

การออกแบบและพัฒนางจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับ
สายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอคทีฟ



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2561
ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Design and development of broadband low-noise amplifier for active digital TV
antenna



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2018

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและพัฒนางจรรยาบรรณชนิดแถบ ความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับสายอากาศ โทรทัศนดิжитัลแบบแอคทีฟ
โดย	นายอิฐบุรณ์ วัชรเสถียรพันธ์
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก	ดร.ภาณุวัฒน์ จันทร์ภักดี

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยเป็นส่วนหนึ่ง
ของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร.สุพจน์ เตชวรสินสกุล)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วันเฉลิม โปรา)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(ดร.ภาณุวัฒน์ จันทร์ภักดี)

..... กรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.ดวงฤดี วรรณชีวะ)

..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ศาสตราจารย์ ดร.दनัย ต.รุ่งเรือง)

อิฐบูรณ์ วัชรเสถียรพันธ์ : การออกแบบและพัฒนางจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอคทีฟ. (Design and development of broadband low-noise amplifier for active digital TV antenna) อ.ที่ปรึกษาหลัก : ดร.ภาณุวัฒน์ จันทร์ภักดี

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและพัฒนางจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับเป็นองค์ประกอบของสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอคทีฟ เพื่อช่วยขยายกำลังสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศ ขอบเขตวิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วย การออกแบบ สร้าง และวัดทดสอบวงจรถยายสัญญาณ รวมทั้งการนำวงจรถยายที่พัฒนาขึ้นไปประยุกต์ใช้เป็นส่วนประกอบของสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอคทีฟ และการวัดทดสอบประสิทธิภาพการรับสัญญาณเปรียบเทียบกับสายอากาศชนิดเดียวกันแบบแพสซีฟ (ไม่มีวงจรถยาย) วงจรถยายสัญญาณที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ทรานซิสเตอร์ไบโพลารชนิด Heterojunction ยี่ห้อ Infineon รุ่น BFP740F ซึ่งมีค่าสัญญาณรบกวนต่ำที่สุด 0.4 เดซิเบล และใช้เทคนิคตัวต้านทานแบบป้อนกลับ เพื่อให้วงจรถยายสัญญาณมีอัตราขยายสม่ำเสมอในช่วงแถบความถี่กว้าง รวมทั้งการใช้ตัวต้านทานแบบขนานช่วยเพิ่มเสถียรภาพให้กับวงจรถยาย สายส่งประเภทระนาบร่วมแบบมีแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่างถูกนำมาใช้ในการออกแบบสายพิมพ์ของวงจรถยาย การวิเคราะห์วงจรถยายที่ออกแบบใช้การจำลองผลรวมทางวงจรถยายและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้โปรแกรม Advanced Design System (ADS) เพื่อเพิ่มความแม่นยำในการวิเคราะห์ผลให้ใกล้เคียงกับผลวัดทดสอบวงจรถยายจริงมากยิ่งขึ้น วงจรถยายสัญญาณต้นแบบถูกสร้างบนแผ่นวงจรถยายชนิด FR-4 โดยมีขนาด 20 x 22 ตารางมิลลิเมตร ผลวัดทดสอบวงจรถยายต้นแบบพบว่า ในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิรตซ์ อัตราขยายมีค่าค่อนข้างคงที่เท่ากับประมาณ 24 เดซิเบล การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตาเข้าและขาออกมีค่ามากกว่า 11 และ 19 เดซิเบล ตามลำดับ และค่าสัญญาณรบกวนไม่เกิน 1.42 เดซิเบล อีกทั้งวงจรถยายสัญญาณสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข นอกจากนี้ สายอากาศแบบแอคทีฟที่มีวงจรถยายที่พัฒนาขึ้นเป็นส่วนประกอบได้ถูกสร้างขึ้นและวัดทดสอบ ผลการวัดแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแอคทีฟเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบแพสซีฟชนิดเดียวกัน พบว่าสายอากาศทั้งสองมีแบบรูปการรับสัญญาณลักษณะรอบทิศทางในระนาบเดียว และกำลังสัญญาณที่รับได้ของสายอากาศแบบแอคทีฟมีค่ามากกว่าสายอากาศแบบแพสซีฟประมาณ 20 เดซิเบล ซึ่งสอดคล้องกับอัตราขยายของวงจรถยายสัญญาณ นอกจากนี้ การทดสอบใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริงทั้งภายในและภายนอกอาคาร พบว่าสายอากาศแบบแอคทีฟมีประสิทธิภาพการรับสัญญาณดีกว่าสายอากาศแบบแพสซีฟ

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
ปีการศึกษา 2561

ลายมือชื่อนิสิต
ลายมือชื่อ อ.ที่ปรึกษาหลัก

6070425221 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORD: Amplifier, Broadband, Low-Noise, Digital TV, Active antenna

Ittaboon Watcharasatienpan : Design and development of broadband low-noise amplifier for active digital TV antenna. Advisor: PANUWAT JANPUGDEE, Ph.D.

This thesis presents the design and development of a broadband low-noise amplifier for being integrated as a component of active digital TV antenna. Its function is to boost the received signal power and thus enhance the antenna performance. The scope of this thesis is composed of the design, fabrication, and measurement of the amplifier circuit. It also includes the application of the developed amplifier as an integrated component of active digital TV antenna, as well as the test of its receiving pattern and performance compared with the passive antenna of the same type. The proposed amplifier is based on the heterojunction bipolar transistor (Infineon BFP740F), which offers the minimum noise figure of 0.4 dB. The negative-feedback resistor is used to flatten the gain over the wide frequency range. In addition, the shunt resistor is employed to stabilize the amplifier. The coplanar waveguide with lower ground plane (CPWG) is used for the printed circuit board layout. The designed amplifier is modeled and analyzed by the Electromagnetic (EM) Co-simulation in the Advanced Design System (ADS) software to obtain more accurate simulation results. The amplifier prototype is fabricated on the FR-4 substrate. It has the overall dimensions of 20 x 22 mm². The measurement results of the amplifier prototype show that the constant gain of about 24 dB, the input and output return losses of greater than 11 and 19 dB respectively, and the noise figure of less than 1.42 dB are achieved in the frequency range of 400 – 800 MHz. The amplifier is also found to be unconditionally stable. In addition, an active antenna with the present amplifier integrated onboard has been manufactured and tested. The measured receiving patterns of the active antenna and the passive counterpart exhibit Omni-directional type, whereas the active antenna has approximately 20 dB higher received power, which is consistent with the amplifier gain. Moreover, the reception test of both antennas in the actual indoor and outdoor environments demonstrates that the active antenna has better reception performance than the passive antenna.

Field of Study: Electrical Engineering

Student's Signature

Academic Year: 2018

Advisor's Signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีด้วยความช่วยเหลือจาก อ. ดร.ภาณุวัฒน์ จันทร์ภักดี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิจัย ช่วยแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นระหว่างการดำเนินงาน อีกทั้งยังตรวจทานงานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยดีเสมอมา รวมถึง อ.ธีระพงษ์ ประทุมศิริ ที่ได้ให้คำปรึกษาและแนะนำเกี่ยวกับการออกแบบสายอากาศในเชิงปฏิบัติ ผู้วิจัยจึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ ผศ. ดร.วันเฉลิม โปธา ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รศ. ดร.ดวงฤดี วรรณสุขชีพ และ ศ. ดร.दनัย ต.รุ่งเรือง กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่ได้สละเวลาตรวจสอบและให้คำแนะนำเพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น และขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านในสาขาวิชาไฟฟ้าสื่อสารที่ได้มอบความรู้อันเป็นพื้นฐานในการศึกษาและทำวิทยานิพนธ์นี้

งานวิจัยชิ้นนี้ได้รับทุนสนับสนุนในการทำวิจัยส่วนหนึ่งจากกองทุนรัชดาภิเษกสมโภช (Special Task Force for Activating Research (STAR)) ภายใต้กลุ่มวิจัยโครงข่ายไร้สายและอินเทอร์เน็ตอนาคต (Wireless Network and Future Internet Research Group) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ขอขอบคุณ บริษัท หัวเหว่ย เทคโนโลยี (ประเทศไทย) จำกัด ที่มอบทุนสนับสนุนการศึกษาให้แก่ผู้วิจัย ได้แก่ ค่าลงทะเบียน ค่าสนับสนุนค่าครองชีพ ค่าวัสดุใช้สอยในการทำวิจัยและหนังสือแบบเรียน รวมถึงค่าใช้จ่ายในการเดินทางไปนำเสนอผลงานทางวิชาการ The 34th International Technical Conference on Circuit/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC) 2019 ณ ประเทศเกาหลีใต้

ขอขอบคุณกลุ่มวิจัยสื่อสารทางแสงภายใต้การดูแลของ รศ. ดร.ดวงฤดี วรรณสุขชีพ ที่ให้อุปกรณ์เครื่องมือสำหรับบัดกรีและประกอบชิ้นส่วนในการสร้างต้นแบบทำให้งานวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จได้อย่างสะดวกราบรื่น

ขอขอบคุณ ฝ่ายวิจัยนวัตกรรมไร้สายและระบบอัจฉริยะ ศูนย์เทคโนโลยีเพื่อความมั่นคงของประเทศและการประยุกต์เชิงพาณิชย์ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ ที่ให้การสนับสนุนซอฟต์แวร์ Advanced Design System (ADS) สำหรับใช้จำลองและวิเคราะห์วงจรในขั้นตอนการวางจรรยาบรรณในงานวิจัยนี้และชุดอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของวงจรขยาย โดยเฉพาะอย่างยิ่งขอขอบคุณ ดร.ทิวต์ พงศ์ถาวรภมร ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในระหว่างการวัดทดสอบค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณ ศ. ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน ที่ได้ให้อุปกรณ์เครื่องวัดเข้าไปใช้ห้องทดสอบ

สายอากาศแบบไร้คลื่นสะท้อนสำหรับวัดสอบทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณ ณ ห้องปฏิบัติการสื่อสาร ไร้สาย คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ รวมถึง อ. ดร. นนชณัต ฉัตรภูติ และนายณัฐพงษ์ ดวงฤทธิ์ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำในการทดสอบเป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณครอบครัวของผู้วิจัย มารดา นางสาวและน้องชาย ที่เป็นกำลังใจที่สำคัญเสมอมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณเพื่อนพี่น้องนักวิจัยทุกคนรวมถึงเจ้าหน้าที่ และบุคลากรที่อยู่ในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ และเป็นกำลังใจที่ดีต่อผู้วิจัย



อิฐบูรณ์ วัชรเสถียรพันธ์

สารบัญ

	หน้า
.....	ค
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ค
.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญรูปภาพ.....	ฎ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	3
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.5 งานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง	4
1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์.....	9
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	11
2.1 ข้อกำหนดทางด้านความถี่วิทยุ (Radio Frequency Requirements) ที่เกี่ยวข้องกับ วงจรขยายสัญญาณ	11
2.1.1 ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise Figure).....	11
2.1.2 การอินเตอร์มอดูเลชันของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier Intermodulation).....	12
2.1.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)	12

2.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณ	13
2.2.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร.....	13
2.2.2 การวิเคราะห์กำลังขยายของวงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว.....	15
2.3 เทคนิคการออกแบบวงจรรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้าง	16
2.3.1 เทคนิคการต่อตัวต้านทาน (Resistive loading).....	16
2.3.2 เทคนิคตัวต้านทานป้อนกลับ.....	18
2.4 สายส่ง (Transmission line).....	20
2.4.1 สายส่งชนิดไมโครสตริป (Microstrip line).....	20
2.4.2 สายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar waveguide, CPW).....	21
2.4.3. สายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่าง (Coplanar waveguide with lower ground plane, CPWG)	22
บทที่ 3 ขั้นตอนการออกแบบและผลการวัดทดสอบวงจรรขยายสัญญาณ	24
3.1 การกำหนดจุดทำงานและออกแบบแผนผังวงจรไบแอสกระแสตรง (DC Bias Circuit).....	24
3.1.1 การกำหนดจุดทำงานไฟฟ้ากระแสตรงของทรานซิสเตอร์.....	24
3.1.2 การกำหนดรูปแบบวงจรไบแอสกระแสตรง.....	25
3.2 การออกแบบแผนผังวงจรรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงช่วงความถี่ 400 – 800 เมกะเฮิรตซ์ 27	
3.2.1 การกำหนดค่าตัวต้านทานแบบขนาน (Shunt resistor) ฝั่งขาออก เพื่อให้วงจรรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable).....	28
3.2.2 การกำหนดค่าตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานเพื่อปรับค่าอัตราขยายของวงจรให้มีความสม่ำเสมอในแถบความถี่กว้าง (Broadband frequency)	31
3.3 การออกแบบวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตต่อขาเข้าและขาออก	34
3.4 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board) และการจำลองและวิเคราะห์ร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Co-simulation) ของแผ่นวงจรพิมพ์.....	35
3.5 การวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรรขยายสัญญาณ	38

3.5.1 การวัดทดสอบ S parameters.....	38
3.5.2 การวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน.....	40
3.5.3 การวัดทดสอบจุดบีบอัด 1-dB (1-dB compression point).....	41
3.6 การออกแบบลายพิมพ์วงจรขยายสัญญาณร่วมกับสายอากาศ.....	42
3.7 การวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณ (Receiving pattern) ของสายอากาศ.....	44
3.8 การวัดทดสอบการใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริง.....	50
บทที่ 4 วิเคราะห์และสรุปผลการดำเนินงาน	52
4.1 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบ	52
4.1.1 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบวงจรขยายสัญญาณ.....	52
4.1.2 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบสายอากาศแบบแพลสชิฟและแอกทีฟ	54
4.2 ข้อเสนอแนะ	55
ภาคผนวก.....	57
ภาคผนวก ก : การใช้งานฟังก์ชัน Optimization ในโปรแกรม ADS เพื่อใช้คำนวณค่าของตัว เหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์	58
ภาคผนวก ข : การใช้งานฟังก์ชัน EM co-simulation ในโปรแกรม ADS เพื่อใช้จำลองและ วิเคราะห์ร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของแผ่นวงจรพิมพ์	61
บรรณานุกรม.....	66
ประวัติผู้เขียน.....	70

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 1.1 ลักษณะเฉพาะของวงจรถยายสัญญาณจากงานวิจัยอื่นที่มีช่วงความถี่ในย่าน UHF	6
ตารางที่ 1.2 ลักษณะเฉพาะในย่านความถี่สูงของทรานซิสเตอร์ Infineon BFP740F [18]	7
ตารางที่ 2.1 ค่ามาตรฐานของตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise figure) [8]	11
ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบขนาดตัวนำสัญญาณของสายส่งแต่ละประเภทที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ 50 โอห์ม จากการคำนวณด้วยฟังก์ชัน Line Calculation	36
ตารางที่ 3.2 แสดงค่าตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่นำมาใช้ในวงจรถยายสัญญาณ...	37
ตารางที่ 3.3 ผลวัดทดสอบการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอคทีฟ ณ สถานที่ต่าง ๆ ภายในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	51
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะเฉพาะของวงจรถยายสัญญาณที่กำหนดตามมาตรฐาน ผลการจำลองด้วยโปรแกรม และผลวัดทดสอบ	52
ตารางที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะเฉพาะของวงจรถยายสัญญาณงานในงานวิทยานิพนธ์นี้ กับงานวิจัยอื่นที่มีช่วงความถี่ทำงานในย่าน UHF	54

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ประเภทของตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กสำหรับวงจรคลื่นความถี่วิทยุ [19].....	8
รูปที่ 1.2 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Coupling [20].....	8
รูปที่ 1.3 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Decoupling [20].....	8
รูปที่ 1.4 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Smoothing [20].....	9
รูปที่ 1.5 วงจรกรองความถี่ผ่านสูงรูปตัวที.....	9
รูปที่ 2.1 Output Stability Circle บน Smith chart (ระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด) [21].....	14
รูปที่ 2.2 Input Stability Circle บน Smith chart (ระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย) [21].....	15
รูปที่ 2.3 แผนภาพบล็อคอของวงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว [21].....	16
รูปที่ 2.4 Resistive loading ทั้ง 4 รูปแบบ เพื่อใช้ปรับปรุงเสถียรภาพให้กับทรานซิสเตอร์ [21] ...	17
รูปที่ 2.5 Input/output stability circle ใน Smith chart เพื่อใช้วิเคราะห์หาค่า Resistive loading [21]	17
รูปที่ 2.6 ตัวต้านทานแบบอนุกรมที่ฝั่งขาเข้าของทรานซิสเตอร์ [21].....	18
รูปที่ 2.7 การแทรกตัวต้านทานแบบป้อนกลับเข้ากับทรานซิสเตอร์ [21].....	18
รูปที่ 2.8 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดไมโครสตริป	21
รูปที่ 2.9 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วม	22
รูปที่ 2.10 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่าง.....	23
รูปที่ 3.1 ผลการจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรงของทรานซิสเตอร์	25
รูปที่ 3.2 วงจรไบแอสทรานซิสเตอร์แบบ collector feedback.....	26
รูปที่ 3.3 แผนผังของวงจรไบแอสกระแสตรงโดยอ้างอิงข้อมูลของตัวต้านทานจาก SMT library	26

รูปที่ 3.4	แผนผังวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงของทรานซิสเตอร์รุ่น BFP740F.....	27
รูปที่ 3.5	ค่า S parameter และค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเทียบกับความถี่	27
รูปที่ 3.6	ความสัมพันธ์ระหว่าง Geometrically stability factor (μ) กับความถี่	28
รูปที่ 3.7	Output stability circle บน Smith chart ของทรานซิสเตอร์.....	29
รูปที่ 3.8	แผนผังของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงโดยแทรกตัวต้านทานแบบขนานฝั่งขาออก ขนาด 60 โอห์ม.....	29
รูปที่ 3.9	ค่า S parameter และตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์ที่ต่อตัวต้านทานแบบ ขนานฝั่งขาออกขนาด 60 โอห์ม	30
รูปที่ 3.10	Output stability circle ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อตัวต้านทานแบบขนานขนาด 60 โอห์ม	30
รูปที่ 3.11	ผลจำลอง S parameter เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีและไม่มีตัวต้านทานแบบขนานที่ฝั่ง ขาออก	31
รูปที่ 3.12	แผนผังของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงที่ต่อตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานและตัว ต้านทานทานแบบขนานที่พอร์ตขาออก.....	32
รูปที่ 3.13	ผลจำลองเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน.....	34
รูปที่ 3.14	แผนผังวงจรขยายสัญญาณประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงและวงจร ไบแอสไฟฟ้ากระแสตรง.....	35
รูปที่ 3.15	แผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรขยายสัญญาณ (ขนาด 20 x 22 ตารางมิลลิเมตร).....	35
รูปที่ 3.16	คำนวณขนาดสายส่งชนิดท่อนำคลื่นร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่างด้วยฟังก์ชัน Line calculation.....	36
รูปที่ 3.17	วงจรขยายสัญญาณต้นแบบ	37
รูปที่ 3.18	ชุดอุปกรณ์สำหรับการวัดทดสอบ S parameter	38
รูปที่ 3.19	ผลวัดทดสอบ S parameters ของวงจรต้นแบบเทียบกับผลจำลองร่วมทางวงจรและคลื่น แม่เหล็กไฟฟ้า.....	40
รูปที่ 3.20	ชุดอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน.....	41

รูปที่ 3.21 ผลวัดทดสอบค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของวงจรต้นแบบเทียบกับผลจำลองร่วมทาง วงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	41
รูปที่ 3.22 ผลวัดทดสอบจุดบีบอัด 1-dB ของวงจรขยาย ที่ความถี่ 600 เมกะเฮิร์ตซ์	42
รูปที่ 3.23 ลายพิมพ์ของสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอกทีฟ	43
รูปที่ 3.24 ผลจำลองแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 600 เมกะเฮิร์ตซ์	43
รูปที่ 3.25 ผลจำลองร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ พอร์ตขาเข้าและอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ	43
รูปที่ 3.26 สายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ.....	44
รูปที่ 3.27 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ	44
รูปที่ 3.28 การวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศในห้องปฏิบัติการทดสอบสายอากาศ แบบไร้คลื่นสะท้อน.....	45
รูปที่ 3.29 ผลวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ ในช่วง ความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิร์ตซ์ ในระนาบ XZ (กรณี Co-polarization)	47
รูปที่ 3.30 ผลวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ ในช่วง ความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิร์ตซ์ ในระนาบ XZ (กรณี Cross-polarization).....	49
รูปที่ 3.31 การวัดทดสอบการรับสัญญาณของสายอากาศต้นแบบในสภาพแวดล้อมจริงโดย Field Strength Meter	50
รูปที่ 4.1แบบจำลองไฮบริดพาย (Hybrid-Pi model) ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลารชนิด Heterojunction [21]	53

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

ในปัจจุบันผู้บริโภคสามารถเข้าถึงการรับชมรายการโทรทัศน์ได้หลากหลายช่องทาง ได้แก่ ระบบภาคพื้นดิน (Terrestrial Television) ระบบดาวเทียม (Satellite Television) ระบบเคเบิล (Cable Television) และระบบผ่านอินเทอร์เน็ต (IPTV) เป็นต้น รวมถึงสามารถรับชมรายการย้อนหลังได้ทางอินเทอร์เน็ตอีกด้วย สำหรับประเทศไทย โทรทัศน์ระบบภาคพื้นดินเป็นช่องทางที่มีผู้รับชมจำนวนมากที่สุด เนื่องจากสามารถรับชมโดยไม่ต้องบอกรับเป็นสมาชิกและจ่ายค่าบริการ หรือเรียกว่าฟรีทีวี (Free TV) และมีโครงข่ายแพร่สัญญาณ (Broadcasting) ครอบคลุมพื้นที่เกือบทั้งหมดทั่วประเทศ โดยมีจำนวนครัวเรือนที่เข้าถึงบริการโทรทัศน์ระบบภาคพื้นดิน คิดเป็นร้อยละ 45.8 ของครัวเรือนที่มีโทรทัศน์ทั้งหมดทั่วประเทศ [1] ปัจจุบันโทรทัศน์ระบบภาคพื้นดินของประเทศไทยเปลี่ยนแปลงจากระบบแอนะล็อก (Analog) เป็นระบบดิจิทัล (Digital) ตามมาตรฐานระบบ Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2) โดยเริ่มต้นการส่งสัญญาณระบบดิจิทัลในปี พ.ศ. 2557 และมีแผนยุติการส่งสัญญาณระบบแอนะล็อกในช่วง พ.ศ. 2560 - 2563 ทั้งนี้ คณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กสทช.) ซึ่งเป็นหน่วยงานที่กำกับดูแลกิจการโทรทัศน์ภาคพื้นดินได้มีนโยบายสนับสนุนกระบวนการเปลี่ยนผ่านเป็นระบบดิจิทัลให้ดำเนินไปด้วยความราบรื่นและรวดเร็ว โดยการสนับสนุนคูปองให้แก่ประชาชนจำนวน 22 ล้านครัวเรือน เพื่อนำไปใช้เป็นส่วนลดหรือแลกซื้อกล่องแปลงสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Set-top box) เพื่อให้สามารถรับชมได้โดยเครื่องรับโทรทัศน์เดิมที่มีอยู่แล้ว หรือเพื่อเป็นส่วนลดแลกซื้อเครื่องรับโทรทัศน์รุ่นใหม่ที่มีวงจรภาครับสัญญาณระบบดิจิทัลในตัว แสดงให้เห็นถึงการให้ความสำคัญของรัฐบาลและหน่วยงานที่เกี่ยวข้องกับกิจการโทรทัศน์ภาคพื้นดิน เนื่องจากประชาชนทั่วไปสามารถเข้าถึงได้ในวงกว้าง ทำให้มีอิทธิพลต่อความคิดและพฤติกรรม ทั้งทางด้านเศรษฐกิจและสังคม ซึ่งส่งผลต่อคุณภาพชีวิตและการพัฒนาต่อยอดความรู้ของประชาชน

สายอากาศ (Antenna) เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญของระบบรับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดิน โดยสายอากาศโทรทัศน์ (TV antenna) สามารถจำแนกได้ 2 ประเภทตามลักษณะการติดตั้ง ได้แก่ สายอากาศสำหรับติดตั้งภายนอกอาคาร (Outdoor antenna) และสายอากาศสำหรับติดตั้งภายในอาคาร (Indoor antenna) สายอากาศประเภทแรกเป็นสายอากาศขนาดใหญ่ มีแบบรูปการรับสัญญาณแบบชี้ทิศทาง (Directional) มีอัตราขยาย (Gain) สูง จึงมีประสิทธิภาพในการรับสัญญาณได้

ดี แต่มีข้อจำกัดในเรื่องของขนาดที่ใหญ่เทอะทะ รูปลักษณ์อาจไม่สวยงาม มีความยุ่งยากในการติดตั้ง บนตัวอาคารหรือโครงสร้างสำหรับรองรับและการเดินสายสัญญาณมายังเครื่องรับโทรทัศน์ภายใน อาคาร รวมทั้งต้องหันทิศทางของสายอากาศขึ้นไปยังทิศที่ตั้งของสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์ ทำให้อาจมีข้อจำกัดในการติดตั้งใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับอาคารชุดหรืออาคารสำนักงานอาจไม่เหมาะสมที่จะใช้สายอากาศประเภทนี้ ส่วนสายอากาศประเภทที่สองส่วนใหญ่มีขนาดเล็กกระทัดรัด และสะดวกต่อการติดตั้งใช้งาน มีแบบรูปการรับสัญญาณ แบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional) เพื่อให้สามารถรับสัญญาณภายในอาคารที่อาจสะท้อนสิ่งแวดล้อมภายในห้อง และแพร่มาถึงสายอากาศจากหลายทิศทาง (Multipath) สายอากาศประเภทนี้จึงมีอัตราขยายไม่สูงมาก ทำให้อาจมีข้อจำกัดในการใช้รับสัญญาณโทรทัศน์ระบบแอนะล็อกในบางพื้นที่ใช้งาน เนื่องจากความคมชัดของภาพและเสียงขึ้นกับกำลังของสัญญาณที่รับได้ แต่เนื่องจากข้อดีของเทคโนโลยีโทรทัศน์ระบบดิจิทัลซึ่งสามารถให้ภาพและเสียงที่คมชัดหากกำลังของสัญญาณที่รับได้เกินค่าที่เหมาะสมค่าหนึ่ง จึงทำให้สายอากาศประเภทนี้เหมาะสมและได้รับความนิยมอย่างแพร่หลายสำหรับใช้รับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินระบบดิจิทัล อย่างไรก็ตาม สายอากาศประเภทนี้ซึ่งส่วนใหญ่ถูกออกแบบให้มีขนาดเล็กกระทัดรัดอาจมีอัตราขยายไม่เพียงพอสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลในบางพื้นที่ที่มีความเข้มของสัญญาณต่ำ เช่น พื้นที่ห่างไกลจากสถานีส่งสัญญาณ หรือภายในตึกสูง เช่น อาคารชุด ทำให้เกิดปัญหาในการรับสัญญาณได้ แนวทางหนึ่งในการแก้ไขปัญหาคือการใช้สายอากาศประเภทติดตั้งภายในอาคารแบบแอคทีฟ (Active) ซึ่งมีวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ต่อกับสายอากาศ เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณโทรทัศน์ที่รับได้ในขั้นต้นเพื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณที่รับเข้ามาโดยสายอากาศ ก่อนจะส่งสัญญาณต่อไปยังกล่องแปลงสัญญาณหรือเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิทัลต่อไป จึงทำให้สามารถใช้สายอากาศชนิดแอคทีฟดังกล่าวนี้ติดตั้งภายในอาคารเพื่อรับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินระบบดิจิทัลในพื้นที่ที่มีความเข้มของสัญญาณต่ำได้

ในช่วงที่ผ่านมาทีมงานวิจัยภายในประเทศหลายชิ้นได้พัฒนาสายอากาศสำหรับโทรทัศน์ระบบดิจิทัลขึ้น เพื่อสนับสนุนอุตสาหกรรมโทรทัศน์ดิจิทัลของประเทศไทย และลดการนำเข้าสายอากาศจากต่างประเทศ ตัวอย่างเช่น [2-6] โดยสายอากาศที่พัฒนาขึ้นในงานวิจัยดังกล่าวเป็นสายอากาศแบบพาสซีฟ (Passive) วิทยานิพนธ์นี้มุ่งออกแบบและพัฒนาวงจรขยายสัญญาณซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญของสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอคทีฟ งานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของโครงการวิจัยเรื่อง “การพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปชนิดอ่อนแบบมีภาคขยายสัญญาณสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน” ซึ่งได้รับการสนับสนุนทุนวิจัยโดย กองทุนรัชดาภิเษกสมโภช จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย วงจรขยายถูกพัฒนาขึ้นในวิทยานิพนธ์นี้สำหรับติดตั้งรวมอยู่บนแผ่นวงจรเดียวกับสายอากาศ เพื่อต้องการให้ขนาดของสายอากาศรวมวงจรขยายมีขนาดเล็กกระทัดรัด เหมาะสำหรับการติดตั้งใช้งานภายในอาคาร วงจรขยายจะต้องมีช่วงความถี่ใช้งาน

ครอบคลุมย่าน 510-790 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ถูกกำหนดสำหรับการส่งสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินระบบดิจิทัลในประเทศไทย นั่นคือ วงจรขยายจะต้องมีอัตราขยาย (Gain) คงที่ และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss) ทั้งฝั่งขาเข้าและขาออกต่ำ ตลอดช่วงความถี่ดังกล่าว นอกจากนี้ เนื่องจากวงจขยายที่เป็นส่วนประกอบของสายอากาศแบบแอกทีฟนี้เป็นวงจขยายชั้นแรกสุดของภาครับสัญญาณโทรทัศน์ ดังนั้นจะต้องมีตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนต่ำตลอดช่วงความถี่ดังกล่าวด้วย ซึ่งนับเป็นช่วงความถี่ทำงานที่ค่อนข้างกว้าง จึงมีความยากและความท้าทายในการออกแบบวงจขยายให้มีลักษณะเฉพาะ (Characteristics) ดังกล่าวข้างต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1) เพื่อออกแบบวงจขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำสำหรับเป็นองค์ประกอบของสายอากาศโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอกทีฟ
- 2) เพื่อสร้างต้นแบบวงจขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำ
- 3) เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลแบบแอกทีฟโดยใช้วงจขยายสัญญาณที่ออกแบบและพัฒนาขึ้น

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

- 1) ออกแบบวงจขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำ ให้มีลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้
 - ช่วงความถี่ใช้งาน 510 ถึง 790 เมกะเฮิรตซ์ [7]
 - อัตราขยาย (Gain) มีค่าอยู่ในช่วง 10 ถึง 20 เดซิเบล ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน
 - ค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return loss) ที่พอร์ตขาเข้าและขาออกมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 8 เดซิเบล [8]
 - ค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise figure) มีค่าไม่เกิน 4 เดซิเบล [8]
 - ใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 5 โวลต์
- 2) จำลองและวิเคราะห์วงจขยายที่ออกแบบด้วยโปรแกรม Advanced Design System (ADS) และปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจเพื่อให้มีลักษณะเฉพาะตามที่กำหนดในข้อ 1)
- 3) ออกแบบแผ่นวงจพิมพ์ (Printed circuit board, PCB) ของวงจขยายด้วยโปรแกรม Advanced Design System (ADS) โดยให้แผ่นวงจรมีขนาดเล็กกระทัดรัด มีขนาดไม่เกิน 40 x 50 ตารางมิลลิเมตร
- 4) สร้างต้นแบบวงจขยายสัญญาณโดยใช้แผ่นวงจรมพิมพ์ชนิด FR-4 ขนาดบาง (ความหนา 0.4 มิลลิเมตร) แบบ 2 ชั้น (Layer) และใช้ส่วนประกอบต่าง ๆ ประเภทยึดอยู่บนผิวของแผ่นวงจ (Surface mount device, SMD)

- 5) วัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรถายต้นแบบ ประกอบด้วย อัตราขยาย การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ และค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน พร้อมทั้งวิเคราะห์เปรียบเทียบค่าที่วัดได้กับผลการจำลองด้วยโปรแกรม
- 6) ออกแบบและสร้างต้นแบบสายอากาศโทรทัศนฺ์ดิจิทัลแบบแอคทีฟโดยใช้วงจรถายสัญญาณที่พัฒนาขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้ร่วมกับสายอากาศชนิดแผ่นบาง
- 7) วัดทดสอบลักษณะแบบรูปการรับสัญญาณและอัตราขยายของสายอากาศแบบแพสซีฟกับแอคทีฟ รวมทั้งการทดสอบใช้งานสายอากาศทั้งสองแบบในสภาพแวดล้อมจริงทั้งภายในและภายนอกอาคาร พร้อมทั้งวิเคราะห์เปรียบเทียบผลการวัดทดสอบ

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) องค์ความรู้สำหรับการออกแบบและพัฒนาวงจรถายสัญญาณสำหรับย่านความถี่ UHF ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรถายสัญญาณสำหรับย่านความถี่สูง
- 2) วงจรถายสัญญาณต้นแบบสำหรับใช้ขยายกำลังสัญญาณภาครับให้กับสายอากาศโทรทัศนฺ์ดิจิทัลแบบแพสซีฟ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการรับสัญญาณ
- 3) ต้นแบบสายอากาศแบบแอคทีฟสำหรับรับสัญญาณโทรทัศนฺ์ดิจิทัล โดยมีคุณสมบัติเด่นคือ ขนาดกระทัดรัด สามารถรับสัญญาณได้ดีแม้ในพื้นที่ที่มีความเข้มของระดับสัญญาณต่ำ และต้นทุนต่ำ
- 4) สามารถนำผลผลิตจากงานวิจัยไปพัฒนาต่อยอดเป็นผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม ซึ่งเป็นการส่งเสริมและผลักดันอุตสาหกรรมการผลิตสายอากาศและอุปกรณ์ขยายสัญญาณย่านความถี่สูงภายในประเทศ

1.5 งานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้อง

การทบทวนงานวิจัยในอดีตที่เกี่ยวข้องเป็นการศึกษางานวิจัย ซึ่งมีเนื้อหาที่น่าสนใจและเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์เล่มนี้ โดยจะมุ่งเน้นข้อมูลที่เป็นประโยชน์ เช่น แนวคิดและทฤษฎีพื้นฐานสำหรับการออกแบบวงจรถาย อุปกรณ์ที่นำมาใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรถายสัญญาณ เป็นต้น เพื่อที่จะนำข้อมูลและความรู้มาประยุกต์ใช้กับวิทยานิพนธ์นี้

วงจรถายสัญญาณย่านความถี่สูงโดยทั่วไปจะประกอบด้วยส่วนหลัก ๆ คือ ส่วนขยายสัญญาณ (Gain device) และวงจรถายปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตขาเข้าและขาออก (Input and Output matching network) หน้าที่ของวงจรถายสัญญาณในอุดมคติคือขยายสัญญาณที่มีกำลังต่ำให้มีกำลังสูงขึ้นโดยปราศจากการเพิ่มสัญญาณรบกวน (Noise) หรือการบิดเบือนของสัญญาณ (Distortion) อย่างไรก็ตามคุณสมบัติของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในทางปฏิบัติโดยทั่วไปจะมีการเพิ่มสัญญาณรบกวนหรือการบิดเบือนของสัญญาณภายในตัวเสมอ ดังนั้น วัตถุประสงค์ของการ

ออกแบบวงจรขยายสัญญาณคือ การปรับลดสัญญาณรบกวนและการบิดเบือนสัญญาณให้น้อยที่สุด โดยมีกำลังขยายมากที่สุด เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพของวงจรขยายสัญญาณที่ดีที่สุด [9]

เอกสารอ้างอิง [9] ได้อธิบายขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ (Low-noise amplifier) ให้มีคุณสมบัติตรงตามมาตรฐานอุปกรณ์ขยายสัญญาณภาครับสัญญาณไวไฟ (Wi-Fi) IEEE 802.11b โดยมีย่านความถี่ใช้งานในช่วง 2.4 – 2.48 กิกะเฮิรตซ์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ยี่ห้อ Avago รุ่น ATF54143 การออกแบบนี้เริ่มต้นด้วยการวัด S parameters ของทรานซิสเตอร์โดยใช้เครื่องมือ DC Source/Monitor และ Vector Network analyzer จากนั้นนำผลที่วัดได้มาจำลองในโปรแกรม ADS เพื่อวิเคราะห์เสถียรภาพ (Stability) ของทรานซิสเตอร์ด้วยค่า Geometrically stability factor ทั้งนี้การปรับปรุงเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์อาศัยเทคนิคการแทรกตัวต้านทานแบบอนุกรมและขนานที่ฝั่งขาเข้าและขาออกของทรานซิสเตอร์และตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาน พร้อมกับใช้ฟังก์ชัน Feedback Network Optimization to Attain Stability ในโปรแกรม ADS ช่วยในการคำนวณค่าตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ที่เหมาะสม เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) นอกจากนี้ยังช่วยลดสัญญาณรบกวนให้ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนให้ค่าต่ำกว่า 2 เดซิเบล และปรับเพิ่มค่ากำลังขยายให้มีค่ามากกว่า 12 เดซิเบล ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b หลังจากนั้นทำการออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ โดยเลือกใช้วัสดุชนิด Arlon25N เนื่องจากค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ของวัสดุชนิดดังกล่าวมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่และอุณหภูมิอย่างมาก อีกทั้งวัสดุชนิดนี้ยังสามารถใช้กระบวนการผลิตแผ่นวงจรพิมพ์แบบเดียวกับแผ่นวัสดุชนิด FR-4 ซึ่งเป็นวัสดุที่ได้มาตรฐานและได้รับความนิยมสูง นอกจากนี้ยังคำนึงถึงลักษณะของลายพิมพ์ทองแดงซึ่งมีคุณสมบัติเป็นสายส่ง (Transmission line) มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic impedance) ขนาด 50 โอห์ม โดยฟังก์ชัน Line Calculation ในการคำนวณขนาดของลายพิมพ์ทองแดง เพื่อให้เกิดการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ (Impedance matching) ทำให้การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสัญญาณน้อยที่สุด ผลลัพธ์ที่ได้คือแผ่นวงจรขยายสัญญาณชนิดสัญญาณรบกวนต่ำในช่วงความถี่ 2.4 – 2.48 กิกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีคุณสมบัติตรงตามมาตรฐานอุปกรณ์ขยายสัญญาณภาครับใน IEEE 802.11b

ในงานวิจัย [10], [11] และ [12] เทคโนโลยีวงจรรวมซีมอส (CMOS chip technology) ถูกนำมาประยุกต์ใช้สร้างวงจรขยายสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำและแถบความถี่กว้าง เนื่องจากภายในวงจรรวมซีมอสบรรจุทรานซิสเตอร์อยู่หลายตัว การประยุกต์ใช้ทรานซิสเตอร์หลายตัวทำให้สามารถใช้เทคนิคการหักล้างสัญญาณรบกวน (Noise cancellation) ได้ (สามารถศึกษาเทคนิคดังกล่าวเพิ่มเติมได้จาก [13]) จึงทำให้วงจขยายสัญญาณประเภทนี้มีค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนที่ต่ำมาก นอกจากนี้จุดเด่นของวงจรรวมซีมอสยังมีอีกหลายประการ เช่น อัตราขยายสูง ใช้พลังงานต่ำ แถบความถี่ใช้งานกว้าง สภาพเชิงเส้นสูง (High linearity) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม วัฏจักรวงจรรวมซีมอสมีราคา

สูงมากเมื่อเทียบกับทรานซิสเตอร์เดี่ยว (เช่น Heterojunction-Bipolar transistor (HBT) based on SiGe, High-electron-mobility transistor (HEMT) based on GaAs)

งานวิจัย [14], [15], [16] และ [17] ใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลารชนิด Heterojunction บนวัสดุประเภท SiGe ในการออกแบบและสร้างวงจรรขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำและแถบความถี่กว้างในย่าน UHF (Ultra high frequency) ซึ่งทรานซิสเตอร์ชนิดนี้มีคุณสมบัติที่ดีหลายประการเช่น อัตราขยายสูง สัญญาณรบกวนต่ำ แถบความถี่ใช้งานกว้าง เป็นต้น เมื่อเทียบกับราคาที่ถูกมาก

งานวิจัย [14] และ [15] เทคนิค Balanced amplifier ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรรขยายสัญญาณ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรขยายสัญญาณและวงจร 90 degree Hybrid coupler 2 ชุด เทคนิคดังกล่าวมีข้อดีคือ ช่วยปรับปรุงอัตราส่วนคลื่นยืน (Voltage Standing Wave Ratio) และวงจรมีเสถียรภาพสูง อย่างไรก็ตาม ข้อเสียของเทคนิคนี้คือ ต้องใช้กำลังงานเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าเนื่องจากจำเป็นต้องจ่ายไฟให้กับวงจรรขยายสัญญาณทั้งสองวงจร นอกจากนี้ แถบความถี่ใช้งานของวงจรรขยายสัญญาณจะถูกจำกัดด้วยแถบความถี่ใช้งานของวงจร Coupler ซึ่งโดยทั่วไปจะมีแถบความถี่ใช้งานที่แคบกว่าวงจรรขยายสัญญาณ ยิ่งไปกว่านั้นจะเกิดกำลังงานสูญเสียจากการแทรกวงจร Coupler เข้าไปด้วยเช่นกัน

งานวิจัย [16] และ [17] ใช้เทคนิคตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรมและขนาน (Shunt-series negative feedback) เพื่อให้อัตราขยายของวงจรมีความสม่ำเสมอในแถบความถี่กว้าง พร้อมทั้งปรับปรุงอัตราส่วนคลื่นยืนของวงจรด้วยเช่นกัน ข้อเสียของเทคนิคนี้คือการใช้ตัวต้านทานแบบป้อนกลับจะทำให้อัตราขยายสูงสุดของวงจรมีค่าลดลงและตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนจะมีค่าเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ ผู้วิจัยได้สรุปเปรียบเทียบผลวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรรขยายสัญญาณจากงานวิจัยอื่นที่กล่าวมาข้างต้นที่มีช่วงความถี่ใช้งานใกล้เคียงกันกับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ (ย่านความถี่ UHF) ดังแสดงในตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 ลักษณะเฉพาะของวงจรรขยายสัญญาณจากงานวิจัยอื่นที่มีช่วงความถี่ในย่าน UHF

Parameter	[10]	[11]	[14]	[16]
Frequency [MHz]	450-800	460-870	360 - 460	40-1000
Gain [dB]	11	21.5	23.7	10
Return loss [dB]	20	≥ 12	≥ 16	≥ 15
Noise figure [dB]	3-4	< 4.7	1 ± 0.5	3.5
Chip type	CMOS	CMOS	SiGe HBT	SiGe HBT
Substrate	FR4	N/A	FR4	N/A
Power consumption [mW]	3.6	27	32	125

งานวิจัยนี้พิจารณาเลือกใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลารชนิด Heterojunction ยี่ห้อ Infineon รุ่น BFP740F เพราะทรานซิสเตอร์รุ่นดังกล่าวมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ ได้แก่ การใช้พลังงานต่ำ สัญญาณรบกวนต่ำมาก ขนาดกระทัดรัดได้มาตรฐาน และกำลังขยายสูง เป็นต้น ดังแสดงในตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 ลักษณะเฉพาะในย่านความถี่สูงของทรานซิสเตอร์ Infineon BFP740F [18]

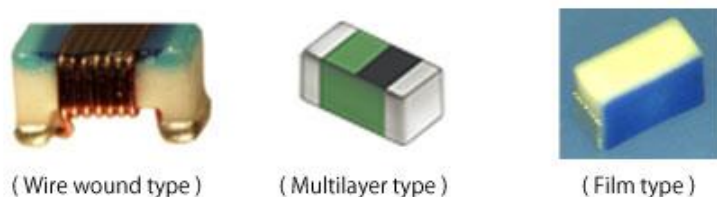
Frequency	Parameter	Value	Unit	Test condition
400 MHz	Maximum power gain	32	dB	$V_{CE} = 3V, I_C = 15$ mA
	1-dB compression point at output	6.5	dBm	
	Minimum noise figure	0.4	dB	$V_{CE} = 3V, I_C = 6$ mA
900 MHz	Maximum power gain	29	dB	$V_{CE} = 3V, I_C = 15$ mA
	1-dB compression point at output	8	dBm	
	Minimum noise figure	0.45	dB	$V_{CE} = 3V, I_C = 6$ mA

การเลือกใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมกับการใช้งานคือสิ่งสำคัญในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ งานวิจัยนี้เลือกใช้ ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุประเภท SMD (Surface mount device) เนื่องจากอุปกรณ์ประเภทดังกล่าวมีขนาดเล็กมากส่งผลให้แผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดกระทัดรัด นอกจากนี้ผลิตภัณฑ์ SMD สามารถทำได้ตามท้องตลาดและสามารถเลือกประเภทซึ่งมีคุณสมบัติเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานได้ จึงเป็นที่นิยมอย่างมาก

ก. ตัวเหนี่ยวนำ

จาก [19] ตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กสำหรับวงจรความถี่วิทยุ (Small RF inductor) นิยมนำมาใช้ในวงจรความถี่วิทยุของโทรศัพท์มือถือและอุปกรณ์สื่อสารอื่น ๆ อย่างแพร่หลาย โดยสามารถแบ่งได้ 3 ประเภทได้แก่ Wire wound, Multilayer และ Film ดังแสดงในรูปที่ 1.1 ตัวเหนี่ยวนำประเภท Wire wound ทำจากขดลวดพันรอบแกนที่ไม่มีสภาพแม่เหล็ก (Non-magnetic core) ตัวเหนี่ยวนำประเภทนี้มีค่า Quality factor สูงมากและความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงต่ำ (Low DC resistance) จึงนิยมนำมาใช้ในวงจรต่อพ่วงสายอากาศ (Peripheral antenna circuit) และวงจร Choke (DC feed) ซึ่งสามารถรองรับกระแสได้สูง ตัวเหนี่ยวนำประเภท Multilayer เกิดจากการซ้อนกันของแผ่นลายพิมพ์ขดลวด (Coil pattern on non-magnetic sheet) ซึ่งมีค่า Quality factor ต่ำที่สุด (เมื่อเปรียบเทียบกับกับตัวเหนี่ยวนำอีกสองประเภทนี้) แต่จุดเด่นคือมีคุณสมบัติซึ่ง

สมมูลในแง่ของ ค่าความเหนี่ยวนำที่มีให้เลือกหลากหลาย ขนาด และราคา จึงเป็นที่นิยมสำหรับวงจรความถี่วิทยุ (RF circuit) ทั่วไป ตัวเหนี่ยวนำประเภท Film ทำจากแผ่นฟิล์มที่มีความไวต่อแสง (Photosensitive film) ส่งผลให้มีขนาดเล็กมากและมีค่าความคลาดเคลื่อนของความเหนี่ยวนำที่ต่ำมาก จึงนิยมนำมาใช้สำหรับวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ ซึ่งต้องการค่าความเหนี่ยวนำคงที่และแม่นยำ

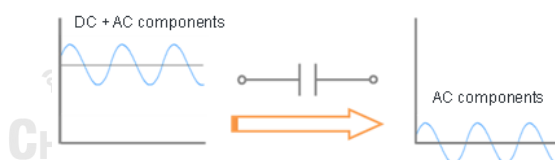


รูปที่ 1.1 ประเภทของตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กสำหรับวงจรคลื่นความถี่วิทยุ [19]

ข. ตัวเก็บประจุ

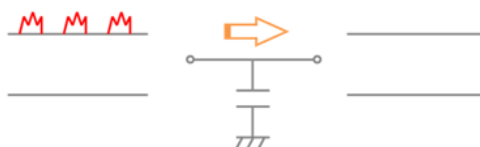
ตัวเก็บประจุประเภทเซรามิก (Ceramic capacitance) ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานหลากหลายในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท โดยการประยุกต์ใช้งานหลักของตัวเก็บประจุประเภทนี้สามารถแบ่งได้ 4 รูปแบบ ได้แก่ Coupling, Decoupling, Smoothing และ Filtering เป็นต้น [20]

การใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Coupling อาศัยคุณสมบัติทางไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่สามารถส่งผ่านสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ (AC components) ในขณะที่ปิดกั้นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง (DC components) จึงเรียกตัวเก็บประจุที่นำมาใช้งานในลักษณะนี้ว่า DC block ดังแสดงในรูปที่ 1.2



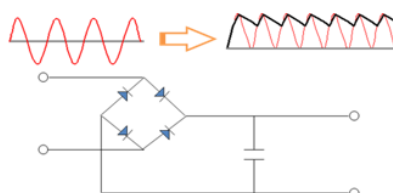
รูปที่ 1.2 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Coupling [20]

ตัวเก็บประจุสำหรับการ Decoupling ถูกนำมาใช้เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายลงสู่กราวด์โดยผ่านตัวเก็บประจุดังแสดงในรูปที่ 1.3 ในขณะเดียวกันตัวเก็บประจุนี้ยังสามารถช่วยจ่ายกระแสให้กับโหลดในช่วงที่เกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดอย่างฉับพลัน



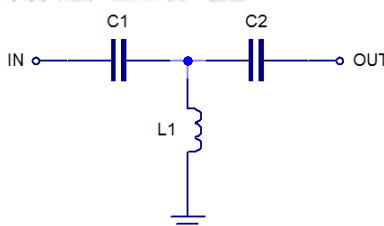
รูปที่ 1.3 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Decoupling [20]

การใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Smoothing เป็นการช่วยปรับลดการกระเพื่อม (Ripple) ของสัญญาณไฟฟ้า ตัวเก็บประจุจะถูกแทรกอยู่หลังวงจรแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง (Rectifier circuit) โดยตัวเก็บประจุจะทำหน้าที่กักเก็บแรงดันส่วนเกินและปลดปล่อยในช่วงแรงดันตก ดังแสดงในรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 การประยุกต์ใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Smoothing [20]

การใช้งานตัวเก็บประจุสำหรับการ Filtering เป็นการนำตัวเก็บประจุไปเชื่อมต่อกับตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำในรูปแบบต่างๆ เพื่อสร้างวงจรกรองความถี่ประเภทต่างๆ ยกตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ผ่านสูงรูปตัวที (T-type high pass filter) ดังแสดงในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 วงจรกรองความถี่ผ่านสูงรูปตัวที

1.6 ประมวลวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ: กล่าวถึง ความสำคัญและที่มาของปัญหาของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้ ขอบเขตของงานวิจัย งานวิจัยที่ผ่านมาที่เกี่ยวข้องในการออกแบบวงจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำ รวมถึงองค์ความรู้อื่น ๆ ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบและพัฒนาวงจรขยาย

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง: กล่าวถึง ข้อกำหนดทางเทคนิคด้านคลื่นความถี่วิทยุที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายสัญญาณ พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ เทคนิคการออกแบบวงจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้าง รวมถึงทฤษฎีสายส่ง

บทที่ 3 ขั้นตอนการออกแบบและผลการวัดทดสอบ: กล่าวถึง ขั้นตอนการออกแบบแผนผังและลายพิมพ์ของวงจรขยายสัญญาณ ผลการจำลองและวิเคราะห์ร่วมทางวงจรและทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในโปรแกรม ADS ผลการวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรขยายสัญญาณต้นแบบ จากนั้นกล่าวถึงการออกแบบและสร้างสายอากาศโทรทัศนิจิทัลแบบแอคทีฟที่มีวงจรขยายต้นแบบที่พัฒนาขึ้นเป็นส่วนประกอบร่วม และผลการวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณและอัตราขยาย

เปรียบเทียบระหว่างสายอากาศแบบแพสซีฟและแอคทีฟที่มีส่วนของสายอากาศเหมือนกัน รวมถึง การทดสอบการใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริงทั้งภายในและภายนอกอาคารในจุฬาลงกรณ์ มหาวิทยาลัย

บทที่ 4 วิเคราะห์และสรุปผลการดำเนินงาน: กล่าวถึง การวิเคราะห์ผลการวัดทดสอบ โดย แบ่งเป็น 2 ส่วนหลัก ส่วนแรกคือผลการทดสอบวงจรถยายสัญญาณ โดยวิเคราะห์ผลค่าพารามิเตอร์ ต่าง ๆ ของวงจรถยายสัญญาณต้นแบบที่ได้จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วย โปรแกรม ได้แก่ อัตราขยาย การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ เสถียรภาพ ตัวเลขแสดงสัญญาณ รบกวน จุดบีบอัด 1-dB เป็นต้น ส่วนที่สองคือผลการทดสอบสายอากาศแบบแพสซีฟและแอคทีฟ โดยวิเคราะห์ผลเปรียบเทียบแบบรูปการรับสัญญาณและอัตราขยายของสายอากาศทั้งสองแบบ และ วิเคราะห์ผลการทดสอบการใช้งานในสภาพแวดล้อมจริง รวมถึงข้อเสนอแนะสำหรับการปรับปรุงและ พัฒนางานวิจัยต่อไปในอนาคต



บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ข้อกำหนดทางด้านความถี่วิทยุ (Radio Frequency Requirements) ที่เกี่ยวข้องกับวงจรรขยายสัญญาณ

2.1.1 ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise Figure)

นิยาม แฟกเตอร์การรบกวน (Noise factor : F) หมายถึง การลดทอนคุณภาพของสัญญาณจากผลของสัญญาณรบกวนซึ่งกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ โดยคำนวณได้จากอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise ratio) ที่ขาเข้ากับกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่ขาออกดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$F = \frac{C_1/N_1}{C_2/N_2} \quad (1)$$

โดยที่ C_1 หมายถึง กำลังของสัญญาณขาเข้า

C_2 หมายถึง กำลังของสัญญาณขาออก

N_1 หมายถึง กำลังของสัญญาณรบกวนขาเข้า (สัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal noise) ที่อุณหภูมิ 290 K)

N_2 หมายถึง กำลังของสัญญาณรบกวนขาออก

ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise Figure: NF) หมายถึง แฟกเตอร์การรบกวนซึ่งแปลงให้อยู่ในหน่วยเดซิเบล ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$NF = 10 \log F \quad (2)$$

โดยค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนกำหนดขึ้นจากอุณหภูมิ (ที่ 290 K) ของการรบกวนบนแถบกว้างของคลื่นความถี่ที่กำหนด ตารางที่ 2.1 แสดงค่ามาตรฐานของตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนสูงสุด (Maximum Noise Figure) ซึ่งกำหนดโดย กสทช. [8]

ตารางที่ 2.1 ค่ามาตรฐานของตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน (Noise figure) [8]

ลำดับ	อัตราขยายตามที่คุณผลิตแจ้งไว้	ค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนสูงสุด
1	ไม่เกิน 20 เดซิเบล	ต้องไม่เกิน 4 เดซิเบล
2	มากกว่า 20 แต่ไม่เกิน 30 เดซิเบล	ต้องไม่เกิน 7 เดซิเบล
3	มากกว่า 30 เดซิเบล	ต้องไม่เกิน 10 เดซิเบล

2.1.2 การอินเตอร์มอดูเลตของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier Intermodulation)

นิยาม ความผิดเพี้ยนจากการอินเตอร์มอดูเลตของสัญญาณ (Intermodulation Distortion) หมายถึง ความผิดเพี้ยนแบบไม่เชิงเส้นอันเกิดจากการมีสัญญาณขาออกที่ความถี่ซึ่งเกิดจากผลรวมหรือผลต่างของความถี่มูลฐาน (Fundamentals) และความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ของสัญญาณขาเข้า ทั้งนี้ความเป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์ขยายสัญญาณกำหนดจากจุดตัดอันดับสาม (Third order intercept) ซึ่งวัดจากสัญญาณทดสอบสองสัญญาณ โดยป้อนสัญญาณที่ต้องการบนความถี่ F_1 และ F_2 ณ พอร์ตขาเข้าของอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะปรากฏความไม่เป็นเชิงเส้นออกมาในลักษณะของสัญญาณที่ไม่ต้องการจากการอินเตอร์มอดูเลตของสัญญาณ อันดับสาม (Third order intermodulation) ณ พอร์ตขาออกของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ โดยมีความถี่เป็น $2F_1-F_2$ และ $2F_2-F_1$

จุดตัดอันดับสามของสัญญาณขาเข้า (Third-order input intercept, TOI_{input}) มาจากจุดตัดซึ่งระดับสัญญาณขาเข้าแต่ละชุดของคลื่นความถี่แบบต่อเนื่อง (Continuous Wave: CW) สร้างระดับของสัญญาณขาออกที่เท่ากันทั้งสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณที่ไม่ต้องการจากการอินเตอร์มอดูเลตของสัญญาณอันดับสาม ณ ขั้วต่อขาออกของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ จุดดังกล่าวไม่สามารถเกิดขึ้นได้จริงเนื่องจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะถึงจุดอิ่มตัวก่อนจะเกิดเหตุการณ์นี้ขึ้น แต่จะเป็นประโยชน์ในการคาดการณ์ระดับของความผิดเพี้ยนจากการอินเตอร์มอดูเลตของสัญญาณ ณ ระดับของสัญญาณขาเข้าที่กำหนด โดยที่ค่าจุดตัดอันดับสามของสัญญาณขาเข้า (TOI_{input}) จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า -4 เดซิเบลมิลลิวัตต์ ตามมาตรฐานของ กสทช. [8]

2.1.3 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss)

นิยาม การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (Return Loss: RL) คำนวณได้จากอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณสะท้อน (Reflected signal: P_{ref}) เทียบกับกำลังของสัญญาณตกกระทบ (Incident signal: P_{inc}) ซึ่งเป็นผลจากการต่ออุปกรณ์ขยายสัญญาณเข้ากับระบบซึ่งมีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ (Characteristic Impedance) เท่ากับ Z_0 โดยสัญญาณสะท้อนเกิดจากการไม่เข้ากัน (Mismatch) ระหว่างอิมพีแดนซ์ของระบบและอิมพีแดนซ์ของพอร์ตของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ โดยค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสามารถคำนวณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$RL(dB) = -10 \times \log\left(\frac{P_{ref}}{P_{inc}}\right) \quad (3)$$

$$RL(dB) = -20 \times \log\left|\frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0}\right| \quad (4)$$

โดยที่	P_{ref}	หมายถึง	กำลังของสัญญาณที่สะท้อนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (ซึ่งทำงานในลักษณะเชิงเส้น)
	P_{inc}	หมายถึง	กำลังของสัญญาณที่ตกกระทบไปยังอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (ซึ่งทำงานในลักษณะเชิงเส้น)
	Z_a	หมายถึง	ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ
	Z_0	หมายถึง	ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของระบบ (ซึ่งมีค่าเป็น 75 โอห์ม สำหรับระบบดิจิทัลทีวี) หรืออาจมีค่า 50 โอห์ม สำหรับระบบสื่อสารอื่นๆ

สำหรับวงจรสองพอร์ต (Two-port network) ที่เราสามารถคำนวณค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจาก S parameter ได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$RL_{input}(dB) = -20 \log|S_{11}| \quad (5)$$

$$RL_{output}(dB) = -20 \log|S_{22}| \quad (6)$$

โดยที่ RL_{input} หมายถึง การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ณ พอร์ตขาเข้า (พอร์ตที่ 1)
 RL_{output} หมายถึง การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ณ พอร์ตขาออก (พอร์ตที่ 2)
 ดังนั้นการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับจึงเป็นการวัดการไม่เข้ากันระหว่างอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (ทั้งขาเข้าและขาออก) และอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของระบบ ทั้งนี้ ตามมาตรฐานของกสทช. ค่าการสูญเสียย้อนกลับ ณ พอร์ตขาเข้าและขาออกต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 8 เดซิเบล [8]

2.2 พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ

2.2.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจร

วงจรสองพอร์ต (Two-port network) จะสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) ณ ความถี่ใดๆ ก็ต่อเมื่อส่วนจริงของอิมพีแดนซ์ขาเข้า (Input impedance) และอิมพีแดนซ์ขาออก (Output impedance) จะต้องมีค่ามากกว่าศูนย์เสมอ การวิเคราะห์เสถียรภาพของวงจรสองพอร์ตสามารถทำได้ 2 วิธีดังต่อไปนี้

2.2.1.1 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วย Input/output Stability Circle

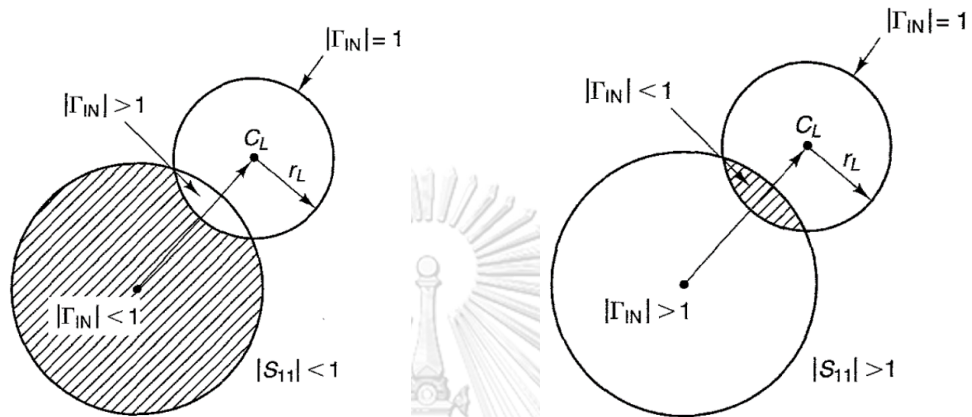
กำหนดจุดศูนย์กลาง (C_L) และรัศมี (r_L) ของ Output stability circle จาก (7) และ (8) ตามลำดับ จากนั้นวาดวงกลมลงบน Smith chart ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยพื้นที่ที่ถูกแรเงาแสดงถึงบริเวณของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดที่จะทำให้วงจรสองพอร์ตมีเสถียรภาพ

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |A|^2} \right| \quad (7)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (8)$$

โดยที่

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (9)$$



รูปที่ 2.1 Output Stability Circle บน Smith chart (ระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลด)

[21]

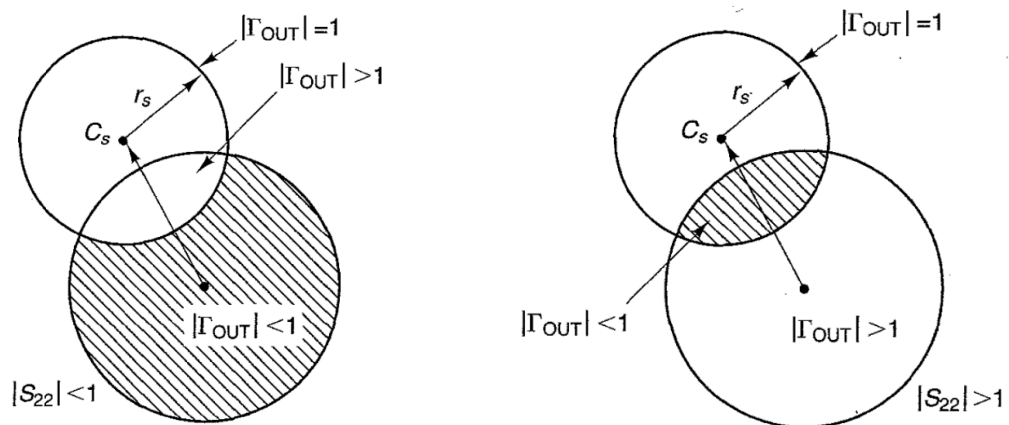
กำหนดจุดศูนย์กลาง (C_S) และรัศมี (r_S) ของ Input stability circle จาก (10) และ (11) ตามลำดับ จากนั้นวาดวงกลมลงบน Smith chart ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยพื้นที่ที่ถูกแรเงาแสดงถึง บริเวณของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่ายที่จะทำให้วงจรสองพอร์ตนั้นมีความเสถียรภาพ [21]

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (10)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (11)$$

โดยที่

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (12)$$



รูปที่ 2.2 Input Stability Circle บน Smith chart (ระนาบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งจ่าย)

[21]

2.2.1.2 การวิเคราะห์เสถียรภาพด้วย Geometrically Derive Stability Factor

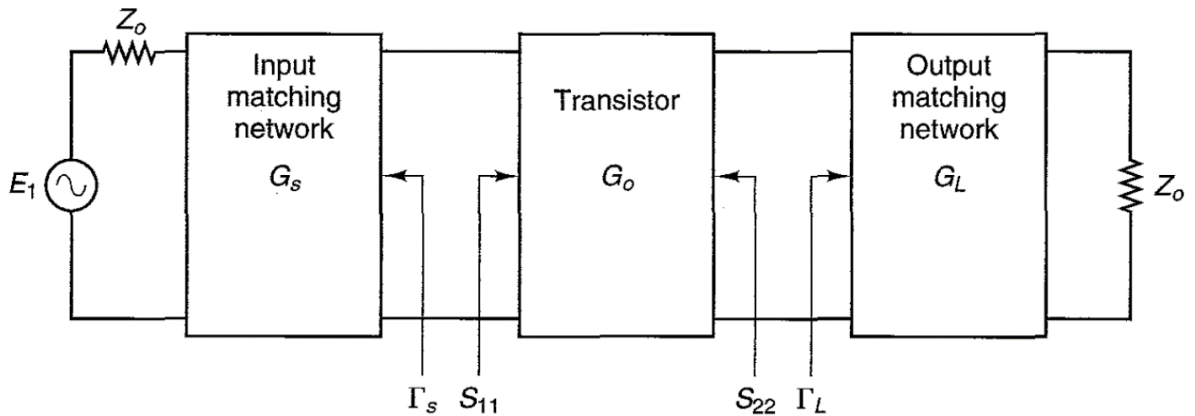
Geometrically derive stability factor (μ) ถูกกำหนดขึ้นสำหรับวงจรสองพอร์ตเชิงเส้น โดยอาศัยวิธีทางเรขาคณิตดังแสดงใน (13) และ (14) วงจรสองพอร์ตจะสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขก็ต่อเมื่อ μ_S หรือ μ_L มีค่ามากกว่า 1 [22]

$$\mu_S = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{21} S_{12}|} \quad ; \text{ Source plane} \quad (13)$$

$$\mu_L = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{21} S_{12}|} \quad ; \text{ Load plane} \quad (14)$$

2.2.2 การวิเคราะห์กำลังขยายของวงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว

วงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว (Unilateral two-port network) คือวงจรสองพอร์ตที่มีค่า S_{12} เท่ากับศูนย์ ซึ่งการวิเคราะห์อัตราขยายของวงจรดังกล่าวสามารถแบ่งแยกได้เป็น 3 ส่วนดังแสดงในรูปที่ 2.3 และสามารถคำนวณได้จาก (15), (16), (17) และ (18) [21]



รูปที่ 2.3 แผนภาพบล็อกของวงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว [21]

$$G_{TU} = G_s G_o G_L \quad (15)$$

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} \quad (16)$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad (17)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (18)$$

โดยที่ G_{TU} หมายถึง ตัวเปลี่ยนแปรอัตราขยายของวงจรสองพอร์ตแบบข้างเดียว

G_s หมายถึง อัตราขยายซึ่งเกิดจากการเข้ากันของอิมพีแดนซ์หรือการสูญเสียซึ่งเกิดจาก

การไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่วงจรขาเข้า

G_o หมายถึง อัตราขยายของทรานซิสเตอร์

G_L หมายถึง อัตราขยายซึ่งเกิดจากการเข้ากันของอิมพีแดนซ์หรือการสูญเสียซึ่งเกิดจาก

การไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่วงจรขาออก

2.3 เทคนิคการออกแบบวงจรขยายสัญญาณชนิดแถบความถี่กว้าง

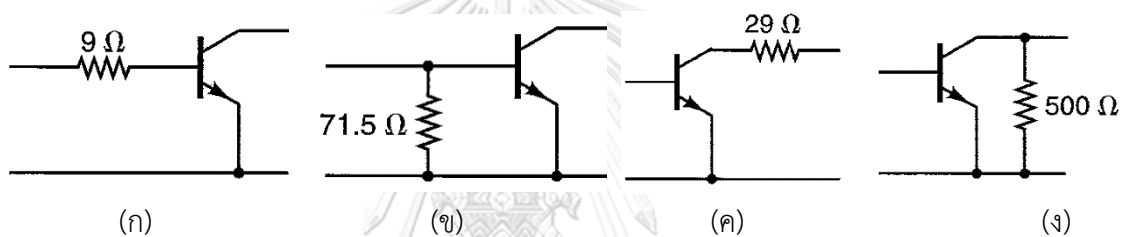
2.3.1 เทคนิคการต่อตัวต้านทาน (Resistive loading)

Resistive loading เป็นเทคนิคที่นิยมใช้กันมากในการออกแบบวงจรขยายชนิดแถบความถี่กว้าง เทคนิคนี้ถูกนำมาใช้เพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์ซึ่งมีโอกาสที่จะขาดเสถียรภาพ (Potentially unstable transistor) สามารถทำงานได้อย่างเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) ทั้งนี้สามารถต่อตัวต้านทาน Resistive loading ได้ทั้งฝั่งขาเข้าหรือฝั่งขาออกของ

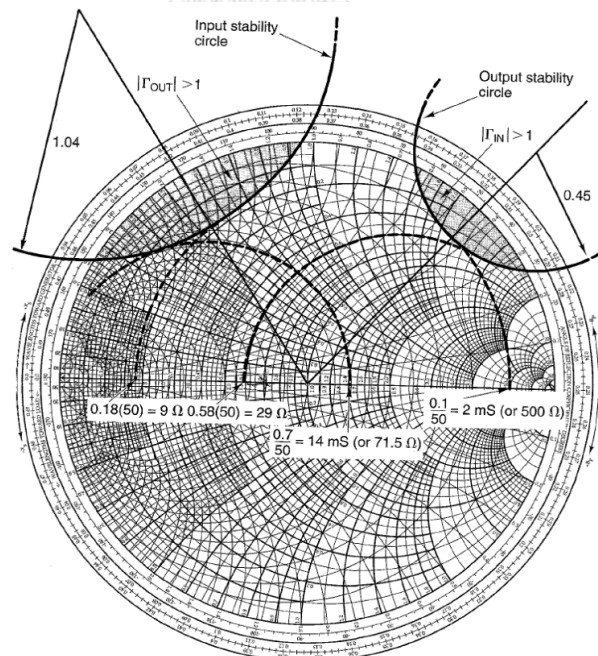
ทรานซิสเตอร์ โดยแบ่งได้ 4 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 โดยทั่วไปมักเลือกใช้ Resistive loading เพียงรูปแบบเดียวซึ่งเพียงพอสำหรับการสร้างเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขให้กับทรานซิสเตอร์

รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างการวิเคราะห์ใน Smith chart เพื่อเลือกค่า Resistive loading ให้เหมาะสมกับทรานซิสเตอร์บน Smith chart ตัวอย่างเช่น เลือกใช้ตัวต้านทานแบบอนุกรม (Series resistive loading) มีค่าความต้านทาน 9 โอห์มที่ฝั่งขาเข้าของทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.6

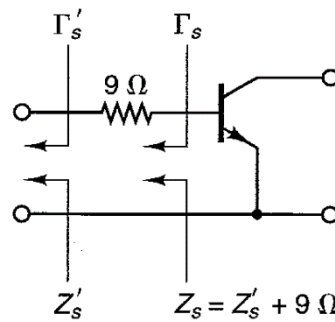
อย่างไรก็ดี ตัวต้านทานแบบขนาน (Shunt resistive loading) ที่พอร์ตขาออกของทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.4(ง) โดยทั่วไปถูกนำมาใช้ค่อนข้างมาก เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีอัตราส่วนระหว่างการลดทอนค่าอัตราขยายกับการเพิ่มขึ้นของเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ที่ค่อนข้างยอมรับได้ ส่งผลให้วงจรขยายซึ่งมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขยังคงสามารถให้ค่ากำลังขยายที่ดีในแถบความถี่กว้าง [21]



รูปที่ 2.4 Resistive loading ทั้ง 4 รูปแบบ เพื่อใช้ปรับปรุงเสถียรภาพให้กับทรานซิสเตอร์ [21]



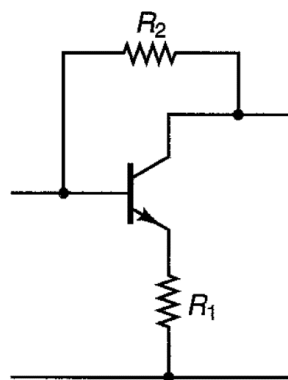
รูปที่ 2.5 Input/output stability circle ใน Smith chart เพื่อใช้วิเคราะห์หาค่า Resistive loading [21]



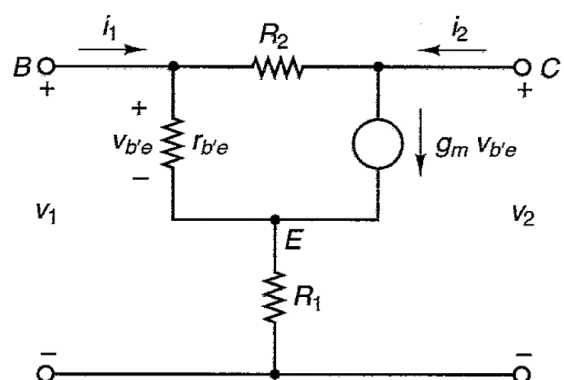
รูปที่ 2.6 ตัวต้านทานแบบอนุกรมที่ฝั่งขาเข้าของทรานซิสเตอร์ [21]

2.3.2 เทคนิคตัวต้านทานป้อนกลับ

เทคนิคการป้อนกลับเชิงลบ (Negative feedback) นิยมถูกนำมาใช้กับวงจรรขยายซึ่งเลือกใช้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ เพื่อปรับปรุงค่าอัตราขยาย (S_{21}) ให้มีค่าสม่ำเสมอในช่วงแถบความถี่กว้าง พร้อมทั้งช่วยปรับปรุงอัตราส่วนคลื่นยืน (Voltage standing wave ratio) อีกด้วย โดยการต่อตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรม (Series feedback resistor, R_1) และตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนาน (Shunt feedback resistor, R_2) เข้ากับทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ก) และวงจรสสมมูลของการต่อตัวต้านทานป้อนกลับเข้ากับทรานซิสเตอร์แสดงในรูปที่ 2.7(ข) [21]



(ก) ลักษณะการต่อตัวต้านทานป้อนกลับ



(ข) วงจรสสมมูลของทรานซิสเตอร์กับตัวต้านทานป้อนกลับ

รูปที่ 2.7 การแทรกตัวต้านทานแบบป้อนกลับเข้ากับทรานซิสเตอร์ [21]

จากรูปที่ 2.7(ข) เมทริกซ์ความนำเชิงซ้อน (Admittance matrix) ของวงจรสามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_m}{1+g_m R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \tag{19}$$

จาก (19) อาศัยการแปลง y parameter เป็น S parameter โดยสมมุติว่า $r_{b'e} + \beta R_1 \gg R_2$ จะได้

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{D} \left[1 - \frac{g_m Z_0^2}{R_2(1+g_m R_1)} \right] \quad (20)$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left(-\frac{2g_m Z_0}{1+g_m R_1} + \frac{2Z_0}{R_2} \right) \quad (21)$$

$$S_{12} = \frac{2Z_0}{DR_2} \quad (22)$$

โดยที่

$$D = 1 + \frac{2Z_0}{R_2} + \frac{g_m Z_0^2}{R_2(1+g_m R_1)} \quad (23)$$

จะได้ว่า $S_{11} = S_{22} = 0$ (กรณีที่มีอัตราส่วนคลื่นยืนมีค่าเท่ากับ 1) ก็ต่อเมื่อ

$$1 + g_m R_1 = \frac{g_m Z_0^2}{R_2} \quad (24)$$

$$R_1 = \frac{Z_0^2}{R_2} - \frac{1}{g_m} \quad (25)$$

$$S_{21} = \frac{Z_0 - R_2}{Z_0} \quad (26)$$

$$R_2 = Z_0(1 + |S_{21}|) \quad (27)$$

ในกรณีที่ $R_1 = 0$ (ขาอิมิตอร์ต่อลงกราวด์) จาก (25) จะได้ว่า

$$R_2 = g_m Z_0^2 \quad (28)$$

จาก (26) จะเห็นว่าค่า S_{21} ขึ้นกับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะและค่าความต้านทานของตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนาน (R_2) เท่านั้น โดยที่ค่าความต้านทานของตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรม (R_1) และตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนาน (R_2) สามารถคำนวณได้จาก (25) และ (27) ตามลำดับ กล่าวคือตัวต้านทานป้อนกลับมีส่วนช่วยลดความแปรปรวนของทรานซิสเตอร์ได้

อย่างไรก็ดี การนำเทคนิคนี้มาประยุกต์ใช้งานจำเป็นต้องคำนึงถึงข้อเสียเช่นกัน กล่าวคือตัวต้านทานแบบป้อนกลับจะทำให้ค่าอัตราขยายสูงสุด (Maximum power gain available) ของทรานซิสเตอร์มีค่าลดลง นอกจากนี้ยังส่งผลให้เกิดตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเพิ่มมากขึ้นอีกด้วย

2.4 สายส่ง (Transmission line)

ลักษณะทางกายภาพพื้นฐานของสายส่งประกอบไปด้วยตัวนำสองเส้นที่อยู่ใกล้กัน ซึ่งทำหน้าที่ในการนำสัญญาณให้เคลื่อนที่ไปในทิศทางตามแนวของคู่ตัวนำของสายส่ง เพื่อให้สามารถกักเก็บกำลังงานของสัญญาณในบริเวณตัวกลางของตัวนำทั้งสองและลดการสูญเสียพลังงานจากการแผ่กระจายทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Radiation loss) โครงสร้างของสายส่งมีหลากหลายรูปแบบสำหรับโครงสร้างที่มีความเหมาะสมกับการนำมาใช้ในการสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์คือโครงสร้างของสายส่งประเภทระนาบ (Planar structure) ได้แก่สายส่งชนิดดังต่อไปนี้

2.4.1 สายส่งชนิดไมโครสตริบ (Microstrip line)

สายส่งชนิดไมโครสตริบเป็นโครงสร้างที่ได้รับความนิยมสูง เนื่องจากสายส่งชนิดนี้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ประกอบด้วยแผ่นตัวนำสัญญาณอยู่ด้านบนและแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับ (หรือกราวด์) อยู่ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริก (Dielectric substrate) ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ทำให้สามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อื่นได้ง่าย อย่างไรก็ตามสายส่งประเภทนี้มีโครงสร้างแบบเปิดด้านบนของแผ่นตัวนำสัญญาณ ทำให้เกิดการสูญเสียจากการแผ่กระจายสัญญาณและนำไปสู่การรบกวนอุปกรณ์ข้างเคียงด้วยเช่นกัน ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายส่งชนิดไมโครสตริบแสดงในสมการ (29) ถึง (32) [13]

เมื่อ $w \leq h$

$$Z_0 = 60(\epsilon_{r,eff})^{-1/2} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{0.25w}{h} \right] \quad (29)$$

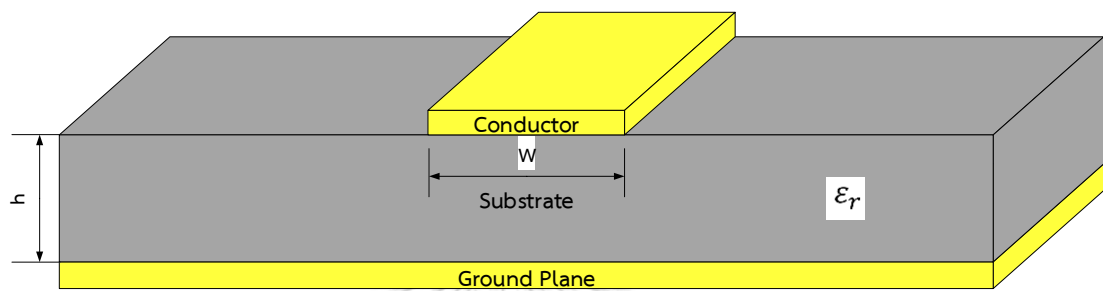
$$\epsilon_{r,eff} = \frac{(\epsilon_r+1)}{2} + \frac{(\epsilon_r-1)}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] \quad (30)$$

เมื่อ $w > h$

$$Z_0 = \frac{[120\pi(\epsilon_{r,eff})^{-1/2}]}{\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln(1.444 + \frac{w}{h})} \quad (31)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-1/2} \quad (32)$$

โดยที่	w	หมายถึง	ความกว้างของตัวนำสัญญาณ
	h	หมายถึง	ความหนาของแผ่นวัสดุฐานรอง
	$\epsilon_{r,eff}$	หมายถึง	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเชิงสัมพัทธ์
	ϵ_r	หมายถึง	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
	Z_0	หมายถึง	อิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ



รูปที่ 2.8 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดไมโครสตริป

2.4.2 สายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar waveguide, CPW)

สายส่งประเภทนี้เป็นสายส่งแบบระนาบเดี่ยว (Uni-planar structure) โดยมีตัวนำสัญญาณและตัวนำกระแสย้อนกลับอยู่บนระนาบเดียวกันของฐานรองไดอิเล็กตริก ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ข้อดีของสายส่งประเภทนี้คือมีลักษณะเฉพาะการกระเจิงของสัญญาณต่ำและสามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อื่นๆได้ง่าย อย่างไรก็ตามสายส่งประเภทนี้มีการสูญเสียมากเช่นเดียวกับสายส่งชนิดไมโครสตริปเนื่องจากมีโครงสร้างเปิดทั้งด้านบนและด้านล่างของตัวนำสัญญาณ ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วมสามารถคำนวณได้ตามสมการ (33) และ (34) [13, 23]

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (33)$$

$$\epsilon_{r,eff} = 1 + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \quad (34)$$

และ

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi s}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(s+2w)}{4h}\right)} \quad (35)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (36)$$

$$k = \frac{s}{s+2w} \quad (37)$$

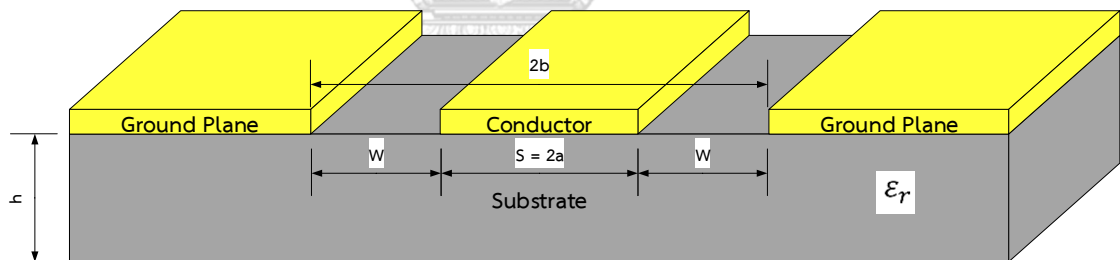
$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (38)$$

K คือฟังก์ชันอิลลิปติกสมบูรณ์ชนิดที่หนึ่ง (Complete Elliptic function of the first kind) และ $K(k) / K(k')$ สามารถประมาณได้ด้วยสมการ (39) และ (40)

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right) \quad \text{สำหรับ } 0.7 \leq k < 1 \quad (39)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} \quad \text{สำหรับ } 0 < k \leq 0.7 \quad (40)$$

โดยที่	w	หมายถึง	ระยะห่างระหว่างตัวนำสัญญาณกับตัวนำกระแสย้อนกลับ
	s	หมายถึง	ความกว้างของตัวนำสัญญาณ
	h	หมายถึง	ความหนาของแผ่นวัสดุฐานรอง
	$\epsilon_{r,eff}$	หมายถึง	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเชิงสัมพัทธ์
	ϵ_r	หมายถึง	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก
	Z_0	หมายถึง	อิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ



รูปที่ 2.9 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.4.3. สายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่าง

(Coplanar waveguide with lower ground plane, CPWG)

สายส่งชนิดนี้มีโครงสร้างคล้ายกับสายส่งท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยเพิ่มเติมแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับอยู่ด้านล่างของฐานรองไดอิเล็กตริก ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ส่งผลให้สามารถช่วยลดกำลังสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายสัญญาณได้ พร้อมทั้งมีลักษณะเฉพาะของการกระเจิงของสัญญาณต่ำ ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของสายส่งชนิดนี้สามารถคำนวณได้ตามสมการ (41) และ (42) [23]

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (41)$$

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (42)$$

โดยที่

$$k = a / b \quad (43)$$

$$k_3 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (44)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (45)$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (46)$$

โดยที่ $K(k) / K(k')$ สามารถประมาณได้ด้วยสมการ (39) และ (40)

และ W หมายถึง ระยะห่างระหว่างตัวนำสัญญาณกับตัวนำกระแสย้อนกลับ

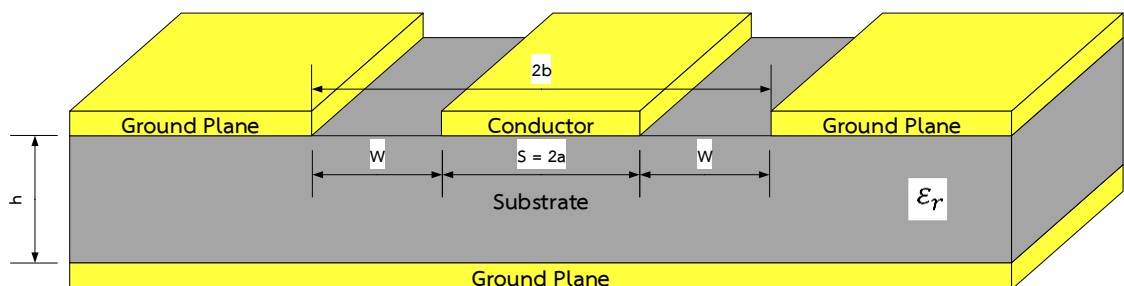
S หมายถึง ความกว้างของตัวนำสัญญาณ

h หมายถึง ความหนาของแผ่นวัสดุฐานรอง

$\epsilon_{r,eff}$ หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเชิงสัมพัทธ์

ϵ_r หมายถึง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

Z_0 หมายถึง อิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ



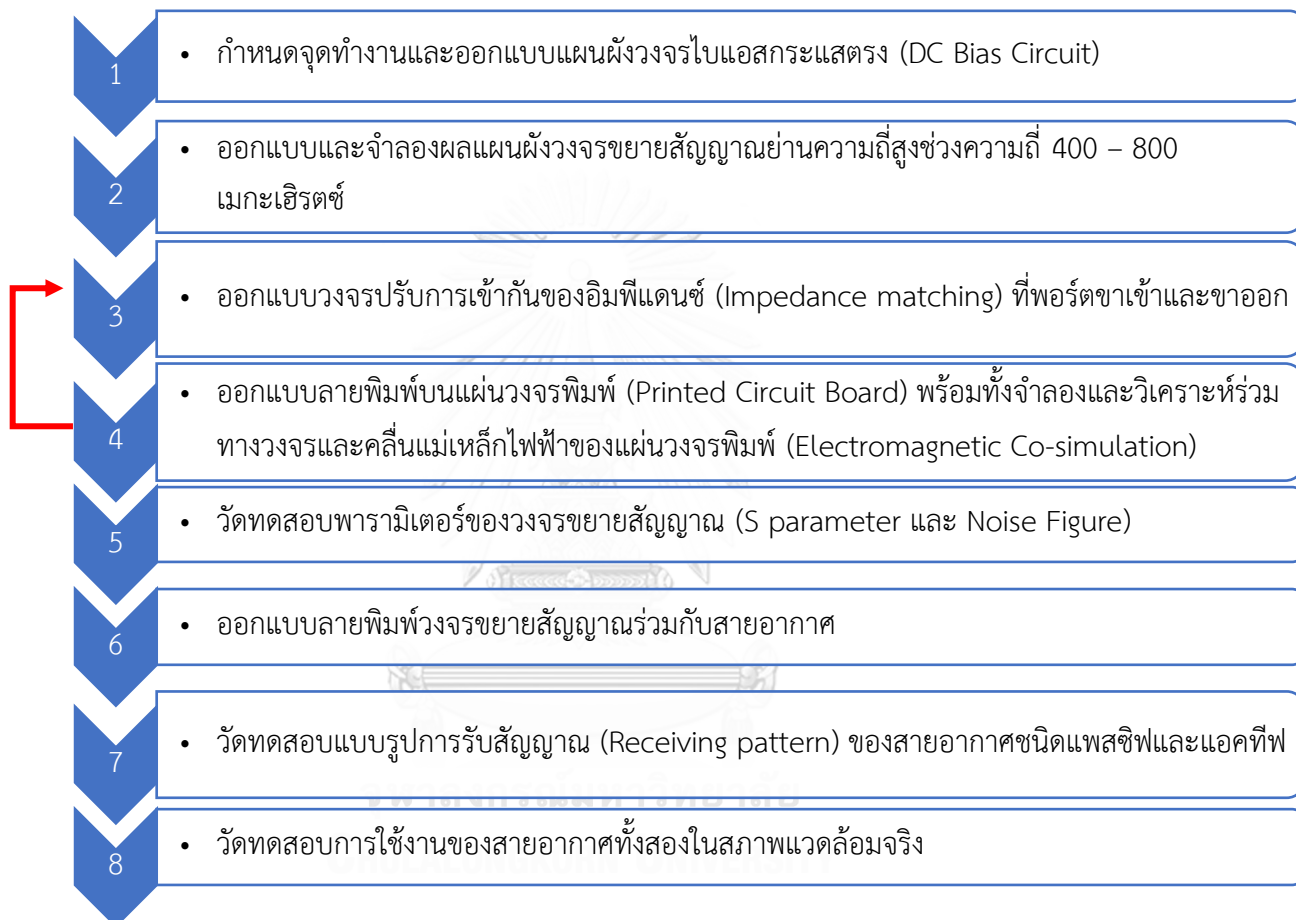
รูปที่ 2.10 ลักษณะโครงสร้างของสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับ

ด้านล่าง

บทที่ 3

ขั้นตอนการออกแบบและผลการวัดทดสอบวงจรรขยายสัญญาณ

ขั้นตอนการออกแบบและการวัดทดสอบวงจรรขยายสัญญาณ มีดังนี้

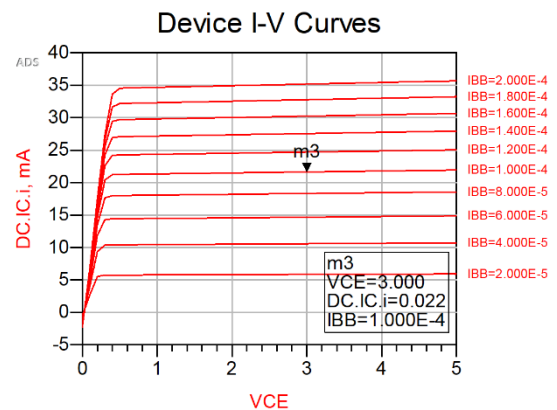
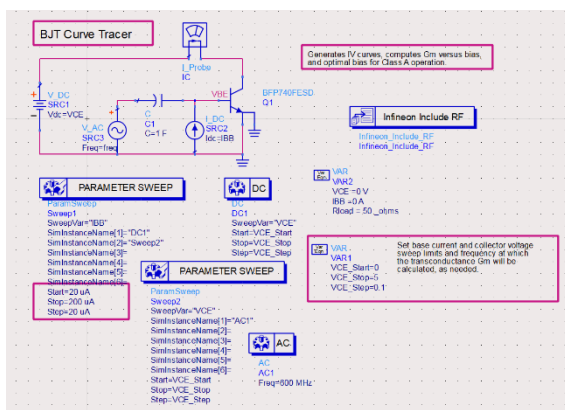


3.1 การกำหนดจุดทำงานและออกแบบแผนผังวงจรไบแอสกระแสตรง (DC Bias Circuit)

3.1.1 การกำหนดจุดทำงานไฟฟ้ากระแสตรงของทรานซิสเตอร์

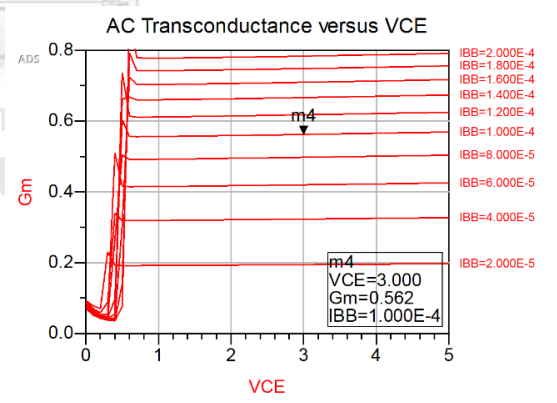
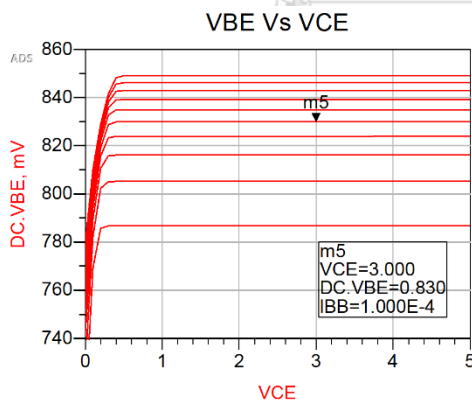
การกำหนดจุดทำงานสงบ (Quiescent point) ของทรานซิสเตอร์มีความสำคัญอย่างมาก เพราะจุดทำงานจะส่งผลโดยตรงต่อคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ในย่านความถี่สูง ซึ่งจะสะท้อนถึงประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรรขยาย ผู้วิจัยพิจารณาเลือกจุดทำงานที่ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ และ I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมแปร์ เนื่องจาก ณ จุดทำงานดังกล่าว ทรานซิสเตอร์ (Infineon BFP740F) มีค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนต่ำที่สุด (Minimum noise figure) เท่ากับ 0.8 เดซิเบล และ กำลังขยายมากที่สุด (Maximum gain) เท่ากับ 28 เดซิเบล ที่ความถี่ 900 เมกะเฮิรตซ์ นอกจากนี้ จุดบิบัติ

1-dB (1-dB compression point) ณ พอร์ตขาออกมีค่า 10 เดซิเบลมิลลิวัตต์ ซึ่งคุณสมบัติที่ได้กล่าวมาข้างต้นมีความเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับงานวิจัยนี้ จากนั้นเรียกใช้งานฟังก์ชัน BJT Curve Tracer ในโปรแกรม ADS โดยปรับตั้งค่า V_{CE} มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 5 โวลต์ และ I_B มีค่าตั้งแต่ 20 ถึง 200 ไมโครแอมแปร์ รูปที่ 3.1 แสดงการจำลองและความสัมพันธ์ของคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรงของทรานซิสเตอร์ ได้แก่ V_{CE} , I_C , V_{BE} และ ค่าส่งผ่านความนำ (Transconductance: g_m) จาก SPICE Model ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งคำนึงถึงผลของ parasitic element ภายในทรานซิสเตอร์ด้วย [18] ทั้งนี้ เพื่อใช้ข้อมูลดังกล่าวในการคำนวณค่าความต้านทานของตัวต้านทานที่ใช้ในการกำหนดจุดทำงานของทรานซิสเตอร์



(ก) แผนผังของฟังก์ชัน BJT Curve Tracer

(ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C และ V_{CE}



(ค) ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{BE} กับ V_{CE}

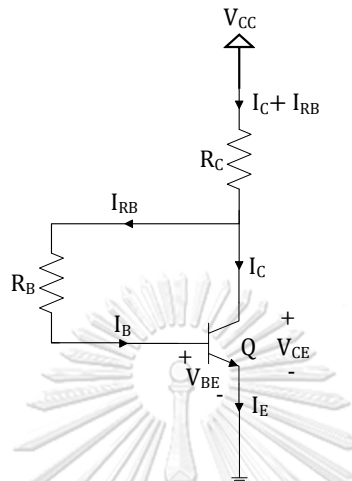
(ง) ความสัมพันธ์ระหว่าง g_m กับ V_{CE}

รูปที่ 3.1 ผลการจำลองคุณสมบัติทางไฟฟ้ากระแสตรงของทรานซิสเตอร์

3.1.2 การกำหนดรูปแบบวงจรไบแอสกระแสตรง

วงจรไบแอสไฟฟ้ากระแสตรง (DC-Bias circuit) ของทรานซิสเตอร์แบบ collector feedback ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ถูกนำมาใช้ในงานวิจัยนี้เพื่อตรึงจุดทำงาน (V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ และ

I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมแปร์) จากนั้นคำนวณค่าความต้านทานโดยอาศัยข้อมูลคุณสมบัติทางไฟฟ้า กระแสตรงของทรานซิสเตอร์จาก 3.1.1 แล้วจึงเลือกตัวต้านทานซึ่งมีค่าความต้านทานใกล้เคียงกับ ค่าที่คำนวณไว้ โดยอ้างอิงข้อมูลจาก SMT library [24] ในโปรแกรม ADS ดังแสดงในรูปที่ 3.3

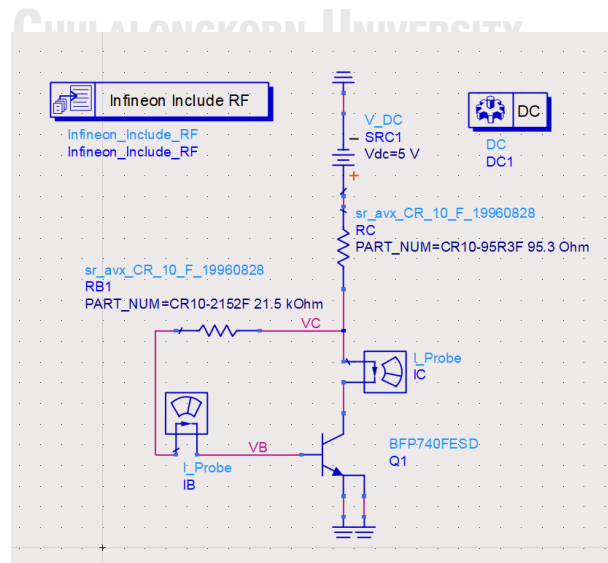


รูปที่ 3.2 วงจรไบแอสทรานซิสเตอร์แบบ collector feedback

กำหนดให้ V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมแปร์, V_{CC} เท่ากับ 5 โวลต์, V_{BE} เท่ากับ 830 มิลลิโวลต์ และ I_{BB} เท่ากับ 100 ไมโครแอมแปร์ ซึ่งสามารถคำนวณค่าความต้านทานได้ตามสมการต่อไปนี้

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_{RB}} = 99.5 \text{ โอห์ม}$$

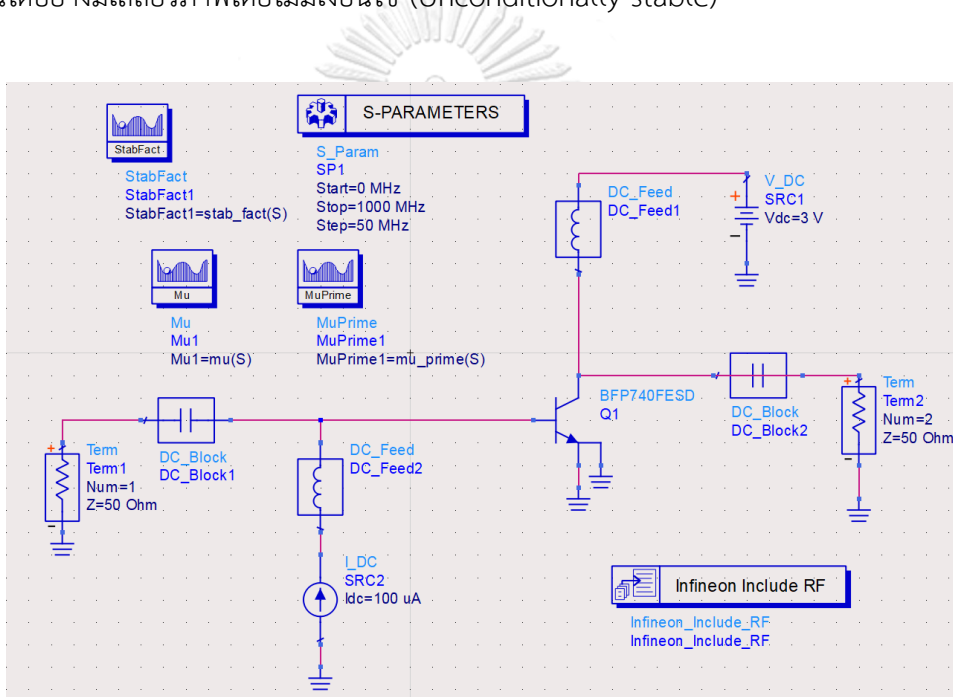
$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE})}{I_{RB}} = 21,700 \text{ โอห์ม}$$



รูปที่ 3.3 แผนผังของวงจรไบแอสกระแสตรงโดยอ้างอิงข้อมูลของตัวต้านทานจาก SMT library

3.2 การออกแบบแผนผังวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงช่วงความถี่ 400 – 800 เมกะเฮิร์ตซ์

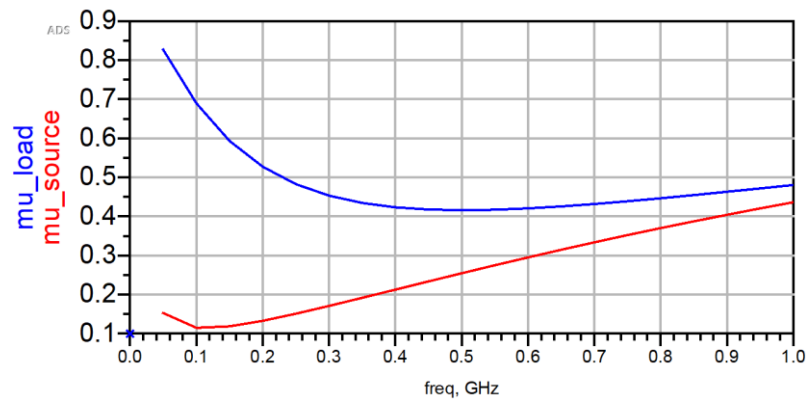
รูปที่ 3.4 แสดงแผนผังวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงของทรานซิสเตอร์รุ่น BFP740F (จุดทำงาน V_{CE} เท่ากับ 3 โวลต์ และ I_C เท่ากับ 20 มิลลิแอมแปร์) และทำการจำลองเพื่อศึกษาคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ รูปที่ 3.5 แสดงค่า S parameter และค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเทียบกับความถี่ พบว่าทรานซิสเตอร์มีค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนประมาณ 0.8 เดซิเบล นอกจากนี้ทรานซิสเตอร์ไม่สามารถทำงานอย่างมีเสถียรภาพ เนื่องจากค่า Geometrically stability factor ทางฝั่งแหล่งจ่ายและโหลดมีค่าน้อยกว่า 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวต้านทานแบบขนานฝั่งขาออกของทรานซิสเตอร์ เพื่อให้วงจรถ่ายสัญญาณย่านความถี่สูงสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable)



รูปที่ 3.4 แผนผังวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงของทรานซิสเตอร์รุ่น BFP740F

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	nf(2)
0.0000 Hz	1.000 / 0.000	0.000 / 0.000	0.000 / 0.000	1.000 / 0.000	0.000
50.00 MHz	0.689 / -7.711	0.002 / 86.136	48.697 / 175.008	0.983 / -4.863	0.783
100.0 MHz	0.685 / -15.352	0.004 / 82.436	48.243 / 170.073	0.975 / -9.671	0.782
150.0 MHz	0.679 / -22.858	0.007 / 78.814	47.515 / 165.249	0.962 / -14.372	0.782
200.0 MHz	0.671 / -30.170	0.009 / 75.332	46.548 / 160.581	0.945 / -18.922	0.782
250.0 MHz	0.661 / -37.244	0.010 / 72.025	45.390 / 156.105	0.925 / -23.288	0.783
300.0 MHz	0.651 / -44.046	0.012 / 68.916	44.086 / 151.846	0.902 / -27.447	0.784
350.0 MHz	0.639 / -50.552	0.014 / 66.018	42.684 / 147.818	0.878 / -31.386	0.786
400.0 MHz	0.628 / -56.750	0.015 / 63.332	41.224 / 144.026	0.853 / -35.101	0.787
450.0 MHz	0.616 / -62.639	0.017 / 60.856	39.740 / 140.467	0.827 / -38.595	0.789
500.0 MHz	0.605 / -68.220	0.018 / 58.579	38.261 / 137.136	0.802 / -41.877	0.791
550.0 MHz	0.595 / -73.504	0.019 / 56.490	36.807 / 134.021	0.777 / -44.959	0.794
600.0 MHz	0.585 / -78.501	0.020 / 54.573	35.394 / 131.108	0.754 / -47.854	0.796
650.0 MHz	0.575 / -83.226	0.021 / 52.814	34.032 / 128.383	0.731 / -50.579	0.799
700.0 MHz	0.567 / -87.695	0.022 / 51.196	32.728 / 125.830	0.709 / -53.147	0.802
750.0 MHz	0.559 / -91.923	0.023 / 49.705	31.486 / 123.437	0.689 / -55.574	0.805
800.0 MHz	0.552 / -95.927	0.024 / 48.327	30.306 / 121.188	0.670 / -57.873	0.808
850.0 MHz	0.545 / -99.721	0.025 / 47.049	29.189 / 119.070	0.652 / -60.059	0.811
900.0 MHz	0.539 / -103.321	0.026 / 45.859	28.132 / 117.072	0.635 / -62.141	0.815
950.0 MHz	0.534 / -106.741	0.026 / 44.747	27.135 / 115.181	0.620 / -64.132	0.818
1.000 GHz	0.529 / -109.993	0.027 / 43.703	26.193 / 113.389	0.605 / -66.041	0.822

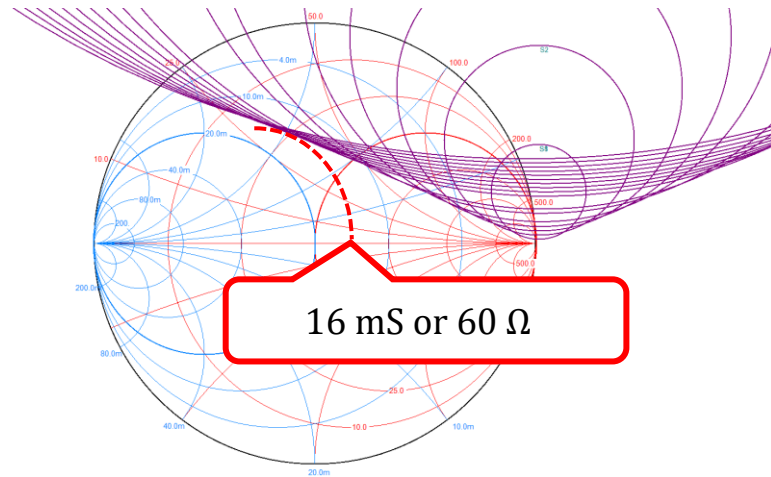
รูปที่ 3.5 ค่า S parameter และค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเทียบกับความถี่



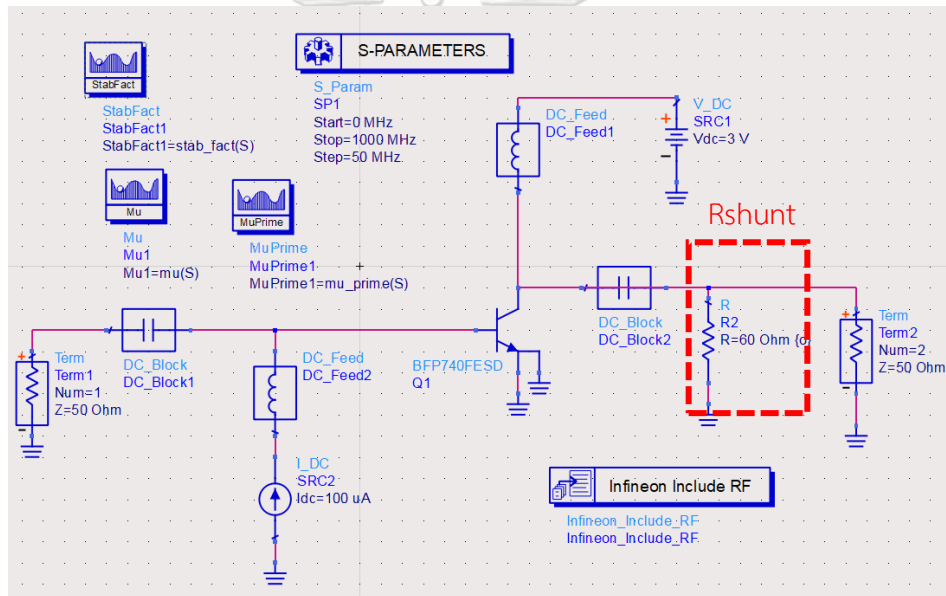
รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง Geometrically stability factor (μ) กับความถี่

3.2.1 การกำหนดค่าตัวต้านทานแบบขนาน (Shunt resistor) ฝั่งขาออก เพื่อให้วงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพโดยไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable)

นำข้อมูลค่า S parameter จากรูปที่ 3.5 มาสร้าง Output stability circle บน Smith Chart โดยใช้โปรแกรม Smith V4.1 [25] ดังแสดงในรูปที่ 3.7 จากนั้นเพิ่มตัวต้านทานแบบขนานฝั่งขาออกซึ่งมีขนาด 60 โอห์ม ลงในแผนผังวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 3.8 แล้วทำการจำลองเพื่อนำค่า S parameter ดังแสดงในรูปที่ 3.9 มาสร้าง Output stability circle ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อตัวต้านทานแบบขนานฝั่งขาออกดังแสดงในรูปที่ 3.10 ซึ่งส่งผลให้ Output stability circle ถูกเคลื่อนย้ายห่างออกไปอยู่นอกบริเวณ Smith chart และทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข (Unconditionally stable) นอกจากนี้ ยังช่วยปรับปรุงค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาออกอีกด้วยดังแสดงในรูปที่ 3.11(ข) อย่างไรก็ตาม ข้อเสียของการเพิ่มตัวต้านทานดังกล่าวคืออัตราขยายลดต่ำลงดังแสดงในรูปที่ 3.11(ก) อย่างไรก็ตาม จะสังเกตเห็นว่าอัตราขยาย ($|S_{21}|$) มีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ค่อนข้างมาก ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวต้านทานป้อนกลับเพื่อปรับปรุงค่า $|S_{21}|$ ของวงจรให้มีความสม่ำเสมอในแถบความถี่กว้าง (Broadband frequency)



รูปที่ 3.7 Output stability circle บน Smith chart ของทรานซิสเตอร์

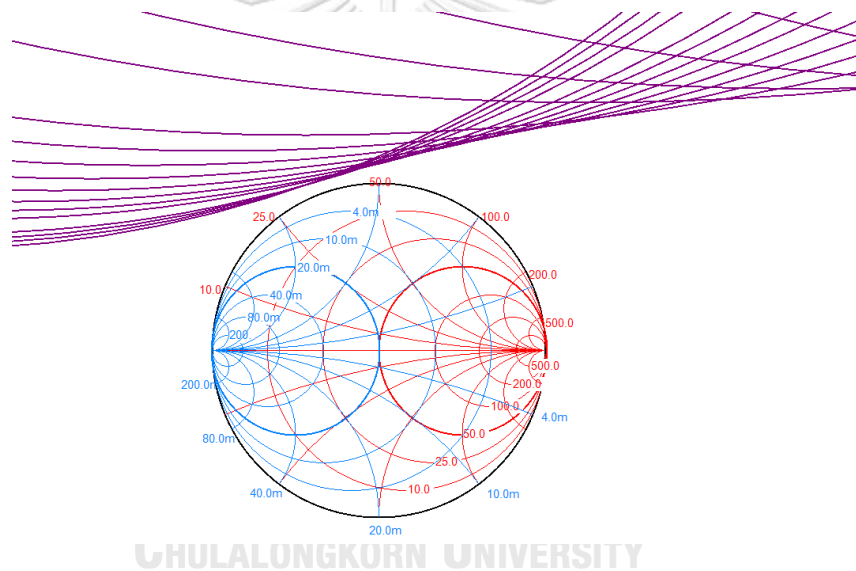


รูปที่ 3.8 แผนผังของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงโดยแทรกตัวต้านทานแบบขนานฝั่งขาออก
ขนาด 60 โอห์ม

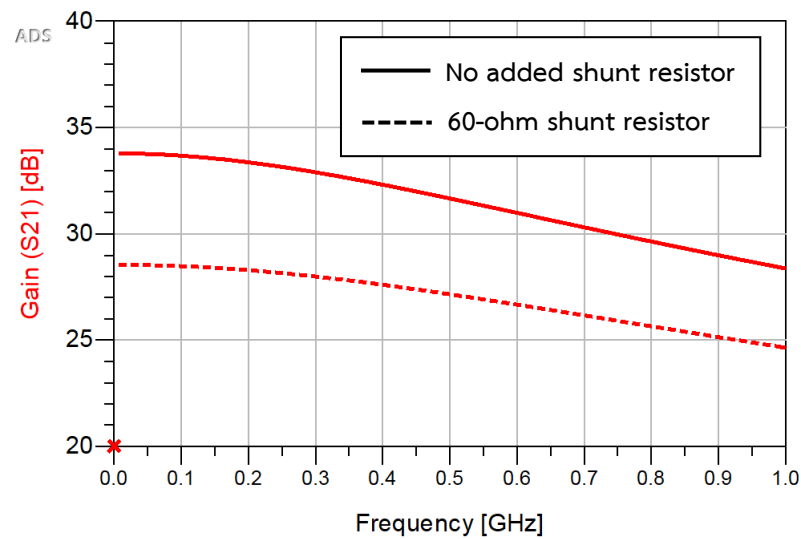
freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)	nf(2)
0.0000 Hz	1.000 / 0.000	0.000 / 0.000	0.000 / 0.000	1.000 / 180.000	0.000
50.00 MHz	0.690 / -5.650	0.001 / 87.227	26.681 / 176.098	0.089 / -16.353	0.788
100.0 MHz	0.687 / -11.269	0.002 / 84.586	26.530 / 172.224	0.095 / -31.408	0.787
150.0 MHz	0.683 / -16.826	0.004 / 81.970	26.283 / 168.405	0.104 / -44.477	0.787
200.0 MHz	0.677 / -22.295	0.005 / 79.415	25.950 / 164.664	0.116 / -55.510	0.788
250.0 MHz	0.670 / -27.651	0.006 / 76.943	25.540 / 161.024	0.128 / -64.775	0.789
300.0 MHz	0.662 / -32.875	0.007 / 74.570	25.066 / 157.500	0.141 / -72.611	0.790
350.0 MHz	0.653 / -37.952	0.008 / 72.306	24.540 / 154.105	0.154 / -79.318	0.791
400.0 MHz	0.644 / -42.869	0.009 / 70.156	23.974 / 150.849	0.166 / -85.128	0.793
450.0 MHz	0.635 / -47.621	0.010 / 68.123	23.381 / 147.735	0.179 / -90.218	0.795
500.0 MHz	0.625 / -52.204	0.011 / 66.208	22.770 / 144.764	0.190 / -94.719	0.797
550.0 MHz	0.615 / -56.617	0.012 / 64.406	22.150 / 141.937	0.201 / -98.732	0.800
600.0 MHz	0.606 / -60.863	0.012 / 62.715	21.530 / 139.249	0.212 / -102.333	0.802
650.0 MHz	0.596 / -64.944	0.013 / 61.127	20.915 / 136.696	0.221 / -105.582	0.805
700.0 MHz	0.588 / -68.866	0.014 / 59.636	20.311 / 134.271	0.231 / -108.528	0.808
750.0 MHz	0.579 / -72.636	0.015 / 58.235	19.720 / 131.967	0.239 / -111.210	0.812
800.0 MHz	0.571 / -76.259	0.015 / 56.917	19.146 / 129.777	0.247 / -113.661	0.815
850.0 MHz	0.564 / -79.742	0.016 / 55.674	18.591 / 127.694	0.255 / -115.909	0.819
900.0 MHz	0.557 / -83.094	0.016 / 54.499	18.056 / 125.711	0.262 / -117.977	0.823
950.0 MHz	0.551 / -86.320	0.017 / 53.385	17.542 / 123.820	0.269 / -119.885	0.826
1.000 GHz	0.545 / -89.428	0.018 / 52.328	17.048 / 122.014	0.275 / -121.651	0.831

รูปที่ 3.9 ค่า S parameter และตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของทรานซิสเตอร์ที่ต่อตัวต้านทานแบบ

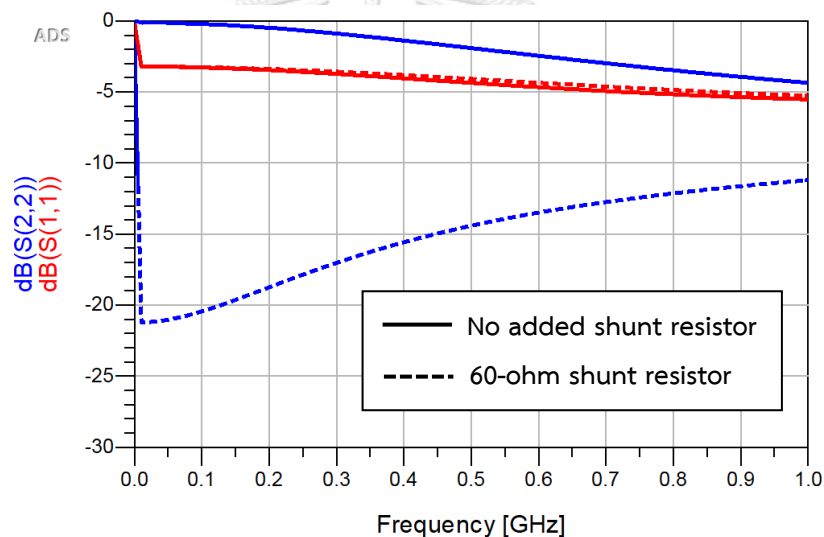
ขนานฝั่งขาออกขนาด 60 โอห์ม



รูปที่ 3.10 Output stability circle ของทรานซิสเตอร์ที่ต่อตัวต้านทานแบบขนานขนาด 60 โอห์ม



(ก) อัตราขยาย



(ข) การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

รูปที่ 3.11 ผลจำลอง S parameter เปรียบเทียบระหว่างกรณีที่มีและไม่มีตัวต้านทานแบบขนานที่ฝั่ง

ขาออก

3.2.2 การกำหนดค่าตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานเพื่อปรับค่าอัตราขยายของวงจรให้มีความสม่ำเสมอในแถบความถี่กว้าง (Broadband frequency)

ในงานวิจัยนี้เลือกใช้เฉพาะตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 3.12 และกำหนดให้ค่าความต้านทานของตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรมเท่ากับ 0 โอห์ม (ขาอินพุตต่อลงกราวด์) เนื่องจากการใช้ตัวต้านทานป้อนกลับแบบอนุกรมจะส่งผลให้อัตราขยายลดลงและตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นอย่างมาก

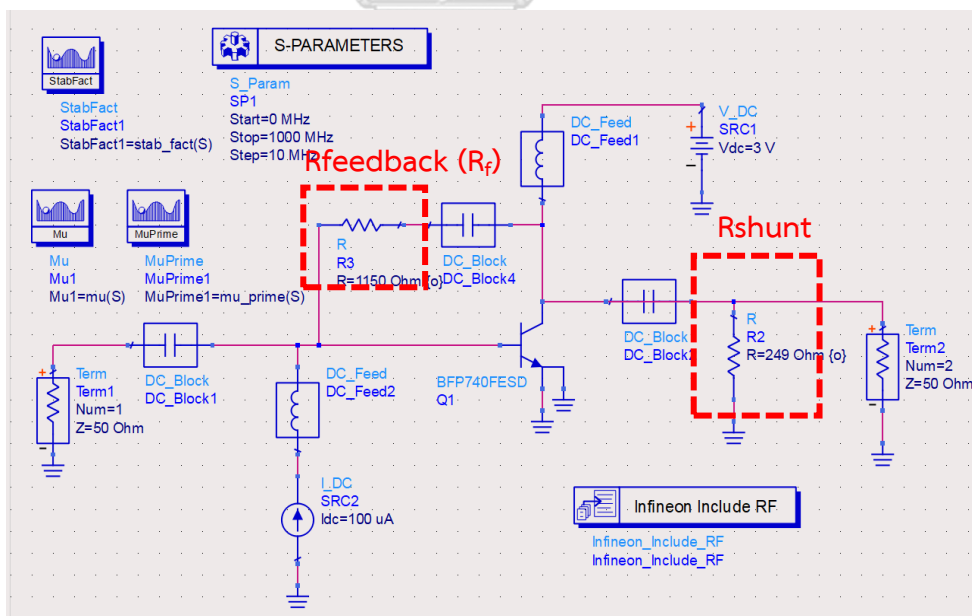
คำนวณค่าตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนาน (R_f) ได้จาก (28)

$$R_f = g_m Z_0^2$$

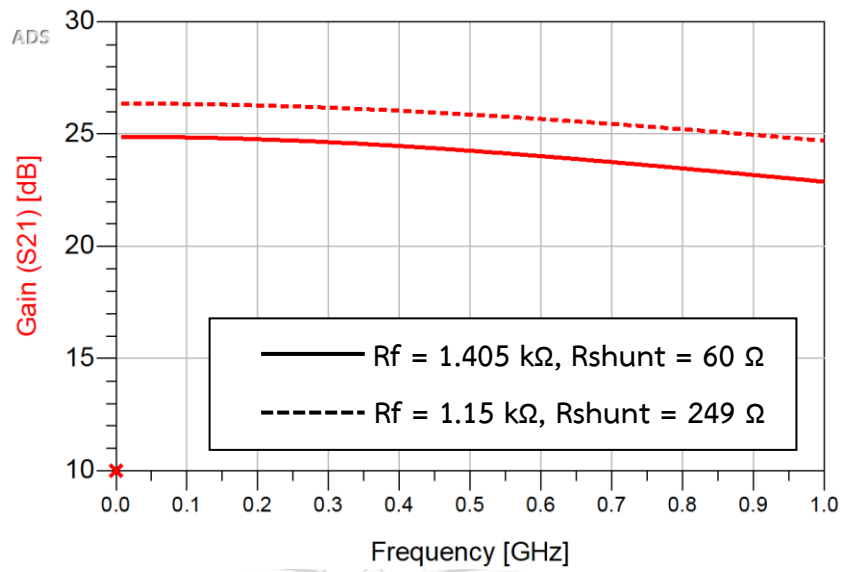
แทนค่า $Z_0 = 50$ โอห์ม และ $g_m = 0.562$ ซีเมนส์

จะได้ $R_f = 1405$ โอห์ม

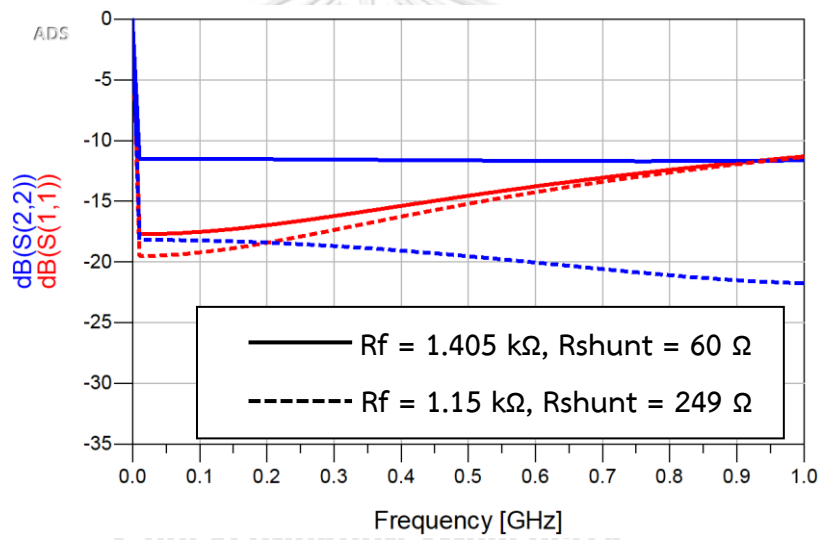
ทั้งนี้ ค่าความต้านทานซึ่งคำนวณได้ตามทฤษฎียังไม่ได้คำนึงถึง parasitic element ภายในทรานซิสเตอร์ซึ่งส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร การเพิ่มตัวต้านทานป้อนกลับเป็นการช่วยลดความแปรปรวนของทรานซิสเตอร์ ดังนั้นตัวต้านทานดังกล่าวจึงมีส่วนช่วยเพิ่มเสถียรภาพให้กับทรานซิสเตอร์ด้วยเช่นกัน ผู้วิจัยจึงได้ทดลองปรับค่าความต้านทานพร้อมทั้งสังเกตค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้สอดคล้องและเหมาะสมกับวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ และพบว่าตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานและตัวต้านทานแบบขนานที่พอร์ตขาออกมีขนาดเท่ากับ 1150 และ 249 โอห์ม ตามลำดับ จะทำให้วงจรมีอัตราขยายที่สูงขึ้นและการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาออกต่ำลง อย่างไรก็ตาม วงจรจะมีค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นและเสถียรภาพลดลงเล็กน้อย ทั้งนี้ค่า Geometrically stability factor (μ) ทั้งฝั่งแหล่งจ่ายและโหลดมีค่ามากกว่า 1 (บ่งชี้ว่าวงจรขยายสามารถทำงานได้อย่างมีเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข) ดังแสดงในรูปที่ 3.13



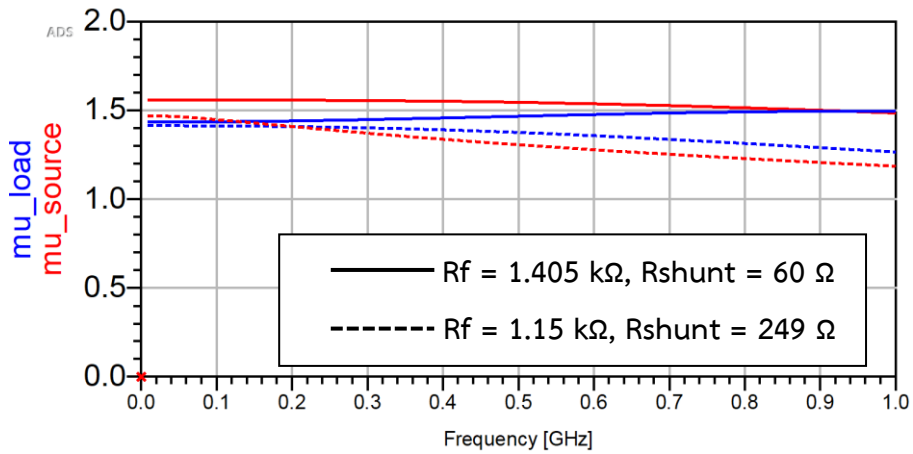
รูปที่ 3.12 แผนผังของวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงที่ต่อตัวต้านทานป้อนกลับแบบขนานและตัวต้านทานแบบขนานที่พอร์ตขาออก



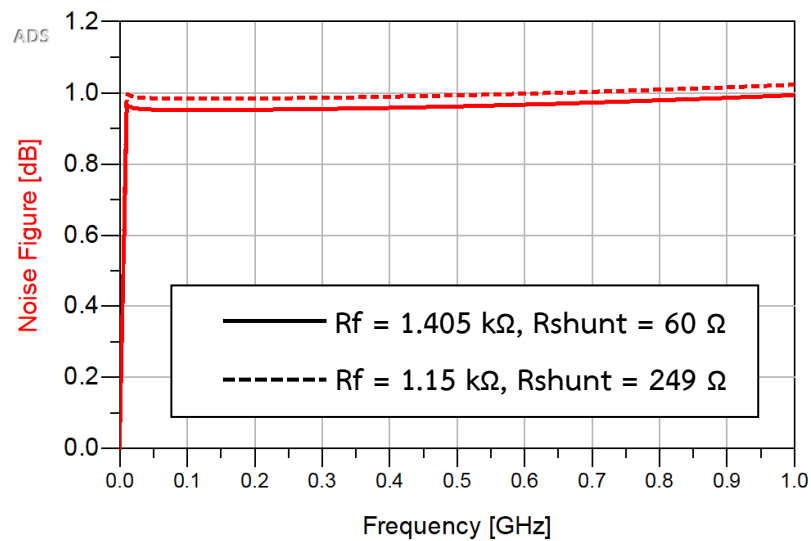
(ก) อัตราขยาย



(ข) การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ



(ค) Geometrically stability factor

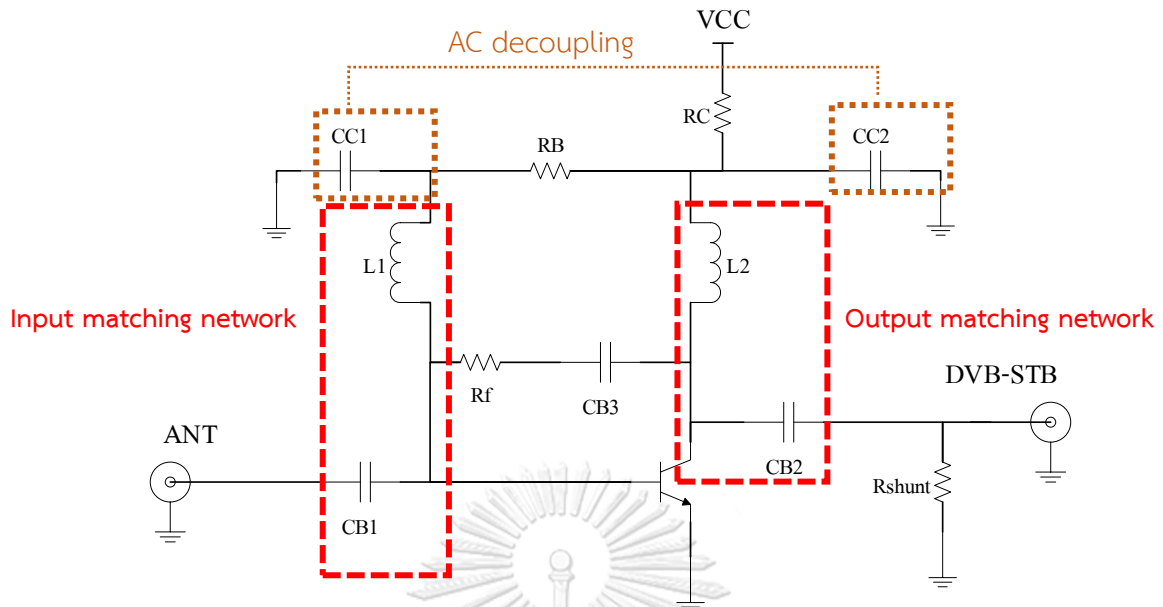


(ง) ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน

รูปที่ 3.13 ผลจำลองเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เมื่อปรับเปลี่ยนค่าความต้านทาน

3.3 การออกแบบวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตต่อขาเข้าและขาออก

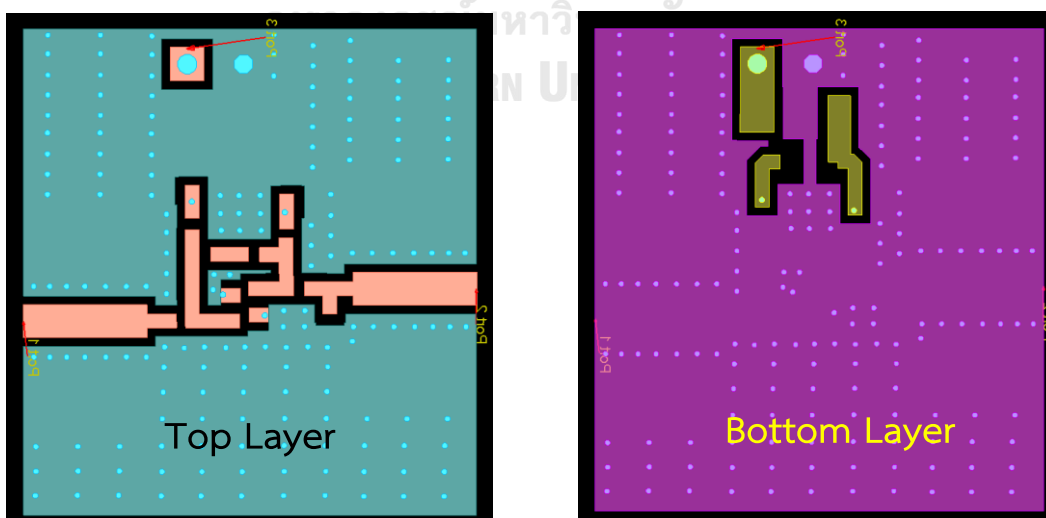
หลังจากออกแบบวงจรไบแอสไฟฟ้ากระแสตรงและวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงเสร็จเรียบร้อยแล้ว ก็ประสานวงจรทั้งสองเข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.14 จากนั้นออกแบบวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ โดยใช้ฟังก์ชัน Optimization ในโปรแกรม ADS [26] ในการคำนวณค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ (L1, L2, CB1 และ CB2) เพื่อปรับปรุงค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ โดยตั้งเป้าหมายให้ค่า $|S_{11}|$ และ $|S_{22}|$ มีค่าน้อยกว่า -20 เดซิเบล ในช่วงความถี่ใช้งาน (ศึกษารายละเอียดเพิ่มเติมในภาคผนวก ก) นอกจากนี้ตัวเหนี่ยวนำ L1 และ L2 ยังทำหน้าที่ส่งผ่านไฟฟ้ากระแสตรงและป้องกันสัญญาณไฟฟ้าความถี่สูงย้อนกลับ ตัวเก็บประจุ CB1, CB2 และ CB3 ทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันไฟฟ้ากระแสตรงไม่ให้ไหลเข้าสู่ขั้วสัญญาณความถี่วิทยุ (RF port) และตัวต้านทานป้อนกลับ ส่วนตัวเก็บประจุ CC1 และ CC2 ทำหน้าที่เป็นตัวกรองสัญญาณความถี่สูงให้ไหลลงสู่กราวด์ เพื่อไม่ให้รบกวนภาคจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.14 แผนผังวงจรขยายสัญญาณประกอบด้วยวงจรขยายสัญญาณย่านความถี่สูงและวงจรไบแอสไฟฟ้ากระแสตรง

3.4 การออกแบบแผ่นวงจรพิมพ์ (Printed Circuit Board) และการจำลองและวิเคราะห์ร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Co-simulation) ของแผ่นวงจรพิมพ์

แผ่นวงจรพิมพ์ถูกออกแบบในโปรแกรม ADS ดังแสดงในรูปที่ 3.15 แผ่นวงจรพิมพ์มีขนาดกว้างและยาวเท่ากับ 20 x 22 ตารางมิลลิเมตร ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำประเภท SMD (0402 package) ถูกนำมาใช้เพื่อให้แผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรขยายสัญญาณมีขนาดเล็ก และสามารถนำไปประกอบกับสายอากาศที่มีขนาดเล็กกระทัดรัดได้

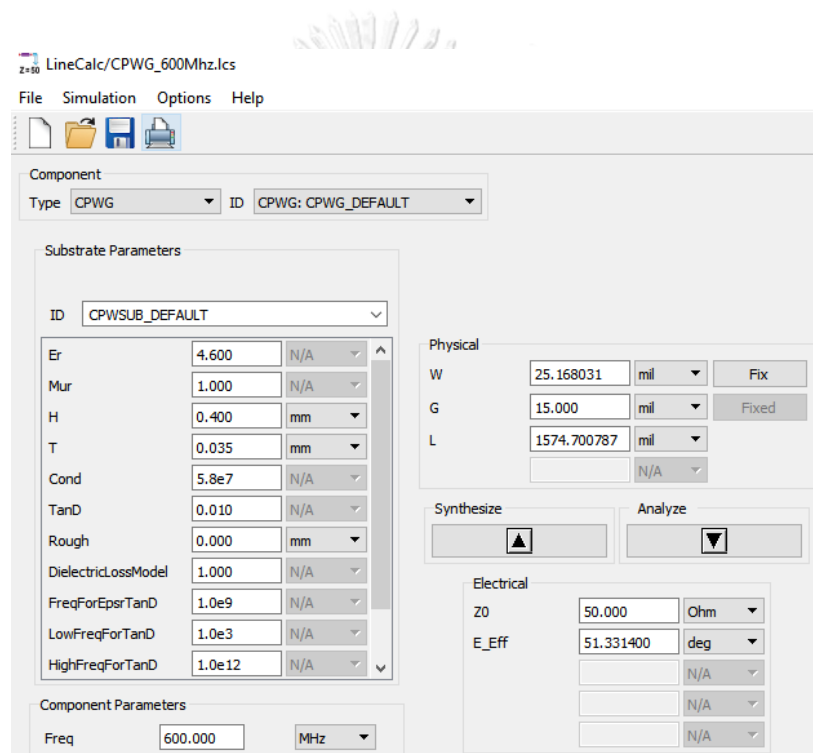


(ก) แผ่นวงจรชั้นบน

(ข) แผ่นวงจรชั้นล่าง

รูปที่ 3.15 แผ่นวงจรพิมพ์ของวงจรขยายสัญญาณ (ขนาด 20 x 22 ตารางมิลลิเมตร)

นอกจากนี้ การออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ย่านความถี่สูงจำเป็นต้องคำนึงถึงขนาดของลายพิมพ์ ซึ่งมีลักษณะสมบัติเป็นสายส่ง (Transmission Line) ฟังก์ชัน Line calculation ในโปรแกรม ADS ถูกนำมาใช้คำนวณขนาดของสายส่งให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเท่ากับ 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 3.16 งานวิจัยนี้เลือกใช้สายส่งชนิดท่อนำคลื่นร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่าง (CPWG) เนื่องจากตัวนำสัญญาณของสายส่งประเภทดังกล่าวมีขนาดเล็กที่สุดเมื่อเทียบกับสายส่งชนิดอื่นดังแสดงในตารางที่ 3.1 และมีลักษณะเฉพาะการกระเจิงของสัญญาณต่ำ จึงสามารถนำไปเชื่อมต่อกับอุปกรณ์อื่น (เช่น สายอากาศขนาดเล็ก เป็นต้น) ได้ง่าย ซึ่งสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้



รูปที่ 3.16 คำนวณขนาดสายส่งชนิดท่อนำคลื่นร่วมกับแผ่นตัวนำกระแสย้อนกลับด้านล่างด้วยฟังก์ชัน

Line calculation

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบขนาดตัวนำสัญญาณของสายส่งแต่ละประเภทที่มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ

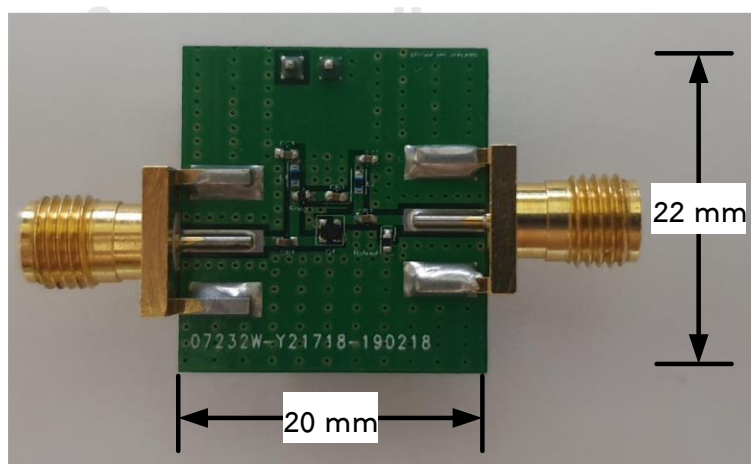
50 โอห์ม จากการคำนวณด้วยฟังก์ชัน Line Calculation

Frequency [MHz]	Microstrip line	CPW		CPWG	
	W [mil]	S [mil]	W [mil]	S [mil]	W [mil]
400	27.65	281.47	15	25.11	15
600	27.7	282.61	15	25.16	15
800	27.74	283.42	15	25.2	15

จากนั้นจำลองและวิเคราะห์ผลร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของแผ่นวงจรพิมพ์ด้วยฟังก์ชัน EM Co-simulation (สามารถศึกษารายละเอียดได้ในภาคผนวก ข) เพื่อให้การจำลองผลและวิเคราะห์ผลมีความแม่นยำและใกล้เคียงกับผลวัดทดสอบจริงมากยิ่งขึ้น หลังจากนั้นปรับเปลี่ยนค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ (โดยเลือกใช้ค่าที่มีขายตามท้องตลาด) เพื่อปรับลดการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ตารางที่ 3.2 แสดงค่าตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในการประกอบวงจรขยายสัญญาณ ทั้งนี้ วงจรขยายสัญญาณต้นแบบถูกพัฒนาขึ้นบนแผ่นวงจรชนิด FR4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.6 และความหนา 0.4 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 3.17

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่นำมาใช้ในวงจรขยายสัญญาณ

Name	Value	Unit
Rf	1.15	k Ω
Rshunt	249	Ω
RC	82.5	Ω
RB	20.5	k Ω
CB1, CB2	10	nF
CB3	470	pF
CC1, CC2	33	nF
L1	100	nH
L2	120	nH

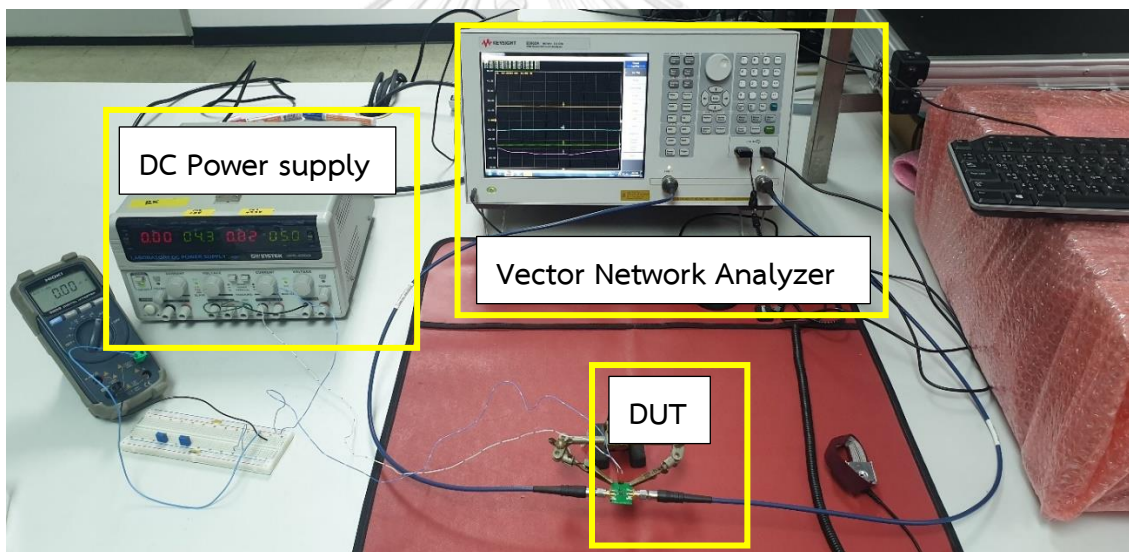


รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณต้นแบบ

3.5 การวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรถายสัญญาณ

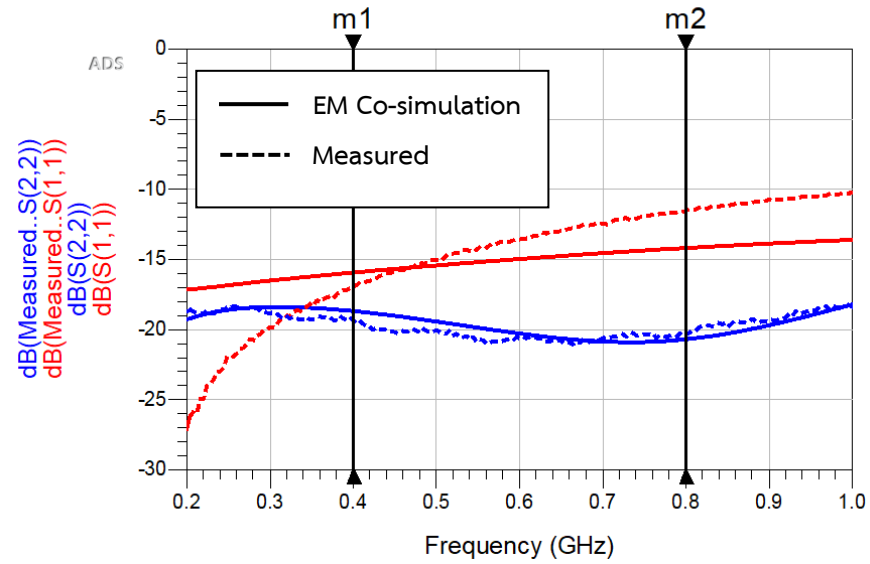
3.5.1 การวัดทดสอบ S parameters

อุปกรณ์ Vector Network analyzer (VNA) รุ่น E5063A ซึ่งมีช่วงความถี่ทำงาน 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 8.5 กิกะเฮิร์ตซ์ และมีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะ 50 โอห์ม [27] เป็นเครื่องมือที่ใช้วัดทดสอบค่า S parameters ซึ่งสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ อัตราขยาย และ Geometrically stability factor ของวงจรถายสัญญาณต้นแบบ เนื่องจากวงจรถายสัญญาณเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ จึงจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงเพื่อทำหน้าที่ป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับอุปกรณ์ต้นแบบดังแสดงในรูปที่ 3.18 ผลวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรถายสัญญาณต้นแบบในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิร์ตซ์ พบว่า การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าและขาออกมีค่ามากกว่า 11 และ 19 เดซิเบล ตามลำดับ อัตราขยายมีค่าประมาณ 24 เดซิเบล และค่า Geometrically stability factor มีค่ามากกว่า 1 ดังแสดงในรูปที่ 3.19



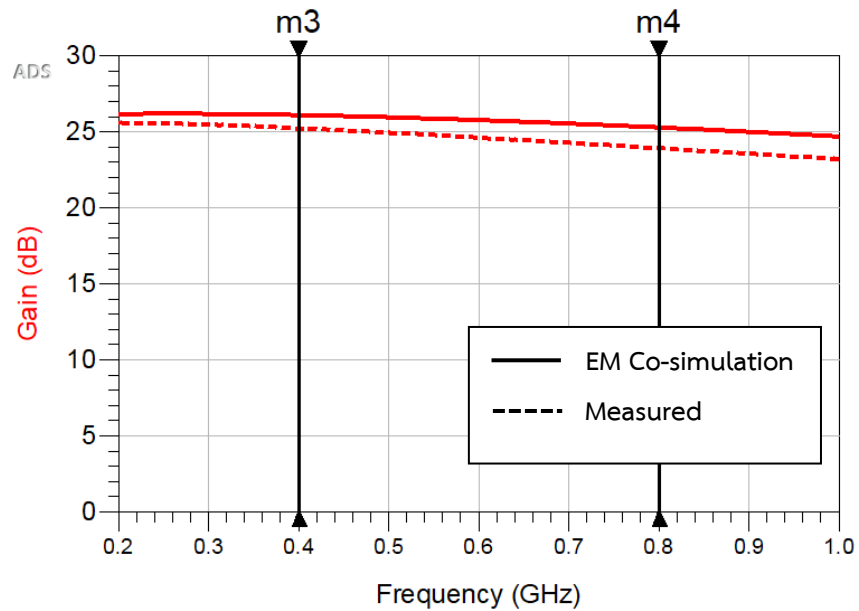
รูปที่ 3.18 ชุดอุปกรณ์สำหรับการวัดทดสอบ S parameter

m1 freq=400.0MHz dB(S(1,1))=-15.939 dB(S(2,2))=-18.688 dB(Measured..S(1,1))=-16.947 dB(Measured..S(2,2))=-19.356	m2 freq=800.0MHz dB(S(1,1))=-14.188 dB(S(2,2))=-20.695 dB(Measured..S(1,1))=-11.534 dB(Measured..S(2,2))=-20.314
--	--

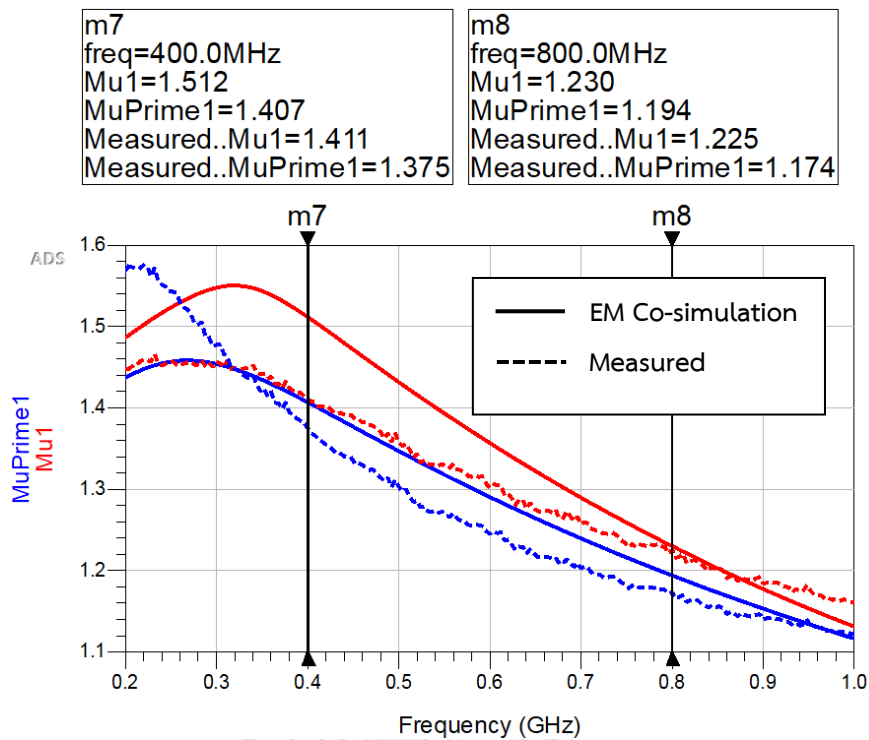


(ก) การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

m3 freq=400.0MHz dB(S(2,1))=26.092 dB(Measured..S(2,1))=25.226	m4 freq=800.0MHz dB(S(2,1))=25.286 dB(Measured..S(2,1))=23.919
--	--



(ข) อัตราขยาย



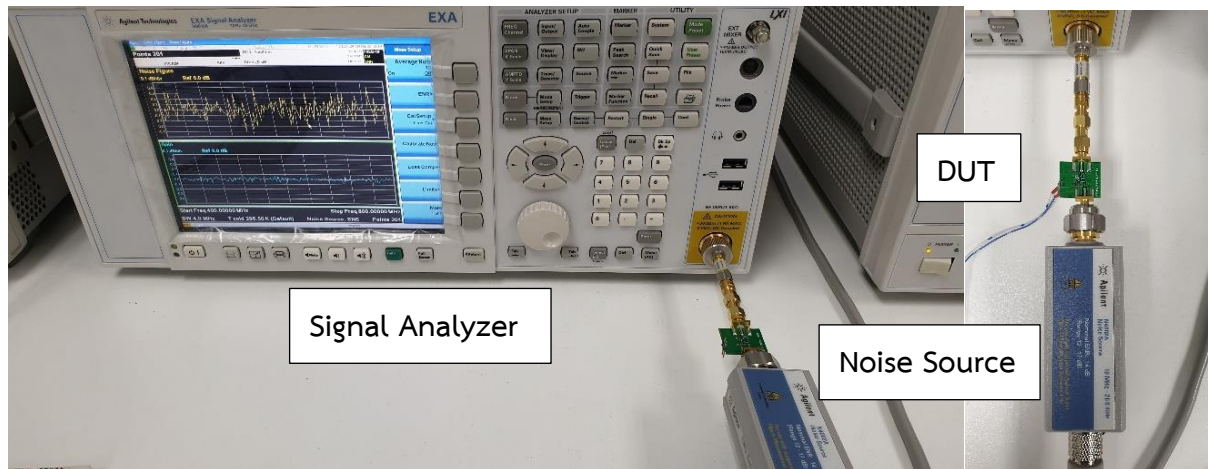
(ค) Geometrically stability factor

รูปที่ 3.19 ผลวัดทดสอบ S parameters ของวงจรต้นแบบเทียบกับผลจำลองร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

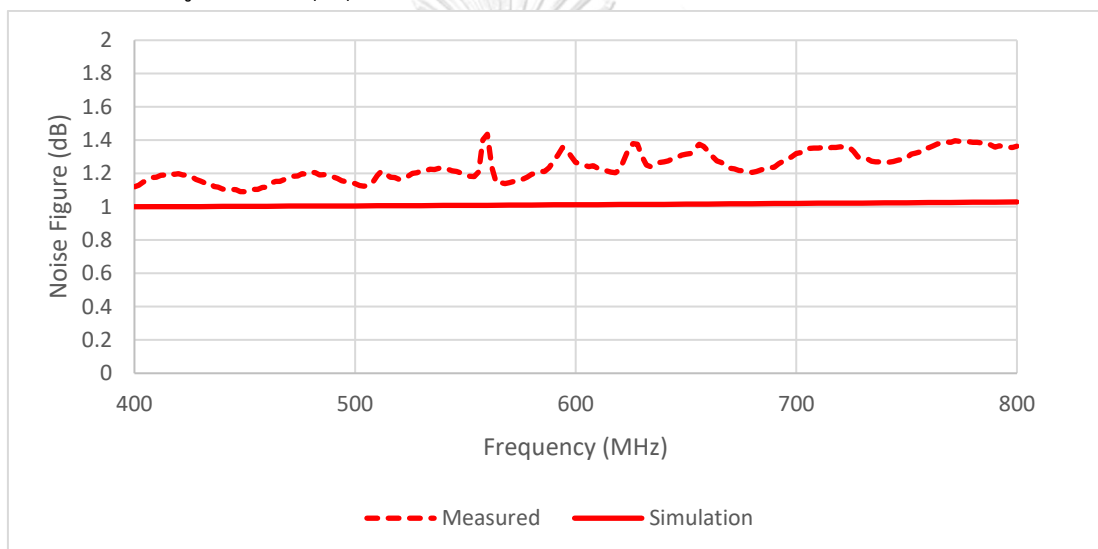
3.5.2 การวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน

ชุดอุปกรณ์ Signal Analyzer และ Noise Source ถูกใช้เพื่อวัดทดสอบค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของวงจรขยายสัญญาณต้นแบบด้วยวิธี Y Factor ซึ่งเป็นหนึ่งวิธีในการวัดค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนที่ได้รับความนิยมมากเพราะมีช่วงการวัดค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนที่กว้าง และสามารถวัดค่าได้ทุกความถี่ อย่างไรก็ตามผลการวัดทดสอบอาจเกิดความคลาดเคลื่อนมากในกรณีที่ค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ (Device under test) มีค่าสูง [28] อุปกรณ์ Noise Source ทำหน้าที่สร้างและป้อนสัญญาณรบกวนเข้าสู่พอร์ตขาเข้าของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดทดสอบ โดยที่พอร์ตขาออกของอุปกรณ์ที่ต้องการวัดทดสอบเชื่อมต่อกับ Signal Analyzer ดังแสดงในรูปที่ 3.20 ชุดอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน

ทั้งนี้ พอร์ตอีกด้านของ Noise Source ถูกเชื่อมต่อเข้ากับ Signal Analyzer เพื่อจ่ายไฟเลี้ยงและควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าว ผลวัดทดสอบพบว่า ค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนมีค่าไม่เกิน 1.42 เดซิเบล ในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งค่อนข้างใกล้เคียงกับผลการจำลองจากโปรแกรมดังแสดงใน Error! Reference source not found.



รูปที่ 3.20 ชุดอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน

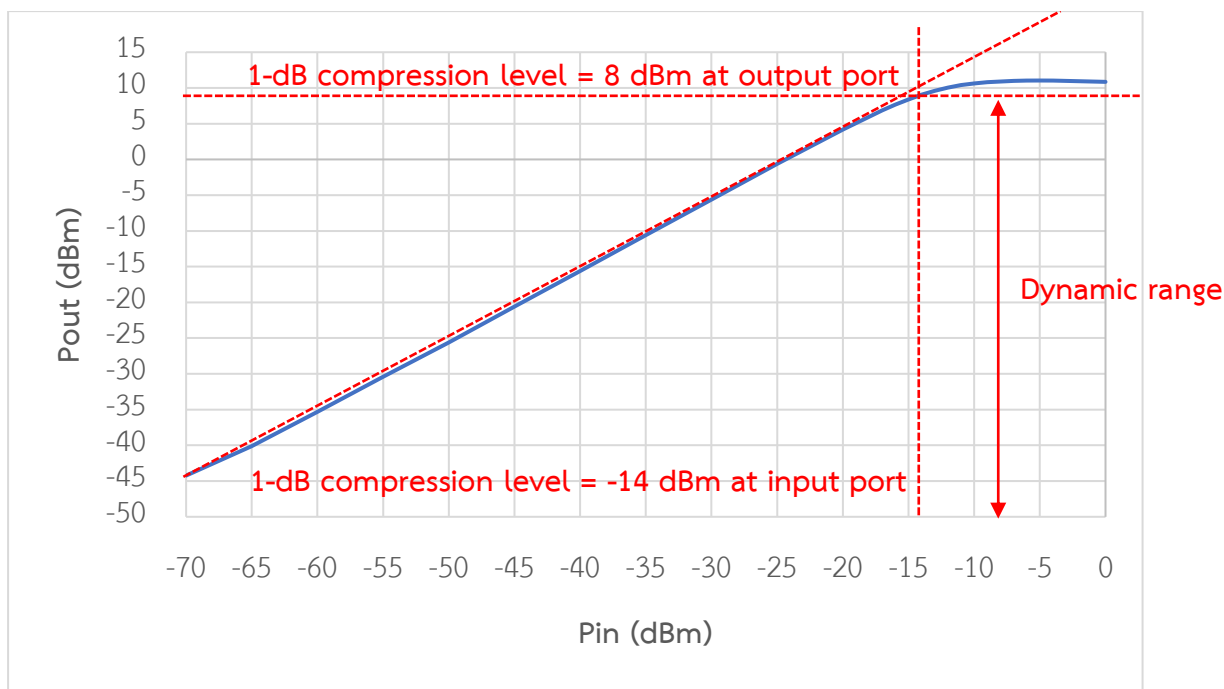


รูปที่ 3.21 ผลวัดทดสอบค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนของวงจรต้นแบบเทียบกับผลจำลองร่วมทาง

วงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

3.5.3 การวัดทดสอบจุดบีบอัด 1-dB (1-dB compression point)

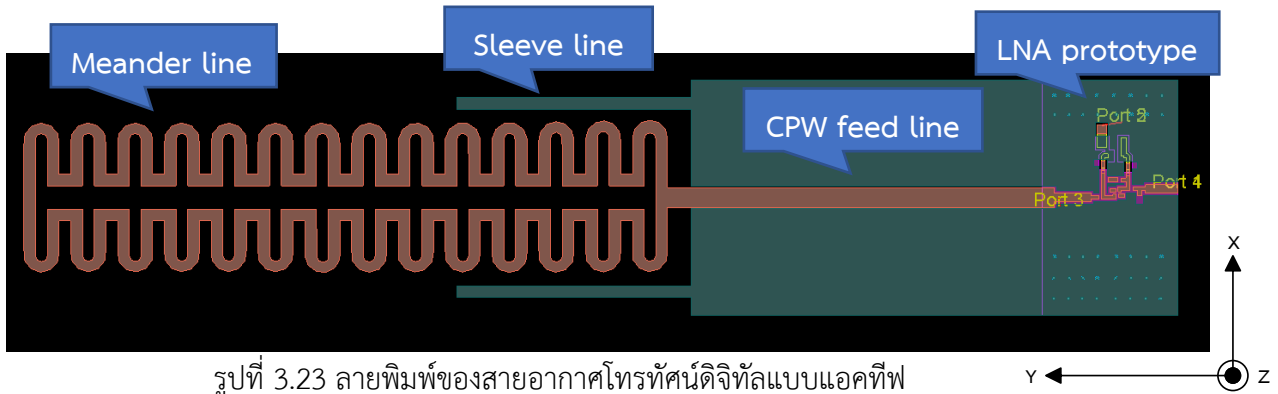
อุปกรณ์ Signal generator ถูกนำมาใช้ป้อนสัญญาณที่เข้าต่อขาเข้า และใช้อุปกรณ์ Spectrum analyzer ในการอ่านค่ากำลังสัญญาณที่รับที่พอร์ตขาออก โดยทำการปรับค่ากำลังสัญญาณขาเข้าเพิ่มขึ้นจากน้อยไปมากจนวงจรขยายสัญญาณเกิดสภาวะอิมิตัว พบว่าที่ความถี่ 600 เมกะเฮิรตซ์ จุดบีบอัด 1-dB สัญญาณที่พอร์ตขาเข้าและขาออกมีค่าประมาณ -14 และ 8 เดซิเบล มิลลิวัตต์ ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 3.22



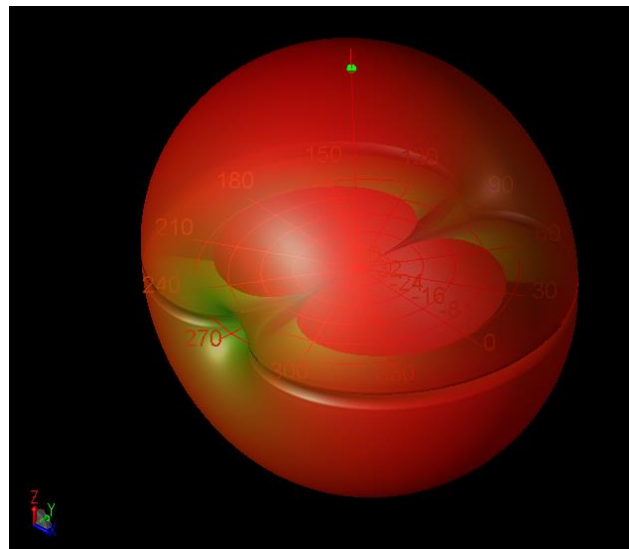
รูปที่ 3.22 ผลวัดทดสอบจุดบีบอัด 1-dB ของวงจรรขยาย ที่ความถี่ 600 เมกะเฮิรตซ์

3.6 การออกแบบลายพิมพ์วงจรรขยายสัญญาณร่วมกับสายอากาศ

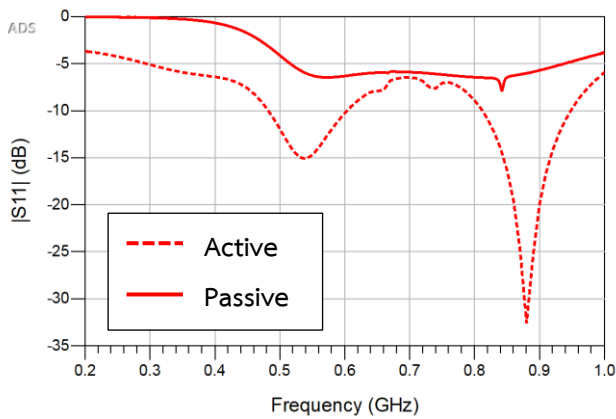
ผู้วิจัยได้นำตัวอย่างการออกแบบสายอากาศชนิดแพสซีฟจาก [4] และ [5] มาใช้ในงานวิทยานิพนธ์นี้ สายอากาศดังกล่าวมีลักษณะเป็นแบบโมนโพล ซึ่งถูกออกแบบโดยใช้เส้นขดคววน (Meander line) เป็นส่วนในการรับและแผ่กระจายสัญญาณ เพื่อลดขนาดทางกายภาพของสายอากาศ รวมทั้งประกอบด้วยเส้นแขน (Sleeve line) ขนาบสองข้างของโมนโพล เพื่อช่วยเพิ่มความกว้างแถบความถี่ (Bandwidth) ของสายอากาศ นอกจากนี้สายป้อน (Feed line) เป็นสายส่งชนิดท่อนำคลื่นระนาบร่วม (CPW) ซึ่งในส่วนนี้ของสายป้อนผู้วิจัยได้ทำการคำนวณปรับเปลี่ยนขนาดใหม่ เนื่องจากความหนาและชนิดของแผ่นวงจรพิมพ์ในงานวิจัยนี้มีความแตกต่างจากงานวิจัยตัวอย่างจากนั้นทำการออกแบบลายพิมพ์เพื่อประสานวงจรรขยายสัญญาณต้นแบบเข้ากับสายอากาศเป็นสายอากาศแบบแอดทีฟ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 และทำการจำลองและวิเคราะห์สายอากาศดังกล่าวด้วยโปรแกรม ADS พบว่า สายอากาศมีแบบรูปการรับสัญญาณ (Receiving pattern) ลักษณะรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional) ดังแสดงในรูปที่ 3.24 นอกจากนี้ ในกรณีของสายอากาศแอดทีฟ วงจรรขยายมีส่วนช่วยปรับปรุงอิมพีแดนซ์ที่พอร์ตขาเข้าของสายอากาศให้มีค่าใกล้เคียงอิมพีแดนซ์ของระบบมากยิ่งขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.25(ข) ส่งผลทำให้การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าของสายอากาศแบบแอดทีฟมีค่าดีขึ้นเมื่อเทียบกับสายอากาศแบบแพสซีฟ ดังแสดงในรูปที่ 3.25(ก)



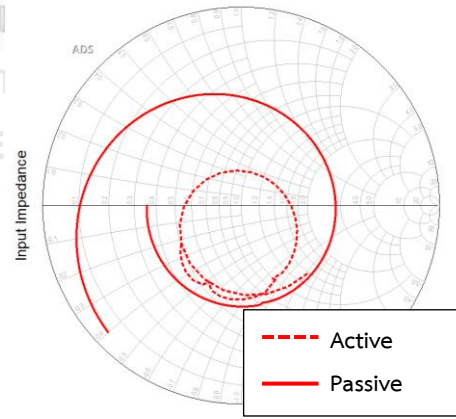
รูปที่ 3.23 ลายพิมพ์ของสายอากาศโทรทัศนดิจิทัลแบบแอกทีฟ



รูปที่ 3.24 ผลจำลองแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 600 เมกะเฮิร์ตซ์



(ก) การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ($|S_{11}|$)

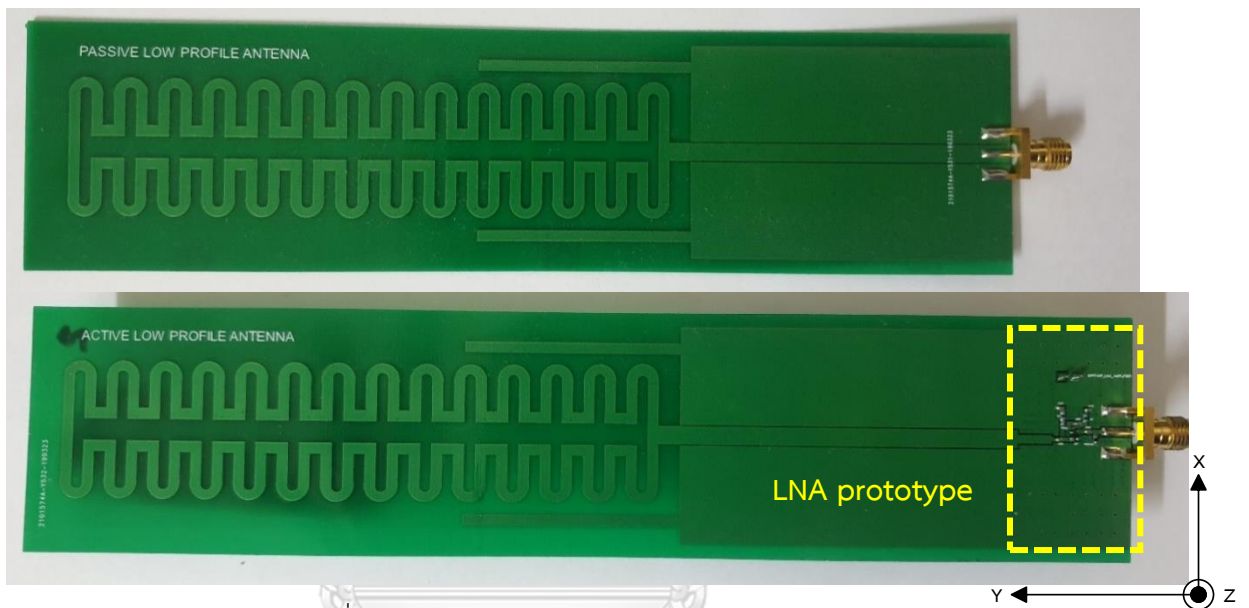


(ข) อิมพีแดนซ์ขาเข้าบน Smith chart

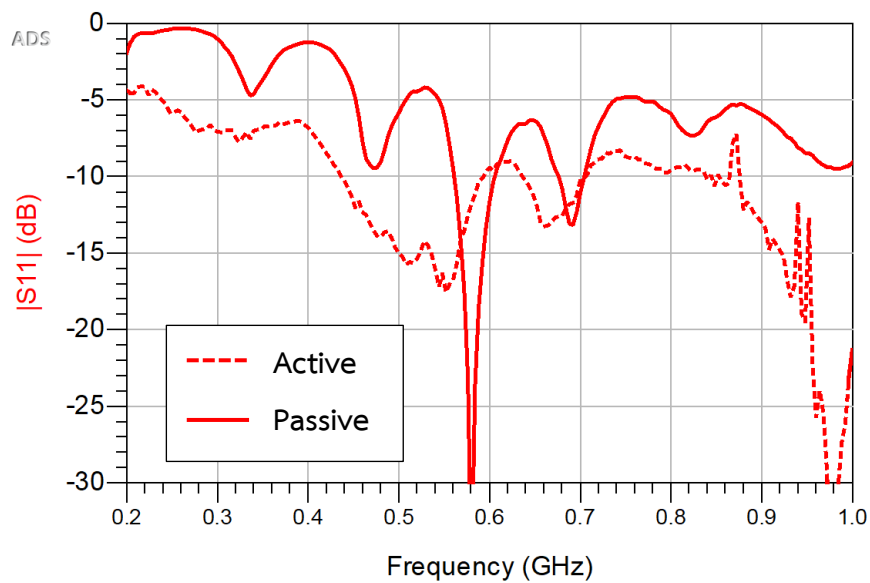
รูปที่ 3.25 ผลจำลองร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าและอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ

3.7 การวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณ (Receiving pattern) ของสายอากาศ

ชิ้นส่วนต่าง ๆ ถูกนำมาประกอบลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟที่แสดงในรูปที่ 3.26 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าของสายอากาศทั้งสองแบบพบว่า สายอากาศแบบแพสซีฟมีการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับประมาณ 5 เดซิเบล ในช่วงความถี่ใช้งาน ซึ่งยังถือว่าเป็นค่าที่ค่อนข้างต่ำกว่ามาตรฐานกำหนด ส่วนสายอากาศแบบแอกทีฟมีค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับใกล้เคียง 10 เดซิเบล ในช่วงความถี่ใช้งาน ดังแสดงในรูปที่ 3.27

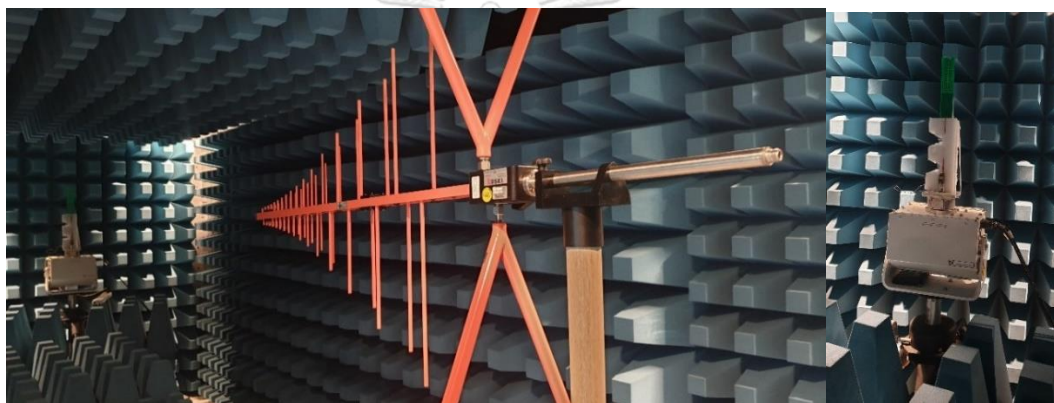


รูปที่ 3.26 สายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ

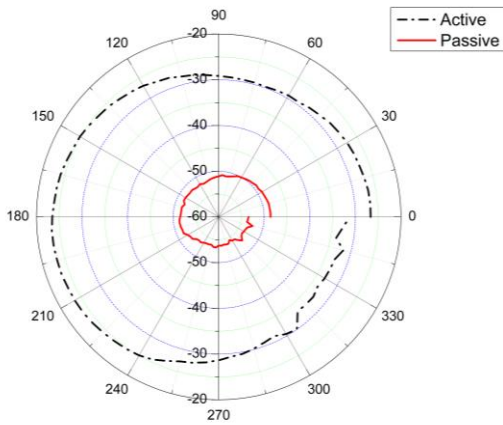


รูปที่ 3.27 การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ

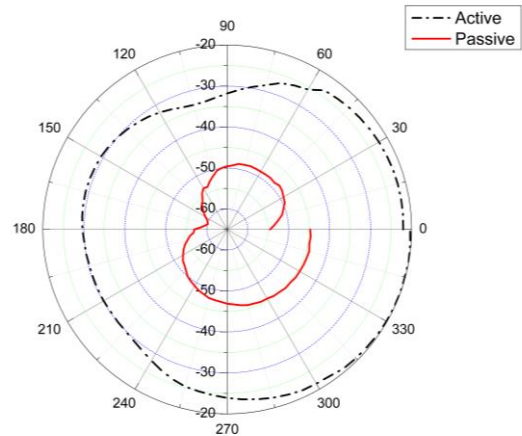
จากนั้นนำสายอากาศต้นแบบทั้งสองมาวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิรตซ์ ภายในห้องปฏิบัติการทดสอบสายอากาศแบบไร้คลื่นสะท้อน (Anechoic chamber) ดังแสดงในรูปที่ 3.28 ผลการวัดทดสอบกรณีปรับตั้งให้แนวแกนโพลาริเซชันของสายอากาศตัวรับ (สายอากาศที่ทำการทดสอบ) และสายอากาศตัวส่งตรงกัน (Co-polarization) พบว่าแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศมีค่าค่อนข้างคงที่ในรอบทิศทาง นั่นคือเป็นลักษณะรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omni-directional) ดังแสดงในรูปที่ 3.29 ผลการวัดทดสอบกรณีปรับตั้งให้แนวแกนโพลาริเซชันของสายอากาศตัวรับและตัวส่งตั้งฉากกัน (Cross-polarization) พบว่าแบบรูปการรับสัญญาณไม่คงที่รอบทิศทาง ดังแสดงในรูปที่ 3.30 นอกจากนี้ค่ากำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแอกทีฟมีค่ามากกว่าสายอากาศแบบพาสซีฟอยู่ประมาณ 20 เดซิเบล ซึ่งใกล้เคียงกับอัตราขยายของวงจรถยายสัญญาณ



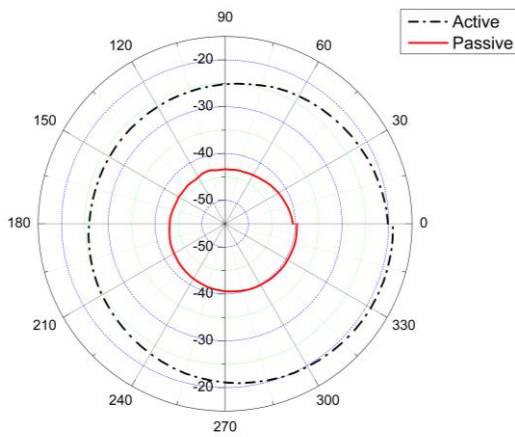
รูปที่ 3.28 การวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศในห้องปฏิบัติการทดสอบสายอากาศแบบไร้คลื่นสะท้อน



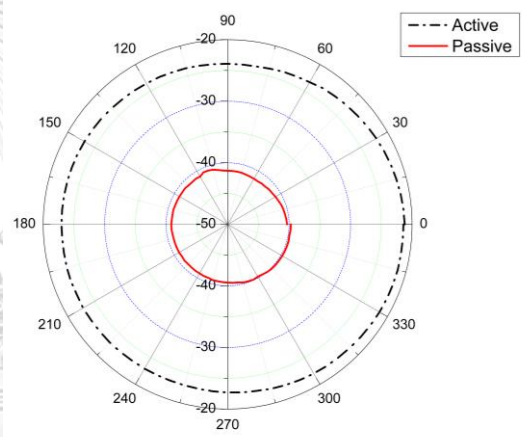
(ก) ความถี่ 400 เมกะเฮิร์ตซ์



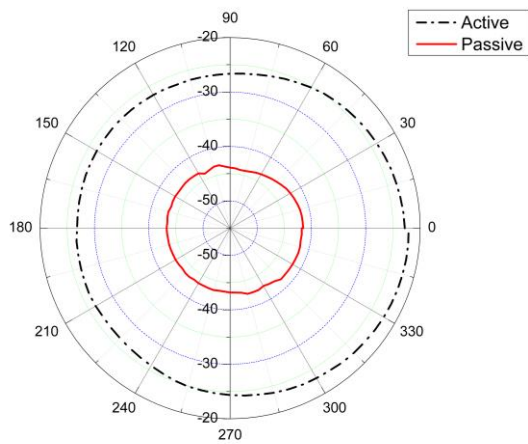
(ข) ความถี่ 440 เมกะเฮิร์ตซ์



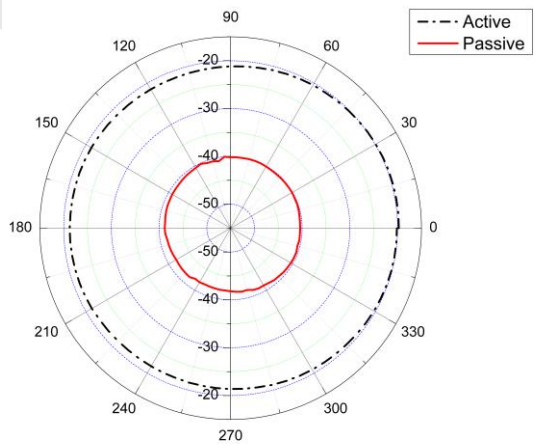
(ค) ความถี่ 480 เมกะเฮิร์ตซ์



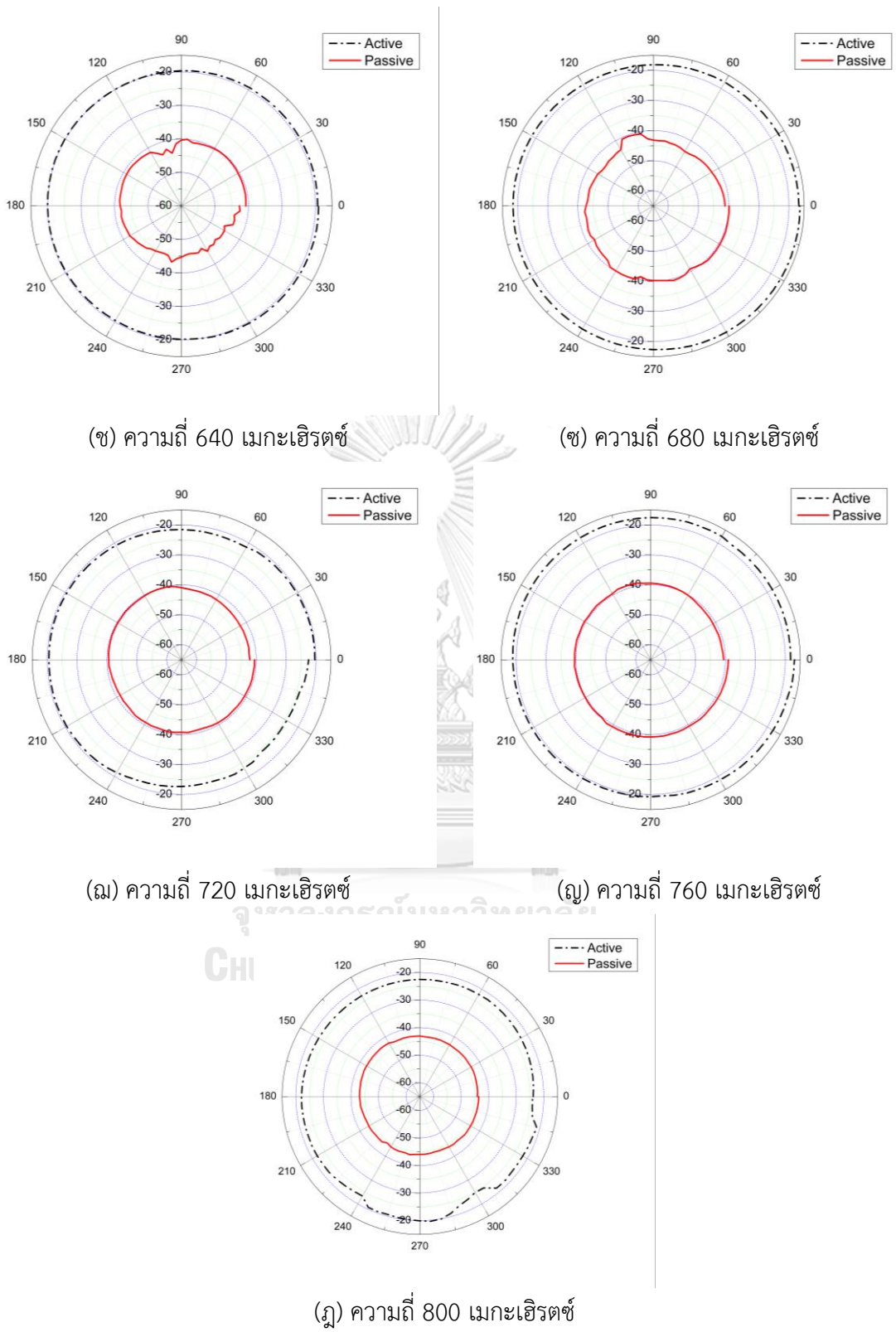
(ง) ความถี่ 520 เมกะเฮิร์ตซ์



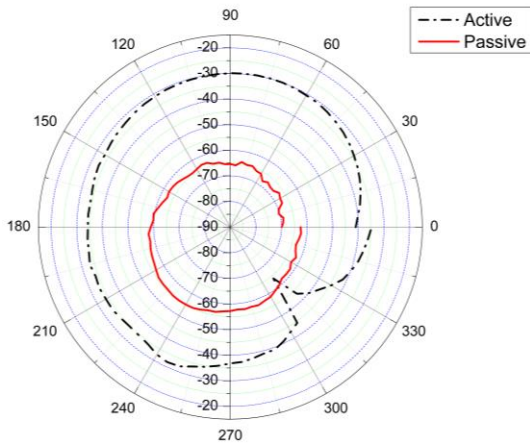
(จ) ความถี่ 560 เมกะเฮิร์ตซ์



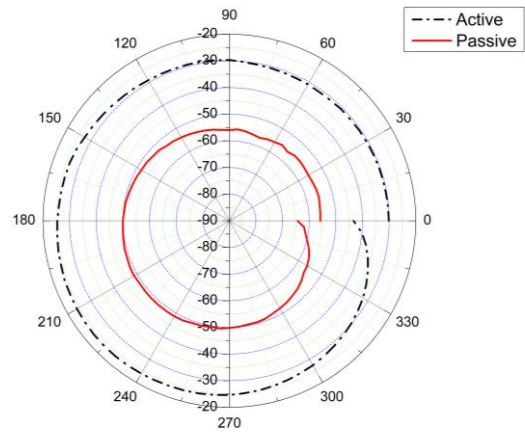
(ฉ) ความถี่ 600 เมกะเฮิร์ตซ์



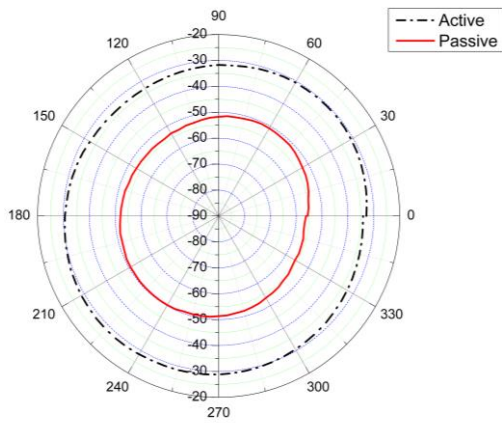
รูปที่ 3.29 ผลวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอคทีฟ ในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิรตซ์ ในระนาบ XZ (กรณี Co-polarization)



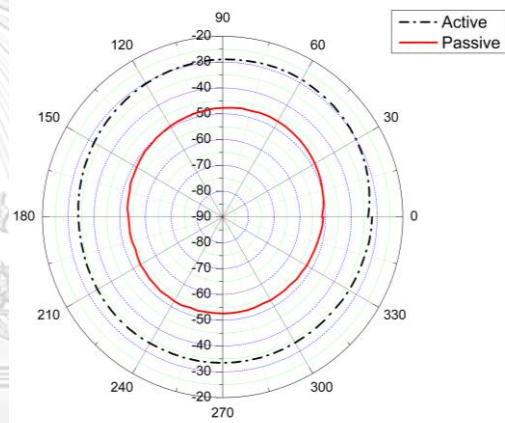
(ก) ความถี่ 400 เมกะเฮิรตซ์



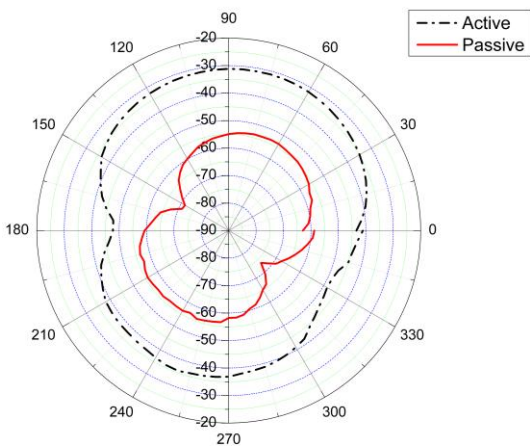
(ข) ความถี่ 440 เมกะเฮิรตซ์



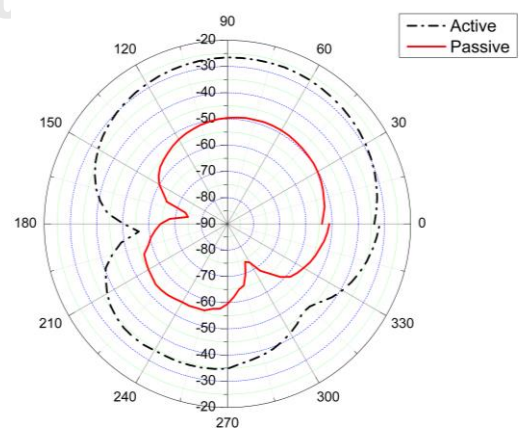
(ค) ความถี่ 480 เมกะเฮิรตซ์



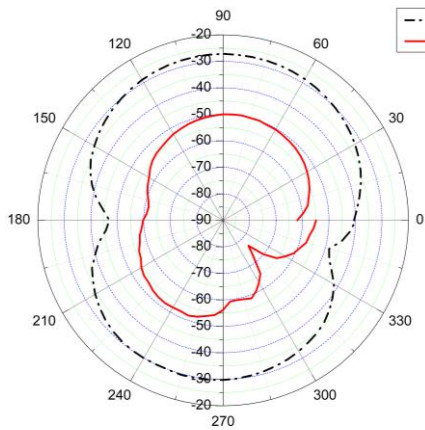
(ง) ความถี่ 520 เมกะเฮิรตซ์



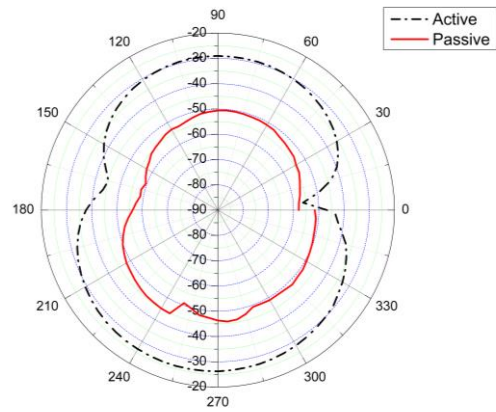
(จ) ความถี่ 560 เมกะเฮิรตซ์



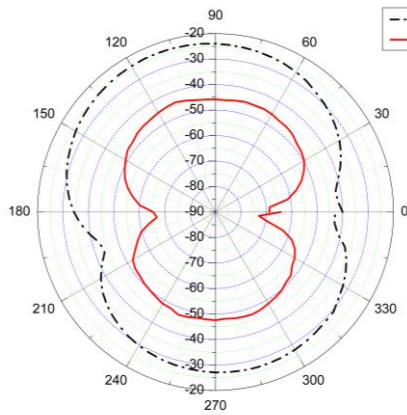
(ฉ) ความถี่ 600 เมกะเฮิรตซ์



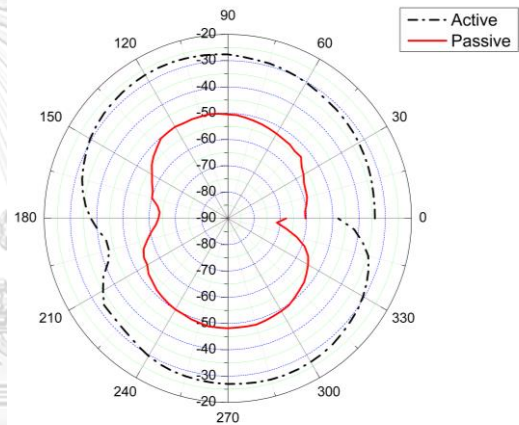
(ช) ความถี่ 640 เมกะเฮิรตซ์



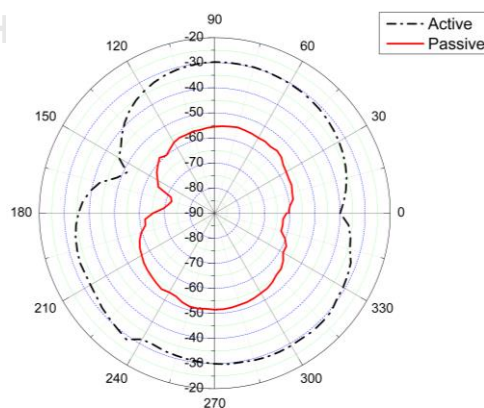
(ซ) ความถี่ 680 เมกะเฮิรตซ์



(ณ) ความถี่ 720 เมกะเฮิรตซ์



(ญ) ความถี่ 760 เมกะเฮิรตซ์



(ฎ) ความถี่ 800 เมกะเฮิรตซ์

รูปที่ 3.30 ผลวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอคทีฟ ในช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิรตซ์ ในระนาบ XZ (กรณี Cross-polarization)

3.8 การวัดทดสอบการใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริง

อุปกรณ์ Field Strength Meter ถูกนำมาใช้เพื่อวัดทดสอบการรับสัญญาณโทรศัพท์มือถือของสายอากาศต้นแบบ ซึ่งสามารถวัดค่ากำลังสัญญาณที่ได้รับได้ (Received signal power) และอัตราส่วนกำลังของคลื่นพาห์กับสัญญาณรบกวน (Carrier-to-Noise ratio) ทั้งนี้แบตเตอรี่สำรอง (Power bank) ถูกนำมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับสายอากาศแบบแอคทีฟ ดังแสดงในรูปที่ 3.31 ผู้วิจัยทำการทดสอบ ณ สถานที่ภายในบริเวณจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยทั้งภายในและภายนอกอาคาร ผลการวัดทดสอบการใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริง ณ ตำแหน่งต่าง ๆ แสดงในตารางที่ 3.3



รูปที่ 3.31 การวัดทดสอบการรับสัญญาณของสายอากาศต้นแบบในสภาพแวดล้อมจริงโดย Field Strength Meter

ตารางที่ 3.3 ผลวัดทดสอบการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทีฟ ณ สถานที่ต่าง ๆ
ภายในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Location	Passive Antenna		Active Antenna	
	Power [dB μ V]	C/N [dB]	Power [dB μ V]	C/N[dB]
บริเวณหน้าห้อง HUAWEI อาคารเจริญ วิศวกรรม ชั้น 13	50.9	18.4	76.3	21.3
ห้องปฏิบัติการวิจัยไฟฟ้าสื่อสาร อาคารเจริญ วิศวกรรม ชั้น 13	62.9	36.7	89.9	33.5
โถงอาคารชั้น 1 อาคาร 100 ปี	60.0	33.8	82.2	30.0
โถงอาคารชั้น 1 อาคารบรมราชกุมารี	40.8	20.8	63.8	22.4
ลานอเนกประสงค์ (ลานเกียร์)	54.8	35.4	78.2	34.3
ลานพระบรมรูปสองรัชกาล	54.5	24	81.2	24.5

บทที่ 4

วิเคราะห์และสรุปผลการดำเนินงาน

4.1 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบ

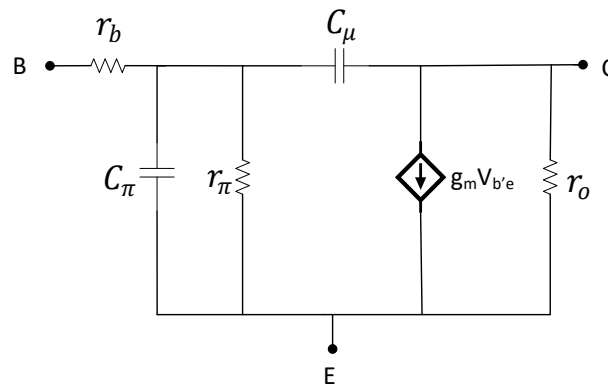
4.1.1 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบวงจรขยายสัญญาณ

ผลการวัดทดสอบจริงและผลการจำลองด้วยโปรแกรมของวงจรขยายสัญญาณต้นแบบที่พัฒนาขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้ ได้ผลตรงตามข้อกำหนดทางเทคนิคโดย กสทช. และขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้ ดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะเฉพาะของวงจรขยายสัญญาณที่กำหนดตามมาตรฐาน ผลการจำลองด้วยโปรแกรม และผลวัดทดสอบ

Parameter	Specification requirement	EM Co-simulated value	Measured results
Frequency [MHz]	510 - 790	400 - 800	400 - 800
Gain [dB]	10 - 20	25	24
Noise figure [dB]	< 4	1	< 1.42
Input return loss [dB]	> 8	> 14	> 11
Output return loss [dB]	> 8	> 19	> 19
Supply voltage [V]	5	5	5
Stability	Unconditional	Unconditional	Unconditional

ผลวัดทดสอบอัตราขยาย (S_{21}) ดังแสดงในรูปที่ 3.19(ข) พบว่า อัตราขยายของวงจรมีค่าคงที่ประมาณ 24 เดซิเบล ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน ซึ่งมีค่าต่ำกว่าผลการจำลองประมาณ 0.5 ถึง 1 เดซิเบล โดยอาจเกิดจากการสูญเสียกำลังภายในพอร์ตนำสัญญาณ (RF connector) ทั้งด้านขาเข้าและขาออกของวงจรขยาย นอกจากนี้อัตราขยายมีแนวโน้มที่ลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น เนื่องมาจากภายในทรานซิสเตอร์มีค่าตัวเก็บประจุ C_{π} และ C_{μ} ดังแสดงในวงจรแบบจำลองในรูปที่ 4.1 ผลกระทบจาก C_{μ} อาจสามารถละเลยได้เนื่องจากมีค่าความเก็บประจุที่ต่ำ ในขณะที่ผลกระทบจาก C_{π} จะเริ่มส่งผลทำให้ค่าส่งผ่านความนำของทรานซิสเตอร์ (g_m) ลดลงเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น จึงทำให้อัตราขยายของทรานซิสเตอร์ลดลงตามไปด้วย



รูปที่ 4.1 แบบจำลองไฮบริดพาย (Hybrid-Pi model) ของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลารชนิด Heterojunction [21]

ผลวัดทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 3.19(ก) พบว่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่พอร์ตขาเข้าและขาออกมีค่ามากกว่า 11 และ 19 เดซิเบลตามลำดับ ผลวัดทดสอบมีค่าแตกต่างจากผลการจำลองเล็กน้อย ซึ่งอาจเกิดจากการประกอบและบัดกรีชิ้นส่วนอุปกรณ์ลงบนวงจร รวมถึงอาจมีค่าความคลาดเคลื่อนภายในของอุปกรณ์แพสซีฟ (ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ) นอกจากนี้ ค่า Geometrically stability factor ดังแสดงในรูปที่ 3.19(ค) ซึ่งคำนวณจากผลวัดทดสอบ S parameter พบว่ามีค่าต่ำกว่าผลการจำลองเล็กน้อย อย่างไรก็ตาม ค่าดังกล่าวยังคงมีค่ามากกว่า 1 ซึ่งบ่งชี้ว่าวงจรขยายสัญญาณสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพแบบไม่มีเงื่อนไขตลอดช่วงความถี่ใช้งาน

ผลวัดทดสอบตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนดังแสดงในรูปที่ 3.21 พบว่าค่าตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวนมีค่าไม่เกิน 1.42 เดซิเบล ตลอดช่วงความถี่ 400 ถึง 800 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีค่ามากกว่าผลการจำลองประมาณ 0.4 เดซิเบล สาเหตุดังกล่าวอาจเกิดจากสัญญาณรบกวนจากสภาพแวดล้อมภายในห้องวัดทดสอบ เช่น แสงไฟฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent light) ภายในห้องวัดทดสอบ และสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุอื่นๆ (โทรศัพท์มือถือ หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ข้างเคียง) เป็นต้น รวมถึงความคลาดเคลื่อนจากอุปกรณ์วัดทดสอบด้วยเช่นกัน

ผลการวัดทดสอบจุดบีบอัด 1-dB ดังแสดงในรูปที่ 3.22 พบว่าจุดบีบอัด 1-dB ที่พอร์ตขาเข้าและขาออกมีค่าประมาณ -14 และ 8 เดซิเบลมิลลิวัตต์ ตามลำดับ จากผลการวัดทดสอบภาคสนามของสายอากาศแบบแพสซีฟดังแสดงในตารางที่ 3.3 ค่ากำลังสัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศแบบแพสซีฟมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 60 เดซิเบลไมโครวัตต์ หรือ -48 เดซิเบลมิลลิวัตต์ ซึ่งค่าดังกล่าวมีค่าต่ำกว่าจุดบีบอัด 1-dB ที่พอร์ตขาเข้าของวงจรขยายสัญญาณ ดังนั้นการใช้งานสายอากาศแบบแอคทีฟยังคงอยู่ในช่วงการทำงานเชิงเส้นของวงจรขยายสัญญาณ

ตารางที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะเฉพาะของวงจรรขยายสัญญาณงานในงานวิทยานิพนธ์นี้
กับงานวิจัยอื่นที่มีช่วงความถี่ทำงานในย่าน UHF

Parameter	[10]	[11]	[14]	[16]	This work
Frequency [MHz]	450-800	460-870	360 - 460	40-1000	400-800
Gain [dB]	11	21.5	23.7	10	24
Return loss [dB]	20	≥ 12	≥ 16	≥ 15	> 11
Noise figure [dB]	3-4	< 4.7	1 ± 0.5	3.5	< 1.42
Chip type	CMOS	CMOS	SiGe HBT	SiGe HBT	SiGe:C HBT
Power consumption [mW]	3.6	27	32	125	65
Substrate	FR4	N/A	FR4	N/A	FR4

ผลเปรียบเทียบลักษณะเฉพาะของวงจรรขยายที่พัฒนาขึ้นในงานวิทยานิพนธ์นี้กับที่นำเสนอในงานวิจัย
อื่นที่ใช้งานในย่านความถี่ UHF ใกล้เคียงกัน ดังแสดงใน

พบว่าวงจรรขยายสัญญาณที่พัฒนาด้วยทรานซิสเตอร์แบบไบโพลารชนิด Heterojunction
สามารถให้สมรรถนะได้ดีเทียบเท่ากับวงจรรวมซิลิคอนในราคาต้นทุนที่ต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม วงจรรขยาย
สัญญาณที่ใช้งานรวมซิลิคอนยังมีข้อได้เปรียบในแง่ของอัตราการใช้พลังงานที่ต่ำมาก

4.1.2 วิเคราะห์และสรุปผลการวัดทดสอบสายอากาศแบบแพสซิฟและแอคทีฟ

ผลการวัดทดสอบการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแบบแพสซิฟ [5] ที่เป็น
สายอากาศต้นแบบและสายอากาศแบบแอคทีฟซึ่งประกอบด้วยวงจรรขยายที่พัฒนาในงานวิทยานิพนธ์
นี้ ดังแสดงในรูปที่ 3.27 พบว่า สายอากาศแบบแอคทีฟมีการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับที่ดีขึ้นเมื่อ
เปรียบเทียบกับสายอากาศแบบแพสซิฟ และช่วงความถี่ใช้งานกว้างขึ้น เนื่องจากวงจรรขยายสัญญาณมี
ส่วนช่วยปรับปรุงอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศให้มีความใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะของ
ระบบมากยิ่งขึ้นตลอดช่วงความถี่ใช้งาน

ผลการวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็ก (H-
plane) หรือระนาบ XZ ตามรูปที่ 3.26 โดยปรับตั้งแกนโพลาริเซชันของสายอากาศตัวรับและตัวส่ง
ให้ตรงกัน (Co-polarization) ดังแสดงในรูปที่ 3.29 พบว่าที่ย่านความถี่ 400 และ 440 เมกะเฮิรตซ์
แบบรูปการรับสัญญาณของสายอากาศแบบแพสซิฟและแอคทีฟมีลักษณะไม่สม่ำเสมอในรอบทิศทาง
เนื่องจากค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศแบบแพสซิฟมีค่าต่ำมากที่ความถี่
ดังกล่าว สายอากาศจึงไม่สามารถส่งผ่านกำลังสัญญาณได้ดีเท่าที่ควร อย่างไรก็ตามที่ความถี่อื่น ๆ
สายอากาศแบบแพสซิฟและแอคทีฟมีแบบรูปการรับสัญญาณค่อนข้างสม่ำเสมอรอบทิศทาง

นอกจากนี้ กำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแอกทิฟมีค่ามากกว่ากำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแพสซีฟประมาณ 20 เดซิเบล

ผลการวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณในระนาบ XZ โดยปรับตั้งแกนโพลาริเซชันของสายอากาศตัวรับและตัวส่งให้ตั้งฉากกัน (Cross-polarization) ดังแสดงในรูปที่ 3.30 พบว่า กำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแพสซีฟและแอกทิฟมีค่าต่ำลงเมื่อเทียบกับกรณีที่แกนโพลาริเซชันตรงกัน รวมถึงแบบรูปการรับสัญญาณมีลักษณะไม่คงที่รอบทิศทาง เนื่องจากลักษณะของสายอากาศนี้มีโครงสร้างแบบโมโนโพล อยู่ในแนวแกน Y (ตามแนวยาวของสายอากาศ ดังรูปที่ 3.26) สายอากาศจึงสามารถรับและแพร่กระจายสนามไฟฟ้าที่มีทิศทางโพลาริเซชันตามแนวแกน Y (Co-polarization) ได้ดี สำหรับการรับสัญญาณที่มีโพลาริเซชันของสนามไฟฟ้าในทิศทางที่ตั้งฉากกันจึงมีกำลังงานสูญเสียเกิดขึ้นเนื่องจากจากการไม่เข้ากันของโพลาริเซชัน (Polarization mismatch) อย่างไรก็ตาม กำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแอกทิฟยังคงมีค่ามากกว่ากำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแพสซีฟอยู่ประมาณ 20 เดซิเบล ซึ่งสอดคล้องกับอัตราขยายของวงจรรขยายสัญญาณ ทั้งนี้ อาจมีการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับบางส่วนที่เกิดขึ้นจากการไม่เข้ากันของอิมพีแดนซ์ที่จุดเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับวงจรรขยายสัญญาณเช่นกัน

ผลการทดสอบการใช้งานสายอากาศในสภาพแวดล้อมจริง ณ บริเวณต่าง ๆ ภายในจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ดังแสดงในตารางที่ 3.3 พบว่าค่ากำลังสัญญาณที่รับได้ของสายแบบแอกทิฟมีค่ามากกว่ากำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแบบแพสซีฟอยู่ประมาณ 20 – 25 เดซิเบล ทั้งนี้ การทดสอบบริเวณภายนอกอาคาร (ลานเกียร์และลานพระบรมรูปสองรัชกาล) พบว่า ค่ากำลังสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศทั้งสองแบบมีค่าต่ำกว่าเมื่อเทียบกับบริเวณภายในอาคาร เนื่องจากบริเวณภายนอกอาคารที่ทำการทดสอบมีอาคารสูงล้อมรอบและอาจเป็นตำแหน่งที่คลื่นเกิดการแทรกสอดแบบหักล้าง นอกจากนี้ผลวัดทดสอบค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณกับสัญญาณรบกวนของสายอากาศทั้งสองแบบมีค่าใกล้เคียงกัน ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายสัญญาณทำหน้าที่ขยายกำลังรับสัญญาณได้ดี โดยที่ไม่ได้เพิ่มสัญญาณรบกวนให้กับระบบภาครับสัญญาณอย่างมีนัยสำคัญ กล่าวคือสัญญาณรบกวนโดยส่วนใหญ่มาจากสภาพแวดล้อมที่ทำการทดสอบ (เช่น คลื่นความถี่วิทยุในย่านความถี่ใกล้เคียงกัน เป็นต้น) อย่างไรก็ตาม สัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลสามารถรับชมได้คมชัดทั้งภาพและเสียง

4.2 ข้อเสนอแนะ

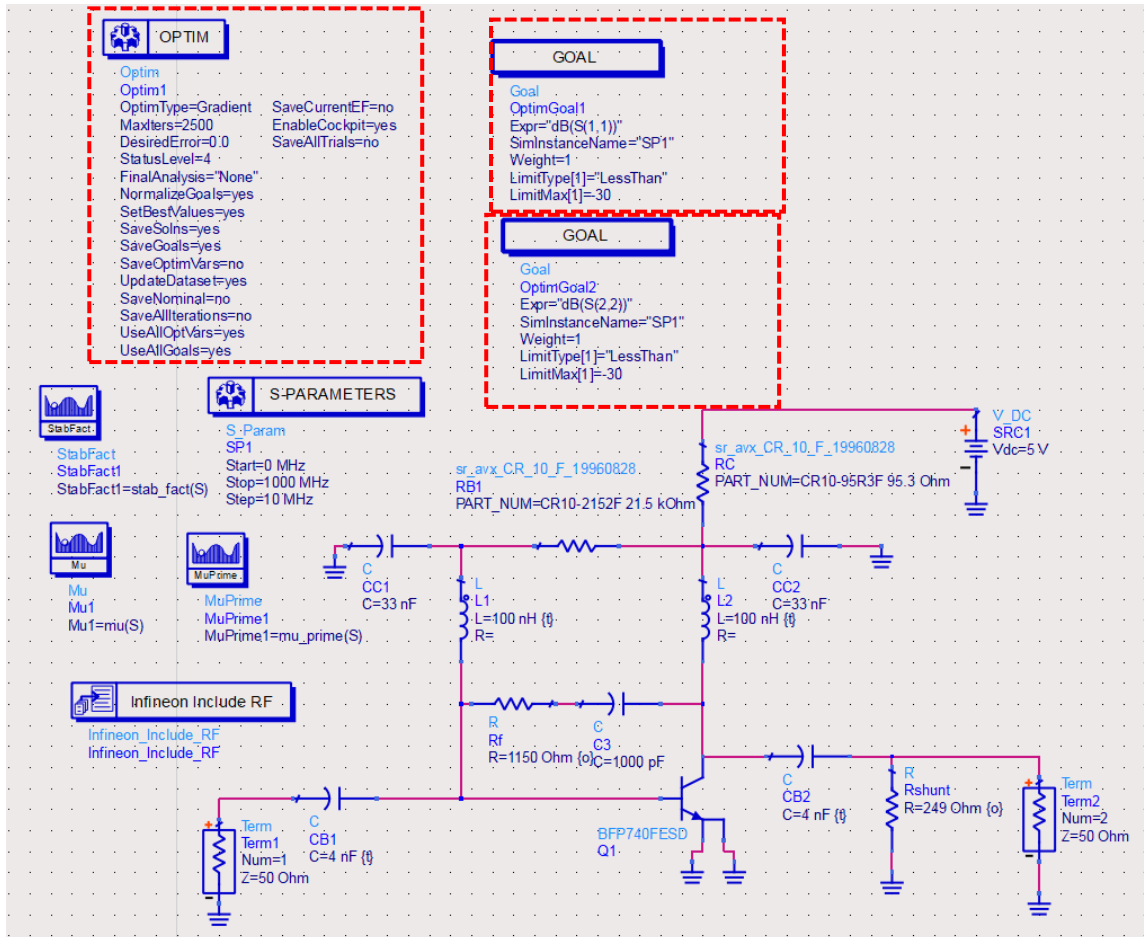
แนวทางการพัฒนางจรรขยายสัญญาณและสายอากาศแบบแอกทิฟ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและสมรรถนะในการใช้งานให้ดีขึ้นในอนาคต มีดังนี้

1. อุปกรณ์สำหรับระบบโทรทัศนิติจิทัลตามมาตรฐานมีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเท่ากับ 75 โอห์ม แต่สายอากาศและวงจรขยายสัญญาณต้นแบบในงานวิจัยนี้ถูกออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเท่ากับ 50 โอห์ม เนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบ ได้แก่ Vector Network Analyzer, Signal Analyzer, Noise source, Spectrum Analyzer, และชุดอุปกรณ์สำหรับวัดทดสอบแบบรูปการรับสัญญาณ ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเท่ากับ 50 โอห์ม อย่างไรก็ตาม การพัฒนาชิ้นงานต่อไปสำหรับนำมาใช้งานจริง ควรจะออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเฉพาะเท่ากับ 75 โอห์ม ตามมาตรฐาน โดยการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์แพสซีฟและขนาดของสายส่ง เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพในการส่งถ่ายกำลังสัญญาณได้สูงสุดในการใช้งานจริง
2. การออกแบบวงจรร่วมกับสายอากาศอาจนำเทคนิคการปรับปรุงการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ด้วย Stub มาใช้ เพราะในบริเวณสายป้อนยังมีพื้นที่เหลือเพียงพอสำหรับการเพิ่ม Stub เนื่องจากการปรับปรุงการเข้ากันของอิมพีแดนซ์โดยใช้อุปกรณ์แพสซีฟ (ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ) มีข้อจำกัดในแง่ของอุปกรณ์วางขายในท้องตลาดมีค่าที่เฉพาะเจาะจงเพียงบางค่าขึ้นอยู่กับขนาดทางกายภาพและประเภทของการใช้งาน ดังนั้น อุปกรณ์ที่หาได้จึงอาจมีค่าคลาดเคลื่อนจากค่าที่จำลองด้วยโปรแกรมอยู่บ้าง
3. การออกแบบระบบจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง อาจเพิ่มตัวเหนี่ยวนำที่พอร์ตขาออกของวงจรขยายสัญญาณ ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่วงจรไบแอส และตัวเก็บประจุซึ่งทำหน้าที่ป้องกันไม่ให้ไฟฟ้ากระแสตรงไหลเข้าสู่ตัวต้านทานแบบขนาน เนื่องจากในทางปฏิบัติ กล่องแปลงสัญญาณโทรทัศนิติจิทัลสามารถเลือกเปิดการจ่ายไฟเลี้ยงมาตามสาย Coaxial cable สำหรับสายอากาศแบบแอกทีฟ เพื่อความสะดวกในการใช้งาน อย่างไรก็ตามการวัดทดสอบวงจรขยายสัญญาณดังกล่าวต้องระมัดระวังมากขึ้น เนื่องจากการวัดทดสอบลักษณะเฉพาะของวงจรขยายจำเป็นต้องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเข้าสู่พอร์ตขาออก ซึ่งอาจมีกระแสไหลเข้าสู่อุปกรณ์วัดทดสอบ ด้วยเหตุดังกล่าวอาจก่อให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์วัดทดสอบได้นอกจากนี้การเพิ่มตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอาจส่งผลให้อิมพีแดนซ์ที่พอร์ตขาเข้าและขาออกของวงจรขยายเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งต้องทำการปรับเปลี่ยนวงจรในส่วนที่ทำหน้าที่ปรับปรุงการเข้ากันของอิมพีแดนซ์ใหม่ให้สอดคล้องกัน



ภาคผนวก ก : การใช้งานฟังก์ชัน Optimization ในโปรแกรม ADS เพื่อใช้คำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ เพื่อใช้ในวงจรปรับการเข้ากันของอิมพีแดนซ์

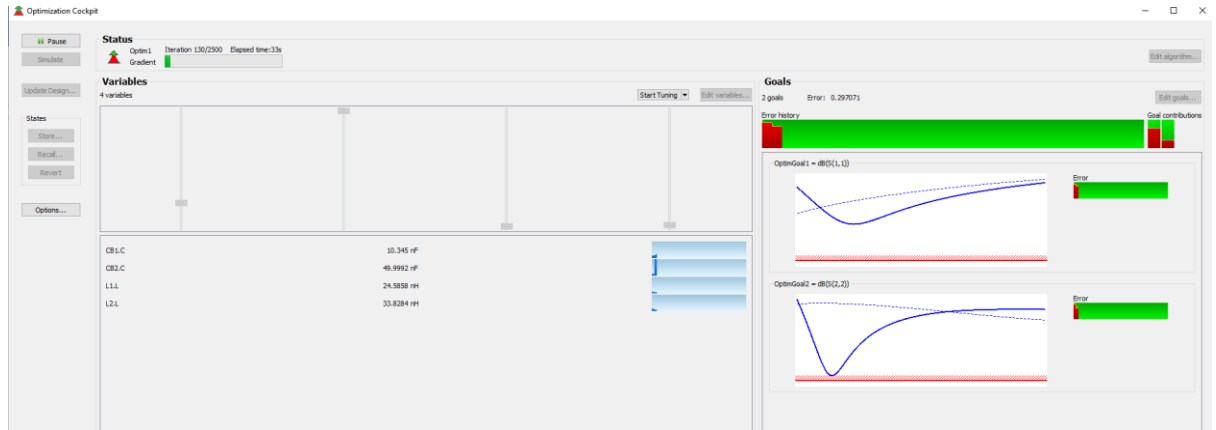
สร้างแผนผังวงจรพร้อมกับแทรกฟังก์ชัน Optimization พร้อมทั้งตั้งค่าเป้าหมาย (ขนาดของ S_{11} และ S_{22}) ให้มีค่าต่ำกว่า -20 เดซิเบล



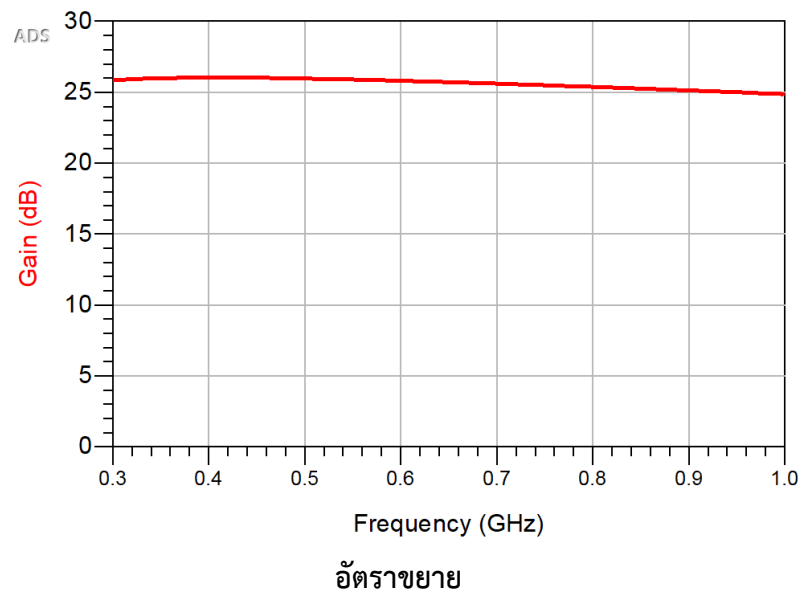
เลือกชิ้นส่วนอุปกรณ์แพสซีฟที่ต้องการใช้โปรแกรมคำนวณเพื่อปรับเปลี่ยนค่า

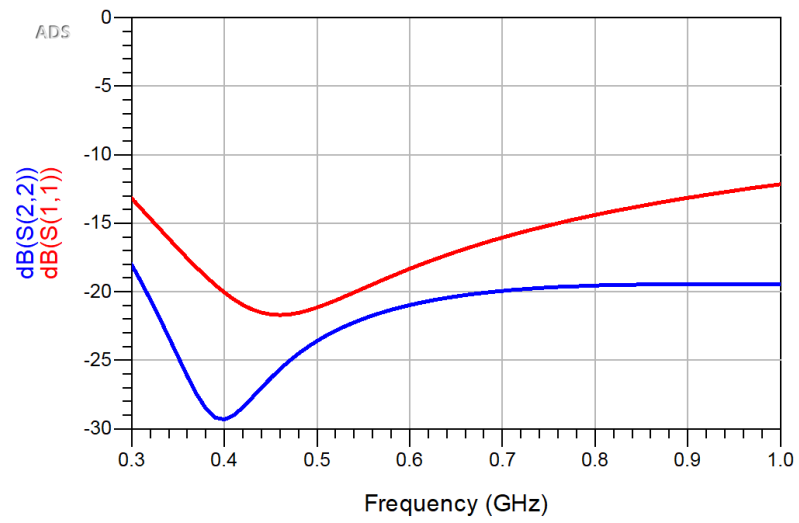
	Name	Value	Units	Format	Min +/- %	Units	Max	Units	Step	Units
1	<input checked="" type="checkbox"/> CB1.C	5.99959	nF	Min/Max	8e-12		50e-9			
2	<input checked="" type="checkbox"/> CB2.C	2.00045	nF	Min/Max	8e-12		50e-9			
3	<input checked="" type="checkbox"/> L1.L	50.0192	nH	Min/Max	20e-9		1e-6			
4	<input checked="" type="checkbox"/> L2.L	70.5741	nH	Min/Max	20e-9		1e-6			
5	<input type="checkbox"/> Rf.R	1.15	kOhm	Min/Max	1.65		10			
6	<input type="checkbox"/> Rshunt.R	249	Ohm	Min/Max	1.65		10			

รูปแสดงแสดงหน้าต่างการทำงานของฟังก์ชัน Optimization

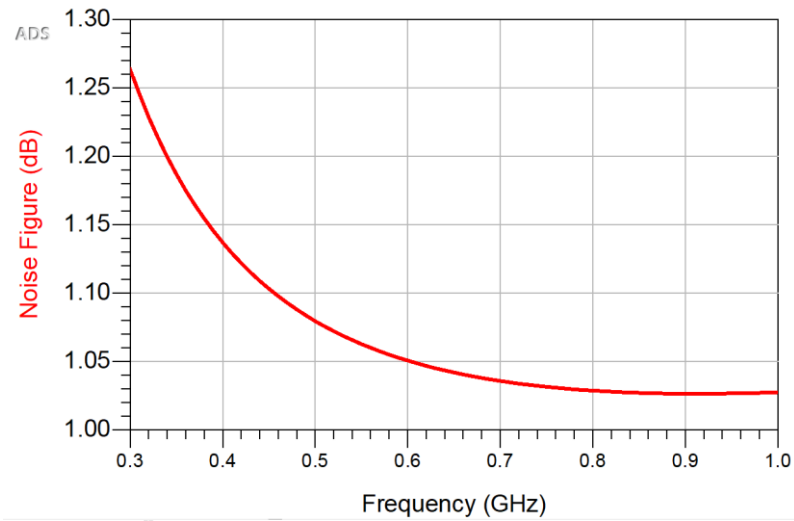


ผลการจำลองหลังจากทำการปรับปรุงค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้แก่ อัตราขยาย การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน และ Geometrically stability factor ดังแสดงในรูปต่อไปนี้ตามลำดับ

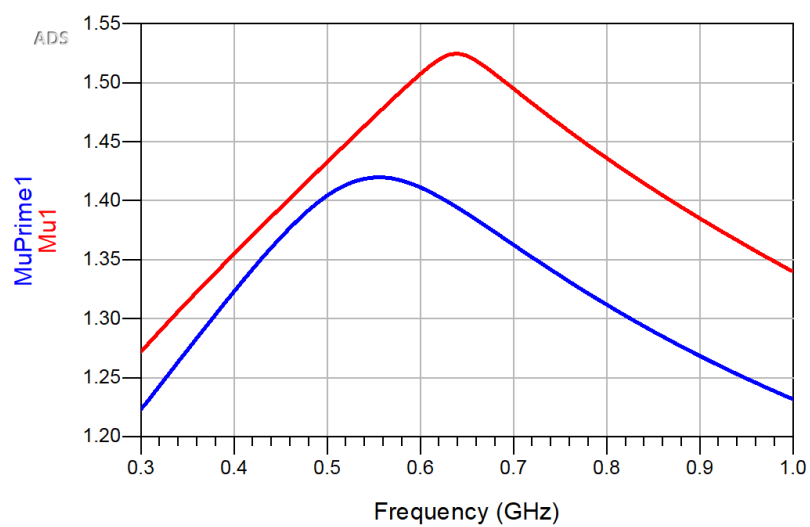




การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ



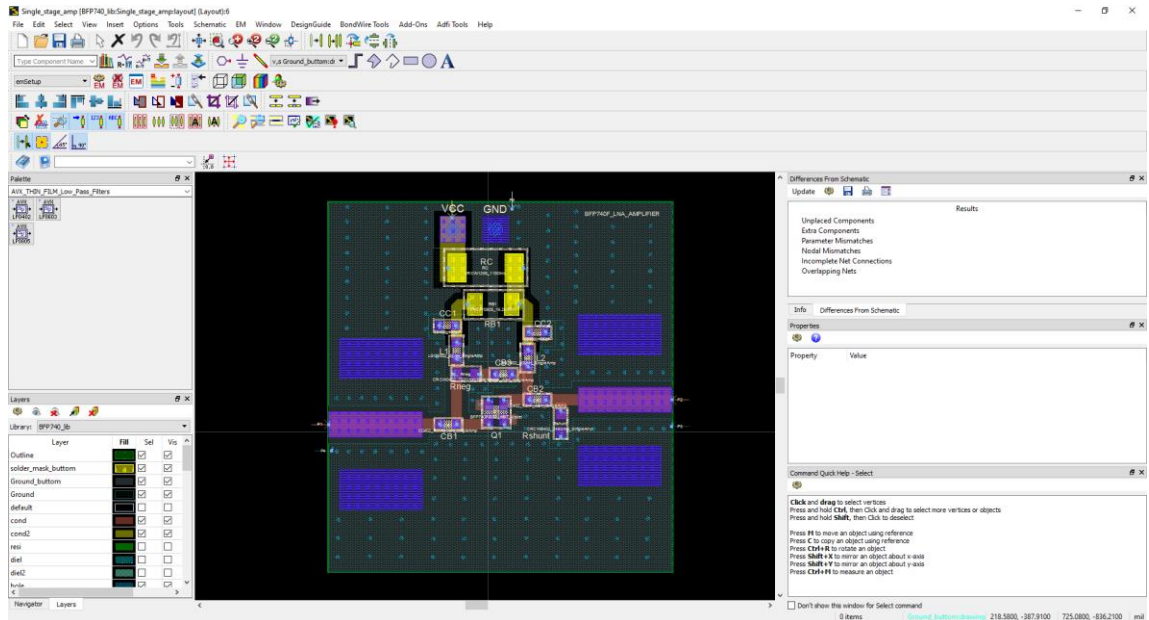
ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน



Geometrically stability factor

ภาคผนวก ข : การใช้งานฟังก์ชัน EM co-simulation ในโปรแกรม ADS เพื่อใช้จำลองและวิเคราะห์ที่ร่วมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของแผ่นวงจรพิมพ์

เริ่มด้วยการสร้างลายพิมพ์และทำการเชื่อมต่อนั้นส่วนให้ครบถ้วนตรงตามแผนผังวงจร



จากนั้นทำการเลือกการประมวลผลแบบวงจรสำหรับชิ้นส่วนอุปกรณ์แพสซีฟและ

ทรานซิสเตอร์

EM BFP740_lib:Single_stage_amp:emSetup * (EM Setup for cosimulation)

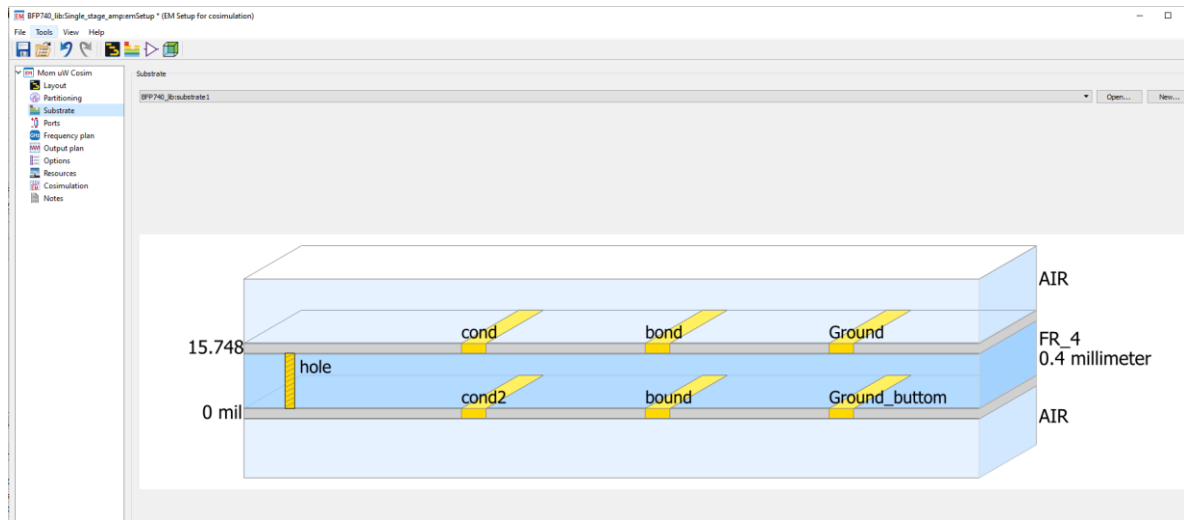
File Tools View Help

Partitioning

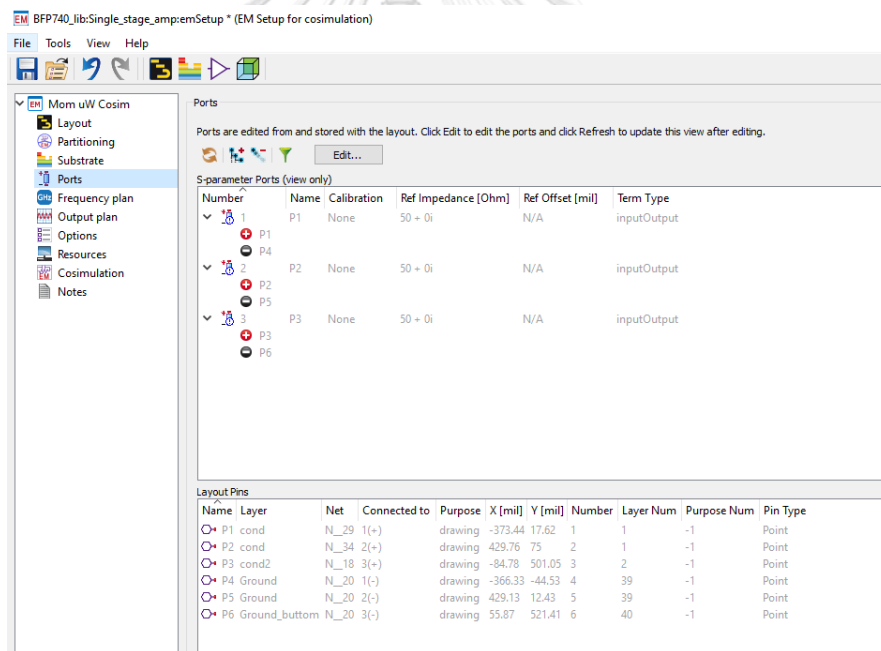
Policy: Enter space separated list to override standard policy: preferred em circuit

Parent Library	Parent Cell	Parent View	Instance Name	Instance Lib:Cell	Partitioning Rule	
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	CB1	BFP740_lib:CO402_10nF_CB1_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	CB2	BFP740_lib:CO402_10nF_CB1_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	CB3	BFP740_lib:CO402_470pF_CB3_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	CC1	BFP740_lib:CO402_100pF	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	CC2	BFP740_lib:CO402_100pF	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	L1	BFP740_lib:LGQ0402_82nH_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	L2	BFP740_lib:LQG0402_100nH_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	Q1	BFP740_lib:BFP740FESD_HBT_Model	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	RB1	BFP740_lib:CRCW0805_16.2kOhm	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	RC	BFP740_lib:CRCW1206_110Ohm	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	Rneg	BFP740_lib:CRCW0402_750Ohm_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout
BFP740_lib	Single_stage_amp	layout	Rshunt	BFP740_lib:CRCW0402_249Ohm_SingleAmp	circuit	circuit using ports from layout

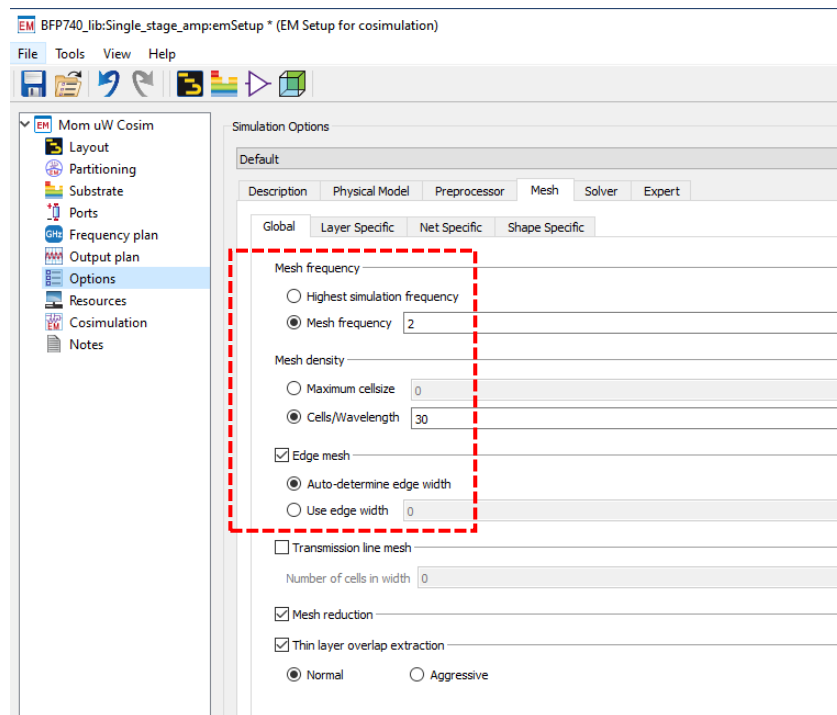
ทำการกำหนดรูปแบบชั้นและวัสดุของแผ่นวงจรพิมพ์ รวมทั้งเลือกวัสดุสำหรับสร้างลายพิมพ์



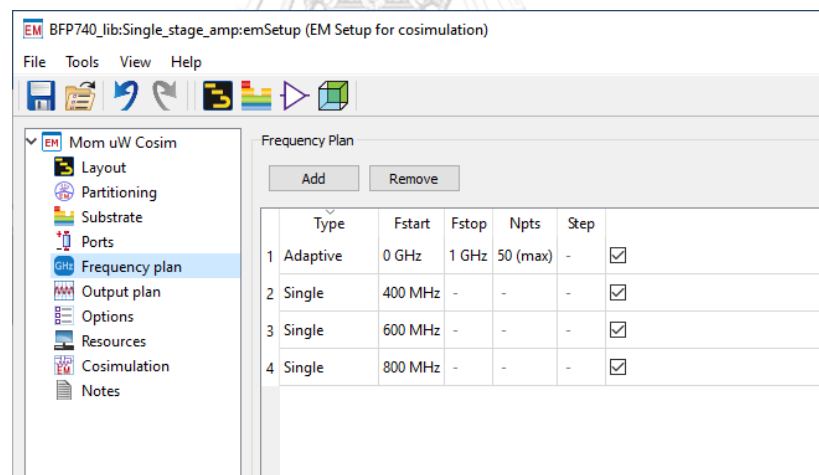
กำหนดรูปแบบการจำลองของพอร์ตให้สอดคล้องกับแผ่นวงจรพิมพ์



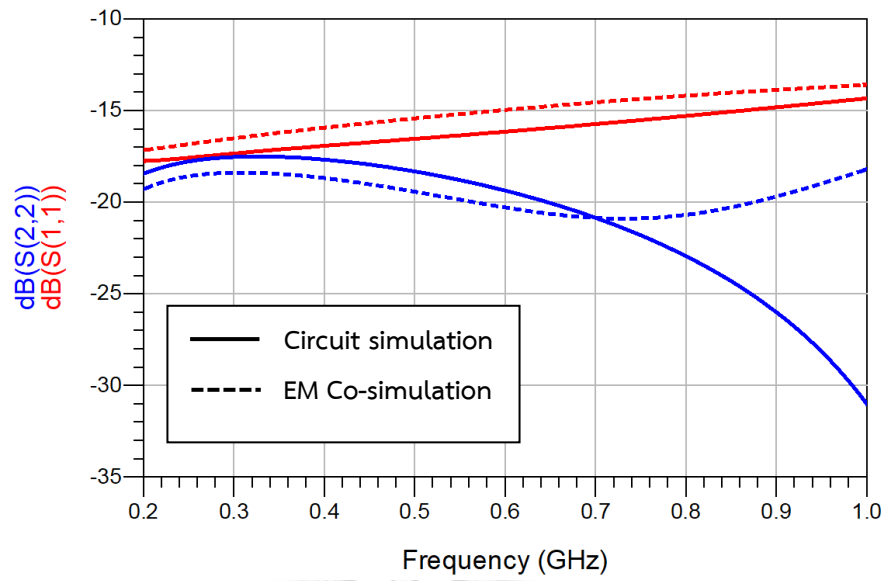
ปรับตั้งค่า Mesh frequency เท่ากับ 2 กิกะเฮิรตซ์ (หรือประมาณสองเท่าของความถี่ใช้งานสูงสุดของอุปกรณ์) และ Mesh density เท่ากับ 30 เซลล์ต่อความยาวคลื่น (การกำหนดค่ามากขึ้นจะให้ผลจำลองที่แม่นยำมากขึ้นแต่จะใช้เวลาประมวลผลนาน)



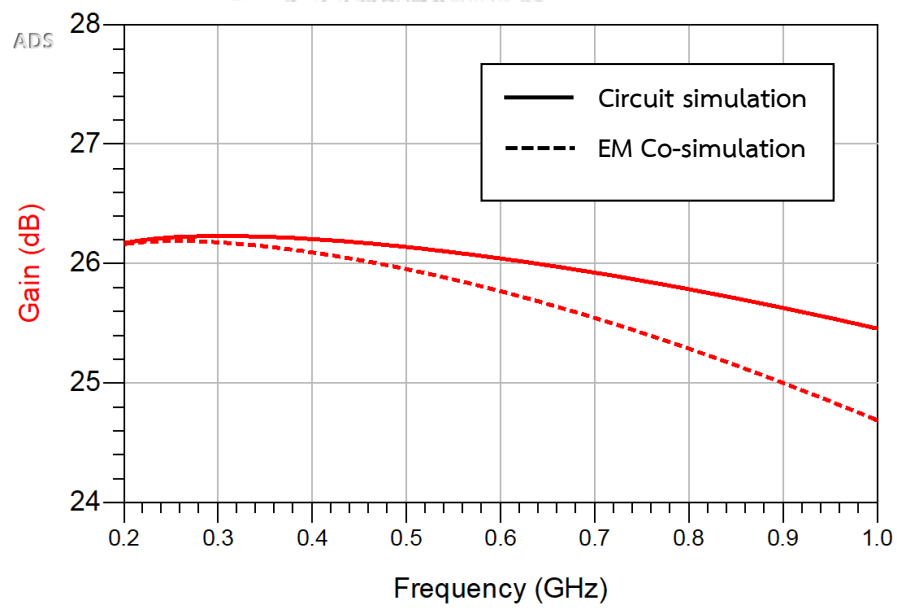
กำหนดช่วงความถี่ที่ต้องการจำลอง



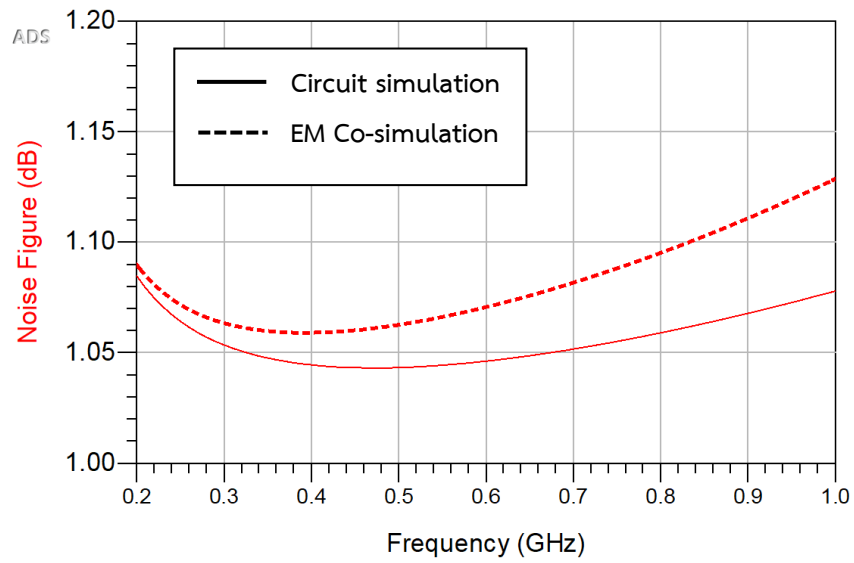
ผลการจำลองเปรียบเทียบระหว่างการจำลองทางวงจรร่วมกับการจำลองรวมทางวงจรและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของแผ่นวงจรมิพได้แก่ อัตราขยาย การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน และ Geometrically stability factor ดังแสดงในรูปต่อไปนี้ตามลำดับ



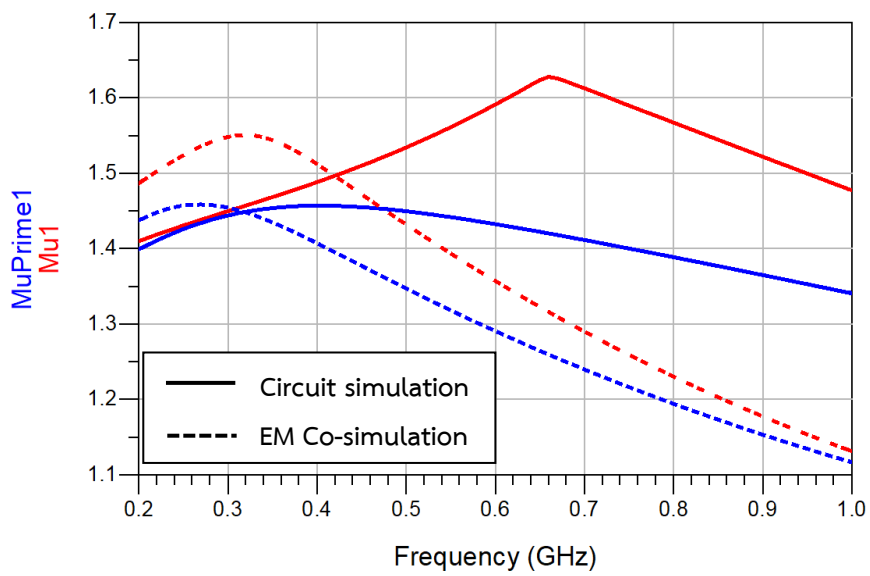
การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ



อัตราขยาย



ตัวเลขแสดงสัญญาณรบกวน



Geometrically stability factor

บรรณานุกรม

1. คณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ, แผนการเปลี่ยนระบบการรับส่งสัญญาณวิทยุโทรทัศน์เป็นระบบดิจิทัล. พ.ศ. 2555.
2. S.Pimpol and R.Wongsan. *Bandwidth Improvement of Band-Notched Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception*. in *ISCIT 2013*. Surat Thani, Thailand.
3. C. Phongcharoenpanich, W. Polkaew, B. Luadang, and P. Akkaraekthalin, *A Horizontally Polarized Omnidirectional Antenna Using Stacked Curve Dipoles for DTV Reception*. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2015. pp. 1-9, 2015.
4. T. Pratum Siri and P. Janpugdee. *Development of Built-in Low-profile Antenna for Digital Television*. in *IEEE CAMA 2015*. Chiang Mai, Thailand. 2015.
5. T. Pratum Siri and P. Janpugdee. *Flexible Printed Antenna for Digital TV Reception*. in *ISAP 2017*. Phuket, Thailand. 2017.
6. N. Bangkaew, R. Wunnaleart, S. Kawdungta, and C. Phongcharoenpanich, *Compact Asymmetrical Patch Dipole Antenna for Indoor Digital Terrestrial Television Reception*. in *ISAP 2017*. Phuket, Thailand. 2017.
7. คณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ, แผนความถี่วิทยุสำหรับกิจการโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิทัล. พ.ศ. 2561.
8. คณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ, มาตรฐานทางเทคนิคของอุปกรณ์ขยายสัญญาณภาครับสำหรับกิจการโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิทัล. พ.ศ. 2561.
9. Keysight Technologies, *Practical RF Amplifier Design Using the Available Gain Procedure and the Advanced Design System EM/Circuit Co-Simulation Capability*. 2014.
10. K. Cho and S. Hong, *Design of a VHF/UHF/L-Band Low-Power Active Antenna for Mobile Handsets*. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, 2012.
11. C.-T. Huang, C.-C. Chen, and H.-W. Tsao, *A 460MHz-870MHz CMOS Wideband Low Noise Amplifier for DVB-T*. 2008 IEEE International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), pp. 47-50. 2008.

12. P.-H. Chen and J.-R. Yang, *A Highly Linear Broadband CMOS LNA with Noise Cancellation*, in *2012 Spring Congress on Engineering and Technology*. pp. 1-4, 2012.
13. อภิศักดิ์ วรพิเชฐ, เทคนิควงจรรวมซีมอสไร้สาย. พ.ศ. 2554, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
14. V. Doki, S. Nandanwar, and J. Thaklar, *Balanced Amplifier Technique for LNA in UHF Band*, in *2015 fifth International Conference on Communication Systems and Network Technologies*. pp. 24-27, 2015.
15. W.-Z. Xu, et al., *The Design of SiGe HBT Balanced Broadband Low Noise Amplifier*, in *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. 2008.
16. H. Gul and A. Simin. *Noise optimization of a broadband LNA for tuner*. in *2013 International Conference on IC Design & Technology (ICIDT)*. 2013.
17. S.-Z. Huang, W.-L. Zhu, and W. Lin, *Design of a broadband LNA for TV tuner*, in *2007 7th International Conference on ASIC*. pp. 639-642, 2007.
18. *Data Sheet and SPICE Model of BFP740F SiGe:C NPN RF bipolar transistor*, Infineon Technologies
19. *Types and Characteristics of RF (Radio Frequency) Inductors: Selecting the optimum Components* Available from: <https://www.murata.com>.
20. *Application of ceramic capacitors* Available from: <https://www.murata.com>.
21. G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*. Prentice-Hall, NJ, 1997.
22. M. L. Edwards and J. H. Sinsky, *A new criterion for linear 2-port stability using geometrically derived parameters*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.40(Dec. 1992): pp. 2303-2311, 1992.
23. R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*. John Wiley & Sons Inc., 2001.
24. SMT Library in Advanced Design System 2011, Agilent Technologies, Keysight Technologies Available from: <http://edadownload.software.keysight.com/>.
25. Smith-Chart Software V4.1 and Related Documents Available from: <http://www.fritz.dellsperger.net/smith.html>.
26. H.-S. Yap., *How to Design Broadband Impedance Matching Networks*. Available

from: <https://www.keysight.com>.

27. *Data Sheet Keysight E5063A ENA Vector Network Analyzer* Available from: <https://literature.cdn.keysight.com>.
28. *Noise Figure Measurement Accuracy: The Y-Factor Method*. Available from: <https://www.keysight.com>.





จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
CHULALONGKORN UNIVERSITY

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	ITTABOON WATCHARASATIENPAN
วัน เดือน ปี เกิด	15 March 1994
สถานที่เกิด	Phetchaburi
วุฒิการศึกษา	B.Eng.
ที่อยู่ปัจจุบัน	15 Pongsuriya 3 Tharub Meuang Phetchaburi 76000
ผลงานตีพิมพ์	I. Watcharasatienpan, and P.Junpugdee, "A UHF Broadband Low-Noise Amplifier for Active Digital TV Antenna" Proceeding of The 34th International Technical Conference on Circuit/System, Computers and Communications (ITC-CSCC) 2019. pp.41-44, 2019