



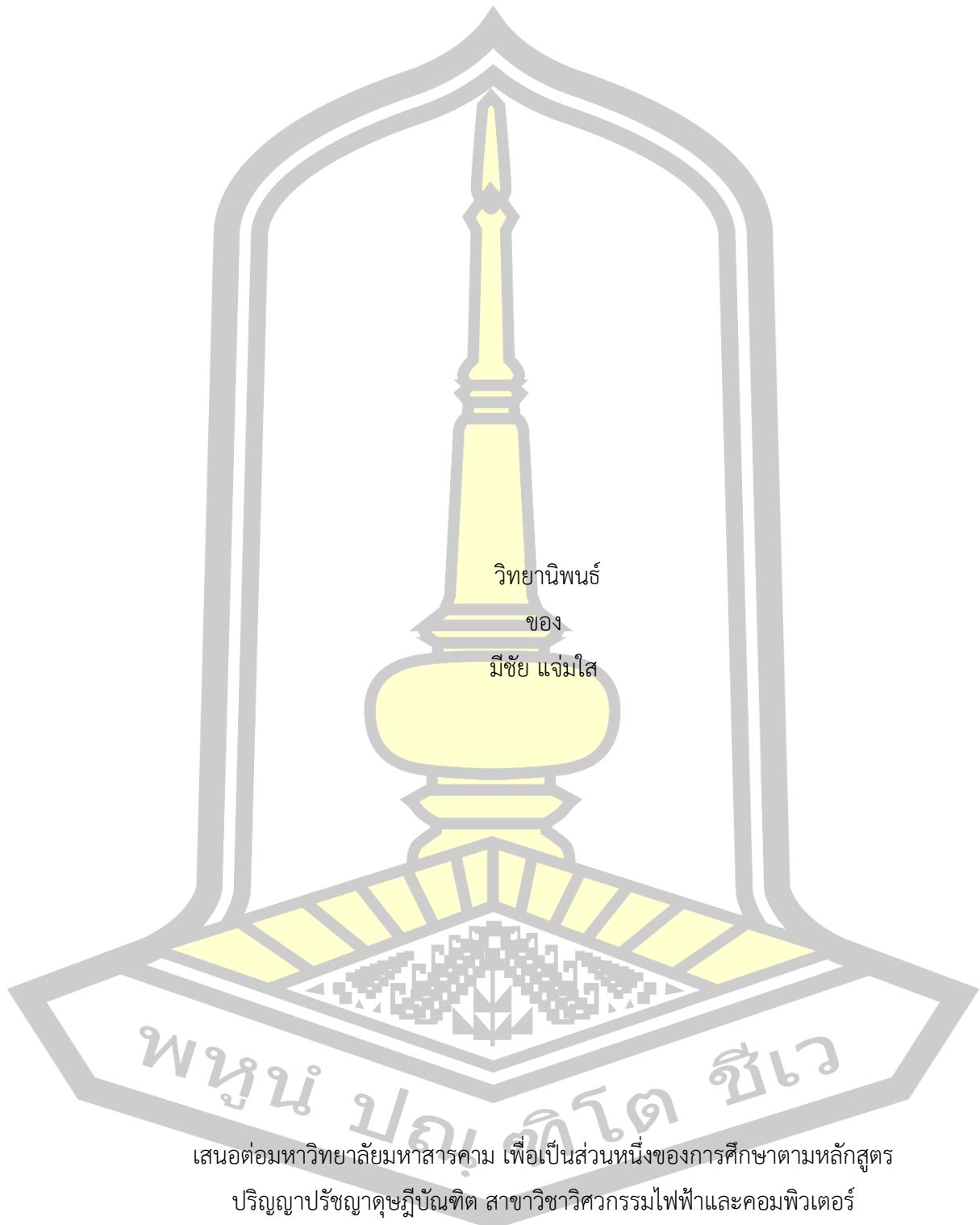
การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

วิทยานิพนธ์
ของ
มีชัย แจ่มใส

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
ปีการศึกษา 2560

สงวนลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน



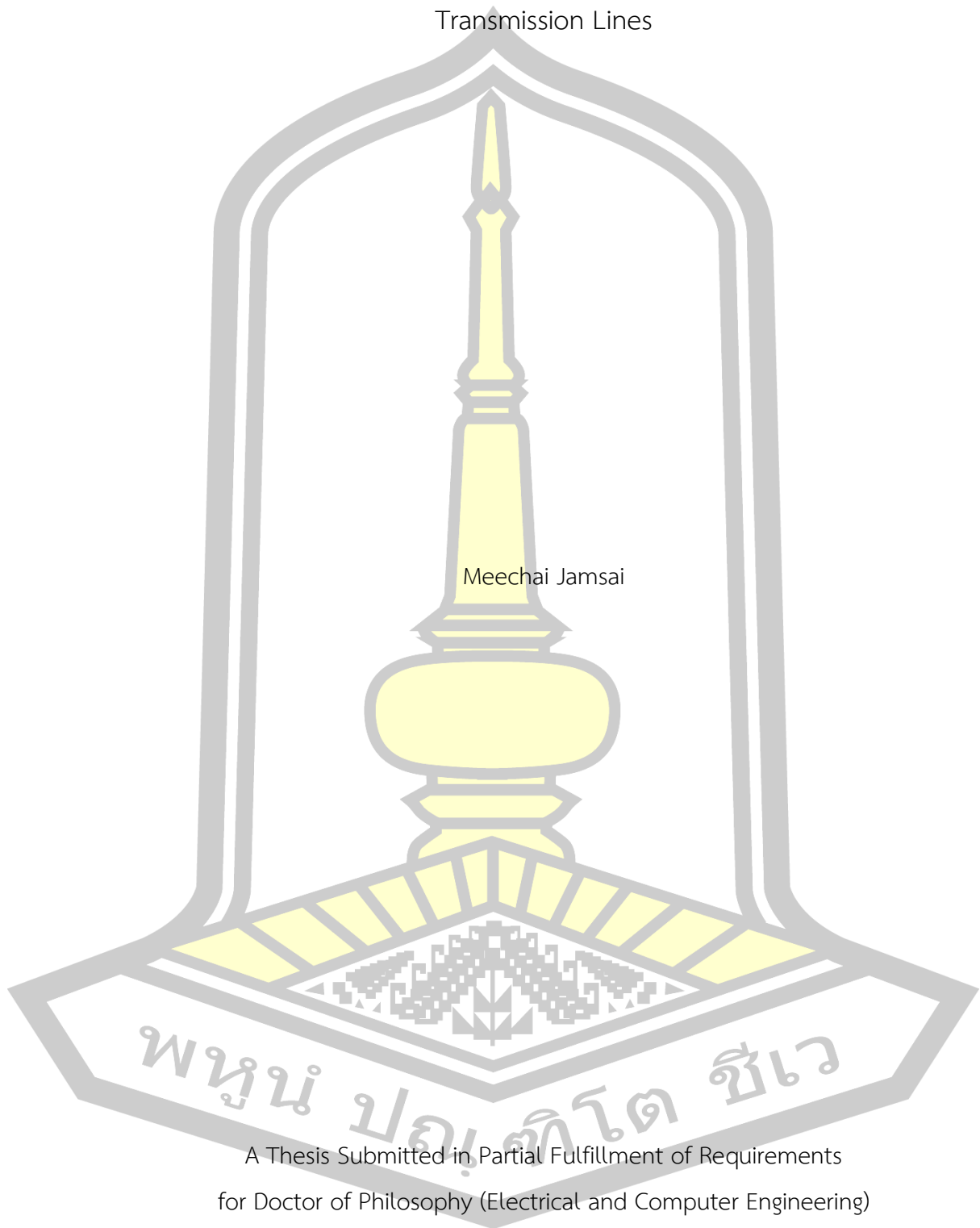
พูน ปรุ ติ โต ชีเว

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

ปีการศึกษา 2560

สงวนลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Design of Ultra-Wideband Bandpass Filter with Parallel- Coupled
Transmission Lines



Meechai Jamsai

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

Academic Year 2017

Copyright of Maharakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายมีชัย แจ่มใส แล้ว
เห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร. ระวี พรหมหลวงศรี)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์)

.....กรรมการ

(รศ. ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ณัฐฉา สุวรรณทา)

มหาวิทยาลัยอนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย
มหาสารคาม

(รศ. ดร. อนงค์ฤทธิ์ แข็งแรง)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วัน.....เดือน.....ปี.....

| | | | |
|------------------|---|------------|-----------------------------|
| ชื่อเรื่อง | การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่ง เชื่อมต่อคู่ขนาน | | |
| ผู้วิจัย | มีชัย แจ่มใส | | |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ | | |
| ปริญญา | ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต | สาขาวิชา | วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ |
| มหาวิทยาลัย | มหาวิทยาลัยมหาสารคาม | ปีการศึกษา | 2560 |

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปโดยใช้คุณสมบัติของโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเป็นวงจรเรโซเนเตอร์ โดยการต่อปลายสายด้วยตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ ส่วนปลายสายส่งอีกข้าง ทำการลัดวงจรปลายสายและเปิดปลายสายของสายส่งเชื่อมต่อแบบคู่ขนาน งานวิจัยฉบับนี้ นำเสนอโครงสร้างพื้นฐานของวงจร (RLC) ที่ออกแบบบนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานและความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริป การออกแบบและการทดสอบการทำงานที่ความถี่ใช้งาน 2.7-10.7 กิกะเฮิรตซ์ ด้วยวัสดุฐานรอง AD260 ผลการวัดทดสอบผลตอบแทนเชิงความถี่พบว่าค่าสูญเสียส่งผ่าน เท่ากับ -1.2 ดีบี การสูญเสียย้อนกลับ มากกว่า -10 ดีบี และสามารถกำจัดความถี่ปลอมเทียมที่ฮาร์โมนิกส์ที่หนึ่งได้เป็นอย่างดี เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบไม่ปรับปรุง

คำสำคัญ : วงจรกรองผ่านแถบความถี่, สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป

พหุจน์ ปณฺ ทิโต ชีเว

TITLE Design of Ultra-Wideband Bandpass Filter with Parallel- Coupled Transmission Lines

AUTHOR Meechai Jamsai

ADVISORS Assistant Professor Niwat Angkawisittpan , Ph.D.

DEGREE Doctor of Philosophy **MAJOR** Electrical and Computer Engineering

UNIVERSITY Mahasarakham University **YEAR** 2017

ABSTRACT

This thesis presents a design of ultra-wideband bandpass filter with microstrip parallel-coupled transmission lines using a parallel-coupled transmission lines to be a resonator by connecting with the inductor and the capacitor. The other end of the terminal transmission line is shorted circuit and open the parallel-coupled transmission line. The thesis presents the basic circuit of RLC designed on the parallel transmission line and the electrical length of the microstrip parallel transmission lines. The filter is designed to operate at the frequencies of 2.7-10.7 GHz with AD260 printed circuit board. For frequency response results, it was found that the insertion loss was -1.2 dB while the return loss was more than -10 dB. It can suppress the spurious frequency at the first harmonic when comparing with the conventional filter circuit.

Keyword : Bandpass filter, Microstrip parallel transmission lines

พจนัน์ ปณฺ ทิโต ชเว

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่ง ทั้งทางด้านวิชาการและด้านการดำเนินการวิจัยจากบุคคลต่างๆ จึงขอขอบพระคุณมา ณ โอกาสนี้

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนสำเร็จด้วยดี ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ระวี พรหมหลวงศรี ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำปรึกษา ข้อเสนอแนะ ตลอดจนให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล ประธานหลักสูตร ให้คำแนะนำการเรียนในหลักสูตร ติดตามนิสิต และคำแนะนำปรับปรุง แก้ไขวิทยานิพนธ์

ขอขอบพระคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชลธิ โพธิ์ทอง และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ณัฐฉนิ สุวรรณทา ที่ให้คำแนะนำปรับปรุง แก้ไขวิทยานิพนธ์ ตลอดจนคำแนะนำที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่ง และคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ที่ให้คำแนะนำและชี้แนะในการเรียนและให้ความช่วยเหลือด้านวิชาการและด้านการวิจัยแก่ผู้วิจัย

ท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงต่อบิดา มารดา และครอบครัว ที่ให้กำลังใจและให้โอกาสในด้านการศึกษาตลอดมา

ด้วยคุณประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบคุณงามความดีให้แก่บุคคลที่ได้กล่าวนามข้างต้น และบุคคลที่เกี่ยวข้องที่ยังไม่ได้กล่าวนามไว้ ณ ที่นี้

มีชัย แจ่มใส

พูน ปณ ทิโต ชีเว

สารบัญ

| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย..... | ง |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..... | จ |
| กิตติกรรมประกาศ..... | ฉ |
| สารบัญ..... | ช |
| สารบัญตาราง..... | ญ |
| สารบัญภาพ..... | ฎ |
| บทที่ 1 บทนำ..... | 1 |
| 1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา..... | 1 |
| 1.2 งานวิจัยที่ผ่านมา..... | 2 |
| 1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย..... | 9 |
| 1.5 วิธีการศึกษา..... | 9 |
| 1.6 เครื่องมือที่ใช้..... | 10 |
| 1.7 ประโยชน์การวิจัย..... | 10 |
| 1.8 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์..... | 10 |
| บทที่ 2 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง..... | 12 |
| 2.1 สายส่งไมโครสตริป..... | 12 |
| 2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป..... | 20 |
| 2.2.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ของสายนำสัญญาณแบบไมโคร สตริป..... | 20 |
| 2.2.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส..... | 22 |
| 2.2.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h | 23 |

| | |
|--|----|
| 2.2.4 ผลกระทบจากความหนาของสตรีป..... | 24 |
| 2.2.5 การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น | 25 |
| 2.2.6.การลดทอน หรือการสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตรีป..... | 26 |
| 2.3 โครงสร้างการคับปลิงสายนำสัญญาณคู่ขนานบนไมโครสตรีป | 27 |
| 2.3.1 ค่าคาปาซิแตนซ์ของโหมดคู่ และคี่..... | 28 |
| 2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์สำหรับโหมดคู่และคี่ | 29 |
| 2.4 อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์เมตริกของสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบสี่พอร์ต | 32 |
| 2.5 คุณสมบัติของสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน | 36 |
| 2.5.1 การชดเชยไตรีกตีวีตีของสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานด้วยตัวเหนี่ยวนำ..... | 36 |
| 2.6 ค่าความสูญเสีย (Losses) | 38 |
| 2.7 ค่าการหน่วงของกลุ่มสัญญาณ (Group Delay)..... | 39 |
| 2.8 สรุป | 40 |
| บทที่ 3 วงจรกรองความถี่แถบผ่านแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตรีป | 41 |
| 3.1 พื้นฐานวงจรกรองความถี่..... | 41 |
| 3.1.1 ผลตอบสนองชนิดบัตเตอร์เวอร์ธ | 41 |
| 3.1.2 ผลตอบสนองชนิดเชบีเชฟ | 42 |
| 3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สังเคราะห์จากสายส่งแบบสลับ | 45 |
| 3.3 การออกแบบตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล | 48 |
| 3.3.1 โมเดลตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัลแบบประมาณค่า..... | 49 |
| 3.4 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน | 52 |
| 3.4.1 ขั้นตอนกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการออกแบบ | 52 |
| 3.4.2 ขั้นตอนคำนวณหาค่าพารามิเตอร์..... | 52 |
| 3.4.3 ขั้นตอนการสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนาของไมโครสตรีป | 53 |

| | | |
|-----------------|--|----|
| 3.5 | วงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ที่สังเคราะห์จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน | 54 |
| 3.5.1 | วงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานหนึ่งส่วน | 55 |
| 3.6 | สรุป | 57 |
| บทที่ 4 | ผลการวิจัยและการอภิปราย | 58 |
| 4.1 | ทั่วไป | 58 |
| 4.2 | การทดสอบสมรรถนะของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำที่พอร์ต 1 และ 2 | 58 |
| 4.2 | การออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ | 60 |
| 4.3 | สรุป | 67 |
| บทที่ 5 | สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ | 68 |
| 5.1 | สรุป | 68 |
| 5.2 | งานวิจัยในอนาคต | 69 |
| บรรณานุกรม | | 71 |
| ประวัติผู้เขียน | | 74 |



สารบัญตาราง

หน้า

| | |
|---|----|
| ตารางที่ 3.1 ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท (อันดับวงจร $n = 1$ ถึง 8)..... | 44 |
| ตารางที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟที่มีการกระเพื่อมในแถบผ่าน 0.5 ดีบี (อันดับวงจร $n = 1$ ถึง 8)..... | 45 |
| ตารางที่ 3.3 การแปลงค่าต้นแบบไปเป็นค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานจริง | 45 |
| ตารางที่ 4.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน | 58 |
| ตารางที่ 4.2 ตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่าน | 60 |
| ตารางที่ 4.3 ตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบวงจรรองความถี่ 6.85 กิกกะเฮิรตซ์..... | 65 |



สารบัญภาพ

หน้า

| | |
|---|----|
| ภาพประกอบ 1.1 นำเสนอการการพัฒนาโครงสร้างวงจรกรองความถี่แถบผ่าน (BPF) | 2 |
| ภาพประกอบ 1.2 (a) โครงสร้างวงจรกรองความถี่แถบผ่านแบบอัลตราไวด์แบนด์ (b) ผลการจำลองและการวัดสัญญาณ | 3 |
| ภาพประกอบ 1.3 โครงสร้างวงจรกรองความถี่แบบไมโครสตริป อันดับ 3 | 4 |
| ภาพประกอบ 1.4 การเปรียบเทียบสัญญาณจากการจำลองและวัดจริง | 4 |
| ภาพประกอบ 1.5 โครงสร้างวงจรกรองความถี่วงแหวนแบบไมโครสตริป | 5 |
| ภาพประกอบ 1.6 (a) โครงสร้างที่แสดงขนาดของวงจร (b) วงจรโครงข่ายแบบ CPW MMR..... | 5 |
| ภาพประกอบ 1.7 ผลวงจกรองความถี่แถบกว้างแบบUWB ของ (S21) | 6 |
| ภาพประกอบ 1.8 รูปแบบวงจรกรองความถี่ MMR ทั้งสามตัว | 6 |
| ภาพประกอบ 1.9 ผลตอบสนองการส่งผ่าน ของวงจรวงเรโซแนนซ์แบบ MMR..... | 7 |
| ภาพประกอบ 1.10 (ก) การชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ต่อแบบเดี่ยว (ข) ตัวเหนี่ยวนำแบบคู่ | 7 |
| ภาพประกอบ 1.11 ผลการวัดค่าไดเรกทิวิตีและการแยกโคด | 8 |
| ภาพประกอบ 2.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า | 12 |
| ภาพประกอบ 2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปต่ออัตราส่วน | 14 |
| ภาพประกอบ 2.3 ความยาวคลื่นนอร์มัลไลซ์ของไมโครสตริปที่แปรตามอัตราส่วน | 15 |
| ภาพประกอบ 2.4 โครงสร้างของไมโครสตริปและการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า | 20 |
| ภาพประกอบ 2.5 ลักษณะการคับปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป | 27 |
| ภาพประกอบ 2.6 โหมดในการคับปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป | 27 |
| ภาพประกอบ 2.7 วงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณเชื่อมต่อกับพอร์ต | 33 |
| ภาพประกอบ 2.8 การจัดการตัวแปรหลักของโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อกับพอร์ต | 36 |
| ภาพประกอบ 2.9 วงจรสมมูลแบบ 4 พอร์ตของสายส่งเชื่อมต่อกับพอร์ต | 37 |

| | |
|--|----|
| ภาพประกอบ 2.10 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำสองตัวที่ พอร์ตอินพุตแลพอร์ตเชื่อมต่อ..... | 38 |
| ภาพประกอบ 2.11 การส่งผ่านกำลังงานของคลื่น | 38 |
| ภาพประกอบ 3.1 ผลตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวอร์ธ..... | 41 |
| ภาพประกอบ 3.2 ผลตอบสนองความถี่แบบเชบีเชฟ..... | 43 |
| ภาพประกอบ 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้อุปกรณ์ LC เป็นวงจรต้นแบบ | 44 |
| ภาพประกอบ 3.4 สมการอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบลัดปลายสาย (shorted circuit)..... | 46 |
| ภาพประกอบ 3.5 สมการอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบเปิดปลายสาย (opened circuit)..... | 46 |
| ภาพประกอบ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้อุปกรณ์ LC เป็นวงจรต้นแบบ | 47 |
| ภาพประกอบ 3.7 วงจรสมมูลโครงข่ายไฟฟ้าแบบ T หรือแบบ π ของสายส่งความยาวทางไฟฟ้า β | 48 |
| ภาพประกอบ 3.8 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสายส่งชั้นบันได | 48 |
| ภาพประกอบ 3.9 โครงสร้างของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล | 49 |
| ภาพประกอบ 3.10 ตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัลและส่วนย่อยต่างๆ..... | 51 |
| ภาพประกอบ 3.11 โมเดล EC ของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล | 51 |
| ภาพประกอบ 3.12 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ออกแบบจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานหนึ่งส่วน ก) แบบธรรมดา และ ข) แบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ | 55 |
| ภาพประกอบ 3.13 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำสองตัวที่ พอร์ตอินพุตแลพอร์ตเชื่อมต่อ..... | 56 |
| ภาพประกอบ 3.14 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบอัลตราไวด์แบนด์และ วงจรสมมูลแบบ LC ที่นำเสนอ | 56 |
| ภาพประกอบ 4.1 การจำลองการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว | 58 |
| ภาพประกอบ 4.2 ผลการจำลอง (ก) ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (ข) ค่าไดเร็กทิวิตี้ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD206A..... | 59 |
| ภาพประกอบ 4.3 วงจรกรองความถี่ต้นแบบที่คำนวณขึ้นโดยรวมผลของค่าตัวเหนี่ยวนำชดเชย Lci61 | |

| | |
|---|----|
| ภาพประกอบ 4.4 โครงสร้างวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน | 61 |
| ภาพประกอบ 4.5 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน | 62 |
| ภาพประกอบ 4.6 โครงสร้างวงจรรองความถี่สูงผ่าน | 62 |
| ภาพประกอบ 4.7 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของวงจรรองความถี่สูงผ่าน ที่สังเคราะห์ขึ้นบนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน | 63 |
| ภาพประกอบ 4.8 โครงสร้างที่ทำออกแบบขึ้นเพื่อทำการทดสอบที่ความถี่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์ | 64 |
| ภาพประกอบ 4.9 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของที่ช่วงพาสแบนด์ | 64 |
| ภาพประกอบ 4.10 วงจรที่ออกแบบเพื่อทำการทดสอบที่ความถี่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์ ต่อตัวเหนี่ยวนำที่ปลายสายเชื่อมต่อ | 64 |
| ภาพประกอบ 4.11 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ ที่ต่อตัวเหนี่ยวนำที่ปลายสายเชื่อมต่อ | 65 |
| ภาพประกอบ 4.12 เลย์เอาต์ที่ออกแบบโดยโปรแกรม Sonnet Lite 18 โดยคิดถึงผลกระทบของสนามไฟฟ้า | 65 |
| ภาพประกอบ 4.13 วงจรที่สร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในการทดลอง | 66 |
| ภาพประกอบ 4.14 ผลการวัดการจำลองการทำงานวงจรรองความถี่ | 67 |



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันระบบสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการพัฒนาการ และขยายตัวอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะความถี่ไมโครเวฟในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (wireless communications) ได้เข้ามา มีบทบาทความสำคัญกับชีวิตประจำวันของมนุษย์เป็นอย่างมาก [1-3] จึงทำให้มีความมุ่งเน้น พัฒนาการระบบการสื่อสารให้มีความสามารถมากขึ้น และพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง เนื่องจากการ เชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ มีความสะดวกสบายและความคล่องตัวมากขึ้น ดังนั้นการออกแบบใน การรับส่งสัญญาณข้อมูล ต้องเหมาะสมและมีความคุ้มค่ามากที่สุด จึงทำให้ปัจจุบันได้มีการพัฒนา วงจรความถี่หลายรูปแบบ และวงจรรองความถี่แถบกว้างแบบอัลตราไวด์แบนด์ (ultra wideband : UWB) [4] ก็เป็นอีกรูปแบบหนึ่งที่มีการพัฒนากันอย่างแพร่หลาย โดยมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตลอด ย่านความถี่ 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ [4-6]

วงจรรองความถี่ผ่านแถบก็เป็นอีกวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย โดยทำหน้าที่เป็นตัวกรองสัญญาณในย่านความถี่ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งมีการวิจัย และออกแบบพัฒนาอุปกรณ์สำหรับระบบอุปกรณ์สื่อสารเหล่านี้้อย่างมากมาย โดยที่วงจรรอง ความถี่ผ่านแถบเป็นวงจรที่ใช้ในการกรองความถี่ฮาร์โมนิกส์ [7, 8] ให้หมดไปจากสัญญาณเอาต์พุต ของวงจร เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณในระบบสื่อสารซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพในการ รับส่งข้อมูลโดยทั่วไป นั้นการออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบนั้นจะมุ่งเน้นไปที่การปรับปรุง ผลตอบสนองความถี่ของวงจร ให้มีช่วงความถี่แถบหยุดที่มีช่วงกว้าง มีการกดผลตอบสนองความถี่ ในช่วงความถี่ส่งผ่าน (transition band) อย่างรวดเร็ว มีการสูญเสียแทรกสอดและการสูญเสีย ย้อนกลับที่มีค่าต่ำ การออกแบบวงจรมักจะใช้สายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าสูงและต่ำมา ทำต่อкасцепตสลับกันทำให้วงจรมีลักษณะเป็นแบบสายส่งแบบขั้นหรือใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ เชื่อมต่อกันหลายท่อน นอกจากนั้นยังสามารถออกแบบโดยใช้สายส่งแบบสแต็คแบบเปิดและลัดปลาย สายความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ณ ความถี่ทำงานเชื่อมต่อกันส่งผลให้วงจรพื้นที่ของ วงจรมีขนาดใหญ่ ส่วนการเพิ่มขนาดการกดผลตอบสนองความถี่ในช่วงความถี่ส่งผ่าน หรือในช่วง ความถี่แถบหยุดนั้นจะออกแบบโดยการเพิ่มอันดับหรือส่วนประกอบของวงจร ส่งผลให้วงจรมีค่าการ สูญเสียย้อนกลับและขนาดของวงจรเพิ่มขึ้นเช่นกัน การออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบที่ให้ผล ตอบสนองความถี่แบบอิลลิปติก (elliptic transfer function) [8-10] เป็นเทคนิคอีกแบบที่มักนำไปใช้ ในการออกแบบวงจรรองความถี่สำหรับระบบสื่อสารแบบความถี่ผ่านแถบกว้าง (wide band communication systems) เพราะวงจรรองความถี่ผ่านแถบที่ออกแบบ จะได้มีช่วงความถี่ผ่าน แถบที่กว้าง และมีช่วงความถี่ส่งผ่านที่มากและโครงสร้างของวงจรมีขนาดเล็ก ได้มีการนำเสนอวงจร รองความถี่ผ่านแถบแบบอิลลิปติกที่พัฒนาจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานหนึ่งส่วนที่มีระยะห่างระหว่าง

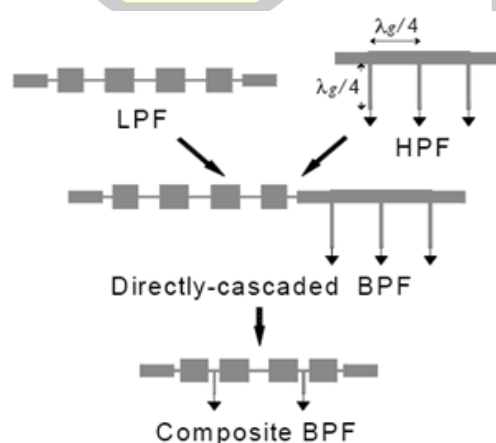
แผ่นตัวนำแบบเป็นร่องคดเคี้ยวไปมาทำให้โครงสร้างของวงจรที่ออกแบบมีขนาดเล็ก แต่มีปัญหาคือมีแถบความถี่ส่งผ่านที่กว้างและไม่มีสมการในการออกแบบที่แน่นอน

ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ใช้โครงสร้างสายส่งแบบไมโครสตริปคู่ขนาน และมีโครงสร้างพื้นฐานแบบอาร์แอลซี (RLC) โดยนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปที่สังเคราะห์ จากวงจรพื้นฐานอาร์แอลซี มาทำการเชื่อมต่อวงจรทั้งสองส่วนเข้าด้วยกัน เพื่อให้เกิดเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่มีแบนด์วิดท์ 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์ และทำการปรับปรุงสายส่งเชื่อมต่อด้วยตัวเหนี่ยวนำเข้าไป เพื่อจะให้มึวงจรขนาดเล็ก และเพิ่มประสิทธิภาพของทรานสิชันแบนด์ให้มีความลาดชันมากขึ้น ความสูญเสียต่ำ โดยสร้างขึ้นเพื่อเปรียบเทียบกับวงจรสายส่งเชื่อมต่อแบบทั่วไป

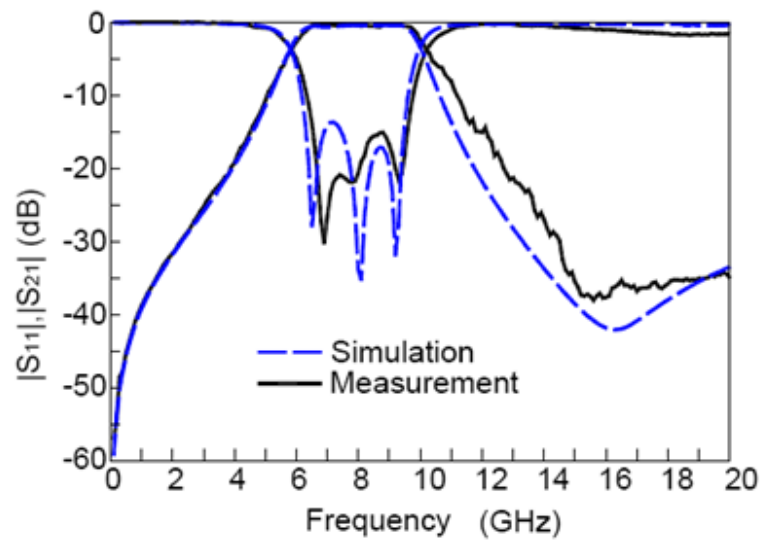
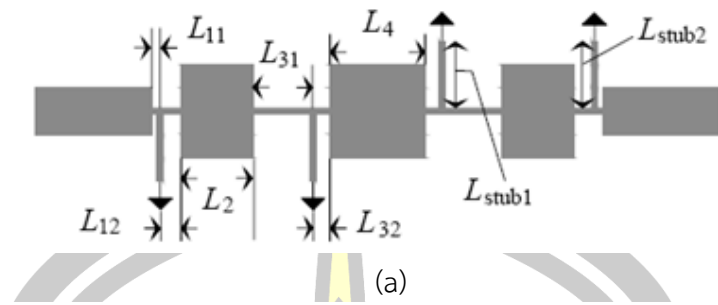
1.2 งานวิจัยที่ผ่านมา

สำหรับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ที่มีตัวนำหลายรูปแบบ โดยจะเริ่มต้นดังต่อไปนี้

ปี ค.ศ. 2005 Ching-Luh Hsu [4] พร้อมทั้งคณะ ได้นำเสนอเทคนิคในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบ โครงสร้างไมโครสตริป ที่มีแบนด์วิดท์ที่ตำแหน่ง -3 ดบี มากกว่า 100% เหมาะสำหรับการใช้งานการสื่อสารไร้สาย แบบอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) โดยใช้โครงสร้างสองส่วนคือส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (HPF) และส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) แล้วนำทั้งสองส่วนมาทำการต่อเข้าด้วยกันเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรให้เป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (BPF) ในภาพประกอบ 1.5



ภาพประกอบ 1.1 นำเสนอการพัฒนาโครงสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (BPF)

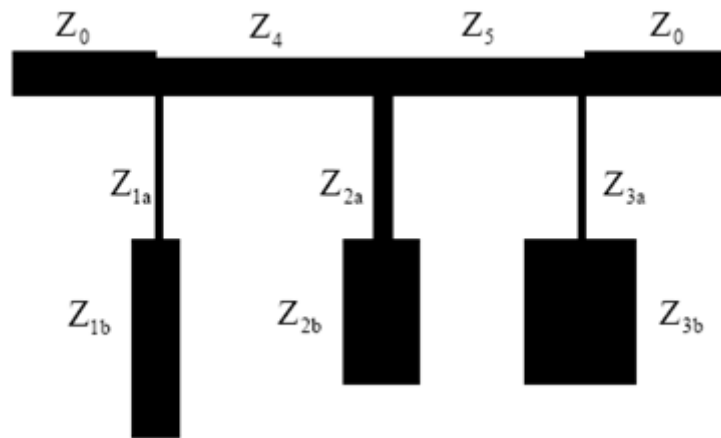


ภาพประกอบ 1.2 (a) โครงสร้างวงจรกรองความถี่แถบผ่านแบบอัลตราไวด์แบนด์

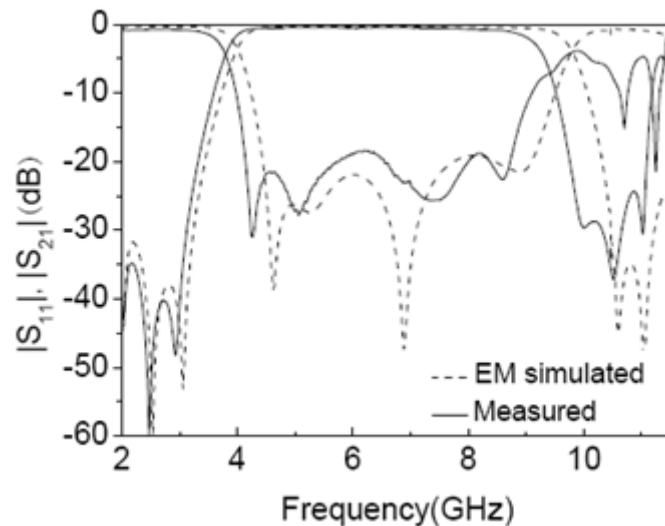
(b) ผลการจำลองและการวัดสัญญาณ

จากการศึกษาจะเห็นได้ว่า ทางคณะผู้วิจัยได้นำเสนอส่วนที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ที่อาศัยวงจรทั้งสองส่วนมาทำการเชื่อมต่อกันเพื่อให้เกิดเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ แบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่มีแบนด์วิด 100 % โดยอาศัยการปรับจูนสตาบ เป็นตัวช่วยในการออกแบบ

ปี ค.ศ. 2006 Peng Cai พร้อมทั้งคณะ [5] ได้นำเสนอ วงจรกรองความถี่แถบกว้างแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่สังเคราะห์ตามทฤษฎีและเทคนิคแบบ Z-transformation เพื่อที่จะได้การลดทอนของวงจรกรองความถี่ ให้มีค่าความชันที่มากขึ้น โดยที่โครงสร้างที่นำเสนอวงจรกรองความถี่แบบอัลตราไวด์แบนด์ และเป็นโครงสร้างอันดับ 3



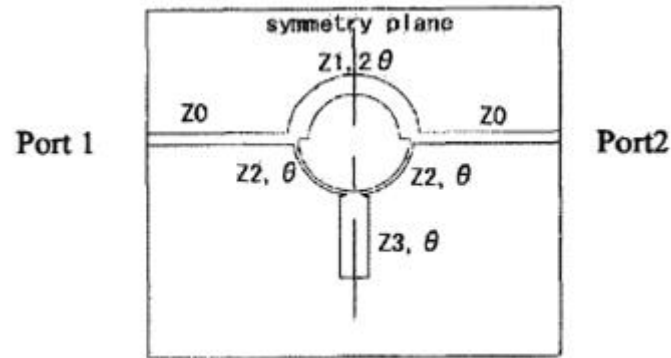
ภาพประกอบ 1.3 โครงสร้างวงจรกรองความถี่แบบไม่โครสตริป อันดับ 3



ภาพประกอบ 1.4 การเปรียบเทียบสัญญาณจากการจำลองและวัดจริง

ผลการศึกษาพบว่าโครงสร้างแบบสายส่งแบบอิมพีแดนซ์ ที่ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบอัลตราไวด์แบนด์ ออกแบบได้ง่ายและสามารถสร้างชิ้นงานได้จากทฤษฎี ในการออกแบบสามารถลดการลดทอนของสัญญาณได้ โดยโครงสร้างนี้ใช้สลับเป็นตัวปรับจูนช่วงแถบความถี่ของสัญญาณ

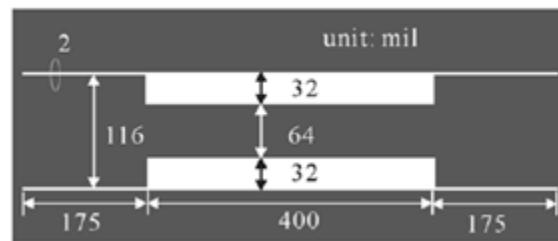
ปี ค.ศ. 2004 Hitoshi Ishida [10] พร้อมทั้งคณะ ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่ผ่านแถบกว้าง แบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่มีโครงสร้างแบบวงแหวนขนาดเล็กกะทัดรัด และมีการสูญเสียการแทรกสอดที่ต่ำ โดยวงจรกรองความถี่ผ่านแถบนี้ ควบคุมช่วงความถี่หรือการลดทอนของสัญญาณ ด้วยวิธีการปรับอิมพีแดนซ์สายส่งในโครงสร้างวงแหวน เพื่อให้ได้ความถี่ศูนย์กลางและแบนด์วิดท์ตามที่กำหนด และเงื่อนไขวงจรทางไฟฟ้าของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ



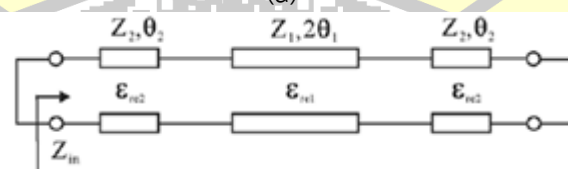
ภาพประกอบ 1.5 โครงสร้างวงจรกรองความถี่วงแหวนแบบไมโครสตริป

จากการศึกษาจะพบว่าผู้วิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบวงแหวน ที่เกิดความถี่เรโซแนนซ์มาทำการต่อร่วมกันในรูปแบบอนุกรมกัน โดยที่โครงสร้างวงแหวนหนึ่งวงก็แทนที่หนึ่งอันดับ โดยที่ผู้นำเสนอใช้วงจรเรโซเนเตอร์แบบวงแหวนทั้งหมดแปดวง ก็เท่ากับวงจรนี้มีค่าเท่ากับแปดอันดับ โดยในแต่ละวงแหวนจะมีสลับ เพื่อใช้ในการปรับจูนความถี่เรโซแนนซ์

ปี ค.ศ. 2006 Jing Gao พร้อมทั้งทีมงานได้นำเสนอ วงจรกรองความถี่ผ่านแถบกว้าง บน waveguide coplanar (CPW) [11] โดยที่โครงสร้างที่นำเสนอ เป็นโครงสร้างเรโซเนเตอร์แบบสายส่ง โดยที่เรโซเนเตอร์นั้นจะทำการลัดปลายสายของวงจรเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ขึ้น โดยทำการลัดปลายสาย โดยที่สายส่งทั้งสองจะทำการวางแบบคู่ขนานกัน ดังแสดงในภาพประกอบ 1.6

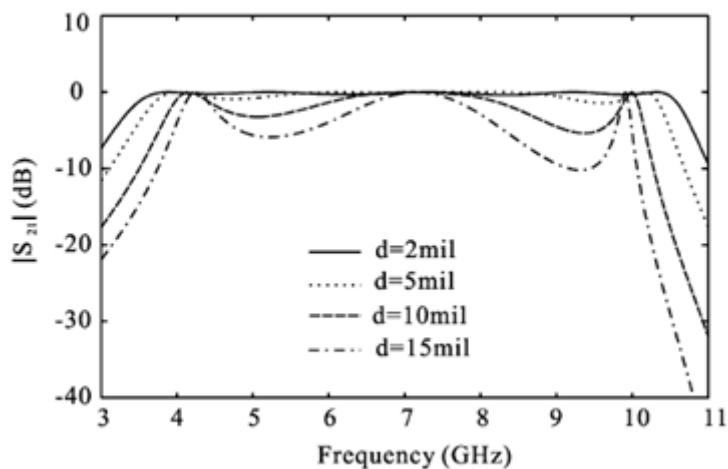


(a)



(b)

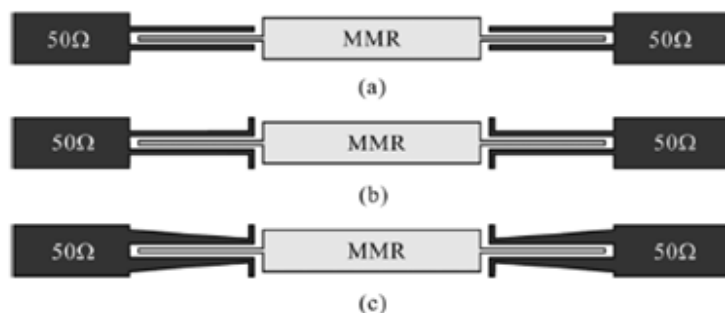
ภาพประกอบ 1.6 (a) โครงสร้างที่แสดงขนาดของวงจร (b) วงจรโครงข่ายแบบ CPW MMR



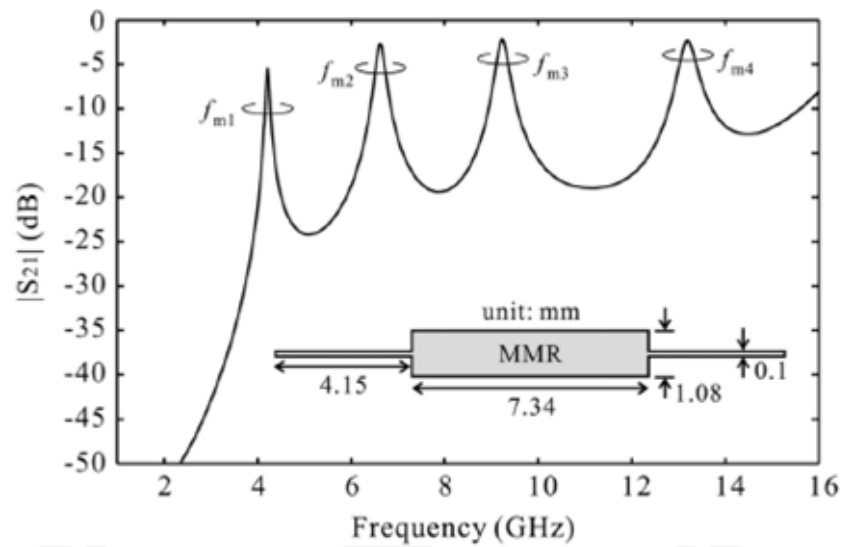
ภาพประกอบ 1.7 ผลวงจรรองความถี่แถบกว้างแบบUWB ของ (S21)

จากโครงสร้างที่นำเสนอที่นำคลื่นแบบโครงสร้าง (CPW) ที่ออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบกว้างแบบอัลตราไวด์แบนด์ UWB ใช้เทคนิคแบบ MMR ที่ทำการลัดปลายสายของวงจรเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ ในแต่ละช่วงความถี่ โดยที่การออกแบบนั้นจะนำเสนอการออกแบบเรโซเนเตอร์ แบบ MMR ที่ทำการวางกันแบบคู่ขนานแบบไม้บรรทัด

ปี ค.ศ. 2006 Sheng Sun และ Lei Zhu [12] ได้นำเสนอวงจรรองความถี่ผ่านแถบอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) แบบใหม่ ที่แสดงโครงสร้างบนสายส่งไมโครสตริป โดยอาศัยการปรับปรุงในเรื่องโหมดของสัญญาณ โดยการปรับปรุงโหมดสัญญาณนี้ก็มีด้วยกันหลายรูปแบบ แต่โครงสร้างที่นำเสนอนี้ อาศัยหลักการการคัปปลิ่งคลื่นความถี่สัญญาณจากสายส่ง ดังภาพประกอบที่ 1.8 และโครงสร้างของผู้วิจัยที่นำเสนอยังสามารถลดความถี่ปลอมเทียม โดยอาศัยหลักการปรับปรุงสายส่งที่เกิดจากการคัปปลิ่งสัญญาณในทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตของสายส่ง



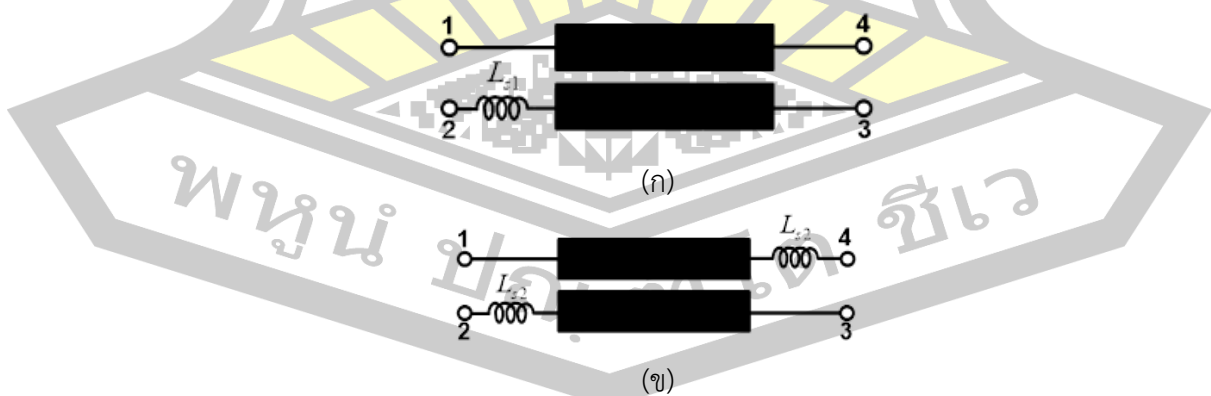
ภาพประกอบ 1.8 รูปแบบวงจรรองความถี่ MMR ทั้งสามตัว



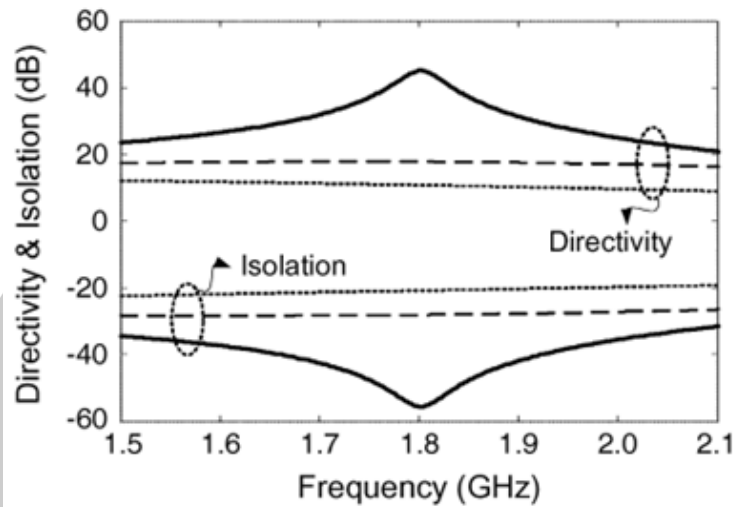
ภาพประกอบ 1.9 ผลตอบสนองการส่งผ่าน ของวงจรวจรเรโซแนนซ์แบบ MMR

จากผลการศึกษาวิจัยนี้จะเห็นได้ว่า โครงสร้างของผู้วิจัยที่นำเสนอ นั้นจะอาศัยหลักการการคัปปลิงสัญญาณ โดยอาศัยสายส่งเป็นตัวแปลงอิมพีแดนซ์ให้มีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม โดยการนำวงจรวจรเรโซเนเตอร์ที่ทำการออกแบบไว้ทั้งสามตัว มาทำการต่ออนุกรมกัน โดยอาศัยการคัปปลิงจากตัวหนึ่งแล้วก็ส่งไปให้อีกตัว ดังจึงทำให้งานนี้ต้องออกแบบวงจรวจรเรโซเนเตอร์ ถึงสามชุดที่มีการปรับปรุุงการคัปปลิงที่ปลายสายให้มีความต่างกัน ของแต่ละชุดเรโซเนเตอร์

ปี ค.ศ. 2006 Ravee และคณะ [13] ได้นำเสนอเทคนิคใหม่ สำหรับการชดเชยสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ด้วยวิธีการต่อตัวเหนี่ยวนำแบบเดี่ยว (singly-compensation inductor) และแบบคู่ (doubly-compensation inductor) ดังแสดงในภาพประกอบ 1.7 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยที่เทคนิคการเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำแบบเดี่ยวที่พอร์ตเชื่อมต่อ (coupled port : port 2)



ภาพประกอบ 1.10 (ก) การชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ต่อแบบเดี่ยว (ข) ตัวเหนี่ยวนำแบบคู่



ภาพประกอบ 1.11 ผลการวัดค่าไดเรกทิวิตีและการแยกโดด

ดังภาพประกอบ 1.10 (ก) โดยที่เทคนิคการเชื่อมต่อสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ด้วยการเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำแบบคู่เข้ากับพอร์ตเชื่อมต่อ (port 2) และพอร์ตส่งผ่าน (port 4) พร้อมทั้งงานวิจัยนี้ ได้นำเสนอ สมการเริ่มต้นสำหรับคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ และสมการสำหรับการลดความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป ดังสมการ 1.5 ถึง 1.9 ตามลำดับ สมการค่าตัวเหนี่ยวนำแบบเดี่ยวที่พอร์ตเชื่อมต่อ [13, 14]

$$L_s = \frac{Z_0}{4\pi f_0} \operatorname{Im} \left\{ \frac{-Z_0 \partial + j Z_{0e} \sin \theta_e - Z_{0o} \sin \theta_o}{Z_0 \partial + j Z_{0e} \sin \theta_e - Z_{0o} \sin \theta_o} \right\} \quad (1.5)$$

และสมการค่าตัวเหนี่ยวนำแบบคู่ [13]

$$L_d = \frac{1}{2\pi f_0} \operatorname{Im} \left\{ \frac{Z_0^2 (\cosh \theta_o - \cosh \theta_e) + Z_0 Z_B - \Re}{Z_B} \right\} \quad (1.6)$$

สมการสำหรับการลดความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป กรณีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า แบบเดี่ยว [13]

$$\theta_s(L_s) = \cot^{-1} \left[\frac{2\pi f L_s}{Z_{0o}} \right] \ominus \quad (1.7)$$

สมการสำหรับการลดความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป กรณีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบคู่ [13]

$$\theta_d(L_d) = \frac{1}{\Theta} \cot^{-1} \left[\frac{2\pi f L_d}{Z_{0o}} - \frac{1}{2} \cot \left(\frac{\pi}{2} \Theta \right) \right] \quad (1.8)$$

ผลจากการศึกษา พบว่าเทคนิคชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำแบบคู่และเดี่ยว สามารถเพิ่มค่าไดเรกทิวิตี้ โดยออกแบบที่ความถี่ทำงาน 1.8 กิกะเฮิรตซ์ ดังแสดงในภาพประกอบ 1.8 ซึ่งเปรียบเทียบผลของการปรับปรุงด้วยตัวเหนี่ยวนำแบบเดี่ยว-คู่ และแบบไม่ปรับปรุง ซึ่งพบว่า การชดเชยแบบตัวเหนี่ยวนำคู่ สามารถเพิ่มไดเรกทิวิตี้ มากกว่า 40 ดบี พร้อมเปรียบเทียบข้อดีกับงานวิจัย

1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1. ศึกษาการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ บนโครงสร้างไมโครสตริปแบบสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน
2. ศึกษาการทำงานของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปแบบสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน และสายส่งอิมพีแดนซ์
3. สร้างและทดสอบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ใช้โครงสร้างไมโครสตริปแบบสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน และสายส่งอิมพีแดนซ์

1.4 ขอบเขตงานวิจัย

1. ศึกษาและออกแบบสร้างชิ้นงานวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบอิมพีแดนซ์บนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD206A ออกแบบที่ความถี่ใช้งาน 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์
2. สามารถทดสอบการทำงานของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน ที่ออกแบบบนโครงสร้างไมโครสตริปในวัสดุฐานรอง AD206A ให้ได้ตามข้อกำหนดความถี่ใช้งานที่ 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์

1.5 วิธีการศึกษา

1. ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับการสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานในรูปแบบต่างๆ
2. ศึกษาออกแบบและทำการปรับปรุงสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานไมโครสตริป
3. ศึกษาการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์
4. สร้างและทดสอบ วงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ บนโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบไมโครสตริป

1.6 เครื่องมือที่ใช้

1. คอมพิวเตอร์
2. โปรแกรมสำหรับจำลองไมโครเวฟ
3. แผ่นวงจรไมโครเวฟ (Microwave PCB) ชนิด AD 260A
4. คอนเน็กเตอร์ SMA สำหรับความถี่ไมโครเวฟ
5. เครื่องวัดโครงข่ายงานไฟฟ้า รุ่น HP8753E (Network Analyzer)

1.7 ประโยชน์การวิจัย

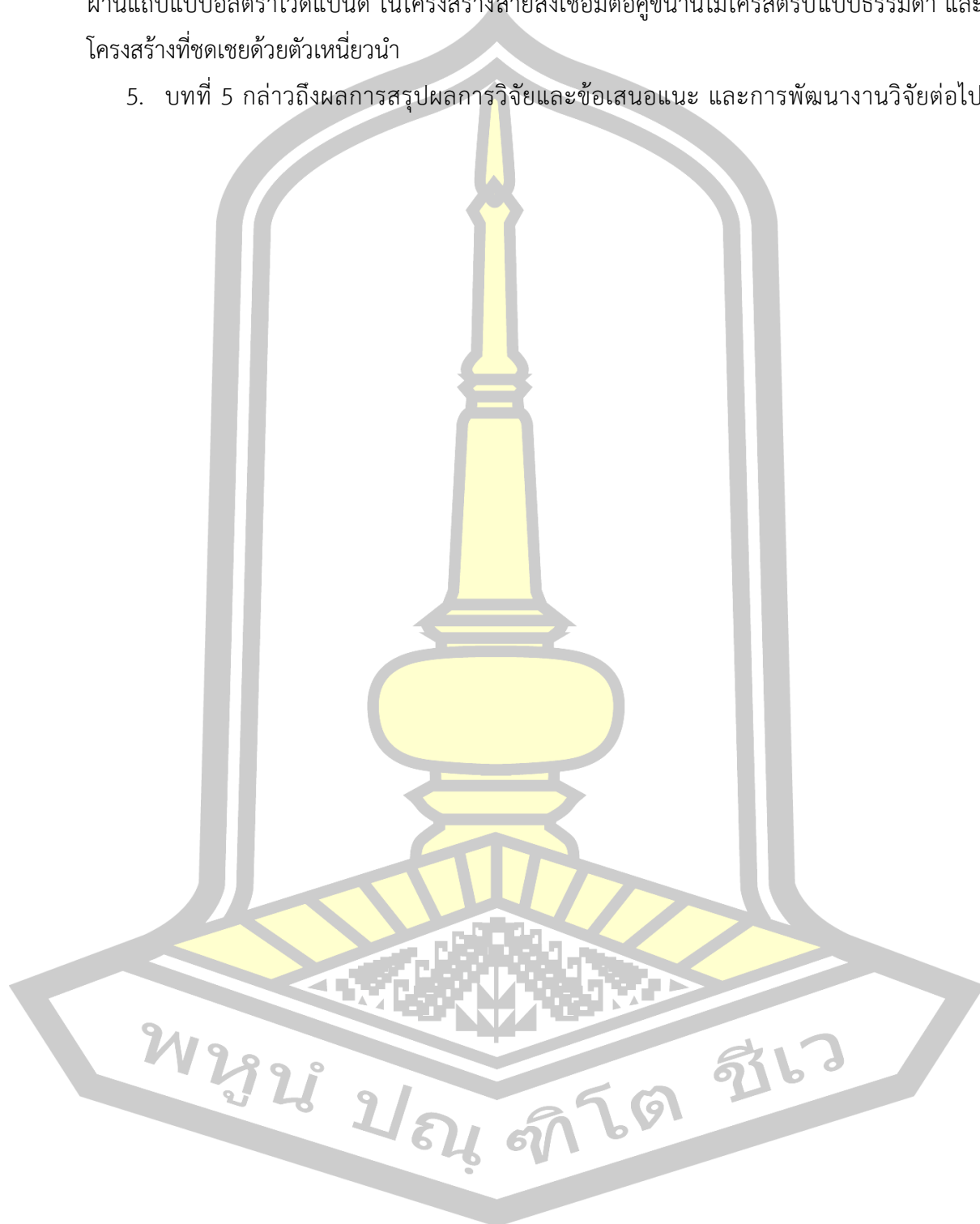
1. ได้เทคนิคการออกแบบสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปในรูปแบบต่างๆ
2. ได้สมการการออกแบบสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสมมาตร ของความยาวสายส่งทางไฟฟ้าแบบไมโครสตริป
3. ได้วงจรรองความถี่แถบผ่านแบบอัลตราไวด์แบนด์ บนโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบไมโครสตริปที่มีวงจรมิติขนาดเล็ก

1.8 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของเค้าโครงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออก 5 บท ดังนี้

1. บทที่ 1 กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย งานวิจัยที่ผ่านมา วัตถุประสงค์ ขอบเขต วิธีการวิจัย เครื่องมือที่ใช้ ประโยชน์งานวิจัย ตลอดจนเนื้อหาในภาพรวมของวิทยานิพนธ์เล่มนี้
2. บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับโครงสร้างสายส่งไมโครสตริป โครงสร้างการคัปปลิงบนสายส่งสัญญาณคู่ขนานแบบไมโครสตริป และคุณสมบัติอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ เมตริกของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสี่พอร์ต โดยที่มีการชดเชยค่าไดเรกทิวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานด้วยตัวเหนี่ยวนำ และค่าความสูญเสีย (Losses) ของสายส่งสัญญาณ
3. บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบ และวิเคราะห์ สร้างส่งสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำแบบสมมาตร สมการตัวเหนี่ยวนำแบบสมมาตรปลายสายส่ง ตามสมการความยาวทางไฟฟ้าของสายส่งที่ได้ปรับปรุงค่าไดเรกทิวิตี และการออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบอัลตราไวด์แบนด์ที่ปรับปรุงด้วยตัวเหนี่ยวนำ

4. บทที่ 4 กล่าวถึง ผลการจำลองและทดสอบวัดผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ในโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปแบบธรรมดา และโครงสร้างที่ชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ
5. บทที่ 5 กล่าวถึงผลการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ และการพัฒนางานวิจัยต่อไป

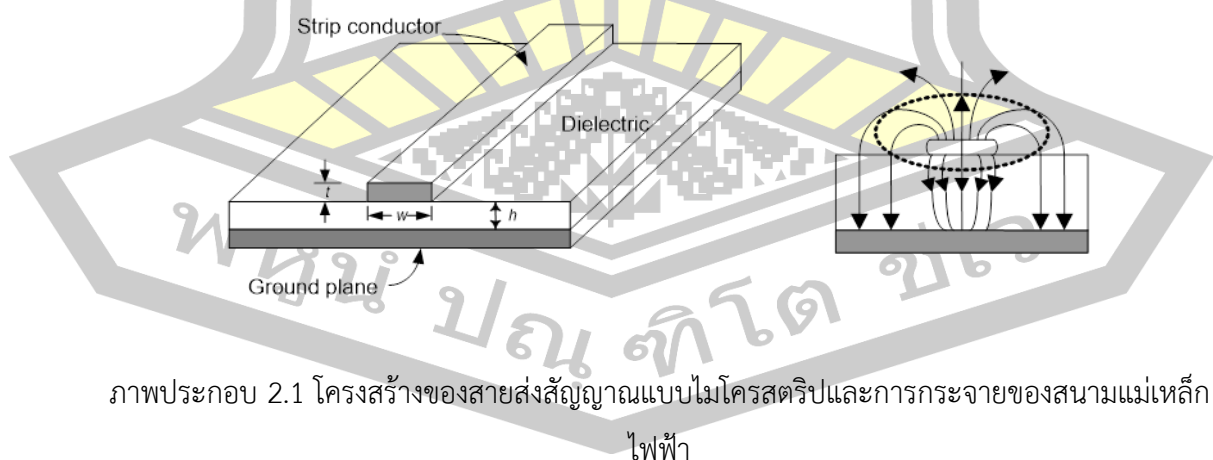


บทที่ 2 วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปไปใช้ในการออกแบบวงจรต่างๆในงานย่านความถี่ไมโครเวฟเช่น วงจรกรองความถี่แบบต่างๆ วงจรเลื่อนเฟส วงจรสายส่งแปลงอิมพีแดนซ์และวงจรเรโซเนเตอร์ เป็นต้น เนื่องจากวงจรที่สร้างจากสายส่งไมโครสตริปจะมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ทั้งยังง่ายต่อการวางอุปกรณ์เชื่อมต่อแบบแอกทีฟและพาสซีฟบนส่วนต่างๆ ของสายส่งไมโครสตริปได้โดยง่าย นอกจากนี้ยังมีการนำเสนอแบบจำลองทางไฟฟ้า (electrical model) ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริป [15] ในรูปของสมการอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ที่อธิบายการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน [16] ทำให้การวิเคราะห์วงจรที่สร้างจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปทำได้ง่ายขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุที่จะนำมาเชื่อมต่อต่างๆ ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน เพื่อเพิ่มค่าไดเรคทีวิตีหรือเพื่อปรับจูนวงจรให้มีผลตอบสนองความถี่ตามที่ต้องการ

2.1 สายส่งไมโครสตริป

สายส่งไมโครสตริปเป็นสายส่งที่เกิดจากตัวนำสองแผ่นประกบวัสดุไดอิเล็กตริก (dielectric medium) ที่อยู่ตรงกลาง เพื่อทำหน้าที่เป็นแถบตัวนำสัญญาณ (strip line) และแผ่นระนาบกราวด์ (ground plane) ภาพประกอบที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริปวัสดุไดอิเล็กตริกจะทำหน้าที่เป็นชั้นสเตรต [17] ของแถบตัวนำและระนาบกราวด์ วัสดุไดอิเล็กตริกที่ใช้กันในงานไมโครเวฟ



ภาพประกอบ 2.1 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปและการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (relative dielectric constant) จะกำหนดจาก เส้นประคือสนามแม่เหล็กและเส้นทึบคือสนามไฟฟ้า การกระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของไมโครสตริปไม่ได้มี

เฉพาะภายในบริเวณซบสเตรท ดังนั้นการแพร่กระจายของคลื่น (propagation) จึงไม่ใช่รูปแบบของการแผ่คลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตามขวาง (transverse electromagnetic, TEM mode) [18] แต่เป็นเสมือนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉาก (quasi-TEM) สมมติว่าคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากในสายส่งไมโครสตริบมีความเร็วเฟสที่สัมพันธ์กับสมการ

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

เมื่อ c เป็นความเร็วแสง ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$) และ ϵ_{eff} เป็นค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective relative dielectric constant) ของวัสดุไดอิเล็กตริก ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะสัมพันธ์กับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองและอิมพีแดนซ์คูลักษณะของสายส่งไมโครสตริบซึ่งกำหนดโดย

$$Z_0 = \frac{1}{V_p C} \quad (2.2)$$

เมื่อ C เป็นความจุไฟฟ้าต่อหน่วยความยาวของไมโครสตริบ โดยที่ความยาวคลื่นไมโครสตริบกำหนดโดย

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.3)$$

เมื่อ λ_0 เป็นความยาวคลื่นในสภาพอากาศว่าง (free-space wavelength) จากสมการที่ (2.1) (2.2) และ (2.3) จะเห็นว่าการหาค่า V_p , Z_0 และ λ ในไมโครสตริบ จำเป็นต้องทำการหาค่าของ ϵ_{eff} และ C เสียก่อน ซึ่งมีหลายวิธีในการคำนวณค่า ϵ_{eff} และ C โดยอาศัยหลักการประมาณค่าที่เกี่ยวข้องกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตั้งฉากแบบกึ่งสถิต (quasi-transverse electromagnetic) [15] ที่มีความแม่นยำเพียงพอเฉพาะความถี่วิทยุไมโครเวฟในช่วงความถี่ต่ำ แต่เมื่อความถี่สูงขึ้น องค์ประกอบของคลื่นในแนวตามยาว (longitudinal component) จะมีผลที่ชัดเจนยิ่งขึ้น ทำให้สมมติฐานเรื่องความคล้ายคลึงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากไม่เป็นจริง

สามารถประมาณค่าอิมพีแดนซ์คูลักษณะของสายส่งไมโครสตริบในย่านความถี่ต่ำได้โดยสมมติว่าแถบโลหะมีความหนาน้อยมาก (เมื่อ อัตราส่วน $t/h < 0.005$)

สำหรับเงื่อนไข $W/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h}\right) \quad (2.4)$$

โดย

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right] \quad (2.5)$$

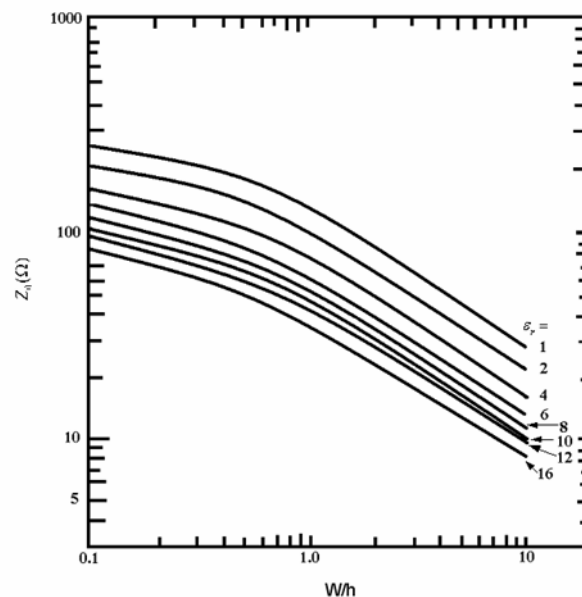
และสำหรับ $W/h \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{ff}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)} \quad (2.6)$$

โดยที่

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.7)$$

เมื่อทำการพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะต่ออัตราส่วน W/h จะได้ผลดังภาพประกอบ 2.2 และ 2.3



ภาพประกอบ 2.2 อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งไมโครสตริปต่ออัตราส่วน

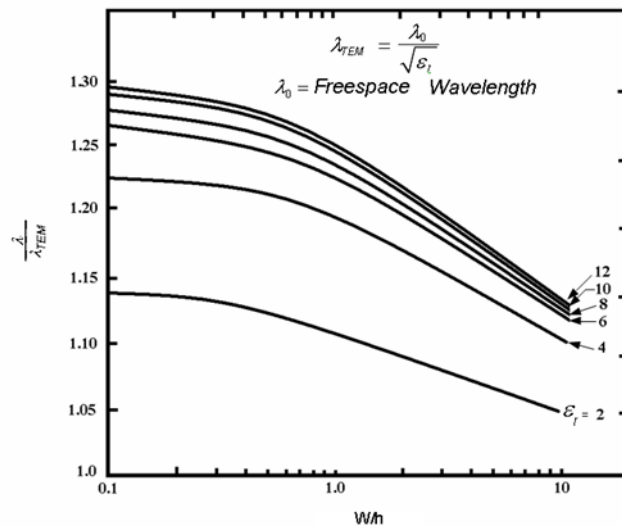
จากสมการที่ (2.3) (2.5) และ (2.7) รวมทั้งข้อมูลที่ได้จากการทดลอง ความยาวคลื่นในสายส่งไมโครสตริปที่สมมติว่าละลายความหนาของแผ่นโลหะ ($t/h < 0.005$) จะเป็นไปตามสมการ [16]

สำหรับ $W/h \geq 0.6$:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.8)$$

และเมื่ออัตราส่วน $W/h < 0.6$:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{\epsilon_r}{1 + 0.6(\epsilon_r - 1)(W/h)^{0.0297}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.9)$$



ภาพประกอบ 2.3 ความยาวคลื่นนอร์แมลไลซ์ของไมโครสตริปที่แปรตามอัตราส่วน

ในการออกแบบนั้นสามารถคำนวณความสัมพันธ์ของ Z_0 และ ϵ_r กับอัตราส่วน (W/h) ของไมโครสตริปโดยสมมติว่าสามารถละเลยความหนาของโลหะได้ ($t/h < 0.005$)

สำหรับ $W/h \leq 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.10)$$

สำหรับ $W/h \geq 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.11)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \text{ และ } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมานั้น สามารถกำหนดให้ความหนาของโลหะเป็นศูนย์หรือละเลยค่าได้ แต่ ถ้าทำการพิจารณาความหนาของโลหะตัวนำรวมด้วยนั้น ผลประการแรกที่ต้องทำการพิจารณาก็คือ การเพิ่มของค่าความจุไฟฟ้าของแถบตัวนำซึ่งสามารถประมาณผลที่เกิดขึ้นโดยพิจารณาความกว้าง W เป็นค่าความกว้างประสิทธิผล W_{eff} (Effective Width) โดยเมื่อ $t < h$ และ $t < W/2$

สำหรับ $W/h \geq 1/2\pi$

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right)$$

สำหรับ $W/h \leq 1/2\pi$

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right)$$

ข้อจำกัดของ $t < h$ และ $t < W/2$ จะใช้ได้ในกรณีที่มีความหนาที่มีค่า $t = 0.002$ มิลลิเมตรจากสมการที่กำหนดพารามิเตอร์ของไมโครสตริปจะใช้ได้ในช่วงความถี่ซึ่งข้อสมมติเรื่องคลื่น คล้าย TEM ยังเป็นจริงเท่านั้น เมื่อข้อสมมติข้างต้นไม่เป็นจริง ϵ_{eff} และ Z_0 จะเป็นฟังก์ชันของความถี่ ดังนั้นสายส่งไมโครสตริปจะกลายเป็นสายส่งที่มีคุณสมบัติกระจายตามความถี่ (dispersive) โดยที่ความเร็วเฟสของสายส่งไมโครสตริปจะลดลงเมื่อความถี่ที่เพิ่มสูงขึ้น ดังนั้น $\epsilon_{eff}(f)$ จะเพิ่มขึ้นตามความถี่เช่นเดียวกันกับอิมพีแดนซ์ลักษณะก็จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ด้วยรวมทั้งค่าความกว้างประสิทธิผล $W_{eff}(f)$ ก็ลดลง อาจละเลยผลของการกระจายตามความถี่ (dispersion) ได้ที่ความถี่ต่ำกว่า

$$f_0 \text{ GHz} = 0.3 \sqrt{\frac{Z_0}{h\sqrt{\epsilon_r - 1}}}$$

เมื่อ h มีหน่วยเป็นเซนติเมตร ผลของการกระจายตามความถี่ของ $\epsilon_{eff}(f)$ อาจพิจารณาจาก

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + G(f/f_p)^2}$$

ซึ่งความถี่ f มีหน่วยเป็นกิกะเฮิรตซ์ $f_p = \frac{Z_0}{8\pi h}$ โดย h มีหน่วยเป็นเซนติเมตร $G = 0.6 + 0.009Z_0$ จะเห็นได้ว่าเมื่อ $f_p \gg f$ ค่า $\epsilon_{eff}(f)$ จะมีค่าประมาณ ϵ_{eff} หรือหมายความว่าสายส่ง ไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์สูงบนซับสเตรทต่างๆ ที่มีผลการกระจายตามความถี่ น้อยกว่าคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ Z_0 เมื่อทำการพิจารณาผลของการกระจายตามความถี่จะเป็น

$$Z_0(f) = \frac{377h}{W_{eff}(f)\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

เมื่อ

$$W_{eff}(f) = W + \frac{W_{ef}(0) - W}{1 + (f/f_p)^2}$$

และ

$$W_{eff}(0) = \frac{377h}{Z_0(0)\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}}$$

สำหรับคุณสมบัติการลดทอน (attenuation) ของสายส่งไมโครสตริปเป็นฟังก์ชันของ ลักษณะทางกายภาพของไมโครสตริป ดังนั้นคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุไดอิเล็กตริกและตัวนำโลหะ ที่ความถี่ใช้งานโดยทั่วไปนั้น สายส่งไมโครสตริปจะมีการสูญเสียสองประการคือการสูญเสียจากวัสดุ ไดอิเล็กตริกที่เป็นซับสเตรทและการสูญเสียจากความต้านทานผิว (ohmic skin loss) ของแผ่นตัวนำ ซึ่งการสูญเสียทั้งสองแบบดังกล่าว สามารถแสดงในลักษณะการลดทอนต่อหน่วยความยาวในเทอมตัว ประกอบ α เนื่องจากกำลังงานของคลื่นบนสายส่งมีการเคลื่อนที่ในแบบคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉากในทิศทางที่กำหนด

$$P^+(Z) = \frac{1}{2} V^+ e^{-\alpha z} I^+ e^{-\alpha z} \quad (2.12 \text{ ก})$$

$$= \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2 e^{-2\alpha z}}{Z_0} \quad (2.12 \text{ ข})$$

$$= P_0 e^{-2\alpha z} \quad (2.12 \text{ ค})$$

เมื่อ $P_0 = |V^+|^2 / 2Z_0$ เป็นกำลังงานที่ $z = 0$ จากสมการที่ (2.12 ก), (2.12 ข) และ (2.12 ค) สามารถเขียนได้ว่า

$$\alpha = \frac{-dP(z)/dz}{2P(z)} = \alpha_d + \alpha_c$$

เมื่อ α_d เป็นตัวประกอบของการสูญเสียในวัสดุไดอิเล็กตริก (dielectric loss factor)

และ α_c เป็นตัวประกอบของการสูญเสียเนื่องจากความนำไฟฟ้า (conduction loss factor)

สามารถกำหนดค่า α_d ได้จาก

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad (\text{dB/cm}) \quad (2.13)$$

สำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียต่ำ การสูญเสียแบบแทนเจนต์ (loss tangent : δ) สามารถกำหนดได้จาก $\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$ สำหรับวัสดุไดอิเล็กตริกที่ $\sigma \neq 0$

$$\alpha_d = 4.34 \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}} \sigma \quad (\text{dB/cm}) \quad (2.14)$$

ในสมการที่ (2.13), (2.14) σ เป็นค่าสภาพความนำไฟฟ้า (conductivity) ของวัสดุไดอิเล็กตริกและ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ นั้นสามารถคำนวณ α_c ได้จาก

สำหรับ $W/h \rightarrow \infty$

$$\alpha_c = \frac{8.68}{Z_0 W} R_s$$

เมื่อ $R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}}$ สำหรับ $W/h \leq \frac{1}{2}\pi$:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s P}{2\pi Z_0 h} \left[1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right]$$

สำหรับ $\frac{1}{2}\pi < \frac{W}{h} \leq 2\pi$:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} PQ$$

เมื่อ R_s : ค่าความต้านทานสูญเสียในสายส่ง
 α_c : ตัวประกอบของการสูญเสียในแผ่นตัวนำ

สำหรับ $\frac{W}{h} \geq 2\pi$:

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s Q}{Z_0 h} \left\{ \frac{W_{eff}}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e^{\left(\frac{W_{eff} + 0.94}{2h} \right)} \right] \right\}^{-2} \left[\frac{W_{eff}}{h} + \frac{W_{eff}/\pi h}{\left(\frac{W_{eff}}{2h} \right) + 0.94} \right]$$

เมื่อ

$$P = 1 - \left(\frac{W_{eff}}{4h} \right)^2$$

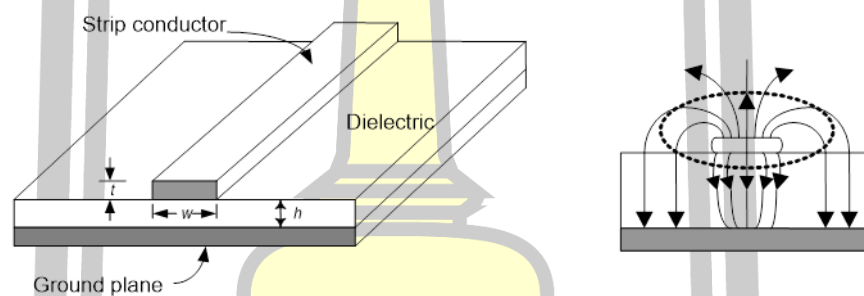
และ

$$Q = 1 + \frac{h}{W_{eff}} + \frac{h}{\pi W_{eff}} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right)$$

ในวัสดุไดอิเล็กทริกทั่วไป ค่าการสูญเสียในส่วนของวัสดุไดอิเล็กทริกจะน้อยกว่าการสูญเสียจากความนำไฟฟ้า อย่างไรก็ตามในชั้นสเตรตแบบซิลิกอนอาจเกิดการสูญเสียเนื่องจากค่าไดอิเล็กทริกเท่ากันหรือมากกว่าการสูญเสียจากความนำไฟฟ้า

2.2 โครงสร้างสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

ลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป สามารถแสดงได้ดังภาพประกอบที่ 2.4 ประกอบด้วยสตริป (Strip) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นสายนำสัญญาณ มีความกว้างเป็น w และมีความหนาเป็น t ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นโลหะที่มีรูปร่างลักษณะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับ การออกแบบ โดยสตริปจะอยู่บนชั้นของฉนวนที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (Relative Dielectric Constant) และมีความหนาเป็น h สำหรับแผ่นโลหะที่อยู่ด้านล่างจะทำหน้าที่เป็น ระนาบกราวด์ (Ground plane) ของวงจรซึ่งพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่าน ชั้นสเตรทบริวบริเวณที่อยู่ระหว่างสตริปกับระนาบกราวด์ โดยลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปดังแสดงในภาพประกอบที่ 2.4 จะเป็นการแพร่กระจายของคลื่นที่ใกล้เคียง โหมด TEM เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงเรียกการกระจายสนามแบบนี้ว่าเป็นแบบ Quasi TEM [17]



ภาพประกอบ 2.4 โครงสร้างของไมโครสตริปและการกระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

2.2.1 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป

การวิเคราะห์เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristics impedance, Z_c) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Effective dielectric constant, ϵ_{re}) สามารถหาได้จาก [16]

$$Z_c = \frac{1}{c\sqrt{C_a C_d}} \quad (2.33 ก)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (2.33 ข)$$

โดยที่ค่า C_d เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีชั้นของไดอิเล็กตริก อยู่ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ส่วนค่า C_a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ต่อความยาวของสตริปหนึ่งหน่วย ซึ่งมีอากาศอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำสตริป นั่นคือ เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างสตริปที่ด้านบนของชั้นไดอิเล็กตริกนั่นเอง และค่า C เป็นค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (มีค่าประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาที) ในที่นี้จะพิจารณาว่าความหนาของสตริปมีค่าใกล้เคียงศูนย์ (t เข้าใกล้ 0) ดังนั้นจะได้ค่า อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1 % ดังสมการที่ (2.33) สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ ว่า

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[8 \frac{h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right] \quad (2.34 \text{ ก})$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (2.34 \text{ ข})$$

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้ว่า

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444) \right\}^{-1} \quad (2.35 \text{ ก})$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.35 \text{ ข})$$

วิธีการที่มีความเที่ยงตรงในการคำนวณที่สูงกว่า [7] ดังสมการที่ (2.38)

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{W} \right]^{-ab} \quad (2.36 \text{ ก})$$

โดยที่ u คือ ค่าอัตราส่วนของ w/h และค่า a กับ b มีค่าเป็น

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + (u/18.1)^3 \right]$$

และ

$$b = 0.564 \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

ในส่วนของค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right] \quad (2.36 \text{ ข})$$

โดยค่า F มีค่าเป็น

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

จากสมการที่ (2.40) นี้ ค่า $\epsilon_r \leq 128$ และค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\epsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลของค่าความยาวของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีความ ผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 %

สำหรับค่า $Z_c \sqrt{\epsilon_{re}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01 % ถ้าค่า $u \leq 128$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03 % หากว่าค่า $u \leq 1000$

2.2.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย อันได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation constant, β) และค่าความเร็วเฟส (Phase velocity, v_p) ดังนี้ [7]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.37 \text{ ก})$$

เมื่อ λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศซึ่งเป็นส่วนกลับของความถี่ (f) และหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยของมิลลิเมตร จะได้ว่า

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.37 \text{ ข})$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่ และค่าความเร็วเฟส สามารถหาได้จาก

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.37 \text{ ค})$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.37 \text{ ง})$$

เมื่อ c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

2.2.3 การสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนา w/h

ในการคำนวณหาความกว้างต่อความหนา w/h ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเมื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กทริกประสิทธิผล ϵ_{re} สามารถแสดงได้ดังนี้

สำหรับที่ $w/h \leq 2$ พิจารณาได้เป็น

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.38)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 2$ พิจารณาได้เป็น

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.39)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \right\} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.40)$$

และ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.41)$$

2.2.4 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมากๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนา ดังกล่าวจะมีผลต่อทั้งค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการที่ (2.34) และ (2.35) ได้ว่า [16, 19]

สำหรับ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h} + 0.25 \frac{w(t)}{h} \right\} \quad (2.42 \text{ ก})$$

และสำหรับที่ $w/h \leq 1$ พิจารณาได้เป็น

$$z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.42 \text{ ข})$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) ได้ว่า

$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] & ; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right] & ; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.42 \text{ ค})$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริป จะพิจารณาได้ว่า

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2.42 \text{ ง})$$

โดยที่ค่า ϵ_{re} เป็นค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์ และจากการพิจารณาสมการที่ผ่านมา พบว่า ผลกระทบของความหนาของสตริปต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กตริกน้อย (โดยปกติ $t \ll h$) อย่างไรก็ตามความหนาของสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของคลื่นความถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป

2.2.5 การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น

การสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายออกของคลื่น จะมีค่าที่ไม่คงที่ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นที่เดินทางบนสตริป ซึ่งจะกำหนดให้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่แปรผันตามความถี่เป็น $\epsilon_{re}(f)$ ดังนั้นจึงได้ผลของการพิจารณาเป็น [16, 17]

$$\epsilon_{re}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{re}}{1 + (f/f_{50})^m} \quad (2.43 ก)$$

โดยที่ค่า f_{50} สามารถหาได้จาก

$$f_{50} = \frac{f_{TM0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\epsilon_r^{-1.73})(w/h)} \quad (2.43 ข)$$

และค่า f_{TM0} หาได้โดย

$$f_{TM0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{re}}} \tan^{-1} \left[\epsilon_{re} \sqrt{\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{re}}} \right] \quad (2.43 ค)$$

ซึ่งค่าของ $m = m_0 m_c \leq 2.32$ และสามารถหาค่า m_0 กับ m_c ได้จาก

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} + 0.32 \left[\frac{1}{1 + \sqrt{w/h}} \right]^3 \quad (2.43 ง)$$

$$\left\{ \frac{1 - 1.4}{1 + w/h} \left\{ 0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right\} \right\} \quad (2.43 จ)$$

ในขณะที่ c คือ ความเร็วของคลื่นที่เดินทางในอากาศ และหากว่าผลคูณของ m_0 และ m_c มีค่ามากกว่า 2.32 จะประมาณให้ว่ามีค่าเป็น 2.32 จึงอาจกล่าวได้ว่าค่า m นี้จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 2.32 เท่านั้น ซึ่งจากสมการที่ (2.45) จะเห็นได้ว่าหากค่าความถี่ยิ่งสูงมากขึ้น เท่าใด ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีผลต่อความถี่ หรือ $\epsilon_{re}(f)$ จะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของชั้นไดอิเล็กตริกบนโครงสร้างไมโครสตริปนั่นเอง อย่างไรก็ตามค่าที่ได้จากสมการที่กล่าวมา จะมีความผิดพลาดเพียง 0.6 % หากว่าค่าอัตราส่วน w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 และ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 128

สำหรับผลกระทบที่มีต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ สามารถประมาณได้จาก

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}} \quad (2.44)$$

โดย Z_c เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

2.2.6. การลดทอน หรือการสูญเสียบนโครงสร้างไมโครสตริป

สามารถพิจารณาตามส่วนประกอบของโครงสร้างได้ 3 ส่วน คือ การสูญเสียของแผ่น ตัวนำ (Conductor Loss), การสูญเสียของชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Loss) และการสูญเสียจากการแผ่ (Radiation Loss) จากที่ได้ทราบค่าคงที่ของการแผ่ (β) มาแล้วในตอนต้น ค่าดังกล่าวเป็นเพียงส่วนหนึ่งที่เป็นค่าจินตภาพ หากจะพิจารณาค่าจริงที่เป็นค่าการลดทอน (α) ด้วย จะได้ว่า

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.45 ก)$$

โดยสามารถหาค่าการลดทอนของคลื่นบนแผ่นตัวนำ (ในหน่วยของเนเปอร์ต่อความยาวสตริปหนึ่งหน่วย) ได้จาก [7]

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s}{Z_c w} \text{ (dB/ Unit Length)} \quad (2.45 ข)$$

เมื่อ Z_c คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และมีค่าความต้านทานของผิวตัวนำ (R_s) ซึ่งมีหน่วยเป็นโอห์ม/ตร.มม.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (2.45 ค)$$

โดยที่ σ คือ ค่าความนำของแผ่นตัวนำ μ_0 เป็นค่าเพอร์มิลิตีในอากาศ และ ω เป็นค่าความถี่ที่ตอบสนอง และสำหรับค่าการลดทอนของคลื่นในชั้นไดอิเล็กตริกสามารถหาได้จาก[7]

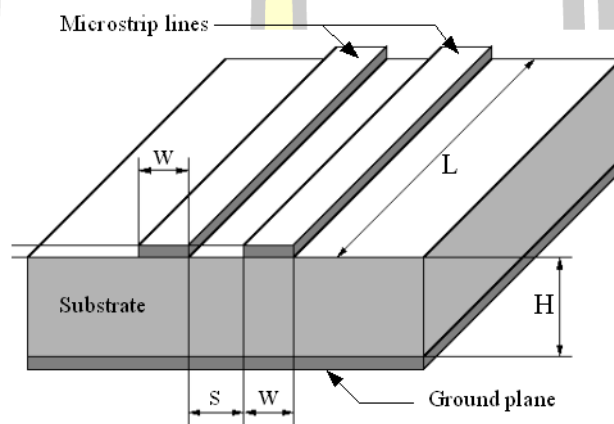
$$\alpha_d = 8.686\pi \left[\frac{\epsilon_{re} - 1}{\epsilon_r - 1} \right] \frac{\epsilon_{re} \tan \delta}{\epsilon_r \lambda_g} \quad (2.45 ง)$$

สำหรับค่า $\tan \delta$ คือ ค่า Loss tangent ของชั้นไดอิเล็กตริกซึบเสตรท และในส่วนของค่าการลดทอนอันเนื่องมาจากการแผ่ นั้นเกิดจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่มีลักษณะเป็นแบบ กึ่งเปิด

ทำให้คลื่นสามารถแพร่กระจายออกไปในอากาศได้ ซึ่งเป็นข้อเสียของโครงสร้างเช่นนี้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มระนาบปิดล้อมรอบสตริปในลักษณะที่เรียกว่า "Enclosure" และในบางครั้งจะเรียกว่า "Housing loss"

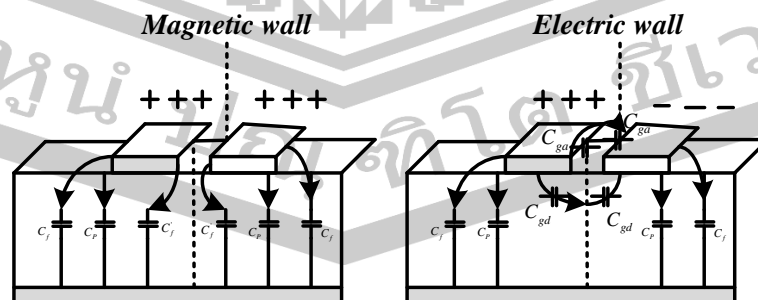
2.3 โครงสร้างการคัปปลิงสายนำสัญญาณคู่ขนานบนไมโครสตริป

การคัปปลิงสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปได้ถูกนำมาใช้ในการประยุกต์ในการออกแบบเรโซเนเตอร์อย่างกว้างขวาง โดยลักษณะของการคัปปลิง แสดงดังภาพประกอบที่ 2.5



ภาพประกอบ 2.5 ลักษณะการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

การคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และมีระยะห่างระหว่างสายนำสัญญาณเป็น s สามารถทำได้สองลักษณะด้วยกัน คือ การคัปปลิงในทางขนานของสายนำสัญญาณ (Parallel-coupled) และการคัปปลิงทางด้านปลายของสายนำสัญญาณ (Edge-coupled) ซึ่งจะทำให้เกิดโหมดในการคัปปลิงของสัญญาณเป็นสองโหมด คือ โหมดคู่ (Even Mode) และโหมดคี่ (Odd Mode) แสดงดังภาพประกอบที่ 2.6 สายส่งสัญญาณอีกเส้นหนึ่งได้[18]



ภาพประกอบ 2.6 โหมดในการคัปปลิงของสายนำสัญญาณบนโครงสร้างไมโครสตริป

สำหรับโหมดคู่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปทั้งสองด้านจะเป็นขั้วเดียวกัน คือ ขั้วบวก ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในโหมดนี้จะเรียกว่า “กำแพงสนามแม่เหล็ก” (Magnetic wall) และสำหรับโหมดคี่ ขั้วของแรงดันไฟฟ้าของสตริปจะมีขั้วที่ตรงกันข้ามกันและเส้นแบ่งขอบเขตระหว่างสตริปทั้งสองในการคัปปลิงของคลื่นที่เรียกว่า “กำแพงสนามไฟฟ้า” (Electric wall) ซึ่งเส้นแบ่งขอบเขตทั้งสองโหมดจะพิจารณาเป็นลักษณะสมมาตรกันทั้งสองด้านของเส้นขอบเขต

โดยทั่วไปโหมดทั้งสองจะเกิดขึ้นพร้อมกันในเวลาเดียวกัน แต่แตกต่างกันทางด้านของความเร็วเฟส เนื่องจากโครงสร้างของไมโครสตริปที่ทำให้ลักษณะการแพร่กระจายของคลื่นเป็นแบบ Quasi TEM นั่นเอง

2.3.1 ค่าคาปาซิแตนซ์ของโหมดคู่ และคี่

หากพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นทั้งในโหมดคู่ และคี่ในภาพประกอบที่ 2.6 จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า [16, 18]

$$C_e = C_p + C_f + C_f \quad (2.46 \text{ ก})$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2.46 \text{ ข})$$

โดยที่ค่า C_p เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริป และ กราวด์เพลน ดังนั้น จึงได้ว่า

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h \quad (2.47 \text{ ก})$$

และค่า C_f และ C_f' เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากเส้นแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่พยายามวิ่งเข้าหาขั้วตรงข้ามในบริเวณที่ไม่เกิดการคัปปลิงอย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีค่าเป็น

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c + C_p} \quad (2.47 \text{ ข})$$

$$C_f' = \frac{C_f}{1 + A(h/s) \tanh(8s/h)} \quad (2.47 \text{ ค})$$

โดยที่ $A = \exp[-0.1 \exp(2.33 - 2.53w/h)]$

ในส่วนของโหมดคี่ จะมีค่าคาปาซิแตนซ์ที่เพิ่มขึ้นมานอกจากที่ได้กล่าวมานี้ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ระหว่างสตริปที่เกิดขึ้นสภาวะที่ชั้นไดอิเล็กทริกชั้นเสตรทเป็นไดอิเล็กทริก (C_{gd}) และในสภาวะที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กทริก (C_{ga}) ซึ่งสามารถหาได้จาก

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65 C_f \left[\frac{0.02 \sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (2.48 \text{ ก})$$

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

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.48 \text{ ข})$$

โดยที่ค่าอัตราส่วนของ $\frac{K(k')}{K(k)}$ มีค่าเท่ากับ

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1+\sqrt{k}} \right] \dots 0 \leq k^2 \leq 0.5 \\ \pi / \ln \left[2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1+\sqrt{k}} \right] \dots 0.5 \leq k^2 \leq 1 \end{cases} \quad (2.48 \text{ ค})$$

เมื่อ $k = \frac{s/h}{s/h + 2w/h}$ และ $k' = \sqrt{1-k^2}$ โดยค่าคาปาซิแตนซ์ที่หาได้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 3% หากว่าอัตราส่วนของ w/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.2 ถึง 2 ($0.2 \leq w/h \leq 2$) ค่าอัตราส่วนของ s/h มีค่าอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 2 ($0.05 \leq s/h \leq 2$) และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกต้องมากกว่า 1 ($\epsilon_r \geq 1$)

2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์สำหรับโหมดคู่และคี่ จะได้อิมพีแดนซ์คุณลักษณะสำหรับโหมดคู่ (Z_{ce}) และสำหรับโหมดคี่ (Z_{co}) ดังสมการ

$$Z_{ce} = \left(c \sqrt{C_e^a C_e} \right)^{-1} \quad (2.49 \text{ ก})$$

$$Z_{co} = \left(c \sqrt{C_o^a C_o} \right)^{-1} \quad (2.49 \text{ ข})$$

โดยที่ค่า C_e^a และ C_o^a เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการคัปปลิงของสตริปในโหมดคู่ และโหมดคี่ ตามลำดับ ซึ่งมีอากาศเป็นชั้นไดอิเล็กทริกระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง

ในส่วนของค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ในโหมดคู่ (ϵ_{re}^e) และโหมดคี่ (ϵ_{re}^o) สามารถพิจารณาได้จากค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นในโหมดนั้นๆ ดังสมการ

$$\epsilon_{re}^e = C_e / C_e^a \quad (2.50 \text{ ก})$$

$$\epsilon_{re}^o = C_o / C_o^a \quad (2.50 \text{ ข})$$

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ทั้งในโหมดคู่ และโหมดคี่จะการพิจารณาด้วยการประมาณในกรณีที่ไม่มีการแพร่กระจายออกของคลื่นโดยรายละเอียด ดังสมการ [17]

$$\epsilon_{re}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{10}{v} \right]^{-a_e b_e} \quad (2.51 \text{ ก})$$

เมื่อ
$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right]$$

$$b_e = 0.564 \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053}$$

$$u = w/h \quad \text{และ} \quad g = s/h$$

ค่าที่ได้นี้จะมีความผิดพลาดไม่เกิน 0.7% หากว่าค่า u มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$) ค่า g มีค่าอยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \epsilon_r \leq 18$)

$$\epsilon_{re}^e = \epsilon_r + [0.5(\epsilon_r + 1) - \epsilon_{re} + a_0] \exp[-c_0 g^{d_0}] \quad (2.51 \text{ ข})$$

เมื่อ
$$a_0 = 0.7287 [\varepsilon_{re} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - \exp(-0.179u)]$$

$$b_0 = \frac{0.747\varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r}$$

$$c_0 = b_0 - (b_0 - 0.207)\exp(-0.414u)$$

และ

$$d_0 = 0.593 + 0.694\exp(-0.526u)$$

ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ε_{re}) เป็นที่พิจารณาจากสายนำสัญญาณเดี่ยวบนไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w โดยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณสำหรับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ในโหมดคลื่น จะมีค่าไม่เกิน 0.5%

สำหรับค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในโหมดคู่ (Z_{ce}) และโหมดคี่ (Z_{co}) สามารถพิจารณาได้จากสมการที่ (2-20) ซึ่งจะมีค่าผิดพลาดในการคำนวณไม่เกิน 0.6% สำหรับค่า u ที่อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq u \leq 10$) และค่า g อยู่ระหว่าง 0.1 ถึง 10 ($0.1 \leq g \leq 10$) และค่า ε_r ของชั้น ไดอิเล็กตริกมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 18 ($1 \leq \varepsilon_r \leq 18$)

$$Z_{ce} = \left(\frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^e}}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}}) / 377} \right) \quad (2.52 \text{ ก})$$

โดยค่า ε_r เป็นค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณเดี่ยวบนโครงสร้างไมโครสตริปที่มีความกว้างของสตริปเป็น w และ

$$Q_1 = 0.8685u^{0.194}$$

$$Q_2 = 1 + 0.7519g + 0.189g^{2.31}$$

$$Q_3 = 0.1975 + [16.6 + (8.4/g)^6]^{-0.387} + \frac{1}{241} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/3.4)^{10}} \right]$$

และ

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}}$$

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{re} / \epsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}}) / 377} \quad (2.52 \text{ ข})$$

เมื่อ

$$Q_5 = 1.794 + 1.14 \ln \left[1 + \frac{0.638}{g + 0.517g^{2.43}} \right]$$

$$Q_6 = 0.2305 + \frac{1}{281.3} \ln \left[\frac{g^{10}}{1 + (g/5.8)^{10}} \right] + \frac{1}{5.1} \ln [1 + 0.598g^{1.154}]$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82.3g^3}$$

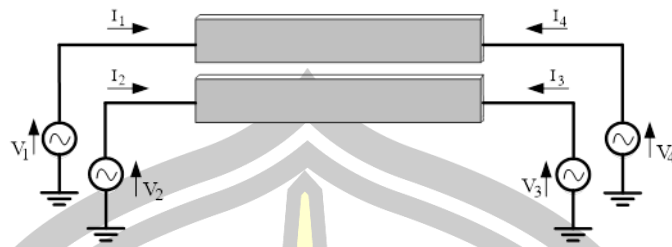
$$Q_8 = \exp[-6.5 - 0.95 \ln(g) - (g/0.15)^5]$$

$$Q_9 = \ln(Q_7)(Q_8 + 1/16.5)$$

$$\text{และ } Q_{10} = Q_4 - \frac{Q_5}{Q_2} \exp \left[\frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right] \quad (2.38)$$

2.4 อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์เมตริกของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบสี่พอร์ต

ค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์รวมทั้งเมตริกซ์ลูกโซ่ (chain matrix) [20, 21] ของสายส่งสัญญาณเชื่อมต่อขนานแบบสี่พอร์ตที่แสดงดังในภาพประกอบที่ 2.7 หาได้จากการแก้สมการความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันไฟฟ้าจากสมการที่ (2.34ก),(2.34ข) และ (2.35ก),(2.35ข)



ภาพประกอบ 2.7 วงจรสมมูลของสายส่งสัญญาณเชื่อมต่อกับขานานสี่พอร์ต

โดยที่อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของสายส่งเชื่อมต่อกับแบบสี่พอร์ตดังกล่าวจะหาได้จากแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ตต่างๆ ในเทอมของกระแสที่ไหลเข้าพอร์ตต่างๆ เมื่อเมตริกซ์ของแรงดันไฟฟ้าคือ

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ R_c & R_c & R_\pi & R_\pi \\ R_c e^{-\gamma_c l} & R_c e^{\gamma_c l} & R_\pi e^{-\gamma_\pi l} & R_\pi e^{\gamma_\pi l} \\ e^{-\gamma_c l} & e^{\gamma_c l} & e^{-\gamma_\pi l} & e^{\gamma_\pi l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

ในขณะที่เมตริกซ์ของกระแสที่ไหลเข้าพอร์ตต่างๆ คือ

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_3 \\ -I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{c1} & -Y_{c1} & Y_{\pi 1} & -Y_{\pi 1} \\ R_c Y_{c2} & -R_c Y_{c2} & R_\pi Y_{\pi 2} & -R_\pi Y_{\pi 2} \\ R_c Y_{c2} e^{-\gamma_c l} & -R_c Y_{c2} e^{\gamma_c l} & R_\pi Y_{\pi 2} e^{-\gamma_\pi l} & -R_\pi Y_{\pi 2} e^{\gamma_\pi l} \\ Y_{c1} e^{-\gamma_c l} & -Y_{c1} e^{\gamma_c l} & Y_{\pi 1} e^{-\gamma_\pi l} & -Y_{\pi 1} e^{\gamma_\pi l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

เมื่อกำจัดสัมประสิทธิ์ A_1 , A_2 , A_3 และ A_4 จะสามารถหาสมการของ V_1 , V_2 , V_3 และ V_4 ในเทอมของ I_1 , I_2 , I_3 และ I_4 ได้และอยู่ในรูปของ

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z} \times \mathbf{I} \quad (2.41)$$

อิลิเมนต์ต่างๆ ของอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ขนาด 4×4 ดังกล่าวจะกำหนดด้วยสมการต่อไปนี้ [16]

$$Z_{11} = Z_{44} = \frac{Z_{c1} \coth \gamma_c l}{1 - R_c/R_\pi} + \frac{Z_{\pi 1} \coth \gamma_\pi l}{1 - R_\pi/R_c} \quad (2.42 ก)$$

$$Z_{22} = Z_{33} = \frac{R_c^2 Z_{c1} \coth \gamma_c l}{1 - R_c/R_\pi} + \frac{R_\pi^2 Z_{\pi1} \coth \gamma_\pi l}{1 - R_\pi/R_c} \quad (2.42 \text{ ข})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{Z_{c1} R_c \coth \gamma_c l}{1 - R_c/R_\pi} + \frac{Z_{\pi1} R_\pi \coth \gamma_\pi l}{1 - R_\pi/R_c} \quad (2.42 \text{ ค})$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{R_c Z_{c1}}{1 - R_c/R_\pi \sinh \gamma_c l} + \frac{R_\pi Z_{\pi1}}{1 - R_\pi/R_c \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.42 \text{ ง})$$

$$Z_{14} = Z_{41} = \frac{Z_{c1}}{1 - R_c/R_\pi \sinh \gamma_c l} + \frac{Z_{\pi1}}{1 - R_\pi/R_c \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.42 \text{ จ})$$

$$Z_{23} = Z_{32} = \frac{R_c^2 Z_{c1}}{1 - R_c/R_\pi \sinh \gamma_c l} + \frac{R_\pi^2 Z_{\pi1}}{1 - R_\pi/R_c \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.42 \text{ ฉ})$$

ในขณะที่

$$Y_{11} = Y_{44} = \frac{Y_{c1} \coth \gamma_c l}{1 - R_c/R_\pi} + \frac{Y_{\pi1} \coth \gamma_\pi l}{1 - R_\pi/R_c} \quad (2.43 \text{ ก})$$

$$Y_{22} = Y_{33} = \frac{R_c Y_{c2} \coth \gamma_c l}{1 - R_c/R_\pi} - \frac{R_\pi Y_{\pi2} \coth \gamma_\pi l}{1 - R_\pi/R_c} \quad (2.43 \text{ ข})$$

$$Y_{12} = Y_{21} = Y_{34} = Y_{43} = -\frac{Y_{c1} \coth \gamma_c l}{R_\pi (1 - R_c/R_\pi)} - \frac{Y_{\pi1} \coth \gamma_\pi l}{R_c (1 - R_\pi/R_c)} \quad (2.43 \text{ ค})$$

$$Y_{13} = Y_{31} = Y_{24} = Y_{42} = \frac{Y_{c1}}{R_\pi - R_c \sinh \gamma_c l} + \frac{Y_{\pi1}}{R_c - R_\pi \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.43 \text{ ง})$$

$$Y_{14} = Y_{41} = \frac{Y_{c1}}{1 - R_c/R_\pi \sinh \gamma_c l} - \frac{Y_{\pi1}}{1 - R_\pi/R_c \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.43 \text{ จ})$$

$$Z_{23} = Z_{32} = \frac{R_c^2 Z_{c1}}{1 - R_c/R_\pi \sinh \gamma_c l} + \frac{R_\pi^2 Z_{\pi1}}{1 - R_\pi/R_c \sinh \gamma_\pi l} \quad (2.43 \text{ ฉ})$$

พิจารณาสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปที่มีลักษณะเหมือนกันทุกอย่าง (identical lines) ซึ่งจัดเป็นสายส่งเชื่อมต่อที่มีความสมมาตร (symmetric coupled lines) ตัวแปรต่างๆ จะมีค่าดังนี้ [22]

$$R_c = +1 \quad R_\pi = -1 \quad y_1 = y_2 = y ; z_1 - z_2 = z$$

รวมทั้ง

$$Z_{c2} = Z_{c1} = Z_{0e} \quad \text{คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคู่} \\ \text{(even-mode characteristic impedance)}$$

และ

$$Z_{\pi2} = Z_{\pi1} = Z_{0o} \quad \text{คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคี่} \\ \text{(odd-mode characteristic impedance)}$$

จากคุณสมบัติความสมมาตรของสายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขานไมโครสตริปจะได้

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} \quad Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43}$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} \quad Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32}$$

ตัวแปรอิมพีแดนซ์ของสายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขานไมโครสตริปดังกล่าวจะมีความสัมพันธ์กับอิมพีแดนซ์รวมทั้งความเร็วเฟสของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ดังนี้

$$Z_{11} = \frac{1}{2} Z_{0e} \coth \theta_e + Z_{0o} \coth \theta_o \quad (2.44 \text{ ก})$$

$$Z_{12} = \frac{1}{2} Z_{0e} \coth \theta_e - Z_{0o} \coth \theta_o \quad (2.44 \text{ ข})$$

$$Z_{13} = \frac{1}{2} Z_{0e} \csc h \theta_e - Z_{0o} \csc h \theta_o \quad (2.44 \text{ ค})$$

$$Z_{14} = \frac{1}{2} Z_{0e} \operatorname{csch} \theta_e + Z_{0o} \csc h \theta_o \quad (2.44 \text{ ง})$$

เมื่อ Z_0 คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขาน

Z_{0e} คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคู่สายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขาน

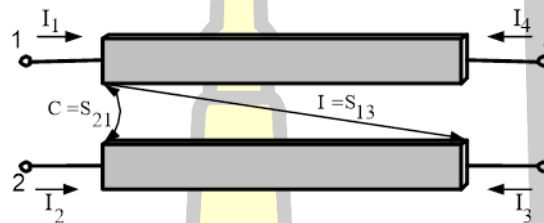
Z_{0o} คือค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคี่สายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขาน

$\theta_e = \frac{\pi}{2}$ คือมุมเฟสของคลื่นโหมดคู่ที่เดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขาน

$\theta_o = \frac{\pi}{2} \ominus$ คือมุมเฟสของคลื่นโหมดคี่ที่เดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อกับขั้วขาน

2.5 คุณสมบัติของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

โดยทั่วไปความสัมพันธ์ที่เป็นอัตราส่วนระหว่างแรงดันที่พอร์ตต่างๆ ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานดังภาพประกอบที่ 2.8 จะกำหนดได้ด้วยตัวแปรต่างๆ คือ ไตเร็กติวิตี (directivity : D) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ตเชื่อมต่อแรงดันไฟฟ้าที่พอร์ต 3 หรือพอร์ตไอโซเลต ในอุดมคติจะมีค่าเป็นอนันต์ ในขณะที่อัตราการแยก (isolation : I) คือขนาดหรือสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านกำลังงานระหว่างพอร์ต 1 และ พอร์ต 3 ซึ่งในอุดมคติต้องมีค่าเป็นศูนย์ ($S_{13} = 0$) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรเหล่านี้จะอยู่ในรูปของพารามิเตอร์แบบเอส จะได้ดังนี้ [23-25]



ภาพประกอบ 2.8 การจัดการตัวแปรหลักของโครงสร้างสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

จากภาพประกอบที่ 2.8 สามารถที่จะหาค่าไตเร็กติวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานได้จากค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและไอโซเลชันหรืออัตราการแยกสัญญาณ ดังความสัมพันธ์อย่างง่ายคือ

$$C(\text{dB}) = \text{Coupling Factor} = S_{21}$$

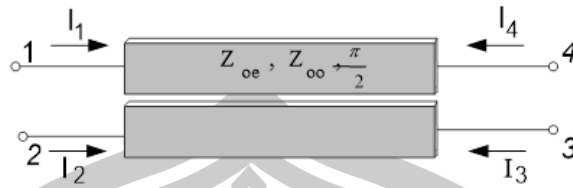
$$I(\text{dB}) = \text{Isolation} = S_{13}$$

$$D(\text{dB}) = \text{Directivity} = C(\text{dB}) - I(\text{dB})$$

$$D = C - I \quad (2.45)$$

2.5.1 การชดเชยไตเร็กติวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานด้วยตัวเหนี่ยวนำ

จากพื้นฐานของสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปทีในภาพประกอบที่ 2.9 ถ้าสามารถลดขนาดของการส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 หรือการเพิ่มค่าไอโซเลชันก็จะสามารถปรับเพิ่มค่าไตเร็กติวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานได้ตามความสัมพันธ์ในสมการที่ 2.45



ภาพประกอบ 2.9 วงจรสมมูลแบบ 4 พอร์ตของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

จากนิยามของการส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 2 คือ สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ในขณะที่การส่งผ่านกำลังงานจากพอร์ต 1 ไปยังพอร์ต 3 คืออัตราการแยกของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน เพื่อที่จะวิเคราะห์หาค่าของตัวเหนี่ยวนำชดเชย (compensation inductor: L_{ci}) ที่เหมาะสมสำหรับการชดเชยผลต่างของความเร็วเฟสดังแสดงในภาพประกอบที่ 2.9 จึงได้ใช้อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ 4 พอร์ตในตัวกลางที่ไม่เป็นเนื้อเดียว [26, 27] กันโดยใช้ทฤษฎีโครงข่ายไฟฟ้า (network theory) [28]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (2.46 \text{ ก})$$

หรือ $\mathbf{V}_{4 \times 1} = \mathbf{Z}_{4 \times 4} \mathbf{I}_{4 \times 1}$ (2.46 ข)

สมมติให้สายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปคู่ขนานที่ยังไม่ได้ชดเชยมีความสมมาตร (symmetrical parallel-coupled lines) อิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ของสายส่งเชื่อมต่อดังกล่าวนั้นสามารถใช้แทนด้วยอิมพีแดนซ์พารามิเตอร์ (Z parameter) เพียง 4 อิลิเมนต์ แสดงดังนี้

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} \quad Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43}$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} \quad Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32}$$

ตัวแปรอิมพีแดนซ์ของสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปคู่ขนานดังกล่าวจะสัมพันธ์กับความเร็วเฟสของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ดังสมการที่ (2.44 ก), (2.44 ข), (2.44 ค) และ (2.44 ง) จากแนวความคิดที่ว่ามานั้น ถ้าสามารถปรับความเร็วเฟสของคลื่นในโหมดคู่และโหมดคี่ให้มีความเร็วเฟสที่เท่ากันหรือมีค่าใกล้เคียงกัน การรั่วไหลของสัญญาณจากพอร์ตอินพุต (port1) ไปยังพอร์ตไอโซเลต (port3) จะได้น้อยกว่าศูนย์มากๆ ($S_{13} \rightarrow 0$) จึงได้นำแนวความคิดดังกล่าวมาทำการศึกษาเพื่อหาแนวทาง

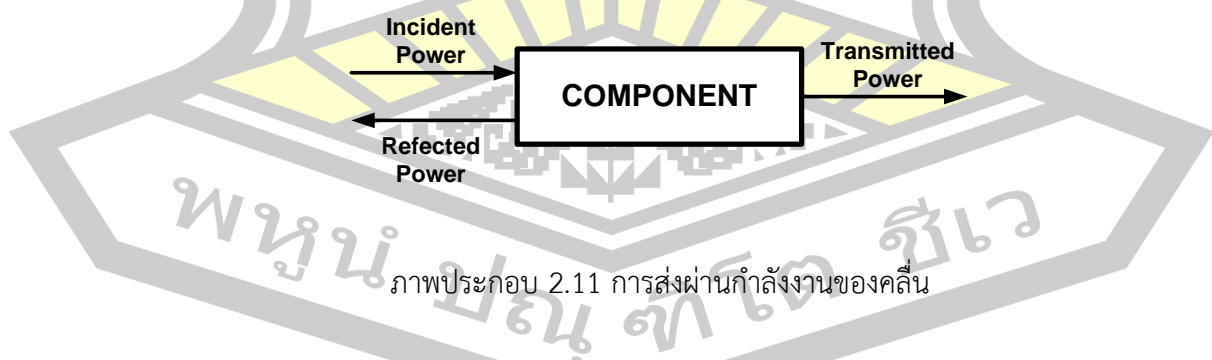
อย่างง่ายในการชดเชยความเร็วเฟสของ คลื่นเดินทางบนสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริปคู่ขนานให้มี ความเร็วเฟสเท่ากันและได้ทำการนำเสนอเทคนิคการชดเชยความเร็วเฟสของคลื่นเดินทางบนสายส่ง เชื่อมต่อไมโครสตริปคู่ขนานด้วยการต่ออุปกรณ์อินดักทีฟเข้าไปที่พอร์ตอินพุตและพอร์ตเชื่อมต่อของ สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน (input /coupled port) แสดงดังในภาพประกอบที่ 2.10 จากการจำลองการ ทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปที่ทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2 ด้วยโปรแกรมจำลองการทำงานทางไมโครเวฟ เพื่อทดสอบค่าไดเรกทีวิตีของสายส่งเชื่อมต่อ คู่ขนานดังกล่าว พบว่าสามารถเพิ่มค่าไดเรกทีวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบ ไมโคร สตริปได้ เหมือนกับกรณีของการชดเชยด้วยวิธีอื่นๆ [19]



ภาพประกอบ 2.10 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำสองตัวที่ พอร์ตอินพุตแลพอร์ตเชื่อมต่อ

2.6 ค่าความสูญเสีย (Losses)

วงจรรองความถี่ต่ำที่สร้างขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟค่าของผลตอบสนองที่ได้จะได้ในรูปแบบ ของค่าความสูญเสีย ค่าความสูญเสียที่สำคัญสำหรับวงจรรองผ่านแถบความถี่คือ ค่าความสูญเสีย เนื่องจากการแทรกสอด (insertion loss) และค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ (return loss) [15]



ภาพประกอบ 2.11 การส่งผ่านกำลังงานของคลื่น

$$\text{ค่าความสูญเสียเนื่องจากการแทรกสอด} = \frac{\text{transmitted power}}{\text{incident power}} \quad (2.47)$$

$$\text{ค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ} = \frac{\text{reflected power}}{\text{incident power}} \quad (2.48)$$

| | | | |
|-------|-------------------|---|--------------------------------|
| เมื่อ | incident power | : | ค่ากำลังงานที่ตกกระทบบที่พอร์ต |
| | transmitted power | : | ค่ากำลังงานที่ส่งผ่านไปได้ |
| | reflected power | : | ค่ากำลังงานที่สะท้อนกลับ |

โดยค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Γ) ได้คือ

$$\Gamma = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{inc}}} \quad (2.49)$$

จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสามารถหาความสัมพันธ์กับค่าปรากฏการณ์คลื่นนิ่ง (standing wave ratio : SWR) ซึ่งมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.50)$$

โดยค่า SWR ที่เป็นที่ยอมรับในงานทางด้านไมโครเวฟจะมีค่าไม่เกิน 1.5

ในวงจรความถี่ต่ำค่าความสูญเสียในช่วงแถบผ่านเราเรียกว่า ค่าความสูญเสียแทรกสอด (Insertion Loss : IL) จะมีค่าขึ้นอยู่กับชนิดของผลตอบสนองค่าคุณภาพของวงจร (unloaded $Q : Q_U$) และจำนวนอันดับของวงจร (n) ค่าความสูญเสียในช่วงแถบผ่านสามารถที่จะทำการคำนวณได้ดังสมการ

$$IL(f_0) = \frac{4.343 f_0}{Q_U BW} \sum_{k=1}^n g_k \quad (2.51)$$

ค่าที่ได้เป็นค่าโดยประมาณจากการคำนวณเท่านั้น ค่าความสูญเสียตามสมการที่ (2.51) มีหน่วยเป็น dB เพื่อใช้ประมาณค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรใช้งานจริง

2.7 ค่าการหน่วงของกลุ่มสัญญาณ (Group Delay)

ในการพิจารณาเวลาของกลุ่มสัญญาณที่ผ่านเข้าไปในวงจรคือค่าการหน่วงเวลา โดยกลุ่มของสัญญาณที่ผ่านเข้าไปในวงจรจะเกิดการหน่วงเวลาขึ้นเมื่อเข้าไปในวงจรความถี่ต่ำ คือ

$$t_d = \frac{1}{2\pi BW} \sum_{k=1}^n g_k \quad (2.52)$$

| | | | |
|-------|-------|---|---|
| เมื่อ | t_d | : | กลุ่มสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลา (วินาที) |
| | n | : | จำนวนอันดับของวงจรกรอง |
| | BW | : | ความกว้างของกลุ่มสัญญาณที่ผ่านเข้าไป (Hz) |
| | g_k | : | ค่าออร์มอลโลซ์พารามิเตอร์ของวงจรต้นแบบ |

2.8 สรุป

บทนี้จะทำการกล่าวถึงทฤษฎี สายนำสัญญาณในรูปแบบไมโครสตริป พร้อมทั้งโครงสร้างการคับปลิงสายนำสัญญาณคู่ขนานบนไมโครสตริป ที่ประกอบไปด้วยคลื่นสัญญาณสองโหมดคือคลื่นโหมดคู่และคี่ โดยผลดังกล่าวทำให้ต้องนิยามคุณสมบัติทางไฟฟ้า เช่น ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ หรือค่าความเร็วเฟสของคลื่นสัญญาณ ของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลสำหรับคลื่นแต่ละโหมดมีค่าไม่เท่ากัน ดังนั้นการชดเชยการชดเชยไดเร็กติวิตี้ของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานด้วยตัวเหนี่ยวนำจะผลดังกล่าว โดยจำเป็นต้องทำการศึกษาโครงสร้างของวงจร เพื่อแก้ปัญหาความเร็วเฟสของคลื่นทั้งสองโหมดที่ไม่เท่า เพื่อนำไปสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์



บทที่ 3

วงจรรองความถี่แถบผ่านแบบอัลตราไวต์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อไมโครสตริป

3.1 พื้นฐานวงจรรองความถี่

โดยทั่วไปวงจรรองความถี่สามารถแยกเป็นวงจรรูปแบบต่างๆ ได้ตามคุณลักษณะของผลตอบสนองความถี่ หรือรูปแบบการทำงานของผลตอบสนองความถี่ที่รู้จักกันดีได้แก่ วงจรรองความถี่ที่มีผลตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth frequency response) ผลตอบสนองความถี่แบบเชบีเชฟ (Chebyshev) ผลตอบสนองความถี่แบบเบสเซล (Bessel) ผลตอบสนองความถี่แบบ (Chebyshev Response) หรือแบบเกาส์เซียน (Gaussian) เป็นต้นดังรายละเอียดดังต่อไปนี้

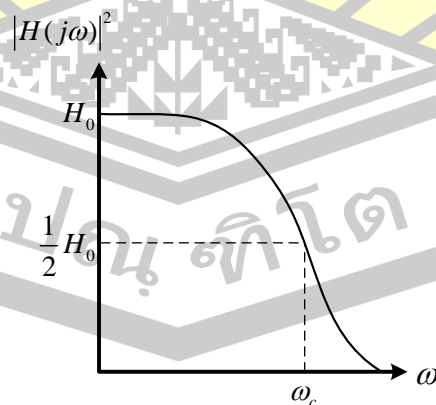
3.1.1 ผลตอบสนองชนิดบัตเตอร์เวิร์ธ

ผลตอบสนองความถี่ชนิดนี้จะให้ขนาดของผลตอบสนองที่ราบเรียบตลอดแถบความถี่ที่ต้องการให้ผ่าน ดังนั้นจึงเรียกว่าได้อีกชื่อว่าผลตอบสนองความถี่แบบราบเรียบที่สุด (maximally flat) โดยมีผลตอบสนองเป็นไปตามสมการ

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad (3.1)$$

เมื่อ H_0 : ค่าคงที่ใดๆ

ω_c : ความถี่ตัด (cutoff frequency)



ภาพประกอบ 3.1 ผลตอบสนองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ (prototype circuit) ที่มีค่าความต้านทาน 1 โอห์ม ต่ออยู่ที่ปลาย ทั้ง 2 ด้านของอินพุตและเอาต์พุตและมีค่าความถี่ตัดที่ 1 เรเดียน/วินาที ที่อัตราการลดทอน -3 ดีบี จะสามารถคำนวณหาค่าของค่านอร์มอลไลซ์ของอุปกรณ์แต่ละตัวได้ ดังสมการต่อไปนี้ โดยที่ n คือ จำนวนอันดับของอุปกรณ์

$$g_k = 2 \sin \left[\left(\frac{2k-1}{2^n} \right) \pi \right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.2)$$

$$g_0 = g_{n+1} = 1 \quad (3.3)$$

3.1.2 ผลตอบสนองชนิดเชบีเชฟ

ผลตอบสนองชนิดนี้จะให้ผลตอบสนองที่มีการกระเพื่อม (ripple) ตลอดย่านของแถบความถี่ที่ต้องการผ่าน (passband) และในแถบความถี่หยุด (stopband) มีผลตอบสนองความถี่เป็นไปตามสมการ

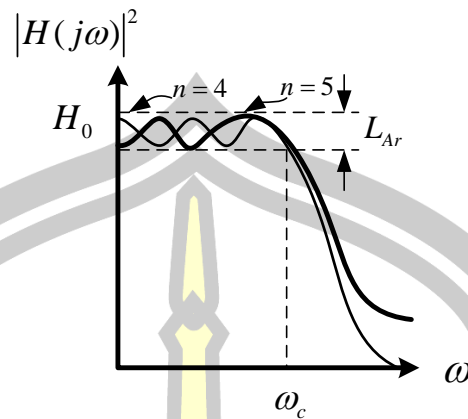
$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)} \quad (3.4)$$

$$C_n(\omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \omega), \quad \omega > 1 \quad (3.5)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{L_{ar}/10} - 1} \quad (3.6)$$

- เมื่อ H_0 : ค่าคงที่ใดๆ
 $C_n(\omega)$: แฟกเตอร์ของจำนวนอันดับของวงจร
 ε : ripple factor ($\varepsilon^2 \leq 1$)
 L_{ar} : อัตราการลดทอนของการกระเพื่อม (dB)

พหุ ประถม วิชา



ภาพประกอบ 3.2 ผลตอบสนองความถี่แบบเชบีเซฟ

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบที่มีค่าความต้านทาน 1 โอห์ม ต่ออยู่ที่ปลายทั้ง 2 ด้านของอินพุต และเอาต์พุตและมีค่าความถี่ตัดที่ 1 เรเดียน/วินาที ที่อัตราการลดทอนของการกระเพื่อม L_{Ar} ดีบี และ n คือจำนวนอันดับของอุปกรณ์จะสามารถคำนวณหาค่านอร์มอลไลซ์ของอุปกรณ์แต่ละตัวได้ดังต่อไปนี้

$$\beta = \ln\left(\coth \frac{L_{Ar}}{17.37}\right) \quad (3.7)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2^n}\right) \quad (3.8)$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2^n}\right], \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.9)$$

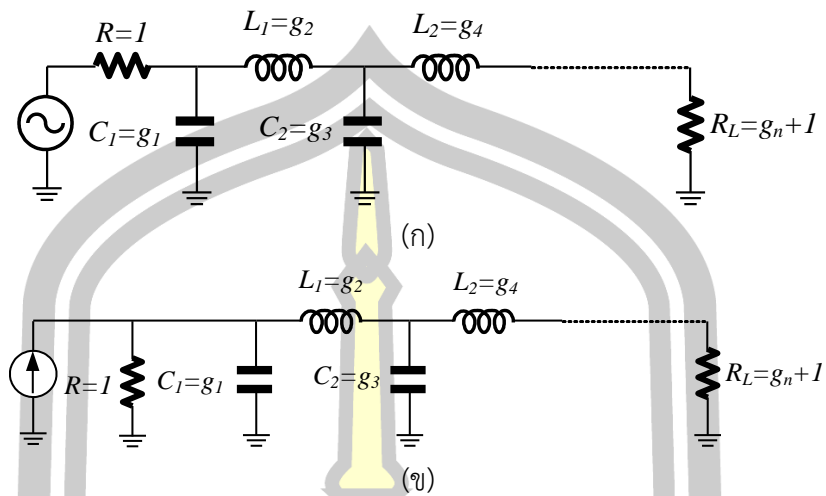
$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.10)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{y} \quad (3.11)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (3.12)$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคี่} \quad (3.13)$$

$$= \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคู่}$$



ภาพประกอบ 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้อุปกรณ์ LC เป็นวงจรต้นแบบ

จากสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งแบบบัตเตอร์เวิร์ทและเชบีเชฟที่มีอันดับของวงจรเท่ากับ n ซึ่งได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.1 และ 3.2 นั้นสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบได้ดังภาพประกอบ 3.3

ตารางที่ 3.1 ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท (อันดับวงจร $n = 1$ ถึง 8)

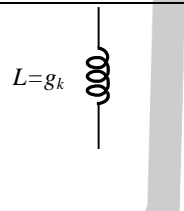
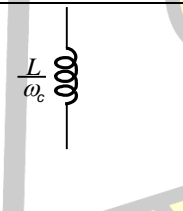
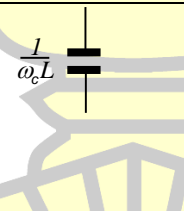
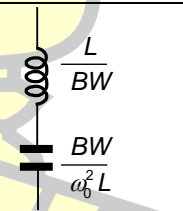
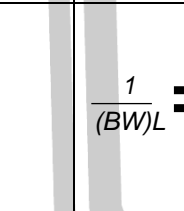
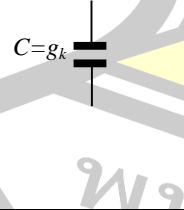
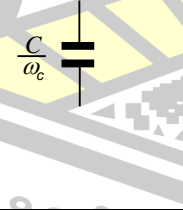
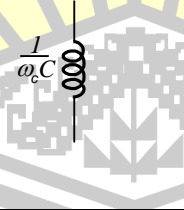
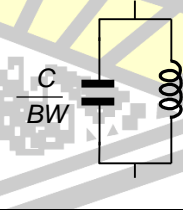
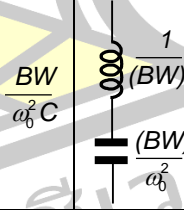
| N | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | G_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1 | 2.0000 | 1.0000 | | | | | | | |
| 2 | 1.4142 | 1.4142 | 1.0000 | | | | | | |
| 3 | 1.0000 | 2.0000 | 1.0000 | 1.0000 | | | | | |
| 4 | 0.7654 | 1.8478 | 1.8478 | 0.7654 | 1.0000 | | | | |
| 5 | 0.6180 | 1.6180 | 2.0000 | 1.6180 | 0.6180 | 1.0000 | | | |
| 6 | 0.5176 | 1.4142 | 1.9318 | 1.9318 | 1.4142 | 0.5176 | 1.0000 | | |
| 7 | 0.4450 | 1.2470 | 1.8019 | 2.0000 | 1.8019 | 1.2470 | 0.4450 | 1.0000 | |
| 8 | 0.3902 | 1.1111 | 1.6629 | 1.9615 | 1.9615 | 1.6629 | 1.1111 | 0.3902 | 1.0000 |

ตารางที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเซมิเชพที่มีการกระเพื่อมในแถบผ่าน 0.5 ดีบี (อันดับวงจร $n=1$ ถึง 8)

| N | g_1 | g_2 | g_3 | g_4 | g_5 | g_6 | g_7 | g_8 | g_9 |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1 | 0.6986 | 1.0000 | | | | | | | |
| 2 | 1.4029 | 0.7071 | 1.9841 | | | | | | |
| 3 | 1.5963 | 1.0967 | 1.5963 | 1.0000 | | | | | |
| 4 | 1.6703 | 1.1926 | 2.3661 | 0.8419 | 1.9841 | | | | |
| 5 | 1.7058 | 1.2296 | 2.5408 | 1.2296 | 1.7058 | 1.0000 | | | |
| 6 | 1.7254 | 1.2479 | 2.6064 | 1.3137 | 2.4758 | 0.8696 | 1.9841 | | |
| 7 | 1.7372 | 1.2583 | 2.6381 | 1.3444 | 2.6381 | 1.2583 | 1.7372 | 1.0000 | |
| 8 | 1.7451 | 1.2647 | 2.6564 | 1.3590 | 2.6964 | 1.3389 | 2.5093 | 0.8796 | 1.9841 |

จากวงจรต้นแบบที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านสามารถแปลงไปเป็น วงจรอื่นๆ ได้ โดยอาศัยรูปแบบของการแปลงวงจรที่แสดงอยู่ในตารางที่ 3.3

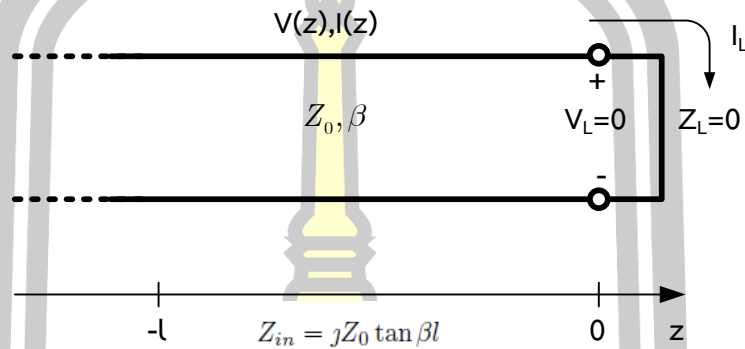
ตารางที่ 3.3 การแปลงค่าต้นแบบไปเป็นค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานจริง

| วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ | วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน | วงจรกรองความถี่สูงผ่าน | วงจรกรองความถี่แถบผ่าน | วงจรกรองความถี่แถบหยุด |
|---|---|---|--|---|
|  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |

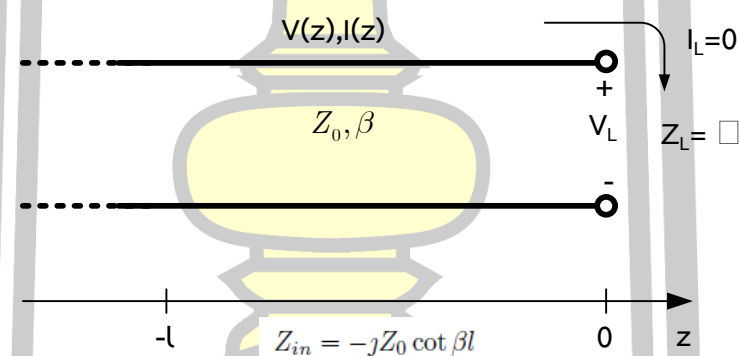
3.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่สังเคราะห์จากสายส่งแบบสแต็บ

ในย่านความถี่ต่ำการออกแบบและสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะสร้างจากอุปกรณ์แบบกลุ่มก้อนหรือวงจรที่สร้างจากตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในรูปของโครงข่ายไฟฟ้าแบบ T หรือแบบ π หรือเป็นวงจรสร้างจากตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (วงจร RC) ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองความถี่ในย่านความถี่ไมโครเวฟสามารถสังเคราะห์ขึ้นมาได้จากสายส่ง (transmission

line) โดยอาศัยคุณสมบัติการเป็นอุปกรณ์แบบกระจาย (distributed element) ของสายส่ง ซึ่งสามารถนำมาใช้งานได้โดยการสังเคราะห์สายส่งความยาวสั้นๆ (ไม่เกินเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น $\lambda_g/4$) ที่ถูกัดปลายสายหรือเปิดปลายสายเพื่อให้มีคุณสมบัติเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ ดังสมการของสายส่งสแตบบเปิดวงจรที่ปลายสาย (opened circuit) หรือสายส่งสแตบบลัดวงจรที่ปลายสาย (shorted circuit) ในภาพประกอบที่ 3.4 และ 3.5

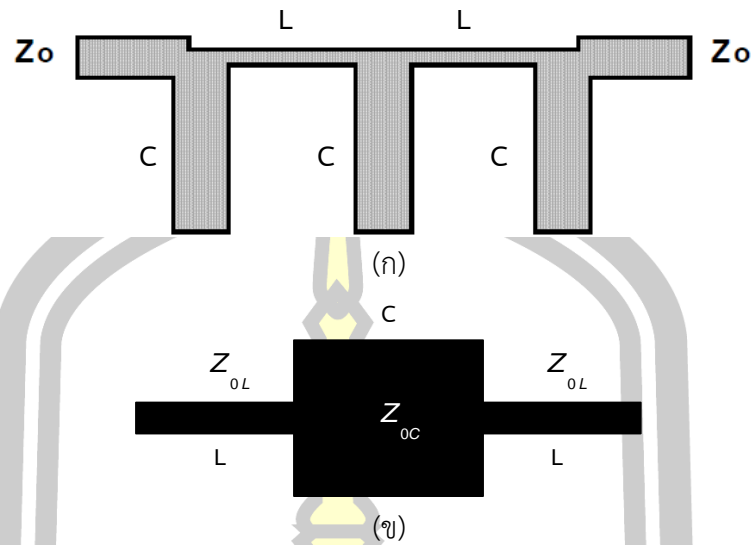


ภาพประกอบ 3.4 สมการอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบลัดปลายสาย (shorted circuit)



ภาพประกอบ 3.5 สมการอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบเปิดปลายสาย (opened circuit)

โดยที่สายส่งแบบสแตบบเหล่านี้สามารถนำมาต่อสลับกันเป็นโครงข่ายไฟฟ้าแบบคาสเคด (cascade network) หรือโครงข่ายไฟฟ้าแบบขนาน (parallel network) ของสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสูงและต่ำตามลำดับสลับกันไป (step impedance transmission line low pass filter) เพื่อให้สายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีประพัตต์เป็นตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่สายส่งที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะต่ำก็จะมีพฤติกรรมเป็นตัวเก็บประจุ ในภาพประกอบที่ 3.6 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไมโครสตริปที่นำสายส่งความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นมาเชื่อมต่อกันเป็นโครงข่ายไฟฟ้าแบบคาสเคดและแบบขนาน [17]



ภาพประกอบ 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้อุปกรณ์ LC เป็นวงจรต้นแบบ

ถ้า ω_c คือความถี่ตัด Z_0 คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะและ l คือความยาวของสายส่งที่ความถี่ตัดซึ่งสัมพันธ์กับค่าตัวเก็บประจุ C และตัวเหนี่ยวนำ L ที่ต้องการสังเคราะห์ขึ้นมาใช้งานจะคำนวณได้จากสมการ [29]

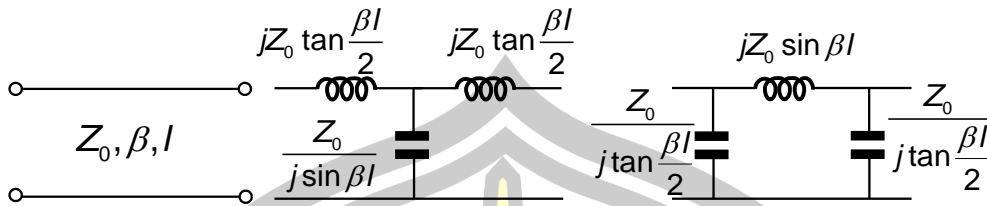
$$l_L = \frac{\omega L}{Z_{0L}\beta} \quad (3.13)$$

และ

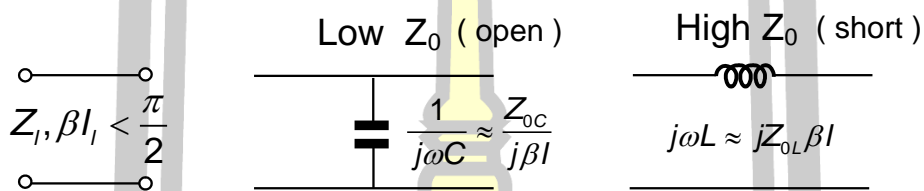
$$l_C = \frac{\omega_c Z_{0C} C}{\beta} \quad (3.14)$$

เมื่อ $\beta = \omega \sqrt{\epsilon_{re}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$

สายส่งที่มีความยาวทางไฟฟ้า β ใดๆ จะมีพฤติกรรมเป็นวงจรสมมูลโครงข่ายไฟฟ้าแบบ T หรือแบบ π ดังภาพประกอบที่ 3.7



ภาพประกอบ 3.7 วงจรสมมูลโครงข่ายไฟฟ้าแบบ T หรือแบบ π ของสายส่งความยาวทางไฟฟ้า β



ภาพประกอบ 3.8 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบสายส่งชั้นบันได

ส่วนสายส่งที่มีความยาวทางไฟฟ้าน้อยกว่าหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่นจะมีพฤติกรรมเป็นตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุดังภาพประกอบที่ 3.8 โดยสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเหล่านี้เพื่อให้กำเนิดวงจรจริงที่สัมพันธ์กับชนิดของผลตอบสนองความถี่ ความถี่ตัดอันดับของวงจร พอร์ตอิมพีแดนซ์และค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่แบบต่างๆ ที่หาค่าได้นั้นสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$L_n = \left(\frac{z_0}{g_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{\omega_0} \right) g_n \tag{3.15}$$

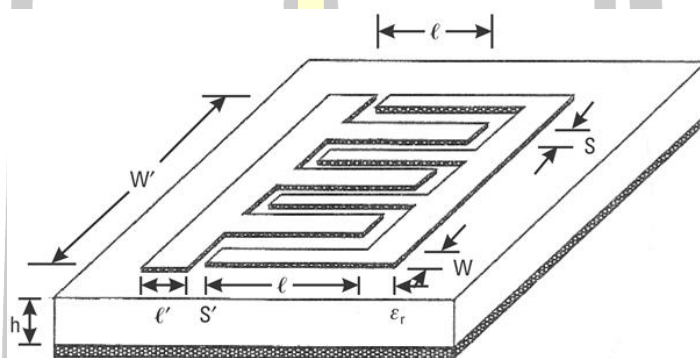
และ

$$C_n = \left(\frac{z_0}{g_0} \right) \left(\frac{\Omega_c}{\omega_0} \right) g_n \tag{3.16}$$

3.3 การออกแบบตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล

ตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตัล (Interdigital capacitor) [30] เป็นตัวเก็บประจุที่ถูกใช้งานที่ความถี่สูงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรไมโครเวฟ ซึ่งปัจจัยด้านคุณภาพ (Quality factor) สำหรับตัวเก็บประจุชนิดนี้จะสูงกว่าตัวเก็บประจุแบบวางซ้อน (Overlay capacitor) และมีขนาดใหญ่กว่าค่าความจุสูงสุดต่อพื้นที่ 1 ตารางนิ้วของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตอลนั้นมีค่าต่ำกว่า 1% ของตัวเก็บประจุแบบวางซ้อนทับและเพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุชนิดนี้จึงไม่สามารถทำให้อยู่ในรูปแบบชิปได้

ตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลมีโครงสร้างที่เป็นคาบที่เป็นแท่งคล้ายนิ้วมือมากกว่าสองแท่งตามที่แสดงในภาพประกอบที่ 3.9 ซึ่งค่าความจุของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลนั้นเกิดขึ้นจากช่องว่างขนาดเล็กระหว่างฟิล์มตัวนำแบบบาง ช่องว่างเหล่านี้โดยพื้นฐานแล้วจะยาวมากและขดไปมาเพื่อที่จะได้มีโครงสร้างพื้นที่ขนาดเล็ก จะสามารถสร้างตัวเก็บประจุที่มีค่าน้อยได้ โดยปกติค่าความจุจะอยู่ระหว่าง 0.05 ถึง 0.5 pF ซึ่งความจุสามารถเพิ่มขึ้นได้ด้วยการเพิ่มจำนวนแท่งหรือโดยการใช้วัสดุฐานรองแบบบางที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงอย่างเช่น เพอร์โรอิเล็กทริก ซึ่งเป็นวัสดุที่อยู่ระหว่างความเป็นตัวนำและฉนวน หรือจะทำการเพิ่มค่าความจุโดยการปิดทับด้วยวัสดุที่มีค่าไดอิเล็กตริกสูงอีกทั้งทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้อีกด้วย



ภาพประกอบ 3.9 โครงสร้างของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัล

3.3.1 โมเดลตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลแบบประมาณค่า

การวิเคราะห์และการหาคุณลักษณะของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลนั้นได้ถูกนำเสนอมานานแล้ว โดยการวิเคราะห์นั้นอยู่บนพื้นฐานของสายส่งไมโครสติปคู่ขนานที่มีการไม่มีสูญเสียและสายส่งไมโครสติปคู่ขนานที่มีการสูญเสีย โดยทำการแบ่งโครงสร้างของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลเป็นไมโครสติปพื้นฐานที่เป็นส่วนๆอย่างเช่น สายส่งไมโครสติปเส้นเดียว สายส่งไมโครสติปแบบคู่ขนาน สายส่งไมโครสติปปลายเปิดที่มีความไม่ต่อเนื่อง ช่องว่างที่มีความไม่สมมาตร การหักมุมของไมโครสติป 90° และ รอยต่อที่มีความไม่ต่อเนื่อง ซึ่งแสดงในภาพประกอบที่ 3.10 โดยโมเดลนี้ให้ความแม่นยำในการหาคุณลักษณะของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลมากกว่าในอดีต แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ยังคงเป็นวิธีการประมาณค่าเนื่องจากการสมมุติฐานเป็นปัจจัยต่างๆในส่วนต่างๆที่อยู่รวมกันเป็นกลุ่ม และไม่ได้ทำการรวมผลกระทบที่เกิดขึ้นในส่วนของไมโครสติปพื้นฐาน ดังภาพประกอบที่ 3.11 ที่แสดงโมเดล EC อย่างง่ายที่ถูกใช้เป็นตัวอธิบายถึงคุณลักษณะของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลที่แสดงในภาพประกอบที่ 3.10 สมการการหาค่าความจุของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลโดยประมาณค่าสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้ [30]

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W} l[(N-3)A_1 + A_2] \quad (3.17)$$

เมื่อ C คือค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยความยาวของ W' , A_1 (ส่วนภายใน) และ A_2 (สองส่วนภายนอก) คือค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยความยาวของแต่ละแท่ง, N คือจำนวนแท่งทั้งหมด, ส่วน W' และ l ตามที่แสดงในภาพประกอบที่ 3.9 คือความกว้างและความยาวมีหน่วยเป็นไมครอน สำหรับในกรณีที่ความหนาของฐานรองไม่ถูกจำกัด (หรือไม่มีแผ่นกราวด์) $A_1 = 4.409 \times 10^{-6} \text{ pF} / \mu\text{m}$ และ $A_2 = 9.92 \times 10^{-6} \text{ pF} / \mu\text{m}$ ค่าความจุรวมของโครงสร้างอินเตอร์ดิจิทัลที่มีความยาว l คือ

$$C = (e_r + 1)l[(N - 3)A_1 + A_2] \quad (3.18)$$

สำหรับความหนาของฐานรองที่ถูกจำกัดผลกระทบของความหนา h นั้นจะต้องถูกรวมอยู่ด้วยใน A_1 และ A_2 ซึ่งสุดท้ายแล้วในการออกแบบนั้น โดยปกติแล้วจะให้ $S = W$ และ $l \leq l/4$ สำหรับค่าของ A_1 และ A_2 นั้นจะได้มาจากการทำการเลือกเส้นกราฟที่เหมาะสมกับข้อมูล (Curve fitting) จากงานวิจัยในอดีต ดังนั้นค่าของ A_1 และ A_2 สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$A_1 = 4.409 \tanh \left[0.55 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.45} \right] \times 10^{-6} \text{ (pF} / \mu\text{m)} \quad (3.19a)$$

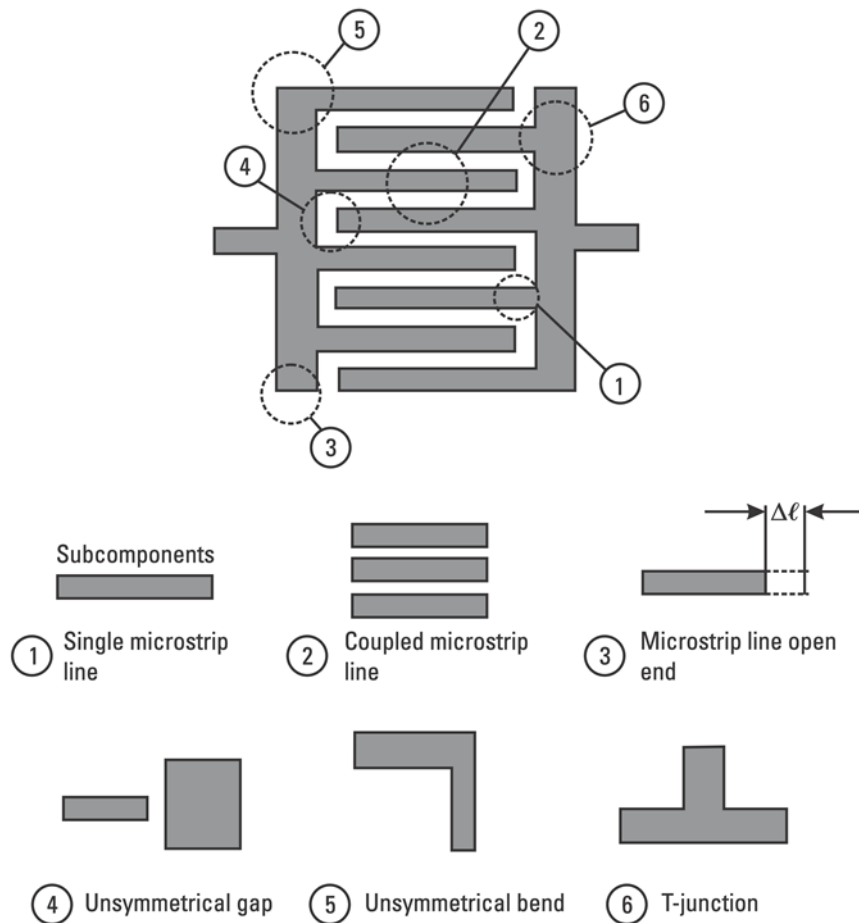
$$A_2 = 9.92 \tanh \left[0.52 \left(\frac{h}{w} \right)^{0.5} \right] \times 10^{-6} \text{ (pF} / \mu\text{m)} \quad (3.19b)$$

ค่าความต้านทานแบบอนุกรมของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิทัลคือ

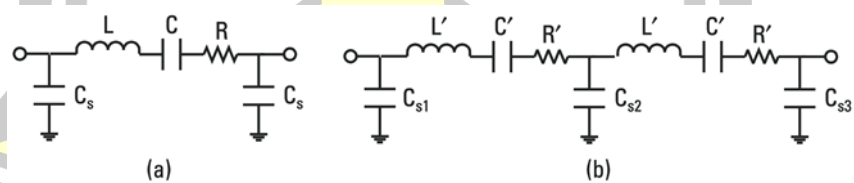
$$R = \frac{4}{3} \frac{l}{3WN} R_s \quad (3.20)$$

เมื่อ R_s คือตัวต้านทานแบบแผ่นมีหน่วยเป็นโอห์มต่อตารางหน่วยที่ใช้เป็นตัวนำในตัวเก็บประจุ นอกจากนี้ผลกระทบของความหนาของโลหะ t ยังมีบทบาทสำคัญในการคำนวณของค่าความจุอีกด้วย ซึ่งค่า Q ของตัวเก็บประจุนี้สามารถหาได้จาก

$$Q_c = \frac{1}{\omega CR} = \frac{3WN}{\omega C 4l R_s} \quad (3.21)$$



ภาพประกอบ 3.10 ตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตอลและส่วนย่อยต่างๆ



ภาพประกอบ 3.11 โมเดล EC ของตัวเก็บประจุแบบอินเตอร์ดิจิตอล

(a) ที่ความถี่ต่ำและ (b) ที่ความถี่สูง

ในการคำนวณหาค่าความจุ C_s และค่าความเหนี่ยวนำ L สามารถคำนวณได้โดยใช้การประมาณค่าซึ่งอยู่บนพื้นฐานเมื่อ $S/h \ll 1$ โดยที่เส้นสนามแม่เหล็กเกิดขึ้นนั้นจะไม่วนรอบรอบแก่งอินเตอร์ดิจิตอลแต่จะวนอยู่รอบๆ ส่วนตัดขวางของความกว้างอินเตอร์ดิจิตอล W' (ดูภาพประกอบที่ 3.10) ภายใต้ข้อสันนิษฐานนี้ L และ C_s จะถูกคำนวณโดยใช้ทฤษฎีสายส่งไมโครสตริปพื้นฐาน ซึ่งจะ

ใช้ตัวแปร l เป็นความยาวของโครงสร้างในการคำนวณ อย่างไรก็ตาม C_s ในที่นี้จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าความจุรวมแบบขนานของไมโครสตริป โดยที่ L และ C_s สามารถหาได้จากสูตรดังนี้

$$L = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{re}} l}{c} \quad (3.22 \text{ ก})$$

$$C_s = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\epsilon_{re}} l}{Z_0 c} \quad (3.22 \text{ ข})$$

เมื่อ Z_0 และ ϵ_{re} จะถูกคำนวณโดยใช้ตัวแปรของไมโครสตริป W' และ h และ c คือค่าความเร็วแสงในอากาศว่างมีค่าเท่ากับ 3×10^{10} cm/s

3.4 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวต์แบนด์ด้วยสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน

3.4.1 ขั้นตอนกำหนดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ต้องการออกแบบ

เพื่อกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่ต้องการโดยในการออกแบบนี้จะมีรายละเอียด ดังนี้

| | |
|--|--|
| ความถี่กลาง | 6.75 กิกะเฮิร์ตซ์ |
| แบนด์วิดท์ที่ -3 ดีบี | 3.1 กิกะเฮิร์ตซ์ และ 10.6 กิกะเฮิร์ตซ์ |
| ค่าการสูญเสียของช่วงความถี่ผ่าน ไม่เกิน | -3 ดีบี |
| ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ | 50 โอห์ม |
| ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) | -20 ดีบี (อย่างน้อย) |
| ขนาดของการกระเพื่อม (L_{AR}) ไม่เกิน | 0.01 ดีบี |
| ชนิดของวงจรผ่านแถบ | เซปีเซฟ |
| อันดับของวงจรผ่านแถบ | 3 |

3.4.2 ขั้นตอนคำนวณหาค่าพารามิเตอร์

จากพารามิเตอร์ข้อ 3.2.1 นำมาหาค่าองค์ประกอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ โดยพารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านต้นแบบ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแถบและความถี่สูงผ่าน ดังนี้

$$\varepsilon = 1 / \sqrt{10^{-0.1L_R} - 1} \quad (3.17)$$

$$\gamma = \sinh \left[\frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right] \quad (3.18)$$

$$FBW = BW / f_0 \quad (3.19)$$

$$g_1 = 1 \quad \text{และ} \quad g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin(\pi / 2n)$$

$$g_1 g_2 = \frac{4 \sin[\pi(2i-1)/2n] \sin[\pi(2i-3)/2n]}{\gamma^2 + \sin^2[\pi(i-1)/n]} \quad \text{เมื่อ } i = m = n/2$$

หาค่าแอดมิตแตนซ์ (J_m)

$$S = [\sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon]^2$$

$$J_2 = 1 / \sqrt{S}$$

ค่าเริ่มต้น $J_1 = 0$: $J_2 = \frac{J_2}{1 + J_2 J_1}$ และจะได้ $J_1 = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_2)^2 - J'_m}$

3.4.3 ขั้นตอนการสังเคราะห์หาความกว้างต่อความหนาของไมโครสตริป

ในการออกแบบสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานโดยทั่วไป อิมพีแดนซ์คำนวณได้จากคุณลักษณะ Z_c และสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแรงดัน ดังต่อไปนี้

$$Z_{ce} = \left(\frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^e}}{1 - (Z_c Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}}) / 377} \right) \quad (3.20)$$

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\varepsilon_{re} / \varepsilon_{re}^o}}{1 - (Z_c Q_{10} \sqrt{\varepsilon_{re}}) / 377} \quad (3.21)$$

การหาค่าความกว้างต่อความหนาของโครงสร้างไมโครสตริป

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (3.22)$$

การค่า C_p เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นจากแผ่นตัวนำระหว่างสตริป และ กราวด์เพลน
ดังนั้น จึงได้ว่า

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r w / h \quad (3.23)$$

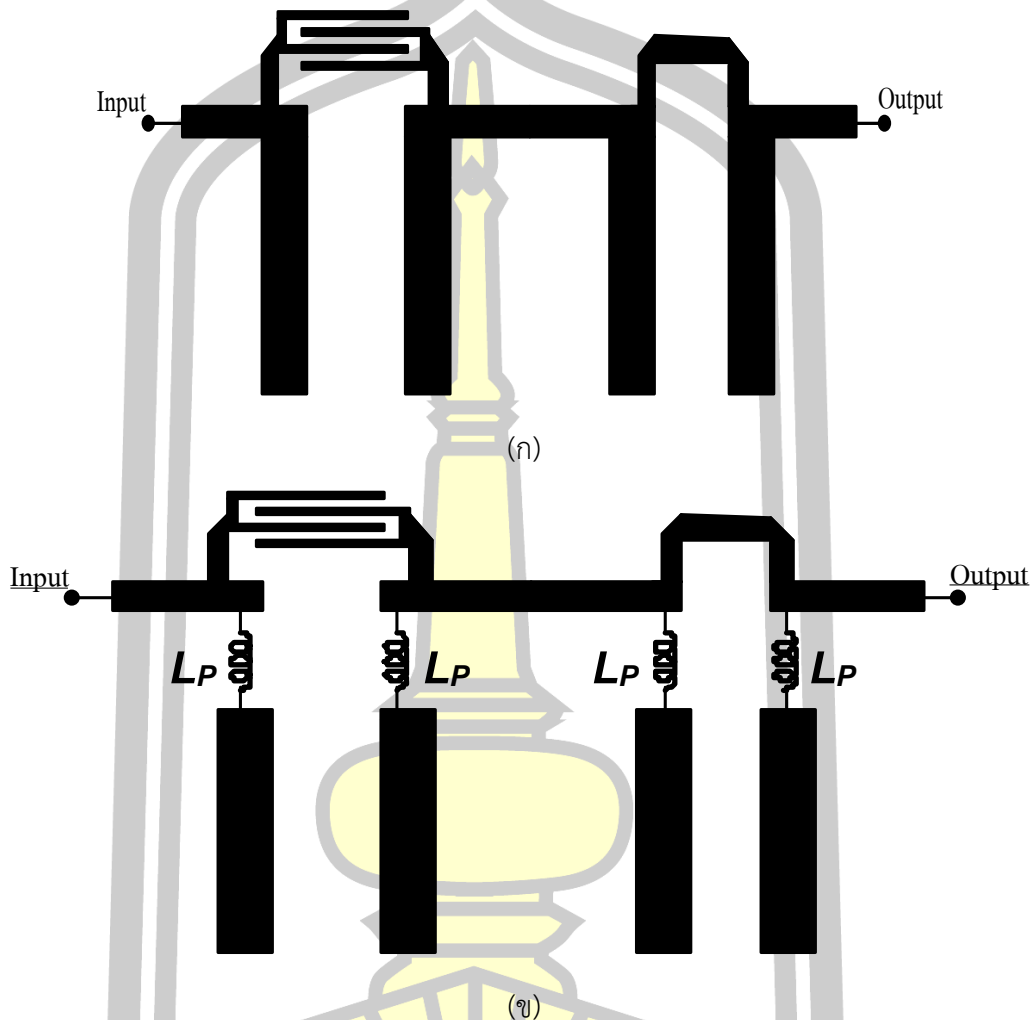
$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{cZ_c - C_p} \quad (3.24)$$

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \ln \left[\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0.65C_f \left[\frac{0.02\sqrt{\epsilon_r}}{s/h} + 1 - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right] \quad (3.25)$$

3.5 วงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ที่สังเคราะห์จากสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนาน

วงจรกรองความถี่ผ่านแถบทำหน้าที่เป็นวงจรที่ใช้ในการกรองหรือกำจัดความถี่ฮาร์โมนิกส์ให้หมดไปจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจร เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณในระบบสื่อสารซึ่งจะส่งผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพในการรับส่งข้อมูล การออกแบบวงจรมักจะใช้สายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่มีค่าสูงและค่าต่ำเชื่อมต่อกาสเคสสลับกันไปมาทำให้วงจรมีลักษณะเป็นแบบสายส่งแบบขั้นหรือใช้สายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบเชื่อมต่อกันหลายท่อน นอกจากนั้นยังสามารถออกแบบโดยใช้สายส่งสลับแบบเปิดและลัดปลายสายความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น ณ ความถี่ทำงานเชื่อมต่อกัน ส่งผลให้วงจรมีพื้นที่ของวงจรมีขนาดใหญ่ ส่วนการเพิ่มขนาดการกดผลตอบสนองความถี่ (suppression performance) ในช่วงความถี่ส่งผ่าน หรือในช่วงความถี่แถบหยุดนั้นจะทำได้โดยการเพิ่มอันดับหรือส่วนประกอบของวงจร โดยส่งผลให้วงจรมีค่าการสูญเสียย้อนกลับและขนาดของวงจรเพิ่มขึ้นเช่นกัน การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบให้มีผลตอบสนองความถี่แบบอิลิปติก (elliptic transfer function) เป็นเทคนิคอีกแบบที่มักนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่สำหรับระบบสื่อสารแบบแถบความถี่กว้าง (wide band communication systems) เพราะวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่ออกแบบได้จะมีช่วงความถี่ผ่านแถบที่กว้าง มีช่วงความถี่ส่งผ่านที่กว้างและโครงสร้างของวงจรมีขนาดเล็ก ได้มีการนำเสนอวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบต่างๆ ที่พัฒนาจากสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานหนึ่งส่วน ที่มีระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำแบบเป็นร่องคดเคี้ยวไปมาทำให้โครงสร้างของวงจรที่ออกแบบมีขนาดเล็ก แต่มีปัญหาคือมีแถบความถี่ส่งผ่านที่กว้างขึ้นนั้นจะไม่มีสมการในการออกแบบที่ชัดเจน ในงานวิจัยนี้คณะผู้วิจัยมีความสนใจที่จะนำสายส่งเชื่อมต่อกู่ขนานแบบเชื่อมต่อกู่ขนานเพียงหนึ่งส่วน มาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่านที่นำมาประกอบกัน เพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ที่มี

สมรรถนะสูง เพื่อที่ในอนาคตจะสามารถนำไปใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สายชนิดต่างๆ ในย่านความถี่วิทยุและไมโครเวฟดังภาพประกอบที่ 3.12



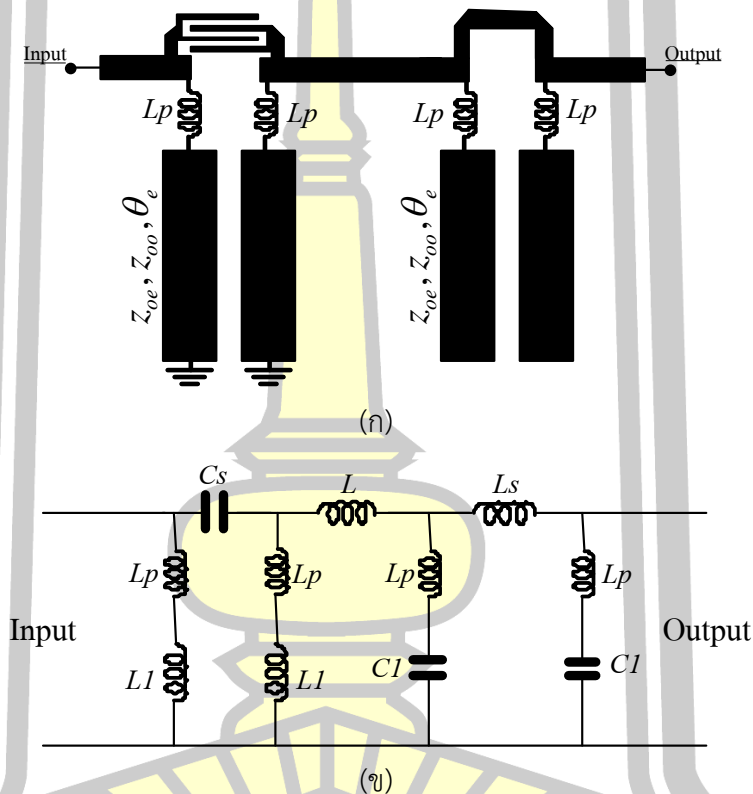
ภาพประกอบ 3.12 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ออกแบบจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานหนึ่งส่วน

ก) แบบธรรมดา และ ข) แบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ

3.5.1 วงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานหนึ่งส่วน สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น เป็นสายส่งชนิดหนึ่ง ที่มีการนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ อย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่สังเคราะห์จากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบหลายสเตจ (N-stages) เพราะการออกแบบและสร้างทำได้โดยง่าย แต่ก็มีปัญหาเรื่องผลตอบสนองความถี่ในช่วงผ่านแถบที่ไม่สมมาตรและการเกิดผลตอบสนองปลอมที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ฮาร์มอนิก $2f_0$ ซึ่งเกิดจากโครงสร้างโดยธรรมชาติของสายส่งชนิดนี้ทำให้การนำสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานไมโครสตริปไปออกแบบวงจรชนิดอื่นๆ ก็มักจะได้รับผลกระทบที่คล้ายคลึงกันนั้นคือ



ภาพประกอบ 3.13 สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำสองตัวที่พอร์ตอินพุตแลพอร์ตเชื่อมต่อ



ภาพประกอบ 3.14 โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์และวงจรสมมูลแบบ LC ที่นำเสนอ

มักจะเกิดผลตอบสนองความถี่ปลอมเทียมเกิดขึ้น ณ ความถี่ $2f_0$ การแก้ปัญหานี้ทำได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์แบบกลุ่มก้อนหรือแบบกระจายตัวเชื่อมต่อเข้าไปกับกับสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเพื่อปรับเพิ่มค่าไดเรกทิวิตี ในงานวิจัยนี้ซึ่งมีหลักการที่คล้ายคลึงกับวิธีการก่อนหน้านี้ [19, 28] แต่ต่างกันที่พอร์ตที่จะนำตัวเหนี่ยวนำมาเชื่อมต่อ นั่นคือนำตัวเหนี่ยวนำสองตัวเชื่อมต่อเข้ากับพอร์ตอินพุตและพอร์ตเชื่อมต่อของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน โดยอาศัยทฤษฎีวงจรข่ายไฟฟ้าทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในภาพประกอบที่ 3.13 เงื่อนไขที่ทำให้ค่าไดเรกทิวิตีมีค่าสูงสุดหรือเกิดค่าอัตราการใช้แอมพลิจูดที่ความถี่ทำงานจะเกิดขึ้นเมื่อค่าสัมประสิทธิ์ของการส่งสัญญาณพอร์ต 1

ไปยังพอร์ต 3 ถูกบังคับให้มีค่าเข้าใกล้ศูนย์หรือ $S_{31}(f_0) \approx 0$ ซึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้เกิดขึ้นเมื่อ Z_{LP} มีค่าดังสมการ

$$Z_{LP} = \frac{-Z_{0e} Z_{0o}^2 + Z_0^2 \sinh \theta_o + Z_{0o} Z_{0e}^2 + Z_0^2 \sinh \theta_e - 2Z_0^3 \mathcal{S}}{Z_0 Z_{0e} \sinh \theta_o + Z_{0o} \sinh \theta_e - Z_0^2 \mathcal{S}} \quad (3.26)$$

เมื่อกำหนดให้

$\mathcal{S} = \cosh \theta_e - \cosh \theta_o$, $\theta_e = \pi/2$ คือความยาวเชิงมุมของสายเชื่อมต่อคู่ขนานสำหรับคลื่นโหมดคู่และ

$\theta_o = \pi/2 - \Theta$ คือความยาวเชิงมุมของสายเชื่อมต่อคู่ขนานสำหรับคลื่นโหมดคี่ และ $\Theta = \sqrt{\epsilon_{effo}/\epsilon_{effe}}$

ตามลำดับ

จากสมการที่ (3.26) เป็นสมการสำหรับหาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำทั้งสองตัวที่ใช้ในการหาค่าไดเรกทีวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่ความถี่ f_0 โดยที่ค่าตัวเหนี่ยวนำจะหาได้จากสมการที่ (3.27)

$$L_{LP} = \frac{1}{2\pi f_c} \text{Im} \left\{ \frac{-Z_{0e} Z_{0o}^2 + Z_0^2 \sinh \theta_o + Z_{0o} Z_{0e}^2 + Z_0^2 \sinh \theta_e - 2Z_0^3 \mathcal{S}}{Z_0 Z_{0e} \sinh \theta_o + Z_{0o} \sinh \theta_e - Z_0^2 \mathcal{S}} \right\} \quad (3.27)$$

อย่างไรก็ดีเมื่อมีการเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์อนุกรมเข้ากับสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน จะทำให้เกิดการหน่วงเฟสของสัญญาณและส่งผลให้จุดทำงานที่ดีที่สุด เลื่อนไปอยู่ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ทำงานเพื่อชดเชยผลกระทบดังกล่าวจำเป็นต้องลดความยาวเชิงมุม (θ_p) ของสายเชื่อมต่อคู่ขนานให้มีค่าลดลง นอกจากตัวแปรดังกล่าวแล้วในอนาคตจะต้องทำการวิเคราะห์หาค่าตัวแปรอื่นๆ เช่น C_s, L_s, L_1, C_1 เพื่อที่จะทำให้การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่นำเสนอมีความสมบูรณ์และสะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานยิ่งขึ้น

3.6 สรุป

สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่นำไปสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองความถี่ผ่านแถบกว้าง จะเห็นได้ว่าวงจรจะเกิดการลดทอนของผลตอบสนองความถี่ในช่วงส่งผ่านและช่วงความถี่แถบหยุดที่มากขึ้น การออกแบบวงจรเพื่อใช้งานนั้นก็สามารถทำได้โดยใช้สมการอย่างง่าย และการสร้างขึ้นมาใช้งานก็ไม่ยุ่งยาก จะเห็นได้ว่าผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรกรองความถี่ผ่านแถบอัลตราไวด์แบนด์ที่นำเสนอมีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสารไร้สายและระบบสื่อสารผ่านคลื่นไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

บทที่ 4

ผลการวิจัยและการอภิปราย

4.1 ทัวไป

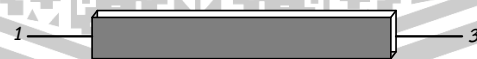
ในบทนี้จะกล่าวถึงการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำขดเซย 2 ตัวที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 เพื่อเพิ่มค่าไดเรคทีวิตีของสายส่งซึ่งโครงสร้างแบบดังกล่าวจะมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการเชื่อมต่อร่วมกับโครงสร้างอื่นๆ ที่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการส่งเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และความถี่สูงผ่านของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน ซึ่งมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการเชื่อมต่อร่วมกับโครงสร้างอื่นๆ รวมทั้งในการออกแบบโครงสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบนอัลตราไวด์แบนด์ ตามจุดประสงค์ในงานวิจัยนี้ จากนั้นจะเป็นการออกแบบและทดลองในส่วนของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบนอัลตราไวด์แบนด์ โดยที่สร้างขึ้นงานจริงขึ้นมาทดสอบประสิทธิภาพของวงจรจริงบนแผ่นวงจรพิมพ์แบบ AD206A

4.2 การทดสอบสมรรถนะของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำที่พอร์ต 1 และ 2

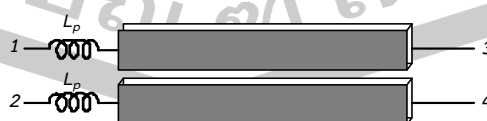
ในการทดลองนี้ใช้ตัวแปรของแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD260A ในการจำลองการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อแบบขดเซยด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัวที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 โดยใช้สายส่งไมโครสตริป จำลองเป็นค่าอิมพีแดนซ์ขดเซย Z_{lp} ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

| Parameter | Z_{lp} ($Z1, Z2$) | (mm) |
|--------------------------------------|-----------------------|--------------------------------|
| C = -10 dB | $Z_{lp} = 30$ โอห์ม | $Z1, W1 = 0.2, l1 = 0.5$ |
| $Z0e = 69.37, Z0o = 36.03$ | $Z1 = 50$ | WCL (initial) = 2.2, 0.17, 7.8 |
| $e_{effe} = 2.188, e_{effo} = 1.789$ | | |



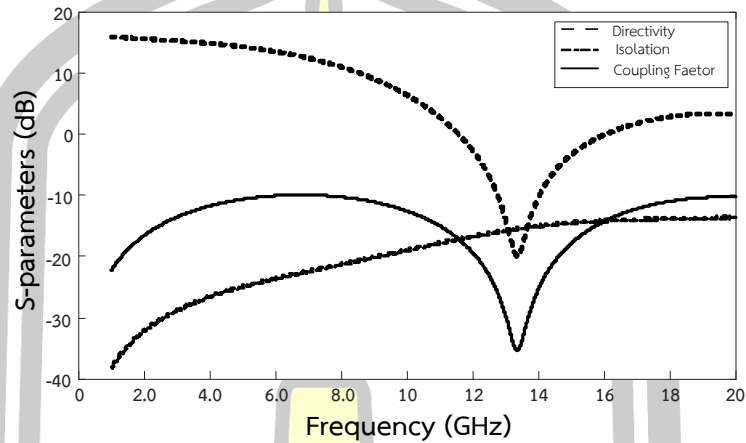
(ก)



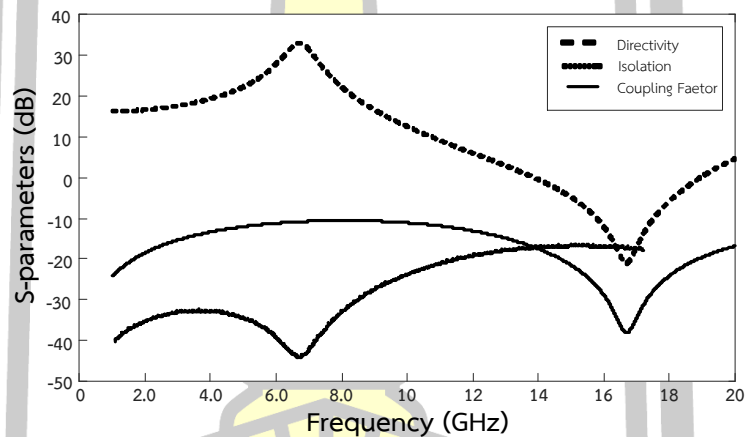
(ข)

ภาพประกอบ 4.1 การจำลองการทำงานของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว

โดยสายส่งที่ใช้มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแรงดันการเชื่อมต่อ -10 ดีบี และมีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของคลื่นโหมดคู่และโหมดคี่เท่ากับ $Z_{0e} = 69.37$, $Z_{0o} = 36.03$ โอห์ม ตามลำดับ โดยค่าอิมพีแดนซ์ชดเชยที่สังเคราะห์ขึ้นจากสายส่งไมโครสตริปมีค่าเท่ากับ 29.5 โอห์ม



(ก)



(ข)

ภาพประกอบ 4.2 ผลการจำลอง (ก) ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (ข) ค่าไดเรกทิวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD206A

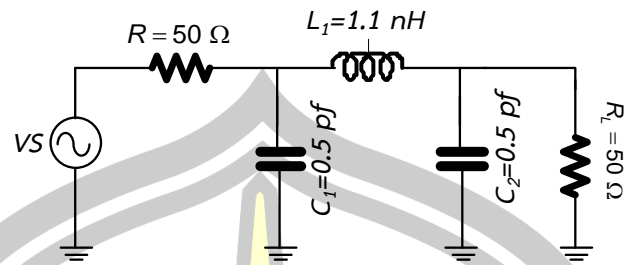
จากภาพประกอบที่ 4.2 เป็นผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อแรงดันมีค่าประมาณ -10 ดีบี และค่าไดเรกทิวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 32.54 ดีบี เมื่อได้รับการชดเชยด้วยตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวที่พอร์ต 1 และพอร์ต 2 เพิ่มขึ้นมากกว่า 21.3 ดีบี ซึ่งผลการจำลองนี้ใช้ในการยืนยันว่าสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่พัฒนาขึ้นมีความเป็นไปได้ที่จะนำไปใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบ อีลิปติก เพื่อไปทำการออกแบบโครงสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ให้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวต์แบนด์

จากแนวทางการเพิ่มค่าไดเรกทีวิตีของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานด้วยการเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปในสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเพื่อประยุกต์ในโครงสร้างเรโซเนเตอร์นั้น ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอแนวคิดใหม่อีกแบบหนึ่งนั่นคือ การนำสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบดังกล่าว ที่ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและความถี่สูงผ่าน โดยนำวงจรที่ทำการออกแบบจากสายส่งเชื่อมต่อที่เป็นส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่านมาทำการเชื่อมต่อรวมกัน เพื่อให้เกิดเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวต์แบนด์ และทำการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม Sonnet Lite 18 เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางความถี่ โดยใช้ค่าต้นแบบของวงจรที่คำนวณจากสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่มีค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ -10 ดีบี บนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD206A ซึ่งมีตัวแปรในการออกแบบวงจรคือ $Z_{0e} = 69.37 \Omega$ $Z_{0o} = 36.03 \Omega$ $\epsilon_{effe} = 2.241$ $\epsilon_{effo} = 1.822$ โดยใช้สมการที่ (3.33) ออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ L_{ci} ในการเชื่อมต่อเพื่อชดเชย และค่ามุมทางไฟฟ้า θ_s เป็นเท่ากับ 0.5 นาโนเฮนรี และ 0.46π ตามลำดับ

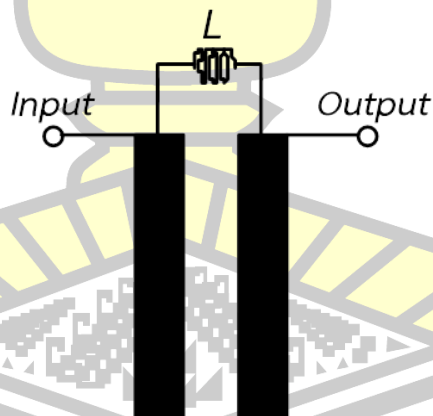
ตารางที่ 4.2 ตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

| Sections # | ตัวแปรทางไฟฟ้า | ขนาด (mm) |
|---------------|---|--|
| LPF-Prototype | $g_1 = 1.5963$ $g_2 = 1.0967$ $g_3 = 1.5963$ $g_4 = 1.000$ | $C_1 = 0.5$ pf $L_1 = 1.1$ nH $C_2 = 0.5$ pf |
| LPF | $Z_1 = 4.8 \Omega$, $\theta_1 = 9.2^\circ$ | $W_1 = 1.9$ $L_1 = 3.2$ |
| LPF-Prototype | $g_1 = 1.5963$ $g_2 = 1.0967$ $g_3 = 1.5963$ $g_4 = 1.000$ | $L_1 = 4.0$ nH $C_1 = 1.1$ pF $C_2 = 4.0$ nH |
| HPF | $Z_1 = 16.6 \Omega$, $\theta_1 = 9.2^\circ$ | $W_1 = 0.8$ $L_1 = 6.8$ |

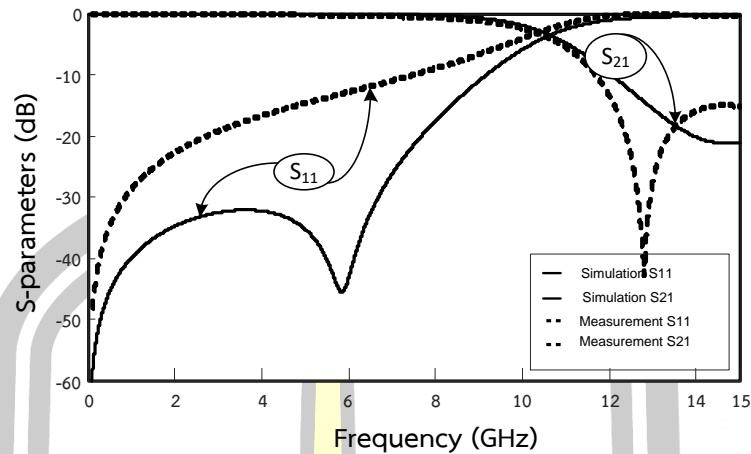


ภาพประกอบ 4.3 วงจรกรองความถี่ต้นแบบที่คำนวณขึ้นโดยรวมผลของค่าตัวเหนี่ยวนำขดเซย L_{ci}

จากนั้นนำวงจรที่ทำการออกแบบมาทำการสังเคราะห์โครงสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบสายส่งเชื่อมต่อขึ้นมา เพื่อนำมาต่ออนุกรมกัน เพื่อให้เป็นโครงสร้างของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ เนื่องจากวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ นั้นต้องการปรับปรุงคุณภาพความถี่ทำงานที่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์ ดังนั้นวงจรที่นำมาต่ออนุกรมกัน ต้องมีความสามารถในการลดทอนในช่วงองค์ประกอบของความถี่ในช่วงแถบผ่านด้านบนได้ดี ดังนั้นในงานวิจัยนี้เลือกความถี่ตัดผ่านของวงจรกรองความถี่สูงผ่านและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ต้องการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ให้มีค่าเท่ากับ 6.85 กิกะเฮิรตซ์ โดยวงจรที่ทำการออกแบบนั้นมีผลตอบสนองความถี่แบบเซปี่เซพที่มีการกระเพื่อมของสัญญาณในแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ดบี ดังนั้นข้อมูลของวงจรต้นแบบและค่าตัวเก็บประจุรวมทั้งตัวเหนี่ยวนำของวงจรที่ได้มาจะมีความสัมพันธ์กับการคำนวณในสมการที่ 3.4 และ 3.16 กันจะแสดงในตารางที่ 4.2

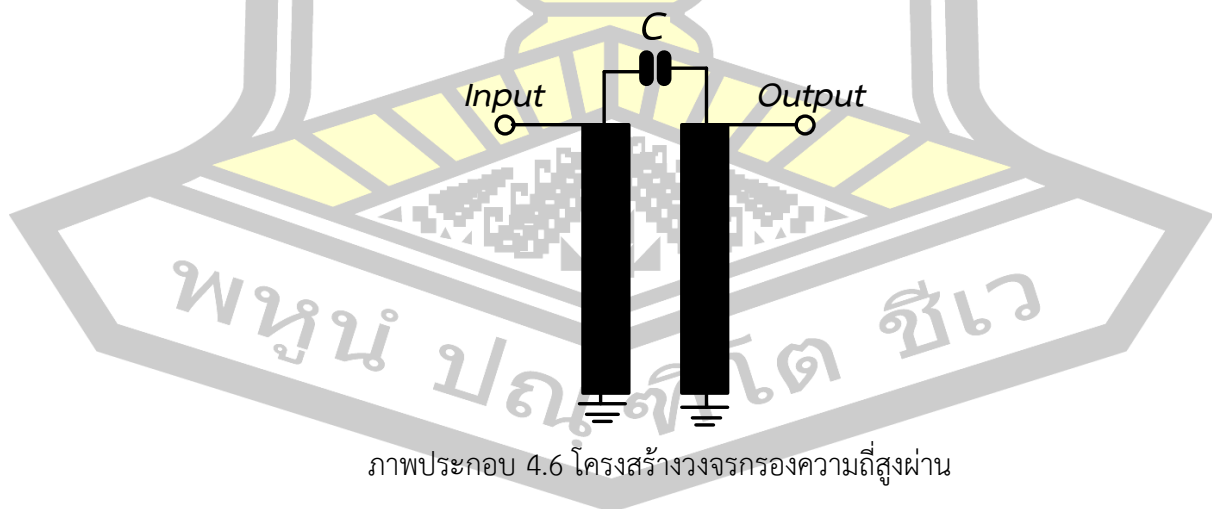


ภาพประกอบ 4.4 โครงสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

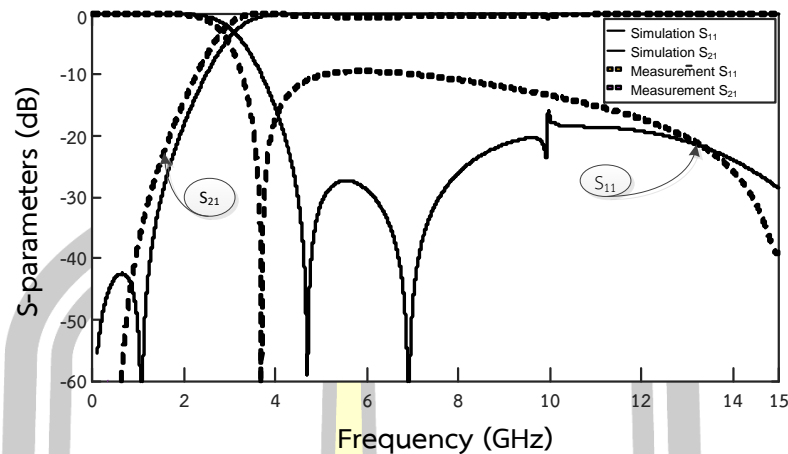


ภาพประกอบ 4.5 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

จากการออกแบบและจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม Sonnet Lite 18 จะเห็นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านดังภาพประกอบที่ 4.5 พบว่าในกรณีของวงจรที่ใช้สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน จะพบว่ามีค่าความถี่ซีโรเกิดขึ้นใกล้เคียงกับบริเวณความถี่คัตออฟ จะส่งผลให้ผลตอบสนองความถี่ในช่วงแถบผ่านมีความชันเพิ่มขึ้นและเมื่อทำการสร้างขึ้นงานจริงขึ้นมาทดสอบการทำงาน โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โคร่งข่ายไฟฟ้ารุ่น HP8753E ในการวัดทดสอบทำการปรับเทียบเครื่องมือตั้งแต่ความถี่ 300 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 15 กิกะเฮิร์ตซ์ พบว่าผลการทำงานของวงจรที่สร้างขึ้น ดังภาพประกอบที่ 4.5 จะเห็นว่ามีค่าสอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานโดยคิดถึงผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านนั้นจะมีผลการสูญเสียแทรกสอดในช่วงความถี่ผ่านแถบน้อยกว่า -1 ดีบี



ภาพประกอบ 4.6 โครงสร้างวงจรรองความถี่สูงผ่าน

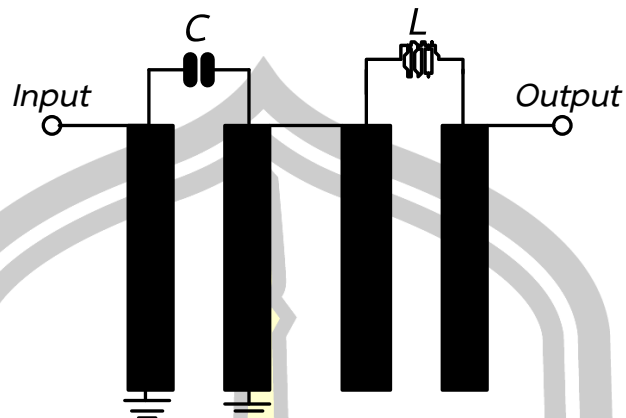


ภาพประกอบ 4.7 ผลตอบสนองความถี่เชิงขนาดของวงจรรองความถี่สูงผ่าน
ที่สังเคราะห์ขึ้นบนสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนาน

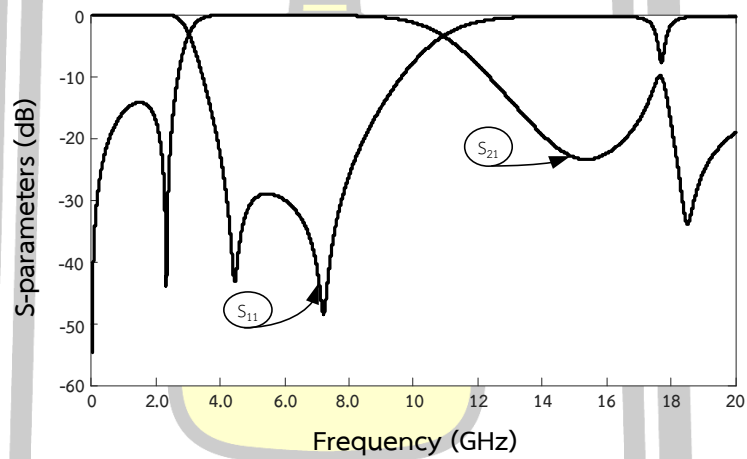
จากการออกแบบโครงสร้างวงจรรองความถี่สูงผ่านดังภาพประกอบที่ 4.6 และจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม Sonnet Lite 18 จะเห็นผลกระทบที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรรองความถี่สูงผ่านดังภาพประกอบที่ 4.7 จะเห็นว่ามีความสอดคล้องกับการจำลองการทำงานโดยคิดถึงผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรโดยวงจรรองความถี่สูงผ่านนั้นจะมีผลการสูญเสียแทรกสอดในช่วงความถี่ผ่านแถบน้อยกว่า -1 ดีบี

ดังนั้นวงจรรองความถี่ที่สังเคราะห์ขึ้นมาจากสายส่งเชื่อมต่อเข้าไปในโครงสร้างของส่วนที่ต้องการออกแบบให้มีพฤติกรรมเป็นวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ด้วยค่าตัวแปรทางกายภาพทั้งหมดจะเป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบ จากนั้นทำการปรับจูนขนาดของสายส่งส่วนต่างๆ เล็กน้อยเพื่อหาลักษณะหรือรูปแบบของวงจรที่มีความสามารถในการตอบสนองความชันของสัญญาณความถี่คutoff ด้านสูงที่ดีที่สุด โดยในการจำลองการทำงานพบว่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่าน ที่นำมาเชื่อมต่อกันทั้งสองวงจรแล้วให้ผลตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุดมีค่าความถี่คutoff -3 ดีบี และมีช่วงความถี่ 2.96-10.8 กิกะเฮิรตซ์ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นมานั้นจะแสดงในภาพประกอบที่ 4.8 และภาพประกอบที่ 4.9

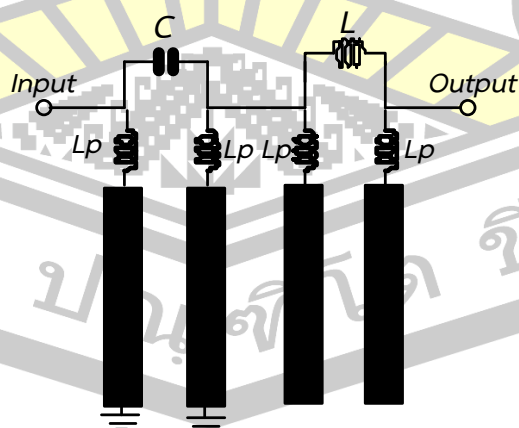
พหุ ประถมศึกษา



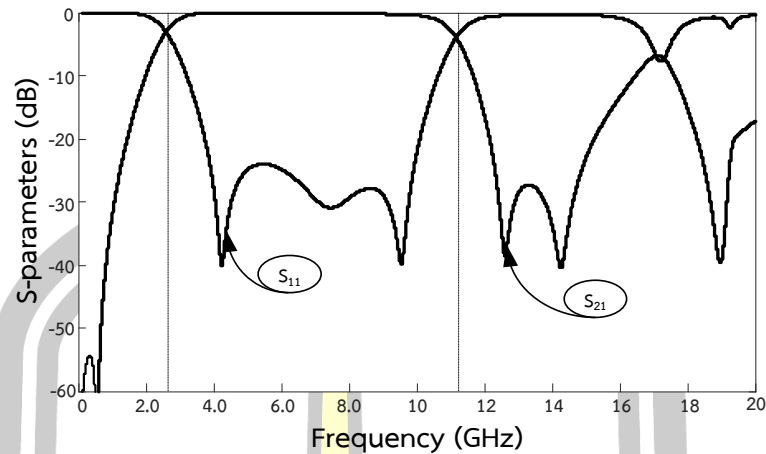
ภาพประกอบ 4.8 โครงสร้างที่ให้ออกแบบขึ้นเพื่อทำการทดสอบที่ความถี่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์



ภาพประกอบ 4.9 ผลการจำลองผลตอบแทนทางความถี่ของที่ช่วงพาสแบนด์



ภาพประกอบ 4.10 วงจรที่ออกแบบเพื่อทำการทดสอบที่ความถี่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์
ต่อตัวเหนี่ยวนำที่ปลายสายเชื่อมต่อ



ภาพประกอบ 4.11 ผลการจำลองผลตอบแทนทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ต่อตัวเหนี่ยวนำที่ปลายสายเชื่อมต่อ

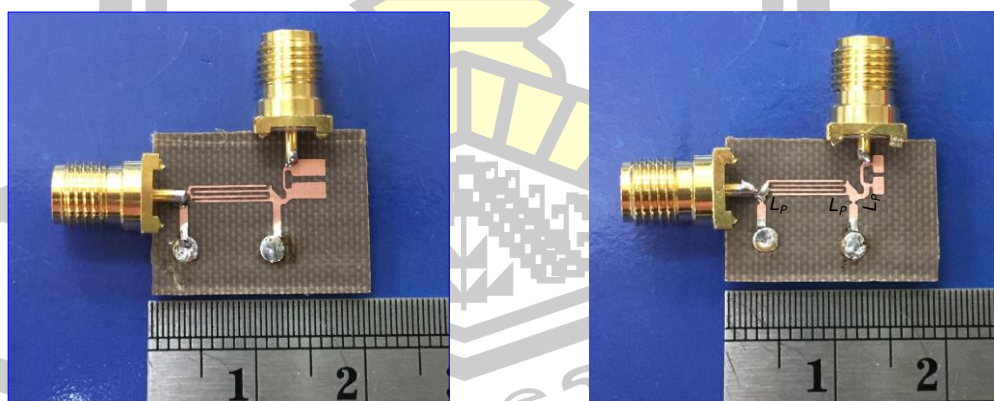


ภาพประกอบ 4.12 เลย์เอาต์ที่ออกแบบโดยโปรแกรม Sonnet Lite 18 โดยคิดถึงผลกระทบของสนามไฟฟ้า

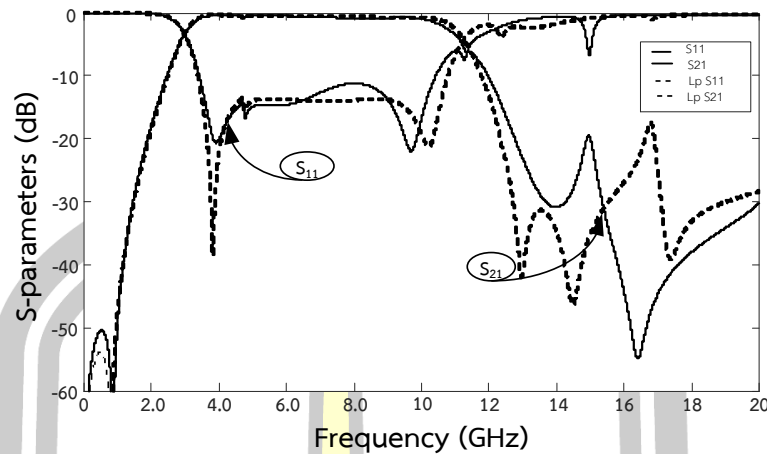
ตารางที่ 4.3 ตัวแปรที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ 6.85 กิกะเฮิรตซ์

| Sections # | Electrical parameters | Dimensions (mm) |
|---------------------------|--|--|
| BPF | $Z_1 = 16.0 \Omega, \theta_1 = 9.2^\circ$ | $W_1 = 0.8, L_1 = 6.8$ |
| | $Z_2 = 4.6 \Omega, \theta_1 = 8.7^\circ$ | $W_2 = 1.9, L_2 = 3.2$ |
| Compensated Coupled Lines | $Z_{0e} = 55.66 \Omega, Z_{0o} = 44.91 \Omega$ | $W_1 = 0.8, S = 5.6, L = 1.2$ |
| | $\epsilon_{effe} = 2.247, \epsilon_{effo} = 1.986$ | $W_2 = 1.0, S = 1, L = 0.8$ $\theta_{RS} = 0.45\pi$ |
| Stubs | $Z_s = 6.8 \Omega, \theta_s = 6.2^\circ$ | $W_s = 0.8, L_s = 0.5$ |

เมื่อทำการจำลองผลการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Sonnet Lite 18 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 20 กิกะเฮิร์ตซ์พบว่าวงจรมีผลตอบสนองความถี่เป็นที่น่าพอใจมีแบนด์วิดท์ของการทำงานประมาณ 108 เปอร์เซ็นต์หรือประมาณ 8.39 กิกะเฮิร์ตซ์ วงจรมีความถี่ซีโร่ของการส่งผ่าน (transmission zero frequencies) เกิดขึ้นบริเวณใกล้ๆ กับความถี่คัตออฟทั้งสองด้านคือที่ความถี่ 2.91 และ 11.3 กิกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับซึ่งเป็นพฤติกรรมของวงจรแบบคู่อัลโหมต ดังแสดงในภาพประกอบที่ 4.11 ทำให้ความสามารถในการกีดสัญญาณในช่วงความถี่ทรานซิชัน (transition band) เป็นไปอย่างรวดเร็ว จึงทำให้ได้วงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองความถี่ที่น่าสนใจมาก นอกจากนี้ในช่วงของความถี่หยุดด้านบน (upper stopband) วงจรก็มีความสามารถในการกีดผลตอบสนองปลอมเทียมที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์อันดับสูงๆ ได้ดีมากขึ้น โดยมีความสามารถในการกีดผลตอบสนองปลอมเทียมที่ความถี่ $2f_0$ ได้มากกว่า -10 ดบี ตามลำดับ ดังนั้นจึงทำให้ช่วงความถี่ผ่านแถบมีขนาดกว้างดังแสดงในภาพประกอบ 4.11 จากนั้นเพื่อที่ทดสอบประสิทธิภาพของวงจรที่น่าเสนอว่าสามารถนำไปสร้างใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติได้หรือไม่จึงได้นำตัวแปรที่ได้จากการจำลองการทำงานในภาพประกอบที่ 4.10 ไปออกแบบลายเลย์เอาต์ของวงจรเพื่อสร้างวงจรจริงขึ้นมาทดสอบด้วยโปรแกรม Sonnet Lite 18 โดยใช้การคำนวณที่คิดถึงผลกระทบทางสนามไฟฟ้า (EM Simulation) ดังภาพประกอบที่ 4.12 ทางผู้วิจัยได้นำโครงสร้างของวงจรที่ออกแบบไว้แล้วมาเขียนลงบนโปรแกรม Sonnet Lite 18 อีกครั้งเพื่อทำการคำนวณและวิเคราะห์การทำงานของวงจรโดยคำนึงถึงผลกระทบทางสนามไฟฟ้าสำหรับตัวแปรทางไฟฟ้าและทางกายภาพของวงจรที่ได้ออกแบบและปรับแต่งจนได้ผลการทำงานเป็นที่น่าพอใจแล้วจะแสดงในตารางที่ 4.3 จากนั้นนำวงจรกรองความถี่ที่สร้างขึ้นมาทดสอบจริงบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD206A ซึ่งมีขนาด 1.2x1.4 ตารางมิลลิเมตร ดังแสดงในภาพประกอบที่ 4.13 ไปทำการวัดผลการทดลองด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายไฟฟ้ารุ่น HP8753E โดยทำการเปรียบเทียบเครื่องมือเพื่อทำการวัดวงจรด้วยเทคนิค SOLT ตั้งแต่ความถี่ 0.1 ถึง 20 กิกะเฮิร์ตซ์



ภาพประกอบ 4.13 วงจรที่สร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในการทดลอง



ภาพประกอบ 4.14 ผลการวัดการจำลองการทำงานวงจรรองความถี่

สำหรับการการวัดผลการทำงานของวงจรพบว่าวงจรรองความถี่ผ่านแถบที่สร้างขึ้นมีผลการทำงานที่เลื่อนไปจากการทำงานที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ที่ออกแบบไว้เล็กน้อย ทั้งนี้จะเกิดจากตัวแปรแบบแฝงต่างๆ ที่อาจจะเกิดจากเว็กราวด์นซึ่งสามารถปรับแก้ได้ด้วยการพิจารณาตัวแปรในการออกแบบที่ละเอียดกว่านี้ หรือทำการออกแบบความถี่เพื่อให้สูงกว่าที่ต้องการเล็กน้อย ในส่วนของการพิจารณาสมรรถนะในการทำงานของวงจรพบว่าวงจรที่สร้างขึ้นมีความสามารถในการเพิ่มความชันขอบทางด้านขาลงของวงจรให้มีความชันที่มากขึ้น และยังสามารถลดความถี่ปลอมเทียมในอันดับสูงได้เป็นอย่างดี จากผลการทดลองพบว่าวงจรที่สร้างขึ้นมีผลการทดลองที่สอดคล้องกับผลการวัดโดยมีการสูญเสียแทรกสอด (S_{21}) และการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) น้อยกว่า -1.5 และ 12 ดบี ในช่วงความถี่ 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์หรือคิดเป็น 86 เปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ นอกจากนี้ยังพบว่าวงจรมีความสามารถในการกดขอบขาสัญญาณด้านขาลงได้ดีขึ้น และลดสัญญาณที่ความถี่ $2f_0$ เป็น 22 ดบี ตามลำดับดังแสดงในภาพประกอบที่ 4.14

4.3 สรุป

สายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานที่นำไปสร้างเป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรรองความถี่สูงผ่าน แล้วนำมาเชื่อมต่อกันเพื่อให้เกิดเป็นวงจรรองความถี่ผ่านแบบอัลตราไวด์แบนด์ จะเห็นได้ว่าวงจรจะเกิดขึ้น มีการลดทอนของผลตอบสนองความถี่ในช่วงส่งผ่านและช่วงความถี่แถบหยุดที่มากขึ้น และการออกแบบวงจรเพื่อใช้งานนั้นก็สามารถทำได้โดยง่าย โดยมีสมการอย่างง่ายในการออกแบบ โดยการสร้างขึ้นมาก็ไม่ยุ่งยาก โดยผลจากการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่าวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่นำเสนอมีความเหมาะสมที่จะนำไปประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายและระบบสื่อสารผ่านคลื่นไมโครเวฟได้เป็นอย่างดี

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอโครงสร้างแบบใหม่ของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ (a new structure Ultra-Wideband filter) ที่ออกแบบบนโครงสร้างหลักที่เป็นสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานแบบเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เพื่อแก้ปัญหาเรื่องขนาดของวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบดั้งเดิมที่มักจะสร้างจากการนำสายส่งแบบสลับความยาวเศษหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่นเชื่อมต่อкаскетกันหลายๆส่วน ทำให้พื้นที่โดยรวมของวงจรมีขนาดใหญ่ นอกจากนี้เมื่อต้องการเพิ่มความสามารถในการกีดขนาดของการส่งผ่านสัญญาณในช่วงความถี่ทรานซิชันและช่วงความถี่แถบหยุดก็จะต้องเพิ่มอันดับของวงจรให้มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ขนาดของการสูญเสียแทรกสอด (insertion loss) และขนาดวงจรโดยรวมมีขนาดเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

การแก้ปัญหาเรื่องขนาดของวงจรถูกแก้ไขด้วยการออกแบบหรือสังเคราะห์วงจรด้วยอุปกรณ์แบบกลุ่มก้อนมาเชื่อมต่อเป็นโครงข่ายไฟฟ้าแบบขั้นบันได (ladder network) แต่ก็จะมีข้อจำกัดเรื่องความถี่เรโซแนนซ์ในตัว (self-resonance frequency) ของอุปกรณ์กลุ่มก้อนเหล่านั้นที่มักจะมีขีดจำกัดจากตัวแปรแอบแฝงในโครงสร้างของตัวอุปกรณ์นั้นๆ เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวิธีการอย่างง่ายในการออกแบบและสร้างวงจรกรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้โครงสร้างหลักที่เป็นสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ที่สังเคราะห์จากสายส่งไมโครสตริปที่ทำหน้าที่เสมือนอุปกรณ์แบบกลุ่มก้อนในรูปของตัวเก็บประจุแบบขนานและตัวเหนี่ยวนำแบบอนุกรม เพื่อให้เกิดผลตอบสนองของความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวด์แบนด์ในช่วงความถี่ที่ต้องการ

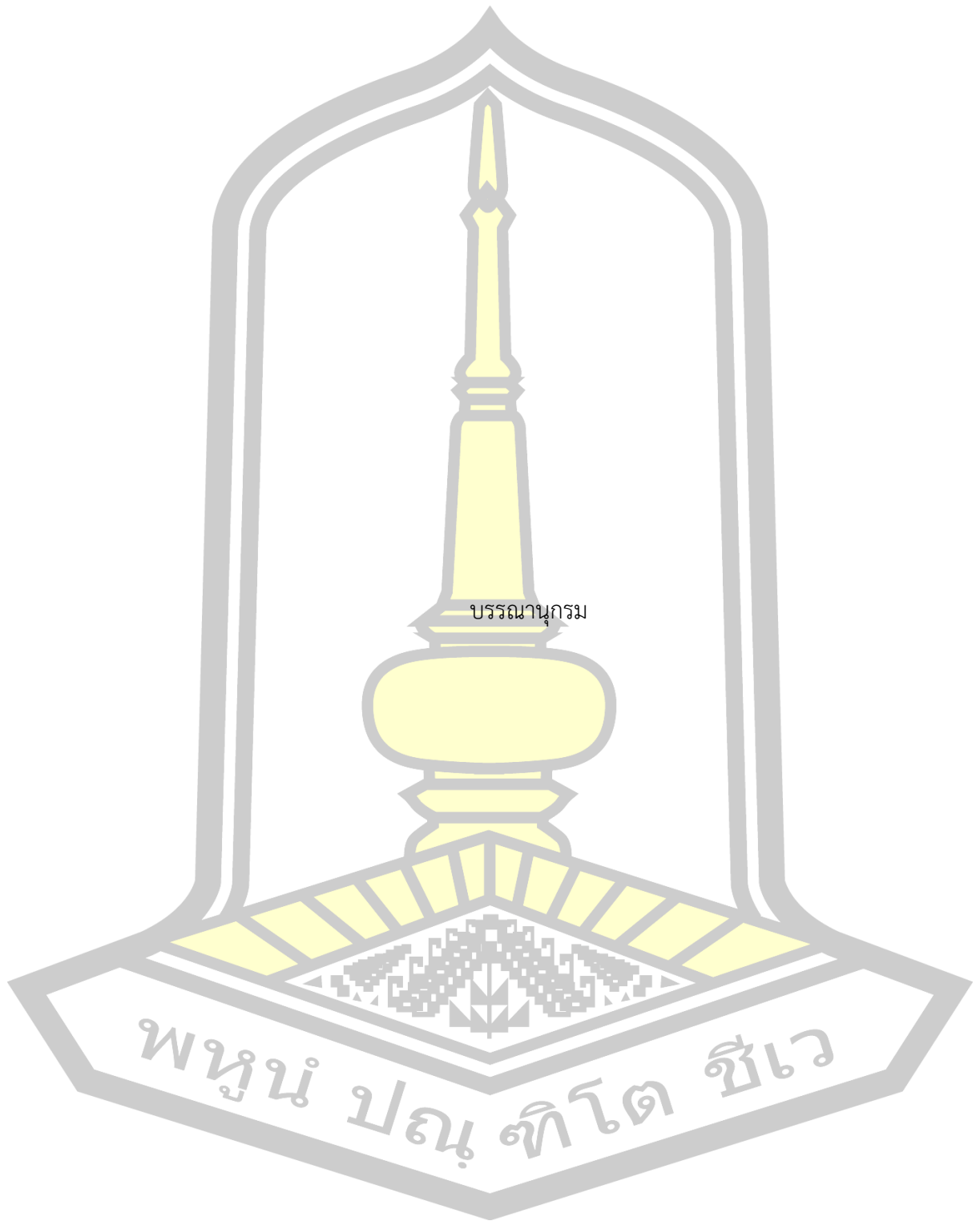
ผลการจำลองการทำงานและการวัดผลการทำงานจริงของวงจรถูกออกแบบและสร้างขึ้นบนแผ่นพิมพ์วงจรแบบ AD206A โดยมีย่านความถี่ที่ใช้งาน 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์ พบว่าผลการจำลองและผลการวัดผลการทดลองมีความสอดคล้องกันเป็นอย่างดี โดยวงจรถูกสร้างขึ้นมีขนาดเล็ก และสามารถกีดสัญญาณในช่วงความถี่ทรานซิชันและความถี่แถบความถี่หยุดที่สูงขึ้น นอกจากนี้เทคนิคที่นำเสนอมีความง่ายในการออกแบบรวมทั้งวงจรถูกสร้างขึ้นก็มีขนาดเล็ก โดยวงจรถูกสร้างขึ้นมีการสูญเสียแทรกสอด (S_{21}) และการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) น้อยกว่า -1 และ -10 ดบี เมื่อทำการเพิ่มความสามารถของวงจรด้วยการเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปในส่วนของวงจร โดยนำวงจรต้นแบบมาเชื่อมต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปที่พอร์ตเชื่อมต่อที่พอร์ตหนึ่งและพอร์ตสองของสายส่งเชื่อมต่อคู่ขนานพร้อมกับการปรับแต่งส่วนประกอบต่างๆ เล็กน้อย เพื่อให้เกิดผลตอบสนองความถี่ตามที่ต้องการ ก็พบว่าวงจรถูกสร้างขึ้นมีขนาดของการกีดสัญญาณในช่วงความถี่แถบความถี่หยุดที่สูงขึ้น 20 ดบี โดยการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปในวงจร ไม่ทำให้ขนาดของวงจรมีขนาดเพิ่มขึ้นจากเดิมมากนัก รวมทั้งขนาดของการกีดสัญญาณในช่วงความถี่ทรานซิชันก็เพิ่มขึ้นตามไปด้วยอย่างมีนัยยะสำคัญ

5.2 งานวิจัยในอนาคต

จากงานวิจัยนี้ทางผู้วิจัยที่ได้นำเสนอถึงการออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านแถบแบบอัลตราไวต์แบนด์ แบบใช้สายส่งเชื่อมต่อไมโครสติปหนึ่งส่วนเป็นองค์ประกอบหลักเชื่อมต่อกับอุปกรณ์แบบกลุ่มก้อนที่สังเคราะห์ขึ้นมาจากสายส่งสลับแบบอนุกรมและขนาน เพื่อทำหน้าที่เพิ่มอันดับของวงจรที่ต่อแทรกเข้าไปในโครงสร้างหลักของวงจร ซึ่งทางผู้วิจัยได้พบว่าวงจรที่นำเสนอมีความสามารถในการทำงานเป็นอย่างดี ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้ที่จะนำงานวิจัยนี้ไปพัฒนาต่อยอดในอนาคตตามแนวคิดดังต่อไปนี้

1. การพัฒนาเป็นวงจรรองความถี่สำหรับสถานีฐานของระบบสื่อสารแบบเคลื่อนที่แบบต่างๆ
2. การพัฒนางจรโดยการนำวงจรรองความถี่หรือสายส่งรูปแบบอื่นๆ ต่อแทรกหรือต่ออนุกรมเข้าไปในโครงสร้างของวงจรที่นำเสนอ
3. เพื่อให้งานวิจัยที่นำเสนอมีความน่าสนใจในการนำไปใช้งานยิ่งขึ้น ในอนาคตคณะผู้วิจัย จะทำการพัฒนาและคิดค้นสำเร็จรูปแบบอย่างง่ายของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ รวมทั้งขั้นตอนในการออกแบบที่เหมาะสมและเป็นสากล เพื่อให้เป็นที่สร้างแรงดึงดูดใจให้นักวิจัยและนักพัฒนาระบบสื่อสารย่านความถี่ไมโครเวฟได้นำเทคนิคนี้ไปประยุกต์ใช้ต่อไป





บรรณานุกรม

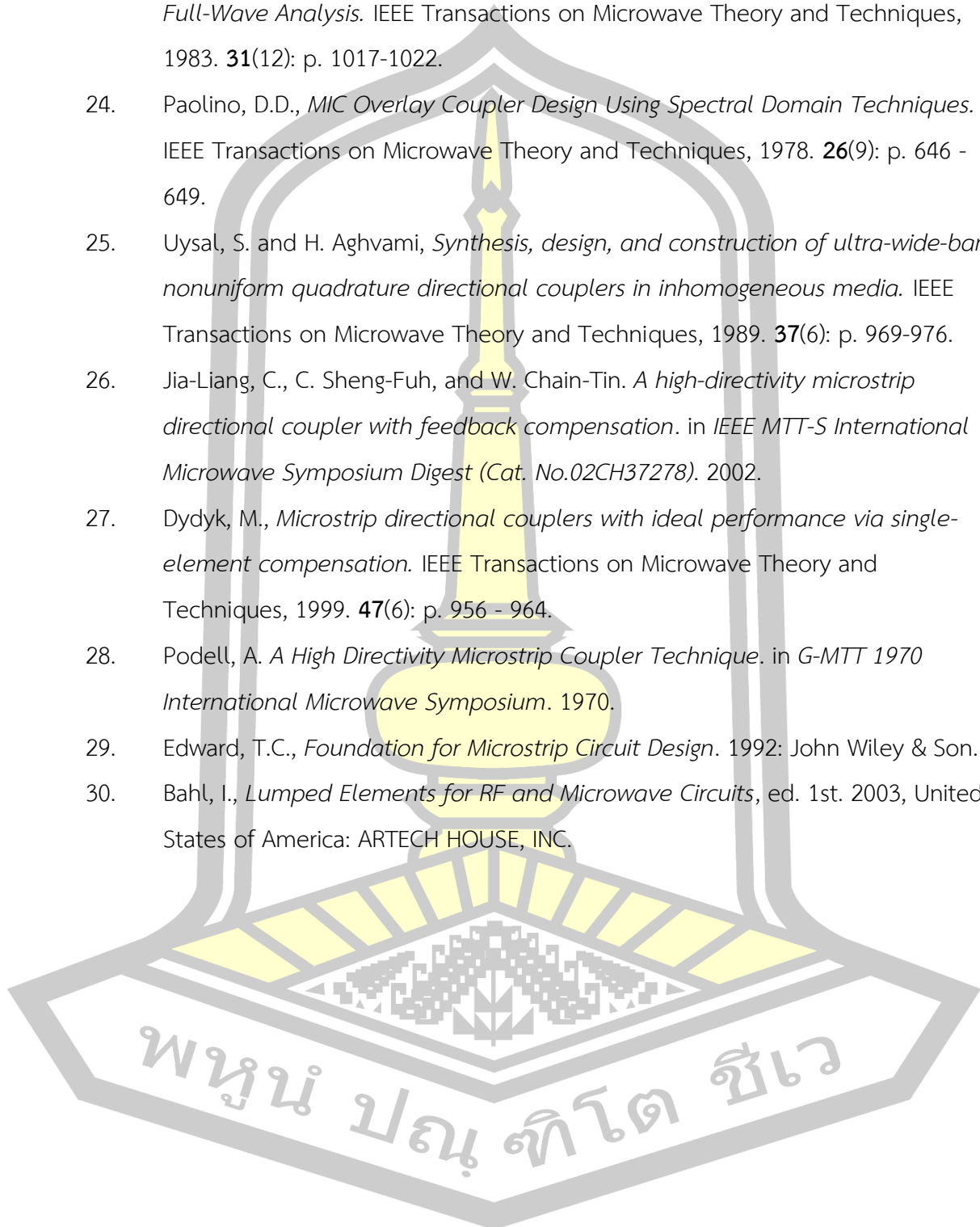
พหุ ประทีป ชัยเว

บรรณานุกรม

1. Meeloon, M., S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, *Broadband bandpass filters using slotted resonators fed by interdigital coupled lines for improved upper stopband performances*. *AEUE - International Journal of Electronics and Communications*, 2009. **63**(6): p. 454-463.
2. Sheleg, B. and B.E. Spielman, *Broadband Directional Couplers Using Microstrip with Dielectric Overlays*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1974. **MTT-22**(12): p. 1216–1220.
3. Commission, F.C., *First order and report : Revision of part 15 of commission's rules regarding UWB transmission systems*. 2002.
4. Ching-Luh, H., H. Fu-Chieh, and J. Kuo. *Microstrip bandpass filters for Ultra-Wideband (UWB) wireless communications*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 2005.
5. Peng, C., et al. *A compact UWB bandpass filter using two-section open-circuited stubs to realize transmission zeros*. in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*. 2005.
6. Yang, G.M., et al., *Ultra-wideband bandpass filter with hybrid quasi-lumped elements and defected ground structure*. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2007. **1**(3): p. 733- 736.
7. Jia-Sheng, H. and M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, ed. 1st. 2001, United States of America: John Wiley & Sons.
8. Guillermo, G., *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, ed. 2nd. 1996: Pearson.
9. Garcia-Garcia, J., et al., *Spurious passband suppression in microstrip coupled line band pass filters by means of split ring resonators*. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004. **14**(9): p. 416-418.
10. Ishida, H. and K. Araki. *Design and analysis of UWB band pass filter with ring filter*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*. 2004.

11. Jing, G., et al., *Short-circuited CPW multiple-mode resonator for ultra-wideband (UWB) bandpass filter*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006. **16**(3): p. 104-106.
12. Sun, S. and L. Zhu, *Capacitive-Ended Interdigital Coupled Lines for UWB Bandpass Filters With Improved Out-of-Band Performances*. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006. **16**(8): p. 440-442.
13. Phromlounsri, R., M. Chongcheawchamnan, and I.D. Robertson, *Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and Their Applications*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006. **54**(9): p. 3571-3582.
14. Phromlounsri, R., V. Chamnanphrai, and M. Chongcheawchamnan. *Design high-directivity parallel-coupled lines using quadrupled inductive-compensated technique*. in *Asia-Pacific Microwave Conference*. 2006.
15. March, S.L. *Phase Velocity Compensation in Parallel-Coupled Microstrip*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1982.
16. Bahl, I.J., et al., *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, ed. 2. 2007: Artech House Publishers.
17. Pozar, D.M., *Microwave Engineering*, ed. 4th. 2011, United States of America: NJ: Wiley.
18. Klein, J.L. and K. Chang *Optimum dielectric overlay thickness for equal even- and odd-mode phase velocities in coupled microstrip circuits*. Electronics Letters, 1990. **26**, 274 - 276.
19. Riddle, A. *High performance parallel coupled microstrip filters*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 1988.
20. Kajfez, D. *Raise Coupler Directivity with Lumped Compensation*. 1978. **17**, 64-70.
21. Schaller, G., *Optimization of Microstrip Directional Couplers with Lumped Capacitors*. Vol. 31. 1977: AEU, 301-307.
22. Dydyk, M. *Accurate design of microstrip directional couplers with capacitive compensation*. in *IEEE International Digest on Microwave Symposium*. 1990.

23. Luo, S., T. Itoh, and J. Rivera, *Design of an Overlay Directional Coupler by a Full-Wave Analysis*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1983. **31**(12): p. 1017-1022.
24. Paolino, D.D., *MIC Overlay Coupler Design Using Spectral Domain Techniques*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1978. **26**(9): p. 646 - 649.
25. Uysal, S. and H. Aghvami, *Synthesis, design, and construction of ultra-wide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1989. **37**(6): p. 969-976.
26. Jia-Liang, C., C. Sheng-Fuh, and W. Chain-Tin. *A high-directivity microstrip directional coupler with feedback compensation*. in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*. 2002.
27. Dydyk, M., *Microstrip directional couplers with ideal performance via single-element compensation*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999. **47**(6): p. 956 - 964.
28. Podell, A. *A High Directivity Microstrip Coupler Technique*. in *G-MTT 1970 International Microwave Symposium*. 1970.
29. Edward, T.C., *Foundation for Microstrip Circuit Design*. 1992: John Wiley & Son.
30. Bahl, I., *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, ed. 1st. 2003, United States of America: ARTECH HOUSE, INC.



ประวัติผู้เขียน

| | |
|----------------------|---|
| ชื่อ | นายมิชัย แจ่มใส |
| วันเกิด | วันที่ 30 พฤษภาคม พ.ศ. 2522 |
| สถานที่เกิด | จังหวัดเลย |
| สถานที่อยู่ปัจจุบัน | บ้านเลขที่ 199 หมู่ 3 ตำบลพังโคน อำเภอพังโคน จังหวัดสกลนคร รหัสไปรษณีย์ 47160 |
| ตำแหน่งหน้าที่การงาน | อาจารย์ |
| สถานที่ทำงานปัจจุบัน | มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตสกลนคร บ้านเลขที่ 199 หมู่ 3 ตำบลพังโคน อำเภอพังโคน จังหวัดสกลนคร รหัสไปรษณีย์ 47160 |
| ประวัติการศึกษา | พ.ศ. 2550 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร พ.ศ. 2547 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร |

พูน ปณ ทิโต ชีเว