

สายอากาศเอกทีฟอินжекชันล็อกโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่

นายประเสริฐ สุขพงษ์

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2548

ISBN 974-533-504-5

**INJECTION-LOCKED ACTIVE ANTENNA
USING DUAL GATE FET**

Prasert Sukpong

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

Suranaree University of Technology

Academic Year 2005

ISBN 974-533-504-5

ลายอาทาศแอกที่ฟอินเจกชั้นลือกโดยใช้เฟตชนิกเกตู่

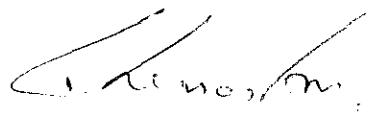
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ผศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)

ประธานกรรมการ



(อ. ดร.ชาญชัย ทองโสภะ)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(อ. ดร.รังสรรค์ ทองทา)

กรรมการ



(ผศ. ดร.พิเชฐ ม่วงนวล)

กรรมการ



(รศ. ดร.เสาวณีย์ รัตนพานิ)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ



(รศ. น.อ. ดร.วรพงษ์ จำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ประเสริฐ สุขพงษ์ : สายอากาศแอคทีฟอินжекชันล็อกโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่
(INJECTION-LOCKED ACTIVE ANTENNA USING DUAL GATE FET)
อาจารย์ที่ปรึกษา : ดร. ชามุขัย ทองโสภา, 83 หน้า. ISBN 974-533-504-5

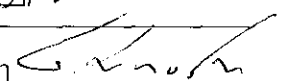
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และเปรียบเทียบผลของการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ของสายอากาศแอคทีฟในรูปของความถี่ f/n เมื่อ f คือความถี่ของการออสซิลเลตและ n คือ จำนวนเต็ม 1, 2, 3 ตามลำดับ โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นเฟตชนิดเกตคู่ ซึ่งการอินжекชันล็อกทำการกระตุ้นจากสัญญาณความถี่จากภายนอกที่ขาเกตหนึ่ง (G1) ส่วนขาเกตสอง (G2) ของเฟตใช้สำหรับการออกแบบวงจรออสซิลเลตที่ความถี่ 2.2 GHz ผลของการทดสอบการอินжекชันล็อกทำให้สัญญาณรบกวนเฟส (phase noise) ของสายอากาศแอคทีฟลดลง และการออสซิลเลตมีเสถียรภาพ วัดสัญญาณรบกวนเฟสได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซตด้วยการกระตุ้นที่ความถี่ 2.2 GHz จากโครงสร้างของเฟตชนิดเกตคู่ทำให้วงจรกระตุ้นรวมเป็นวงจรเดียวและต้นทุนต่ำ จึงเหมาะสำหรับนำไปใช้ในการส่งสัญญาณอาร์เอฟและไมโครเวฟ ในระบบสื่อสารไร้สายต้นทุนต่ำ เช่น ระบบ RFID และระบบแสดงตำแหน่งภายใน

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2548

ลายมือชื่อนักศึกษา



ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา



PRASERT SUKPONG : INJECTION-LOCKED ACTIVE ANTENNA USING
DUAL GATE FET. THESIS ADVISOR : CHANCHAI THONGSOPA, Ph.D.
83 PP. ISBN 974-533-504-5

ACTIVE ANTENNA/ INJECTION-LOCKED

This thesis presented the analysis, design, experiment and comparison the results of injection-locked of active antenna by using a dual gate MESFET from injecting external signal into the gate (G1) at f/n ; f is free-running oscillation frequency and n is integer 1, 2 and 3. The other gate (G2) used oscillation at 2.2 GHz. The results of injection-locked took to a low phase noise and self-oscillating active antenna has stable. Phase noise was measure to be -89 dBc/Hz at the 10 kHz offset by used injecting at 2.2 GHz. The structure of dual gate MESFET took it a single low cost highly compact. So it has capability required; microwave transmission on low cost wireless systems such as RFID tags and indoor positioning systems.

School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2005

Student's Signature

Advisor's Signature

S. Prasert.

T. Chanchai.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่างๆ ได้แก่

อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภาก อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา แนะนำ แก้ปัญหา และกำลังใจ แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ผู้ช่วยอธิการบดี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้โอกาสในการศึกษา คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา หัวหน้าสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้คำปรึกษาอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และกำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด

อาจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก อาจารย์ ดร.วิภาวี อุสาหะ และอาจารย์ปิยาภรณ์ กระฉอดนอก อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่กรุณาให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ คุณประพล จาระตะคุ วิศวกรศูนย์เครื่องมือ รวมทั้งเจ้าหน้าที่ศูนย์เครื่องมือ วิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่าน ที่ช่วยอำนวยความสะดวก ทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ คุณบริบูรณ์ ดีกา คุณเสาวริน กันหา คุณวันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ เพื่อนๆ และพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

และต้องขอขอบคุณ คุณปวีณสมร สุขพงษ์ ภรรยา และ เด็กหญิงชุตติกาญจน์ สุขพงษ์ บุตรีของผู้วิจัย ที่เป็นเสมือนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ดีเสมอมาตลอด จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต

ประเสริฐ สุขพงษ์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูป.....	ช
คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ.....	ณ

บทที่

1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.4 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ของผลการวิจัย.....	3
1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 การวิเคราะห์การกระตุนสายอากาศเอกทีฟ.....	5
2.3 ทฤษฎีสายนำสัญญาณไมโครสตริป.....	12
2.3.1 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล.....	13
2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ.....	14
2.4 ทฤษฎีการออสซิลเลเตอร์.....	15
2.4.1 เงื่อนไขของการออสซิลเลต.....	17
2.4.2 เงื่อนไขของเสถียรภาพ.....	19
2.5 การออกแบบโครงข่ายวงจรแมตซ์.....	22
2.5.1 สดับแมตซ์เชิงเดี่ยว.....	23

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5.2 การออกแบบ.....	23
2.6 ทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแพตช์.....	25
2.6.1 คุณลักษณะของแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก.....	25
2.6.2 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริป.....	26
2.6.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป.....	27
2.7 สรุป.....	29
3 การออกแบบสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิดเกตุ.....	31
3.1 กล่าวนำ.....	31
3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์.....	31
3.2.1 การโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น.....	31
3.2.2 การโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	34
3.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับโครงข่ายสองพอร์ต.....	39
3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่.....	39
3.3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้.....	45
3.4 สรุป.....	46
4 การทดลองและผลการทดลอง.....	48
4.1 กล่าวนำ.....	48
4.2 ผลการทดลองวัดสัญญาณการออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ.....	48
4.3 ผลการทดลองวัดสัญญาณการอินเจกชันลือกจากการกระตุ้นสายอากาศแอกทีฟ.....	50
4.4 ผลการทดลองวัดย่านการลือกเทียบกับกำลังของสัญญาณกระตุ้น.....	52
4.5 ผลการทดลองวัดความถี่การออสซิลเลตเทียบกับแรงดันที่ป้อนวาวเรเตอร์ไดโอด.....	53
4.6 ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแอกทีฟ.....	54
4.7 ผลการทดลองวัดกำลังการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟ.....	56
4.8 สรุป.....	57
5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	58
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	58
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	60

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

รายการอ้างอิง.....	61
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. รายละเอียดของเฟตชนิกเกตคู่ เบอร์ NE 25139 และวาเรกเตอร์ ใดโอด เบอร์ SMV 1255-079LF.....	63
ภาคผนวก ข. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา.....	77
ประวัติผู้เขียน.....	83

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงสายอากาศเอกทีฟเมื่อถูกกระตุ้นสัญญาณและวงจรสมมูล	5
2.2 แสดงวงจรสมมูลสายอากาศเอกทีฟเมื่อถูกกระตุ้นสัญญาณ	6
2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป	13
2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปกับ W/h	15
2.5 แบบจำลองของออสซิลเลเตอร์ซึ่งแทนด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ต	16
2.6 โครงข่ายสองพอร์ตที่ใช้ทดแทนแบบจำลองของออสซิลเลเตอร์	16
2.7 แบบจำลองที่ใช้กำหนดเงื่อนไขของการออสซิลเลต สำหรับโครงข่ายสองพอร์ต	17
2.8 การสร้างวงกลมเสถียรภาพบนแผ่นสมิทชาร์ต	21
2.9 บริเวณที่เรเงาเป็นบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_T	21
2.10 บริเวณเรเงาเป็นบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_S	22
2.11 โครงข่ายการแมตช์โดยใช้สลับแบบเดี่ยว	23
2.12 การออกแบบสร้างสลับแบบเดี่ยวบนสมิทชาร์ต	24
2.13 แพตช์ของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป	25
2.14 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพตช์	26
2.15 สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก	28
3.1 ขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม	33
3.2 รูปถ่ายสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม	33
3.3 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม	34
3.4 แสดงขนาดของแพตช์สี่เหลี่ยมที่มีการแมตช์โดยใช้หม้อแปลง $\lambda_d/4$	37
3.5 แสดงรูปถ่ายสายอากาศไมโครสตริปแพตช์สี่เหลี่ยมที่แมตช์ โดยใช้หม้อแปลง $\lambda_d/4$	38
3.6 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม	38
3.7 ตำแหน่งของเฟดซึ่งต่ออยู่กับโครงข่ายสองพอร์ต	39
3.8 การป้อนกลับแบบอนุกรมที่ชาฮอร์สด้วยตัวเหนี่ยวนำ	41

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 วงกลมเสถียรภาพที่อินพุตของโครงข่ายวงจรสองพอร์ต.....	42
3.10 แสดงขนาดต่างๆของสายอากาศแอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบลิเนียร์.....	43
3.11 รูปถ่ายสายอากาศแอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบลิเนียร์.....	44
3.12 แสดงขนาดต่างๆของสายอากาศแอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	44
3.13 รูปถ่ายสายอากาศแอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	45
3.14 รูปถ่ายสายอากาศแอกทีฟแบบปรับค่าได้การโพลาไรซ์แบบลิเนียร์.....	46
3.15 รูปถ่ายสายอากาศแอกทีฟแบบปรับค่าได้การโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	46
4.1 แสดงการวัดสัญญาณการอสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ.....	49
4.2 สเปกตรัมการอสซิลเลตยังไม่มีการกระตุ้นสัญญาณภายนอก.....	49
4.3 สเปกตรัมของสายอากาศแอกทีฟที่มีการกระตุ้นสัญญาณภายนอก.....	50
4.4 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกัน ที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 2.2 GHz (fundamental frequency)	51
4.5 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกัน ที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 1.1 GHz (2 nd subharmonic)	51
4.6 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกัน ที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 733 MHz (3 rd subharmonic)	52
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านของการล็อกกับกำลังของสัญญาณที่กระตุ้น.....	53
4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การอสซิลเลตกับแรงดันที่ป้อนให้วาทเรกเตอร์ไดโอด.....	53
4.9 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น.....	54
4.10 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	55
4.11 โพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม.....	55
4.12 การวัดกำลังงานแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิก.....	56

คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ

MESFET	=	metal semiconductor field effect transistor
FET	=	field effect transistor
RFID	=	radio frequency identification
EIRP	=	effective isotropic radiated power
W	=	width of the microstrip or patch antenna
l	=	length of microstrip or patch antenna
h	=	thickness of substrate
G1	=	gat1 of FET
G2	=	gat2 of FET
S	=	source of FET
D	=	drain of FET
E	=	electric field
H	=	magnetic field
K	=	stability factor
S-parameter	=	scattering parameter
Z-parameter	=	impedance parameter
S_{11}	=	input reflection coefficient
S_{12}	=	reverse transmission coefficient
S_{21}	=	forward transmission coefficient
S_{22}	=	output reflection coefficient
Γ_{in}	=	input reflection coefficient
Γ_{out}	=	output reflection coefficient
Γ_T	=	load reflection coefficient
Γ_S	=	source reflection coefficient
Δ	=	delta factor
Z_{in}	=	input impedance
Z_{out}	=	output impedance

คำอธิบายสัญลักษณ์ และคำย่อ (ต่อ)

Z_s	=	source impedance
Z_T	=	load impedance
β	=	propagation constant
ϵ_r	=	relative permittivity
ϵ_{re}	=	effective dielectric constant
η	=	intrinsic impedance
λ_0	=	wavelength of electromagnetic wave in free space
λ_d	=	wavelength of electromagnetic wave in dielectric
R_{in}	=	input impedance of patch antenna
G_1	=	conductance of Y_1
V_p	=	phase velocity
f	=	frequency
r_s	=	radial of input stability circle
C_s	=	center of input stability circle
r_T	=	radial of output stability circle
C_T	=	center of output stability circle
Z_{OT}	=	transformer impedance
W_{eff}	=	effective width

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีการสื่อสารโทรคมนาคมในปัจจุบันได้มีการพัฒนาและขยายตัวอย่างรวดเร็วโดยเฉพาะระบบการสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบสื่อสารโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย ระบบสื่อสารแสดงเครื่องหมายที่ระบุไว้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (RFID) และระบบสื่อสารแสดงตำแหน่งภายใน (indoor positioning system) เป็นต้น เนื่องจากมีจุดเด่นคือง่ายต่อการติดตั้ง การขยายปริมาณพื้นที่ให้บริการ มีความคล่องตัวและรวดเร็ว โดยโครงสร้างของระบบสื่อสารไร้สายประกอบไปด้วยวงจรส่วนต่างๆ ที่ทำงานแตกต่างกัน แต่ส่วนหนึ่งของวงจรที่สำคัญและทำงานคล้ายกันคือ วงจรภาคส่วนหน้า (front-end) ซึ่งประกอบด้วยส่วนอุปกรณ์พาสซีฟ ได้แก่ สายอากาศ และส่วนอุปกรณ์แบบแอคทีฟ ได้แก่ วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์ และวงจรแอมพลิฟายเออร์ ปกติการออกแบบส่วนของสายอากาศและส่วนของวงจรแบบแอคทีฟจะถูกออกแบบแยกส่วนจากกัน แต่การนำไปใช้งานทั้งสองส่วนนี้ต้องใช้สายนำสัญญาณในการเชื่อมต่อผลที่เกิดขึ้นคือ ที่ย่านความถี่ที่สูงจะเกิดการสูญเสียของสัญญาณจากการส่งผ่านในการเชื่อมต่อ ทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง จึงได้มีการพัฒนาสายอากาศแอคทีฟขึ้นมาใช้งาน เพราะมีลักษณะเด่นที่สำคัญคือ ส่วนของสายอากาศและอุปกรณ์แบบแอคทีฟถูกออกแบบให้รวมเป็นวงจรเดียวกัน ทำให้สามารถลดการสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศและวงจรแอคทีฟ และยังทำให้มีขนาดเล็ก กระทัดรัด จึงเหมาะในการใช้งานที่ภาคส่วนหน้าของการรับ-ส่งสัญญาณย่านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ (Qian, and Itoh, 1998) และยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย โดยทั่วไปโครงสร้างของสายอากาศแอคทีฟประกอบด้วยอุปกรณ์แบบแอคทีฟ 1 ชิ้นหรือมากกว่า เช่น กันนำไดโอด (gunn diode) ซอตต์กีไดโอด (schottky diode) เฟต (FET) เป็นต้น รวมอยู่กับส่วนสายอากาศ โดยสายอากาศส่วนใหญ่จะเป็นชนิดแผ่นราบ เช่น ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ (printed dipoles) แพตช์ไมโครสตริป (microstrip patches) สายอากาศแบบร่อง (slot antennas) เป็นต้น แต่จากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศแอคทีฟที่ส่วนของสายอากาศถูกออกแบบให้ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นของการออสซิลเลต และพร้อมกับทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์ไปพร้อมๆ กัน เป็นผลให้สายอากาศแอคทีฟมีเสถียรภาพลดลงและมีสัญญาณรบกวนเชิงเฟส (phase noise) มากขึ้น ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการออสซิลเลตไม่คงที่ จึงได้มีการทำงานวิจัยโดยใช้

เทคนิคการอินเจกชันล็อก (injection-locked) ที่ความถี่ของการออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ (Chang, and Cao, 1997) เทคนิคการทำเฟสล็อกลูป (phase lock loop) (Andrews, and Hall, 1998) เทคนิคการควบคุมควาวิตี (cavity control) (Zheng, Gardenner, and Hall, 2001) และเทคนิคการใช้เรโซเนเตอร์ไดอิเล็กตริก (dielectric resonator) (Sironen, Qian, and Itoh, 2001) ในการเพิ่มเสถียรภาพและลดสัญญาณรบกวนเชิงเฟสของสายอากาศแอกทีฟ และจากวิธีการใช้เทคนิคอินเจกชันล็อกดังกล่าวนี้ มีการนำเสนอการอินเจกชันล็อกด้วยฮาร์โมนิกย่อย (subharmonic) ของความถี่การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิกเกตเดี่ยว ซึ่งมีข้อเสียคือต้องออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ของสัญญาณภายนอกที่มากระตุ้นสายอากาศแอกทีฟให้ทำงานไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) และมีขนาดความแรงที่สูงมาก (Fusco, Drew, and McDowall, 1993) และได้มีการนำเสนอการใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวมาต่อร่วมกัน โดยออกแบบให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวทำงานไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้การออสซิลเลตมีระดับแอมพลิจูดของสัญญาณแรงมากขึ้น เป็นผลให้ย่านของการล็อกของสัญญาณกว้างมากขึ้น (Poole, 1990) ซึ่งสามารถลดสัญญาณรบกวนเชิงเฟสและเพิ่มเสถียรภาพของสายอากาศแอกทีฟได้ดี แต่จะยุ่งยากในการออกแบบวงจรเนื่องจากต้องใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวให้ทำงานร่วมกัน

ดังนั้นงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสร้างสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิกเกตคู่และการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกเพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงเฟสและเพิ่มเสถียรภาพของสายอากาศแอกทีฟ การออกแบบสร้างใช้ขาเกตหนึ่งในส่วนของการออสซิลเลเตอร์ ส่วนขาเกตที่เหลือใช้สำหรับการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอก ทำให้การออกแบบสร้างสายอากาศแอกทีฟและการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกง่ายขึ้น และทำให้สายอากาศแอกทีฟมีขนาดเล็ก กระทัดรัด โดยเหมาะสำหรับนำไปใช้ในการส่งสัญญาณความถี่วิทยุและไมโครเวฟในระบบสื่อสารไร้สายต้นทุนต่ำได้แก่ ระบบสื่อสารแสดงเครื่องหมายที่ระบุไว้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ และระบบสื่อสารแสดงตำแหน่งภายใน เป็นต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- เพื่อศึกษาโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป เพื่อนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศแอกทีฟ
- เพื่อศึกษาการทำงาน การออกแบบและสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ย่านความถี่สัญญาณไมโครเวฟ
- เพื่อศึกษาการทำงาน การออกแบบและสร้างสายอากาศแอกทีฟที่ย่านสัญญาณความถี่ไมโครเวฟ
- เพื่อศึกษาการเกิดอินเจกชันล็อกของสายอากาศแอกทีฟโดยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก

นอกเพื่อลดสัญญาณรบกวนเชิงเฟสและเพิ่มเสถียรภาพของสายอากาศเอกทึฟ

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

- วิเคราะห์การเกิดอินเจกชันล๊อคของสายอากาศเอกทึฟ โดยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก
- ออกแบบ และสร้างสายอากาศเอกทึฟโดยใช้อุปกรณ์เฟตชนิคเกตุเป็นตัวออสซิลเลตสัญญาณ วงจรไบอัสออกแบบด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

- ดำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- ศึกษาออกแบบสายอากาศเอกทึฟ โดยใช้โครงสร้างแบบไมโครสตริปแพตช์ที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ
- ศึกษาออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้อุปกรณ์เฟตชนิคเกตุเป็นตัวออสซิลเลตสัญญาณ ด้วยโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ
- สร้างสายอากาศเอกทึฟที่ได้จากการออกแบบ
- วัดทดสอบหาคูณสมบัติของสายอากาศเอกทึฟ และการอินเจกชันล๊อคของสายอากาศเอกทึฟโดยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก
- ปรับแต่งและวัดทดสอบหาคูณสมบัติของสายอากาศเอกทึฟให้ได้ตามที่ออกแบบ

1.5 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย
- เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม
- เครื่องกำหนดสัญญาณความถี่สูง
- แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
- ชุดเครื่องวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- ได้สายอากาศเอกทึฟที่มีขนาดเล็กกระทัดรัด ต้นทุนต่ำ
- ได้เทคนิคการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกเพื่อให้สายอากาศเอกทึฟมีเสถียรภาพ

1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท และ 3 ภาคผนวก บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย รวมทั้งแนะนำเนื้อหาเบื้องต้นของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ส่วนบทอื่นๆ ประกอบด้วยเนื้อหาดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศแอกทีฟเมื่อมีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก เป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟสได้อย่างไร รวมไปถึงทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องในการออกแบบสายอากาศแอกทีฟ ได้แก่ ทฤษฎีสายนำสัญญาณไมโครสตริป ทฤษฎีออสซิลเลเตอร์ การออกแบบโครงข่ายวงจรแมตซ์ และทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแพตช์

บทที่ 3 อธิบายการออกแบบสายอากาศแอกทีฟโดยแบ่งเป็นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ทั้งการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นและการโพลาไรซ์แบบวงกลม และการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับโครงข่ายสองพอร์ต ทั้งวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่และวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง การวัดสัญญาณการออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ ผลการทดลองวัดสัญญาณการออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ ผลการทดลองวัดย่านการล็อกเทียบกับกำลังของสัญญาณกระตุ้น ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟ ผลการทดลองวัดกำลังการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟ

บทที่ 5 เป็นสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ภาคผนวก ก. รายละเอียดของเฟตชนิดเกตุ๋ เบอร์ NE 25139 และวาเรกเตอร์ไดโอด เบอร์ SMV 1255-079LF

ภาคผนวก ข. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

บทที่ 2

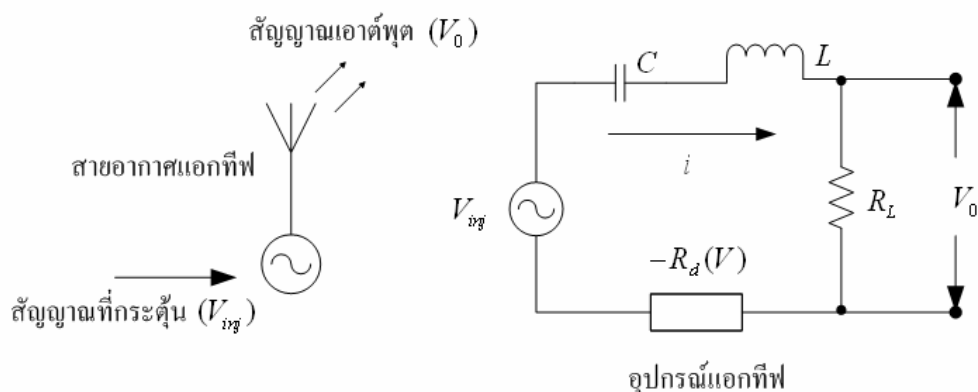
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สายอากาศแอกทีฟ คือ สายอากาศที่มีตัวกระจายคลื่นเป็นส่วนหนึ่งของตัวกำเนิดสัญญาณ และเมื่อได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก จะเป็นผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแอกทีฟเกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งทางขนาดและเฟส ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศแอกทีฟเมื่อมีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก เป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟสได้อย่างไร รวมไปถึงทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องได้แก่ ทฤษฎีสายนำสัญญาณ ไมโครสตริป ทฤษฎีการออสซิลเลเตอร์ การออกแบบโครงข่ายวงจรแมตซ์ และทฤษฎีสายอากาศ ไมโครสตริปแพตช์ ซึ่งทฤษฎีทั้งหมดนี้ใช้เป็นทฤษฎีในการออกแบบสร้างสายอากาศแอกทีฟ

2.2 การวิเคราะห์การกระตุ้นสัญญาณจากภายนอกของสายอากาศแอกทีฟ

ในการวิเคราะห์เกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่มีอุปกรณ์แอกทีฟอยู่ในรูปของความต้านทานเชิงลบ(negative resistance) และประกอบไปด้วยวงจรรวมกลุ่ม (lumped circuit R, L, C) ต่อเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (series resonance) ให้ความต้านทานเชิงลบ $R_d(V)$ ไม่ขึ้นอยู่ความถี่ใดๆ สำหรับสายอากาศแอกทีฟเมื่อถูกกระตุ้นสัญญาณและวงจรสมมูล (ชาญชัยทองโสภณ, 2545) ดังแสดงในรูปที่ 2.1

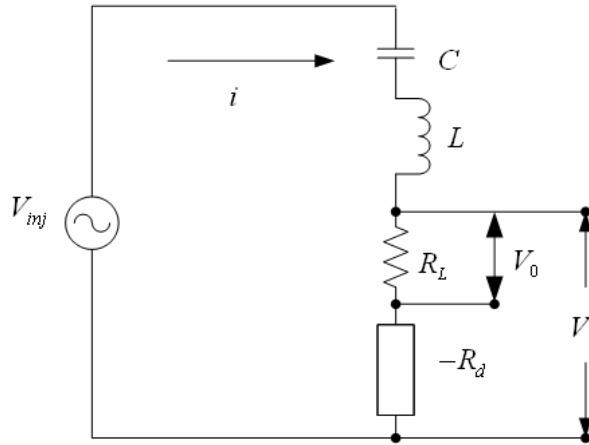


รูปที่ 2.1 แสดงสายอากาศแอกทีฟเมื่อถูกกระตุ้นสัญญาณและวงจรสมมูล

เมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟเกี่ยวกับแรงดันไฟฟ้า (kirchhoff's voltage law) V_C คือแรงดันตกคร่อม C และ V_L คือแรงดันตกคร่อม L จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.2 สามารถเขียนความสัมพันธ์ดังสมการ $V_{inj} = V_C + V_L + V'$ ผลลัพธ์เมื่อแทนค่าแรงดันตกคร่อม C , L และ R จะเป็นดังสมการ

$$V_{inj} = \frac{1}{C} \int i dt + L \frac{di}{dt} + i(R_L + (-R_d)) \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรสมมูลสายอากาศเอกทีพีเมื่อถูกกระตุ้นสัญญาณ

เมื่อแทน $i = \frac{V_0}{R_L}$ ลงในสมการ (2.1) จะได้

$$V_{inj} = \frac{1}{C} \int \frac{V_0}{R_L} dt + L \frac{d}{dt} \frac{V_0}{R_L} + \frac{V_0}{R_L} (R_L + (-R_d))$$

$$V_{inj} = \frac{1}{CR_L} \int V_0 dt + \frac{L}{R_L} \frac{dV_0}{dt} + V_0 \left(1 - \frac{R_d}{R_L}\right) \quad (2.2)$$

V_{inj} เป็นสัญญาณจากภายนอกที่กระตุ้นเป็นสัญญาณไซน์ชอยด์เข้าไปมีขนาดเท่ากับ $A_{inj}(t)$ และมีเฟสเท่ากับ θ_{inj} ($V_{inj} = A_{inj}(t)e^{j\theta_{inj}}$) V_0 คือสัญญาณในรูปของจำนวนเชิงซ้อนของสัญญาณเอาต์พุต ต่อมาเมื่อแทนค่าสมการ (2.2) ให้อยู่ในรูปของตัวประกอบคุณภาพ (Q) กับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร (ω_0) โดยคูณทั้งเศษและส่วนด้วย ω_0 ในสมการ (2.2) เฉพาะพจน์ที่ 1 และ 2 จะได้

$$V_{inj} = \frac{1}{CR_L} \frac{\omega_0}{\omega_0} \int V_0 dt + \frac{L}{R_L} \frac{\omega_0}{\omega_0} \frac{dV_0}{dt} + V_0 \left(1 - \frac{R_d}{R_L}\right) \quad (2.3)$$

จัดให้อยู่ในรูปของตัวประกอบคุณภาพ โดยที่ตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมมีค่า

$$Q = \frac{\omega_0 L_0}{R_L} = \frac{1}{\omega_0 CR_L} \quad \text{สมการ (2.3) จะกลายเป็น}$$

$$V_{inj} = Q\omega_0 \int V_0 dt + \frac{Q}{\omega_0} \frac{dV_0}{dt} + V_0 \left(1 - \frac{R_d}{R_L}\right) \quad (2.4)$$

ถ้าคูณทุกพจน์ด้วย $\frac{\omega_0}{Q}$ ในสมการ (2.4) เพื่อที่จัดให้พจน์ในสมการอยู่ในรูปของ $\frac{dV_0}{dt}$ จะได้

$$\frac{\omega_0}{Q} V_{inj} = \frac{\omega_0}{Q} Q\omega_0 \int V_0 dt + \frac{\omega_0}{Q} \frac{Q}{\omega_0} \frac{dV_0}{dt} + \frac{\omega_0}{Q} V_0 \left(1 - \frac{R_d}{R_L}\right) \quad (2.5)$$

เราสามารถจัดสมการที่แสดงได้ง่ายเป็น

$$\frac{\omega_0}{Q} V_{inj} = \omega_0^2 \int V_0 dt + \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0 \omega_0}{Q} \left(1 - \frac{R_d}{R_L}\right) \quad (2.6)$$

สำหรับสัญญาณเอาต์พุต สามารถเขียนเป็นปริมาณเชิงซ้อนได้ดังนี้

$$V_0 = A_0(t)e^{j(\omega_0(t) + \phi(t))} = A_0(t)e^{j\theta(t)} \quad (2.7)$$

$A_0(t)$ คือขนาดของสัญญาณเอาต์พุตและ θ คือเฟสของสัญญาณเอาต์พุตและเมื่ออินทิเกรตบางส่วน (integration by part) สมการที่ (2.7) จากสูตรอินทิเกรตบางส่วน

$$\int UV dx = UV_1 - U'V_2 + U''V_2 - \dots$$

จาก $\int V_0 dt = \int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt$ กำหนดให้ $U = A_0(t)$ และ $V = e^{j(\omega_0(t))}$ การอินทิเกรตบางส่วนได้ผลลัพธ์เป็น

$$\int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt = A_0(t) \frac{1}{j\omega_0} e^{j\omega_0(t)} + A_0'(t) \frac{1}{\omega_0^2} e^{j\omega_0(t)} + \dots \quad (2.8)$$

จัดสมการ (2.8) ให้อยู่ในรูปของ $\frac{dV_0}{dt}$ จาก $\frac{dV_0}{dt} = \frac{dA_0(t)e^{j\omega_0(t)}}{dt}$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\frac{dV_0}{dt} = A_0(t)j\omega_0 e^{j\omega_0(t)} + e^{j\omega_0(t)} A_0'(t) \quad (2.9)$$

เมื่อบวกและลบด้วย $A_0(t)j\omega_0 e^{j\omega_0(t)}$ ในสมการ (2.8) จะได้

$$\int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt = A_0(t) \frac{1}{j\omega_0} e^{j\omega_0(t)} + A_0'(t) \frac{1}{\omega_0^2} e^{j\omega_0(t)} + A_0(t) \frac{j\omega_0}{\omega_0^2} e^{j\omega_0(t)} - A_0(t) \frac{j\omega_0}{\omega_0^2} e^{j\omega_0(t)} \dots$$

ซึ่งหากเราจัดสมการให้อยู่ในรูปของ $\frac{dV_0}{dt}$ กล่าวคือ

$$\int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt = A_0(t) \frac{1}{j\omega_0} e^{j\omega_0(t)} + \frac{1}{\omega_0^2} (A_0'(t)e^{j\omega_0(t)} + A_0(t)j\omega_0 e^{j\omega_0(t)} - A_0(t) \frac{j\omega_0}{\omega_0^2} e^{j\omega_0(t)} \dots$$

จะได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} \int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt &\approx \frac{1}{j\omega_0} V_0 + \frac{1}{\omega_0^2} \frac{dV_0}{dt} - j \frac{1}{\omega_0} V_0 \\ \int A_0(t)e^{j\theta(t)} dt &\approx \frac{-2j}{\omega_0} V_0 + \frac{1}{\omega_0^2} \frac{dV_0}{dt} \end{aligned} \quad (2.10)$$

จากสมการตัวกำเนิดสัญญาณ (Van Der Pol, 1934) โดยการสมมุติของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์อย่างช้าๆ และจากความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตแสดงดังสมการ

$$1 - \frac{R_d}{R_L} \approx -k(\alpha_0^2 - A_0^2(t)) \quad (2.11)$$

โดยที่ α_0 คือขนาดสัญญาณของออสซิลเลเตอร์เมื่อเริ่มการออสซิลเลตและ k คือฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นของการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของแต่ละวงจรออสซิลเลเตอร์ เมื่อแทนสมการ (2.10) และ (2.11) ในสมการ (2.6) จะได้สมการการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาต์พุตต่อเวลาเป็นดังต่อไปนี้

$$\frac{\omega_0}{Q} V_{inj} = \omega_0^2 \left(\frac{-2jV_0}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0^2} \frac{dV_0}{dt} \right) + \frac{dV_0}{dt} + \frac{V_0 \omega_0}{Q} (-k(\alpha_0^2 - A_0^2(t)))$$

จัดสมการในรูปแบบอย่างง่ายเป็น

$$\begin{aligned} \frac{\omega_0}{Q} V_{inj} &= -2jV_0\omega_0 + 2\frac{dV_0}{dt} - \frac{kV_0\omega_0}{Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) \\ \frac{dV_0}{dt} &= V_0 \left(\frac{k\omega_0}{2Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + j\omega_0 \right) + \frac{\omega_0}{2Q} V_{inj} \end{aligned} \quad (2.12)$$

เมื่อแทนสัญญาณเอาต์พุตในสมการ (2.7) แทนลงในสมการ (2.12) จะได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} \frac{dA_0(t)e^{j\theta(t)}}{dt} &= A_0(t)e^{j\theta(t)} \left(\frac{k\omega_0}{2Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + j\omega_0 \right) + \frac{\omega_0}{2Q} V_{inj} \\ jA_0(t) \frac{d\theta(t)}{dt} + \frac{dA_0(t)}{dt} &= A_0(t) \left(\frac{k\omega_0}{2Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + j\omega_0 \right) + \frac{\omega_0}{2Q e^{j\theta(t)}} V_{inj} \end{aligned} \quad (2.13)$$

เมื่อแยกส่วนของส่วนจริง (Real) กับส่วนจินตภาพ (Imaginary) สามารถเขียนสมการในเทอมของขนาดและเฟสได้ตามลำดับดังนี้
แยกส่วนสมการ (2.13) เฉพาะของส่วนจริงได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = A_0(t) \left(\frac{k\omega_0}{2Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) \right) + \frac{\omega_0}{2Q e^{j\theta(t)}} R_e(V_{inj})$$

ทำการคูณด้วย $A_0(t)e^{j\theta(t)}$ ทั้งเศษและส่วนในพจน์ที่สอง

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = A_0(t) \left(\frac{k\omega_0}{2Q} (\alpha_0^2 - A_0^2(t)) \right) + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_0(t)e^{j\theta(t)}}{e^{j\theta(t)} A_0(t)e^{j\theta(t)}} R_e(V_{inj})$$

จัดสมการให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณเอาต์พุต

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = \frac{A_0(t)k\omega_0}{2Q}(\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + \frac{\omega_0 A_0(t)}{2Q} R_e\left(\frac{V_{inj}}{V_0}\right) \quad (2.14)$$

แยกส่วนสมการ (2.13) เฉพาะของจินตภาพได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$jA_0(t)e^{j\theta(t)} \frac{d\theta(t)}{dt} = j\omega_0 A_0(t)e^{j\theta(t)} + \frac{\omega_0}{2Q} \text{Im}(V_{inj})$$

เมื่อคูณด้วย $jA_0(t)e^{j\theta(t)}$ ทั้งเศษและส่วนในพจน์ที่สอง

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{j\omega_0 A_0(t)e^{j\theta(t)}}{jA_0(t)e^{j\theta(t)}} + \frac{\omega_0 jA_0(t)e^{j\theta(t)}}{2QjA_0(t)e^{j\theta(t)}(jA_0(t)e^{j\theta(t)})} \text{Im}(V_{inj})$$

จัดสมการให้อยู่ในรูปของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณกระตุ้นกับสัญญาณเอาต์พุต

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \text{Im}\left(\frac{V_{inj}}{V_0}\right) \quad (2.15)$$

จากสัญญาณภายนอกที่กระตุ้น (V_{inj}) และ $V_{inj} = A_{inj}(t)e^{j(\omega_{inj}(t)+\phi_{inj})} = A_{inj}(t)e^{j\theta_{inj}(t)}$ และจากสมการ $e^{j\theta_{inj}} = \cos \theta_{inj} + j \sin \theta_{inj}$ ทำให้ได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$V_{inj} = A_{inj}(t)(\cos \theta_{inj} + j \sin \theta_{inj}) \quad (2.16ก)$$

และสัญญาณเอาต์พุต (V_0) และ $V_0 = A_0(t)e^{j(\omega_0(t)+\phi_0)} = A_0(t)e^{j\theta(t)}$

$$V_0 = A_0(t)(\cos \theta + j \sin \theta) \quad (2.16ข)$$

จากส่วนจริงสมการ (2.16ก) และ (2.16ข) แทนลงในสมการ (2.14) ได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = \frac{A_0(t)k\omega_0}{2Q}(\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + \frac{\omega_0 A_0(t)}{2Q} \frac{A_{inj}(t) \cos \theta_{inj}}{A_0(t) \cos \theta}$$

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = \frac{A_0(t)k\omega_0}{2Q}(\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + \frac{\omega_0}{2Q}A_{inj}(t)\cos(\theta_{inj} - \theta) \quad (2.17)$$

จากส่วนจินตภาพสมการ (2.16ก) และ (2.16ข) แทนลงในสมการ (2.15) ได้สมการผลลัพธ์เป็น

$$\begin{aligned} \frac{d\theta(t)}{dt} &= \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}(t)}{A_0(t)} j \sin \theta_{inj} \\ \frac{d\theta(t)}{dt} &= \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}(t)}{A_0(t)} (\sin(\theta_{inj} - \theta)) \end{aligned} \quad (2.18)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าสมการผลลัพธ์เป็นสมการการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟส เมื่อมีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกดังความสัมพันธ์ในสมการ (2.19ก) และ (2.19ข) ซึ่งเป็นสมการหลักของสายอากาศแอกทีฟที่มีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก

$$\frac{dA_0(t)}{dt} = \frac{A_0(t)k\omega_0}{2Q}(\alpha_0^2 - A_0^2(t)) + \frac{\omega_0}{2Q}A_{inj}(t)(\cos(\theta - \theta_{inj})) \quad (2.19ก)$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}(t)}{A_0(t)} (\sin(\theta - \theta_{inj})) \quad (2.19ข)$$

เมื่อสายอากาศแอกทีฟถูกกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก ภายใต้เงื่อนไขของการอินเจกชันล๊อค และเมื่อระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (steady state) ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงจะเท่ากับขนาดของสัญญาณออสซิลเลเตอร์เมื่อเริ่มการออสซิลเลต ($A_0(t) = \alpha_0$) และไม่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตต่อเวลา ($\frac{dA_0}{dt} = 0$) ดังนั้นจะมีเฉพาะการเปลี่ยนแปลงทางเฟสต่อเวลา และการเปลี่ยนแปลงทางเฟสต่อเวลานี้เท่ากับค่าของความถี่ของสัญญาณที่มากระตุ้น ($\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_{inj}$) แสดงผลดังสมการ

$$\omega_{inj} = \omega_0 + \frac{\omega_0}{2Q} \frac{A_{inj}}{A_0} (\sin(\theta - \theta_{inj})) \quad (2.20)$$

ดังนั้นความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณ $\Delta\theta_{ji} = (\theta - \theta_{inj})$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\Delta\theta_{ji} = \arcsin \left[\frac{\omega_{inj} - \omega_0}{\Delta\omega_{lock}} \right] \quad (2.21)$$

เมื่อช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้ $\Delta\omega_{lock}$ เท่ากับ

$$\Delta\omega_{lock} = \frac{\omega_0 A_{inj}}{2QA_0} \quad (2.22)$$

จากสมการ (2.22) ใช้สำหรับเงื่อนไขการอินเจกชันล็อกที่กระตุ้นที่ความถี่ออสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟ สำหรับการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์มอนิกย่อยจะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่กระตุ้นที่ความถี่ฮาร์มอนิกย่อย แสดงความสัมพันธ์ในรูปกำลังของสัญญาณที่กระตุ้นได้ดังสมการ

$$\Delta\omega_{lock/n} = \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{\frac{P_{outn}}{P_{out}}} \quad (2.23)$$

เมื่อ P_{outn} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณที่กระตุ้นที่ความถี่ฮาร์มอนิกย่อย n^{th}

P_{out} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณออสซิลเลต

จากการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศแอกทิฟเมื่อมีการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ทำให้พบได้ว่าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟสขึ้นได้ในเวลาเดียวกันดังสมการ(2.19ก) และ (2.19ข) และเมื่อระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัวและอยู่ในเงื่อนไขของการล็อก เฟสของสายอากาศแอกทิฟที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะเท่ากับความถี่ที่กระตุ้นเข้าไปดังสมการ (2.20) และช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้จะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่มากระตุ้นดังสมการที่ (2.22) นอกจากนี้ สมการที่ (2.23) ยังแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้ของสายอากาศแอกทิฟ จากการเปลี่ยนแปลงกำลังของสัญญาณที่ทำการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์มอนิกย่อย

2.3 ทฤษฎีสายนำสัญญาณไมโครสตริป

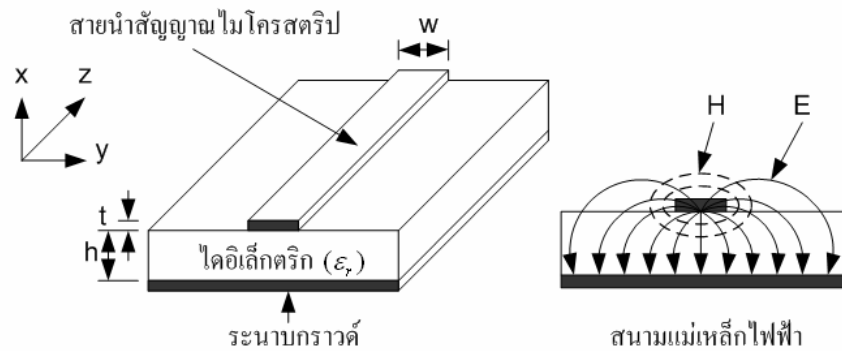
สายนำสัญญาณไมโครสตริป (Gonzalez, 1984) ได้นำมาออกแบบใช้งานอย่างแพร่หลาย สำหรับสร้างวงจรขยายสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์ย่านไมโครเวฟ เนื่องจากการสร้างโดยใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์ทำให้มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา และยังง่ายในการวางอุปกรณ์แอกทิฟและพาสซีฟบนส่วนต่างๆ ของโครงสร้างไมโครสตริป นอกจากนี้ยังสามารถปรับแต่งอุปกรณ์ได้ภายหลังการสร้างวงจรโครงสร้างของไมโครสตริปแสดงได้ในรูปที่ 2.3 ประกอบด้วยวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

ซึ่งด้านล่างจะวางบนระนาบกราวด์ (ground plane) และด้านบนจะติดกับตัวนำแถบแคบๆ (strip conductor) ซึ่งเป็นที่มาของคำว่าไมโครสตริป เส้นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไมโครสตริป ไม่ได้อยู่ที่ส่วนของวัสดุฐานรองทั้งหมด ดังนั้นการแผ่กระจายคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริป จะไม่ใช่แบบแผนคลื่น TEM อย่างสมบูรณ์ แต่จะเป็นแบบแผนคล้าย TEM (quasi-TEM mode) ซึ่งจะมีความเร็วเฟสของการแผ่กระจายคลื่นดังนี้

$$V_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (2.24)$$

โดยที่ C คือความเร็วแสงในสุญญากาศ มีค่าเท่ากับ 3×10^8 เมตรต่อวินาที

ϵ_{re} คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant) ของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.3 โครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป⁽¹⁾

⁽¹⁾ หมายเหตุ จาก Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, (p.143), Gonzalez, G., 1984, Prentice-Hall.

2.3.1 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) สายนำสัญญาณไมโครสตริปจะอยู่ในเทอมของฟังก์ชันค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) ความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) และความกว้างสายนำสัญญาณไมโครสตริป (W) สมการที่ได้จากการทดลองของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{re}) เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงได้ดังนี้

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (2.25)$$

หรือ

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2.26)$$

ความยาวคลื่นในสายนำสัญญาณไมโครสตริป (λ_g) เมื่อ $t/h \leq 0.005$ แสดงสมการได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{\varepsilon_r}{1 + 0.63(\varepsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} \geq 0.6 \quad (2.27)$$

หรือ

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[\frac{\varepsilon_r}{1 + 0.63(\varepsilon_r - 1)(W/h)^{0.0297}} \right]^{1/2} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} < 0.6 \quad (2.28)$$

โดยที่ λ_o คือความยาวคลื่นในอากาศว่าง

ε_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

2.3.2 ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณไมโครสตริปเมื่อ $t/h \leq 0.005$ สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ln \left(8 \frac{h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (2.29)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left\{ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.414 \right) \right\}^{-1} \quad \text{เมื่อ } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2.30)$$

$$\text{เมื่อ} \quad \eta = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \quad (2.31)$$

โดยที่ η คืออินทรินซิกอิมพีแดนซ์ (intrinsic impedance)

μ_o คือค่าความซึมซาบได้ในอวกาศว่าง (permeability) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ เฮนรี/เมตร

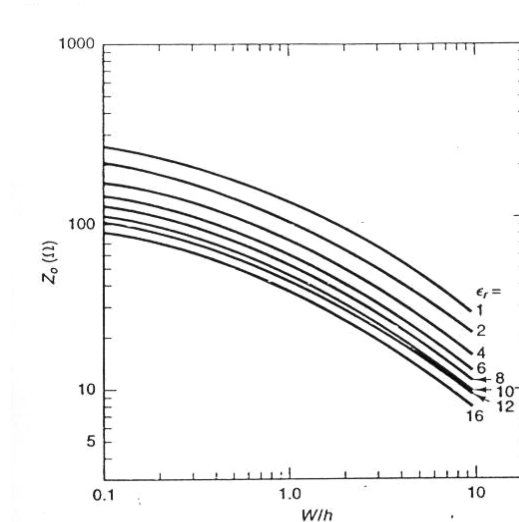
ε_o คือค่าสภาพยอมในอวกาศ (permittivity) มีค่าเท่ากับ 8.854×10^{-12} ฟารัด/เมตร

สมการดังกล่าวจะใช้ต่อเมื่อความหนา t มีค่าเป็นศูนย์ หรือ $t/h \leq 0.005$ อย่างไรก็ตามถ้าหาก $t/h \geq 0.005$ จะแทน W ในทุกๆสมการด้วยความกว้างประสิทธิผล (effective width) ที่ดัดแปลงขึ้นมาใหม่ เมื่อ t/h และ $t < W/2$ แล้ว W_{eff} จะกลายเป็น

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2}{t/h} \right) \right] \quad \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (2.32)$$

หรือ

$$W_{eff} = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi}{t/W} \right) \right] \quad \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (2.33)$$



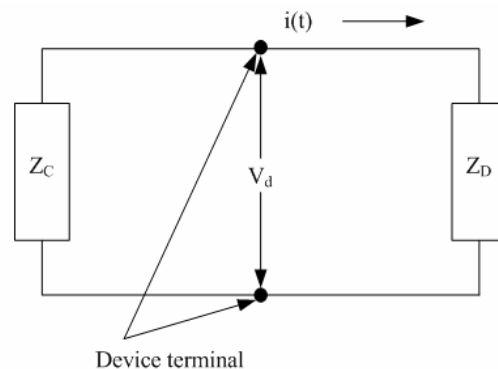
รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์ลักษณะของสายนำสัญญาณ ไมโครสตริปกับ W/h ⁽²⁾

⁽²⁾ หมายเหตุ จาก Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, (p.145), Gonzalez, G., 1984, Prentice-Hall.

2.4 ทฤษฎีการออสซิลเลเตอร์

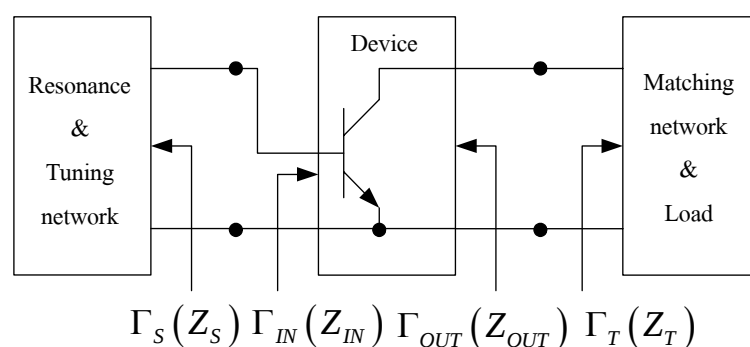
ออสซิลเลเตอร์จัดเป็นแหล่งกำเนิดรูปคลื่นได้ด้วยตัวเอง (Gonzalez, 1984) ซึ่งประกอบด้วย ตัวขยายกำลังและวงจรเรโซแนนซ์ โดยที่ตัวขยายกำลังนั้นใช้ตัวอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น กัมมันต์ไดโอด ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ หรือ เฟต ในส่วนของวงจรเรโซแนนซ์นั้นประกอบด้วยตัวอุปกรณ์ เช่น ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ วารกเตอร์ไดโอด เป็นต้น แบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์และ ออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมีสองรูปแบบ คือรูปแบบที่หนึ่งแทนออสซิลเลเตอร์ด้วยโครง-

ข่ายหนึ่งพอร์ตซึ่งประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ของตัวอุปกรณ์แอกทีฟแทนด้วย Z_D เชื่อม ต่อกับคู่ขั้วอิมพีแดนซ์ของวงจรที่มีอุปกรณ์พาสซีฟซึ่งแทนด้วย Z_C ตัวอุปกรณ์แอกทีฟ Z_D ทำหน้าที่ในการขยายกำลังและถูกสังเคราะห์หาค่าความต้านทานลบ เพื่อชดเชยกำลังที่สูญเสียให้กับวงจรเรโซแนนซ์ของออสซิลเลเตอร์ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แบบจำลองของออสซิลเลเตอร์ซึ่งแทนด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ต

พิจารณารูปแบบที่สองโดยแทนออสซิลเลเตอร์ด้วยโครงข่ายสองพอร์ต ซึ่งแทนตัวอุปกรณ์แอกทีฟ เช่น ทรานซิสเตอร์ด้วยโครงข่ายสองพอร์ต โดยที่พอร์ตอินพุตเชื่อมต่อกับวงจรเรโซแนนซ์และพอร์ตเอาต์พุตเชื่อมต่อกับวงจรแมตชิ่งและรวมถึงโหลดด้วยพิจารณาดังรูปที่ 2.6



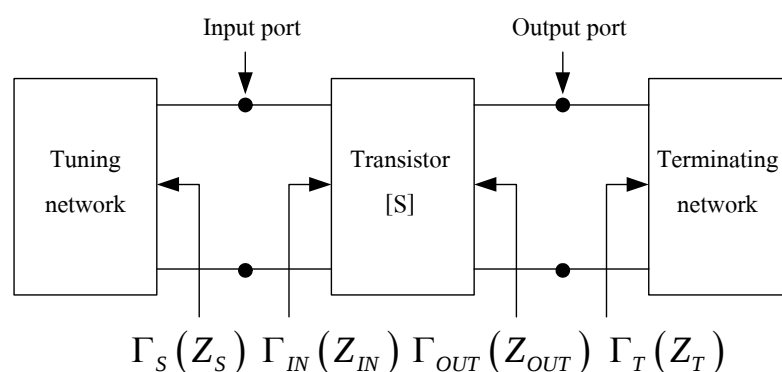
รูปที่ 2.6 โครงข่ายสองพอร์ตที่ใช้ทดแทนแบบจำลองของออสซิลเลเตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวเฉพาะแบบจำลองออสซิลเลเตอร์รูปแบบของโครงข่ายสองพอร์ต ซึ่งสำคัญในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ คือ คุณสมบัติเฉพาะของออสซิลเลเตอร์ เช่น ความถี่หรือย่านความถี่ เสถียรภาพของความถี่ เป็นต้น นั่นคือผู้ออกแบบจะต้องปฏิบัติตามข้อกำหนดเพื่อให้ออส-

ซิลเลเตอร์มีคุณสมบัติเฉพาะตามที่ต้องการข้อกำหนดเหล่านั้นคือเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ ซึ่งแบ่งออกเป็นสองชนิด คือเงื่อนไขของการออสซิลเลตและเงื่อนไขของเสถียรภาพ

2.4.1 เงื่อนไขของการออสซิลเลต

ในการวิเคราะห์และออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น จะนิยมแทนวงจรด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ตหรือโครงข่ายสองพอร์ต การที่จะเลือกใช้โครงข่ายแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับทางเลือกตัวอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น กัมมันไดโอด เนื่องจากโครงสร้างของตัวอุปกรณ์มีหนึ่งคู่ขั้ว ดังนั้นควรแทนวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ต ซึ่งประกอบด้วยตัวอุปกรณ์แอคทีฟที่มีหนึ่งคู่ขั้วต่ออยู่กับวงจรที่มีเฉพาะอุปกรณ์พาสซีฟ ตัวอุปกรณ์แอคทีฟทำหน้าที่ในการขยายกำลังและชดเชยกำลังสูญเสียที่เกิดจากวงจรหรืออาจกล่าวได้ว่า ตัวอุปกรณ์แอคทีฟถูกสังเคราะห์ค่าความต้านทานลบขึ้นในวงจร ส่วนการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เมื่อพิจารณาจากโครงสร้างพบว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีสามขั้ว ถ้านำมาใช้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่มีการจูนความถี่ ควรแทนด้วยโครงข่ายแบบสองพอร์ตโดยที่อินพุตพอร์ตเชื่อมต่อกับวงจรจูนความถี่ ส่วนเอาต์พุตพอร์ตนั้นเชื่อมต่อกับวงจรแมตช์ (match) และโหลด ในการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์นั้นมีข้อกำหนดที่สำคัญคือเงื่อนไขของการออสซิลเลต ซึ่งเงื่อนไขของการออสซิลเลตที่ใช้กับโครงข่ายสองพอร์ตนั้น บล็อกไดอะแกรมโดยทั่วไปที่ใช้แทนโครงข่ายในรูปของความต้านทานลบแสดงดังรูปที่ 2.7 ตัวอุปกรณ์แอคทีฟเช่น ทรานซิสเตอร์ แทนด้วยโครงข่ายสองพอร์ตในรูปของพารามิเตอร์การกระจาย (S-parameter) โดยที่อินพุตพอร์ตนั้นเชื่อมต่อกับวงจรจูนความถี่ ส่วนเอาต์พุตพอร์ตเชื่อมต่อกับโครงข่ายการแมตช์พร้อมทั้งโหลดหรือโครงข่ายการต่อ (terminating network)



รูปที่ 2.7 แบบจำลองที่ใช้กำหนดเงื่อนไขของการออสซิลเลตสำหรับโครงข่ายสองพอร์ต

เมื่อโครงข่ายสองพอร์ตทำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไขของเสถียรภาพ แบบไม่เสถียรของ

ศักย์ (potential unstable) ซึ่งสามารถแทนที่โครงข่ายของวงจรแบบสองพอร์ตด้วยโครงข่ายหนึ่งพอร์ตขณะที่อินพุตพอร์ตเกิดการออสซิลเลต จะส่งผลทำให้เอาต์พุตพอร์ตเกิดการออสซิลเลตขึ้นด้วย ซึ่งมีเงื่อนไขประกอบดังนี้เมื่ออินพุตพอร์ตของโครงข่ายเกิดการออสซิลเลต (Gonzalez, 1984) โครงข่ายแบบสองพอร์ตจะเกิดการออสซิลเลต

$$\text{เงื่อนไขข้อที่หนึ่ง} \quad K < 1 \quad (2.34)$$

$$\text{เงื่อนไขข้อที่สอง} \quad \Gamma_{IN}\Gamma_S = 1 \quad (2.35)$$

$$\text{เงื่อนไขข้อที่สาม} \quad \Gamma_{OUT}\Gamma_T = 1 \quad (2.36)$$

โดยที่

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \text{ เป็นค่าตัวประกอบเสถียรภาพของตัวอุปกรณ์แอททิฟ }$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \text{ เป็นค่า delta factor}$$

$$\Gamma_{IN} \text{ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังอินพุตพอร์ตของโครงข่าย}$$

$$\Gamma_S \text{ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังวงจรเรโซแนนซ์ หรือวงจรจูนความถี่ของโครงข่าย}$$

$$\Gamma_{OUT} \text{ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังเอาต์พุตพอร์ตของโครงข่าย}$$

$$\Gamma_T \text{ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังโครงข่ายการแมตช์พร้อมทั้งโหลดของโครงข่าย}$$

เงื่อนไขข้อที่หนึ่งแสดงว่าตัวประกอบเสถียรภาพต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ($K < 1$) ถ้าค่าตัวประกอบเสถียรภาพมีค่ามากกว่าหนึ่ง แนวทางในการลดค่าตัวประกอบเสถียรภาพทำได้โดยใช้วิธีการเปลี่ยนจุดรวมของวงจรหรือทำการป้อนกลับแบบบวกจากเงื่อนไขข้อที่สองและข้อที่สามนั้นเป็นข้อกำหนด ที่จะต้องทำการเลือกตัวอุปกรณ์พาสซีฟ คือ Z_S และ Z_T ที่ทำให้อินพุตและเอาต์พุตพอร์ตเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าทำการออกแบบวงจรอยู่ภายใต้เงื่อนไขข้อที่สองจะส่งผลให้โครงข่ายทำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไขข้อที่สามด้วย ในทางกลับกันก็จะสอดคล้องกับเงื่อนไขข้อที่สองและข้อที่สาม

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} \quad (2.37)$$

จากเงื่อนไขข้อที่สอง $\Gamma_{IN}\Gamma_S = 1$ แทนลงในสมการที่ (2.37) จะได้

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_S}{S_{22} - \Delta\Gamma_S} \quad (2.38)$$

จากความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนคลื่นที่เอาต์พุตพอร์ตของโครงข่าย กับค่าพารามิเตอร์การกระจาย

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.39)$$

2.4.2 เงื่อนไขของเสถียรภาพ

จากทฤษฎีหลักการออกแบบตัวขยายกำลัง (Gonzalez, 1984) คุณสมบัติที่สำคัญอย่างหนึ่ง คือ เสถียรภาพของตัวขยายกำลังสำหรับโครงข่ายวงจรแบบสองพอร์ต จะเกิดการออสซิลเลตเมื่ออินพุตพอร์ตหรือเอาต์พุตพอร์ต ถูกแทนด้วยค่าความต้านทานลบและจะเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ ข้อกำหนดนี้เป็นสิ่งที่ต้องการสำหรับการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ แต่เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในการออกแบบสร้างตัวขยายกำลัง ในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาถึงเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งแทนด้วยโครงข่ายสองพอร์ตแสดงดังรูปที่ 2.5 จะพบว่าอินพุตพอร์ตของโครงข่ายเชื่อมต่อกับวงจรจนความถี่ ส่วนเอาต์พุตพอร์ตเชื่อมต่อกับโครงข่ายการแมตช์พรีอัมทั้งหมด โดยทำการเลือกตัวอุปกรณ์พาสซีฟที่นำมาต่อเข้ากับอินพุตพอร์ตและเอาต์พุตพอร์ตแล้วจะต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของการออสซิลเลต

จากหลักการออกแบบตัวขยายกำลังเมื่อทำการพิจารณาถึงวงกลมเสถียรภาพพบว่าเป็นการเลือกบริเวณการทำงานเช่น เลือกบริเวณการทำงานที่มีเสถียรภาพ (stable region) ในขณะที่เป็นตัวขยายกำลังทำงานในย่านความถี่หนึ่ง ส่วนหลักการออกแบบออสซิลเลเตอร์นั้น เมื่อพิจารณาถึงวงกลมเสถียรภาพ พบว่าการเลือกบริเวณในการทำงานจะตรงกันข้ามกับตัวขยายกำลัง เช่น ทำการเลือกบริเวณการทำงานที่ไม่มีเสถียรภาพ (unstable region) วงกลมเสถียรภาพที่ใช้นั้นมีสองแบบคือ วงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ต กับวงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุตพอร์ต โดยใช้เงื่อนไขของการออสซิลเลตประกอบผลที่ได้คือทำให้เกิดการชดเชยกำลังให้กับวงจรเรโซแนนซ์ หรือวงจรจนความถี่ได้สูงสุด วงจรออสซิลเลเตอร์มีการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดไปยังโหลด วงกลมเสถียรภาพทั้ง

สองแบบสามารถแสดงวิธีการสร้างได้ดังสมการ

วงกลมเสถียรภาพที่อินพุต (input stability circle)

$$r_s = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.40)$$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.41)$$

วงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุต (output stability circle)

$$r_T = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.42)$$

$$C_T = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.43)$$

โดย

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

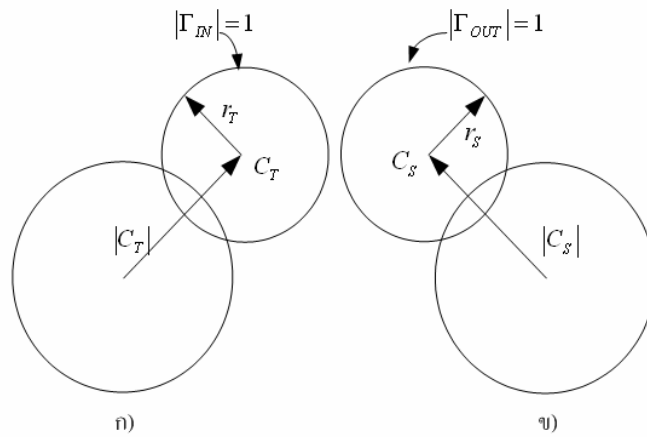
r_s เป็นรัศมีของวงกลม Γ_s

r_T เป็นรัศมีของวงกลม Γ_T

C_s เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_s

C_T เป็นจุดศูนย์กลางของวงกลม Γ_T

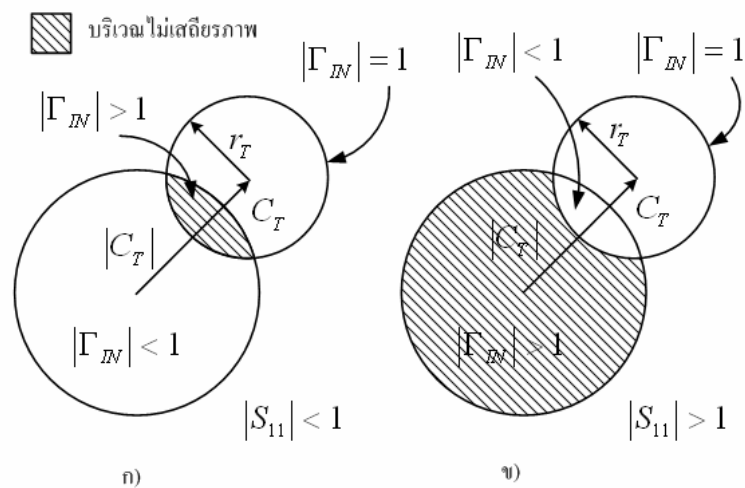
จากค่าพารามิเตอร์การกระจายของตัวอุปกรณ์ ซึ่งมีโครงข่ายสองพอร์ตที่ความถี่หนึ่งถูกแสดงดังสมการที่ (2.40) ถึงสมการที่ (2.43) สามารถคำนวณและพล็อตลงบนแผ่นสมิทชาร์ต (smith chart) ดังรูปที่ 2.8 จากค่าพารามิเตอร์การกระจายของตัวอุปกรณ์แอกทีฟที่ความถี่หนึ่ง สามารถนำไปคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพได้โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตที่ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ เนื่องจากนำไปใช้ในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำการเลือกบริเวณวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตของโครงข่ายให้อยู่ภายใต้ข้อกำหนด $|\Gamma_{IN}|>1$ และทำการเลือกบริเวณวงกลมเสถียรภาพที่เอาต์พุตของโครงข่ายให้อยู่ภายใต้ข้อกำหนด $|\Gamma_{OUT}|>1$ เหตุผลที่ต้องกระทำ



รูปที่ 2.8 การสร้างวงกลมเสถียรภาพบนแผ่นสมิทชาร์ต

ก) ในระนาบ Γ_T ข) ในระนาบ Γ_S

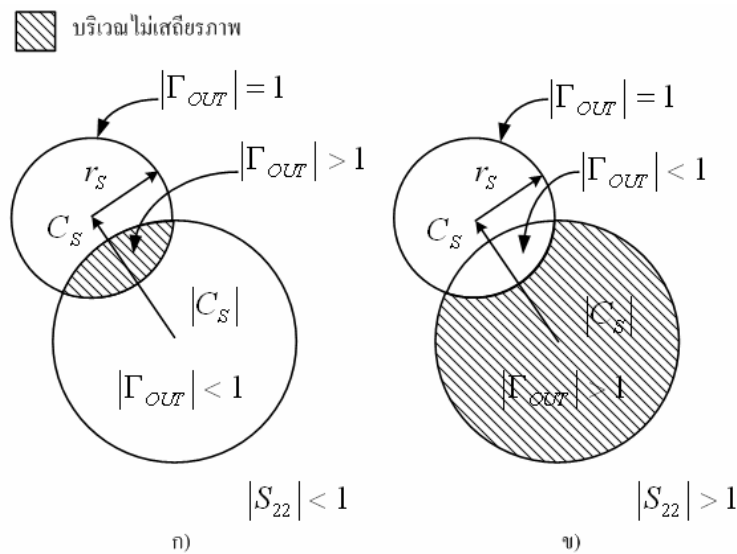
การเลือกเช่นนี้เพราะเนื่องจาก $|\Gamma_S| < 1$ และ $|\Gamma_T| < 1$ เพื่อให้สอดคล้องกับเงื่อนไขของการออสซิลเลต ดังนั้นในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ (Gonzalez, 1984) จะต้องคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพและทำการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในบริเวณที่เรเงาเมื่อ $|C_T| > r_T$ ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 บริเวณที่เรเงาเป็นบริเวณไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_T

บริเวณที่เลือกใช้จากวงกลมเสถียรภาพที่เอ้าต์พุตที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}| > 1$ จากรูปที่ 2.9 ก จะเห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีเพียงเล็กน้อยไม่เหมาะสมที่จะเลือกใช้งาน ส่วนรูปที่ 2.9 ข จะเห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีมาก จึงเหมาะสมที่จะเลือกใช้งาน

ในการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพจากวงกลมเสถียรภาพ ที่เอาต์พุตของโครงข่าย ซึ่งนำไปใช้ประกอบการออกแบบวงจรแมตชิ่ง โดยต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขของการออสซิลเลต จะทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังสูงสุด ข้อที่ควรพิจารณาต่อไปคือ การคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ตของโครงข่ายมีวัตถุประสงค์หลักคือ ทำการเลือกบริเวณของวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ต โดยอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ ดังรูปที่ 2.10 เมื่อ $|C_S| > r_S$ จากรูปที่ 2.10 ก แสดงให้เห็นว่า บริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีเพียงเล็กน้อย จึงไม่เหมาะสมที่จะเลือกใช้งานหรืออาจกล่าวได้ว่าควรนำไปใช้ออกแบบด้วยขยายกำลังจากรูปที่ 2.10 ข แสดงให้เห็นว่าบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้นมีมาก ดังนั้นควรทำการเลือกใช้งาน ซึ่งในการเลือกบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพจะใช้ประกอบกับโครงข่ายการแมตชิ่งวงจรจนความถี่ที่อินพุตพอร์ตของโครงข่าย ในการคำนวณหาวงกลมเสถียรภาพเพื่อพิจารณาบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพนั้น ขึ้นอยู่กับค่าของพารามิเตอร์การกระจายของตัวอุปกรณ์แอคทีฟ เช่น ขนาดของ $|S_{11}|$ และค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนคลื่นที่มองเข้าไปยังวงจรจนความถี่



รูปที่ 2.10 บริเวณแรงาเป็นบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพในระนาบ Γ_S

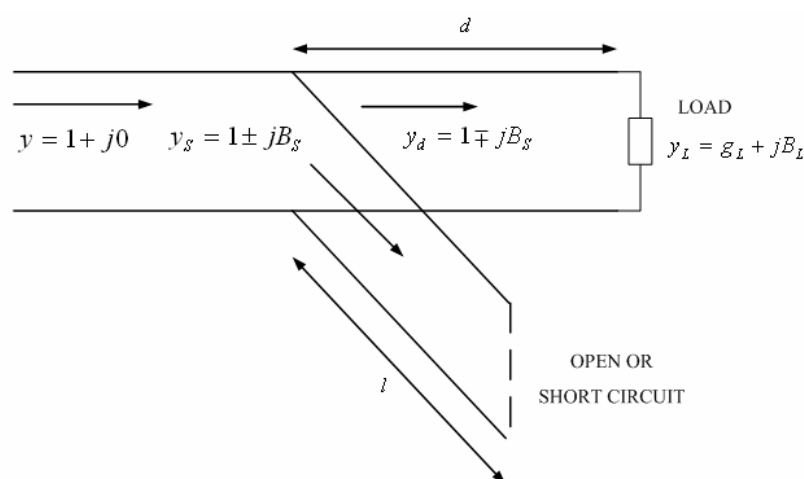
2.5 การออกแบบโครงข่ายวงจรแมตชิ่ง

ในการออกแบบโครงข่ายวงจรแมตชิ่ง (matching network) ซึ่งใช้งานที่ความถี่ต่ำ จะใช้อุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ เช่น ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวต้านทาน ประกอบกันในรูปแบบของวงจรรวมกลุ่ม (lump circuit) ในขณะที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นจึงมีข้อจำกัด เช่น ค่าของตัวอุปกรณ์ซึ่งมีค่าน้อยมาก ขนาดของตัวอุปกรณ์เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น การติดตั้งตัวอุปกรณ์ลงในพื้นที่อันจำกัด ดังนั้นจึงมีการนำองค์ประกอบแบบกระจาย (distributed element) มาใช้ องค์ประกอบแบบกระจาย

นั้นมีโครงสร้างและคุณสมบัติพื้นฐานมาจากสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป โครงข่ายของวงจรแมตชิ่งดังกล่าวเป็นที่ทราบกันเป็นอย่างดี คือ สตับแมตชิ่ง (stub matching) ซึ่งมีทั้งแบบเดี่ยว (single stub) แบบคู่ (double stub) และหม้อแปลงเศษหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น (quarter-wave transformer) ในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวโครงข่ายวงจรแมตชิ่งที่ใช้สตับแมตชิ่งแบบเดี่ยวเท่านั้น

2.5.1 สตับแมตชิ่งเดี่ยว

ในการทำให้แมตช์ (match) โดยใช้สตับแมตชิ่งเดี่ยว (single-stub matching) (Fooks, and Zakarevicius, 1989) ระหว่างโหลดกับเครื่องกำเนิดโดยใช้แผ่นสมิทชาร์ตกระทำได้ทั้งอิมพีแดนซ์หรือแอดมิตแตนซ์ อย่างไรก็ตามควรพิจารณาจากชนิดของสตับ เช่น สตับแบบอนุกรมจะใช้อิมพีแดนซ์ชาร์ต และสตับแบบขนานจะใช้แอดมิตแตนซ์ชาร์ต สำหรับวงจรที่ใช้ไมโครสตริปแทนด้วยสตับแบบอนุกรมนั้นไม่ควรทำควรใช้สตับแบบขนานดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 โครงข่ายการแมตช์โดยใช้สตับแบบเดี่ยว

2.5.2 การออกแบบ

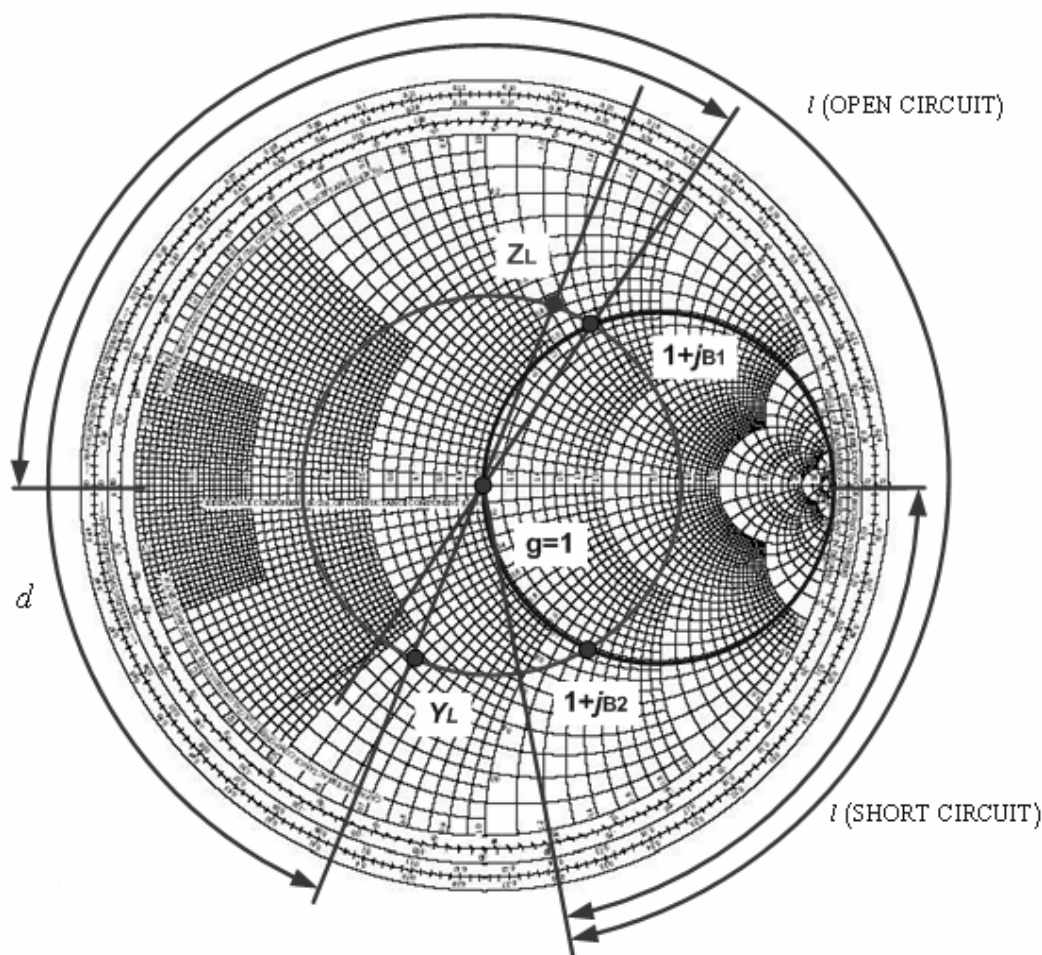
ขั้นตอนในการออกแบบแมตช์โดยใช้สตับแมตชิ่งเดี่ยวพอสรุปได้ดังนี้

ก. ทำการพล็อตค่าของนอร์มัลไลซ์โหลด ($Z_L = Z_L / Z_0$) ลงบนแผ่นสมิทชาร์ต แล้วแปลงเป็น y_L

ข. สร้างวงกลม $|\Gamma|$ -circle ลงที่ผ่านจุด y_L ซึ่งตัดวงกลม $g = 1$ สองจุด คือ จุด $(1 + jB_1)$ และจุด $(1 + jB_2)$ โดยเลือกใช้จุดใดจุดหนึ่ง

ค. คำนวณหาความยาวของตำแหน่งสตับที่ห่างจากโหลดคือ d_1 หรือ d_2 จากมุมระหว่างตำแหน่งจุดของ y_L กับตำแหน่งจุดของ $(1 + jB_1)$ หรือ $(1 + jB_2)$ ตามลำดับ

ง. คำนวณหาความยาวของสลับ l_1 หรือ l_2 จากมุมระหว่างตำแหน่งที่ลัดวงจรหรือเปิดวงจรกับตำแหน่งของ $-jB_1$ หรือ $-jB_2$ ตามลำดับ

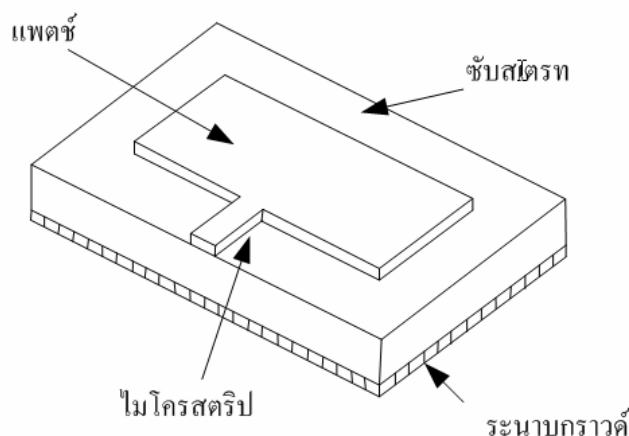


รูปที่ 2.12 การออกแบบสร้างสลับแบบเดี่ยวนบนสมิทชาร์ต

2.6 ทฤษฎีสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) ประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือที่เราเรียกว่าแพทช์ (patch) ซึ่งเป็นตัวนำโดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นฉนวนกราวด์ที่มีความบางเป็นพิเศษส่วนของความยาวคลื่นและมีลักษณะเป็นชั้นหรือที่เรียกว่าเป็นซับสเตรท (substrate) ของสารไดอิเล็กตริก ไมโครสตริปได้รับความนิยมอย่างมากในการใช้งาน เนื่องจากมีลักษณะแบนราบ ไม่ต้านลม และสามารถติดกับผิวของยานพาหนะได้ นอกจากนี้ยังมีข้อดีในแง่ที่ราคาถูก น้ำหนักเบา และมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง

สายอากาศไมโครสตริปแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2548) แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งสายอากาศดังกล่าวมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์ (printed-circuit board) โดยที่แพทช์จะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นแผ่นกราวด์ โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบๆ (microstrip line) สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของฉนวนที่ถือว่ามีความสำคัญมาก เพราะเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นความถี่เรโซแนนซ์และคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

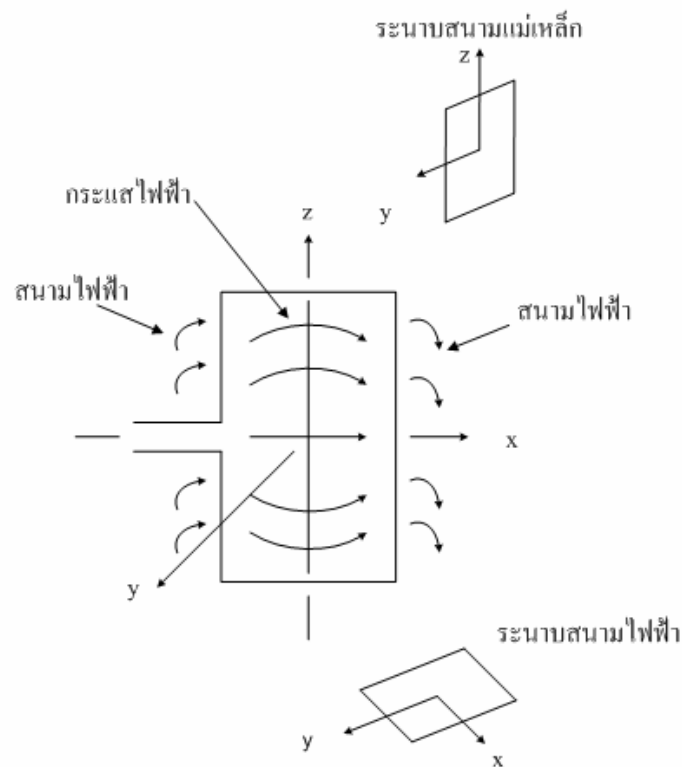


รูปที่ 2.13 แพทช์ของไมโครสตริปที่ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป⁽³⁾

⁽³⁾ หมายเหตุ จาก วิศวกรรมสายอากาศ, [ออนไลน์]. [www.sut.ac.th/E-texte/ Eng/ Antennas/index.html](http://www.sut.ac.th/E-texte/Eng/Antennas/index.html) รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2548.

2.6.1 คุณลักษณะของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

การแสดงคุณลักษณะของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (characteristics of a rectangular patch) แสดงได้ดังรูปที่ 2.14 เป็นการแสดงกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงของสนามไฟฟ้าภายในและบริเวณรอบๆแพทช์ โดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแพทช์ที่ถูกต่อด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบ ซึ่งมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศคลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศในรูปที่ 2.14 จะมีการโพลาไรซ์ในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (E-plane) จะมีทิศทางในแนวนอน และระนาบของสนามแม่เหล็ก (H-plane) จะมีทิศทางในแนวตั้ง



รูปที่ 2.14 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพตช์

2.6.2 อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริป

อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากยาว $\lambda/2$ จะถูกแสดงในรูปของค่าความต้านทานที่มีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นที่ดี โดยค่าความต้านทานที่อินพุตที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Balanis, 1997) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.44)$$

เมื่อ G_1 คือ ค่าความนำ (conductance) โดยมีเงื่อนไข

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \ll \lambda_0 \quad (2.45ก)$$

$$G_1 = \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \gg \lambda_0 \quad (2.45b)$$

โดยที่ W เป็นความกว้างสายอากาศ

λ_0 เป็นความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ

ในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแพตช์ ซึ่งตัวป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริป หรือสายโคแอกเซียลที่นำมาต่อ ควรจะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์ด้วย อย่างไรก็ตามสายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศมีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มจึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์ เพื่อให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม เสียก่อน

2.6.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์ พารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับใช้ในการออกแบบ ได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ (f_o) หรือความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน (dielectric constant : ϵ_r) ความสูงของไดอิเล็กตริกฉนวน (h) เป็นต้น การออกแบบได้แบ่งเป็นสองส่วนคือ การออกแบบสายอากาศแพตช์และการออกแบบการป้อนสัญญาณ

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (รังสรรค์ วงศ์สรณ์, 2548) สามารถหาความกว้าง (a) และความยาว (b) ได้ดังรูปที่ 2.15 แสดงมิติพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นแพตช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยค่าความนำของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความกว้าง (a) โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นฟังก์ชันของความยาว (b) ซึ่งจะถูกกำหนดโดย

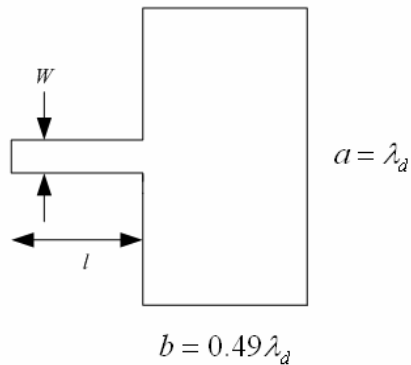
$$a = \lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.46)$$

$$b = 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.47)$$

โดยที่ λ_d คือ ความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศอิสระ

ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน



รูปที่ 2.15 สายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปสามารถทำได้หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มีอยู่ด้วยกัน 4 วิธี คือ 1) สายนำสัญญาณไมโครสตริป (microstrip line) 2) สายนำสัญญาณโคแอกเซียล (coaxial line) 3) โพรบโคแอกเซียล (coaxial probe) 4) การเหนี่ยวนำผ่านช่อง (aperture coupling) ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้การป้อนโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป

การป้อนโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป เทคนิคการป้อนแบบนี้แผ่นตัวนำ (conducting strip) จะถูกต่อเชื่อมโดยตรงเข้ากับขอบของไมโครสตริปแพตช์ แสดงดังรูปที่ 2.13 ซึ่งแผ่นตัวนำจะมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของแพตช์ สำหรับการออกแบบแผ่นตัวนำสายป้อนสัญญาณไมโครสตริปนี้จะเป็นการหาความกว้าง (W) และความยาว (l) สามารถหาได้โดยพิจารณาเงื่อนไขของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะคือ

กรณีที่ 1 $Z_0 \leq 44 - 2\epsilon_r$ (หรือ $Z_0 \leq 23.6 \Omega$)

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] \quad (2.48)$$

$$\text{เมื่อ } B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

กรณีที่ 2 $Z_0 \geq 44 - 2\varepsilon_r$ คือ $Z_0 \geq 23.6 \Omega$

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.49)$$

$$\text{เมื่อ } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right)$$

และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิภาพ

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.50)$$

เมตรซ์โดยใช้หม้อแปลง $\lambda_d / 4$ สามารถ คำนวณหาความยาวของหม้อแปลง (l_1) ได้ดังสมการ

$$l_1 = \frac{\lambda_d}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{re}}} \quad (2.51)$$

2.7 สรุป

จากการวิเคราะห์รูปแบบของสายอากาศเอกทีฟเมื่อมีการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ทำให้พบได้ว่าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟสขึ้นได้ในเวลาเดียวกัน และเมื่อระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัวและอยู่ในเงื่อนไขของการล็อก เฟสของสายอากาศเอกทีฟที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่กระตุ้นเข้าไป ซึ่งช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้จะขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่กระตุ้น และการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์มอนิกย่อยของสายอากาศเอกทีฟ ช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้ที่เปลี่ยนแปลงจะขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณความถี่ฮาร์มอนิกย่อยที่กระตุ้นนั่นเอง

การออกแบบออสซิลเลเตอร์ต้องคำนึงถึงเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ข้อ คือ ข้อที่หนึ่งเงื่อนไขของการออสซิลเลต ซึ่งสามารถแบ่งเป็นเงื่อนไขของการออสซิลเลตที่ใช้กับโครงข่ายหนึ่งพอร์ตและเงื่อนไขของการออสซิลเลตที่ใช้กับโครงข่ายสองพอร์ต การเลือกใช้เงื่อนไขใดนั้นขึ้นอยู่กับการใช้อุปกรณ์เอกทีฟในการออกแบบ และตัวอุปกรณ์เอกทีฟต้องถูกสังเคราะห์ค่าความต้านทานลบขึ้นในวงจร ข้อที่สองเงื่อนไขของเสถียรภาพ การเลือกบริเวณการทำงานจากวงกลมเสถียรภาพในการออกแบบออสซิลเลเตอร์ ต้องเลือกบริเวณการทำงานที่ไม่เสถียรภาพจากวงกลมเสถียรภาพ

การออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของ
ชั้นสเตรทมีความสำคัญมาก เพราะเป็นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อค่าคงที่ของการเดินทางของคลื่นความถี่
เรโซแนนซ์และคุณลักษณะแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ และการป้อนสัญญาณเลือก
ใช้เทคนิคการป้อนโดยใช้สายนำสัญญาณไมโครสตริป

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศแอกทิฟโดยใช้เฟตชนิกเกตคู่

3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแอกทิฟโดยใช้เฟตชนิกเกตคู่ การออกแบบแบ่งเป็นสองส่วน คือ ส่วนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ ซึ่งออกแบบเป็นการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นและการโพลาริซ์แบบวงกลม และส่วนการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับโครงข่ายสองพอร์ตซึ่งใช้อุปกรณ์แอกทิฟเป็นเฟตชนิกเกตคู่ แบ่งออกเป็นสองส่วนเช่นกัน คือ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่ และการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเปลี่ยนค่าได้ ซึ่งใช้แรงดันในการควบคุมค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์เรเตอร์ไดโอด ทำให้ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์เกิดการเปลี่ยนแปลง

3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์เลือกใช้เป็นแบบสี่เหลี่ยม ออกแบบสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4 แบบสองหน้า ซึ่งพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับใช้ในการออกแบบได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของซับสเตรท (ϵ_r) ความสูงของไดอิเล็กตริกซับสเตรท (h) เป็นต้น การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ได้แบ่งออกเป็นแบบการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นและการโพลาริซ์แบบวงกลม ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

3.2.1 การโพลาริซ์แบบเชิงเส้น

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ทำงานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ 2.2 GHz โดยใช้แผ่น FR-4 แบบสองหน้า ซึ่งมีค่าค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และมีความหนาของไดอิเล็กตริก h เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร ทำการป้อนโดยใช้ไมโครสตริปสามารถหาความกว้าง (a) และความยาว (b) ของสายอากาศแพตช์สี่เหลี่ยมได้จากสมการ (2.46) และ สมการ (2.47)

หาความกว้าง (a) จาก $a = \lambda_d$

$$a = \lambda_d = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$a = \frac{3 \times 10^8}{2.2 \times 10^9 \times \sqrt{4.5}}$$

$$a = 64.28 \text{ มิลลิเมตร}$$

$$\text{หาความยาว (b) จาก } b = 0.49\lambda_d \approx \frac{\lambda_d}{2}$$

$$b = 32.14 \text{ มิลลิเมตร}$$

จากนั้นคำนวณหาความกว้าง (W) และความยาว (l) ของไมโครสตริปที่จะป้อนจาก FR-4 แบบสองหน้าที่มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Z_0) เท่ากับ 50 โอห์ม ที่ความยาว $\lambda_d / 4$ ความถี่ที่ใช้ในการออกแบบเท่ากับ 2.2 GHz (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และ (h) เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร พิจารณาเงื่อนไขของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเนื่องจากค่า Z_0 เท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่ง $Z_0 \geq 23.6$ โอห์ม สอดคล้องกับกรณีที่ 2 คำนวณหาค่าจากสมการ (2.49)

$$\text{หาความกว้าง (W) จาก } \frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

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

$$W = 2.83 \text{ มิลลิเมตร}$$

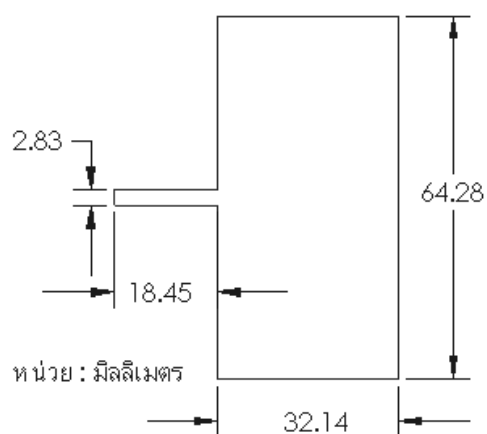
คำนวณหาความยาวของไมโครสตริปที่ความยาว $\lambda_d / 4$ จากสมการ (2.51)

$$\text{หาความยาว (l) จาก } l = \frac{\lambda_d}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

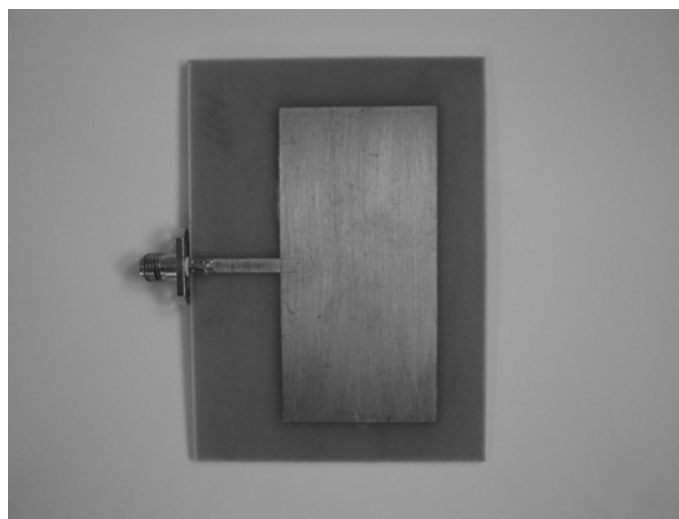
$$\text{เมื่อ } \epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2}$$

$$l = 18.45 \text{ มิลลิเมตร}$$

ทำการป้อนด้วยไมโครสตริปขนาด 50 โอห์ม ตามที่คำนวณได้ให้กับสายอากาศแพตช์สี่เหลี่ยมจะได้ขนาดต่างๆ ดังรูปที่ 3.1 และรูปที่ 3.2 แสดงรูปถ่ายของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม

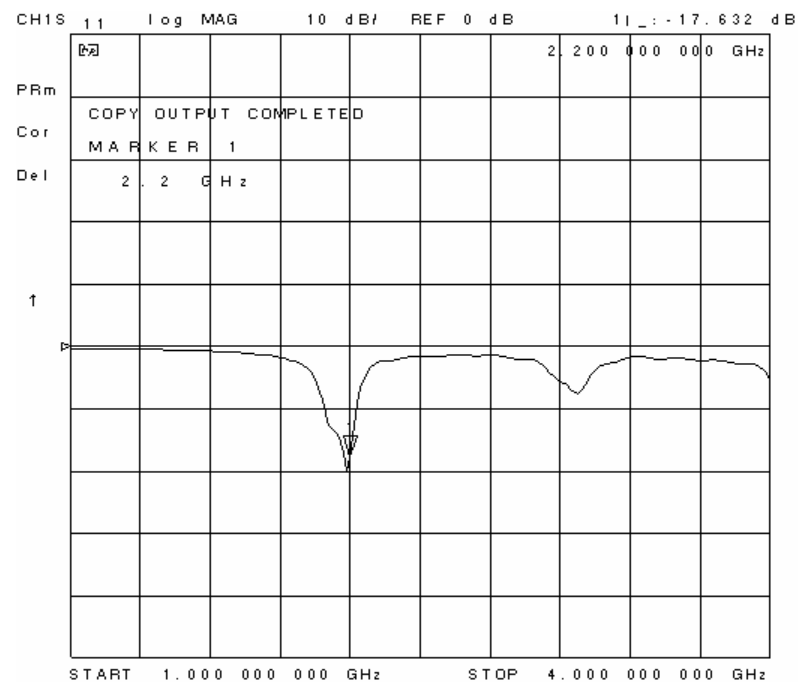


รูปที่ 3.1 ขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม



รูปที่ 3.2 รูปถ่ายสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม

ทำการวัดค่า S_{11} ของสายอากาศแพตช์ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) Hewlett Packard 8722D ได้ค่า S_{11} เท่ากับ -17.632 dB สามารถแสดงค่าได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม

3.2.2 การโพลาริซ์แบบวงกลม

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม ให้มีการโพลาริซ์แบบวงกลมนั้นในที่นี้ใช้เทคนิคการป้อนแบบสองทางด้วยไมโครสตริป โดยให้ด้านหนึ่งถูกเลื่อนเฟสออกไป 90 องศา ด้วยการเพิ่มไมโครสตริป ส่วนตัวสายอากาศแพตช์เป็นแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสขนาดความกว้างและความยาว $\lambda_d/2$ และใช้การแมตช์แบบหม้อแปลง $\lambda_d/4$ (quarter-wave transformer) ซึ่งสามารถคำนวณและแสดงได้ คือ

หาขนาดของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยมจัตุรัสความยาว $\lambda_d/2$ ที่ทำงานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟ 2.2 GHz ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.5 และมีความหนา (h) เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร สามารถคำนวณโดยใช้สมการที่ (2.47)

$$b = 0.49\lambda_d \approx \frac{\lambda_d}{2}$$

ได้ขนาดของความกว้างและความยาวของแพตช์สี่เหลี่ยมจัตุรัสเท่ากับ 32.14 x 32.14 มิลลิเมตร

คำนวณหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพตช์สี่เหลี่ยมจัตุรัส ได้จากสมการที่ (2.44)

$$\text{หาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ } R_{in} = \frac{1}{2G_1}$$

เมื่อความกว้าง $W \ll \lambda_0$ เข้าเงื่อนไขของสมการที่ (2.45ก) จาก

$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2$$

$$R_{in} = 805.74 \text{ โอห์ม}$$

สายอากาศแพตช์สี่เหลี่ยมจัตุรัสที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์ R_{in} เท่ากับ 805.74 โอห์ม ถูกป้อนด้วยไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ทั้งสองด้านต้องทำการถ่ายโอน (transform) อิมพีแดนซ์จาก 805.74 โอห์ม ไปหา 50 โอห์มเสียก่อนด้วยการแมตช์แบบห้อยแปลง $\lambda_d/4$ คำนวณได้จากสมการ

$$\text{หาค่าอิมพีแดนซ์ } Z_{OT} = \sqrt{Z_{in} \times Z_0} \quad (3.1)$$

$$Z_{OT} = \sqrt{805.74 \times 50}$$

$$Z_{OT} = 200.71 \text{ โอห์ม}$$

คำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปอิมพีแดนซ์ Z_{OT} เท่ากับ 200.71 โอห์ม ซึ่งจะเข้าเงื่อนไข $Z_0 \geq 23.6$ โอห์ม สอดคล้องกับกรณีที่ 2 สามารถคำนวณ หาค่าจากสมการ (2.49)

$$\text{หาความกว้าง (W) จาก } \frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

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

$$W = 0.039 \text{ มิลลิเมตร}$$

เนื่องจากค่า W จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.039 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่านี้น้อยมาก ๆ ดังนั้นในทางปฏิบัติเลือกใช้ค่า W เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นค่าที่สามารถตัดไมโครสตริปได้

คำนวณหาความยาวของไมโครสตริปที่มีความยาว $\lambda_d / 4$ จากสมการ (2.51)

$$\text{หาความยาว } (l) \text{ จาก } l = \frac{\lambda_d}{4} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{re}}}$$

$$\text{เมื่อ } \epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-1/2}$$

$$l = 20.2 \text{ มิลลิเมตร}$$

ไมโครสตริปอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ที่ปลายทั้งสองด้านมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม แต่ตรงกึ่งกลางระหว่างปลายทั้งสองด้านจะมีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณเท่ากับ 25 โอห์ม ดังนั้นจุดป้อนด้วยไมโครสตริปที่มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ต้องทำการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์จาก 25 โอห์มไปหา 50 โอห์มเสียก่อน โดยทำการแมตช์ด้วยหม้อแปลง $\lambda_d / 4$ คำนวณได้จากสมการ

$$\text{หาค่าอิมพีแดนซ์ } Z_{OT} = \sqrt{25 \times 50}$$

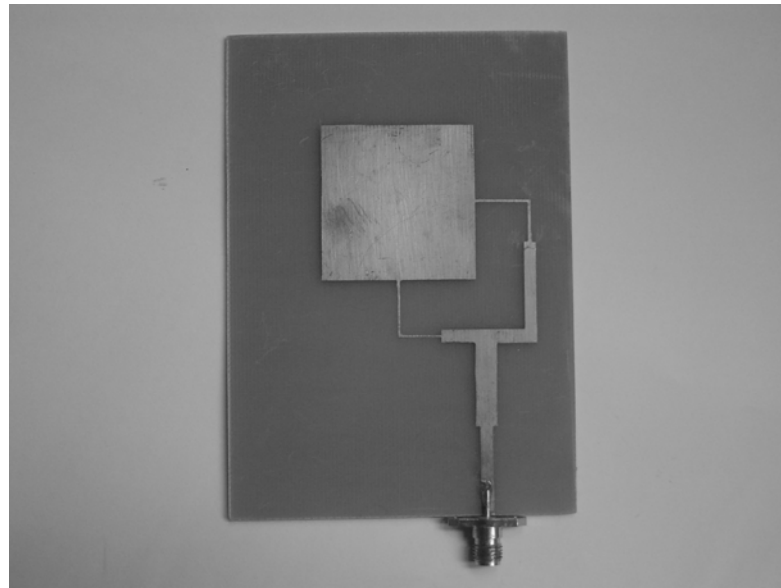
$$Z_{OT} = 35.4 \text{ โอห์ม}$$

คำนวณหาความกว้างของไมโครสตริปอิมพีแดนซ์ Z_{OT} เท่ากับ 35.4 โอห์ม ซึ่งจะเข้าเงื่อนไข $Z_0 \geq 23.6$ โอห์ม สอดคล้องกับกรณีที่ 2 สามารถคำนวณ หาค่าจากสมการ (2.49)

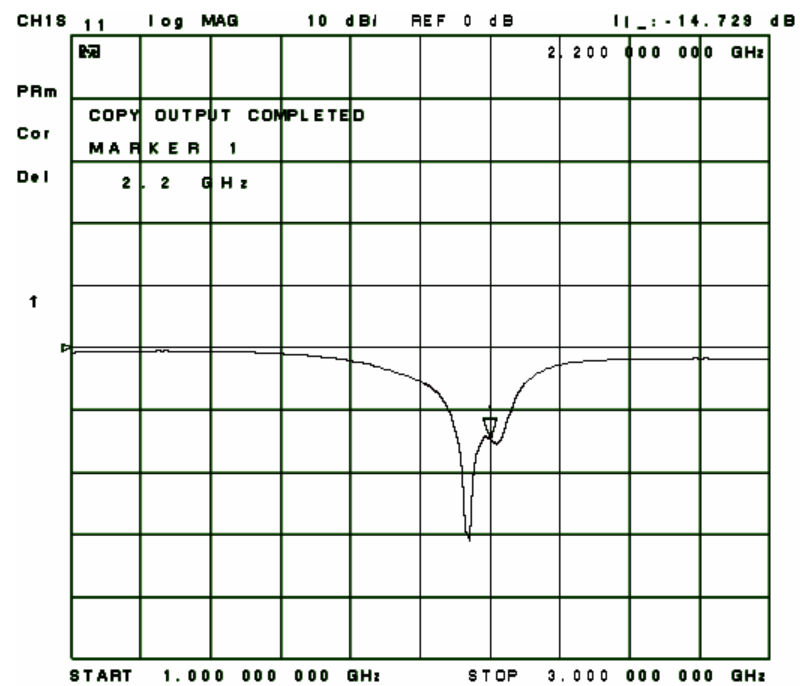
$$\text{หาความกว้าง } (W) \text{ จาก } \frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

$$W = 4.82 \text{ มิลลิเมตร}$$

คำนวณหาความยาวของไมโครสตริปที่มีความยาว $\lambda_d / 4$ จากสมการ (2.51)



รูปที่ 3.5 แสดงรูปถ่ายสายอากาศไมโครสตริปแพตช์สี่เหลี่ยมที่แมตช์โดยใช้หม้อแปลง $\lambda_d/4$



รูปที่ 3.6 แสดงค่า S_{11} ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์สี่เหลี่ยม

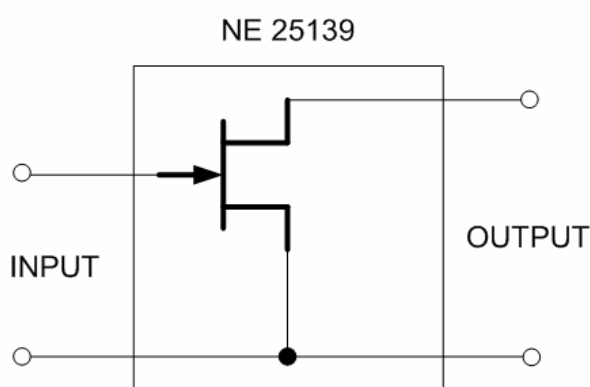
3.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับโครงข่ายสองพอร์ต

ในส่วนของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยใช้อุปกรณ์แอททิฟเป็นเฟตชนิคเกตคู่ ออกแบบสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR-4 แบบสองหน้าเช่นเดียวกับส่วนของสายอากาศ ซึ่งพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบได้แก่ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ (f_o) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของฉนวน (ϵ_r) ความสูงของไดอิเล็กตริกชั้น (h) เป็นต้น การออกแบบแบ่งออกเป็นสองส่วน คือ การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่และการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเปลี่ยนค่าได้

3.3.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ต้องทำการเลือกตัวอุปกรณ์แอททิฟ เช่น เฟตทรานซิสเตอร์ เป็นต้น และกำหนดจุดไบแอสให้ตรงกับตารางพารามิเตอร์การจัดกระจาย การคำนวณค่าตัวประกอบเสถียรภาพ (K) ของตัวอุปกรณ์แอททิฟที่กึ่งกลางของย่านความถี่ค่าตัวประกอบเสถียรภาพนี้จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง ถ้ามีค่าใกล้เคียงหนึ่งหรือมากกว่าหนึ่งจะต้องทำการลดค่าตัวประกอบเสถียรภาพโดยใช้เทคนิคการป้อนกลับที่ขาเกตหรือซอร์ส หรือเปลี่ยนจุดรวมของวงจร เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบจุดรวมที่ขาเกตหรือขาซอร์ส

การออกแบบในที่นี้เลือกตัวอุปกรณ์แอททิฟเป็นเฟตชนิคเกตคู่เบอร์ NE25139 โดยกำหนดโครงสร้างของวงจรแบบจุดรวมที่ขาซอร์สแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 และใช้วิธีการปรับปรุงค่าตัวประกอบเสถียรภาพให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขของการออสซิลเลต ด้วยการป้อนกลับแบบอนุกรมที่ขาซอร์สด้วยตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.7 ตำแหน่งของเฟตซึ่งต่ออยู่กับโครงข่ายสองพอร์ต

ทำการกำหนดจุดไบแอสและคำนวณหาค่าตัวประกอบเสถียรภาพ จากค่าพารามิเตอร์ของเฟต NE25139 ที่ความถี่ 2.2 GHz กำหนดให้ VDS เท่ากับ 5 โวลต์, VG1S เท่ากับ 0.4 โวลต์, VG2S เท่ากับ 0 โวลต์, วงจรแบบจตุรร่วมที่ชาซอร์ส ได้ค่าพารามิเตอร์กระจายดังนี้

$$S_{11} = 1.2078 \angle -27.7532^\circ \quad S_{12} = 0.6145 \angle 68.6644^\circ$$

$$S_{21} = 0.4229 \angle -152.6073^\circ \quad S_{22} = 1.2857 \angle -37.7937^\circ$$

$$\text{หาค่า } K \text{ จาก } K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

$$\text{เมื่อ } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$K = -0.7671$$

ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบเสถียรภาพ และเพิ่มบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพโดยใช้วิธีการป้อนกลับแบบอนุกรมที่ชาซอร์สด้วยตัวเหนี่ยวนำ เลือกใช้ค่า 5.6 nH แสดงได้ดังรูปที่ 3.8 ในการออกแบบใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริปสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของสมการ

$$\omega L = Z_o \tan \beta l \quad (3.2)$$

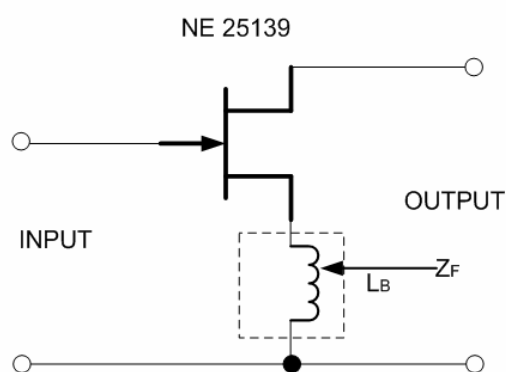
$$\text{เมื่อ } \beta \text{ เท่ากับ } \frac{2\pi}{\lambda}$$

แปลงค่าพารามิเตอร์กระจายเป็นพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ (Z-parameter) (Ludwing, and Bretchko, 2000) จากสมการ

$$[Z] = Z_o ([E] + [S])([E] - [S])^{-1} \quad (3.3)$$

เมื่อ [E] คือค่า identity matrix

ทำการป้อนกลับแบบอนุกรมที่ขาซอร์สของเฟตด้วยตัวอินดักเตอร์ค่า $[Z_{\text{new}}]$ โดยใช้สมการ (3.4)



รูปที่ 3.8 การป้อนกลับแบบอนุกรมที่ขาซอร์สด้วยตัวเหนี่ยวนำ

$$[Z_{\text{new}}] = [Z_{\text{old}}] + [Z_F] \quad (3.4)$$

เมื่อ $Z_F = j\omega L_B \quad (3.5)$

แทนค่า $[Z_{\text{old}}]$ และ $[Z_F]$ จะได้ค่า $[Z_{\text{new}}]$ ใหม่แทนค่าเดิม

แปลงค่าพารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ใหม่เป็นพารามิเตอร์จัดกระจายทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์จัดกระจายใหม่ดังนี้

$$S_{11} = 1.939 \angle -29.326^\circ \quad S_{12} = 0.876 \angle 59.031^\circ$$

$$S_{21} = 3.037 \angle -145.186^\circ \quad S_{22} = 2.206 \angle -53.808^\circ$$

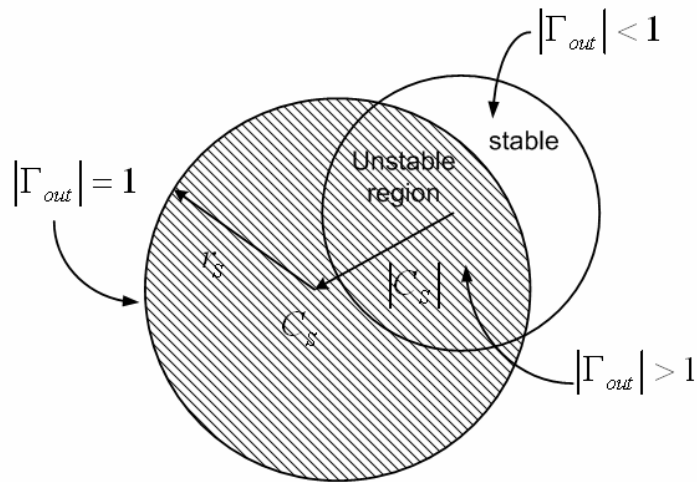
คำนวณหาค่า K ใหม่จะได้ $K = -0.984 < 1$

คำนวณหาวงกลมเสถียรภาพที่อินพุตพอร์ตของโครงข่ายสองพอร์ต

วงกลมเสถียรภาพที่อินพุตคำนวณจากสมการ (2.40) และ (2.41)

$$r_s = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = 2.388$$

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = 1.494 \angle -161.2187^\circ$$



รูปที่ 3.9 วงกลมเสถียรภาพที่อินพุตของโครงข่ายวงจรสองพอร์ต

เนื่องจาก $r_s > |C_s|$ และ $|S_{22}| > 1$ ดังนั้นบริเวณที่มีเสถียรภาพจะอยู่นอกวงกลม $|\Gamma_{OUT}| = 1$ แสดงได้ดังรูปที่ 3.9 การเลือกค่าของ Γ_s ควรเลือกอยู่ในบริเวณไม่มีเสถียรภาพและทำให้ $|\Gamma_{OUT}|$ มีค่ามาก ในที่นี้เลือกค่าของ $\Gamma_s = 0 \angle -180^\circ$

$$\text{หา } Z_s \text{ จาก } Z_s = \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} Z_0$$

$$Z_s = 50 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{หา } \Gamma_{OUT} \text{ จาก } \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_s} \Gamma_s$$

$$\Gamma_{OUT} = 1.302 - 1.783i$$

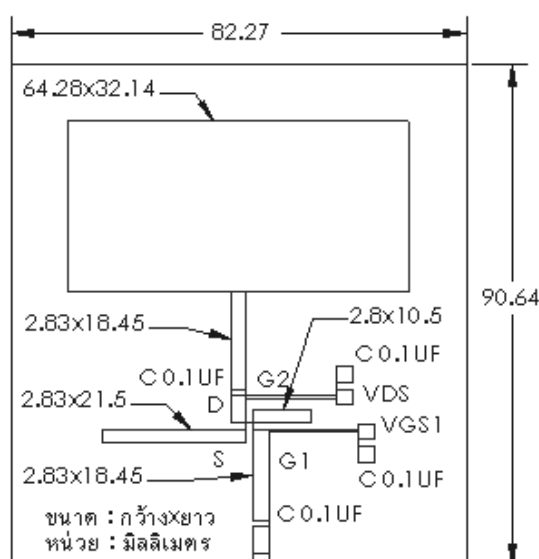
$$\text{หา } Z_{OUT} \text{ จาก } Z_{OUT} = \frac{1+\Gamma_{OUT}}{1-\Gamma_{OUT}} Z_0$$

$$Z_{OUT} = -59.27 - 54.59i \text{ โอห์ม}$$

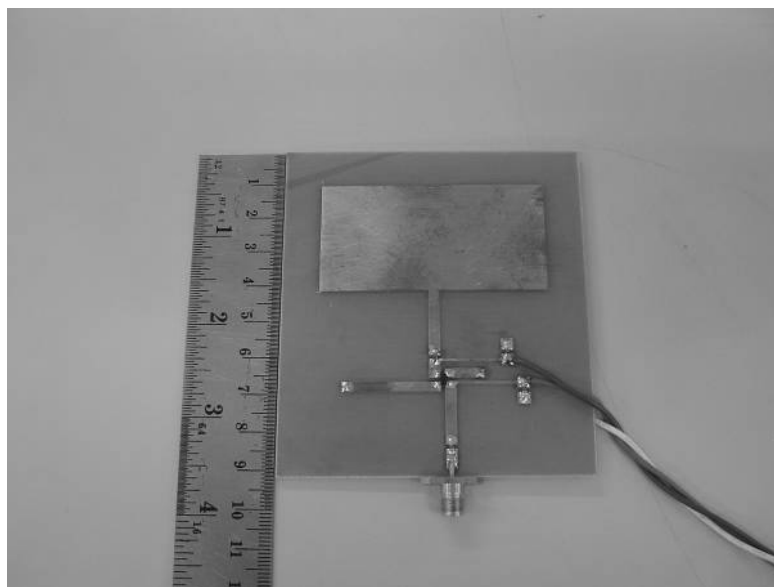
$$\text{จาก } Z_T = -Z_{OUT}$$

$$\text{ทำให้ได้ค่า } Z_T \approx 59 \text{ โอห์ม}$$

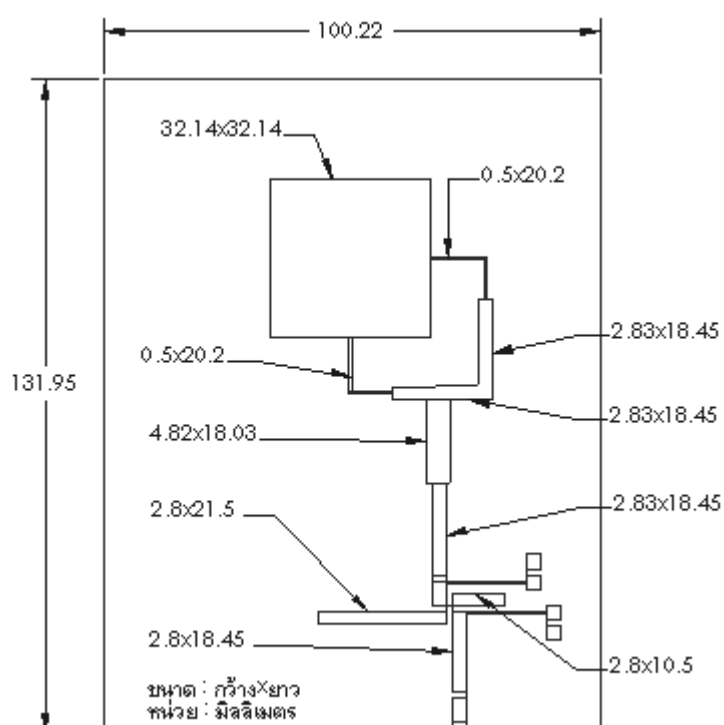
นำค่าที่ได้จากการออกแบบไปเขียนเป็นลายแผ่นวงจรพิมพ์ เพื่อสร้างสายอากาศ แอ็กทิฟ โดยการออกแบบใช้โครงสร้างเป็นแบบไมโครสตริป ที่ขาเกตหนึ่ง (G1) ของเฟตเป็นจุดป้อนสำหรับสัญญาณกระตุ้นจากภายนอก ขาเกตสอง (G2) ต่ออยู่กับสแต็บวงจรปิดทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์ ขาซอร์ส (S) ต่ออยู่กับไมโครสตริปทำหน้าที่เป็นส่วนป้อนกลับแบบอนุกรม ส่วนขาเดรน (D) เป็นส่วนเอาต์พุตต่ออยู่กับสายอากาศ โดยต่อร่วมกับสายอากาศการโพลาไรซ์แบบลิเนียร์ที่ได้ออกแบบไว้สามารถแสดงขนาดของสายอากาศแอ็กทิฟการโพลาไรซ์แบบลิเนียร์ได้ดังรูปที่ 3.10 และรูปที่ 3.11 แสดงรูปถ่ายของสายอากาศแอ็กทิฟการโพลาไรซ์แบบลิเนียร์ ส่วนรูปที่ 3.12 และรูปที่ 3.13 แสดงขนาดและรูปถ่ายของสายอากาศแอ็กทิฟการโพลาไรซ์แบบวงกลมตามลำดับ



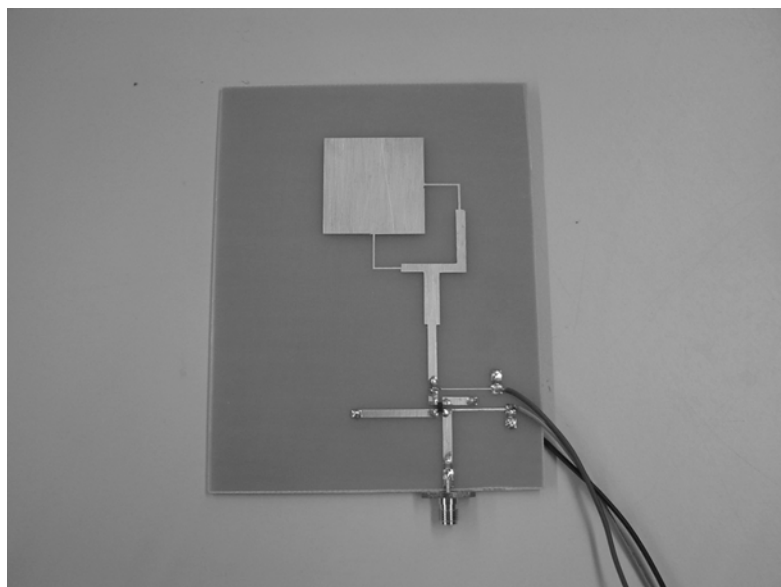
รูปที่ 3.10 แสดงขนาดต่างๆของสายอากาศแอ็กทิฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบลิเนียร์



รูปที่ 3.11 รูปถ่ายสายอากาศเอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบลิเนียร์



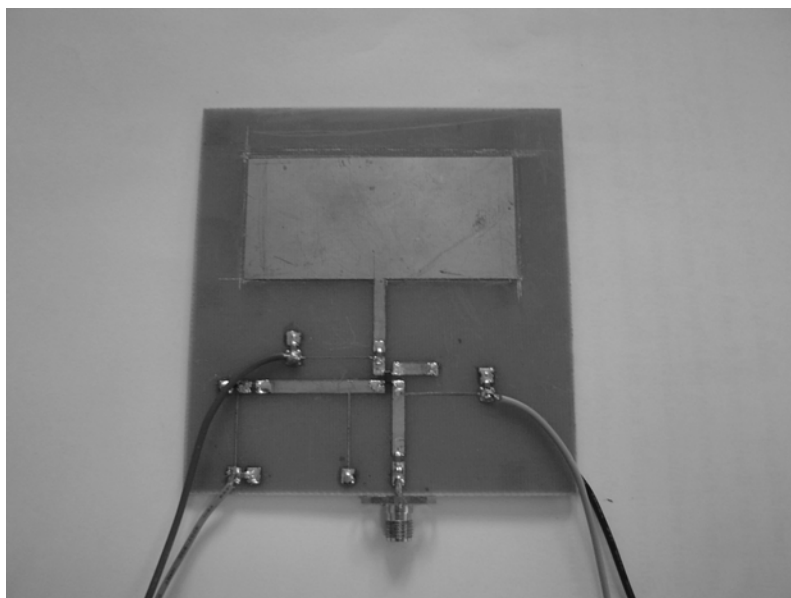
รูปที่ 3.12 แสดงขนาดต่างๆของสายอากาศเอกทีฟแบบคงที่การโพลาไรซ์แบบวงกลม



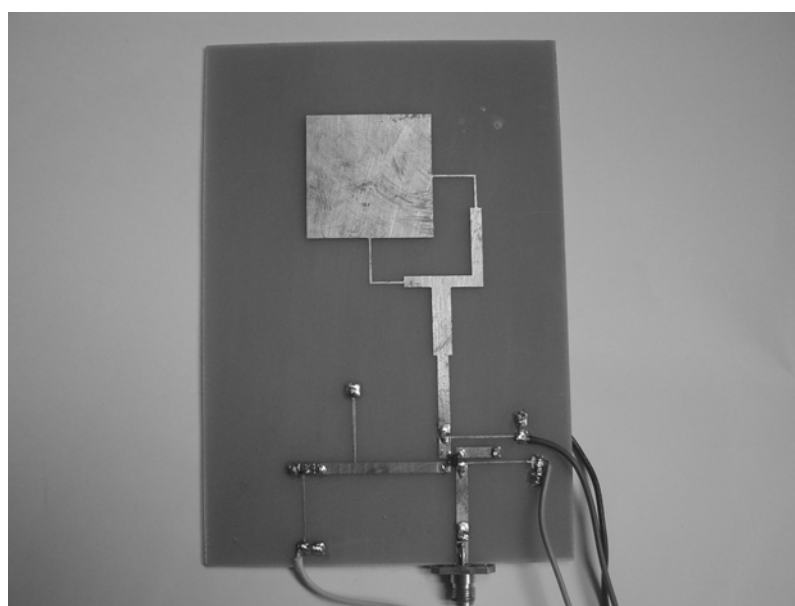
รูปที่ 3.13 รูปถ่ายสายอากาศเอกทึฟแบบคงที่การโพลาริซ์แบบวงกลม

3.3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้

ในส่วนของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าได้ ยังคงใช้หลักการและค่าพารามิเตอร์เช่นเดียวกับการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่ แต่ได้ทำการเพิ่มวาระเตอร์ไดโอดต่ออนุกรมที่ขาซอร์สของเฟตชนิคเกตคู่ โดยเลือกใช้วาระเตอร์ไดโอดเบอร์ SMV 1255-079LF ซึ่งมีค่าคาปาซิแตนซ์อยู่ระหว่าง 4.26-81.21 พิโกฟารัด ที่ไบแอสระหว่าง 0-8 โวลท์ นำวงจรที่ได้จากการออกแบบไปเขียนลายแผ่นวงจรพิมพ์ โดยนำไปต่อร่วมกับสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ทั้งแบบที่มีการโพลาริซ์แบบลิเนียร์และแบบที่มีการโพลาริซ์แบบวงกลม สามารถแสดงรูปถ่ายสายอากาศเอกทึฟทั้งสองแบบได้ดังรูปที่ 3.14 และรูปที่ 3.15 ตามลำดับ



รูปที่ 3.14 รูปถ่ายสายอากาศเอกทึฟแบบปรับค่าได้การโพลาริซ์แบบลิเนียร์



รูปที่ 3.15 รูปถ่ายสายอากาศเอกทึฟแบบปรับค่าได้การโพลาริซ์แบบวงกลม

3.4 สรุป

การออกแบบสายอากาศเอกทึฟในส่วนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์ ทั้งแบบการโพลาริซ์แบบเชิงเส้น และการโพลาริซ์แบบวงกลมซึ่งใช้เทคนิคการป้อนแบบสองทาง

ในการทำการโพลาริซ์แบบวงกลม การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพตช์พารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับใช้ในการออกแบบได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศหรือความถี่เรโซแนนซ์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของซับสเตรท ความสูงของไดอิเล็กตริกซับสเตรท เป็นต้น ซึ่งจะต้องเลือกใช้ค่าที่เหมาะสมและมีความเที่ยงตรงแน่นอน ส่วนการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์สำหรับโครงข่ายสองพอร์ตซึ่งใช้อุปกรณ์แอคทีฟเป็นเฟตชนิคเกตคู่ แบ่งออกเป็นกรออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่ และการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเปลี่ยนค่าได้ ซึ่งใช้แรงดันในการควบคุมค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์เรเตอร์ไดโอด ในการทำให้ความถี่ของวงจรเกิดการเปลี่ยนแปลง การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ต้องคำนึงถึงเงื่อนไขสองอย่างได้แก่ เงื่อนไขของการออสซิลเลตซึ่งใช้กับโครงข่ายสองพอร์ต และเงื่อนไขของเสถียรภาพการเลือกบริเวณการทำงานจากวงกลมเสถียรภาพ ในการปรับปรุงค่าตัวประกอบเสถียรภาพและเพิ่มบริเวณที่ไม่มีเสถียรภาพ ใช้วิธีการป้อนกลับแบบอนุกรมที่หาซอร์สด้วยตัวเหนี่ยวนำ ส่วนพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะเหมือนกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพตช์นั่นเอง

บทที่ 4

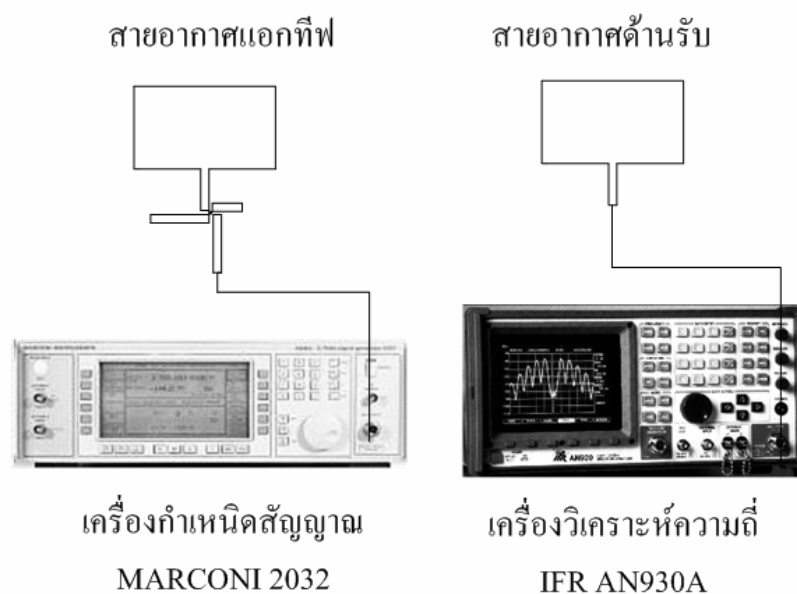
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

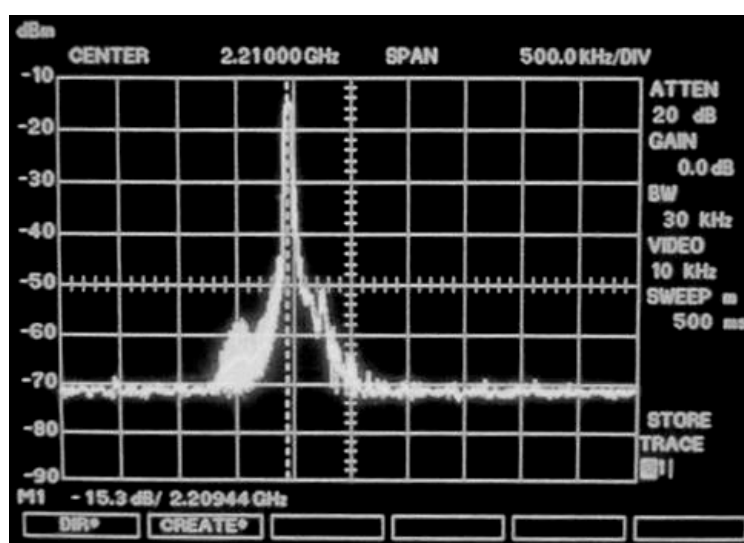
ในส่วนนี้กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง การวัดสัญญาณการอสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟขณะที่ยังไม่กระตุ้นจากสัญญาณจากภายนอก เปรียบเทียบกับผลการทดลองวัดสัญญาณการอินเจกชันล๊อค จากการกระตุ้นจากภายนอกด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ (signal generator MACRONI 2032) ที่ความถี่ f , $f/2$ และ $f/3$ ของความถี่ออสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟ ผลการทดลองวัดย่านการล๊อคเปรียบเทียบกับกำลังของสัญญาณที่กระตุ้นจากภายนอก ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation patterns) ทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า (E) สนามแม่เหล็ก (H) และโพลาไรเซชันไขว้ (cross polarization) ของสายอากาศแอกทิฟ และผลการทดลองวัดกำลังการแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิก (EIRP) ของสายอากาศแอกทิฟที่ออกแบบไว้ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (IFR spectrum analyzer) รุ่น AN930A

4.2 ผลการทดลองวัดสัญญาณการอสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟ

การทดลองวัดสัญญาณการอสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟที่ออกแบบมานั้น ก่อนอื่นต้องจ่ายไบแอสจากแหล่งจ่ายไฟตามเงื่อนไขที่กำหนดคือ VDS เท่ากับ 5 โวลต์, VG1S เท่ากับ 0.4 โวลต์ และ VG2S เท่ากับ 0 โวลต์ จากนั้นทำการวัดสัญญาณที่เกิดจากการอสซิลเลตที่แผ่กระจายคลื่นออกมาจากสายอากาศ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมขณะที่ยังไม่มีป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอก โดยกำหนดเงื่อนไขของการปรับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่ย่านการวัด span 500 kHz/DIV, BW 30 kHz สามารถแสดงการวัดได้ดังรูปที่ 4.1 โดยผลจากการวัดสัญญาณอ่านค่าสเปกตรัมความถี่ที่วัดจากการอสซิลเลตของสายอากาศแอกทิฟได้เท่ากับ 2.2 GHz และจะเห็นว่าสัญญาณที่วัดได้มีการแกว่งไปมาของสัญญาณที่ออสซิลเลตสูง ไม่สามารถวัดสัญญาณรบกวนเฟสได้นั้นคือ หมายถึงมีสัญญาณรบกวนเฟสสูงนั่นเอง แสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 แสดงการวัดสัญญาณการแผ่รังสีของสายอากาศเอกทีฟ

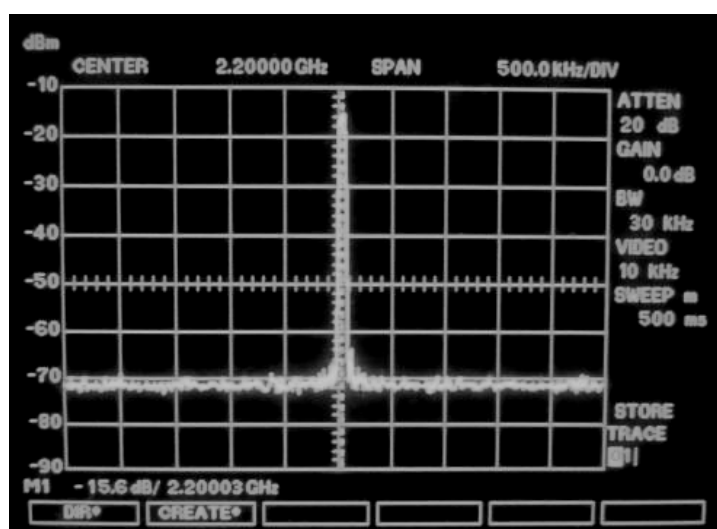


รูปที่ 4.2 สเปกตรัมการแผ่รังสียังไม่มีการกระตุ้นสัญญาณภายนอก

4.3 ผลการทดลองวัดสัญญาณอินжекชันลอกจากการกระตุ้นสายอากาศเอกทีฟ

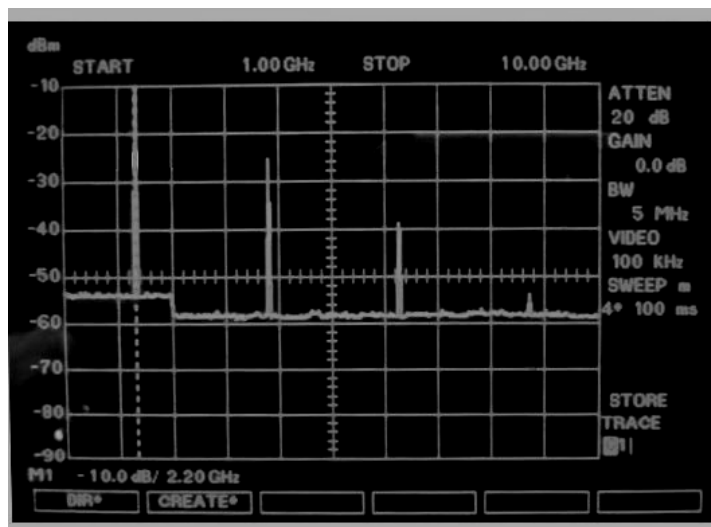
จากการวัดสัญญาณการแผ่รังสีของสายอากาศเอกทีฟ ขณะที่ยังไม่มีการป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอกทำให้มีสัญญาณรบกวนเฟสสูง จากนั้นทำการทดลองด้วยการป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอกด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ ที่ความถี่ออสซิลเลต (f) หรือเท่ากับ 2.2 GHz

ระดับกำลัง -5 dBm เข้าที่ขาเกตหนึ่ง (G1) ของเฟตชนิคเกตคู่ จะเกิดปรากฏการล็อกกันระหว่างสัญญาณที่กระตุ้นจากภายนอกกับสัญญาณที่ออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ เป็นผลให้สัญญาณรบกวนเฟสที่แกว่งไปมาลดลงอย่างมาก เพราะเฟสของสัญญาณออสซิลเลตจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่กระตุ้น เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ออสซิลเลตขณะที่ยังไม่ป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอกจากรูปที่ 4.2 ทำให้การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟมีเสถียรภาพ วัดสัญญาณรบกวนเฟสของสัญญาณด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซต จะเห็นได้ว่าการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก ทำให้การออสซิลเลตมีเสถียรภาพที่ดีขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

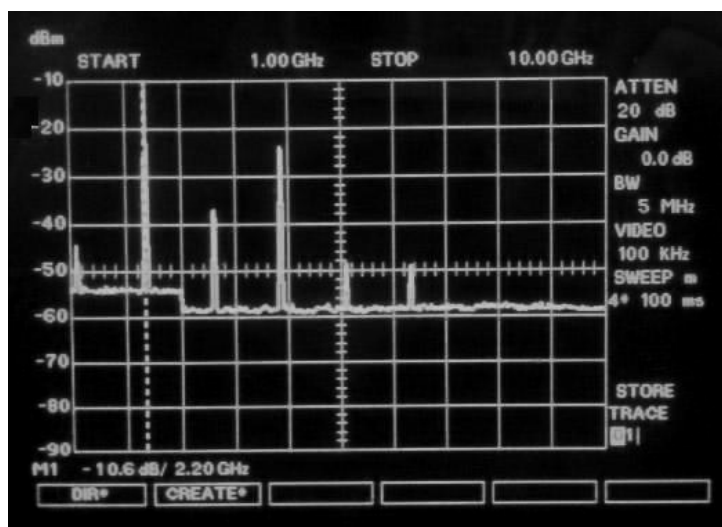


รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของสายอากาศแอกทีฟที่มีการกระตุ้นสัญญาณภายนอก

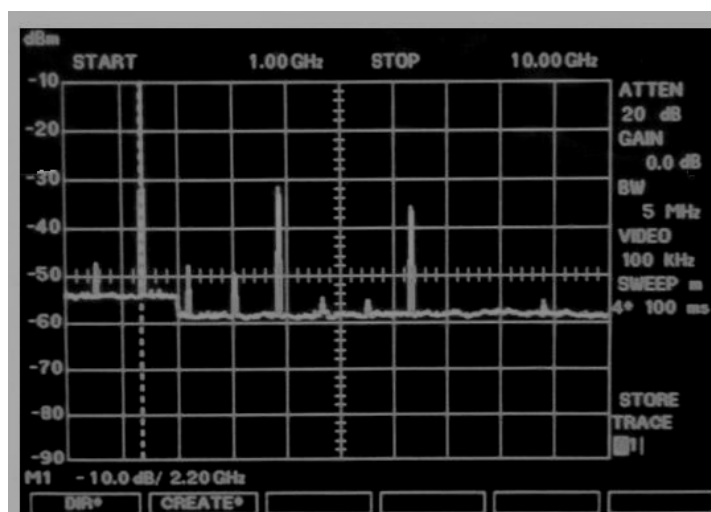
จากนั้นทำการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อย $f/2$, $f/3$ ของความถี่ออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ คือ ความถี่ 1.1 GHz และ ความถี่ 733 MHz ตามลำดับ จะเกิดล็อกเช่นเดียวกัน ซึ่งผลของการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกยังเป็นผลทำให้เกิดการมอดูเลตระหว่างกันของสัญญาณ (intermodulation) ทั้งสามความถี่ ซึ่งผลแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 รูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 โดยผลของการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ออสซิลเลต จะให้ผลของการเกิดการมอดูเลตระหว่างกันมากกว่าดังแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 เป็นการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่ 3^{rd} จะให้ผลของความถี่ที่เกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด



รูปที่ 4.4 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มูลระหว่างกันที่กระตุ้น
ด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 2.2 GHz (fundamental frequency)



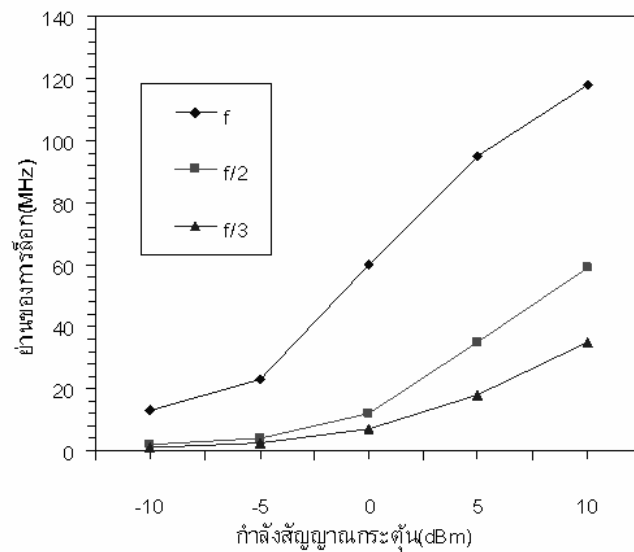
รูปที่ 4.5 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มูลระหว่างกันที่กระตุ้น
ด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 1.1 GHz (2^{nd} subharmonic)



รูปที่ 4.6 สเปกตรัมการอสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกันที่กระตุ้น
ด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 733 MHz (3rd subharmonic)

4.4 ผลการทดลองวัดย่านการล็อกเทียบกับกำลังของสัญญาณกระตุ้น

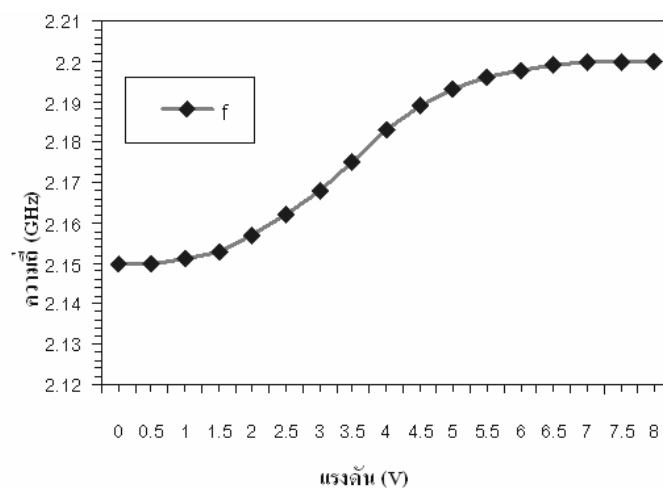
ทำการทดลองวัดความกว้างของย่านการล็อกของสัญญาณ เปรียบเทียบกับสัญญาณที่กระตุ้นจากภายนอก โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และกำลังของสัญญาณกระตุ้น แสดงดังรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่าการกระตุ้นที่ความถี่เดียวกับความถี่ออสซิลเลต จะให้ความกว้างของย่านการล็อกที่กว้างกว่าการกระตุ้นด้วยความถี่ของฮาร์โมนิกย่อยที่ 2nd และ 3rd ตามลำดับ และเมื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณกระตุ้นมากขึ้น จะเป็นผลให้ความกว้างของย่านการล็อกเพิ่มมากขึ้นด้วย เช่น จากรูปที่ 4.7 การกระตุ้นที่ระดับกำลัง 10 dBm ได้ย่านของการล็อกสูงสุด ส่วนการกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm ได้ย่านของการล็อกต่ำสุด เป็นต้น ซึ่งการกระตุ้นที่ความถี่ออสซิลเลตที่ระดับกำลัง 10 dBm ได้ย่านของการล็อกสูงสุดเท่ากับ 118 MHz และต่ำสุดที่การกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm ย่านของการล็อกเท่ากับ 13 MHz การกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่ 2nd ที่ระดับกำลัง 10 dBm ได้ย่านของการล็อกสูงสุดเท่ากับ 59 MHz และต่ำสุดที่การกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm ย่านของการล็อกเท่ากับ 2 MHz และการกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่ 3rd ที่ระดับกำลัง 10 dBm ได้ย่านของการล็อกสูงสุดเท่ากับ 35 MHz และต่ำสุดที่การกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm ย่านของการล็อกเท่ากับ 1 MHz



รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านของการล็อกกับกำลังของสัญญาณที่กระตุ้น

4.5 ผลการทดลองวัดความถี่การออสซิลเลตเทียบกับแรงดันที่ป้อนวาทเตอร์ไดโอด

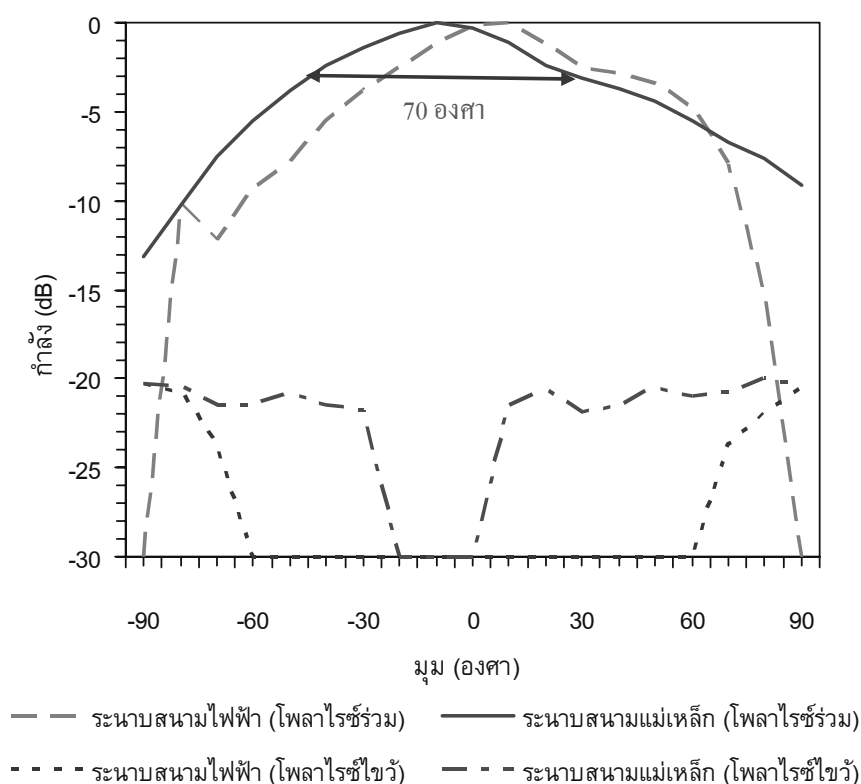
ทำการทดลองวัดความถี่ที่การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟแบบปรับค่าได้ โดยการป้อนแรงดันให้กับวาทเตอร์ไดโอดจากระดับแรงดัน 0-8 โวลต์ ใช้เครื่องวิเคราะห์ความถี่วัดสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมาจากสายอากาศเปรียบเทียบกับแรงดันที่ป้อน ผลการเปรียบเทียบแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 จะเห็นว่าที่แรงดันต่ำสุด 0 โวลต์ จะได้ค่าความถี่ออสซิลเลตต่ำสุดเท่ากับ 2.15 GHz และที่แรงดันสูงสุด 8 โวลต์ จะได้ค่าความถี่ออสซิลเลตสูงสุดเท่ากับ 2.2 GHz



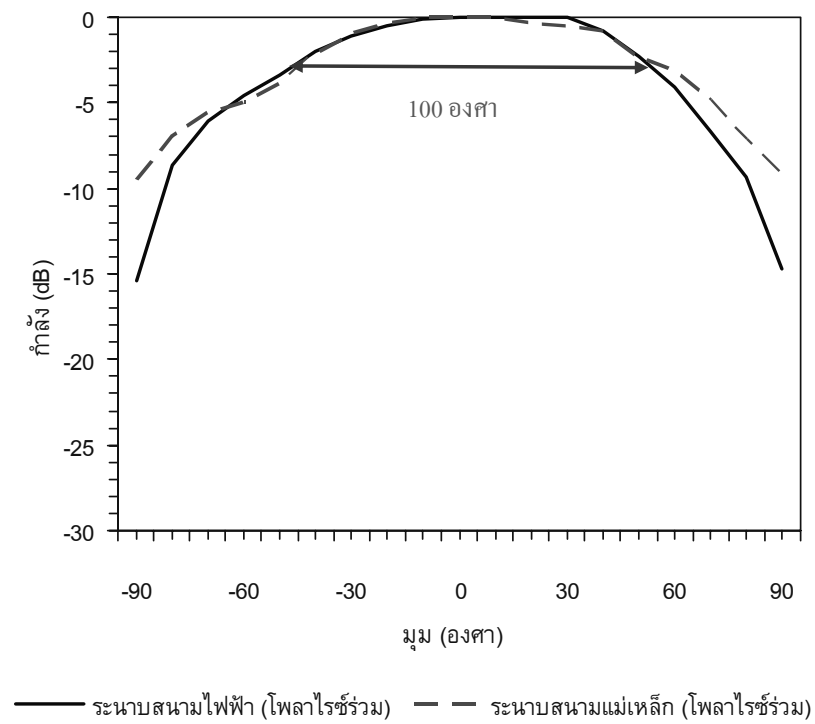
รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การออสซิลเลตกับแรงดันที่ป้อนให้วาทเตอร์ไดโอด

4.6 ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเอกทีฟ

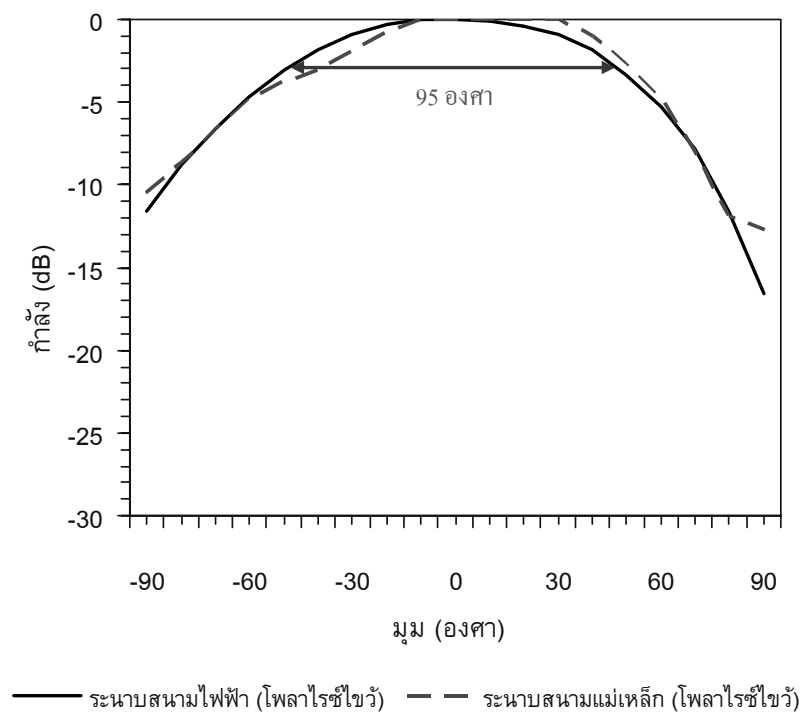
ทำการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation patterns) ทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ของสายอากาศเอกทีฟ ทั้งการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นและการโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยเงื่อนไขการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ 2.2 GHz ซึ่งผลจากการวัดสายอากาศเอกทีฟการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 จะเห็นว่าความกว้างของลำคลื่นที่ความกว้างลำครึ่งกำลัง (HPBW) ของระนาบสนามไฟฟ้าวัดได้เท่ากับ 70 องศา ส่วนของระนาบสนามแม่เหล็กวัดได้เท่ากับ 75 องศา และโพลาไรซ์ไขว้ของทั้งสองระนาบน้อยกว่า -20 dB และรูปที่ 4.10 เป็นผลจากการวัดสายอากาศเอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม จะเห็นว่าความกว้างของลำคลื่นที่ความกว้างลำครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าวัดได้เท่ากับ 100 องศา และรูปที่ 4.11 เป็นผลจากการวัดโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศเอกทีฟ วัดความกว้างของลำคลื่นที่ความกว้างลำครึ่งกำลังได้เท่ากับ 95 องศา แสดงว่าสายอากาศเอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลมสามารถส่งสัญญาณได้ดีทั้งสองระนาบ



รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเอกทีฟการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น



รูปที่ 4.10 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม



รูปที่ 4.11 โพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม

4.7 ผลการทดลองวัดกำลังการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเอกทีฟ

ทำการทดลองวัดกำลังการแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิก (EIRP) โดยให้สายอากาศส่งและสายอากาศรับมีระยะห่างกันเท่ากับ 1.5 เมตร กำหนดให้สายอากาศเอกทีฟเป็นสายอากาศส่ง ส่วนสายอากาศรับใช้สายอากาศไมโครสตริปแพตช์ ที่มีค่าคุณลักษณะเหมือนกับสายอากาศเอกทีฟ จากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ความถี่ อ่านค่าความถี่ที่ออกสิจเลขจากสายอากาศเอกทีฟได้เท่ากับ 2.2 GHz ระดับกำลัง -30.5 dBm การวัดแสดงได้ดังรูปที่ 4.12 นำค่าที่วัดได้มาคำนวณหาค่ากำลังการแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิกจากสมการ

$$\text{EIRP} = P_t G_t = \frac{P_r}{G_r} \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad (4.1)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศส่ง

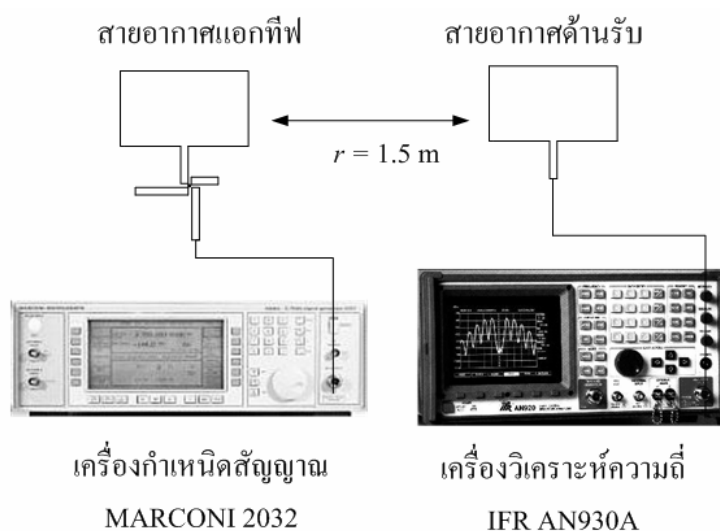
G_t คือ กำลังขยายของสายอากาศส่ง

P_r คือ กำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศรับ

G_r คือ กำลังขยายของสายอากาศรับ

r คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ

ค่ากำลังการแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิกที่วัดได้เท่ากับ 5.9 dBm



รูปที่ 4.12 การวัดกำลังการแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิก

4.8 สรุป

จากผลการทดลองการทดสอบ การอินเจกชันล๊อคของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่ ด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกของสายอากาศแอกทีฟ ผลจากการทดสอบการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่มีความถี่ f , $f/2$ และ $f/3$ ของความถี่การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟสามารถลดสัญญาณรบกวนเฟสและการออสซิลเลตมีเสถียรภาพดีขึ้นวัดสัญญาณรบกวนเฟสได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซต และการกระตุ้นยังเป็นผลให้เกิดการมอดูเลตระหว่างกัน โดยการกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่สูงจะเกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด การเพิ่มกำลังของสัญญาณกระตุ้นสูงขึ้นไปจะทำให้ให้ย่านของการล๊อคกว้างมากขึ้น โดยการกระตุ้นที่ความถี่เดียวกับความถี่การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ ย่านของการล๊อคจะกว้างมากกว่าการกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อย และการกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่สูงที่สุดจะเกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแอกทีฟทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า (E) และสนาม แม่เหล็ก (H) และการวัดโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นสามารถส่งสัญญาณได้ดีทั้งสองระนาบและมีแบบรูปการแผ่พลังงานโพลาไรซ์ไขว้ที่ต่ำ ส่วนผลจากการวัดของสายอากาศแอกทีฟการโพลาไรซ์แบบวงกลม ทั้งระนาบสนามไฟฟ้าระนาบสนามแม่เหล็กและโพลาไรซ์ไขว้สามารถวัดแบบรูปการแผ่พลังงานได้ดีทั้งหมด

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และเปรียบเทียบผลของการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ของสายอากาศแอกทีฟในรูปของความถี่ f/n เมื่อ f คือ ความถี่ของการออสซิลเลตและ n คือ จำนวนเต็ม 1, 2, 3 ตามลำดับ โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็น เฟตชนิกเกตคู่ การลดสัญญาณรบกวนเฟสของสายอากาศแอกทีฟใช้เทคนิคการอินเจกชันล็อกด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณความถี่จากภายนอกที่ขาเกตหนึ่ง (G1) ส่วนขาเกตสอง (G2) ของเฟตใช้ สำหรับการออสซิลเลตที่ความถี่ 2.2 GHz การวิจัยเริ่มจากการศึกษาเนื้อหาและความสำคัญของ ปัญหา ตั้งวัตถุประสงค์ของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตของการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

จากนั้นทำการวิเคราะห์ทฤษฎีสายอากาศแอกทีฟ เมื่อมีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก แล้วทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งทางขนาดและเฟส และแสดงถึงสมการความสัมพันธ์ของ สัญญาณภายนอกที่มากระตุ้นสายอากาศแอกทีฟ แล้วทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งทางขนาดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งรูปแบบของสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่มา กระตุ้นให้กับสายอากาศแอกทีฟนั้น และศึกษาทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศแอกทีฟ ได้แก่ ทฤษฎีสายนำสัญญาณไมโครสตริป ทฤษฎีการออสซิลเลเตอร์ การออกแบบโครงข่ายวงจร แมตซ์ซิ่ง และทฤษฎีสายอากาศไมโครสตริปแพตช์

ทำการออกแบบสายอากาศแอกทีฟโดยแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งเป็นการออกแบบ สายอากาศไมโครสตริปแพตช์การโพลารไรซ์แบบเชิงเส้นใช้แพตช์ชนิดสี่เหลี่ยม ป้อนโดยใช้สายนำ สัญญาณไมโครสตริปและการโพลารไรซ์แบบวงกลมซึ่งใช้แพตช์ชนิดสี่เหลี่ยมจัตุรัส ใช้เทคนิคการ ป้อนแบบสองทางในการทำให้มีการโพลารไรซ์แบบวงกลม ป้อนด้วยไมโครสตริปซิ่งแมตซ์โดยใช้ หม้อแปลง $\lambda_g/4$ ที่ความถี่ 2.2 GHz และส่วนที่สองเป็นการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ ใช้ อุปกรณ์แอกทีฟเป็นเฟตชนิกเกตคู่เบอร์NE25139 ใช้เทคนิคการป้อนกลับที่ขาซอร์สด้วยตัว เหนี่ยวนำในการเพิ่มพื้นที่ไม่เสถียรภาพ โดยแบ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคงที่และวงจรออสซิล เลเตอร์แบบปรับค่าได้ ซึ่งใช้แรงดันในการควบคุมค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์เกเตอร์ไดโอดที่ความถี่

2.2 GHz เช่นกัน

ในส่วนของการทดลองและผลการทดลอง ได้ทำการวัดสัญญาณการออสซิลเลตของสายอากาศเอกทิฟที่แผ่กระจายคลื่นจากสายอากาศ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมขณะที่ยังไม่มี การป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอกวัดความถี่ได้เท่ากับ 2.2 GHz จะเห็นได้ว่ามีสัญญาณรบกวน เฟสสูง จากนั้นทำการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกเข้าที่ขาเกตหนึ่ง (G1) จากเครื่องกำเนิด สัญญาณความถี่ด้วยความถี่ 2.2 GHz ที่ระดับกำลัง -5 dBm จะเกิดปรากฏการณ์ล็อกกันของสัญญาณที่ กระตุ้นกับสัญญาณที่ออสซิลเลต ผลจากการวัดสัญญาณที่มีการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกทำให้ สัญญาณรบกวนเฟสลดลงและวงจรมีเสถียรภาพมากกว่าขณะที่ยังไม่มีการกระตุ้น วัดสัญญาณ รบกวนเฟสด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซต ดังนั้นการ กระตุ้นจากสัญญาณภายนอกทำให้การออสซิลเลตมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น โดยการกระตุ้นจาก สัญญาณภายนอกสามารถกระตุ้นด้วยสัญญาณความถี่เดียวกับความถี่ออสซิลเลต f หรือกระตุ้น ด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อย $f/2, f/3$ ของความถี่ออสซิลเลตได้ ซึ่งผลของการกระตุ้นจาก สัญญาณภายนอกยังเป็นผลทำให้เกิดการมอดูเลตระหว่างกันของสัญญาณโดยผลของการกระตุ้น ด้วยสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ออสซิลเลต จะให้ผลของการเกิดการมอดูเลต ระหว่างกันหลายความถี่ว่าการกระตุ้นที่ความถี่ออสซิลเลต และการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิ กย่อยที่สูงสุดจะให้ผลของความถี่ที่เกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด

ผลการวัดเปรียบเทียบ ระหว่างความกว้างของย่านการล็อกกับกำลังของสัญญาณที่กระตุ้น ของสัญญาณโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และกำลังของสัญญาณกระตุ้น จะเห็นได้ว่าการกระตุ้นที่ ความถี่เดียวกับความถี่ออสซิลเลต จะให้ความกว้างของย่านการล็อกที่กว้างกว่าการกระตุ้นด้วย ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่ 2nd และ 3rd ตามลำดับ และเมื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณกระตุ้นมากขึ้นจะ เป็นผลให้ความกว้างของย่านการล็อกเพิ่มมากขึ้นด้วย โดยผลการทดลองการกระตุ้นที่ระดับกำลัง 10 dBm จะได้ย่านของการล็อกสูงสุด ส่วนการกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm จะได้ย่านของการ ล็อกต่ำสุดในทุกความถี่ที่กระตุ้น

ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งระนาบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กของสายอากาศ เอกทิฟการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้น จะได้ความกว้างของลำคลื่นที่ความกว้างลำครึ่งกำลังของระนาบ สนามไฟฟ้าวัดได้เท่ากับ 70 องศา ส่วนของระนาบสนามแม่เหล็กวัดได้เท่ากับ 75 องศา และ โพลาไรซ์ไขว้ของทั้งสองระนาบน้อยกว่า -20 dB ส่วนผลการวัดสายอากาศเอกทิฟการโพลาไรซ์ แบบวงกลม ความกว้างของลำคลื่นที่ความกว้างลำครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าวัดได้เท่ากับ 100 องศา และผลการวัดโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศเอกทิฟ วัดความกว้างของลำคลื่นที่ความ กว้างลำครึ่งกำลังได้เท่ากับ 90 องศา แสดงว่าสายอากาศเอกทิฟการโพลาไรซ์แบบวงกลมนั้น

สามารถแผ่พลังงานได้ดีทั้งสองระนาบ และผลการวัดกำลังงานแผ่ประสิทธิภาพไอโซทรอปิกได้เท่ากับ 5.9 dBm

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบสร้างสายอากาศเอกทีฟในส่วนที่สำคัญ คือ วัสดุที่ใช้ในการทำแผ่นวงจรพิมพ์และอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจร เช่น ตัวเฟด ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ขั้วต่อ SMA การใช้เทคนิคในการสร้างวงจร และวัสดุในการทำแผ่นวงจรพิมพ์ ต้องเลือกที่มีความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แน่นอนและเหมาะสมกับงานที่เราออกแบบ เพราะถ้าหากเลือกใช้ค่าที่ไม่เหมาะสมแล้วอาจทำให้เป็นปัญหาในการสร้าง เนื่องจากเครื่องมือที่ใช้มีข้อจำกัด เช่น ไม่มีเครื่องเซาะวงจรพิมพ์แผ่นวงจรพิมพ์และอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้สำหรับงานความถี่สูงมีราคาแพงและหาซื้อยาก เป็นต้น ดังนั้นเพื่อความถูกต้องแม่นยำในการสร้างวงจรในย่านความถี่ไมโครเวฟ และเพื่อลดปัญหาในการสร้าง ข้อเสนอแนะในการออกแบบสร้างสายอากาศเอกทีฟ ควรใช้แผ่นวงจรพิมพ์ที่มีความหนาและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แน่นอนกว่านี้ และควรใช้เครื่องเซาะแผ่นวงจรพิมพ์ในการเซาะลายวงจรผลที่ได้จากการสร้างจะแม่นยำกว่า สำหรับข้อเสนอแนะสำหรับการพัฒนาสายอากาศเอกทีฟ วงจรที่ได้ออกแบบนี้สร้างบนโครงสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ผู้วิจัยคิดว่าสามารถพัฒนาการออกแบบวงจรไปใช้โครงสร้างแบบอื่น ที่ไม่ต้องใช้การเจาะรูเพื่อต่อกับระนาบกราวด์อีกด้านหนึ่งเพื่อลดความผิดพลาด และในการกระตุ้นสัญญาณถ้ากระตุ้นจากสัญญาณที่เกิดจากตัวเองได้น่าจะสะดวกในการนำไปใช้งานมากกว่านี้

เอกสารอ้างอิง

- ชาญชัย ทองโสภณ. (2545). การศึกษาสายอากาศปล่อยคลื่นแบบแถวลำดับร่องที่สามารถปรับจุดให้ความร้อนได้ด้วยเทคนิคอินเจกชันล็อกกิ้ง. วิทยานิพนธ์ปริญญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- รังสรรค์ วงศ์สรณ์. (2548). วิศวกรรมสายอากาศ. [ออนไลน์]. ได้จาก: www.sut.ac.th/E-texte/Eng/Antennas/index.html
- Andrews, J. W., and Hall, P. S. (1998). Oscillator stability and phase noise reduction in phase locked active microstrip patch antenna. **Electron. Lett.** 34(9): 833-835.
- Balanis, C. A. (1997). **Antenna Theory: Analysis and Design**. John Wiley & Sons.
- Chang, H. C., Cao, X., Vaughan, M. J., Mishra, U.K., and York, R. A. (1997). Phase noise in externally injection-locked oscillator arrays. **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** 45: 2035-2042.
- Fooks, E.H., and Zakarevicius, R.A. (1989). **Microwave Engineering using Microstrip Circuit**. Prentice-Hall.
- Fusco, V. F., Drew, S., and McDowall, D. S. (1993). Injection locking phenomena in an active microstrip antenna. **Proc. 8th Int. Conf. Antennas and Propagation**. 1: 295-298.
- Gonzalez, G. (1984). **Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design**. Prentice-Hall.
- Ludwing, R., and Bretchko, P. (2000). **RF Circuit Design: Theory and Application**. Prentice-Hall.
- Poole, C. R. (1990). Subharmonic injection locking phenomena in synchronous oscillators. **Electron. Lett.** 26(21): 1748-1750.
- Qian, Y., and Itoh, T. (1998). Progress in active integrated antennas and their applications. **IEEE Trans. Microwave Tech.** 46: 1891-1900.
- Sironen, M., Qian, Y., and Itoh, T. (2001). A subharmonic self-oscillating mixer with integrated antenna for 60 GHz wireless applications. **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**

49: 442-450.

Van Der Pol, B. (1934). The nonlinear theory of electric oscillation. **Proc. IRE.** 22(9): 1051-1085.

Zheng, M., Gardener, P., Hall, P. S., Hao, Y., Chen, Q., and Fusco, V. F. (2001). Cavity control of active integrated antenna oscillators. **Proc. Inst. Elect. Eng.** 148(1): 15-20.

ภาคผนวก ก.

รายละเอียดของเฟตชนิดเกตุ๋ เบอร์ NE 25139

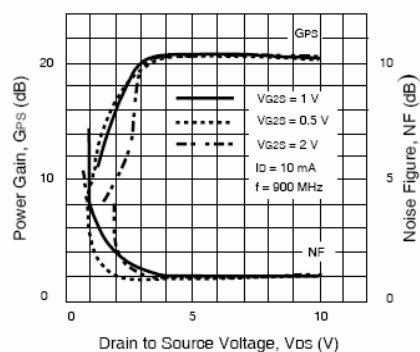
วเรกเตอร์ไดโอด เบอร์ SMV 1255-079LF

NEC**GENERAL PURPOSE
DUAL-GATE GaAs MESFET****NE25139****FEATURES**

- SUITABLE FOR USE AS RF AMPLIFIER IN UHF TUNER
- LOW C_{RSS} : 0.02 pF (TYP)
- HIGH GPs: 20 dB (TYP) AT 900 MHz
- LOW NF: 1.1 dB TYP AT 900 MHz
- $L_{G1} = 1.0 \mu\text{m}$, $L_{G2} = 1.5 \mu\text{m}$, $W_G = 400 \mu\text{m}$
- ION IMPLANTATION
- AVAILABLE IN TAPE & REEL OR BULK

DESCRIPTION

The NE251 is a dual gate GaAs FET designed to provide flexibility in its application as a mixer, AGC amplifier, or low noise amplifier. As an example, by shorting the second gate to the source, higher gain can be realized than with single gate MESFETs. This device is available in a mini-mold (surface mount) package.

**POWER GAIN AND NOISE FIGURE vs.
DRAIN TO SOURCE VOLTAGE****ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE25139 39		
SYMBOL	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
NF	Noise Figure at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 1 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 900 \text{ MHz}$	dB		1.1	2.5
GPs	Power Gain at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 1 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 900 \text{ MHz}$	dB	16	20	
BV_{DSX}	Drain to Source Breakdown Voltage at $V_{G1S} = -4 \text{ V}$, $V_{G2S} = 0$, $I_D = 10 \mu\text{A}$	V	13		
I_{DSS}	Saturated Drain Current at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 0 \text{ V}$, $V_{G1S} = 0 \text{ V}$	mA	5	20	40
$V_{G1S}(\text{OFF})$	Gate 1 to Source Cutoff Voltage at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 0 \text{ V}$, $I_D = 100 \mu\text{A}$	V	-3.5		
$V_{G2S}(\text{OFF})$	Gate 2 to Source Cutoff Voltage at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G1S} = 0 \text{ V}$, $I_D = 100 \mu\text{A}$	V	-3.5		
I_{G1SS}	Gate 1 Reverse Current at $V_{DS} = 0$, $V_{G1S} = -4 \text{ V}$, $V_{G2S} = 0$	μA			10
I_{G2SS}	Gate 2 Reverse Current at $V_{DS} = 0$, $V_{G2S} = -4 \text{ V}$, $V_{G1S} = 0$	μA			10
$ Y_{FS} $	Forward Transfer Admittance at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 1 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$	mS	18	25	35
C_{ISS}	Input Capacitance at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 1 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1 \text{ MHz}$	pF	0.5	1.0	1.5
C_{RSS}	Reverse Transfer Capacitance at $V_{DS} = 5 \text{ V}$, $V_{G2S} = 1 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$, $f = 1 \text{ MHz}$	pF		0.02	0.03

NE25139

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹ ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

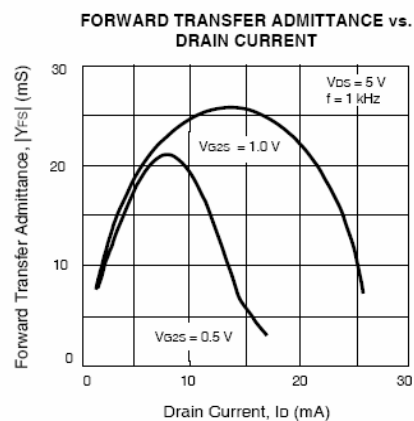
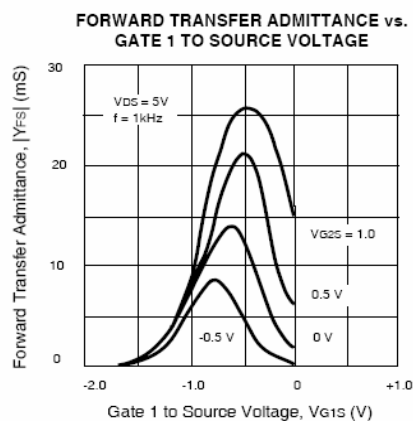
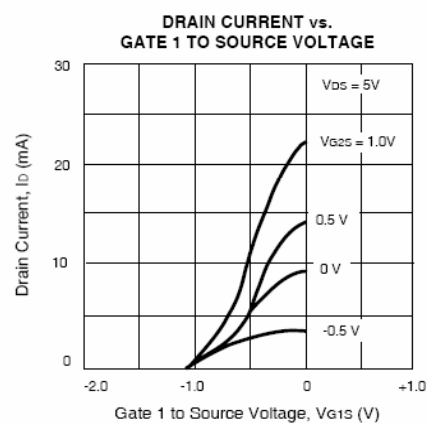
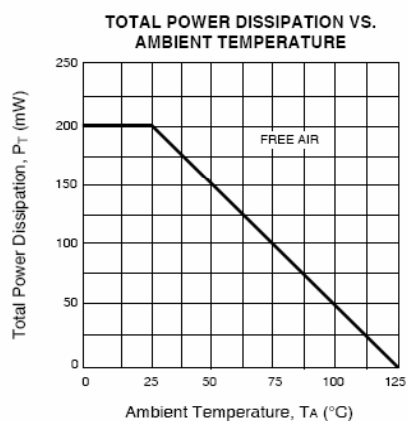
SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	13
V_{G1S}	Gate 1 to Source Voltage	V	-4.5
V_{G2S}	Gate 2 to Source Voltage	V	-4.5
I_D	Drain Current	mA	I_{DSS}
P_T	Total Power Dissipation	mW	200
T_{CH}	Channel Temperature	$^\circ\text{C}$	125
T_{STG}	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-55 to +125

Note:

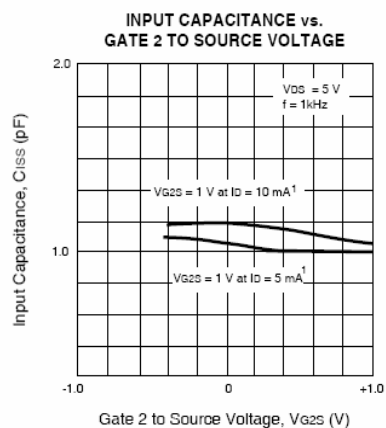
1. Operation in excess of any of these parameters may result in permanent damage.

TYPICAL NOISE PARAMETERS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)($V_{DS} = 5\text{ V}$, $V_{G2S} = 0\text{ V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$)

FREQ. (GHz)	NF _{OPT} (dB)	G _A (dB)	Γ_{OPT}		Rn/50
			MAG	ANG	
0.5	0.9	18.5	0.9	18	1.9
0.9	1.2	16.0	0.82	28	1.2
1.5	1.5	14.6	0.71	45	0.9
2.0	1.9	12.5	0.55	75	0.67
3.0	2.5	11.0	0.34	116	0.5
4.0	3.3	9.5	0.25	154	0.4

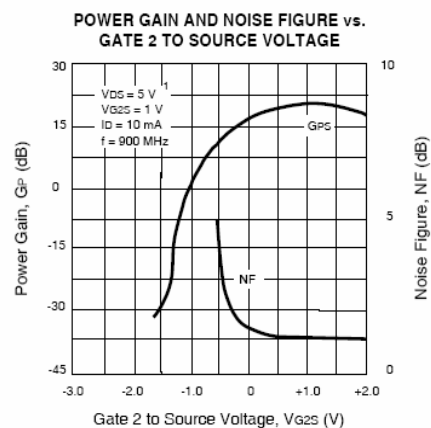
TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

TYPICAL PERFORMANCE CURVES ($T_A = 25^\circ\text{C}$)



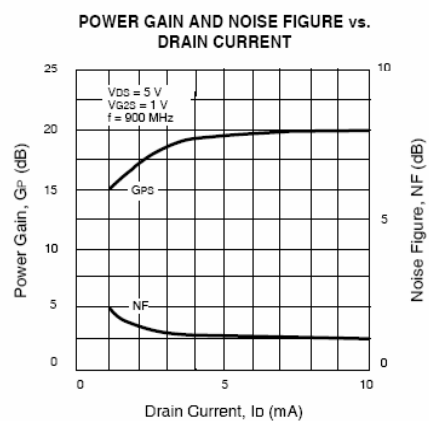
Note:

1. Initial bias conditions. V_{G1S} set to obtain specified drain current.



Note:

1. Initial bias conditions. V_{G1S} set to obtain specified drain current.



NE25139

NONLINEAR MODEL

UNITS FOR MODEL PARAMETERS

Parameter	Units
time	seconds
capacitance	farads
inductance	henries
resistance	ohms
voltage	volts
current	amps

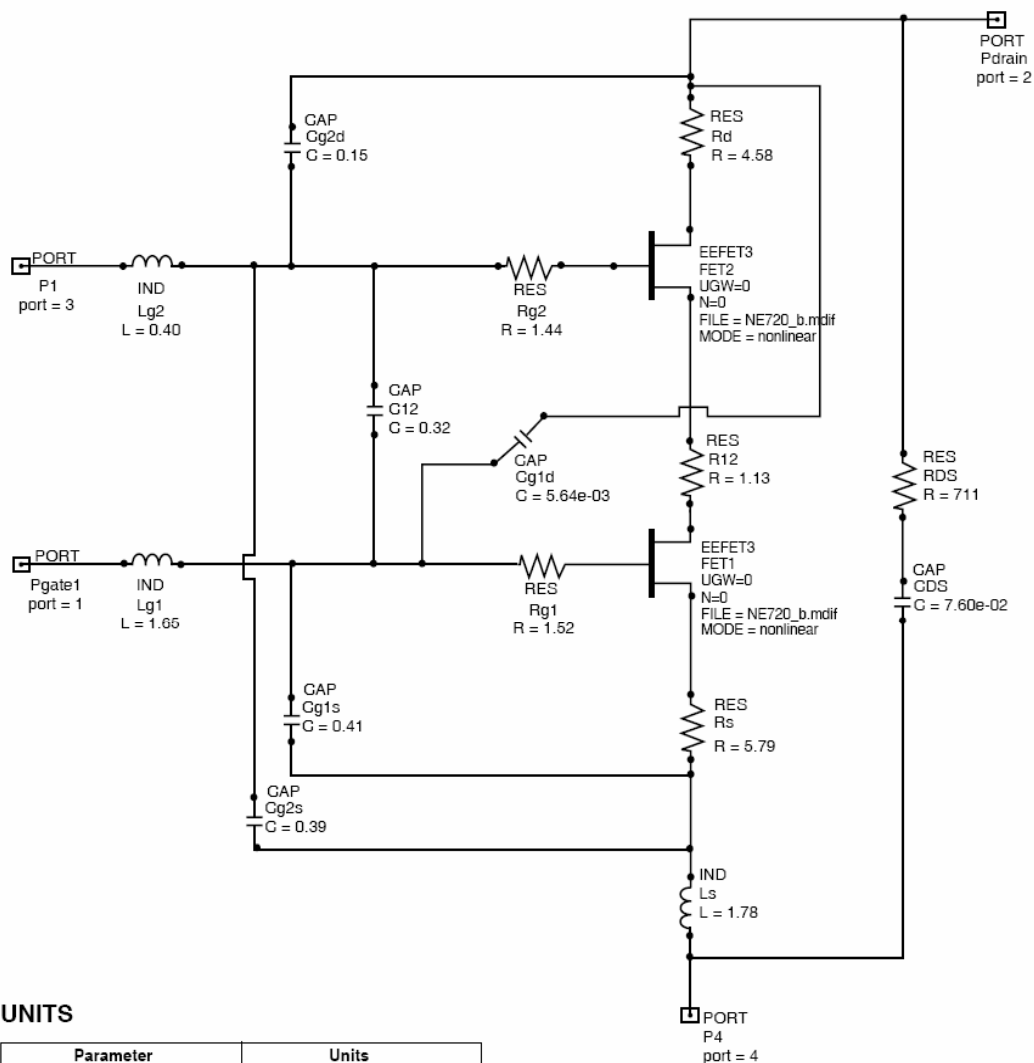
FET NONLINEAR MODEL PARAMETERS⁽¹⁾

Parameters	FET1	FET2	Parameters	FET1	FET2
UGW	100e-6	100e-6	IDSOC	0.07	0.07
NGF	4	4	RDB	1.0e9	1.0e9
IS	8.78e-10	8.78e-10	CBS	0.16e-12	0.16e-12
N	1.33	1.33	GDBM	0.005	0.005
RG	0	0	KDB	11.1	11.1
RD	0	0	VDSM	7.1e-11	7.1e-11
RS	0	0	GMMAXAC	0.0475	0.0875
RIS	0	0	GAMMAAC	0.0107	0.0051
RID	0	0	KAPAAC	0.0001	0.0052
TAU	5.17e-12	5.17e-12	PEFFAC	44.9	44.9
CDSO	1.19e-13	1.19e-13	VTOAC	-1.584	-1.545
C11O	6.1e-13	6.1e-13	VTSOAC	-100	-100
C11TH	1.6e-13	1.6e-13	VDELTAAC	0.062	0.062
VINFL	-1.1	-1.1	GMMAX	0.0554	0.0304
DELTGS	1.82	1.82	GAMMA	0.006	0.005
DELTDS	0.682	0.682	KAPA	0.046	0.0005
LAMBDA	0.036	0.036	PEFF	1.636	1.636
C11DELT	0	0	VTO	-1.57	-1.5
C12O	0	0	VTSO	-100	-10
C12SAT	6.81e-14	6.81e-14	VDELT	0.135	0.1
CGDSAT	6.81e-14	6.81e-14	VCH	1	1
KBK	0.03	0.03	VSAT	1.119	1.119
VBR	6.5	6.5	VGO	-0.654	-0.0035
NBR	2	2	VDSO	3	10

(1) Libra EEFET3 Model

NONLINEAR MODEL

SCHEMATIC



UNITS

Parameter	Units
capacitance	picofarads
inductance	nanohenries
resistance	ohms

NOTES:

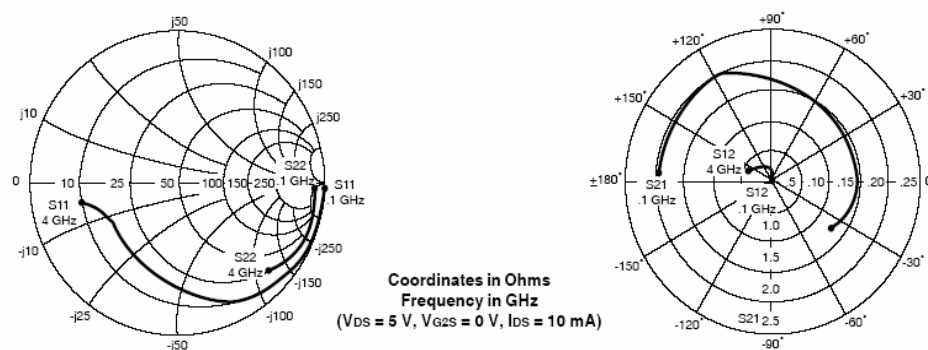
1. This UGW value scales the model parameters on page 1.
2. This N value is the number of gate fingers and scales the model parameters on page 1.

MODEL RANGE

Frequency: 0.1 to 4 GHz

Bias: $V_{DS} = 5$ V, $V_{G1S} = -0.785$ V, $V_{G2S} = 0$ V, $I_D = 10$ mA

NE25139

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS (T_A = 25°C)

NE25139

V_{DS} = 5 V, V_{GS} = 0 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂		K	S ₂₁ (dB)	MAG ¹ (dB)
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
0.1	1.0	-4	1.96	174	0.001	87	0.96	-1	0.47	5.8	32.9
0.2	1.0	-8	1.92	169	0.001	85	0.96	-2	0.51	5.7	32.8
0.4	0.99	-15	1.91	158	0.001	82	0.95	-3	0.70	5.6	32.8
0.6	0.97	-23	1.90	148	0.002	81	0.94	-3	1.14	5.6	27.5
0.9	0.94	-35	1.90	132	0.004	80	0.94	-4	1.18	5.6	24.2
1.0	0.92	-39	1.90	126	0.004	79	0.94	-5	1.49	5.6	22.6
1.5	0.82	-61	1.88	99	0.006	78	0.94	-6	2.03	5.5	19.2
2.0	0.69	-86	1.52	71	0.008	95	0.95	-9	2.21	3.6	16.6
2.5	0.60	-110	1.41	45	0.012	118	0.96	-12	1.34	3.0	17.2
3.0	0.51	-131	1.39	19	0.023	153	0.97	-18	0.32	2.9	17.8
3.5	0.51	-147	1.37	-6	0.039	162	0.97	-27	0.04	2.1	15.1
4.0	0.63	-167	1.20	-47	0.042	157	0.96	-42	0.07	1.6	14.6

Note:

1. Gain Calculations:

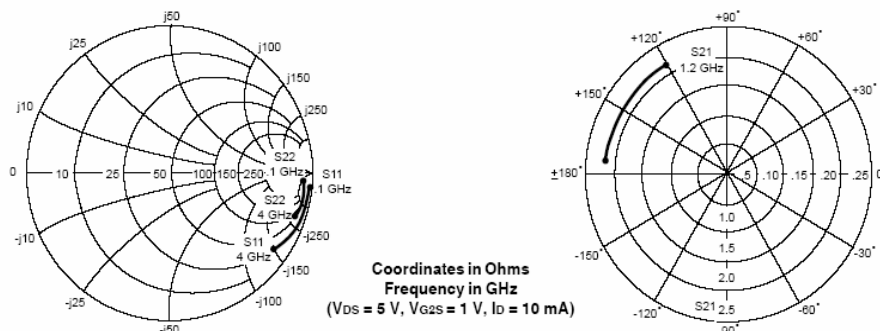
$$\text{MAG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } \text{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}, \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain

MSG = Maximum Stable Gain

NE25139

TYPICAL COMMON SOURCE SCATTERING PARAMETERS (TA = 25°C)



NE25139

VDS = 5 V, VG2S = 1 V, ID = 10 mA

FREQUENCY	S11		S21		S12		S22		K	S21 (dB)	MAG ¹ (dB)
(GHz)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG			
0.1	.99	-3	2.36	177	.001	87	.97	-1	0.47	5.83	2.9
0.2	.99	-7	2.39	169	.001	85	.98	-3	0.51	5.7	32.8
0.3	.99	-9	2.31	164	.002	82	.98	-3	0.70	5.6	32.8
0.4	.98	-13	2.23	160	.002	82	.97	-6	1.14	5.6	27.5
0.5	.97	-16	2.42	158	.003	81	.99	-6	1.18	5.6	24.2
0.6	.97	-19	2.30	150	.003	81	.96	-8	1.49	5.6	22.6
0.7	.96	-22	2.33	146	.004	80	.99	-9	2.03	5.5	19.2
0.8	.96	-25	2.23	142	.005	79	.96	-9	2.21	3.6	16.6
0.9	.94	-29	2.45	137	.005	79	.99	-13	1.34	3.0	17.2
1.0	.92	-29	2.30	131	.006	78	.97	-11	0.32	2.9	17.8
1.1	.91	-35	2.35	126	.006	78	.98	-15	0.04	2.1	15.1
1.2	.88	-35	2.37	124	.006	78	.99	-13	0.07	1.6	14.6

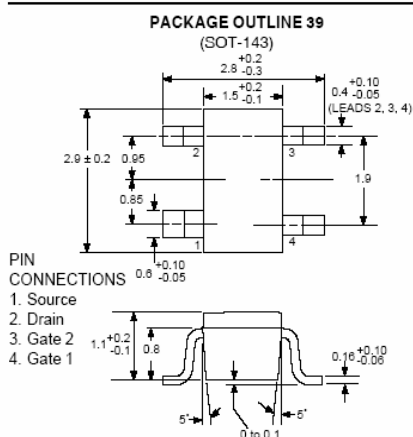
Note:

1. Gain Calculations:

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right). \text{ When } K \leq 1, \text{ MAG is undefined and MSG values are used. } MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}, K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}, \Delta = S_{11} S_{22} - S_{21} S_{12}$$

MAG = Maximum Available Gain, MSG = Maximum Stable Gain

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)



Note: All dimensions are typical unless otherwise specified.

ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	AVAILABILITY	loss RANGE (mA)	MARKING
NE25139	Bulk up to 3K	5 - 40	
NE25139-T1	3K/Reel	5 - 40	
NE25139U71	Bulk up to 3K	5 - 15	U71
NE25139T1U71	3K/Reel	5 - 15	U71
NE25139U72	Bulk up to 3K	10 - 25	U72
NE25139T1U72	3K/Reel	10 - 25	U72
NE25139U73	Bulk up to 3K	20 - 35	U73
NE25139T1U73	3K/Reel	20 - 35	U73
NE25139U74	Bulk up to 3K	30 - 40	U74
NE25139T1U74	3K/Reel	30 - 40	U74

EXCLUSIVE NORTH AMERICAN AGENT FOR **NEC** RF, MICROWAVE & OPTOELECTRONIC SEMICONDUCTORS
CEL CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES • Headquarters • 4590 Patrick Henry Drive • Santa Clara, CA 95054-1817 • (408) 988-3500 • Telex 34-8393 • FAX (408) 988-0279
 24-Hour Fax-On-Demand: 800-390-3232 (U.S. and Canada only) • Internet: <http://WWW.CEL.COM>
 DATA SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE



DATA SHEET

SMV1247–SMV1255: Hyperabrupt Tuning Varactors

Features

- Designed for high volume commercial applications
- High capacitance ratio, $C_{0.3V}/C_{4.7V} = 12$ typ.
- Multiple packages SOT-23, SOD-323, SC-70 and SC-79
- Available lead (Pb)-free MSL-1 @ 250 °C per JEDEC J-STD-020
- SPICE models are available
- Available in tape and reel packaging



Description

The SMV1247–SMV1255 series of silicon hyperabrupt junction varactor diodes are designed for use in VCOs with low tuning voltage operation. This family of varactors is characterized for capacitance and resistance over temperature. SPICE models are provided.

NEW


Skyworks offers lead (Pb)-free “environmentally friendly” packaging that is RoHS compliant (European Parliament for the Restriction of Hazardous Substances).

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Value
Reverse voltage (V_R)	15 V
Forward current (I_F)	20 mA
Power dissipation (P_D)	250 mW
Storage temperature (T_{ST})	-55 °C to +150 °C
Operating temperature (T_{OP})	-55 °C to +125 °C
ESD human body model	Class 0

Performance is guaranteed only under the conditions listed in the specifications table and is not guaranteed under the full range(s) described by the Absolute Maximum specifications. Exceeding any of the absolute maximum/minimum specifications may result in permanent damage to the device and will void the warranty.

CAUTION: Although this device is designed to be as robust as possible, Electrostatic Discharge (ESD) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD precautions must be employed at all times.

DATA SHEET • SMV1247–SMV1255

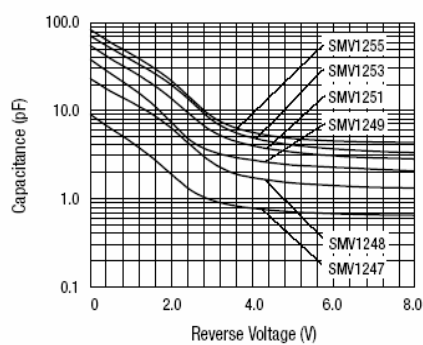
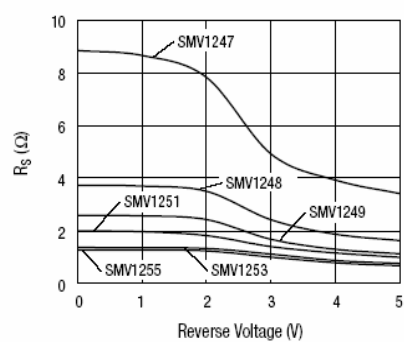
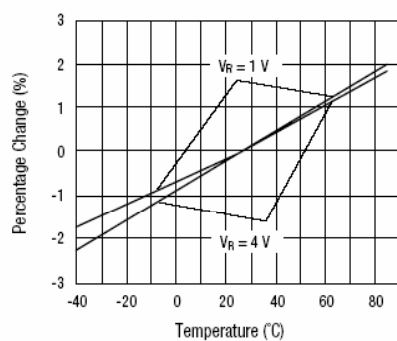
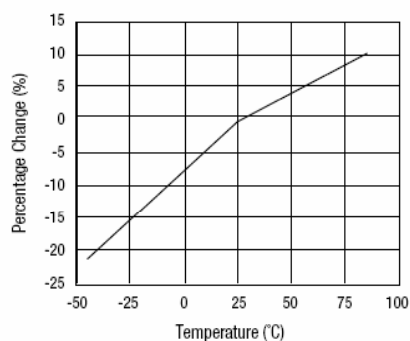
Single	Single	Single	Common Anode	Common Cathode	Common Anode	Common Cathode
SC-79	SOD-323	SOT-23	SOT-23	SOT-23	SC-70	SC-70
SMV1247-079						SMV1247-074
Marking: Cathode						Marking: BF3
SMV1247-079LF						SMV1247-074LF
Marking: Cathode						Marking: GF3
SMV1248-079LF		SMV1248-001		SMV1248-004		SMV1248-074
Marking: Cathode		Marking: BG1				SMV1248-074LF
						Marking: GG3
SMV1249-079	SMV1249-011	SMV1249-001	SMV1249-003		SMV1249-073	SMV1249-074
Marking: Cathode	Marking: AF	Marking: P1	Marking: AF9		Marking: AF9	
SMV1249-079LF		SMV1249-001LF				
Marking: Cathode		Marking: EF1				
SMV1251-079	SMV1251-011	SMV1251-001		SMV1251-004		SMV1251-074
Marking: Cathode	Marking: AH	Marking: AH1		Marking: AH3		Marking: AH3
	SMV1251-011LF	SMV1251-001LF		SMV1251-004LF		
	Marking: EH	Marking: EH		Marking: EH3		
SMV1253-079				SMV1253-004		
Marking: Cathode				Marking: AJ3		
SMV1255-079	SMV1255-011	SMV1255-001		SMV1255-004	SMV1255-073	
Marking: Cathode	Marking: AK	Marking: AK1		Marking: AK3	Marking: AK9	
SMV1255-079LF	SMV1255-011LF					
Marking: Cathode	Marking: EK					
$L_S = 0.7 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.5 \text{ nH}$		$L_S = 1.5 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$	$L_S = 1.4 \text{ nH}$

LF denotes lead (Pb)-free packaging option as an alternative to our standard tin/lead (Sn/Pb) packaging.

Electrical Specifications at 25 °C

Part Number	C_T @ 0.3 V (pF)		C_T @ 4.7 V (pF)		C_T @ 1 V (pF)	C_T @ 3 V (pF)	$\frac{C_T @ 0.3 \text{ V}}{C_T @ 4.7 \text{ V}}$ (Ratio)		$\frac{C_T @ 1 \text{ V}}{C_T @ 3 \text{ V}}$ (Ratio)	R_S @ 3 V 500 MHz (Ω)	Q @ 3 V 50 MHz
	Min.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.	Typ.	Min.	Typ.	Typ.	Max.	Typ.
SMV1247	6.5	7	0.7	0.78	4.4	0.95	9.5	10.0	4.6	6.0	1500
SMV1248	15.0	17	1.5	1.70	12.3	2.60	10.8	12.0	4.7	3.3	700
SMV1249	28.0	31	2.6	2.80	18.2	3.40	11.0	12.1	5.3	2.2	600
SMV1251	38.0	42	3.4	3.80	28.1	5.80	11.0	12.2	4.8	1.6	400
SMV1253	48.0	53	4.3	4.80	37.0	7.80	11.0	12.3	4.7	1.4	350
SMV1255	58.0	64	5.2	5.80	43.3	8.50	11.0	12.3	5.1	1.3	350

Reverse Voltage V_R ($I_R = 10 \mu\text{A}$): 15 V
Reverse Current I_R ($V_R = 12 \text{ V}$): 20 nA

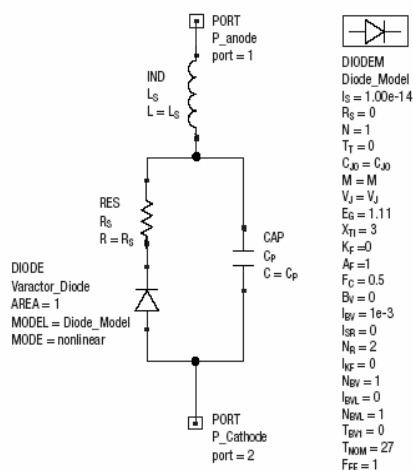
Typical Performance Data**Capacitance vs. Reverse Voltage****Series Resistance vs. Reverse Voltage
@ 500 MHz****Relative Capacitance Change
vs. Temperature****Relative Series Resistance Change
vs. Temperature @ 500 MHz**

DATA SHEET • SMV1247–SMV1255

Typical Capacitance Values

V_R (V)	SMV1247	SMV1248	SMV1249	SMV1251	SMV1253	SMV1255
	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)	C_T (pF)
0.0	8.86	22.62	37.35	53.65	69.32	81.21
0.5	6.17	16.32	25.88	38.23	50.23	58.28
1.0	4.37	12.33	18.18	28.09	37.07	43.27
1.5	2.96	9.12	12.08	20.13	27.57	31.49
2.0	1.88	6.27	7.27	13.55	19.37	21.50
2.5	1.22	3.93	4.44	8.60	12.39	13.40
3.0	0.95	2.57	3.40	5.78	7.77	8.51
3.5	0.83	1.95	2.96	4.57	5.77	6.51
4.0	0.77	1.71	2.72	3.95	4.86	5.58
4.5	0.73	1.59	2.51	3.58	4.34	5.07
5.0	0.70	1.49	2.38	3.33	4.01	4.76
5.5	0.68	1.44	2.30	3.16	3.78	4.58
6.0	0.67	1.40	2.24	3.03	3.62	4.46
6.5	0.66	1.36	2.19	2.94	3.50	4.39
7.0	0.65	1.33	2.14	2.88	3.41	4.33
7.5	0.64	1.31	2.09	2.83	3.34	4.29
8.0	0.64	1.30	2.03	2.79	3.28	4.26

SPICE Model



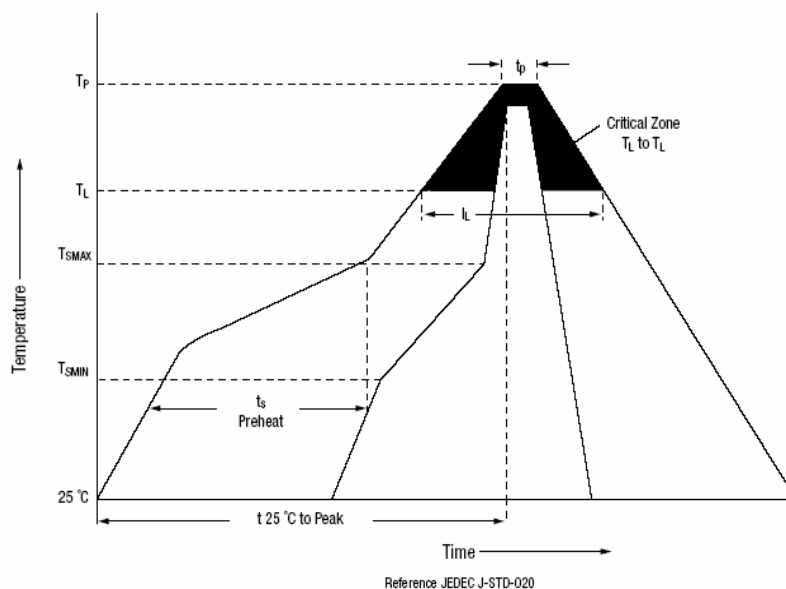
Part Number	C_{J0} (pF)	V_J (V)	M	C_P (pF)	R_S (Ω)
SMV1247	9.22	13	10.5	0	4.9
SMV1248	21.54	13	10.5	0	2.4
SMV1249	39.00	17	14.0	0	1.7
SMV1251	60.00	17	14.0	0	1.4
SMV1253	70.00	17	14.0	0	1.1
SMV1255	82.00	17	13.0	0	1.0

1. Model was designed to fit measured data in the range of up to 4 V.
2. For package inductance (L_S) refer to package type.
3. For more details refer to the "Varactor SPICE Models for RF VCO Applications" Application Note.

Recommended Solder Reflow Profiles

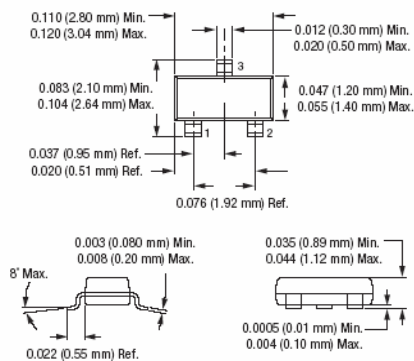
Profile Feature	SnPb Eutectic Assembly	Lead (Pb)-Free Assembly 100% Sn
Average ramp-up rate (T_L to T_P)	3 °C/second max.	3 °C/second max.
Preheat		
Temperature min. (T_{SMIN})	100 °C	150 °C
Temperature max. (T_{SMAX})	150 °C	200 °C
Time (min. to max.) (t_s)	60–120 seconds	60–80 seconds
T_{SMAX} to T_L Ramp-up rate	—	3 °C/second max.
Time maintained above: Temperature (T_L)	183 °C	217 °C
Time (t_L)	60–150 seconds	60–150 seconds
Peak temperature (T_P)	240 +0/-5 °C	250 +0/-5 °C
Time within 5 °C of actual peak temperature (t_p)	10–30 seconds	20–40 seconds
Ramp-down rate	6 °C/second max.	6 °C/second max.
Time 25 °C to peak temperature	6 minutes max.	8 minutes max.

All temperatures refer to the top side of the package, measured on the package body surface.
Reference JEDEC J-STD-020B.

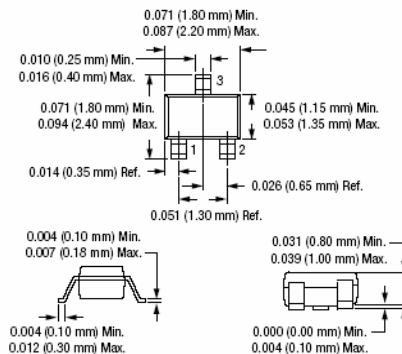


DATA SHEET • SMV1247-SMV1255

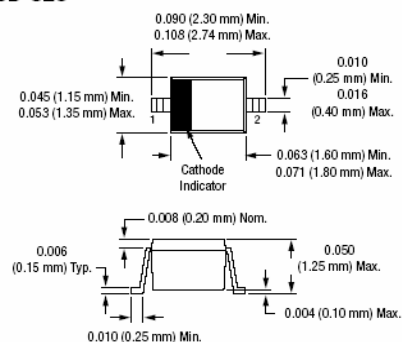
SOT-23



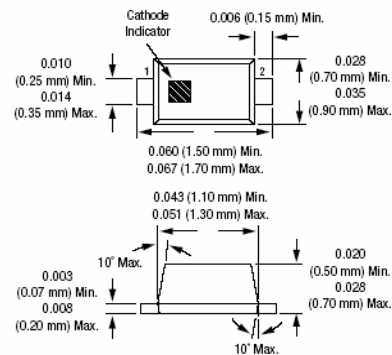
SC-70



SOD-323



SC-79



ภาคผนวก ข.

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

การกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่

Injection-Locked Active Antenna Using a Dual Gate MESFET

ประเสริฐ สุขพงษ์* ชัญชัย ทองโสภา ประพล จาระตะคุ

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000

E-mail: psukpong_num@yahoo.com*

Prasert sukpong* Chanchai thongsopa Prapol jarataku

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Muang, Nakhonratchasima 30000

E-mail: psukpong_num@yahoo.com*

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบ และเปรียบเทียบผลของการกระตุ้นด้วยสัญญาณจากภายนอก ของสายอากาศแอกทีฟในรูปของความถี่ f/n เมื่อ f คือความถี่ของการออสซิลเลตและ n คือ จำนวนเต็ม 1, 2, 3 ตามลำดับ โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเป็นเฟตชนิดเกตคู่ ซึ่งการอินเจกชันล็อกทำด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณความถี่จากภายนอกที่ขาเกตหนึ่ง (G1) ส่วนขาเกตสอง (G2) ของเฟตใช้สำหรับการออกแบบวงจรออสซิลเลตที่มีความถี่ 2.2 GHz ผลของการทดสอบการอินเจกชันล็อกทำให้สัญญาณรบกวนเฟส (phase noise) ของสายอากาศแอกทีฟลดลง และการออสซิลเลตมีเสถียรภาพ วัดสัญญาณรบกวนเฟสได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซต ด้วยการกระตุ้นที่ความถี่ 2.2 GHz จากโครงสร้างของเฟตชนิดเกตคู่ทำให้งจรกระตุ้นที่ตรึงรวมเป็นวงจรเดียว และต้นทุนต่ำ จึงเหมาะสำหรับนำไปใช้ในการส่งสัญญาณอาร์เอฟและไมโครเวฟ ในระบบสื่อสารไร้สายต้นทุนต่ำ เช่น ระบบ RFID [1] และระบบแสดงตำแหน่งภายใน

คำหลัก: สายอากาศแอกทีฟ, เฟตชนิดเกตคู่, การอินเจกชันล็อก

Abstract

This paper presented the analysis, design, experiment and comparison the results of injection-locked of active antenna by using a dual gate MESFET from injecting external signal into the gate (G1) at f/n ; f is free-running oscillation frequency and n is integer 1, 2 and 3. The other gate (G2) used oscillation at 2.2 GHz. The results of injection-locked took to a low phase noise and self-oscillating active

antenna has stable. Phase noise was measure to be -89 dBc/Hz at the 10 kHz offset by used injecting at 2.2 GHz. The structure of dual gate MESFET took it a single low-cost highly compact. So it has capability required; RF/microwave transmission on low-cost wireless systems such as RFID tags [1] and indoor positioning systems.

Keywords: active antenna, Dual-Gate MESFET, injection-locked

1. บทนำ

สายอากาศแอกทีฟ มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องสำหรับความต้องการต้นทุนต่ำ ขนาดเล็ก รวมเป็นวงจรเดียวกัน เหมาะในการใช้งานที่ภาคส่วนหน้า (front-end modules) ของการส่งสัญญาณอาร์เอฟและไมโครเวฟ (RF/microwave transmission) โดยจะประกอบด้วยส่วนของสายอากาศพาสซีฟ ที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น (radiating) และส่วนอุปกรณ์แอกทีฟที่ทำหน้าที่ออสซิลเลเตอร์รวมเข้าเป็นวงจรเดียวกัน ซึ่งทั้งสองส่วนจะทำงานไปพร้อมๆ กัน จากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟทำให้มีสัญญาณรบกวนเฟสสูง จึงได้มีการใช้เทคนิคของการอินเจกชันล็อก [2] เฟสล็อกลูป (phase lock loop) [3] การควบคุมควาวิตี (cavity control) [4] และเรโซเนเตอร์ไดอิเล็กตริก (dielectric resonator) [5] ในการลดสัญญาณรบกวน และทำให้การออสซิลเลตความถี่มีเสถียรภาพ จากวิธีอินเจกชันล็อกดังที่กล่าวนั้นได้มีการนำเสนอการอินเจกชันล็อกด้วยฮาร์โมนิกย่อย (subharmonic) โดยใช้เฟตชนิดเกตเดียว[6] และได้มีการนำทรานซิสเตอร์สองตัวมาต่อร่วมกัน

โดยออกแบบให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองทำงานไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้การออสซิลเลตมีระดับแอมพลิจูดของสัญญาณแรงขึ้น และทำให้ย่านของการล็อกของสัญญาณกว้างมากขึ้น [7]

บทความนี้เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์และทดสอบเปรียบเทียบผลของการอินжекชันล็อก ด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก โดยใช้เฟตชนิดเกตคู่ในการออสซิลเลตตัวเอง (self oscillating) ร่วมกับสายอากาศในการแผ่กระจายคลื่น จากโครงสร้างของเฟตชนิดเกตคู่ทำให้มีความสะดวกและง่ายในการออกแบบ โดยใช้เกตหนึ่งสำหรับส่วนของการออสซิลเลตตัวเอง ส่วนขาเกตที่เหลือใช้ในการอินжекชันล็อก ด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกที่ความถี่ f/n ของความถี่ออสซิลเลตของสายอากาศนอกที่ฟเพื่อลดสัญญาณรบกวนเฟสและเพิ่มเสถียรภาพของออสซิลเลเตอร์

2. การวิเคราะห์การกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่

สายอากาศแอกทีฟเมื่อถูกกระตุ้น ทั้งทางขนาดและความถี่จากสัญญาณภายนอก จะเป็นผลทำให้สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศแอกทีฟ เกิดการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและเฟสในเวลาเดียวกัน [8] แสดงผลได้ดังสมการที่ (1)

$$\begin{aligned}\frac{dA_i}{dt} &= \frac{A_i k \omega_i}{2Q} (\alpha_i^2 - A_i^2) + \frac{\omega_i}{2Q} A_j \cos(\Delta\theta_{ji}) \\ \frac{d\theta_i}{dt} &= \omega_i + \frac{\omega_i}{2Q} \frac{A_j}{A_i} \sin(\Delta\theta_{ji})\end{aligned}\quad (1)$$

เมื่อ A_i คือขนาดของสัญญาณออสซิลเลเตอร์, A_j คือขนาดของสัญญาณภายนอกที่มากระตุ้น, ω_i คือความถี่เรโซแนนซ์ (resonance) ของวงจรออสซิลเลเตอร์, Q คือตัวประกอบคุณภาพของวงจรออสซิลเลต, α_i คือขนาดของสัญญาณของออสซิลเลตเมื่อเริ่มออสซิลเลต, k คือฟังก์ชันที่ไม่เป็นเชิงเส้นของการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของวงจรออสซิลเลต, $\Delta\theta_{ji}$ คือความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณกระตุ้น (θ_j) กับเฟสของสัญญาณที่ออสซิลเลต (θ_i)

เมื่อสายอากาศแอกทีฟถูกกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกภายใต้เงื่อนไขของการอินжекชันล็อก และระบบเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว (steady state) [9] ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจะเท่ากับขนาดของสัญญาณออสซิลเลต เมื่อเริ่มการออสซิลเลต ($A_i = \alpha_i$) และไม่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตต่อเวลา ($dA_i/dt = 0$) ดังนั้นจะมีเฉพาะการเปลี่ยนแปลงทางเฟสต่อเวลา และการเปลี่ยนแปลงทางเฟสต่อเวลานี้จะเท่ากับค่าของความถี่ของสัญญาณที่มากระตุ้น ($d\theta_i/dt = \omega_j$) แสดงผลดังสมการที่ (2)

$$\omega_j = \omega_i + \frac{\omega_i}{2Q} \frac{A_j}{A_i} \sin(\Delta\theta_{ji}) \quad (2)$$

ดังนั้นความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณ $\Delta\theta_{ji}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\Delta\theta_{ji} = \arcsin\left[\frac{\omega_j - \omega_i}{\Delta\omega_{lock}}\right] \quad (3)$$

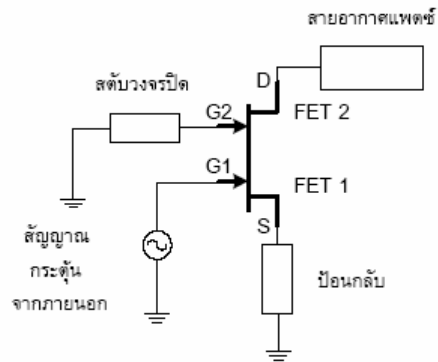
เมื่อช่วงของความถี่ที่ล็อกกันได้ $\Delta\omega_{lock}$ เท่ากับ

$$\Delta\omega_{lock} = \frac{\omega_i A_j}{2QA_i} \quad (4)$$

จากที่กล่าวมา ใช้ในเงื่อนไขของการอินжекชันล็อกที่กระตุ้นด้วยความถี่พื้นฐาน (fundamental) ไม่สามารถนำไปใช้โดยตรงกับการอินжекชันล็อกที่กระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อยได้ เพราะการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อยต้องการกำลังที่สูงกว่า ดังนั้นในการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อย ต้องคำนึงถึงกำลังของสัญญาณที่กระตุ้นด้วย [10] แสดงได้ดังสมการที่ (5)

$$\Delta\omega_{lock/n} = \frac{\omega_i}{2Q} \sqrt{\frac{P_{out/n}}{P_{out}}} \quad (5)$$

เมื่อ $P_{out/n}$ คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณที่กระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิก n^{th} และ P_{out} คือ กำลังเอาต์พุตของสัญญาณออสซิลเลต



รูปที่ 1 วงจรการอินжекชันล็อกของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชนิดเกตคู่

โครงสร้างของเฟตชนิดเกตคู่ สามารถจำลองให้เฟตถูกแบ่งเป็นสองตัวคือเฟตหนึ่งและเฟตสองดังแสดงในรูปที่ 1 กำหนดไบแอสให้กับเฟตทั้งสอง ให้มีคุณลักษณะสมบัติทำงานไม่เป็นเชิงเส้น [11] เฟตตัวที่หนึ่งใช้สำหรับการกระตุ้นสัญญาณจากภายนอก เข้าที่ขาเกตหนึ่ง ส่วนเฟตตัวที่สองใช้สำหรับการสร้างวงจรออสซิลเลต โดยที่ขาเกตสองต่อเป็นสตั๊บบวงจรปิด (short circuit stub) ซึ่งทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์ (resonator) ในการออสซิลเลตความถี่ โดยที่สายอากาศจะต่อเข้ากับขาเดรนของเฟต ซึ่งจะเป็นสายอากาศ

แบบแพตช์สี่เหลี่ยม (rectangular patch Antenna) ส่วนที่ขาซอร์สต่อเป็นสลับวงจรปิดใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับ

3. การออกแบบสายอากาศแอกทีฟ

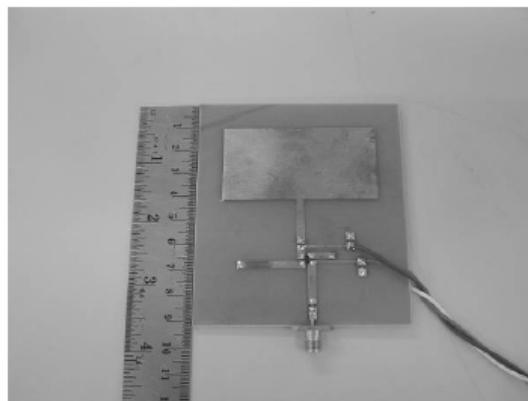
สายอากาศแอกทีฟ ส่วนของสายอากาศใช้ชนิดแพตช์สี่เหลี่ยมออกแบบที่ความถี่ 2.2 GHz ความยาวเท่ากับ 32.14 mm และความกว้างเท่ากับ 64.28 mm ส่วนความยาวจากจุดป้อน (feed) ถึงสายอากาศยาว $1/4\lambda$ หรือเท่ากับ 18.52 mm สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรอง (PCB) FR4 ความหนา 1.5 mm ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เท่ากับ 4.5 ต่ออยู่ที่ขาเตรนซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจร [12] ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ออกแบบที่ความถี่ 2.2 GHz โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟเฟตชนิดเกตู GaAs MESFET เบอร์ NE25139 ชนิดวงจรซอร์สรวม ดังแสดงได้ในรูปถ่ายสายอากาศแอกทีฟดังรูปที่ 2 กำหนดไบแอสให้ $V_{ds} = 5$ V, $V_{g1s} = 0.4$ V และ $V_{g2s} = 0$ V ในการออกแบบวงจรเพื่อลดให้ค่า $K < 1$ ตามเงื่อนไขของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ [13] ใช้เทคนิคการเพิ่มตัวเหนี่ยวนำในการป้อนกลับที่ขาซอร์ส โดยใช้เป็นโครงสร้างแบบไมโครสตริปจากความสัมพันธ์ $\omega L = Z_0 \tan \theta$, $\theta < 90^\circ$ เมื่อ ω เป็นความถี่ 2.2 GHz, L เป็นตัวเหนี่ยวนำ 5.6 nH, θ เป็นความยาวทางไฟฟ้า 57.14° , Z_0 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะของไมโครสตริป 50Ω ทำให้หาค่าพารามิเตอร์การกระจาย [14] ได้เป็น $S_{11} = 1.939 \angle -29.362^\circ$, $S_{12} = 0.876 \angle 59.031^\circ$, $S_{21} = 3.037 \angle -145.186^\circ$ และ $S_{22} = 2.206 \angle -53.808^\circ$ สามารถคำนวณหาค่า K (Rollett Stability Factor) ซึ่งหาได้จากสมการที่ (6) เมื่อ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ จากการคำนวณได้ค่า $K = -0.936$ ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \times |S_{21}| \times |S_{12}|} \quad (6)$$

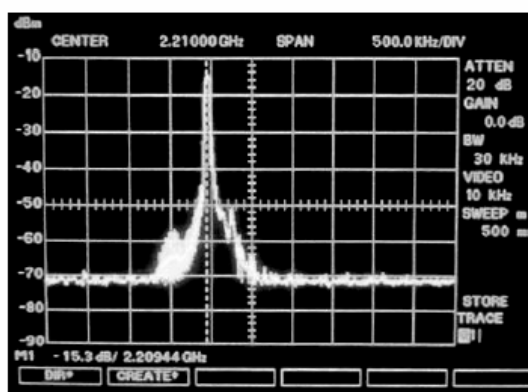
โดยที่ขาเกตหนึ่งจะต่ออยู่กับแหล่งจ่ายสัญญาณภายนอก สำหรับการกระตุ้นให้เกิดอินжекชันล็อก โดยป้อนสัญญาณที่ความถี่ 2.2 GHz, 1.1 GHz และ 733 MHz ซึ่งก็คือความถี่ของการออสซิลเลต f , $f/2$, และ $f/3$ ตามลำดับ ส่วนที่ขาเกตสองต่อเป็นสลับวงจรปิดทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์

4. ผลการทดสอบ

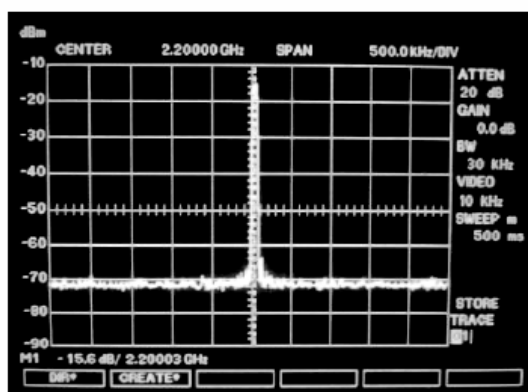
วัดสัญญาณที่เกิดจากการออสซิลเลตที่แผ่กระจายคลื่น จากสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (IFR Spectrum Analyzer AN930A) ขณะที่ยังไม่มีการป้อนสัญญาณกระตุ้นจากภายนอกวัดความถี่ได้เท่ากับ 2.2 GHz โดยกำหนดเงื่อนไขของการตั้งย่านการวัด span 500 kHz/DIV, BW 30 kHz จะเห็นได้ว่ามีสัญญาณรบกวนเฟสสูง เนื่องจากโครงสร้างของสายอากาศแอกทีฟที่ทำหน้าที่ทั้งออสซิลเลตและแผ่กระจายคลื่นไปพร้อมๆกัน แสดงได้ดังรูปที่ 3 จากนั้นทำการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกเข้าที่ขา



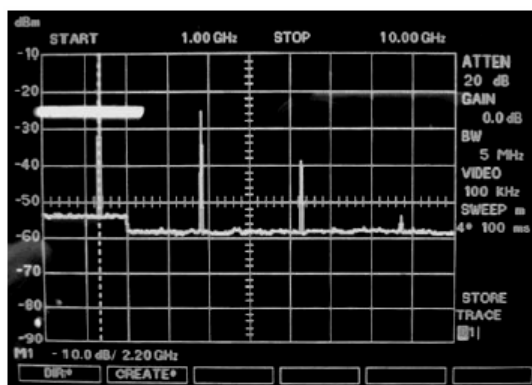
รูปที่ 2 ภาพถ่ายสายอากาศแอกทีฟ



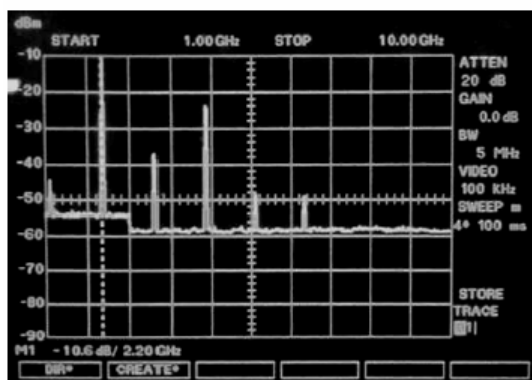
รูปที่ 3 สเปกตรัมของสายอากาศแอกทีฟที่ไม่มีการกระตุ้นสัญญาณจากภายนอก



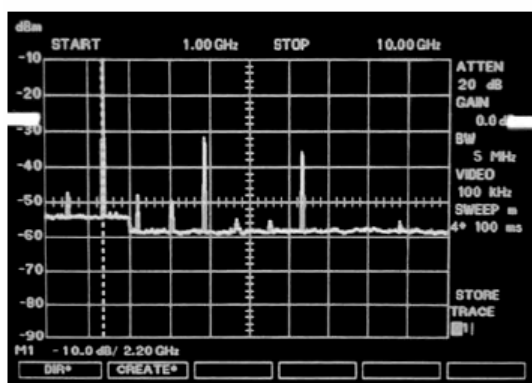
รูปที่ 4 สเปกตรัมของสายอากาศแอกทีฟที่มีการกระตุ้นสัญญาณจากภายนอก



รูปที่ 5 สเปกตรัมการออสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกันที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 2.2 GHz (fundamental)



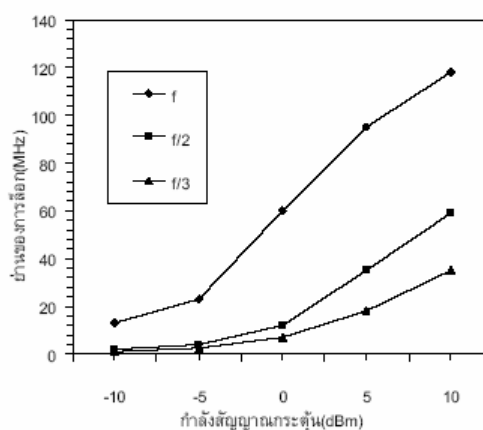
รูปที่ 6 สเปกตรัมการออสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกันที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 1.1 GHz (subharmonic 2^{nd})



รูปที่ 7 สเปกตรัมการออสซิลเลตและความถี่มอดูเลตระหว่างกันที่กระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ 733 MHz (subharmonic 3^{rd})

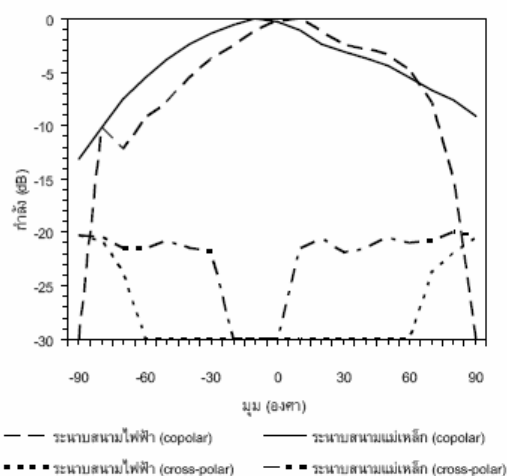
เกตที่เหลือจากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ (Signal Generator MACRONI 2032) ด้วยความถี่ 2.2 GHz ที่ระดับกำลัง -5 dBm จะเกิดการล็อกของสัญญาณที่กระตุ้นกับสัญญาณที่ออสซิลเลต แสดงผลดังรูปที่ 4 เมื่อเปรียบเทียบผลของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะเห็นได้ชัดเจนว่าสัญญาณที่มีการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกจะมีเสถียรภาพมากกว่าและมีสัญญาณรบกวนเฟสลดลงอย่างมาก ทำการวัดสัญญาณรบกวนเฟส ของสัญญาณด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซต จะเห็นได้ว่าการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก ทำให้การออสซิลเลตมีเสถียรภาพที่ดีขึ้น และการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอก สามารถกระตุ้นด้วยสัญญาณความถี่เดียวกับความถี่ออสซิลเลต f (fundamental) หรือด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อย $f/2$, $f/3$ ของความถี่ออสซิลเลต ซึ่งผลของการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกยังเป็นผลทำให้เกิดการมอดูเลตระหว่างกันของสัญญาณ (intermodulation) ซึ่งผลแสดงได้ดังรูปที่ 5, 6, และ 7 โดยผลของการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ออสซิลเลต จะให้ผลของการเกิดการมอดูเลตระหว่างกันหลายความถี่ดังแสดงได้ดังรูปที่ 7 เป็นการกระตุ้นด้วยความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่ 3^{rd} จะให้ผลของความถี่ที่เกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด

ทำการวัดเปรียบเทียบความกว้างของย่านการล็อก ของสัญญาณ โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และกำลังของสัญญาณกระตุ้นแสดงดังรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าการกระตุ้นที่ความถี่เดียวกับความถี่ออสซิลเลตจะให้ความกว้างของย่านการล็อกที่กว้างกว่าการกระตุ้นด้วยความถี่ของฮาร์โมนิกย่อยที่ 2^{nd} และ 3^{rd} ตามลำดับ และเมื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณกระตุ้นมากขึ้น จะเป็นผลให้ความกว้างของย่านการล็อกเพิ่มมากขึ้นด้วย เช่น จากรูปที่ 8 การกระตุ้นที่ระดับกำลัง 10 dBm ได้ย่านของการล็อกสูงสุด ส่วนการกระตุ้นที่ระดับกำลัง -10 dBm ได้ย่านของการล็อกต่ำสุด เป็นต้น



รูปที่ 8 ความสัมพันธ์ระหว่างย่านของการล็อกกับกำลังของสัญญาณที่กระตุ้น

ทำการวัดรูปแบบการแผ่พลังงาน (radiation patterns) ทั้งระนาบของสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) ของสายอากาศแอกทีฟดังวงจรรูปที่ 2 โดยเงื่อนไขการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกด้วยความถี่ 2.2 GHz ซึ่งผลจากการวัดแสดงได้ดังรูปที่ 9 จะเห็นว่าความกว้างของบีมที่ค่าความกว้างลำแสงกำลัง (HPBW) ของระนาบสนามไฟฟ้าวัดได้เท่ากับ 70 องศา ส่วนของระนาบสนามแม่เหล็กวัดได้เท่ากับ 75 องศา และรูปแบบข้ามขั้ว (cross-polar) ของทั้งสองระนาบน้อยกว่า -20 dB และทำการวัดกำลังงานแผ่ประสิทธิภาพแบบไอโซทรอปิก (EIRP) ได้เท่ากับ 5.6 dBm



รูปที่ 9 รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแอกทีฟ

5. สรุป

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบวงจร และผลการทดสอบการอินжекชันล็อก ด้วยการกระตุ้นจากสัญญาณภายนอกของสายอากาศแอกทีฟโดยใช้เฟตชชนิดเกตคู่ ผลจากการทดสอบการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกที่ความถี่ f , $f/2$ และ $f/3$ ของความถี่การออสซิลเลตของสายอากาศแอกทีฟ สามารถลดสัญญาณรบกวนเฟสและการออสซิลเลตมีเสถียรภาพดีขึ้น และการกระตุ้นยังเป็นผลให้เกิดการมอดูเลตระหว่างกัน โดยการกระตุ้นที่ความถี่ฮาร์โมนิกย่อยที่สูงจะเกิดมอดูเลตระหว่างกันมากที่สุด วัดสัญญาณรบกวนเฟสได้เท่ากับ -89 dBc/Hz ที่ 10 kHz ออฟเซตจากการออกแบบโดยใช้เฟตชชนิดเกตคู่ ทำให้โครงสร้างไม่ซับซ้อน และสามารถทำการกระตุ้นด้วยสัญญาณภายนอกได้ง่าย จากลักษณะโครงสร้างที่รวมเข้าเป็นวงจรเดียวกัน จึงเหมาะสำหรับนำไปใช้ในการส่งสัญญาณอาร์เอฟและไมโครเวฟ ในระบบสื่อสารไร้สายที่ต้องการต้นทุนต่ำเช่น ระบบ RFID และระบบแสดงตำแหน่งภายใน

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับการสนับสนุนจากห้องทดลองและวิจัย สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Finkenzeller, 2003. RFID Handbook. Wiley, England.
- [2] H. C. Chang, X. Cao, M. J. Vaughan, U.K. Mishra, and R. A. York, "Phase noise in externally injection-locked oscillator arrays," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Nov. 1997: vol. 45, pp. 2035-2042.
- [3] J. W. Andrews and P. S. Hall, "Oscillator stability and phase noise reduction in phase locked active microstrip patch antenna," Electron. Lett., Apr. 30, 1998: vol. 34, no. 9, pp. 833-835.
- [4] M. Zheng, P. Gardener, P. S. Hall, Y. Hao, Q. Chen, and V. F. Fusco, "Cavity control of active integrated antenna oscillators," Proc. Inst. Elect. Eng., Feb. 2001: vol. 148, no. 1, pp. 15-20.
- [5] M. Sironen, Y. Qian, and T. Itoh, "A subharmonic self-oscillating mixer with integrated antenna for 60 GHz wireless applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Mar. 2001: vol. 49, pp. 442-450.
- [6] V. F. Fusco, S. Drew, and D. S. McDowall, "Injection locking phenomena in an active microstrip antenna," in Proc. 8th Int. Conf. Antennas and Propagation, 1993: vol. 1, pp. 295-298.
- [7] C. R. Poole, "Subharmonic injection locking phenomena in synchronous oscillators," Electron. Lett., Oct. 11, 1990: vol. 26, no. 21, pp. 1748-1750.
- [8] B. Van Der Pol, "The nonlinear theory of electric oscillation," Proc. IRE, Sept, 1934, Vol.22, no.9, pp. 1051-1085.
- [9] R. Adle, "A study of locking phenomena in oscillators," Proc. IRE, 1946, Vol.34, pp. 351-357.
- [10] X. Zhang, X. Zhou, B. Aliener, and A. S. Daryoush, "A study of subharmonic injection locking for local oscillators," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., Mar. 1992: vol. 2, pp. 97-99.
- [11] C. Tsironis, R. Meierer, and R. Stahlmann, "Dual-gate MESFET mixers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Mar. 1984: vol. MTT-32, pp. 248-255
- [12] K. Chang, I. Bahl, V. Nair, 2002. RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems. Wiley, New York, U.S.A.
- [13] G. Gonzalez, 1984. Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design. Prentice-Hall, New Jersey, U.S.A.
- [14] G. Gonzalez and O. J. Sosa, "On the design of a series-feedback network in a transistor negative-resistance oscillator," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Jan. 1999: vol. 47, pp. 42-47

ประวัติผู้เขียน

นายประเสริฐ สุขพงษ์ เกิดเมื่อวันที่ 16 มีนาคม พ.ศ. 2510 เกิดที่อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา ปัจจุบันอาศัยอยู่ที่ บ้านเลขที่ 602/71 หมู่ที่ 6 ตำบลจอหอ อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี (คอบ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล (วิทยาเขตเทเวศร์) กรุงเทพมหานคร เมื่อปี พ.ศ. 2538 เริ่มรับราชการครูเมื่อปี พ.ศ. 2533 ที่วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี จังหวัดชลบุรี

ปัจจุบันรับราชการครู ทำหน้าที่หัวหน้าแผนกวิชาอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคนครราชสีมา จังหวัดนครราชสีมา สำนักงานคณะกรรมการการอาชีวศึกษา