

วงจรมายสัญญาณสำหรับเครือข่ายไร้สาย
ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรมายสัญญาณแบบ MMIC
(Low noise Amplifier wireless LAN)

โดย
นายกัมปนาท ลานอก B 4509035
นายสุรเดช สุวรรณโมรา B 4510796

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของรายวิชา 427499 ครงงานวิศวกรรมโทรคมนาคม
ภาคการศึกษาที่ 1 ปีการศึกษา 2548
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โครงการงาน	การออกแบบวงจรมขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรมขยายสัญญาณแบบ MMIC
ผู้ดำเนินงาน	นายกัมปนาท ถานอก นายสุรเดช สุวรรณโมรา
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
ภาคการศึกษาที่	2/2548

บทคัดย่อ

การออกแบบวงจรมขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรมขยายสัญญาณแบบ MMIC ประกอบไปด้วยส่วนการทำงาน 3 ส่วนหลักๆ คือ Power Amplifier, Low Noise Amplifier, และส่วนของสายอากาศ โดยที่วงจรมขยายสัญญาณออกแบบโดยใช้ MMIC เบอร์ HMC286 และ HMC287 โดยใช้หลักการของ R.F. CIRCUIT DESIGN ในการออกแบบ เพื่อที่จะสามารถขยายสัญญาณให้มีความแรงของสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะทำได้ความแรงของสัญญาณครอบคลุมพื้นที่ตามต้องการ

กิตติกรรมประกาศ

ในการจัดทำโครงการวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับเครือข่ายไร้สาย(WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC สามารถเสร็จสมบูรณ์ลงได้ก็เพราะ ด้วยความกรุณาของบุคคลหลายท่าน ซึ่งคอยให้ความช่วยเหลือและให้คำปรึกษา รวมทั้งข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ ในการทำโครงการครั้งนี้ซึ่งประกอบด้วย อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภิต อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการผู้เปิดโอกาสให้ผู้จัดทำได้สัมผัส และ รู้จักกับการทำโครงการนี้เป็นผู้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ รวมทั้งให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งเกี่ยวกับโครงการนี้

ขอขอบคุณ คุณประพล จาระตะคุ ที่ให้ความช่วยเหลือในการดำเนินงานเกี่ยวกับงบประมาณ ตลอดจนอุปกรณ์ และ เครื่องมือต่างๆที่ใช้ดำเนินโครงการ รวมทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่มีส่วนเกี่ยวข้องข้องกับโครงการนี้สำหรับความช่วยเหลือที่ดี และ กำลังใจที่มอบให้ตลอดมา

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดา และ มารดา ของผู้จัดทำผู้ให้โอกาสทางการศึกษา และคอยสนับสนุนด้วยดีตลอดมา รวมทั้งกำลังใจที่คอยมอบให้ผู้จัดทำอย่างหาที่เปรียบมิได้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

นายกัมปนาท ถานอก
นายสุรเดช สุวรรณโมรา

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	ก
กิตติกรรมประกาศ	ข
สารบัญภาพ	จ
สารบัญตาราง	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ปัญหาที่มาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	1
1.3 ขอบข่ายของโครงการ	2
1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	2
บทที่ 2 ทฤษฎี และ หลักการ	3
2.1 ทฤษฎีวงจรมาย Low Noise Amplifier	3
2.2 วงจรมายภาคเข้าที่พุท และ วงจรมายกำลัง	10
2.3 ไมโครสตริปและวงจรมายไมโครสตริป	16
2.4 การออกแบบไมโครสตริป	24
2.5 การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโหลด	25
บทที่ 3 การออกแบบ	36
3.1 กล่าวนำ	36
3.2 การออกแบบ Transmission Line บนแผ่นไมโครสตริป	37
3.3 ส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ	38
3.3.1 MMIC HMC286	38
3.3.2 MMIC HMC287	38
3.4 ส่วนของแหล่งจ่ายไฟ (Power supply)	39
3.5 การนำไปต่ออุปกรณ์ในการใช้งานจริง	40

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	41
4.1 กล่าวนำ	41
4.2 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC286	41
4.3 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC287	43
4.4 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC286 เชื่อมต่อกับ วงจรขยายสัญญาณ แบบ MMIC HMC287	44
4.5 ผลการวัด S11, S12, S21, S22 จากเครื่อง Network Analyzer ของวงจร MMIC - MMIC เบอร์ HMC286 - MMIC เบอร์ HMC287MS8	46 48
บทที่ 5 บทสรุป	
5.1 ข้อเสนอแนะที่พัฒนาขึ้นจากโครงการ	50
5.2 ปัญหาที่พบ และแนวทางการแก้ไข	50
5.3 ผลที่ได้จากโครงการ	51
5.4 ข้อเสนอแนะ	52
5.5 แนวทางการพัฒนาต่อไป	52
บรรณานุกรม	53
ภาคผนวก	54
ประวัติผู้เขียน	

สารบัญภาพ

	หน้า
ภาพที่ 1.1 เป็นวงจรสมมูลย์ ของสายส่ง	3
ภาพที่ 1.2 Load Reflection coefficient	4
ภาพที่ 1.3 Power Source reflection coefficient	4
ภาพที่ 1-4 2 Port Network Equivalents	4
ภาพที่ 2-2a 2 Port network	5
ภาพที่ 2-3 Maximum available power	6
ภาพที่ 2-4 สัญญาณของกระแสคอลเล็กเตอร์ซึ่งทำงานในคลาสต่างๆ	10
ภาพที่ 2-5 วงจรขยายคอมมอนคอลเล็กเตอร์	11
ภาพที่ 2-6 วงจรขยายเอ๊าท์พุทคลาเอ	11
ภาพที่ 2-7 คุณลักษณะการส่งผ่านระหว่างอินพุตและเอ๊าท์พุท	12
ภาพที่ 2-8 สัญญาณสูงสุดที่จุดต่างๆของวงจขยายภาคเอ๊าท์พุทคลาเอ	12
ภาพที่ 2-9 คุณสมบัติการส่งผ่านของวงจขยายคลาบี	14
ภาพที่ 2-10 สัญญาณเอ๊าท์พุทที่เกิดความผิดเพี้ยนตรงรอยต่อ	14
ภาพที่ 2-11 โครงสร้างของไมโครสตริป	17
ภาพที่ 2-12 การคิดค่า $\tan \delta$	19
ภาพที่ 2-13 เส้นแรงไฟฟ้าที่ระนาบตามขวางของไมโครสตริป	20
ภาพที่ 2-14 ไมโครสตริปที่มี $w/d \gg 1$ และ $w/d \ll 1$	22
ภาพที่ 2-15 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณของไมโครสตริปแบบ II และวงจรสมมูล	26
ภาพที่ 2-16 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นขั้นและวงจรสมมูล	27
ภาพที่ 2-17 การค้นไมโครสตริปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า	28
ภาพที่ 2-18 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปี	30
ภาพที่ 2-19 โครงสร้างของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี	31
ภาพที่ 2-20 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่สร้างจากชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปี	32
ภาพที่ 2-21 วงจรไบแอสที่ใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี	32
ภาพที่ 2-22 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนานไว้ด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ และวงจรสมมูลที่ได้	34
ภาพที่ 2-23 วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมปีและวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน	35

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพที่ 3.1 โครงสร้างโดยรวมของระบบ	36
ภาพที่ 3.2 Matching Amplifier	36
ภาพที่ 3.3 ภายแผ่นPCB	37
ภาพที่ 3.4 Functional Diagram ของ GaAs MMIC Low Noise Amplifier , 2.3-2.5 GHz (เบอร์ HMC286)	38
ภาพที่ 3.5 Functional Diagram ของ GaAs MMIC Low Noise Amplifier , 2.3-2.5 GHz (เบอร์ HMC287MS8)	38
ภาพที่ 3.7 แสดงรูปแบบของวงจรแหล่งจ่ายไฟ	39
ภาพที่ 3.8 การนำไปต่ออุปกรณ์ในการใช้งานจริง	40
ภาพที่ 4.1 แสดงการจัดอุปกรณ์ทดลองการวัดความแรงของสัญญาณของวงจร MMIC HMC286	41
ภาพที่ 4.2 แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจรMMIC HMC286	42
ภาพที่ 4.3 แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจรMMIC HMC287	43
ภาพที่ 4.4 แสดงการจัดอุปกรณ์ทดลองการวัดความแรงของสัญญาณของวงจรMMIC HMC286 เชื่อมต่อกับวงจรMMIC HMC287	44
ภาพที่ 4.5แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจร MMIC HMC286 เชื่อมต่อกับวงจรMMIC HMC287	45
ภาพที่ 4.6 แสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบค่า S ₁₁ , S ₁₂ , S ₂₁ , S ₂₂ ของวงจร MMIC HMC286 และวงจรMMIC HMC287 จากเครื่อง Network Analyzer	46
MMIC เบอร์HMC286	46
S ₁₁	46
Matching Input	47
S ₂₂	47
Matching Output	47
S ₂₁ เมื่อมีการป้อนไฟกระแสตรง	48

สารบัญภาพ (ต่อ)

MMIC เบอร์ HMC287MS8	48
S11	48
Matching Input	48
S22	49
Matching Output	49
S21	49



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 คุณสมบัติของชั้นสเตรตแบบต่างๆ	18
ตารางที่ 3.6 Gain Control	39
ตารางที่ 5.1 ปัญหาที่พบในโครงการ และแนวทางแก้ไข	51



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ปัญหาที่มาของโครงการ

ในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารแบบไร้สายมีบทบาทกับชีวิตประจำวันมาก และมีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ขอบเขตที่สัญญาณครอบคลุมถึง และ ความแรงของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณมีความสำคัญมากในการติดต่อสื่อสารแบบไร้สาย และ ความแรงของสัญญาณที่แผ่กระจายจะลดลงเมื่อมีระยะที่ไกลขึ้น ดังนั้น โครงการนี้จึง ได้จัดทำขึ้นเพื่อศึกษาวิเคราะห์ และ สร้าง วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้ วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC เพื่อทำการขยายสัญญาณ ให้มีความแรงของสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้น ซึ่งจะทำได้ความแรงของสัญญาณครอบคลุมพื้นที่ตามต้องการ

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรความถี่สูง (RF Circuit)
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ
- 1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรขยายสัญญาณ
- 1.2.4 เพื่อศึกษาออกแบบวงจร (PCB)
- 1.2.5 เพื่อศึกษาและวิเคราะห์ความแรงของสัญญาณ
- 1.2.6 เพื่อรวบรวมความรู้ที่ได้ศึกษาจากภาคทฤษฎี มาใช้ในการทำงานจริงได้

1.3 ขอบข่ายของโครงการ

- 1.3.1 ศึกษาการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ ทางทฤษฎี
- 1.3.2 ศึกษาลักษณะการทำงานและโครงสร้างของ MMIC
- 1.3.3 ออกแบบและสร้างวงจรขยายสัญญาณ
- 1.3.4 ทดสอบและวิเคราะห์ความแรงของสัญญาณ
- 1.3.5 ตรวจสอบเช็คความถูกต้องและแก้ไขข้อผิดพลาด
- 1.3.6 สรุปผลการดำเนินโครงการ

1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.4.1 ได้เรียนรู้ทฤษฎีทางการออกแบบวงจรความถี่สูงไปใช้งานได้จริง
- 1.4.2 สามารถออกแบบและสร้างแบบจำลองได้
- 1.4.3 สามารถวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์จริง
- 1.4.4 ได้เข้าใจถึงการทำงานของวงจรขยายสัญญาณ
- 1.4.5 สามารถนำผลงานไปใช้งานจริงได้
- 1.4.6 ได้ศึกษาและเรียนรู้เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบแบบจำลอง
- 1.4.7 สามารถที่จะเรียนรู้ปัญหาและหาวิธีแก้ปัญหาที่จะเกิดขึ้นได้

บทที่ 2

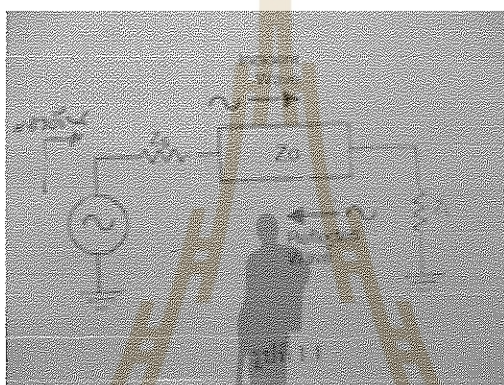
ทฤษฎี และ หลักการ

2.1 ทฤษฎีวงจรรขยาย Low Noise Amplifier

2.1.1 การออกแบบวงจรรขยาย Low Noise Amplifier

โดยพิจารณาเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสม โดยดูจากอัตราขยาย และการทำ Optimize เพื่อให้เหมาะสมกับการทำงาน

2.1.2 Transmission line



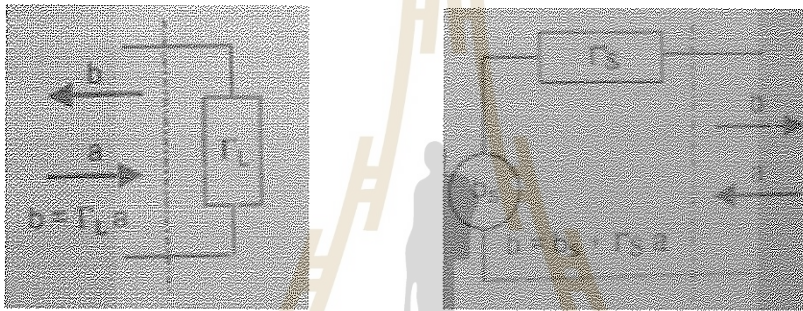
จากรูปที่ 1.1 เป็นวงจรมุมุมของสายส่งที่ประกอบด้วยแรงดันกระแสเพื่อสร้างกำลังส่งไปยัง Impedance Z_s และ Z_l ทำให้เกิดการเดินทางของคลื่นในลักษณะ incident และ reflective ภายในสายส่งซึ่งมี impedance เป็น Z_o ถ้า Impedance: $Z_l = Z_o$ คลื่นที่ Incident จะถูกดูดกลืนโดย Load ทำให้ไม่มีการ Reflective คลื่นออกมา แต่ถ้า $Z_l \neq Z_o$ จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของคลื่นไปยังแหล่งจ่าย และถ้า impedance: $Z_s = Z_o$ จะเกิดการสะท้อนคลื่นจาก Load และถูกดูดกลืนไว้ด้วยแหล่งจ่าย (Source) จึงทำให้ไม่มีการสะท้อนคลื่นเกิดขึ้นเช่นกัน สำหรับกรณี Z_s กับ Z_o ไม่เท่ากัน ก็จะทำให้มีการสะท้อนคลื่นจาก Load ไปยังแหล่งจ่ายและกลับมาที่ Load อีกครั้งซึ่งกรณีเหล่านี้จะทำให้เกิดการสูญเสียภายในสายส่ง อัตราการสะท้อนคลื่น หรือ Reflective Coefficient (Γ) หรือคือค่าสัมประสิทธิ์ การสะท้อนกลับ

$$\Gamma = \frac{\text{WAVE reflected}}{\text{WAVE incident}} = \frac{\text{คลื่นสะท้อนกลับ } \rho}{\text{คลื่นตกกระทบ } \theta} \quad (1-1)$$

จากสมการที่ 1-1 โดยปกติค่า Γ จะมีค่ามากกว่า 0 จะเกิดการสะท้อนโหลดไปยังแหล่งจ่าย โดยที่คลื่นสะท้อนมีค่ามากกว่าคลื่นกระทบ ดังนั้น Γ จะคำนวณได้จากสมการ 1-2

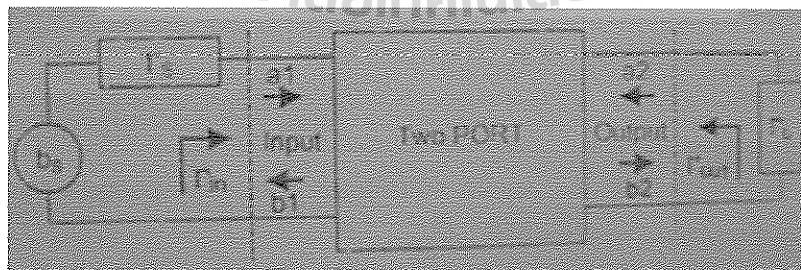
$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{or with } Z_L = \frac{Z_L}{Z_0} \text{ in a normalized form } \Gamma = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1} \quad (1-2)$$

ถ้าเกิดการไม่ Match ของ Impedance ภายในอุปกรณ์ RF ระหว่างแหล่งจ่ายและโหลด จะทำให้เกิดการสะท้อนคลื่นที่แหล่งจ่าย (Source Reflection coefficient) ดังรูปที่ 1-2 และ 1-3 โดยที่ a คือ incident wave และ b คือ reflection wave



รูปที่ 1-2 Load Reflection coefficient รูปที่ 1-3 Power Source reflection coefficient

2.1.3 S-Parameter และ 2 Port Network



รูปที่ 1-4 2 Port Network Equivalents

จากรูปที่ 1-4 แสดงวงจรสมมูลของวงจร 2 Port Network ซึ่งสามารถคำนวณหาค่า Parameter ต่างๆ ได้จากสมการ

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

เมื่อ

S_{11} = input reflection coefficient

S_{12} = reverse transmission coefficient

S_{21} = forward transmission coefficient

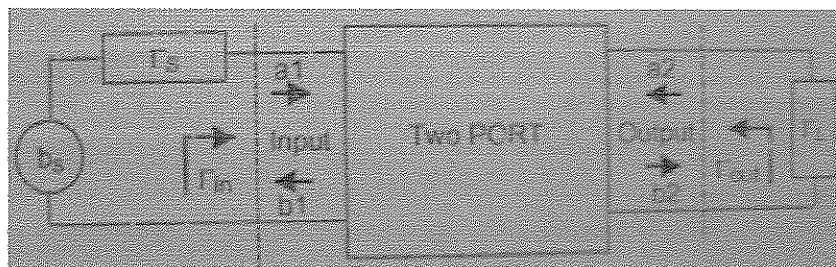
S_{22} = output reflection coefficient

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

ถ้า $a_2 = 0$ ดังนั้น $S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}$

$a_1 = 0$ ดังนั้น $S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}$

สำหรับการออกแบบ Low Noise Amplifier จะใช้เครือข่าย 2 Port โดยพิจารณาค่า S-Parameter เพื่อคำนวณหาค่ากำลังขยายสูงสุด ค่า input และ Output impedance และ transducer gain โดยเราจะคำนวณหาค่า Optimize ระหว่าง impedance ของโหลดและแหล่งจ่ายด้วยวิธี Simultaneous conjugate matching เพื่อกำหนดขนาด Transducer Gain, Γ_{out} คือ 2-port output reflection coefficient, Γ_{in} คือ 2-port input reflection coefficient และจะได้ flow graph สำหรับโหลดแบบ 2 Port Network ดังรูป 2-2 a



รูปที่ 2-2a

ค่า input และ output reflection coefficient ของ 2-port network คำนวณได้จากสมการ 2-1 และ 2-2

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21} \Gamma_L S_{12}}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2-1)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{21} \Gamma_S S_{12}}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (2-2)$$

2.1.4 Gain ใน 2-port networks

การคำนวณหาค่ากำลังส่งในลักษณะของ RF และ Microwave domain หาได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง a และ b

2.1.5 Maximum available power ค่ากำลังงานที่ส่งได้สูงสุดจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด เกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_S = \Gamma_L^*$



รูปที่ 2-3

จากรูปแสดงค่า Half Power จากแหล่งจ่ายไปยังโหลด ซึ่งกำลังส่งที่โหลดรับได้ จะคำนวณจากสมการ(3-2)และ สมการ(3-3)

$$P_2 = \frac{1}{2} (|a|^2 - |b|^2) = \frac{1}{2} |a|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (3-2)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} |b_s|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{(1 - \Gamma_L \Gamma_S)^2} \quad (3-3)$$

เมื่อ $\Gamma_L = \Gamma_{S^*}$ จะได้สมการ(3-4)

$$P_{IAV} = \frac{|b_s|^2}{2(1-|\Gamma_L|^2)} \quad (3-4)$$

2.1.6 2-Port Network power Gain

อัตราขยายภายใน Low Noise Amplifier หาได้จากสมการ(3-5)

$$G = \frac{P_2}{P_1} \quad (3-5)$$

P_2 = power ที่ output

P_1 = power ที่ input

เมื่อ P_2 คือกำลังที่ด้าน output คำนวณได้จาก

$$P_2 = \frac{1}{2}(|b_2|^2 - |a_2|^2) = \frac{1}{2}|b_2|^2(1-|\Gamma_L|^2) \quad (3-6)$$

P_1 คือกำลังที่ถูกดูดกลืน โดย input คำนวณได้จาก

$$P_1 = \frac{1}{2}(|b_1|^2 - |a_1|^2) = \frac{1}{2}|a_1|^2(1-|\Gamma_{in}|^2) \quad (3-7)$$

และหาความสัมพันธ์ระหว่าง b_2 และ a_1 ได้

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}\Gamma_L + \dots + S_{2n}\Gamma_L^{n-1}$$

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|b_2|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{|a_1|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)} = \frac{|S_{21}(1-\Gamma_L^n)|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L^n(1-|\Gamma_{in}|^2)|^2}$$

Eq.3-8

ดังนั้นจะได้กำลังขยายของ 2-port networks ได้ดังนี้

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{12}\Gamma_L|^2) \left| 1 - S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right|^2}$$

$$G = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |S_{12}\Gamma_L|^2) |S_{11} - S_{21}\Gamma_L|^2}$$

Eq.3-9

2.1.6 Maximum available gain for 2-port Networks

ค่ากำลังขยายสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $\Gamma_L^* = \Gamma_{out}$ ดังนั้นเราสามารถหาค่า Maximum available gain (G_{AV}) จากอัตราส่วนระหว่างกำลังที่ output ต่อกำลังส่งที่แหล่งจ่าย ($G_{AV} = P_{2AV}/P_{1AV}$) เมื่อ

$$P_{1AV} = \frac{|bs|^2}{2(1 - |\Gamma_s|^2)} \quad \text{when } \Gamma_{in} = \Gamma_s^* \quad \text{Eq.4-3}$$

Power available ที่ output ของ 2-Port คือ

$$P_{2AV} = \frac{|bs_2|^2}{2(1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad \text{when } \Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad \text{Eq.4-4}$$

ดังนั้นจะได้

$$G_{AV} = \frac{P_{2AV}}{P_{1AV}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2) (1 - |S_{11}\Gamma_s|^2)} \quad \text{Eq.4-5}$$

ค่า Maximum Available gain จะขึ้นกับ Γ_s และ 2-port S-Parameter ถ้าต้องการให้ได้กำลังขยายสูงสุด Γ_L จะเท่ากับ Γ_{out}^* โดยหาค่า G_{AV} ได้ใหม่เป็น

$$G_{AV} = \frac{P_{2AV}}{P_{1AV}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)}{(1-|\Gamma_{out}|^2)(1-|S_{11}|^2)}$$

$$G_{AV} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)}{(1-|S_{22}|^2 + \frac{S_{21}\Gamma_{in}S_{12}}{1-S_{11}\Gamma_{in}})|S_{11}(1-|\Gamma_{in}|^2)|^2}$$

Eq.4-6

2.1.7 Transducer Gain

ค่า Transducer Gain มักใช้ในการออกแบบ RF Amplifier ซึ่งมีผลกระทบกับการ Match impedance input และ impedance output คำนวณได้จาก

$$G_T = \frac{P_2}{P_{1AV}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|S_{11}\Gamma_{in}|^2)(1-|\Gamma_{out}|^2)}$$

$$G_T = \frac{P_2}{P_{1AV}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{in}|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|S_{11}\Gamma_{in}|^2)(1-|S_{22}\Gamma_{out}|^2 + \frac{S_{21}\Gamma_{in}S_{12}\Gamma_{out}}{1-S_{11}\Gamma_{in}})}$$

Eq.5-5

ในการออกแบบ Low Noise Amplifier ต้องพิจารณา Stability และ Maximum available Gain โดยที่ Stability วัดจากการ Oscillate ของ LNA และการออกแบบ LNA ส่วน Maximum available Gain เป็นค่า Figure of merit ของ LNA และ ออกแบบ LNA ให้ได้อัตราขยายสูงสุด โดยใช้ conjugate method ระหว่าง impedance ของแหล่งจ่าย และ load

2.2 วงจรขยายภาคเอาต์พุต และ วงจรขยายกำลัง(Output Stage and Power Amplifiers)

กล่าวนำ

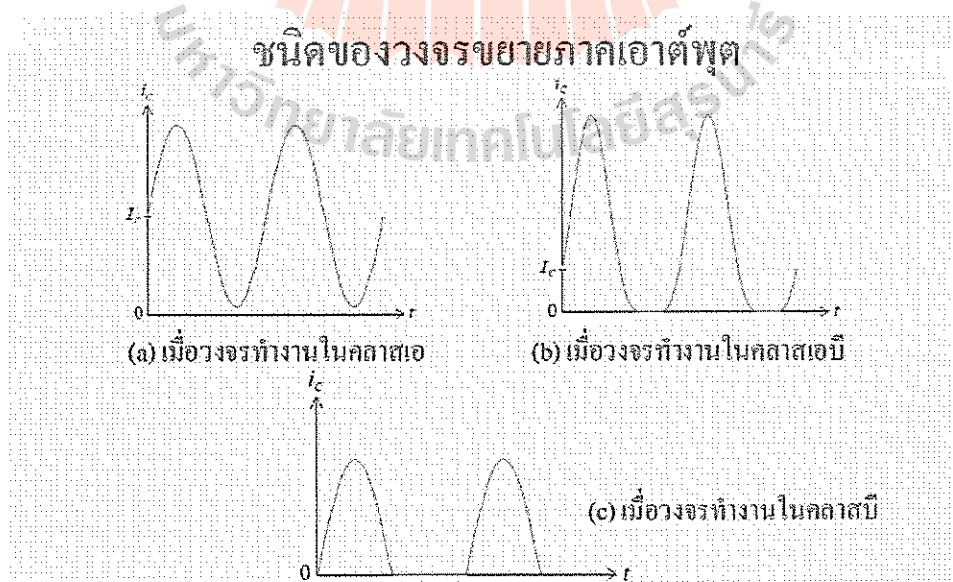
คุณสมบัติที่สำคัญของวงจรขยายภาคเอาต์พุตคือเป็นวงจรที่มีความต้านทานเอาต์พุตต่ำ เพื่อที่จะส่งผ่านสัญญาณไปยังโหลด โดยมีการสูญเสียที่น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ดังนั้นจึงมีวงจรที่อยู่ตรงภาคสุดท้ายของวงจรขยายแบบหลายภาคและมักจะทำงานกับสัญญาณขนาดใหญ่ (large signal) อยู่เสมอ นั่นคือเราจะไม่ใช่การประมาณให้เป็นสัญญาณขนาดเล็ก กับวงจรขยายภาคเอาต์พุต เหมือนในบทที่ผ่านมาแต่สิ่งที่สำคัญหากที่ต้องพิจารณาก็คือความเป็นจริงสั้น ความเพี้ยนของฮาร์โมนิก และ ประสิทธิภาพ

2.2.1 การแบ่งชนิดของวงจรขยายภาคเอาต์พุต (Classification of Output Stage)

เราสามารถแบ่งวงจรขยายภาคเอาต์พุตเป็นชนิดต่างๆได้โดยพิจารณาจากกระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ในวงจร ซึ่งถ้ากระแสคอลเล็กเตอร์ไหลได้ครบ 360° เป็นคลาสเอ 180° เป็นคลาสบี น้อยกว่า 180° เป็นคลาสซีและถ้าน้อยกว่า 360° แต่มากกว่า 180° ให้ถือเป็นคลาสเอบี ในที่นี้เราจะสนใจวงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสเอ คลาสบีและคลาสเอบีซึ่งนิยมใช้ในวงจรออปแอมป์และในวงจรเครื่องเสียง (audio power amplifier) เท่านั้น ส่วนวงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสซีนั้น จะใช้ย่านความถี่วิทยุ (radio frequency)

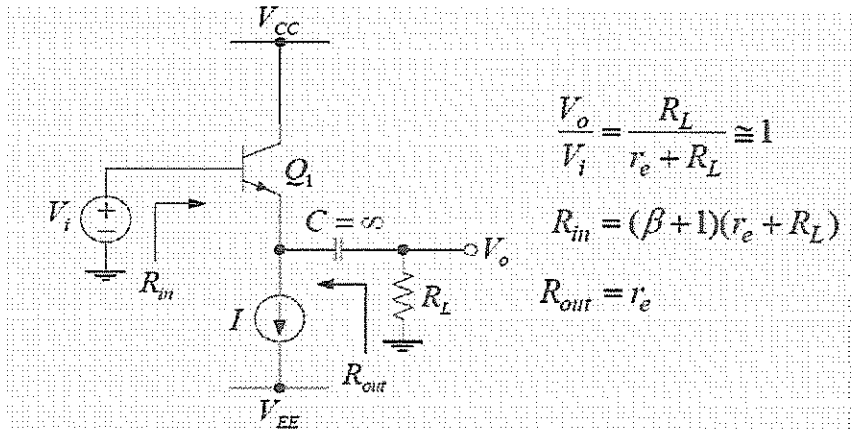
2.2.2 วงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสเอ(Class A Output Stage)

โดยทั่วไปแล้วจะนิยมใช้วงจรขยายคอมมอนคอลเล็กเตอร์เป็นวงจรขยายภาคเอาต์พุต คลาสเอซึ่งเป็นเพราะคุณสมบัติที่มีความต้านทานเอาต์พุตที่ค่อนข้างต่ำ ในบทนี้เราจะศึกษาถึงการ ทำงานของวงจรในลักษณะเป็นวงจรขยายภาคเอาต์พุตซึ่งพิจารณาในลักษณะของสัญญาณขนาดใหญ่



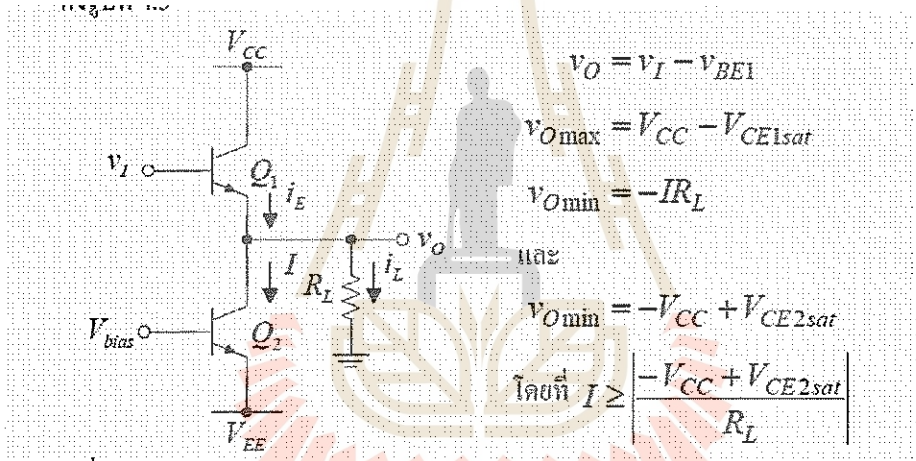
ภาพที่ 2-4 สัญญาณของกระแสคอลเล็กเตอร์ซึ่งทำงานในคลาสต่างๆ

วงจรขยายเอาต์พุตคลาสิก



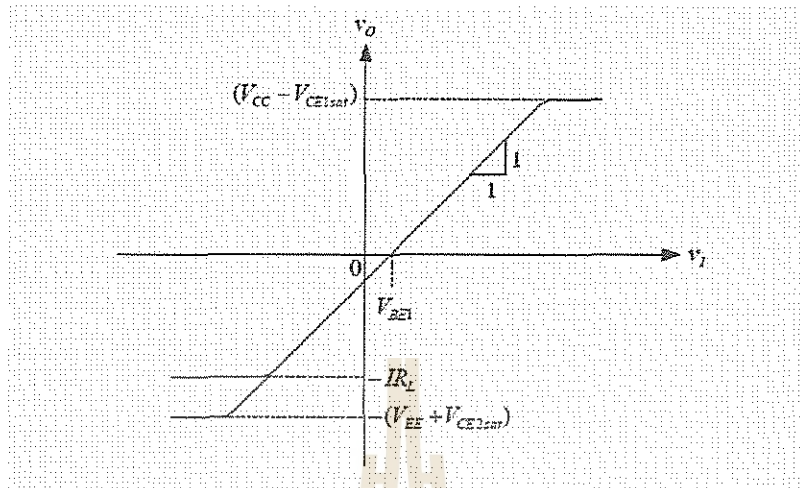
ภาพที่ 2-5 วงจรขยายคอมมอนคอลเล็กเตอร์

วงจรขยายคอมมอนคอลเล็กเตอร์สามารถใช้เป็นวงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสิกดังรูป



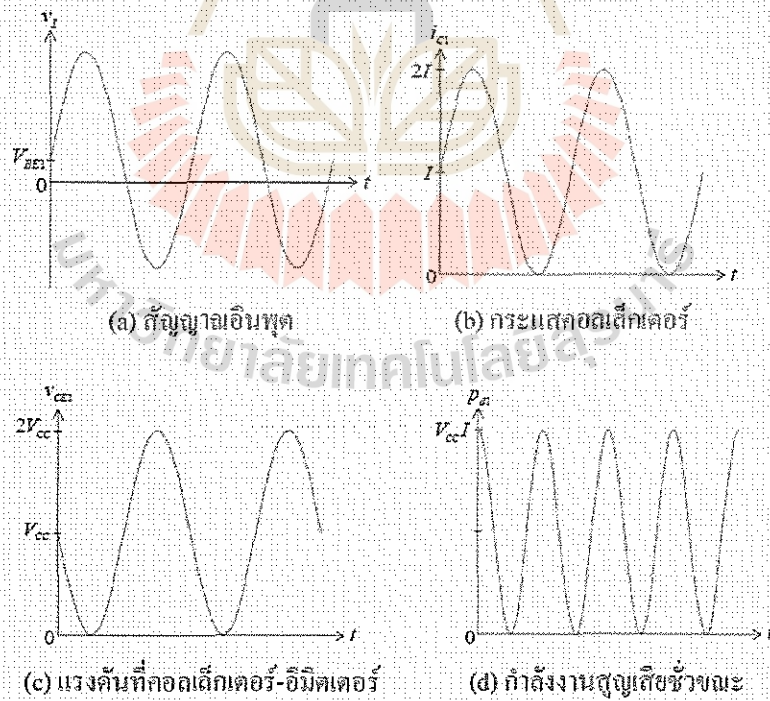
ภาพที่ 2-6 วงจรขยายเอาต์พุตคลาสิก

จากวงจรคอมมอนคอลเล็กเตอร์ซึ่งไบแอสด้วยแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ Q_2 ให้มีกระแสไหลเท่ากับ I ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็นวงจรตามแรงดันพิจารณาจากวงจร $i_{E1} = I + i_L$ ดังนั้นเพื่อให้ Q_1 ทำงานในช่วงแอกทีฟอยู่ตลอดเวลา กระแสไบแอส I ต้องมีค่ามากกว่าขนาดของกระแสด้านลบ(negative load current)



ภาพที่ 2-7 คุณลักษณะการส่งผ่านระหว่างอินพุตและเอาต์พุต

กำลังงานสูญเสียและประสิทธิภาพ



ภาพที่ 2-8 สัญญาณสูงสุดที่จุดต่างๆของวงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสเอ

รูปสัญญาณกำลังงานสูญเสียชั่วขณะ (Instantaneous power dissipation) ได้จากผลคูณของ กระแสคอลเล็กเตอร์กับแรงดันคร่อมคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ของ Q_1 ซึ่งหาได้จาก

กำลังงานสูญเสียชั่วขณะ (instantaneous power dissipation : P_D)

$$P_{DI} = V_{CEI} i_{C1}$$

ประสิทธิภาพของวงจรขยายภาคเอาต์พุตกำหนดโดย

$$\eta = \frac{P_L}{P_S}$$

เมื่อ P_L คือกำลังงานเฉลี่ยที่โหลด (average load power)

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L}$$

และ P_S คือกำลังงานเฉลี่ยที่แหล่งจ่าย

$$P_S = 2V_{CC}I$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณประสิทธิภาพได้

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{4} \left(\frac{V_o^2}{IR_L V_{CC}} \right) \\ &= \frac{1}{4} \left(\frac{V_o}{IR_L} \right) \left(\frac{V_o}{V_{CC}} \right) \end{aligned}$$

เมื่อ $V_o \leq V_{CC}$ และ $V_o \leq IR_L$ ดังนั้นจะได้ประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อ

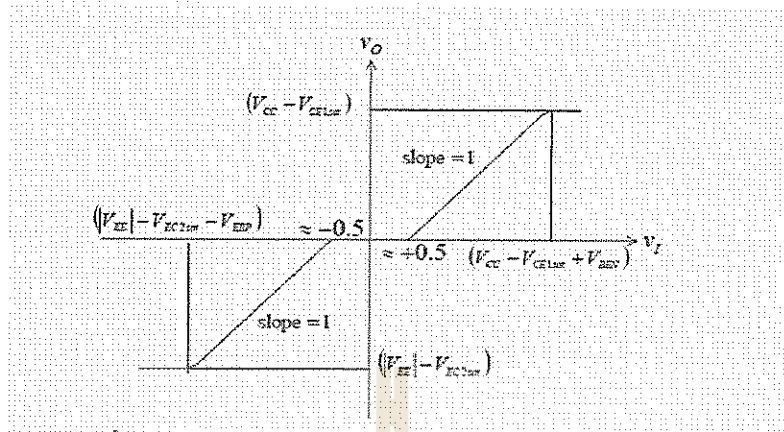
$$V_o = V_{CC} = IR_L$$

ประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสเอชเท่ากับ 25% ในการใช้งานจริง จะอยู่ที่ประมาณ 10%-20% ดังนั้นจึงไม่นิยมใช้ในงานกำลังสูงเกิน 1W

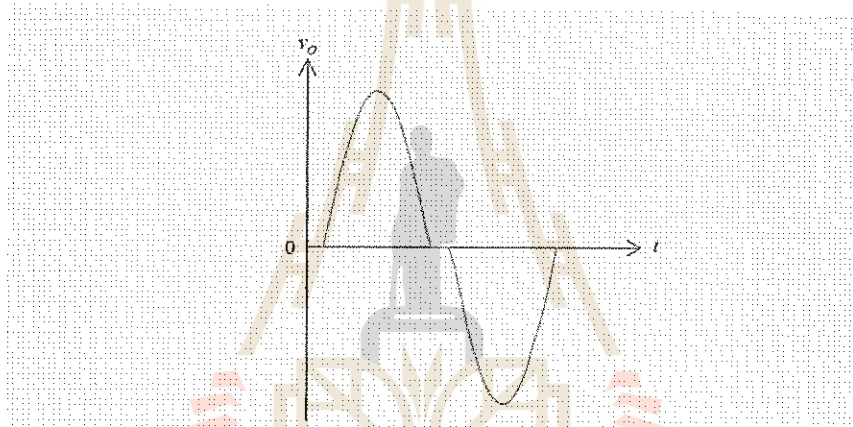
2.2.3 วงจรขยายภาคเอาต์พุตคลาสบี (Class B Output Stage)

วงจรขยายคลาสบีจัดรูปประกอบด้วยทรานซิสเตอร์คู่เหมือน Q_N และ Q_P จากโครงสร้างของวงจรเมื่อแรงดันอินพุตเป็นศูนย์จะไม่มีกระแสคอลเล็กเตอร์ไหลในวงจรมันคือทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ทำงานในช่วงคัตออฟและจะได้แรงดันเอาต์พุต V_o เป็นศูนย์เมื่อแรงดันอินพุตเพิ่มขึ้นประมาณ 0.5 V ทรานซิสเตอร์ Q_N เริ่มนำกระแสได้และจะทำงานในลักษณะของคอมมอนคอลเล็กเตอร์โดยที่ $V_o = V_i - V_{BE(N)}$ ในขณะเดียวกัน Q_P จะไม่สามารถนำกระแสเพราะถูกไบแอสกลับที่เบส-อิมิตเตอร์ในทางกลับกัน เมื่อมีแรงดันอินพุตด้านลบที่ต่ำกว่า -0.5 V เข้ามาที่จุดอินพุตจะทำให้ Q_P นำกระแส

ได้และ Q_r จะทำหน้าที่จ่ายกระแสด้านลบให้กับโหลดซึ่งการทำงานจะเป็นลักษณะคอมมอนคอลลีเกเตอร์เช่นเดียวกัน จากการทำงานซิสเตอร์ทั้งคู่สลับกันจ่ายกระแสให้กับโหลด ดังนั้นสามารถกล่าวได้ว่าวงจรทำงานในลักษณะดึง-ดัน(push-pull)



ภาพที่ 2-9 คุณสมบัติการส่งผ่านของวงจรขยายคลาสิบี



ภาพที่ 2-10 สัญญาณเข้าที่พู่ท่ที่เกิดความผิดเพี้ยนตรงรอยต่อ

กำลังงานสูญเสียและประสิทธิภาพ

ไม่คิดบริเวณที่เกิดความเพี้ยนรอยต่อ กำลังงานเฉลี่ยที่โหลด P_L ซึ่งหาได้จาก

$$P_L = V_o^2 / 2R_L$$

และกระแสโหลดช่วงบวกสูงสุดและกระแสเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ

$$i_L = V_o / R_L$$

$$i_{Lavg} = V_o / \pi R_L$$

ดังนั้น กำลังงานทั้งหมดที่จ่ายออกมาให้กับวงจร

$$P_{S+} = P_{S-} = \frac{1}{\pi} \frac{V_o}{R_L} V_{CC}$$

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{V_o}{R_L} V_{CC}$$

หาค่าประสิทธิภาพได้เป็น

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{V_o}{V_{CC}} \right)$$

เมื่อไม่เกิดผลที่เกิดจากแรงดันอินทัวของทรานซิสเตอร์ซึ่งหมายถึง V_o สามารถเพิ่มขึ้นไปได้ถึงประมาณเท่ากับ V_{CC} เราจะได้ประสิทธิภาพสูงสุดเป็น

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

แต่ในความเป็นจริงแล้วเราจำเป็นต้องต่อแรงดันอินทัวของทรานซิสเตอร์หรือแรงดันที่คอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์อย่างน้อย $0.3V$ และบางครั้งเราจะพบว่ามีการเคี้ยว $1V-5V$ หรือมากกว่าซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพมีค่าต่ำลง

ในวงจรขยายภาคเอาต์พุตสถานะอินทัวกำลังงานสูญเสียสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อแรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์แต่ในวงจรคลาสิคมีเนื่องจากกระแสไบแอสที่จุดทำงานเป็นศูนย์ ดังนั้นกำลังงานสูญเสียที่จุดทำงานจึงเป็นศูนย์ด้วย ซึ่งหมายถึงกำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นเมื่อจ่ายแรงดันอินพุตให้กับวงจร โดยที่กำลังงานสูญเสียเฉลี่ยหาได้จาก

$$\begin{aligned} P_D &= P_S - P_L \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{V_o}{R_L} V_{CC} - \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \end{aligned}$$

กำลังงานสูญเสียจะอยู่ในรูปของความร้อนที่ตัวทรานซิสเตอร์ทั้งสองซึ่งจะมีค่าสูงสุดเมื่อประสิทธิภาพเป็น 50%

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

2.3 ไมโครสตริปและวงจรไมโครสตริป

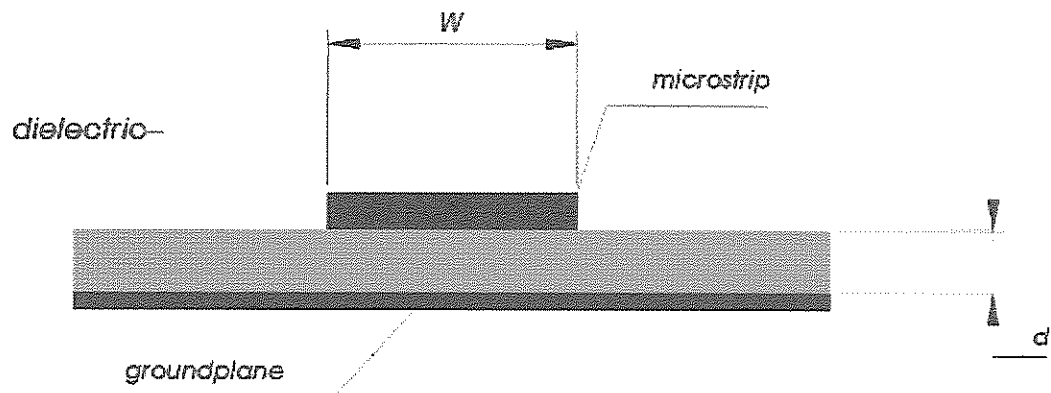
ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ(Microwave Integrated Circuit ,MIC) แต่มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนี้ยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูง ดังนั้นจึงใช้ในการส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์อันเดียวกัน

2.3.1 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

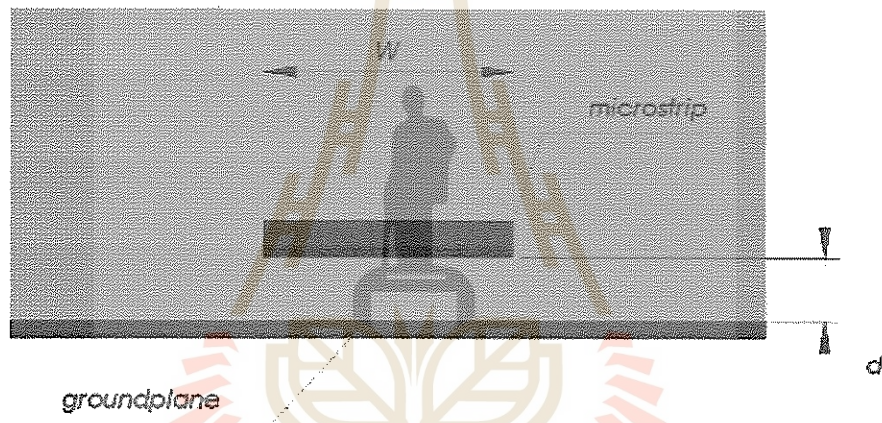
2.3.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังแสดงไว้ในรูปที่ 2b. กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆอยู่บนชั้นสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของชั้นสเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในชั้นสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของชั้นสเตรตนั้นจะประมาณ 2 mm. หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของสตริปนั้นขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ 5 μ m. หรือ 10 μ m. ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบพิมพ์บาง หรือแบบพิมพ์หนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับชั้นสเตรตนั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ดังตารางที่ 1 แสดงตัวอย่างของชั้นสเตรตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan\delta$ ที่ความถี่ 10 GHz

Standard Microstrip geometry



effective dielectric

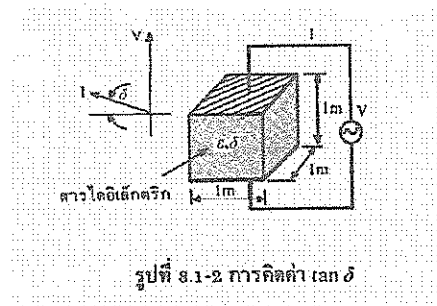


ภาพที่ 2-11 โครงสร้างของไมโครสตริป

ตารางที่ 1 คุณสมบัติของชั้นสเตรตแบบต่างๆ

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของ การนำความร้อน $W/cm^2/$ $^{\circ}C$	ความ ขรุขระ ของผิว μm	ความสามารถ ในการ ทนต่อ แรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	--
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	13	6×10^{-4}	0.3	1	350

ค่าคงตัวของการนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอวกาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสสแตติสเพลกเมนต์เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2C เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j \sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้ก็จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมากน้อยเพียงใดโดยที่ยิ่งค่าก็ยิ่งดี ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนี้ก็จะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

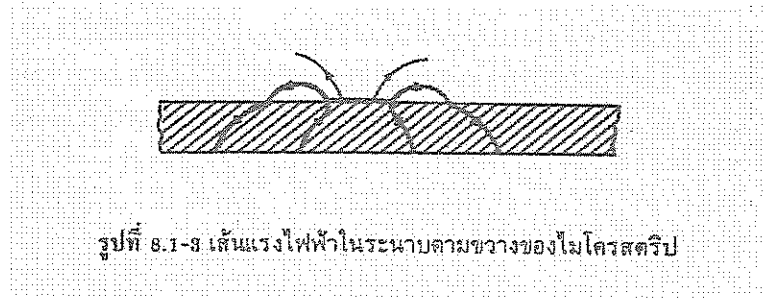


ภาพที่ 2-12 การคิดค่า $\tan \delta$

เมื่อพิจารณาคอมสมบัติของชั้นสเตรตแบบต่างๆ ตามตาราง ที่ 1 จะเห็นได้ว่า ชั้นสเตรตแบบอลูมินามรคุณสมบัติได้ดีในหลายๆข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นอลูมินาจึงเป็นชั้นสเตรตที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นชั้นสเตรตที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอกทีฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างกันในย่านไมโครเวฟได้ดี

2.3.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้ และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้น จะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะมีใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วยจึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่าโหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 2d แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป การที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างนั้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดขึ้น โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 8.1-8 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

ภาพที่ 2-13 เส้นแรงไฟฟ้าที่ระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้ว่าการหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่มีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวของไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant, ϵ_{eff}) ค่า ϵ_{eff} ที่ได้จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชัน โดยทำการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_c จะเขียนอยู่ในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad (1)$$

ในขณะที่เดียวกันความเร็วเฟส V_p จะเขียนได้ดังนี้

$$V_p = 1/\sqrt{LC} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ V_p กับ L หรือ C ได้ดังนี้

$$Z_c = V_p L = 1/V_p C \quad (3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่มีขั้วสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไป เหลือแต่
อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM
ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่า
อินดักแตนซ์ไม่ถูกรบกวน ถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์
ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$c = 1/\sqrt{LC_0} \quad (4)$$

ในขณะที่เดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็จะเขียน ได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{L/C_0} \quad (5)$$

เมื่อนำสมการ (4) หาค่าด้วยสมการ (2) จะได้ผลดังนี้

$$C/C_0 = (c/v_p)^2 \quad (6)$$

ค่า C/C_0 คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบ
เก็บประจุ ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ค่านี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีขั้วสเตรตเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{\text{eff}} = (c/v_p)^2 \quad (7)$$

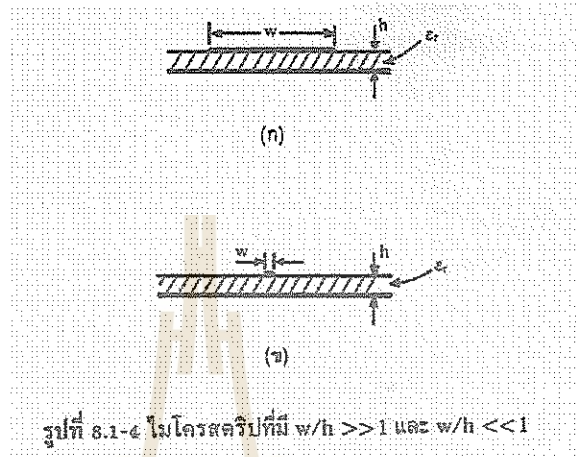
จากสมการที่ (3) ถึงสมการ (7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ
 ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = Z_0/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = Z_c\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{\text{eff}} = (Z_0/Z_c)^2 \quad (8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (8) จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบภายหลัง

ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนา
ของขั้วสเตรต เมื่อพิจารณากรณีที่ $w/h \gg 1$ แสดงไว้ในรูป 2e-1 ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรง
ไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูก
ส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของขั้วสเตรต หรือ $\epsilon_{\text{eff}} \rightarrow \epsilon_r$ อีกกรณีคือ กรณีที่ $w/h \ll 1$ ซึ่ง

แสดงในรูปที่ 2e-2 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่าชั้นสเตรตคริ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r+1)/2$ จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้จากกรณีนี้



ภาพที่ 2-14 ไมโครสตริปที่มี $w/d \gg 1$ และ $w/d \ll 1$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \right)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444) \right]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases}$$

$$(1/2)(\epsilon_r+1) \leq \epsilon_{\text{eff}} \leq \epsilon_r \quad (9)$$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณ

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \quad (1/2) \leq q \leq 1 \quad (10)$$

q คือ filling factor แสดงให้รู้ว่าชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสเตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (10) นี้ ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นไปกว่า 2 GHz นั้นคิสเปอร์ชันเชิงวัสดุของชั้นสเตรตจะมีผลมากกว่าค่านึงถึงผลกระทบของคิสเปอร์ชันในส่วนนี้จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (7) เขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \{ c/v_p(f) \}^2 \quad (11)$$

พิจารณาค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ตามสมการที่ (11) ในช่วงความถี่ต่ำที่ $f \rightarrow 0$ นั้น ค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ จะเข้าหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตย์ และเมื่อ f มีค่าสูงขึ้นเข้าหา ∞ ค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ก็จะเข้าหาค่า ϵ_r ของชั้นสเตรต เพราะความเร็วเฟสจะเข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้นสเตรต ดังนั้นคดขที่ไปการเปลี่ยนแปลงของค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ ตามความถี่จะเป็นคดขที่แสดงไว้ในรูปที่ 2e ซึ่งค่า $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ จะสูงขึ้นตามความถี่

2.3.1.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสเตริป

เนื่องจากไมโครสเตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่มีคลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้ง 2 สาเหตุเมื่อพิจารณาว่าไมโครสเตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM

ค่าคงที่ในการลดทอน

$$\alpha_c = (R/2Z_c) + (GZ_c/2) \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (12)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ

$$\alpha_m = (\sqrt{\omega\mu_0}/2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r)(K/wZ_c) \quad (13)$$

$$\alpha_d = (\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}/2cC)(\omega C \tan \delta_{\text{eff}})$$

$$= (\pi f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}/C)(\tan \delta_{\text{eff}}) \quad \text{Nep/m} \quad (14)$$

$$\frac{\tan \delta_{\text{eff}}}{\tan \delta} = \frac{1-(1/\epsilon_{\text{eff}})}{1-(1/\epsilon_r)} \quad (15)$$

$$\alpha = \frac{72K\sqrt{f}/\sigma_r + 91f\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{wZ_c} \frac{1-(1/\epsilon_{\text{eff}})}{1-(1/\epsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (16)$$

2.4 การออกแบบไมโครสตริป

2.4.1 การออกแบบไมโครสตริปกรณีที่มีความถี่ใช้งานสูงกว่า 2GHz

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

ϵ_{eff} เป็นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลที่ความถี่ต่ำมีค่าเท่ากับ $(Z_0/Z_c)^2$

$$f_p = \frac{Z_c}{2\mu_0 h}$$

หรือ

$$f_p(\text{GHz}) = \frac{Z_c}{0.8\pi h(\text{mm})} \quad (2)$$

$$G = 0.6 + 0.009 Z_c \quad (3)$$

$$Z_c(f) = Z_c \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}/\epsilon_{\text{eff}}(f)} \quad (4)$$

$$Z_c = \frac{42.4 \ln\{1+(4h/w')(b+\sqrt{b^2+a\pi^2})\}}{\sqrt{\epsilon_r+1}} \quad (5)$$

โดยที่

$$w' = w + a\Delta w \quad (6\text{ก})$$

$$a = (1+1/\epsilon_r)/2 \quad (6\text{ข})$$

$$\Delta w = 1[1+\ln\{(t/h)^2+(1/\pi(w/t)+1.1)^2\}^{-1/2}] \quad (6\text{ค})$$

ขั้นตอนในการคำนวณ

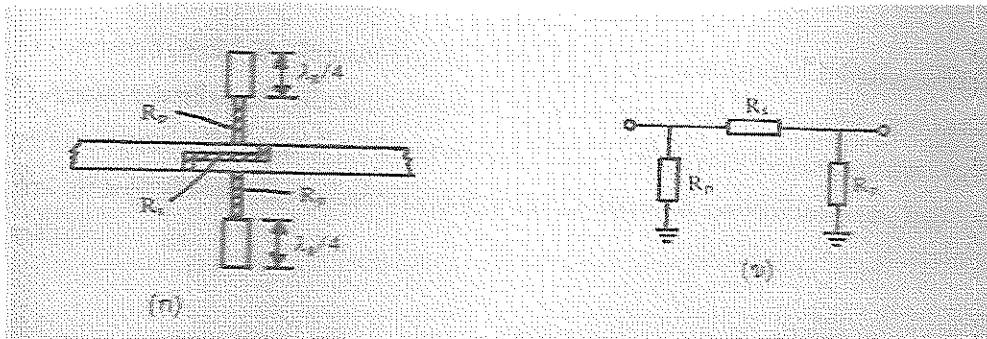
1. ให้ Z_C เท่ากับค่า $Z_C(f)$ ที่ต้องการออกแบบ
2. จากค่า ϵ_r และ h ของชั้นสเตรคที่กำหนดมาให้พร้อมกับค่า Z_C ทำการคำนวณค่า W
3. คำนวณค่า Z_C จากความหนาของแถบสเตรคที่กำหนดมาให้และค่า W จากข้อ 2 โดยใช้สมการที่ 5
4. คำนวณค่า Z_0 โดยใช้สมการที่ 5 ที่ให้ $\epsilon_r=1$ เสร็จแล้วคำนวณค่า $\epsilon_{eff} = (Z_0/Z_C)^2$
5. คำนวณค่า $\epsilon_{eff}(f)$ โดยใช้สมการที่ 1-3
6. คำนวณค่า $Z_C(f)$ จากสมการ 4 ซึ่งจะได้ค่าแตกต่างจากค่า $Z_C(f)$ ที่ต้องการบ้าง
7. กำหนดค่า Z_C ให้เท่ากับ $Z_C(f)$ ขั้นสุดท้ายที่ต้องการคูณด้วย $\sqrt{\epsilon_{eff}/\epsilon_{eff}(f)}$
8. ทวนขั้นตอน 2 ถึงขั้นตอน 7 จนกว่าค่า W ที่ได้ใน 2 ครั้งหลังจะต่างกันน้อยกว่า 1 % จากค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ที่คำนวณได้ในขั้นสุดท้ายจะคำนวณความยาวคลื่นในไมโครสเตรคได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (7)$$

2.5 การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโพลด

การลดทอนสัญญาณและการต่อแมตชิงโพลดนั้นนับว่าเป็นสิ่งจำเป็น และต้องใช้ในวงจรจริงๆ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างของชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณ และชิ้นส่วนแมตชิงโพลดตามลำดับ

การลดทอนสัญญาณหรือการต่อแมตชิงโพลดนั้น จะอาศัยหลักการเดียวกันกับกรณีของสายโคแอกเชียลหรือท่อนำคลื่น กล่าวคือใช้แผ่นความต้านทานวางขนานกับระนาบที่มีกระแสไหลในกรณีของไมโครสเตรคนั้นเนื่องจากกระแสไหลตามแนวแกนของไมโครสเตรค ดังนั้นการฉาบฟิล์มความต้านทานในแนวเดียวกับไมโครสเตรคก็จะทำให้เกิดการดูดกลืนพลังงานได้ และเพื่อให้มีการแมตชิงที่ดี ริกคาร์ดเสนอให้ใช้โครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูป 2f (ก) ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมุมแล้วจะได้ตามรูป(ข) ชิ้นส่วนลดทอนตามโครงสร้างนี้จะเรียกว่าแบบ Π ตามโครงสร้างและรูปร่างของวงจรมุมที่เกิดขึ้น ในกรณีที่ไมโครสเตรค $Z_C = 50 \Omega$ นั้นเมื่อออกแบบให้ $R_p = 290 \Omega$



ภาพที่ 2-15 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณของไมโครสตริปแบบ Π และวงจรสมมูล

จะทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณเพียง 3 dB ในการออกแบบนั้นจะต้องระวังในประเด็นต่อไปนี้ ความยาวของแถบความต้านทานจะต้องสั้นเพียงพอเพื่อให้มีคุณสมบัติของชิ้นส่วนแบบลัมปี โดยทั่วไปจะต้องสั้นกว่า $\lambda_g/8$ ของความถี่สูงสุดซึ่งหมายถึงจะยาวเพียง 1 mm หรือน้อยกว่า เมื่อความถี่สูงกว่า 19 GHz ขึ้นไป ประเด็นต่อไปคือการต่อลงกราวด์ของ R_p จะใช้ไมโครสตริปปลายเปิดวงจรที่มีความยาวประสิทธิภาพ เป็น $\lambda_g/4$ โดยที่ λ_g จะเป็นความยาวคลื่นของความถี่ศูนย์กลางที่ใช้งาน และไมโครสตริปส่วนที่ใช้ในการปิดวงจรนี้ให้มี $Z_c = 30 \Omega$ เมื่อออกแบบตามนี้แล้วจะพบว่าชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณนี้จะมีค่าลดทอนสัญญาณ 3 dB ± 0.2 dB โดยที่มี VSWR < 1.1 ตลอดช่วงความถี่ $8 \leq f \leq 20$ GHz

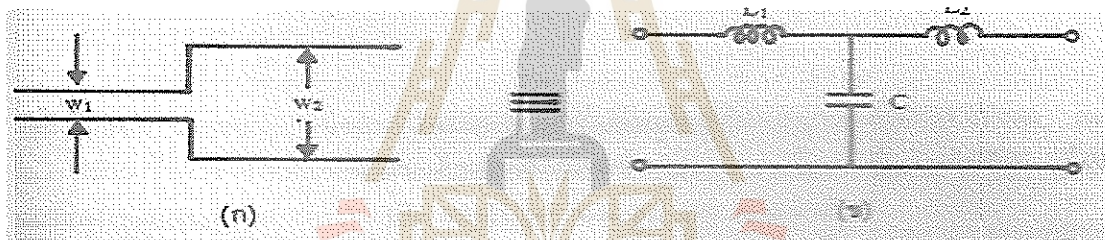
สำหรับการสร้างแมตริงโพลคอนนั้นพบว่าที่ความถี่ต่ำกว่า 12 GHz นั้นการต่อฟิล์มความต้านทานไปตามแนวของไมโครสตริปแล้วปิดวงจรปลายสายนั้นก็จะให้ผลดีคือจะมี VSWR ต่ำกว่า 1.1 แต่สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 12 GHz แถบฟิล์มความต้านทานมักแสดงค่าอินดักแตนซ์ด้วย หมายถึง วงจรสมมูลที่ได้จะเป็นค่ารีซิสแตนซ์ต่ออนุกรมกับค่าอินดักแตนซ์อยู่ ซึ่งทำให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ทำได้ยากในกรณีความถี่สูงมีผู้เสนอให้ใช้ประโยชน์แบบ Π โดยนำชิ้นส่วนมาต่ออนุกรมสองชุดให้ห่างกันประมาณ $\lambda_g/4$ ที่ความถี่ 15 GHz แล้วต่อความต้านทาน 50Ω นั้นต่อลงกราวด์อย่างเหมาะสม เมื่อทำเช่นนี้แล้วจะได้แมตริงโพลคที่มีคุณสมบัติที่ดีคือค่า VSWR ต่ำกว่า 1.1 จนถึงความถี่ 18 GHz

2.5.1 ชั้นส่วนรีแอคแตนซ์ในวงจรไมโครสตริป

การสร้างชั้นส่วนรีแอคแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปเพื่อใช้ในการแมตช์อิมพีแดนซ์อาจใช้ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้น แบบชิ้นส่วนลัมปี แบบสลับ และแบบที่อาศัยหลักการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกัน ในที่นี้จะกล่าวถึง 2 แบบแรกเป็นหลัก

(1) ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้นและค่ารีแอคแตนซ์ที่เกิดขึ้น

โดยทั่วไปไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติค่าหนึ่ง เมื่อมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในลักษณะที่มีความกว้างของแถบสตริปเปลี่ยนไปแบบเป็นขั้นดังแสดงในรูปด้าน (ก) ตรงมุมฉากที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดการรวมกลุ่มของประจุไฟฟ้า ในขณะเดียวกันก็ทำให้เกิดการไหลของกระแสที่บริเวณขอบของสตริปมากขึ้น ลักษณะดังกล่าวนี้เท่ากับทำให้เกิดค่าอินดักแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์อนุกรมขึ้นดังรูป(ข)



ภาพที่ 2-16 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นขั้นและวงจรสมมูล

การหาค่า L_1 , L_2 และ C , กุปด้า (Gupta) และกลุ่มของการ์กและบาค์ (Garg and Bahl) ได้ศึกษาไว้ได้ผลดังนี้ ถ้าให้ L_{m1} และ L_{m2} เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w_1 และ w_2 ตามลำดับจะได้ค่า L_1 และ L_2 ในรูปต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{m2}} L$$

$$L_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}} L$$

โดยที่ L เขียน ได้ดังนี้

$$L = (L_{m1} + L_{m2}) I_{cs}$$

$$I_{cs} = I_0 \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right)$$

โดยที่ C_s นั้นการกและบาค์ได้เสนอสูตรคำนวณไว้ดังนี้ คือ

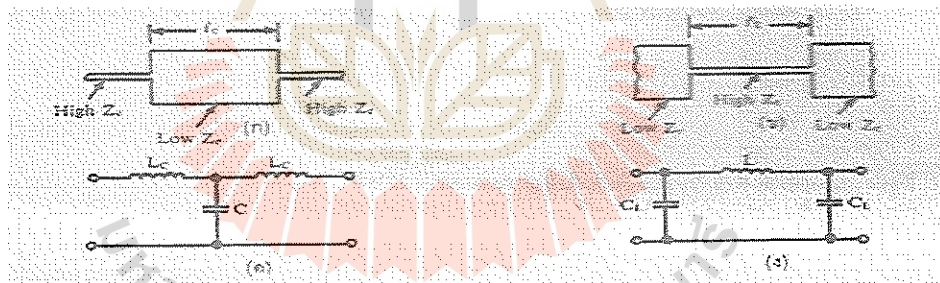
กรณี $\epsilon_r \leq 10$ และ $1.5 \leq W1/W2 \leq 3.5$

$$\frac{C_s}{\sqrt{W1W2}} = (10.1 \log \epsilon_r + 2.33) \frac{W1}{W2} - 12.6 \log \epsilon_r - 3.17 \quad \text{pF/m}$$

กรณี $\epsilon_r = 9.6$ และ $3.5 \leq W1/W2 \leq 10$

$$\frac{C_s}{\sqrt{W1W2}} = (130 \log \frac{W1}{W2}) - 44 \quad \text{pF/m}$$

ในการสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนส่วนอินดักแตนซ์โดยอาศัยโครงสร้างแบบที่ไม่ต่อเนื่องที่กล่าวมานี้ ก่อนอื่นเราจะพิจารณาคุณสมบัติสำคัญโดยรวมดังนี้คือ ไมโครสตริปที่มีแถบสตริปกว้างกว่าแถบสตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2h (ก) จะทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์เพราะมีพื้นที่ในการเก็บประจุมากขึ้น ในทางตรงข้ามไมโครสตริปที่มีขนาดของแถบสตริปแคบกว่าแถบสตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูป (ข) พื้นที่ในการเก็บประจุจะน้อยลงทำให้พลังงานเก็บสะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กมากกว่าสนามไฟฟ้า โครงสร้างนี้จึงทำตัวเหมือนกับคาอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่กับสายเมน และเนื่องจากที่ปลายไม่ต่อเนื่องทั้งสองด้านจะมีผลทางด้านอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ตามลำดับ จึงทำให้วงจรสมมูลของชิ้นส่วนทั้งสองแบบนี้เขียนได้ตามรูป (ค) และ (ง) ตามลำดับ



ภาพที่ 2-17 การค้นไมโครสตริปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

ในการคำนวณความยาว l_c ที่จะทำให้ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์มีค่าเช่นเดียวกับคาปาซิแตนซ์ตามต้องการ นั้นพิจารณาดังนี้ คือ เนื่องจากแถบไมโครสตริปที่นำมาค้นเพื่อทำหน้าที่เป็นชิ้นส่วนคาปาซิ

แดนซ์ นี้ก็มีความยาวระดับหนึ่ง ทำให้ต้องพิจารณาในรูปของวงจรกระจายนั้นมาคิดในรูปของ
วงจรสมมูลรูปตัว T ดังที่แสดงไว้ในรูป

(ค) ที่ผ่านมา ค่าชั้สเชิงแดนซ์ B_c ของวงจรสมมูล จะเขียนในรูปพหามิเตอร์ของวงจรกระจายดังนี้

$$B_c = \frac{1}{Z_c C} \sin \frac{2 \prod l c}{\lambda g C}$$

โดยที่ $Z_c C$ เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในช่วงที่กำลังพิจารณาอยู่ และ
 $\lambda g C$ เป็นความยาวคลื่นในช่วงเดียวกันนี้ เมื่อกำหนดค่า B_c หรือ ωC และ $Z_c C$ มาให้ก็จะสามารถ
คำนวณความยาวของ l_c ได้ อย่างไรก็ตามเราจำเป็นต้องคิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นที่ปลายทั้งสอง
เมื่อไมโครสตริปเส้นนี้ต่ออยู่กับไมโครสตริปที่มีความกว้างของแถบสตริปเล็กกว่าดังกล่าวข้างต้น
นอกจากนั้นถ้าไมโครสตริปแถบกว้างนี้ไปต่ออยู่กับไมโครสตริปแถบแคบที่ทำหน้าที่เป็นค่าอินดัก
แตนซ์คั้งวงจรสามมุลในรูป(ง) ผลของค่าชั้สเชิงแดนซ์ B_c ก็จะมีส่วนทำให้ความยาว l_c ที่ต้องการ
สั้นลงด้วย

สำหรับค่าอินดักแตนซ์ X_L ในวงจรสมมูลตามรูป (ค) นั้นจะมีค่าคำนวณตามสูตร
ดังต่อไปนี้

$$X_c = \frac{\prod l c Z_c C}{\lambda g C} \quad \text{หรือ} \quad L_c = \frac{l c Z_c C}{2 f \lambda g C}$$

และเนื่องจากทั้งค่า $\frac{l c}{\lambda g C}$ มีขนาดเล็ก ดังนั้นถ้าความถี่อยู่ในหลักของ GHz ค่า L

จะอยู่ในหลักของ nH หรือต่ำกว่าเมื่อค่า L_c ต่ำมากก็สามารถละเลยได้

ในกรณีของชิ้นส่วนแบบอินดักแตนซ์นั้นการพิจารณาหาค่า X_L , B_c ในวงจรสมมูลตามรูปที่
2h(ง) สามารถคำนวณหาได้ดังนี้

$$X_L = \frac{Z_c L \sin\left(\frac{2 \prod l L}{\lambda g L}\right)}{\lambda g L}$$

โดยที่ $Z_c L$ และ $\lambda g L$ เป็นอิมพีแดนซ์และความยาวคลื่นในไมโครสตริปที่กำลังพิจารณาอยู่นี้จาก
สมการนี้เมื่อกำหนดค่า X_L และ $Z_c L$ ที่ต้องการมาให้อะจะทำให้คำนวณความยาวที่ต้องการได้

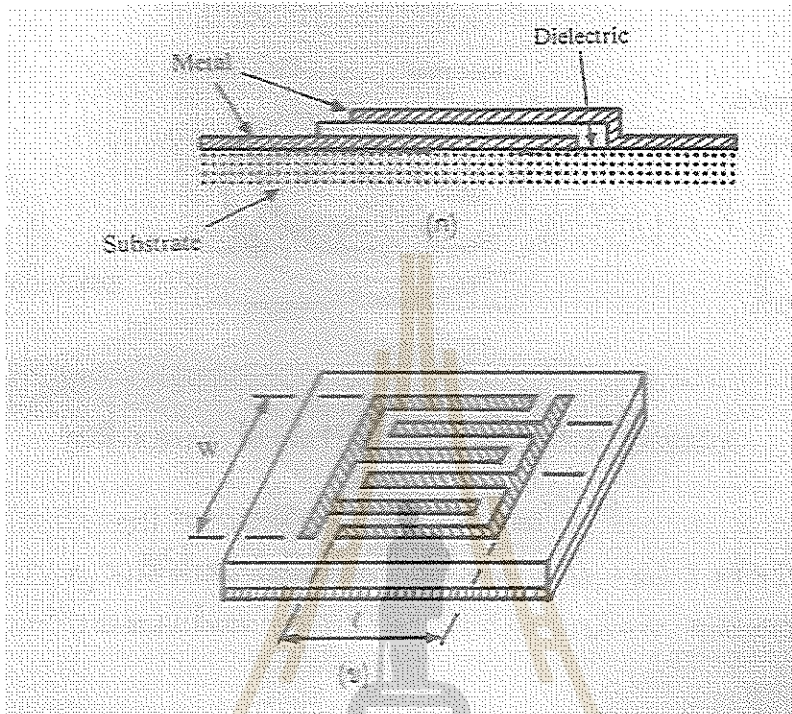
สำหรับค่า B_c ในวงจรตามรูป 2h(ง) หาได้โดย

$$B_c = \frac{1}{Z_c L} \tan\left(\frac{\prod l L}{\lambda g L}\right)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณหาพหามิเตอร์ของวงจรสมมูลของชิ้นส่วน
ไมโครสตริปที่ทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์ และทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์ได้ ดังนั้นเราจะสามารถ
นำชิ้นส่วนเหล่านี้ไปต่อกันแบบแคสเคดเพื่อประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ได้

(2) ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบถัมป์

ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปีในวงจรมิโครสตริปนั้นบางครั้งให้ความสะดวกในการใช้งานเพราะมีขนาดเล็ก ในที่นี้จะกล่าวถึงชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปีและการใช้งานของชิ้นส่วนเหล่านี้ ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปีที่มิใช้กันอยู่นั้นจะมีโครงสร้างตามรูปที่ 2i ในรูป(ก)นั้นเป็นโครงสร้างแบบแผ่นโลหะขนาน ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ในย่านความถี่ต่ำไมโครเวฟ กล่าวคือ เป็นแผ่นโลหะขนานที่คั่นด้วยสาร ไดอิเล็กตริก



ภาพที่ 2-18 แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์แบบลัมปี การคำนวณค่าคาปาซิแตนซ์ความถี่ต่ำทำได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

$$C = 8.85 \frac{\epsilon_r S}{d} \text{ pF}$$

โดยที่ S เป็นพื้นที่ของแผ่นโลหะ และ d เป็นความหนาแน่นของสาร ไดอิเล็กตริก ตัวอย่าง C ในกรณีนี้เช่น สาร ไดอิเล็กตริกเป็นซิลิกา (SiO₂) ซึ่งมี $\epsilon_r = 2.25$ $S = 1 \text{ mm}^2$ $d = 10 \mu\text{m}$ $C \approx 2 \text{ pF}$

สำหรับชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 2i(ข)นั้น จะมีรูปร่างเหมือนทวี 2 อัน ขบกันอยู่ ในกรณีนี้ค่า C จะคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

$$C = \frac{\epsilon_r + 1}{W} [(N - 3)A1 + A2] \text{ pF}$$

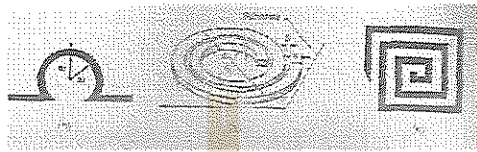
โดยที่ $A1 = 8.85 \times 10^{-2} W$, $A2 = 9.92 \times 10^{-2} W$ และ W มีหน่วยเป็น cm โครงสร้างแบบนี้ โดยทั่วไปจะสร้างคาปาซิแตนซ์ที่มีค่าอยู่ในช่วง 0.1-15 pF

อันดับต่อไปเป็นชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี รูปที่ 2j แสดงโครงสร้างชิ้นส่วนดังกล่าวนี้ รูป(ก)แสดงแบบที่มีโครงสร้างเป็นรูปดอว์งกลมสร้างบนชั้นสเตรต ซึ่งจะอาศัยหลักการของการเกิดฟลักซ์ลิงเกจ (flux linkage) ระหว่างฟลักซ์แม่เหล็กกับกระแสไฟฟ้าในการสร้างคุณสมบัติอินดัก

แดนซ์ เช่นเดียวกับที่ใช้ในย่านความถี่ต่ำไมโครเวฟ เมื่อให้ $a=(a_1+a_2)/2$ หรือเป็นรัศมีเฉลี่ยรูปวงกลม w เป็นความกว้างของแถบโลหะ และ t เป็นความหนาของแถบโลหะจะสามารถคำนวณค่า L ได้จากสูตรต่อไปนี้

$$L = 2 \left[\ln \frac{l}{w+t} - 1.76 \right] nH$$

โดยที่ l เป็นความยาวของวงรูป ในกรณีวงรูปเกือบๆปึกก็จะใช้ $l=2\pi a$



ภาพที่ 2-19 โครงสร้างของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี

สำหรับชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 2(ข)และ(ค)ซึ่งมีรูปร่างเหมือนกันขงแบบวงกลม และแบบสี่เหลี่ยมก็อาศัยหลักการของฟลักซ์ลิกเกจเช่นเดียวกันสูตรสำหรับรูป(ข) คือ

$$L = \frac{393 a^2 n^2}{8a+11c} nH$$

โดยที่ a เป็นรัศมีเฉลี่ยของขดสตริป คือ $a=(d_0+d)/2$ และ $C=(d_0-d)/2$

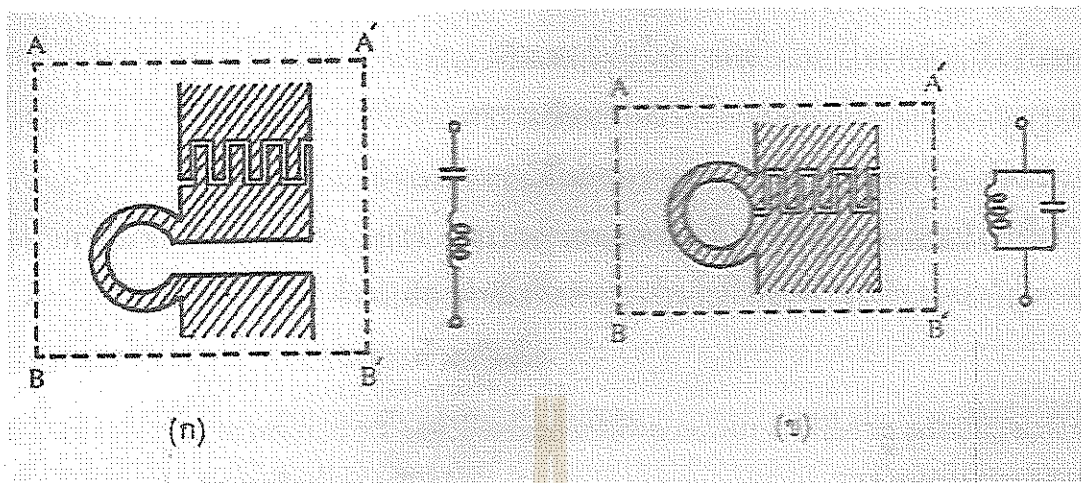
และ n เป็นจำนวนรอบ และ d_0, d มีหน่วยเป็น cm สำหรับโครงสร้างตามรูป(ค)

หาได้จากสูตร

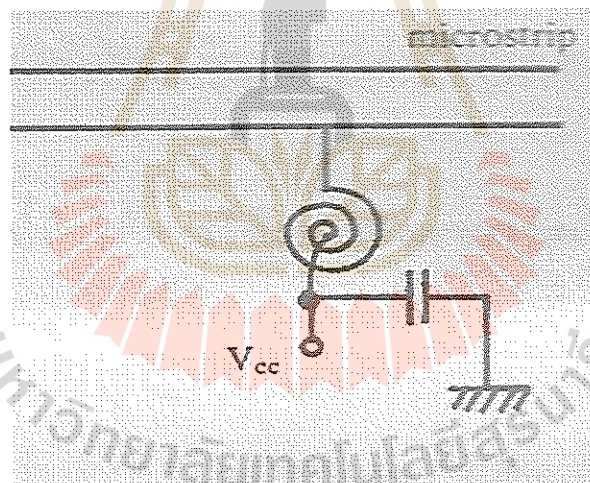
$$L = 0.24 a n^{5/3} \ln \frac{8a}{c}$$

สูตรหาค่า L ทั้งสองสูตรนี้เป็นการคำนวณค่า L ของโครงสร้างในสภาพที่อยู่ลอยๆในอากาศ ในกรณีที่โครงสร้างอยู่บนชั้นสเตรตที่หน้าตรงข้ามเป็นแผ่นกราวด์สูตรทั้งหลายจะใช้งานได้ดีต่อเมื่อผลคูณของ ϵ_r กับ Z_c มีค่าเกิน 300Ω

ชิ้นส่วนรีเอกแตนซ์แบบลัมปีที่กล่าวมานั้นนอกจากจะใช้งานโดดๆแล้วยังใช้ประกอบเป็นวงจรเรโซแนนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2k และใช้ในวงจรไบแอสดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2l



ภาพที่ 2-20 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่สร้างจากชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบลัมปี



ภาพที่ 2-21 วงจรไบแอสที่ใช้ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์แบบลัมปี

อนึ่งชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์ที่กล่าวมาทั้งหมดในหัวข้อนี้ ส่วนใหญ่จะทำงานได้ดีในย่านความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz เพราะที่ความถี่สูงกว่านี้ จะต้องมีขนาดเล็กลงมาก และการสูญเสียก็จะสูงขึ้นด้วย

2.5.2 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบ วงจรกระจาย

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์มีขั้นตอนดังนี้ คือ

(ก) กำหนดคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ต้องการ

(ข) จากคุณสมบัติที่ต้องการทำการกำหนดวงจรขึ้นส่วนลัมปี และกำหนดค่าของขึ้นส่วนลัมปีต่างๆในวงจรมัน

(ค) เขียนวงจรไมโครสตริปที่มีวงจรสมมูลตามวงจรขึ้นส่วนลัมปีในข้อ (ข) จากนั้นทำการคำนวณความกว้างและความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงที่ให้ค่าอินดักแตนซ์หรือคาปาซิแตนซ์ที่ต้องการ

ขั้นตอน(ก)และ(ข)นั้นเป็นขั้นตอนปกติที่ใช้ในการออกแบบวงจรขึ้นส่วนลัมปีโดยทั่วไป ซึ่งรายละเอียดแสดงไว้ในหนังสือเกี่ยวกับการออกแบบฟิลเตอร์ทั่วไป ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงขั้นตอน (ค)เป็นหลัก เมื่อได้วงจรตามขั้นตอน (ข) ก็จะสามารถเขียนวงจรไมโครสตริปแต่ละช่วงให้มีค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ตามต้องการ การกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัตินี้เท่ากับเป็นการกำหนดความกว้างของแถบสตริป ซึ่งจะต้องคำนึงถึงความเป็นไปได้ในการสร้างและปัญหาที่เกิดขึ้นได้ โดยทั่วไปสิ่งที่ต้องคำนึงถึงมี 2 ประการด้วยกัน คือ

(ก) โยขึ้นส่วนอินดักแตนซ์การสร้างอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าสูงเกินไปจะทำให้แถบไมโครสตริปแคบมาจนเกิดปัญหาในการสร้างได้

(ข) ในขึ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ การสร้างอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าต่ำเกินไปจะทำให้แถบความกว้างของสตริปกว้างมากจนทำให้เกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวาง (transverse resonance) ของคลื่นความถี่สูงสุดได้

จากข้อจำกัดนี้ทำให้การใช้งานจริงสามารถเลือกใช้ค่า Z_0 ในช่วงจำกัดเท่านั้นยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ขั้วสเตอร์เป็นอนุมินาที่มี $er = 9.6$ และมีความหนาเท่ากับ 0.635 mm ค่า Z_0 ที่เลือกใช้จะอยู่ในช่วง 25Ω ถึงประมาณ 90Ω ทั้งนี้เมื่อลองคำนวณความกว้างของแถบสตริปและความยาวคลื่นของความถี่ 2 GHz ใน

ไมโครสตริปที่มีค่า Z_0 ดังกล่าวนี้ ผลที่ได้จะเป็นดังตารางข้างล่างนี้

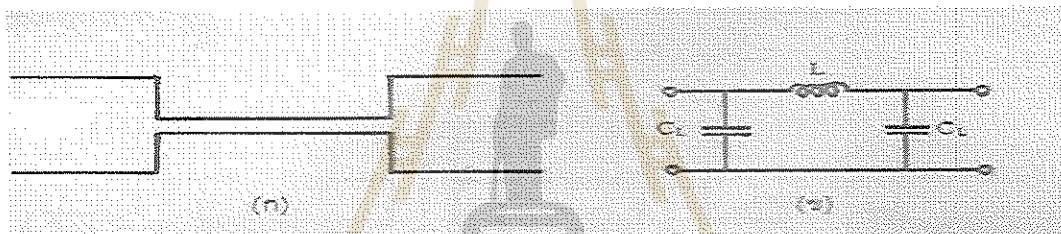
$Z_0 (\Omega)$	25	50	90
W (mm)	2.00	0.63	0.13
λ_g (mm)	55.7	64.7	65.0

เมื่อพิจารณาค่า $w = 0.13$ mm เมื่อ $Z_0 = 90 \Omega$ ซึ่งจัดว่าแคบมาก ดังนั้นถ้าให้ Z_0 ค่าใหญ่กว่านี้ก็จะเกิดปัญหาในการสร้างได้ สำหรับ $Z_0 = 25 \Omega$ นั้น w จะมีค่าประมาณ 2 mm ซึ่งจัดว่ายังไม่กว้างนัก แต่ถ้าออกแบบให้ Z_0 เล็กกว่านี้ w ก็จะกว้างขึ้นทำให้เกิดปัญหาของการเกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวางได้ นอกจากนี้ยังทำให้ต้องการพื้นที่มากขึ้นด้วย

เมื่อสามารถใช้ค่า Z_0 ที่เหมาะสมสำหรับไมโครสตริปแต่ละช่วงได้แล้ว ก็จะนำไปคำนวณความยาวของไมโครสตริปที่จะทำให้ได้ค่า L และค่า C ตามที่ต้องการต่อไปได้ อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่กำลังพิจารณาอยู่นี้ โดยทั่วไปจะต้องนำขึ้นส่วนอินดักแตนซ์

ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ ดังนั้นในการกำหนดความยาวของแต่ละชิ้นส่วนจึงต้องคำนึงถึงผลจากชิ้นส่วนข้างเคียงด้วย ในการพิจารณาความยาว l_L ของชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2m (ก) นั้น เนื่องจากวงจรสมมูลเขียนได้ตามรูป (ข) และ L_c ของชิ้นส่วนข้างเคียงมีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_s ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_s ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจะสามารถละเลยได้ ดังนั้นการกำหนดความยาวของ l_L ก็จะทำให้โดยใช้สมการที่ผ่านมาทำให้ได้ผลดังนี้

$$l_L = \frac{\lambda g L}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L l}{Z c L} \right)$$



ภาพที่ 2-22 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบไว้ด้วยชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์และวงจรสมมูลที่ได้สำหรับค่า C_L จะได้ดังนี้

$$C_L = \frac{1}{\omega Z c L} \tan \left(\frac{\pi l L}{\lambda g L} \right)$$

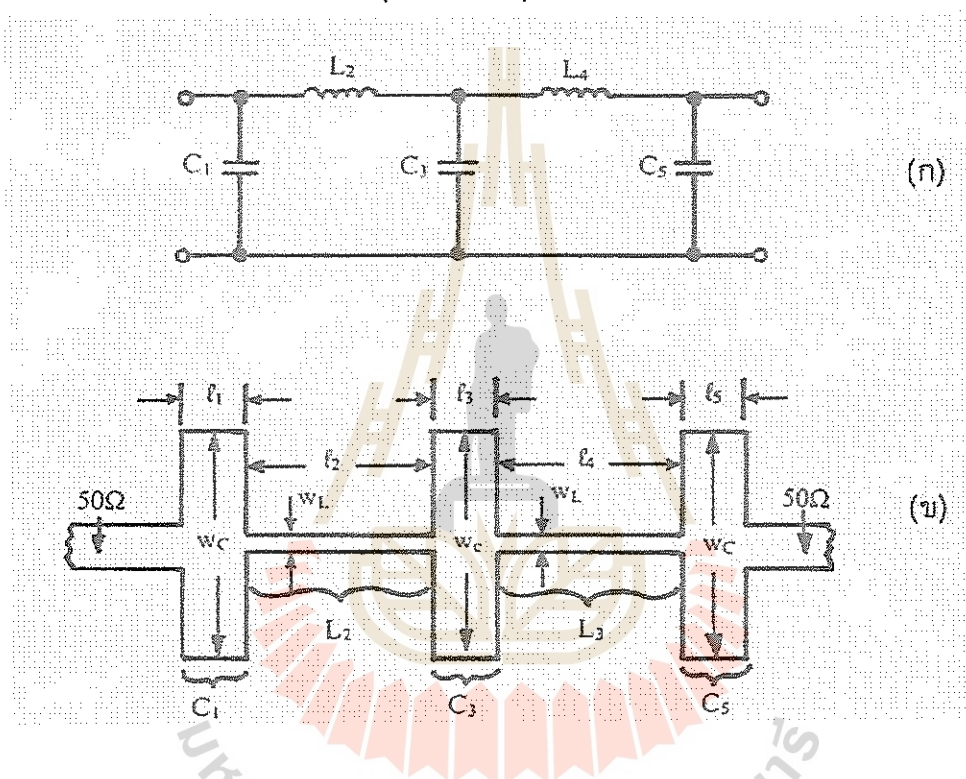
ในอันดับต่อไปจะพิจารณาวิธีการกำหนดความยาว l_L ของชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2b(ก) ในกรณีนี้เนื่องจากวงจรสมมูลจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป(ค) ดังนั้นการคำนวณค่า l_L จะต้องพิจารณาอย่างรอบคอบดังนี้คือ ถ้าค่าคาปาซิเตอร์รวมที่ต้องการคือ C_T เนื่องจาก L_c มีขนาดเล็กมากจะละเลยได้ ค่าคาปาซิเตอร์ C_c ที่จะนำไปกำหนดความยาวของ l_L ก็จะมีค่าดังต่อไปนี้

$$C_c = C_T - C_{L1} - C_{L2} - C_{s1} - C_{s2}$$

โดยที่ C_{L1} , C_{L2} เป็นค่าคาปาซิแตนซ์จากชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ข้างเคียง ซึ่งคำนวณได้จากสมการข้างต้นและ C_{s1} , C_{s2} เป็นค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากฟริงจิงที่ปลายสาย ดังนั้น I_c จึงถูกกำหนดค่า C_c หรือคำนวณได้จาก

$$I_c = \frac{\lambda g C}{2\pi} \sin^{-1}(\omega C c Z_0 C)$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดวงจรของชิ้นส่วนแบบลัมปีได้ก็จะนำไปคำนวณหาความกว้างและความยาวของชิ้นส่วนไมโครสตริปแต่ละช่วงได้ รูปที่ 2n แสดงตัวอย่างโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปที่มำงานเหมือนกับวงจรชิ้นส่วนแบบลัมปีที่แสดงไว้ในรูป(ก)รูปที่แสดงนี้เป็นกรณีที่ไม่โครสตริปที่อินพุตและเอาต์พุตมีค่าเป็น 50 โอห์ม



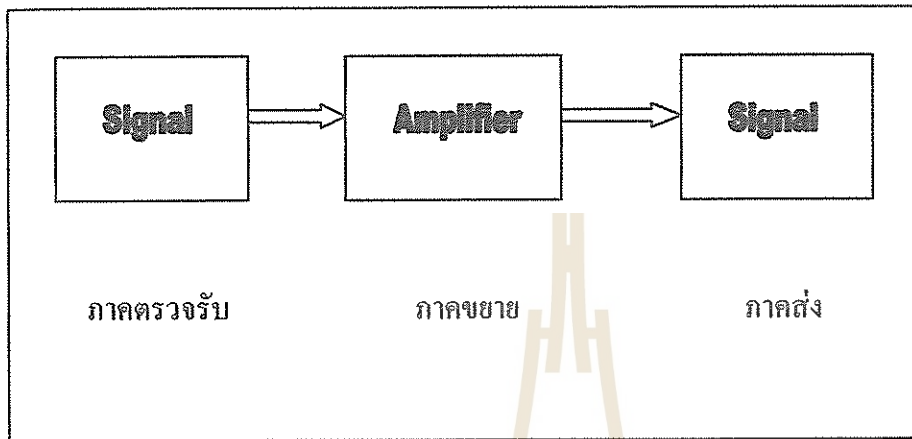
ภาพที่ 2-23 วงจรฟิเดเตอร์ชิ้นส่วนลัมปีและวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน

บทที่ 3

การออกแบบ

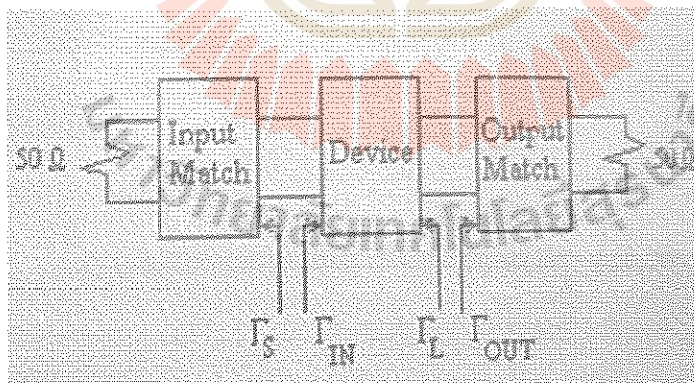
3.1 กล่าวนำ

ระบบโดยรวมมีองค์ประกอบสำคัญ 3 ส่วนคือ ภาคตรวจรับสัญญาณ, ภาคขยายสัญญาณ และภาคส่งสัญญาณ



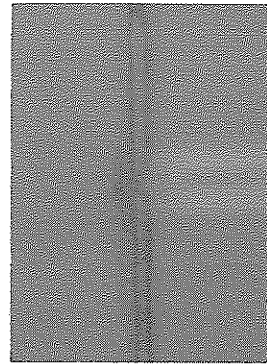
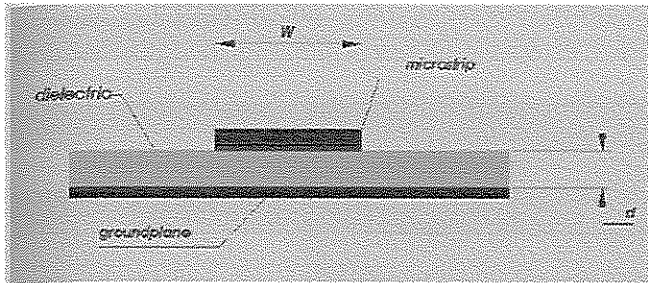
ภาพที่ 3.1 โครงสร้างโดยรวมของระบบ

ภาคตรวจรับจะทำหน้าที่รับสัญญาณ wireless จากสายอากาศซึ่งมีโหลดเท่ากับ 50 ohm และภาคส่งจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณ wireless ด้วยสายอากาศซึ่งมีโหลด 50 ohm เหมือนกัน ดังนั้นเราจึงต้องทำการ matching กับอุปกรณ์ที่เป็นชุดขยายสัญญาณ แสดงดังรูปข้างล่าง



ภาพที่ 3.2 Matching Amplifier

3.2 การออกแบบ Transmission Line บนแผ่นไมโครสตริป ($Z_0 = 50 \Omega$) ที่ความถี่ 2.45GHz



หา W จาก

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^{-A}}{e^{2A} - 2}$$

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

$$\epsilon_r = 4.5$$

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right)}$$

$$= (1.65)(0.83) + (0.63)(0.254)$$

$$= 1.4 + 0.16$$

$$= 1.56$$

แทน A ในสมการ

$$\frac{w}{d} = \frac{8e^{-1.56}}{e^{2 \cdot 1.56} - 2} = \frac{38.07}{20.64} = 1.84$$

$$d = 1.2 \text{ mm}$$

$$w = 1.84 \times 1.2 = 2.208 \text{ mm}$$

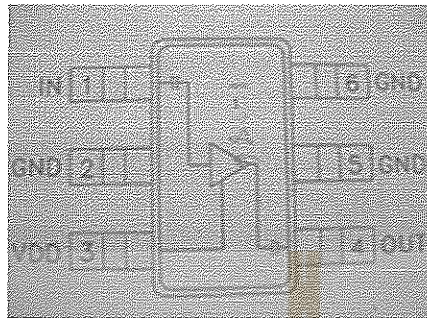


ภาพที่ 3.3 ภายนอก PCB

3.3 ส่วนที่ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ

เนื่องจากเราจะทำการออกแบบวงจรทวนสัญญาณ(Repeater)โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณ โดยที่การออกแบบเราใช้ MMIC ดังต่อไปนี้

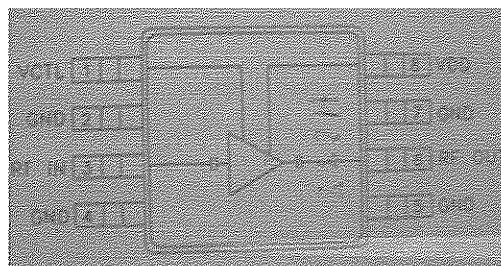
3.1 MMIC HMC286



ภาพที่ 3.4 Functional Diagram ของ GaAs MMIC Low Noise Amplifier , 2.3-2.5 GHz (เบอร์ HMC286)

วงจรที่ใช้งานจริงที่แสดงดังภาพที่ 3.4 เป็นการรับสัญญาณที่มีความแรงต่ำมาขยาย แล้วส่งสัญญาณต่อไปยังเครื่องรับสัญญาณ โดยรายละเอียดของวงจรประกอบด้วย ขา 1 ของ MMIC Low Noise Amplifier เบอร์ HMC286 จะทำหน้าที่รับสัญญาณ จากสายอากาศทางด้านอินพุต แล้วขา 4 จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณที่ขยายแล้วออกไปยังเครื่องรับด้วยสายอากาศทางด้านเอาต์พุต ส่วนขา 2 , 5 และ 6 จะนำมาต่อลงกราวด์ แรงดันจะถูกจ่ายเข้าที่ขา 3 แรงดันที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ +3V

3.3.2 MMIC HMC287



ภาพที่ 3.5 Functional Diagram ของ GaAs MMIC Low Noise Amplifier , 2.3-2.5 GHz (เบอร์ HMC287MS8)

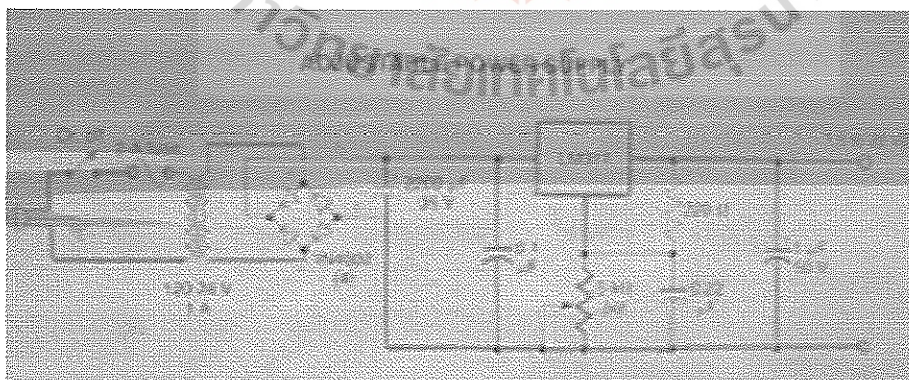
อีกวงจรที่ใช้งานจริงที่แสดงดังภาพที่ 3.5 เป็นการรับสัญญาณที่มีความแรงต่ำมาขยาย แล้วส่งสัญญาณต่อไปยังเครื่องรับสัญญาณ โดยรายละเอียดของวงจรประกอบด้วย ขา 3 ของ MMIC Low Noise Amplifier บอร์ HMC287MS8 จะทำหน้าที่รับสัญญาณ จากสายอากาศทางด้านอินพุต แล้วขา 6 จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ส่งสัญญาณที่ขยายแล้วออกไปยังเครื่องรับด้วยสายอากาศทางด้านเอาต์พุต และขา 2, 4, 5 และ 7 จะนำมาต่อลงกราวด์ แรงดันจะถูกจ่ายเข้าที่ขา 8 แรงดันที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ +3V ส่วนขา 1 เราต้องการให้ Gain State เป็น Maximum ดังนั้นจะต้องต่อขา 1 (Vctl) ลงกราวด์ ดังตารางที่ 3.6

Vctl (Vdc)	Gain State	Typical Ictl (uA)
0.0	Maximum	25
1.5	Middle	25
Vdd	Minimum	25

ตารางที่ 3.6 Gain Control

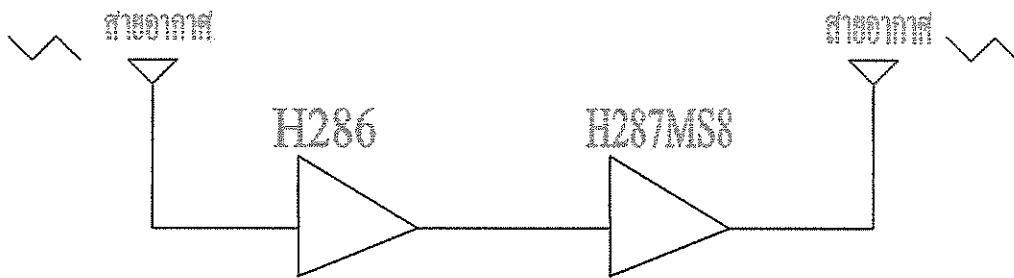
3.4 ส่วนของแหล่งจ่ายไฟ (Power supply)

ในสภาพของการใช้งานจริง เราต้องการแหล่งจ่ายไฟที่อยู่บริเวณใกล้กับอุปกรณ์ และมีแหล่งจ่ายแรงดันตามที่เรต้องการ ดังนั้นเราจึงออกแบบสร้างแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งมีรูปแบบวงจรดังนี้



ภาพที่ 3.7 แสดงรูปแบบของวงจรแหล่งจ่ายไฟ

3.5 การนำไปต่ออุปกรณ์ในการใช้งานจริง



ภาพที่ 3.8 การนำไปต่ออุปกรณ์ในการใช้งานจริง



บทที่ 4

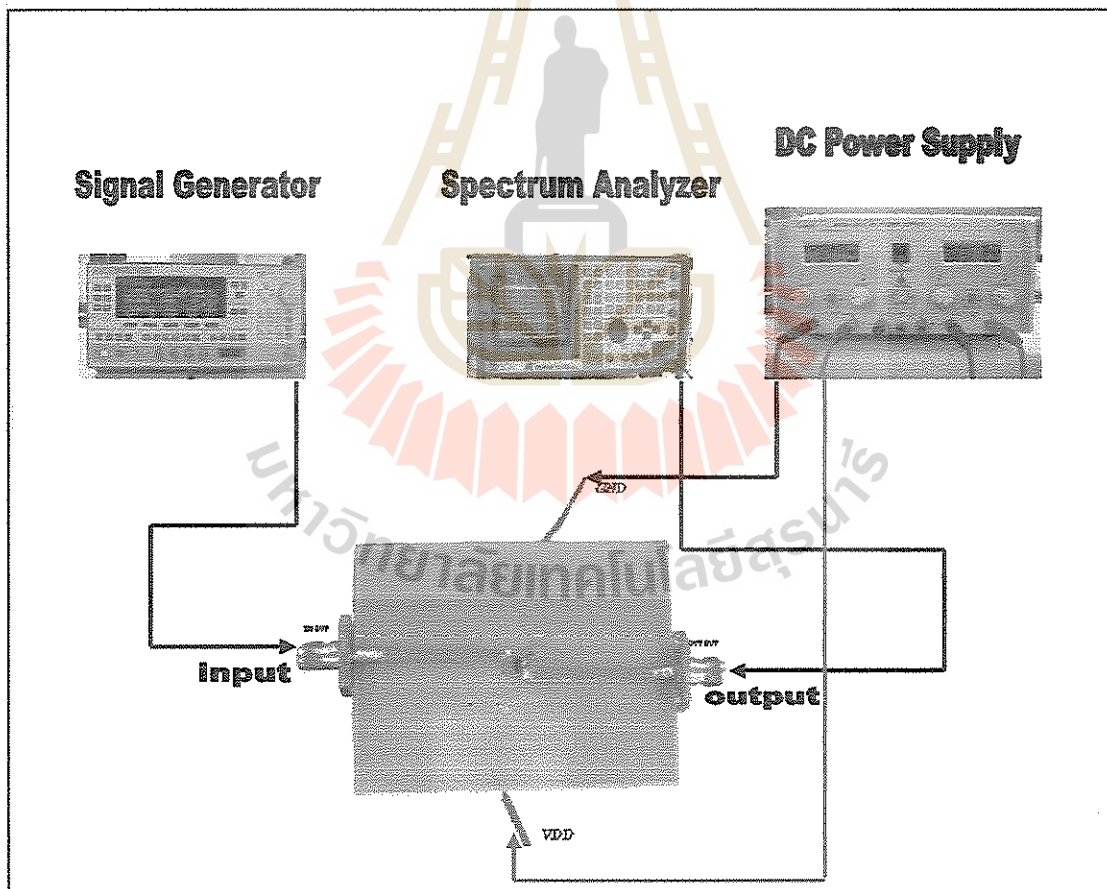
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 กล่าวนำ

เนื่องจากการออกแบบระบบถูกแยกออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ Power Amplifier , Low Noise Amplifier และสายอากาศ และทุกๆส่วนก็มีความสำคัญอย่างยิ่งในวงจรทวนสัญญาณ (Repeater) โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC ดังนั้น เราจึงต้องมีการทดสอบเพื่อจะรู้ว่า วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC ที่เราก่อแบบมา มีการขยายสัญญาณเกิดขึ้นหรือไม่ และขยายสัญญาณเป็นเท่าใด

4.2 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC286

วัตถุประสงค์ของการทดลองนี้เพื่อเป็นการทดสอบแนวคิด และ วิเคราะห์สัญญาณของ วงจรแบบ MMIC HMC286 ที่เราได้ออกแบบมาว่าจะมีความแรงของสัญญาณอยู่ในระดับใด และมีการขยายสัญญาณเป็นเท่าใด แสดงดังรูปที่ 4.1

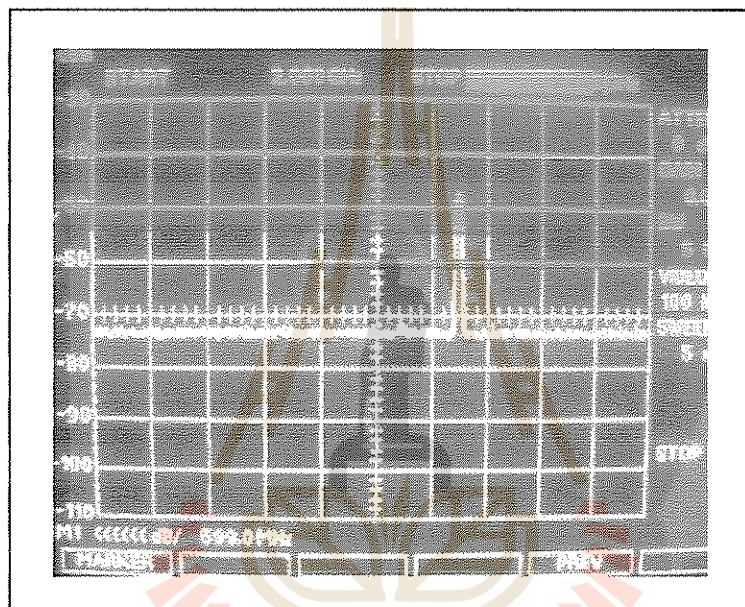


ภาพที่ 4.1 แสดงการจัดอุปกรณ์ทดลองการวัดความแรงของสัญญาณของวงจร

MMIC HMC286

จากรูปที่4.1 อุปกรณ์ในการทดลองประกอบด้วยวงจรแบบMMIC HMC286 , Signal Generator(เครื่องกำเนิดสัญญาณ), Spectrum Analyzer และ DC Power Supply ในการต่ออุปกรณ์นั้นจะทำการจ่ายpower level จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ เข้าที่อินพุท ของวงจรMMIC และตั้งCenter Frequency ไว้ที่ 2.45 GHz และทำการต่อเครื่องSpectrum Analyzer เข้าที่เอาพุท และจ่ายแรงดันจาก Power Supply เข้าที่VDD และเชื่อมต่อGround จาก Power Supply เข้าที่ GND ของวงจรMMIC

ในการทดลองจะทำการเพิ่มแรงดันจาก Power Supply ไปเรื่อยๆแต่ไม่ให้เกิน 3 volt เพื่อหาระดับสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด โดยดูผลการทดลองได้จากเครื่องวัด Spectrum Analyzer ดังได้แสดงในรูปที่4.2



ภาพที่4.2 แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจรMMIC HMC286 สามารถสรุปผลการทดลองได้ว่าเมื่อป้อน Power Level จากเครื่องกำเนิดสัญญาณเข้าที่อินพุท -60 dBm เอาพุทที่ได้เท่ากับ -48 dBm ดังนั้นวงจรนี้มีการขยายสัญญาณ 12 dB เมื่อเทียบกับอินพุทที่ป้อนเข้า โดยสามารถคำนวณได้จากสูตรตามทฤษฎี

$$G = \frac{P_2}{P_1}$$

$$P_1$$

P_2 = Power ที่ output

P_1 = Power ที่ input

$$G(\text{dB}) = P_2(\text{dBm}) - P_1(\text{dBm})$$

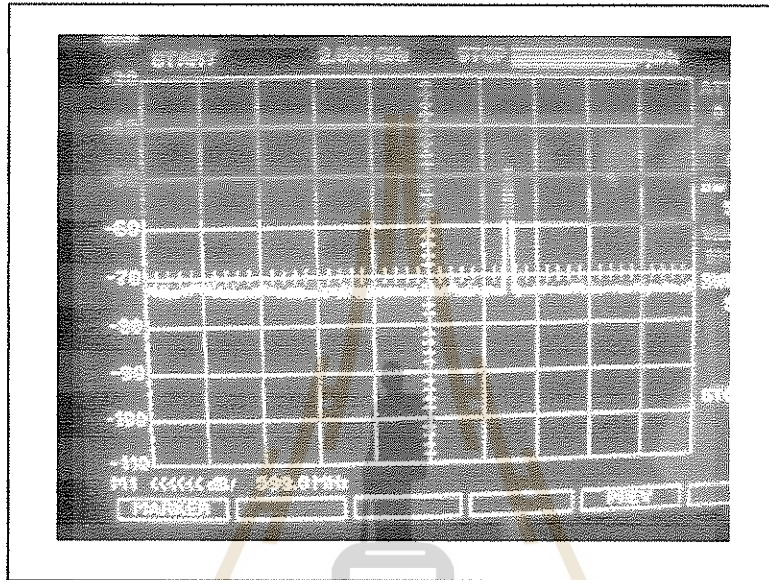
$$= -48\text{dBm} - (-60\text{dBm})$$

$$= 12 \text{ dB}$$

4.3 การทดสอบวงจรมหาขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC287

การจัดอุปกรณ์ทดลองจะเช่นเดียวกับการทดสอบวงจรมหาขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC286

ในการทดลองจะทำการเพิ่มแรงดันจาก Power Supply ไปเรื่อยๆแต่ไม่ให้เกิน 3 volt เพื่อหาระดับสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด โดยผลการทดลองได้จากเครื่องวัด Spectrum Analyzer ดังได้แสดงในรูปที่ 4.3



ภาพที่ 4.3 แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจรมหาขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC287

สามารถสรุปผลการทดลองได้ว่าเมื่อป้อน Power Level จากเครื่องกำเนิดสัญญาณเข้าที่อินพุต -60 dBm เข้าที่พอร์ทที่ได้เท่ากับ -50 dBm ดังนั้นวงจรมหาขยายสัญญาณ 10 dB เมื่อเทียบกับอินพุตที่ป้อนเข้า โดยสามารถคำนวณได้จากสูตรตามทฤษฎี

$$G = \frac{P_2}{P_1}$$

$$P_1$$

P_2 = Power ที่ output

P_1 = Power ที่ input

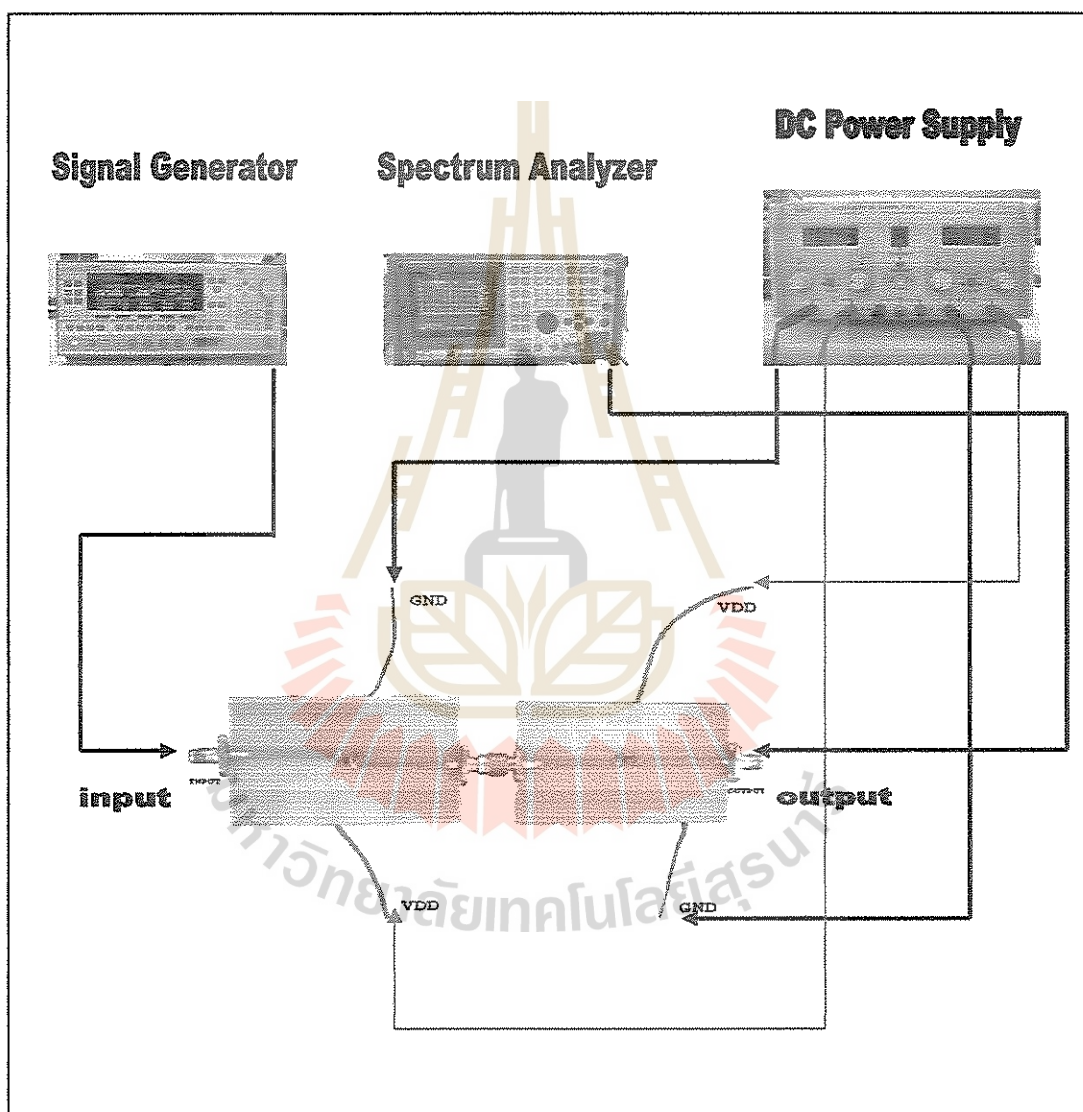
$$G(\text{dB}) = P_2(\text{dBm}) - P_1(\text{dBm})$$

$$= -50\text{dBm} - (-60\text{dBm})$$

$$= 10 \text{ dB}$$

4.4 การทดสอบวงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC HMC286 เชื่อมต่อกับ วงจรขยายสัญญาณ แบบ MMIC HMC287

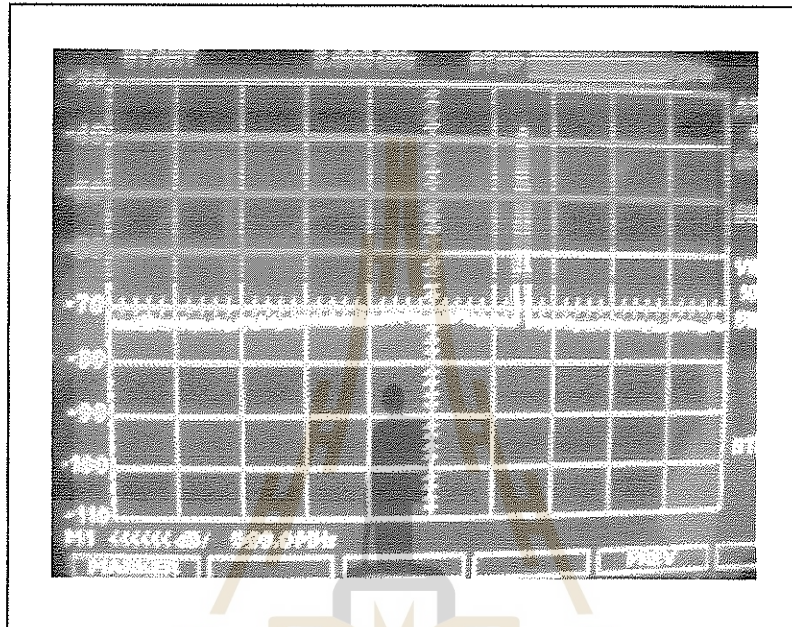
วัตถุประสงค์ของการทดลองนี้เพื่อต้องการที่จะให้มีการขยายของสัญญาณให้เพิ่มมากขึ้น จากเดิมและเป็นการทดสอบแนวคิดและวิเคราะห์ห้ความแรงของสัญญาณ ของวงจรMMIC HMC286 เชื่อมต่อกับ วงจรMMIC HMC287 ว่าเมื่อเชื่อมต่อกันจะมีระดับสัญญาณอยู่ในระดับใด และ มีการขยายสัญญาณเพิ่มมากขึ้นเป็นเท่าใด การจัดอุปกรณ์ทดลอง แสดงดังรูปที่4.4



ภาพที่ 4.4 แสดงการจัดอุปกรณ์ทดลองการวัดความแรงของสัญญาณของวงจรMMIC HMC286 เชื่อมต่อกับวงจรMMIC HMC287

การจัดอุปกรณ์การทดลองจะเช่นเดียวกับข้อที่ 4.2 และ 4.3 และวิธีทดลองก็เช่นเดียวกัน แต่ต่างกันตรงที่ จ่ายแรงดันจาก Power Supply เข้าที่ VDD ของวงจร MMIC ทั้ง 2 วงจรและเชื่อมต่อ Ground จาก Power Supply เข้าที่ GND ของวงจร MMIC ทั้ง 2 วงจรด้วย

ในการทดลองจะทำการเพิ่มแรงดันจาก Power Supply เข้าที่วงจร MMIC ทั้ง 2 วงจรไปเรื่อยๆแต่ไม่ให้เกิน 3 volt เพื่อหาระดับสัญญาณที่มีค่ามากที่สุด โดยดูผลการทดลองได้จากเครื่องวัด Spectrum Analyzer ดังได้แสดงในรูปที่ 4.5



ภาพที่ 4.5 แสดงผลการทดลองระดับความแรงของสัญญาณของวงจร MMIC HMC286
เชื่อมต่อกับวงจร MMIC HMC287

สามารถสรุปผลการทดลองได้ว่าเมื่อป้อน Power Level จากเครื่องกำเนิดสัญญาณเข้าที่ อินพุต -60 dBm เข้าพุทที่ได้เท่ากับ -38 dBm ดังนั้นวงจรนี้มีการขยายสัญญาณ 22 dB เมื่อเทียบกับ อินพุทที่ป้อนเข้า โดยสามารถคำนวณได้จากสูตรตามทฤษฎี

$$G = \frac{P_2}{P_1}$$

$$P_1$$

P_2 = Power ที่ output

P_1 = Power ที่ input

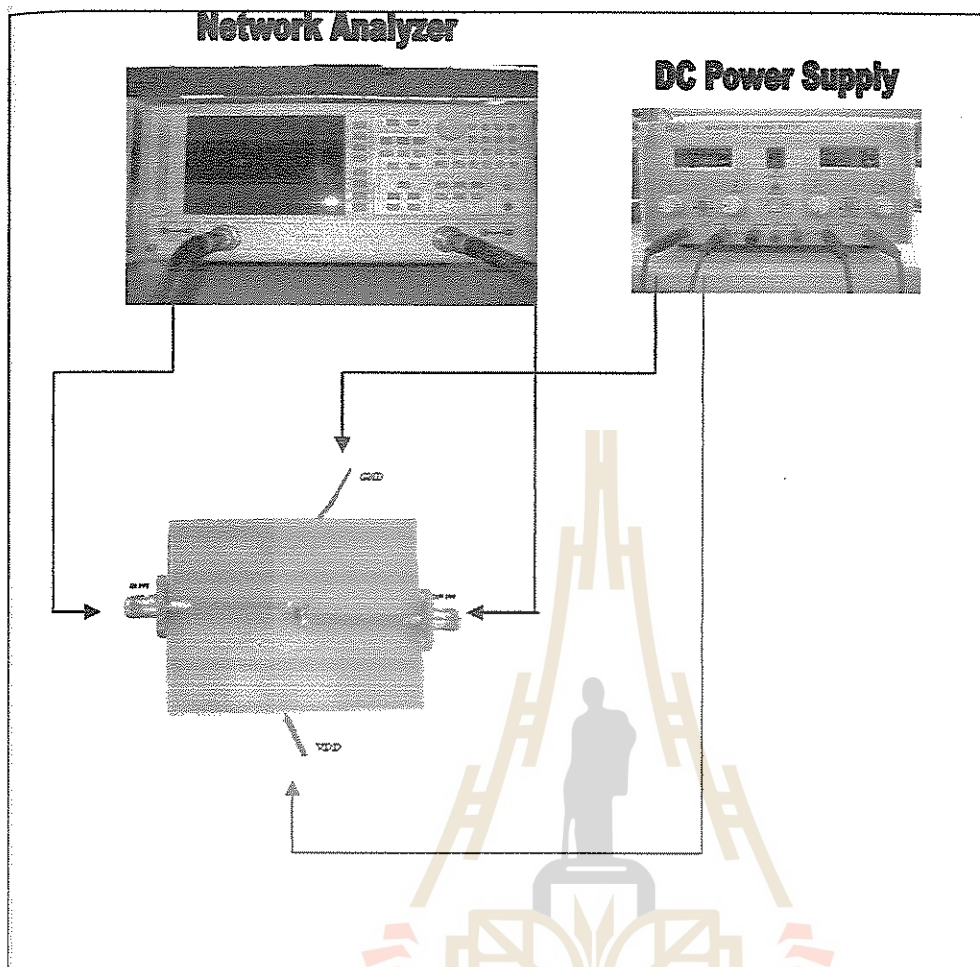
$$G(\text{dB}) = P_2(\text{dBm}) - P_1(\text{dBm})$$

$$= -38\text{dBm} - (-60\text{dBm})$$

$$= 22 \text{ dB}$$

4.5 ผลการวัด S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} จากเครื่อง Network Analyzer ของวงจรมMIC

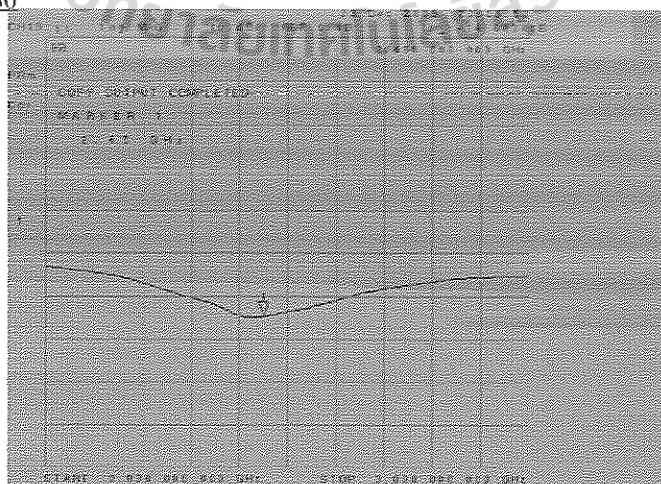
โดยมีการวัดตามรูปต่อไปนี้



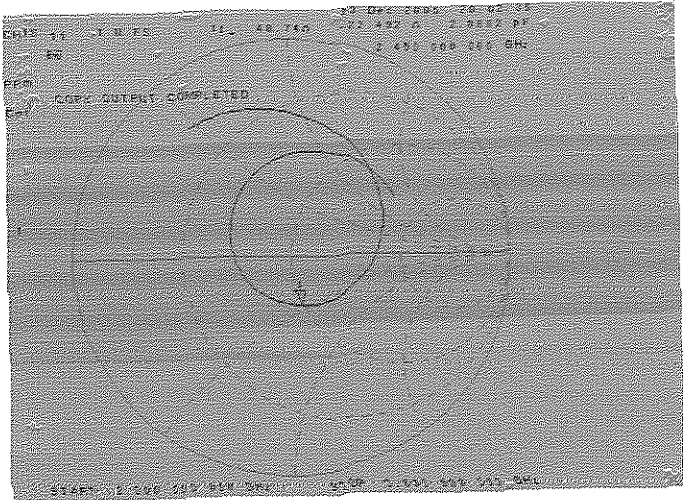
ภาพที่ 4.6 แสดงการจัดอุปกรณ์เพื่อทดสอบค่า S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} ของวงจรมMIC HMC286 และวงจรมMIC HMC287 จากเครื่อง Network Analyzer

MMIC เบอร์ HMC286

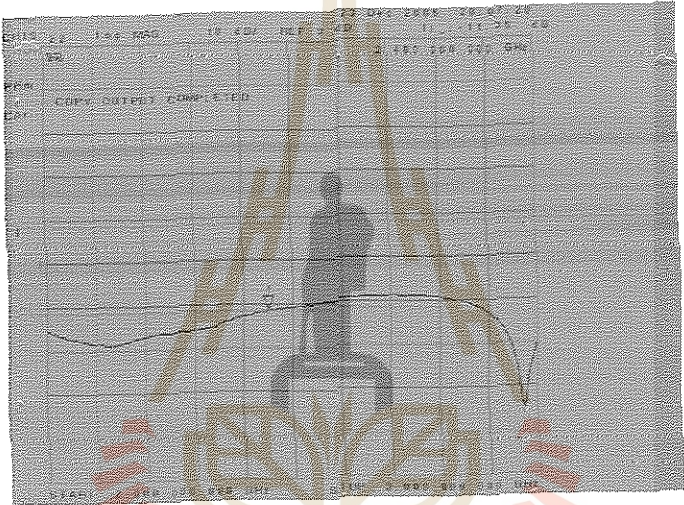
ผลที่ได้



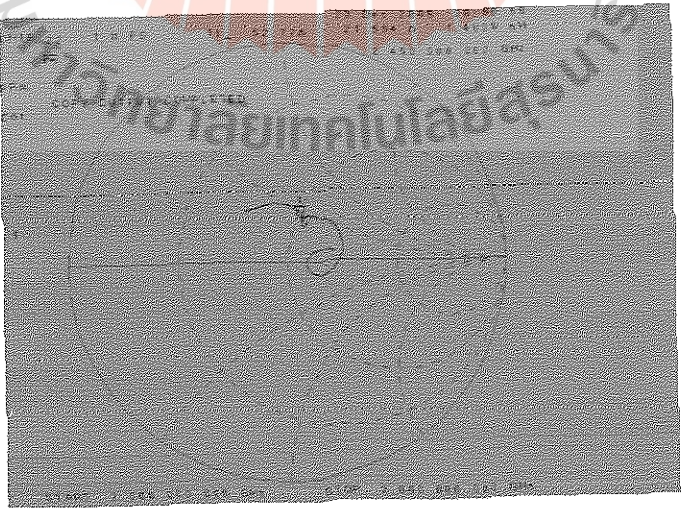
S_{11}



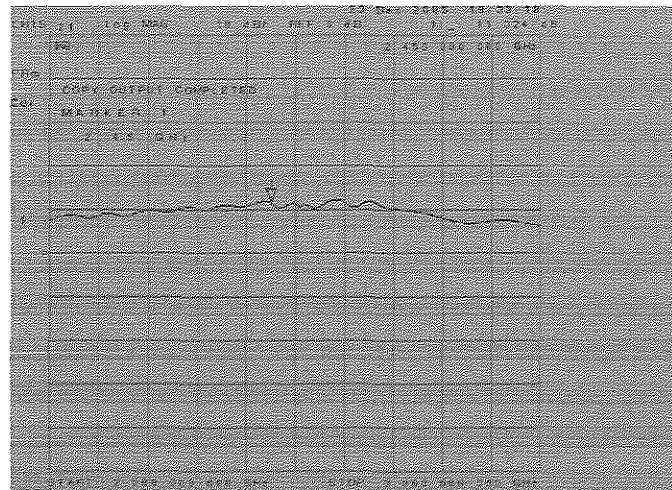
Matching Input



S22



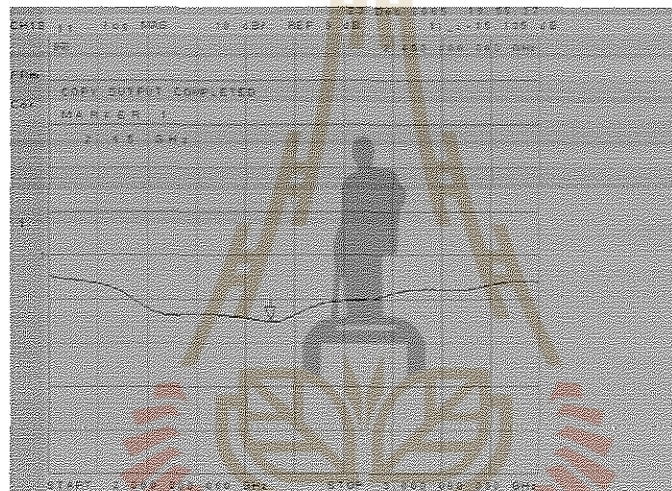
Matching Output



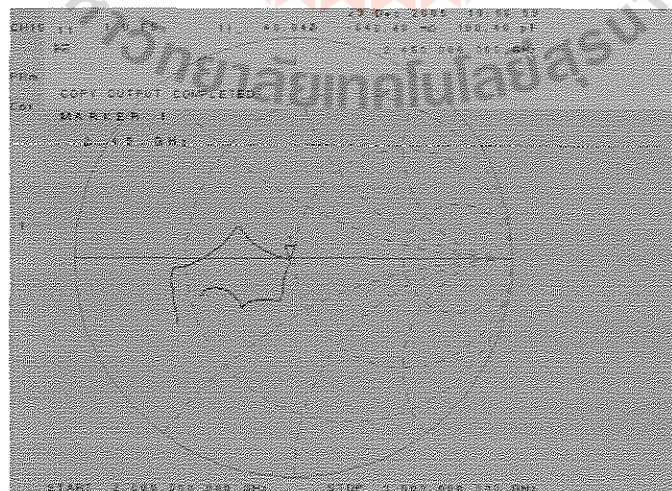
S21 เมื่อมีการป้อนไฟกระแสตรง

MMIC เบอร์ HMC287MS8

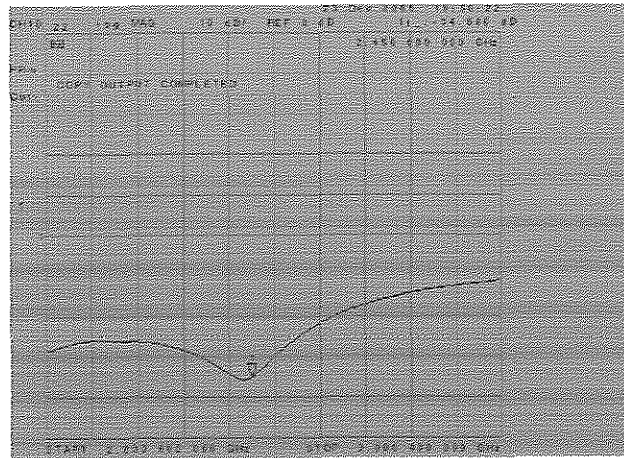
ผลที่ได้



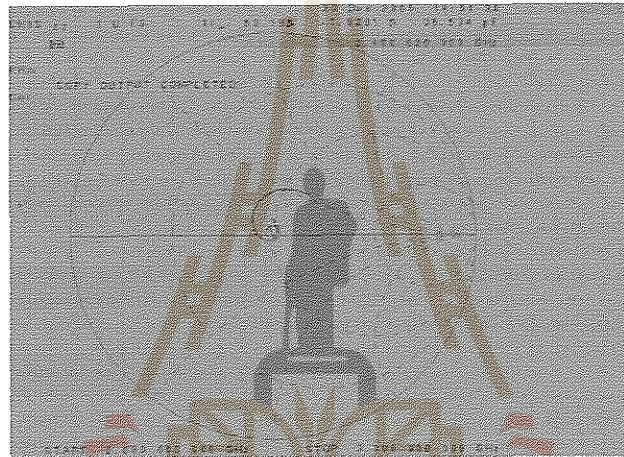
S11



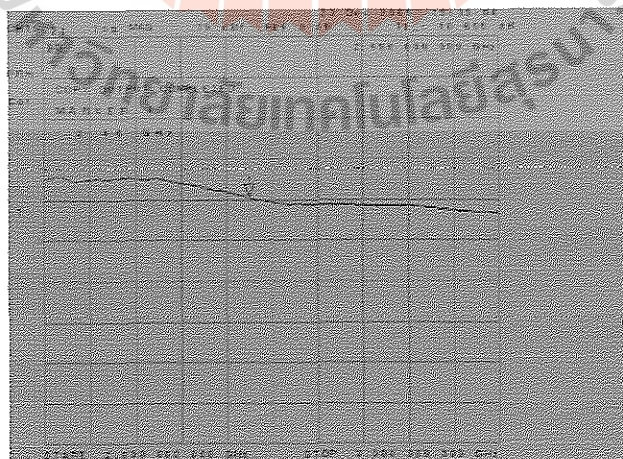
Matching Input



S22



Matching Output



S21 เมื่อมีการโอนไฟกระแสตรง

บทที่ 5

บทสรุป

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนต่างๆ ของระบบทั้งหมด เป็นส่วนของอุปกรณ์ที่สร้างขึ้น โดยจะอธิบายถึงปัญหาที่พบในการทำงาน และวิธีแก้ไขปัญหานั้นๆ

5.1 ข้อสรุปด้านงานที่พัฒนาขึ้นจากโครงการ

เนื้อหาที่ได้พัฒนาในโครงการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับเครือข่ายไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรถ่ายสัญญาณแบบ MMIC สามารถสรุปได้เป็นข้อๆ ดังนี้

1. ทำการออกแบบ สร้าง และทดสอบ ชุดวงจรถ่ายสัญญาณ ด้วย MMIC เบอร์ HMC286 เพื่อนำมาใช้ในการขยายสัญญาณของเครือข่ายไร้สาย
2. ทำการออกแบบ สร้าง และทดสอบ ชุดวงจรถ่ายสัญญาณ ด้วย MMIC เบอร์ HMC287MS8 เพื่อนำมาใช้ในการขยายสัญญาณของเครือข่ายไร้สาย
3. ทำการเชื่อมต่อชุดวงจรถ่ายสัญญาณเบอร์ HMC286 และ HMC287MS8 เพื่อให้อัตราขยายสัญญาณของวงจรมีค่ามากขึ้นในการขยายสัญญาณของเครือข่ายไร้สาย
4. ทำการออกแบบ สร้าง และทดสอบ ชุดวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อทำการป้อนแรงดันให้กับวงจรถ่ายสัญญาณ
5. ได้ทำการทดลอง ทดสอบการใช้งานจริงของระบบทั้งหมด ซึ่งผลการทดสอบปรากฏว่าระบบทั้งหมดสามารถใช้งานได้จริง

5.2 ปัญหาที่พบ และแนวทางการแก้ไข

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับโครงการ คือ ปัญหาที่ส่วนของชุดวงจรถ่ายสัญญาณที่มาต่อกัน และปัญหาเกี่ยวกับกระแสและแรงดันที่จ่ายให้กับชุดวงจรถ่ายสัญญาณ โดยรายละเอียดและการแก้ไขดังตารางที่ 5.1

ปัญหาที่พบ	สาเหตุและแนวทางการแก้ไข
1. MMIC พังบ่อย	สาเหตุ เนื่องจากการต่อแหล่งจ่ายไฟ เข้าไปโดยตรงโดยไม่มี การจำกัดกระแส ทำให้กระแสไหลเข้าไปมากกว่าขีดจำกัดของ MMIC การแก้ไข - นำตัวต้านทานขนาด 300 โอห์ม มาต่อ เพื่อจำกัด กระแสที่ไหลผ่านเข้า MMIC
2. ค่าสัญญาณเอาต์พุตได้น้อยกว่า Spec และเกิดการ Oscillate	สาเหตุ เนื่องจากการไม่ Matching ระหว่างตัว MMIC กับ ลายปริ้นท์บน PCB ที่เราออกแบบ และสายอากาศ จึงทำให้ สัญญาณเกิดการสะท้อนกลับบางส่วน หรืออาจจะเกิดการ สูญเสียในสายวัดขณะทำการวัดสัญญาณ และอีกสาเหตุหนึ่ง คือ ไฟที่จ่ายเข้า MMIC ไม่เรียบ การแก้ไข - ในทางปฏิบัติ ถ้าเป็นการวัดก็ควร ใช้สายที่สั้น เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียที่มากนัก - นำตัวเก็บประจุขนาด 10uF ขนานกับ 0.1uF เพื่อทำให้ไฟที่จ่ายเข้า MMIC เรียบขึ้น
3. การป้อนแรงดัน Vdd เข้ากับชุดวงจรขยาย สัญญาณ MMIC แต่ละเบอร์ไม่เท่ากัน	สาเหตุ เนื่องจากคุณภาพของ MMIC แต่ละเบอร์ที่นำมาใช้ งานทำให้เกิดความยุ่งยากในการจ่ายไฟ DC การแก้ไข ทำแหล่งจ่ายขึ้นมาเฉพาะ สำหรับวงจรขยาย (ใน ที่นี้วงจรต้องการแรงดันที่ 1.6V, 1.9V)

ตารางที่ 5.1 ปัญหาที่พบในโครงการ และแนวทางแก้ไข

5.3 ผลที่ได้จากโครงการ

สำหรับสิ่งที่ได้รับจากพัฒนาโครงการออกแบบวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) สำหรับ เครื่องข่ายไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบ MMIC สามารถ แบ่งเป็นหัวข้อย่อยได้ดังต่อไปนี้

1. ได้เรียนรู้และศึกษาวิธีการออกแบบลายวงจร แบบ ไมโครสตริปที่มีความถี่สูง
2. เข้าใจถึงคุณสมบัติและการใช้งานของ MMIC และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานได้ อย่างเหมาะสม
3. สามารถวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์จริง
4. ได้เข้าใจถึงหลักการการทำงานของวงจรถวนสัญญาณ

5. ได้เครื่องต้นแบบของวงจรถนสัญญาณสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) ย่านความถี่ 2.4 GHz โดยใช้วงจรถนสัญญาณแบบ MMIC ซึ่งสามารถนำไปพัฒนาในเชิงพาณิชย์ต่อไป

5.4 ข้อเสนอแนะ

1. ในการเลือกใช้อิซี เพื่อจะมาใช้กับวงจรถนสัญญาณ ควรเลือกใช้อิซีที่อัตราขยายยิ่งมากยิ่งดี แต่ต้องดูด้วยว่าเป็น Low Noise Amplifier ที่ใช้ในย่านความถี่ 2.3-2.5 GHz หรือไม่ และ Noise Figure ก็ไม่ควรที่จะเกิน 2 dB
2. ในการทดลองไม่ควรจ่ายไฟจาก supply เกินที่กำหนด เพราะจะทำให้ไฟวิ่งเข้าอิซี ทำให้วงจรพังได้
3. ในการออกแบบลายทองแดงควรที่จะใช้เครื่อง Network วัดชะก่อน เพื่อจะดูว่า input และ output Matching ที่ 50 ohm หรือไม่ ถ้าเราเอาไปทดสอบเลยถ้าไม่ Match วงจรที่ออกแบบมาอาจจะไม่ขยายได้
4. เนื่องจากอิซีมีขนาดเล็ก ควรที่จะระมัดระวังในการบัดกรี เพราะเวลาบัดกรีขาอิซี อาจติดกันทำให้เกิดการ short circuit ได้ และไม่ควรจี้ขาอิซีเป็นเวลานานๆ อาจทำให้อิซีพังได้
5. ควรศึกษาและเรียนรู้การใช้เครื่องมือวัด Network และ Spectrum Analyzer ให้เกิดความชำนาญ

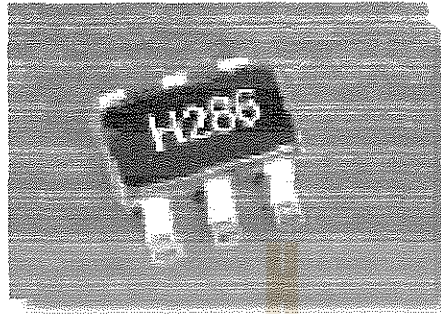
5.5 แนวทางการพัฒนาต่อไป

1. เพิ่มชุดวงจรถนสัญญาณให้มากขึ้น เพื่อที่จะนำไปใช้กับงานจริง และครอบคลุมพื้นที่ให้มากขึ้น
2. ปรับปรุง และ พัฒนางจรถนสัญญาณให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีขึ้นกว่าเดิม

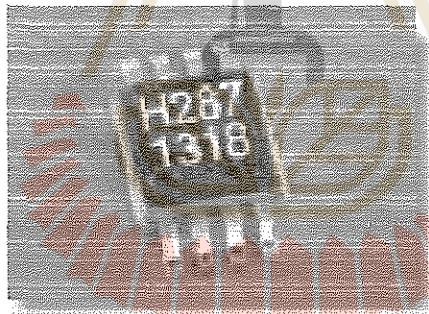
บรรณานุกรม

1. จันทร์จรีชา ลุนละวงศ์, นันทิดา ใจคำหนึ่งนิต และ พัฒนา แสงซอน. “ระบบแสดงสัญญาณไฟจราจรอัตโนมัติ.” วิทยานิพนธ์ปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี นครราชสีมา, 2547
2. สนิท กัลยา. “การออกแบบระบบเครื่องต้นแบบสำหรับควบคุมแผงกั้นรถไฟด้วยเครื่องรับส่งวิทยุ.” วิทยานิพนธ์ปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี นครราชสีมา, 2547
3. Hittite Microwave Corporation, HMC286 GaAs MMIC Low Noise Amplifier, 2.3-2.5 GHz. Available from : <http://www.hittite.com/>
4. Hittite Microwave Corporation, HMC287 GaAs MMIC Low Noise Amplifier, 2.3-2.5 GHz. Available from : <http://www.hittite.com/>
5. Siripruchyanun, M. **Basic BJT Amplifier**. Engineering Electronic (221308). September 3, 2003.



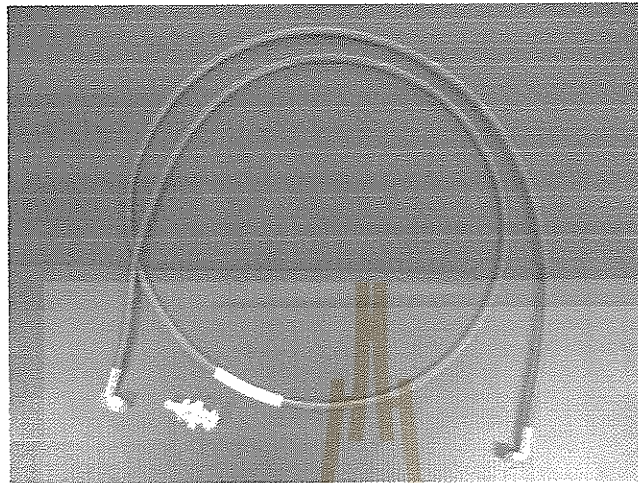


MMIC เบอร์ HMC286

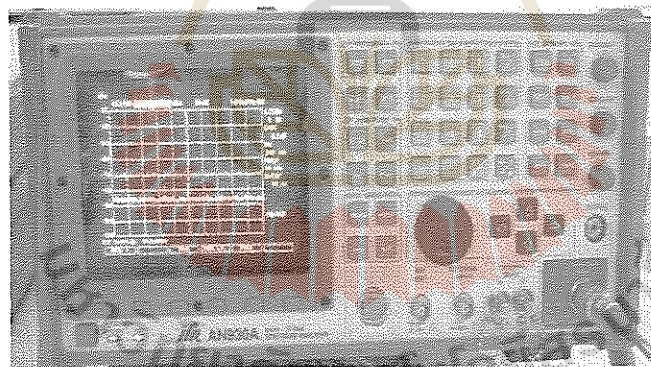


MMIC เบอร์ HMC287MS8

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



สายวัด spectrum



Spectrum Analyzer

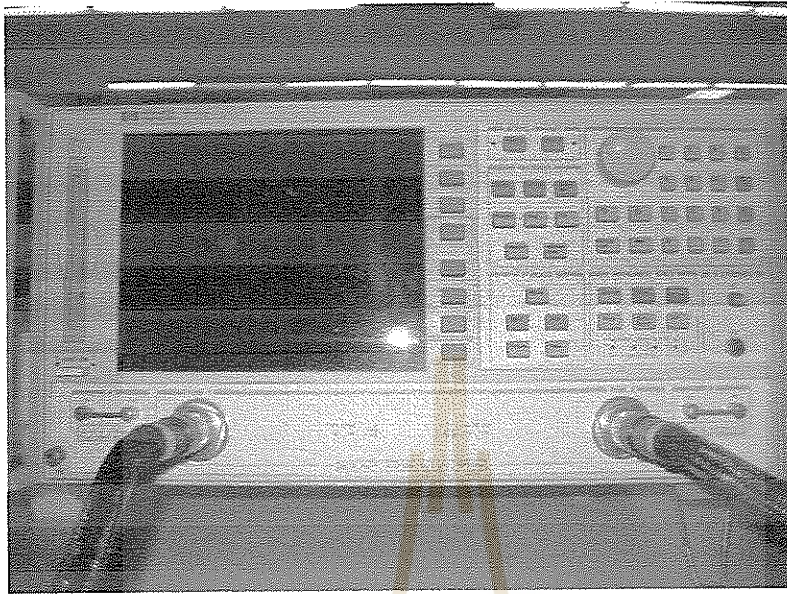


Signal Generator



Power supply

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



Network Analyzer





HMC286 / 286E

GaAs MMIC LOW NOISE AMPLIFIER, 2.3 - 2.5 GHz

Typical Applications

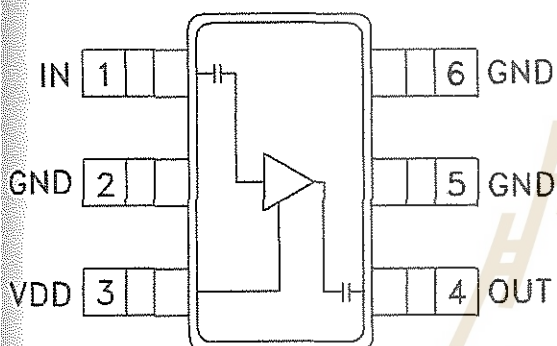
The HMC286 / HMC286E is ideal for:

- BlueTooth
- Home RF
- 802.11 WLAN Radios
- PCMCIA Platforms

Features

- 2.4 GHz LNA
- Noise Figure: 1.7 dB
- Gain: 19 dB
- Single Supply: +3V
- No External Components
- Ultra Small SOT26 Package

Functional Diagram



General Description

The HMC286 & HMC286E are low cost Low Noise Amplifiers (LNA) for 2.3 to 2.5 GHz spread spectrum applications. The LNA provides 19 dB of gain and a 1.7 dB noise figure from a single positive +3V power supply that consumes only 8.5mA. The typical output 1 dB compression point is +6 dBm at 2.4 GHz. The compact LNA design utilizes on-chip matching for repeatable gain and noise figure performance. In addition, eliminating the external matching circuitry also reduces the overall size of the LNA function. The HMC286 & HMC286E were designed to meet the size constraints of PCMCIA platforms and uses the SOT26 package that occupies 0.118" x 0.118", which makes them a small fully integrated solution that can be easily implemented with other 2.4 GHz ASICs.

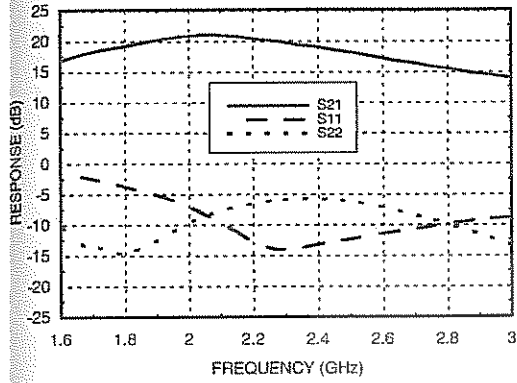
Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{dd} = +3\text{V}$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		2.3 - 2.5		GHz
Gain	16	19		dB
Gain Variation Over Temperature		0.015	0.03	dB/°C
Gain Flatness		±1.25		dB
Noise Figure		1.7	2.5	dB
Input Return Loss		12		dB
Output Return Loss		4.5		dB
Output 1 dB Compression (P1dB)	2	6		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	9	12		dBm
Supply Current (I _{dd})		8.5	12.5	mA

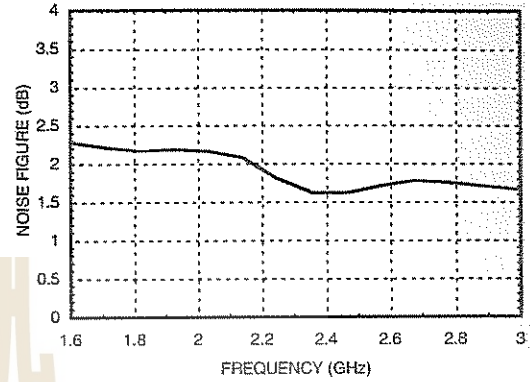
For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



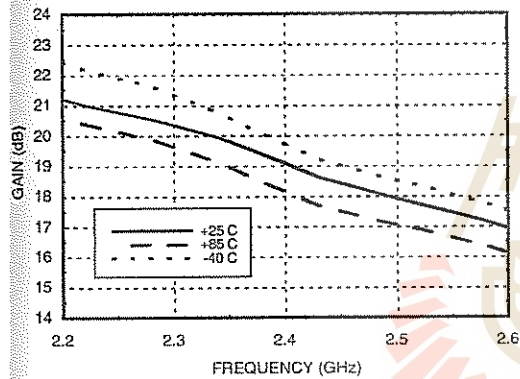
Broadband Gain & Return Loss



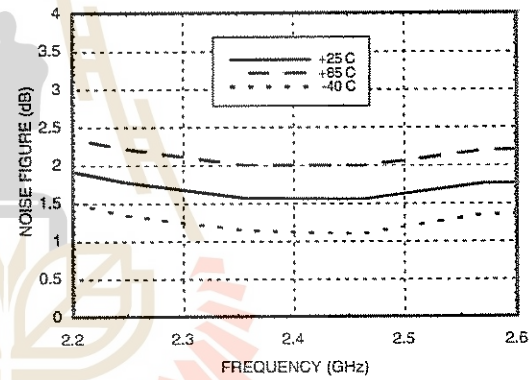
Broadband Noise Figure



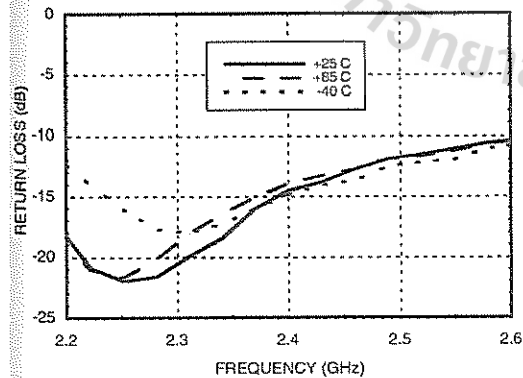
Gain vs. Temperature



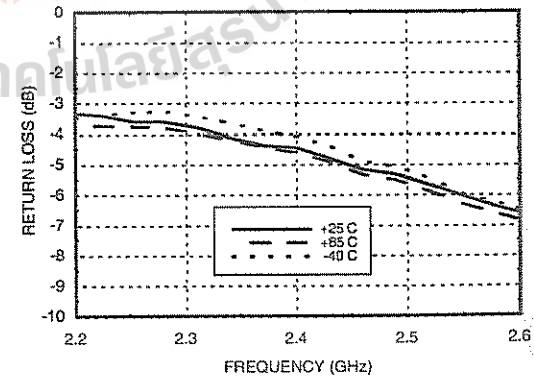
Noise Figure vs. Temperature



Input Return Loss vs. Temperature



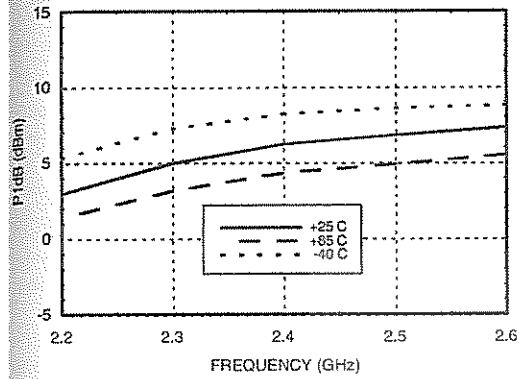
Output Return Loss vs. Temperature



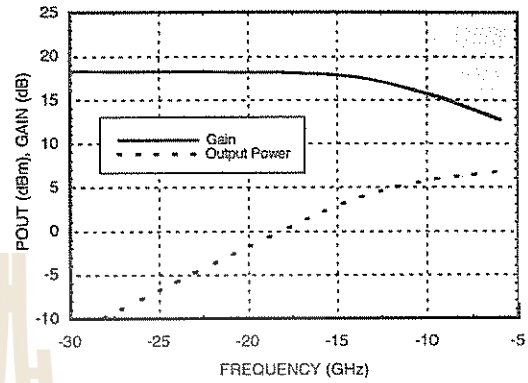
For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
 20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
 Order On-line at www.hittite.com



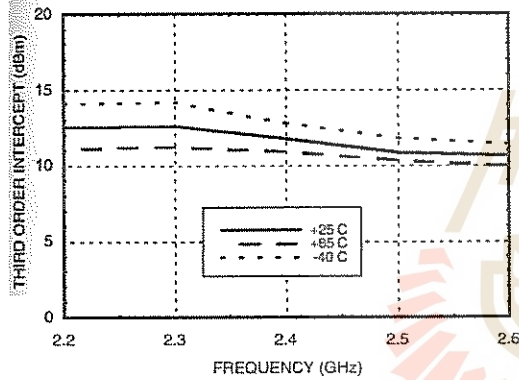
Output P1dB vs. Temperature



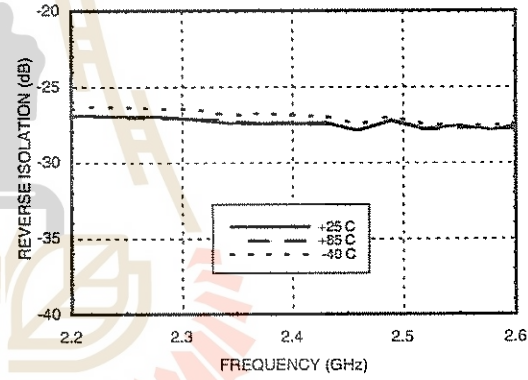
Power Compression @ 2.4 GHz



Output IP3 vs. Temperature



Reverse Isolation vs. Temperature





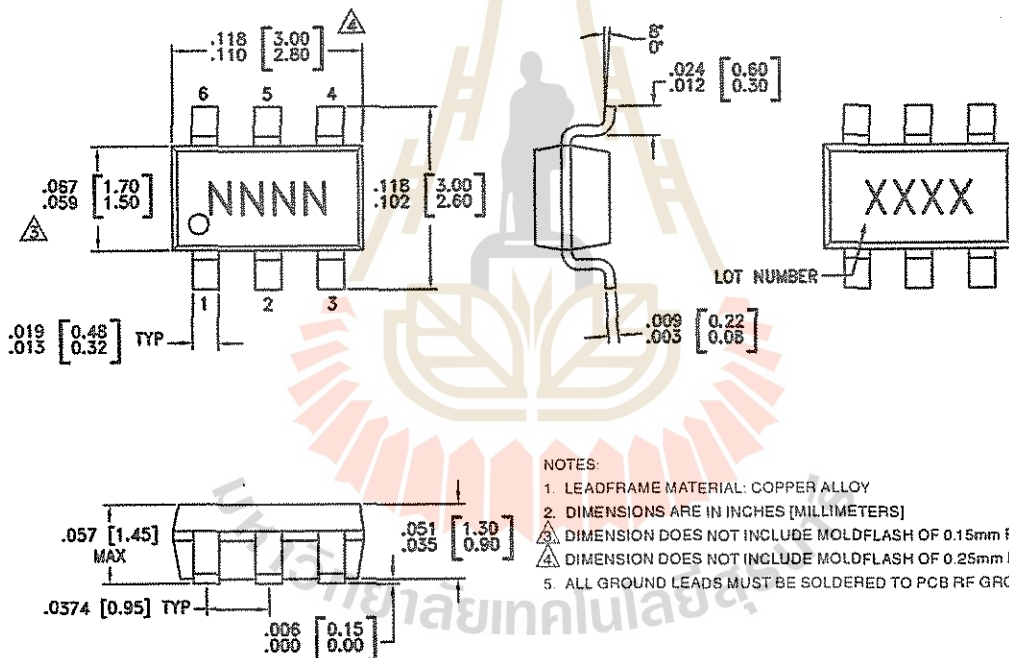
Absolute Maximum Ratings

Drain Bias Voltage (Vdd)	+7.0 Vdc
RF Input Power (RF _{in})(Vdd = +3.0 Vdc)	0 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous Pdiss (T = 85 °C) (derate 6.35 mW/°C above 85 °C)	0.413 W
Thermal Resistance (channel to lead)	157 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C
ESD Sensitivity (HEM)	Class 1A



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Outline Drawing



Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking [2]
HMC286	Low Stress Injection Molding Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 [1]	H286 XXXX
HMC286E	RoHS-compliant Low Stress Injection Molding Plastic	100% matte Sn	MSL1 [2]	286E XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



MICROWAVE CORPORATION

v03.0605

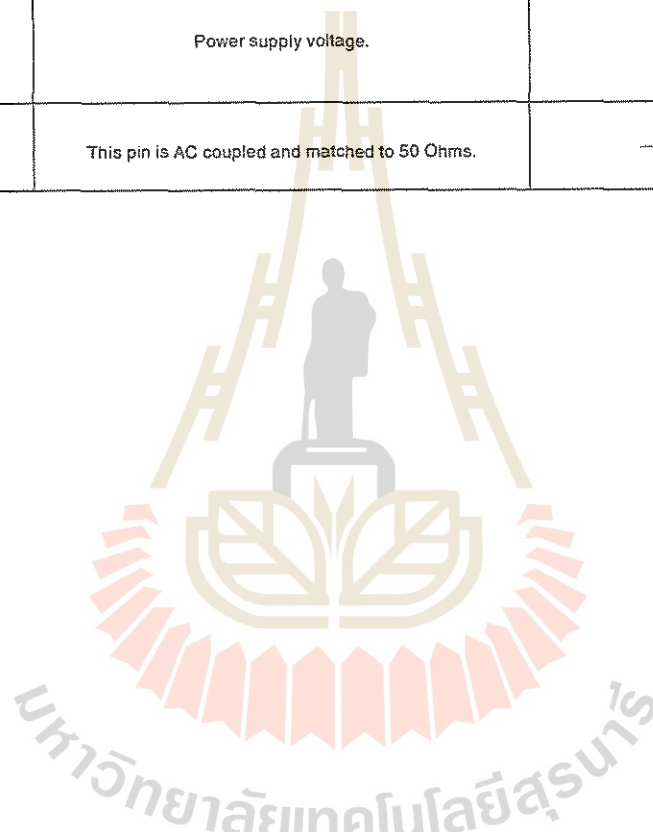
HMC286 / 286E

GaAs MMIC LOW NOISE
AMPLIFIER, 2.3 - 2.5 GHz



Pin Descriptions

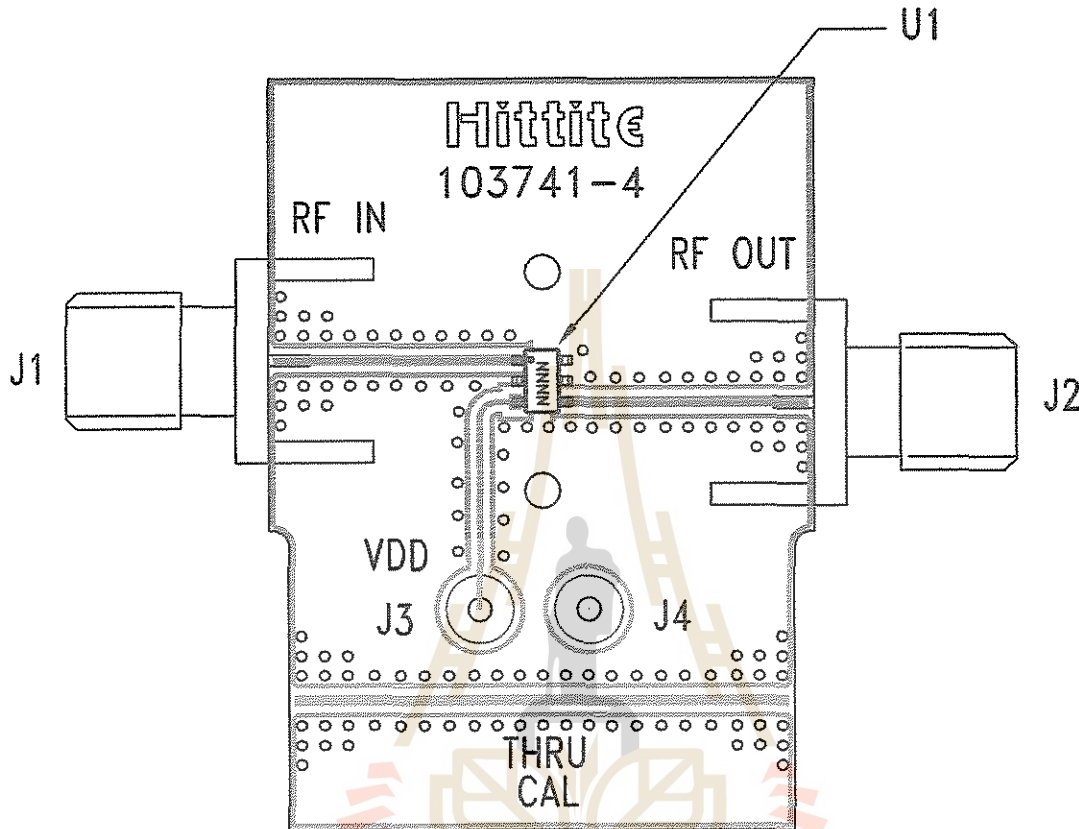
Pin Number	Function	Description	Interface Schematic
1	RFIN	This pin is AC coupled and matched to 50 Ohms.	RFIN
2, 5, 6	GND	These pins must be connected to RF/DC ground.	
3	VDD	Power supply voltage.	
4	RFOUT	This pin is AC coupled and matched to 50 Ohms.	



For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



Evaluation PCB



List of Material for Evaluation PCB 103743 [1]

Item	Description
J1, J2	PCB Mount SMA Connector
J3, J4	DC Pin
U1	HMC286 / HMC286E Amplifier
PCB [2]	103741 Eval Board

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Roger 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads should be connected directly to the ground plane similar to that shown above. A sufficient number of VIA holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.



HMC287MS8 / 287MS8E

GaAs MMIC LOW NOISE AMPLIFIER
with AGC, 2.3 - 2.5 GHz

Typical Applications

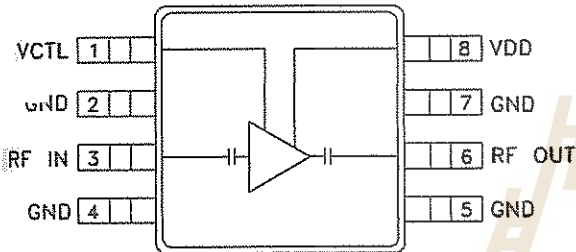
LNA for Spread Spectrum Applications:

- BLUETOOTH
- HomeRF
- 802.11 WLAN
- 2.5 GHz Radios

Features

- Gain: 21 dB
- Noise Figure: 2.5 dB
- Gain Adjustment: 30 dB
- Single Positive Supply: +3V
- No External Components
- Ultra Small Package: MSOP8G

Functional Diagram



General Description

The HMC287MS8 & HMC287MS8E are low cost Low Noise Amplifiers (LNA) offering 21 dB of gain and a 2.5 dB noise figure from a single positive +3V supply that requires only 9 mA. The HMC287MS8 & HMC287MS8E can be used as variable gain LNAs, offering 30 dB of gain control, which is controlled with 0 to 3V analog voltages. The typical output 1dB compression point is +3 dBm and OIP3 is +7 dBm when in the maximum gain state. The compact LNA design utilizes on-chip matching for repeatable gain and noise figure performance and eliminates the need for external matching circuitry to reduce the overall size of the LNA function.

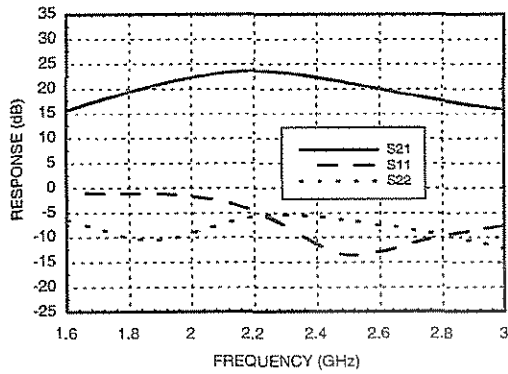
Electrical Specifications, $T_A = +25^\circ C, V_{dd} = +3V$

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		2.3 - 2.5		GHz
Gain	15	21	27	dB
Gain Variation Over Temperature		0.03	0.04	dB/°C
Gain Adjustment Range (Vctl 0 to +3V)		30		dB
Noise Figure (Vctl = 0V)		2.5	3.0	dB
Input Return Loss	5	10		dB
Output Return Loss	3	6		dB
Output 1 dB Compression (P1dB)	-2	3		dBm
Output Third Order Intercept (IP3)	3	7		dBm
Control Voltage (Vctl)	0		Vdd	Vdc
Supply Current (Idd)(Vdd = +3.0 Vdc)		9	15	mA

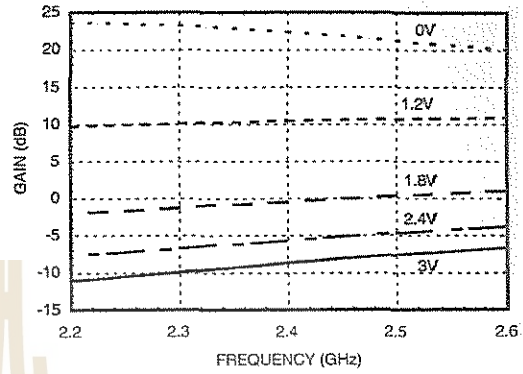
For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



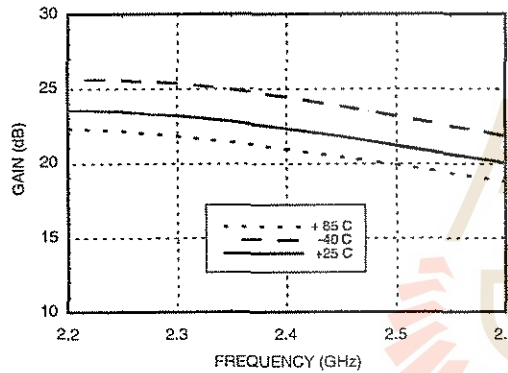
**Broadband Gain
& Return Loss, $V_{ctl} = 0V$**



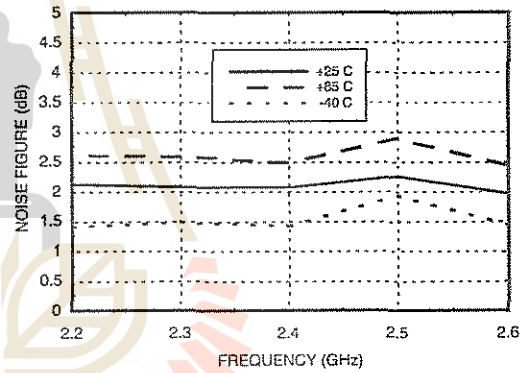
Gain Over Control Voltage Range



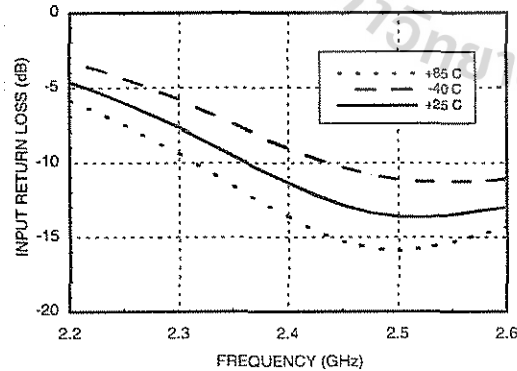
Gain vs. Temperature, $V_{ctl} = 0V$



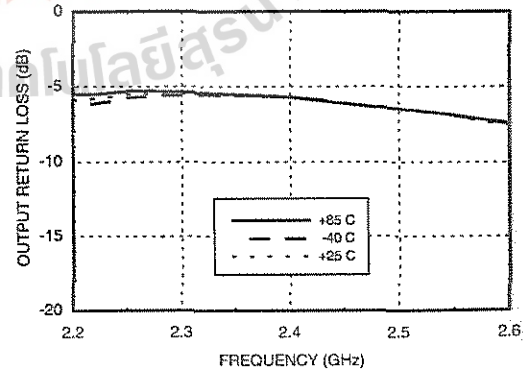
Noise Figure vs. Temperature, $V_{ctl} = 0V$



Input Return Loss vs. Temperature, $V_{ctl} = 0V$



Output Return Loss vs. Temperature, $V_{ctl} = 0V$



For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



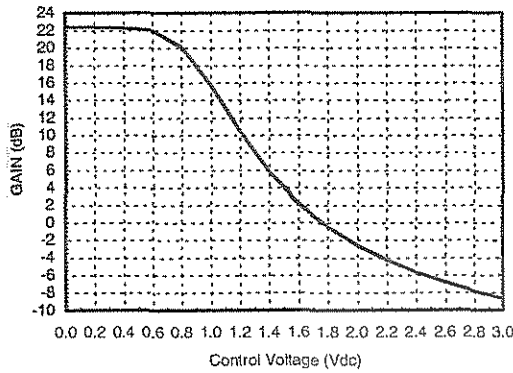
MICROWAVE CORPORATION v02.0605



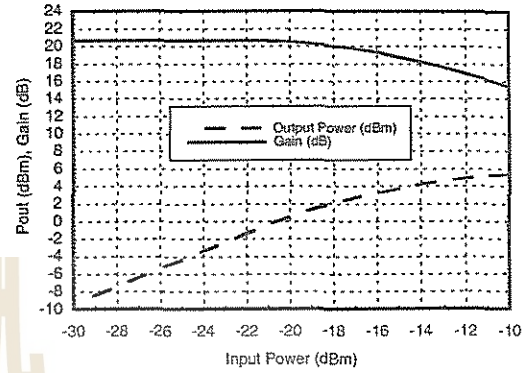
HMC287MS8 / 287MS8E

GaAs MMIC LOW NOISE AMPLIFIER with AGC, 2.3 - 2.5 GHz

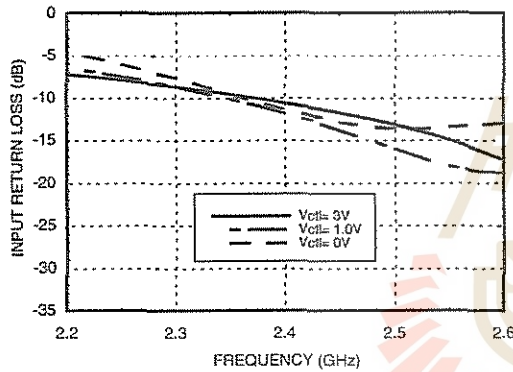
Gain vs. Control Voltage@ 2.4 GHz



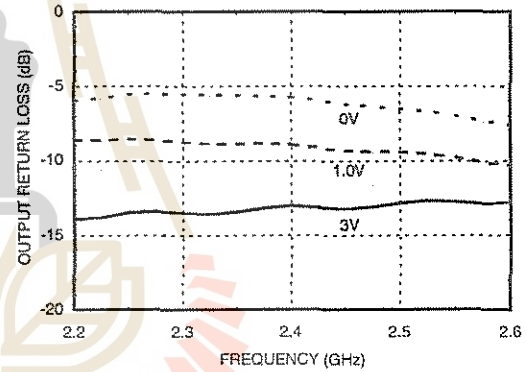
Power Compression@ 2.4 GHz, Vctl = 0V



Input Return Loss
Over Control Voltage Range



Output Return Loss
Over Control Voltage Range

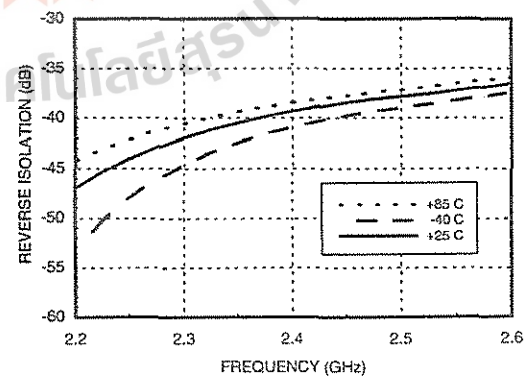


Noise Figure and
Output IP3 vs. Control Voltage

VCTL	Frequency = 2.4 GHz	
	Noise Figure	OIP3 (dBm)*
0V	2.5	7.1
1.7V	4.0	-4.4
3.0V	10.0	-12.9

* Two-tone input power = -30 dBm per tone.

Reverse Isolation
vs. Temperature, Vctl = 0V



For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



Absolute Maximum Ratings

Drain Bias Voltage (V _{dd})	+7.0 Vdc
Control Voltage Range (V _{ctl})	-0.2V to V _{dd}
RF Input Power (RF _{in})(V _{dd} = +3.0 Vdc)	-7 dBm
Channel Temperature	150 °C
Continuous P _{diss} (T = 85 °C) (derate 5.62 mW/°C above 85 °C)	0.365 W
Thermal Resistance (channel to lead)	178 °C/W
Storage Temperature	-65 to +150 °C
Operating Temperature	-40 to +85 °C

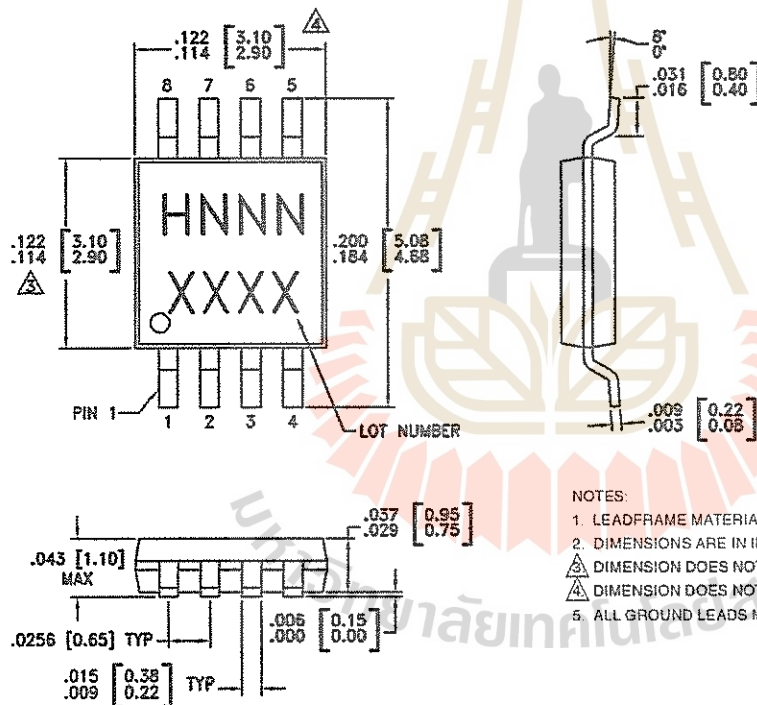
Gain Control

V _{ctl} (Vdc)	Gain State	Typical I _{ctl} (uA)
0.0	Maximum	25
1.5	Middle	25
V _{dd}	Minimum	25



ELECTROSTATIC SENSITIVE DEVICE
OBSERVE HANDLING PRECAUTIONS

Outline Drawing



NOTES:

- LEADFRAME MATERIAL: COPPER ALLOY
- DIMENSIONS ARE IN INCHES [MILLIMETERS]
- △ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.15mm PER SIDE.
- △ DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLDFLASH OF 0.25mm PER SIDE.
- ALL GROUND LEADS MUST BE SOLDERED TO PCB RF GROUND.

Package Information

Part Number	Package Body Material	Lead Finish	MSL Rating	Package Marking ^[3]
HMC287MS8	Low Stress Injection Moulded Plastic	Sn/Pb Solder	MSL1 ^[1]	H287 XXXX
HMC287MS8E	RoHS-compliant Low Stress Injection Moulded Plastic	100% matte Sn	MSL1 ^[2]	H287 XXXX

[1] Max peak reflow temperature of 235 °C

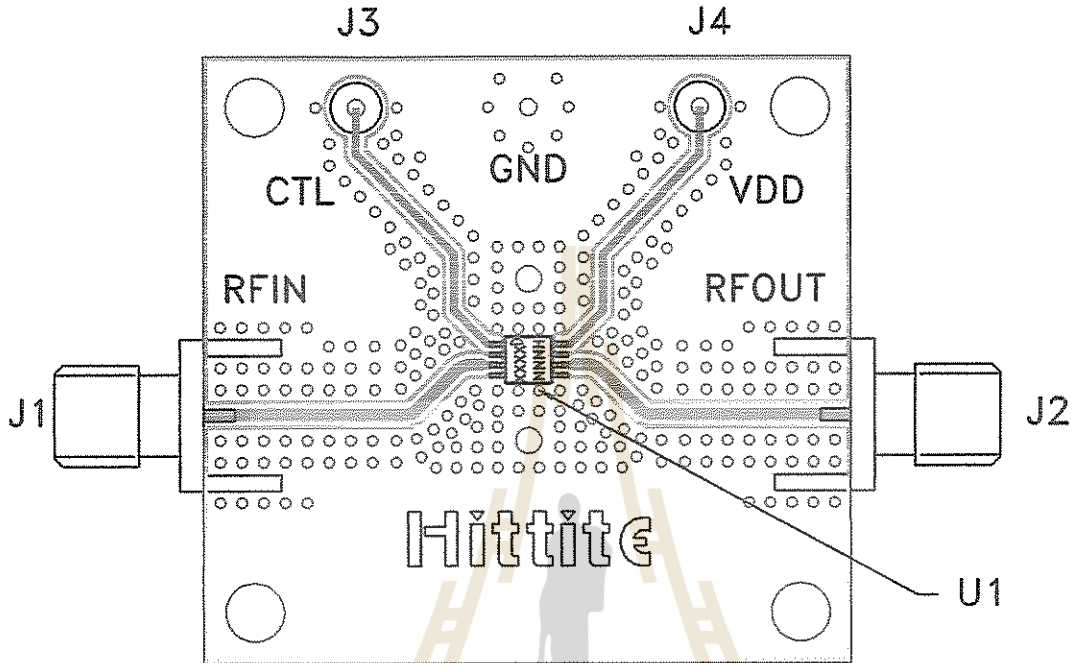
[2] Max peak reflow temperature of 260 °C

[3] 4-Digit lot number XXXX

For price, delivery, and to place orders, please contact Hittite Microwave Corporation:
20 Alpha Road, Chelmsford, MA 01824 Phone: 978-250-3343 Fax: 978-250-3373
Order On-line at www.hittite.com



Evaluation PCB



List of Materials for Evaluation PCB 103739 [1]

Item	Description
J1, J2	PCB Mount SMA Connector
J3, J4	DC Pin
U1	HMC287MS8 / HMC287MS8E Amplifier
PCB [2]	Evaluation Board 1.6" x 1.5"

[1] Reference this number when ordering complete evaluation PCB

[2] Circuit Board Material: Rogers 4350

The circuit board used in the final application should use RF circuit design techniques. Signal lines should have 50 ohm impedance while the package ground leads and exposed paddle should be connected directly to the ground plane similar to that shown. A sufficient number of VIA holes should be used to connect the top and bottom ground planes. The evaluation circuit board shown is available from Hittite upon request.



MICROWAVE CORPORATION v02.0605

HMC287MS8 / 287MS8E

GaAs MMIC LOW NOISE AMPLIFIER
with AGC, 2.3 - 2.5 GHz



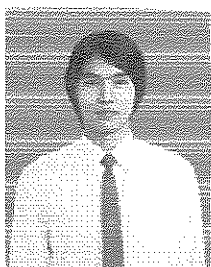
Notes:



ประวัติผู้เขียน



นายกันปนาท ลานอก สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนพิมายวิทยา ต.ในเมือง อ.พิมาย จ.นครราชสีมา เมื่อปีการศึกษา2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับอุดมศึกษาชั้นปีที่4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา



นายสุรเดช สุวรรณโมรา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนปิยะมหาราชาลัย ต.ในเมือง อ.เมือง จ.นครพนม เมื่อปีการศึกษา2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับอุดมศึกษาชั้นปีที่4 สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี