

เทคนิคการป้องกันภัยเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันในระบบ
ขยายกำลังความถี่วิทยุสำหรับกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2562

**FEEDBACK TECHNIQUE FOR REDUCING REVERSE
INTERMODULATION IN RF POWER AMPLIFIER
FOR FM BROADCASTING**



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy in Telecommunication**

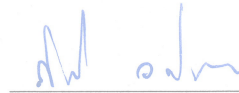
Suranaree University of Technology

Academic Year 2019

เทคนิคการป้องกันเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันในระบบขยายกำลัง
ความถี่วิทยุสำหรับกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ดร.กิติติ วงศ์ถาวรวัฒน์)

ประธานกรรมการ



(ผศ. ดร.รุ่งสรรค์ ทองทา)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร.รุ่งสรรค์ วงศ์สรรค์)

กรรมการ



(รศ. ดร.พีระพงษ์ ปิณฑาสกุล)

กรรมการ

(ผศ. ร.อ. ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์)

กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชานีประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร.พริทธิ์ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ปัญหา หันตุลา : เทคนิคการป้อนกลับเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันในระบบขยายกำลังความถี่วิทยุสำหรับกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม (FEEDBACK TECHNIQUE FOR REDUCING REVERSE INTERMODULATION IN RF POWER AMPLIFIER FOR FM BROADCASTING) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา, 168 หน้า

ปัญหาการรบกวนระบบสื่อสารการจราจรทางอากาศระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดินเกิดขึ้นบ่อยครั้งในปัจจุบัน สาเหตุหลักของการรบกวนเนื่องจากสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซี ซึ่งเป็นวงจขยายสัญญาณที่ให้ประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรขยายสัญญาณคลาสอื่น ๆ ข้อเสียของวงจขยายสัญญาณคลาสซี คือความไม่เป็นเชิงเส้นที่สร้างสัญญาณแปลกปลอมออกไปรบกวนระบบสื่อสารการจราจรทางอากาศได้ โดยที่เมื่อมีสถานีวิทยุ 2 สถานีออกอากาศอยู่บริเวณใกล้เคียงกัน ทำให้สัญญาณของสถานีวิทยุที่ 1 สามารถแพร่ไปยังสถานีวิทยุอื่นได้ สัญญาณที่แพร่เข้ามาเดินทางในทิศทางย้อนกลับและแพร่ไปถึงอินพุตของวงจขยายสัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่ย้อนเข้ามาพร้อมกับสัญญาณวิทยุของความถี่หลักที่ปรากฏที่ตำแหน่งอินพุต ทำให้วงจขยายสัญญาณสร้างคามถี่แปลกปลอมออกไปซึ่งจะเรียกสัญญาณนี้ว่า รีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน จากผลการศึกษาพบว่าวงจขยายสัญญาณคลาสซีที่ใช้ในเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มทั่วไปสามารถสร้างสัญญาณแปลกปลอมอินเทอร์มอดูเลชันมีความแรงสูงถึง 34.10 dBc ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม เทคนิคการป้อนกลับเป็นการปรับปรุงและพัฒนามาจากวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ โดยการทำให้สัญญาณที่แพร่เข้ามาจากภายนอกถูกทำให้เฟสของสัญญาณเลื่อนไป 180 องศา แล้วป้อนกลับไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เพื่อให้สัญญาณที่แพร่เข้ามาเกิดการหักล้างกัน จากผลการทดสอบได้แสดงให้เห็นว่าวงจขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์มีความแรงของสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันเท่ากับ 75.72 dBc แสดงให้เห็นว่าสามารถลดสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน 41.62 dB เมื่อเทียบกับวงจขยายสัญญาณคลาสซีที่มีใช้งานกันทั่วไป

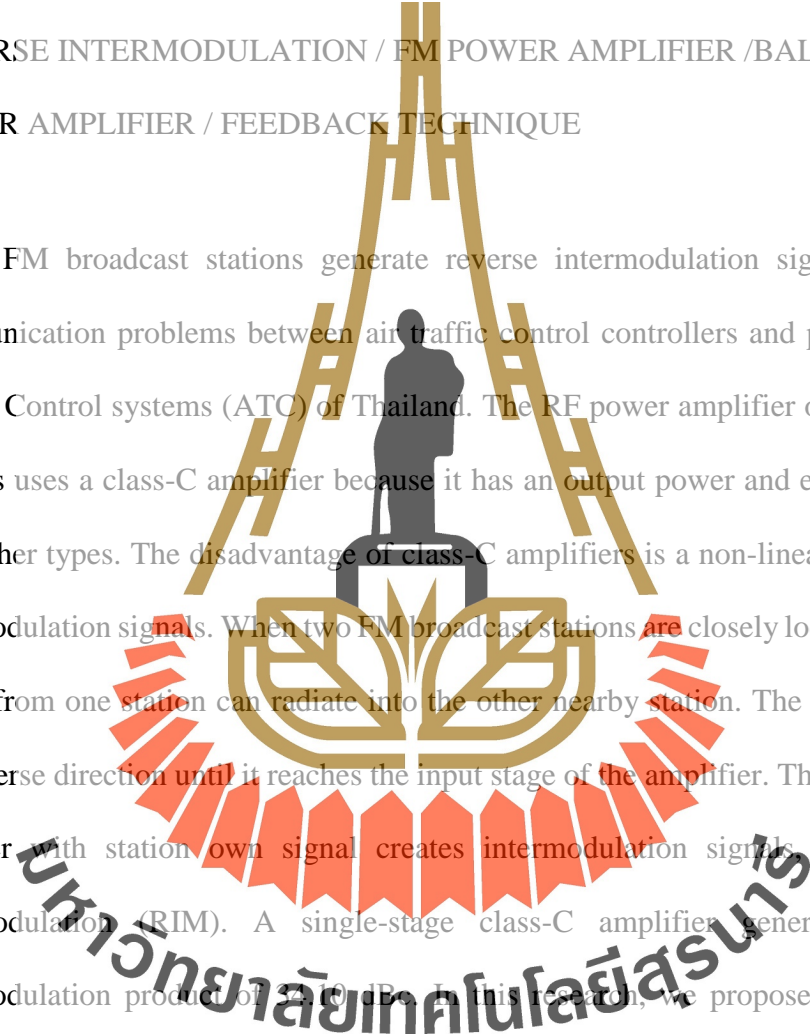
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

PANYA HANTULA : FEEDBACK TECHNIQUE FOR REDUCING
REVERSE INTERMODULATION IN RF POWER AMPLIFIER FOR FM
BROADCASTING. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. RANGSAN
TONGTA, Ph.D., 168 PP.

REVERSE INTERMODULATION / FM POWER AMPLIFIER /BALANCED RF
POWER AMPLIFIER / FEEDBACK TECHNIQUE



FM broadcast stations generate reverse intermodulation signals that cause communication problems between air traffic control controllers and pilots in the Air Traffic Control systems (ATC) of Thailand. The RF power amplifier of FM broadcast stations uses a class-C amplifier because it has an output power and efficiency higher than other types. The disadvantage of class-C amplifiers is a non-linearity that creates intermodulation signals. When two FM broadcast stations are closely located, the output signal from one station can radiate into the other nearby station. The signal travels in the reverse direction until it reaches the input stage of the amplifier. This reverse signal together with station own signal creates intermodulation signals, called Reverse Intermodulation (RIM). A single-stage class-C amplifier generates a reverse intermodulation product of 32-40 dBc. In this research, we propose a balanced RF power amplifier with a feedback technique for reducing the reverse intermodulation in the RF power amplifier of FM broadcasting systems. The feedback technique uses a reverse signal from the nearby FM broadcast stations that are made 180 phase shift and injected into the input of the balanced RF power amplifier. The experimental results

have demonstrated that the reverse intermodulation signals of a balanced RF power amplifier with a feedback technique generate an intermodulation product of 75.72 dBc which is 41.62 dB improvement from the conventional class-C power amplifiers.



School of Telecommunication Engineering

Student's Signature



Academic Year 2019

Advisor's Signature



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ผู้วิจัยขอกราบ
ขอบพระคุณ บุคคล และกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ที่กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ ช่วยเหลือ อย่างดียิ่ง
ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ อาทิเช่น

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และอาจารย์ประจำ
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้
คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและ
แก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่านที่กรุณาให้คำปรึกษาในการดำเนินงานวิจัยอันเป็น
ประโยชน์ต่องานวิทยานิพนธ์นี้

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาซึ่ง
เป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และ
ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต

ปัญญา หันตุลา



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ฎ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ด
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	4
1.3 สมมุติฐาน.....	4
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	4
1.5 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	5
1.6 วิธีการดำเนินงาน.....	5
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน.....	5
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	6
1.6.3 เครื่องมือและวิธีการที่ใช้ในการวิจัย.....	6
1.6.4 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	7
1.6.5 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	7
1.6.6 การทดสอบสมมุติฐาน.....	7
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
2 ปรัชญาบรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 บทนำ.....	9

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2	ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	10
2.2.1	วงจรมอดูเลชันกำลังสำหรับใช้งานหลายความถี่.....	10
2.2.2	ขยายกำลังที่ใช้เทคนิคพอลิโทนีชัน.....	11
2.2.3	วงจรมอดูเลชันกำลังที่ใช้เทคนิค RFAL.....	12
2.2.4	วงจรมอดูเลชันกำลังที่ใช้เทคนิคร่วมกับไฮบริดคัปเปิลเลอร์.....	14
2.2.5	วงจรมอดูเลชันกำลังที่ใช้เทคนิค Cross Post-distortion สำหรับวงจรมอดูเลชันแบบบาลานซ์.....	16
2.2.6	วงจรมอดูเลชันกำลังที่ใช้เทคนิคป้อนกลับ.....	17
2.2.7	เทคนิคการลดทอนสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน.....	19
3	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	21
3.1	บทนำ.....	21
3.2	ระบบเชิงเส้น.....	21
3.3	ระบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	24
3.4	วงจรมอดูเลชันกำลังความถี่วิทยุ.....	26
3.4.1	กำลังเอาต์พุต.....	27
3.4.2	อัตราขยาย.....	28
3.4.3	ประสิทธิภาพ.....	28
3.4.4	ประเภทของวงจรมอดูเลชัน.....	29
3.5	วงจรมอดูเลชันกำลังความถี่วิทยุสำหรับใช้งานกับสถานีกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็ม.....	33
3.6	ผลกระทบของวงจรมอดูเลชันกำลังความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	34
3.6.1	ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากวงจรมอดูเลชันคลาสซี.....	35
3.6.2	อินเทอร์มอดูเลชันของวงจรมอดูเลชันคลาสซี.....	37
3.6.3	การวัดระดับสัญญาณของสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน.....	40

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.7	ปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	41
3.7.1	วิเคราะห์การเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของของสถานี- วิทยุกระจายเสียง ระบบเอฟเอ็มที่อยู่ใกล้กัน 2 สถานี.....	43
4	วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ และการเกิดรีเวิร์ส- อินเตอร์มอดูเลชัน	44
4.1	กรอบแนวความคิดงานวิจัย.....	44
4.2	การทำงานของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์	45
4.3	วิเคราะห์วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิด รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน.....	47
4.3.1	จำลองการทำงานของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุ แบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน ด้วยโปรแกรม AWR Design Environment.....	60
4.4	ออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศาสำหรับวงจรถยาย- กำลังความถี่วิทยุแบบ บาลานซ์	62
4.4.1	ออกแบบไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศาด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines	64
4.4.2	ผลการทดสอบคุณสมบัติอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลอร์ไฮ	67
4.5	สร้างวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ต้นแบบ.....	70
4.5.1	คุณลักษณะวงจรถยายสัญญาณผ่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม ความถี่ 88-108 เมกะเฮิรตซ์	70
4.5.2	ทดสอบวงจรถยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม ที่ใช้ในงานวิจัย.....	73
4.5.3	กำลังเอาต์พุตของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	85
5	เทคนิคการป้อนกลับเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	88
5.1	บทนำ.....	88

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2	วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ เพื่อลดการเกิด รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน.....	88
5.2.1	จำลองการทำงานของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบ บาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับของสัญญาณที่ย้อนเข้ามา จากภายนอก ด้วยโปรแกรม AWR Design Environment	93
5.3	สร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิค การป้อนกลับ	95
6	ผลการทดสอบรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของ วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ แบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ	97
6.1	บทนำ.....	97
6.2	เตรียมการทดสอบ.....	99
6.2.1	ผลการทดสอบที่คุณสมบัติของคัปเปิลเลอร์	99
6.2.2	ผลการทดสอบตัวลดทอนสัญญาณ	99
6.2.3	เครื่องมือที่ใช้ในการทดลองในงานวิจัย.....	100
6.2.4	ติดตั้งอุปกรณ์กรองความถี่ผ่านแถบที่เครื่องส่งของ สถานีวิทยุความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์	102
6.3	ทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุ ความถี่หลักที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณที่มีใช้งานทั่วไป.....	105
6.3.1	ผลการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรรขยาย- สัญญาณทั่วไป.....	106
6.4	ทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุ ความถี่หลักที่ใช้วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	109
6.4.1	ศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์- มอดูเลชันของวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	110

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.4.2	วิเคราะห์และสรุปผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ส่งผลต่อการลดลงของสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน	119
6.5	ทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ	120
6.5.1	ศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	122
6.5.2	ผลการทดสอบเทคนิคการป้อนกลับของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	133
6.5.3	ผลการทดสอบการปรับเฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับมายังตำแหน่งอินพุตของระบบ	134
6.5.4	การทดสอบหาความสัมพันธ์ของความแรงของสัญญาณ f_R ที่ป้อนกลับที่ส่งผลต่อสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน	136
6.6	สรุปผลการทดลอง	141
7	สรุปงานวิจัย	146
7.1	สรุปผลการทดลอง	146
รายการอ้างอิง	149
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก	153
ประวัติผู้เขียน	168



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment.....	61
4.2 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF151	71
4.3 ผลการทดสอบอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณที่ใช้ในห้องปฏิบัติการ	75
4.4 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์.....	76
4.5 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1).....	78
4.6 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1) (ต่อ)	78
4.7 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2).....	80
4.8 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2) (ต่อ)	80
4.9 แสดงผลการทดสอบของวงจรถายสัญญาณ PA1 และ PA2 เมื่อเชื่อมต่่วงจรถายสัญญาณทั้ง 2 ผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์	83
4.10 แสดงผลการทดสอบของวงจรถายสัญญาณ PA1 และ PA2 เมื่อเชื่อมต่่วงจรถายสัญญาณทั้ง 2 ผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (ต่อ).....	83
4.11 แสดงผลการทดสอบของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	86
4.12 แสดงผลการทดสอบของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ต่อ)	86
5.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment	94
6.1 แสดงผลการทดสอบตัวลดทอนสัญญาณใช้ทดสอบในงานวิจัย	100
6.2 แสดงสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (99.50 เมกะเฮิรตซ์).....	104
6.3 แสดงสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ที่ตำแหน่งก่อนวงจรถายกำลังของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรถายสัญญาณทั่วไป.....	107

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.4	แสดงผลเอาต์พุตของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป 108
6.5	แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.14) 111
6.6	แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จากภายนอก ที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ 113
6.7	แสดงผลความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาก่อนเข้า วงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม(ตำแหน่งทดสอบที่ 3 ในรูปที่ 6.14) 115
6.8	แสดงผลสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากเครื่องกำเนิดความถี่ (ตำแหน่งทดสอบที่ 4 ในรูปที่ 6.14)..... 116
6.9	สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันก่อนเข้าวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งทดสอบที่ 5 ในรูปที่ 6.14)..... 117
6.10	แสดงผลเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งทดสอบที่ 6 ในรูปที่ 6.14)..... 119
6.11	สรุปผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์..... 120
6.12	แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.23) 124
6.13	ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกมาจากพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ แบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 7 ในรูปที่ 6.23)..... 125
6.14	ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบ ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 10 ในรูปที่ 6.19)..... 131
6.15	ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับ (ตำแหน่งวัดที่ 12 ในรูปที่ 6.19) 132
6.16	ผลการทดสอบการป้อนกลับด้วยสายนำสัญญาณที่มีความยาวสายต่างกัน..... 135
6.17	ความสัมพันธ์ระหว่างความแรงของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์..... 137

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
6.18 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ	141
6.19 สรุปผลการทดสอบวงจรขยายสำหรับเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม ทั้ง 3 แบบที่ใช้ในการทดสอบ	143



สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	แสดงการจำลองสถานการณ์ที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	2
1.2	วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ	3
2.1	การรบกวนของระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศ	10
2.2	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed-Forward	11
2.3	เทคนิคพลีดิสทอร์ชัน	12
2.4	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคพลีดิสทอร์ชัน	12
2.5	แสดงสเปกตรัมของทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น	13
2.6	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค RFAL	13
2.7	วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์	14
2.8	การทำงานของพลีดิสทอร์ชันของเทคนิควงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์	14
2.9	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค RF Predistortion	15
2.10	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed forward (1)	16
2.11	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed forward (2)	16
2.12	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Cross Post-distortion	17
2.13	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคเทคนิคป้อนกลับด้วยสัญญาณฮาร์มอนิกที่ 2	18
2.14	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคเทคนิคป้อนกลับด้วยสัญญาณฮาร์มอนิกที่	18
2.15	วงจรรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคป้อนกลับด้วยสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	19
3.1	แสดงตัวอย่างความไม่เป็นเชิงเส้นของความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต	22
3.2	ลักษณะของวงจรรขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น	22
3.3	ขนาดของสัญญาณระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ของระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น	23
3.4	ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรรขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น	24
3.5	แบบจำลองของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น	24

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น	26
3.7 องค์ประกอบหลักของวงจรรขยายสัญญาณ	27
3.8 พารามิเตอร์สำหรับการคำนวณประสิทธิภาพ	28
3.9 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรรขยายคลาสเอ	30
3.10 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรรขยายคลาสบี	31
3.11 วงจรรขยายสัญญาณคลาสบีที่เกิด Crossover distortion	31
3.12 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรรขยายคลาสเอบี	32
3.13 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรรขยายคลาสซี	32
3.14 วงจรรขยายสัญญาณคลาสซีแบบพุช-พูล สำหรับความถี่วิทยุระบบเอฟเอ็ม	33
3.15 แบบจำลองของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายสัญญาณคลาสซี	34
3.16 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากวงจรรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น	35
3.17 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณฮาร์โมนิกที่เกิดจาก วงจรรขยายคลาสซี	36
3.18 อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายคลาสซี	39
3.19 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายคลาสซี	39
3.20 แสดงการจำลองการออกอากาศของสถานีวิทยุกระจายเสียง 2 ความถี่พร้อมกัน	40
3.21 ระดับของการวัดแพร่แปลกลบของสถานีทดลองประกอบกิจการ วิทยุกระจายเสียง	41
3.22 จำลองการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	42
3.23 จำลองสถานการณ์ของสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม ที่ก่อให้เกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	42
3.24 การเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน	43
4.1 วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์	45
4.2 หลักการทำงานของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.3	สถานการณ์การเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันกับวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	48
4.4	วิเคราะห์สัญญาณย้อนกลับในวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	50
4.5	วิเคราะห์วงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่พอร์ต 3 เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน.....	51
4.6	แสดงผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	56
4.7	วิเคราะห์วงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่พอร์ต 2 เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน.....	59
4.8	จำลองการทำงานของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน.....	60
4.9	เอาต์พุตของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment.....	61
4.10	โครงสร้างของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines.....	63
4.11	ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา.....	64
4.12	ภาพตัดขวางของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines.....	64
4.13	ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาที่ออกแบบในงานวิจัย.....	66
4.14	ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาที่สร้างขึ้น.....	66
4.15	ชิ้นงานต้นแบบของไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา.....	68
4.16	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา.....	69
4.17	ค่าการส่งผ่านพลังงานของไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา.....	69
4.18	ค่าความต่างเฟส (Relative Phase Difference) ของไฮบริดคัปเปิลเลอร์.....	70
4.19	ทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF151.....	71

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20	
แผนผังวงจรของวงจรถายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม ที่ใช้ทดสอบในงานวิจัย	72
4.21	72
วงจรถายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่ใช้ทดสอบงานวิจัย	
4.22	73
วงจรถายสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม	
4.23	74
แผนผังการต่ออุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรถายสัญญาณ	
4.24	74
เครื่องมือและการต่ออุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรถายสัญญาณ	
4.25	
ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุต (วัตต์) ของวงจรถวาย ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์	77
4.26	79
กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1).....	
4.27	79
กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1).....	
4.28	81
กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2).....	
4.29	81
กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของวงจรถายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2).....	
4.30	82
แสดงการเชื่อมต่อวงจรถายสัญญาณและไฮบริดคัปเปิลเลอร์	
4.31	84
กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณ PA1 และ PA2.....	
4.32	85
แสดงโครงสร้างของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	
4.33	85
วงจรถายสัญญาณบาลานซ์ที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้	
4.34	
กราฟแสดงกำลังเอาต์พุต (วัตต์) ของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุ แบบบาลานซ์	87
4.35	87
กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของบาลานซ์	
5.1	
วงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ ด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก	90
5.2	93
จำลองการทำงานของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์.....	
5.3	
ผลการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment ของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุ.....	94
5.4	
วงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ และเทคนิคการป้อนกลับ ด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก	95

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้องกันด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก	96
6.1 สถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์)	98
6.2 เครื่องส่งและระบบสายอากาศ ของวิทยุสถานีวิทยุกระจายเสียง	98
6.3 อุปกรณ์คัปเปิลอร์ที่ใช้ในการทดสอบงานวิจัย	99
6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณในงานวิจัย	101
6.5 เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบงานวิจัย โดยทดสอบผ่านตัวทคทอนสัญญาณ	101
6.6 เครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี	102
6.7 เครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี	103
6.8 สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียง	104
6.9 แสดงการจำลองลงของการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง	105
6.10 เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ทดสอบ (ก)	106
6.11 เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ทดสอบ (ข)	106
6.12 สัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ที่ตำแหน่งก่อนเข้าวงจรขยายกำลังของ	107
6.13 กราฟแสดงผลเอาต์พุตของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป	108
6.14 แสดงโครงสร้างและตำแหน่งการวัดสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	110
6.15 ความแรงของสัญญาณจากภายนอกที่เข้ามาในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	111
6.16 ความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ จากภายนอกที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุต	112
6.17 ความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามา ก่อนเข้าวงจรกำเนิดสัญญาณ-	114
6.18 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม	115

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.19 สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันก่อนเข้าวงจรขยายกำลังที่ตำแหน่ง อินพุตของระบบ.....	116
6.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์.....	118
6.21 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และ เทคนิคการป้อนกลับ	121
6.22 วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคป้อนกลับตัวต้นแบบ	121
6.23 แสดงตำแหน่งการทดสอบพฤติกรรมของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาของ.....	123
6.24 ความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ แบบบาลานซ์.....	123
6.25 ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของวงจร ขยายกำลังความถี่วิทยุ.....	124
6.26 ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 และผ่าน อุปกรณ์คัปเปิลลอร์ 10 dB.....	126
6.27 ผลการทดสอบของอุปกรณ์คัปเปิลลอร์ที่ได้สร้างขึ้น	126
6.28 อุปกรณ์คัปเปิลลอร์และวงจรเลื่อนเฟส 180 องศาที่นำมาใช้ กับเทคนิคป้อนกลับ.....	127
6.29 ผลการทดสอบการเฟสของสัญญาณที่ผ่านคัปเปิลลอร์.....	128
6.30 ผลการทดสอบสัญญาณป้อนกลับที่ผ่านอุปกรณ์คัปเปิลลอร์และ วงจรเลื่อนเฟส 180 องศา.....	128
6.31 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์.....	129
6.32 ความแรงของสัญญาณป้อนกลับเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบ ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์.....	130
6.33 ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 12 ในรูปที่ 6.19)	132

สารบัญรูป(ต่อ)

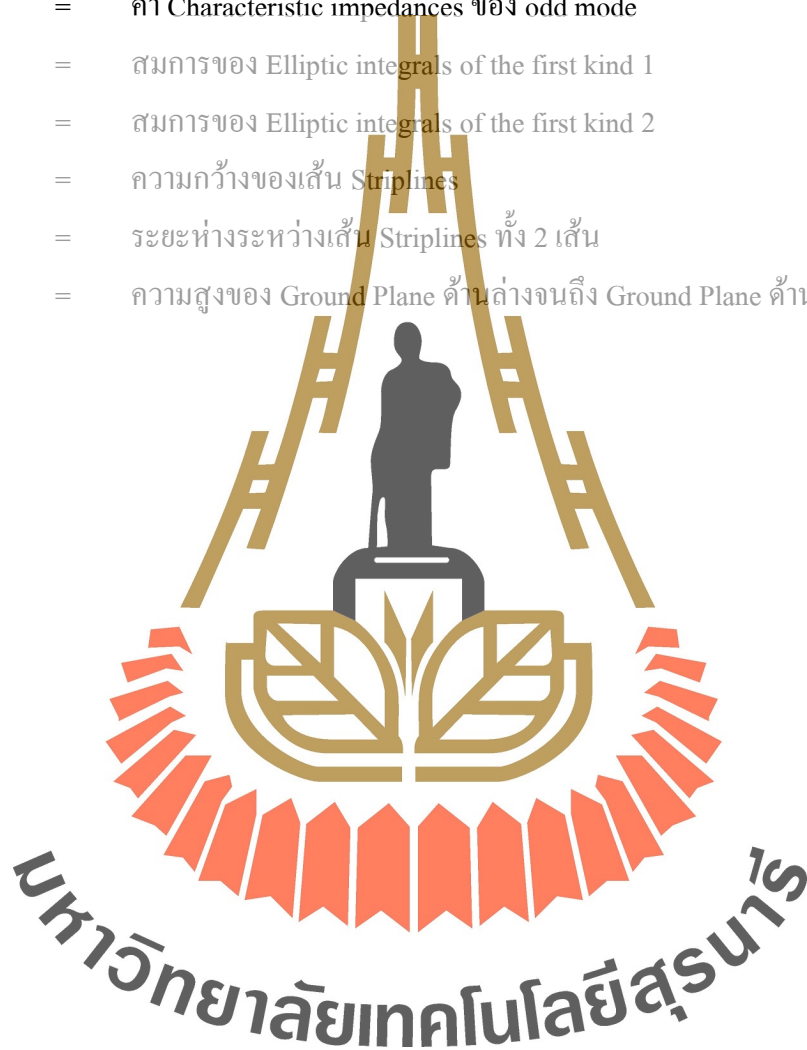
รูปที่	หน้า
6.34 แสดงตำแหน่งการทดสอบเทคนิคการป้อนกลับของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	134
6.35 กราฟผลการทดสอบป้อนกลับของสัญญาณที่มีความต่างเฟสกัน.....	136
6.36 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน	139
6.37 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณ f_R	139
6.38 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณ f_C	140
6.39 กราฟแสดงผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ	140
6.40 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณทั่วไป	144
6.41 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน ของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์.....	144
6.42 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ.....	145

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

$x(t)$	=	สัญญาณอินพุตของระบบ
$y(t)$	=	สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
α	=	อัตราขยาย
α_n	=	อัตราขยาย ของพจน์ที่ n
V_{out}	=	แรงดันตกคร่อมที่โหลด
i_{out}	=	กระแสที่เปลี่ยนแปลงที่โหลด
R_L	=	โหลดของวงจรขยายสัญญาณ
$Gain$	=	อัตราขยาย
P_{out}	=	กำลังของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต
P_{in}	=	กำลังของสัญญาณทางด้านอินพุต
PE	=	Power Efficiency
P_{DC}	=	DC Power Supply
PAE	=	Power Added Efficiency
P_R	=	กำลังการแปรแปลกลม
P_S	=	กำลังของคลื่นพาห้
P_C	=	กำลังของการแปรแปลกลม
f_c	=	ความถี่หัดัก Carrier Frequency
f_R	=	ความถี่ที่ย้อนมา คือ Reverse Frequency
$s_{R1}(t)$	=	สัญญาณที่แปรไปยังวงจรขยายสัญญาณ PA1
$s_{R2}(t)$	=	สัญญาณที่แปรไปยังวงจรขยายสัญญาณ PA2
$s'_{R1}(t)$	=	สัญญาณย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1
$s'_{R2}(t)$	=	สัญญาณย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA2
$x_{i1}(t)$	=	สัญญาณอินพุตที่วงจรขยายสัญญาณ PA1
$x_{i2}(t)$	=	สัญญาณอินพุตที่วงจรขยายสัญญาณ PA2
$s_{ref1}(t)$	=	สัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณ PA1
$s_{ref2}(t)$	=	สัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณ PA2

อธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

Z_0	=	ค่า Characteristic impedance
C	=	ค่า Voltage coupling coefficient
Z_{0e}	=	ค่า Characteristic impedances ของ even mode
Z_{0o}	=	ค่า Characteristic impedances ของ odd mode
$K(k)$	=	สมการของ Elliptic integrals of the first kind 1
$K(k')$	=	สมการของ Elliptic integrals of the first kind 2
w	=	ความกว้างของเส้น Striplines
s	=	ระยะห่างระหว่างเส้น Striplines ทั้ง 2 เส้น
b	=	ความสูงของ Ground Plane ด้านล่างจนถึง Ground Plane ด้านบน



บทที่ 1

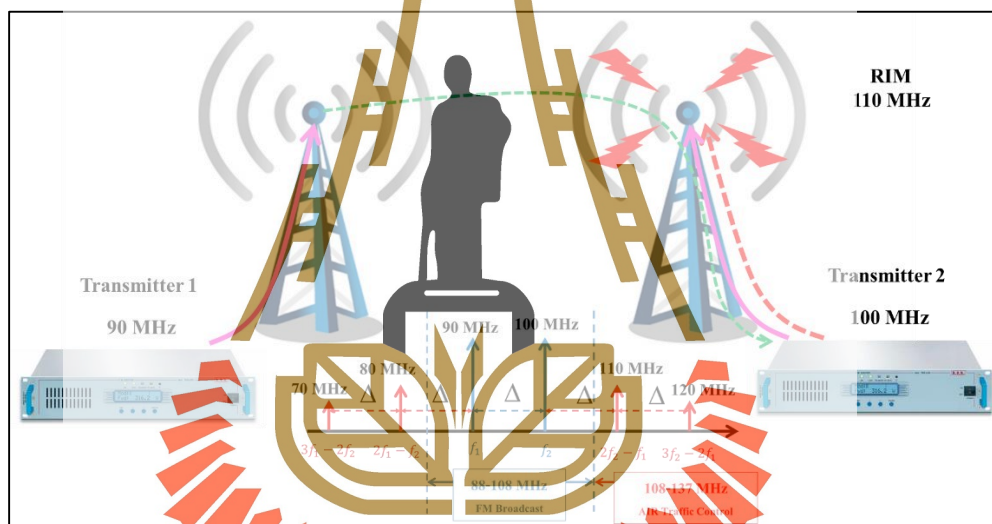
บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Power Amplifier) เป็นองค์ประกอบที่สำคัญของระบบสื่อสารไร้สายทุกประเภท วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กให้มีขนาดใหญ่ก่อนส่งสัญญาณออกไปผ่านทางสายอากาศ วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุมีองค์ประกอบหลายอย่าง เช่น วงจรรขยายสัญญาณ แหล่งจ่ายพลังงาน วงจรกรองสัญญาณ อุปกรณ์รวมหรือแยกสัญญาณ เป็นต้น วงจรรขยายสัญญาณเป็นหัวใจหลักของระบบนี้ซึ่งวงจรรขยายสัญญาณที่นิยมใช้งานมีด้วยกันหลายประเภท อาทิเช่น คลาสเอ คลาสเอบี คลาสบี และคลาสซี ฯลฯ แต่ละประเภทมีคุณสมบัติและประสิทธิภาพที่แตกต่างกันออกไป วงจรรขยายสัญญาณที่ความเหมาะสมและนิยมนำมาใช้กันอย่างแพร่หลายในวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม คือ วงจรรขยายสัญญาณประเภทคลาสซี ที่คุณสมบัติพิเศษ คือ สามารถให้กำลังเอาต์พุต (output power) และประสิทธิภาพ (efficiency) ในการใช้งานสูงกว่าประเภทอื่น ๆ แต่ข้อด้อยของวงจรรขยายสัญญาณประเภทคลาสซี คือ มีความไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) ที่สูงมาก ส่งผลกระทบกับสัญญาณที่ส่งออกมาจากวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุเป็นอย่างมาก ปรากฏการณ์อินเตอร์มอดูเลชันเป็นอีกหนึ่งผลกระทบที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายสัญญาณ ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรรขยายสัญญาณมากกว่า 1 สัญญาณ ทำให้เกิดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่ความถี่นอกย่านความถี่ใช้งาน กล่าวคือ เป็นความถี่แปลกปลอมที่ออกไปรบกวนช่องความถี่ข้างเคียงหรือในบางกรณีอาจจะไปรบกวนย่านความถี่อื่น ๆ ที่อยู่ติดกัน

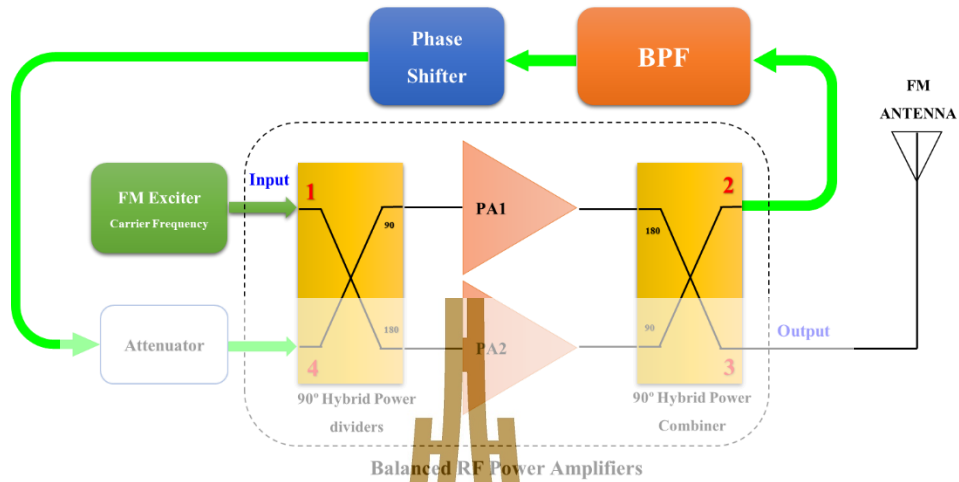
ในทางปฏิบัติซึ่งใช้วงจรรขยายกำลังจะถูกนำมาใช้ร่วมกับความถี่หลักเพียงความถี่เดียว แต่วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุก็มีโอกาสที่จะรับเอาสัญญาณจากภายนอกย้อนเข้ามาผ่านทางสายอากาศได้เช่นกัน (ซึ่งพฤติกรรมของสายอากาศสามารถเป็นได้ทั้งภาครับและภาคส่ง) หากสัญญาณจากภายนอกมีความแรงมากพอ จะทำให้วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุสร้างความถี่อื่นซึ่งเป็นการตีความตีแปลกปลอมที่ไม่ต้องการส่งออกไปพร้อมกับความถี่หลักผ่านทางสายอากาศต้นเดิม ปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน (Reverse Intermodulation : RIM) ในปัจจุบันได้เกิดการรบกวนในลักษณะเช่นนี้กับระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดิน (David Hand C.Eng MIET, Consultant Engineer- Park Air Systems Ltd.)

อันเกิดมาจากวงจรถ่ายกำลังความถี่วิทยุที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น ลักษณะการเกิดการรบกวนที่เห็นได้อย่างชัดเจนคือ เมื่อมีสถานีวิทยุกระจายเสียงมากกว่า 2 สถานีที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงกันหรือสายอากาศอยู่ในตำแหน่งเดียวกันและออกอากาศพร้อมกัน ทำให้ความแรงของสัญญาณสถานีวิทยุที่ 1 ย้อนเข้าไปยังระบบสายอากาศและสายนำสัญญาณของสถานีวิทยุที่ 2 ทำให้วงจรถ่ายกำลังของสถานีวิทยุที่ 2 รับสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกเข้าไปยังวงจรถ่ายกำลังและสร้างสัญญาณแปลกปลอมส่งออกอากาศไปพร้อมกับความถี่หลักดังรูปที่ 1.1 ย่านการสื่อสารการจราจรทางอากาศกำหนดให้ใช้งานที่ความถี่ 108-137 เมกะเฮิรตซ์ และความถี่วิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มกำหนดให้ใช้งานที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 88 – 108 เมกะเฮิรตซ์ มีโอกาสสูงมากที่จะมีสัญญาณแปลกปลอมออกไปรบกวนระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศ



รูปที่ 1.1 แสดงการจำลองสถานการณ์ที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 1.2 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ

ในงานวิจัยนี้นำเสนอวงจขยายกำลังความถี่วิทยุที่สามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้ โดยที่ไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณที่จะย้อนเข้ามาจากภายนอก โดยออกแบบวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (balanced RF power amplifiers) และเทคนิคการป้อนกลับ (feedback technique) ด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกดังรูปที่ 1.2 หลักการทำงานของระบบที่ออกแบบคือ เมื่อมีสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก สัญญาณดังกล่าวสามารถแพร่ไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจขยายสัญญาณได้ ซึ่งจะทำให้เกิดอินเตอร์มอดูเลชันดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นอกจากนั้นสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกจะถูกขยายสัญญาณและออกไปยังพอร์ตที่ 2 ของวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เทคนิคการป้อนกลับที่ออกแบบในงานวิจัยนี้จะใช้สัญญาณที่ออกมาซึ่งพอร์ตที่ 2 (คือสัญญาณย้อนเข้ามา) และทำให้มีเฟสเปลี่ยนไป 180 องศา และป้อนกลับเข้ามาที่ตำแหน่งอินพุตของวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่พอร์ตที่ 4 ซึ่งในจะทำให้ที่ตำแหน่งอินพุตปรากฏคลื่นรบกวนลดลง คือ สัญญาณที่ย้อนเข้ามาและแพร่มาถึงอินพุต 2. สัญญาณที่ออกจากพอร์ต 2 โดยที่สัญญาณทั้ง 2 มีความถี่เดียวกันแต่เฟสตรงข้ามกัน 180 องศา (out-of-phase) ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาหักล้างกันและทำให้อินเตอร์มอดูเลชันลดน้อยลงได้ ด้วยวิธีการที่นำเสนอนี้ส่งผลดีกับสถานีวิทยุที่อยู่ใกล้เคียงกันให้สามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้ ทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่จะต้องติดตั้งในระบบเดิมและลดการสูญเสียกำลังส่งที่เกิดจากอุปกรณ์ที่ติดตั้งเพิ่มเติม ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณแปลกปลอมของวงจขยายกำลังความถี่วิทยุของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาพฤติกรรมการเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุอันก่อให้เกิดสัญญาณแปลกปลอมออกไปรบกวนในย่านความถี่อื่น

1.2.2 นำเสนอวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก

1.2.3 ออกแบบวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่สามารถลดสัญญาณแปลกปลอมซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

1.2.4 สร้างวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุตามที่นำเสนอ เพื่อศึกษาประสิทธิภาพของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุตามที่ออกแบบ ทดสอบการใช้งานในสภาพแวดล้อมจริง เปรียบเทียบประสิทธิภาพกับวงจรถยายกำลังที่มีใช้งานทั่วไป

1.3 สมมุติฐาน

1.3.1 วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์สามารถลดสัญญาณแปลกปลอมซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้ดีกว่าวงจรถยายกำลังที่มีใช้งานทั่วไป โดยไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก อาทิเช่น อุปกรณ์กรองความถี่ผ่านแถบ (band pass filter) เป็นต้น

1.3.2 เทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกสามารถทำให้หักล้างหรือลดทอนความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ ส่งผลให้สามารถลดสัญญาณแปลกปลอมที่ออกจากวงจรถยายกำลังได้

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1.4.1 จำลองการทำงานของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อดูประสิทธิภาพและความสามารถในการลดทอนสัญญาณแปลกปลอม

1.4.2 ออกแบบและสร้างวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก

1.4.3 ทดสอบวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบ โดยทดสอบที่สถานีวิทยุที่ออกอากาศใกล้เคียงกันหรือสถานที่เดียวกันเพียง 2 ความถี่เท่านั้น เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสัญญาณแปลกปลอมของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบกับวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุทั่วไป

1.5 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.5.1 จำลองการทำงานของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.5.2 ออกแบบและสร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่สามารถใช้งานในย่านความถี่วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มย่านความถี่ (88-108 เมกะเฮิร์ตซ์) และมีกำลังส่งไม่เกิน 500 วัตต์

1.5.3 ทดสอบวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก โดยทดสอบที่สถานีวิทยุที่ออกอากาศใกล้เคียงกันหรือสถานที่เดียวกันเพียง 2 ความถี่เท่านั้น

1.6 วิธีการดำเนินงาน

1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. สํารวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
2. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุในย่านความถี่วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มย่านความถี่ (88-108 เมกะเฮิร์ตซ์)
3. ศึกษาปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันที่เกิดจากวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุและวิธีการแก้ไข
4. จำลองการทำงานของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
5. ออกแบบและสร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก ทดสอบและวัดผลวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุตามที่ออกแบบและสร้างขึ้น
6. วิเคราะห์ผลและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกกับวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้งานกันทั่วไป

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานต่อไปนี้

1. ศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
2. จำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ออกแบบและสร้าง วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก
3. เปรียบเทียบประสิทธิภาพการลดสัญญาณแปลกปลอมซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบกับวงจรขยายกำลังแบบเดิม ในสภาพแวดล้อมใช้งานจริง
4. วิเคราะห์และสรุปผลการทดลองที่ได้จากการทดสอบในข้อ 2. และ 3.

1.6.3 สถานที่และเครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

ห้องปฏิบัติการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียง กสทช.-มทส. อาคารสิรินธร-วิศวะพัฒน์และสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เลขที่ 111 ถนนมหาวิทยาลัย ตำบลสุรนารี อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา 30000

เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย

1. เครื่องวิเคราะห์แถบความถี่ (ROHD&SCHWARZ FSV4)
2. เครื่องวัดกำลัง (ROHD&SCHWARZ NRP2 RF POWER METER)
3. เซ็นเซอร์ตรวจวัดความถี่สูง (NRP-Z11 PROB SENSOR)
4. ตัวลดทอนสัญญาณ พร้อมอุปกรณ์ประกอบดังนี้
 - ตัวลดทอนสัญญาณ BIRD 10-A-MFN-30 กำลังต่ำ ขนาด 10 วัตต์,30dB
 - ตัวลดทอนสัญญาณ BIRD 10-A-MFN-10 กำลังต่ำ ขนาด 10วัตต์,10dB
 - ตัวลดทอนสัญญาณ BIRD 1500-WA กำลังสูง 1.5 กิโลวัตต์
5. เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเองเดิม ความถี่ 108 เมกะเฮิรตซ์
6. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคลพร้อม โปรแกรมจำลองการทำงาน

1.6.4 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลจากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรม
2. เก็บรวบรวมผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
3. เก็บรวบรวมข้อมูลและผลการทดสอบประสิทธิภาพจากวงจรรขยายกำลัง-

ความถี่วิทยุที่ออกแบบ

1.6.5 การวิเคราะห์ข้อมูล

นำผลการทดสอบของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ทดสอบในสภาพแวดล้อมใช้งานจริงเปรียบเทียบกับผลการจำลองในคอมพิวเตอร์ เพื่อนำไปวิเคราะห์และสรุปผลการวิจัย

1.6.6 การทดสอบสมมติฐาน

สมมติฐานที่กำหนดในหัวข้อที่ 1.3 จะได้รับการพิสูจน์จากการออกแบบและสร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกและทำการทดสอบพฤติกรรม การเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน พร้อมทั้งทดสอบความสามารถในการลดสัญญาณแปลกปลอม

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่สามารถนำมาใช้งานในสภาพแวดล้อมจริงและสามารถนำมาใช้งานแทนวงจรรขยายกำลังเดิมแต่ให้ประสิทธิภาพการลดสัญญาณแปลกปลอมได้มากกว่า

1.7.2 วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบสามารถลดสัญญาณแปลกปลอมอันเกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน โดยไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก อาทิ เช่น วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ เป็นต้น ทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่จะต้องติดตั้งในระบบเดิม และลดการสูญเสียกำลังงานที่ติดตั้งเพิ่มเติม ทำให้เป็นประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณแปลกปลอมของวงจรรขยายกำลัง

1.7.3 วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบเป็นประโยชน์กับสถานีวิทยุที่อยู่ใกล้เคียงกันมากกว่า 2 สถานีที่ไม่สามารถรวมกำลังและใช้ระบบสายอากาศชุดเดียวได้ ซึ่งทำให้ไม่มีสัญญาณแปลกปลอมออกจากสถานีวิทยุทั้ง 2 สถานี

1.7.4 ได้แนวคิดและองค์ความรู้ในการค้นคว้าวิจัยทางด้านวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ เพื่อนำไปประยุกต์และพัฒนาต่อในงานวิจัยอื่น ๆ รวมถึงได้องค์ความรู้เกี่ยวกับพฤติกรรมที่เกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ



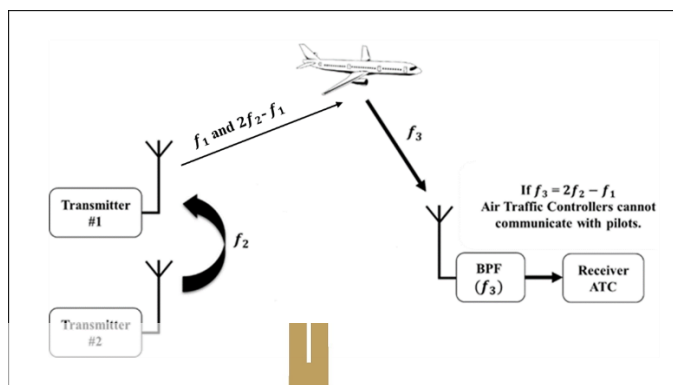
บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่ส่งออกมาจากระบบเป็นอย่างมาก และที่เห็นได้อย่างชัดเจน คือ ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตซึ่งก่อให้เกิดความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic) ตามมาปรากฏการณ์อินเตอร์มอดูเลชันก็เป็นอีกหนึ่งผลกระทบที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายกำลังเช่นกัน จะเกิดขึ้นเมื่อมีการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรรขยายกำลังมากกว่า 1 ความถี่ (โดยเฉพาะอย่างยิ่งในปัจจุบันมีระบบสื่อสารไร้สายที่จะต้องใช้งานหลายความถี่ในเวลาเดียวกัน) ทำให้เกิดความถี่แปลกปลอมออกไปรบกวนช่องข้างเคียงหรือในบางกรณีอาจจะไปรบกวนย่านความถี่อื่น ๆ ที่อยู่ใกล้กัน ดังนั้นจึงมีหลายงานวิจัยได้ศึกษาเพื่อเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้กับวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ ในทางปฏิบัติถึงแม้การใช้งานวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุจะป้อนสัญญาณอินพุตให้กับระบบเพียงความถี่เดียว แต่ระบบสายอากาศที่ต่ออยู่กับวงจรรขยายกำลังก็สามารถรับสัญญาณจากภายนอกเข้ามาด้วยเช่นกัน ซึ่งหากสัญญาณจากภายนอกมีความแรงมากพอ จะทำให้เกิดสัญญาณแปลกปลอมในระบบขยายได้ด้วยเช่นกัน ซึ่งการเกิดเหตุการณ์เช่นนี้เรียกว่า รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

ในปัจจุบันได้เกิดการรบกวนในลักษณะเช่นนี้กับระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดิน (David Hand C.Eng MIET, Consultant Engineer- Park Air Systems Ltd.) อันเกิดมาจากวงจรรขยายกำลังของสถานีวิทยุกระจายเสียงที่ออกกำลังอยู่บริเวณเดียวกันได้สร้างสัญญาณออกไปรบกวนการสื่อสารการจราจรทางอากาศดังรูปที่ 2.1



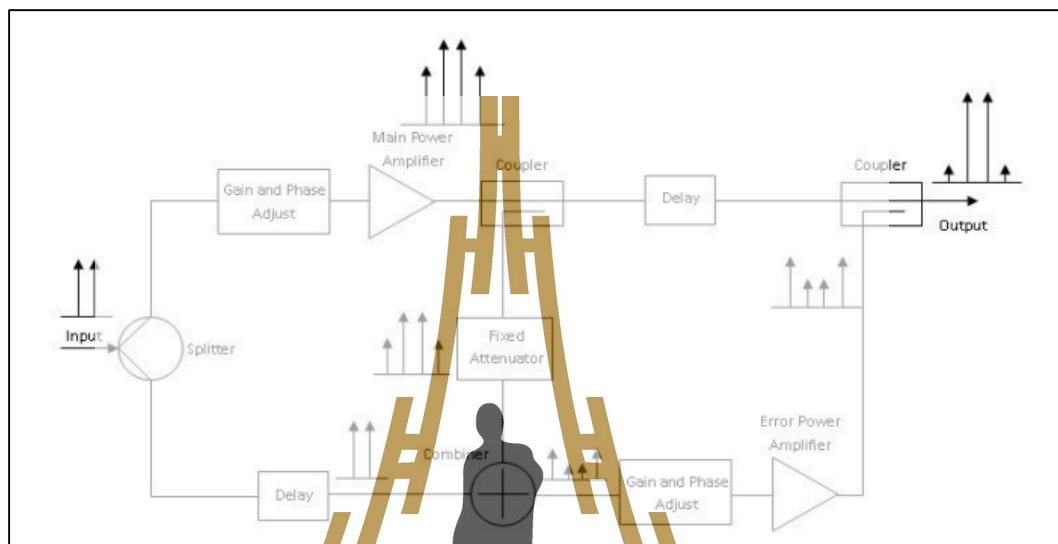
รูปที่ 2.1 การรบกวนของระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศ
ระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดิน

2.2 ปรีทศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.2.1 วงจรขยายกำลังสำหรับใช้งานหลายความถี่

วงจรขยายกำลังสำหรับใช้งานหลายความถี่ (RF Multicarrier Amplifier) ในปัจจุบัน วงจรขยายกำลังประเภทนี้กำลังได้รับการพัฒนาเพื่อนำมาใช้กันอย่างมาก เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันมีการใช้งานหลายความถี่ในเวลาเดียวกัน เช่น ระบบ WCDMA , OFDM เป็นต้น เพราะระบบสื่อสารไร้สายมีความต้องการความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายกำลังที่สูงมาก เพื่อป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่จะส่งออกไป ดังนั้นจึงเลือกใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสเอหรือเอบีเป็นส่วนใหญ่ แต่ข้อจำกัดของวงจรขยายกำลังนี้คือสามารถให้กำลังส่งที่ต่ำและประสิทธิภาพการใช้งานก็ต่ำด้วยเช่นกัน ในงานวิจัยที่ (Berglund, 2001; Ma, 2007; Hussein, 2013) ได้ใช้เทคนิค Feed-Forward เพื่อลดผลกระทบของอินเทอร์มอดูเลชันที่เกิดจากวงจรขยายกำลัง โดยจะแบ่งการทำงานของระบบออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนวงจรขยายสัญญาณที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณหลัก (main amplifier) และวงจรขยายสัญญาณของความถี่อินเทอร์มอดูเลชัน (error amplifier) เพื่อนำมาหักล้างกันดังแสดงในรูปที่ 2.2 ซึ่งประสิทธิภาพของการลดความถี่อินเทอร์มอดูเลชันขึ้นอยู่กับ 2 องค์ประกอบคือ เฟสและขนาดของสัญญาณในส่วนของสัญญาณที่เป็นความถี่อินเทอร์มอดูเลชัน ซึ่งตัวขยายสัญญาณในส่วนนี้จะต้องมีความเป็นเชิงเส้นที่สูงมาก (คลาสเอหรือเอบี) ไม่เช่นนั้นแล้วก็จะเกิดสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน ในส่วนนี้ด้วยเช่นกัน จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังต่ำ ซึ่งได้มีการพัฒนาต่อจากงานวิจัยก่อนหน้านี้โดยการเปลี่ยนส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณหลักมาใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซี (Parsons, 1995; Amanpreet, 2016) ที่จะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังเพิ่มขึ้น จากผลการทดสอบในงานวิจัยดังกล่าวได้ค่าอินเทอร์มอดูเลชันอยู่ที่ 30 dBc

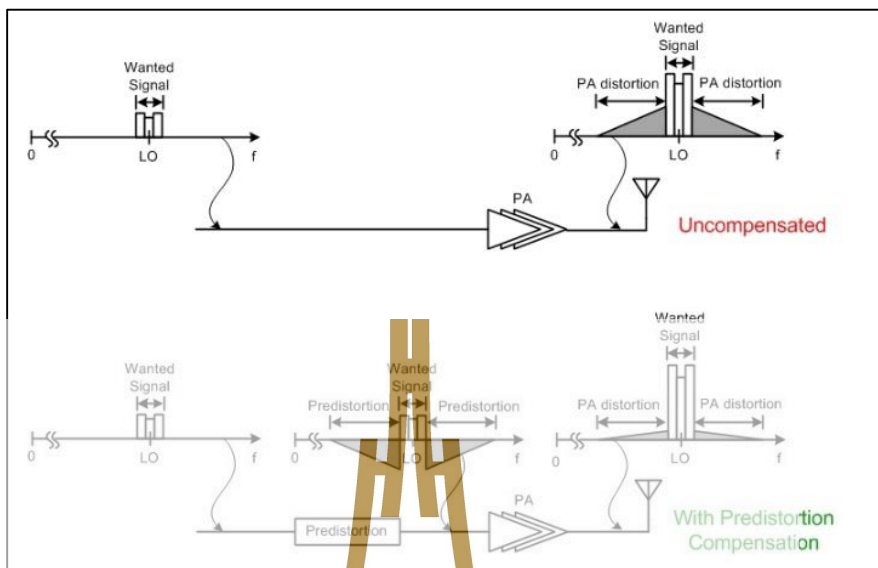
มีประสิทธิภาพ 35% และนอกจากนี้วงจรขยายกำลังในงานวิจัยดังกล่าวจะสามารถทำงานได้ดีก็ต่อเมื่อมีสัญญาณอินพุตมากกว่า 2 ความถี่ แต่ถ้าหากเป็นกรณีของรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันที่สัญญาณจะเข้ามาทางด้านเอาต์พุตของระบบ จะไม่สามารถลดความแรงของสัญญาณรบกวนได้



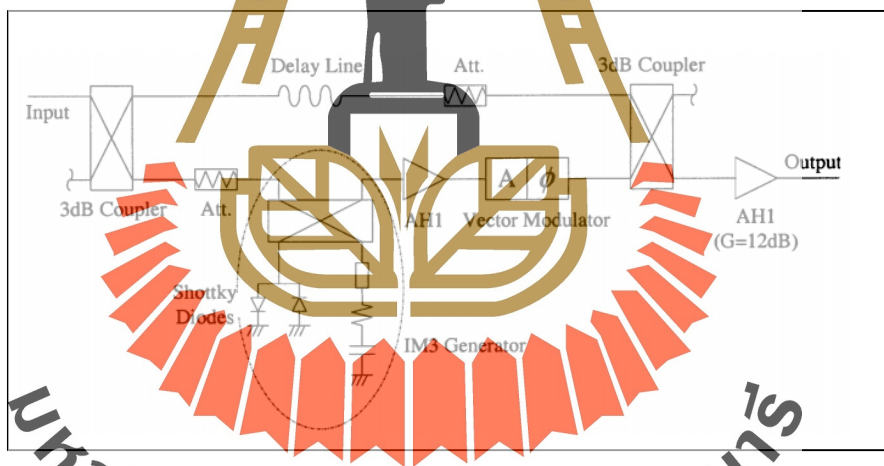
รูปที่ 2.2 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed-Forward

2.2.2 ขยายกำลังที่ใช้เทคนิคพรีดีสทอร์ชัน

เทคนิคพรีดีสทอร์ชัน (Predistortion) (Zhao, 2016) เป็นการประยุกต์ใช้พฤติกรรม การเกิดอินเทอร์มอดูเลชันในวงจรขยายกำลัง โดยเป็นที่ทราบกันดีว่าเมื่อป้อนสัญญาณให้กับ วงจรขยายสัญญาณมากกว่า 1 ความถี่ จะทำให้เกิดความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา ดังนั้นเทคนิคพรีดีสทอร์ชัน จะมีส่วนที่จะสร้างสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันขึ้นมา โดยสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันที่เกิดขึ้นจาก วงจรพรีดีสทอร์ชันจะมีความต่างเฟส 180 องศา แต่ยังคงเฟสของความถี่หลักไว้เช่นเดิม เมื่อนำ สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร Predistortion ไปป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณซึ่งในวงจรขยาย สัญญาณเองก็จะสร้างสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันด้วยเช่นกัน แต่สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันจาก วงจรขยายสัญญาณจะมีความต่างเฟสกับสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรพรีดีสทอร์ชันจึงทำให้ เกิดการหักล้างกัน (Cha, 2004) จากงานวิจัยพบว่าเมื่อใช้เทคนิคนี้ทำให้สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน มีความแรง 46 dBc แต่ก็ยังไม่สามารถแก้ไขการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันได้



รูปที่ 2.3 เทคนิคพรีดีสตอร์ชัน

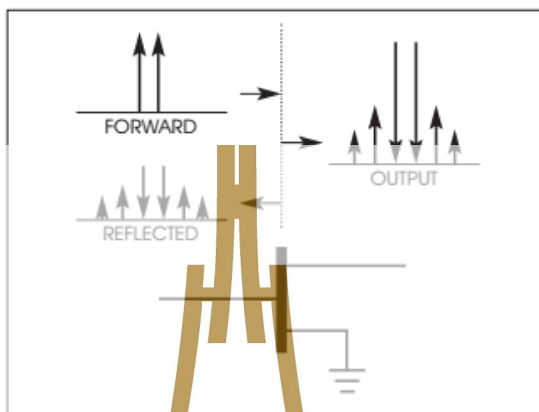


รูปที่ 2.4 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคพรีดีสตอร์ชัน

2.2.3 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค RFAL

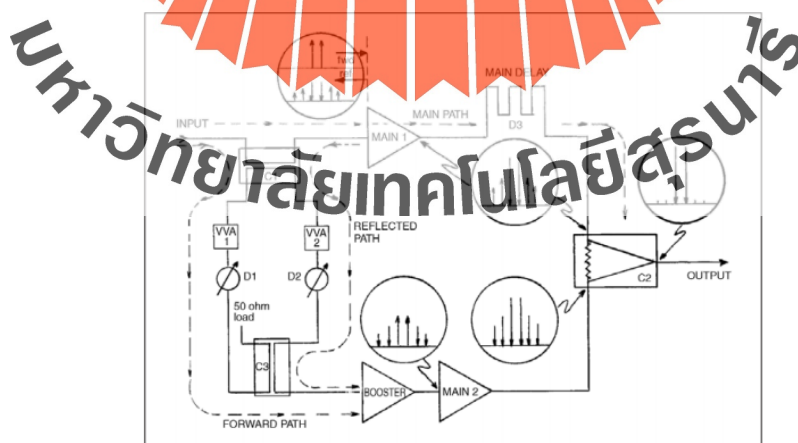
ในงานวิจัยของ Romulo Gutierrez (Ray Gutierrez, 2004) ได้เสนอเทคนิค Reflect Forward Adaptive Linearizer (RFAL) เป็นผลการวิจัยเกี่ยวกับพฤติกรรมการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ โดยพบว่าเมื่อทรานซิสเตอร์มีการป้อนสัญญาณอินพุตที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์มากกว่า 2 ความถี่ส่งผลให้เกิดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันขึ้นมาพร้อมกับความถี่หลัก ที่ทางด้านเอาต์พุตความถี่หลักจะมีเฟสต่างออกไป 180 องศา ในขณะที่สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันไม่มีการเปลี่ยนแปลงเฟส

(0 องศา) นอกจากนั้นเมื่อทรานซิสเตอร์กำลังทำงานขยายสัญญาณแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต ขาเบสของทรานซิสเตอร์เองจะมีสัญญาณส่วนหนึ่งย้อนกลับมาที่อินพุตด้วย ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น

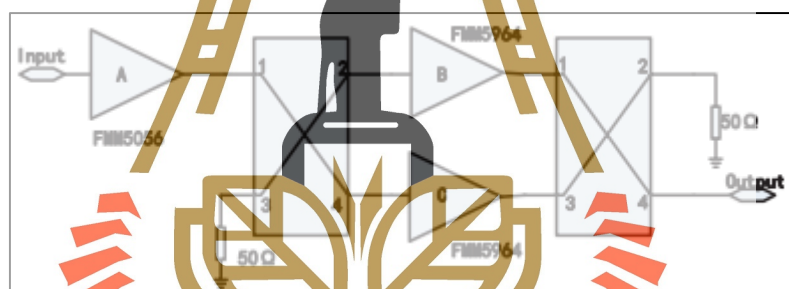
ดังนั้นจึงได้ออกแบบวงจรขยายกำลังโดยอาศัยการเกิดพฤติกรรมของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ขยายสัญญาณให้เกิดประโยชน์ โดยการนำสัญญาณที่ย้อนออกมาจากขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่มีสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันออกมาด้วยมีปรับเฟสและขนาดของสัญญาณเพื่อให้เกิดการหักล้างกันที่เอาต์พุตของระบบดังรูปที่ 2.6 จากผลการทดสอบได้ค่าอินเทอร์มอดูเลชันที่ดีที่สุด 48 dBc



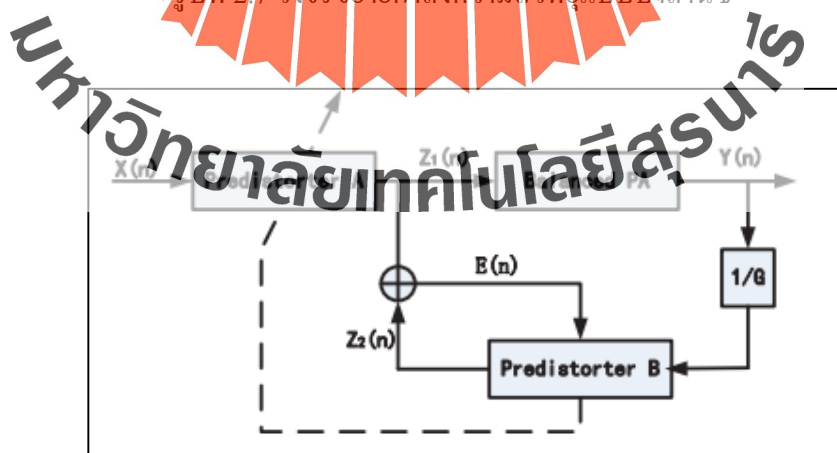
รูปที่ 2.6 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค RFAL

2.2.4 วงจรขยายกำลังที่ใช้เทคนิคร่วมกับไฮบริดคัปเปิลเลอร์

อุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (Hybrid Coupler) แบบ 90 องศา เป็นอุปกรณ์ที่สามารถแยกหรือรวมสัญญาณและยังสามารถทำให้เฟสของสัญญาณที่เอาต์พุตมีความต่างเฟสกัน 90 องศา ด้วย ด้วยคุณสมบัติจึงเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานในการทำให้วงจรขยายกำลังมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น ซึ่งในงานวิจัยต่าง ๆ ได้นำเทคนิคมาใช้ร่วมกับอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาเพื่อพัฒนาวงจขยายกำลัง ในงานวิจัย (Ni, 2012) ได้พัฒนาวงจขยายกำลังให้มีความเป็นเชิงเส้นที่ความถี่ 6.15 กิกะเฮิร์ตซ์โดยใช้เทคนิค Predistortion และวงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ ส่วนของการขยายสัญญาณหลักใช้วงจขยายสัญญาณ 2 วงจรที่มีคุณลักษณะที่เหมือนกันและทำงานแบบขนานกัน โดยมีไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาทำหน้าที่แยกสัญญาณทางด้านอินพุตและรวมสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ทางด้านอินพุตจะมีวงจรพรีดีสทอร์ชันทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจขยายสัญญาณ จากผลการทดสอบในงานวิจัยนี้พบว่าอินเตอร์มอดูเลชันมีความแรง 47.3 dBc กำลังส่ง 0.5 วัตต์

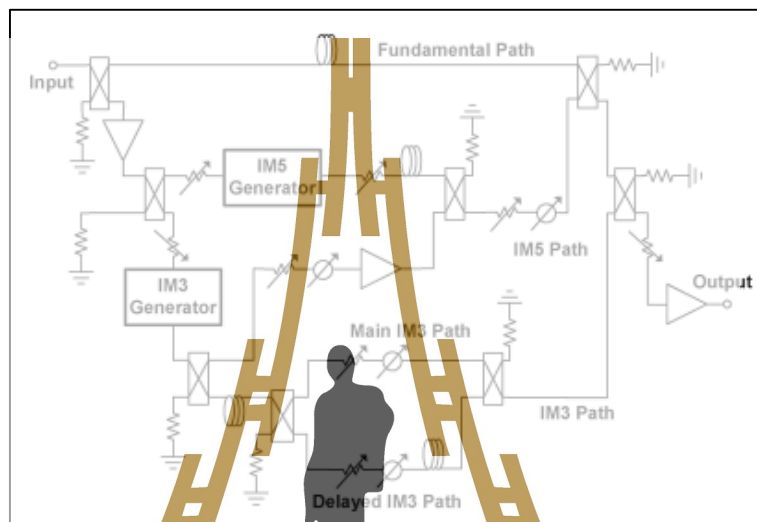


รูปที่ 2.7 วงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์



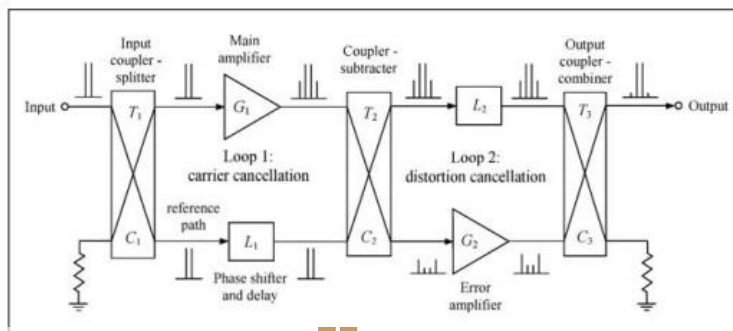
รูปที่ 2.8 การทำงานของพรีดีสทอร์ชันของเทคนิควงจขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

งานวิจัย (Lim, 2007) เป็นอีกเทคนิคที่สร้างวงจร Predistortion ด้วยไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาโดยในงานวิจัยนี้สร้างสัญญาณ Predistortion เพื่อลดทอนสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันพจน์ที่ 3 (Order 3) และอินเตอร์มอดูเลชันพจน์ที่ 5 (Order 5) ซึ่งให้ผลของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่ต่ำที่สุด 50 dBc



รูปที่ 2.9 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค RF Predistortion

นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยอื่นได้นำไฮบริดคัปเปิลเลอร์เพื่อนำมาพัฒนาวงจรขยายกำลังให้มีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้น โดยการประยุกต์ใช้งานไฮบริดคัปเปิลเลอร์ร่วมกับเทคนิค Feed forward ดังรูปที่ 2.9 (Raab, 2003) ด้วยโครงสร้างของระบบที่ซับซ้อนและเกิดการสูญเสียพลังงานเนื่องจากอุปกรณ์จึงได้มีการพัฒนาให้เหลือไฮบริดคัปเปิลเลอร์เพียงแค่ 2 ตัว ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งสามารถปรับเฟสของสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณด้านใดด้านหนึ่งเพื่อทำให้สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันหักล้างกัน (Grebensnikov, 2019)



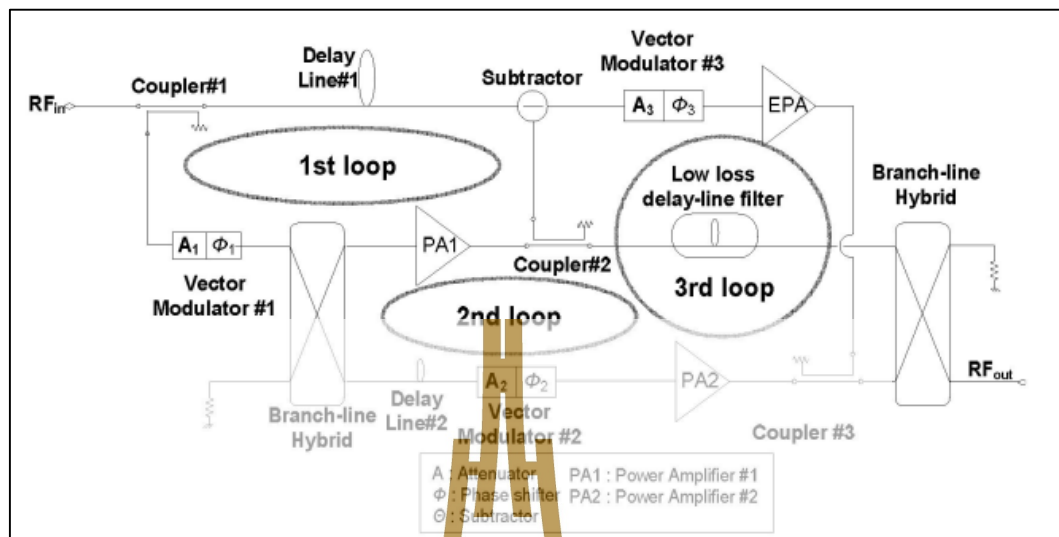
รูปที่ 2.10 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed forward (1)



รูปที่ 2.11 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Feed forward (2)

2.2.5 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Cross Post-distortion สำหรับวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

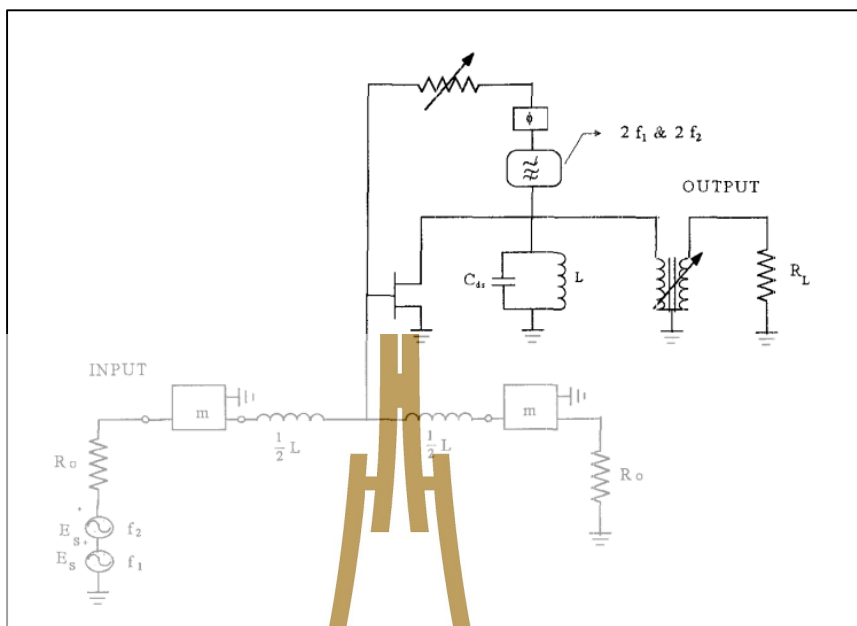
เทคนิค Cross Post-distortion (Choi, 2007; Choi, 2008) เป็นเทคนิคหนึ่งที่มีการประยุกต์ใช้บน ไฮบริดคัปเปิลอร์ โดยจะแบ่งส่วนการทำงานออกเป็น 3 ส่วน คือ ส่วนที่ 1 ทำหน้าที่แยกสัญญาณออกเป็น 2 ส่วน เพื่อป้องกันสัญญาณให้กับวงจรขยายสัญญาณหลักและวงจรขยายสัญญาณรอง ส่วนที่ 2 คือ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณซึ่งเป็นวงจรขยายสัญญาณหลักของระบบ และส่วนที่ 3 ทำหน้าที่รวมสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันจากวงจรขยายสัญญาณรองที่ถูกทำให้มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณความถี่หลัก เพื่อให้สามารถหักล้างสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันได้



รูปที่ 2.12 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิค Cross Post-distortion

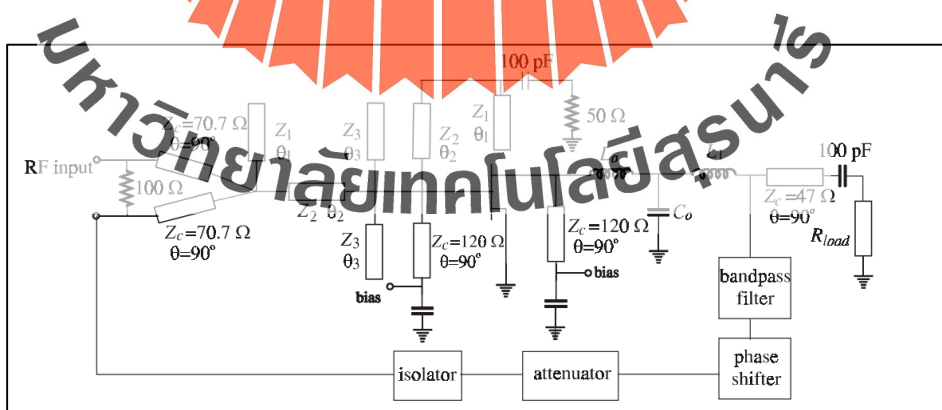
2.2.6 วงจรขยายกำลังที่ใช้เทคนิคป้อนกลับ

เทคนิคป้อนกลับ (feedback technique) เป็นอีกวิธีการที่มีการวิจัยกันอย่างมากมาย ซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นเทคนิคที่จะมาช่วยลดความถี่ฮาร์โมนิกของเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ เทคนิคป้อนกลับสามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 ของความถี่หลักที่มีขนาดและเฟสของสัญญาณที่เหมาะสมเข้าไปในวงจรขยายสัญญาณ เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ คือ สามารถหักล้างหรือลดทอนสัญญาณฮาร์โมนิกของเอาต์พุตที่เกิดขึ้นในวงจรขยายสัญญาณได้ และนอกจากนั้นยังได้มีการประยุกต์เทคนิคป้อนกลับเพื่อลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันได้อีกด้วย ในงานวิจัย (Moazzam, 1996) ได้ออกแบบวงจรขยายสัญญาณโดยการนำสัญญาณจากขาออกแอมพลิตูดเตอร์ (C) ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรผ่านวงจรกรองค่านแถบเพื่อให้ได้ความถี่ฮาร์โมนิกที่ 2 และป้อนกลับมาที่ขาเบส (B) ของทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.12 จากการทดลองในงานวิจัยพบว่า เมื่อปรับเฟสของสัญญาณป้อนกลับให้มีค่าคงที่เฟสออกที่ 180° องศาจะทำให้สามารถลดขนาดของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันได้สูงสุด ผลการทดสอบในงานวิจัยนี้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันได้ 16 dBc



รูปที่ 2.13 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคเทคนิคป้อนกลับด้วยสัญญาณฮาร์มอนิกที่ 2

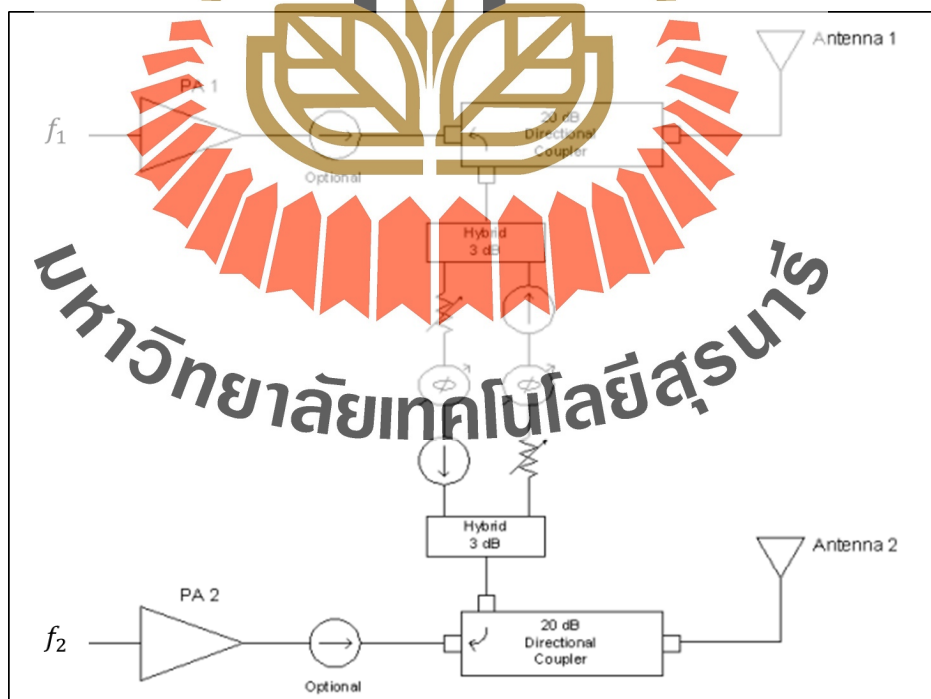
ต่อมาได้มีงานวิจัยที่ได้พัฒนาให้เทคนิคป้อนกลับมีกำลังเพิ่มขึ้นโดยไม่มีกรแก้ไข ในวงจรขยายสัญญาณเหมือนคังงานวิจัยที่ผ่านมา (Males-Ilic, 2001) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไปแต่เพิ่มส่วนที่เป็นกรป้อนกลับเข้าไปในวงจรประกอบด้วย วงจรกรองความถี่ผ่านแถบอุปกรณ์เลื่อนเฟส (Phase Shifter) อุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ (Attenuator) และอุปกรณ์แยกสัญญาณ (Isolator) โดยไม่ได้แก้ไขวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 2.14 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคเทคนิคป้อนกลับด้วยสัญญาณฮาร์มอนิกที่มีกรปรับปรุงเพิ่มเติม

2.2.7 เทคนิคการลดทอนสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน

รีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันเกิดจากมีสัญญาณจากภายนอกเข้ามาในวงจรขยายกำลังที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นและทำให้วงจรขยายกำลังสร้างสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันออกไปภายนอกเหมือนกับวงจรขยายกำลังที่ใช้งานหลายความถี่ (Multi-Carrier Power Amplifier) เทคนิคการกำจัดหรือการลดทอนสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันมีงานวิจัยที่ได้นำเสนอวิธีการดังรูปที่ 2.15 หลักการทำงานของระบบที่งานวิจัยนี้นำเสนอ คือ เมื่อมีความถี่ 2 ความถี่ที่ออกอากาศในพื้นที่เดียวกัน วงจรขยายกำลังทั้ง 2 จะติดตั้งอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์แบบระบุทิศทาง (Directional Coupler) ก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังสายอากาศ วงจรขยายสัญญาณของความถี่ f_1 จะส่งสัญญาณออกทางคัปเปิลเลอร์ผ่านวงจรลดทอนสัญญาณ วงจรเลื่อนเฟสสัญญาณ ไปยังวงจรขยายสัญญาณ f_2 ซึ่งติดตั้งอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์ไว้เช่นกัน เมื่อวงจรขยายกำลังของความถี่ f_1 และ f_2 ทำงานพร้อมกัน และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ f_2 พบว่าจะมีความถี่ f_1 เข้ามาทางเอาต์พุตผ่านทางสายอากาศ แต่สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจะถูกกำจัดได้ โดยให้สัญญาณที่มาจากคัปเปิลเลอร์ของ f_1 มีขนาดและเฟสที่เหมาะสมกับสัญญาณที่ย้อนมาทางสายอากาศ จะทำให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาทางสายอากาศหักล้างกันที่ คัปเปิลเลอร์ของความถี่ f_2 และไม่ย้อนกลับเข้าไปในวงจรขยายสัญญาณ f_2 จากผลการทดสอบในงานวิจัยที่นำเสนอสามารถลดทอนสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันได้มากกว่า 40 dBc



รูปที่ 2.15 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคการลดทอนสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน

จากการสำรวจปริทัศน์วรรณและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทำให้ผู้วิจัยได้เห็นถึงเทคนิคต่าง ๆ ที่จะทำให้สัญญาณแปลกปลอมที่เกิดจากวงจรรขยายกำลังลดลง ซึ่งได้มีแนวคิดในการใช้งานวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เพื่อลดสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่าวงจรรขยายกำลังสามารถลดความแรงของสัญญาณแปลกปลอมและสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกได้ด้วยตัวของวงจรรขยายกำลังเอง อีกทั้งในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นที่จะลดทอนสัญญาณแปลกปลอมอินเตอร์มอดูเลชันที่จะเกิดขึ้นเมื่อมีสถานีวิทยุ 2 สถานีออกอากาศอยู่ใกล้กัน ซึ่งเป็นเทคนิคที่แตกต่างจากงานวิจัยอื่น ๆ ที่เคยทำมาก่อนหน้านี้แล้ว



บทที่ 3

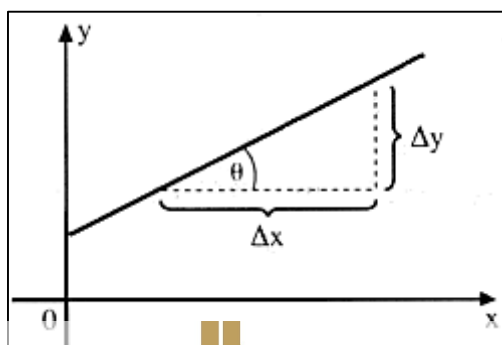
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ โดยเนื้อหาจะอธิบายเกี่ยวกับองค์ประกอบของวงจรขยายสัญญาณแต่ละประเภท ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ อาทิเช่น กำลังเอาต์พุต (Output Power) กำลังขยาย (Power Gain) ประสิทธิภาพ (Efficiency) และความไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linear) เป็นต้น นอกจากนี้ยังได้พิจารณาผลกระทบของความไม่เป็นเส้นที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายสัญญาณ รวมถึงอธิบายหลักการการทำงานของไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา เพื่อนำมาออกแบบ พัฒนาและปรับปรุงแก้ไขวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่สามารถลดผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณได้

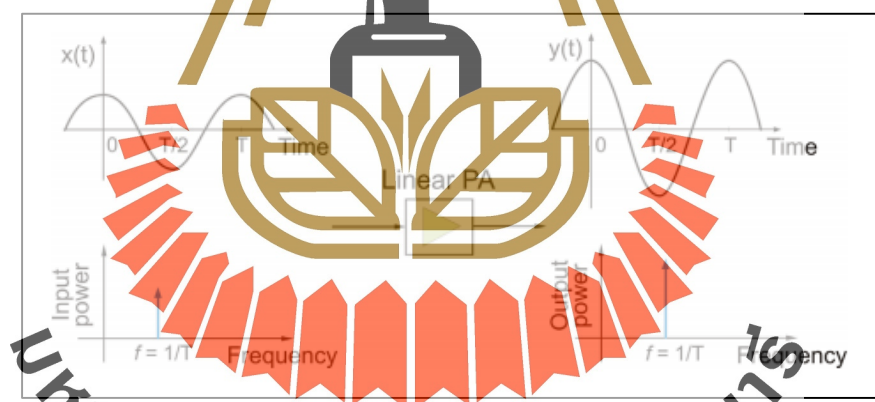
3.2 ระบบเชิงเส้น

ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้น คือ ระบบที่มีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตเป็นแบบสมการเส้นตรง กล่าวคือ ถ้าเอาต์พุตมีความถี่เดียวกับเส้นตรงเมื่ออินพุตมีการเปลี่ยนแปลงไปดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 3.1 เมื่อ $x(t)$ คือ อินพุต และ $y(t)$ คือเอาต์พุตของระบบ ซึ่งโดยส่วนใหญ่ระบบที่มีคุณลักษณะของความเป็นเชิงเส้นจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ประเภทไม่มีการกระตุ้นด้วยไฟฟ้า เช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ สายอากาศ สายนำสัญญาณ เป็นต้น จะเห็นได้ว่าเมื่อป้อนสัญญาณให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้ เอาต์พุตที่ได้จะไม่มีการผิดเพี้ยนไปจากอินพุตที่ป้อนเข้าไป ระบบที่มีความเป็นเชิงเส้นเป็นที่ต้องการอย่างมากในระบบอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ อาทิเช่น เครื่องมือวัด ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่จะวัดความถูกต้องสูงจะต้องใช้ตามระบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อุปกรณ์ประเภทกระตุ้นด้วยไฟฟ้า จะมีความเป็นเชิงเส้นอย่างไม่สมบูรณ์ กล่าวคือ จะมีแค่เพียงบางช่วงของอินพุตเท่านั้นที่จะก่อให้เกิดความเป็นเชิงเส้น โดยทั่วไปเรียกช่วงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณทางด้านอินพุตกับเอาต์พุตของที่เป็นเส้นตรงว่า ช่วงในการปฏิบัติงาน (operating range)



รูปที่ 3.1 แสดงตัวอย่างความเป็นเชิงเส้นของความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต

ตัวอย่างของระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้นอย่างไม่สมบูรณ์ คือ วงจรขยายสัญญาณคลาสเอที่สามารถขยายสัญญาณได้โดยไม่เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณ เมื่อใช้งานในช่วงของการขยายสัญญาณที่เหมาะสม ซึ่งจะไม่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตไม่บิดเบี้ยวสัญญาณมีลักษณะในโดเมนเวลาเหมือนกับอินพุตที่ป้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.2 ลักษณะของวงจรขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น

ระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.1

$$y(t) = ax(t) \quad (3-1)$$

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุตของระบบ

$y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ

α คือ อัตราขยาย

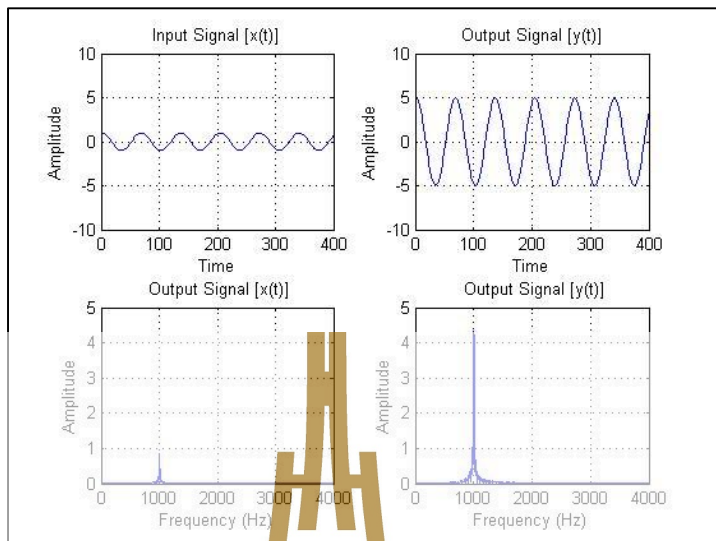
เมื่อกำหนดให้อินพุตของระบบเป็นสัญญาณไซน์ ที่ตัวแปร f กำหนดให้เป็นความถี่และตัวแปร A กำหนดให้เป็นขนาดของสัญญาณ ดังนั้นจะได้ว่าสัญญาณอินพุต คือ $x(t) = A\cos(2\pi ft)$ เมื่อป้อนเข้าไปในระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้นดังสมการที่ 3.1 จะได้สัญญาณเอาต์พุตของระบบ $y(t)$ ดังนี้

$$y(t) = \alpha[A\cos(2\pi ft)] \quad (3-2)$$

เมื่อพิจารณาขนาดของสัญญาณระหว่างอินพุตและเอาต์พุตจะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ขนาดของสัญญาณระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น



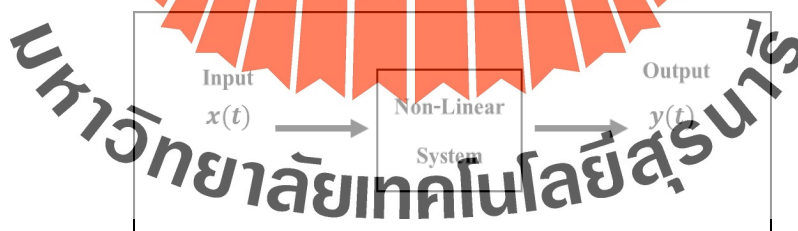
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้น

เมื่อจำลองการทำงานของระบบขยายสัญญาณดังกล่าวด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ โดยการป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1000 Hz ที่มีขนาดของสัญญาณเท่ากับ 1 ได้ผลการทดสอบในทางโดเมนเวลา (Time Domain) และ โดเมนความถี่ (Frequency Domain) ดังรูปที่ 3.4

3.3

ระบบไม่เป็นเชิงเส้น

ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linear Systems) สามารถเขียนแทนด้วยสมการดังรูป



รูปที่ 3.5 แบบจำลองของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ระบบขยายสัญญาณที่มีความเป็นเชิงเส้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.3

$$y(t) = \alpha_1x(t) + \alpha_2x(t)^2 + \alpha_3x(t)^3 + \dots \tag{3-3}$$

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุตของระบบ

$y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ

α คือ อัตราขยาย

เมื่อกำหนดให้อินพุตของระบบเป็นสัญญาณไซน์ ที่ตัวแปร f กำหนดให้เป็นความถี่และตัวแปร A กำหนดให้เป็นขนาดของสัญญาณ ดังนั้นจะได้ว่าสัญญาณอินพุต คือ $x(t) = A\cos(2\pi ft)$ เมื่อป้อนเข้าไปในระบบขยายสัญญาณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นดังสมการที่ 3.3 จะได้สัญญาณเอาต์พุตของระบบ ($y(t)$) ดังนี้

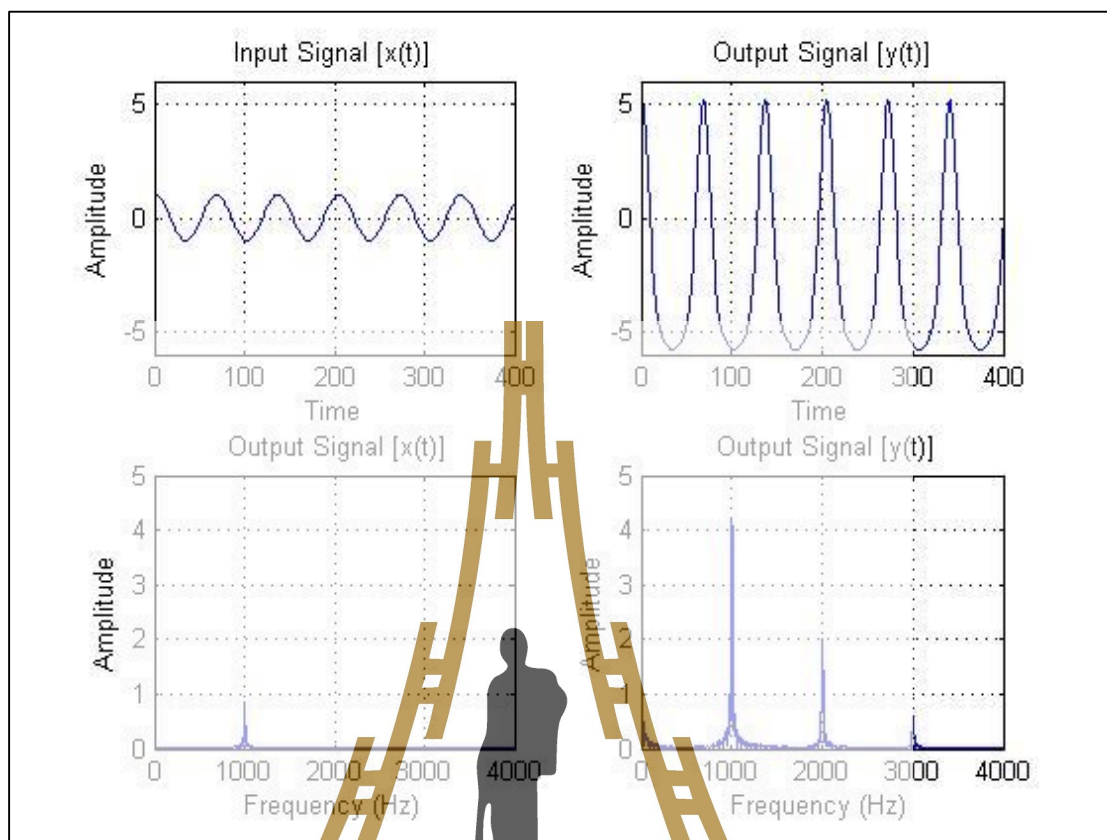
$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1(A\cos(2\pi f_c t)) + \alpha_2(A\cos(2\pi f_c t))^2 + \alpha_3(A\cos(2\pi f_c t))^3 + \dots \quad (3-4) \\ &= \alpha_1(A\cos(2\pi f_c t)) + \alpha_2 A^2 \left\{ \frac{1}{2}(1 + \cos(2\pi 2f_c t)) \right\} + \\ &\quad \alpha_3 A^3 \left\{ \frac{1}{4}(3\cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi 3f_c t)) \right\} + \dots \end{aligned}$$

จะได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.5 ดังนี้

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2}\alpha_2 A^2 + \left(\alpha_1 A + \frac{3}{4}\alpha_3 A^3 \right) \cos(2\pi f_c t) + \left(\frac{1}{2}\alpha_2 A^2 \right) \cos(2\pi 2f_c t) \quad (3-5) \\ &\quad + \left(\frac{1}{4}\alpha_3 A^3 \right) \cos(2\pi 3f_c t) + \dots \end{aligned}$$

เมื่อจำลองการทำงานของระบบขยายสัญญาณดังกล่าวด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ โดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ ที่มีขนาดของสัญญาณ คือ 1 ได้ผลการทดสอบในทางโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ดังรูปที่ 3.6

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



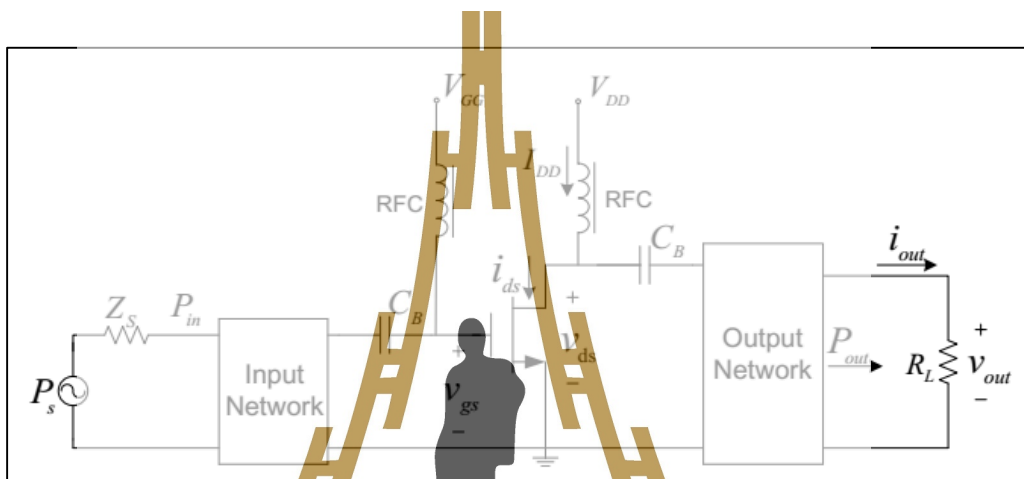
รูปที่ 3.6 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ผลกระทบของวงจรรขยายสัญญาณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น เมื่อนำมาใช้งานกับสัญญาณชาน์ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์ จะเห็นได้ว่าก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต กล่าวคือ ในทางโดเมนเวลา ลักษณะของรูปสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจากสัญญาณอินพุต และในทางโดเมนความถี่ ก่อนให้เกิดความถี่อื่นนอกเหนือจากความถี่มูลฐาน (fundamental frequency) 1000 เฮิร์ตซ์ของสัญญาณอินพุต ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากระบบนี้ จะมีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน จะเรียกความถี่นี้ว่า ความถี่ฮาร์มอนิก

3.4 วงจรรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

วงจรรขยายสัญญาณทำหน้าที่ขยายสัญญาณคลื่นความถี่ที่มีขนาดเล็กในภาคอินพุตเมื่อผ่านวงจรรขยายสัญญาณจะทำให้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งภาคเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณจะมีแรงดันและกระแสที่สูง ทำให้ได้กำลังวัตต์ที่เอาต์พุตสูงซึ่งจะส่งผ่านระบบสายอากาศเพื่อให้ได้พื้นที่การกระจายสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุในระยะที่ไกลขึ้น สิ่งที่สำคัญในการ

ออกแบบวงจรขยายสัญญาณจะต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพ มีกำลังวัตต์สูงสุดที่ภาควงจรเอาต์พุต อัตราขยาย อีกทั้งยังต้องพิจารณาความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณอีกด้วย ลักษณะโดยทั่วไปของวงจรขยายสัญญาณที่ออกแบบเป็นลักษณะแบ่งเป็นภาคส่วนจะประกอบด้วย ภาคอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ (RF Input) ภาคขยายสัญญาณ (RF Amplifier) ภาควงจรไบอัส (Bias Circuit) และภาคเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ (RF Output) ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 องค์ประกอบหลักของวงจรขยายสัญญาณ

พารามิเตอร์ต่างๆ ที่สำคัญสำหรับวงจรขยายสัญญาณควมถึวิทยามีดังต่อไปนี้

3.4.1 กำลังเอาต์พุต

กำลังเอาต์พุต คือ กำลังไฟฟ้าที่วงจรขยายสัญญาณสามารถโอนถ่ายไปยังโหลดได้ เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ หากวงจรขยายสัญญาณให้กำลังต่ำก็จะทำให้สัญญาณที่ส่งไปยังระบบปลายทางมีกำลังที่ต่ำกว่าที่ควรจะเป็น สัญญาณได้พื้นที่ครอบคลุมน้อยตามไปด้วย ตามรูปที่ 3.7 เมื่อเราให้แหล่งจ่ายพลังงานของวงจรขยายสัญญาณมีค่าคงที่ค่าใดค่าหนึ่ง วงจรขยายสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงกระแส i_{out} ที่โหลด R_L ตามอินพุตที่ป้อนเข้ามาในวงจรจึงทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่โหลด (v_{out}) และกำลังเอาต์พุตสามารถคำนวณได้จากสมการ

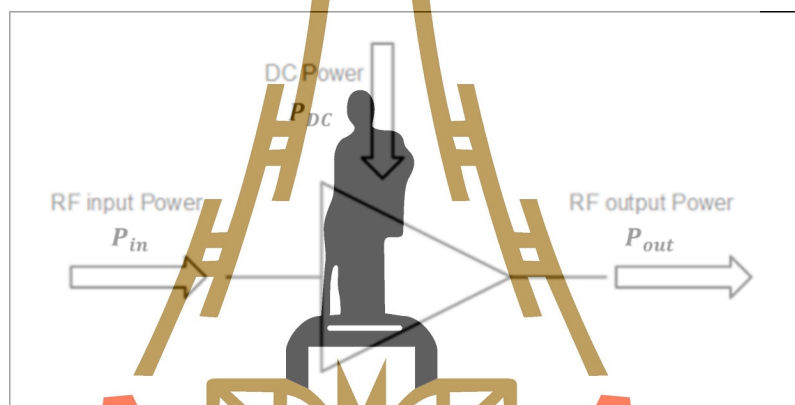
$$P_{out} = \frac{1}{2}(v_{out}i_{out}) \tag{3-6}$$

3.4.2 อัตราขยาย

อัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณ คือ อัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตกับกำลังของสัญญาณทางด้านอินพุต เป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกความสามารถในการขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณ สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\text{Gain} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3-7)$$

3.4.3 ประสิทธิภาพ



รูปที่ 3.8 พารามิเตอร์สำหรับการคำนวณประสิทธิภาพ

ประสิทธิภาพของวงจรขยายสัญญาณเป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณเป็นอย่างมาก หากวงจรขยายสัญญาณมีประสิทธิภาพต่ำจะทำให้ได้อัตราขยายที่ต่ำในขณะที่ต้องใช้พลังงานเท่าเดิม ทำให้สูญเสียพลังงานไปในรูปแบบของพลังงานความร้อนแทน ในการประมาณค่าประสิทธิภาพของวงจรขยายสัญญาณ โดยทั่วไปแล้วจะพิจารณา 2 รูปแบบคือ

ประสิทธิภาพการแปลงพลังงาน (Power Efficiency : PE)

$$PE = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (3-8)$$

ประสิทธิภาพรวมของวงจร (Power Added Efficiency : PAE)

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (3-9)$$

เมื่อ P_{DC} คือ

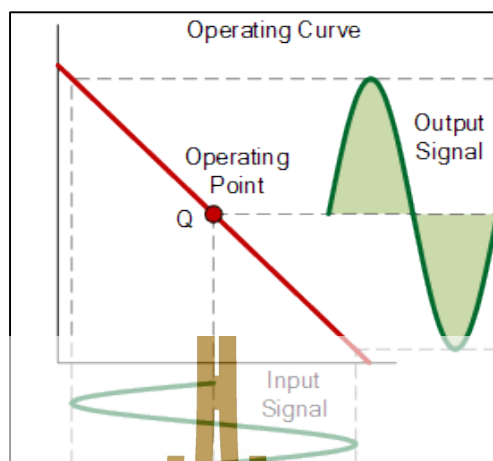
$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad (3-10)$$

3.4.4 ประเภทของวงจรขยายสัญญาณ

วงจรขยายสัญญาณสามารถแบ่งประเภทได้เป็น 4 ประเภทหลัก ๆ ได้แก่ วงจรขยายคลาสเอ วงจรขยายคลาสบี วงจรขยายคลาสเอบี และวงจรขยายคลาสซี ซึ่งแต่ละวงจรจะมีกระบวนการทำงานที่แตกต่างกันออกไป อีกทั้งยังมีค่าประสิทธิภาพและคุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตที่ต่างกันด้วย

วงจรขยายสัญญาณคลาสเอ (Class-A Amplifiers)

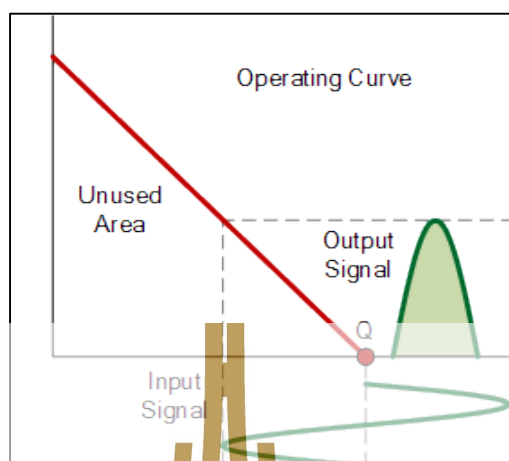
วงจรขยายสัญญาณคลาสเอเป็นวงจรขยายที่มีจุดการทำงานอยู่ในช่วงที่เรียกว่า แอกทีฟ (Active) คือช่วงการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่เป็นเชิงเส้นวงจรของขยายคลาสเอจำเป็นต้องมีการไบอัสวงจรให้มีการไบอัสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ตลอดเวลาเพื่อให้จุดของการทำงาน (Q-Point) มีช่วงของสัญญาณเอาต์พุตสูงกว่าจุดตัด (Cut-off) วงจรขยายคลาสเอจะขยายสัญญาณทั้งด้านบวกและด้านลบของสัญญาณ (0 - 360 องศา) ที่ป้อนเข้ามาทางอินพุต ซึ่งจุดทำงานของสัญญาณซีกลับจะต้องอยู่สูงกว่าระดับของจุดตัดดังแสดงในรูปที่ 3.2 แต่ข้อเสียของวงจรคลาสเอคือมีอัตราขยายสัญญาณไม่สูงมากและมีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ร้อยละ 50 แต่วงจรขยายคลาสเอจะขยายสัญญาณโดยไม่เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณ เพราะความเป็นเชิงเส้นสูงสุดเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรขยายสัญญาณคลาสอื่น



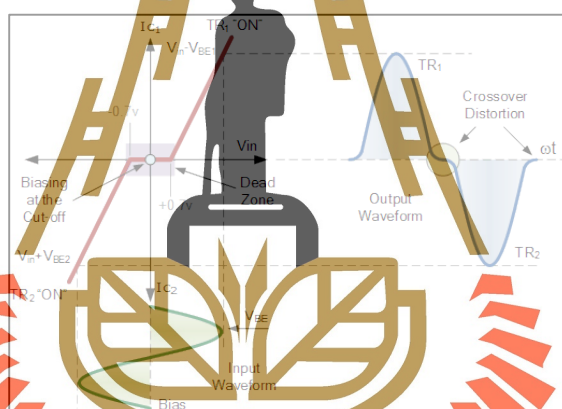
รูปที่ 3.9 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรขยายคลาสเอ

วงจรขยายสัญญาณคลาสบี (Class-B Amplifiers)

วงจรขยายสัญญาณคลาสบีเป็นวงจรขยายสัญญาณที่มีจุดทำงานที่ตำแหน่งของจุดตัดของทรานซิสเตอร์ โดยทรานซิสเตอร์จะไม่มีกระแสไบอัสวงจร (ไบอัสเป็น 0 โวลต์) จึงทำให้วงจรขยายคลาสบีสามารถขยายสัญญาณได้เพียงด้านเดียวเท่านั้น (0 - 180 องศา) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ดังนั้นหากไม่มีสัญญาณเข้ามาทางอินพุตทรานซิสเตอร์ก็จะไม่ทำงาน แต่เมื่อมีสัญญาณป้อนเข้ามาทางอินพุตทรานซิสเตอร์จะยังคงไม่เริ่มทำงานทันที แต่จะทำงานก็ต่อเมื่อมีแรงดันที่ตกคร่อมที่จุดอินพุต (แรงดันตกคร่อมขาเบสและอิมิตเตอร์) ต้องเกิน 0.7 โวลต์จึงจะเริ่มทำงานได้ซึ่งแรงดันดังกล่าวขึ้นอยู่กับลักษณะของทรานซิสเตอร์แต่ละตัว จึงทำให้เกิดรอยต่อที่ไม่สมบูรณ์ขึ้นหรือที่เราเรียกว่าการครอสโอเวอร์ (Crossover distortion) ดังแสดงในรูป 3.4 โดยในการออกแบบวงจรคลาสบีนั้นจะใช้วงจรขยายแบบพุช-พูล (Push-pull Amplifiers) นั่นคือใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดเดียวกันสองตัวช่วยกันขยายตัวละครึ่งคาบ การใช้ทรานซิสเตอร์ช่วยกันขยายตัวละครึ่งคาบนั้นทำให้วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูลมีประสิทธิภาพสูงถึง 78% มีอัตราการขยายที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับวงจรขยายแบบคลาสเอ



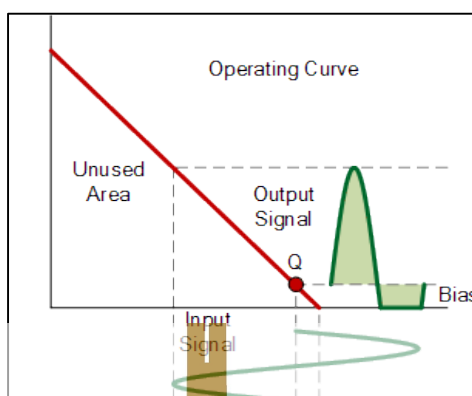
รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรขยายคลาสบี



รูปที่ 3.11 วงจรขยายสัญญาณคลาสบีที่เกิด Crossover distortion

วงจรขยายสัญญาณคลาสเอบี (Class-AB Amplifier)

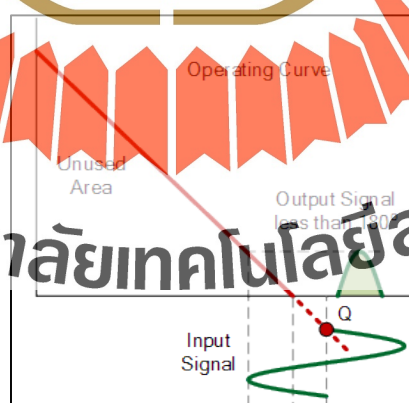
วงจรขยายสัญญาณคลาสเอบีเป็นวงจรขยายสัญญาณที่พัฒนามาจากวงจรขยายคลาสบี เพื่อแก้ไขรอยต่อที่ไม่สมบูรณ์ โดยการกำหนดจุดการทำงานให้สูงกว่าจุดตัดของทรานซิสเตอร์เล็กน้อย นั่นคือการเพิ่มแรงดันไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณมีการนำกระแสเล็กน้อยเพื่อชดเชยแรงดันที่หายไปประมาณ 0.7 โวลต์ ดังนั้นประสิทธิภาพของวงจรจะอยู่ระหว่างคลาสเอกับคลาสบี เมื่อนำไปใช้งานโดยต่อวงจรขยายในรูปแบบวงจรพุช-พูล สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจึงจะสมบูรณ์มากขึ้น วงจรขยายคลาสเอบีสามารถออกแบบให้มีกำลังขยายสัญญาณสูงได้โดยสัญญาณมีความเพี้ยนน้อย



รูปที่ 3.12 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรขยายคลาสเอบี

วงจรขยายสัญญาณคลาสซี (Class-C Amplifiers)

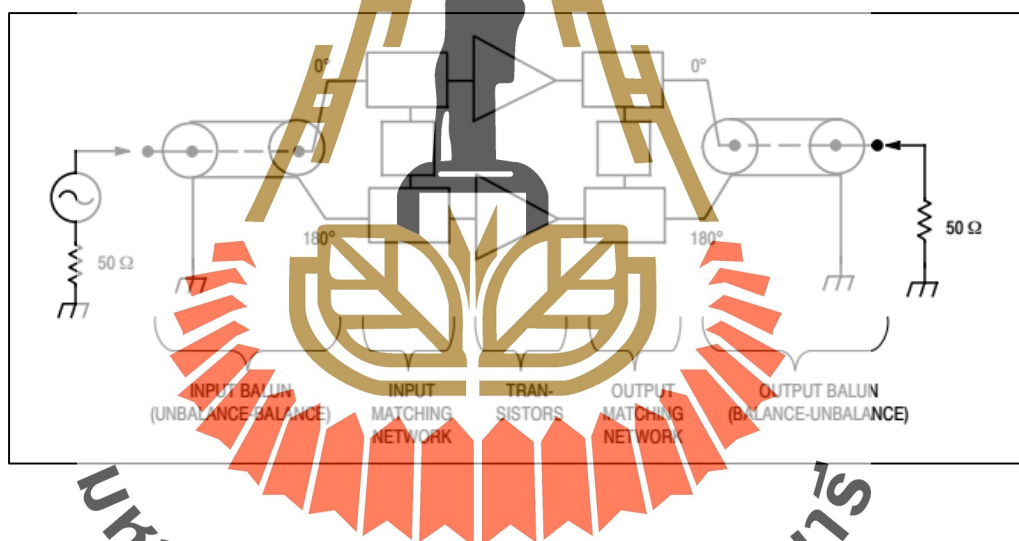
วงจรขยายสัญญาณคลาสซีเป็นวงจรที่มีจุดการทำงานต่ำกว่าจุดตัดของทรานซิสเตอร์ โดยการตั้งไบอัสให้เลยจุดตัดออกไปทำให้ทรานซิสเตอร์ขยายสัญญาณได้เพียงบางส่วนเท่านั้น (น้อยกว่า 180 องศา) ดังรูปที่ 3.13 ซึ่งทำให้วงจรขยายสัญญาณคลาสซีเกิดความไม่เป็นเชิงเส้นที่สูงมาก ส่งผลให้เกิดความบิดเบี้ยวของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตสูงมากเช่นกัน แต่ในขณะเดียวกันวงจรขยายคลาสซีให้กำลังขยายสูงและประสิทธิภาพมากกว่าวงจรขยายคลาสอื่น ๆ เหมาะสมกับการใช้งานสำหรับขยายสัญญาณในย่านความถี่วิทยุ



รูปที่ 3.13 แสดงลักษณะการทำงานของวงจรขยายคลาสซี

3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุสำหรับใช้งานกับการกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็ม

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ 3.4 ทำให้ทราบว่า วงจรขยายสัญญาณประเภทคลาสซีเป็น วงจรขยายสัญญาณที่ให้กำลังเอาต์พุต อัตราขยายกำลัง ประสิทธิภาพสูงกว่าคลาสอื่น ๆ อีกทั้งในการกระจายเสียงด้วยระบบเอฟเอ็มสัญญาณที่ส่งออกไปมีการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม (FM Modulation) ที่ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห้ตามขนาดของข่าวสาร จึงทำให้ไม่มีผลกระทบกับความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากวงจรขยายสัญญาณคลาสซี ดังนั้น โดยส่วนใหญ่แล้วการกระจายเสียงด้วยระบบเอฟเอ็มจึงเลือกใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซีทั้งหมด แต่ข้อเสียของคลาสซี คือ มีความไม่เป็นเชิงเส้นที่สูงมาก เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตเหมือนกัน ลักษณะทั่วไปของวงจรขยายสัญญาณที่ใช้งานกับความถี่วิทยุระบบเอฟเอ็มจะออกแบบวงจรขยายสัญญาณคลาสซีร่วมกับการทำงานแบบ พุช-พูล เพื่อให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวสามารถขยายสัญญาณคนละด้าน ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรขยายสัญญาณคลาสซีแบบพุช-พูล สำหรับความถี่วิทยุระบบเอฟเอ็ม

จากรูปที่ 3.14 แสดงโครงสร้างของภาคขยายสัญญาณที่ใช้งานกันทั่วไป โดยจะแบ่งองค์ประกอบออกเป็น 3 ส่วน คือ วงจรบาลัน (balun) วงจรแมตซ์เน็ตเวิร์ก (matching network) และส่วนของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ

วงจรขยายสัญญาณแบบ พุช-พูล ที่ใช้งานสำหรับความถี่วิทยุจะมีหลักการทำงาน คือ เมื่อมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุต วงจรบาลันจะทำหน้าที่แบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ทาง โดยที่ทางด้านเอาต์พุตของวงจรบาลันจะทำให้สัญญาณทั้ง 2 มีความต่างเฟสกัน 180 องศา นั่นคือ สัญญาณที่ 1 (0 องศา) เพื่อป้อนให้กับวงจรแมตซ์ทางด้านอินพุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 และสัญญาณที่ 2

(180 องศา) เพื่อป้อนให้กับวงจรแมตซ์ทางด้านอินพุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 หลังจากนั้น วงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัวทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้รับและทำให้เอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 มีขนาดของสัญญาณเท่ากันแต่ยังคงมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศาเท่าเดิม ซึ่งจะป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัวจะป้อนให้กับวงจรแมตซ์ทางด้านเอาต์พุตของแต่ละตัว วงจรบาร์ลันทางด้านเอาต์พุตจะทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ได้รับจากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัวเข้าด้วยกัน โดยสัญญาณตัวที่ 2 จะถูกทำให้เฟสเลื่อนไปอีก 180 องศาด้วยหลักการทำงานของวงจรบาร์ลันทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ได้รับจากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัวมีเฟสที่เท่ากัน เหมือนกับสัญญาณที่ป้อนเข้ามาทางด้านอินพุต

3.6 ผลกระทบของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่ไม่เป็นเชิงเส้น

วงจรขยายสัญญาณคลาสซีแบบ พูช-พูล สำหรับความถี่วิทยุระบบเอฟเอ็มที่ให้กำลังเอาต์พุต และมีประสิทธิภาพสูง อีกทั้งยังออกแบบเพิ่มความไม่เป็นเชิงเส้นในกับการกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม ซึ่งจะเห็นได้จากวงจรขยายสัญญาณคลาสซีแบบพูช-พูลมีการแบ่งการขยายสัญญาณอินพุตทางด้านซิกบวคและซิกลบก่อนที่จะนำกลับมารวมกันอีกครั้งที่ด้านเอาต์พุต แต่วงจรขยายสัญญาณดังกล่าวก็ยังคงมีความไม่เป็นเชิงเส้นที่สูงมาก จึงทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตและมีผลกระทบอื่น ๆ เป็นอย่างมาก รูปแบบการจำลองความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณคลาสซีสามารถเขียนแทนด้วยสมการที่ 3.10



รูปที่ 3.15 แบบจำลองของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณคลาสซี

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x(t)^2 + \alpha_3 x(t)^3 + \dots \tag{3-11}$$

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณอินพุตของระบบ

$y(t)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของระบบ

α คือ อัตราขยาย

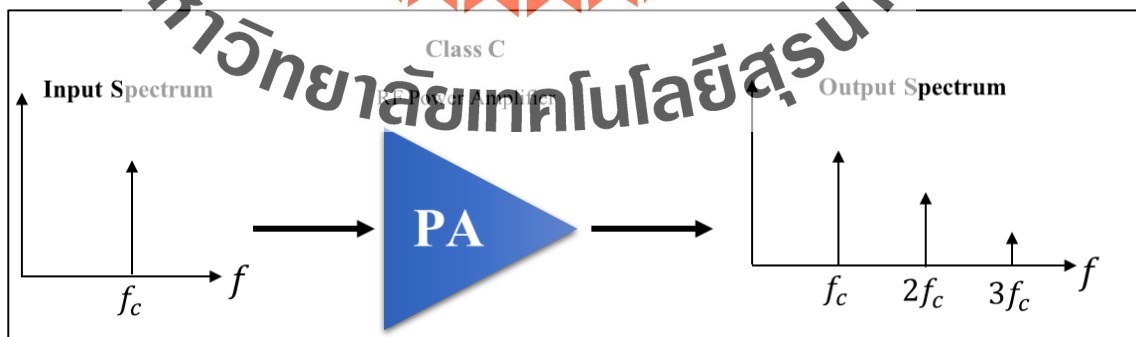
3.6.1 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากวงจรถ่ายสัญญาณคลาสซี

ผลกระทบของวงจรถ่ายสัญญาณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดให้นำมาใช้งานกับความถี่คลื่นพาห์ความถี่เดียว โดยกำหนดให้ $x(t) = A \cos(2\pi f_c t)$ เมื่อนำมาใช้งานกับระบบไม่เป็นเชิงเส้นจะได้ว่า

$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 (A \cos(2\pi f_c t)) + \alpha_2 (A \cos(2\pi f_c t))^2 + \alpha_3 (A \cos(2\pi f_c t))^3 + \dots \tag{3-12} \\ &= \alpha_1 (A \cos(2\pi f_c t)) + \alpha_2 A^2 \left\{ \frac{1}{2} (1 + \cos(2\pi 2f_c t)) \right\} + \\ &\quad \alpha_3 A^3 \left\{ \frac{1}{4} (3 \cos(2\pi f_c t) + \cos(2\pi 3f_c t)) \right\} + \dots \end{aligned}$$

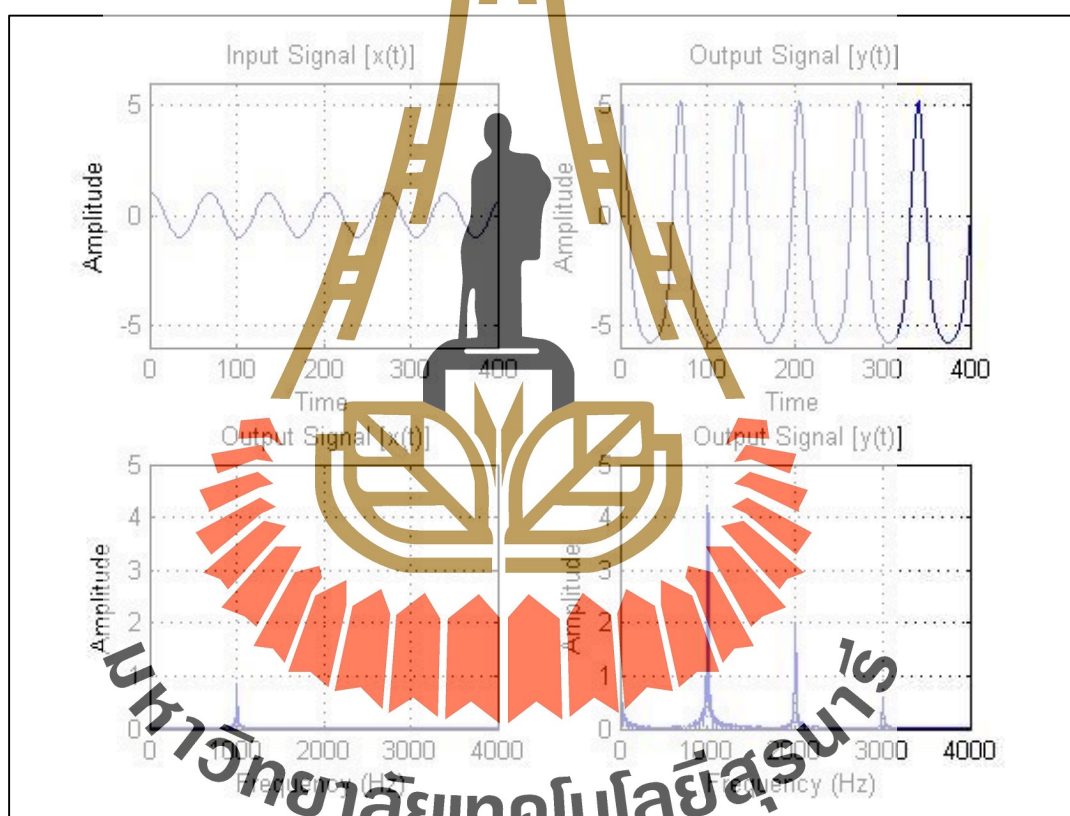
จะได้ว่าสัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ ของระบบสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2} \alpha_2 A^2 + \left(\alpha_1 A + \frac{3}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos(2\pi f_c t) + \left(\frac{1}{2} \alpha_2 A^2 \right) \cos(2\pi 2f_c t) \tag{3-13} \\ &\quad + \left(\frac{1}{4} \alpha_3 A^3 \right) \cos(2\pi 3f_c t) + \dots \end{aligned}$$



รูปที่ 3.16 ความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจากวงจรถ่ายที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ผลกระทบของวงจรถายสัญญาณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดให้นำมาใช้งานกับสัญญาณไซน์ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ จะเห็นได้ว่าก่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต กล่าวคือ ในทางโดเมนเวลา ลักษณะของรูปสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจากสัญญาณอินพุต และในทางโดเมนความถี่ ก่อให้เกิดความถี่อื่นนอกเหนือจากความถี่มูลฐาน 1000 เฮิรตซ์ของสัญญาณอินพุต ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากระบบนั้นจะมีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่มูลฐาน จะเรียกความถี่นี้ว่า ฮาร์โมนิก จากรูปจะเห็นได้ว่า วงจรถายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นสร้างสัญญาณที่มีความถี่ 2000 เฮิรตซ์ ($2f_c$) และความถี่ 3000 เฮิรตซ์ ($3f_c$) ความถี่ฮาร์โมนิกเป็นสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ที่อาจจะก่อให้เกิดการรบกวนการสื่อสารในย่านอื่น ๆ นอกเหนือจากที่ใช้งานอยู่ก็เป็นได้



รูปที่ 3.17 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณฮาร์โมนิกที่เกิดจากวงจรถายคลาสซี

3.6.2 อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถยายสัญญาณคลาสซี

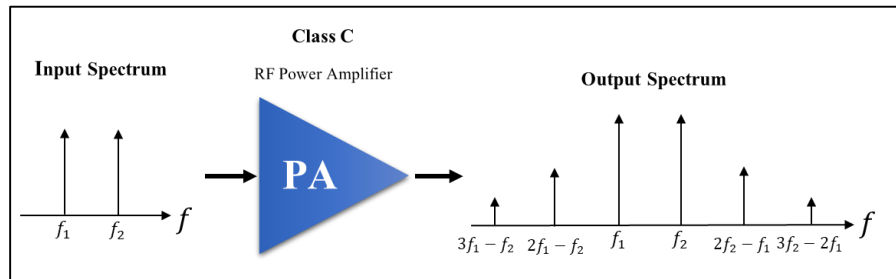
ผลกระทบของวงจรถยายสัญญาณที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นไม่ได้เกิดขึ้นเฉพาะสัญญาณฮาร์มอนิกเท่านั้น แต่ถ้าหากอินพุตของระบบมีความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ก็จะส่งผลให้วงจรถยายสัญญาณสร้างสัญญาณความถี่อื่น ๆ นอกเหนือจากความถี่ของสัญญาณที่ป้อนที่อินพุต ซึ่งเหตุการณ์นี้ว่า อินเตอร์มอดูเลชัน อินเตอร์มอดูเลชันเป็นปรากฏการณ์ธรรมชาติที่จะเกิดขึ้นเมื่อมีสัญญาณมากกว่า 2 สัญญาณและแต่ละสัญญาณมีความถี่ที่ไม่เท่ากัน ซึ่งเมื่อสัญญาณดังกล่าวรวมกันและถูกป้อนเข้าไปในระบบที่ไม่มีคามเชิงเส้นพร้อม ๆ กัน จะทำให้เกิดความถี่ใหม่ขึ้นมา นอกเหนือจากความถี่ดั้งเดิมที่ป้อนเข้าไปทางด้านอินพุต จากระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดให้ $x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)$ เมื่อแทนค่า $x(t)$ ลงในสมการที่ 3.11 แล้วความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต $x(t)$ และเอาต์พุต $y(t)$ ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \alpha_1 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + \\
 &\quad \alpha_2 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t))^2 + \\
 &\quad \alpha_3 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t))^3 + \dots \\
 y(t) &= \alpha_1 (A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + \\
 &\quad \alpha_2 (A_1^2 \cos^2(2\pi f_1 t) + 2(A_1 \cos(2\pi f_1 t) A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + A_2^2 \cos^2(2\pi f_2 t)) + \\
 &\quad \alpha_3 (A_1^3 \cos^3(2\pi f_1 t) + 3(A_1 \cos^2(2\pi f_1 t) A_2 \cos(2\pi f_2 t)) + \\
 &\quad \quad 3(A_1 \cos(2\pi f_1 t) A_2 \cos^2(2\pi f_2 t)) + A_2^3 \cos^3(2\pi f_2 t)) + \dots \\
 y(t) &= \alpha_1 [A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)] + \\
 &\quad \alpha_2 \left[A_1^2 \left(\frac{1}{2} (1 + \cos(2\pi 2f_1 t)) \right) + A_2^2 \left(\frac{1}{2} (1 + \cos(2\pi 2f_2 t)) \right) \right] + \\
 &\quad \quad + 2A_1 A_2 \cos(2\pi (f_1 + f_2)t) + 2A_1 A_2 \cos(2\pi (f_1 - f_2)t) \\
 &\quad \quad + \frac{A_1^3}{4} (3\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi 3f_1 t)) \\
 &\quad \quad + \frac{3A_1^2 A_2}{2} \left(\cos(2\pi f_2 t) + \left(\frac{1}{2} \cos(2\pi (2f_1 + f_2)t) \right) + \left(\frac{1}{2} \cos(2\pi (2f_1 - f_2)t) \right) \right) \\
 &\quad \quad + \frac{3A_1 A_2^2}{2} \left(\cos(2\pi f_1 t) + \left(\frac{1}{2} \cos(2\pi (2f_2 + f_1)t) \right) + \left(\frac{1}{2} \cos(2\pi (2f_2 - f_1)t) \right) \right) \\
 &\quad \quad + \frac{A_2^3}{4} (3\cos(2\pi f_2 t) + \cos(2\pi 3f_2 t)) \\
 &\quad + \dots
 \end{aligned}$$

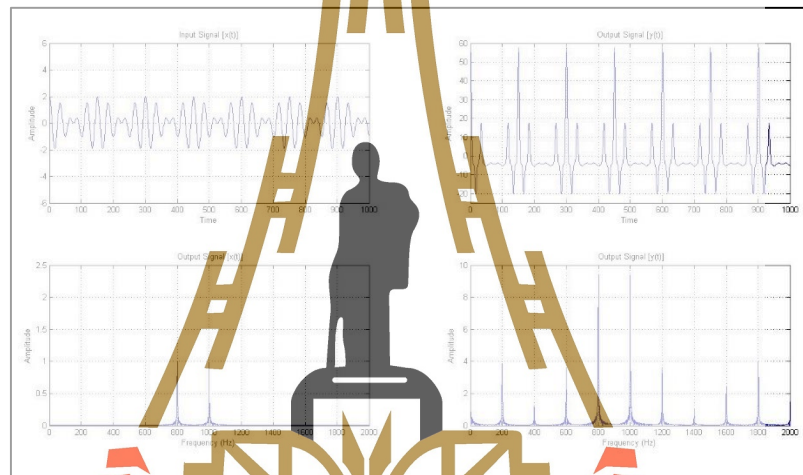
$$\begin{aligned}
 y(t) = & \alpha_1 [A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t)] + \\
 & \alpha_2 \left[\frac{A_1^2}{2} + \frac{A_1^2}{2} \cos(2\pi 2f_1 t) + \frac{A_2^2}{2} + \frac{A_2^2}{2} \cos(2\pi 2f_2 t) \right. \\
 & \left. + 2A_1 A_2 \cos(2\pi(f_1 + f_2)t) + 2A_1 A_2 \cos(2\pi(f_1 - f_2)t) \right] + \\
 & \alpha_3 \left[\frac{3A_1^3}{4} \cos(2\pi f_1 t) + \frac{A_1^3}{4} \cos(2\pi 3f_1 t) \right. \\
 & \left. + \left(\frac{3A_1^2 A_2}{2} \cos(2\pi f_2 t) + \left(\frac{3A_1^2 A_2}{4} \cos(2\pi(2f_1 + f_2)t) \right) \right) \right. \\
 & \left. + \left(\frac{3A_1^2 A_2}{4} \cos(2\pi(2f_1 - f_2)t) \right) \right] \\
 & + \left(\frac{3A_1 A_1^2}{2} \cos(2\pi f_1 t) + \left(\frac{3A_1 A_2^2}{4} \cos(2\pi(2f_2 + f_1)t) \right) \right) \\
 & \left. + \left(\frac{3A_1 A_2^2}{4} \cos(2\pi(2f_2 - f_1)t) \right) \right] \\
 & + \frac{3A_2^3}{4} \cos(2\pi f_2 t) + \frac{A_2^3}{4} \cos(2\pi 3f_2 t) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

จากสมการที่ 3.11 สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \left[\frac{\alpha_2 A_1^2}{2} + \frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \right] + & (3-14) \\
 & \left[\alpha_1 A_1 + \frac{3\alpha_3 A_1^3}{4} + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{2} \right] \cos(2\pi f_1 t) + \\
 & \left[\alpha_1 A_2 + \frac{3\alpha_3 A_2^3}{4} + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{2} \right] \cos(2\pi f_2 t) + \\
 & \left[\frac{\alpha_2 A_1^2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_1 t) + \left[\frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_2 t) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_1 + f_2)) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_2 + f_1)) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_1 - f_2)) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_2 - f_1)) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3 A_1^3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_1 t) + \left[\frac{\alpha_3 A_2^3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_2 t) + \dots
 \end{aligned}$$

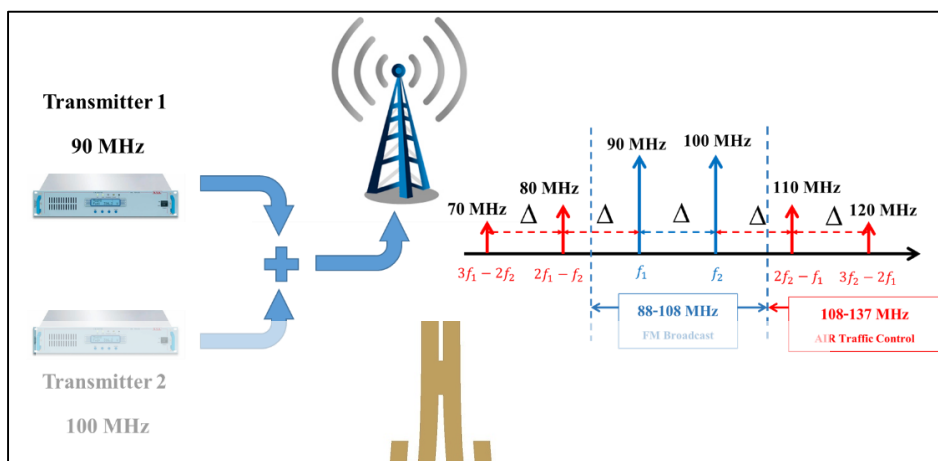


รูปที่ 3.18 อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถยายคลาสซี



รูปที่ 3.19 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถยายคลาสซี

จากภาพจะเห็นได้ว่าเมื่อระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นและมีอินพุต $x(t)$ ประกอบด้วย 2 ความถี่ f_1 และ f_2 รวมกันอยู่ในย่านวงจรที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้นทำให้ระบบดังกล่าวเกิดอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งจะสร้างความถี่ผลพลได้เป็นความถี่ผลบวกและผลต่างของ ความถี่ตั้งต้น ซึ่งสามารถคำนวณหาตำแหน่งของความถี่ของอินเตอร์มอดูเลชันได้จากสมการที่ 3.12 และรูปอธิบายตำแหน่งการเกิดความถี่ผลพลรูปที่ 3.18



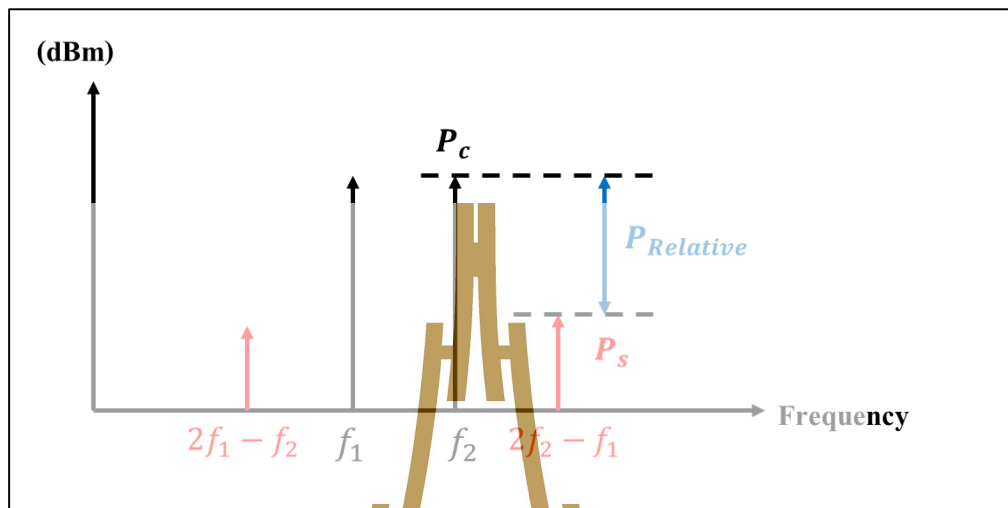
รูปที่ 3.20 แสดงการจำลองการออกอากาศของสถานีวิทยุกระจายเสียง 2 ความถี่พร้อมกัน

จากรูปที่ 3.20 แสดงการจำลองการออกอากาศของสถานีวิทยุกระจายเสียง 2 ความถี่พร้อมกัน คือ ความถี่ f_1 และความถี่ f_2 โดยทั่วไปเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงจะใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซีซึ่งวงจรขยายสัญญาณดังกล่าวไม่มีความเป็นเชิงเส้นอย่างมาก จึงส่งผลทำให้เกิดความถี่อินเตอร์มอดูเลชันส่งออกอากาศไปพร้อมกับความถี่ f_1 และความถี่ f_2 เนื่องจากวิทยุกระจายเสียงมีช่วงความถี่ 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์ จึงทำให้มีโอกาสสูงที่จะเมื่อเกิดความถี่อินเตอร์มอดูเลชันขึ้น จะทำให้แพร่ออกไปรบกวนช่วงความถี่ข้างเคียงที่มีการใช้งานอยู่แล้ว โดยเฉพาะอย่างยิ่งอาจจะไปรบกวนการสื่อสารระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดินที่มีการใช้งานช่วงความถี่ 108 - 137 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่อยู่ติดกันกับย่านความถี่วิทยุกระจายเสียง

3.6.3 การวัดระดับสัญญาณของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน

ตามประกาศคณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ เรื่อง หลักเกณฑ์การวัดค่าสัมประสิทธิ์การบิดเบือนของสถานีทดลองประกอบกิจการวิทยุกระจายเสียง ลงวันที่ 26 กุมภาพันธ์ 2559 ระบุลักษณะทางเทคนิคขั้นต่ำของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงสำหรับการทดลองประกอบกิจการวิทยุกระจายเสียง ซึ่งมีการใช้งานในย่านความถี่วิทยุ 88.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 108.00 เมกะเฮิร์ตซ์ และห้ามมิให้มีความถี่แปลกปลอมแพร่ออกไปนอกเหนือย่านความถี่วิทยุกระจายเสียง โดยระดับของการแพร่แปลกปลอมของสถานีทดลองประกอบกิจการวิทยุกระจายเสียง โดยการเปรียบเทียบระหว่างกำลังของคลื่นพาห์ (P_s) และกำลังของการแพร่แปลกปลอม (P_c) โดยกำลังของการแพร่แปลกปลอม ($P_{Relative}$) จะต้องได้มากกว่า 70 dBc ดังแสดงในรูปที่ 3.21

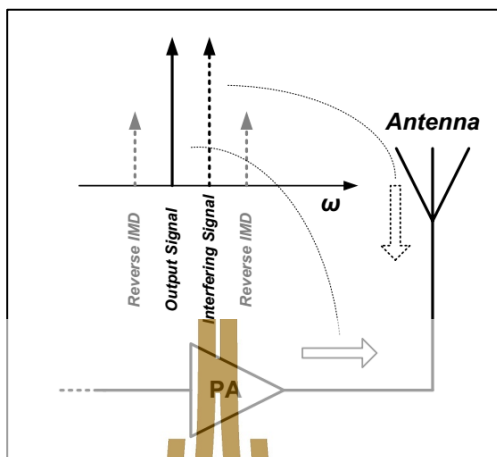
$$P_{Relative}(dBc) = P_c(dBm) - P_s(dBm) \quad (3-15)$$



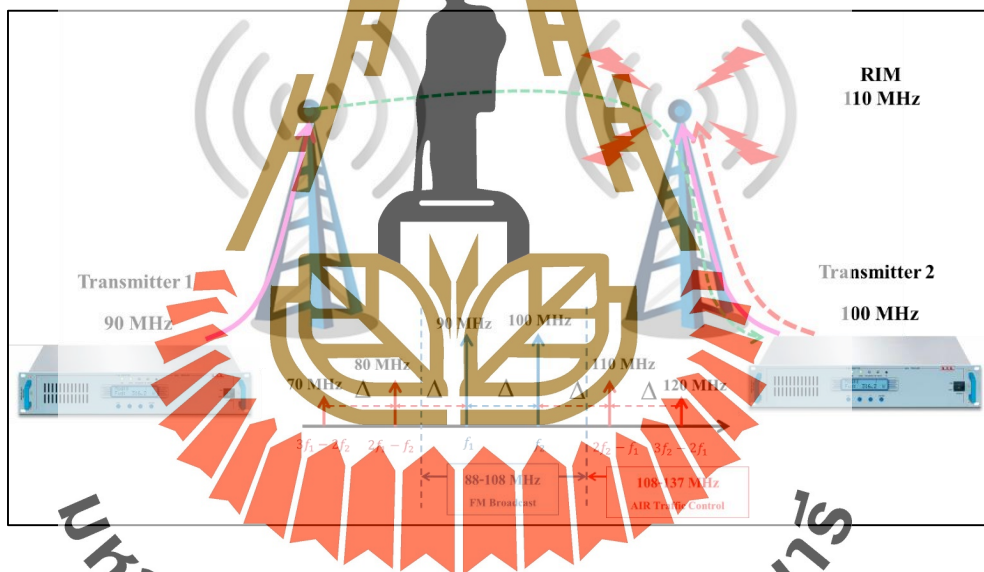
รูปที่ 3.21 ระดับของการวัดแอมพลิจูดของสถานีทดลองประกอบกิจการวิทยุกระจายเสียง

3.7 ปฏิกิริยารีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

โดยทั่วไปแล้วคลื่นความถี่ที่ใช้ในงานในกิจการวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มจะส่งคลื่นความถี่ตั้งแต่ 88.00 – 108.00 เมกะเฮิร์ตซ์ เท่านั้น เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าวงจรรขยายกำลังส่งของการกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย คือ วงจรรขยายสัญญาณคลาสซี ซึ่งมีประสิทธิภาพการใช้งานมากกว่าประเภทอื่น ๆ แต่ในขณะที่เดียวกันก็มีความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเช่นกัน การบิดเบี้ยวของสัญญาณที่เกิดจากอินเตอร์มอดูเลชัน เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายสัญญาณคลาสซีไม่ได้เกิดขึ้นจากการที่มีสัญญาณที่มีความถี่อื่นพดมากกว่า 1 ความถี่ป้อนให้กับระบบอย่างเดียวนั่น แต่ถ้าหากมีสถานีวิทยุกระจายเสียงมากกว่า 2 สถานีอยู่ในบริเวณใกล้เคียงกันหรือสายอากาศอยู่ในตำแหน่งเดียวกันก็อาจเกิดปฏิกิริยารีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน (Reverse Intermodulation : RIM) ดังรูปที่ 3.22 และรูปที่ 3.23 ทำให้สร้างความถี่แปลกปลอมออกไปรบกวนย่านความถี่อื่น ๆ ได้



รูปที่ 3.22 จำลองการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน



รูปที่ 3.23 จำลองสถานการณ์ของสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม
ที่ก่อให้เกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

3.7.1 วิเคราะห์การเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของของสถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่อยู่ใกล้กัน 2 สถานี

ในสถานการณ์จริงวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุเป็นอุปกรณ์ภาคสุดท้ายของระบบกระจายสัญญาณ ซึ่งโดยปกติแล้วการกระจายสัญญาณของสถานีวิทยุกระจายเสียงจะใช้งานกับคลื่นพาห์เพียงความถี่เดียวเท่านั้นส่งกระจายออกไป แต่เนื่องจากสายอากาศที่ทำหน้าที่กระจายสัญญาณจากวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุไม่ได้ทำหน้าที่เฉพาะส่งสัญญาณออกไปยังภายนอกเท่านั้น แต่ยังสามารถรับสัญญาณอื่น ๆ จากภายนอกที่ย้อนเข้ามาในระบบได้อีกด้วย ดังนั้นถ้าหากมีสถานีวิทยุกระจายเสียงมากกว่า 2 สถานีอยู่ในบริเวณใกล้เคียงกันหรือสายอากาศอยู่ในตำแหน่งเดียวกัน และทำให้ความถี่ของสถานีวิทยุที่ 1 สามารถแพร่ไปยังสายอากาศของสถานีวิทยุที่ 2 ได้ ซึ่งจะทำให้สัญญาณดังกล่าวแพร่เข้าไปในเครื่องส่งวิทยุจนถึงภาคขยายสัญญาณ จนกระทั่งทำให้ภาคขยายสัญญาณสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันขึ้นมาและส่งออกอากาศผ่านสายอากาศต้นเดิม ซึ่งเรียกเหตุการณ์เช่นนี้ว่ารีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ผลกระทบของรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน คือ สร้างสัญญาณแปลกปลอมออกไปรบกวนย่านความถี่ใช้งานอื่น ๆ ดังรูปที่ 3.24 (ในปัจจุบันสำนักงาน กสทช. ได้กำหนดให้วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มใช้งานที่ความถี่ตั้งแต่ 88.00 – 108.00 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้น หากมีสัญญาณความถี่อื่น ๆ ที่เกินออกไป ให้ถือว่าเป็นสัญญาณแปลกปลอมทั้งหมด) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านการสื่อสารวิทยุการบิน



รูปที่ 3.24 การเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

บทที่ 4

วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ และการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

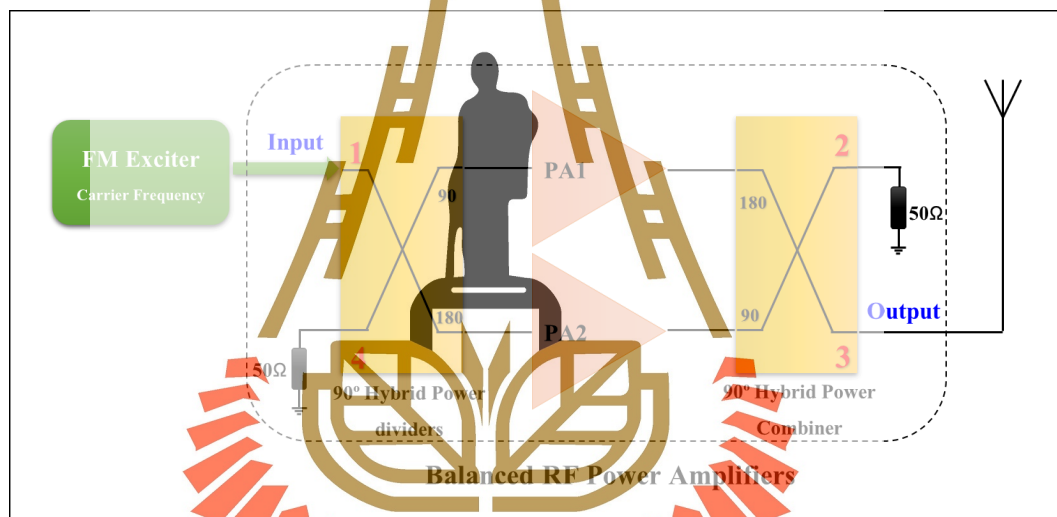
4.1 กรอบแนวความคิดงานวิจัย

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอวิธีการป้องกันการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันหลากหลายวิธีการ อาทิเช่น การป้องกันไม่ให้สายอากาศสามารถรับสัญญาณอื่นย้อนเข้ามาในระบบได้ โดยการใช้สายอากาศที่มีแถบความถี่แคบ (Narrow Band Antenna) หรือติดตั้งอุปกรณ์ที่สามารถป้องกันไม่ให้สัญญาณย้อนเข้ามาในวงจรรขยายกำลังได้ เช่น วงจรรองความถี่ผ่านแถบ (Band Pass Filter) ที่จะยอมให้สัญญาณผ่านไปได้เพียงความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น ส่วนความถี่อื่น ๆ จะลดทอนความแรงของสัญญาณลง ไปหรืออุปกรณ์ที่สามารถควบคุมทิศทางของสัญญาณ เช่น อุปกรณ์ Circulator ที่สามารถบังคับทิศทางของสัญญาณให้ออกไปในทิศทางที่ต้องการได้ เป็นต้น แต่เนื่องด้วยขีดจำกัดของความสามารถของตัวอุปกรณ์ที่จะต้องนำมาใช้งานกับอุปกรณ์ที่มีกำลังส่งสูงจะต้องขนาดใหญ่ ต้องสามารถทนความร้อนได้ดี ลดทอนสัญญาณที่ย้อนเข้ามาได้เป็นอย่างดี แต่ข้อเสียของวงจรรองผ่านแถบ คือ มีขนาดใหญ่ จำเป็นต้องกับเครื่องส่งวิทยุที่ภายนอกและเมื่อความถี่ที่ต้องการให้ผ่านและความถี่ที่ต้องการจะลดทอนเป็นความถี่ใกล้เคียง ๆ กัน จะทำให้ประสิทธิภาพของอุปกรณ์ดังกล่าวลดลง ทำให้ไม่สามารถลดการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้อีกทั้งการลดทอนความถี่ที่ไม่ต้องการจะเปลี่ยนจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นพลังงานความร้อนทำให้ตัววงจรรองเองสร้างปัญหาเรื่องความร้อนตามมาอีกด้วย

ดังนั้นงานวิจัยนี้ได้เปลี่ยนแนวคิดไปจากการป้องกันสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกจนทำให้เกิดสัญญาณแปลกปลอมส่งออกไป ซึ่งจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์ที่ต่อเพิ่มเติมที่ภายนอกวงจรรขยายกำลังที่ตั้งไว้แล้วข้างต้น ทางผู้วิจัยจึง ได้นำเสนอและออกแบบวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (balanced RF power amplifiers) ด้วยเทคนิคการป้อนกลับของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกซึ่งจะสามารถลดทอนสัญญาณแปลกปลอมที่ออกจากวงจรรขยายกำลังของเครื่องส่งวิทยุ โดยที่ไม่จำเป็นต้องติดตั้งอุปกรณ์อื่น ๆ เพิ่มเติมที่ภายนอกเครื่องส่งวิทยุหรือเครื่องขยายกำลังความถี่วิทยุ

4.2 การทำงานของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เป็นหนึ่งในวงจรถยายสัญญาณสำหรับย่านวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่มีการใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน ภายในโครงสร้างของวงจรถยายประกอบด้วย วงจรถยายสัญญาณที่มีคุณลักษณะเหมือนกัน 2 วงจรทำงานแบบขนานกันดังรูปที่ 4.1 สัญญาณอินพุตจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยอุปกรณ์แบ่งสัญญาณ (Hybrid power divider) เพื่อป้อนให้กับวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 วงจร สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกนำมารวมกันด้วยอุปกรณ์รวมสัญญาณ (Hybrid power combiner) และสัญญาณเอาต์พุตรวมจะไปออกยังพอร์ตที่ 3 ของอุปกรณ์รวมสัญญาณ เพื่อที่จะส่งกำลังเอาต์พุตออกไปยังสายอากาศเพื่อส่งสัญญาณกระจายเสียงออกไป

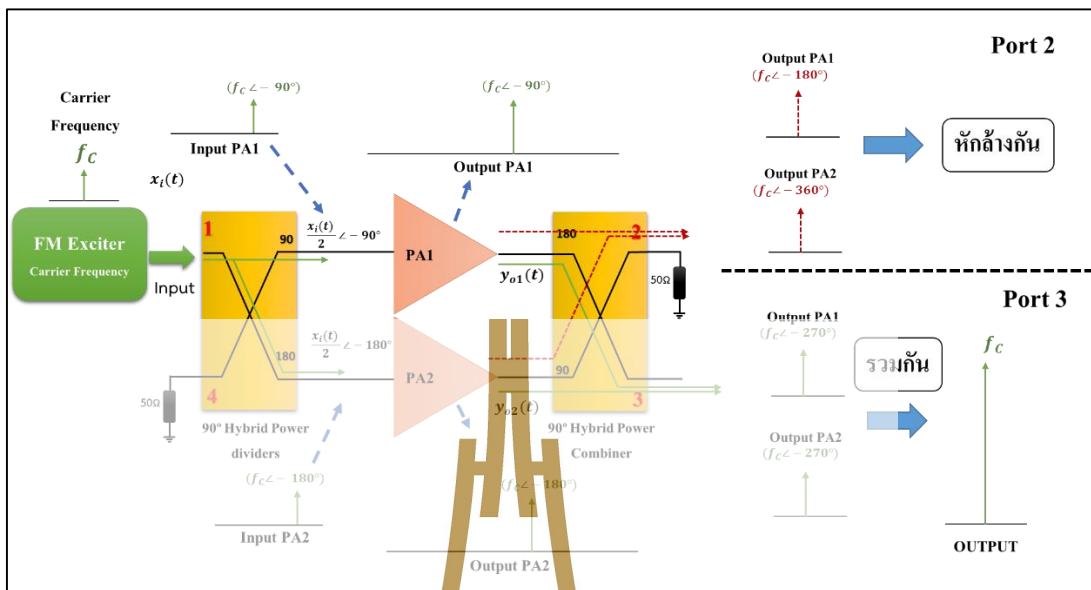


รูปที่ 4.1 วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

โครงสร้างวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ประกอบด้วย วงจรถยายสัญญาณ 2 วงจร ที่มีคุณลักษณะเหมือนกันและทำงานแบบขนานกัน โดยสัญญาณที่ป้อนให้กับวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 ที่มีความแรงสัญญาณเท่ากัน แต่เฟสต่างกัน โดยที่เฟสของสัญญาณอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 2 จะล่าช้ากว่าสัญญาณอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 อยู่ 90 องศา ดังที่แสดงตามรูปที่ 4.1 สัญญาณอินพุตจะป้อนที่พอร์ตที่ 1 ของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ ซึ่งสัญญาณอินพุตจะสร้างขึ้นโดยเครื่องกำเนิดสัญญาณวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม (FM Exciter) ซึ่งออกอากาศที่ความถี่หลัก f_c สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกนำมารวมกันด้วยอุปกรณ์รวมสัญญาณ (Hybrid power combiner) และสัญญาณเอาต์พุตรวมจะไปออกยัง

พอร์ตที่ 3 ของอุปกรณ์รวมสัญญาณ ซึ่งจากหลักการการทำงานของอุปกรณ์รวมสัญญาณจะที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 จะมีเฟสล่าช้ากว่าวงจรถยายสัญญาณที่ 2 อยู่ 90 องศา ทำให้มีเฟสของ

วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ประกอบด้วย พอร์ต 1 คือ อินพุตของระบบ พอร์ต 3 คือ เอาต์พุตของระบบ พอร์ต 2 และพอร์ต 4 คือ พอร์ตที่ไม่มีสัญญาณใด ๆ ออกมา ซึ่งจะเรียกพอร์ตนี้ว่า พอร์ต Isolate หลักการทำงานของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ คือ เมื่อป้อนสัญญาณความถี่หลัก (f_c) ที่พอร์ต 1 ของระบบ อุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ทางด้านอินพุตจะแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ทางเพื่อป้อนให้กับวงจรถยายสัญญาณที่ 1 และ 2 ซึ่งที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 เมื่อสัญญาณความถี่หลักผ่านอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ขนาดของสัญญาณจะลดลงครึ่งหนึ่ง (-3 dB) และมีเฟสของสัญญาณช้าลง -90 องศา วงจรถยายสัญญาณที่ 2 จะทำงานในลักษณะเช่นเดียวกันแต่เฟสของสัญญาณความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรถยายสัญญาณที่ 2 จะมีเฟสช้าลง -180 องศา (สัญญาณทั้ง 2 มีเฟสต่างกัน 90 องศาตามทฤษฎีของไฮบริดคัปเปิลเลอร์) เอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกรวมสัญญาณด้วยไฮบริดคัปเปิลเลอร์ โดยที่เอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 3 ของระบบ ทำให้มีเฟสช้าลง -180 องศา (จากเดิม -90 องศา รวมแล้วเป็น -270 องศา) และเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 3 ของระบบ ทำให้มีเฟสช้าลง -90 องศา (จากเดิม -180 องศา รวมแล้วเป็น -270 องศา) ดังนั้นจะเห็นว่าที่พอร์ต 3 ของระบบสัญญาณจากวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 ที่มีเฟสตรงกัน (in-phase) ซึ่งสามารถรวมสัญญาณทั้ง 2 สัญญาณได้ ในลักษณะเดียวกันเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบทำให้มีเฟสช้าลง -90 องศา (จากเดิม -90 องศา รวมแล้วเป็น -180 องศา) และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบทำให้มีเฟสช้าลง -180 องศา (จากเดิม -180 องศา รวมแล้วเป็น -360 องศา) ซึ่งจะเห็นว่าที่พอร์ต 2 ของระบบสัญญาณจากวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 ที่มีเฟสตรงกันข้าม (out-of-phase) ส่งผลให้ความถี่หลัก f_c หักล้างกันที่พอร์ต 2 นั่นคือตามทฤษฎีแล้วจะไม่มีสัญญาณใด ๆ ส่งออกไป แต่ถ้าหากยังมีสัญญาณหลงเหลือออกไปที่พอร์ต 2 จะถูกกำจัดทิ้งไป



รูปที่ 4.2 หลักการทำงานวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

4.3 วิเคราะห์วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิดแอมพลิจูดมอดูเลชัน

ในงานวิจัยนี้ได้ประยุกต์ใช้งานวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ในการลดทอนสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน โดยเมื่อเกิดสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันจากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจรจะหักล้างกันที่เอาต์พุตของระบบทำให้สามารถกำจัดสัญญาณแปลกปลอมโดยไม่ต้องอาศัยอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณที่จะเข้ามาจากภายนอก ด้วยเทคนิคนี้จะทำให้วงจรลดอุปกรณ์ที่จะต้องใส่เพิ่มในระบบ ลดอัตราการสูญเสียกำลังที่เกิดขึ้นที่อุปกรณ์ที่นำมาต่อเพิ่มเข้าไปในระบบ ลดขนาดของอุปกรณ์ที่สามารถรวมอยู่ในเครื่องส่งเครื่องเดียวได้

จากรูปที่ 4.3 เมื่อวิเคราะห์สถานการณ์การเกิดสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันกับวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อสัญญาณวิทยุ 2 สัญญาณออกอากาศในบริเวณใกล้เคียงกัน ซึ่งจะทำให้มีสัญญาณจากสถานีข้างเคียงสามารถย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณได้ ดังนั้นเมื่อมีสัญญาณย้อนเข้ามาทางสายอากาศในทิศทางย้อนกลับ กำหนดให้เป็น $S_R(t)$ สัญญาณที่ย้อนกลับมาก็จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนที่มีเฟสต่างกัน 90 องศาตามหลักการทำงานของอุปกรณ์รวมสัญญาณที่อยู่ทางด้านเอาต์พุตก่อนที่จะแพร่ไปยังวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจรภายใน ดังนั้นสามารถนิยามสมการของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ด้วยสมการดังนี้

สัญญาณที่ย้อนเข้ามาที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1

$$\frac{KS_R(t)}{2} \angle -180^\circ = K \left[\frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) \right] \quad (4-1)$$

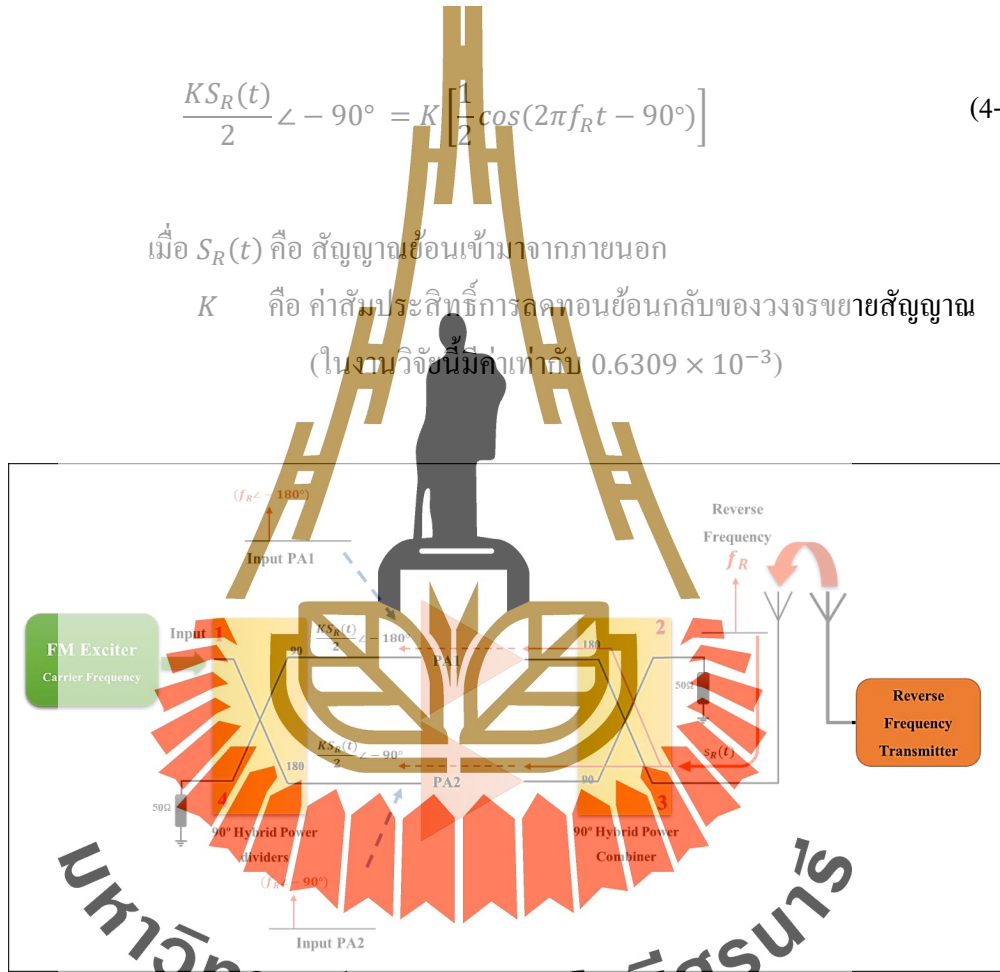
และสัญญาณที่ย้อนเข้ามาที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 2

$$\frac{KS_R(t)}{2} \angle -90^\circ = K \left[\frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 90^\circ) \right] \quad (4-2)$$

เมื่อ $S_R(t)$ คือ สัญญาณย้อนเข้ามาจากภายนอก

K คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนย้อนกลับของวงจรถยายสัญญาณ

(ในงานวิจัยนี้มีค่าเท่ากับ 0.6309×10^{-3})

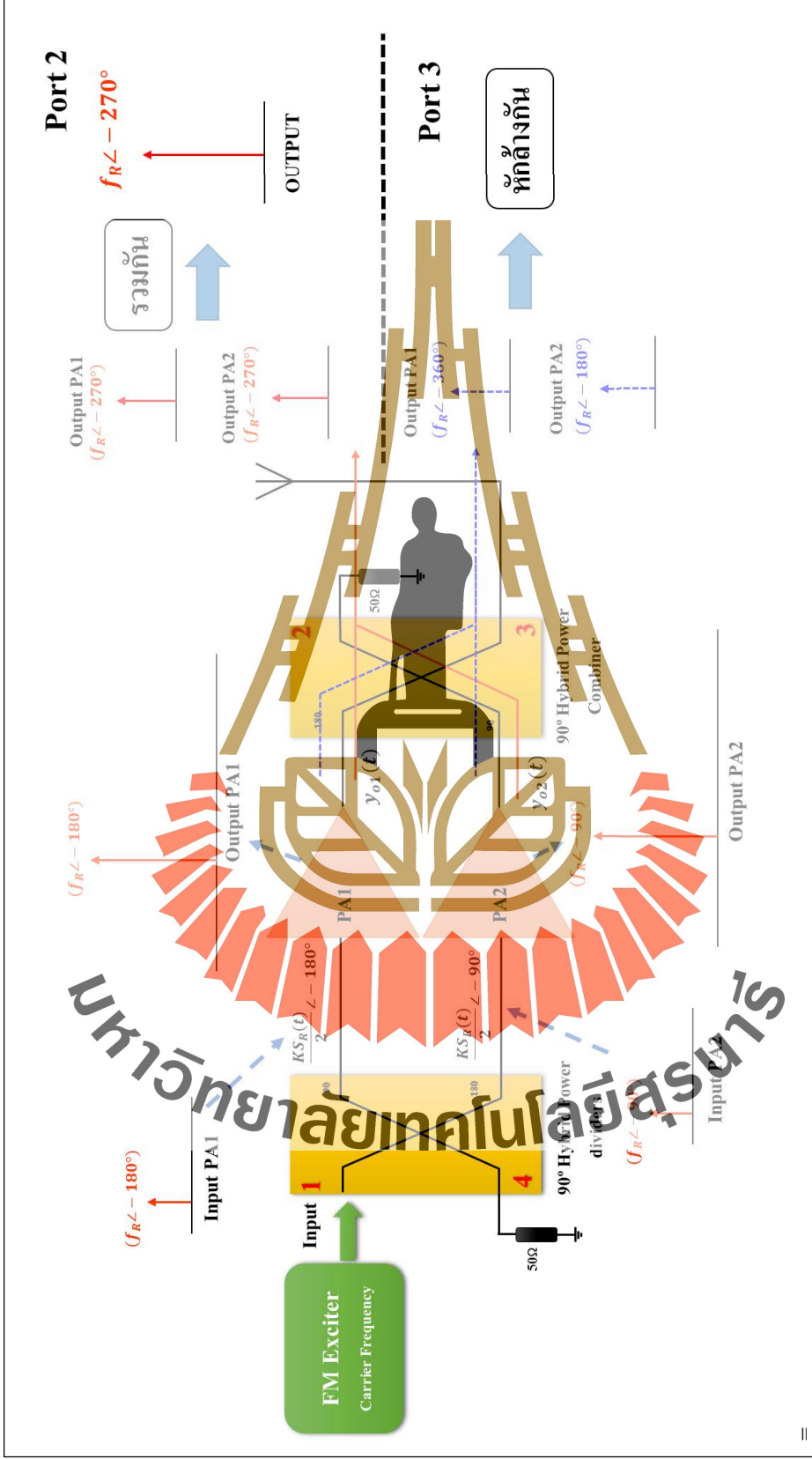


รูปที่ 4.3 สถานการณ์การเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันกับวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

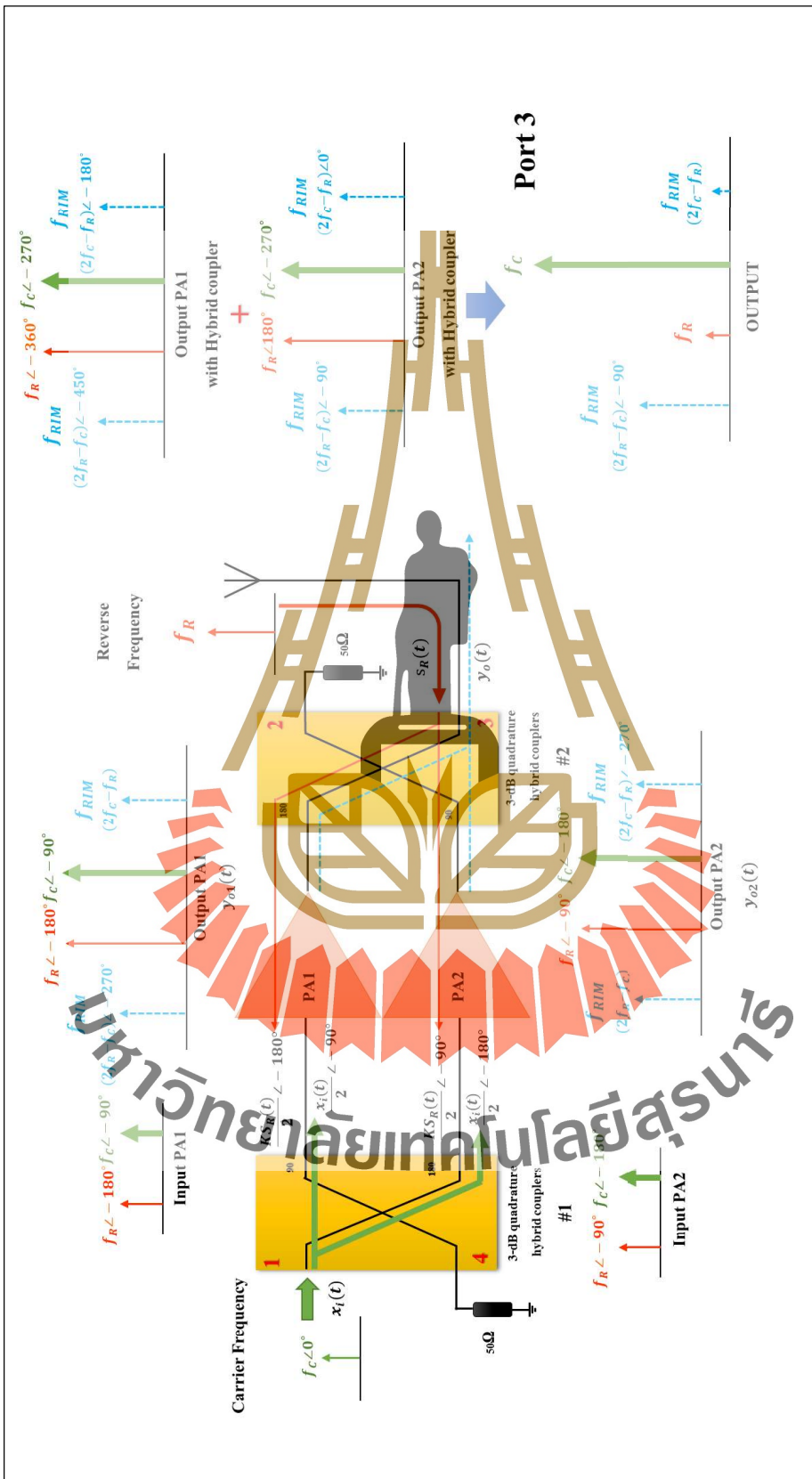
จากรูปที่ 4.4 พบว่าสัญญาณย้อนกลับหรือ $S_R(t)$ ย้อนเข้ามาถึงอินพุตของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ดังที่ได้แสดงในสมการที่ 4.1 และสมการที่ 4.2 ซึ่งวงจรถยายสัญญาณจะขยายสัญญาณย้อนกลับทั้ง 2 ด้วยเช่นกัน จากรูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อสัญญาณย้อนกลับถูกขยายสัญญาณจากวงจรถยายสัญญาณที่ 1 และ 2 แล้วนั้น เอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกรวมสัญญาณด้วยไฮบริดคัปเปิลเลอร์ ซึ่งเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่าน

ไฮบริดคัปเปิลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบ ทำให้มีเฟสช้าลง -90 องศา (จากเดิม -180 องศา รวมแล้วเป็น -270 องศา) และเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบ ทำให้มีเฟสช้าลง -180 องศา (จากเดิม -90 องศา รวมแล้วเป็น -270 องศา) ทำให้ที่พอร์ต 2 ของระบบมีสัญญาณที่มีเฟสตรงกัน (in-phase) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณย้อนกลับจากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 จะไปรวมกันไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ ในขณะเดียวกันเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลอร์ไปยังพอร์ต 3 ของระบบทำให้มีเฟสช้าลง -180 องศา (จากเดิม -180 องศา รวมแล้วเป็น -360 องศา) และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลอร์ไปยังพอร์ต 3 ของระบบทำให้มีเฟสเพิ่มช้าลง -90 องศา (จากเดิม -90 องศา รวมแล้วเป็น -180 องศา) ซึ่งจะเห็นว่าที่พอร์ต 3 ของระบบสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 มีเฟสตรงกันข้าม (out-of-phase) ส่งผลให้สัญญาณย้อนกลับหักล้างกันที่พอร์ต 3 นั่นคือ จะไม่มีสัญญาณใด ๆ ส่งออกไปยังสายอากาศ





รูปที่ 4.4 วิเคราะห์สัญญาณย้อนกลับในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์



รูปที่ 4.5 วิเคราะห์วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบแบนด์พาสพอร์ต 3 เมื่อเกิดเวรชันเตอร์มอดูเลชัน

จากการหลักการทำงานของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ แสดงดังรูปที่ 4.5 รูปที่ 4.4 กำหนดให้สัญญาณอินพุตของระบบกำหนดให้เป็น $x_i(t)$ โดยที่มีความถี่ใช้งาน คือ f_c ดังนั้นเมื่อสัญญาณอินพุตดังกล่าวผ่านอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลอร์ทำให้สัญญาณถูกแบ่งออกเป็น 2 ทางเพื่อป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณที่ 1 และวงจรขยายสัญญาณที่ 2 สามารถเขียนสมการแทนสัญญาณที่ไปถึงอินพุตของวงจรขยายสัญญาณได้ดังนี้

สัญญาณความถี่ f_c ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1

$$\frac{x_i(t)}{2} \angle -90^\circ = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t - 90^\circ) \quad (4-3)$$

และสัญญาณความถี่ f_c ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2

$$\frac{x_i(t)}{2} \angle -180^\circ = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t - 180^\circ) \quad (4-4)$$

เมื่อเราพิจารณาสัญญาณที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจร พบว่าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 จะประกอบไปด้วยสัญญาณที่มาจาก 2 ทางรวมกัน นั่นคือ สัญญาณจากอินพุตของระบบ $x_i(t)$ และสัญญาณย้อนเข้ามาจากภายนอก นั่นคือ $S_R(t)$ ดังนั้นสามารถแสดงสมการของสัญญาณอินพุตของวงจรทั้ง 2 วงจรได้ดังนี้

สัญญาณ ณ ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1

$$\frac{x_i(t)}{2} \angle -90^\circ + \frac{S_R(t)}{2} \angle -180^\circ \quad (4-5)$$

$$= \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t - 90^\circ) \right\} + \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) \right\} \quad (4-6)$$

และ

$$\frac{x_i(t)}{2} \angle -180^\circ + \frac{KS_R(t)}{2} \angle -90^\circ \quad (4-7)$$

$$= \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_C t - 90^\circ) \right\} + \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) \right\} \quad (4-8)$$

เมื่อนำสัญญาณที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 แทนในสมการของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (สมการที่ 3.11) ที่ได้นำมาพิจารณาหาอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ดังนั้นกำหนดให้อาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 แทนด้วย $y_{o1}(t)$ และอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 แทนด้วย $y_{o2}(t)$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$y_{o1}(t) = [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) + \quad (4-9)$$

$$\left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t - 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t) + \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_C t - 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 180^\circ) + \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R)) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t - 180^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t - 270^\circ) + \dots$$

$$y_{o2}(t) = [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t - 90^\circ) + \quad (4-10)$$

$$\left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t - 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t - 180^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_C t) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C)) + \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t - 270^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t - 180^\circ) + \dots$$

จากหลักการทำงานของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกนำมารวมกันด้วยอุปกรณ์รวมสัญญาณ (Hybrid power combiner) ซึ่งเอาต์พุตรวมของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 จะถูกรวมกันไปออกยังพอร์ตที่ 3 ของระบบ โดยที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 จะทำให้เฟสถูกเลื่อนออกไป 180 องศา ในขณะที่เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 จะทำให้เฟสถูกเลื่อนออกไป 90 องศา จากสมการที่ 4.11 และ 4.12 ที่จะแสดงเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจรของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ และเมื่อพิจารณาเฉพาะในเทอมของอินเตอร์มอดูเลชันออเคอร์ที่ 3 ($2f_C - f_R$) พบว่าอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 กับอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 มีเฟสต่าง 180 องศา ซึ่งจะส่งผลทำให้อินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 หักล้างกัน นั่นคือไม่มีสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมาจากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์นั่นเอง ผลรวมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 และ 2 สามารถแสดงได้จากสมการดังนี้

เอาต์พุตของของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านอุปกรณ์รวมสัญญาณไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ

$$y_{o1}(t) - 180^\circ = \left[\alpha_2 \right] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t - 360^\circ) + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t - 270^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t - 180^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_C t - 360^\circ) + \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 360^\circ) + \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 180^\circ) + \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 270^\circ) + \left[\frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(f_R + f_C) - 360^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t - 360^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t - 90^\circ) + \dots \quad (4-11)$$

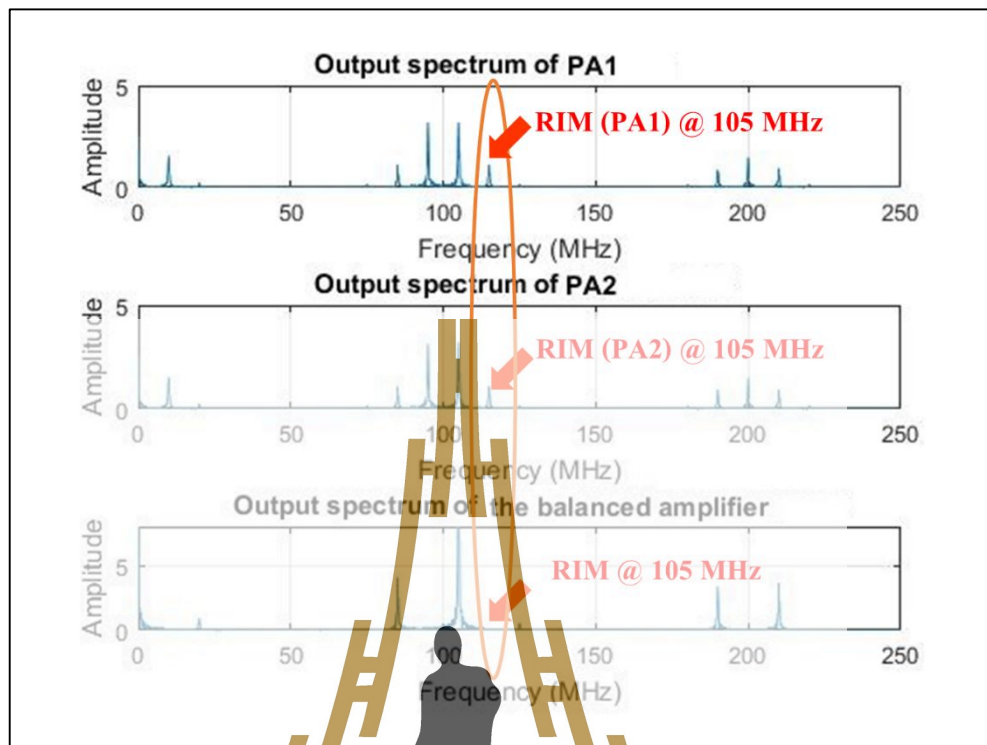
เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านอุปกรณ์รวมสัญญาณไปออกยังพอร์ตที่ 3 ของระบบ

$$\begin{aligned}
 y_{o2}(t) - 90^\circ = & [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) + \\
 & \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t - 270^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_C t - 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t - 360^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t - 270^\circ) + \dots
 \end{aligned} \tag{4-12}$$

ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ คือ

$$\begin{aligned}
 y_o(t) = & 2\alpha_2 + 2 \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t - 270^\circ) + \\
 & \alpha_2 \cos(2\pi 2f_C t - 90^\circ) + \alpha_2 \cos(2\pi 2f_R t - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t - 360^\circ) + \dots
 \end{aligned} \tag{4-13}$$

จากสมการที่ 4.13 ที่แสดงเอาต์พุตที่พอร์ต 3 ของระบบ $y_o(t)$ จะเห็นว่าความถี่ในเทอมของความถี่ f_C มีเฟสที่ตรงกันทำให้สามารถรวมกำลังกันได้ เมื่อพิจารณาเทอมของอินเตอร์มอดูเลชันออเดอร์ที่ 3 ($2f_C - f_R$) และความถี่ f_R พบว่าระบบทำให้สัญญาณมีเฟสที่ตรงกันข้ามกัน ทำให้หักล้างกันซึ่งจะทำให้ไม่มีสัญญาณแพร่ออกไปจากพอร์ต 3 ของระบบ เมื่อจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยกำหนดให้ $f_C = 1000$ เฮิรตซ์และให้ $f_R = 900$ เฮิรตซ์ สามารถแสดงสเปกตรัมของแบบจำลองได้ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

ในลักษณะเดียวกันเมื่อวิเคราะห์สัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบทำให้มีเฟสช้าลง -90 องศา ดังแสดงในสมการที่ 4.14 และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ไปยังพอร์ต 2 ของระบบทำให้มีเฟสช้าลง -180 องศา ดังแสดงในสมการที่ 4.15 ดังนั้นผลรวมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 และ 2 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของพอร์ตที่ 2 ซึ่งจะมีขนาดเล็กสัญญาณย้อนกลับออกมาจากพอร์ตดังกล่าว ซึ่งในงานวิจัยนี้จะได้นำสัญญาณย้อนกลับที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ป้อนกลับมายังอินพุตของระบบ ซึ่งสามารถแสดงสัญญาณย้อนกลับที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ได้จากสมการดังนี้

เอาต์พุตของของวงจรขยายสัญญาณที่ 1 เมื่อผ่านอุปกรณ์รวมสัญญาณไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ

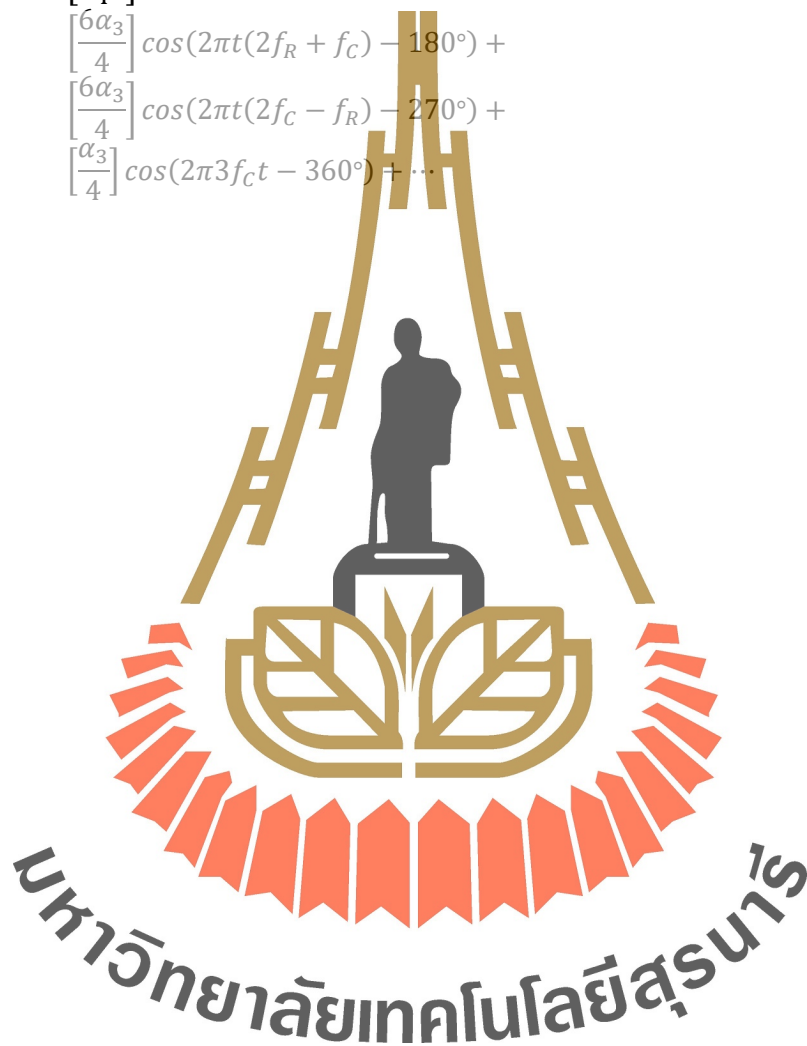
$$\begin{aligned}
 y_{o1}(t) - 90^\circ = & [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi f_R t - 270^\circ) + \\
 & \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi f_C t - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_2}{2}\right] \cos(2\pi 2f_R t - 90^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2}\right] \cos(2\pi 2f_C t - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi 3f_R t - 270^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi 3f_C t - 360^\circ) + \dots
 \end{aligned} \tag{4-14}$$

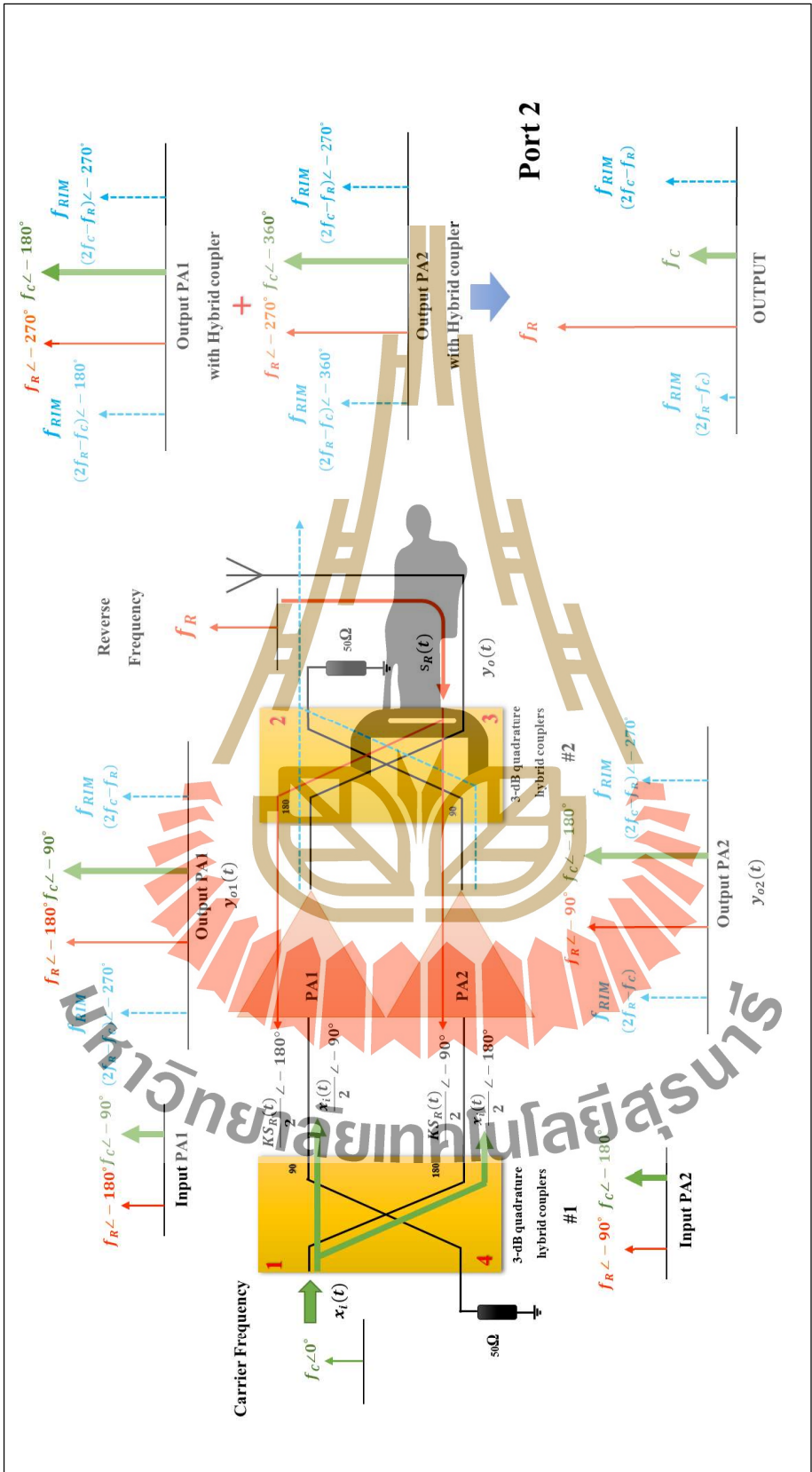
เอาต์พุตของของวงจรขยายสัญญาณที่ 2 เมื่อผ่านอุปกรณ์รวมสัญญาณไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ

$$\begin{aligned}
 y_{o2}(t) - 180^\circ = & [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi f_R t - 270^\circ) + \\
 & \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi f_C t - 360^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_2}{2}\right] \cos(2\pi 2f_R t - 360^\circ) + \left[\frac{\alpha_2}{2}\right] \cos(2\pi 2f_C t - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) - 360^\circ) + \\
 & \left[\frac{3\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi 3f_R t - 90^\circ) + \left[\frac{\alpha_3}{4}\right] \cos(2\pi 3f_C t - 360^\circ) + \dots
 \end{aligned} \tag{4-15}$$

ดังนั้นเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ คือ

$$\begin{aligned}
 y_o(t) = & 2\alpha_2 + 2\left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4}\right]\cos(2\pi f_R t - 270^\circ) + & (4-16) \\
 & \alpha_2\cos(2\pi 2f_R t - 90^\circ) + \alpha_2\cos(2\pi 2f_C t - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4}\right]\cos(2\pi t(2f_C + f_R) - 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4}\right]\cos(2\pi t(2f_R + f_C) - 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{6\alpha_3}{4}\right]\cos(2\pi t(2f_C - f_R) - 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{\alpha_3}{4}\right]\cos(2\pi 3f_C t - 360^\circ) + \dots
 \end{aligned}$$

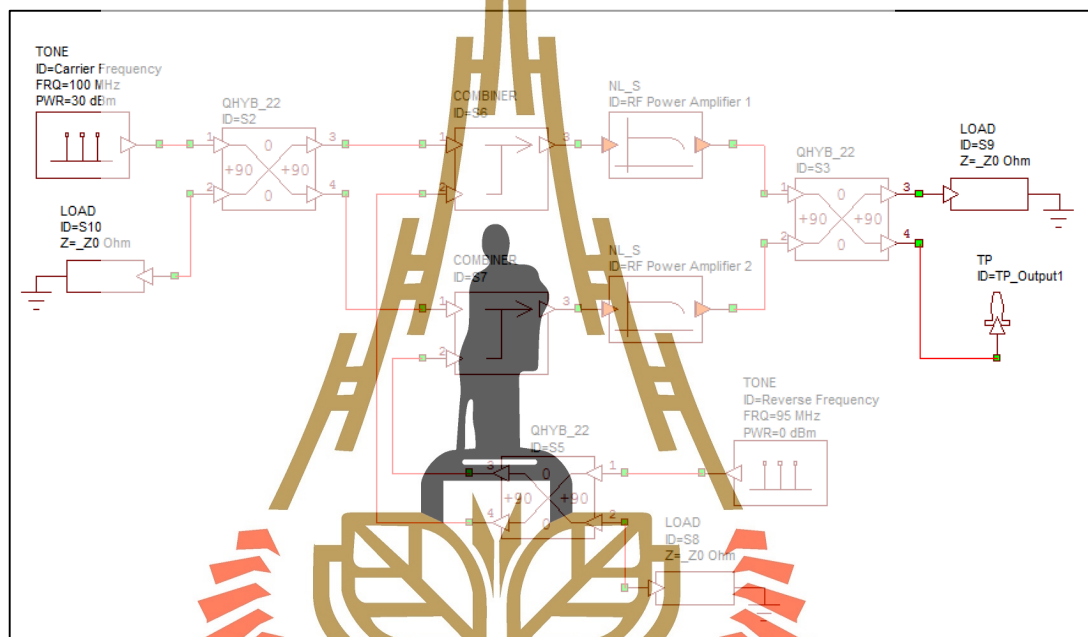




รูปที่ 4.7 วิเคราะห์ห้วงจรรยาข่ายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่พอร์ท 2 เมื่อเกิดเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

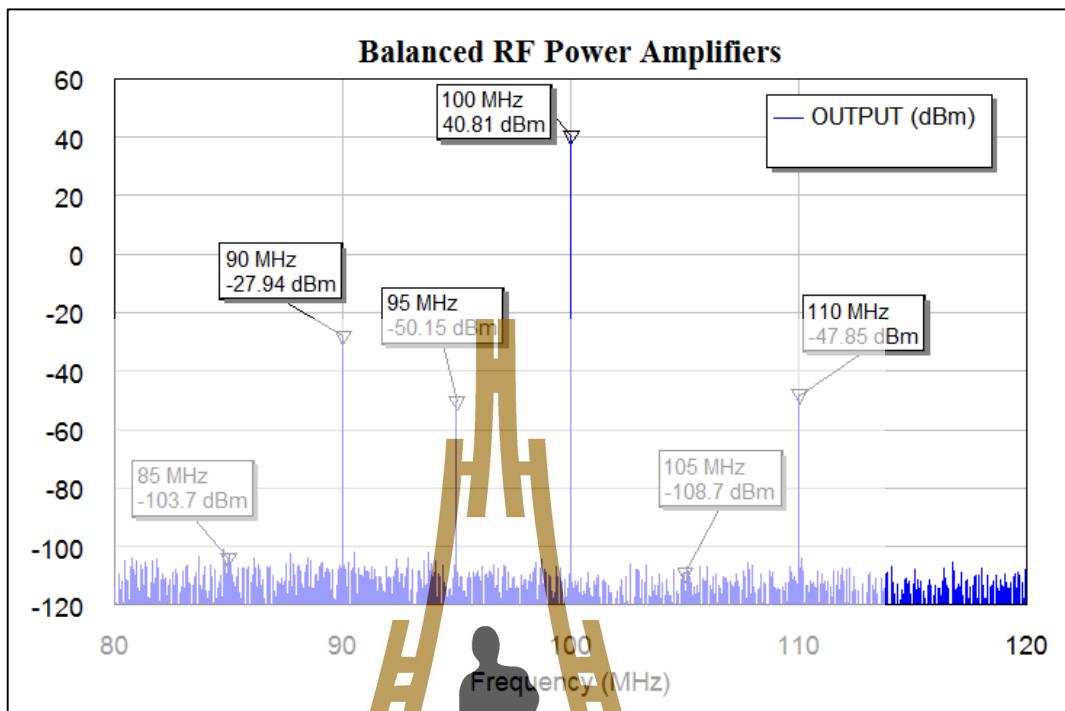
4.3.1 จำลองการทำงานของวงจรถ่ายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันด้วยโปรแกรม AWR Design Environment

ในงานวิจัยนี้ได้จำลองการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันด้วยโปรแกรม AWR Design Environment ที่สามารถจำลองการทำงานของวงจรถ่ายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์จากรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถ่ายสัญญาณมีสัญญาณ f_C คือ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ความแรง 30 dBm และ สัญญาณ f_R คือ 95 เมกะเฮิร์ตซ์ ความแรง 0 dBm



รูปที่ 4.8 จำลองการทำงานของวงจรถ่ายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 4.9 แอต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment

จากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment เพื่อดูลักษณะการเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันซึ่งจะแสดงผลการจำลองดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 แสดงแอต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment

ความถี่ของสัญญาณที่วัดได้ของสัญญาณ (100 MHz)					
85 MHz	90 MHz	95 MHz	100 MHz	105 MHz	100 MHz
-103.7 dBm (144.51 dBc)	-27.94 dBm (68.75 dBc)	-50.15 dBm (90.96 dBc)	40.81 dBm -	-108.70 dBm (149.51 dBc)	-47.85 dBm (88.66 dBc)

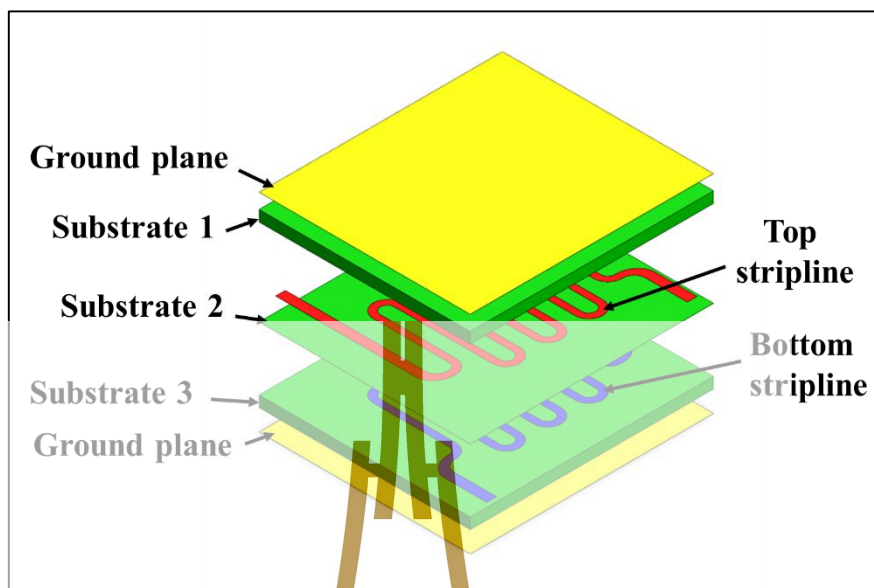
4.4 ออกแบบวงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาสำหรับวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

วงจรไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา เป็นส่วนประกอบที่สำคัญสำหรับวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ซึ่งจะถูกนำมาใช้งานกับเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม ในงานวิจัยนี้ ตามรูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ประกอบด้วย วงจรขยายสัญญาณ 2 วงจร (PA1 และ PA2) ที่มีคุณลักษณะเหมือนกันและทำงานแบบขนานกัน อุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ที่ให้ความต่างเฟสของขาออกทั้ง 2 สัญญาณต่างเฟสกัน 90 องศา ซึ่งอุปกรณ์นี้จะถูกนำมาใช้งานทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจร

ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบเดิมถูกออกแบบด้วยสายนำสัญญาณที่มีความยาว 1 ใน 4 ของความยาวคลื่น ($\lambda/4$) ในแต่ละด้านของอินพุตและเอาต์พุต เพราะเป็นสิ่งที่สามารถทำได้โดยง่าย ไม่ซับซ้อน แต่เนื่องจากความถี่วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มออกอากาศที่ย่านความถี่ต่ำ (88 – 108 เมกะเฮิร์ตซ์) ทำให้ความยาวของสายนำสัญญาณยาวเกินกว่าที่จะสร้างไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบเดิมได้ เพื่อลดขนาดทางกายภาพของสายนำสัญญาณ ได้มีวิธีการต่าง ๆ เพื่อเข้ามาแก้ไขปัญหาเหล่านี้ อาทิ เช่น เทคนิคการทำให้คลื่นเดินช้าลง (Reducing phase velocity) ด้วยการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) และตัวเก็บประจุ (Capacitor) (Alcon, 2016) หรือแม้กระทั่งการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (LC-microstrip) ที่ทำให้คลื่นเดินทางช้าลง (Jung, 2008) ซึ่งจะส่งผลให้ความยาวคลื่นสั้นลงทำให้สามารถลดความยาวของสายนำสัญญาณลงได้ แต่ด้วยวิธีการนี้จะทำให้วงจรมีความซับซ้อนและมีอุปกรณ์อื่น ๆ เพิ่มมากขึ้นตามมาด้วย

แนวคิดการออกแบบของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ในงานวิจัยนี้ได้นำเทคนิค Broadside-coupler striplines เข้ามาออกแบบ (Bahl, 1981) ซึ่งจะประกอบด้วยสายนำสัญญาณจำนวน 2 เส้น วางซ้อนกันในแนวตั้งรูปที่ 4.10

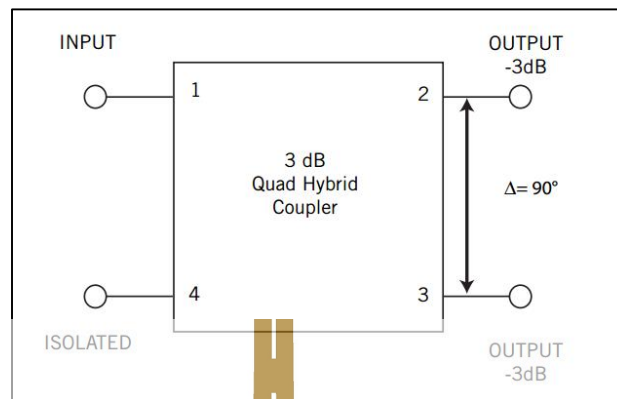
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 4.10 โครงสร้างของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines

ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines ในงานวิจัยนี้สามารถลดขนาดทางกายภาพของสายนำสัญญาณลงได้ ทำให้ขนาดของไฮบริดคัปเปิลเลอร์มีขนาดเล็กเหมาะสำหรับนำมาใช้งานในวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุในระบบการกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มได้ นอกจากนี้ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ในงานวิจัยนี้สร้างมาจากวงจรพิมพ์วงจรถูก (แผ่น Print Circuit Board : PCB) ชนิด FR-4 ทำให้มีต้นทุนต่ำ หาซื้อวัสดุได้สะดวก

งานวิจัยนี้ได้มีการออกแบบอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ให้อาต์พุตทั้งสองมีความต่างเฟสกัน 90 องศา เพื่อนำมาใช้ในการรวมหรือแยกสัญญาณออกเป็น 2 ทาง ตัวอุปกรณ์ประกอบด้วยพอร์ตใช้งานทั้งหมด 4 พอร์ตดังรูปที่ 5.1 หลักการทำงาน คือ เมื่อป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ตอินพุต (พอร์ต 1) อุปกรณ์จะแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ทางออกทางด้านพอร์ต 2 และพอร์ต 3 โดยที่ขนาดของสัญญาณที่ออกไปจะถูกแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ส่วนจะ 1:3dB และเฟสของสัญญาณที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 จะมีความต่างเฟสกัน 90 องศา ในขณะที่พอร์ต 4 คือ พอร์ตที่ไม่มีสัญญาณใดออกมา เรียกพอร์ตนี้ว่า พอร์ต Isolate ซึ่งจะไม่มีสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปออกยังพอร์ต 4

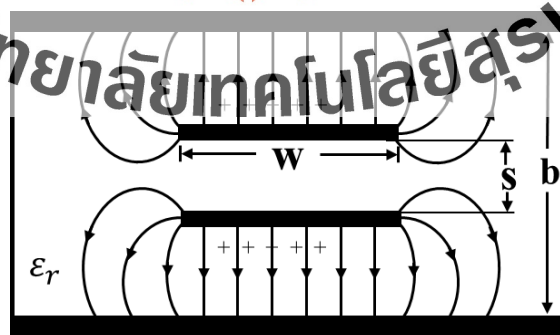


รูปที่ 4.11 ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา

ในขณะเดียวกันหากสัญญาณที่ออกที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 ไม่สามารถส่งผ่านไป
ได้ (Impedance ไม่เหมาะสม) ทำให้สัญญาณที่สะท้อนกลับมาไม่สะท้อนไปยังพอร์ต 1 แต่จะ
สะท้อนไปออกที่พอร์ต 4 แทน จึงไม่ทำให้อุปกรณ์ที่ต่ออยู่ที่อินพุตไม่เกิดความเสียหาย

4.4.1 ออกแบบไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา ด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines

เมื่อพิจารณาแนวตัดขวางของไฮบริดคัปเปิลอร์ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines จะเห็นได้ว่ามีส่วนที่เป็นไมโครสตริป (Micro striplines) 2 เส้นวางซ้อนกันในแนวตั้ง ไมโครสตริปทั้ง 2 เส้นตั้งอยู่ในไดอิเล็กตริกและมีระนาบกราวด์ (ground plane) หุ้มเอาไว้ทั้งด้านบนและด้านล่างดังรูปที่ 4.12 การส่งพลังงานเกิดขึ้นที่เส้นไมโครสตริปที่ขนานกันอยู่ทั้ง 2 เส้น



รูปที่ 4.12 ภาพตัดขวางของไฮบริดคัปเปิลอร์ที่ออกแบบด้วยเทคนิค Broadside-coupler striplines

เมื่อกำหนดให้ 1. ความกว้างของเส้นไมโครสตริป คือ W 2. ระยะห่างระหว่างเส้นไมโครสตริปทั้ง 2 เส้นคือ S โดยที่ทั้ง 2 เส้นอยู่กึ่งกลางของไฮบริดคัปเปิลอร์ 3. ความสูงของระนาบกราวด์ด้านล่างจนถึงกราวด์ด้านบน คือ b ดังนั้นเราสามารถคำนวณและออกแบบไฮบริดคัปเปิลอร์ เพื่อให้รองรับการทำงานในย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) ของทุกพอร์ต (พอร์ต 1-4) กำหนดให้เป็น Z_0 คือค่า Voltage coupling coefficient กำหนดให้เป็น C คือค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ ของ even-mode กำหนดให้เป็น Z_{0e} และของ Odd-mode กำหนดให้เป็น Z_{0o} สามารถคำนวณทั้ง 2 ค่าได้ดังนี้

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (4-17)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (4-18)$$

จากเอกสารอ้างอิง (Aitchison, 2001) ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของ even-mode และ Odd-mode สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$Z_{0e} = \frac{188.3}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (4-19)$$

$$Z_{0o} = \frac{296.1}{\sqrt{\epsilon_r} \frac{b}{S}} \tanh^{-1}(k) \quad (4-20)$$

เมื่อ $K(k)$ และ $K(k')$ คือสมการของ Elliptic integrals of the first kind

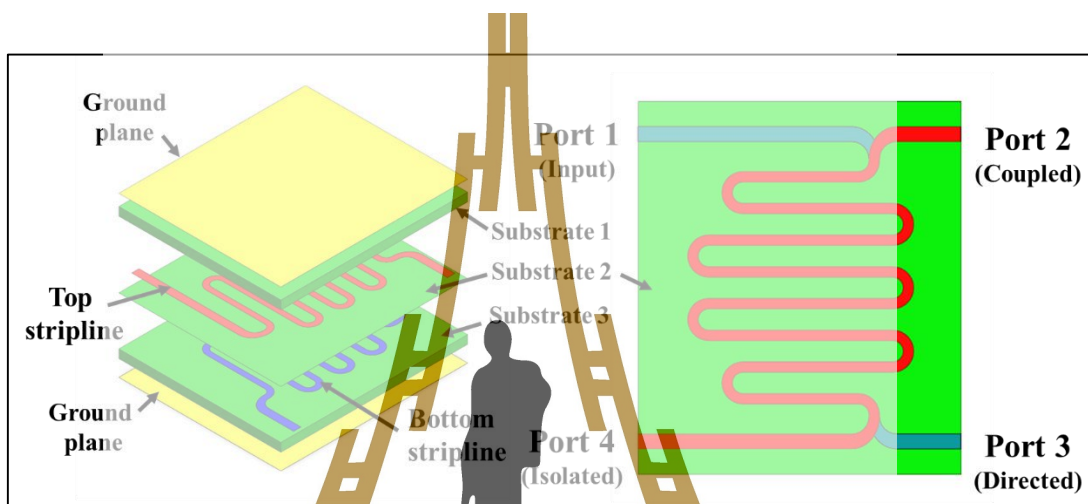
$$k' = \sqrt{1-k^2}$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} \approx \frac{2}{\pi} \ln \left[\frac{4}{k} \right] \quad (4-21)$$

ซึ่งเราสามารถนำค่า k จากสมการที่ 4.23 มาหาระยะห่างระหว่างเส้น Striplines ทั้ง 2 เส้น (S) และความสูงของระนาบกราวด์ด้านล่างจนถึงระนาบกราวด์ด้านบน (b) ได้ดังนี้

$$\frac{w}{b} = \frac{1}{\pi} \left[\ln \left(\frac{1+R}{1-R} \right) - \frac{S}{b} \ln \left(\frac{1+R/k}{1-R/k} \right) \right] \quad (4-22)$$

$$R = \sqrt{\left[\frac{\left(k \frac{b}{s} - 1 \right)}{\left(\frac{1}{k} \frac{b}{s} - 1 \right)} \right]} \quad (4-23)$$



รูปที่ 4.13 ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศาที่ออกแบบในงานวิจัย



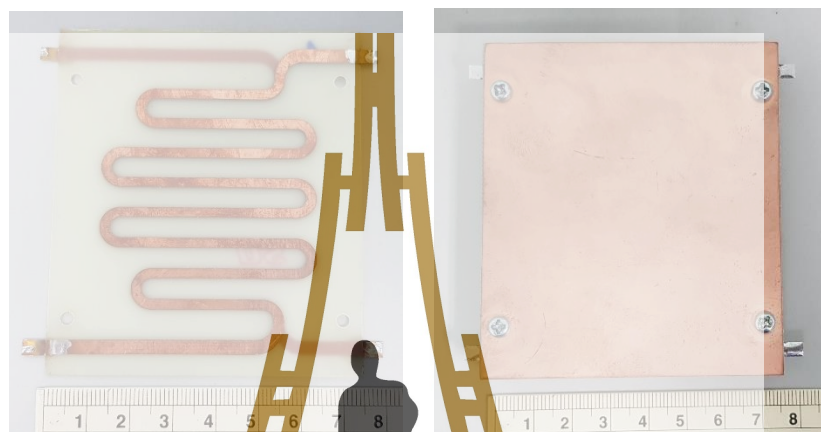
รูปที่ 4.14 ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศาที่สร้างขึ้น

ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาที่ออกแบบและสร้างขึ้นในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 4.14 ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เป็นแผ่นพิมพ์วงจร (แผ่น PCB) ชนิด FR-4 ที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric constant : ϵ_r) = 4.6 พร้อมทั้งเลือกแผ่นแผ่นพิมพ์วงจรที่มีความหนา 2 ขนาด คือ แผ่นแผ่นพิมพ์วงจรที่มีความหนา 1.6 มิลลิเมตร และแผ่นแผ่นพิมพ์วงจรที่มีความหนา 0.8 มิลลิเมตร เพื่อให้การออกแบบสามารถนำมาใช้งานกับย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มได้ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้เลือกคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ความถี่ 98 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ตรงกลางของย่านกระจายเสียงเอฟเอ็ม โดยกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของทุกพอร์ตมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม ค่า Voltage coupling coefficients มีค่าเท่ากับ 0.707 หรือ $C_{AB} = -3\text{dB}$. ทำให้สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญได้ดังนี้ 1. ความกว้างของเส้นไมโครสตริป (w) เท่ากับ 2.54 มิลลิเมตร 2. ระยะห่างระหว่างเส้นไมโครสตริปทั้ง 2 เส้น (s) เท่ากับ 0.8 มิลลิเมตร ถูกกำหนดด้วยขนาดความหนาของแผ่นแผ่นพิมพ์วงจร 3. ความสูงของระนาบกราวด์ด้านล่างจนถึงระนาบกราวด์ด้านบน (b) เท่ากับ 10.4 มิลลิเมตร ถูกกำหนดด้วยขนาดความหนาของแผ่นแผ่นพิมพ์วงจรเช่นกัน (สามารถทำส่วนนี้ได้โดยการนำแผ่นแผ่นพิมพ์วงจรที่มีความหนา 1.6 มิลลิเมตร วางซ้อนกันจำนวน 3 แผ่น) ความยาวของไมโครสตริปทั้ง 2 เส้นที่อยู่ตรงกลางของไฮบริดคัปเปิลเลอร์มีความยาว 385 มิลลิเมตร ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านพลังงาน (Maximum coupling coefficient) เกิดขึ้นที่ความถี่กลางของย่านวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม (ความถี่ 98 เมกะเฮิรตซ์) ขนาดของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ที่สร้างขึ้นมีความกว้าง x ยาว เท่ากับ 75×85 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.14

4.4.2 ผลการทดสอบคุณสมบัติอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์

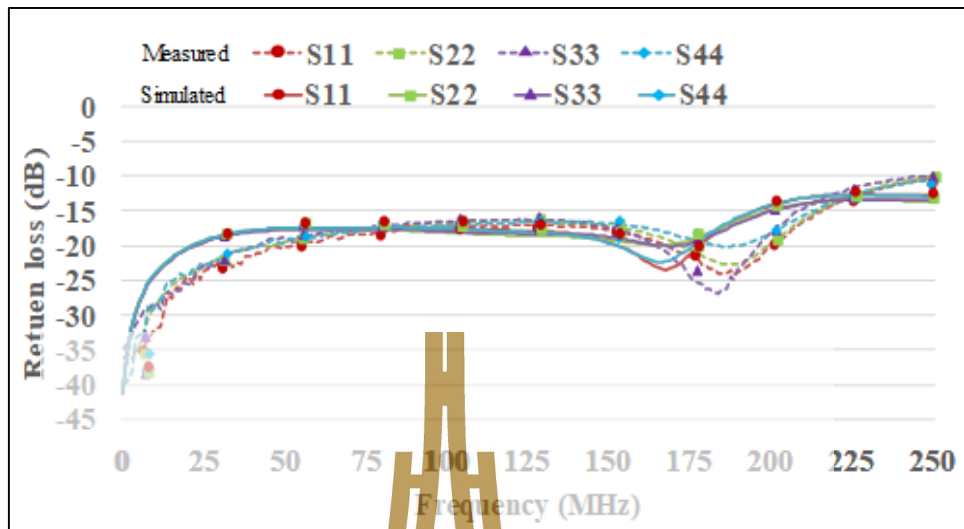
อุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ คือ อุปกรณ์ที่ใช้ในการรวมหรือแยกสัญญาณออกเป็น 2 ทาง ตัวอุปกรณ์ประกอบด้วยพอร์ตใช้งานทั้งหมด 4 พอร์ตดังรูปที่ 5.1 หลักการทำงานของสัญญาณเข้าที่พอร์ตอินพุต (พอร์ต 1) อุปกรณ์จะแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ทางออกทางด้านพอร์ต 2 และพอร์ต 3 โดยที่ขนาดของสัญญาณที่ออกไปจะถูกแบ่งสัญญาณออกไปด้านละ -3dB และเฟสของสัญญาณที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 จะมีความต่างเฟสกัน 90 องศา ในขณะที่พอร์ต 4 จะไม่มีสัญญาณจากพอร์ต 1 ไปออกยังพอร์ต 4 ในขณะที่เดียวกันหากสัญญาณที่ออกที่พอร์ต 2 และพอร์ต 3 ไม่สามารถส่งผ่านไปได้ทำให้สัญญาณที่สะท้อนกลับมาไม่สะท้อนไปยังพอร์ต 1 แต่จะสะท้อนไปออกที่พอร์ต 4 แทน จึงไม่ทำให้อุปกรณ์ที่ต่ออยู่ที่อินพุตไม่เกิดความเสียหาย ไฮบริดคัปเปิลเลอร์เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญกับวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ออกแบบเป็นอย่างมาก ซึ่งพารามิเตอร์ที่สำคัญที่จะต้องพิจารณาคือ เฟสของสัญญาณที่ออกมาจากพอร์ต 2 และพอร์ต 3 ของไฮบริดคัปเปิลเลอร์เพราะแต่ละความถี่จะมีความต่างเฟสที่ไม่เท่ากันทำให้ส่งผลกับการลดทอนสัญญาณ

ภายนอกและสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของแต่ละความถี่ไม่เท่ากันด้วยเช่นกัน ชิ้นงานต้นแบบของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้นในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 5.10 เป็นตัวต้นแบบที่สร้างขึ้นจากแผ่นแผ่นพิมพ์วงจรชนิด FR-4 ความหนาของชิ้นงานเท่ากับ 10.4 มิลลิเมตร ความกว้างและความยาวเท่ากับ 75×85 มิลลิเมตร

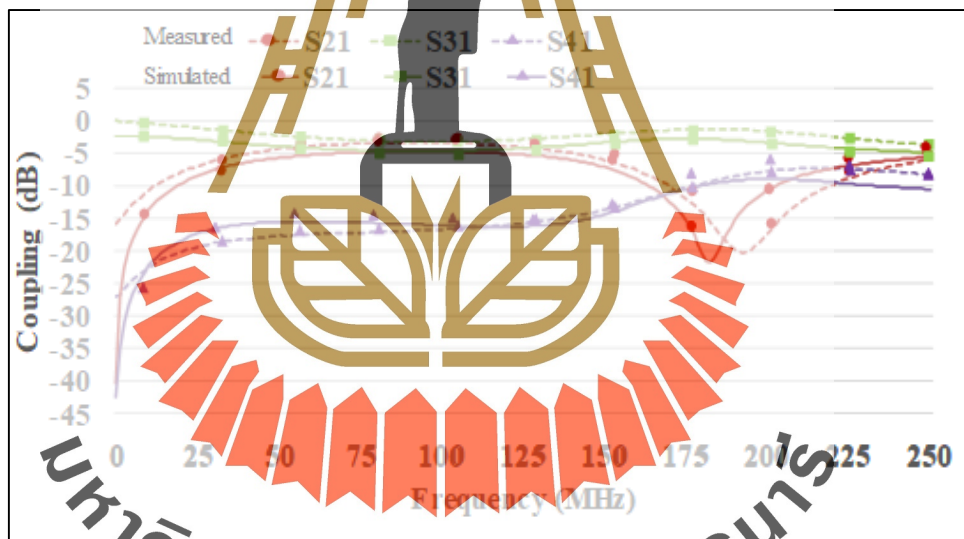


รูปที่ 4.15 ชิ้นงานต้นแบบของไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา

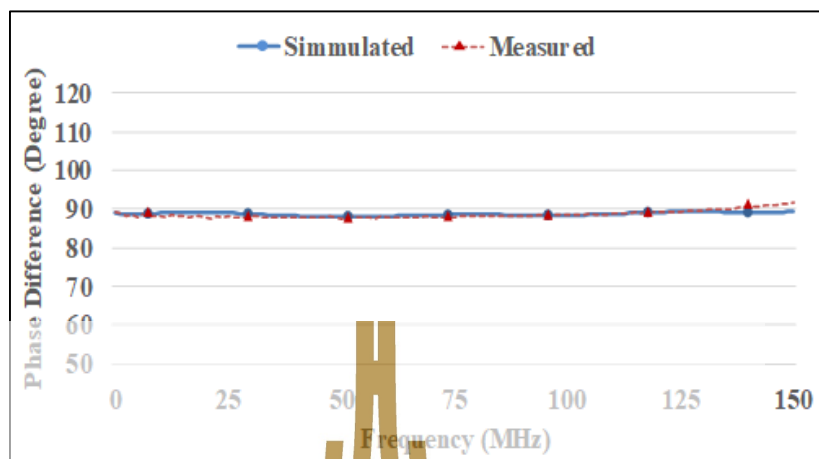
ผลการทดสอบของชิ้นงานต้นแบบของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ด้วยเครื่อง Network Analyzer Agilent PNA N5224A จากรูปที่ 5.11 แสดงผลการทดสอบที่ย่านความถี่วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม (ความถี่ 88 เมกะเฮิรตซ์ ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์) ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) นั้นคือ S_{11} , S_{22} , S_{33} และ S_{44} ของทั้ง 4 พอร์ตมีค่าต่ำกว่า -15dB ค่าการส่งผ่านพลังงาน (Coupling Coefficient) จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 2 (S_{21}) มีค่าเท่ากับ -3.4 dB และค่าการส่งผ่านพลังงาน จากพอร์ตที่ 1 ไปยังพอร์ตที่ 3 (S_{31}) มีค่าเท่ากับ -3.3 dB แสดงให้เห็นว่าพอร์ตเอาต์พุตทั้ง 2 พอร์ต เป็นขนาดของสัญญาณที่เท่ากัน ค่าสัมประสิทธิ์การแยกออก (Isolation) ระหว่างทางด้านอินพุตและเอาต์พุต (S_{41}) มีค่าต่ำกว่า -17 dB แสดงให้เห็นว่าไฮบริดคัปเปิลเลอร์สามารถแยกสัญญาณระหว่างอินพุตและเอาต์พุตออกจากกันได้ จากรูปที่ 5.4 แสดงค่าความต่างเฟสของพอร์ตเอาต์พุตทั้ง 2 พอร์ต จะเห็นว่าตลอดย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มมีค่าความต่างเฟส 90 องศา ± 2 องศา ซึ่งเป็นไปตามที่ต้องการและสามารถนำมาใช้งานร่วมกับวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ได้



รูปที่ 4.16 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา



รูปที่ 4.17 ค่าการส่งผ่านพลังงานของ ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา



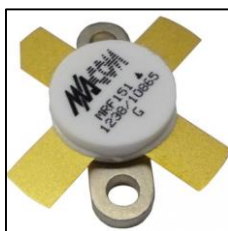
รูปที่ 4.18 ค่าความต่างเฟส (Relative Phase Difference) ของไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศา

4.5 สร้างวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์คั่นแบบ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เพื่อเป็นวงจรขยายสัญญาณที่เป็นพื้นฐานที่สามารถนำไปใช้กับเทคนิคป้อนกลับได้ ซึ่งโครงสร้างของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณจำนวน 2 ชุด คือ วงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1) และวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2) ที่มีคุณลักษณะการทำงานเหมือนกัน และนอกจากนี้ประกอบด้วยไฮบริดคัปเปิลอร์ 2 ชุด และวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทดสอบคุณลักษณะอุปกรณ์แต่ละตัวก่อนรวมกำลัง

4.5.1 คุณลักษณะวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มความถี่ 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์

วงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มความถี่ 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์ ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BC107 151 ตัวรูปที่ 4.55 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์คือ สามารถขยายสัญญาณได้จนถึงความถี่ 175 เมกะเฮิร์ตซ์ มีอัตราขยายสัญญาณ (Gain) 15 dB ให้กำลังเอาต์พุตสูงสุด (Maximum Output Power) 150 วัตต์ และรับความแรงสัญญาณได้สูงสุด (Maximum Input Power) 7 วัตต์



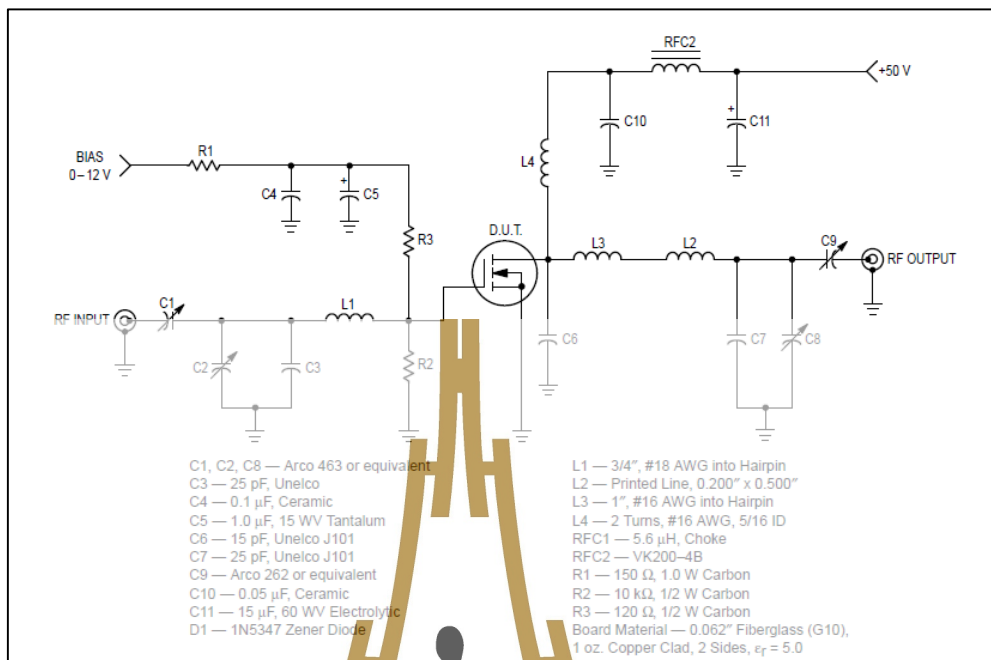
รูปที่ 4.19 ทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF151

ตารางที่ 4.2 คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF151

Parameter	Value
Frequency range (MHz)	88-108 MHz
Gain(dB)	15
Psat (dBm)	22
Drain Efficiency (%)	54
Vdc(V)	48

รูปที่ 4.20 แสดงแผนผังวงจร (Schematic) ของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม ซึ่งจะประกอบด้วยภาคอินพุตที่มีวงจรแมทชิงอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เชื่อมต่อกับขาเกต (Gate) ของทรานซิสเตอร์ และภาคเอาต์พุตที่มีวงจรแมทชิงอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม เชื่อมต่อกับขาเดรน (Drain) ของทรานซิสเตอร์ และส่วนที่ 2. คือ วงจรไบอัสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้สร้างวงจรไบอัสที่มีขนาดแรงดันตั้งแต่ 0-12 โวลต์ เพื่อจ่ายไฟไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ที่ขาเกต

แผนผังวงจรของวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF151 แสดงดังรูปที่ 4.20

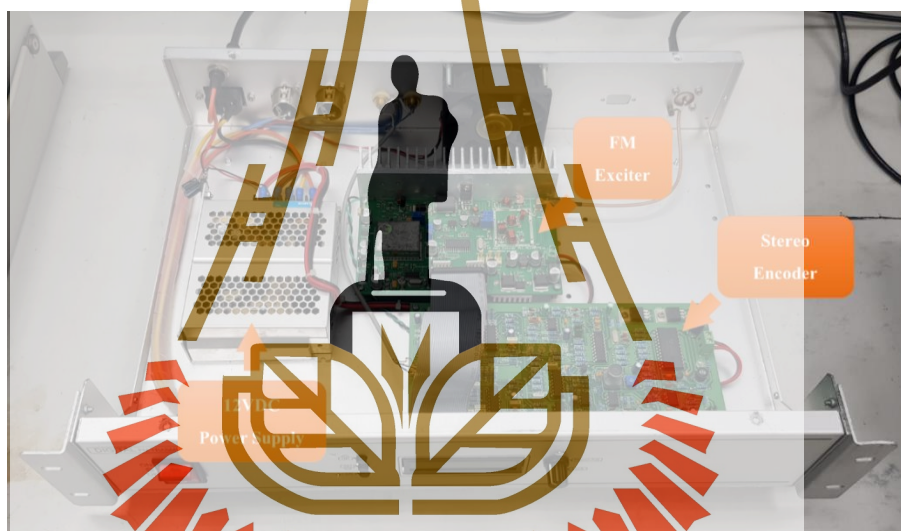


รูปที่ 4.20 แผนผังวงจรของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอเอ็มที่ใช้ทดสอบในงานวิจัย



รูปที่ 4.21 วงจรขยายสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอเอ็มที่ใช้ทดสอบงานวิจัย

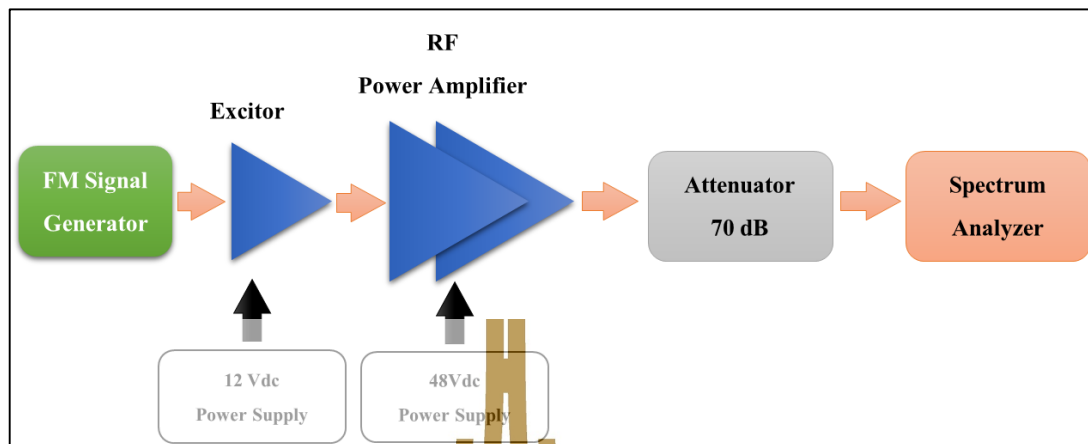
เนื่องจากวงจรมอดูเลชันสัญญาณที่นำมาใช้ในการทดสอบในงานวิจัยนี้มีความต้องการสัญญาณอินพุตที่มีขนาดความแรงสัญญาณค่อนข้างมาก (ประมาณ 1 - 10 วัตต์) วงจรมอดูเลชันจึงจะสามารถทำงานได้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงจำเป็นต้องมีวงจรมอดูเลชันขนาดเล็กที่ด้านอินพุต ซึ่งจะเรียกว่าวงจรมอดูเลชันนี้ว่า ปริแอมป์ (Pre-Amp) เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal generator) ก่อนที่จะทำการป้อนต่อไปยังวงจรมอดูเลชัน ซึ่งปริแอมป์ที่นำมาใช้ในงานวิจัยนี้จะถูกรวมเข้าด้วยกันกับวงจรมอดูเลชันวิทยุเอฟเอ็มหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า FM Exciter ซึ่งวงจรมอดูเลชันสามารถจ่ายขนาดความแรงสัญญาณได้สูงสุด 5 วัตต์ อีกทั้งยังมีวงจรมอดูเลชันสัญญาณ (Modulator) และวงจรมอดูเลชันสเตอริโอ (Stereo Encoder) ภายในตัวอีกด้วย



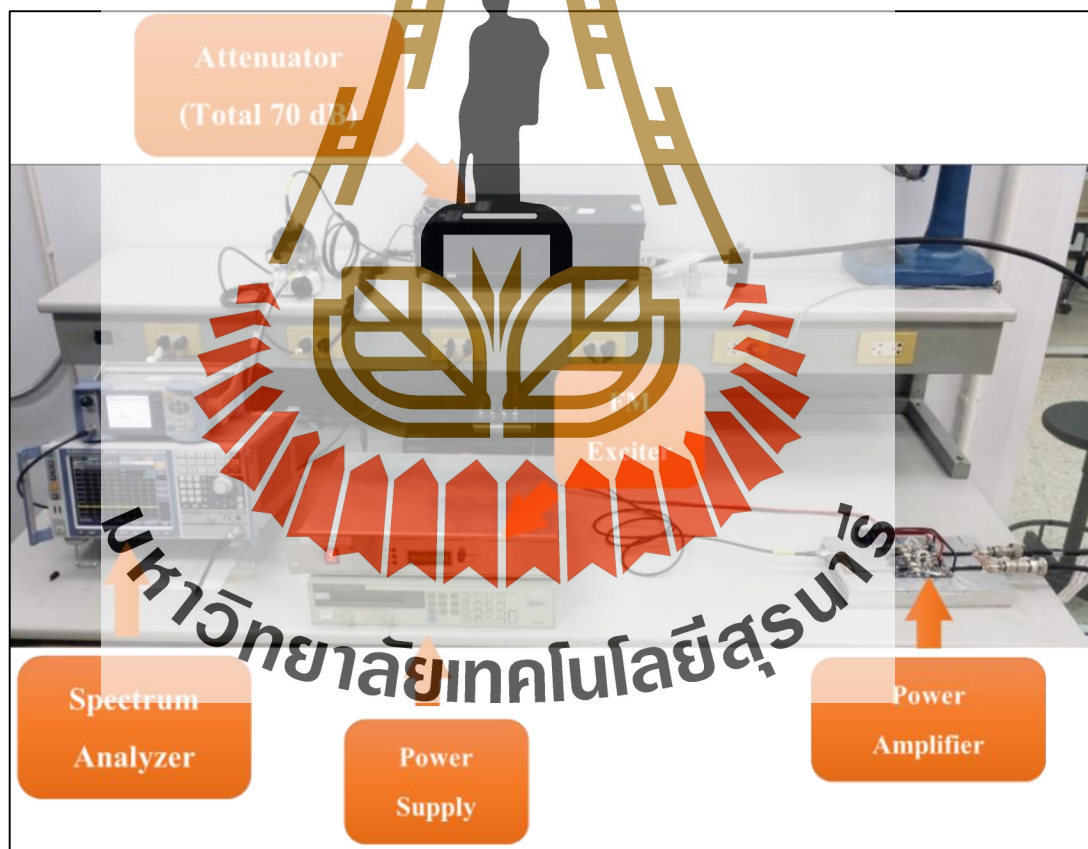
รูปที่ 4.22 วงจรมอดูเลชันสัญญาณขนาดเล็กย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็ม

4.5.2 ทดสอบวงจรมอดูเลชันสัญญาณย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่ใช้ในงานวิจัย

ในการทดสอบวงจรมอดูเลชันสัญญาณในห้องปฏิบัติการ โดยที่อุปกรณ์สำหรับการทดสอบประกอบด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุเอฟเอ็มซึ่งภายในประกอบด้วย วงจรมอดูเลชันสัญญาณในการสร้างสัญญาณความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่ความถี่ตั้งแต่ 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรปริแอมป์ที่ให้กำลังเอาต์พุตสูงสุด 5 วัตต์ เอาต์พุตที่ออกจากวงจรมอดูเลชันวิทยุเอฟเอ็มถูกป้อนให้กับวงจรมอดูเลชันสัญญาณ ในการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากวงจรมอดูเลชันจะถูกลดทอนสัญญาณด้วยอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณขนาด 70 dB ก่อนที่จะต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum analyzer) สามารถแสดงการเชื่อมต่อได้ตามแผนผังดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 4.23 แผนผังการต่ออุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรรขยายสัญญาณ



รูปที่ 4.24 เครื่องมือและการต่ออุปกรณ์เพื่อทดสอบวงจรรขยายสัญญาณ

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณที่ใช้ในห้องปฏิบัติการ

	อุปกรณ์	ผลการทดสอบ (dB)
1	Total Attenuator system for Power Meter	70.52
2	Total Attenuator system for Spectrum	70.43
3	Att 10dB/10W DC-4GHz M/A-COM	10.10
4	Att Bird 10dB/10W (Ser. 1260478)	10.12
5	Att Bird 10dB/10W (Ser. 1229858)	29.29

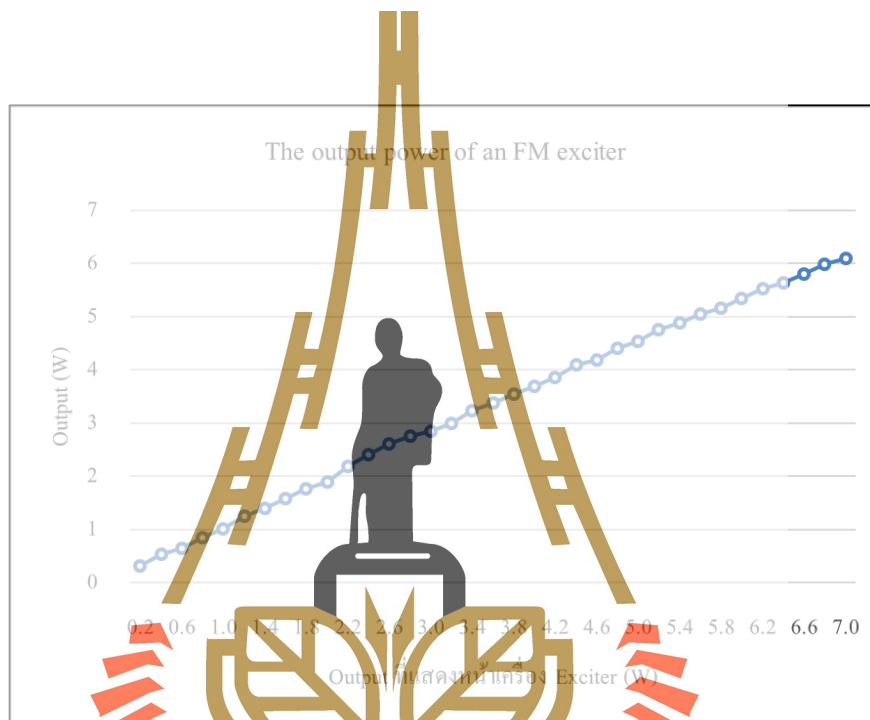
ก่อนที่จะทำการทดสอบวงจรขยายสัญญาณ สิ่งหนึ่งที่สำคัญ คือ ความแรงเอาต์พุตของวงจรปริแอมป์ในย่านความถี่วิทยุเอฟเอ็มที่จะเป็นตัวบ่อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขยายสัญญาณตัวหลัก ในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วงจรปริแอมป์ที่สามารถจ่ายกำลังเอาต์พุตได้สูงสุด 7 วัตต์ ซึ่งเป็นกำลังสูงสุดที่ไม่ทำให้เกิดความเสียหายต่อวงจรขยายสัญญาณหลัก จากการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรปริแอมป์ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์ ในห้องปฏิบัติการได้ผลการทดสอบดังตารางที่ 4.3



ตารางที่ 4.4 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม
ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์

เอาต์พุตแสดง หน้าเครื่อง FM Exciter (วัตต์)	ผลการทดสอบกำลัง เอาต์พุตจากเครื่องมือวัด		เอาต์พุตแสดง หน้าเครื่อง FM Exciter (วัตต์)	ผลการทดสอบกำลัง เอาต์พุตจากเครื่องมือวัด	
	(dBm)	(วัตต์)		(dBm)	(วัตต์)
0.20	23.70	0.31	3.80	34.25	3.56
0.40	25.84	0.53	4.00	34.47	3.70
0.60	27.61	0.65	4.20	34.65	3.86
0.80	28.24	0.85	4.40	34.84	4.01
1.00	29.33	1.02	4.60	35.04	4.12
1.20	30.10	1.26	4.80	35.23	4.41
1.40	30.64	1.40	5.00	35.34	4.54
1.60	31.12	1.59	5.20	35.54	4.75
1.80	31.34	1.76	5.40	35.70	4.90
2.00	31.86	1.89	5.60	35.81	5.04
2.20	32.15	2.20	5.80	35.93	5.17
2.40	32.45	2.41	6.00	36.03	5.34
2.60	32.94	2.61	6.20	36.21	5.52
2.80	33.20	2.76	6.40	36.33	5.65
3.00	33.37	2.85	6.60	36.47	5.80
3.20	33.60	3.00	6.80	36.54	6.00
3.40	33.85	3.14	7.00	36.66	6.10
3.60	34.12	3.38			

ผลการทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มดังแสดงในตารางที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่า วงจรปริแอมป์ให้กำลังเอาต์พุตสูงสุด 6.1 วัตต์ ซึ่งวงจรปริแอมป์ที่นำมาใช้งานในงานวิจัยนี้ ออกแบบให้มีความสอดคล้องกับคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์เบอร์ MRF151 ที่รองรับสัญญาณ อินพุตได้ไม่เกิน 7 วัตต์ จะเห็นได้ว่าการทดสอบในหัวข้อนี้เป็นการตรวจสอบอุปกรณ์ที่จะป้อน อินพุตให้กับวงจรขยายสัญญาณเพื่อไม่ให้เกิดความเสียหายแก่วงจรขยายสัญญาณที่ทดสอบใน งานวิจัยนี้



รูปที่ 4.25 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุต (วัตต์) ของวงจรปริแอมป์ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์

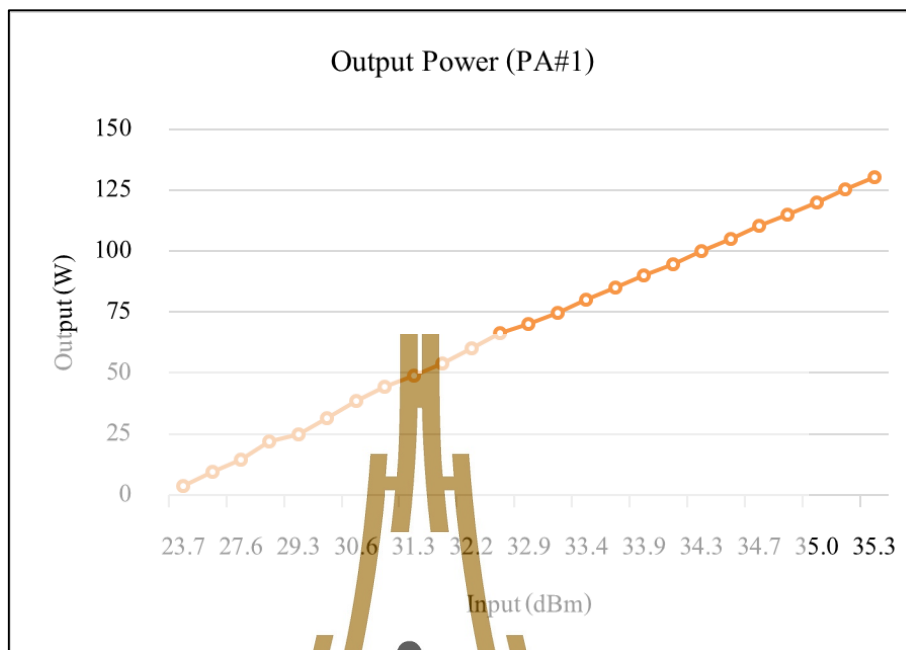
การทดสอบวงจรขยายสัญญาณมีกระบวนการเริ่มต้นด้วยการจ่ายไฟกระแสตรง เพื่อป้อนให้กับขาเกตของทรานซิสเตอร์ โดยที่แรงดันไบอัสอยู่ที่ 2 โวลต์ หลังจากนั้นจึงเริ่มทำการป้อนไฟกระแสตรงขนาดแรงดัน 48 โวลต์ให้กับขาเดรน วงจรขยายสัญญาณเพื่อให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณเริ่มทำงาน ซึ่งวงจรขยายสัญญาณมีค่า I_{DS0} ประมาณ 85.14 มิลลิแอมป์ หลังจากนั้นจึงทำการป้อนสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มความถี่ 105 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มีความแรงตั้งแต่ 0.2 ถึง 5 วัตต์ (เพิ่มขึ้นทีละ 0.2 วัตต์) ซึ่งวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1) และตัวที่ 2 (PA2) ให้กำลังเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 130 วัตต์ ที่ความแรงสัญญาณอินพุต 5 วัตต์ มีอัตราขยายสัญญาณประมาณ 14 dB ดังแสดงในตารางที่ 5.4 ถึง 5.5 และรูปที่ 5.13 ถึง 5.16

ตารางที่ 4.5 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1)

Frequency	105.00 MHz	Spectrum Setting	
Bias	2.06 V	Span	1.00 kHz
Vcc	47.19V	RBW	1.00 kHz
		VBW	3.00 kHz
		Detector	Peak
		Avg	50.00

ตารางที่ 4.6 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1) (ต่อ)

อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)	อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)
	(dBm)	(วัตต์)			(dBm)	(วัตต์)	
23.70	34.14	3.50	10.44	33.20	47.56	74.64	14.36
25.84	38.52	9.50	12.68	33.37	47.84	80.22	14.47
27.61	41.43	14.58	13.82	33.60	48.06	85.21	14.46
28.24	42.19	21.75	13.95	33.89	48.38	90.02	14.49
29.33	43.15	24.93	13.82	34.12	48.53	94.71	14.41
30.10	43.90	31.52	13.80	34.25	48.82	100.01	14.57
30.64	44.65	38.39	14.01	34.47	48.97	105.00	14.50
31.12	45.27	44.28	14.15	34.65	49.26	110.27	14.61
31.34	45.70	48.89	14.36	34.84	49.43	115.07	14.59
31.86	46.12	53.96	14.26	35.04	49.51	119.96	14.47
32.15	46.50	60.36	14.36	35.22	49.56	125.56	14.53
32.45	46.84	66.24	14.39	35.34	49.87	130.37	14.53
32.94	47.29	70.07	14.35				



รูปที่ 4.26 กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1)



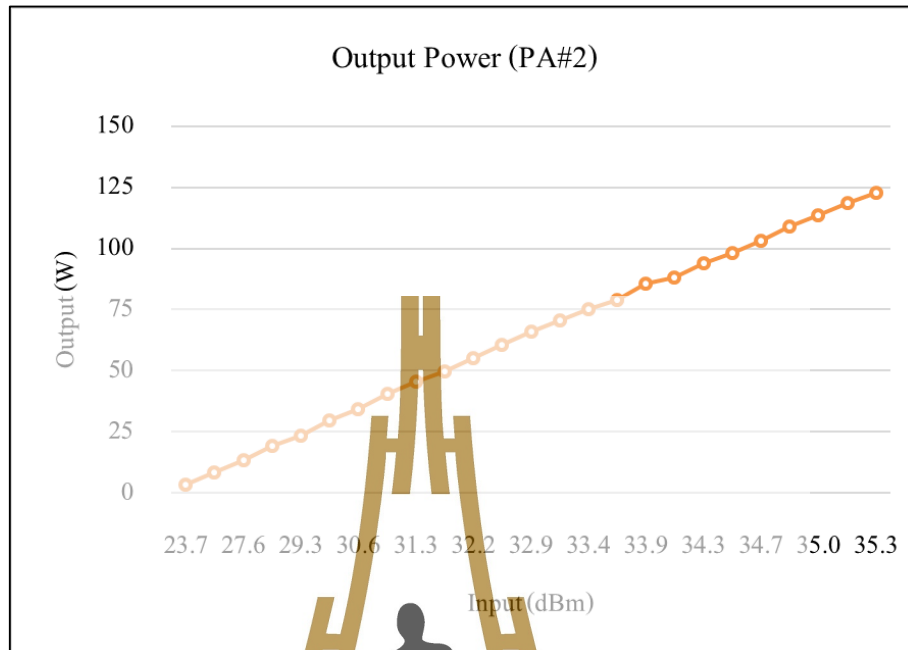
รูปที่ 4.27 กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1)

ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2)

Frequency	105.00	MHz	Spectrum Setting	
Bias	2.06	V	Span	1.00 kHz
Vcc	47.19	V	RBW	1.00 kHz
			VBW	3.00 kHz
			Detector	Peak
			Avg	50.00

ตารางที่ 4.8 ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2) (ต่อ)

อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)	อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)
	(dBm)	(วัตต์)			(dBm)	(วัตต์)	
23.70	34.26	3.46	10.56	33.20	47.07	70.81	13.87
25.84	38.04	8.37	12.20	33.37	47.32	75.14	13.95
27.61	40.04	13.34	12.43	33.60	47.68	79.15	14.08
28.24	41.49	19.40	13.25	33.89	47.92	85.58	14.03
29.33	42.52	23.52	13.19	34.12	48.21	88.11	14.09
30.10	43.37	29.66	13.27	34.25	48.35	93.79	14.10
30.64	44.20	34.46	13.56	34.47	48.63	98.26	14.16
31.12	44.89	40.58	13.77	34.65	48.92	102.94	14.27
31.34	45.41	45.65	14.07	34.84	49.15	108.78	14.31
31.86	45.77	49.92	13.91	35.04	49.37	113.76	14.33
32.15	46.26	55.25	14.08	35.22	49.53	118.45	14.30
32.45	46.36	60.75	14.09	35.34	49.69	122.61	14.35
32.94	46.85	65.88	13.91				



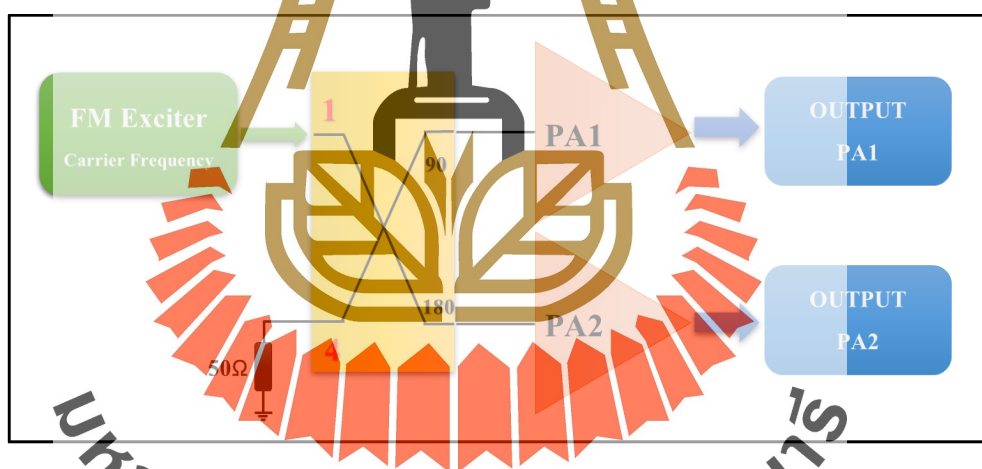
รูปที่ 4.28 กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2)



รูปที่ 4.29 กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณตัวที่ 2 (PA2)

จากการทดสอบวงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจรก่อนทำการรวมสัญญาณพบว่า วงจรรขยายสัญญาณตัวที่ 1 (PA1) และตัวที่ 2 (PA2) ให้กำลังเอาต์พุตใกล้เคียงกันทั้ง 2 วงจร โดยที่ กำลังเอาต์พุตสูงสุดประมาณ 130 วัตต์ ที่ความแรงสัญญาณอินพุต 5 วัตต์หรือประมาณ 35 dBm ซึ่งเป็นระดับของสัญญาณอินพุตที่ไม่ทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจร อีกทั้ง วงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 มีอัตรขยายสัญญาณใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ 14 dB นั้นแสดงให้เห็นว่า วงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 มีคุณสมบัติที่เหมือนกันและสามารถนำมาใช้งานในวงจรรขยายกำลัง ความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ได้

เพื่อให้การรวมสัญญาณของทั้ง 2 วงจรเกิดขึ้นได้ กำลังเอาต์พุตของทั้ง 2 วงจรควรจะต้องมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้ทำการทดสอบหาลำดับเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณแต่ละวงจรเสียก่อน ซึ่งในการทดสอบนี้เป็นการป้อนสัญญาณอินพุตผ่านอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์ เพื่อให้ทราบถึงกำลังเอาต์พุตจริงของแต่ละวงจรเมื่ออยู่ในวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ผลการทดสอบแสดงในตารางที่ 4.9 และแสดงดังรูปที่ 4.31



รูปที่ 4.30 แสดงการวัดกำลังของวงจรรขยายสัญญาณแบบไฮบริดคัปเปิลเลอร์ เพื่อทดสอบเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2

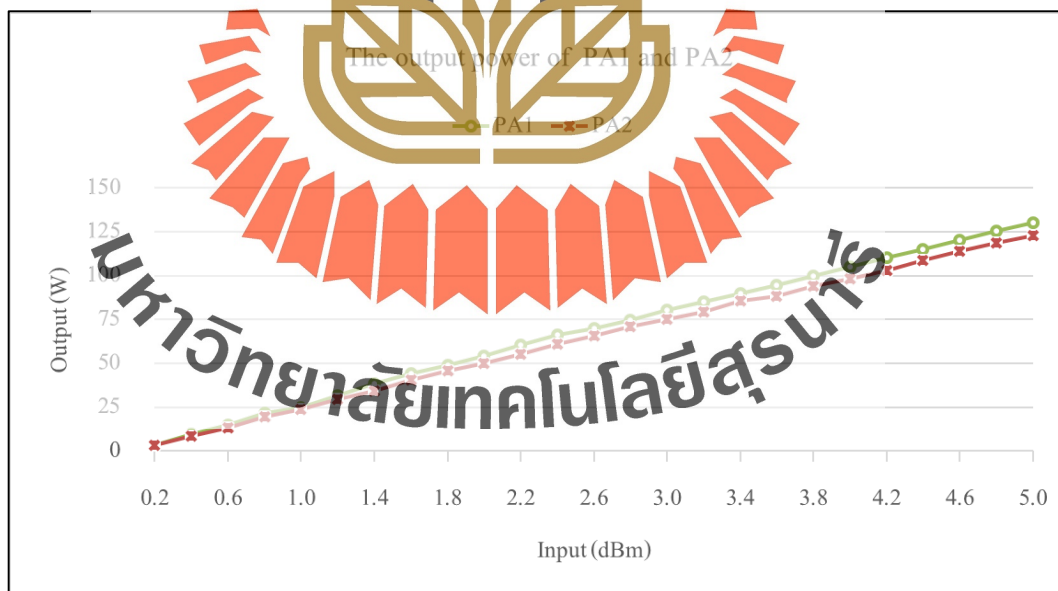
ตารางที่ 4.9 แสดงผลการทดสอบของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 เมื่อเชื่อมต่อวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์

Frequency	105.00 MHz	Spectrum Setting	
Bias	2.06 V	Span	1.00 kHz
Vcc	47.19 V	RBW	1.00 kHz
		VBW	3.00 kHz
		Detector	Peak
		Avg	50.00

ตารางที่ 4.10 แสดงผลการทดสอบของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 เมื่อเชื่อมต่อวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 ผ่านไฮบริดคัปเปิลเลอร์ (ต่อ)

อินพุต	เอาต์พุต		กำลังเอาต์พุตที่ต่างกันของวงจรขยายสัญญาณ		
	PA1	PA2	PA1 และ PA2	วัตต์	ร้อยละ
(dBm)	(dBm)	(dBm)	(dBm)		
23.70	34.14	34.26	-0.12	0.04	1.20
25.84	38.52	38.04	-0.48	1.13	11.89
27.61	41.43	40.04	-1.39	1.23	8.46
28.24	42.19	41.49	-0.70	2.34	10.79
29.31	43.15	42.52	-0.63	1.86	5.66
30.10	43.90	43.37	-0.53	3.93	5.90
30.64	44.65	44.20	-0.45	3.70	10.24
31.12	45.27	44.89	-0.38	3.24	8.36
31.34	45.70	45.41	-0.29	4.04	6.63
31.86	46.12	45.77	-0.35	5.11	7.49
32.15	46.51	46.23	-0.28	5.49	8.47
32.45	46.84	46.36	-0.48	4.19	8.29
32.94	47.29	46.85	-0.44	3.83	5.98
33.20	47.56	47.07	-0.49	5.13	5.13

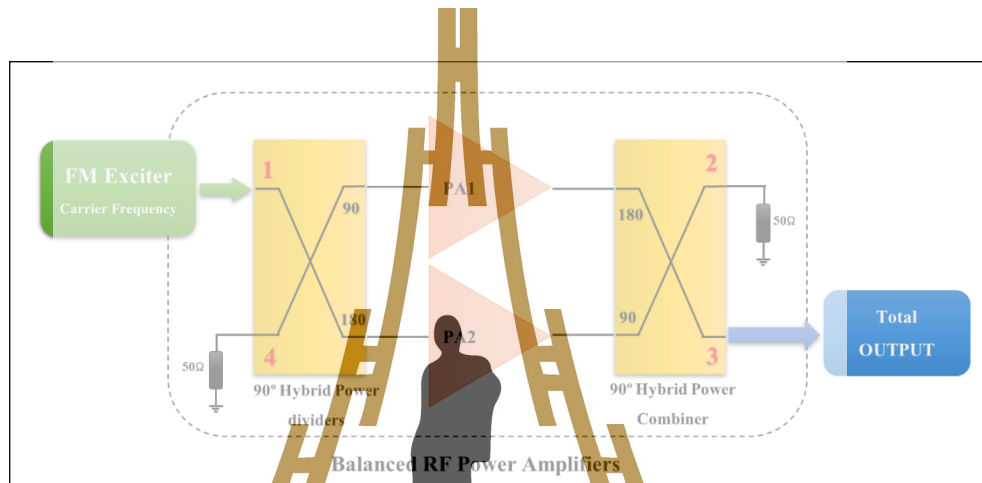
อินพุต	เอาต์พุต		กำลังเอาต์พุตที่ต่างกันของวงจรขยาย		
	PA1	PA2	สัญญาณ PA1 และ PA2		
33.37	47.84	47.32	0.52	5.08	6.33
33.60	48.06	47.68	0.38	6.06	7.11
33.89	48.38	47.92	0.46	4.44	4.93
34.12	48.53	48.21	0.32	6.60	6.97
34.25	48.82	48.35	0.47	6.22	6.22
34.47	48.97	48.63	0.34	6.74	6.42
34.65	49.26	48.92	0.34	7.33	6.65
34.84	49.43	49.15	0.28	6.29	5.47
35.04	49.51	49.37	0.14	6.20	5.17
35.23	49.76	49.53	0.23	7.11	5.66
35.34	49.87	49.69	0.18	7.76	5.95



รูปที่ 4.31 กราฟแสดงกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2

4.5.3 กำลังเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

เมื่อได้ผลการทดสอบกำลังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณทั้ง 2 วงจรซึ่งให้กำลังเอาต์พุตใกล้เคียงกัน (แตกต่างกันเกิน 10%) ซึ่งสามารถนำมารวมกันได้ ผลการทดสอบวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขยายสัญญาณที่มีความแรงขนาด 6 วัตต์สามารถให้กำลังสูงสุด 250 วัตต์ มีอัตราขยายสัญญาณ ประมาณ 16.8 dB



รูปที่ 4.32 แสดง โครงสร้างของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์



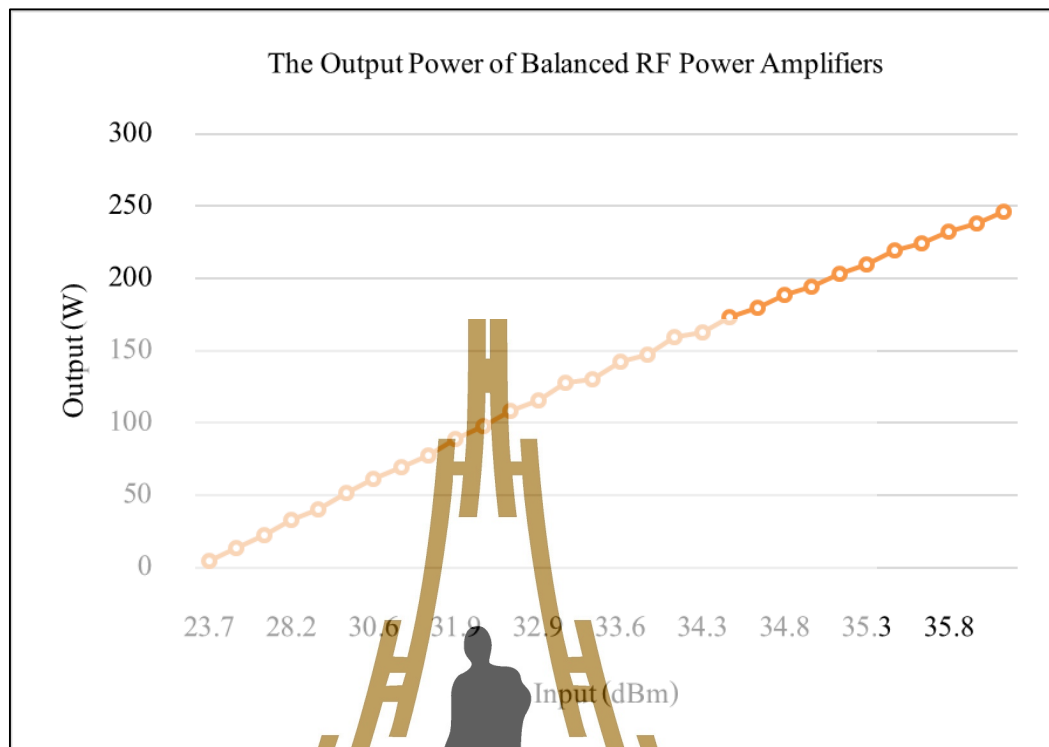
รูปที่ 4.33 วงจรขยายสัญญาณบาลานซ์ที่สร้างขึ้นในงานวิจัยนี้

ตารางที่ 4.11 แสดงผลการทดสอบของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

Frequency	105.00	MHz	Spectrum Setting	
Bias	2.06	V	Span	1.00 kHz
Vcc	47.19	V	RBW	1.00 kHz
			VBW	3.00 kHz
			Detector	Peak
			Avg	50.00

ตารางที่ 4.12 แสดงผลการทดสอบของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ต่อ)

อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)	อินพุต (dBm)	เอาต์พุต		อัตราขยาย (dB)
	(dBm)	(วัตต์)			(dBm)	(วัตต์)	
23.70	35.21	4.60	11.51	34.25	50.97	162.63	16.72
25.84	40.03	13.09	14.19	34.47	51.24	172.94	16.77
27.61	42.41	22.67	14.80	34.65	51.44	180.14	16.79
28.24	43.82	32.57	15.58	34.84	51.65	188.80	16.81
29.33	44.97	40.14	15.64	35.04	51.78	194.60	16.74
30.10	46.00	51.52	15.90	35.23	51.97	203.30	16.74
30.64	46.73	61.45	16.09	35.34	52.13	209.40	16.79
31.12	47.24	69.16	16.12	35.54	52.38	219.70	16.84
31.34	47.69	77.91	16.35	35.70	52.48	224.30	16.78
31.86	48.52	88.70	16.46	35.81	52.63	232.70	16.82
32.15	48.68	97.95	16.53	35.96	52.74	238.1	16.81
32.45	49.18	108.15	16.73	36.03	52.89	245.9	16.86
32.94	49.47	115.43	16.53				
33.20	49.79	127.41	16.59				
33.37	49.96	130.07	16.59				
33.60	50.39	142.49	16.79				
33.89	50.54	147.20	16.65				
34.12	50.86	159.06	16.74				



รูปที่ 4.34 กราฟแสดงกำลังเอาต์พุต (วัตต์) ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์



รูปที่ 4.35 กราฟแสดงอัตราขยายสัญญาณของบาลานซ์

บทที่ 5

เทคนิคการป้องกันเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน

5.1 บทนำ

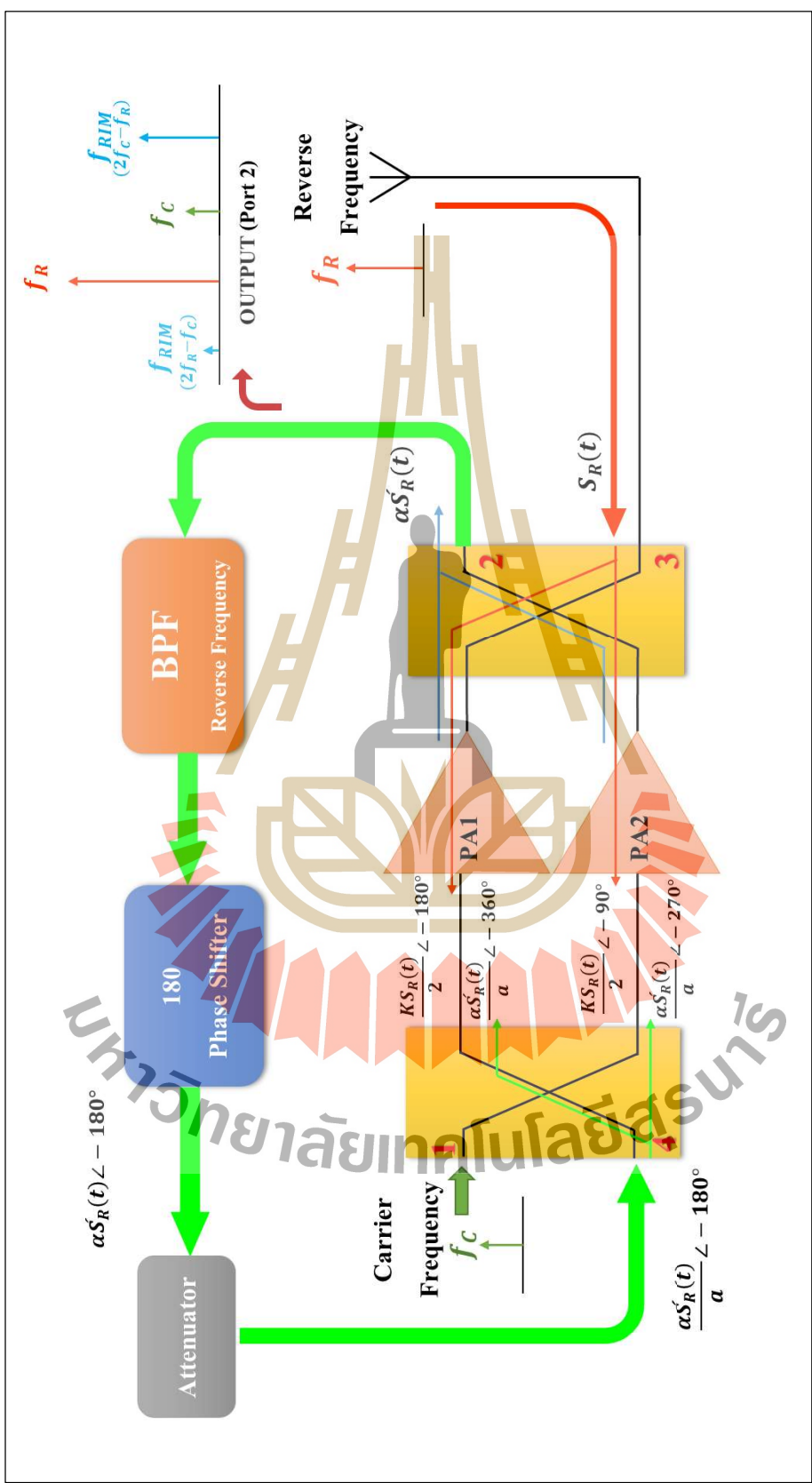
ในงานวิจัยนี้นำเสนอวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่สามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันได้โดยไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณที่จะย้อนเข้ามาจากภายนอก โดยออกแบบวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้องกันของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก หลักการทำงานเบื้องต้นของระบบที่ออกแบบคือ เมื่อมีสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกจะสามารถแพร่ไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณได้ซึ่งจะทำให้เกิดอินเทอร์มอดูเลชัน ดังนั้นเทคนิคการป้องกันจะใช้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก (ซึ่งมีความถี่เดียวกัน) และทำให้มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณทำให้สัญญาณหักล้างกันและทำให้อินเทอร์มอดูเลชัน ลดน้อยลง และหากยังคงมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอินเทอร์มอดูเลชัน ของวงจรรขยายสัญญาณอยู่ วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์สามารถทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นหักล้างกันที่ตำแหน่งเอาต์พุตของระบบได้ครึ่งหนึ่ง ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ส่งผลดีกับสัญญาณที่อยู่ใกล้เคียงกันให้สามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันได้ ทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่จะต้องติดตั้งในระบบเดิมและลดการสูญเสียกำลังส่งที่เกิดจากอุปกรณ์ที่ติดตั้งเพิ่มเติมทำให้เพิ่มประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณแปลกปลอมของวงจรรขยายกำลัง

5.2 วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้องกันเพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน

ในทางปฏิบัติแล้ววงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ไม่สามารถที่จะทำให้สัญญาณ 2 สัญญาณหักล้างกันได้ทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากตัวอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาไม่สามารถทำให้เฟสต่างกันได้ 180 องศาได้ทุกความถี่และขนาดของสัญญาณเท่ากันที่ออกมาก็ไม่เท่ากันด้วยเช่นกัน จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้สามารถลดการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันไม่ทั้งหมด เทคนิคการป้องกันของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกนำมาเข้ามามีเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์โดยมีวัตถุประสงค์หลักคือ ลดความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัว การทำงานของเทคนิค

ป้อนกลับจะเพิ่มอุปกรณ์อื่นเข้าไปนอกเหนือจากโครงสร้างของบาลานซ์เพื่อกรองสัญญาณเฉพาะสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก นั่นคือ f_R แล้วนำสัญญาณดังกล่าวผ่านวงจรเลื่อนเฟส 180 องศา และป้อนกลับไปที่พอร์ต 4 ของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และส่งไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ PA1 และ PA2 หักล้างกับสัญญาณที่ป้อนกลับ





รูปที่ 5.1 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่อินพุตเข้ามาจากภายนอก

จากรูปที่ 5.1 จะเห็นว่าเมื่อวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์มีสัญญาณอื่นจาก สถานีวิทยุข้างเคียงแพร่สัญญาณเข้ามาภายในวงจรถยายสัญญาณ ซึ่งจะทำให้สัญญาณย้อนเข้ามา แบ่งออกเป็น 2 ส่วนที่ความแรงสัญญาณเท่ากันแต่มีเฟสต่างกัน 90 องศา และแพร่ไปยังอินพุตของ วงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 วงจร ซึ่งสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจะถูกขยายสัญญาณและส่งกลับมายังไฮบริด คัปเปิลเลอร์ที่ด้านเอาต์พุตของระบบ ซึ่งตามหลักการทำงานของไฮบริดคัปเปิลเลอร์ทำให้สัญญาณที่ ย้อนกลับเข้ามาจากภายนอกมีเฟสต่างกัน 180 องศาที่พอร์ต 3 นั่นคือไม่มีสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันส่งออกไป ในขณะที่เดียวกันสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกจะมีเฟสตรงกัน (In-phase) ที่ พอร์ต 2 ของระบบนั่นคือ สัญญาณที่ย้อนเข้ามาไปรวมกันออกที่พอร์ตที่ 2 ซึ่งเทคนิคป้อนกลับจะ นำสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของระบบ (เฉพาะสัญญาณที่ย้อนเข้ามา) กลับมาป้อนให้กับอินพุต เพื่อให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาเกิดการหักล้างกัน ส่งผลทำให้สัญญาณแอมพลิจูดอินเทอร์มอดูเลชันที่ออกจากวงจรถยายสัญญาณลดลง ซึ่งสามารถเขียนสมการแสดงสัญญาณที่ป้อนกลับได้ดังนี้

$$\alpha S_R(t) = \alpha [\cos(2\pi f_R t)] \quad (5-1)$$

เมื่อ $S_R(t)$ คือ สัญญาณป้อนกลับ

α คือ ค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรถยายสัญญาณ

จากรูปที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของระบบไม่ได้มีเพียงสัญญาณ ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกเท่านั้น แต่จะปรากฏความถี่หลัก (f_C) ความถี่ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก (f_R) และสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน ($2f_C - f_R$) รวมอยู่ด้วย แต่จากหลักการของเทคนิคป้อนกลับที่ ต้องการเพียงสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ถูกทำให้เฟสช้าลง 180 องศา ดังนั้นทางผู้วิจัยจึง ได้นำสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ผ่านวงจรถอยความถี่ผ่านแถบและทำให้เฟสของสัญญาณช้าลง 180 องศา นั่นคือ $\alpha S_R(t) \angle -180^\circ$ โดยผ่านอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณเพื่อควบคุมความ

เมื่อป้อนสัญญาณ $\alpha S_R(t) \angle -180^\circ$ โดยผ่านอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณเพื่อควบคุมความ แรงก่อนที่จะเข้ามายังพอร์ต 4 จะเห็นว่าสัญญาณป้อนกลับดังกล่าวถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนที่เฟส ต่างกัน 90 องศา ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ ดังนั้นสามารถเขียนสมการแสดง สัญญาณป้อนกลับที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณได้ดังนี้

สัญญาณป้อนกลับที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรมายสัญญาณที่ 1

$$\frac{\alpha S_R'(t)}{a} \angle -360^\circ = [\alpha S_R'(t) \angle -180^\circ] - 180^\circ \quad (5-2)$$

และสัญญาณป้อนกลับที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรมายสัญญาณที่ 2

$$\frac{\alpha S_R'(t)}{a} \angle -270^\circ = [\alpha S_R'(t) \angle -180^\circ] - 90^\circ \quad (5-3)$$

เมื่อ $S_R'(t)$ คือ สัญญาณป้อนกลับ

α คือ ค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจรมายสัญญาณ

a คือ ค่าอัตราการลดทอนย้อนของอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ

และเมื่อพิจารณาสัญญาณอินพุตเดิมของวงจรมายสัญญาณทั้ง 2 วงจรก่อนที่จะมีการป้อนกลับ นั้นคือ

$$\begin{aligned} & \text{สัญญาณ ณ ตำแหน่งอินพุตของวงจรมายสัญญาณที่ 1} \\ & \frac{x_i(t)}{2} \angle -90^\circ + \frac{K S_R'(t)}{2} \angle -180^\circ \quad (5-4) \\ & = \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t - 90^\circ) \right\} + \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 180^\circ) \right\} \end{aligned}$$

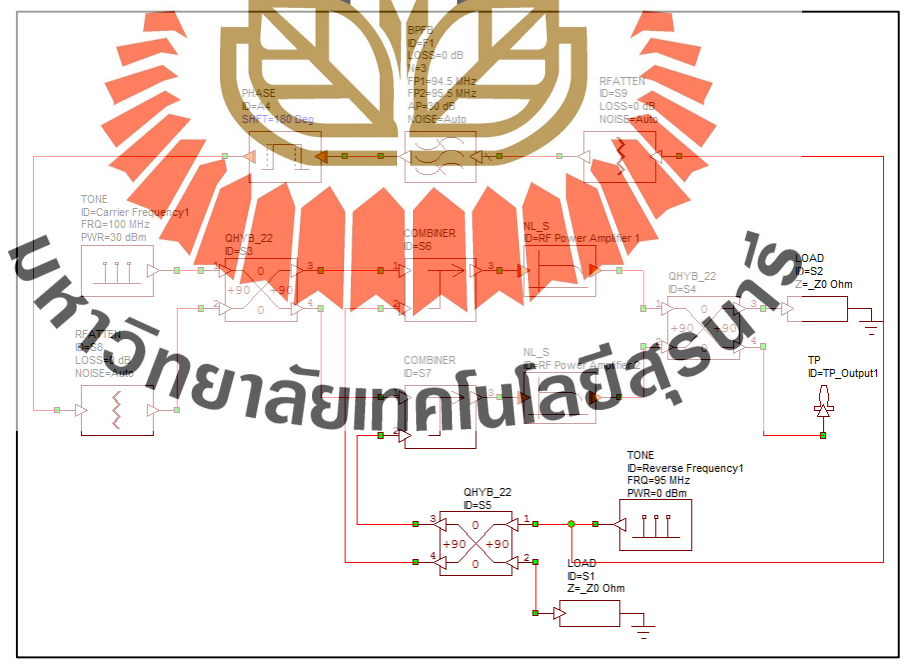
และ

$$\begin{aligned} & \frac{x_i(t)}{2} \angle -180^\circ + \frac{K S_R'(t)}{2} \angle -90^\circ \quad (5-5) \\ & = \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t - 180^\circ) \right\} + \left\{ \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t - 90^\circ) \right\} \end{aligned}$$

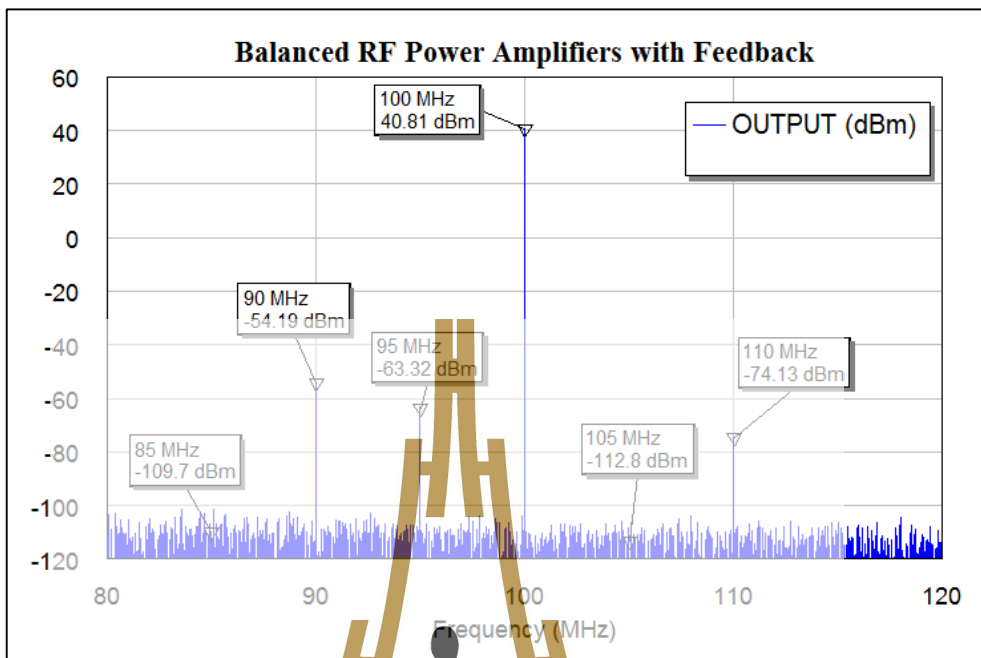
จากสมการที่ 5.2 และ 5.3 ที่แสดงสัญญาณป้อนกลับที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 และที่ 2 และสมการที่ 5.4 และ 5-5 สัญญาณ ณ ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณที่ 1 และที่ 2 เมื่อพิจารณาเฉพาะความถี่ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก (f_R) พบว่าความถี่ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 มีเฟสต่างกัน 180 องศา นั่นคือสัญญาณมีเฟสตรงกันข้ามและจะส่งผลทำให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกเกิดการหักล้างกันที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ ซึ่งนั่นคือเป้าหมายหลักของเทคนิคการป้อนกลับที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ และ ส่งผลทำให้สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ลดลงด้วย

5.2.1 จำลองการทำงานของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก ด้วยโปรแกรม AWR Design Environment

การจำลองนี้จะทำในลักษณะเช่นเดียวกับการจำลองระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ แต่ส่วนนี้ได้เพิ่มเทคนิคการป้อนกลับจากรูปที่ รูปที่ 5.2 แสดงให้เห็นโครงสร้างและผลการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment



รูปที่ 5.2 จำลองการทำงานของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน



รูปที่ 5.3 ผลการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ

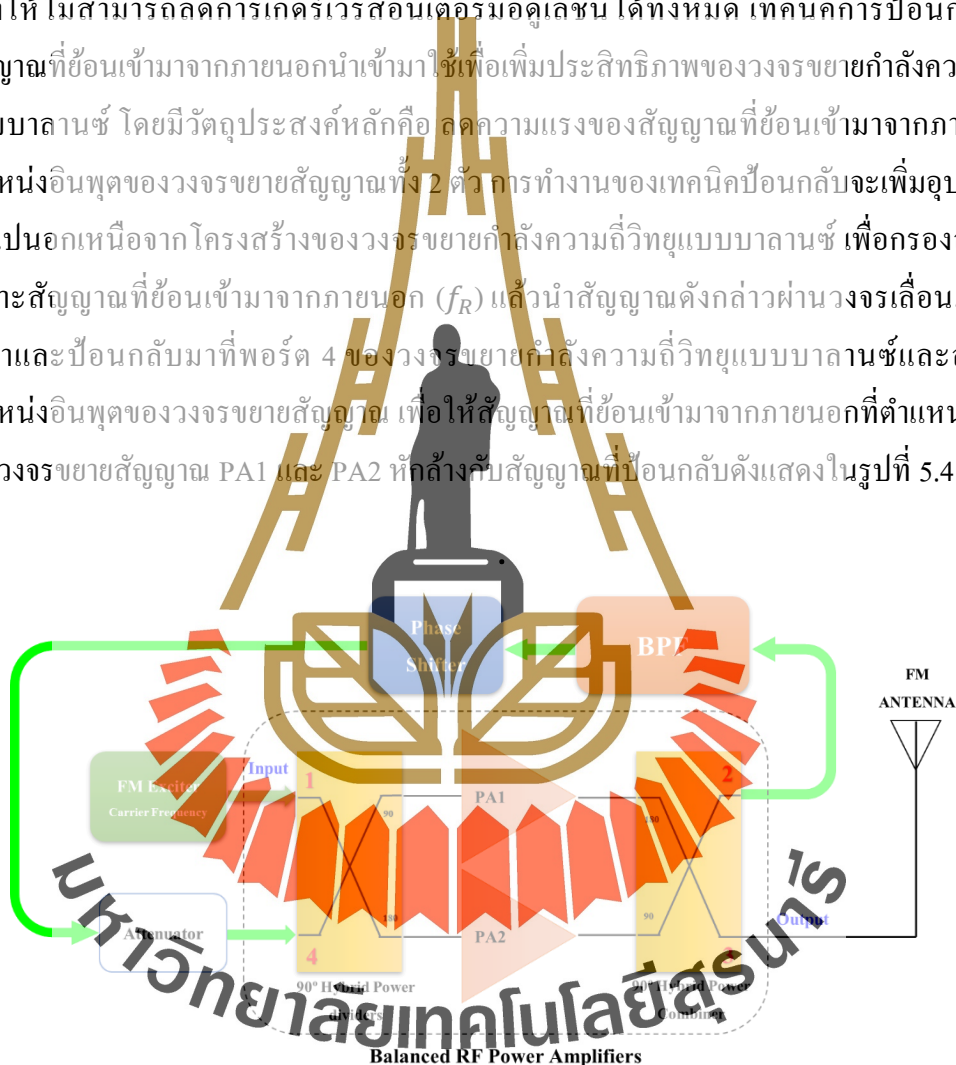
จากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment เพื่อดูลักษณะการเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันซึ่งจะแสดงผลการจำลองดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 5.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับจากการจำลองด้วยโปรแกรม AWR Design Environment

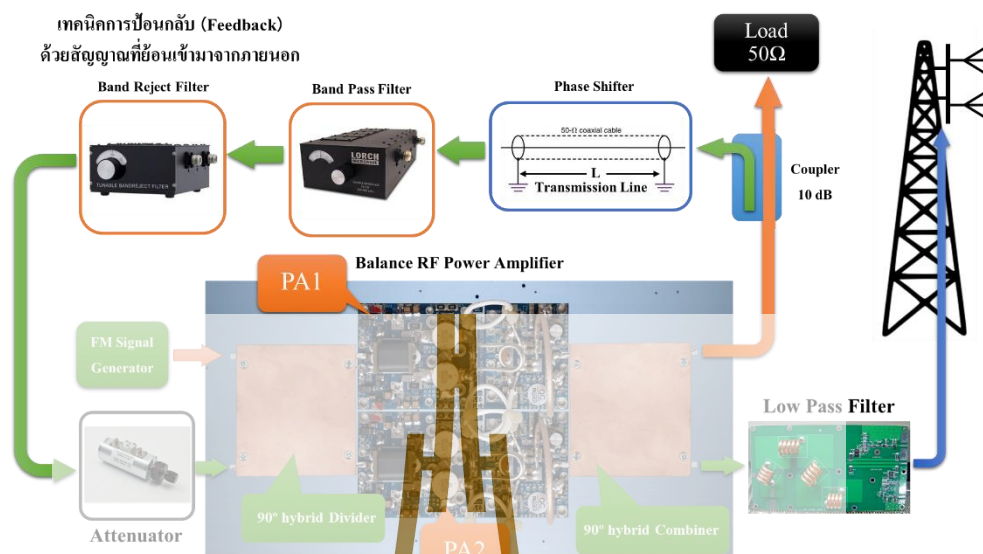
ความแรงของสัญญาณที่วัดได้ของความถี่ f_c (100 MHz)					
85 MHz	90 MHz	95 MHz	100 MHz	105 MHz	110 MHz
-109.70 dBm (150.51 dBc)	-54.19 dBm (95 dBc)	-63.32 dBm (104.13 dBc)	40.81 dBm -	-112.8 dBm (153.61 dBc)	-74.13 dBm (114.94 dBc)

5.3 สร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในก่อนหน้านี้ว่าในทางปฏิบัติแล้ววงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ไม่สามารถที่จะทำให้สัญญาณ 2 สัญญาณหักล้างกันได้ทั้งหมด ทั้งนี้เนื่องจากตัวอุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศา ไม่สามารถทำให้เฟสต่างกันได้ 180 องศาได้ทุกความถี่ อีกทั้งยังไม่สามารถทำให้ขนาดสัญญาณของความถี่หลักและสัญญาณที่ย้อนกลับเข้ามาเท่ากันได้ จึงเป็นเหตุผลที่ทำให้ไม่สามารถลดการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้ทั้งหมด เทคนิคการป้อนกลับของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกนำเข้ามาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ โดยมีวัตถุประสงค์หลักคือ ลดความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 ตัว การทำงานของเทคนิคป้อนกลับจะเพิ่มอุปกรณ์อื่นเข้าไปนอกเหนือจากโครงสร้างของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เพื่อกรองสัญญาณเฉพาะสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก (f_R) แล้วนำสัญญาณดังกล่าวผ่านวงจรเลื่อนเฟส 180 องศาและป้อนกลับไปที่พอร์ต 4 ของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และส่งไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ เพื่อให้สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 หักล้างกับสัญญาณที่ป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ
ด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก



รูปที่ 5.5 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ ด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก

จากโครงสร้างของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ดังแสดงในภาพที่ 5.5 อุปกรณ์ที่มีความสำคัญสำหรับเทคนิคการป้อนกลับ ได้แก่ อุปกรณ์ไฮบริดคัปเปิลอร์แบบ 90 องศาอยู่ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ เมื่อมีสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก สัญญาณดังกล่าวจะถูกแบ่งสัญญาณออกเป็น 2 ทางด้วยไฮบริดคัปเปิลอร์ สัญญาณดังกล่าวย้อนเข้าไปยังเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 และทำให้การสะท้อนไปออกยังไฮบริดคัปเปิลอร์พอร์ตที่ 2 (ซึ่งปกติแล้ว จะทำการเชื่อมต่อกับโหลด 50 โอห์ม) และในขณะที่วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ยังทำงานเป็นปกติ สัญญาณที่ออกจากพอร์ต 2 จะประกอบด้วย ความถี่ที่ทำงานและความถี่ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกเพียงสัญญาณเดียวที่จะทำการป้อนกลับไปยังอินพุต ดังนั้นเพื่อให้ได้เฉพาะสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจำเป็นต้องผ่านอุปกรณ์กรองความถี่ผ่านแถบพร้อมทั้งทำให้เฟสของสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองมีเฟสเปลี่ยนไป 180 องศาไปพร้อมกันด้วยการใช้วงจรเลื่อนเฟส 180 องศาที่สร้างขึ้นมาจากสายนำสัญญาณที่มีความยาวเป็น $\lambda/2$ ของความถี่ของสัญญาณที่ย้อนเข้ามา ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองและวงจรเลื่อนเฟสป้อนกลับมายังไฮบริดคัปเปิลอร์พอร์ต 4 ของอินพุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ โดยที่สามารถควบคุมความแรงของสัญญาณดังกล่าวด้วยตัวลดทอนสัญญาณ

บทที่ 6

ผลการทดสอบรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของ วงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ

6.1 บทนำ

งานวิจัยนี้ได้ออกแบบและจำลองการทำงานพร้อมทั้งสร้างวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาที่วงจรรขยายสัญญาณ เพื่อลดการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันในระบบขยายกำลังความถี่วิทยุสำหรับกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม เบื้องต้นทางผู้วิจัยได้สร้างวงจรรขยายสัญญาณต้นแบบ มีโครงสร้างพื้นฐานมาจากวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ ซึ่งวงจรรขยายสัญญาณดังกล่าวจะถูกนำมาทดสอบในสถานการณ์จริงเพื่อทดสอบความสามารถในการลดทอนสัญญาณแปลกปลอมรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน จากนั้นจึงได้ทำการปรับปรุงวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ อาทิเช่น การปรับแรงดันไบอัสของวงจรร จากนั้นจึงได้นำเทคนิคการป้อนกลับเข้ามาใช้กับวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันสำหรับสถานีวิทยุสำหรับกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่มีการออกอากาศพร้อมกัน 2 สถานี ในสถานที่เดียวกัน

เพื่อให้สร้างสถานการณ์ที่ทำให้ความแรงสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันมากที่สุด ผู้วิจัยได้ออกแบบสถานีวิทยุกระจายเสียงที่ออกอากาศพร้อมกัน 2 คลื่นความถี่บนเสาต้นเดียวกัน นั่นคือสถานีวิทยุกระจายเสียงที่ออกอากาศด้วยคลื่นความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นคลื่นความถี่หลัก หรือ f_c ที่จะใช้ทำการทดสอบ โดยที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เครื่องส่งที่รับวงจรรขยายสัญญาณ 3 แบบ คือ 1. วงจรรขยายสัญญาณที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไป 2. วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ และ 3. วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ ผลการทดสอบวิทยุกระจายเสียงสถานีที่ 2 คือสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่จะกำหนดให้เป็นสถานีวิทยุที่ร่วมกันสร้างสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งจะเรียกความถี่ของสถานีวิทยุนี้ว่าความถี่ที่ย้อนเข้ามาหรือ f_R ออกอากาศที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ทั้งนี้สายอากาศของเครื่องส่งวิทยุทั้ง 2 เครื่องจะติดตั้งอยู่ที่เสาส่งสัญญาณต้นเดียวกันเพื่อทำให้เกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันที่มีความแรงสัญญาณมากที่สุด



รูปที่ 6.1 สถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์)



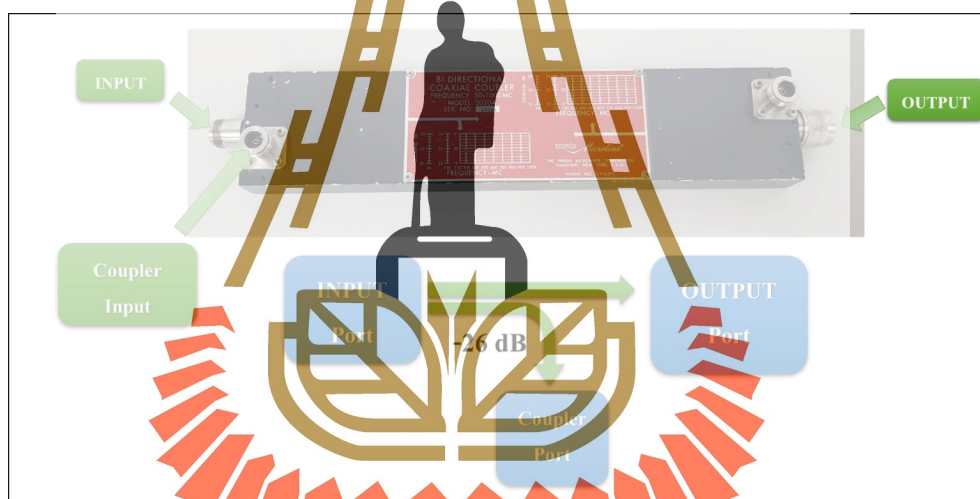
รูปที่ 6.2 เครื่องส่งและระบบสายอากาศ ของวิทยุสถานีวิทยุกระจายเสียง
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์)

6.2 เตรียมการทดสอบ

ก่อนที่จะดำเนินการทดสอบวงจรขยายสัญญาณจำเป็นต้องเตรียมเครื่องมือทดสอบต่าง ๆ พร้อมทั้งวัดคุณสมบัติของอุปกรณ์แต่ละชิ้นเสียก่อน ซึ่งผลการทดสอบมีดังนี้

6.2.1 ผลการทดสอบวัดคุณสมบัติของคัปเปิลเลอร์

อุปกรณ์คัปเปิลเลอร์เป็นอุปกรณ์ที่สามารถวัดสัญญาณความถี่วิทยุกำลังสูงในขณะที่กำลังส่งออกอากาศอยู่ โดยในทิศทางของสัญญาณหลักจะเดินทางจากพอร์ต 1 ไปยัง พอร์ต 2 โดยไม่มีการสูญเสียกำลังเกิดขึ้น ในขณะที่เดียวกันอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์จะดึงเพียงเล็กน้อยออกมาที่พอร์ต 3 เพื่อสามารถนำไปวัดสัญญาณกับเครื่องมือวัดได้ ด้วยวิธีนี้จะสามารถวัดสัญญาณได้ทั้งความถี่ f_R ความถี่ f_C และความถี่สัญญาณแปลกปลอม f_{RM} ได้ในเวลาเดียวกัน โดยคัปเปิลเลอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้สามารถดึงสัญญาณออกมาจากทิศทางหลักได้ -26 dB



รูปที่ 6.3 อุปกรณ์คัปเปิลเลอร์ที่ใช้ในการทดสอบงานวิจัย

6.2.2 ผลการทดสอบตัวลดทอนสัญญาณ

อุปกรณ์ลดทอนสัญญาณที่ใช้ทดสอบวงจขยายกำลังในงานวิจัยนี้มีทั้งหมด 7 ชนิด มีค่าตั้งแต่ 3 dB ถึง 30 dB อีกทั้งยังมีอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณที่สามารถปรับค่าการลดทอนได้ครั้งละ 1 dB ดังนั้นเพื่อให้ค่าที่ได้จากการวัดสัญญาณมีความแม่นยำ ทางผู้วิจัยจึงได้ทำการวัดค่าอัตราการลดทอนที่แน่นอนของอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณแต่ละตัวเสียก่อน ซึ่งผลการทดสอบตัวลดทอนสัญญาณที่ใช้ในงานวิจัยนี้แสดงในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 แสดงผลการทดสอบตัวลดทอนสัญญาณใช้ทดสอบในงานวิจัย

ตัวลดทอนสัญญาณ	ผลการทดสอบ (dB)
3dB / 50W	-2.78
3dB / 60W	-2.79
3dB / 200W	-2.67
10dB / 10W	-10.13
30dB / 10W	-29.10
30dB / 30W (1)	-30.21
30dB / 30W (2)	-29.81

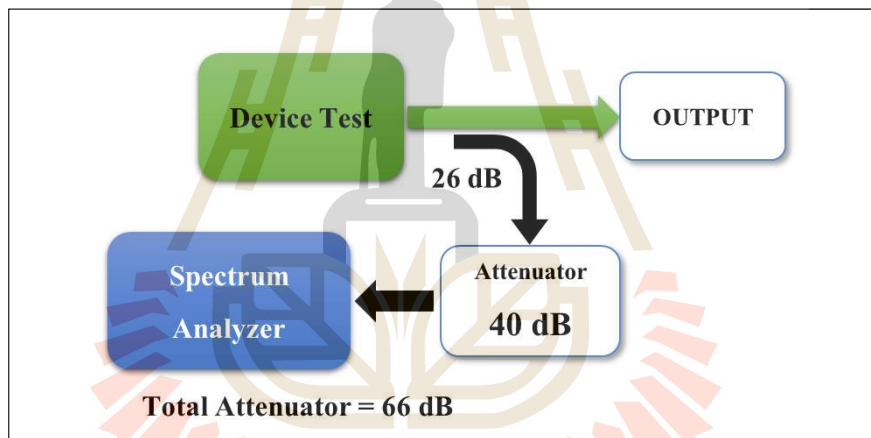
6.2.3 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลองในงานวิจัย

เครื่องมือที่ใช้ในการทดลองในงานวิจัยประกอบด้วย เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม คัปเปิลเลอร์และอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 6.4 และ 6.5 การวัดสัญญาณทุกครั้งจะวัดสัญญาณผ่านคัปเปิลเลอร์ที่สามารถวัดสัญญาณในแต่ละทิศทางของระบบที่ต้องการวัด การวัดสัญญาณด้วยคัปเปิลเลอร์จะทำให้สามารถวัดสัญญาณทั้งหมดที่ออกจากเครื่องส่งวิทยุโดยปราศจากสัญญาณรบกวนจากภายนอก ซึ่งวิธีการนี้ทำให้ได้ผลการทดสอบที่แม่นยำกว่าการวัดสัญญาณผ่านสายอากาศ ในงานวิจัยนี้ได้วัดสัญญาณโดยมีการลดทอนสัญญาณทั้งหมด 66 dB ก่อนที่จะต่อเข้าที่อินพุตพอร์ตของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



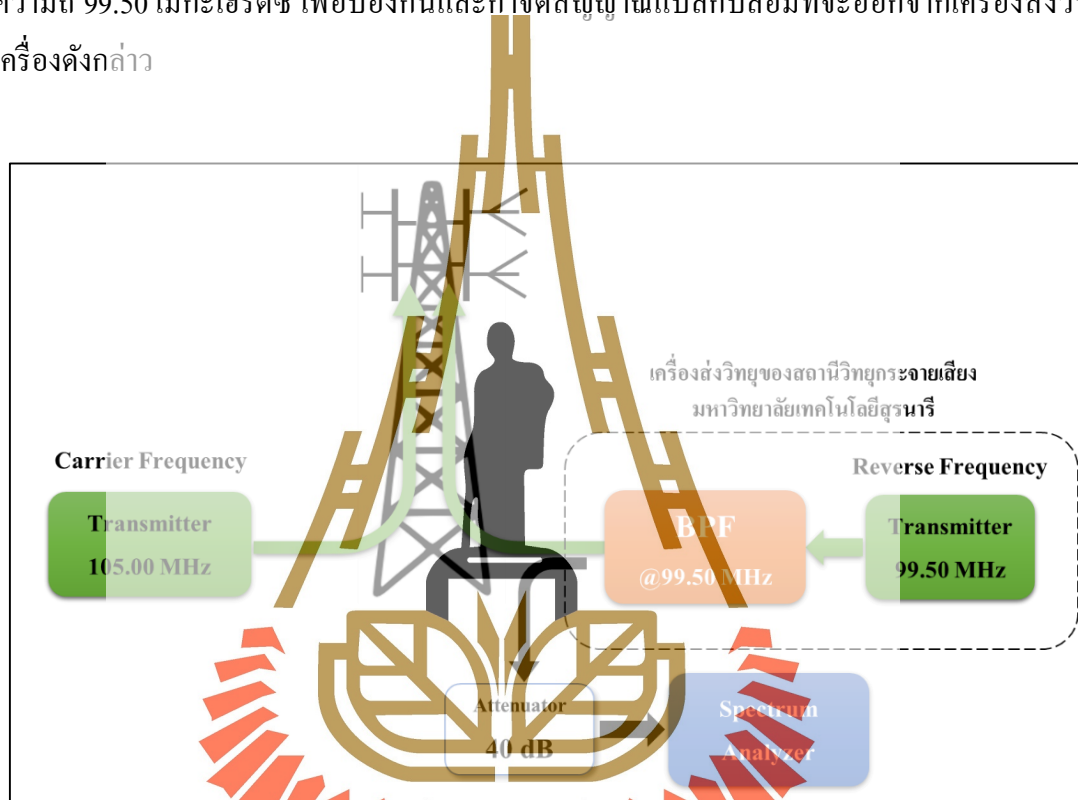
รูปที่ 6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดสัญญาณในงานวิจัย



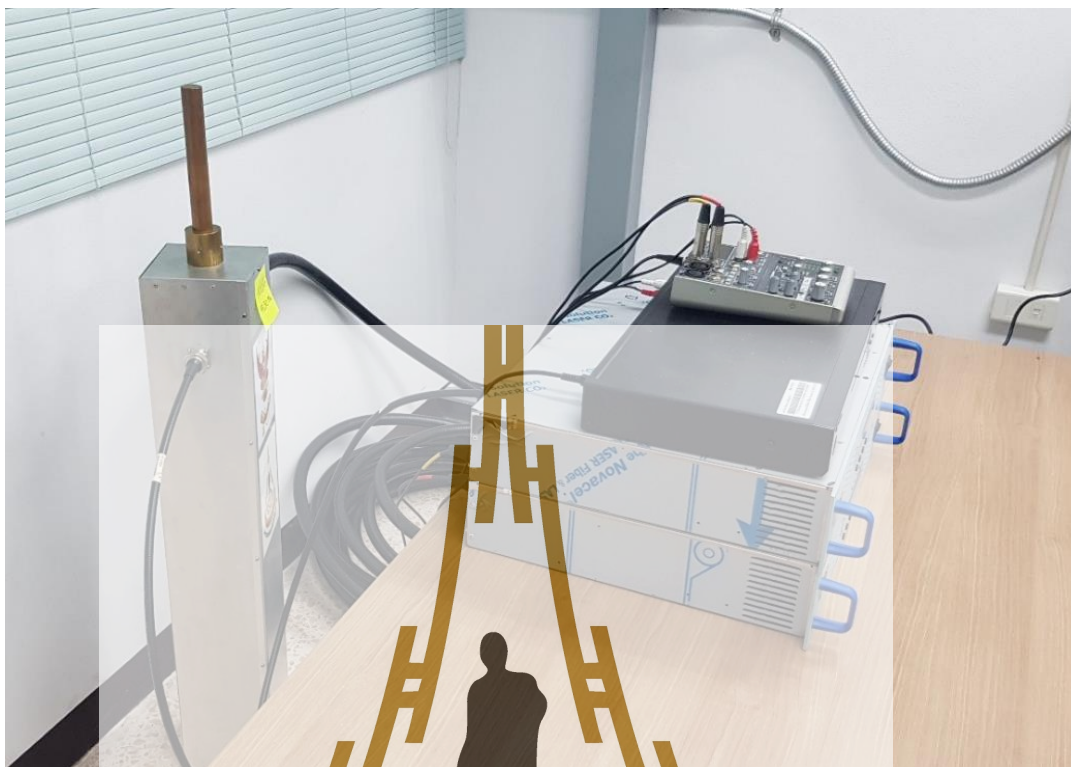
รูปที่ 6.5 เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบงานวิจัยโดยทดสอบผ่านตัวทดทอนสัญญาณและอุปกรณ์คัปเปิลอร์

6.2.4 ติดตั้งอุปกรณ์กรองความถี่ผ่านแถบที่เครื่องส่งของสถานีวิทยุ
ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์

จุดประสงค์ของงานวิจัยเพื่อทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งความถี่หลัก (105.00 เมกะเฮิร์ตซ์) ดังนั้นเครื่องส่งวิทยุความถี่อื่นจะต้องไม่มีสัญญาณแปลกปลอมใด ๆ ส่งออกมา ซึ่งทางผู้วิจัยจะติดตั้งวงจรกรองความถี่ผ่านแถบไว้ที่เครื่องส่งวิทยุความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อป้องกันและกำจัดสัญญาณแปลกปลอมที่จะออกจากเครื่องส่งวิทยุเครื่องดังกล่าว

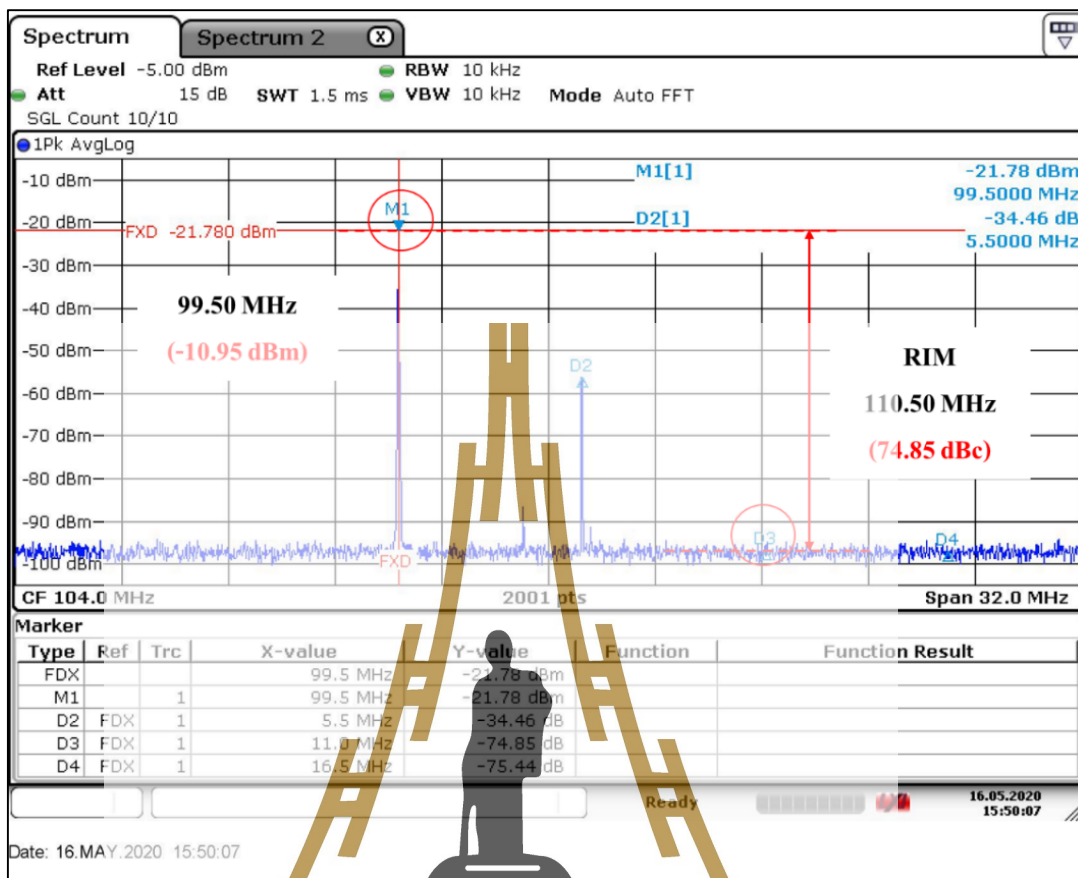


รูปที่ 6.6 เครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (99.50 เมกะเฮิร์ตซ์) ติดตั้งวงจรกรองความถี่ผ่านแถบ (ก)



รูปที่ 6.7 เครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียงมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
(99.50 เมกะเฮิรตซ์) ติดตั้งวางจกรรองความถี่ผ่านแถบ (ข)





รูปที่ 6.8 สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (99.50 เมกะเฮิรตซ์)

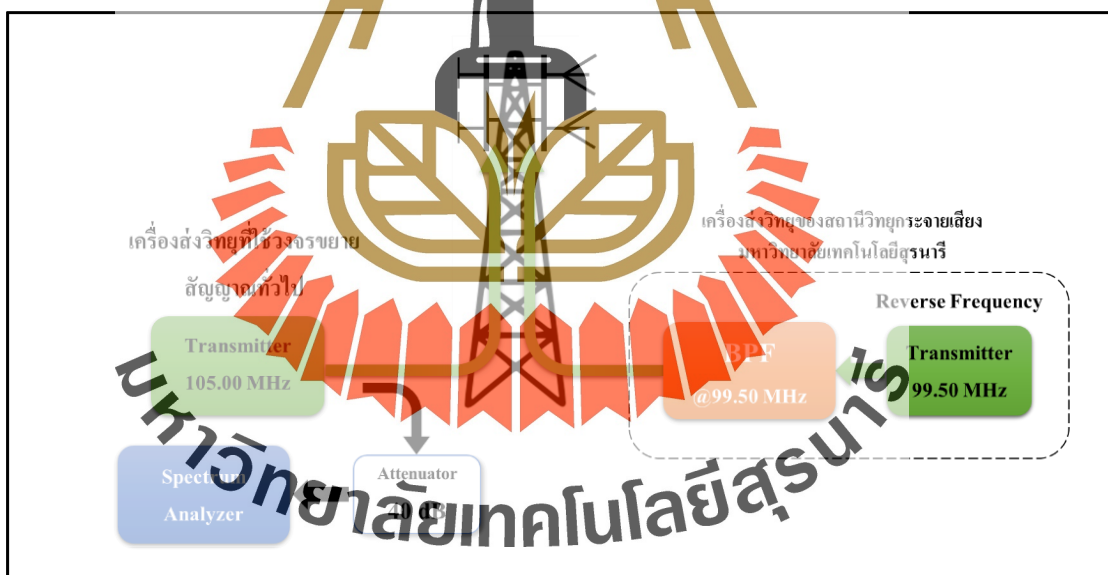
ตารางที่ 6.2 แสดงสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุของสถานีวิทยุกระจายเสียง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี (99.50 เมกะเฮิรตซ์)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่วัดได้กับเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้งานจริงขยายสัญญาณทั่วไป	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
	-21.78 dBm	-56.24 dBm	-96.63 dBm
			(74.85 dBc)

6.3 ทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุความถี่หลักที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณที่มีใช้งานทั่วไป

เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่มีใช้กันอย่างแพร่หลาย ส่วนใหญ่แล้วเลือกใช้วงจรรขยายสัญญาณคลาสซีซึ่งให้ประสิทธิภาพการทำงานที่สูง มีความเหมาะสมกับระบบที่มีการผสมสัญญาณแบบเอฟเอ็ม (FM Modulate) แต่เนื่องจากวงจรรขยายสัญญาณคลาสซีนั้นมีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงซึ่งจะก่อให้เกิดสัญญาณแปลกปลอมได้ง่ายดังที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น อีกทั้งสถานีวิทยุกระจายเสียงต่าง ๆ ไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก อาทิเช่น วงจรกรองสัญญาณผ่านแถบ ยิ่งทำให้เครื่องส่งวิทยุดังกล่าวสามารถสร้างสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันออกมาได้โดยง่าย

งานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุที่มีใช้งานทั่วไปที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณคลาสซี เพื่อเก็บเป็นข้อมูลสำหรับนำมาอ้างอิงและการประเมินประสิทธิภาพของวงจรรขยายกำลังที่ออกแบบ โดยกำหนดให้เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบส่งออกอากาศที่ความถี่ f_c (105.00 เมกะเฮิรตซ์) ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังนี้



รูปที่ 6.9 แสดงการจำลองของการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณทั่วไป



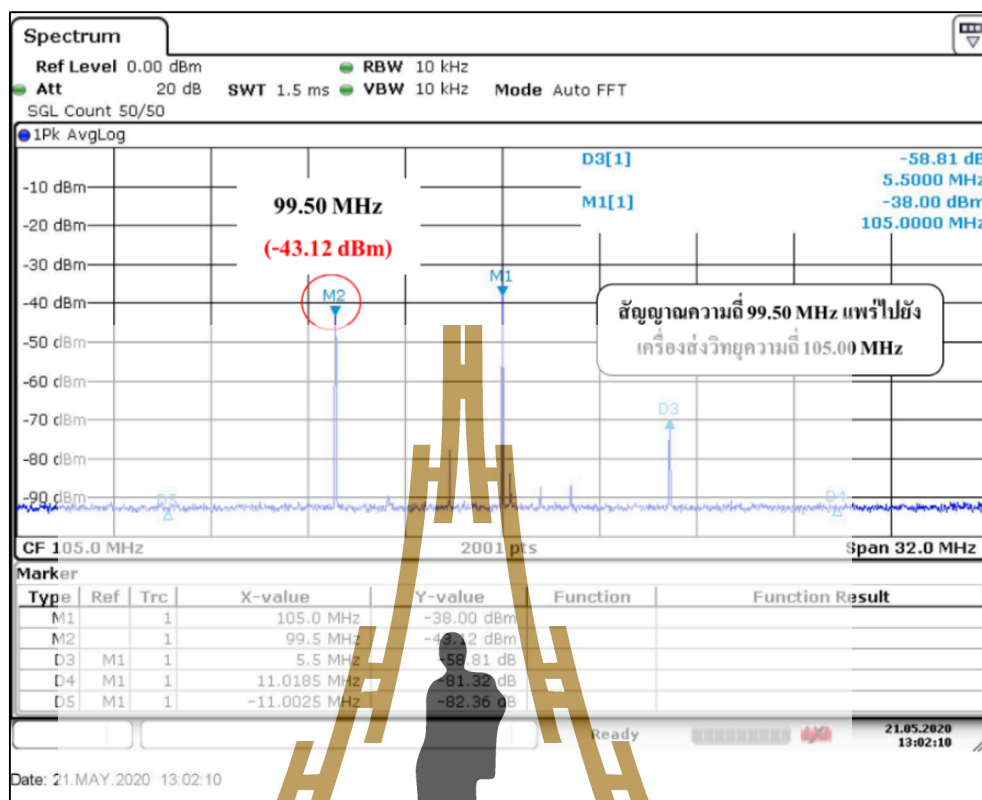
รูปที่ 6.10 เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ทดสอบ (ก)



รูปที่ 6.11 เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ทดสอบ (ข)

6.3.1 ผลการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรถยายสัญญาณทั่วไป

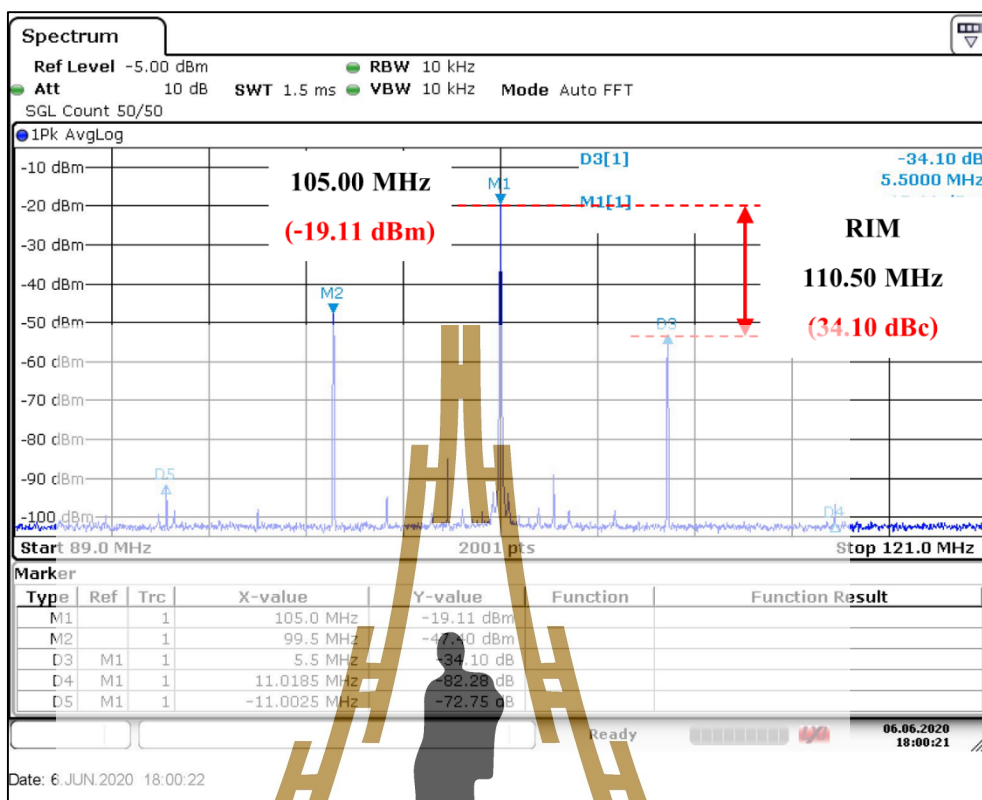
ตั้งที่ได้วัดความถี่ในข้างต้นเกี่ยวกับการเตรียมการทดลอง ซึ่งได้ติดตั้งสายอากาศของเครื่องส่งวิทยุทั้ง 2 เครื่องวางไว้ตำแหน่งเดียวกันเพื่อให้เกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันมากที่สุดจากการทดลองรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันแสดงให้เห็นว่าสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถแพร่เข้าไปยังวงจรถยายสัญญาณของเครื่องส่งความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ ผลจากการวัดสัญญาณพบว่าความแรงของสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ตำแหน่งก่อนแพร่เข้าไปในวงจรถยายสัญญาณของความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรง -43.12 dBm ดังแสดงในรูปที่ 6.12



รูปที่ 6.12 สัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ที่ตำแหน่งก่อนเข้าวงจรขยายกำลังของ เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป

ตารางที่ 6.3 แสดงสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ที่ตำแหน่งก่อนวงจรขยายกำลังของเครื่องส่ง วิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่วัดได้จากเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป	-43.12 dBm	-38.00 dBm	-96.81 dBm (58.81 dBc)



รูปที่ 6.13 กราฟแสดงผลเอาต์พุตของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป

ตารางที่ 6.4 แสดงผลเอาต์พุตของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป

ความแรงของสัญญาณที่วัดได้จากเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ			
เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไป	-47.40 dBm	-19.11 dBm	-53.21 dBm (34.10 dBc)

จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณทั่วไปและไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณที่จะย้อนเข้ามาจากภายนอกทำให้เครื่องส่งวิทยุสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมา ความแรงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันสามารถคำนวณจากการเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณ f_R ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์ และสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน (พิจารณาเฉพาะอินเตอร์มอดูเลชันออคเตอร์ที่ 3 ($2f_c - f_c$)) ความถี่ 110.50

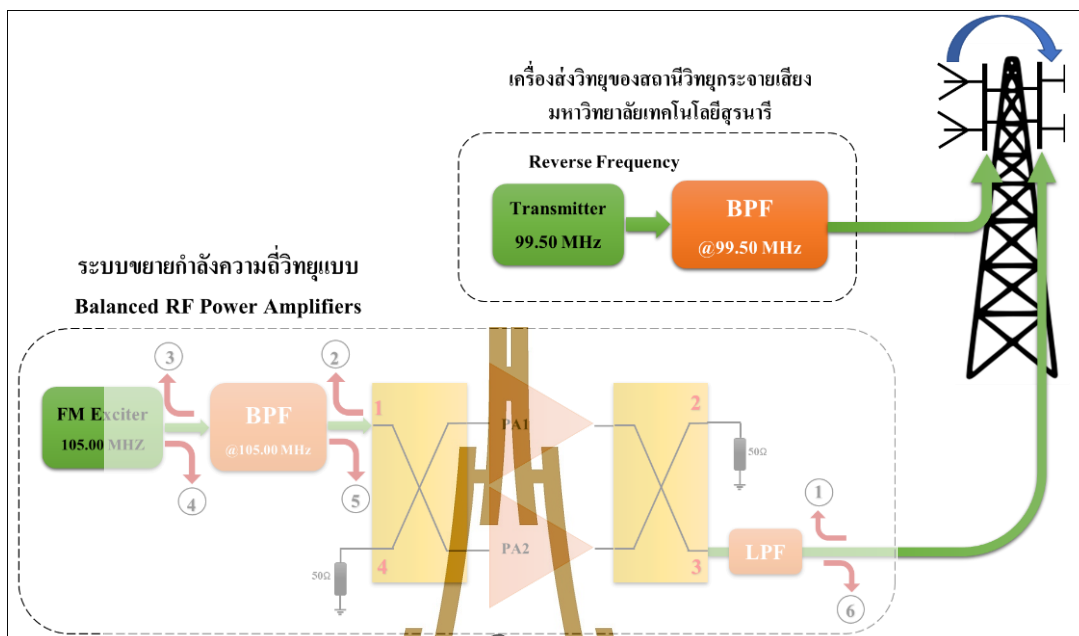
เมกะเฮิร์ตซ์ ผลการทดลองพบว่าสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันจากเครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถยายสัญญาณทั่วไปความแรง 34.10 dBc ซึ่งค่าความแรงดังกล่าวจะเป็นค่าอ้างอิงสำหรับการประเมินและเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรถยายสัญญาณที่ทางผู้วิจัยได้สร้างขึ้น

6.4 ทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของเครื่องส่งวิทยุความถี่หลักที่ใช้วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์

ในหัวข้อที่ 6.3 ได้แสดงให้เห็นถึงการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรถยายสัญญาณคลาสซีโดยไม่มีการป้องกันสัญญาณจากภายนอก ซึ่งก่อให้เกิดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันจากเครื่องส่งวิทยุเครื่องดังกล่าวส่งออกไปรบกวนย่านความถี่ข้างเคียง สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่ออกจากเครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถยายสัญญาณคลาสซีมีความแรงมากถึง 34.10 dBc ซึ่งทางผู้วิจัยจะนำค่านี้ไปใช้ค่านี้เป็นค่าอ้างอิงในการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรถยายแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้องกันที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยนี้

เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรถยายสัญญาณแบบบาลานซ์จะถูกนำมาทดสอบเพื่อเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน ซึ่งทดสอบโดยไม่มีการติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณผ่านแถบเพื่อป้องกันสัญญาณจากภายนอกเช่นเดียวกับเครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถยายสัญญาณในหัวข้อที่ 6.3 ทดสอบในสถานการณ์เดียวกัน คือ สายอากาศติดตั้งอยู่บนเสาส่งสัญญาณต้นเดียวกัน กำลังเอาต์พุตเท่ากัน และออกอากาศที่ความถี่ คือ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ทั้งนี้ทางผู้วิจัยได้ดำเนินการศึกษาพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถยายสัญญาณของเครื่องส่งวิทยุ โดยที่โครงสร้างและตำแหน่งการวัดสัญญาณการของวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์แสดงได้ดังนี้

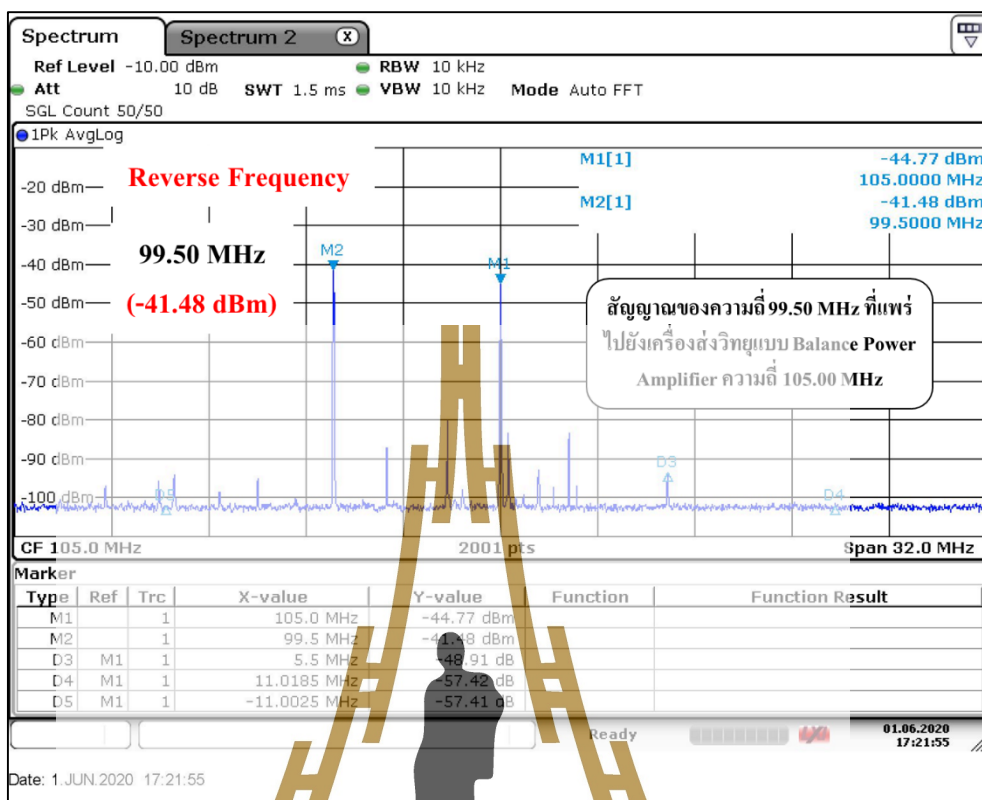
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 6.14 แสดงโครงสร้างและตำแหน่งการวัดสัญญาณของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

6.4.1 ศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

จากโครงสร้างและตำแหน่งการวัดสัญญาณการของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้นในงานวิจัยนี้ ทางผู้วิจัยได้ศึกษาพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันในตำแหน่งต่างๆ ของวงจรขยายสัญญาณดังกล่าว จากรูปที่ 6.14 ตำแหน่งทดสอบที่ 1 คือตำแหน่งวัดสัญญาณที่ย้อนเข้ามา ก่อนที่จะเข้าไปยังวงจรขยายสัญญาณ f_c ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลการทดสอบพบว่าสัญญาณ f_p ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ก็ย้อนเข้ามาที่เครื่องส่งความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรงของสัญญาณ -41.48 dBm และเมื่อนำมาชดเชยกับค่าการลดทอนที่เกิดจากอุปกรณ์ในการวัดสัญญาณ (66 dB) ดังนั้นค่าความแรงจริงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายกำลัง คือ 24.52 dBm หรือคิดเป็น 0.283 วัตต์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณจากความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่เครื่องส่งวิทยุความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีสัญญาณที่แรงมากทำให้วงจรขยายกำลังสร้างควมถี่แปลกปลอมออกไป

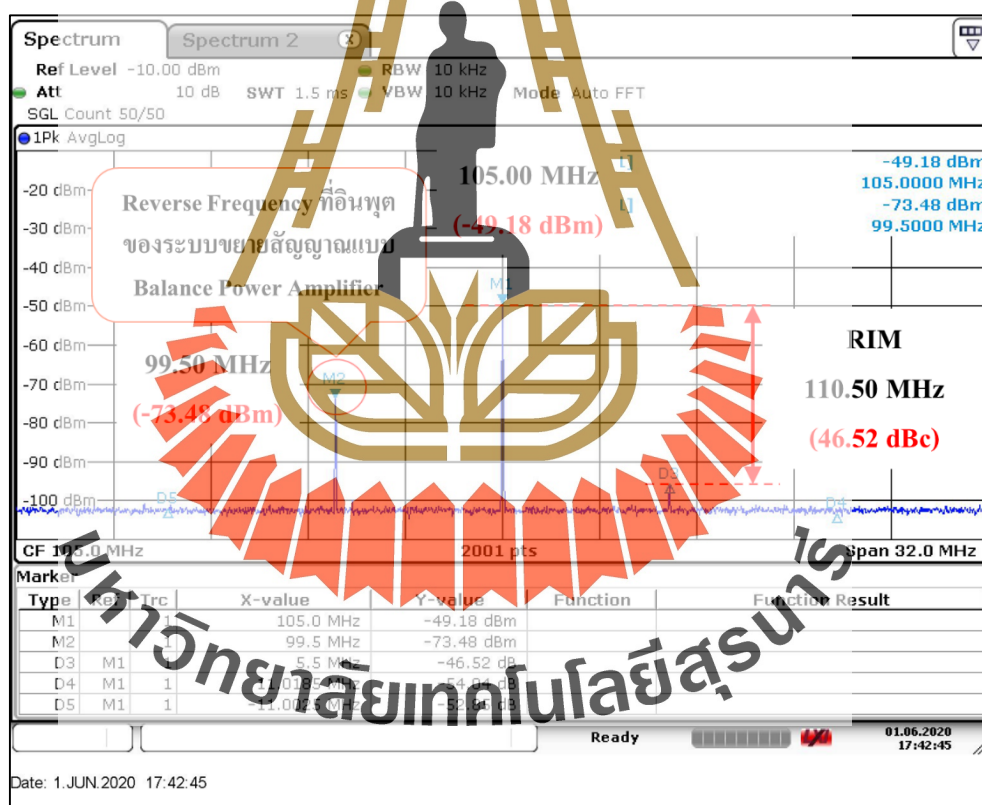


รูปที่ 6.15 ความแรงของสัญญาณจากภายนอกที่เข้ามาในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.14)

ตารางที่ 6.5 แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.14)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 1 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	-41.48 dBm	-44.77 dBm	-93.68 dBm (48.91 dBc)

เพื่อเป็นการพิสูจน์และยืนยันสมมุติฐานของงานวิจัยที่ตั้งเอาไว้ว่า สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกสามารถแพร่ไปยังอินพุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้หรือไม่ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้ทดสอบวัดสัญญาณที่ตำแหน่งทดสอบที่ 2 ในรูปที่ 6.14 หรือที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณนั่นเอง จากผลการทดสอบที่ปรากฏสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ตำแหน่งอินพุต แสดงให้เห็นว่าสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาสามารถแพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ แต่ขนาดของสัญญาณที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุต (ตำแหน่งที่ 2) มีขนาดลดลงเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ย้อนเข้ามา (ตำแหน่งที่ 1) ผลจากการวัดสัญญาณที่อินพุต (ตำแหน่งที่ 2) สัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรง -73.48 dBm จากเมื่อเทียบกับสัญญาณที่ย้อนเข้ามา (ตำแหน่งที่ 1) มีความแรงสัญญาณลดลง 32 dB

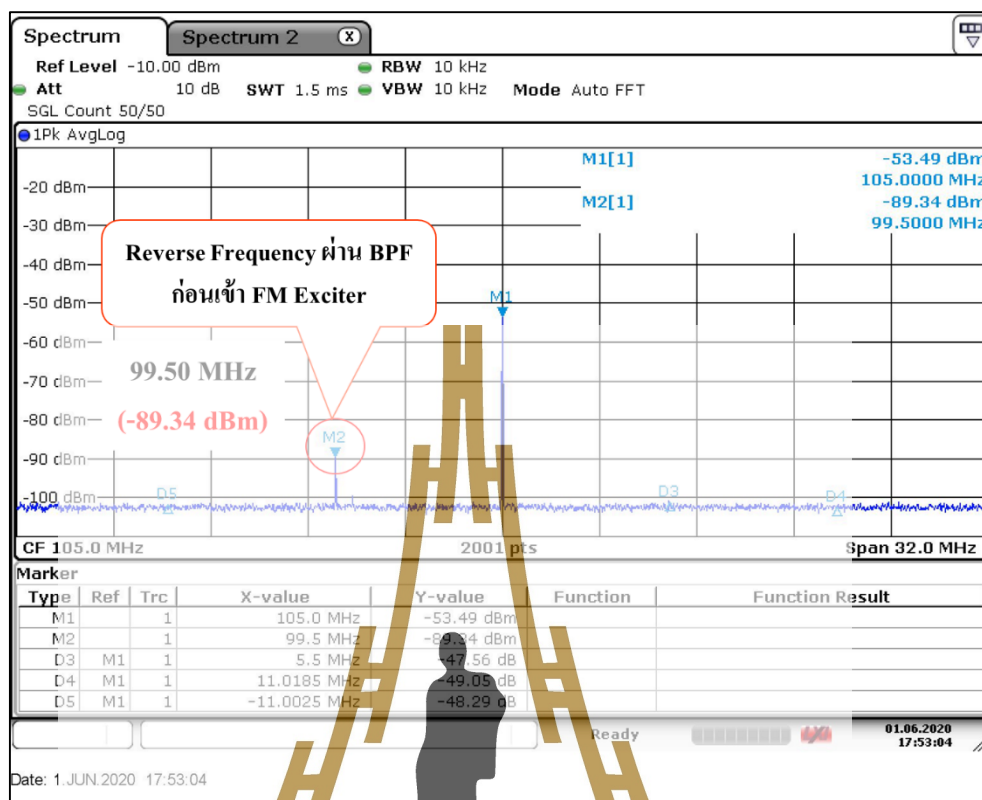


รูปที่ 6.16 ความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จากภายนอกที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งที่ 2 ในรูปที่ 6.14)

ตารางที่ 6.6 แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จากภายนอกที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณแบบบาลานซ์

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 2 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถยายสัญญาณแบบบาลานซ์	-73.48 dBm	-49.18 dBm	-95.70 dBm (46.52 dBc)

จากผลการทดสอบที่ปรากฏสัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งสัญญาณที่ตำแหน่งดังกล่าวจะสามารถแพร่เข้าไปยังวงจรถยายสัญญาณของวงจรถายกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็ม ได้ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้ติดตั้งวงจรกรองความถี่ผ่านแถบสำหรับการป้องกันไม่ให้สัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาแพร่เข้าไปในวงจรถยายสัญญาณของวงจรถายกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มได้ ทั้งนี้การติดตั้งวงจรกรองความถี่ผ่านแถบเพื่อเป็นป้องกันไม่ให้วงจรถายกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมาได้ ซึ่งจะทำให้ผลการทดสอบสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันเป็นผลที่เกิดขึ้นจากวงจรถยายสัญญาณแบบบาลานซ์เพียงอย่างเดียว โดยไม่มีองค์ประกอบอื่นมาเกี่ยวข้อง ตำแหน่งทดสอบที่ 3 ในรูปที่ 6.14 คือ สัญญาณความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จากภายนอกที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณผ่านแถบก่อนเข้าวงจรถายกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม จากผลการทดสอบพบว่าความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามามีความแรง -89.34 dBm ถูกลดทอนลงไป 15.86 dB ดังรูปที่ 6.17 และส่งผลให้ไม่มีสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกจากเครื่องกำเนิดความถี่ดังรูปที่ 6.19



รูปที่ 6.17 ความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามาก่อนเข้าวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม (ตำแหน่งทดสอบที่ 3 ในรูปที่ 6.14)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ 6.7 แสดงผลความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ยื่นเข้ามาก่อนเข้า
วงจรถ่ายสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม(ตำแหน่งทดสอบที่ 3 ในรูปที่ 6.14)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 3 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถ่าย สัญญาณแบบบาลานซ์	-89.34 dBm	-53.49 dBm	-106.05 dBm (47.56 dBc)



รูปที่ 6.18 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรถ่ายสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม
(ตำแหน่งทดสอบที่ 4 ในรูปที่ 6.14)

ตารางที่ 6.8 แสดงผลสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากเครื่องกำเนิดความถี่

(ตำแหน่งทดสอบที่ 4 ในรูปที่ 6.14)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 4 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้งานขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz (68.57 dBc)



รูปที่ 6.19 สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันก่อนเข้าวงจรขยายกำลังที่ตำแหน่งอินพุตของระบบ

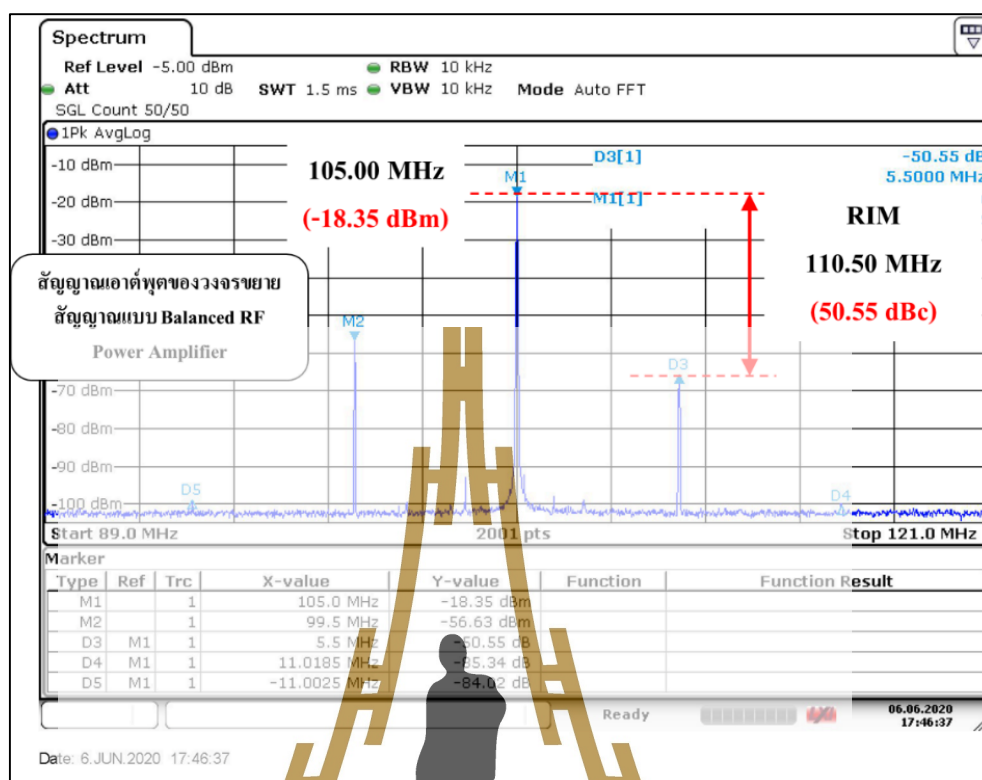
(ตำแหน่งทดสอบที่ 5 ในรูปที่ 6.14)

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มที่ป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณที่ตำแหน่งอินพุตของระบบ มีความแรงของสัญญาณ f_c 105.00 เมกะเฮิรตซ์ คือ -34.19 dBm ใกล้เคียงกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม ดังรูปที่ 6.18 ผลการทดสอบสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มแสดงดังรูปที่ 6.19 ความแรงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่อินพุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์มีความแรง 60.85 dBc

ตารางที่ 6.9 สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันก่อนเข้าวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์
(ตำแหน่งทดสอบที่ 5 ในรูปที่ 6.14)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 5 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	-74.48 dBm	-34.19 dBm	-95.04 dBm (60.85 dBc)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 6.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์
 (ตำแหน่งทดสอบที่ 6 ในรูปที่ 6.14)

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์สามารถวัดได้จากตำแหน่งทดสอบที่ 6 ในรูปที่ 6.14 ซึ่งผลจากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าวงจรขยายสัญญาณดังกล่าวสามารถให้กำลังเอาต์พุตที่ -18.35 dBm ที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ เพิ่มขึ้นจากสัญญาณอินพุตวงจรกำเนิดสัญญาณวิทยุเอฟเอ็ม -18.61 dB สอดคล้องกับอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณที่ได้ทำการทดสอบในหัวข้อที่ 5.2

พารามิเตอร์ที่ทางผู้วิจัยให้ความสำคัญสำหรับวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ คือสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันจากการทดสอบพบว่า วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ มีสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมาที่ความถี่ 110.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรง 50.55 dBc เมื่อเทียบกับความแรงของสัญญาณ f_c 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยจะเห็นได้ว่าความแรงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรขยายสัญญาณที่มีใช้งานทั่วไป

ตารางที่ 6.10 แสดงผลเอาต์พุตของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์
(ตำแหน่งทดสอบที่ 6 ในรูปที่ 6.14)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 6 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์	-56.63 dBm	-18.35 dBm	-68.90 dBm (50.55 dBc)

6.4.2 วิเคราะห์และสรุปผลการทดสอบวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ส่งผลต่อการลดลงของสัญญาณรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชัน

จากผลการทดสอบของวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์ดังที่แสดงในหัวข้อที่ 6.4.1 การทดสอบดังกล่าวเป็นการทดสอบวงจรถายสัญญาณ โดยที่ไม่มีการติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอกย้อนเข้ามา นอกจากนี้ทางผู้วิจัยยังได้ศึกษาพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรถายสัญญาณที่นำมาใช้กับการกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มพบว่า สัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่วงจรถายสัญญาณสามารถแพร่ไปที่อื่นของวงจรถายสัญญาณได้ ซึ่งเสมือนว่ามีการป้อนสัญญาณอื่นพูดจำนวน 2 ความถี่ให้กับวงจรถายสัญญาณดังกล่าว ทำให้วงจรถายสัญญาณสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมาได้ ดังจะเห็นได้จากผลการทดสอบเอาต์พุตของวงจรถายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ในรูปที่ 6.20 ที่แสดงสัญญาณที่วัดได้จำนวน 3 สัญญาณ คือ ความถี่ f_R (99.50 เมกะเฮิร์ตซ์) ความถี่ f_C (105.00 เมกะเฮิร์ตซ์) และสัญญาณแปลกปลอมรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันที่ความถี่ 110.50 เมกะเฮิร์ตซ์

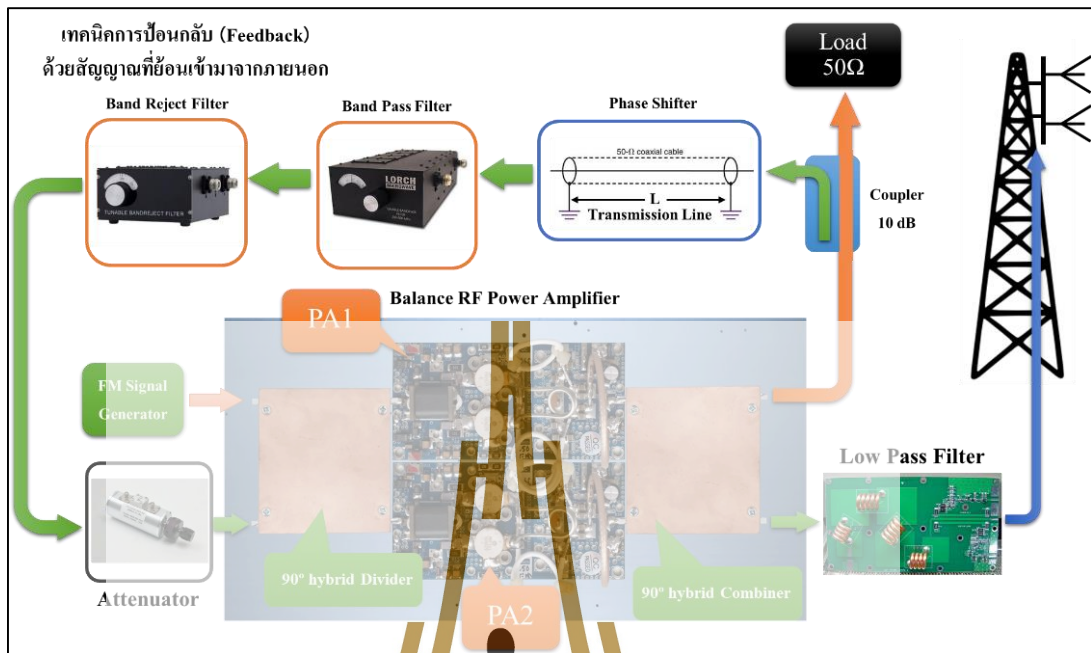
จากผลการวิเคราะห์การทำงานของวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่แสดงไว้ในหัวข้อที่ 4.2 ที่แสดงให้เห็นว่าวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์มีโครงสร้างที่สามารถที่จะลดทอนสัญญาณแปลกปลอมรีเวิร์สอินเทอร์มอดูเลชันได้ดีกว่าวงจรถายสัญญาณคลาสสิกที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไปในปัจจุบัน จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าความแรงสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน (110.50 เมกะเฮิร์ตซ์) ของวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์มีค่าลดลงอย่างชัดเจน ดังแสดงในตารางที่ 6.10 ที่สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรถายสัญญาณแบบบาลานซ์เท่ากับ 50.55 dBc ลดลงจากวงจรถายสัญญาณคลาสสิกที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไป 16.45 dB

ตารางที่ 6.11 สรุปผลการทดสอบวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่วัดได้จากเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ			เปรียบเทียบ
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM	
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz	
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณทั่วไป	-47.40 dBm	-19.11 dBm	-53.21 dBm (34.10 dBc)	-
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	-56.63 dBm	-18.35 dBm	-68.90 dBm (50.55 dBc)	ลดลง 16.45 dB

6.5 ทดสอบวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ

จากการวิเคราะห์การทำงานและผลการทดสอบของวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์แสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัติแล้ววงจรรขยายสัญญาณดังกล่าวไม่สามารถทำให้สัญญาณ 2 สัญญาณ (จากวงจรรขยายสัญญาณภายในระบบ 2 ตัว) หักล้างกันได้อย่างหมดจดดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 5.3 และผลการทดสอบที่แสดงให้เห็นถึงการลดลงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันในหัวข้อที่ 6.4 จากผลการทดสอบพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์พบว่าสัญญาณที่ย้อนเข้ามาสามารถแพร่ไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณได้ ถึงแม้สัญญาณดังกล่าวจะมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความแรงของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ แต่ก็เพียงพอที่จะทำให้วงจรรขยายสัญญาณนั้นสามารถสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันออกมาได้ ดังนั้นงานวิจัยนี้ได้เสนอวิธีการที่สามารถลดความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณได้โดยเทคนิคการป้อนกลับ โดยนำสัญญาณที่ย้อนเข้ามาป้อนกลับไปที่อินพุตของระบบ ซึ่งสัญญาณนำมาใช้ในการป้อนกลับจะถูกทำให้มีความต่างเฟสกับสัญญาณที่ย้อนเข้าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ซึ่งตามทฤษฎีแล้วสามารถทำให้สัญญาณดังกล่าวสามารถหักล้างกันและส่งผลให้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่ออกมาจากวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุได้ ผลการทดสอบเทคนิคการป้อนกลับจะแสดงดังนี้



รูปที่ 6.21 อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับ

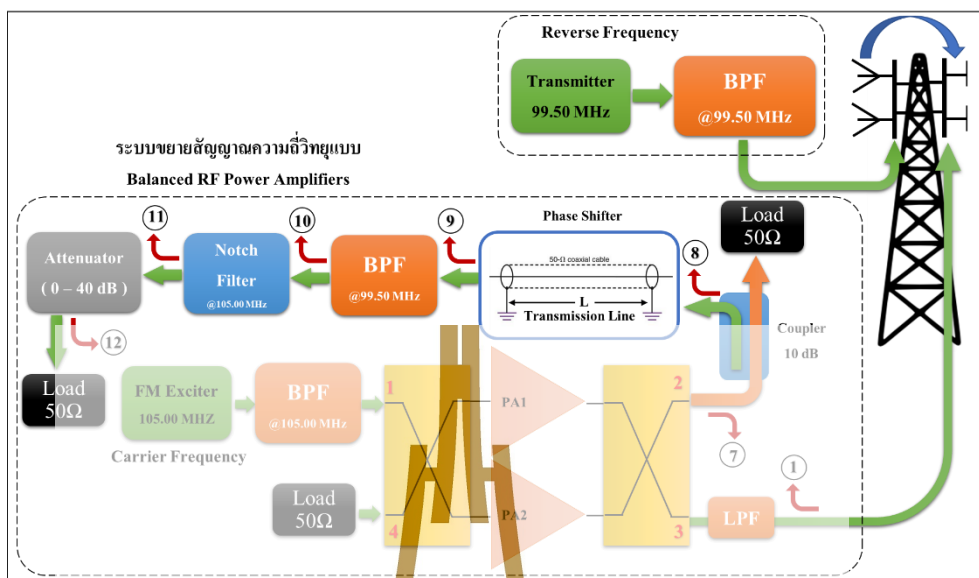


รูปที่ 6.22 วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคป้อนกลับตัวต้นแบบ

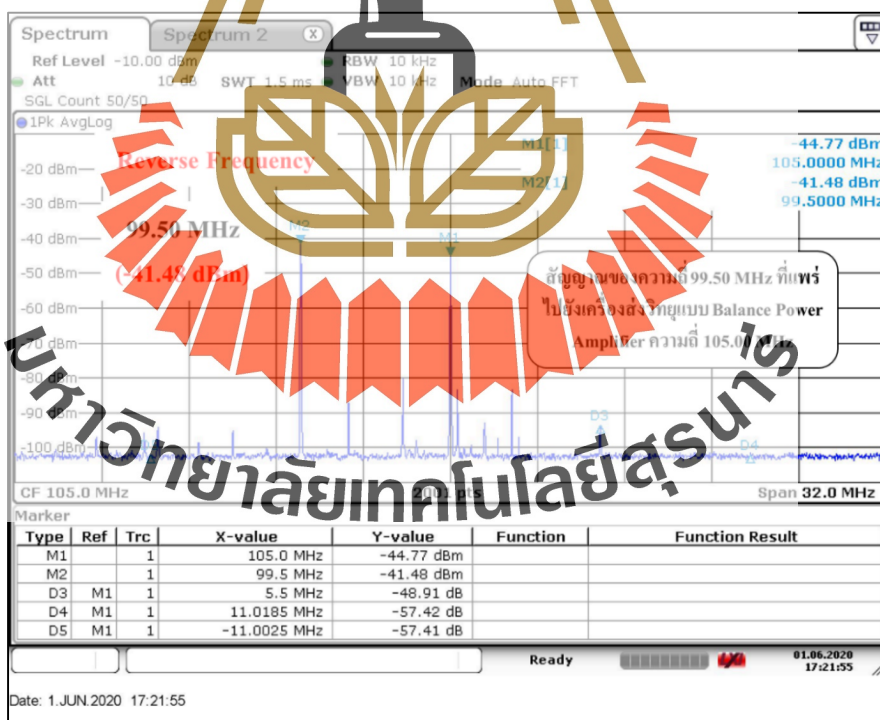
6.5.1 ศึกษาและวิเคราะห์พฤติกรรมของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

ผลจากการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ในหัวข้อที่ 6.4 พบว่า สัญญาณที่ย้อนเข้า (ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์) มีบางส่วนที่สามารถแพร่เข้าไปในวงจรขยายสัญญาณจนถึงตำแหน่งอินพุตได้ แต่สัญญาณดังกล่าวได้มีการสะท้อนกลับไปออกยังพอร์ตที่ 2 (Isolate Port) ซึ่งโดยโครงสร้างของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์จะต่ออยู่กับโหลด 50 โอห์ม เพื่อกำจัดสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์เมื่อเกิดความไม่แมทกันของอิมพีแดนซ์ของวงจรขยายสัญญาณและอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ในขณะเดียวกันหากมีสัญญาณจากภายนอกย้อนเข้ามาที่สายอากาศของเครื่องส่งวิทยุเครื่องนี้ สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจะย้อนเข้ามาถึงอินพุตของวงจรขยายสัญญาณและถูกขยายสัญญาณ ไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ ดังแสดงการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 5.3 เพื่อเป็นการพิสูจน์สมมุติฐานดังกล่าว ทางผู้วิจัยได้ศึกษาพฤติกรรมของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์โดยทำการวัดสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 6.23 พร้อมทั้งแสดงโครงสร้างของระบบขยายสัญญาณแบบใหม่ที่มีพื้นฐานมาจากวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์และเพิ่มประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันด้วยเทคนิคการป้อนกลับ ซึ่งเป็นเทคนิคและวิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ผลการทดสอบสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้





รูปที่ 6.23 แสดงตำแหน่งการทดสอบพฤติกรรมของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์และเทคนิคป้อนกลับ

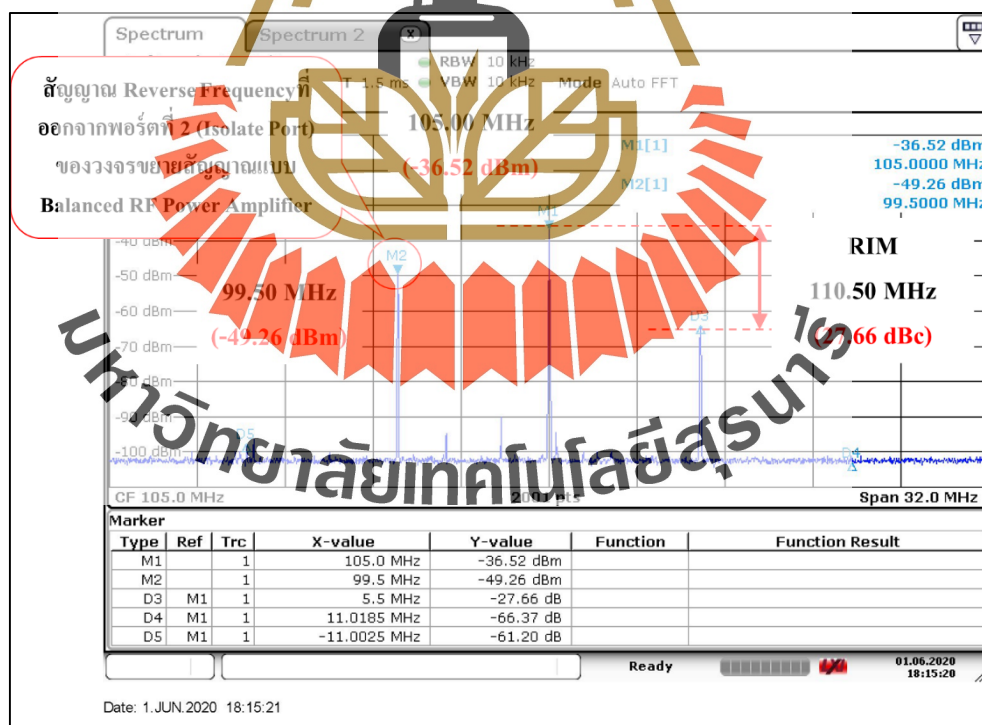


รูปที่ 6.24 ความแรงของสัญญาณที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.23)

ความแรงของสัญญาณจากภายนอกที่ตำแหน่งการทดสอบที่ 1 แสดงดังรูปที่ 6.24 ผลการทดสอบพบว่าสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ข้อนเข้ามาที่เครื่องส่งความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรงของสัญญาณ -41.48 dBm

ตารางที่ 6.12 แสดงผลการทดสอบความแรงของสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ข้อนเข้ามาที่ วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 1 ในรูปที่ 6.23)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 1 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์	-41.48 dBm	-44.77 dBm	-93.68 dBm (48.91 dBc)



รูปที่ 6.25 ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 7 ในรูปที่ 6.23)

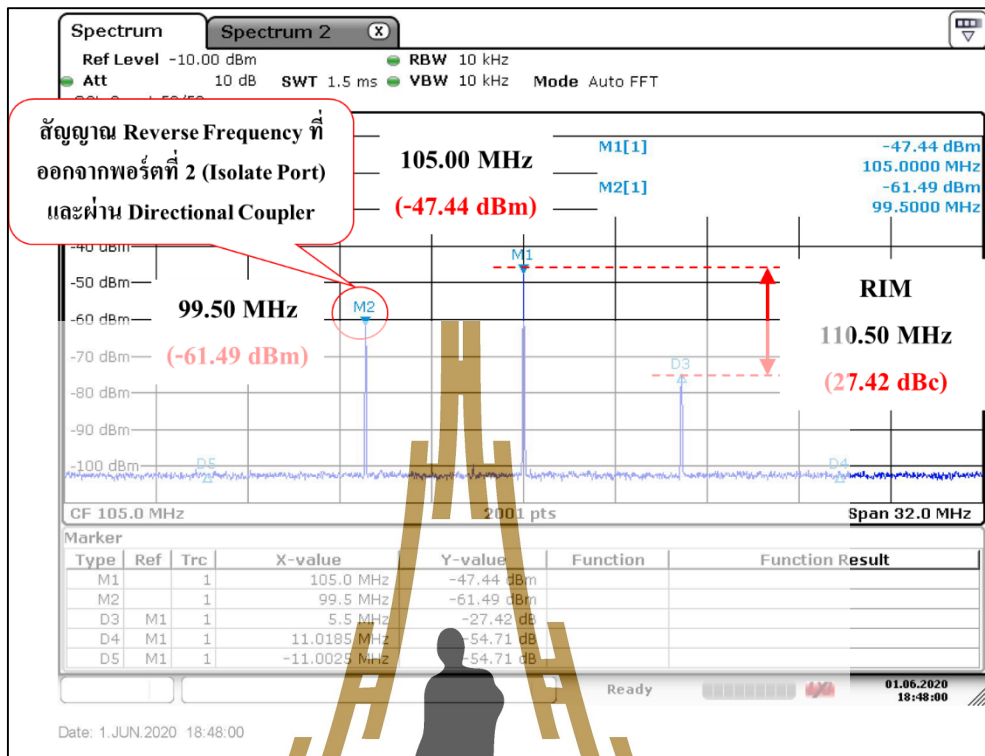
เพื่อเป็นการพิสูจน์สมมุติฐานที่ตั้งเอาไว้ว่า หากมีสัญญาณจากภายนอกย้อนเข้ามาที่สายอากาศของเครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ สัญญาณที่ย้อนเข้ามาจะถูกขยายสัญญาณแล้วไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.25

ตารางที่ 6.13 ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 7 ในรูปที่ 6.23)

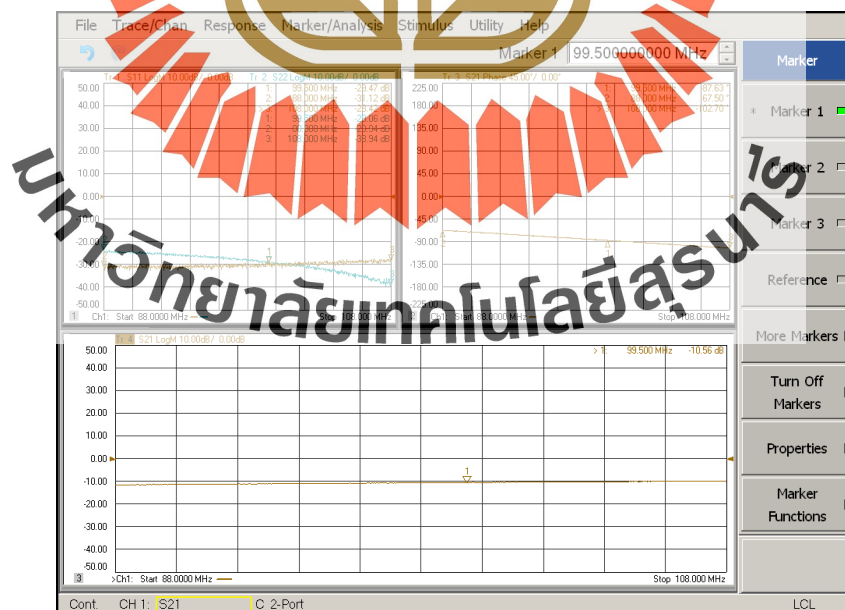
เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 7 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้ วงจรขยายสัญญาณ แบบบาลานซ์	-49.26 dBm	-36.52 dBm	-64.18 dBm (27.66 dBc)

จากผลการทดสอบจะเห็นว่าสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ที่ย้อนเข้ามา มีบางส่วนสามารถแพร่ไปยังอินพุตของวงจรขยายสัญญาณได้ และนอกจากนั้นยังสามารถแพร่ออกไปยังออกจากรีพอร์ตที่ 2 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ได้อีกด้วย จากผลการทดสอบจะเห็นว่า สัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่แพร่ออกไปยังจากรีพอร์ตที่ 2 ของระบบมีความแรง -49.26 dBm และแพร่ไปยังอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ -73.48 dBm ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามาส่วนใหญ่แล้วจะถูกบังคับให้ไปออกยังพอร์ตที่ 2 ของระบบ เป็นไปตามสมมุติฐานของงานวิจัยที่ได้ตั้งเอาไว้

ด้วยเทคนิคการป้อนกลับที่ต้องการนำสัญญาณที่ย้อนเข้ามาป้อนกลับไปที่อินพุตของระบบ เพื่อนำไปหักล้างกับสัญญาณ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ที่ปรากฏในผลการทดสอบในหัวข้อ 6.4 ก่อนหน้านั้น ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้สร้างคัปเปิลเลอร์ขนาดเล็ก ที่มีอัตราการการถ่ายโอนสัญญาณ (Coupling) สัญญาณ 10 dB เพื่อดึงเอาสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 บางส่วนเพื่อนำมาใช้ป้อนกลับไปที่อินพุตของระบบ ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 และผ่านที่คัปเปิลเลอร์ได้สร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 6.26



รูปที่ 6.26 ผลการทดสอบสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 และผ่านอุปกรณ์คัปเปิลอร์ 10 dB (ตำแหน่งวัดที่ 8 ในรูปที่ 6.23)



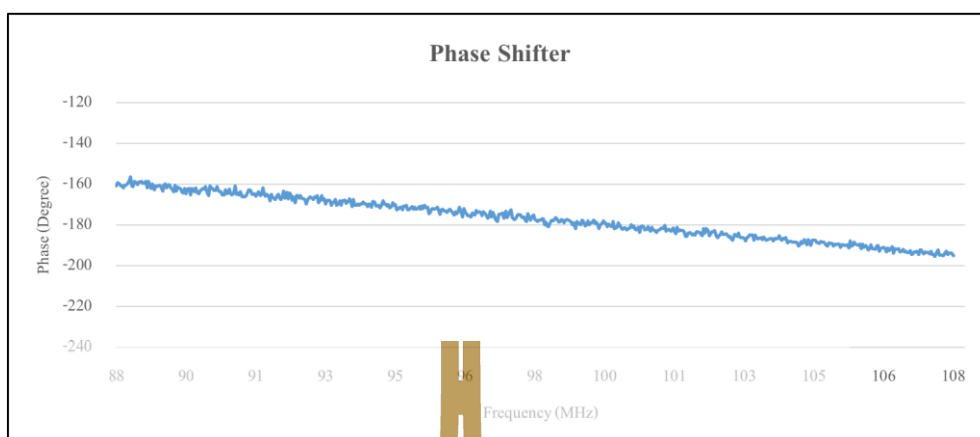
รูปที่ 6.27 ผลการทดสอบของอุปกรณ์คัปเปิลอร์ที่ได้สร้างขึ้น

จากรูปที่ 6.27 แสดงผลการทดสอบอัตราการถ่ายโอนสัญญาณของคัปเปิลเลอร์ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ พบว่ามีสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S21) คือ -10.56 dB เมื่อนำคัปเปิลเลอร์ดังกล่าวมาใช้งานเพื่อดึงสัญญาณที่ออกจากพอร์ตที่ 2 เพื่อใช้เป็นสัญญาณป้อนกลับ ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.26 พบว่าสัญญาณที่ผ่านคัปเปิลเลอร์มีความแรงลดลงประมาณ 10 dB เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ออกจากพอร์ต 2 ที่แสดงในรูปที่ 6.25

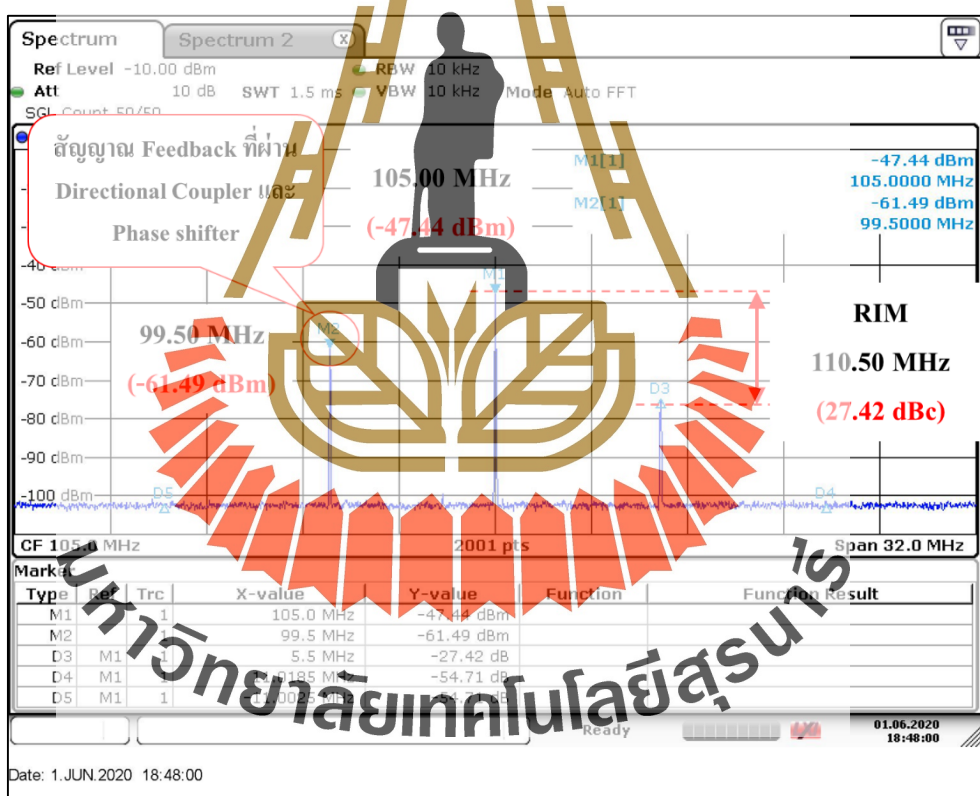
เทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาป้อนกลับไปที่อินพุตของระบบสัญญาณที่จะนำมาใช้ในการป้อนกลับจะถูกทำให้มีความต่างเฟสกับสัญญาณที่ย้อนเข้าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถ่ายสัญญาณ PA1 และ PA2 เพื่อให้สามารถหักล้างกันและส่งผลให้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่ออกมาจากวงจรถ่ายกำลังความถี่วิทยุได้ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้สร้างวงจรถ่ายเฟส (Phase shifter) โดยการใช้สายนำสัญญาณเป็นตัวกำหนดเฟสของสัญญาณป้อนกลับ ผลการทดสอบอุปกรณ์ถ่ายโอนเฟสแสดงดังกราฟในรูปที่ 6.29 จะเห็นว่าย่านความถี่วิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม (88-108 เมกะเฮิร์ตซ์) ที่ความถี่ 88.00 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณมีค่าเฟส -160 องศา และที่ความถี่ 108.00 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณมีค่าเฟส -195 องศา จะเห็นว่ามีค่าความต่างเฟสที่ต่างกันตลอด ย่านความถี่ประมาณ 34 องศา และที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ คือความถี่ที่ต้องการป้อนกลับมีเฟส -180 องศา ผลการทดสอบสัญญาณป้อนกลับ (ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ออกจากพอร์ตที่ 2) ที่ผ่านอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์และวงจรถ่ายเฟส 180 องศา (ตำแหน่งวัดที่ 9 ในรูปที่ 6.19) แสดงดังรูปที่ 6.30



รูปที่ 6.28 อุปกรณ์คัปเปิลเลอร์และวงจรถ่ายเฟส 180 องศาที่นำมาใช้กับเทคนิคป้อนกลับ

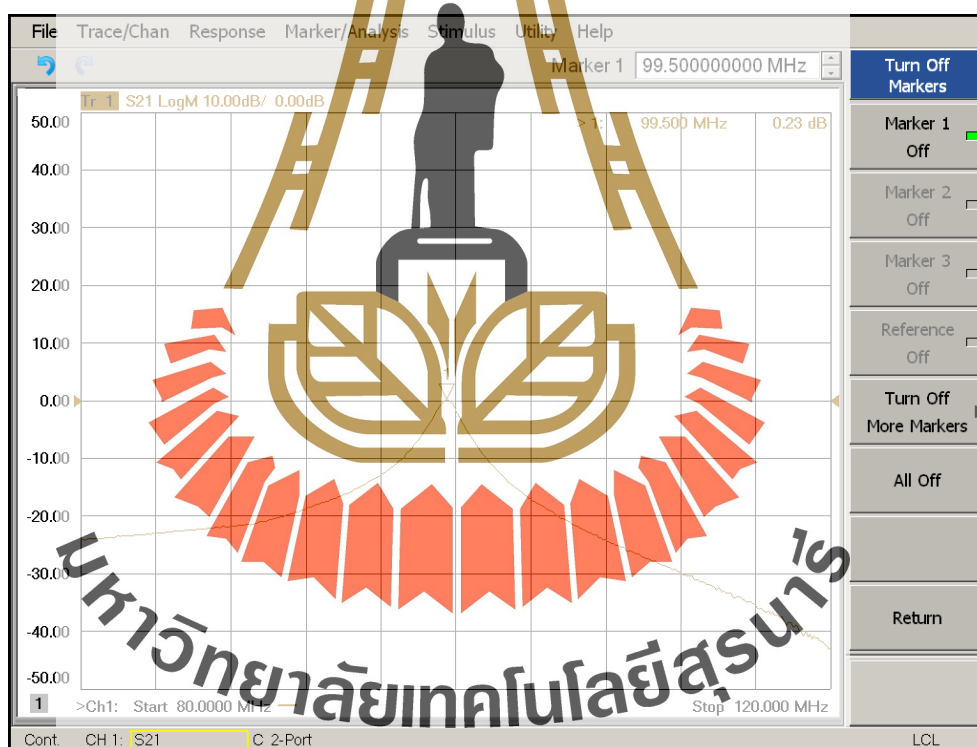


รูปที่ 6.29 ผลการทดสอบการเฟสของสัญญาณที่ผ่านคัปเปิลอร์

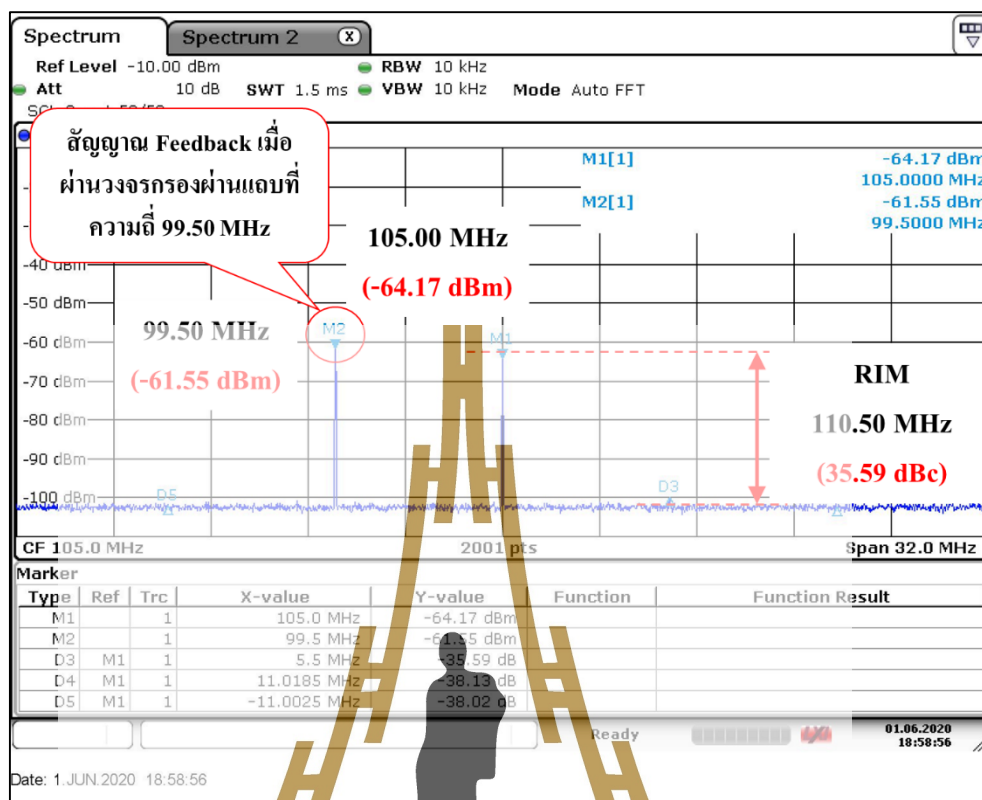


รูปที่ 6.30 ผลการทดสอบสัญญาณป้อนกลับที่ผ่านอุปกรณ์คัปเปิลอร์และวงจรเลื่อนเฟส 180 องศา (ตำแหน่งวัดที่ 9 ในรูปที่ 6.19)

จะเห็นได้ว่าสัญญาณป้อนกลับที่ผ่านอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์และวงจรเลื่อนเฟส 180 องศาแสดงในรูปที่ 6.30 ประกอบด้วยความถี่ 3 ความถี่ คือ ความถี่ f_R (99.50 เมกะเฮิรตซ์) ความถี่ f_C (105.00 เมกะเฮิรตซ์) และความถี่อินเตอร์มอดูเลชัน f_{RIM} (110.50 เมกะเฮิรตซ์) แต่เนื่องจากวงจรขยายสัญญาณที่ใช้เทคนิคป้อนกลับในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณความถี่ f_R ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์เพียงความถี่เดียวเท่านั้นในการป้อนกลับไปยังอินพุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้วงจรกรองความถี่ผ่านแถบที่สามารถปรับช่วงความถี่ที่จะให้ผ่านได้ (Tunable Band Pass Filter) เพื่อให้สะดวกต่อการนำไปใช้งานที่ความถี่อื่น ๆ ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบที่มีความถี่กลาง (center frequency) ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์แสดงดังรูปที่ 6.31 และความแรงของสัญญาณป้อนกลับเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 10 ในรูปที่ 6.19) แสดงดัง



รูปที่ 6.31 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.32 ความแรงของสัญญาณป้อนกลับเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 10 ในรูปที่ 6.19)

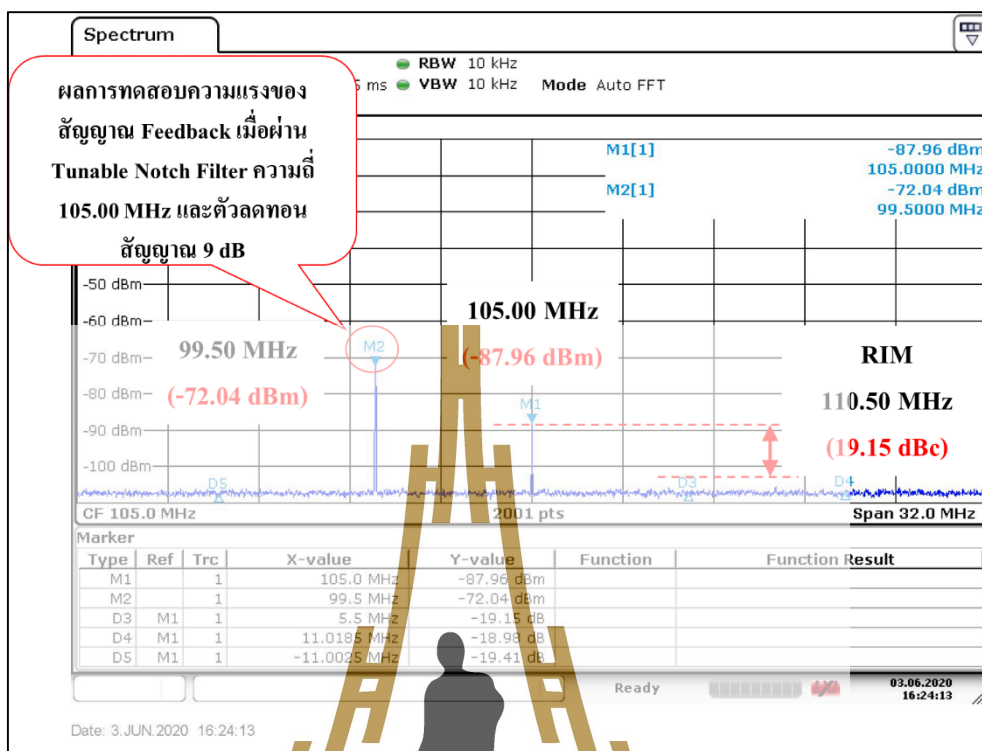
จากตารางที่ 6.14 แสดงความแรงของสัญญาณป้อนกลับทั้ง 3 ความถี่ จะเห็นได้ว่าความถี่ f_c 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรง -64.17 dBm ลดลง 16.73 dB เมื่อเทียบกับสัญญาณก่อนที่จะผ่านวงจรกรองผ่านแถบ อีกทั้งจะเห็นได้ว่าความถี่อินเตอร์มอดูเลชัน f_{RIM} ที่ความถี่ 110.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ไม่มีปรากฏเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบ นั้นแสดงให้เห็นว่าจะไม่มีสัญญาณความถี่อินเตอร์มอดูเลชันป้อนกลับเข้าสู่อุปกรณ์รับ นอกจากนี้ที่ความถี่ f_R 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่ต้องการป้อนกลับจะเห็นได้ว่าความแรงของสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 6.14 ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับเมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบ
ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 10 ในรูปที่ 6.19)

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 10 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
สัญญาณป้อนกลับ	-61.55 dBm	-64.17 dBm	-99.76 dBm (35.59 dBc)

แต่เมื่อพิจารณาความแรงของสัญญาณความถี่ f_R 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ และความถี่ f_C 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ พบว่าขนาดของสัญญาณใกล้เคียงกันมาก ดังนั้นเพื่อให้ความแรงของสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ลดต่ำกว่าสัญญาณความถี่ f_R 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จึงได้ติดตั้งอุปกรณ์ตัดสัญญาณที่สามารถเลือกลดทอนสัญญาณเฉพาะความถี่ที่ไม่ต้องการ (Tunable Notch Filter) ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงเลือกที่จะลดทอนสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ให้ต่ำที่สุด

อีกหนึ่งพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญในการควบคุมสัญญาณป้อนกลับ คือ ความแรงของสัญญาณความถี่ f_R 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่จะป้อนไปยังอินพุตของระบบ ซึ่งสัญญาณป้อนกลับที่ถูกป้อนกลับนอกจากจะถูกทำให้มีความต่างเฟส 180 องศา กับสัญญาณที่ย้อนเข้ามาแล้วนั้น ขนาดของสัญญาณจะต้องมีความใกล้เคียงสัญญาณความถี่ f_R 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ด้วยจึงจะสามารถทำให้สัญญาณหักล้างกันได้ ดังนั้นทางผู้วิจัยจึงได้ติดตั้งตัวลดทอนสัญญาณที่สามารถปรับค่าการลดทอนได้ครั้งละ 1 dB และจากผลการคำนวณค่าความแรงของสัญญาณป้อนกลับ พบว่าตัวลดทอนสัญญาณควรมีค่าการลดทอน 9 dB เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดในการทำให้สัญญาณป้อนกลับในงานวิจัยนี้ ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับในตำแหน่งวัดที่ 12 ในรูปที่ 6.19 แสดงดังรูปที่ 6.33



รูปที่ 6.33 ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ (ตำแหน่งวัดที่ 12 ในรูปที่ 6.19)

ตารางที่ 6.15 ผลการทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับ (ตำแหน่งวัดที่ 12 ในรูปที่ 6.19)

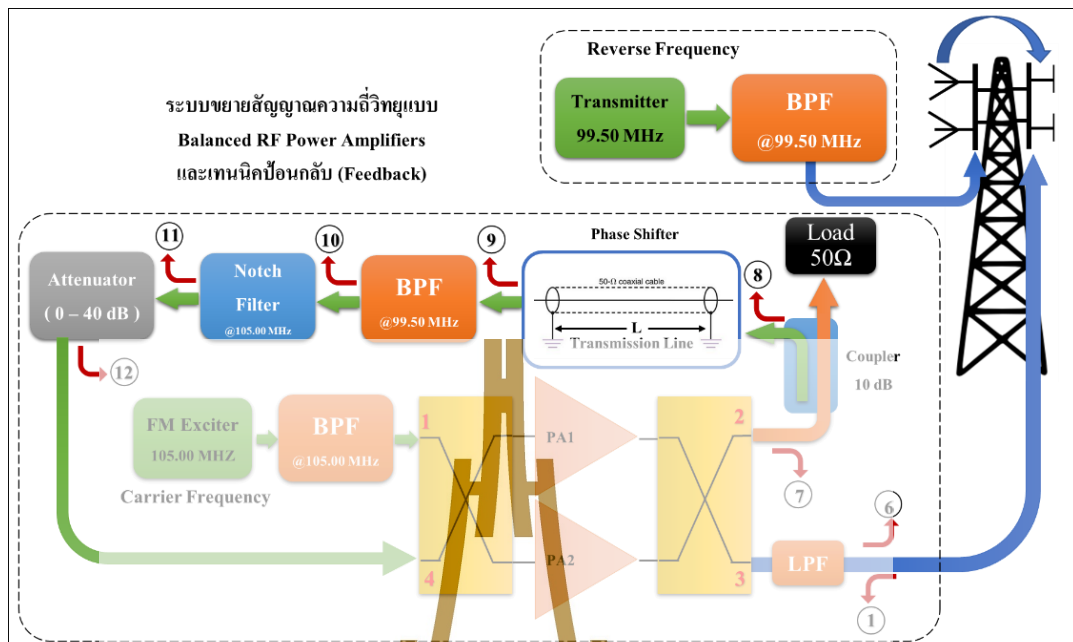
เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 12 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาดานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
สัญญาณป้อนกลับ	99.50 MHz -72.04 dBm	105.00 MHz -87.96 dBm	110.50 MHz 107.11 dBm (19.15 dBc)

จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.33 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณความถี่ f_C 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ และสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันความถี่ 110.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความถี่ที่น้อยมาก โดยที่สัญญาณ f_C ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรงที่ต่ำกว่าสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ คิดเป็น 15.92 dBc และสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันความถี่ 110.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรงต่ำกว่าระดับสัญญาณรบกวนต่ำสุด (Noise floor) ของเครื่องสเปกตรัม (สัญญาณรบกวนต่ำสุดอยู่ที่ระดับ -110 dBm) ในขณะที่สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ต้องการนำมาป้อนกลับมีความแรง -72.04 dBm ซึ่งเป็นความแรงที่มีความใกล้เคียงกันกับสัญญาณ f_R ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณที่ได้ทดสอบไว้ก่อนหน้านี้ในหัวข้อที่ 6.4

6.5.2 ผลการทดสอบเทคนิคการป้อนกลับของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

พฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชัน วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ดังที่แสดงในหัวข้อที่ 6.5.1 ที่พบว่าเมื่อสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณของความถี่ f_C ที่กำลังใช้งานที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ จะมีบางส่วนสามารถแพร่ไปยังอินพุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่แพร่ไปยังอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ มีความแรงสัญญาณ -73.48 dBm

จากสมมุติฐานงานวิจัยที่กล่าวว่า สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณและแพร่ไปยังอินพุตของ PA1 และ PA2 ในระบบขยายสัญญาณ สามารถหักล้างได้โดยการป้อนกลับด้วยสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้าที่มีขนาดของสัญญาณเท่ากันและมีความต่างเฟสกัน 180 องศา ดังนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดสอบการป้อนกลับด้วยสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่มีความต่างเฟสที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งทางผู้วิจัยได้ใช้สายนำสัญญาณที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ในการทำอุปกรณ์คัปเปิลเลอร์และวงจรเลื่อนเฟส 180 องศา โดยที่ความยาวของสายที่ต่างกันจะให้สัญญาณที่ผ่านอุปกรณ์ดังกล่าวมีเฟสที่ต่างกันด้วย เพื่อจะทดสอบความยาวสายนำสัญญาณที่เหมาะสมที่ทำให้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันได้มากที่สุด ณ องค์ันทางผู้วิจัยได้ออกแบบ โครงสร้างของอุปกรณ์ป้อนกลับที่แสดงดังรูปที่ 6.34 อุปกรณ์ในฝั่งที่ควบคุมสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ใช้ป้อนกลับประกอบด้วย อุปกรณ์คัปเปิลเลอร์ 10 dB วงจรเลื่อนเฟส 180 องศาที่ใช้ความยาวของสายนำสัญญาณเป็นตัวควบคุมเฟส , อุปกรณ์กรองความถี่ผ่านแถบความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ , อุปกรณ์ตัดสัญญาณความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ และอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณที่สามารถลดทอนได้ตั้งแต่ 0 ถึง 40 dB



รูปที่ 6.34 แสดงตำแหน่งการทดสอบเทคนิคการป้อนกลับของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์

6.5.3 ผลการทดสอบการปรับเฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับมายังตำแหน่งอินพุตของระบบ

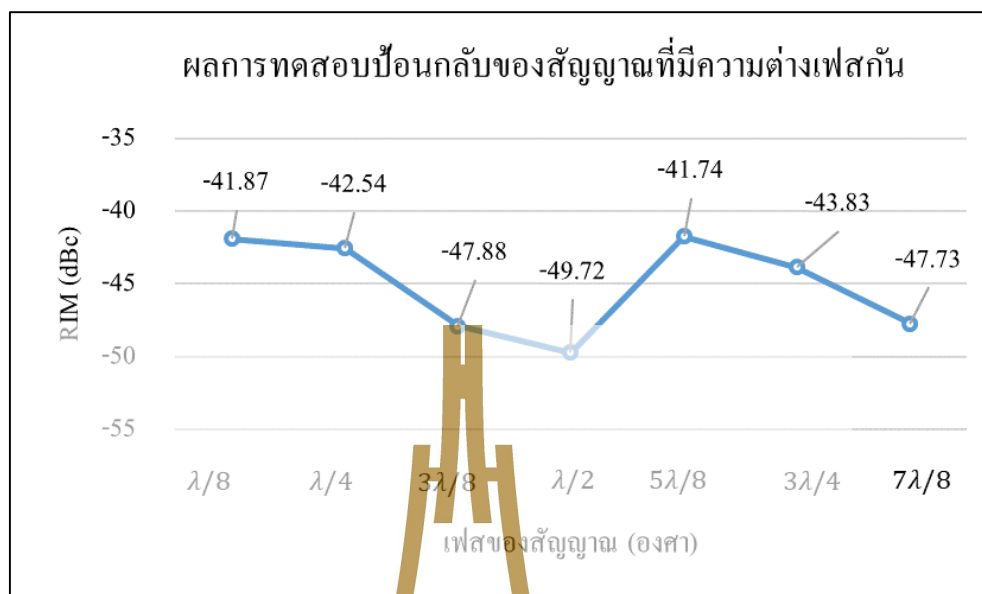
เฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับมายังตำแหน่งอินพุตของระบบ เป็นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก หากมีการปรับเฟสของสัญญาณที่ไม่ถูกต้อง จะทำให้สัญญาณที่ป้อนกลับไม่สามารถหักล้างกับสัญญาณเดิมหรืออาจจะเสริมกันให้มีขนาดของสัญญาณมากขึ้นส่งผลให้สัญญาณแปลกลบลงเพิ่มขึ้น ได้อีกด้วย ดังนั้นในการทดสอบนี้ได้ทดลองปรับเฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับด้วยวิธีการใช้สายนำสัญญาณที่มีความยาวต่างกัน 7 แบบ เบื้องต้นในการทดสอบใช้ตัวลดทอนสัญญาณ 15 dB เพื่อป้องกันไม่ให้อสัญญาณที่ป้อนกลับมีขนาดที่แรงเกินไปจนทำให้วงจรขยายสัญญาณพังเสียหายได้ ทั้งนี้สายนำสัญญาณที่ใช้ในการทดสอบเป็นสายนำสัญญาณชนิด CFD400 ซึ่งจะมีค่า Velocity factor (VF) เท่ากับ 0.8 ซึ่งสามารถหาความยาวสายเพื่อให้ได้ความต่างเฟส 180 องศา ดังนั้นสัญญาณ Reverse ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้ความยาวสาย 1λ ดังนี้

$$\lambda = \frac{c}{f} \times VF = \frac{3 \times 10^8}{99.50 \times 10^6} \times 0.8 = 241.2 \text{ cm}$$

ตารางที่ 6.16 ผลการทดสอบการป้อนกลับด้วยสายนำสัญญาณที่มีความยาวสายต่างกัน

ความยาวสายนำสัญญาณที่นำมาทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่ตำแหน่งที่ 6 ของเครื่องส่งวิทยุแบบบาลานซ์		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
$\lambda/8$	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
$\lambda/4$	-51.72 dBm	-14.79 dBm	-57.33 dBm (42.54 dBc)
$3\lambda/8$	-50.73 dBm	-14.81 dBm	-62.69 dBm (47.88 dBc)
$\lambda/2$	-51.01 dBm	-14.23 dBm	-63.95 dBm (49.72 dBc)
$5\lambda/8$	-50.25 dBm	-14.32 dBm	-56.06 dBm (41.74 dBc)
$3\lambda/4$	-51.60 dBm	-14.81 dBm	-58.64 dBm (43.83 dBc)
$7\lambda/8$	-49.74 dBm	-14.75 dBm	-62.48 dBm (47.73 dBc)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 6.35 กราฟผลการทดสอบป้อนกลับของสัญญาณที่มีความต่างเฟสกัน

จากการทดลองปรับเฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ป้อนกลับ เพื่อให้ความถี่ที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณหักล้างกันพบว่า เมื่อใช้สายนำสัญญาณที่มีขนาดความยาวเป็น $\lambda/2$ ทำให้ได้เฟสของสัญญาณป้อนกลับเท่ากับ 180 องศา ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้โดยการพิจารณาค่าแรงของสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันที่ลดลงต่ำที่สุด โดยเมื่อใช้สายนำสัญญาณที่มีขนาดความยาวเป็น $\lambda/2$ ทำให้สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันมีค่า 49.72 dBc ในขณะที่ขนาดความยาวสายอื่น ๆ (เฟสต่างกัน) สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันมีค่าเพิ่มขึ้น ดังแสดงในกราฟรูปที่ 6.35

6.5.4 การทดสอบหาความสัมพันธ์ของความแรงของสัญญาณ f_R ที่ป้อนกลับที่ส่งผลต่อ สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชัน

นอกจากการกำหนดค่าเฟสของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความต่างเฟสกัน 180 องศา ระหว่างสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ย้อนเข้ามาและแพร่มาถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ PA1 และ PA2 กับสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ทำการป้อนกลับด้วยเทคนิคที่ทางผู้วิจัยได้นำเสนอ ซึ่งหากเฟสของสัญญาณทั้ง 2 ตำแหน่งมีความต่างเฟสกัน 180 จะสามารถลดความแรงของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ได้ ซึ่งจะส่งผลให้สามารถลดสัญญาณแปลกปลอม RIM ที่ออกจากวงจรถยายสัญญาณดังกล่าวได้ ทั้งนี้ขนาดของสัญญาณป้อนกลับเป็นอีกพารามิเตอร์ที่มี

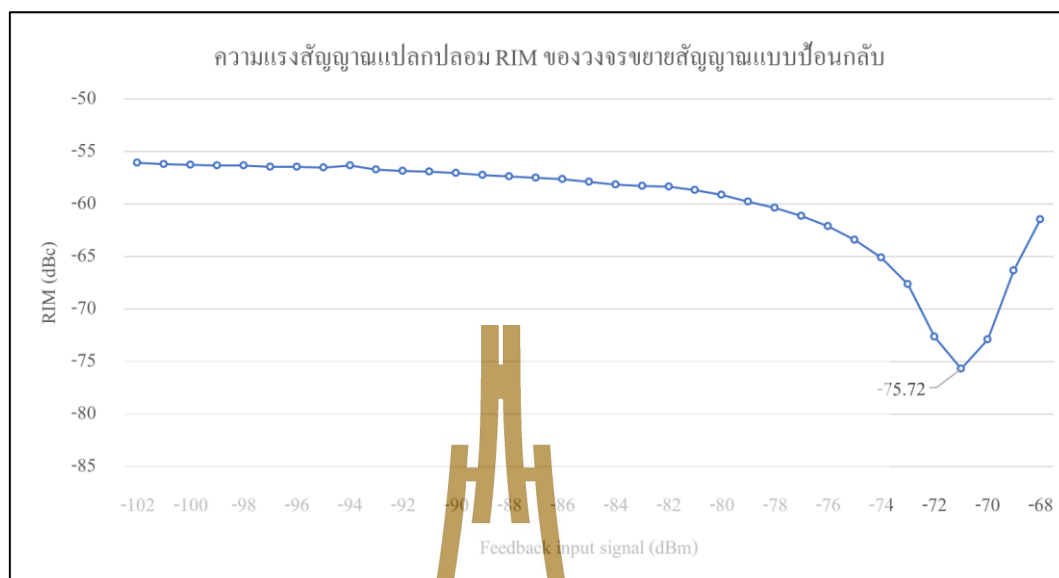
ความสำคัญเป็นอย่างมาก การกำหนดความแรงที่เหมาะสมของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับส่งผลต่อสัญญาณแปลกปลอม RIM ที่ออกไปด้วยเช่นกัน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างความแรงของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับและสัญญาณแปลกปลอม RIM ที่ออกมาจากวงจรขยายสัญญาณ โดยใช้อุปกรณ์ลดทอนสัญญาณเพื่อเป็นตัวกำหนดความแรงของสัญญาณป้อนกลับ ทางผู้วิจัยได้ทดสอบความแรงของสัญญาณป้อนกลับในตำแหน่งวัดที่ 12 จากรูปที่ 6.34 ซึ่งผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 6.17

ตารางที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างความแรงของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ป้อนกลับและสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน

Attenuator (dB)	Feedback signal (dBm)	Carrier Signal (105.00 MHz) (dBm)	Carrier Signal (99.50 MHz) (dBm)	RIM Signal (110.50 MHz) (dBc)
40	-102	-18.35	-68.96	-56.07
39	-101	-18.35	-68.59	-56.17
38	-100	-18.35	-69.06	-56.24
37	-99	-18.35	-69.16	-56.32
36	-98	-18.34	-69.28	-56.36
35	-97	-18.34	-69.24	-56.47
34	-96	-18.34	-69.39	-56.48
33	-95	-18.35	-69.48	-56.51
32	-94	-18.35	-69.52	-56.33
31	-93	-18.35	-69.66	-56.71
30	-92	-18.35	-69.79	-56.82
29	-91	-18.35	-69.91	-56.92
28	-90	-18.35	-70.11	-57.07
27	-89	-18.36	-70.28	-57.27
26	-88	-18.37	-70.66	-57.36
25	-87	-18.34	-70.84	-57.49
24	-86	-18.34	-71.20	-57.62

Attenuator	Feedback signal	Carrier Signal (105.00 MHz)	Carrier Signal (99.50 MHz)	RIM Signal (110.50 MHz)
23	-85	-18.34	-71.58	-57.92
22	-84	-18.34	-71.98	-58.16
21	-83	-18.33	-72.48	-58.31
20	-82	-18.34	-73.08	-58.37
19	-81	-18.34	-73.75	-58.65
18	-80	-18.34	-74.54	-59.13
17	-79	-18.35	-75.39	-59.75
16	-78	-18.35	-76.64	-60.35
15	-77	-18.35	-77.54	-61.15
14	-76	-18.36	-78.42	-62.11
13	-75	-18.35	-78.80	-63.42
12	-74	-18.36	-79.18	-65.11
11	-73	-18.36	-77.71	-67.63
10	-72	-18.39	-75.89	-72.66
9	-71	-18.39	-73.61	-75.72
8	-70	-18.40	-72.77	-72.91
7	-69	-18.42	-71.31	-66.36
6	-68	-18.40	-69.63	-61.48

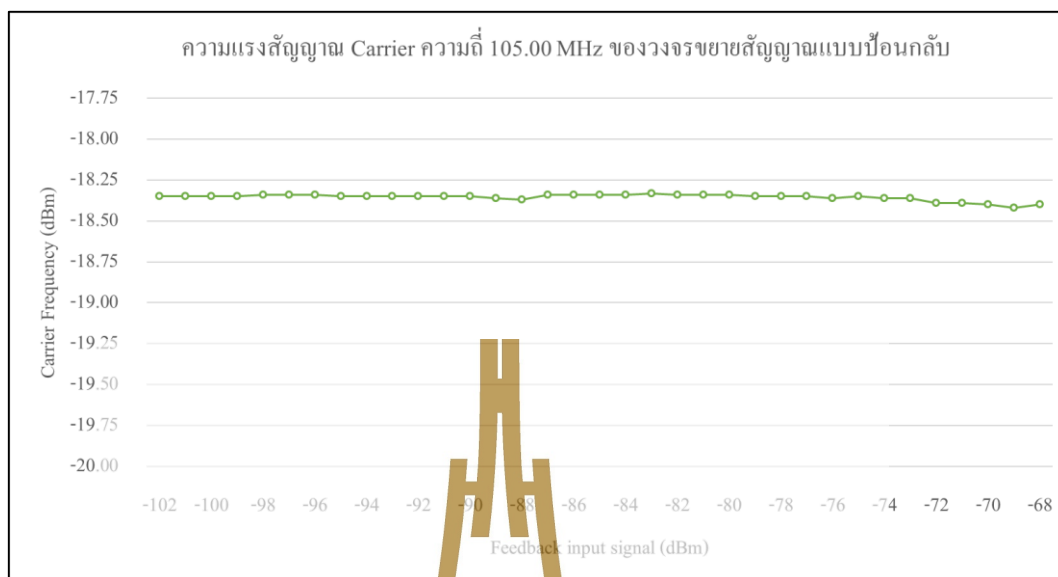
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



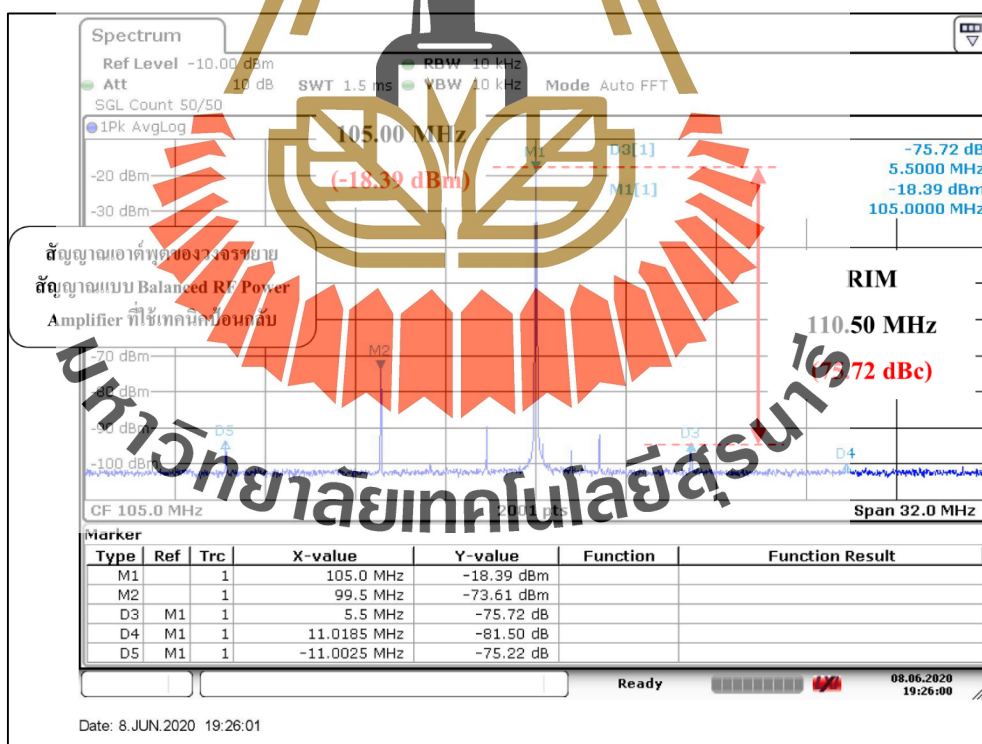
รูปที่ 6.36 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน



รูปที่ 6.37 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.38 กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณ f_c ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 6.39 กราฟแสดงผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ

ตารางที่ 6.18 ผลการทดสอบวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่วัดได้จากเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ		
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz
วงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์พร้อมเทคนิคป้อนกลับ	-73.61 dBm	-18.39 dBm	-94.11 dBm (75.72 dBc)

6.6 สรุปผลการทดลอง

เทคนิคการป้อนกลับ คือการป้อนสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ กลับไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ (พอร์ต 4) ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะไฮบริดกับเพลอร์แบบ 90 องศาไปยังอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 เพื่อให้สัญญาณป้อนกลับและสัญญาณ f_R ที่มีความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์เหมือนกัน หักล้างกันที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณทั้ง 2 ซึ่งจะทำให้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายสัญญาณของระบบกระจายเสียงวิทยุระบบเอฟเอ็ม

จากการศึกษาพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคป้อนกลับพบว่า สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ แพร่สัญญาณเข้ามาในวงจรรขยายสัญญาณความถี่หลัก ความถี่ 105.00 เมกะเฮิรตซ์ ได้ ซึ่งสัญญาณที่แพร่เข้ามามีความแรง -41.48 dBm สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่แพร่เข้ามาที่วงจรรขยายสัญญาณส่วนหนึ่งจะสามารถแพร่เข้าไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณได้ และถูกขยายสัญญาณแล้วไปออกยังพอร์ต 2 ของวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เทคนิคป้อนกลับ โดยการนำสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ออกมาจากพอร์ต 2 ป้อนกลับไปยังอินพุตที่ยังพอร์ต 4 ของระบบ ผลของการปรับเฟสของสัญญาณป้อนกลับแสดงให้เห็นว่า ผลของการปรับเฟสตรงตามสมมุติฐานว่า เมื่อสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้ามาที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณและสัญญาณที่ป้อนกลับมีความต่างเฟสกัน 180 องศา จะทำให้สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่ย้อนเข้าที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 หักล้างกัน ทำให้สามารถลดทอนความแรงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันที่เกิดขึ้นได้ ผลของการปรับเฟสของสัญญาณป้อนกลับที่ส่งผลต่อสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันแสดงดังรูปที่ 6.35 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าความต่างเฟสที่ทำให้สัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันลดลงต่ำที่สุดคือ 180 องศา สอดคล้องกับสมมุติฐานงานวิจัย นอกจากนี้ค่าความต่างเฟสที่ส่งผลต่อสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันแล้วนั้น ความแรงของสัญญาณป้อนกลับก็ยัง

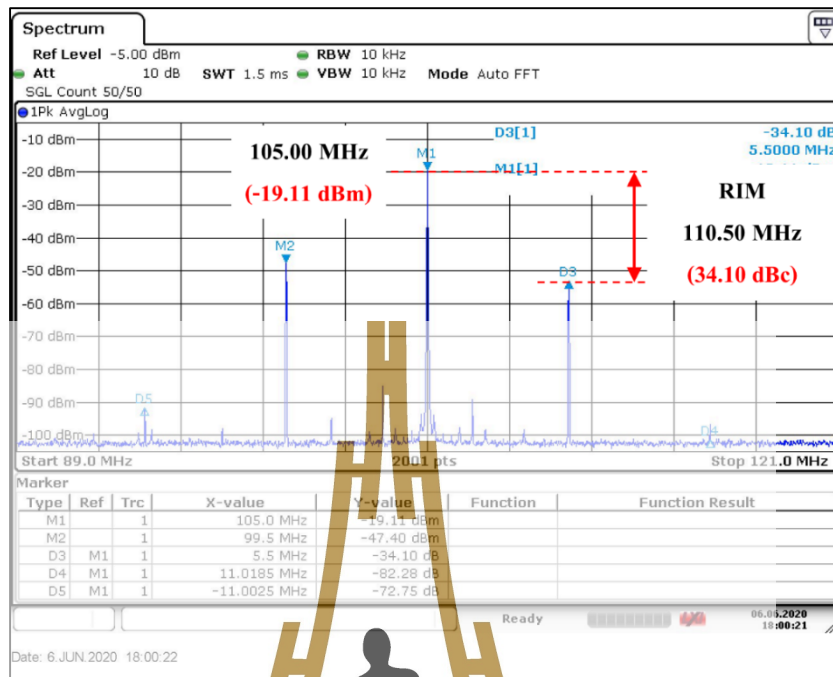
ส่งผลกระทบต่อสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันด้วยเช่นกัน กราฟความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันแสดงดังรูปที่ 6.36 จะเห็นได้ว่าความแรงของสัญญาณป้อนกลับที่ทำให้สามารถลดสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันได้มากที่สุด คือ ประมาณ -73 dBm ซึ่งทำให้ความแรงของสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันเท่ากับ 75.72 dBc ลดลง 41.62 dB เมื่อเทียบกับวงจรรขยายสัญญาณคลาสซีที่มีใช้งานกันทั่วไป จากการวิเคราะห์ความแรงของสัญญาณป้อนกลับ และสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิรตซ์ ที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของวงจรรขยายสัญญาณพบว่ามีความแรงใกล้เคียงกัน นั้นแสดงให้เห็นว่าเมื่อสัญญาณ 2 สัญญาณมีเฟสต่างกัน 180 องศาและมีความแรงสัญญาณเท่ากัน จะทำให้สามารถหักล้างสัญญาณดังกล่าวได้ จากผลการทดสอบในห้องปฏิบัติการสอดคล้องกับสมมุติฐานของงานวิจัยได้เป็นอย่างดี



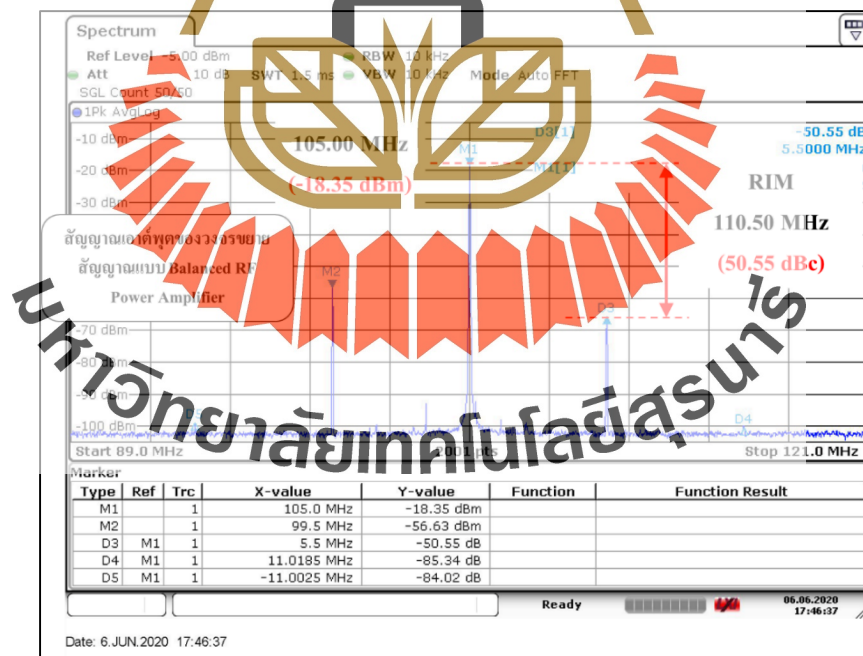
ตารางที่ 6.19 สรุปผลการทดสอบวงจรรขยายสำหรับเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม
ทั้ง 3 แบบที่ใช้ในการทดสอบ

เครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ	ความแรงของสัญญาณที่วัดได้จากเครื่องส่งวิทยุที่ทดสอบ			เปรียบเทียบ กับวงจรรขยาย สัญญาณทั่วไป
	Reverse Frequency	Carrier Frequency	RIM	
	99.50 MHz	105.00 MHz	110.50 MHz	
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้ วงจรรขยายสัญญาณ ทั่วไป	-47.40 dBm	-19.11 dBm	-53.21 dBm (34.10 dBc)	-
เครื่องส่งวิทยุที่ใช้ วงจรรขยายสัญญาณ แบบบาลานซ์	-56.63 dBm	-18.35 dBm	-68.90 dBm (50.55 dBc)	ลดลง 16.45 dB
วงจรรขยายสัญญาณแบบ บาลานซ์ พร้อมเทคนิค ป้อนกลับ	-73.61 dBm	-18.39 dBm	-94.11 dBm (75.72 dBc)	ลดลง 41.26 dB

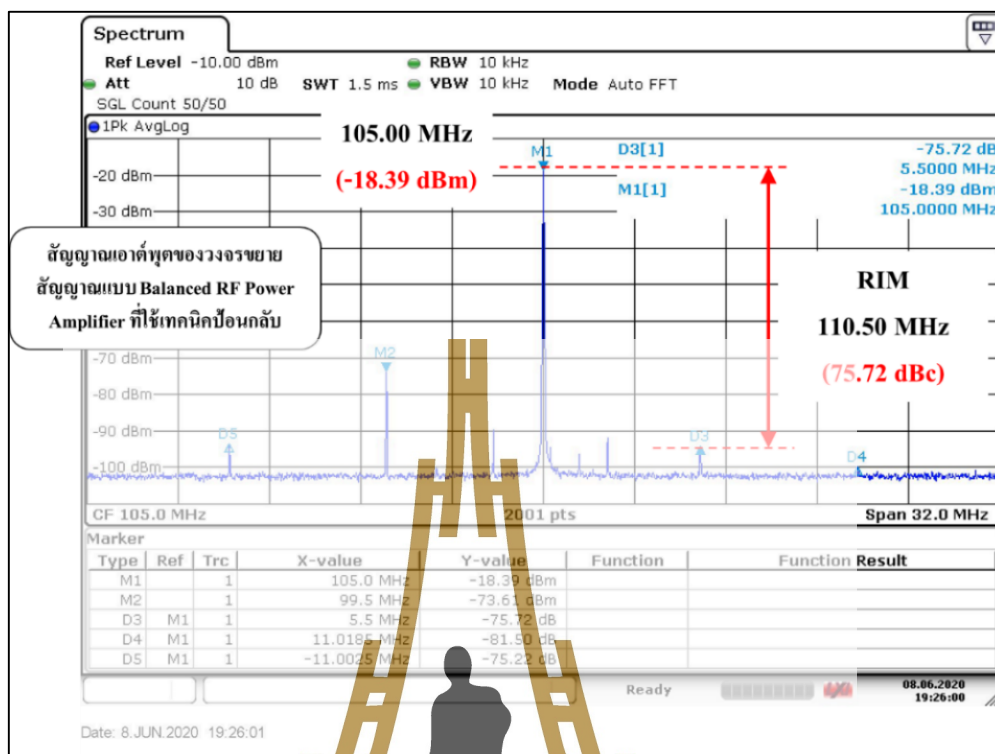




รูปที่ 6.40 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณทั่วไป



รูปที่ 6.41 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์



รูปที่ 6.42 ผลการทดสอบสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ



บทที่ 7

สรุปงานวิจัย

7.1 สรุปผลการทดลอง

งานวิจัยนี้ได้ศึกษาพฤติกรรมการเกิดปรากฏการณ์รีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันอันเกิดมาจากวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ ที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น ซึ่งปรากฏการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นเมื่อมีสัญญาณจากภายนอกย้อนเข้ามาผ่านทางสายอากาศ จนกระทั่งแพร่เข้ามาในวงจรรขยายสัญญาณของคลื่นความถี่หลัก โดยทั่วไปแล้ววงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุจะใช้งานที่ความถี่หลักความถี่เดียวเท่านั้น แต่หากมีสัญญาณจากภายนอกแพร่เข้ามาจึงทำให้เสมือนมีสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณป้อนให้กับวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุ ผลกระทบของเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้งานวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะทำให้เครื่องส่งวิทยุสร้างสัญญาณแปลกปลอมรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันออกไปรบกวนย่านความถี่อื่นได้ ในปัจจุบันได้เกิดปัญหาการรบกวนในลักษณะเช่นนี้กับระบบการสื่อสารทางอากาศระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดิน ซึ่งจะทำให้ระบบการสื่อสารดังกล่าวไม่สามารถใช้งานได้ งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก เพื่อนำมาใช้งานเป็นวงจรรขยายกำลังในระบบวิทยุกระจายเสียง ซึ่งวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุบาลานซ์ที่ใช้เทคนิคการป้อนกลับ สามารถลดสัญญาณแปลกปลอมที่เกิดขึ้นภายในเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงได้โดยไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก อาทิเช่น วงจรกรองความถี่ผ่านแถบ เป็นต้น ส่งผลดีทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ที่ต้องติดตั้งในระบบเดิมและลดค่าใช้จ่ายกำลังส่งที่เกิดจากอุปกรณ์ที่ติดตั้งเพิ่มเติมได้

เพื่อให้การทดสอบวงจรรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์เสมือนกับการใช้งานจริงมากที่สุด ทางผู้วิจัยได้จำลองสถานการณ์ในการทดสอบ โดยให้เครื่องส่งวิทยุเครื่องที่ 1 กำหนดให้เป็นความถี่ที่ย้อนเข้ามาในระบบ (f_R) ออกอากาศที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ พร้อมทั้งติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก เพื่อไม่ให้เกิดความถี่แปลกปลอมอินเตอร์มอดูเลชันออกมา และเครื่องส่งวิทยุเครื่องที่ 2 คือ เครื่องส่งวิทยุที่ต้องการทดสอบกำหนดให้เป็นความถี่หลัก (f_C) ออกอากาศที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ทั้งนี้สายอากาศของทั้ง 2 สถานีติดตั้งอยู่บนเสาส่งสัญญาณต้นเดียวกันและวางในตำแหน่งข้างกัน เพื่อเป็นการจำลองสถานการณ์ทำให้เกิดสัญญาณรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันได้รุนแรงที่สุด

ผลการทดสอบเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปและไม่ได้ติดตั้งอุปกรณ์ป้องกันสัญญาณจากภายนอก จึงทำให้สัญญาณ f_R ที่ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์สามารถแพร่เข้ามายังวงจรขยายสัญญาณของความถี่ f_C ที่กำลังใช้งานที่ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ได้ สัญญาณที่แพร่เข้ามานั้นมีความแรง -41.48 dBm ส่งผลทำให้เครื่องส่งวิทยุความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซีทั่วไปสร้างสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชันแพร่ออกไป โดยมีความแรง 34.10 dBc

วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ คือ วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุที่ประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณ 2 วงจร (PA1 และ PA2) ที่มีคุณลักษณะเหมือนกันและทำงานแบบขนานกัน ซึ่งจะทำงานควบคู่กับไฮบริดคัปเปิลเลอร์แบบ 90 องศาจำนวน 2 ตัวที่อยู่ทางด้านอินพุตและทางด้านเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ การศึกษาและวิเคราะห์วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ เมื่อเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันถูกนำเสนอไว้ในหัวข้อที่ 4.3 ซึ่งเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงที่ใช้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์ถูกนำมาทดสอบในสถานการณ์เดียวกันกับเครื่องส่งวิทยุที่ใช้วงจรขยายสัญญาณคลาสซีที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไป เพื่อเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน จากผลการทดสอบและผลการศึกษาพฤติกรรมการเกิดรีเวิร์สอินเตอร์มอดูเลชันของวงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์พบว่าสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์สามารถแพร่สัญญาณเข้ามาในวงจรขยายสัญญาณความถี่ f_C ความถี่ 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้เช่นกัน ความแรงของสัญญาณ f_R ที่แพร่เข้ามาที่วงจรขยายสัญญาณความถี่ f_C 105.00 เมกะเฮิร์ตซ์ มีความแรง -41.48 dBm สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่แพร่เข้าไปในวงจรขยายสัญญาณสามารถแพร่เข้าไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ได้ จากผลการทดสอบพบว่าสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ปรากฏที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ มีความแรง -73.48 dBm และทำให้วงจรขยายสัญญาณแบบบาลานซ์มีความแรงสัญญาณอินเตอร์มอดูเลชัน 50.55 dBc ลดลง 16.45 dB เมื่อเทียบกับวงจรขยายสัญญาณ คลาสซีที่มีใช้งานกันอยู่ทั่วไป

เทคนิคการป้องกัน คือ การป้องกันสัญญาณ f_C ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ กลับไปยังตำแหน่ง พอร์ต 4 ของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ สัญญาณป้อนกลับที่ได้ คือ สัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ที่ออกมาจากพอร์ต 2 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ แล้วถูกทำให้กลับเฟส 180 องศาก่อนที่จะมีการป้อนกลับมายังอินพุตของวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ นอกจากนั้นสัญญาณที่ถูกป้อนกลับยังถูกควบคุมความแรงด้วยตัวทดทอนสัญญาณเพื่อให้ขนาดของสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่แพร่เข้าไปถึงตำแหน่งอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ PA1 และ PA2 ทำให้สัญญาณป้อนกลับและสัญญาณ f_R

ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ เกิดการหักล้างกันที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณทั้ง 2 ส่งผลทำให้สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันของวงจรถยายสัญญาณลดน้อยลงไปด้วย

ผลจากการทดสอบในหัวข้อที่ 6.5 แสดงให้เห็นถึงผลของการปรับเฟสของสัญญาณป้อนกลับที่มีผลต่อสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันที่ออกจากวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ จากผลการทดสอบแสดงจุดที่สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันลดลงต่ำที่สุดเมื่อเฟสของสัญญาณป้อนกลับมีค่า 180 องศา แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนและตรงตามสมมุติฐานงานวิจัยทั้งที่ตั้งเอาไว้ นอกจากค่าความต่างเฟสของสัญญาณป้อนกลับที่ส่งผลต่อสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันแล้วนั้น ความแรงของสัญญาณป้อนกลับก็ส่งผลต่อสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์ด้วยเช่นกัน จากผลการทดสอบที่แสดงความสัมพันธ์ของความแรงสัญญาณป้อนกลับเทียบกับสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันแสดงดังรูปที่ 6.36 จะเห็นได้ว่าความแรงของสัญญาณป้อนกลับที่ทำให้สัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันลดลงได้มากที่สุด คือ -73 dBm ซึ่งทำให้มีความแรงของสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันมีค่าเท่ากับ 75.72 dBc ลดลง 41.62 dB เมื่อเทียบกับวงจรถยายสัญญาณคลาสซีที่มีใช้งานกันทั่วไป ซึ่งส่งผลดีกับระบบขยายสัญญาณสำหรับเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มเป็นอย่างมาก ซึ่งจะเห็นได้ว่าความแรงของสัญญาณอินเทอร์มอดูเลชันจากวงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอก เป็นไปตามมาตรฐานการแพร่ปกคลุมของสำนักงาน กสทช. อีกด้วย จากการวิเคราะห์ความแรงของสัญญาณป้อนกลับเปรียบเทียบกับความแรงของสัญญาณ f_R ความถี่ 99.50 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่แพร่ไปยังตำแหน่งอินพุตของระบบขยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์พบว่าความแรงของสัญญาณป้อนกลับ และความแรงของสัญญาณ f_R มีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งจะทำให้สัญญาณ f_R ที่ตำแหน่งอินพุตของวงจรถยายสัญญาณ PA1 และ PA2 หักล้างกัน จึงส่งผลทำให้ความแรงของสัญญาณแปลกปลอมลดลงตามไปด้วย นั่นแสดงให้เห็นว่าผลการทดสอบที่ได้จากการทดลองในห้องปฏิบัติการได้สนับสนุนสมมุติฐานของงานวิจัยได้เป็นอย่างดี วงจรถยายกำลังความถี่วิทยุแบบบาลานซ์และเทคนิคการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่ย้อนเข้ามาจากภายนอกที่นำมาใช้ในการวิจัยนี้ส่งผลดีกับสถานีวิทยุที่อยู่ใกล้เคียงกัน สามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกริเวอร์อินเทอร์มอดูเลชันได้โดยไม่ต้องติดตั้งอุปกรณ์กรองสัญญาณ ทำให้ลดจำนวนอุปกรณ์ที่จะต้องติดตั้งในระบบเดิมและลดการสูญเสียกำลังส่งที่เกิดจากอุปกรณ์ที่ติดตั้งเพิ่มเติม วิธีการที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพการลดทอนสัญญาณแปลกปลอมของวงจรถยายกำลัง ทำให้สถานีวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มที่มีอยู่ในปัจจุบันไม่สร้างสัญญาณแปลกปลอมออกไปรบกวนย่านความถี่อื่น โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบการสื่อสารการจราจรทางอากาศระหว่างเครื่องบินกับสถานีควบคุมการบินภาคพื้นดิน

รายการอ้างอิง

- David Hand C.Eng MIET, THE RF CHALLENGES OF ATC COMMUNICATIONS Consultant
Engineer - Park Air Systems Ltd.
- Berglund, Bo, Thorsten Nygren, and Karl-Gosta Sahlman. RF multicarrier amplifier for third-generation systems. ERICSSON REV (ENGL ED) 78.4 (2001): 184-189.
- Ma, Hongbo, and Quanyuan Feng. An improved design of feed-forward power amplifier. PIERS Online 3.4 (2007): 363-367.
- Hussein, Ehab Abdul Razzaq, and Mohammed A. Abdulkadhim. Performance improvement of BER in OFDM system using feed forward technique on power amplifier. International Journal of Computer Applications 75.4 (2013).
- Parsons, K. J., R. J. Wilkinson, and P. B. Kenington. A highly-efficient linear amplifier for satellite and cellular applications. Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM'95., IEEE. Vol. 1. IEEE, 1995.
- Amanpreet Kaur, Rajbir Kaur Reducing the Third-Order Inter Modulation Distortion by Feed Forward Linearization of Power Amplifier International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 5, Issue 1, January 2016
- Zhao, Congzheng, and Xianxun Yao. A digital hardware platform for RF PA digital Predistortion algorithms. Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI), International Congress on. IEEE, 2016.
- Ray Gutierrez, The RFAL Technique for Cancellation of Distortion in Power Amplifiers High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC, June 2004
- Ray Gutierrez, High-Efficiency Linearized LDMOS Amplifiers Utilize the RFAL Architecture High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC, February 2004
- Cha, J., Yi, J., Kim, J., & Kim, B. (2004). Optimum design of a Predistortion RF power amplifier for multicarrier WCDMA applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52(2), 655-663.

- Ni, Yongqiao, et al. A 6.15 GHz balanced linear power amplifier with digital Predistortion linearization. Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference on. Vol. 1. IEEE, 2012.
- Lim, Kyung-Hoon, et al. A 60-W multicarrier WCDMA power amplifier using an RF predistorter. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs 56.4 (2009): 265-269.
- Raab, Frederick H., et al. RF and microwave power amplifier and transmitter technologies-Part 1. High Frequency Electronics 2.3 (2003): 22-36.
- Grebennikov, Andrei. Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters: Part 2. High frequency electronics (2009): 16-26.
- Choi, Heungjae, et al. Cross post-distortion balanced power amplifier. Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. IEEE, 2007.
- Choi, Heungjae, et al. Cross Cancellation Technique Employing an Error Amplifier. IEEE Microwave and Wireless Components Letters 18.7 (2008): 488-490.
- Lim, Jongsik, et al. A balanced power amplifier utilizing the reflected input power. Radio-Frequency Integration Technology, 2009. RFIT 2009. IEEE International Symposium on. IEEE, 2009.
- Moazzam, M. R., and C. S. Aitchison. A low third order intermodulation amplifier with harmonic feedback circuitry. Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International. Vol. 2. IEEE, 1996.
- Males-Ilic, Natasa, Bratislav Milovanovic, and Djurdj Budimir. Design of low intermodulation amplifiers for wireless multichannel applications. Microwave Conference, 2001. 31st European. IEEE, 2001.
- Budimir, D. Low intermodulation RF amplifiers for MMDS applications. Microwave Conference, 2000. Microwave and Telecommunication Technology. 2000 10th International Crimean. IEEE, 2000.
- Modeste, M., et al. Analysis and practical performance of a difference frequency technique for improving the multicarrier IMD performance of RF amplifiers. Technologies for Wireless Applications, 1999. Digest. 1999 IEEE MTT-S Symposium on. IEEE, 1999.

- Aitchison, Colin S., et al. Improvement of third-order intermodulation product of RF and microwave amplifiers by injection. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 49.6 (2001): 1148-1154.
- Males-Ilic, Natasa, Bratislav Milovanovic, and Djuradj Budimir. Improvement in second harmonics linearization technique for multichannel amplifiers. *Microwave and Optical Technology Letters* 38.2 (2003): 150-153.
- Males-Ilic, Natasa, Djuradj Budimir, and Bratislav Milovanovic. IMPROVED LINEARIZATION TECHNIQUE THAT USES INJECTION OF SECOND HARMONICS.
- Atanaskovic, A., N. Males-Ilic, and B. Milovanovic. Linearization of power amplifiers by second harmonics and fourth-order nonlinear signals. *Microwave and Optical Technology Letters* 55.2 (2013): 425-430.
- Mijuskovic, Jelena, et al. Compensation of nonlinear distortion in RF power amplifiers by injection for LTE applications. *Telecommunications Forum Telfor (TELFOR)*, 2014 22nd. IEEE, 2014.
- Cho, Kyoung-Joon, et al. An analog compensation method for asymmetric IMD characteristics of power amplifier. *IEEE Microwave and wireless components letters* 14.4 (2004): 153-155.
- McRory, J. G., and R. H. Johnston. An RF amplifier for low inter-modulation distortion. *Microwave Symposium Digest, 1994., IEEE MTT-S International*. IEEE, 1994.
- Nesimoglu, T., et al. A novel wideband active feedback amplifier linearization scheme suitable for handsets. *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo*. 2000. IEEE 51st. Vol. 3. IEEE, 2000.
- Roussel, Alain, Charles WT Nicholls, and Jim S. Wight. Frequency agile RF feedforward noise cancellation system. *Radio and Wireless Symposium, 2008. IEEE*. IEEE, 2008.
- Kamper, Michael, et al. Comparison of class A and class D RF amplifier operation with focus on reverse intermodulation and efficiency performance. *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*. IEEE, 2011.
- Mohammed, B. A., et al. Towards a green energy RF power amplifier for LTE applications. *Internet Technologies and Applications (ITA), 2015. IEEE*, 2015.

- Katz, Allen, et al. Sensitivity and mitigation of reverse IMD in power amplifiers. Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2011 IEEE Topical Conference on. IEEE, 2011.
- Ahmed, Shabbir, and Mike Faulkner. Interference at colocated base stations: A review. Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on. IEEE, 2012.
- Thomas, H., et al. Transmitter leakage cancellation circuit for co-located gps receiver. European Patent 1.091 (2001): 497.
- Raghavan, Anand, et al. Analysis and design of an interference canceller for colocated radios. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 53.11 (2005): 3498-3508.
- Alcon Garcia, P., Esparza Lopez, N., Herran Ontanon, L. F., & Las Heras Andres, F. (2016). Complex Impedance Transformers Based on Branch-Line Hybrid Couplers. Progress In Electromagnetics Research, 69, 147-157.
- Jung, S. C., Negra, R., & Ghannouchi, F. M. (2008). A design methodology for miniaturized 3-dB branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12), 2950-2953.
- Bahl, I. J., & Bhartia, P. (1981). The design of broadside-coupled stripline circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(2), 165-168.





รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับชาติและระดับนานาชาติ

Panya Hantula, Nantawat Jaiyen and Rangsang Tongta. A 3-dB Quadrature Coupler Using Broadside Striplines for FM Power Amplifiers , 2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition , August 29-31, 2018, Nagoya, Aichi, Japan



A 3-dB Quadrature Coupler Using Broadside Striplines for FM Power Amplifiers

Panya Hantula, Nantawat Jaiyen and Rangsan Tongta

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology.

111 University Avenue, Muang District Nakhon Ratchasima, Thailand.

E-mail: D5740147@g.sut.ac.th, nantawat.jaiyen@gmail.com, tongta@sut.ac.th

Abstract—A 3-dB quadrature coupler is an important component for FM power amplifiers to realize high power output. Conventional couplers are realized by using tightly quarter-wavelength transmission lines. An FM Frequency range is low frequency that increases the physical size of conventional couplers which may be unsuitable to fabricate. This paper presents the 3-dB quadrature coupler using broadside striplines for FM power amplifiers. The broadside-coupled striplines technique can reduce the physical size of 3-dB quadrature couplers which are suitable for FM power amplifiers. The proposed coupler uses low-cost FR-4 printed circuit boards (PCB) with 0.8 mm substrate thickness to implement. An overall dimension of the proposed coupler is 75x85 mm. Experimental results show that return losses of all ports are lower than -15 dB. Coupling coefficients of the coupled port and the directed port are -3.4 dB and -3.3 dB respectively. Relative phase differences between two output ports are $90 \pm 2^\circ$. The proposed coupler is simple, low cost and small size that can be used in FM power amplifiers.

Keywords—A 3-dB quadrature coupler; FM power amplifiers; broadside-coupler striplines; printed circuit board (PCB); FR-4

I. INTRODUCTION

3-dB quadrature couplers are the important component for RF power amplifiers of FM broadcasting systems. FM broadcasting systems require a high output power that is limited by a single transistor module in the FM power amplifier. To overcome this problem, balanced RF power amplifiers were suggested [1]. A balanced RF power amplifier is realized by using two identical 3-dB quadrature couplers and two identical transistor modules. The 3-dB quadrature coupler separates an input signal into two equal amplitude outputs with a relative phase difference of 90° . Then, two output signals are injected into an input stage of each transistor module. The second 3-dB quadrature coupler combines both output signals from two transistor modules. The total output power can be increased from sum of the power of each transistor module. The conventional couplers are realized by using tightly quarter-wavelength transmission lines, e.g., branch-line hybrid couplers [2]. They are simple and easy to implement. However, a physical size is determined by a length of a quarter-wavelength transmission line that is increase in an FM frequency range [3]. The increasing of the physical size may be unsuitable to use for FM power amplifiers. Broadside coupler striplines have been suggested to reduce the coupler size [4]. The 3-dB quadrature coupler in this paper is to utilize the broadside-coupler stripline technique which can reduce a physical size of couplers.

The structure of broadside couplers is a coupled line and a signal line that are two parallel quarter-wave transmission lines on opposite surface. A small value of the substrate thickness increases the coupling coefficient of couplers. Broadside couplers require the special component, e.g., 0.1mm substrate thickness, which is difficult to find and has expensive cost. Therefore, the proposed 3-dB quadrature coupler uses low-cost FR-4 printed circuit boards (PCB) to implement. It is simple, low cost and small size which can easily to fabricate.

II. DESIGN AND IMPLEMENTATION

The 3-dB quadrature coupler in this paper consists of two symmetrical circuits of two parallel striplines that are embedded in a dielectric between two ground planes [5], as shown in Fig. 1(a). Two striplines are embedded in the substrate 1 and substrate 3. The substrate 2 inserts between the top stripline and bottom stripline. The characteristic impedances of even-mode (Z_{0e}) and odd-mode (Z_{0o}) can be calculated by [6]-[7].

$$Z_{0e} = \frac{188.3}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k')}{K(k)}, \quad Z_{0o} = \frac{296.1}{\sqrt{\epsilon_r} \frac{b}{s}} \tan^{-1}(k) \quad (1)$$

$$\frac{w}{b} = \frac{1}{\pi} \left[\ln \left(\frac{1+R}{1-R} \right) - \frac{s}{b} \ln \left(\frac{1+\frac{R}{k}}{1-\frac{R}{k}} \right) \right]; \quad R = \sqrt{\frac{\left(\frac{b}{s} - 1 \right)}{\left(\frac{1}{k} \frac{b}{s} - 1 \right)}} \quad (2)$$

Where $K(k)$ and $K(k')$ are complete elliptic integrals of the first kind and $k' = \sqrt{1-k^2}$. The ground plane spacing is b , the spacing between two parallel striplines is s and the stripline width is w .

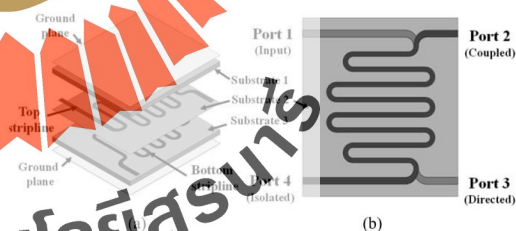


Fig. 1. (a) Physical structure of the 3-dB quadrature coupler. (b) Circuit layout of the 3-dB quadrature coupler.

The proposed coupler uses low-cost FR-4 printed circuit boards (PCB) to design and implement. The substrate thickness of an FR-4 PCB is 0.8 mm and the dielectric constant (ϵ_r) is 4.6. The characteristic impedance (Z_0) of all ports is 50 Ω and the voltage coupling coefficients (C) is 0.707 ($C_{dB} = -3$ dB). Final dimensions of the proposed coupler are $s = 0.8$ mm, $w = 2.54$ mm and $b = 10.4$ mm. The circuit layout was designed by using a tightly stripline, as shown in Fig. 1(b). This configuration is simulated with the CST software to realize a circuit designed. The physical size of a proposed coupler is 75x85 mm, as shown in Fig. 2.

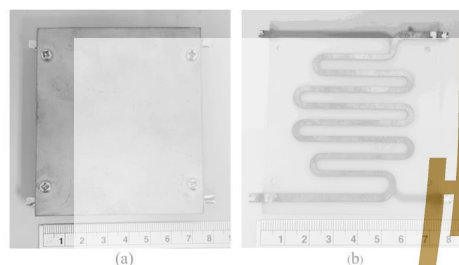


Fig. 2. (a) Physical size of the coupler. (b) Circuit layout of the coupler

III. MEASUREMENT RESULTS

This section presents the experimental results. The Agilent PNA N5224A network analyzer is used to measure the proposed coupler. The return losses of all ports are lower than -15 dB that is according to the simulation, as shown in Fig. 3. Measured results of the coupling value are shown in Fig. 4. The maximum coupling coefficient occurs at the center of FM frequency range (98 MHz). The coupling coefficient for a coupled port (S21) is -3.4 dB and the coupling coefficient for a directed port (S31) is -3.3 dB. The measured values of two ports have a slight difference due to the variation from fabrication. For frequencies below and above of the FM frequency range, the length of quarter-wavelength stripline has been changed. Therefore, the coupling coefficient is decreased. The measured isolations (S41) of the FM frequency range are lower than -17 dB. It shows that the input signal from an input port can be separated to a directed port and a coupled port without any signals going out from an isolated port. The relative phase differences between a directed port and a coupled port are $90 \pm 2^\circ$.

IV. CONCLUSIONS

The prototype 3-dB quadrature coupler for FM power amplifiers has been proposed. We use the broadside-coupled striplines technique to implement which can reduce the physical size of 3-dB quadrature couplers. This paper chooses the low-cost FR-4 PCBs to make a prototype coupler that is easy to fabricate. Experimental results of the FM frequency range, all return losses are lower than -15 dB. Also, isolation values are lower than -17 dB. Coupling coefficients of a coupled port and a directed port are about -3.3 dB. The relative phase differences between the coupled port and the directed port are $90 \pm 2^\circ$. The physical size of a prototype coupler is 75x85 mm.

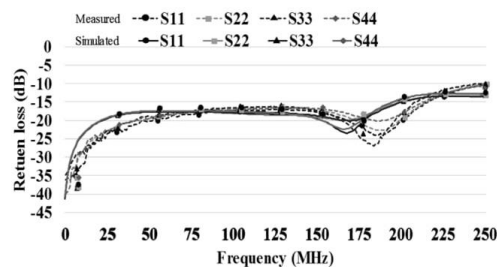


Fig. 3. Measured and simulated results of the return loss

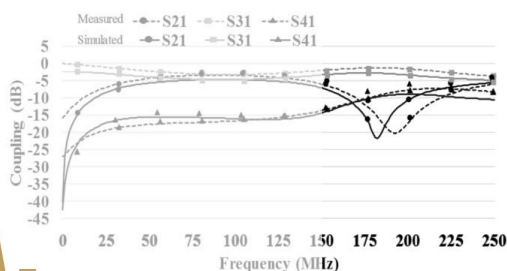


Fig. 4. Measured and simulated results of the coupling coefficient

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Suranaree University of Technology (SUT), Thailand.

REFERENCES

- [1] Raab, F. H., Asbeck, P., Cripps, S., Kenington, P. B., Popovic, Z. B., Potheary, N. and Sokal, N. O. (2003). RF and microwave power amplifier and transmitter technologies-Part 3. High Frequency Electronics, 2(3), 22-36.
- [2] Jung, S. C., Negra, R., & Ghannouchi, F. M. (2008). A design methodology for miniaturized 3-dB branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12), 2950-2953.
- [3] Sun, K. O., Ho, S. J., Yen, C. C., & van der Weide, D. (2005). A compact branch-line coupler using discontinuous microstrip lines. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(8), 519-520.
- [4] Chang, C. P., Chiu, J. C., Chiu, H. Y., & Wang, Y. H. (2008). A 3-dB quadrature coupler using broadside-coupled coplanar waveguides. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 18(3), 191-193.
- [5] Bhartia, P., & Pramanick, P. (1988). Computer-aided design models for broadside-coupled striplines and millimeter-wave suspended substrate microstrip lines. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 36(11), 1476-1481.
- [6] Bahi, I. J., & Bhartia, P. (1981). The design of broadside-coupled stripline circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(2), 165-168.
- [7] Cohn, S. B. (1960). Characteristic impedances of broadside-coupled strip transmission lines. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 8(6), 633-637.

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่วารสารวิชาการระดับนานาชาติ

Panya Hantula and Rangsang Tongta. A Balanced RF Power Amplifier using the Improvement 3-dB Quadrature Hybrid Couplers for Mitigation of the Reverse Intermodulation in FM Broadcasting Systems, *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal* Vol. 4, No. 4, 421-430 (2019)



A Balanced RF Power Amplifier using the Improvement 3-dB Quadrature Hybrid Couplers for Mitigation of the Reverse Intermodulation in FM Broadcasting Systems

Panya Hantula, Rangsan Tongta*

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, 111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, Thailand.

ARTICLE INFO

Article history:

Received: 31 May, 2019

Accepted: 29 July, 2019

Online: 16 August, 2019

Keywords:

Reverse Intermodulation

FM Power Amplifiers

Balanced RF Power Amplifiers

3-dB Quadrature Couplers

Broadside-coupler Striplines

Printed Circuit Boards (FR-4)

ABSTRACT

FM broadcast stations generate reverse intermodulation signals that cause communication problems between ATC controllers and pilots in the Air Traffic Control systems (ATC) in Thailand. In this paper proposes a balanced RF power amplifier using the improvement 3-dB quadrature hybrid couplers to reduce the reverse intermodulation of FM broadcasting systems. The mathematics analysis of the balanced RF power amplifier for two closely located FM stations shows that can reduce the reverse intermodulation products. A reverse signal from nearby FM stations travels into two amplifiers of a balanced amplifier that create intermodulation signals. The quadrature hybrid coupler in a balanced RF amplifier to provide intermodulation signals of two amplifiers have a 180° out-of-phase which cause reducing intermodulation signals. In this paper designs 3-dB quadrature hybrid couplers for a proposed RF balanced amplifier. The low-cost PCBs are used to make prototype couplers. The proposed couplers are provided experimental results of return losses that are lower than -15 dB. The directed port has a coupling coefficient -3.3 dB and the coupled port has a coupling coefficient -3.4 dB. The prototype couplers are applied to a balanced amplifier that obtains a maximum output power 210 watts with 17.20 dB gain. A proposed balanced RF amplifier is measured the reverse intermodulation products of with a situation of two closely located FM broadcast stations to compare with a single-stage class-C amplifier. The experimentation demonstrates of the transmitter using a balanced RF power amplifier that can reduce an intermodulation product 18.47 dBc.

1. Introduction

The RF power amplifiers are important components for wireless communication systems. The design techniques for RF amplifier can use classes A, B, C, and AB, etc. Each type of class amplifiers has different features and performances. The class-C amplifiers are suitable for FM broadcasting systems because it has the output power and efficiency higher than other types. The disadvantage of class-C power amplifiers is non-linearity which creates harmonic and intermodulation signals. Harmonic signals are multiple of the fundamental frequency. It can be eliminated by using the Low Pass Filters. Intermodulation signals are unwanted signals of non-linear RF power amplifiers. When the power amplifier of FM stations is injected by two frequencies which are generated intermodulation signals result into the other frequency

ranges. The intermodulation products can be calculated from $2f_2 - f_1$ and $3f_2 - 2f_1$ [1].

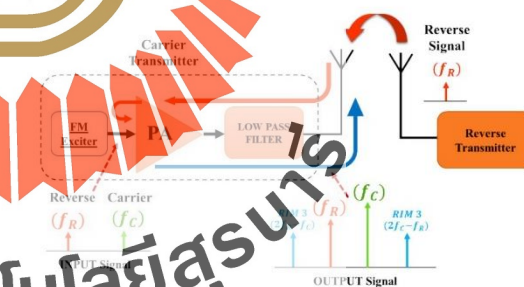


Figure 1. The reverse intermodulation products of FM broadcast stations

*Rangsan Tongta, Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, 111 University Avenue, Muang District Nakhon Ratchasima, Thailand. Email: tongta@sut.ac.th

Although, the FM broadcast station uses an RF power amplifier with a single frequency. In practice, the signals from nearby FM broadcast stations can radiate to the own station. In Figure 1, two closely located FM broadcasting stations, the signal from a reverse transmitter radiates into a carrier transmitter via an antenna and transmission line in the reverse direction, called "Reverse Signal". The reverse signal travels until it present at the input of a carrier transmitter. So, the station own signal and the reverse signal create intermodulation signals, called "Reverse Intermodulation (RIM)".

The FM broadcast station uses a low pass filter in the final stage to block unwanted signals, such as harmonic and intermodulation signals. A low pass filter has a wide transition band, the frequency response to change from a pass-band to a stop-band. Which frequencies of intermodulation products are very close to a cut-off frequency point of the filter that cannot eliminate intermodulation products with a low pass filter. The FM broadcast station using the frequency band is 88-108 MHz that are close to the frequency band of Air Traffic Control (ATC) systems, using the frequencies between 108-137 MHz. Therefore, reverse intermodulation signals from FM station generates may be interferences communication between air traffic controllers and pilots, as shown in Figure 2. [2]

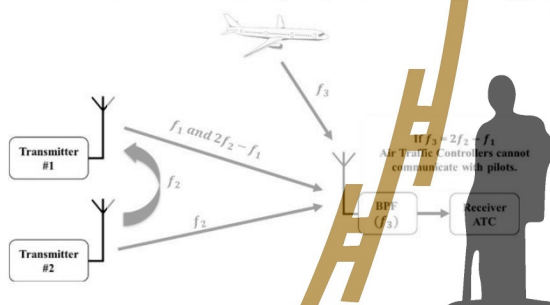


Figure 2: Intermodulation products interference to Air Traffic control systems

To overcome this problem, circulators or cavity bandpass filters are alternatives to reduce intermodulation products. It can block reverse signals from nearby stations and unwanted signals from the own station. Disadvantages of circulators and cavity bandpass filters are adding considerable cost, complexity and power loss to a system. As will be shown, none of the techniques available to reduce reverse intermodulation are particularly attractive.

This paper presents a balanced RF power amplifier using the improved 3-dB quadrature hybrid couplers to reduce reverse intermodulation signals of FM broadcast station. The concept of balanced RF power amplifiers is structured from two identical quadrature couplers and two signal-stage amplifiers. The reverse signal from nearby FM stations radiates to the own station until it present at the input of two signal-stage amplifiers that generated intermodulation signals. The second quadrature hybrid coupler provides a 180° out-of-phase of two intermodulation signals from two amplifiers that can cancel intermodulation signals. The mathematics analysis of a balanced RF power amplifier for two closely located FM stations shows that can reduce the reverse intermodulation products, will be explained in section 3. In the previous work presents a design and implementation of the

prototype 3-dB quadrature couplers [3]. In this work, prototype 3-dB quadrature couplers are included in a structure of a balanced RF power amplifier to reduce reverse intermodulation signals of FM broadcast station.

The quadrature hybrid couplers are an important component for a balanced RF power amplifier. Due to it can separate an input signal into two identical amplifiers and combines both output signals. The quadrature hybrid coupler has a very beneficial feature that can reduce a reverse intermodulation signal of FM broadcasting systems. The branch-line hybrid couplers are applied to traditional couplers for the balanced rf power amplifier. The branch-line is a simple type of quadrature couplers that are realized by using four transmission lines to construct a single-box coupler [4]-[5]. Each line in the single-box is a quarter-wavelength transmission line. The disadvantage of branch-line couplers is a large physical size because a quarter-wavelength transmission line determines the physical size of branch-line couplers. Especially, FM broadcasting systems use a low-frequency range that is a long transmission line that increases physical size. The large physical size is unsuitable to use for an RF power amplifier of the FM stations [6]-[10]. The quadrature hybrid couplers in this paper are structured by using the broadside-coupler stripline technique to reduce the size of couplers. Section 4 describes the design, implementation of quadrature hybrid couplers.

The prototype quadrature couplers are applied to a balanced RF power amplifier. The two identical single-stage amplifiers use a class-C RF amplifier with two MRF151 N-channel MOSFETs and operate at the frequency range of 88-108 MHz. Experimental results of the total output power, a frequency response of prototype balanced power amplifier will be presented in section 5. The situation of two closely located FM broadcast stations is used to create the reverse intermodulation signal. Two carrier transmitters that use a single-stage power amplifier and a balanced RF power amplifier have been measured. The FM broadcast station using a balanced power amplifier eliminates the intermodulation signals by using the phase-shifting property of the quadrature hybrid coupler. The reverse signals (f_R) from nearby FM stations and the intermodulation signals have a 180° out-of-phase which can be canceled the reverse signals and RIM signals without the cavity bandpass filters and circulators. Experimental results of the FM broadcast station using a balanced RF power amplifier comparing with single-stage RF power amplifier are presented in sections 6.

2. RF Power Amplifier for FM Broadcasting Systems

2.1. Class-C Power Amplifiers

The RF power amplifiers are an electronic circuit that transfers an input power to load such as antenna by amplifying. FM broadcasting systems require high output power and efficiency. The Class-C amplifier offers the highest efficiency more than Class-A, Class-B and Class-AB. The efficiency of Class-C amplifiers can be approximated about 70-80%. The disadvantage of Class-C amplifiers is non-linearity which has poor distortion class but generates harmonics [11]. When two signals are the input of an amplifier that creates intermodulation components (IM). The several techniques are presented reducing the intermodulation distortion by improved the RF power amplifiers, such as the feed-forward techniques [12], etc. They are

suitable to the multicarrier amplifiers which cannot eliminate the reverse signal from nearby FM broadcast stations.

2.2. Non-linear Distortion and Intermodulation Products

Non-linear distortions can be described in terms of a non-linear relationship between the input and output signals. The non-linearity creates several effects such as harmonic and intermodulation signals. Harmonic signals are unwanted signals which are included a number of integer multiples of an input frequency. Intermodulation signals occur when an input of non-linear systems are composed of two frequencies. FM broadcast stations use a Class-C amplifier that is a non-linear system. Therefore, we can express by:

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x(t)^2 + \alpha_3 x(t)^3 + \alpha_4 x(t)^4 + \dots \quad (1)$$

Where $y(t)$ represents the output, $x(t)$ represents the input and α_n represents the gain coefficient.

$$x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t) + A_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (2)$$

If an input signal consists of two signals with different frequencies that are applied to a nonlinear system (1). The resultant of the output can be expressed as:

$$y(t) = \left[\frac{\alpha_2 A_1^2}{2} + \frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \right] + \left[\alpha_1 A_1 + \frac{3\alpha_3 A_1^3}{4} + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{2} \right] \cos(2\pi f_1 t) + \left[\alpha_1 A_2 + \frac{3\alpha_3 A_2^3}{4} + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{2} \right] \cos(2\pi f_2 t) + \left[\frac{\alpha_2 A_1^2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_1 t) + \left[\frac{\alpha_2 A_2^2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_2 t) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \right] \cos(2\pi(2f_1 + f_2)) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \right] \cos(2\pi(2f_2 + f_1)) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1 A_2}{4} \right] \cos(2\pi(2f_1 - f_2)) + \left[\frac{3\alpha_3 A_1 A_2}{4} \right] \cos(2\pi(2f_2 - f_1)) + \dots \quad (3)$$

From (3), the output that does not contain only the fundamental frequency. The nonlinearity gives other frequencies adding to output components. The second term of this expression shows the amplitude of the fundamental frequencies. The third term shows the second-order harmonics. The fourth and fifth terms show third-order intermodulation distortions. The terms of $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$ are third-order intermodulation products. The intermodulation signals

are very close to fundamental frequencies which are cannot be easily filtered.

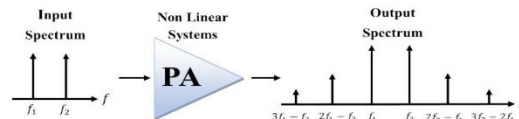


Figure 3: Intermodulation Products of nonlinear systems

3. Balanced RF Power Amplifier

The balance RF power architecture shows in Figure 4. Two identical signal-stage amplifiers are parallel connecting with two quadrature hybrid couplers. Both amplifiers share the same input signal ($x_{in}(t)$) which is fed through the quadrature hybrid coupler. The first quadrature hybrid coupler on the input is the splitter that divides an input signal (from port 1) into two equal amplitude outputs (port 2 and port 3) with a 90° phase difference. The input signal of the first amplifier (PA1) has been 90° phase-shifted and the signal of the second amplifier (PA2) has been 180° phase shifted. Two amplifiers have the same bias voltage that provides equal output power capability. The second quadrature hybrid coupler on the output is a combiner that is connected to the output stages of two amplifiers, which an output signal of PA1 connect to port 1 and an output signal of PA2 connect to port 4. Both output signals are in-phase on port 3 that means output signals from two amplifiers are combined. While output signals are out-of-phase at port 2 that mean the output signals from two amplifiers are canceled. A port 2 of a hybrid coupler is an isolation port that is terminated by match load 50Ω .

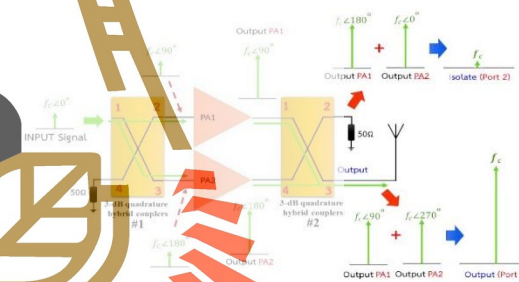


Figure 4. The balanced RF power amplifier structures

3.1. Analysis of the Balanced RF Power Amplifier to Reduce Reverse Intermodulation Products

This paper proposes the balanced RF power amplifier that reduces the reverse intermodulation products. From Figure 5, an input signal is $x_1(t)$ which represents the FM modulation signal. The input signal is fed through the first quadrature hybrid coupler which separates an input signal into two equally signals with a 90° phase difference, we can express by:

$$x_{11}(t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) \quad (4)$$

$$x_{12}(t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_c t + 180^\circ) \quad (5)$$

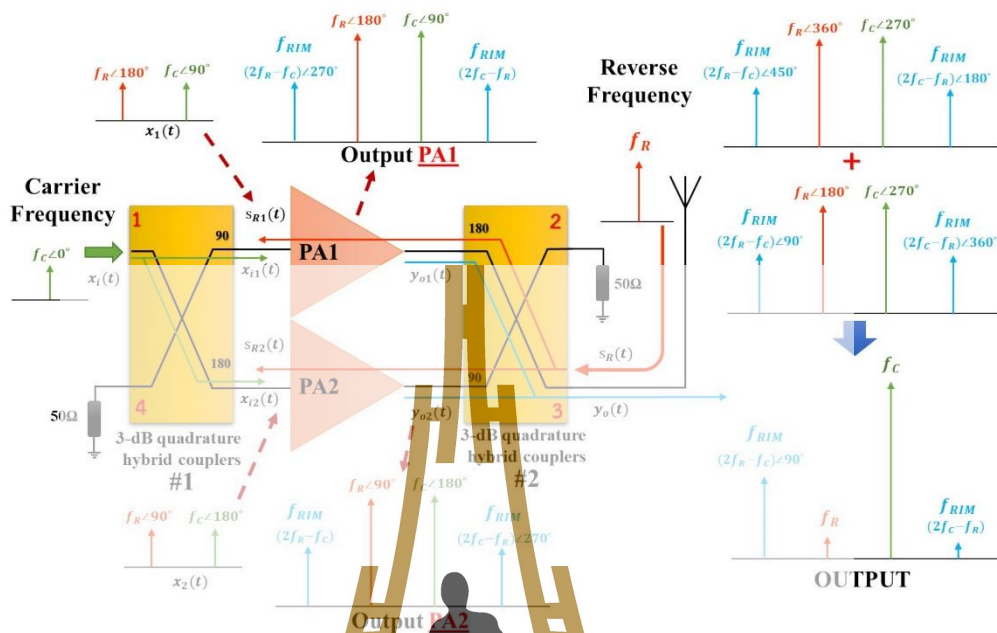


Figure 5: The analysis of a balanced RF power amplifier to reduce reverse intermodulation products

Where $x_{i1}(t)$ is an input signal for the first power amplifier and the $x_{i2}(t)$ is an input signal for the second power amplifier. The f_c represent a carrier frequency. When the reverse signal ($S_R(t)$) from nearby FM station travels in a reverse direction until it presents at the output stage, the port 3 of a second quadrature hybrid coupler. A similar expression for the output stage of a balanced amplifier, a second quadrature hybrid coupler is the symmetric 4-port microwave device that separates a reverse signal to two equally reverse signals by:

$$S_{R1}(t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t + 180^\circ) \quad (6)$$

$$S_{R2}(t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_R t + 90^\circ) \quad (7)$$

Where $S_{R1}(t)$ and $S_{R2}(t)$ are the respective reverse signals traveling into two power amplifiers and the f_R is a frequency of a reverse signal. Both reverse signals travel in the reverse direction through the coupler until they present at the input of each amplifier. Input signals ($x_i(t)$) together with the reverse signals ($S_{Ri}(t)$) present at an input of each power amplifiers, can be written as follows:

$$x_1(t) = x_{i1}(t) + S_{R1}(t) \quad (8)$$

$$x_2(t) = x_{i2}(t) + S_{R2}(t) \quad (9)$$

The $x_1(t)$ and $x_2(t)$ are the respective input signals of two power amplifiers. We use $x_1(t)$ and $x_2(t)$ to a nonlinearity equation of power amplifiers (1). Therefore, a resultant of the output can be expressed as:

$$y_{o1}(t) = [\alpha_2] + \left[\alpha_1 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t + 180^\circ) + \quad (10)$$

$$\left[\alpha_4 + \frac{9\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi f_c t + 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t + 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_c t + 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi(2f_R + f_c) + 90^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi(2f_c + f_R)) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi(2f_R - f_c) + 270^\circ) +$$

$$\left[\frac{3\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi(2f_c - f_R)) +$$

$$\left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t + 180^\circ) +$$

$$\left[\frac{\alpha_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_c t + 90^\circ) + \dots$$

$$\begin{aligned}
 y_{o2}(t) = & [a_2] + \left[a_1 + \frac{9a_3}{4} \right] \cos(2\pi f_R t + 90^\circ) + \quad (11) \\
 & \left[a_1 + \frac{9a_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t + 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{a_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_R t + 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{a_2}{2} \right] \cos(2\pi 2f_C t + 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{3a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R + f_C)) + \\
 & \left[\frac{3a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) + 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{3a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C)) + \\
 & \left[\frac{3a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C - f_R) + 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{a_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_R t + 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{a_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t + 180^\circ) + \dots
 \end{aligned}$$

The $y_{o1}(t)$ and $y_{o2}(t)$ are respective output signals of two power amplifiers. Both output signals are several effects of a nonlinear distortion that contains the term of the carrier frequency, the reverse frequency, the harmonics, and the third-order intermodulation products. Both output signals are combined by a second quadrature coupler which is connected to an output signal $y_{o1}(t)$ at port 1 and an output signal $y_{o2}(t)$ at port 4. The term of a reverse frequency (f_R) and the term of intermodulation product ($2f_C - f_R$) are out-of-phase on port 3 of a second quadrature coupler. Thus, the reverse signal and the intermodulation signal are canceled. A similar expression, a term of a carrier frequency (f_C) is in-phase on port 3. So that the total output power can be increased and can be expressed as:

$$\begin{aligned}
 y_o(t) = & 2a_2 + 2 \left[a_1 + \frac{9a_3}{4} \right] \cos(2\pi f_C t + 270^\circ) + \quad (12) \\
 & a_2 \cos(2\pi 2f_C t + 270^\circ) + \\
 & \left[\frac{6a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_C + f_R) + 180^\circ) + \\
 & \left[\frac{6a_3}{4} \right] \cos(2\pi t(2f_R - f_C) + 90^\circ) + \\
 & \left[\frac{a_3}{4} \right] \cos(2\pi 3f_C t + 270^\circ) + \dots
 \end{aligned}$$

The math model of balanced RF power amplifier with a carrier frequency (f_C) 100 MHz and a reverse frequency (f_R) 95 MHz is simulated. The line spectrums of simulation results show in Figure 6. The intermodulation signals in term of ($2f_C - f_R$) and a reverse signal are eliminated.

www.astesj.com

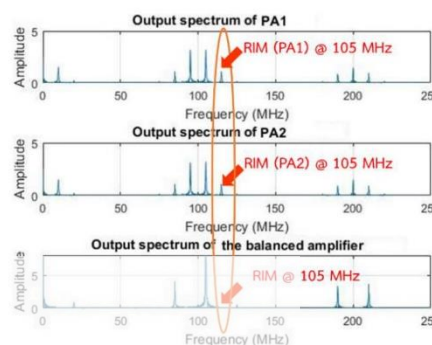


Figure 6: Simulation results of the math model based on a balanced RF power amplifier

3.2. Intermodulation Measurements

The third-order intermodulation distortion creates additional frequencies in terms of $2f_1 - f_2$ and $2f_2 - f_1$. The measurement is described by the power ratio between the power level of a fundamental frequency and intermodulation products, can be expressed as:

$$P_{IM3}(\text{dBc}) = P_C(\text{dBm}) - P_S(\text{dBm}) \quad (13)$$

Where the P_C is a power of a fundamental frequency and the P_S is the power of a third-order intermodulation product. The P_{IM3} is the intermodulation level (dBc) of an intermodulation product relative to a power level of the fundamental frequency.

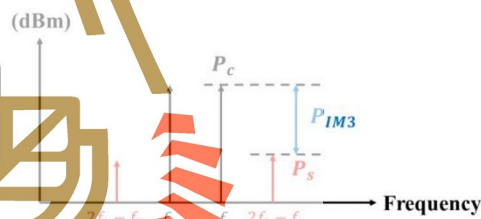


Figure 7: Intermodulation Distortion Measurement

4. Design and Implementation of 3-dB Quadrature Hybrid Couplers

The conventional couplers for balanced power amplifiers use branch-line hybrid couplers because it is simple and easy to make. The size of the branch-line couplers is increased when using in an FM frequency range. The reducing of the physical size of branch-line couplers, many methods have been suggested. The slow-wave transmission line technique can make short-wavelength transmission lines by reducing phase velocity [13]-[17]. The increasing of inductances and capacitances with the same ratio causes reducing phase velocity while a characteristic impedance of the coupler is unchanged. Also, lumped-element hybrid couplers use for reducing the circuit size of branch-line hybrid couplers [18]-[19]. Lumped-element circuits are realized by using

LC-microstrip resonance circuits to replace the line sections of branch-line couplers. The lumped-element circuits have a characteristic impedance equivalent to the quarter-wavelength transmission line while the circuit size of lumped-element circuits is shorter than the branch-line couplers.

Large couplers are two parallel microstrip lines with alternate lines on the same surface [20]- [21]. The alternate lines can reduce the occupied area of couplers. However, after the circuit of couplers have been processed, the circuit requires wire bonders for bonding the conductor spacing of coupler lines [22]. Wire bonders increase the manufacturing processes which are difficult to realize. Broadside-coupler striplines are the hybrid couplers without bonding wires [23]. The broadside-coupler structure comprises two parallel quarter-wavelength transmission lines on the opposite surface. A coupled line is a floating transmission line overlay on a signal line. The length of a coupled line determines the physical size of the hybrid couplers. It can be significantly reduced the occupied area of couplers by using symmetrical circuits of two parallel striplines with the opposite surface and using tightly stripline. The coupling coefficient of couplers is increased by using printed circuit boards with a small substrate thickness, e.g., 0.1mm substrate thickness, which has expensive cost and is difficult to find [24]-[29].

The broadside-coupled striplines in this paper consist of two parallel lines which are embedded in a dielectric between two ground planes [26]-[28], as shown in Fig. 8. The energy transfer from a signal line to a coupler line occurs at the through parallel striplines.

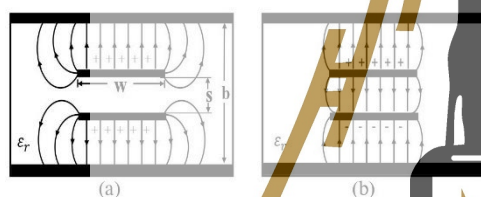


Figure 8: voltages and currents on two striplines.
(a) Even-mode field distribution.
(b) Odd-mode field distribution.

The configuration as shown in Fig. 8 is used to design a broadside coupler. The coupling coefficient can be calculated in terms of a characteristic impedance (Z_0). The voltage coupling coefficient (C) is calculated from the characteristic impedances of even-mode (Z_{0e}) and odd-mode (Z_{0o}) which can be expressed as [30]:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (14)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (15)$$

According to Cohn [31]-[33], the even-mode and odd-mode characteristic impedances with respect to ground planes can be calculated by:

$$Z_{0e} = \frac{188.3}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (16)$$

$$Z_{0o} = \frac{296.1}{\sqrt{\epsilon_r} \frac{b}{s} \tanh^{-1}(k)} \quad (17)$$

Where $K(k)$ and $K(k')$ are complete elliptic integrals of the first kind and $k' = \sqrt{1-k^2}$. The ground plane spacing (b) and the spacing between two parallel striplines (s) are used to calculate the k parameter which can be calculated by:

$$\frac{K(k')}{K(k)} \approx \frac{2}{\pi} \ln \left[\frac{4}{k} \right] \quad (18)$$

Thus, we can calculate the stripline width (w) from:

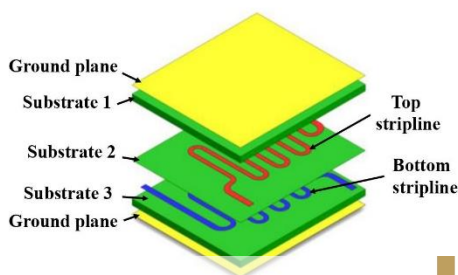
$$\frac{w}{b} = \frac{1}{\pi} \left[\ln \left(\frac{1+R}{1-R} \right) - \frac{s}{b} \ln \left(\frac{1+\frac{R}{k}}{1-\frac{R}{k}} \right) \right] \quad (19)$$

$$R = \sqrt{\frac{\left(\frac{k}{s} \frac{b}{s} - 1 \right)}{\left(\frac{1}{k} \frac{b}{s} - 1 \right)}} \quad (20)$$

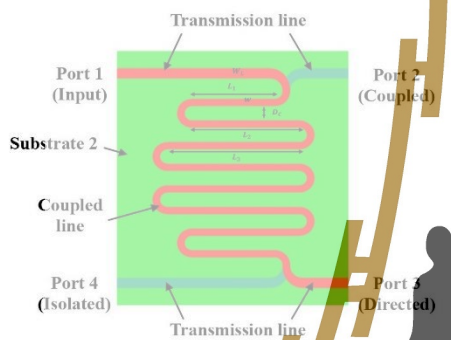
The circuit design of a 3-dB quadrature hybrid coupler, as shown in Figure 9. The top stripline is embedded between the substrate 1 and the top ground plane. The bottom stripline is embedded between the substrate 3 and the bottom ground plane. The space between the top stripline and the bottom stripline is inserted by a substrate 2, as shown in Figure 9 (a). Assume, the input signal is injected into port 1, called "input port". The bottom stripline passes an input signal to port 3, called "directed port". Also, an input signal is coupled via the top stripline to port 2, called "coupled port". An input signal is divided by a 3-dB quadrature hybrid coupler into two equal amplitude outputs with a 90° relative phase difference. The input and coupled signals are canceled at the port 4 that has no signal going out from this port, called "isolated port".

The hybrid coupler is implemented at the frequency of 98 MHz, it is a center frequency of FM broadcast systems. The FR-4 printed circuit boards (PCB) are used to make prototype couplers. A dielectric constant (ϵ_r) of an FR-4 PCB is 4.6 and a substrate thickness (s) is 0.8 mm. Assuming the characteristic impedance (Z_0) is 50 Ω , coupling coefficients (C) is 0.707. The summarize calculated parameters from (14)–(20) are the stripline width (w) 2.54 mm. The ground plane spacing (b) is 10.4 mm. The length of a coupled line (L) is 36.8 mm. The circuit of a 3-dB quadrature hybrid coupler using tightly microstrip line, as shown in Figure 9(b). This circuit designed is simulated with the CST software to verify a proposed hybrid coupler.

Due to the general FR-4 PCBs have 1.6 mm and 0.8 mm substrate thickness with the dimension of ground plane spacing (b) of the proposed coupler is 10.4 mm. Thus, we choose an FR-4 PCB with 1.6 mm substrate thickness to make substrate 1 and substrate 3 which can be made by using PCBs piling up to three layers. The constructed of a prototype coupler is shown in Fig. 9. The overall physical dimension is 75×85 mm.



(a) Layers of the 3dB quadrature coupler



(b) Circuit layouts were designed

Figure 9: The configuration of a 3-dB quadrature hybrid coupler
(a) Layers of the 3-dB quadrature hybrid coupler
(b) Circuit layout of the 3-dB quadrature hybrid coupler



(a) Physical size of the coupler (b) Circuit layout of the coupler

Figure 10: Photographs of the prototype coupler

4.1. Measurement Results of the Quadrature Hybrid Couplers

In this section presents the experimental results of the prototype 3-dB hybrid coupler. The frequency range between 25 MHz to 150 MHz has return losses lower than -15dB, as shown in Figure 11. The center frequency of an FM broadcasting systems (98MHz) provides a maximum coupling coefficient, as shown in Figure 12. The coupling coefficient between a signal line and a coupler line is -3.4 dB (S21) and The transmitted coefficient between a signal line and a coupler line is -3.3 dB (S31). The

www.astesj.com

relative phase difference between the two output ports is $90 \pm 2^\circ$, as shown in Figure 13. The measured isolations (S41) are lower than -17 dB. The input and coupled signals are canceled at the port 4.

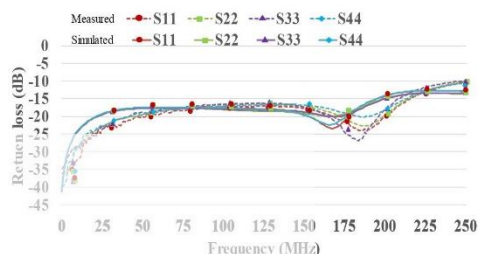


Figure 11: Measured and simulated results of the return loss

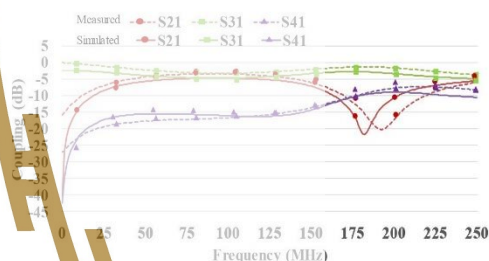


Figure 12: Measured and simulated results of the coupling coefficient

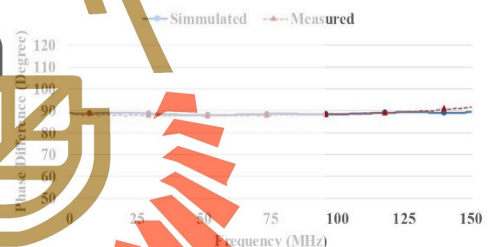


Figure 13: Measured and simulated results of the relative phase difference

5. Design and Implementation of Balanced RF Power Amplifiers

The balanced power amplifier was implemented by using two prototype 3-dB quadrature hybrid couplers. The first coupler divides an input signal into two identical single-stage amplifiers. The amplifier modules were designed for FM broadcasting systems in 88-108 MHz frequency range, based on class-C push-pull amplifiers. The single-stage amplifier consists of 2 x MRF151 N-channel MOSFET. The bias configuration set a drain-source voltage (V_{ds}) = 48V, drain-source current (I_{ds}) = 0.3A and gate-source voltage (V_{gs}) = 2.9V. Maximum output power is 250-W with gain 14 dB. Two amplifiers have the

same bias voltage which provides an equal output power capability. The output signals from two amplifiers are combined by the second quadrature coupler. The total power is transmitted to the antenna systems.

The prototype of a balanced power amplifier shows in Figure 14. The port 1 of the first couplers is an input port and the port 3 of the second couplers is an output port. Isolated ports, port 4 of first couplers and port 2 of second couplers, are terminated by a dummy load 50 Ω. When the input and output impedance is poorly matched with the RF power amplifiers that are propagated signals reflected into a dummy load.



Figure 14: The configuration of a prototype balanced RF power amplifier

5.1. Measurement Results of the Balanced RF Power Amplifiers

The ROHED&SCHWARZ NRP2 Power meter is used to measure a balanced RF power amplifier. The Agilent E4421B signal generator creates an FM modulation signal and injects to the input port of a balanced amplifier. The first measurement focuses on the output power of each single-stage amplifier. The proposed balanced amplifier was tested at frequency 105 MHz that is a reverse frequency. Output powers of each amplifier module compared to the input power level displays in Figure 15, when the input power level is 4 watt that provides the output power of two amplifiers approximately 116.20 watts and 118.90 watts respectively. The line curves of two amplifiers have been overlapped. The result shows that two amplifiers are equal output power capability which can be combined.

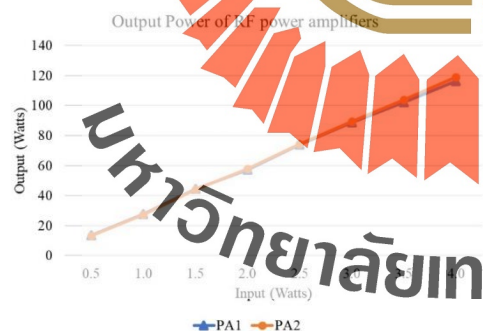


Figure 15: Measured results of the output power of each amplifier module

The second measurement focuses on the total output power of a balanced RF power amplifier. The total power is realized by the sum of two signals from two single-stage amplifiers that use the second quadrature hybrid coupler. The prototype balanced amplifier obtains an output power of 210 watts with a gain of 17.20 dB when the input power level is 4 watts. The output power has been dropped off 25.1 watts from sum signals of two amplifiers due to the insertion loss of the coupler at the output stage.

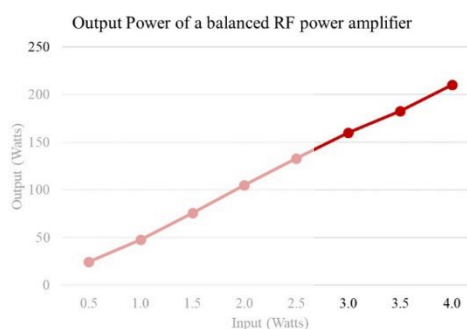


Figure 16: Measured results of the balanced RF power amplifier

6. Measurement Results of a Balanced RF Power Amplifier using to Reduce Reverse Intermodulation Products

6.1. Measurement Setup

This section presents experimental results of the FM broadcast station using a balanced RF power amplifier to reduce the reverse intermodulation. A practical setup, as shown in Figure 17, is used to demonstrate the situation of two closely located FM broadcast stations. The one FM transmitter generates a reverse frequency (f_R) that is transmitted 500 watts output power at 99.50 MHz. Another FM transmitter generates a carrier frequency (f_C) at 105.00 MHz. The two parallel antenna systems for a reverse frequency and a carrier frequency are installed in the same tower which has a height 60 meter. This configuration provides a maximum level of reverse intermodulation products. The reverse transmitter uses a cavity bandpass filter in the output stage which ensures to block unwanted signals from this transmitter.



Figure 17: Measurement setup to demonstrate the situation of two closely located FM broadcast stations.

Two transmitters are measured in this research. The first transmitter uses a single-stage RF power amplifier, based on a class-C push-pull, and the second transmitter uses a prototype balanced amplifier in this research. Two transmitters are used to generate a carrier frequency (f_c) that is transmitted 200 watts output power at 105.00 MHz. Almost output signals from a transmitter is measured via a directional coupler with a coupling value of 26 dB and an attenuator of 40 dB. Intermodulation products are provided in terms of $2f_1 - f_2$ and $2f_2 - f_1$ that are a frequency of 94.00 MHz and 110.50 MHz respectively. Since the frequency of 110.50 MHz is out of an FM frequency band and falls into the frequency range of Air Traffic Control systems. Therefore, the measurement results consider the intermodulation product in terms of $2f_2 - f_1$ only.

6.2. Measurement Results of the FM transmitters using a single-stage power amplifier.

Measurement results of a carrier transmitter using a single-stage power amplifier present in Figure 18. The carrier transmitter transmits an FM modulation signal that is the frequency of 105.00 MHz without cavity bandpass filters. The signal strength of a reverse frequency, at the frequency of 99.50 MHz, is -42.35 dBm that is a signal traveling until it present at the output state of the carrier transmitter, port 3 of the second quadrature coupler. The output power of a carrier frequency at 105.00 MHz is -17.55 dBm and the intermodulation level at 110.50 MHz is 30.87 dBc.

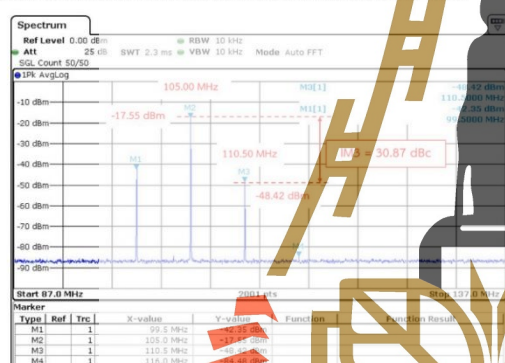


Figure 18: Intermodulation level of the FM transmitter using a single-stage RF power amplifier

6.3. Measurement Results of the FM transmitters using a Prototype Balanced RF Power Amplifier

The FM transmitter using a prototype of a balanced RF power amplifier is measured that is compared with a single-stage RF power amplifier. The output power of a balanced amplifier must be adjusted equal to a single-stage RF power amplifier. From Figure 17, the frequency spectrum shows that the signal strength of a reverse frequency at 99.50 MHz is -50.89 dBm which is decreased by 8.54 dBm. The output power of a carrier frequency at 105.00 MHz is -16.50 dBm and the intermodulation level is 49.34 dBc. Table 1 shows a comparison of the measurement results of two FM transmitters that use a single-stage RF power amplifier and a balanced RF power amplifier. It shows that both transmitters provide the same power level which is approximate -17 dBm. A power level of a reverse frequency is less than a single-stage RF

power amplifier. The balanced RF power amplifier provides a good performance that improvements an intermodulation level from 30.84 dBc to 49.34 dBc. Measurement results are according to the analysis in section 3. The results show the mitigation of an intermodulation signal that is approximate 18.47 dBc without cavity bandpass filters. The mitigation intermodulation signal is difficult to obtain a maximum reduction due to the quadrature hybrid couplers have slightly different amplitudes and phases.

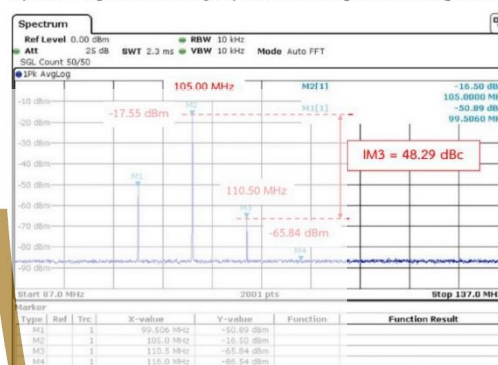


Figure 19: Intermodulation level of the FM transmitter using an FM transmitter using a Balanced RF Power Amplifier

Table 1: Measurement results of two FM transmitters.

Amplifier types	Signal Strength		
	Frequency (MHz)	105.00 (dBm)	110.50 (dBc)
The single-stage RF power amplifier	99.50 (dBm)	-17.55	30.87
The balanced RF Power Amplifier	99.50 (dBm)	-50.89	49.34
	Δ	-8.54	18.47

7. Conclusions

This paper proposes a balanced RF power amplifier using the improvement 3-dB quadrature hybrid couplers to reduce the reverse intermodulation of FM broadcast stations. The balanced RF power amplifier was implemented by using the prototype 3-dB quadrature hybrid couplers. The FR-4 low-cost PCB with a broadside-coupled striplines technique is chosen to construct prototype couplers that can reduce the overall size of a hybrid coupler and suitable to use for balanced RF power amplifiers. Experimental results of the prototype coupler, The return loss is lower than -15 dB. The coupled port has a coupling coefficient -3.4 dB and the directed port has a coupling coefficient -3.3 dB. The phase difference between a coupled and directed port is $90 \pm 2^\circ$. Isolation values are lower than -17 dB. The overall size of the prototype coupler is 8x85 mm. We apply a prototype 3-dB quadrature hybrid coupler to a balanced power amplifier which is constructed from two identical quadrature couplers and two signal-stage amplifiers. The two identical single-stage amplifiers use a class-C RF amplifier with the MRF151 N-channel MOSFET and operate at the frequency range of 88-108 MHz. A balanced

amplifier obtains an output power of 210 watts with a gain of 17.20 dB when the input power level is 4 watts.

The situation of two closely located FM broadcast stations is used to create the reverse intermodulation signal. The one transmitter generates a reverse signal (f_R) at 99.50 MHz that is transmitted 500 watts output power and another transmitter generate a carrier signal (f_C) at 105.00 MHz. The antenna systems for two frequency are installed in the same tower which has height 60 meters. Two carrier transmitters which use a balanced RF power amplifier and a single-stage RF power amplifier are measured. The carrier transmitter using a balanced RF power amplifier improvements an intermodulation level from 30.84 dBc to 49.34 dBc. The results show the mitigation of an intermodulation signal approximate 18.47 dBc without cavity bandpass filters. The mitigation intermodulation signal is difficult to obtain a maximum reduction due to the quadrature hybrid couplers have slightly different amplitudes and phases.

Acknowledgment

This work was supported by The National Broadcasting and Telecommunications Commission (NBTC) of Thailand and the Research Department Institute of Engineering, Suranaree University of Technology (SUT), Nakhon Ratchasima, Thailand.

References

- [1] David Hand C.Eng MIET, "THE RF CHALLENGES OF ATC COMMUNICATIONS" Consultant Engineer - Park Air Systems Ltd.
- [2] Jaiyen, N., Hantula, P., & Tongta, R. (2017, December). Real-time audio similarity comparison algorithm. In 2017 IEEE 15th Student Conference on Research and Development (SCOREd) (pp. 477-480). IEEE.
- [3] Hantula, P., Jaiyen, N., & Tongta, R. (2018, August). A 3-dB Quadrature Coupler Using Broadside Striplines for FM Tower Amplifiers. In 2018 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (IWEM) (pp. 1-2). IEEE.
- [4] Alcon Garcia, P., Esparza Lopez, N., Herran Oufanon, L. F., & Las Heras Andres, F. (2016). Complex Impedance Transformers Based on Branch-Line Hybrid Couplers. Progress In Electromagnetics Research, 69, 147-157.
- [5] Jung, S. C., Negra, R., & Ghannouchi, F. M. (2008). A design methodology for miniaturized 3-dB branch-line hybrid couplers using distributed capacitors printed in the inner area. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12), 2950-2953.
- [6] Hussein, Ehab Abdul Razzaq, and Mohammed A. Abdulkachim. "Performance improvement of DFR in OFDM system using feed forward technique on power amplifier." International Journal of Computer Applications 75.4 (2013).
- [7] Amanpreet Kaur, Rajbir Kaur "Reducing the Third-Order Inter Modulation Distortion by Feed Forward Linearization of Power Amplifier" International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 5, Issue 1, January 2016
- [8] Parsons, K. J., R. J. Wilkinson, and P. B. Kenington. "A highly-efficient linear amplifier for satellite and cellular applications." Global Telecommunications Conference, 1995. GLOBECOM'95., IEEE. Vol. 1. IEEE, 1995.
- [9] Grebennikov, Andrei. "Linearity Improvement Techniques for Wireless Transmitters Part 2." High frequency electronics (2009): 16-26.
- [10] Katz, Allen. "Sensitivity and mitigation of reverse IMD in power amplifiers." Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR), 2011. IEEE, 2011. Conference on. IEEE, 2011.
- [11] Berglund, Bo, Thorsten Syggen, and Karl-Gosta Sahlman. "RF multicarrier amplifier for third-generation systems." ERICSSON REV (ENGL ED) 78.4 (2001): 184-189.
- [12] Ma, Hongbo, and Quanyuan Feng. "An improved design of feedforward power amplifier." PIERS Online 3.4 (2007): 363-367.
- [13] Tsai, K. Y., Yang, H. S., Chen, J. H., & Chen, Y. J. E. (2011). A miniaturized 3 dB branch-line hybrid coupler with harmonics suppression. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 21(10), 537-539.
- [14] Sun, K. O., Ho, S. J., Yen, C. C., & van der Weide, D. (2005). A compact branch-line coupler using discontinuous microstrip lines. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15(8), 519-520.
- [15] Caillet, M., Clenet, M., Sharaiha, A., & Antar, Y. M. (2009). A compact wide-band rat-race hybrid using microstrip lines. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 19(4), 191-193.
- [16] Li, H., Zhang, H. L., Hu, B. J., Wei, X. D., & Zeng, W. (2015, September). Novel wideband quadrature hybrid coupler with tunable power dividing ratio. In Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2015 IEEE International Conference on (pp. 1-4). IEEE.
- [17] de Paco, P., Verdu, J., Menendez, O., & Corrales, E. (2008). Branch-line coupler based on edge-coupled parallel lines with improved balanced response. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(12), 2936-2941.
- [18] Vijayaraghavan, A. S., & Dunleavy, L. (2011). Design and optimization of lumped element hybrid couplers. High Frequency Electronic.
- [19] Moubadir, M., Aziz, H., Touhami, N. A., & Mohamed, A. (2018). A miniaturized branch-line hybrid coupler microstrip for long term evolution applications. Procedia Manufacturing, 22, 491-497.
- [20] Breed, G. (2009). Transmission line and lumped element quadrature couplers. High Frequency Electronics.
- [21] Kajlez, D., Pounovic, Z., & Pavlin, S. (1978). Simplified design of Lange coupler. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 26(10), 806-808.
- [22] Mao, S. G., & Wu, M. S. (2007). A novel 3-dB directional coupler with broad bandwidth and compact size using composite right/left-handed coplanar waveguides. IEEE Microwave and wireless components letters, 17(5), 331-333.
- [23] Gruszczyński, S., Wineza, K., & Sachse, K. (2006). Design of compensated coupled-stripline 3-dB directional couplers, phase shifters, and magic-T's—Part I: Single-section coupled-line circuits. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 54(11), 3986-3994.
- [24] Javadzadeh, S. M. H., Majedi, S. M. S., & Farzaneh, F. (2010, September). An ultra-wideband 3-DB quadrature hybrid with multisection broadside stripline tandem structure. In International Conference on Mobile Multimedia Communications (pp. 672-681). Springer, Berlin, Heidelberg.
- [25] Chang, C. P., Chiu, J. C., Chiu, H. Y., & Wang, Y. H. (2008). A 3-DB quadrature coupler using broadside-coupled coplanar waveguides. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 18(3), 191-193.
- [26] Chiu, J. C., Lin, C. M., & Wang, Y. H. (2006). A 3-dB quadrature coupler suitable for PCB circuit design. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 54(9), 3521-3525.
- [27] Abdolhamidi, M., Mohammad-Taheri, M., & Ali-Abad, M. A. "Design Equations for Broadside and Edge-wise Stripline Couplers".
- [28] May, J. W., & Rebeiz, G. M. (2008). A 40-50-GHz SiGe 1: 8 differential power divider using shielded broadside-coupled striplines. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 56(7), 1575-1581.
- [29] Bhartia, P., & Pramanick, P. (1988). Computer-aided design models for broadside-coupled striplines and millimeter-wave suspended substrate microstrip lines. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 36(11), 1476-1481.
- [30] Bahi, I. J., & Bhartia, P. (1981). The design of broadside-coupled stripline circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(2), 165-168.
- [31] Cohn, S. B. (1960). Characteristic impedances of broadside-coupled strip transmission lines. IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 8(6), 633-637.
- [32] Hilberg, W. (1969). From approximations to exact relations for characteristic impedances. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 17(5), 259-265.
- [33] Raab, F. H., Asbeck, P., Cripps, S., Kenington, P. B., Popovic, Z. B., Pothecary, N. and Sokal, N. O. (2007). RF and microwave power amplifier and transmitter technologies Part 1. High Frequency Electronics, 2(3), 22-36.

ประวัติผู้เขียน

ปัญญา หันตุลา เกิดเมื่อวันที่ 8 ธันวาคม 2530 ที่อำเภอภูคจ๊ับ จังหวัดอุดรธานี สำเร็จการศึกษาระดับชั้นมัธยมศึกษาตอนต้นและตอนปลายที่โรงเรียนภูคจ๊ับประชาสรรค์ อำเภอภูคจ๊ับ จังหวัดอุดรธานี ปีการศึกษา 2548 สำเร็จการศึกษาวិชากรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีการศึกษา 2553 จากนั้นได้เข้าศึกษาในระดับปริญญาโท สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในขณะที่ศึกษาอยู่ได้ทำงานเป็นผู้ช่วยวิจัยในโครงการวิจัยเรื่อง เครื่องควบคุมสัญญาณไฟจราจรโดยอัตโนมัติ (Automatic Traffic Light Controller) และเป็นผู้ช่วยสอนในห้องปฏิบัติการวิศวกรรมโทรคมนาคม 1 ห้องปฏิบัติการไมโครโปรเซสเซอร์ และห้องปฏิบัติการอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ทางผู้วิจัยสนใจงานที่เกี่ยวกับ ปัญญาประดิษฐ์ (Artificial Intelligence), โครงข่ายประสาทเทียม (Neural Network) การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ วงจรขยายกำลังวิทยุย่านความถี่สูง (High Power Amplifier) การออกแบบระบบควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) การประมวลผลภาพดิจิทัล (Digital Image Processing) การออกแบบและประยุกต์ใช้งานอินเทอร์เน็ตของทุกสรรพสิ่ง (Internet of Things : IoT) การออกแบบบริหารจัดการฟาร์มอัจฉริยะ (Smart Farm) การประยุกต์ใช้งานปัญญาประดิษฐ์ (artificial intelligence) หรือ AI การแก้ไขปัญหาการรบกวนสัญญาณย่านความถี่วิทยุการบิน อากาศยานไร้คนขับ (Unmanned Aerial Vehicle: UAV)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี