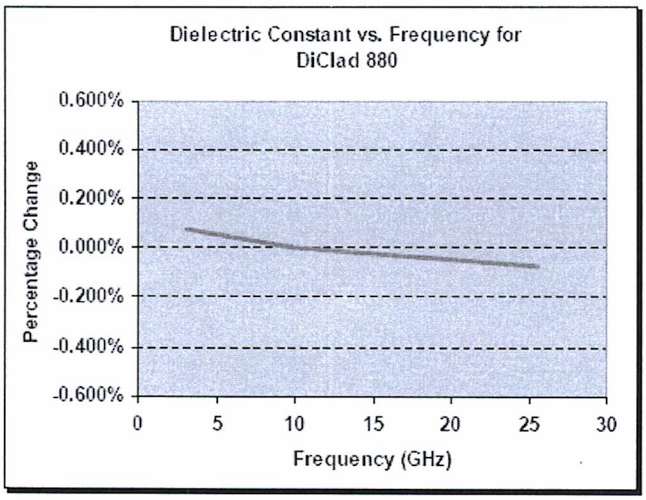


Figure 5

Demonstrates the Stability of Dielectric Constant across Frequency. This information was correlated from data generated by using a free space and circular resonator cavity. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, thus simplifying the final design process when working across EM spectrum. The stability of the Dielectric Constant of DiClad over frequency ensures easy design transition and scalability of design.

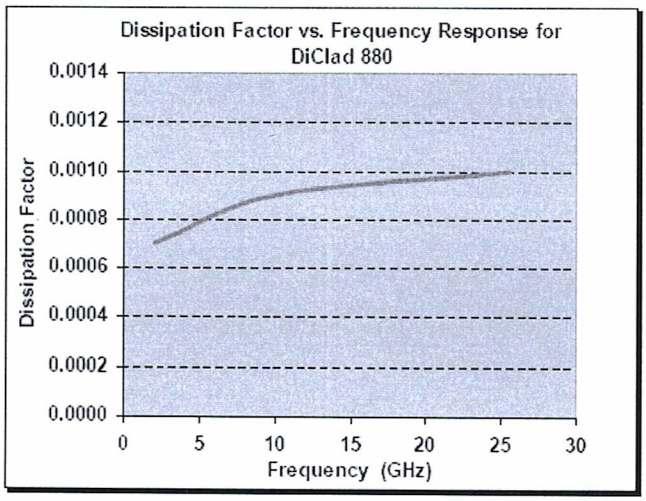


Figure 6

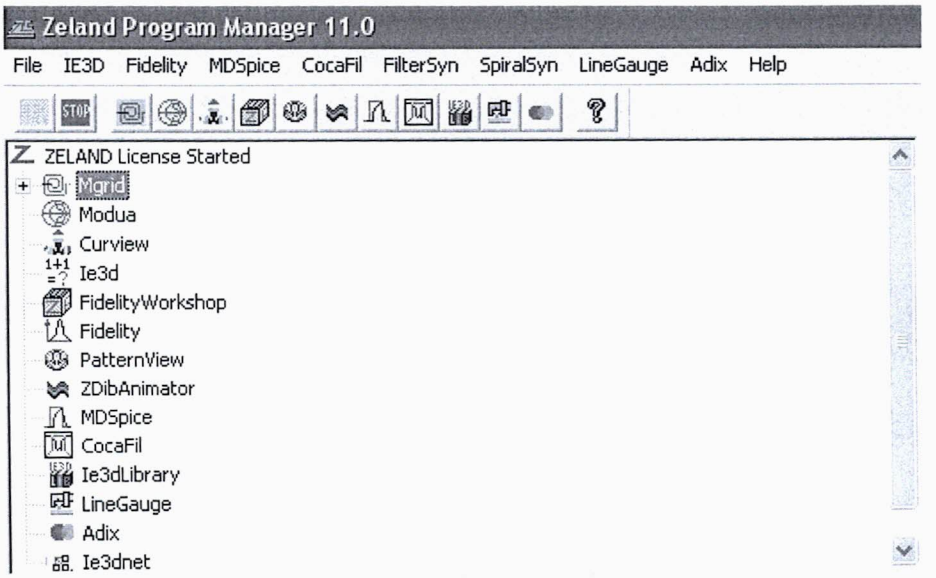
Demonstrates the Stability of Dissipation across Frequency. This characteristic demonstrates the inherent robustness of Arlon Laminates across Frequency, providing a stable platform for high frequency applications where signal integrity is critical to the overall performance of the application.

ภาคผนวก ข

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่โดยใช้โปรแกรม IE3D เบื้องต้น

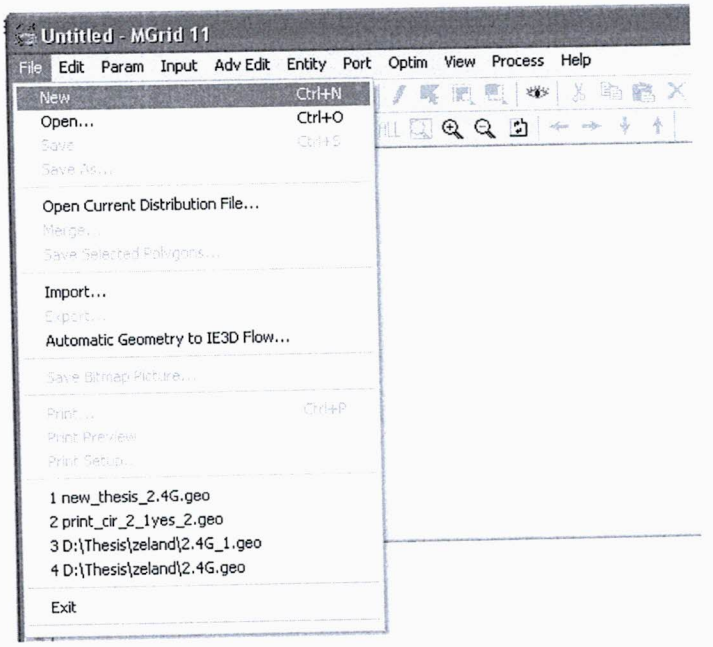
การใช้โปรแกรม IE3D สำหรับออกแบบวงจรกรองความถี่ บนโครงสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป

1. หลังจากติดตั้งโปรแกรม IE3D เสร็จเรียบร้อย ทำการเปิดโปรแกรม IE3D

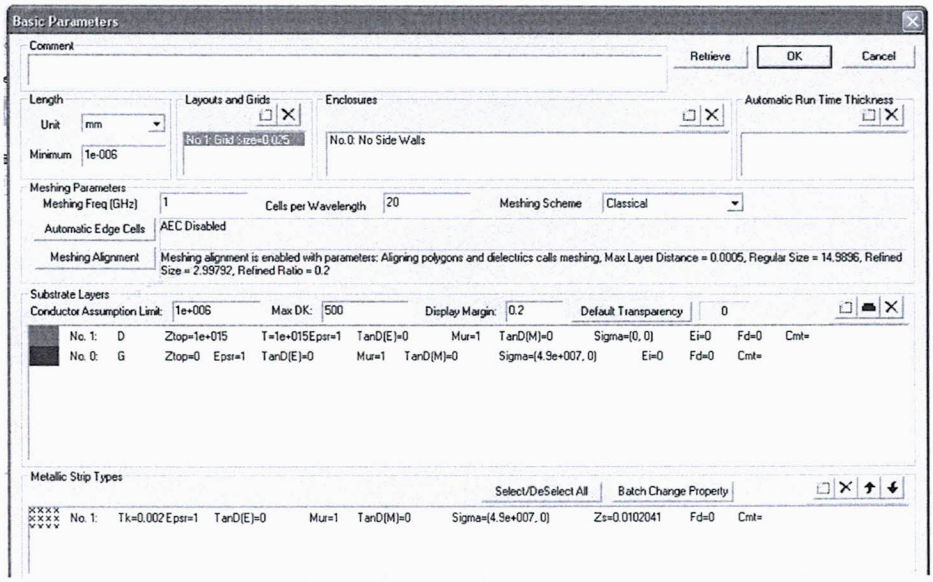


2. เลือกหน้าต่าง Mgrid เพื่อออกแบบวงจรกรองความถี่

3. ไปที่ File>New โปรมแกรมจะขึ้นหน้าต่างการ Set Parameter



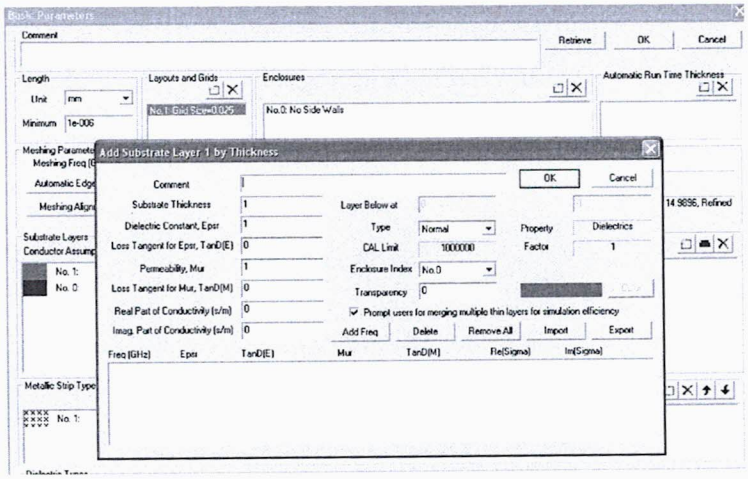
4. หน้าต่างของโปรแกรมจะแสดงค่า Parameter เริ่มต้น



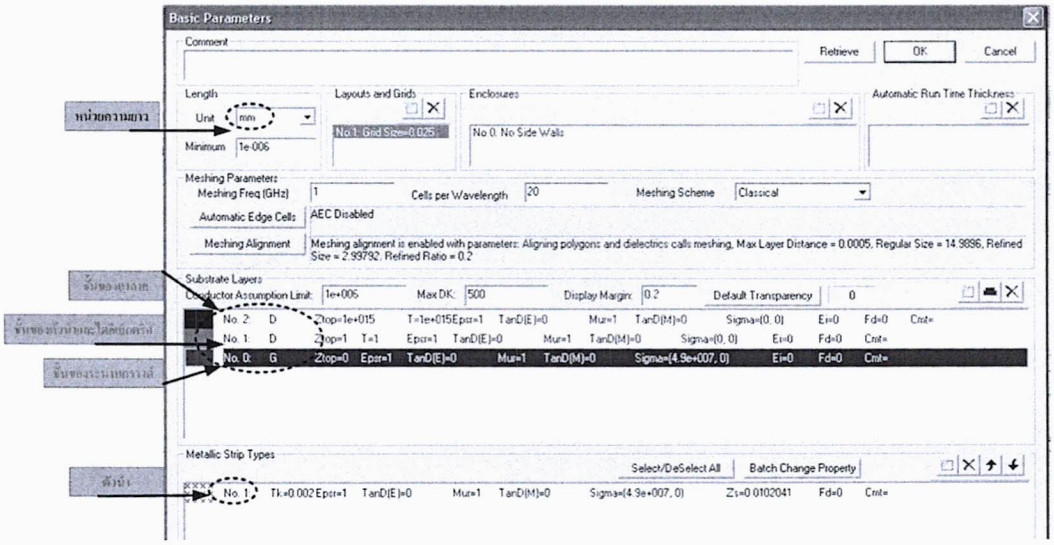
5. ไปที่ เพื่อเพิ่มชั้นของวัสดุ เสร็จแล้วกด OK

หน้าต่างจะแสดงชั้นของวัสดุทั้งสามชั้นคือ

NO. 0 ระนาบกราวด์, NO. 1 ระนาบไดอิเล็กตริค, NO. 2 ระนาบชั้นอากาศ



6 ทำการ Set Parameter ดังต่อไปนี้

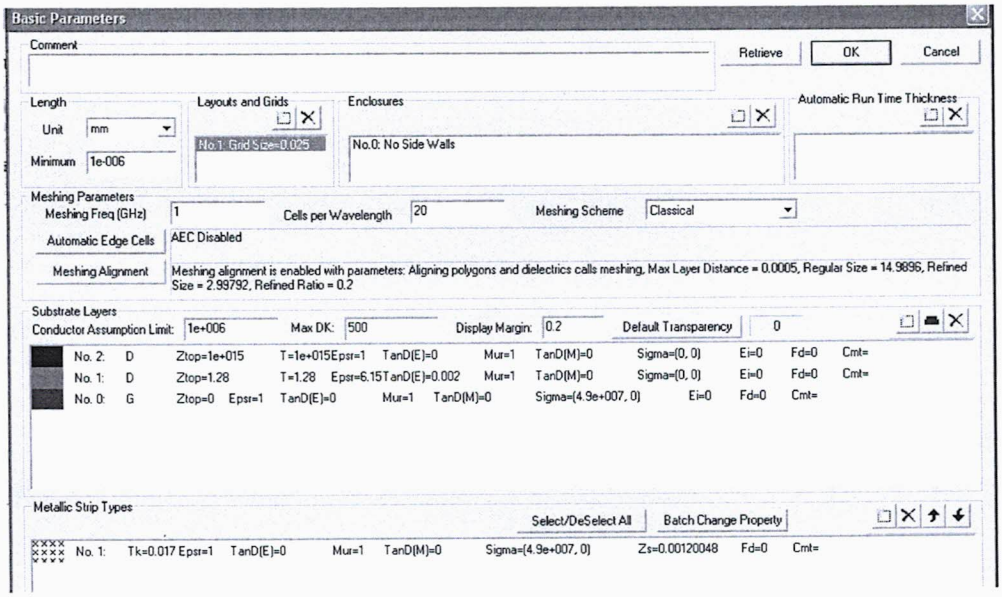


7. ตัวอย่างเช่นการออกแบบโดยใช้แผ่น RT/Duroid 3006 (อาจนำไปประยุกต์ใช้กับแผ่นอื่นๆ)

แผ่นวงจรพิมพ์คุณสมบัติดังนี้ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองเท่ากับ 6.15

หนา 1.28 มิลลิเมตร ค่าแทนเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.002 และมีความหนาของตัวนำ

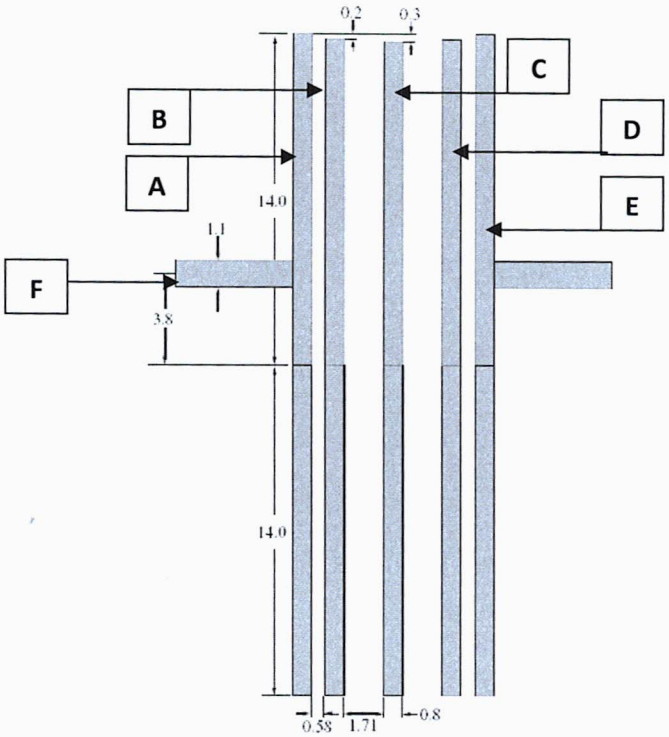
0.017 มิลลิเมตร สามารถ set parameter ได้ดังต่อไปนี้ จากนั้นกด OK เพื่อทำการออกแบบ



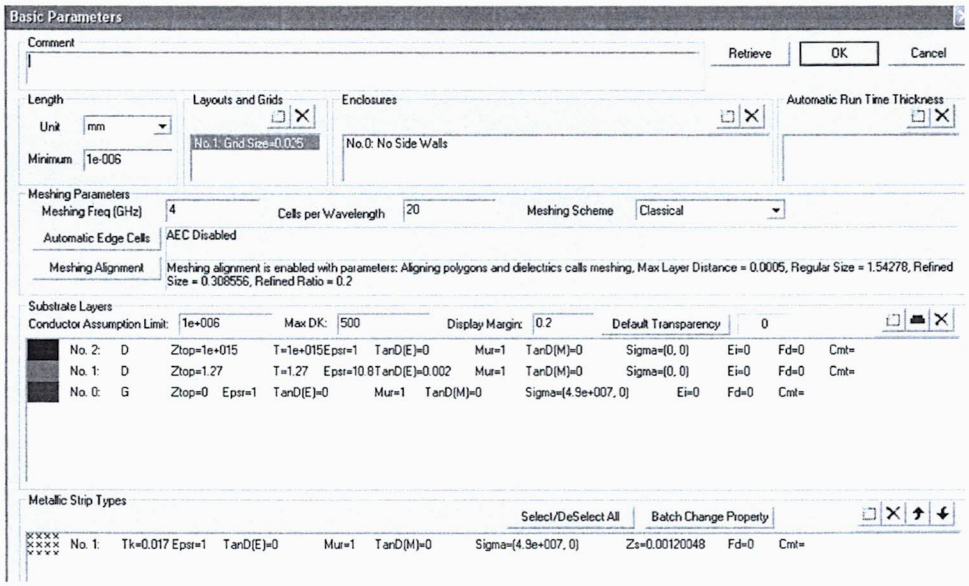
Example1 จงออกแบบวงจร Stub Bandpass filter 5 order ดังรูป โดยแผ่นวงจรพิมพ์ที่ใช้ในการออกแบบมีคุณสมบัติดังนี้ ใช้แผ่น RT/Duroid 6010

(วงจรนี้เป็นวงจรที่ เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 2GHz) มีคุณสมบัติดังนี้ ค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองเท่ากับ 10.8 หนา 1.27 มิลลิเมตร

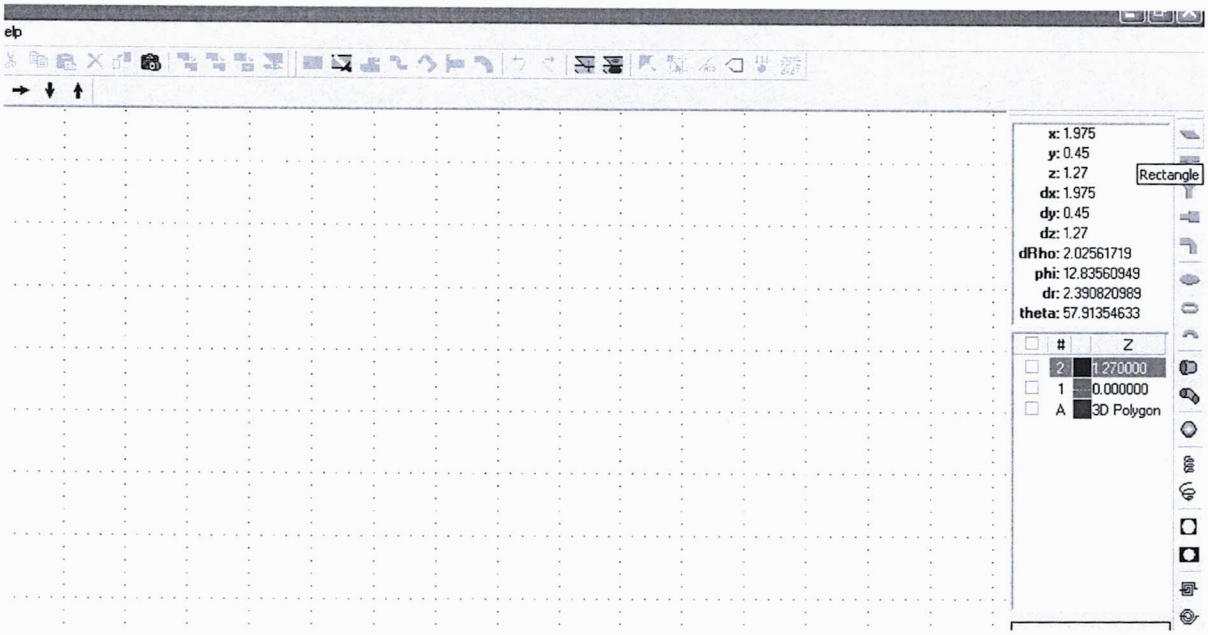
ค่าแทนเจนต์การสูญเสียเท่ากับ 0.0020 และมีความหนาของตัวนำ 0.017 มิลลิเมตร

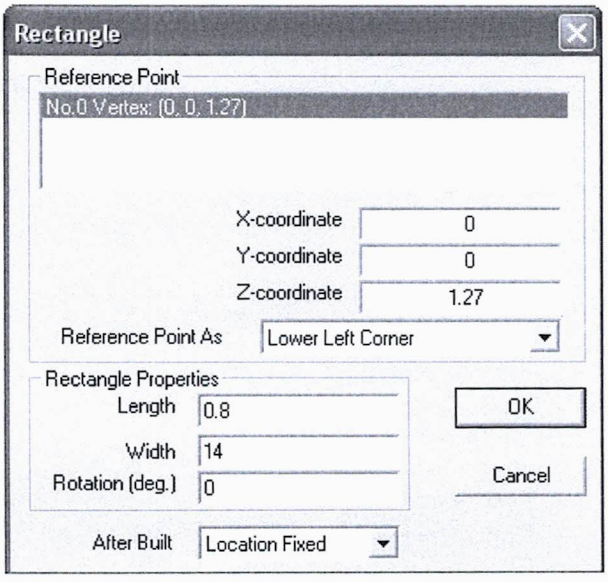


สามารถ Set Parameter ของแผ่นวงจรพิมพ์ได้ดังต่อไปนี้



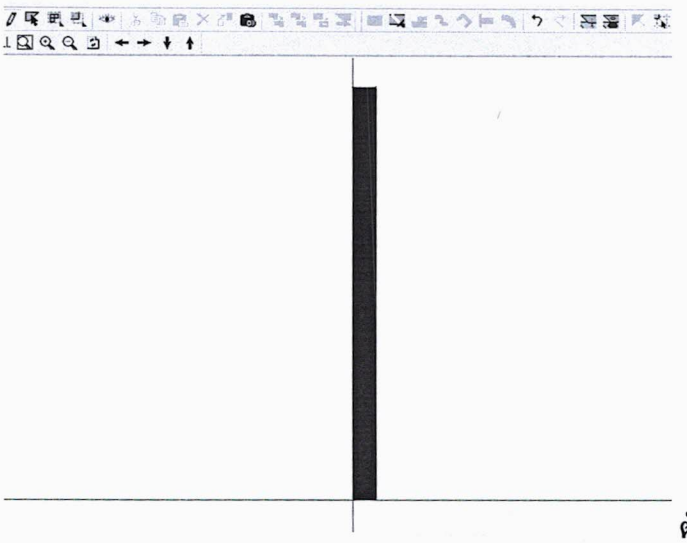
ทำการออกแบบตัวนำ A ไปที่ ตัวนำ แบบสี่เหลี่ยม Rectangle



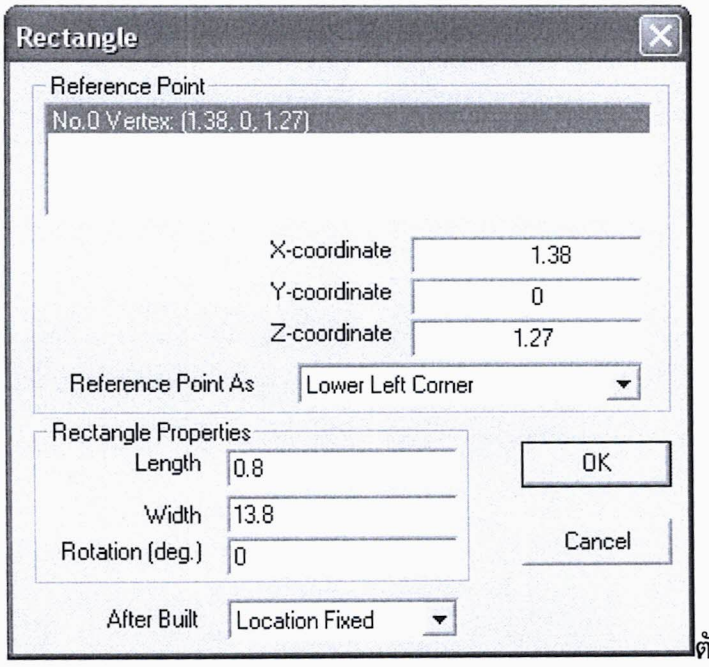


ตัวนำ A

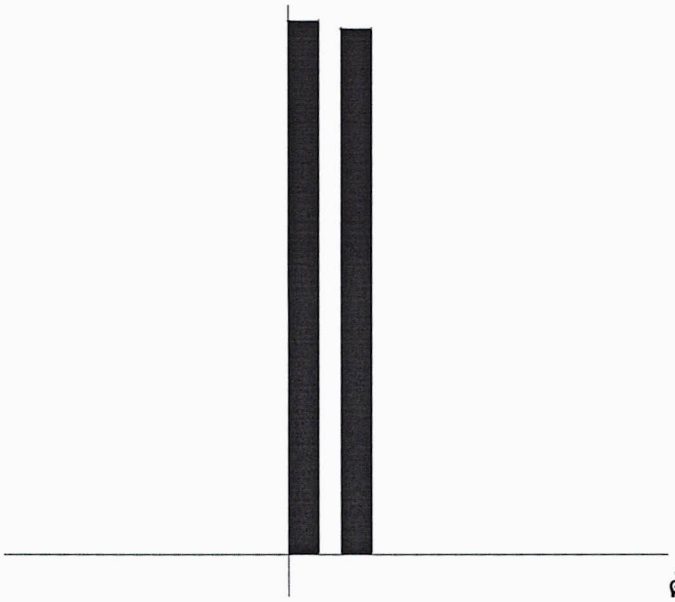
การ Set ค่าในการออกแบบ ทำการเลือกจุด Reference แล้วกำหนดขนาดความยาวและความหนาจากนั้นกด OK จะได้ตัวนำแสดงดังรูป ต่อจากนั้นทำการออกแบบตัวนำ B C D E ตามลำดับ



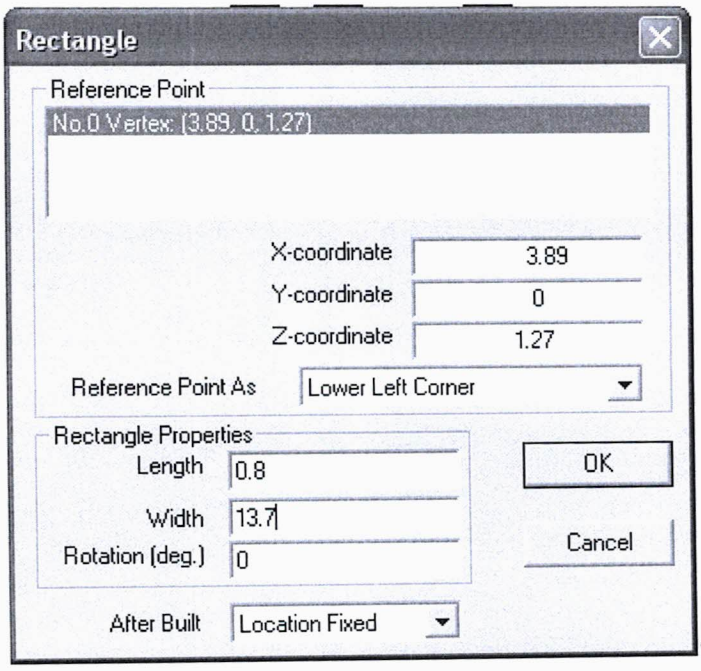
ตัวนำ A


Rectangle
Reference Point
No.0 Vertex: (1.38, 0, 1.27)
X-coordinate
1.38
Y-coordinate
0
Z-coordinate
1.27
Reference Point As
Lower Left Corner
Rectangle Properties
Length
0.8
Width
13.8
Rotation (deg.)
0
OK
Cancel
After Built
Location Fixed

ตัวนำ B

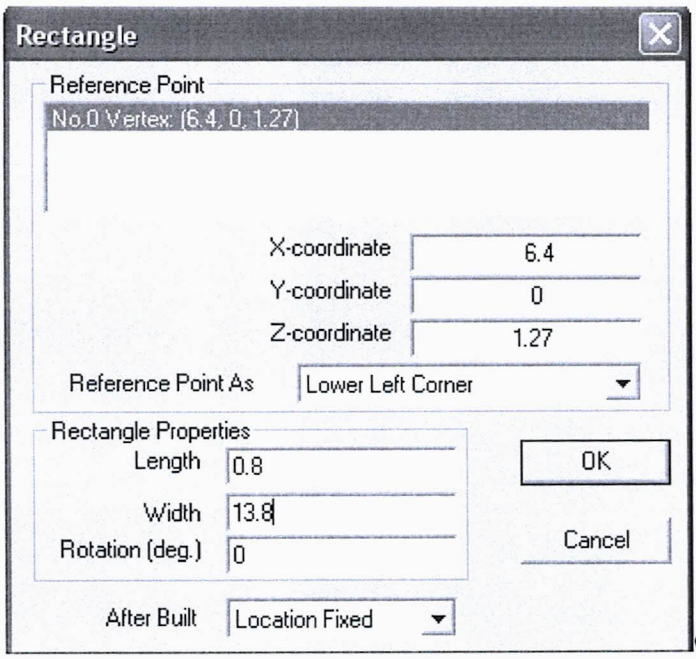


ตัวนำ A, B

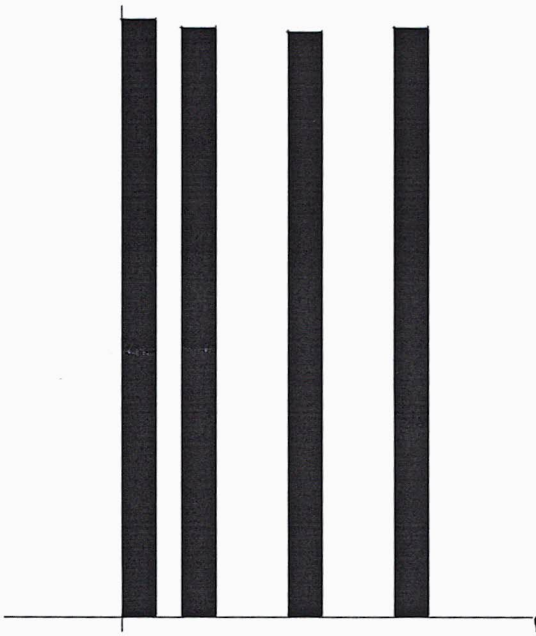


ตัวนำ C

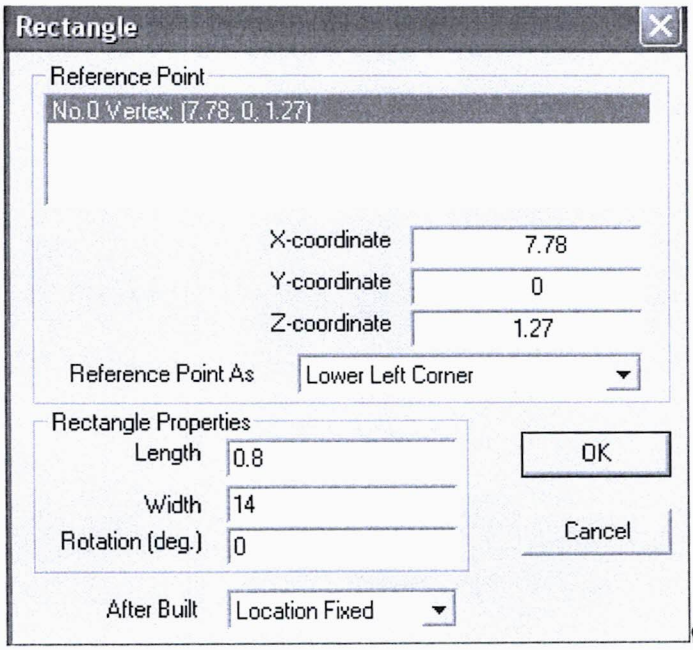
ตัวนำ A, B, C



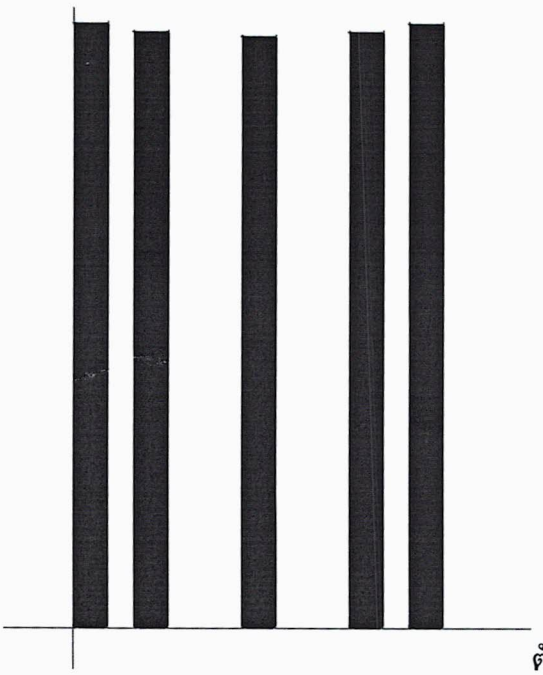
ตัวนำ D



ตัวนำ A, B, C, D



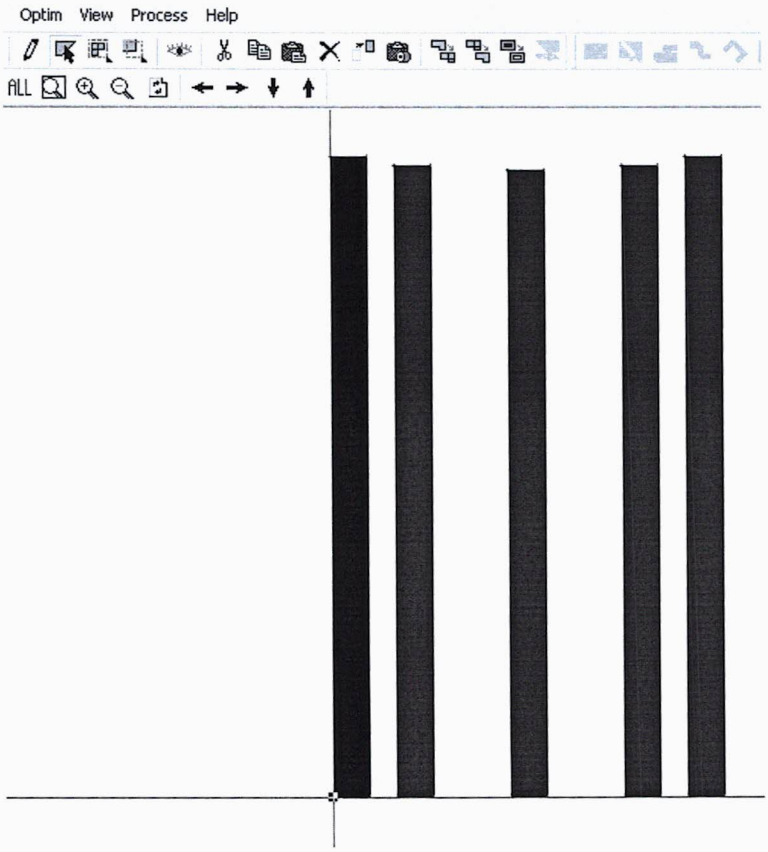
ตัวนำ E



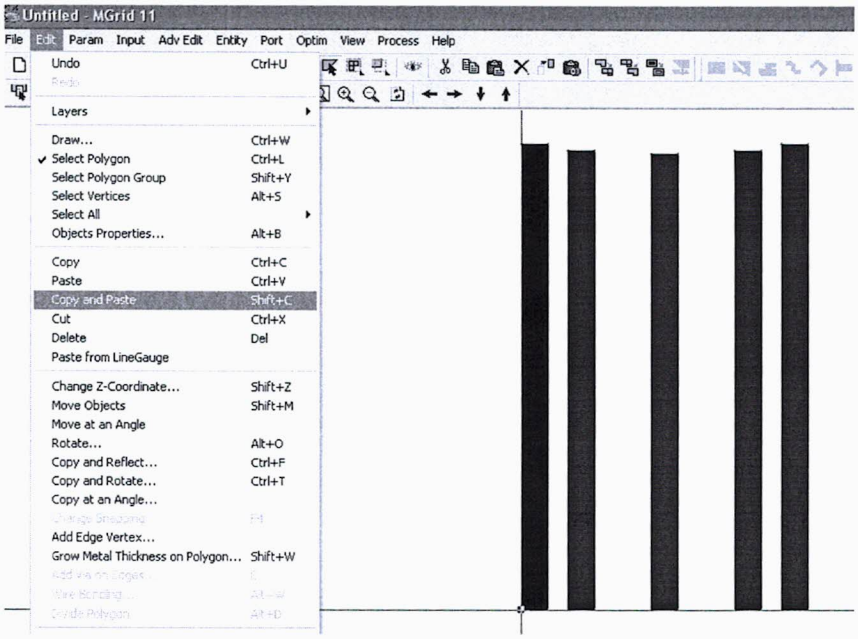
ตัวนำ A, B, C, D, E

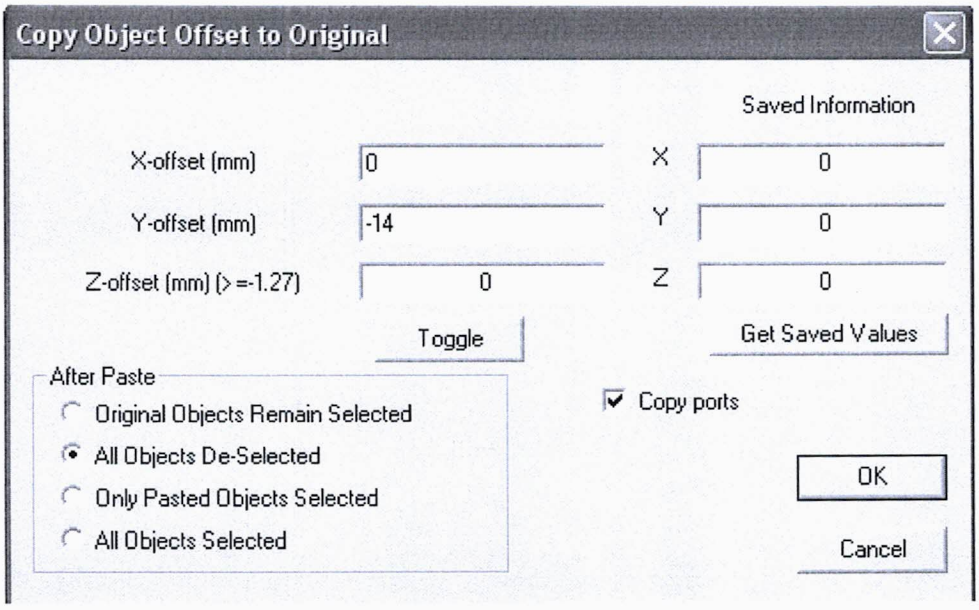
ทำการออกแบบตัวนำ A' ทำการ Copy จากตัวนำ A เนื่องจากมีขนาดที่เท่ากันเพียงแค่ตำแหน่งที่ต่างกัน สามารถออกแบบได้ดังนี้

กดเลือก เพื่อทำการเลือกชิ้นของตัวนำ

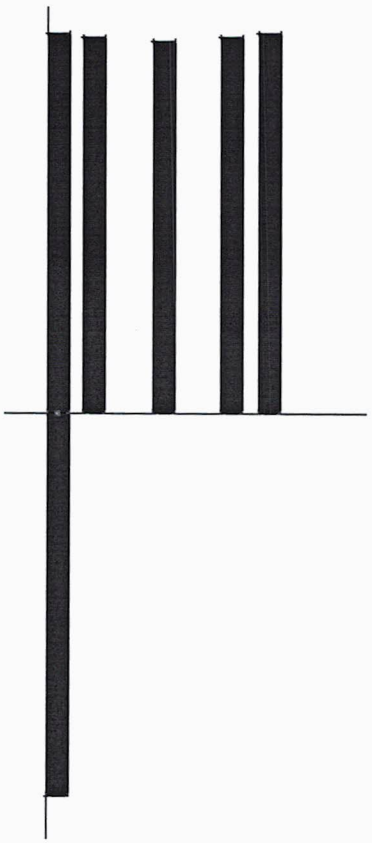


ไปที่ Edit >Copy and Paste แล้วเลือกตำแหน่งที่ต้องการวางจากนั้น กด OK

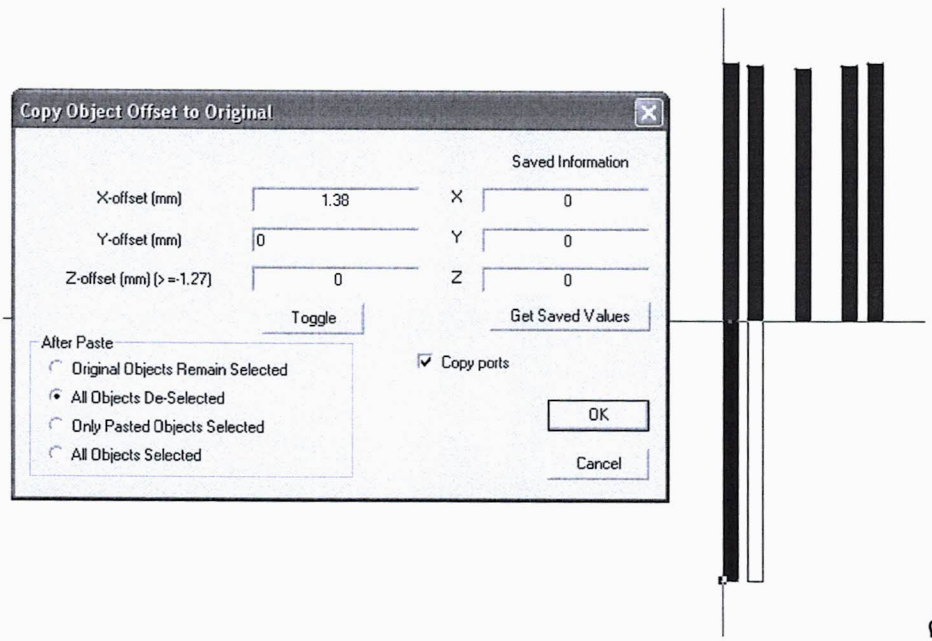




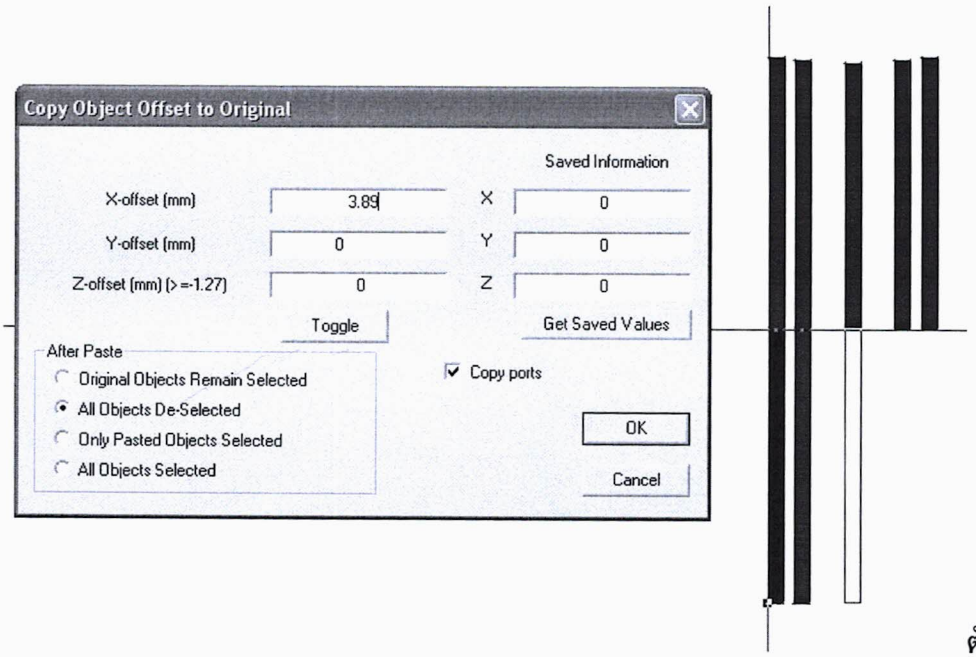
จะได้ตัวนำที่มีความยาวตามที่ต้องการออกแบบดังนี้



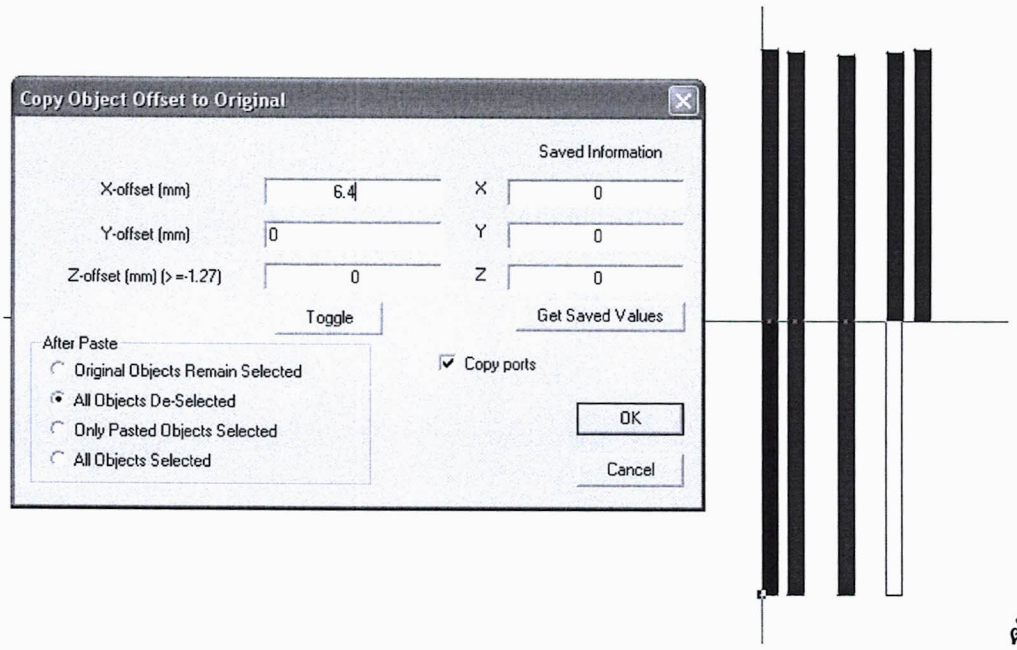
ทำการออกแบบตัวนำ B', C', D', E' โดยการ Copy จากตัวนำ A'



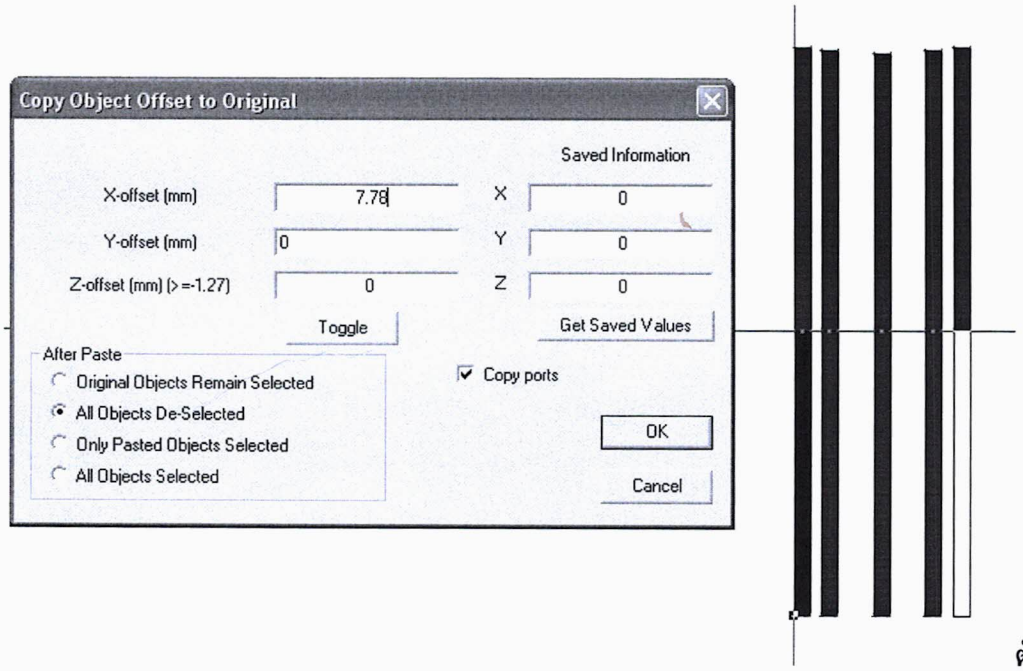
ตัวนำ B'


Copy Object Offset to Original
Saved Information
X-offset (mm)
3.89
X
0
Y-offset (mm)
0
Y
0
Z-offset (mm) (> =-1.27)
0
Z
0
Toggle
Get Saved Values
After Paste
Original Objects Remain Selected
All Objects De-Selected
Only Pasted Objects Selected
All Objects Selected
Copy ports
OK
Cancel

ตัวนำ C'

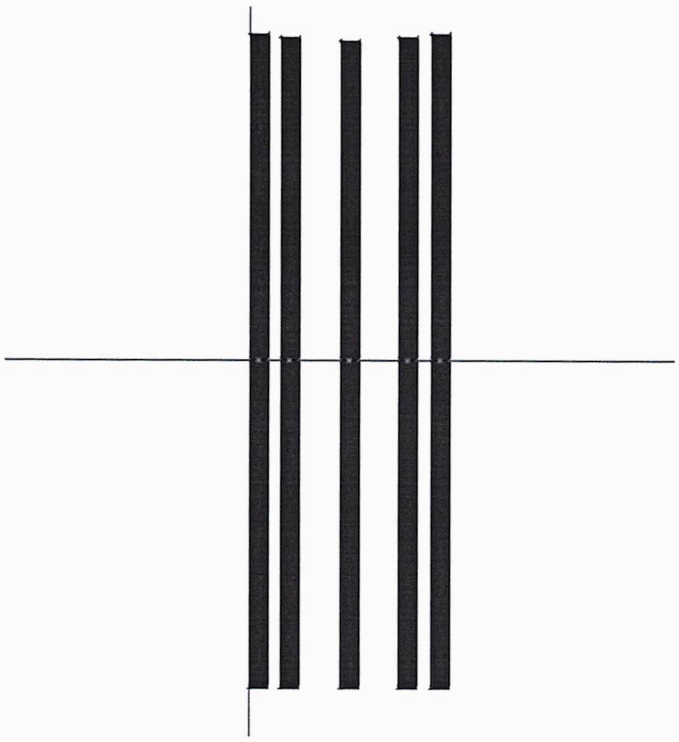

Copy Object Offset to Original
Saved Information
X-offset (mm)
6.4
X
0
Y-offset (mm)
0
Y
0
Z-offset (mm) (> =-1.27)
0
Z
0
Toggle
Get Saved Values
After Paste
Original Objects Remain Selected
All Objects De-Selected
Only Pasted Objects Selected
All Objects Selected
Copy ports
OK
Cancel

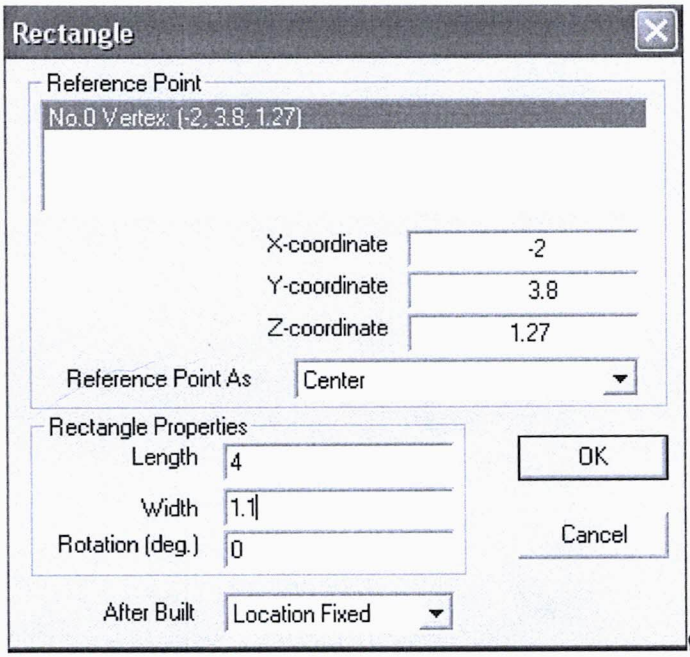
ตัวนำ D'



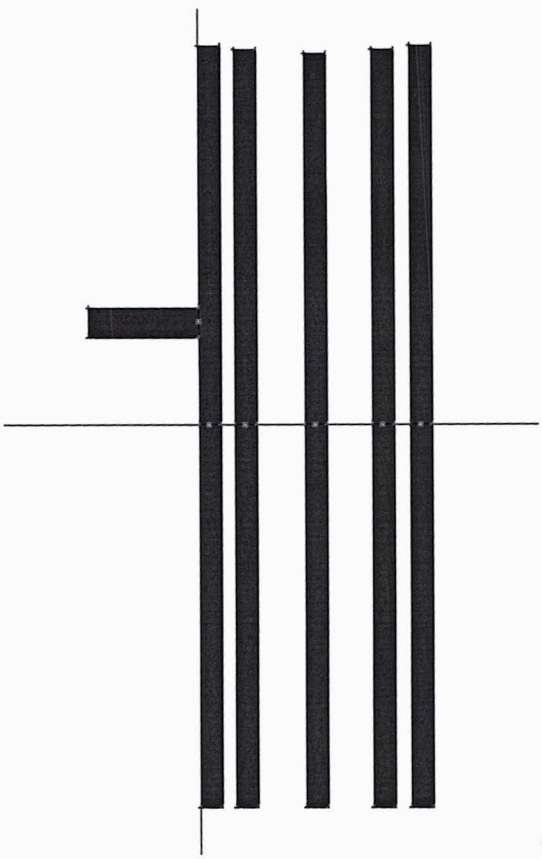
ตัวนำ E'

เมื่อออกแบบเสร็จแล้วจะได้ดังรูป ขั้นตอนต่อไปทำการออกแบบตัวนำ F เพื่อใส่ Port



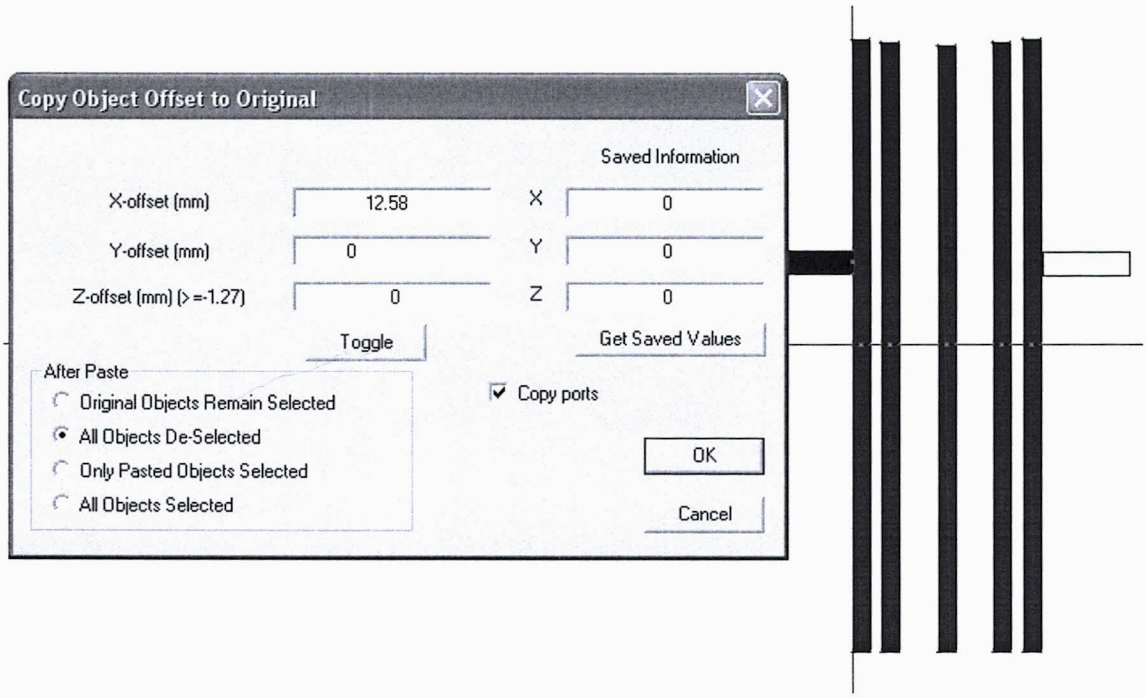


ตัวนำ F

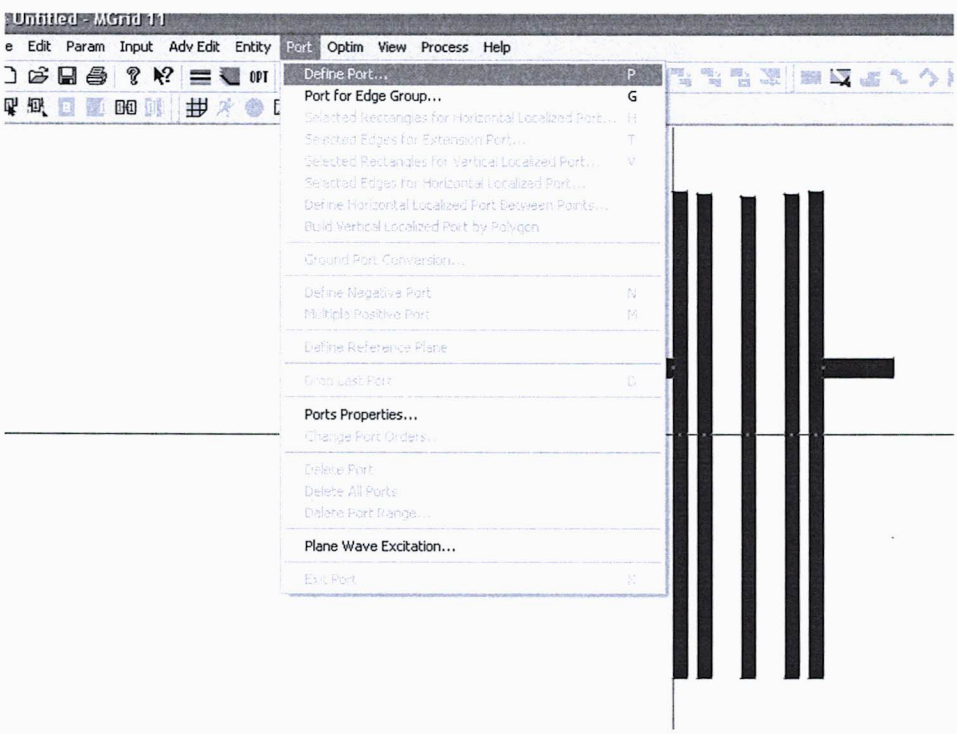


ตัวนำ A, B, C, D, E, F

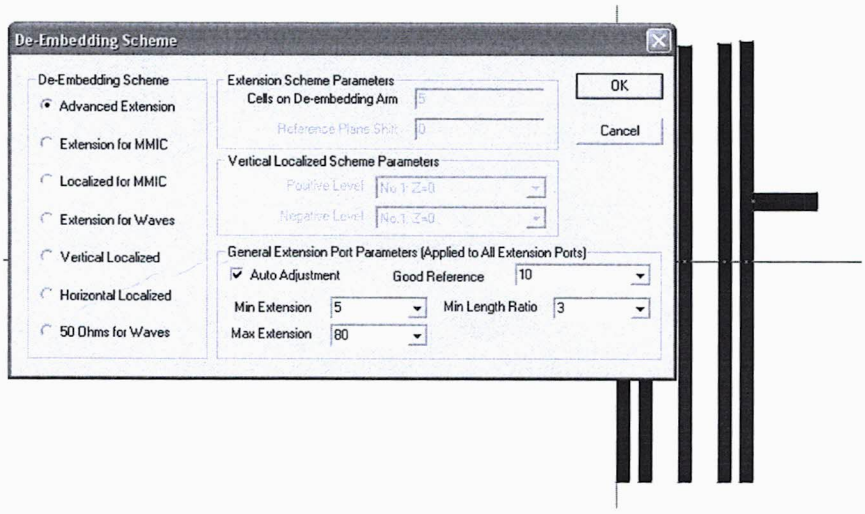
จากนั้นทำการ Copy ตัวนำ F ก็จะออกแบบได้ตามต้องการ



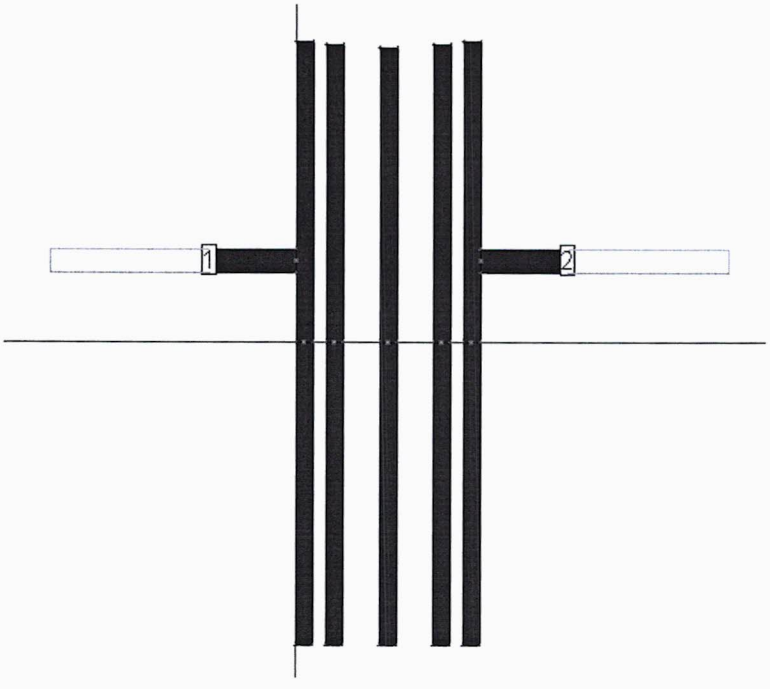
จากนั้นทำการใส่ Port ไปที่ Port >Define Port



ทำการ Set Port ดังนี้ จากนั้น กด OK

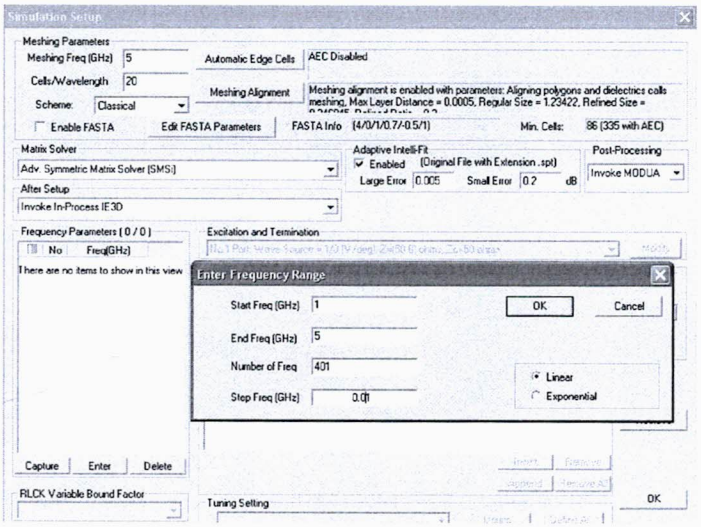


เมื่อ Set Port เรียบร้อยสามารถแตะ Port ที่ตัวนำได้เลยโดยไม่จำเป็นต้อง Set ค่า Port 2 อีก



กด ESC เพื่อที่จะให้คำสั่ง Simulate นั้น Active (ก่อนการ Simulate จะต้อง Save file ไว้ก่อน)

เลือกช่วงความถี่ที่ต้องการ Mesh Cells/Wavelength จากนั้น ไปที่ Enter เพื่อกำหนดย่านความถี่และจำนวนจุดที่ต้องการ Simulate จากนั้น กด OK ก็จะได้ผลการ Simulate ตามความต้องการ



รูปแสดงผลการ Simulate สามารถเลือกดูพารามิเตอร์แสดงผลการ Simulate ได้

ไปที่ Control>Define Display Data, Define Display Graph