



# CONTRIBUTION



เครื่องส่งวิทยุแบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพลกซ์ความถี่ 432 MHz

(432 MHz FM Stereo Multiplex Transmitter)

โดย

|             |                 |              |          |
|-------------|-----------------|--------------|----------|
| นายมงคล     | ม่วงรัตน์       | รหัสประจำตัว | B4504160 |
| นายศราวุธ   | ชูยิ่งสกุลทิพย์ | รหัสประจำตัว | B4505570 |
| นางสาววาสนา | มหาใจดี         | รหัสประจำตัว | B4511250 |

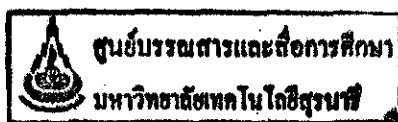
รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาวิชา 427494 โครงการศึกษาวิศวกรรมโทรคมนาคม

และ 427499 โครงการวิศวกรรมโทรคมนาคม

ประจำภาคปีการศึกษาที่ 1 และ 2 ปีการศึกษา 2548

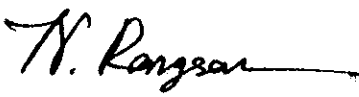
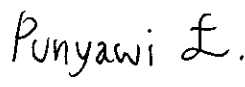
หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม หลักสูตรปรับปรุง พ.ศ.2541

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



Special Project in Telecommunication Report Certification  
School of Telecommunication Engineering  
Suranaree University of Technology

**Project Title** 432 MHz FM Stereo Multiplex Transmitter  
**Student** Mr.Mungkala Maungrat No.B4504160  
Mr.Sarawut Chuyingsakultip No.B4505570  
Miss.Wasana Maharjaidee No.B4511250  
**Degree** Bachelor of Engineering  
**Program** Telecommunication Engineering  
**Project Advisor** Asst.Prof.Dr.Rangsan Wongsan

| Examiners                        | Signatures                                                                          |
|----------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| Asst. Prof.Dr.Rangsan Wongsan    |   |
| Asst. Prof. Punyawit Jamjareekul |  |
| Ms. Piyapon Krachodnok           |  |

**Date** 29 March 2006      **Time** 09.00-10.00 a.m.  
**Place** Telecommunication Laboratory

|                          |                                                             |                 |          |
|--------------------------|-------------------------------------------------------------|-----------------|----------|
| ชื่อโครงการ(ภาษาไทย)     | เครื่องส่งวิทยุแบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพลกซ์ความถี่ 432 MHz |                 |          |
| ชื่อโครงการ (ภาษาอังกฤษ) | 432 MHz FM Stereo Multiplex Transmitter                     |                 |          |
| อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ  | ผศ.ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์                                    |                 |          |
| ผู้รับผิดชอบโครงการ      | นายมงคลา                                                    | ม่วงรัตน์       | B4504160 |
|                          | นายศราวุธ                                                   | ชูยิ่งสกุลทิพย์ | B4505570 |
|                          | นางสาววาสนา                                                 | มหาใจดี         | B4511250 |
| ปริญญา                   | วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต                                         |                 |          |
| ปีการศึกษา               | 1/2548 2/2548 และ 3/2548                                    |                 |          |

### บทคัดย่อ

โครงการฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบ ทดสอบและประเมินคุณสมบัติของเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอที่ทำการส่งสัญญาณที่ความถี่ 432 MHz สำหรับระบบวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพลกซ์ สามารถใช้ได้โดยไม่ต้องขออนุญาต เนื่องจากเป็นย่านความถี่ประชาชน (Citizen Band) แต่จะมีกำลังส่งไม่เกิน 30 วัตต์ ดังนั้นโครงการนี้จึงได้จัดทำขึ้นเพื่อศึกษาการออกแบบองค์ประกอบย่อยต่างๆ ภายในเครื่องส่ง โดยจะแบ่งการศึกษาออกเป็นสามส่วนได้แก่ ส่วนของการสร้างสัญญาณต้นแบบ ซึ่งส่วนนี้ประกอบด้วยวงจรกำเนิดความถี่ วงจรมอดูเลเตอร์ และวงจรขยายบัฟเฟอร์ ส่วนของการวัดคุณความถี่ และ ส่วนของวงจรขยายกำลังสูง

## กิตติกรรมประกาศ

คุณความดีอันใดที่เกิดจากโครงการฉบับนี้ ขอมอบแด่บิดา มารดา พี่ๆ และน้องๆ ของข้าพเจ้า ผู้ที่คอยห่วงใย ให้โอกาส ให้กำลังใจ และให้การสนับสนุนทางการศึกษามาโดยตลอด

โครงการเล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ผู้ที่เป็นเจ้าของแนวคิดเริ่มแรกของการสร้างเครื่องส่งสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอที่ความถี่ 432 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่ไม่ต้องทำการขออนุญาตในการใช้งานสำหรับสถานีวิทยุระบบเอฟเอ็ม ที่ให้ความช่วยเหลือในการให้แนวคิด การดูแลเอาใจใส่ติดตามงาน ชี้แนะข้อบกพร่องที่ข้าพเจ้ามองข้าม ตลอดจนฝึกฝนและสนับสนุนข้าพเจ้าให้มีความสามารถในการทำโครงการจนสามารถนำเสนอผลงานให้เป็นที่รู้จักและยอมรับได้

ขอขอบคุณผู้ที่เกี่ยวข้องอื่นๆ ดังนี้

ขอขอบคุณ อ.ดร.ชาญชัย ทองโสภณ ที่ช่วยฝึกทักษะการทำงานจริงต่าง ๆ ของเครื่องส่งพีเอ็มอีอาร์เอ็น ทุมพงษ์ เลขานุการการประจำสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่ให้ความสะดวกในการติดต่อกับอาจารย์ พี่ประพล หัวหน้าอาคารเครื่องมือ 3 ที่ช่วยเป็นธุระติดต่อเบิกจ่ายงบประมาณ และตั้งชื่อวัสดุอุปกรณ์ที่จะนำมาสร้างเครื่องส่งสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอที่ความถี่ 432 MHz พี่หนู่ยและพี่นก เจ้าหน้าที่ดูแลอุปกรณ์ห้องปฏิบัติการโทรคมนาคม ที่ช่วยอำนวยความสะดวกในการเบิกอุปกรณ์ และเคลื่อนย้ายอุปกรณ์ในการทดสอบ พี่ๆ นักศึกษาปริญญาโท วิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคนที่ให้การสนับสนุน และท้ายที่สุดเพื่อนนักศึกษาสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกคนที่คอยกอดฉัน และเป็นกำลังใจให้ตลอดมา

นายมงคล ม่วงรัตน์

นายศราวุธ ชูยิ่งสกุลทิพย์

นางสาววาสนา มหาใจดี

## สารบัญ

หน้า

|                      |     |
|----------------------|-----|
| บทคัดย่อ.....        | ก   |
| กิตติกรรมประกาศ..... | ข   |
| สารบัญ.....          | ค-ฉ |
| สารบัญภาพ.....       | ช-ญ |

|                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------|----|
| บทที่ 1 บทนำ.....                                              | 1  |
| 1.1 กล่าวนำ.....                                               | 1  |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....                                | 1  |
| 1.3 ขอบเขตของโครงการ.....                                      | 2  |
| 1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน .....                                  | 2  |
| บทที่ 2 ระบบเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอความถี่ 432 MHz .....     | 3  |
| 2.1 กล่าวนำ.....                                               | 3  |
| 2.2 คุณสมบัติและ โครงสร้างของเครื่องส่งเอฟเอ็ม.....            | 3  |
| 2.3 วงจรกระตุ้นและวงจรมอดูเลตสัญญาณ (Exciter/Modulator) .....  | 4  |
| 2.3.1 แหล่งกำเนิดเสียง (Audio Source).....                     | 4  |
| 2.3.2 ตัวควบคุมกำลังเสียงของสัญญาณ (Audio Limiter).....        | 4  |
| 2.3.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณ (Oscillator).....                      | 5  |
| 2.3.4 มอดูเลเตอร์ (Modulator).....                             | 5  |
| 2.3.4.1 ลักษณะของคลื่นเอฟเอ็ม.....                             | 6  |
| 2.3.4.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ.....                  | 7  |
| 2.3.4.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ.....               | 8  |
| 2.3.4.4 คุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็ม.....                          | 8  |
| 2.3.4.5 ความกว้างของแถบความถี่ที่จำเป็นสำหรับคลื่นเอฟเอ็ม..... | 11 |
| 2.3.4.6 กำลังงานในคลื่นเอฟเอ็ม.....                            | 13 |
| 2.3.4.7 ผลของการเปลี่ยนความถี่ในคลื่นเอฟเอ็ม.....              | 14 |
| 2.3.5 วงจรขยายบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier).....                 | 16 |

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

|                                                                       |    |
|-----------------------------------------------------------------------|----|
| 2.4 การทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier).....                      | 19 |
| 2.4.1 ตัวคูณความถี่ที่ทำงาน (Active Frequency Multiplier).....        | 20 |
| 2.4.2 ตัวคูณความถี่ที่ไม่ทำงาน (Passive Frequency Multiplier).....    | 21 |
| 2.5 ภาคเอาต์พุตกำลัง (Power Output Section, (POS)).....               | 26 |
| 2.5.1 วงจรแหล่งจ่ายไฟ (Powers Supply Unit).....                       | 27 |
| 2.6 เครื่องส่งสัญญาณสเตอริโอระบบเอฟเอ็ม (FM Stereo Transmitters)..... | 27 |
| 2.6.1 การส่งสัญญาณสเตอริโอ.....                                       | 27 |
| 2.6.2 รูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์.....                     | 31 |
| 2.6.3 เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์.....                     | 32 |
| 2.6.4 สัญญาณรบกวน (Noise) และลักษณะการรบกวน.....                      | 35 |
| 2.6.5 การเข้ารหัสของสเตอริโอ (Stereo Encoder).....                    | 39 |
| 2.6.6 การแยกสัญญาณ (Separator).....                                   | 40 |
| 2.7 วงจรกรอง (Filter).....                                            | 40 |
| 2.7.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter).....                   | 40 |
| 2.7.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter).....                  | 41 |
| 2.7.3 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter).....                 | 42 |
| 2.8 สรุป.....                                                         | 42 |
| <br>บทที่ 3 การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching).....              | 43 |
| 3.1 กล่าวนำ.....                                                      | 43 |
| 3.2 การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching) .....                     | 43 |
| 3.3 โครงข่ายแบบ L (L Network).....                                    | 45 |
| 3.4 โหลดเชิงซ้อน (Complex Loads).....                                 | 49 |
| 3.5 การแมตช์ด้วย 3 องค์ประกอบ (Three-Element Matching) .....          | 52 |
| 3.5.1 โครงข่ายแบบ $\pi$ (The Pi Network).....                         | 53 |
| 3.5.2 โครงข่ายแบบ T (The T network).....                              | 57 |
| 3.6 สมิทชาร์ต (The Smith Chart).....                                  | 58 |
| 3.6.1 โครงสร้างสมิทชาร์ต.....                                         | 58 |

## สารบัญ (ต่อ)

|                                                                        | หน้า |
|------------------------------------------------------------------------|------|
| 3.6.2 การพล็อตค่าบนสมิทชาร์ต.....                                      | 62   |
| 3.6.3 การพล็อตค่าอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ต.....                            | 67   |
| 3.6.4 การเปลี่ยนอิมแดนซ์เป็นแอดมิตแตนซ์.....                           | 67   |
| 3.6.5 การพล็อตค่าแอดมิตแตนซ์บนสมิทชาร์ต.....                           | 68   |
| 3.6.6 การทำอิมพีแดนซ์เมตซิงบนสมิทชาร์ต.....                            | 69   |
| 3.6.7 การทำเมตซิงของ 2 องค์ประกอบ (Two-Element) .....                  | 69   |
| 3.6.8 การทำเมตซิงของ 3 องค์ประกอบ (Three-Element).....                 | 75   |
| 3.7 สรุป.....                                                          | 83   |
| <br>                                                                   |      |
| <b>บทที่ 4</b> การออกแบบ การสร้างและทดสอบวงจรต่าง ๆ ของเครื่องส่ง..... | 84   |
| 4.1 กล่าวนำ.....                                                       | 84   |
| 4.2 วงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมัลติเพลกซ์ (Stereo Multiplex Encoder) .....  | 84   |
| 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator).....                                 | 87   |
| 4.4 วงจรขยายกำลังงาน (Amplifier).....                                  | 89   |
| 4.5 วงจรกรอง (Filter).....                                             | 106  |
| 4.6 สรุป.....                                                          | 110  |
| <br>                                                                   |      |
| <b>บทที่ 5</b> บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....                                | 111  |
| 5.1 บทสรุป.....                                                        | 111  |
| 5.2 สิ่งที่ได้จากการจัดทำโครงงาน.....                                  | 111  |
| 5.3 ปัญหาและอุปสรรค.....                                               | 111  |
| 5.4 ข้อจำกัดของโครงงาน.....                                            | 112  |
| 5.5 ข้อเสนอแนะ.....                                                    | 112  |

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บรรณานุกรม.....113

ภาคผนวก .....114

ประวัติผู้เขียน .....145

# สารบัญภาพ

หน้า

## บทที่ 2

|             |                                                                         |    |
|-------------|-------------------------------------------------------------------------|----|
| รูปที่ 2.1  | โครงสร้างการทำงานในแต่ละส่วนของเครื่องส่ง.....                          | 3  |
| รูปที่ 2.2  | วงจรที่ใช้แสดงการกำเนิดสัญญาณ.....                                      | 4  |
| รูปที่ 2.3  | การแปรผันของความถี่ของคลื่นพาห์โดยสัญญาณ.....                           | 6  |
| รูปที่ 2.4  | รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีขนาดต่าง ๆ กัน.....                    | 7  |
| รูปที่ 2.5  | การเปลี่ยนแปลงความถี่เบี่ยงเบนโดยขนาดของสัญญาณ.....                     | 8  |
| รูปที่ 2.6  | รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีความถี่ต่าง ๆ กัน.....                 | 8  |
| รูปที่ 2.7  | แสดงแถบความถี่ของไซด์แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงของคลื่นเอฟเอ็ม.....         | 11 |
| รูปที่ 2.8  | แสดงความถี่ที่ได้จากเครื่องวิเคราะห์ไซด์แบนด์.....                      | 11 |
| รูปที่ 2.9  | รูปคลื่นเอฟเอ็มจากการรวมทางเว็คเตอร์ ( $m_f$ มีค่าน้อย ๆ).....          | 11 |
| รูปที่ 2.10 | รูปแสดงจุดการทำงานของวงจรขยายคลาส A.....                                | 17 |
| รูปที่ 2.11 | รูปแสดงจุดการทำงานของวงจรขยายคลาส B.....                                | 18 |
| รูปที่ 2.12 | รูปแสดงการทำงานของวงจรขยายคลาส C.....                                   | 19 |
| รูปที่ 2.13 | ลักษณะของคลื่นรูปต่าง ๆ กับแถบความถี่.....                              | 22 |
| รูปที่ 2.14 | ลักษณะของคลื่น (ก) คลื่นรูปฟันเลื่อย (ข) แถบความถี่.....                | 23 |
| รูปที่ 2.15 | วงจรทวีคูณความถี่แบบกรองย่านความถี่.....                                | 25 |
| รูปที่ 2.16 | วงจรแสดงการส่งสัญญาณโดยใช้ภาคเอาต์พุตกำลังงาน.....                      | 26 |
| รูปที่ 2.17 | วงจรที่แสดงการจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับเครื่องส่ง.....                      | 27 |
| รูปที่ 2.18 | ย่านความถี่ที่ใช้สำหรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ.....                       | 30 |
| รูปที่ 2.19 | สัญญาณสเตอริโอโมัลติเพล็กซ์.....                                        | 31 |
| รูปที่ 2.20 | เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพลกซ์.....                              | 32 |
| รูปที่ 2.21 | วิธีป้อนสัญญาณสเตอริโอโมัลติเพลกซ์ให้กับเครื่องส่งระบบเฟสมอดูเลชัน..... | 34 |
| รูปที่ 2.22 | สัญญาณรบกวนเข้าไปผสมกับสัญญาณที่ต้องการ.....                            | 36 |
| รูปที่ 2.23 | แผนภาพการเข้ารหัสสัญญาณของส่วนสเตอริโอ.....                             | 39 |
| รูปที่ 2.24 | กราฟแสดงผลการตอบสนองของ Low Pass Filter.....                            | 41 |
| รูปที่ 2.25 | กราฟแสดงผลการตอบสนองของ High Pass Filter.....                           | 41 |
| รูปที่ 2.26 | กราฟแสดงผลการตอบสนองของ Band Pass Filter.....                           | 42 |

## สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| บทที่ 3                                                                                                            |    |
| รูปที่ 3.1 รูป A แสดงวงจรไฟฟ้า รูป B แสดงกำลังงานทางทฤษฎีของวงจร.....                                              | 44 |
| รูปที่ 3.2 แหล่งจ่ายทำการขับเคลื่อนคอมเพรสเซอร์คอนจูเกไปยังวงจรสมมูล.....                                          | 45 |
| รูปที่ 3.3 การแปลงอิมพีแดนซ์ในวงจรเมตซิ่ง.....                                                                     | 45 |
| รูปที่ 3.4 โครงสร้างของวงจรแบบ L.....                                                                              | 46 |
| รูปที่ 3.5 วงจรที่ทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายมีความต้านทาน 100 โอห์มและความต้านทานทางฝั่งโหลด 1000 โอห์ม..... | 46 |
| รูปที่ 3.6 อิมพีแดนซ์ที่ต่อขนานกันระหว่าง $R_L$ และ $X_C$ .....                                                    | 46 |
| รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลที่ได้จากรูปที่ 3.6.....                                                                       | 47 |
| รูปที่ 3.8 วงจรที่ได้รับการทำแมตช์.....                                                                            | 47 |
| รูปที่ 3.9 วงจรที่ได้จากการออกแบบจากโครงสร้างแบบ L.....                                                            | 49 |
| รูปที่ 3.10 วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.1.....                                                     | 50 |
| รูปที่ 3.11 วงจรของแหล่งจ่ายและ โหลดสำหรับตัวอย่างที่ 3.2.....                                                     | 51 |
| รูปที่ 3.12 วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.2.....                                                     | 52 |
| รูปที่ 3.13 วงจรของแหล่งจ่ายและ โหลดสำหรับตัวอย่างที่ 3.3.....                                                     | 54 |
| รูปที่ 3.14 การเรโซแนนซ์ของโหลดคาปาซิแตนซ์.....                                                                    | 54 |
| รูปที่ 3.15 วงจรที่ใดหลังจากทำการแมตช์แล้ว.....                                                                    | 55 |
| รูปที่ 3.16 วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.3.....                                                     | 56 |
| รูปที่ 3.17 ส่วนประกอบที่มี 3 อีลีเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ $\pi$ .....                                                 | 56 |
| รูปที่ 3.18 ส่วนประกอบที่มี 3 อีลีเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ T.....                                                      | 56 |
| รูปที่ 3.19 โครงข่ายแบบ $\pi$ ที่แสดงเป็นแบบ Back-to-Back. ....                                                    | 57 |
| รูปที่ 3.20 รูปแสดงของสมิทชาร์ต.....                                                                               | 60 |
| รูปที่ 3.21 โครงสร้างของสมิทชาร์ต.....                                                                             | 61 |
| รูปที่ 3.22 รูปแสดงของสมิทชาร์ตแบบพื้นฐาน.....                                                                     | 63 |
| รูปที่ 3.23 แสดงการพล็อตจุดตามวงกลมของค่าอิมพีแดนซ์.....                                                           | 64 |
| รูปที่ 3.24 การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวคาปาซิเตอร์.....                                                   | 65 |
| รูปที่ 3.25 การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวอินดักเตอร์.....                                                   | 66 |
| รูปที่ 3.26 วงจรการตอบสนองของแอดมิตแตนซ์.....                                                                      | 68 |

## สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

|                                                                  |    |
|------------------------------------------------------------------|----|
| รูปที่ 3.27 การแปลงจากอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแตนซ์บนสมิทชาร์ต.....  | 70 |
| รูปที่ 3.28 แสดงการพล็อตจุดของแอดมิตแตนซ์ที่มีการซ้อนทับกัน..... | 71 |
| รูปที่ 3.29 การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวคาปาซิเตอร์.....      | 72 |
| รูปที่ 3.30 การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวอินดักเตอร์.....      | 73 |
| รูปที่ 3.31 การรวมส่วนประกอบต่าง ๆ ลงบนสมิทชาร์ต.....            | 74 |
| รูปที่ 3.32 วงจรสำหรับตัวอย่างที่ 3.4.....                       | 76 |
| รูปที่ 3.33 รูปวงจรที่ทำการออกแบบแล้ว.....                       | 76 |
| รูปที่ 3.34 สมิทชาร์ตที่ใช้สำหรับตัวอย่างที่ 3.4.....            | 77 |
| รูปที่ 3.35 วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 3.5.....                   | 79 |
| รูปที่ 3.36 แสดงวิธีการทำสำหรับตัวอย่างที่ 3.5.....              | 80 |
| รูปที่ 3.37 สมิทชาร์ตที่ใช้สำหรับตัวอย่างที่ 3.6.....            | 81 |
| รูปที่ 3.38 วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 3.6.....                   | 83 |

### บทที่ 4

|                                                                                 |    |
|---------------------------------------------------------------------------------|----|
| รูปที่ 4.1 รูปแสดงวงจรการเข้ารหัสของสเตอริโอโมัลติเพลกซ์ที่ได้จากการออกแบบ..... | 84 |
| รูปที่ 4.2 วงจรเข้ารหัสสเตอริโอโมัลติเพลกซ์.....                                | 85 |
| รูปที่ 4.3 แสดงผลการทดสอบของวงจรสเตอริโอโมัลติเพลกซ์.....                       | 86 |
| รูปที่ 4.4 แสดงผลการทดสอบของวงจรสเตอริโอโมัลติเพลกซ์เมื่อป้อนสัญญาณเสียง.....   | 86 |
| รูปที่ 4.5 แสดงวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ.....                     | 87 |
| รูปที่ 4.6 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้งานจริง.....                                   | 88 |
| รูปที่ 4.7 รูปแสดงผลการทดสอบของวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณ.....                       | 89 |
| รูปที่ 4.8 แสดงวงจรขยายสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ.....                            | 90 |
| รูปที่ 4.9 วงจรขยายสัญญาณที่ใช้งานจริง.....                                     | 91 |
| รูปที่ 4.10 เครื่องกำเนิดสัญญาณ.....                                            | 91 |
| รูปที่ 4.11 สัญญาณที่วัดได้โดยการเปรียบเทียบจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ.....           | 92 |
| รูปที่ 4.12 สัญญาณที่วัดได้จากวงจรขยายสัญญาณ.....                               | 93 |
| รูปที่ 4.13 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณที่ความถี่ 432 MHz.....                     | 94 |

## สารบัญภาพ(ต่อ)

หน้า

|                                                                                  |     |
|----------------------------------------------------------------------------------|-----|
| รูปที่ 4.14 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020..... | 96  |
| รูปที่ 4.15 วงจรขยายสัญญาณที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020.....    | 97  |
| รูปที่ 4.16 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 10 dB.....                 | 97  |
| รูปที่ 4.17 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณก่อนการวัดวงจขยายกำลังงาน.....               | 98  |
| รูปที่ 4.18 แสดงการวัดวงจขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020.....           | 98  |
| รูปที่ 4.19 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021..... | 100 |
| รูปที่ 4.20 วงจรขยายสัญญาณที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021.....    | 101 |
| รูปที่ 4.21 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 9.7 dB.....                | 101 |
| รูปที่ 4.22 แสดงการวัดวงจขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021.....           | 102 |
| รูปที่ 4.23 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783..... | 104 |
| รูปที่ 4.24 วงจรขยายสัญญาณที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783.....    | 105 |
| รูปที่ 4.25 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 8.5 dB.....                | 105 |
| รูปที่ 4.26 แสดงการวัดวงจขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783.....           | 106 |
| รูปที่ 4.27 วงจร Low Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบ.....                         | 107 |
| รูปที่ 4.28 วงจร Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบ.....                        | 109 |
| รูปที่ 4.29 วงจร Band Pass Filter ที่ใช้งานจริง.....                             | 109 |
| รูปที่ 4.30 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ.....                             | 110 |

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 กล่าวนำ

ในปัจจุบันนี้การสื่อสารและระบบข้อมูลข่าวสารนับเป็นสิ่งที่สำคัญยิ่ง การสื่อสารที่รู้จักกันดีแบบหนึ่ง ก็คือ การสื่อสารระบบวิทยุเอฟเอ็มซึ่งอยู่ในย่านความถี่ 88-108 MHz (FM Broadcast Band) ถึงแม้ว่าการสื่อสารด้วยระบบวิทยุเอฟเอ็ม ได้เกิดขึ้นในประเทศไทยมานาน แต่ก็ยังมีความสำคัญและเป็นที่ยอมรับอยู่มาก ยิ่งในปัจจุบันมีการสนับสนุน โครงการวิทยุชุมชนขึ้น ทำให้เกิดสถานีส่งวิทยุระบบเอฟเอ็มขึ้นมากมาย สำหรับสถานีส่งที่ดีแล้ว ย่อมต้องการที่จะส่งกระจายคลื่นออกไปให้ได้ไกลที่สุดเท่าที่จะทำได้ และสามารถให้ผู้รับฟังได้อย่างมีประสิทธิภาพ

สำหรับระบบเครื่องส่งเอฟเอ็มที่ได้ศึกษาออกแบบในโครงงานนี้จะเป็นระบบเครื่องส่งแบบไร้สายด้วยระบบเอฟเอ็มสเตอริโอความถี่ 432 MHz ซึ่งสามารถใช้งานได้โดยไม่ต้องขออนุญาตเนื่องจากเป็นย่านความถี่ประชาชน (Citizen Band ซึ่งมีความถี่ที่ใช้งานคือ 27 MHz 78 MHz 245 MHz และ 422 MHz ) แต่จะมีกำลังส่งไม่เกิน 30 วัตต์ ดังนั้นโครงงานนี้จึงได้จัดทำขึ้นเพื่อศึกษาการออกแบบขององค์ประกอบย่อยต่างๆภายในเครื่องส่ง โดยจะแบ่งการศึกษาออกเป็นสามส่วนได้แก่ ส่วนของการสร้างสัญญาณต้นแบบ ซึ่งส่วนนี้ประกอบด้วยวงจรกำเนิดความถี่ วงจรมอดูเลเตอร์ และวงจรขยายบัฟเฟอร์ โดยที่วงจรกำเนิดความถี่จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณคลื่นพาห์ในที่นี่จะทำการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ให้ออกมาตามความถี่ตามที่ต้องการ แล้วทำการมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห์กับสัญญาณข่าวสาร คือการนำสัญญาณข้อมูลแทรกไปกับสัญญาณคลื่นพาห์และวงจรขยายบัฟเฟอร์จะทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณมีการลดค่าของฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ออกจากภาคกำเนิดสัญญาณ เป็นเทคนิคที่ทำให้อุปกรณ์ทั้ง 2 ส่วนแมตช์กัน ส่วนที่สองคือ การทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier) ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณที่สร้างมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ต่ำให้มีความถี่สูงขึ้นตามที่ต้องการ โดยทำการคูณสัญญาณด้วยการปรับแต่งค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำ และในที่สุดท้ายคือวงจรภาคเอาต์พุตกำลังหรือ (POS) ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณระหว่างวงจรขยายบัฟเฟอร์กับสายอากาศซึ่งจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณเอาต์พุตให้มีกำลังส่งตามที่ต้องการ

### 1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน

1.2.1 เพื่อศึกษาการออกแบบของเครื่องส่งสัญญาณระบบเอฟเอ็มสเตอริโอที่ความถี่ 432 MHz

1.2.2 เพื่อศึกษาการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์จากวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อเป็นความถี่ในการส่งสัญญาณออกอากาศ

1.2.3 เพื่อศึกษาการมอดูเลตสัญญาณในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ

1.2.4 เพื่อศึกษาการทำงานและออกแบบส่วนของการทวีคูณความถี่ เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานที่ความถี่ 432 MHz

1.2.5 เพื่อสร้างเครื่องส่งวิทยุระบบเอฟเอ็มสเตอริโอต้นแบบสำหรับใช้งานของหอกระจายข่าวในชุมชน

### 1.3 ขอบเขตของโครงการงาน

โครงการฉบับนี้เป็นการนำเสนอการสร้างเครื่องส่งสัญญาณระบบเอฟเอ็มสเตอริโอที่ความถี่ 432 MHz ใช้กำลังในการส่ง 30 วัตต์ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้สำหรับหอกระจายข่าวในชุมชน โดยมีขอบเขตดังต่อไปนี้

1.3.1 ศึกษาโครงสร้างและคุณสมบัติของส่วนต่างๆ ของเครื่องส่งระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ โดยใช้คริสตัลที่ความถี่ 48 MHz เป็นความถี่ฐานในการสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณสำหรับส่งสัญญาณออกอากาศ

1.3.2 ศึกษาและออกแบบวงจรต่าง ๆ ของเครื่องส่ง ซึ่งประกอบด้วย ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณความถี่ฐาน ส่วนของการทวีคูณความถี่ และส่วนของวงจรขยายกำลังเอาต์พุต

1.3.3 ประกอบวงจรส่วนต่างๆ ของระบบตามที่ได้ศึกษาและออกแบบ

1.3.4 ปรับแต่งการทำงานของเครื่องส่งเพื่อให้สามารถทำงานได้ตามคุณสมบัติที่ออกแบบเพื่อเปรียบเทียบยืนยันผลจากการศึกษาออกแบบโดยการวัดทดสอบ

### 1.4 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.4.1 ศึกษาการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

1.4.2 ศึกษาและออกแบบระบบเครื่องส่งสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ

1.4.3 ศึกษาการทำงานส่วนของวงจรกระตุ้นและวงจรมอดูเลตสัญญาณ (Exciter/Modulator) และประกอบชิ้นส่วนของวงจร

1.4.4 ศึกษาการทำงานส่วนของการทวีคูณความถี่และประกอบชิ้นส่วนของวงจร

1.4.5 ศึกษาการทำงานส่วนของวงจรขยายกำลังเอาต์พุตและประกอบชิ้นส่วนของวงจร

1.4.6 ประกอบชิ้นส่วนแต่ละภาคเข้าด้วยกัน

1.4.7 ปรับแต่งให้ได้ตรงตามคุณสมบัติแล้วทำการตรวจเช็คความถูกต้องโดยเปรียบเทียบกับการวัดสัญญาณสัญญาณจริง (จากเครื่องมือวัด)

1.4.8 สรุปผลการทำงาน

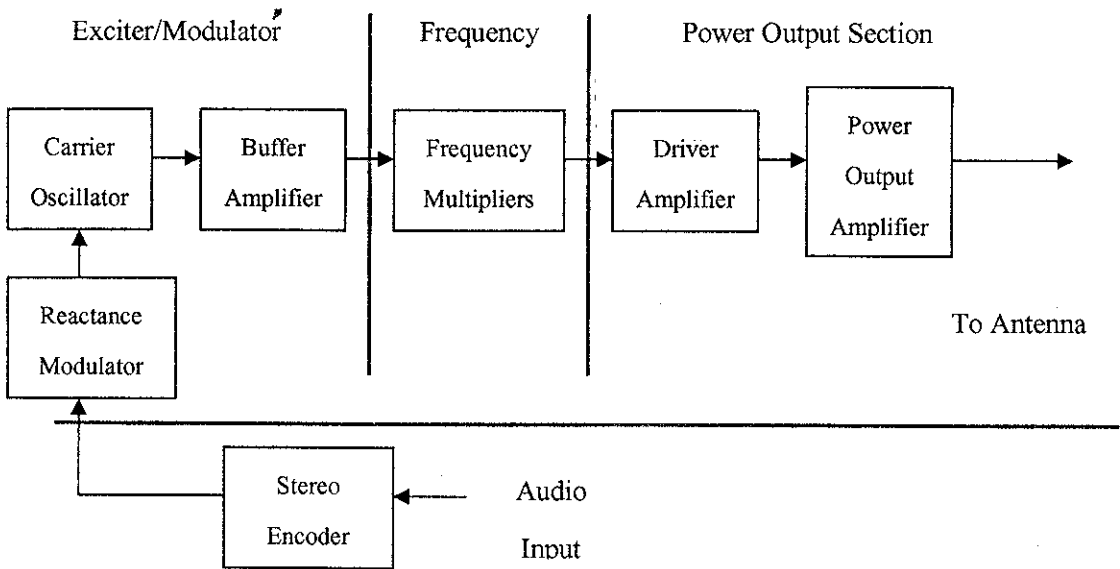
## บทที่ 2

### ระบบเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอความถี่ 432 MHz

#### 2.1 กล่าวนำ

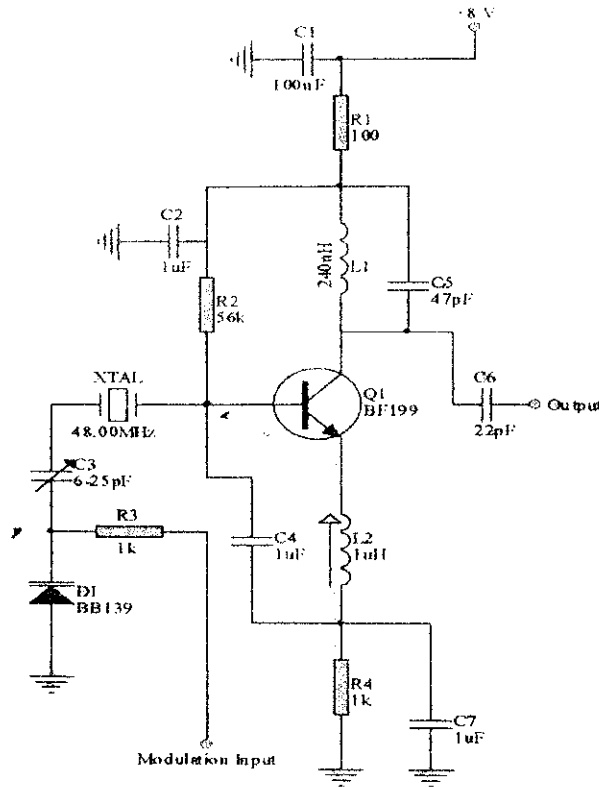
ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติและ โครงสร้างของเครื่องส่งเอฟเอ็ม โดยโครงสร้างของเครื่องส่งเอฟเอ็มจะมีส่วนประกอบของเครื่องส่งคือ วงจรกระตุ้นและวงจรมอดูเลตสัญญาณ วงจรทวีคูณความถี่และวงจรขยายกำลังเอาท์พุท นอกจากนี้ยังมีการทำเครื่องส่งให้เป็นแบบสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ เพื่อทำการส่งสัญญาณ โดยใช้ความถี่ในการส่งที่ 432 MHz

#### 2.2 คุณสมบัติและโครงสร้างของเครื่องส่งเอฟเอ็ม



รูปที่ 2.1 โครงสร้างการทำงานในแต่ละส่วนของเครื่องส่ง

## 2.3 วงจรกระตุ้นและวงจรมอดูเลตสัญญาณ (Exciter/Modulator)



รูปที่ 2.2 วงจรที่ใช้แสดงการกำเนิดสัญญาณ

### 2.3.1 แหล่งกำเนิดเสียง (Audio Source)

โดยปกติแล้วความถี่เสียง (Audio Frequency) จะอยู่ที่ประมาณ 20 Hz - 20 KHz ซึ่งเป็นเสียงที่มาจากการเล่นแผ่นซีดี คอมพิวเตอร์ เทป ไมโครโฟน หรืออุปกรณ์อื่น ๆ ที่เกี่ยวกับเสียง สัญญาณเสียงนั้นจะต้องมีคุณสมบัติเสียงที่ดีและสามารถพัฒนาเสียงให้ดีขึ้นกว่าเดิม โดยการเชื่อมต่อจากแหล่งกำเนิดเสียงไปยังตัวควบคุมกำลังเสียงของสัญญาณ (Audio Limiter) เพื่อควบคุมคุณภาพของสัญญาณให้ดีกว่าเดิม โดยที่เครื่องส่งนั้นจะต้องไม่มีสัญญาณรบกวน (Noise) เข้ามารบกวนในการส่งสัญญาณ

### 2.3.2 ตัวควบคุมกำลังเสียงของสัญญาณ (Audio Limiter)

เป็นที่รู้กันว่าระบบอัตโนมัติที่มาจากระบบควบคุมนั้น โดยปกติแล้วการสร้างจะใช้หลักการทำงานของเครื่องขยายเสียง (Amplifier) ร่วมกับการใช้งานในระบบควบคุมอื่น ๆ ซึ่งถ้าต้องการสร้างเครื่องส่งวิทยุที่สามารถส่งสัญญาณคลื่นเสียงไปรอบ ๆ ทิศทางโดยไม่มีระบบอัตโนมัติที่

จากระบบควบคุมนั้นจะต้องทำการกำหนดสัญญาณเสียงจากแหล่งกำเนิดให้มีความดังของเสียงให้มีระดับของสัญญาณน้อยที่สุดให้แมตช์กับเครื่องส่งที่ต้องการสร้าง

### 2.3.3 แหล่งกำเนิดสัญญาณ (Oscillator)

แหล่งกำเนิดสัญญาณจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier) โดยการใช้ค่า L1 และค่า C ต่างๆข้างบนนี้ในการคำนวณหาความถี่สัญญาณได้จาก

$$\text{ความถี่สัญญาณ} = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LC})} \text{ Hz} \quad (2.1)$$

แหล่งกำเนิดสัญญาณเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่จะต้องใช้ในการส่งและการรับของสัญญาณ ซึ่งกำลังงานเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์หนึ่ง ๆ นั้นจะสามารถส่งได้น้อยมากคือส่งได้เพียง 50 mW หรือน้อยกว่านั้นก็ได้ ถ้าเครื่องส่งไม่มีการแยกช่องสัญญาณหรือขยายสัญญาณจะทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณให้กำเนิดสัญญาณความถี่ไปแบบไร้ทิศทางและ เมื่อทำการส่งออกอากาศจะทำให้สัญญาณของความถี่เปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณสามารถแบ่งออกเป็น 4 ชนิดดังนี้

1. VFO (Variable Frequency Oscillator) ตัวแปรความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณซึ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ของเอาต์พุตได้โดยการปรับตัวแปรของตัวเหนี่ยวนำ (Conductor) และตัวเก็บประจุ (Capacitor)

2. VCO (Voltage Controlled Oscillator) ควบคุมแรงดันของแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยความถี่ของเอาต์พุตที่ถูกควบคุมหรือเปลี่ยนแปลงโดย แรงดันจากภายนอก ซึ่ง VCO จะใช้วารีแคป (Vary-cap) ของไดโอดเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุเพื่อให้ระดับของแรงดันมีความแตกต่างกันสำหรับนำไปใช้งาน

3. PLL (Phase Locked Loop) ระยะของการวนซ้ำ โดย PLL จะใช้การซิงโครไนซ์ความถี่ของ VCO กับความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยใช้การเปรียบเทียบเฟสของทั้งสองสัญญาณ ซึ่ง PLL ใช้ความถี่ของ VCO ที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยที่ใช้เครื่องขยายส่งแรงดันกลับไปยัง VCO เพื่อเก็บความถี่ที่ต้องการส่ง

4. Crystal Oscillator จะใช้คริสตัลเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่

### 2.3.4 มอดูเลเตอร์ (Modulator)

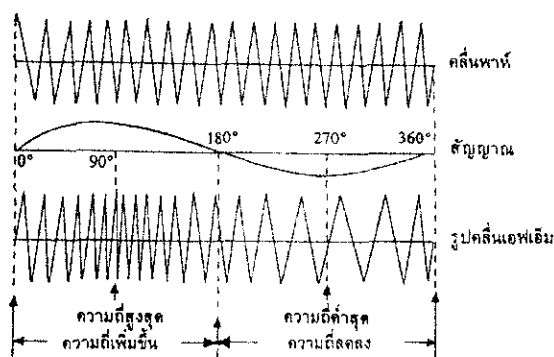
คือการนำสัญญาณข้อมูลแทรกไปกับสัญญาณคลื่นพาห์ ในการทำการส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็มเมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณ ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีค่าสูงขึ้น ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ก็จะสูงขึ้นเช่นเดียวกัน ในทางอุดมคติเอฟเอ็มจะใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่าวารีแคป

ไดโอด ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงค่าของตัวเก็บประจุเพียงเล็กน้อยก็จะทำให้ค่าของแรงดันเกิดการเปลี่ยนแปลงตามค่าของตัวเก็บประจุ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันอยู่ในช่วงประมาณ 1/10 ต่อ 1 โวลต์ จะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเกิดการเปลี่ยนแปลง เช่น ออดิโอ วิดีโอ และ คิจิตอล หลังจากการใช้วารีแคปเชื่อมต่อกับวงจรทำให้คาปาซิแตนซ์เกิดการแกว่ง ทำให้มีผลต่อความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์หรือที่เรียกว่าการเปลี่ยนความถี่ของคลื่น (Frequency Modulation) การเปลี่ยนแปลงสัญญาณที่สมบูรณ์จะมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่อยู่ระหว่าง  $\pm 75$  KHz

#### 2.3.4.1 ลักษณะของคลื่นเอพเอ็ม

การมอดูเลชันเชิงความถี่ เป็นกรรมวิธีรวมหรือฝากสัญญาณเข้ากับคลื่นพาห์อีกวิธีหนึ่ง ในลักษณะที่ความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณ ทั้งนี้ขนาดของคลื่นพาห์ยังคงที่ตลอดเวลา

รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของคลื่นพาห์ และหลังถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณที่เป็นคลื่นรูปไซน์ รูปที่แสดงนี้เป็นเพียงตัวอย่างให้เข้าใจง่าย ในทางปฏิบัติความถี่ของคลื่นพาห์กับสัญญาณจะต่างกันมากกว่าที่แสดงไว้ รวมทั้งสัญญาณปกติจะเป็นคลื่นเชิงซ้อน แต่ผลที่ได้ก็เหมือนกับสัญญาณรูปไซน์



รูปที่ 2.3 การแปรผันสัญญาณความถี่ของคลื่นพาห์

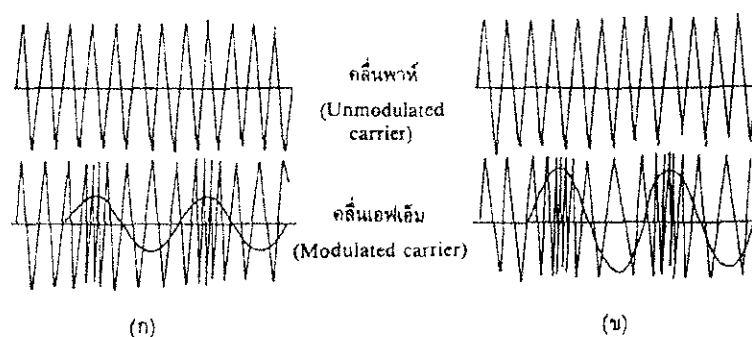
ในช่วงมอดูเลชัน ณ เวลาใด ๆ ก็ตาม ความถี่ของคลื่นพาห์จะขึ้นโดยตรงกับขนาดของสัญญาณในช่วงเริ่มต้นวัฏจักรของสัญญาณขนาดหรือโวลเตจจะต่ำเป็นผลให้พาห์มีความถี่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย ขณะที่สัญญาณมีขนาดเข้าใกล้ช่วงสุดทางบวก (Positive Peak) ความถี่ของคลื่นจะเปลี่ยนแปลงอย่างมากและจะมากที่สุด ณ จุด 90 ในวัฏจักรของสัญญาณช่วงระหว่าง 90 และ 180 ขนาดของสัญญาณกลับคืนสู่ศูนย์โวลต์ ช่วงความถี่ของคลื่นพาห์ก็จะเลื่อนกลับเข้าสู่ค่าความถี่เดิม เหมือนกับตอนที่ไม่มีสัญญาณเข้ามามอดูเลต ถัดมาสัญญาณเข้าสู่ช่วง 270 ขนาดจะ

เริ่มสูงขึ้นอีกครั้ง แต่จะไปในทิศทางลบ จึงทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์เริ่มเปลี่ยนแปลงไปในทางลบ ซึ่งหมายถึงความถี่ต่ำลงและต่ำที่สุด ณ จุด 270

ในทางปฏิบัติจะไม่คำนึงว่า ในครึ่งวัฏจักรบวกของคลื่นรูปไซน์ของสัญญาณจะเป็นผลทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์เพิ่มขึ้นหรือลดลง จุดสำคัญอยู่ที่ว่า ความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนเป็นสัดส่วนกับการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณ

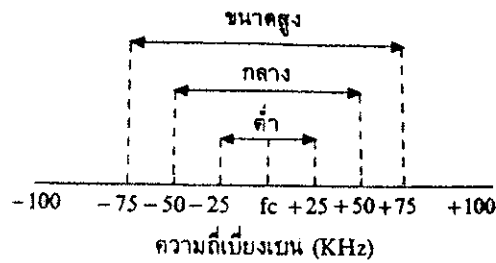
#### 2.3.4.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ

ในคลื่นเอฟเอ็มนั้น ความถี่คลื่นพาห์ที่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่เดิม หรือความถี่ศูนย์กลางไปมาน้อยเท่าไร เรียกว่าความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) โดยถูกกำหนดด้วยขนาดสูงสุดของสัญญาณ ถ้าขนาดสูงสุดถูกเปลี่ยนแปลงค่าความถี่เบี่ยงเบนก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย รูปที่ 2.4 แสดงถึงผลที่เกิดในคลื่นเอฟเอ็มเมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้นแต่ความถี่ยังคงที่อยู่ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบจึงใช้รูปคลื่นของสัญญาณซ้อนอยู่บนรูปคลื่นเอฟเอ็ม ให้สังเกตความถี่เบี่ยงเบนเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณมีขนาดเพิ่มขึ้นในรูปที่ 2.4 (ข) (เกิดขึ้นที่ขนาดสูงสุดของสัญญาณ)



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีขนาดต่าง ๆ กัน

ตัวอย่างเช่น เมื่อคลื่นพาห์ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 3,000 Hz ที่มีขนาดต่ำ ๆ ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นเอฟเอ็มเป็น  $\pm 25$  kHz เมื่อขนาดของสัญญาณสูงขึ้นสองเท่าความถี่เบี่ยงเบนก็เพิ่มขึ้นสองเท่าด้วยเป็น  $\pm 50$  kHz และเมื่อขนาดสูงมากขึ้นอีกความถี่เบี่ยงเบนเพิ่มอีกเป็น  $\pm 75$  kHz ทั้งหมดนี้ความถี่จะแกว่ง (Frequency Swing) ไป 50 kHz , 100 kHz และ 150 kHz ดังรูปที่ 2.5

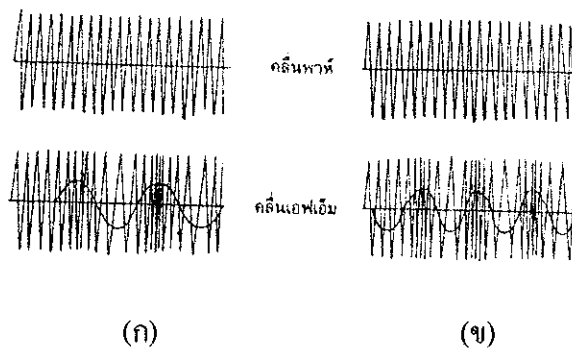


รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนแปลงความถี่เบี่ยงเบน โดยขนาดของสัญญาณ

#### 2.3.4.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ

ความถี่ของสัญญาณเป็นตัวกำหนดอัตราที่ความถี่พาห์เปลี่ยนแปลงไป ถ้าความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้น อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์ก็สูงตามไปด้วย รูปที่ 2.6 นี้ แสดงผลที่มีต่อคลื่นเอฟเอ็มเมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นแต่ขนาดสูงสุดยังคงที่อยู่ และเพื่อเป็นการเปรียบเทียบจึงแสดงรูปคลื่นของสัญญาณให้ซ้อนกับรูปคลื่นเอฟเอ็มในรูปที่ 2.6 (ข) อัตราการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มจะเร็วกว่าที่เกิดขึ้นในรูป (ก)

ตัวอย่างเช่น เมื่อคลื่นพาห์ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 1,000 Hz มีขนาดทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนขนาดหนึ่ง สมมติ  $\pm 25$  kHz ด้วยอัตรา 1,000 ครั้งต่อวินาที เมื่อความถี่ของสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น 2,000 Hz แต่ขนาดยังคงเดิม ความถี่ของคลื่นพาห์จะเบี่ยงเบนเท่าเดิมคือ  $\pm 25$  kHz แต่คราวนี้อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่เพิ่มเป็น 2,000 ครั้งต่อวินาที



รูปที่ 2.6 รูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณมีความถี่ต่าง ๆ กัน

#### 2.3.4.4 คุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็ม

ในการมอดูเลชันเชิงขนาด เราทราบแล้วว่านอกจากความถี่คลื่นพาห์แล้วยังมีความถี่ไซด์แบนด์เกิดขึ้นมาอีกหนึ่งคู่เสมอ ทั้งนี้ก็โดยการศึกษาจากรูปสมการของคลื่นสมการของคลื่นเอฟเอ็ม ทำนองเดียวกัน เพื่อศึกษาคุณสมบัติของคลื่นที่เกิดจากการมอดูเลชันเชิงความถี่บ้าง และแสดงถึงคุณสมบัติของคลื่นเอฟเอ็มให้ชัดเจนยิ่งขึ้น

ลองพิจารณาสมการของคลื่น

$$E = E \sin(\omega t + \theta) \quad (2.2)$$

เมื่อ  $E$  เป็นขนาดโวลเตจของสัญญาณไฟฟ้า

$\omega t + \theta$  เป็นค่ามุมชั่วขณะและเฟสของฟังก์ชัน

ซึ่งถ้าจะกล่าวถึงคลื่นพาห้ก็สามารถเขียนเป็นสมการของคลื่นพาห้ได้ว่า

$$ec = Ec \sin \phi(t) \quad (2.3)$$

โดยที่  $\phi$  เป็นมุมทางไฟฟ้าของคลื่น ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ( $t$ ) และจะสัมพันธ์กับความถี่เชิงมุม (Angular Velocity) และความถี่ของคลื่นดังนี้

$$W = 2\pi f = d\phi(t) / dt \quad (2.4)$$

สมมติว่า สัญญาณที่จะเข้าไปฝากหรือผสมกับคลื่นพาห้แบบเอฟเอ็มนี้ มีสมการเป็น

$$em = Em \cos Wmt$$

, หรือ  $= Em \cos 2\pi f_m t$  (2.5)

ค่าชั่วขณะของสัญญาณนี้ ไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงไปมาเป็น

$$f = f_c + f_d \cos 2\pi f_m t \quad (2.6)$$

โดย  $f_c$  = ความถี่ของคลื่นพาห้ขณะยังไม่มีสัญญาณเข้ามา

$f_d$  = ความถี่เบี่ยงเบนซึ่งมากน้อยเท่าไรขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณ

$f_m$  = ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามา

จากสมการ (2.4) และ (2.6) จะได้ว่า

$$d\phi(t) / dt = 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) \quad (2.7)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int 2\pi(f_c + f_d \cos 2\pi f_m t) dt \\ &= 2\pi f_c t + (f_d / f_m) \sin 2\pi f_m t + \phi_0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

เมื่อ  $mf = f_d / f_m$  ซึ่งเรียกว่า Modulation Index หรือดัชนีการมอดูเลชัน

$\phi_0$  เป็นค่าคงที่ได้จากการอินทิเกรตซึ่งเป็นมุมของเฟสเริ่มต้นเมื่อ  $t = 0$  ดังนั้น จึง

สามารถพิจารณาว่า  $\phi_0 = 0$  ได้โดยไม่มีผลต่อการมอดูเลชันเชิงความถี่เลย

เมื่อแทนค่า  $\phi(t)$  จากสมการ (2.8) ลงไปในสมการ (2.3) จะได้

$$\begin{aligned} ec &= Ec \sin(Wct + mf \sin Wmt) \\ &= e \quad (\text{เมื่อเป็นสมการซึ่งถูกมอดูเลตแล้ว}) \end{aligned} \quad (2.9)$$

ในคลื่นเอเอ็มสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่เดียวจะทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นมาหนึ่งคู่เสมอ ส่วนในรูปคลื่นเอฟเอ็มจำนวนของไซด์แบนด์จะเป็นอย่างไรนั้น ให้กระจายสมการที่ (2.9) ดู นั่นคือ

$$e = Ec[\sin Wct * \sin(mf \sin Wmt)] \quad (2.10)$$

และโดยอาศัย Bessel function สมการ (2.10) ในแต่ละส่วนกระจายออกเป็น

$$\cos(mf \sin Wmt) = J_0(mf) + \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(mf) \sin(2n+1)Wmt \quad (2.11)$$

$$\text{และ } \sin(mf \sin Wmt) = \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n+1}(mf) \sin(2n+1)Wmt \quad (2.12)$$

แทนค่า สมการ (2.11) และ (2.12) ลงในสมการ (2.10) พร้อมทั้งจัดรูปให้ดูง่าย  
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} e = & Ec \sin Wct [J_0(mf) + 2J_2(mf) \cos 2Wmt + 2J_4(mf) \cos 4Wmt + \dots] \\ & + Ec \cos Wct [2J_1(mf) \sin Wmt + 2J_3(mf) \sin 3Wmt + 2J_5(mf) \sin 5Wmt + \dots] \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$\text{จาก } \sin A \cos B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) + \sin(A-B)]$$

$$\cos A \sin B = \frac{1}{2} [\sin(A+B) - \sin(A-B)]$$

แทนค่าลงในสมการ (2.13) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} e = & J_0(mf) Ec \sin Wct + J_1(mf) Ec [\sin(Wc+Wm)t - \sin(Wc-Wm)t] \\ & + J_2(mf) Ec [\sin(Wc+2Wm)t + \sin(Wc-2Wm)t] \\ & + J_3(mf) Ec [\sin(Wc+3Wm)t - \sin(Wc-3Wm)t] \\ & + J_4 \dots \end{aligned} \quad (2.14)$$

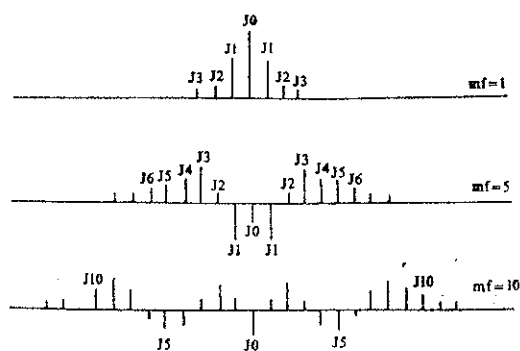
โดยที่  $J_n(mf)$  เป็น Bessel function (ของ  $mf$ ) แบบแรกทีลําดับ  $n$  และมีค่าที่หาได้จาก  
สมการต่อเนื่องดังนี้

$$J_n(mf) = \frac{m^n f}{2^n n!} \left[ 1 - \frac{m^2 f}{2(2n+2)} + \frac{m^4 f}{2(4)(2n+2)(2n+4)} - \frac{m^6 f}{2(4)(6)(2n+2)(2n+4)(2n+6)} + \dots \right] \quad (2.15)$$

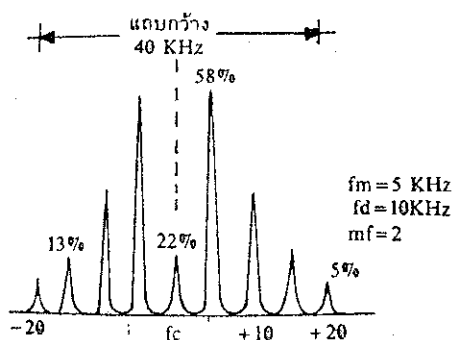
การหาค่า  $J_n(mf)$  คือกำหนด Modulation Index ( $mf$ ) เสียก่อน เนื่องจาก  $mf$  นี้สัมพันธ์  
กับความถี่ของสัญญาณกับความถี่เบี่ยงเบนมันจึงมีค่าต่าง ๆ มากมาย ถ้ากำหนดลงไปทีละค่าก็จะได้  
ค่าของ  $J_n$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ) ออกมาตามขนาดของ  $mf$

จากรูปที่ 2.7 ลักษณะของแถบความถี่ (Frequency spectrum) นี้สามารถมองเห็นได้จากการ  
ใช้เครื่อง FM Sideband Analyzer มาวัดดู จากรูปที่ 2.7 นั้นค่าของคลื่นพาห์และไซด์แบนด์มีค่าทั้ง  
บวกและลบซึ่งหมายความว่าเฟสจะกลับกัน  $180^\circ$  แต่ในเครื่องสเปกตรัมอนาไลเซอร์นั้นแสดงเฉพาะ  
ความสูงของขนาดเท่านั้น จึงแสดงขนาดที่อยู่บนด้านเดียวกันเสมอ ดังในรูปที่ 2.8 ซึ่งแสดงแถบ  
ความถี่ด้านต่ำและด้านสูงอยู่ห่างจากความถี่ของคลื่นพาห์ หรือโดยการใช้เครื่องวัดดังกล่าวนี้ก็ตาม  
จะเห็นว่ายิ่งค่าดัชนีการมอดูเลชัน ( $mf$ ) ยิ่งสูงขึ้นเท่าใด ขนาดของไซด์แบนด์ลำดับที่สูง ๆ ก็จะมี  
ขนาดเฉลี่ยมากขึ้น ซึ่งหมายความว่า แถบความถี่แผ่กว้างออกไปยิ่งขึ้น ในกรณีที่  $mf$  น้อยกว่า 0.5

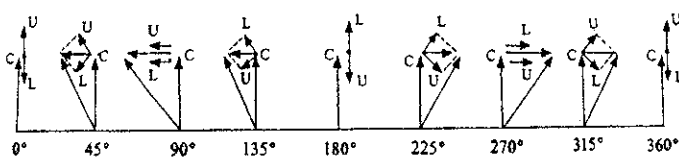
ไซด์แบนด์เกิดขึ้นเพียงหนึ่งคู่ นั้น เราจะใช้ผลอันนี้ประกอบกับการรวมขนาดของความถี่ต่าง ๆ ด้วยวิธีทางเวกเตอร์ แสดงเป็นรูปคลื่นเอฟเอ็มได้ง่ายขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.7 แสดงแถบความถี่ของไซด์แบนด์ด้านต่ำและด้านสูงของคลื่นเอฟเอ็ม



รูปที่ 2.8 แสดงความถี่ที่ได้จากเครื่องวิเคราะห์ไซด์แบนด์



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นเอฟเอ็มจากการรวมทางเวกเตอร์ ( $mf$  มีค่าน้อย ๆ)

### 2.3.4.5 ความกว้างของแถบความถี่ที่จำเป็นสำหรับคลื่นเอฟเอ็ม

ไซด์แบนด์ในคลื่นเอฟเอ็มนั้นมีจำนวนมากมาย แต่ในความจริงนั้นพลังงานส่วนใหญ่จะรวมอยู่ในไซด์แบนด์ลำดับแรก ๆ เท่านั้น ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องหวังว่าความกว้างของแถบความถี่

(Bandwidth) จะกว้างมากจนถึงค่าอนันต์ ในทางปฏิบัติจะพิจารณาเฉพาะไซด์แบนด์ที่มีขนาดสูงหรือมีพลังงานมาก ซึ่งเมื่อรวมกันส่งออกไปแล้ว ทางด้านเครื่องรับทำการแปลสัญญาณ (Detect) ออกมาแล้ว ได้สัญญาณที่มีความเพี้ยนน้อยที่สุดก็นับว่าเป็นอันใช้ได้ การจะพิจารณาเลือกไซด์แบนด์ว่าควรจะใช้ถึงคู่ลำดับที่เท่าไรนั้นมีวิธีการดังนี้

สมมติให้ สัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว มอดูเลตกับคลื่นพาห์แบบเอฟเอ็ม ได้ไซด์แบนด์จำนวนหนึ่งที่มีพลังงานสูงถึงลำดับที่  $n$  ซึ่งเมื่อนำพลังงานรวมส่วนนี้ไปเปรียบเทียบกับพลังงานรวมทั้งหมดเป็นอัตราส่วน  $A$  ได้

$$A = \sum_{-n}^n J_n(mf) / \sum_{-\infty}^{\infty} J_n(mf) \quad (2.16)$$

แต่สมการของ Bessel function ได้ว่า

$$\sum_{-\infty}^n J_n(mf) = 1 \quad (2.17)$$

ซึ่งหมายความว่า ให้พลังงานรวมทั้งหมด เป็น 100 % หรือ 1 นั้นเอง ดังนั้น

$$A = \sum_{-n}^n J_n(mf) \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.18) ถ้าสมมติว่า  $n$  มีค่าเท่ากับ  $mf$  แทนค่าลงไปจะได้  $A = 0.95$  หรือก็คือภายในแถบความถี่ซึ่งกว้างเป็น  $2fd$  นี้ 95 % ของพลังงานทั้งหมดจะถูกส่งออกไป ทั้งนี้เป็นกรณีที่สัญญาณเป็นคลื่นรูปไซน์ แต่ถ้าสัญญาณเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม และยังคงใช้แถบความถี่กว้างกว่าเดิม พลังงานที่ถูกส่งออกไปจะลดลงเหลือเพียง 80 % เท่านั้น แต่ถ้าพิจารณาเพิ่มไซด์แบนด์เข้าไปอีกหนึ่งคู่เสมอ ให้ส่งออกไปถึงคู่ที่  $mf + 1$  พลังงานจะเพิ่มขึ้นเป็น 93 % ฉะนั้นในการหาความกว้างของแถบความถี่จึงพิจารณาถึงรูปที่  $mf + 1$  หรือให้  $n = mf + 1$  ความกว้างของแถบความถี่ขณะนี้เป็นความกว้างที่เหมาะสมคือเท่าที่จำเป็นสำหรับการส่งและรับจึงเรียกว่า “Necessary Bandwidth” ซึ่งมีค่าเป็น

$$BW = 2(mf + 1) fm$$

$$\text{หรือ} \quad = 2(fd + fm) \quad (2.19)$$

เมื่อ  $BW$  = ความกว้างของแถบความถี่เท่าที่จำเป็น

$mf$  = ดัชนีการมอดูเลชัน

$fm$  = ความถี่ของสัญญาณ

$fd$  = ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห์

ตัวอย่างเช่น ในการมอดูเลชันเชิงความถี่ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด  $fd = 75$  kHz และความถี่สูงสุดของสัญญาณ  $fm = 15$  kHz ความกว้างของแถบความถี่เท่าที่จำเป็น  $BW = 2(75 + 15)$  kHz หรือเท่ากับ 180 kHz

ลองย้อนกลับไปดูความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณ ( $f_m$ ) ความถี่เบี่ยงเบนของคลื่นพาห์ ( $f_d$ ) และดัชนีการมอดูเลชัน ( $mf$ ) ซึ่งมีสมการเป็น

$$mf = f_d / f_m$$

จากสมการนี้ จะเห็นว่า ถ้าให้ระดับการมอดูเลชันมีขนาดต่ำคือขนาดของสัญญาณต่ำ ๆ ความถี่เบี่ยงเบนก็ต่ำ  $mf$  จึงมีค่าน้อย ซึ่งขณะนี้นี้จำนวนไซด์แบนด์จะมีเพียงหนึ่งคู่ตลอดเวลาความกว้างของแถบความถี่จะต่ำสุดเป็น  $2f_m$  แต่จะต้องมีการทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplication) เพื่อให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้นซึ่งนับว่าเป็นเรื่องใหญ่พอสมควรในการมอดูเลชันเชิงความถี่นี้ ดัชนีการมอดูเลชันจะผกผันกับความถี่ของสัญญาณนั่นคือถ้า  $f_m$  สูง  $mf$  ก็จะต่ำ จำนวนคู่ไซด์แบนด์น้อย และถ้า  $f_m$  ต่ำ  $mf$  จะสูง จำนวนคู่ของไซด์แบนด์ก็จะสูง ดังนั้นถ้าให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของคลื่นพาห์คงที่ไว้ค่าหนึ่ง ความกว้างของแถบความถี่ก็จะมีค่าใกล้เคียงกันหรือเกือบคงที่

มีข้อควรระวังอย่างหนึ่งว่า ในทางปฏิบัติขนาดของสัญญาณความถี่สูงของระบบกระจายเสียงมักมีค่าต่ำกว่าสัญญาณทางด้านความถี่ต่ำ ดังนั้น ความถี่ของสัญญาณเสียงทางสูง จึงไม่มีผลทำให้ความกว้างของแถบความถี่มีความกว้างแตกต่างกันมากนัก เมื่อเทียบกับสัญญาณความถี่ต่ำ

#### 2.3.4.6 กำลังงานในคลื่นเอฟเอ็ม

ขณะคลื่นพาห์ถูกสัญญาณเข้ามามอดูเลชันนั้น ความถี่ของคลื่นพาห์เท่านั้นที่เปลี่ยนแปลงไปมาแต่ขนาดของมันยังคงเดิมตลอดเวลา ซึ่งหมายความว่า ระหว่างการมอดูเลชันกำลังงานทั้งหมดในคลื่นเอฟเอ็มยังคงเท่าเดิมอยู่ และเท่ากับกำลังของคลื่นพาห์เพียงอย่างเดียวคือ ขณะไม่มีการมอดูเลชัน

ขณะอาศัยค่าขนาดสัมพัทธ์ของไซด์แบนด์สามารถแสดงให้เห็นความจริงดังกล่าวนี้ได้ โดยคำนวณกำลังงานทั้งหมด สำหรับค่าหนึ่ง ๆ ของดัชนีการมอดูเลชันจะได้ว่ากำลังงานทั้งหมดเป็นผลบวกของกำลังงานในองค์ประกอบ ซึ่งมีของคลื่นพาห์ และไซด์แบนด์คู่ต่าง ๆ และเนื่องจากขนาดสัมพัทธ์อาจเป็นค่าโวลเตจหรือกระแสในขนาดความถี่ต่าง ๆ กัน การรวมกำลังงานของมันจึงทำได้โดยการถอดรากสอง (Square Root) ของผลบวกของกำลังสองของค่าต่าง ๆ ดังกล่าว เมื่อรวมค่าเหล่านี้แล้วจะได้กำลังงานทั้งหมดเท่ากับ 1 หรือคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ก็ได้ 100 % ซึ่งเท่ากับกำลังงานของคลื่นพาห์ขณะไม่มีการมอดูเลชัน

ตัวอย่างเช่น ณ ค่าดัชนีการมอดูเลชัน ( $mf$ ) = 2

$$\begin{aligned} \text{กำลังงานทั้งหมด} &= \sqrt{(22)^2 + 2(58)^2 + 2(35)^2 + 2(13)^2 + 2(3)^2} \\ &= \sqrt{10,018} \\ &= 100\% \end{aligned}$$

จากผลที่ระหว่างมอดูเลชัน กำลังงานทั้งหมดยังคงที่อยู่ จึงสามารถออกแบบให้ภาคขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifiers) ในเครื่องส่งเอเอ็มรับกำลังงานค่าสูงสุด (Peak Power) ได้ต่ำกว่าของ

เครื่องส่งเอฟเอ็มเมื่อกำลังงานทางออกมีค่าเท่ากัน นอกจากนั้นในการจ่ายไฟก็ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับเรื่องแรงไฟคงที่ (Regulation) มากนัก

#### 2.3.4.7 ผลของการเปลี่ยนความถี่ในคลื่นเอฟเอ็ม

บางครั้งในเครื่องส่ง หรือเครื่องรับเอฟเอ็มจำเป็นต้องมีการทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplication) แบ่งหรือลดความถี่ (Frequency Division) และแปลงความถี่ให้สูงขึ้นหรือต่ำกว่าเดิม (Frequency Conversion) ผลจากการกระทำดังกล่าวนี้จะมีอิทธิพลต่อคุณสมบัติบางประการของคลื่นเอฟเอ็ม โดยเฉพาะความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ของคลื่นพาห้

##### (1) ผลของการทวีคูณความถี่

เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier) ซึ่งเป็นวงจรเทงค์ประกอบด้วย L-C มีค่าตอบสนองต่อความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่สูงกว่าคลื่นพาห้เป็นจำนวนทวีคูณเช่น สอง สาม หรือสี่เท่า ความถี่ที่ออกมาจะยอมเป็นสอง สาม หรือสี่เท่าตามไปด้วย เช่น จากสมการ (2.6) ซึ่งแสดงถึงความถี่ของคลื่นเอฟเอ็ม

$$f = fc + fd \cos 2\pi f_m t$$

เมื่อเลือกเอาเฉพาะฮาร์โมนิกที่  $n$  ออกมาจะได้

$$f = n(fc + fd \cos 2\pi f_m t)$$

$$= nfc + nfd \cos 2\pi f_m t$$

จะเห็นว่า นอกจากคลื่นพาห้จะมีความถี่เพิ่มขึ้นเป็น  $n$  เท่าแล้ว ความถี่เบี่ยงเบนยังพลอยเพิ่มขึ้นเป็น  $n$  เท่าอีกด้วย เมื่อการป้อนคลื่นเอฟเอ็มที่คลื่นพาห้มีความถี่ 20 MHz และความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 10$  kHz ผ่านวงจรทวีคูณความถี่สองเท่า (Frequency Doubler) ได้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ 40 MHz พร้อมด้วย ความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 20$  kHz ออกมา

##### (2) ผลของการลดหรือแบ่งความถี่

ในทำนองเดียวกันกับการทวีคูณความถี่เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรแบ่งความถี่ (Frequency Divider) ความถี่ของคลื่นพาห้พร้อมกับความถี่เบี่ยงเบน จะถูกแบ่งหรือลดลงด้วยจำนวนเท่า ๆ กัน เมื่อคลื่นเอฟเอ็มที่มีความถี่ของคลื่นพาห้เป็น 90 MHz และความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 60$  kHz ผ่านวงจรแบ่งความถี่ที่มีอัตรา 3:1 หรือหารด้วย 3 คลื่นพาห้ที่ออกมาจะเหลือความถี่ 30 MHz และความถี่เบี่ยงเบนกลายเป็น  $\pm 20$  kHz

### (3) ผลของการแปลงความถี่

วงจรแปลงความถี่ (Frequency Converter) ในเครื่องรับเอฟเอ็มจะลดหรือแปลงความถี่ให้ต่ำลงในขณะที่เครื่องส่ง UHF จะใช้ Up-converter แปลงความถี่ให้สูงขึ้นและเนื่องจากการทำงานของตัวแปลงความถี่ (Converter) นั้น อาศัยความถี่พื้นฐานของแหล่งกำเนิดเป็นตัวกำหนดความถี่ที่ต้องการเพราะที่ทางออกของวงจรแปลงความถี่ จะเป็นความถี่ผลบวกหรือความถี่ผลต่างของความถี่ที่เข้ามากับความถี่พื้นฐานของแหล่งกำเนิด ถ้าเลือกเอาเฉพาะความถี่ผลต่างอย่างเดียวความถี่ออกไปก็จะต่ำกว่าที่เข้ามา ถ้าใช้ความถี่ผลบวกอย่างเดียวความถี่ที่ได้จะสูงกว่าที่เข้ามา ด้วยเหตุนี้เมื่อผ่านคลื่นเอฟเอ็มเข้าไปในวงจรแปลงความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงไปเป็นความถี่อื่น โดยกำหนดด้วยความถี่พื้นฐานของแหล่งกำเนิดส่วนความถี่เบี่ยงเบนยังคงมีค่าเท่าเดิม จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นสามารถจับใจความสำคัญได้ดังนี้

-ในระบบการมอดูเลชั่นเชิงความถี่ ความถี่ของคลื่นพาห์จะเปลี่ยนแปลง หรือเบี่ยงเบนไปจากความถี่เดิมหรือความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency) มากน้อยเท่าไรขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่เข้าไปผสม ส่วนความถี่ของสัญญาณ เป็นตัวกำหนดอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาห์

-ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Maximum Frequency Deviation) หรือ 100% มอดูเลชั่นจะสูงเท่าไรขึ้นอยู่กับระบบของการส่ง เช่น

เครื่องส่งเอฟเอ็มกระจายเสียงสูงสุด  $\pm 75 \text{ KHz}$

เครื่องส่งโทรทัศน์ (เสียง) สูงสุด  $\pm 50 \text{ KHz}$

เครื่องส่งวิทยุโทรทัศน์ สูงสุด  $\pm 15 \text{ KHz}$

ดังนั้น เปอร์เซนต์มอดูเลชั่นจึงกำหนดได้จาก

$$\% \text{ มอดูเลชั่น} = \text{ความถี่เบี่ยงเบน} * 100 / \text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด}$$

$$= fd * 100 / \Delta Fc$$

-ดัชนีการมอดูเลชั่น (Modulation Index) กำหนดได้ด้วยอัตราส่วนของความถี่เบี่ยงเบนต่อความถี่ของสัญญาณที่จะเข้าไปทำการผสมกับคลื่นพาห์ ค่าที่ออกมาจึงเป็นตัวเลขทศนิยมหรือจำนวนเต็ม (ไม่ได้ออกมาเป็นเปอร์เซ็นต์) เมื่อใช้ร่วมกับ Bessel function จะทำให้ทราบขนาดและจำนวนของไซด์แบนด์ที่เกิดจากการมอดูเลชั่น ซึ่งจะนำไปหาความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) ของคลื่นเอฟเอ็มได้

$$\text{ดัชนีการมอดูเลชั่น} = \text{ความถี่เบี่ยงเบน} / \text{ความถี่ของสัญญาณ}$$

$$mf = fd / fm$$

-อัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation Ratio) เป็นอัตราส่วนของความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (ที่ทำให้เกิด 100 % มอดูเลชั่น) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่ไปผสมมีประโยชน์ใช้สำหรับหาความกว้างสูงสุดของแถบความถี่ของระบบเอฟเอ็ม

$$\text{อัตราส่วนการเบี่ยงเบน} = \text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด} / \text{ความถี่สูงสุดของสัญญาณ}$$

$$= \Delta F_c / F_m$$

-ความกว้างของแถบความถี่ (Bandwidth) ในทางปฏิบัติความกว้างของแถบความถี่ จะพิจารณาจำนวนของไซด์แบนด์ ถึงคู่ที่มีขนาดต่ำกว่า 10% ของขนาดของคลื่นพาห์ เรียกว่าความกว้างของแถบความถี่ที่จำเป็น (Necessary Bandwidth) สำหรับเอฟเอ็ม [1]

### 2.3.5 วงจรขยายบัฟเฟอร์ (Buffer Amplifier)

วงจรขยายบัฟเฟอร์มีวิธีการทำงานอยู่ 2 ฟังก์ชันคือ

1. สัญญาณอาร์เอฟรับค่ามาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ
2. ทำงานเป็นซิลด์ระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณกับสแดงของการส่งสัญญาณ

ทั้ง 2 ฟังก์ชันนี้จะทำให้แหล่งกำเนิดสัญญาณลดค่าของฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ออกจากแหล่งกำเนิดสัญญาณจะถูกนำมาเก็บชั่วคราวผ่านตัวเก็บประจุหรือตัวต้านทานในวงจรเป็นเทคนิคที่ทำให้อุปกรณ์ทั้ง 2 ส่วนเมตซ์กัน ซึ่งวงจรขยายกำลังงานที่มีใช้ในปัจุบันนี้มีหลายชนิดมากแต่ที่ได้ทำการศึกษามามี 3 ชนิด ดังนี้

1. วงจรขยายกำลังงานคลาส A วงจรขยายกำลังงานคลาส A หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Low Noise Amplifier (LNA) จะส่งสัญญาณแบบดิจิตอลเพราะวงจรขยายกำลังงานคลาส A เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) ซึ่งจะใช้สำหรับรับสัญญาณจากสายอากาศและออดีโอ โดยการออกแบบนั้นจะทำการออกแบบทาง DC เมื่อทำการกำหนดให้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรขยายกำลังงานคลาส A จะใช้กระแสในการควบคุมการทำงาน โดยที่การออกแบบจะใช้วิธีเมตซ์กับทรานซิสเตอร์ ซึ่งวงจรเมตซ์นั้นจะมีประสิทธิภาพในการวิเคราะห์และอ้างอิงข้อมูลในการออกแบบวงจรเมตซ์ซึ่งมาก ถ้าทรานซิสเตอร์เกิดการไบอัสแล้วทำให้ได้กระแสจากการไหลผ่านขาคอลเล็กเตอร์คือ

$$i_c(t) = I_{CQ} - I_{max} \sin(\omega t) \quad (2.20)$$

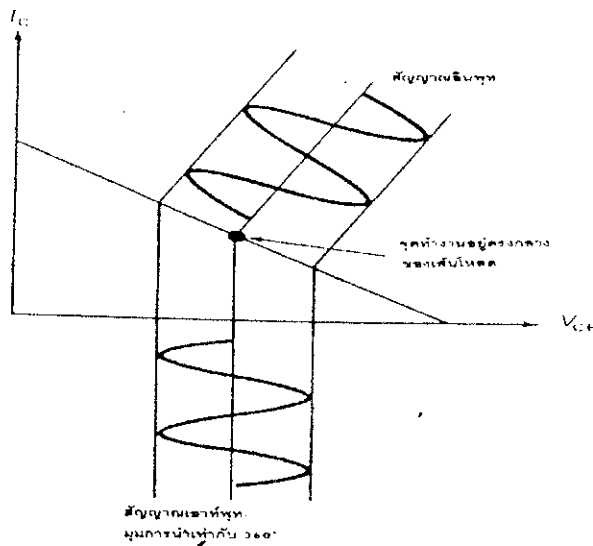
เมื่อ  $I_{CQ}$  คือการกระแสการไบอัสจากแหล่งกำเนิดและ  $I_{max}$  คือแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณเมื่อ  $I_{DC} = I_{CQ}$  ในทำนองเดียวกันกระแสเอาต์พุตที่ผ่านตัวเก็บประจุเป็น

$$i_o(t) = I_{max} \sin(\omega t) \quad (2.21)$$

โดยที่แรงดันเอาต์พุตเป็น  $v_o(t) = I_{max} R_L \sin(\omega t) = V_{max} \sin(\omega t)$  (2.22) และเมื่อพิจารณาทาง DC และ AC จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็น

$$v_c(t) = V_{cc} + V_{max} \sin(\omega t) \quad (2.23)$$

ในวงจรขยายกำลังงานคลาส A นั้นสัญญาณเอาต์พุตที่สูงที่สุดคือ  $V_{cc}$  แต่จะนำไปใช้งานจริงเพียง  $V_{cc}/2$  โดยที่กำลังงานเอาต์พุตจากแหล่งกำเนิดสัญญาณจะมีประสิทธิภาพเพียง 50% ของความแรงของสัญญาณทั้งหมด [2]



รูปที่ 2.10 รูปแสดงจุดการทำงานของวงจรขยายคลาส A

จากรูปที่ 2.10 จุดการทำงานของวงจรขยายคลาส A จะเป็นจุดที่ให้การแกว่งของเอาต์พุตได้ดีที่สุดโดยปราศจากการตัดและสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณอินพุตแสดงว่าสัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนต่ำ แต่คลาส A มีการสูญเสียกำลังและจะปรากฏชัดเจนที่ระดับสัญญาณต่ำๆ จุดการทำงานของคลาส A อยู่ตรงกลางของเส้นโหลดหมายความว่าแรงดันที่จ่ายให้นั้นตกคร่อมทรานซิสเตอร์เพียงครึ่งหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นทรานซิสเตอร์นำไฟฟ้าด้วยกระแสอิ่มตัวเพียงครึ่งเดียว แรงดันและกระแสนี้ทำให้เกิดการสูญเสียกำลังในทรานซิสเตอร์ แต่การสูญเสียกำลังจะมีการสูญเสียกำลังมีค่าคงที่ ดังนั้นจึงทำให้มีกำลังออกมาจากเพาเวอร์ซัพพลายโดยที่ไม่มีสัญญาณถูกขยาย

2. วงจรขยายกำลังงานคลาส B เป็นวงจรที่ให้กำลังงานน้อยมากแต่จะมีประสิทธิภาพในการทำงานได้ดีกว่าคลาส A ใช้ในการขยายกำลังงานแบบเชิงเส้นแต่โดยส่วนมากวงจรขยายชนิดนี้จะใช้สำหรับขยายวงจรที่มีความถี่สูงคือย่านความถี่ HF bands โดยที่วงจรขยายคลาส B นี้สามารถทำงานได้ 50% ของสัญญาณอินพุต ส่วนเอาต์พุตนั้นจะให้ค่าของสัญญาณเพียงครึ่งเดียวโดยมีกระแสสูงสุดเป็น  $I_{max}$  และให้กระแสเอาต์พุตจากการเชื่อมต่อกับหม้อแปลงเป็น

$$i_o(t) = \frac{n_1}{n_2} I_{max} \sin(\omega t) \quad (2.24)$$

และแรงดันจากโหลด RL เป็น

$$v_o(t) = i_o(t) R_L = \frac{n_1}{n_2} I_{max} R_L \sin(\omega t) = V_{max} \sin(\omega t) \quad (2.25)$$

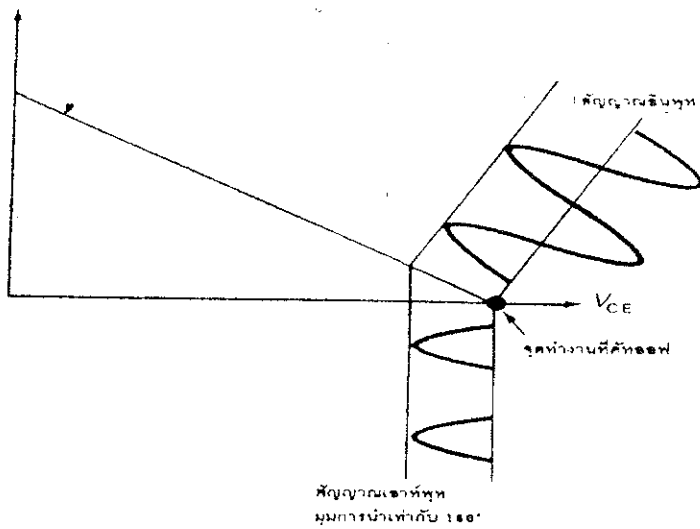
เมื่อผ่านหม้อแปลงไปแล้วแรงดันที่โหลดจะเกิดขึ้นที่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ออกมาคือ

$$v_{C1}(t) = i_o(t)R_L = V_{cc} + \frac{n_1}{n_2}V_{max} \sin(\omega t) = V_{cc} + \frac{n_1^2}{n_2^2}I_{max}R_L \sin(\omega t) \quad (2.26)$$

จะเห็นว่าแรงดันจากขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั้นจะมีแรงดันสูงสุดที่ได้มาจากทรานซิสเตอร์คือ

$$v_{C,max} = \frac{n_1}{n_2}V_{max} = \frac{n_1^2}{n_2^2}I_{max}R_L \quad (2.27)$$

ซึ่งวงจรขยายกำลังงานชนิดนี้จะให้ประสิทธิภาพในการขยายกำลังงานเป็น 78.5% แต่จะเกิดการผิดเพี้ยนสูงกว่าวงจรขยายคลาส A โดยที่กำลังงานที่ได้จากทรานซิสเตอร์เป็น  $P_S - P_L$  โดยที่เป็นครึ่งหนึ่งของกำลังที่ได้กล่าวข้างต้น [2]

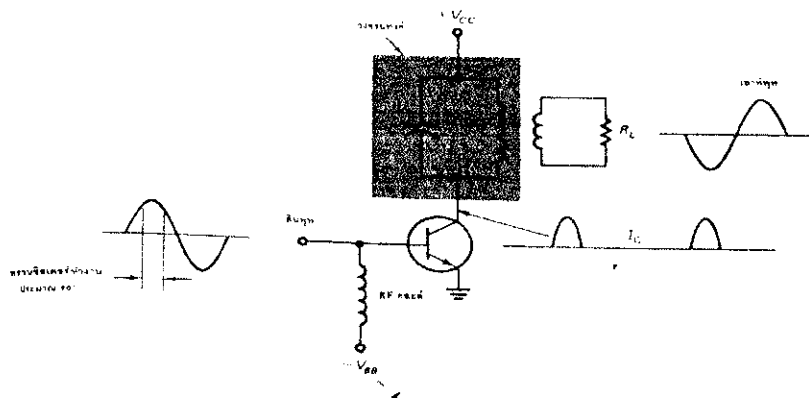


รูปที่ 2.11 รูปแสดงจุดการทำงานของวงจรขยายคลาส B

จากรูปที่ 2.11 จุดการทำงานของคลาส B โดยที่จุดการทำงานอยู่ที่คัตออฟบนเส้นโหลดซึ่งทำได้โดยการไม่ไบอัสที่รอยต่อของเบส-อิมิตเตอร์ในทรานซิสเตอร์ การไม่ไบอัสหมายความว่าสัญญาณอินพุตเพียงครึ่งหนึ่งถูกขยาย สัญญาณเพียงครึ่งหนึ่งเท่านั้นที่ทำให้สัญญาณที่เบส-อิมิตเตอร์ทำงานซึ่งสร้างสัญญาณเอาต์พุต และกระแสในทรานซิสเตอร์เป็นศูนย์ซึ่งหมายความว่ากำลังเท่ากับ 0 วัตต์ สัญญาณจะถูกขยาย ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณใหญ่ขึ้น จึงทำให้การทำงานของคลาส B มีประสิทธิภาพมากกว่า คลาส A

3. วงจรขยายกำลังงานคลาส C เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติที่ใช้สำหรับการปฏิบัติการวัดค่าของกระแสเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุตให้เป็นศูนย์ที่ทำการวัดคือครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุต โดยที่วงจรขยายกำลังงานคลาส C จะมีการทำงานเป็นแบบเชิงเส้นซึ่งจะใช้ในการส่งสัญญาณแบบ

อะนาล็อกโดยจะใช้ทรานซิสเตอร์ควบคุมการทำงานของวงจรขยายกำลังงานคือวงจรจะทำงานเมื่อแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและอีมีเตอร์มีค่ามากกว่า 0.7 Volt



รูปที่ 2.12 รูปแสดงการทำงานของวงจรขยายคลาส C

จากรูปที่ 2.12 แสดงแอมพลิฟายเออร์แบบคลาส C กับซัพพลายโวลต์เตจที่เป็นลบที่ต่อเข้ากับวงจรเบส ซึ่งวงจรแอมพลิฟายเออร์แบบคลาส C นี้มีความผิดเพี้ยนสูงมากทำให้แอมพลิฟายเออร์แบบคลาส C ไม่สามารถนำไปใช้ในงานออดิโอได้แต่แอมพลิฟายเออร์นี้นำไปใช้ที่ความถี่วิทยุได้และให้ประสิทธิภาพสูงสุดทางทฤษฎีเป็น 100 % แต่ในทางปฏิบัติให้ประสิทธิภาพเพียง 85 % [6]

## 2.4 การทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier)

ในการสื่อสารทางวงจรอิเล็กทรอนิกส์จำเป็นจะต้องมีแอมพลิฟายเออร์ของสัญญาณที่มีคุณสมบัติทางความถี่หรือสัญญาณที่มีคุณสมบัติของย่านความถี่ที่มากกว่าสัญญาณอื่น ๆ ซึ่งบางครั้งจำเป็นต้องให้กำเนิดสัญญาณของความถี่ฮาร์โมนิก เช่น การใช้ความถี่พื้นฐานหลาย ๆ ความถี่ โดยสัญญาณของแอมพลิฟายเออร์จะมีผลตอบสนองทางความถี่เช่นเดียวกันกับการใช้วงจรกรองสัญญาณแบบผ่านแถบ (Band Pass Filter) นอกจากจะใช้กับอัตราขยาย (Gain) ในเครื่องรับวิทยุสื่อสาร สำหรับสัญญาณของแอมพลิฟายเออร์จะใช้วิธีการแยกความถี่ที่ต้องการหรือย่านความถี่จากองค์ประกอบของสัญญาณ ตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียงของความถี่วิทยุที่มีขนาดกว้างสามารถทำการบล็อกความถี่ที่ไม่ต้องการได้โดยการใช้แอมพลิฟายเออร์ เช่นเดียวกันกับความถี่จินตนาภาพ จากสัญญาณของเครื่องรับวิทยุจะมีความถี่กลางของแอมพลิฟายเออร์ที่ถูกแยกมาจากย่านของการขยายสัญญาณอย่างแคบ ๆ เพื่อใช้สำหรับการตรวจสอบของย่านความถี่พื้นฐาน (Base Band)

ตัวคูณความถี่สามารถใช้ประโยชน์ได้กับวงจรที่มีคุณลักษณะแบบไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อสัญญาณคลื่นรูปไซน์เกิดการผิดเพี้ยน เกิดการซ้อนทับของสัญญาณจะทำให้เห็นว่าสัญญาณเข้าที่พหุที่ได้จะมีความถี่ฮาร์โมนิกของสัญญาณมูลฐานเท่ากับสัญญาณความถี่อินพุต และเมื่อทำการปรับ

วงจรของตัวคูณความถี่ที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดของความถี่เช่นแหล่งกำเนิดสัญญาณปรับแอมพลิฟลายแบบไม่เป็นเชิงเส้น และการเลือกปรับความถี่จะให้ผลเช่นเดียวกับการปรับวงจร LC ซึ่งความถี่พื้นฐานคือแอมพลิฟลายแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่ทำการปรับวงจรความถี่ฮาร์โมนิกที่แยกออกมาจากความซับซ้อนของสัญญาณ

ในการตอบสนองทางความถี่ของแอมพลิฟลายเออร์แบบคลาส A และคลาส C จะมีผลมาจากการปรับ Transistor Amplifier เมื่อทำการปรับแอมพลิฟลายเออร์แบบคลาส A เพื่อป้อนสัญญาณเอาต์พุตที่มีความซับซ้อนของสัญญาณผ่านไปยังวงจรที่มีการปรับแอมพลิฟลายเพื่อผลิตสัญญาณเอาต์พุตกับความถี่คือการนำเอาความถี่อินพุตหลาย ๆ ความถี่มารวมกัน

ในส่วนของการคำนวณการปรับวงจรตัวคูณความถี่สามารถทำได้โดยการทดสอบ ซึ่งตัวคูณความถี่ที่ทำการปรับด้วยแอมพลิฟลายเออร์แบบคลาส A จะให้ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant) จากการปรับให้มีค่าเท่ากับความถี่อินพุตที่มีหลาย ๆ ความถี่ เพราะว่าการดำเนินการแปลงความถี่และอัตราการขยายของแรงดันของสัญญาณ เรียกว่าการเปลี่ยนแปลงอัตราการขยายของสัญญาณ สำหรับการเปลี่ยนแปลงอัตราการขยายของสัญญาณนี้คือแรงดันเอาต์พุตต่อด้วยแรงดันอินพุต โดยที่ค่าของอินพุตและเอาต์พุตจะต้องมีค่าความถี่ต่างกัน ซึ่งค่าที่ได้มาจากการคำนวณของการปรับวงจรตัวคูณความถี่

เครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์หรือวงจรการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เข้ามามีความถี่สูงกว่าสามารถทำได้โดยการเพิ่มจำนวนลูกคลื่น (Pulse) ของสัญญาณให้สัญญาณมีหลาย ๆ ลูกคลื่นซึ่งตัวคูณความถี่สามารถแยกประเภทของการทำงานได้เป็น 2 ประเภทคือ

#### 2.4.1 ตัวคูณความถี่ที่ทำงาน (Active Frequency Multiplier)

ตัวคูณความถี่ที่ทำงาน (Active) จะให้กำลังงานเอาต์พุตมากกว่าตัวคูณความถี่ที่ไม่ทำงาน (Passive) เอาต์พุตที่ได้รับคือ +17 dBm จะให้ค่าความถี่สูงถึง 48 GHz และ +7 dBm จะให้ค่าความถี่เอาต์พุตอยู่ในช่วง 50 – 110 GHz ซึ่งย่านความถี่ดังกล่าวให้ย่านความถี่ที่มากกว่าย่านความถี่แบบแคบ (Narrow band)

สำหรับตัวคูณความถี่มาตรฐานที่มีความสมดุลหรือการกำหนดค่าความสมดุลเพิ่มขึ้นสองเท่าโดยกำหนดค่าความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการให้มีค่าน้อยที่สุด 15 dB ซึ่งทำการหยุดใช้งานโดยใช้ตัวกรอง (Filter) เป็นตัวกรองสัญญาณเอาต์พุต นี่คือการสำคัญของตัวคูณสัญญาณเสียง คู่แปด (Octave) ที่ย่านความถี่ตัวกรอง (Filter) ไม่สามารถใช้ได้เพราะว่าความถี่ที่ต้องการและความถี่ที่ไม่ต้องการเกิดการซ้อนทับ (Overlap) กัน อย่างไรก็ตามตัวกรองสัญญาณที่ใช้สำหรับตัวคูณย่านความถี่แบบแคบ (Narrow band) จะให้กำลังงานอย่างน้อยที่สุดที่ 50 dB นอกจากนี้แล้วตัวคูณมาตรฐานยังสามารถออกแบบโดยการกำหนดค่าเอง โดยสามารถเลือกกำลังงานมาก ๆ จากอินพุต/เอาต์พุต ความถี่ และอัตราส่วนการคูณ

### คุณสมบัติของตัวคูณความถี่ที่ทำงาน

- ให้ความถี่เอาต์พุตได้กว่า 18 – 110 GHz
- การทำงานจะขยายได้โดยใช้กับตัวกรองสัญญาณหลาย ๆ ตัว
- ใช้กำลังงานต่ำ

#### 2.4.2 ตัวคูณความถี่ที่ไม่ทำงาน (Passive Frequency Multiplier)

ตัวคูณมาตรฐานสามารถใช้เป็นตัวแปรของตัวต้านทานของ Schottky ที่มีตัวกีดขวางการไหลผ่านไปยังไดโอดของส่วนประกอบที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่ค่าความสมมูลทั้งหมดสามารถกำหนดได้โดยการหยุดส่งความถี่ฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการ ซึ่งอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสัญญาณอินพุต/เอาต์พุตจะเกิดการเสถียร โดยไม่มีเงื่อนไขและสามารถครอบคลุมท่ส่งคลื่นได้ทุกย่านความถี่ (ยกเว้นย่าน W-band)

### คุณสมบัติของตัวคูณความถี่ที่ไม่ทำงาน

- ไม่ต้องการอิทธิพลที่มีผลกระทบต่อสัญญาณจากภายนอก
- ส่งสัญญาณคลื่นบนท่ส่งคลื่นได้ทุกย่าน
- มีผลกระทบต่อการเปลี่ยนแปลงได้น้อยมาก

การทวีคูณความถี่โดยอาศัยการเลือกความถี่ฮาร์โมนิกจากคลื่นพาห้ความถี่ต่ำนั้น จำเป็นจะต้องทราบหรือจัดการสร้างคลื่นพาห้ให้รูปคลื่นมีลักษณะเฉพาะตัว เพื่อที่จะเกิดฮาร์โมนิกที่เหมาะสมสำหรับการนำไปใช้งาน ดังนั้นจึงควรศึกษาเกี่ยวกับคุณสมบัติของรูปคลื่นรูปต่าง ๆ ซึ่งเป็นพื้นฐานสำคัญของเรื่องการทวีคูณความถี่ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะรูปคลื่นที่ใช้อยู่ประจำ

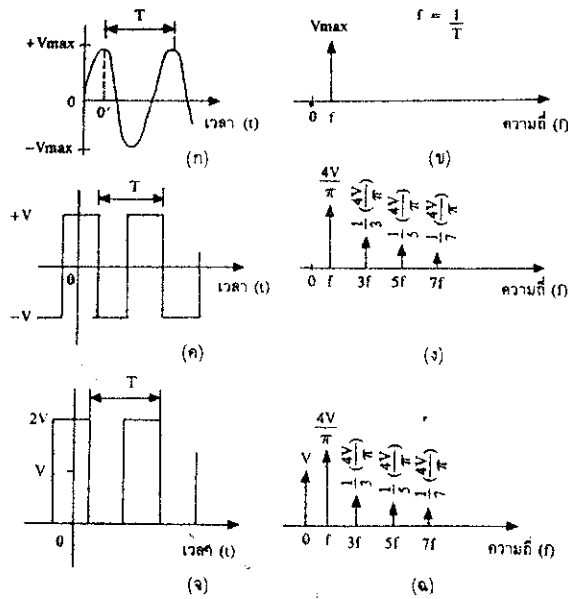
(1) คลื่นรูปไซน์บริสุทธิ์ (Pure Sine Wave) พารากราฟคลื่นรูปไซน์นั้นถือว่าคลื่นแบบมูลฐาน เพราะการตอบสนองในวงจรที่ผ่านไปได้ด้วยการคำนวณ และการวัดอย่างง่าย ๆ และตัวมันเองจะเป็นความถี่เดียวไม่มีความถี่ฮาร์โมนิกใด ๆ อยู่เลย ต่างกับคลื่นรูปอื่น ๆ ที่ประกอบด้วยอนุกรมของคลื่นรูปไซน์ หรือ โคไซน์ (Cosine) จำนวนหนึ่งซึ่งก็คือฮาร์โมนิกความถี่ต่าง ๆ นั้นเอง คลื่นรูปไซน์นี้สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$v = V_{\max} \sin 2\pi ft \quad (2.28)$$

จากสมการ (2.10) ยังสามารถเขียนอยู่ในรูปโคไซน์ได้เป็น

$$v = V_{\max} \cos(2\pi ft - \pi / 2) \quad (2.29)$$

เมื่อนำไปเขียนเป็นแถบความถี่ (Frequency Spectrum) จะได้ดังรูปที่ 2.13(ข)



รูปที่ 2.13 ลักษณะของคลื่นรูปต่าง ๆ กับแถบความถี่

(2) คลื่นรูปสี่เหลี่ยม (Rectangular Wave) พารากราฟคลื่นรูปสี่เหลี่ยมดังในรูปที่ 2.13(ค) เป็นแบบที่มีขนาดสมมาตรกัน (Symmetry) ทางขนาดทั้งด้านบวกและลบเทียบแกนศูนย์กลางคลื่นนี้ ประกอบด้วยอนุกรมของคลื่นไซน์หรือฮาร์โมนิกคี่ ซึ่งสามารถคำนวณหาได้โดยใช้วิธีวิเคราะห์แบบฟูรีเยร์มีรูปร่างดังนี้

$$v = \frac{4v}{\pi} \left( \cos wt - \frac{\cos 3wt}{3} + \frac{\cos 5wt}{5} - \frac{\cos 7wt}{7} + \dots \right) \quad (2.30)$$

จากสมการจะพบว่าอนุกรมของคลื่นโคไซน์มีมากจนนับไม่หมด แต่ขนาดของลำดับหลัง ๆ จะลดลงเป็น  $1/n$  เท่า และจะมีเฉพาะฮาร์โมนิกคี่เท่านั้น (นั่นคือ ประกอบด้วยความถี่  $f, 3f, 5f, \dots$ ) เขียนเป็นแถบความถี่ได้ดังรูปที่ 2.13(ง)

ถ้ายกระดับของคลื่นรูปสี่เหลี่ยมขึ้นไปอยู่บนแกนโวลเตจ ดังรูป 2.13(จ) จะเป็นการเพิ่มส่วนที่เรียกว่าความถี่ศูนย์ (Zero frequency) เข้าไปในแถบความถี่ ดังรูป 2.13(ฉ) ส่วนความถี่ศูนย์นี้ ที่จริงเป็นค่าเฉลี่ยหรือค่าระดับคี่ของรูปคลื่น ซึ่งสามารถอ่านได้จากการใช้โวลท์มิเตอร์แบบวัดค่าเฉลี่ย (รูปคลื่นใดที่พื้นที่ไม่สมดุลกันทางแกนเวลาจะมีส่วนความถี่ศูนย์เสมอ) รูปคลื่นนี้เขียนเป็นอนุกรมฟูรีเยร์ได้เป็น

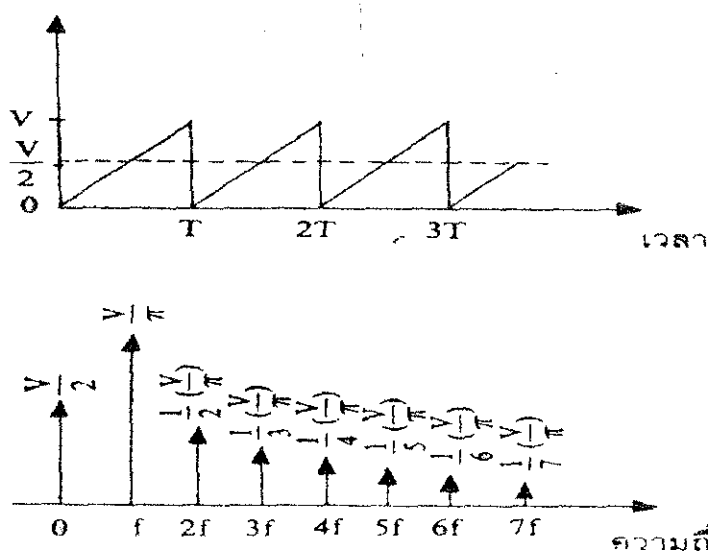
$$v = V + \frac{4v}{\pi} \left( \cos wt - \frac{\cos 3wt}{3} + \frac{\cos 5wt}{5} - \dots \right) \quad (2.31)$$

ในวงจรทวิคูณความถี่ ถ้ามีคลื่นรูปสี่เหลี่ยมนี้เข้าไป จะเลือกความถี่ออกไปได้ เฉพาะที่เป็นฮาร์โมนิกคู่เท่านั้น ถ้าวงจรเลือกปรับไปที่ฮาร์โมนิกคู่ก็จะมีสัญญาณออกไปเลย

(3) คลื่นรูปฟันเลื่อย (Saw tooth wave) พารากราฟคลื่นรูปฟันเลื่อย ถึงแม้ว่าจะมีขนาดสมมาตรกันเมื่อเทียบกับแกนศูนย์ แต่ภาพกลับซ้ายขวา (Mirror-image Symmetry) คลื่นรูปนี้จึงประกอบด้วยความถี่รูปไซน์มีทั้งฮาร์โมนิกคู่และคี่ ดูรูปที่ 2.14 แต่เนื่องจากถูกยกกระดัดให้มีส่วนความถี่ศูนย์หรือดิซีโวลเตจ อนุกรมฟูริเยร์จึงเขียนได้เป็น

$$v = \frac{V}{2} - \frac{V}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{\sin 2\omega t}{2} + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right) \quad (2.32)$$

ในรูปที่ 2.14 (ข) แสดงให้เห็นถึงแถบความถี่ต่าง ๆ



รูปที่ 2.14 ลักษณะของคลื่น (ก) คลื่นรูปฟันเลื่อย (ข) แถบความถี่

(4) รูปคลื่นที่ขนาดไม่สมมาตร รูปคลื่นที่ได้จากการเรกติฟาย์คลื่นไซน์ เช่น คลื่นจากการเรกติฟาย์แบบครึ่งคลื่น (Half wave rectifier) ขนาดของมันจะไม่สมมาตรกันเมื่อเทียบกับแกนศูนย์ ประกอบด้วยความถี่ไซน์มีเฉพาะฮาร์โมนิกคี่เท่านั้น มีสมการเป็น

$$v = \frac{V}{\pi} + \frac{V}{2} \sin \omega t - \frac{2V}{\pi} \left( \frac{\cos 2\omega t}{1 \times 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3 \times 5} + \dots \right) \quad (2.33)$$

ส่วนรูปคลื่นที่ได้จากการเรคตีฟาย์แบบเต็มคลื่น (Full wave) จะมีสมการเป็น

$$v = \frac{2V}{\pi} - \frac{4V}{2} \left( \frac{\cos 2wt}{1 \times 3} + \frac{\cos 4wt}{3 \times 5} + \frac{\cos 6wt}{5 \times 7} + \dots \right) \quad (2.34)$$

(5) คลื่นลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม แลวของพัลส์สี่เหลี่ยมแคบ ๆ มีส่วนประกอบของความถี่ศูนย์หรือระดับดีซีและประกอบด้วยฮาร์โมนิกทั้งคู่และคี่ แต่ให้สังเกตด้วยว่าคราวนี้ฮาร์โมนิกลำดับที่สูงกว่าบางครั้งจะมีขนาดสูงกว่าลำดับต้น ๆ ก็ได้ ขนาดของฮาร์โมนิกต่าง ๆ ขึ้นอยู่กับความกว้างของพัลส์สี่เหลี่ยม อนุกรมของฮาร์โมนิกเขียนได้เป็น

$$v = \frac{V}{T} + \frac{2V\pi}{T} \left( \frac{\sin x}{x} \cos wt + \frac{\sin 2x}{2x} \cos 2wt + \frac{\sin 3x}{3x} \cos 3wt + \dots \right) \quad (2.35)$$

ในที่นี้  $x = \pi / T$  ขนาดของฮาร์โมนิกลำดับที่  $n$  หาได้จาก

$$V_n = \frac{2V\pi}{T} * \frac{\sin(nx)}{nx} \quad (2.36)$$

โดยให้  $T$  เข้าใกล้ค่าอนันต์ (Infinity) แลวหรือขบวนของพัลส์สี่เหลี่ยมก็จะเป็นพัลส์เดี่ยว (Single Pulse) ดังนั้น ขณะ  $T \rightarrow \infty$ ,  $f \rightarrow 0$  และช่วงระหว่างฮาร์โมนิกจะชิดกันจนเป็นศูนย์ แถบความถี่ก็จะต่อเนื่องกัน (Continuous) ซึ่งหมายความว่า ไม่มีความถี่ฮาร์โมนิกแยกกันเลยจะมองเห็นเป็นแถบปลิ้น (Envelope) และกำหนดให้ว่า

$$V(f) = V_0 * \sin ft \quad (2.37)$$

ในกรณีนี้  $V(f)$  แสดงถึง ความหนาแน่นของแถบความถี่มีหน่วยเป็นโวลต์ต่อความถี่หรือ V/Hz [1]

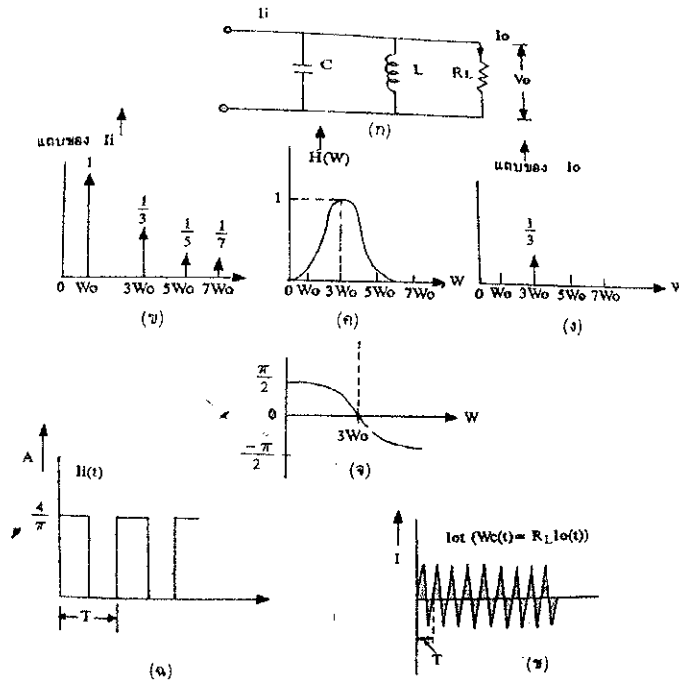
### ตัวอย่างวงจรทวิคูณความถี่

วงจรทวิคูณความถี่จะใช้วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน ซึ่งมีคุณสมบัติกรองความถี่เป็นย่าน (Band-pass Filter) ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ก) ณ ที่นี้การตอบสนองต่อความถี่หรือ Transfer Function จะแสดงในรูปของกระแส เนื่องจากโวลเตจตกคร่อมวงจรเอาท์พุทกับอินพุทจะร่วมกันอยู่ ฉะนั้น

$$H(w) = I_o / I_i \quad (2.38)$$

ขนาด (Modulus) และเฟสที่เลื่อนไปจะสัมพันธ์กับความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.15(ค) และ (ง) และ ณ ที่นี้ส่วนที่เป็นดีซีจะถูกขจัดออกไป เนื่องจากอินดักแตนซ์  $L$  (สมมติว่าความต้านทานเป็นศูนย์) จะลัดวงจรต่อกระแสดีซี จึงไม่มีโวลเตจที่โหลด  $RL$  ที่ความถี่รีโซแนนซ์ (ฮาร์โมนิกที่สาม)

เฟสที่เลื่อนจะเป็นศูนย์ กระแสและ โวลเตจที่เอาต์พุตจะเป็นคลื่นรูปไซน์ที่ความถี่  $3f_0$  โดย  $f_0 = 1/T$  ในวงจรนี้ทวิคูณความถี่สามเท่า (Frequency Triple)



รูปที่ 2.15 วงจรทวิคูณความถี่แบบกรองย่านความถี่

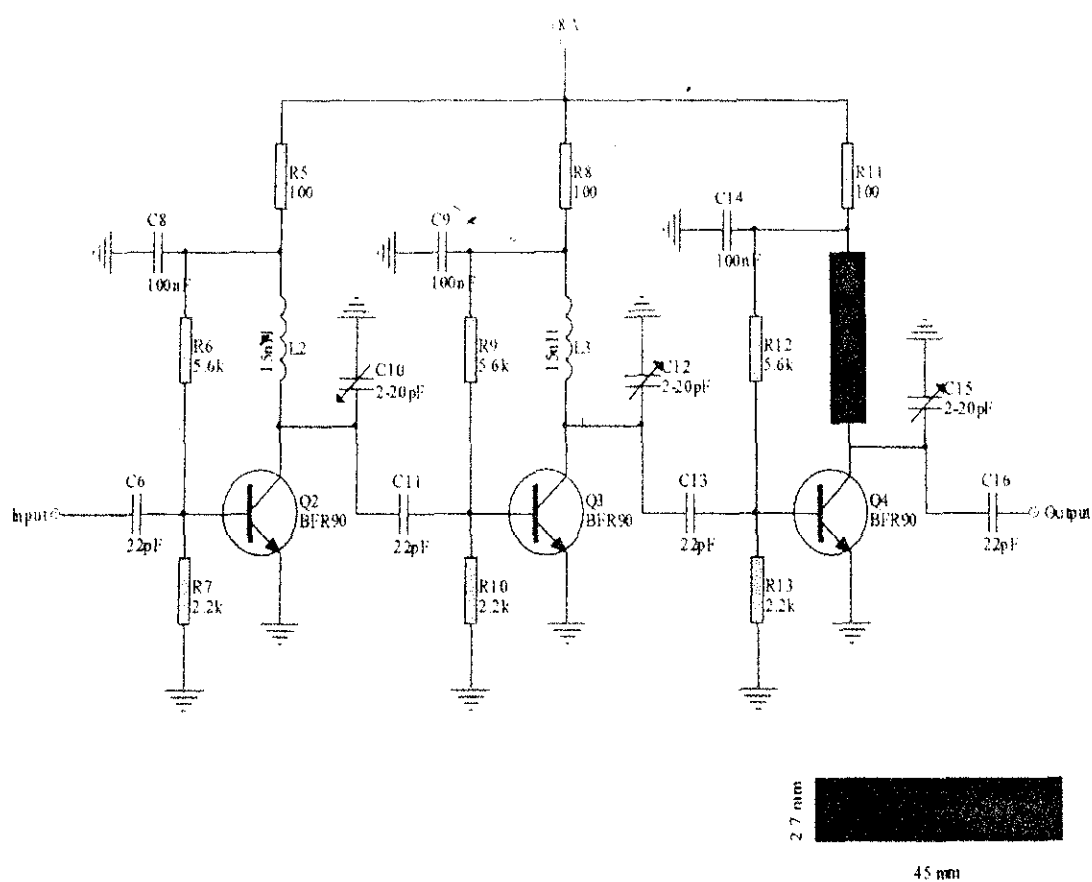
- |                          |                               |
|--------------------------|-------------------------------|
| (ก) แสดงวงจร             | (ข) แถบความถี่ของสัญญาณอินพุต |
| (ค) การตอบสนองทางความถี่ | (ง) การตอบสนองทางเฟส          |
| (ฉ) รูปคลื่นทางอินพุต    | (จ) รูปคลื่นที่เอาต์พุต       |

วงจรทวิคูณความถี่อีกแบบหนึ่งที่ใช้วารีแคปมาช่วยประสิทธิภาพของวงจรสูงเหมาะสำหรับการทวิคูณความถี่ ณ ระดับกำลังงาน (Power) สูง ๆ ณ ที่นี้ประมาณ 20 W ที่อินพุตมีความถี่ของคลื่นพาห์เข้ามาและขณะที่ขนาดของสัญญาณที่เข้ามาสูงขึ้นและต่ำลงตามค่าชั่วขณะ (Instantaneous Voltage) ค่าความจุที่รอยต่อของวารีแคปจะลดลงหรือเพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรแกว่งไปมารูปคลื่นจึงเพี้ยนไปจากเดิมผลก็คือเกิดความถี่ฮาร์โมนิกออกมา จากนั้นก็สามารถเลือกเอาความถี่ที่ต้องการออกมาได้โดยการปรับค่า L หรือ C ให้รีโซแนนซ์กับความถี่ที่ต้องการ

ในวงจรทวิคูณความถี่สามเท่าจะมีวงจรดัดฮาร์โมนิกที่สองทิ้งไป (Idler circuit) และทำหน้าที่เป็นตัวจัดรูปคลื่น (Wave Shaper) ด้วย จึงทำให้ได้ฮาร์โมนิกที่สามมีขนาดสูงมากขึ้นเพื่อจ่ายออกไปที่โหลดวงจรนี้ประสิทธิภาพได้ประมาณ 75 % และถ้าเอาวงจรนี้สองชุดมาต่ออนุกรมกัน

ประสิทธิภาพรวมจะเป็น ผลคูณของประสิทธิภาพแต่ละชุด เช่น เป็น 56 % ถ้าแต่ละชุดมีประสิทธิภาพเท่ากับ 75 % [1]

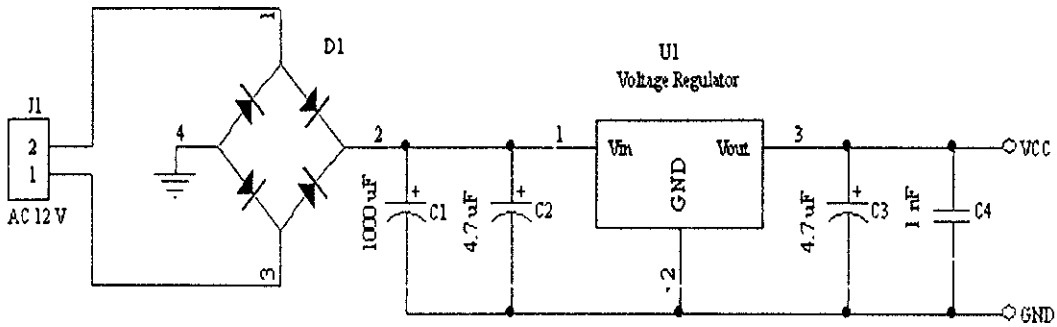
## 2.5 ภาคเอาต์พุตกำลังงาน (Power Output Section (POS))



รูปที่ 2.16 วงจรแสดงการส่งสัญญาณ โดยใช้ภาคเอาต์พุตกำลังงาน

สำหรับการส่งสัญญาณระยะไกลจะต้องทำการเพิ่มกำลังงานก่อนทำการส่ง ส่วนแรกทำการขยายกำลังงานที่ส่งมาจากแหล่งกำเนิดเรียกว่าวงจรขยายบัฟเฟอร์เพื่อป้องกันสัญญาณไหลย้อนกลับไปทางด้านอินพุตและส่วนที่ 2 จะทำการขยายระหว่างวงจรขยายบัฟเฟอร์กับสายอากาศ ซึ่งจะใช้กำลังขยายคลาส C จะทำให้ได้กำลังของสัญญาณเอาต์พุตประมาณ 15-20 วัตต์ ซึ่งทำให้เกิดความร้อนสามารถแก้ไขได้โดยใช้ฮีตซิงค์ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์

### 2.5.1 วงจรแหล่งจ่ายไฟ (Powers Supply Unit)



รูปที่ 2.17 วงจรที่แสดงการจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับเครื่องส่ง

วงจรแหล่งจ่ายไฟจะทำหน้าที่คงค่าแรงดันไฟฟ้าเพราะต้องการแรงดันที่ 8 และ 12 V 1-2 A โดยใช้หม้อแปลงไฟทำให้แรงดันต่ำลง ที่คงค่าแรงดันไฟฟ้า AC 12 V เพื่อความปลอดภัย และจะใช้ไดโอด 4 ตัวทำการเรียงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงและใช้ไอซี (7815 และ 7808) คงค่าแรงดันไฟฟ้าให้คงที่

## 2.6 ระบบเครื่องส่งสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ (FM Stereo Transmitters)

ในทางการผลิตสัญญาณเสียงเพื่อให้เกิดความรู้สึกทางสเตอริโอสามารถใช้ลำโพงเพียงสองตัวด้านซ้ายและด้านขวา โดยอาศัยความแตกต่างของความดังเสียง ความแตกต่างทางเวลารวมทั้งความแตกต่างทางเฟสของสัญญาณ ทั้งนี้ความแตกต่างทางความดังของเสียงทำให้รู้สึกถึงทิศทางและตำแหน่งของแหล่งกำเนิดเสียง ในขณะที่ความแตกต่างของเวลาบอกถึงระยะห่าง

### 2.6.1 การส่งสัญญาณสเตอริโอ

สัญญาณเสียงต่างๆ ไม่ว่าจะอยู่ตำแหน่งไหนจะถูกจัดออกเป็นสองกลุ่มโดยการใช้ไมโครโฟนอย่างน้อยสองตัวรับสัญญาณทั้งสองนี้ เรียกว่าสัญญาณซ้าย (Left signal) หรือสัญญาณ L กับสัญญาณขวา (Right signal) หรือสัญญาณ R สัญญาณทั้งสองแยกออกจากกัน ถ้าจะทำการขยายสัญญาณก็ต้องใช้ภาคขยายสองชุดแยกจากกัน ถ้ารวมกันเมื่อไรจะกลายเป็นสัญญาณเสียงแบบทิศทางเดียว (Monoraul signal) ในสมัยแรกของการส่งสัญญาณสเตอริโอซ้ายขวานี้ ใช้เครื่องส่งวิทยุเอเอ็ม จำนวนสองเครื่องมีความถี่คลื่นพาห์ต่างกัน เครื่องหนึ่งใช้ส่งสัญญาณซ้าย ขณะที่อีกเครื่องหนึ่งทำการส่งสัญญาณขวา ทางด้านเครื่องรับก็ใช้จำนวนสองเครื่องรับสัญญาณจากเครื่องส่งซ้ายกับขวาอย่างละเครื่อง ผู้ฟังนั่งระหว่างกลางด้านหน้าของเครื่องรับทั้งสอง แต่การส่งระบบนี้

นับว่าสิ้นเปลืองมากทั้งค่าใช้จ่ายและความถี่ของคลื่นพาห์ และข้อเสียที่สำคัญของระบบการส่งแบบนี้อยู่ที่ว่า ถ้ามีเครื่องรับวิทยุเครื่องเดียวจะรับสัญญาณได้เพียงสัญญาณซ้ายหรือขวาทันทีนั้น ข้อความที่สัมพันธ์กันระหว่างสัญญาณทั้งสองจะสูญหายไป ในบางครั้งฟังแล้วอาจไม่รู้เรื่องก็ได้

ความต้องการของผู้ฟังในระบบการฟังแบบสเตอริโอ นั้น ต้องการระบบการส่งสัญญาณสเตอริโอที่มีคุณสมบัติ ดังนี้

- 1) ขณะรับฟังการส่งแบบสเตอริโอถ้ามีเครื่องรับธรรมดาก็สามารถรับฟังสัญญาณสเตอริโอได้โดยการรับได้ทั้งสัญญาณซ้ายและขวารวมกันคือได้ยินแบบโมโนโฟนิค
- 2) จากเครื่องรับธรรมดา ถ้าต้องการรับสัญญาณสเตอริโอแล้วให้ได้ยินแบบสเตอริโอก็จะสามารถรับได้โดยเปลี่ยนแปลงเพิ่มเติมที่เครื่องรับเพียงเล็กน้อยและทำได้ง่ายโดยไม่ต้องใช้ช่างเป็นพิเศษ
- 3) เครื่องรับสำหรับรับสัญญาณสเตอริโอ นั้น สามารถรับสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งในแบบโมโนโฟนิคได้ โดยได้ยินแบบโมโนโฟนิคธรรมดา

ส่วนทางด้านการส่งมีข้อควรพิจารณาคือ สัญญาณสเตอริโอที่ใช้สามารถส่งออกไปโดยเครื่องส่งเพียงเดียวและเป็นเครื่องธรรมดาที่มีใช้อยู่แล้ว อีกทั้งสัญญาณสเตอริโอนี้จะไม่ไปทำให้คุณสมบัติของการส่งเปลี่ยนแปลงไปจากกฎระเบียบที่บังคับไว้แต่เดิม และนอกจากนี้ยังสามารถหันกลับมาส่งแบบโมโนโฟนิคได้ ในทันทีที่ต้องการโดยไม่ยุ่งยาก

สัญญาณสเตอริโอที่เหมาะสมกับความต้องการดังกล่าวข้างต้น ประกอบด้วยสัญญาณต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

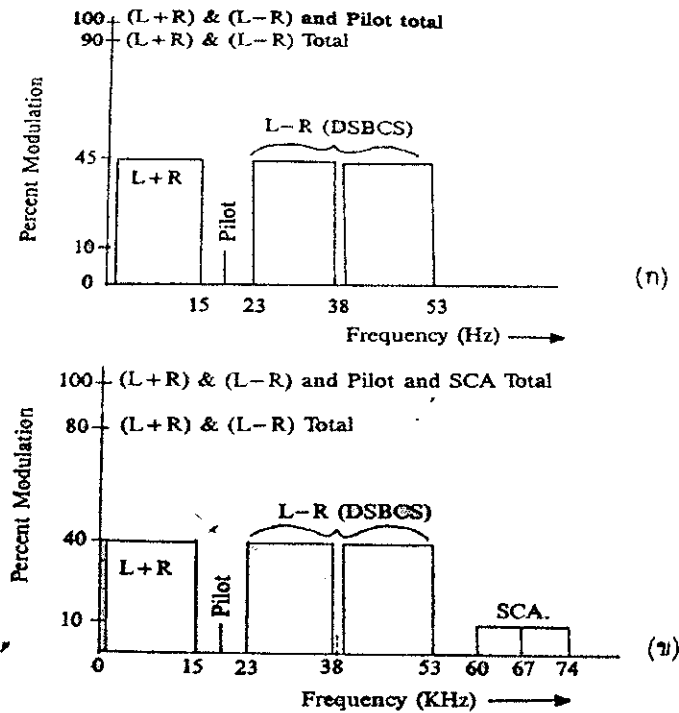
- 1) สัญญาณซ้าย หรือสัญญาณ L  
เป็นสัญญาณเสียงที่มีย่านความถี่เสียง 50 Hz ถึง 15 kHz ซึ่งเป็นย่านความถี่เสียงที่ใช้กับการส่งในระบบเอฟเอ็มธรรมดา
- 2) สัญญาณขวา หรือสัญญาณ R  
เป็นสัญญาณเสียงเช่นเดียวกับสัญญาณ L
- 3) สัญญาณรวมซ้ายขวา หรือสัญญาณ L+R  
เกิดจากการนำสัญญาณซ้ายและสัญญาณขวามารวมกันโดยตรง จึงมีย่านความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 15 kHz เหมือนเดิม จุดประสงค์ของการรวมสัญญาณซ้ายขวานี้ เพื่อให้เครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดาเอาสัญญาณส่วนนี้ออกไปรับฟังแบบโมโนโฟนิค
- 4) สัญญาณผลต่างระหว่างซ้ายกับขวา หรือสัญญาณ L-R  
เกิดขึ้นจากการนำสัญญาณซ้ายกับสัญญาณขวามารวมกัน แต่ขณะนี้สัญญาณขวาจะถูกเลื่อนเฟสไป  $180^\circ$  ก่อนนำมารวมกันผลจึงเสมือนว่าสัญญาณด้านซ้ายมีขนาดถูกหักล้างด้วยสัญญาณด้านขวา ส่วนย่านความถี่ยังคงอยู่ในย่าน 50 Hz ถึง 15 kHz

สัญญาณ L-R นี้ถูกนำไปผสมทางขนาดกับความถี่คลื่นพาห้รอง (Sub carrier) ความถี่ 38 kHz แบบตัดความถี่พาห้ทิ้งไปเหลือเหลือแต่ไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่าง (สัญญาณ (L-R) Double Sidebands Carrier Suppressed) หลังจากการมอดูเลชั่นเชิงขนาดนี้ย่านความถี่จะเป็น 23 - 53 kHz ยกเว้นส่วนที่เป็น 38 kHz จะหมดไป วิธีนี้ทำให้สัญญาณ L - R ซึ่งมีย่านความถี่เดียวกับ L+R หลังจากการมอดูเลชั่นสัญญาณทั้งสองจึงมีความถี่แยกกันอย่างเด็ดขาด (Frequency Multiplexing)

5) สัญญาณ ไพล๊อต (Pilot Signal)

เป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 19 kHz ใช้สำหรับส่งไปให้ วงจรดีเทคเตอร์ทางด้านเครื่องรับทำการดีเทค หรือแปลสัญญาณได้อย่างสอดคล้องกับเครื่องส่ง (Synchronize) คือทำการแยกสัญญาณซ้ายและขวาออกจากสัญญาณสเตอริโอได้อย่างถูกต้องให้สังเกตด้วยว่าคลื่นพาห้รอง 38 kHz มาจากแหล่งกำเนิดเดียวกันกับสัญญาณไพล๊อต 19 kHz นี้

สัญญาณทั้งหมดเป็นสัญญาณรวม (Composite Signal) และโดยที่สัญญาณ L - R ถูกมัลติเพลกซ์ หรือถูกแยกทางความถี่จากสัญญาณ L + R เมื่อนำสัญญาณรวมนี้ไปทำการมอดูเลชั่นเชิงความถี่ จึงเรียกระบบสเตอริโอแบบนี้ว่าเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพลกซ์ (FM Stereo Multiplex) และเพื่อให้มองเห็นสัญญาณรวมสำหรับเอฟเอ็มสเตอริโอได้เด่นชัดยิ่งขึ้นจึงเขียนเป็นสัญญาณนี้ออกมาในรูปของย่านความถี่ที่สัญญาณจะครอบคลุมไปถึงดังในรูปที่ 2.18 ในรูป 2.18(ก) ขนาดของสัญญาณ L+R และ L - R ไซด์แบนด์ จะทำให้เกิดการมอดูเลชั่น 45 % (ความถี่เบี่ยงเบน 75 kHz = 100% มอดูเลชั่น) ในขณะที่สัญญาณไพล๊อตมีขนาด 10 %



รูปที่ 2.18 ย่านความถี่ที่ใช้สำหรับสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ

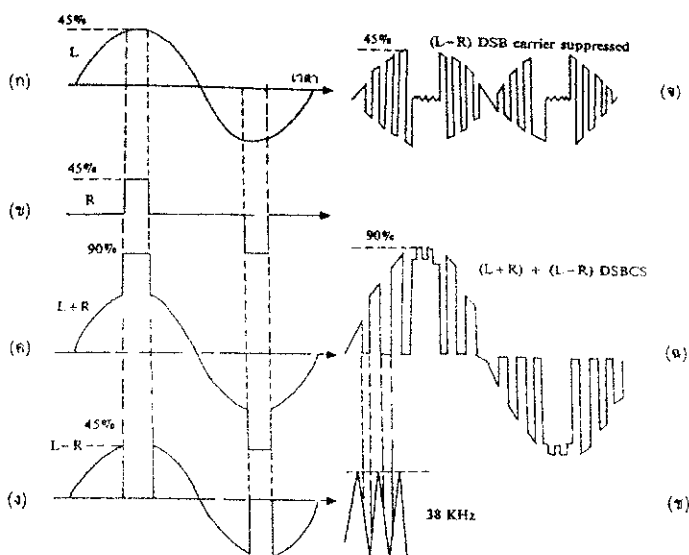
ในรูปที่ 2.18 (ข) มีสัญญาณพิเศษอีกอย่างเพิ่มเข้ามาคือสัญญาณ SCA (Subsidiary Communications Authorization หรือ Subsidiary Carrier Assignment) เนื่องจากย่านความถี่ของสัญญาณสเตอริโอซึ่งเป็นรายการหลักใช้ความถี่สูงสุดเพียง 53 kHz ในขณะที่คลื่นพาห์หลัก (Main Carrier) ขอมให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนได้ถึง  $\pm 75$  kHz จึงยังมีช่องว่างสำหรับความถี่พาห์รองใส่เข้าไปอีก ช่วง 53 ~ 75 kHz) ดังนั้นเราจึงสามารถใช้สัญญาณเสียงซึ่งเป็นรายการย่อยผสมทางความถี่กับคลื่นพาห์รอง (ปกติ 67 kHz) กิดความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 7$  kHz ซึ่งเป็นผลให้สัญญาณ SCA นี้มีย่านความถี่จาก 60 – 74 kHz วิธีการเช่นนี้ก็เป็นวิธีของการมัลติเพลกซ์คล้ายกันกับที่เกิดขึ้นในสัญญาณ L – R สรุปแล้วในรูป (ข) นอกจากสัญญาณสเตอริโอที่ใช้สำหรับรายการหลักแล้วยังมีสัญญาณ SCA สำหรับรายการย่อยส่งไปพร้อมกัน รายการหลังนี้นิยมใช้กับรายการที่เป็นดนตรีส่งออกไปสำหรับผู้รับที่มีอุปกรณ์พิเศษสำหรับเลือกเอาเฉพาะสัญญาณ SCA เท่านั้น ในเครื่องรับสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์จะมีวงจรคัดสัญญาณ SCA ทิ้งไปเพื่อไม่ให้รบกวนกับสัญญาณสเตอริโอที่ต้องการ

ในกรณีที่เครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มส่งรายการเป็นแบบโมโนโฟนิค สัญญาณเสียงจะคลุมย่านความถี่เพียง 50 Hz ถึง 15 kHz สามารถส่งสัญญาณ SCA เพิ่มขึ้นได้อีกเป็นรายการย่อย สำหรับ SCA ที่ 1 กับ SCA ที่ 2 (คลื่นพาห์รอง 41 kHz กับ 67 kHz) ในกรณีนี้ขนาดของสัญญาณโมโนโฟนิคจะเป็น 70 % ส่วน SCA ทั้งสองจะเป็นอย่างละ 15 % ทางด้านผู้รับจึงสามารถเลือกรับรายการ

จากเครื่องส่งนี้ได้สามรายการในเวลาเดียวกัน จากข้างต้นนี้ให้สังเกตด้วยว่า ขณะที่สัญญาณเสียงส่งแบบโมโนโฟนิกนี้จะมีขนาดสูงกว่าที่ส่งแบบสเตอริโอ ดังนั้น ในการรับฟังแบบสเตอริโอ คุณสมบัติที่เกี่ยวกับสัญญาณต่อเสียงรบกวน (Signal to Noise Ratio) จะดีกว่าแบบสัญญาณที่เป็นโมโนโฟนิก

## 2.6.2 รูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์

เพื่อให้เข้าใจในระบบสเตอริโอมัลติเพลกซ์มากยิ่งขึ้น โดยเฉพาะทางด้านรับถ้าได้ทราบว่ารูปคลื่นที่รับได้มีลักษณะเป็นอย่างไร จะทำให้สามารถแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นได้ง่ายกว่า และเพื่อความสะดวก สมมติว่าสัญญาณว่าสัญญาณเสียงทางด้านซ้ายหรือสัญญาณ L มีรูปคลื่นเป็นรูปไซน์ ความถี่ใดความถี่หนึ่งในย่านความถี่สูงดูรูปที่ 2.19 ประกอบ ส่วนสัญญาณ L หรือสัญญาณขวาเป็นรูปคลื่นที่เหลี่ยมรูป (ข) เมื่อนำสัญญาณ L และ R มารวมกันจะได้ดังรูป (ค) ซึ่งในรูป (ง) เป็นการรวมสัญญาณ L กับสัญญาณ R ที่ถูกกลับเฟสไป  $180^\circ$  กลายเป็นสัญญาณ  $L - R$  และเมื่อนำไปทำการมอดูเลชันเชิงขนาดกับความถี่พาห้อย่อย 38 KHz ในรูป (ข) โดยใช้บาลานซ์มอดูเลเตอร์ก็จะได้สัญญาณ  $L - R$  ไซด์แบนด์คู่ แต่คลื่นพาห้อย่อยถูกตัดออกไปมีคลื่นดังรูป (จ)



รูปที่ 2.19 สัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์

เมื่อนำสัญญาณในรูป (ค) และ (ง) มารวมกัน จะเกิดเป็นสัญญาณรวม หรือสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์ดังในรูป (จ) แต่ในความเป็นจริงแล้วจะต้องรวมเอาความถี่ 19 kHz หรือ

สัญญาณไฟลิตออกเข้าไปด้วยที่ไม่นำไปรวมด้วยก็เนื่องจาก เมื่อถึงทางด้านรับแล้วสัญญาณไฟลิตจะถูกแยกออกไปอีกส่วนหนึ่งต่างหาก เพื่อสร้างเป็นความถี่พาหีย่อย 38 kHz ขึ้นมาใหม่ เพื่อความสะดวกในการอธิบายในตอนต่อไปจึงแสดงเพียงการรวมของสัญญาณ  $L + R$  กับสัญญาณ  $L - R$  ที่ถูกทำการมอดูเลชันกับ 38 kHz ดังกล่าว

### 2.6.3 เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอแมตริกซ์

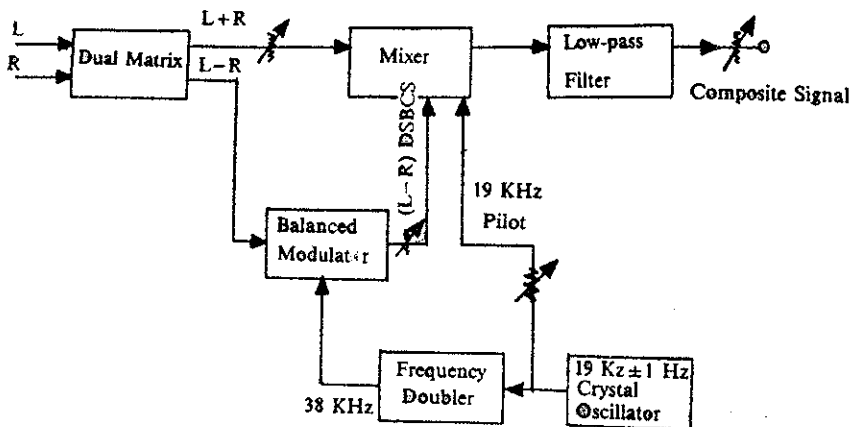
สัญญาณซ้ายและขวาก่อนส่งไปเข้าเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ จะผ่านกรรมวิธีให้เป็นสัญญาณสเตอริโอแมตริกซ์เสียก่อน ในรูปที่ 2.20 เป็นเครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอแมตริกซ์แบบหนึ่งในจำนวนหลาย ๆ แบบ ทุก ๆ แบบจะมีหลักการเหมือนกัน แต่ละภาคในเครื่องผลิตสัญญาณมีหน้าที่ดังต่อไปนี้

1) ภาคผลิตสัญญาณผลบวกและผลต่าง

วงจรแมทริกซ์ (Matrix) ทำหน้าที่รวมสัญญาณ  $L$  และ  $R$  ให้เอาต์พุตออกมาสองทาง (Dual Matrix) เป็น  $L+R$  และ  $L-R$

2) มอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์คลื่นพาห้ (Balanced Modulator)

ที่นี้สัญญาณ  $L - R$  จะมาทำการมอดูเลชันแบบเอเอ็มกับคลื่นพาห้รอง 38 kHz แต่เนื่องจากการบาลานซ์ของวงจรทำให้คลื่นพาห้รองหายไปมีแต่ไซด์แบนด์ทั้งสองข้างออกไป



รูปที่ 2.20 เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอแมตริกซ์

3) ออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 19 kHz

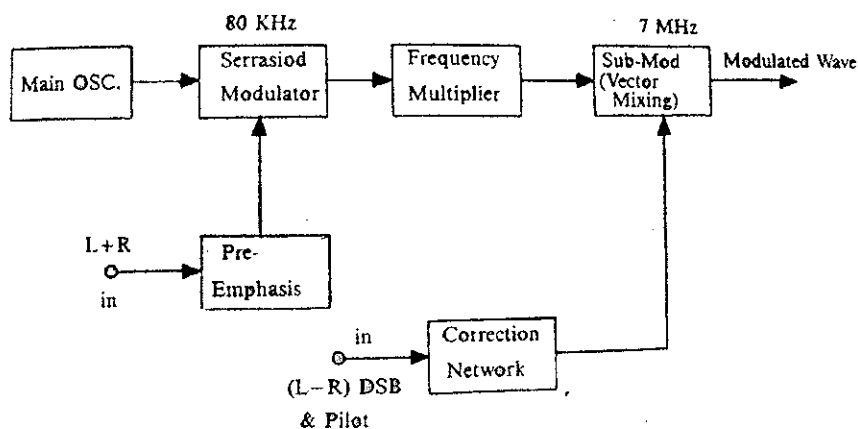
เป็นออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ถูกควบคุมด้วยผลึกแร่ความถี่ 19 kHz สำหรับเป็นสัญญาณไฟลิต จากความถี่นี้จะมีส่วนหนึ่งแยกเข้าไปในยังวงจรทวีคูณความถี่สองเท่า ได้ความถี่ 38 kHz ออกมาสำหรับความเป็นคลื่นพาห้รองให้กับบาลานซ์

ออสซิลเลเตอร์ ในเครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์บางแบบจะสร้างความถี่ 38 kHz โดยตรง จากนั้นจึงผ่านวงจรหารความถี่ 19 kHz สัญญาณไฟลิตออกมา จะเป็นวิธีไหนก็ตามสำคัญอยู่ที่ว่าความถี่ 19 kHz และ 38 kHz จะต้องมาจากจุดกำเนิดเดียวกัน ทั้งนี้ก็เนื่องด้วยเฟสของสัญญาณทั้งสองจะต้องเหมือนกันตลอดเวลา เพื่อให้การแยกสัญญาณซ้ายและขวาเป็นไปอย่างสมบูรณ์ที่สุด

#### 4) ภาครวมและกรองสัญญาณ

ทำหน้าที่รวมสัญญาณ  $L + R$ ,  $(L - R)$  ไซด์แบนด์และ 19 kHz ให้ออกมาเป็นสัญญาณรวม (Composite Signal) แต่เนื่องจากสัญญาณ  $(L - R)$  ไซด์แบนด์จากบาลานซ์มอดูเลเตอร์รูปคลื่นมีลักษณะคล้ายพัลส์ นอกจากประกอบด้วยไซด์แบนด์ล่างและบนแล้วยังเกิดฮาร์โมนิกออกมาอีกด้วย ย่านความถี่ที่จะเกินจาก 23 – 53 kHz หน่วยกรองความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter) จะยอมให้เฉพาะความถี่ต่ำกว่า 53 kHz เท่านั้นผ่านออกไปได้ แต่การที่มีหน่วยกรองความถี่ต่ำนี้ จะทำให้เฟสของความถี่ต่าง ๆ ที่ผ่านตัวหน่วยกรองนี้มีเฟสเลื่อนไปมีค่าไม่เท่ากันโดยเฉพาะ 19 kHz กับคลื่นพาห้รอง 38 kHz ฉะนั้นนอกจากจะมีตัวปรับขนาดของสัญญาณต่าง ๆ แล้ว ยังมีการปรับเฟสของไฟลิตก่อนเข้าตัวรวมสัญญาณ (Mixer) เพื่อชดเชยกับเฟสที่เลื่อนไปในหน่วยกรองความถี่ต่ำ ผลก็คือในสัญญาณรวมสุดท้ายเฟสของไฟลิต 19 kHz กับ 38 kHz ก็มีโอกาสดรกันอีก

เครื่องผลิตสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์แบบนี้ สัญญาณรวมที่ออกมาสามารถนำไปทำการมอดูเลชันกับรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ในระบบเอฟเอ็ม วิธีตรงได้เลยแต่กับระบบมอดูเลชันเชิงเฟสหรือเอฟเอ็มทางอ้อมดังกล่าวในบทที่แล้วว่าความถี่ของคลื่นพาห้ในตอนเริ่มแรกหรือที่มอดูเลเตอร์มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับความถี่สูงสุด 53 kHz ของสัญญาณรวม เครื่องผลิตสัญญาณรวมหรือสเตอริโอมัลติเพลกซ์ที่จะใช้กับเครื่องส่งแบบเอฟเอ็มทางอ้อม จะต้องแยกสัญญาณ  $L + R$  ออกไปค้างหากจากสัญญาณไฟลิตและสัญญาณ  $(L - R)$  ไซด์แบนด์ จากนั้นสัญญาณ  $L + R$  จะไปทำการมอดูเลชันกับเฟสมอดูเลเตอร์แบบใดแบบหนึ่ง เช่นเซอร์ชอยด์มอดูเลเตอร์ ขณะนี้ความถี่ของคลื่นพาห้จะต่ำมาก เช่น 80 kHz ดังในรูปที่ 2.21 ส่วนสัญญาณไฟลิต 19 kHz กับ  $L - R$  ไซด์แบนด์จะถูกส่งเข้าไปยังมอดูเลเตอร์ (Sub modulator) ในที่นี้เป็นแบบ Vector Mixing ส่วนคลื่นพาห้ที่เข้ามาเข้ามอดูเลเตอร์รองนี้ ก็คือ คลื่นพาห้แรก (80 kHz) ที่ถูกผสมมาแล้วครึ่งหนึ่ง แต่ก่อนจะมาถึงได้ผ่านวงจรทวีคูณความถี่จนความถี่สูงขึ้นขนาดหนึ่ง ในที่นี้เป็น 7 MHz หลังมอดูเลเตอร์รองก็จะได้คลื่นเอฟเอ็มที่มีสัญญาณสเตอริโอมัลติเพลกซ์ผสมอยู่



รูปที่ 2.21 วิธีป้อนสัญญาณสเตอริโอมีดัลติเพลกซ์ให้กับเครื่องส่งระบบเฟรมมอดูเลชัน

วิธีการแยกสัญญาณอีกแบบหนึ่งคือ แบบวิธีการแบ่งเวลาหรือสวิตช์ซึ่งเป็นวิธีการที่อาศัยลักษณะของสัญญาณรวมที่เหมือนกับการแบ่งเวลาส่ง คือสัญญาณซ้ายจะส่งออกมาบางช่วงเวลาหนึ่งแล้วหายไป จากนั้นสัญญาณขวาจะถูกส่งไปบ้างกลับกันไปมา หลักการของตัวถอดรหัสมัลติเพลกซ์แบบนี้ สัญญาณรวมหลังจากถูกขยายแล้ว จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองความถี่เลือกเฉพาะสัญญาณ  $L + R$  และ  $(L - R)$  ไซด์แบนด์ออกไป ส่วนสัญญาณไฟลิต 19 kHz และความถี่อื่นนอกจากนี้จะไม่ผ่านออกไป สัญญาณรวมนี้ถูกส่งต่อไปยังอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ ในที่นี้ใช้ไดโอดเป็นสวิตช์ซึ่งมีการเปิดปิดของสวิตช์ถูกควบคุมด้วยโวลเตจความถี่ 38 kHz ที่ได้จาก 19 kHz เช่นเดียวกับที่กล่าวมาแล้วในแบบแรก

ในปัจจุบันตัวถอดรหัสมัลติเพลกซ์จะเป็นตัวไอซี (Integrated Circuit) เพียงตัวเดียว ภายในเป็นภาคต่าง ๆ ต่อร่วมกับอุปกรณ์จำพวก R และ C เพียงไม่กี่ตัว ตัวถอดรหัสมัลติเพลกซ์แบบเฟสล็อกของระบบเอฟเอ็มสเตอริโอคิมมอดูเลเตอร์ (FM Stereo Demodulator) หลักการต่าง ๆ ยังคงคล้ายกับแบบแรก ๆ คือต้องมีการสร้าง 38 kHz ขึ้นมาใหม่ และให้ถูกควบคุมด้วยสัญญาณ 19 kHz จากเครื่องส่ง จากนั้นจึงส่งไปยังตัวถอดรหัส (Decoder) เพื่อทำการตัดต่อให้สัญญาณรวมแยกออกไปเป็นสัญญาณซ้ายขวาที่เหมาะสมต่อไป ตัวถอดรหัสแบบนี้การปรับแต่งจะง่ายกว่าแบบแรก ๆ เพียงแค่ปรับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ไปมาถ้าเข้าใกล้ความถี่ของคลื่นพาห้รองที่รับเข้ามาเมื่อไรมันจะล็อกตัวเอง โดยอัตโนมัติซึ่งก็จะสังเกตเห็นได้อย่างง่ายดาย โดยดูที่หลอดแสดงสัญญาณไฟลิต ถ้าสว่างก็หมายความว่าความถี่ 38 kHz ภายในตรงกับ 38 kHz ที่รับเข้ามา (ความจริง 19 kHz) ทั้งนี้กระทำได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องมือพวกมิเตอร์หรือออสซิลโลสโคปเข้ามาช่วย เพื่อแสดงให้เห็นถึงสัญญาณซ้ายขวาที่ถูกแยกออกมา เพราะถ้าความถี่ 38 kHz ล็อกกันแล้วการแยกสัญญาณซ้ายขวาก็จะสมบูรณ์มากที่สุด ไม่มีส่วนอื่นใดจะต้องปรับแต่งอีก มีข้อควรระวังอยู่อย่างหนึ่ง

สำหรับตัวถอดรหัสสมบัติเพลกซ์ทุกแบบจะทำงานได้ดี คือเมื่อเครื่องรับเอฟเอ็มรับสัญญาณได้แรงพอสมควรขนาดหนึ่ง และตัวเครื่องรับได้รับการปรับแต่งถูกต้องอย่างสมบูรณ์อยู่แล้ว

#### 2.6.4 สัญญาณรบกวน (Noise) และลักษณะการรบกวน

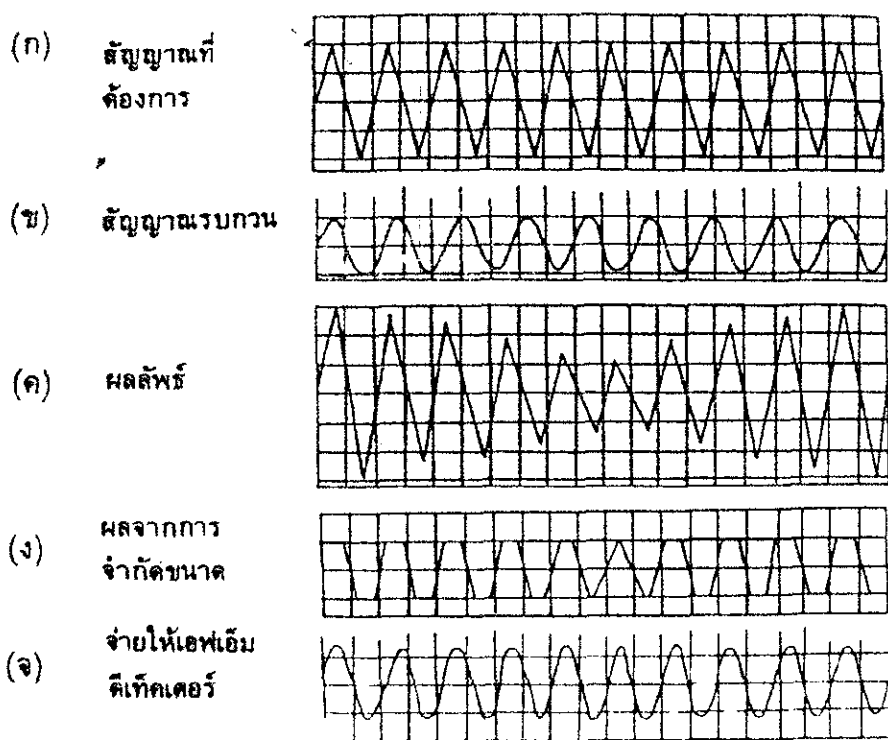
ขณะคลื่นวิทยุจากเครื่องส่งวิทยุผ่านไปในอากาศ สู่อุปกรณ์ที่ห่างไกลออกไป ซึ่งระหว่างทางนั้นจะมีสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ประปนเข้าไปผสมด้วย (เนื่องจากสัญญาณรบกวนนี้มีขนาดกระจายอย่างสม่ำเสมอตลอดย่านความถี่ของคลื่นวิทยุ) ลักษณะที่ดีเด่น และสำคัญของระบบเอฟเอ็ม และ Ph.M (เปรียบเทียบกับระบบเอเอ็ม) ก็คือมันสามารถแยกสัญญาณรบกวนและสัญญาณอื่นที่ปะปนเข้ามาให้หมดไปได้ หรืออย่างน้อยก็ลดผลการรบกวนลงอย่างมาก

ผลจากการรบกวนนี้ จะทำให้เกิดการมอดูเลชันเกินจากที่ควรจะเป็น คือ ทำให้เฟสและขนาดของสัญญาณที่ต้องการเปลี่ยนแปลงได้ เพื่อให้เข้าใจได้ง่ายยิ่งขึ้นในที่นี้จะสมมติว่าสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณรบกวน เป็นคลื่นรูปไซน์ทั้งคู่ ในทางปฏิบัติสัญญาณที่ต้องการอาจอยู่ในรูปเอฟเอ็ม หรือ Ph.M ก็ได้ ในขณะที่สัญญาณรบกวนอาจเป็นคลื่นพาห้จากสถานีอื่นหรือเป็นคลื่นผสม (Complex Wave) ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ หรือเกิดจากมนุษย์ทำขึ้นมา ลักษณะและผลการรบกวนนี้แบ่งออกเป็นข้อ ๆ ได้ ดังนี้

##### (ก) ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาด (Amplitude Variations)

ในรูปที่ 2.22 แสดงถึงคลื่นพาห้ที่ต้องการ รูป (ก) ถูกคลื่นพาห้อื่นในรูป (ข) เข้ามารบกวน โดยความถี่ต่ำกว่าความถี่ของสัญญาณที่ต้องการ และสมมติว่ามีขนาดต่ำกว่ากันครึ่งหนึ่ง ทำให้คลื่นพาห้ที่ต้องการมีขนาดเปลี่ยนไปด้วยอัตราเท่ากับ ผลต่างทางความถี่ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณรบกวน แสดงดังรูปที่ 2.22 (ค) (การเปลี่ยนแปลงทางขนาดนี้จะเกิดขึ้นคล้าย ๆ กันด้วยเมื่อความถี่ของสัญญาณที่ต้องการต่ำกว่าสัญญาณรบกวน) การเปลี่ยนแปลงทางขนาดที่เกิดขึ้นนี้ ถ้าเกิดกับคลื่นเอฟเอ็ม หรือ Ph.M อาจขจัดออกไปได้โดยภาคจำกัดขนาด (Limiting Stages) ก่อนป้อนไปให้ดีเทคเตอร์ โดยมันจะทำการตัดเอาขนาดที่สูงกว่าระดับที่กำหนดไว้ออกไป ได้รูปคลื่นออกมาดังรูป 2.22 (ง) ในวงจรดีเทคเตอร์ของเอฟเอ็มบางแบบสามารถจัดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดด้วยตัวของมันเองไม่จำเป็นต้องมีภาคจำกัดขนาดเข้ามาช่วย วงจรจูน (Tuned Circuits) ที่อยู่ในตัวจำกัดขนาด (Limiter) และดีเทคเตอร์จะทำหน้าที่ตัดเอาความถี่ฮาร์โมนิกที่เกิดจากการตัดทางขนาด (Clipping) ของสัญญาณในรูป 2.22 (ง) ทิ้งไป ฉะนั้น สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้ดีเทคเตอร์จึงคล้ายคลึงกับสัญญาณที่ต้องการก่อนเกิดการรบกวน ดังรูปที่ 2.22 (จ) การกำจัดหรือตัดขนาดส่วนที่มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดออกไปนี้จะไม่มีผลกระทบต่อเปลี่ยนแปลงทางความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มที่ต้องการเลย ฉะนั้น ในทางปฏิบัติแล้วสัญญาณรบกวนที่ทำให้เกิดคลื่นเอเอ็ม บนคลื่นเอฟเอ็ม หรือ Ph.M. สามารถขจัดออกไปได้ ถึงแม้ว่าขนาดของสัญญาณรบกวนนั้นเกือบจะเท่ากับขนาดของสัญญาณที่ต้องการ

เมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นเอเอ็ม ถึงแม้ว่าสัญญาณรบกวนจะมีขนาดต่ำ ๆ ถ้าเข้าไปรบกวน การเปลี่ยนแปลงทางขนาดแล้วละก็ ไม่สามารถที่จะขจัดออกไปได้เลย เช่น สัญญาณรบกวนที่มี โวลเตจต่ำกว่าสัญญาณที่ต้องการเป็นพันเท่า ก็ยังทำให้ได้ยินเป็นเสียงหวีด (Beat Note) ได้ อัตราส่วนของโวลเตจ 1:100 (40 dB) ยังเกิดการรบกวนอย่างหนัก ฉะนั้น ในคลื่นเอเอ็มเท่าที่จะ แก้ไขได้ก็คือใช้ตัวจำกัดสัญญาณรบกวน (Noise Limiter) ซึ่งก็เป็นเพียงลดความรุนแรงในส่วนที่มี ขนาดสูงสุดที่จะมีเป็นครั้งคราว (Random Peak) หรือก็ใช้วิธีลดความกว้างแถบความถี่ (Band width) เพื่อให้สัญญาณรบกวนที่เข้ามามีย่านจำกัดลง (พลังงานจากสัญญาณรบกวน จะมีตลอดทุก ๆ ความถี่ ทำให้การรบกวนเป็นปฏิภาคกับความกว้างแถบความถี่)



รูปที่ 2.22 สัญญาณรบกวนเข้าไปผสมกับสัญญาณที่ต้องการ

(จ) ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางเฟส (Phase variations)

ในรูปที่ 2.22 (ค) นอกจากขนาดของสัญญาณที่ต้องการจะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณรบกวนแล้วเฟสของมันยังพลอยเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยโดยมีอัตราเท่ากับผลต่างทางความถี่ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณรบกวน

สมมติว่า ความถี่ของสัญญาณรบกวนห่างกับความถี่ของสัญญาณที่ต้องการอยู่ 1000 Hz และขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณที่ต้องการ ฉะนั้นสัญญาณผลรวมจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงขึ้นลง ด้วยอัตรา 1000 Hz และมีเฟสเบี่ยงเบน  $\pm 50$  เรเดียน นั่นคือ ดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index)

ของการมอดูเลชันเชิงเฟส ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนจะมีค่าเท่ากับ 0.5 และเคยได้กล่าวมาแล้วว่า ความถี่เบี่ยงเบนที่เกิดจากการมอดูเลชันเชิงเฟสขึ้นอยู่กับเฟสความถี่ และความถี่ของสัญญาณที่เข้าไปผสม

$$\text{เพราะฉะนั้น ความถี่เบี่ยงเบน} = \pm 0.5 \cdot 1000 = \pm 500 \text{ Hz}$$

ทำนองเดียวกัน ถ้าสัญญาณทั้งสองมีความถี่ต่างกัน 15 kHz จะได้

$$\text{ความถี่เบี่ยงเบน} = \pm 0.5 \cdot 15000 = \pm 7500 \text{ Hz}$$

สัญญาณรบกวนทำให้สัญญาณที่ต้องการเกิดการมอดูเลชันเชิงเฟสขึ้นได้และเป็นผลให้เกิดความเบี่ยงเบนที่เป็นสัดส่วนกับความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสอง ในส่วนของเส้น  $mf = 0.5$

แต่ตามปกตินั้นขนาดของสัญญาณรบกวนจะต่ำกว่าขนาดของสัญญาณที่ต้องการอยู่มาก ดังนั้นเฟสเบี่ยงเบนที่เกิดขึ้นจึงน้อยกว่าที่ยกตัวอย่างข้างต้น ถ้าสามารถลดระดับของสัญญาณรบกวนลง ความถี่เบี่ยงเบนในสัญญาณรวมก็ต่ำลงด้วย แต่ความถี่เบี่ยงเบนนี้ยังคงเป็นสัดส่วนกับความถี่ผลต่างของสัญญาณทั้งสองอยู่ดี

(ค) ผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อทางออกของเครื่องรับเอฟเอ็ม

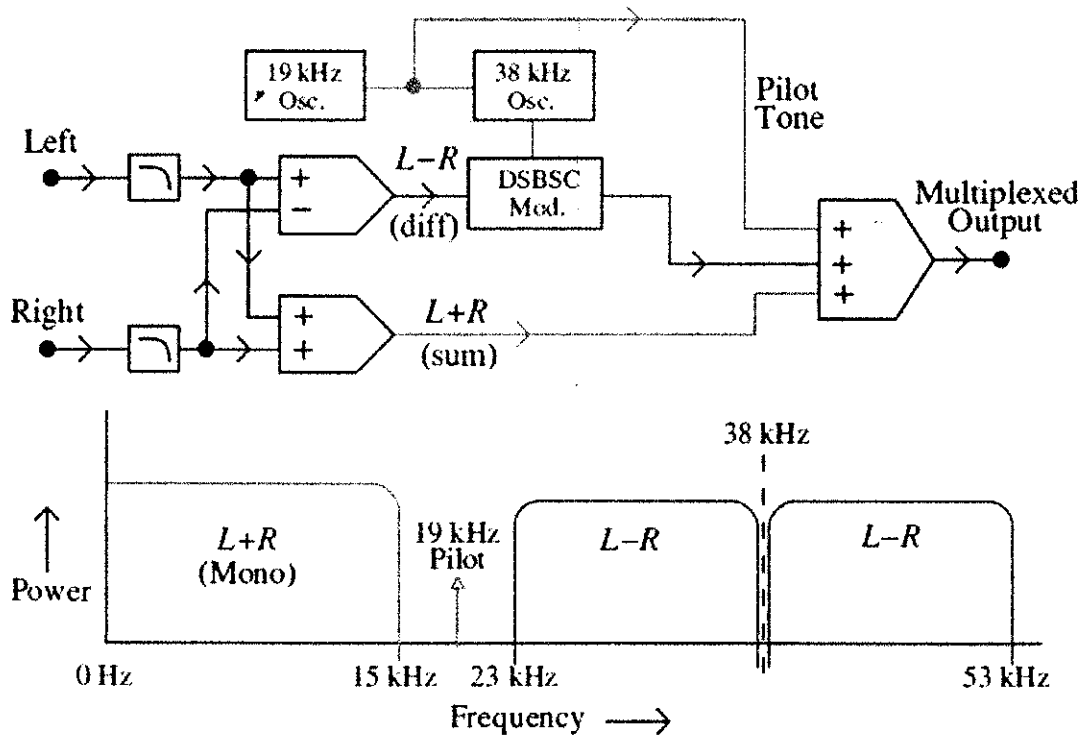
สิ่งที่จะชี้บอกถึงผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อทางออกของเครื่องรับเอฟเอ็ม ก็คือ การเปรียบเทียบความถี่เบี่ยงเบนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนกับความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดที่เกิดจากสัญญาณปกติ ตัวอย่างเช่น สมมติว่าในระบบเอฟเอ็มที่มีความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด  $\pm 50$  kHz สัญญาณรบกวนขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของคลื่นพาห์ ความถี่ห่างกัน 1 kHz จะทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 0.5$  kHz ดังนั้น ณ ทางออกของเครื่องรับเอฟเอ็มจะได้ยินเสียงความถี่ 1 kHz ของสัญญาณรบกวนโดยมีขนาดเป็น  $0.5/50 = 0.01$  หรือ 1 % ของขนาดของสัญญาณปกติที่ต้องการ อย่างไรก็ตาม เมื่อสัญญาณรบกวนกับคลื่นพาห์มีความถี่ต่างกัน 15 kHz จะทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 7.5$  kHz (จากตัวอย่างที่แล้วเช่นกัน) ดังนั้น ณ ทางออกของเครื่องรับเอฟเอ็มคราวนี้ความถี่รบกวนที่ปรากฏมีความถี่ 15 kHz ส่วนขนาดจะเป็น  $7.5/50 = 0.15$  หรือ 15 % ของขนาดของสัญญาณปกติ จากที่กล่าวมานี้ จะเห็นว่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ณ ความถี่สูงจะแยกแยะว่าที่ความถี่ต่ำ แต่ก็ยังต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอัตราส่วนกับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise ratio) ณ ทางเข้าของเครื่องรับ ซึ่งสูงมากกว่า

ผลของสัญญาณรบกวนนี้ยังสามารถหาได้โดยตรงจากค่าดัชนีการมอดูเลชัน (Modulation Index) ของสัญญาณปกติ ณ ความถี่กำหนด กับดัชนีการมอดูเลชันของสัญญาณรบกวน เช่น สัญญาณความถี่ 15 kHz ทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบน  $\pm 50$  kHz จึงมีดัชนีการมอดูเลชัน 3.33 ส่วนสัญญาณรบกวนทำให้เกิดเฟสเบี่ยงเบน  $\pm 0.5$  เรเดียน ดัชนีการมอดูเลชันเป็น 0.5 สัญญาณรบกวน ณ ทางออกของเครื่องรับจึงมีค่าเท่ากับ  $0.5/3.33 = 0.15$  หรือ 15 % ของสัญญาณที่ต้องการ

- 2) ในกิจการวิทยุโทรทัศน์ดิครยอนต์ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด  $\pm 15$  kHz ในขณะที่ความถี่เสียงสูงสุดได้เพียง 3 kHz อัตราส่วนการเบี่ยงเบนจึงเป็น 5 อัตราส่วนของสัญญาณต่อการรบกวนจะดีขึ้นอีก 8.66 หรือ 18.75 dB

การใช้ค่าอัตราส่วนการเบี่ยงเบนให้สูงขึ้น เพื่อให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อการรบกวนสูงขึ้นนี้จะมีผลต่อความกว้างของแถบความถี่ ซึ่งใช้สำหรับการส่งสัญญาณเอฟเอ็ม ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงใช้ค่าที่ประนีประนอมสำหรับงานแต่ละแบบคือ ได้อัตราส่วนของสัญญาณต่อการรบกวนดีขึ้น ในขณะที่ไม่ใช้ความกว้างของแถบความถี่มากนัก [1]

## 2.6.5 การเข้ารหัสของสเตอริโอ (Stereo Encoder)



รูปที่ 2.23 แผนภาพการเข้ารหัสสัญญาณของส่วนสเตอริโอ

การเข้ารหัสของสเตอริโอคือการใช้วงจรเพื่อให้เสียงใช้ช่องสัญญาณสองช่องสัญญาณ (L และ R) และรวมสัญญาณเสียงเป็นเสียงเดียวเรียกว่า ช่องสัญญาณการมัลติเพล็กซ์การเข้ารหัสของสเตอริโอจะประมวลผลโดยการมัลติเพล็กซ์เพื่อยอมให้เครื่องส่งส่งสัญญาณได้มากกว่าหนึ่งสัญญาณเสียงและมีเส้นทางหรือช่องสัญญาณมากกว่าหนึ่งสัญญาณ ซึ่งจะต้องใช้แหล่งกำเนิดเพื่อเป็นสวิตช์ระหว่างช่องสัญญาณเสียงสองช่องสัญญาณที่มีความถี่เสียง 38 kHz ต่อวินาทีแล้วรวมกันเป็นหนึ่งช่องสัญญาณ ซึ่งความถี่ที่ 38 kHz นั้นจะทำการประมวลผลเพียงครั้งหนึ่งคือ 19 kHz เพื่อ

นำไปสร้างเป็นสัญญาณไฟลื้อทซึ่งเครื่องรับจะต้องทำการถอดรหัสสัญญาณมัลติเพลกซ์เพื่อแยกช่องสัญญาณเสียงออกเป็นสองช่องสัญญาณ ในการผสมเสียงของช่องสัญญาณในหนึ่งครั้งนั้นจะใช้ความถี่ 19 kHz สำหรับกำเนิดสัญญาณเสียงซึ่งสัญญาณเสียงจะต้องรวมมัลติเพลกซ์เพื่อให้เครื่องส่งทำการส่งออกอากาศ

## 2.6.6 การแยกสัญญาณ (Separator)

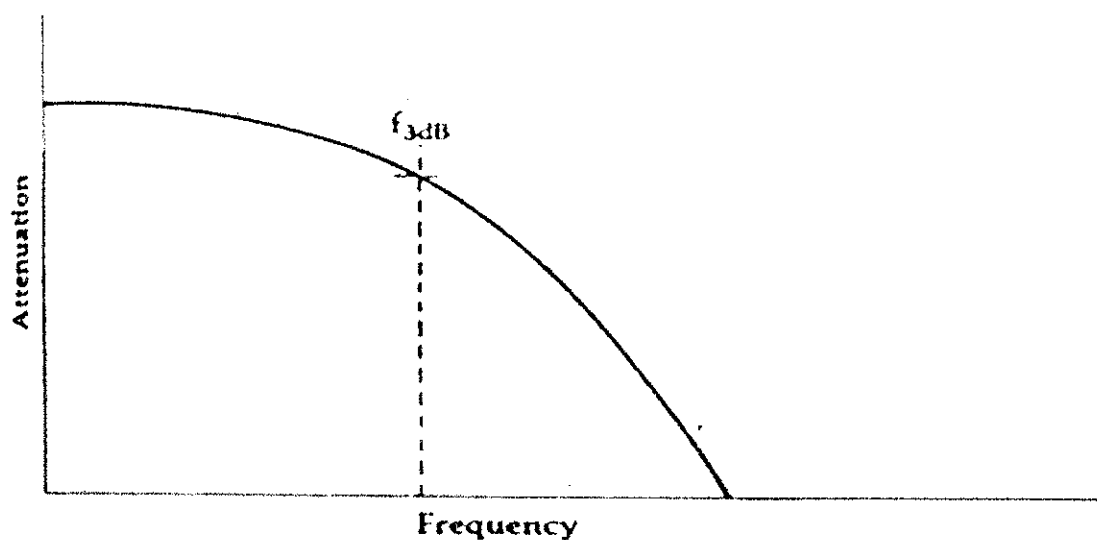
โดยปกติแล้วทรานซิสเตอร์หนึ่งตัวสามารถทำการแยกสัญญาณที่มีความถี่ต่ำจากสายอากาศหรือจากบล็อกรับที่ทำการเก็บสัญญาณ เมื่อทำการแยกสัญญาณแล้วโดยปกติแหล่งกำเนิดสัญญาณจะให้กำเนิดสัญญาณที่มีกำลังงานในการส่งต่ำมาก เมื่อสัญญาณยังไม่ได้ทำการขยาย และเมื่อใช้เครื่องขยายส่วนนี้ก็จะมีความถี่เพิ่มขึ้นเพราะเครื่องขยายก็มีหน้าที่เช่นเดียวกับการแยกสัญญาณ (Separator)

## 2.7 วงจรรอง (Filter)

ฟิลเตอร์พบได้มากในด้านเครื่องมือและอุตสาหกรรมการสื่อสาร ซึ่งไม่มีหนังสือที่สามารถที่จะครอบคลุมทางด้านการออกแบบวงจรอาร์เอฟได้อย่างสมบูรณ์ในความเป็นจริงแล้วการออกแบบฟิลเตอร์ไม่สามารถที่จะครอบคลุมทุกหัวข้อทั้งหมดของฟิลเตอร์ทุกประเภทได้ แต่ก็ทำให้ผู้อ่านได้รู้จักกับลักษณะของฟิลเตอร์ที่นิยมใช้ 3 ชนิด และสามารถที่จะออกแบบฟิลเตอร์ได้อย่างรวดเร็วและง่ายดาย ประเภทของฟิลเตอร์หลัก ๆ ซึ่งได้แก่ Butterworth, Chebyshev และ Bessel Filter ในโครงสร้างทั่วไป คือ Low Pass, High Pass และ Band Pass

### 2.7.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)

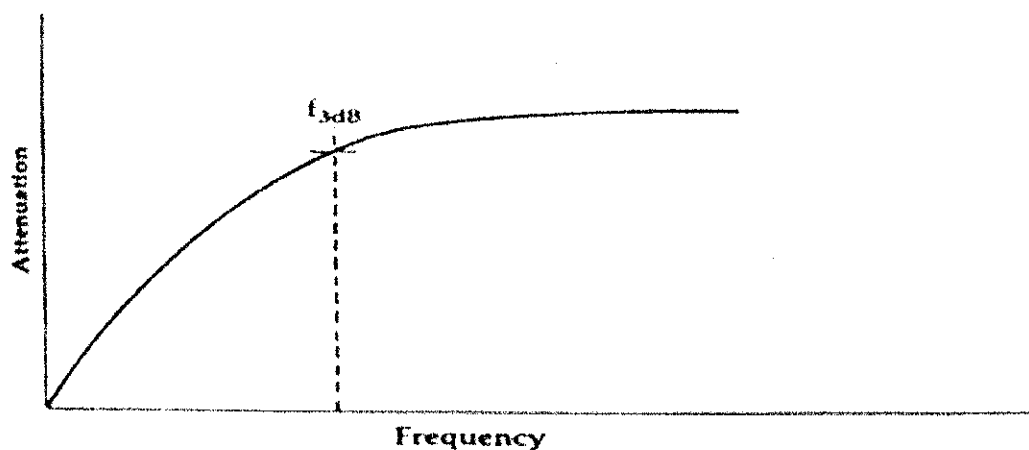
Low Pass Filter จะยอมให้สัญญาณทั้งหมดที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟผ่านไปได้ และจะลดทอนสัญญาณความถี่อื่นไปหมด



รูปที่ 2.24 กราฟแสดงผลการตอบสนองของ Low Pass Filter

### 2.7.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter)

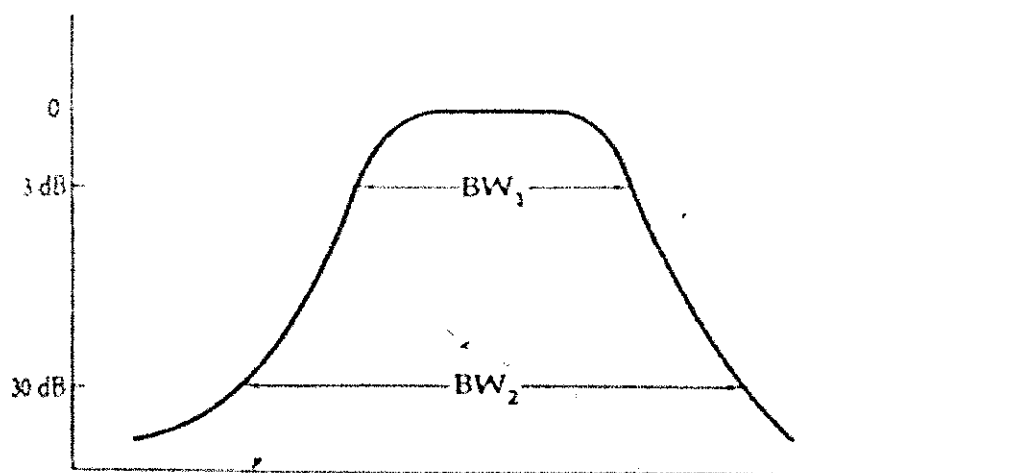
High Pass Filter มีการตอบสนองที่ตรงกันข้าม (Mirror-image) กับการตอบสนองแบบ Low Pass และจะลดทอนสัญญาณที่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟขณะที่ทำให้ความถี่ที่มากกว่าคัทออฟผ่านไปได้



รูปที่ 2.25 กราฟแสดงผลการตอบสนองของ High Pass Filter

### 2.7.3 วงจรกรองผ่านความถี่ (Band-Pass Filter)

Band Pass Filter จะทำการตัดความถี่ที่สูงและความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟทิ้งไป



รูปที่ 2.26 กราฟแสดงผลการตอบสนองของ Band Pass Filter

## 2.8 สรุป

เครื่องส่งสัญญาณวิทยุที่คั่นนั้นจะต้องสามารถส่งได้ในระยะไกลได้และจะต้องมีความแรงของสัญญาณอย่างสม่ำเสมอในการส่งสัญญาณ ในบทนี้ได้กล่าวถึงส่วนประกอบที่สำคัญที่ต้องใช้ในการสร้างเครื่องส่ง ซึ่งในแต่ละส่วนนั้นได้อธิบายถึงคุณสมบัติและประเภทของอุปกรณ์ที่ใช้ งาน เมื่อได้ลักษณะ โครงสร้างพื้นฐานของเครื่องส่งแล้วจะต้องนำไปจำลองโครงสร้างของวงจรที่ใช้งานจริงและนำไปทดสอบด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ โดยการส่งวิทยุกระจายเสียงระบบสเตอริโอ มัลติเพลกซ์จะใช้เครื่องส่งเพียงเครื่องเดียว สัญญาณประกอบด้วย สัญญาณ  $L + R$  สัญญาณไฟลิต 19 kHz สัญญาณ  $L - R$  ไซด์แบนด์คู่แบบคลื่นพาห้รองถูกตัดทิ้งไป สัญญาณ  $L + R$  ส่งไปเพื่อให้เครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดาได้รับสัญญาณได้เป็นปกติ ส่วนสัญญาณไฟลิต 19 kHz ส่งไปเพื่อให้เครื่องถอดรหัสทางด้านรับ ทำการแยกสัญญาณซ้ายและขวาออกไปได้อย่างถูกต้อง ส่วนสัญญาณ  $L - R$  ไซด์แบนด์นั้น เป็นสัญญาณประกอบ เพื่อให้สัญญาณซ้ายและขวากถูกแยกออกจากกันได้ สัญญาณรบกวน (Noise) สามารถทำให้คลื่นพาห้มีขนาดและเฟสเปลี่ยนแปลงได้ ในระบบเอฟเอ็ม การรบกวนทางขนาดสามารถขจัดออกไปได้ สัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับเอเอ็มนั้นมีขนาดเท่า ๆ กัน ในทุก ๆ ความถี่ ขณะที่จากเครื่องรับเอฟเอ็มขนาดจะสูงขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น

## บทที่ 3

### การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

#### 3.1 กล่าวนำ

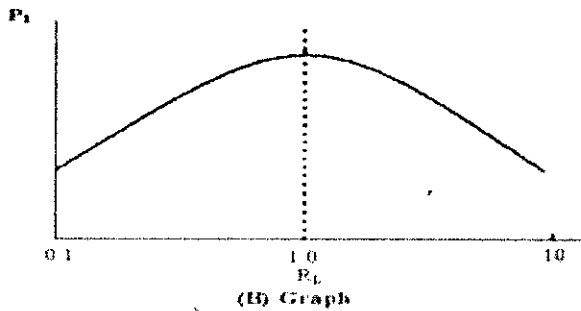
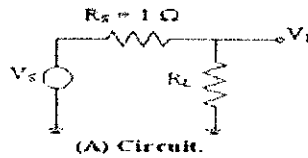
ในการออกแบบวงจรอาร์เอฟเพื่อหาความเป็นไปได้ที่จะส่งกำลังงานระหว่างแหล่งจ่ายกับโหลด โดยยกตัวอย่างที่ชัดเจนของความต้องการ เช่น การส่งของกำลังงานที่เกิดขึ้น การรับที่มีการตอบสนองไว การสูญเสียที่ไม่จำเป็นในวงจร เพราะฉะนั้นในการออกแบบจะต้องทำให้แน่ใจว่าอุปกรณ์แต่ละส่วนมีการเชื่อมต่อที่แมตช์กันของแหล่งจ่ายกับโหลด ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของการแมตช์ซึ่งหลาย ๆ ครั้ง โดยให้แหล่งจ่ายจ่ายไฟไปให้โหลด โดยจะทำการคู่กันกับ AID ของสมิทชาร์ต และจะทำการพิจารณาแบบขั้นต่อขั้นโดยจะเสนอการคำนวณอย่างง่าย

#### 3.2 การแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance Matching)

สำหรับวงจร DC กำลังสูงสุดจะถูกส่งจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด ถ้าความต้านทานของโหลดเท่ากับความต้านทานของแหล่งจ่ายจะเกิดการแมตช์กัน การพิสูจน์ง่าย ๆ ของบทพิสูจน์นี้โดยใช้การคำนวณและการวาดรูปดังในรูปที่ 3.1 ในการคำนวณเพื่อความสะดวกแหล่งจ่ายถูกนอร์มอลไลซ์สำหรับความต้านทาน 1 โอห์ม และแรงดันแหล่งจ่ายไฟ 1 โวลต์

สำหรับวงจร AC หรือรูปแบบคลื่นที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีสเตจคล้ายกัน ซึ่งการส่งกำลังสูงสุดของกำลังจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดเกิดขึ้นเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลด ( $Z_L$ ) เท่ากับคอนจูเกทคอนจูเกสของอิมพีแดนซ์ และแหล่งจ่ายคอนจูเกทคอนจูเกสจะสามารถทำการส่งค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อนจะมีส่วนจริงซึ่งตรงข้ามกับค่าความต้านทานของขดลวด ดังนั้นถ้าค่าของอิมพีแดนซ์แหล่งจ่าย คือ  $Z_s = R + jX$  เมื่อคอนจูเกทคอนจูเกสคือ  $Z_s^* = R - jX$

ถ้าคุณตามหลักคณิตศาสตร์จะมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.1 แสดงถึงการส่งกำลังสูงสุดของกำลังที่เกิดขึ้นได้ เมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดคือคอนจูเกทคอนจูเกสของแหล่งจ่าย ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แหล่งจ่าย ( $Z_s$ ) ซึ่งอนุกรมกับส่วนประกอบความต้านทานของขนาดของ  $+jX$  (ตัวเหนี่ยวนำ) การจับกันของตัวคอนจูเกทคอนจูเกสของโหลดประกอบด้วยอิมพีแดนซ์ของความต้านทานของขดลวด  $-jX$  ความต้านทานของขดลวด (ตัวเก็บประจุ) ในการอนุกรมกับ  $R_L$  ส่วนประกอบ  $+jX$  ของแหล่งจ่ายและส่วนประกอบ  $-jX$  ของโหลดถูกอนุกรม ดังนั้นอิมพีแดนซ์ส่วนอื่น ๆ เป็นศูนย์เหลือแต่  $R_s$  และ  $R_L$  ซึ่งเท่ากันโดยกำหนดให้  $R_s$  และ  $R_L$  เท่ากันทำให้มีกำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้น ดังนั้นเมื่อแหล่งจ่ายที่จับกันคอนจูเกทคอนจูเกสแล้วสามารถอ้างอิงถึงเงื่อนไขดังกล่าวได้ ในความต้านทานของขดลวดของแหล่งจ่ายมีความเท่ากันและตรงกันข้ามกันกับความต้านทานของขดลวดของโหลด ดังนั้นการยกเลิกค่าความต้านทานสำหรับแหล่งจ่ายและโหลดจะสิ้นสุดลง



รูปที่ 3.1 รูป A แสดงวงจรไฟฟ้า

รูป B แสดงกำลังงานทางทฤษฎีของวงจร

พิกัด  $P_{out\max}$  เกิดขึ้นเมื่อ  $R_L = R_s$  ในวงจรของรูปที่ 3.1A โดยใช้สูตร

$$V_1 = [R_L / (R_s + R_L)](V_s) \quad (3.1)$$

ให้  $V_s = 1$  และ  $R_s = 1$  สำหรับความสะดวกดังนี้

$$V_1 = R_L / (1 + R_L) \quad (3.2)$$

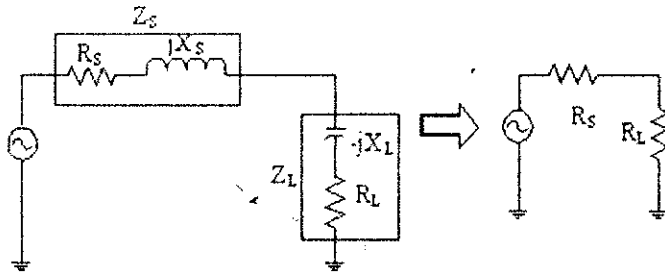
เมื่อกำลังใน  $R_L$  คือ

$$\begin{aligned} P_1 &= V_1^2 / R_L \\ &= [(R_L / (1 + R_L))^2] / R_L \\ &= R_L / (1 + R_L)^2 \end{aligned} \quad (3.3)$$

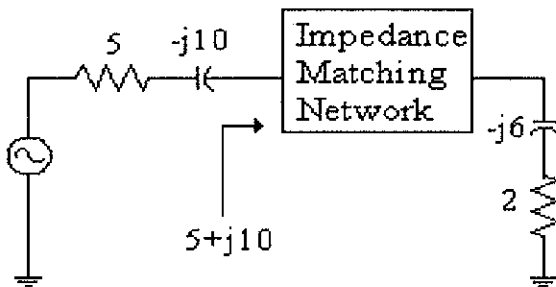
ถ้าพล็อต  $P_1$  กับ  $R_L$  ในสมการก่อนหน้านี้อัตลักษณ์จะแสดงโดยเส้นโค้งของกราฟในรูปที่ 3.1B โดยที่ขั้นตอนแรกในการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์คือเมื่อค่ากำลังแรงของอิมพีแดนซ์ของโหลดมีลักษณะคล้ายคอมเพล็กซอนจูเกของอิมพีแดนซ์ เมื่อแหล่งจ่ายจ่ายกำลังสูงสุดจะถูกส่งไปยังโหลด ดังแสดงในรูปที่ 3.3 อิมพีแดนซ์ของโหลดเป็น  $2 - j6$  โอห์มแล้วถูกแปลงโดยโครงสร้างของแมตซ์อิมพีแดนซ์มีค่า  $5 + j10$  โอห์ม เมื่อแหล่งจ่ายของอิมพีแดนซ์ของโหลดเป็น  $5 + j10$  ซึ่งเป็นคอมเพล็กซอนจูเกของอิมพีแดนซ์เพราะการจ่ายไฟให้กับความต้านทานของขดลวดซึ่งมีความถี่อิสระต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สมบูรณ์สามารถเกิดขึ้นได้ที่ความถี่เดียวกันนั้น นั่นคือความถี่ที่มีส่วนประกอบ  $+jX$  เป็นส่วนจริงเท่ากับส่วนประกอบ  $-jX$  เป็นส่วนจินตภาพ ดังนั้น การแมตซ์ที่ความถี่กลางของการแมตซ์อิมพีแดนซ์จะกลายเป็นปัญหาในวงจรบอร์คแบนด์ที่การแมตซ์ที่

สมมุติฐานทุกที่ภายในพาสแบนด์ทางทฤษฎีแต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มขึ้นของแบนด์วิธของการแมตช์จะเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยในทางทฤษฎี

โครงสร้างของการทำแมตช์ซึ่งนั้นไม่ได้จำกัดจำนวนของโครงสร้างแต่อย่างใดหรือสามารถใช้ฟังก์ชันการแมตช์ซึ่งอิมพีแดนซ์ดังในรูปที่ 3.3 ในโครงข่าย LC แบบ 2 องค์ประกอบหรือทำฟิลเตอร์แบบ 7 องค์ประกอบ ขึ้นอยู่กับการประยุกต์ว่าจะทำงานให้เท่ากันอย่างไร ซึ่งต้องทำความเข้าใจลึกซึ้งเพื่อที่จะสามารถทำการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบสองแหล่งจ่ายได้



รูปที่ 3.2 แหล่งจ่ายทำการขับเคลื่อนคอมเพล็กซ์คอนจูเกไปยังวงจรสมมูล

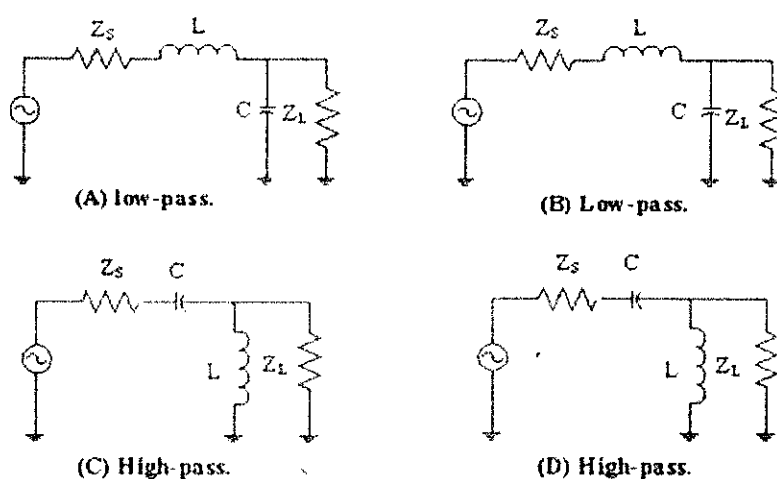


รูปที่ 3.3 การแปลงอิมพีแดนซ์ในวงจรแมตช์

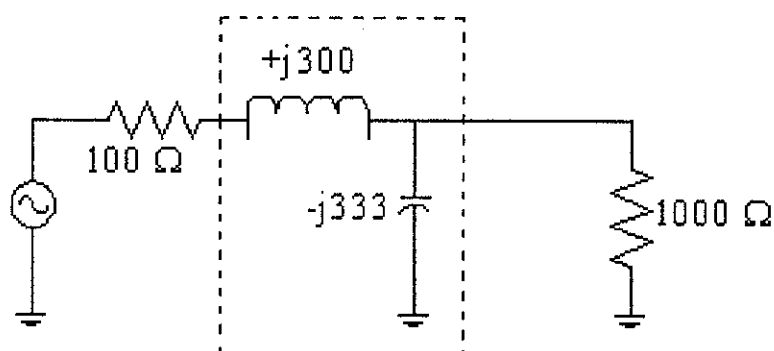
### 3.3 โครงข่ายแบบ L (L Network)

วงจรที่ใช้สำหรับการแมตช์ซึ่งที่ง่ายที่สุดคือวงจรที่มีลักษณะเป็นแบบโครงข่าย L ดังแสดงในรูปที่ 3.4 วงจรที่มีชื่อนี้เพราะว่าส่วนประกอบของวงจรมีลักษณะซึ่งเหมือนรูปร่างของ L ซึ่งได้จัดเป็น 2 ส่วนประกอบของ L และ 2 ส่วนประกอบของ C แบบในการจัด (รูปที่ 3.4A และรูปที่ 3.4B) คือรูปร่าง Low Pass ส่วนอีก 2 แบบ (รูปที่ 3.4C และรูปที่ 3.4D) คือรูปร่าง High Pass

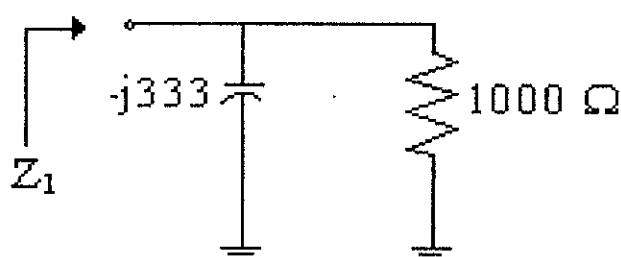
ก่อนหน้านั้นได้แนะนำสมการซึ่งสามารถใช้ในการออกแบบวงจรที่มีโครงสร้างแมตช์ซึ่งดังรูปที่ 3.4 ในการวิเคราะห์โครงสร้างแมตช์ซึ่งที่มีอยู่สามารถเข้าใจได้ว่าการแมตช์อิมพีแดนซ์สามารถเกิดขึ้นได้อย่างไร การวิเคราะห์นี้ถูกทำให้มีตัวแบล็กเมจิก (Black Magic) ถ้ามองรอบๆ การแมตช์อิมพีแดนซ์ควรลดลง



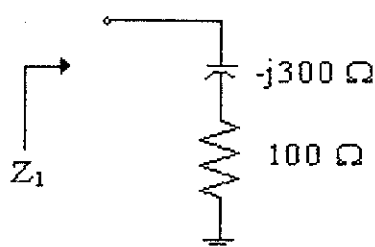
รูปที่ 3.4 โครงสร้างของวงจรแบบ L



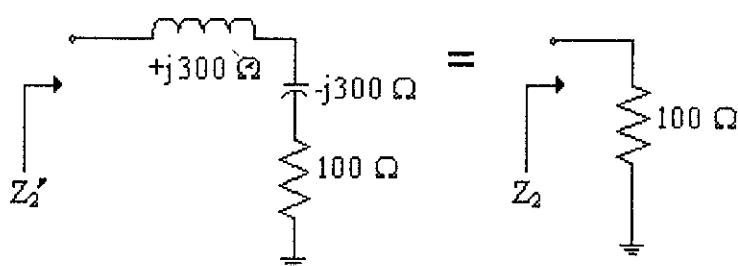
รูปที่ 3.5 วงจรที่ทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายมีความต้านทาน 100 โอห์ม และ ความต้านทานทางฝั่งโหลด 1000 โอห์ม



รูปที่ 3.6 อิมพีแดนซ์ที่ต่อขนานกันระหว่าง  $R_L$  และ  $X_C$



รูปที่ 3.7 วงจรสมมูลที่ได้จากรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.8 วงจรที่ได้การทำแมตซ์

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของโครงข่าย L อย่างง่ายระหว่างแหล่งจ่าย 100 โอห์มและโหลด 1000 โอห์ม โดยไม่มีการต่ออิมพีแดนซ์แมตซ์ของโครงสร้างของวงจร เมื่อแหล่งจ่าย 100 โอห์มขับเคลื่อนไปยังโหลด 1000 โอห์มโดยตรงทำให้วงจรเกิดการสูญเสียประมาณ 4.8 dB ของกำลังจากแหล่งจ่ายทั้งหมด ดังนั้น 1 ใน 3 ของสัญญาณที่สามารถหาได้ง่ายจากแหล่งจ่ายเมื่อทำอิมพีแดนซ์แมตซ์จะกำจัดการสูญเสียนี้ได้และส่งกำลังสูงสุดส่งไปยังโหลด นี่คือการทำได้โดยการให้ความแรงของแหล่งจ่าย 100 โอห์มที่ยังอยู่ในอิมพีแดนซ์แมตซ์

จากรูปที่ 3.5 เป็นการแมตซ์ของวงจรสามารถทำได้ง่ายขึ้นและจากรูปที่ 3.6 นั้นขั้นตอนแรกจะทำการวิเคราะห์เพื่อที่จะหาอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ดูเหมือนจริง เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าเป็น  $-j333$  โอห์ม เป็นค่าคอนจูเกทของความต้านทานโหลด 1000 โอห์มนี้คือการคำนวณง่าย ๆ โดย

$$\begin{aligned} Z &= (X_C R_L) / (X_C + R_L) \\ &= (-j333 \times 1000) / (-j333 + 1000) \\ &= 315 \angle -71.58 \\ &= 100 - j300 \Omega \end{aligned}$$

ดังนั้นการรวมแบบขนานของตัวเก็บประจุ  $-j333$  โอห์มและความต้านทาน 1000 โอห์ม ผลลัพธ์ค่าของความต้านทาน = 100 และการรวมแบบอนุกรมของความต้านทาน 100 โอห์มและตัว

เก็บประจุ  $-j333$  โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ถ้าทำการสร้างสัญญาณโคงในวงจรที่มีลักษณะดังรูปที่ 3.6 และรูปที่ 3.7 โดยที่ไม่สามารถจะบอกความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ทั้งสองที่แสดงคุณลักษณะที่คล้ายกันได้ (ยกเว้น DC ที่ปรากฏ)

อิมพีแดนซ์ที่นำมาอนุกรมได้  $100 - j300\Omega$  สำหรับโหนดแสดงว่าการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่าย  $100$  โอห์มที่ทำให้มีค่าเท่ากันและตรงข้ามกัน ( $+j300$  โอห์ม) ความต้านทานของขดลวดอนุกรมดังรูปที่ 3.7 การรวมของตัวเหนี่ยวนำ  $+j300$  โอห์มเป็นสาเหตุทำให้ตัวเก็บประจุ  $+j300$  โอห์ม เป็นศูนย์เหลือเพียงความต้านทานโหนด  $100$  โอห์มเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 3.8 ซึ่งโครงสร้างจริงของรูปที่ 3.5 จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเพราะได้ทำการวิเคราะห์ส่วนน้อยๆ ของโครงสร้างมาแล้ว ดังนั้นสามารถทำความเข้าใจเกี่ยวกับฟังก์ชันของส่วนประกอบอื่น

การออกแบบโครงสร้างของอิมพีแดนซ์แมตซ์ดังรูปที่ 3.4 วงจรนี้สามารถออกแบบอย่างง่ายโดยใช้สมการต่อไปนี้

$$Q_S = Q_P = \sqrt{(R_P / R_S) - 1} \quad (3.4)$$

$$Q_S = X_S / R_S \quad (3.5)$$

$$Q_P = X_P / R_P \quad (3.6)$$

ดังแสดงในรูปที่ 3.9

$Q_S$  = ขาอนุกรมของ Q

$Q_P$  = ขาขนานของ Q

$R_P$  = ความต้านทานขนาน

$X_P$  = ความต้านทานของขดลวดขนาน

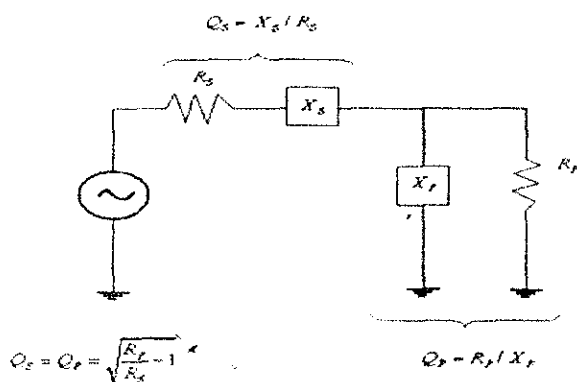
$R_S$  = ความต้านทานอนุกรม

$X_S$  = ความต้านทานของขดลวดอนุกรม

ขนาดของ  $X_P$  และ  $X_S$  บางทีจะเป็นความต้านทานขดลวดของตัวเก็บประจุหรือเป็นความต้านทานของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งบางทีทั้งคู่จะมีตัวที่มีชนิดตรงข้ามกัน เมื่อให้  $X_P$  เป็นตัวเก็บประจุจะต้องทำการเลือกให้  $X_S$  เป็นตัวเหนี่ยวนำดังตัวอย่างที่ 3.1

### 3.4 โหลดเชิงซ้อน (Complex Loads)

การออกแบบดังตัวอย่าง 3.1 ถูกใช้สำหรับกรณีง่าย ๆ ของการทำแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 2 ค่า



รูปที่ 3.9 วงจรที่ได้จากการออกแบบจากโครงสร้างแบบ L

#### ตัวอย่างที่ 3.1

ออกแบบวงจรเพื่อทำการแมตชิ่งระหว่างแหล่งจ่าย 100 โอห์มกับโหลด 1000 โอห์ม ที่ความถี่ 100 MHz. โดยยอมให้แรงดันกระแสตรงผ่านจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลด

วิธีทำ

ต้องการเส้นทาง DC ระหว่างแหล่งจ่ายและโหลด ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำมาต่ออนุกรม ดังแสดงในรูปที่ 3.4A จากสมการที่ 3.4 จะได้

$$\begin{aligned}
 Q_s = Q_p &= \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} \\
 &= \sqrt{9} \\
 &= 3
 \end{aligned}$$

จากสมการ 3.5 จะได้

$$\begin{aligned}
 X_s &= Q_s R_s \\
 &= (3)(100) \\
 &= 300\Omega(\text{inductive})
 \end{aligned}$$

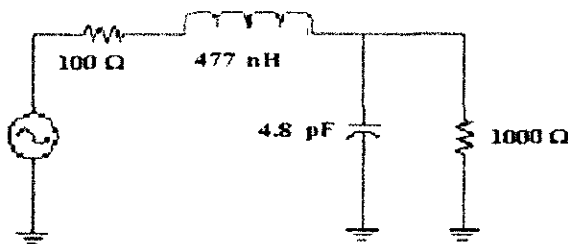
ดังนั้นจากสมการ 3.6 จะได้

$$\begin{aligned}
 X_p &= \frac{R_p}{Q_p} \\
 &= \frac{1000}{3} \\
 &= 333\Omega(\text{capacitive})
 \end{aligned}$$

ดังนั้นค่าองค์ประกอบที่ความถี่ 100 MHz คือ

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{X_s}{\omega} \\
 &= \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)} \\
 &= 477 \text{ nH} \\
 C &= \frac{1}{\omega X_p} \\
 &= \frac{1}{2\pi(100 \times 10^6)(333)} \\
 &= 4.8 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

สามารถแสดงผลของวงจรที่สมมูลได้ในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรสุทธ้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.1

ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตเกือบทั้งหมดจะเป็นค่าเชิงซ้อนเสมอ คือจะประกอบไปด้วยทั้งส่วนที่เป็นส่วนจริงและส่วนที่เป็นส่วนจินตภาพ ( $R \pm jX$ ) สายนำสัญญาณ เครื่องผสม สายอากาศแหล่งกำเนิดอื่น ๆ และโหลดก็มีความสัมพันธ์ไม่ต่างกันดังที่ได้กล่าวมา ส่วนใหญ่จะมีส่วนประกอบของรีแอคทีฟร่วมมาด้วยเสมอ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องรู้วิธีว่า จะต้องทำอะไรในการจัดการควบคุมค่ารีแอคแตนซ์เหล่านี้ที่แอบแฝงติดมาด้วยและในข้อเท็จจริงที่เป็นอยู่ คือจะต้องทำการกำจัดค่ารีแอคแตนซ์ออกไป

มีพื้นฐานอยู่ 2 แบบในการเข้าถึงการจัดการกับค่าอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน

1. การซึมซับเป็นการดูดซึมค่ารีแอคแตนซ์ที่ติดมาด้วยตัวโครงข่ายอิมพีแดนซ์การเข้าคู่อิมพีแดนซ์ (The impedance matching network) สามารถทำได้โดยการกำหนดแต่ละองค์ประกอบที่จะทำการเข้าคู่กันอย่างรอบคอบ เช่น ตัวเก็บประจุควรวางไว้ขนานกับค่าคาปาซิแตนซ์ที่ติดมาด้วย และตัวเหนี่ยวนำควรวางอนุกรมกับอินดักแตนซ์ที่ติดมา ค่า

องค์ประกอบที่คิดมานี้จะถูกนำไปลบกับค่าองค์ประกอบที่ได้จากการคำนวณ แล้วจะเหลือเป็นค่าองค์ประกอบค่าใหม่ ( $C', L'$ ) ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

2. การสะท้อน เป็นการสะท้อนค่ารีแอกแตนซ์ที่คิดมาด้วยค่าที่เท่าเดิมและมีค่ารีแอกแตนซ์ตรงข้ามกันที่ความถี่ที่สนใจ การออกแบบ โครงข่ายการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ ได้แสดงไว้แล้วซึ่งแสดงให้เห็นว่าได้ค่าเหลือแต่ค่าความต้านทานจริง ดังในตัวอย่างที่ 3.1

โดยทั่วไปแล้วสามารถใช้แนวทางในการทำได้ทั้งสองวิธีในเวลาเดียวกัน ในความจริงสำหรับการออกแบบอาจจะใช้ประโยชน์ได้น้อย ให้ลองดูตัวอย่างอย่างง่าย 2 ตัวอย่างนี้ เพื่อที่จะช่วยให้เกิดความเข้าใจชัดเจนในเนื้อหามากขึ้น

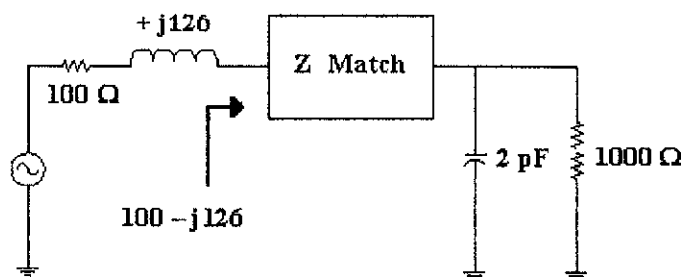
ข้อสังเกตในตัวอย่าง 3.2 ไม่ได้กล่าวถึงการทำแมตซ์คอนจูเกจ ค่าอิมพีแดนซ์ในการทำแมตซ์จะถูกมองมาจากทางแหล่งจ่ายได้เป็น  $100 - j126$  โอห์ม แน่นอนว่าค่าคอมเพล็กซ์คอนจูเกจจะต้องเป็น  $100 + j126$  โอห์ม

จะเห็นว่าถ้าค่าองค์ประกอบที่คิดมามีขนาดใหญ่กว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ การซึมซับจะไม่สามารถจัดวางได้ในตัวอย่างถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ที่คิดมาในรูปที่ 3.11 มีค่าเท่ากับ  $20 \text{ pF}$  จะทำให้ไม่สามารถที่จะนำค่าตัวเก็บประจุมาต่อขนานเพื่อให้ได้ค่าคาปาซิแตนซ์เท่ากับ  $4.8 \text{ pF}$  ตามต้องการได้ ในสถานการณ์เช่นนี้ เมื่อการซึมซับไม่สามารถทำได้ หลักการของการสะท้อนจับคู่กับการซึมซับมักจะถูกใช้แทนกัน

ตัวอย่าง 3.2 และ 3.3 แสดงรายละเอียดก่อนข้างสำคัญเกี่ยวกับหลักการในการออกแบบ โครงข่ายการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ ประกอบด้วยการวางแผนและการเตรียมการในการออกแบบอย่างง่ายระหว่างโหลดเชิงซ้อนให้กลายเป็น Simple Number-Crunching โดยใช้หลักการพีชคณิตขั้นพื้นฐาน ค่ารีแอกแตนซ์ที่คิดมาต่าง ๆ ที่อยู่ในแหล่งจ่ายและโหลด สามารถดูดซึมใน โครงข่ายการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ได้ (ตัวอย่างที่ 3.2) หรือสามารถสะท้อนด้วยค่าเท่ากันและค่ารีแอกแตนซ์ที่มีค่าตรงข้ามกัน จากนั้นก็จะดูดซึมไปใน โครงข่ายการเข้าคู่อิมพีแดนซ์ (ตัวอย่างที่ 3.3)

### ตัวอย่างที่ 3.2

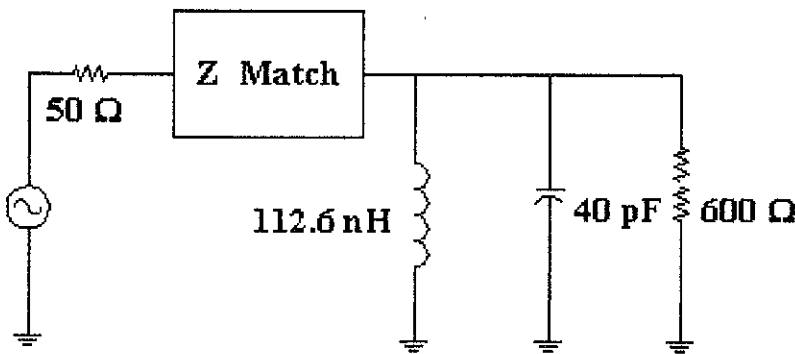
การแมตซ์แหล่งกำเนิดและโหลดดังแสดงในรูปที่ 3.11 (ที่ความถี่  $100 \text{ MHz}$ )



รูปที่ 3.11 วงจรของแหล่งจ่ายและโหลดสำหรับตัวอย่างที่ 3.2

## วิธีทำ

ขั้นตอนแรกในกระบวนการออกแบบ คือ ไม่ต้องสนใจรีแอคแตนซ์ใด ๆ ทั้งหมดและมองว่าเป็นการแมตช์เฉพาะส่วนจริง 100 โอห์มของแหล่งจ่ายกับส่วนจริง 1000 โอห์ม ของโหลดที่ความถี่ 100 MHz เก็บไว้ว่าจะต้องวางตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับอินดักแตนซ์ที่ติดมาด้วยและวางตัวเก็บประจุขนานกับคาปาซิแตนซ์ที่ติดมาด้วย เพื่อความสะดวกให้ดูตามรูปที่ 3.4A และในตัวอย่างที่ 3.1 จะให้รายละเอียดในการทำ ดังนั้นในการคำนวณค่าต่างๆในโครงข่าย ถ้าไม่สนใจค่ารีแอคแตนซ์ที่ติดมาด้วยจะสามารถแสดงผังวงจรในรูปที่ 3.10 แต่ค่ารีแอคแตนซ์ที่ติดมาด้วยยังไม่หายไป การออกแบบยังไม่สิ้นสุดต้องดูซ้ำด้วยวิธีใดวิธีหนึ่งกับค่ารีแอคแตนซ์ที่ติดมาด้วยในโครงข่าย ซึ่งจะได้ว่าตอนท้ายที่โหลดต้องการค่าคาปาซิแตนซ์ขนาด 4.8 pF สำหรับการแมตช์แต่มีติดมาอยู่แล้ว 2 pF ถ้าใช้ตัวเก็บประจุขนาด 2.8 pF ต่อขนานเข้าไปก็จะได้ 4.8 pF ในทำนองเดียวกันทางด้านแหล่งจ่ายออกแบบมาได้ตัวเหนี่ยวนำอนุกรม 477 nH ซึ่งมีอยู่แล้ว +j126 โอห์ม หรือ 200 nH ดังนั้นตอนนี้ต้องการอินดักแตนซ์อีก  $477 \text{ nH} - 200 \text{ nH} = 277 \text{ nH}$  แล้วก็จะได้ค่าความเหนี่ยวนำแบบอนุกรมรวมทั้งหมดเท่ากับ 477 nH ตามที่ได้คำนวณ จะได้ผังวงจรสุดท้ายดังแสดงในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.2

## 3.5 การแมตช์ด้วย 3 องค์ประกอบ (Three-Element Matching)

สมการที่ 3.4 แสดงให้เห็นข้อเสียของโครงข่าย 2 องค์ประกอบ ซึ่งได้บรรยายไว้หัวข้อที่แล้ว ในความเป็นจริง  $R_s$  และ  $R_p$  หรือว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลด สามารถนำไปคำนวณค่า  $Q$  ของโครงข่ายได้ หรือพูดได้ว่าในโครงข่ายแบบ L นักออกแบบไม่มีทางเลือกวงจร  $Q$  และยังทำตามที่เราได้ ซึ่งเป็นปกติเพราะแหล่งจ่ายและโหลดมีอิมพีแดนซ์เหมือนกันสำหรับการออกแบบวิธีอื่น ๆ ดังนั้น  $R_p$  และ  $R_s$  จึงไม่สามารถเปลี่ยนได้

การขาดการใช้ประโยชน์จากวงจร  $Q$  ในการทำโครงข่ายการเข้าคู่กัน สามารถขัดขวางได้ โดยเฉพาะต้องการใช้งานกับย่านความถี่แคบ (Narrow-band) นอกจากนี้นักออกแบบสามารถเลือกใช้วงจร  $Q$  ที่ใช้งานจริงได้ตามต้องการเท่าที่เป็นไปได้ด้วยการใช้โครงข่ายการเข้าคู่แบบ L

เพียงอย่างเดียวหรือพูดอีกอย่างหนึ่งว่า วงจร  $Q$  ถูกสร้างด้วยโครงข่ายการแมตซ์แบบ  $L$  ซึ่งค่าเล็กที่สุดของวงจร  $Q$  ที่มีได้จัดไว้ 3 องค์ประกอบ

โครงข่ายแบบ 3 องค์ประกอบ (ในรูปที่ 3.17) เรียกว่าโครงข่ายแบบพาย เพราะว่ามันดูคล้ายกับตัว  $\pi$  ซึ่งเป็นตัวอักษรของกรีก โครงข่ายพวกเดียวกัน (ในรูปที่ 3.18) เรียกว่า โครงข่ายแบบที ด้วยเหตุผลแบบเดียวกัน

### 3.5.1 โครงข่ายแบบ $\pi$ (The Pi Network)

โครงข่าย  $\pi$  สามารถบรรยายได้ดีที่สุดด้วยสองส่วนแบบหลังชนกันของโครงข่าย  $L$  รูปทั้งสองที่ทำการเข้าคู่โหนดกับแหล่งจ่าย จะมองไม่เห็นหรือเหมือนมีตัวต้านทานที่ตำแหน่งจุดเชื่อมต่อระหว่างสองโครงข่ายดังแสดงในรูปที่ 3.19 ความหมายของเครื่องหมายลบสำหรับ  $-X_{s1}$  และ  $-X_{s2}$  เป็นสัญลักษณ์ที่ถูกใช้เพื่อแสดงค่า  $X_s$  มีค่าตรงข้ามกับ  $X_{p1}$  และ  $X_{p2}$  ตามลำดับ ดังนั้นถ้า  $X_{p1}$  เป็นตัวเก็บประจุแล้วค่า  $X_{s1}$  ก็ต้องเป็นตัวเหนี่ยวนำ ในทำนองเดียวกันถ้า  $X_{p2}$  เป็นตัวเหนี่ยวนำแล้ว  $X_{s2}$  ก็ต้องเป็นตัวเก็บประจุ

ในการออกแบบแต่ละส่วนของโครงข่ายแบบ  $\pi$  จะต้องดำเนินการแบบโครงข่ายแบบ  $L$  ในส่วนที่แล้ว ค่าความต้านทานเสมือน ( $R$ ) จะต้องมีความน้อยกว่าค่าของ  $R_s$  หรือ  $R_L$  เพราะว่ามันถูกต่อแบบอนุกรมที่แต่ละแขนของ  $L$  แต่มันสามารถมีค่าอื่นตามที่ต้องการได้ ส่วนใหญ่แล้ว  $R$  จะนิยามโดยโหลด  $Q$  ซึ่งสามารถที่จะระบุจุดเริ่มต้นของกระบวนการออกแบบได้ สำหรับวัตถุประสงค์ของโหลด  $Q$  จะนิยามโดย

$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R} - 1} \quad (3.7)$$

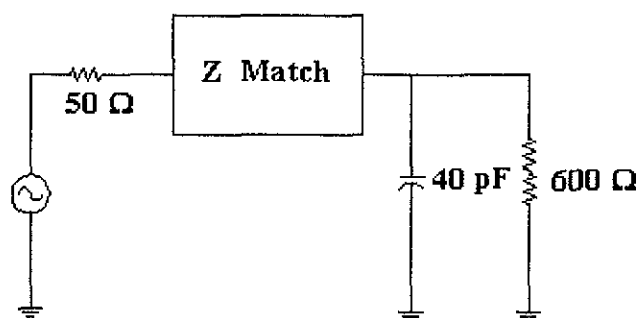
โดยที่  $R_H$  คือค่าอิมพีแดนซ์ภายนอกที่ใหญ่ที่สุดของ  $R_s$  หรือ  $R_L$

$R$  คือค่าความต้านทานเสมือน (Virtual Resistance)

แม้ว่าจะไม่ถูกต้องครบถ้วน แต่ก็ได้รับการยอมรับโดยกว้างสำหรับการใช้ในการคำนวณค่า  $Q$  และครอบคลุมเพียงพอสำหรับงานในทางปฏิบัติจริง

### ตัวอย่างที่ 3.3

ออกแบบโครงข่ายการแมตซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อทำการป้องกันการไหลของ DC จากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดดังรูปที่ 3.13 ความถี่ใช้งานเท่ากับ 75 MHz พยายามให้เกิดการเรโซแนนซ์

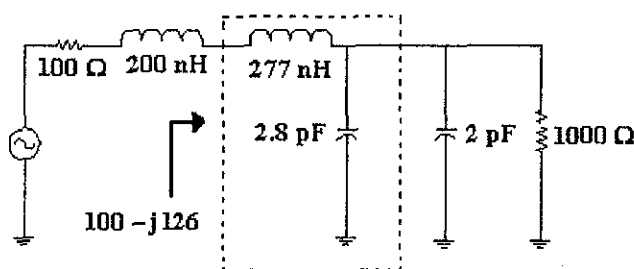


รูปที่ 3.13 วงจรของแหล่งจ่ายและโหลดสำหรับตัวอย่างที่ 3.3

### วิธีคำนวณ

ต้องการป้องกันการไหลของ DC จากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดสามารถควบคุมได้โดยใช้วงจรแมตชิงในรูปที่ 3.4C แต่สิ่งแรกให้กำจัดค่าคาปาซิแตนซ์ 40 pF ที่ติดมาด้วยการเรโซแนนซ์ด้วยตัวเหนี่ยวนำแบบขนานที่มีความถี่ 75 MHz

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{1}{\omega^2 C_{stray}} \\
 &= \frac{1}{[2\pi(75 \times 10^6)]^2 (40 \times 10^{-12})} \\
 &= 112.6 \text{ nH}
 \end{aligned}$$



รูปที่ 3.14 การเรโซแนนซ์ของโหลดคาปาซิแตนซ์

ดังแสดงวงจรไว้ในรูปที่ 3.14 ขณะนี้ได้ทำการกำจัดคาปาซิแตนซ์ที่ติดมาด้วยเรียบร้อยแล้วทำให้สามารถทำการแมตชิงระหว่างแหล่งจ่าย 50 โอห์มกับโหลด 600 โอห์ม ดังนี้

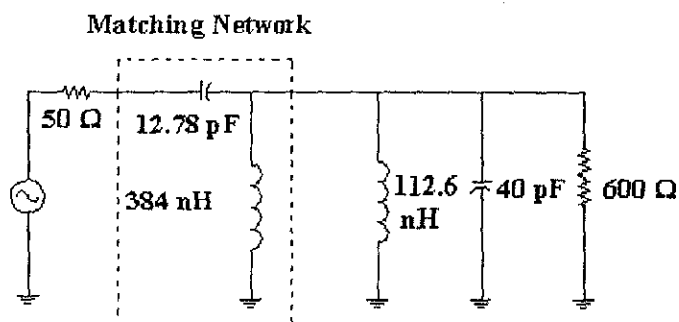
$$Q_s = Q_p = \sqrt{\frac{R_s}{R_p} - 1}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{\frac{600}{50} - 1} \\
 &= 3.32 \\
 X_s &= Q_s R_s \\
 &= (3.32)(50) \\
 &= 166 \Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_p &= \frac{R_s}{Q_p} \\
 &= \frac{600}{3.32} \\
 &= 181 \Omega
 \end{aligned}$$

ด้วยเหตุนี้จึงได้ว่าแต่ละองค์ประกอบมีค่าเป็น

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{1}{\omega X_s} \\
 &= \frac{1}{2\pi(75 \times 10^6)(166)} \\
 &= 12.78 \text{ pF} \\
 L &= \frac{X_p}{\omega} \\
 &= \frac{181}{2\pi(75 \times 10^6)} \\
 &= 384 \text{ nH}
 \end{aligned}$$

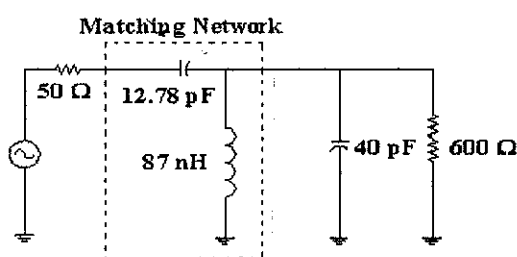


รูปที่ 3.15 วงจรที่ได้ออกหลังจากทำการแมตช์แล้ว

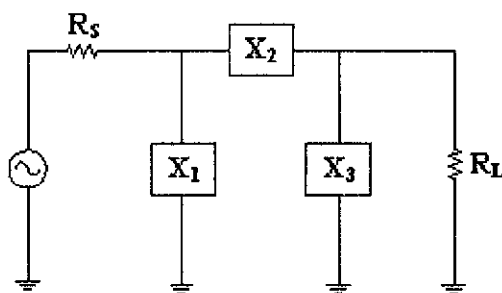
ค่าเหล่านี้ได้แสดงผลวงจรในรูปที่ 3.15 แต่สังเกตว่าวงจรสามารถจัดรูปให้ง่ายขึ้นโดยการรวมตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัวที่ขนานกันอยู่ให้เป็นตัวเหนี่ยวนำตัวเดียว ดังนี้

$$\begin{aligned} L_{new} &= \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \\ &= \frac{(384)(112.6)}{384 + 112.6} \\ &= 87 \text{ nH} \end{aligned}$$

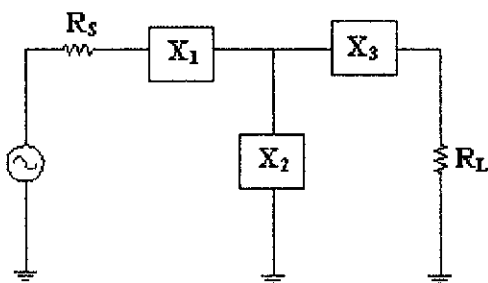
รูปวงจรที่ได้จากการออกแบบปรากฏอยู่ในรูปที่ 3.16



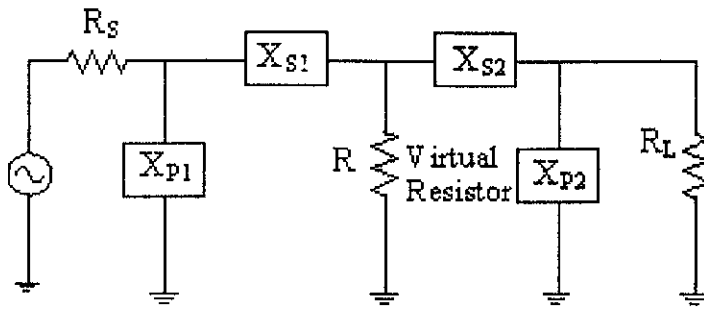
รูปที่ 3.16 วงจรสุดท้ายจากการทำการแมตช์ของตัวอย่างที่ 3.3



รูปที่ 3.17 ส่วนประกอบที่มี 3 อีลิเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ  $\pi$



รูปที่ 3.18 ส่วนประกอบที่มี 3 อีลิเมนต์เป็นโครงข่ายแบบ T



รูปที่ 3.19 โครงข่ายแบบ  $\pi$  ที่แสดงเป็นแบบ Back-to-Back

### 3.5.2 โครงข่ายแบบ T (The T network)

การออกแบบของโครงข่ายแบบ T ที่มี 3 อิมพีแดนซ์เหมือนกันกับการออกแบบสำหรับโครงข่ายแบบ  $\pi$  เว้นแต่แบบ T จะทำการแมตช์โหลดและแหล่งจ่ายด้วยโครงข่ายชนิด L สองชนิดตลอด ค่าความต้านทานแท้จริงใหญ่กว่าค่าความต้านทานโหลดหรือแหล่งจ่าย หมายความว่าโครงข่ายชนิด L สองชนิดจะต่อขาแบบขนาน

โครงข่ายแบบ T หลายครั้งใช้การแมตช์ค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ สองค่าเวลาจัดค่า  $Q$  สูงตามความต้องการ โหลด  $Q$  ของโครงข่ายแบบ T เป็นการกำหนดโดยส่วน  $L$  ที่มีค่า  $Q$  สูงที่สุด โดยนิยามส่วน  $L$  กับค่า  $Q$  สูงสุดจะเกิดที่จุดสุดท้าย ซึ่งมีค่าความต้านทานสุดท้ายเล็กที่สุดจำไว้ว่าค่าความต้านทานสุดท้ายเป็นขออนุกรมของแต่ละโครงข่าย ดังนั้นสูตรการหาโหลด  $Q$  ของโครงข่ายแบบ T คือ

$$Q = \sqrt{\frac{R}{R_{\text{small}}} - 1} \quad (3.8)$$

โดยที่  $R$  = ค่าความต้านทานแท้จริง

$R_{\text{small}}$  = ค่าความต้านทานสุดท้ายเล็กที่สุด

สูตรนี้เหมือนกับสูตรเดิมที่ใช้หาค่า  $Q$  สำหรับชนิดโครงข่ายแบบ  $\pi$  อย่างไรก็ตามเมื่อเรามีการย้อนกลับหรือฟลิปฟล็อปส่วน  $L$  จะมีผลต่อโครงข่ายแบบ T มีค่าแน่นอนซึ่งไม่นิยามสูตร  $Q$  สำหรับค่าความต้านทานใหม่ที่เกี่ยวข้องกับส่วนของโครงข่าย  $L$  ในสมการ 3.7 และ 3.8 เป็นการประยุกต์พิเศษ สูตรขั้นพื้นฐานเป็นสมการที่ 3.4

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \quad (3.9)$$

โดยที่  $R_p$  = ค่าความต้านทานของโครงข่าย

$R_s$  = ค่าความต้านอนุกรมของโครงข่าย

ดังนั้นให้เข้าใจง่ายกับการกำหนดความแตกต่างของวงจร  $Q$  ทั้งหมดเหมือนกัน แต่ละโครงข่าย  $L$  เป็นการคำนวณเหมือนตัวอย่างเดิมและจะเห็นว่าค่า 4 ค่าสุดท้ายอาจจะเป็นรูปร่างของโครงข่าย  $T$  ได้

### 3.6 สมิทชาร์ต (The Smith Chart)

การออกแบบวงจรอาร์เอฟได้กลายเป็นสิ่งที่น่าเบื่อและใช้เวลานานมากในการแก้สมการ โดยทฤษฎีของวงจรอาร์เอฟจะต้องแก้สมการที่ซ้ำซากและต้องทำการแก้สมการอยู่บ่อยครั้ง ซึ่งเป็นสมการที่ซับซ้อน ดังนั้นจึงมีผู้คิดค้นวิธีการแก้สมการอย่างง่าย ๆ โดยใช้กราฟเป็นอุปกรณ์ช่วยแก้สมการที่เรียกว่าสมิทชาร์ต สามารถใช้แก้สมการได้รวดเร็วและลดความผิดพลาดในการคำนวณ ซึ่งปัจจุบันนี้ได้มีใช้กันอย่างกว้างขวางและเหมาะสมกับการแก้สมการ

#### 3.6.1 โครงสร้างสมิทชาร์ต

คณิตศาสตร์โครงสร้างสมิทชาร์ตที่ให้นานี้เป็นสิ่งที่น่าสนใจและสำคัญในการบันทึก อย่างไรก็ตามคุณคงไม่ต้องการที่จะรู้หรือเข้าใจในคณิตศาสตร์โครงสร้างของมัน ถ้าเพียงแต่คุณเข้าใจวิธีแสดงและวิธีใช้สมิทชาร์ตมันจะเป็นประโยชน์สำหรับคุณ ในบทนี้จะแสดงให้ส่วนหลักของแผนภูมิคือการหาอิมพีแดนซ์แมตซ์

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) ของโวลเทจอิมพีแดนซ์เมื่อให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายสามารถหาได้จากสูตร

$$\rho = \frac{Z_s - Z_L}{Z_s + Z_L} \quad (3.10)$$

ทำการนอร์มอลไลต์จะได้

$$\rho = \frac{Z_o - 1}{Z_o + 1} \quad (3.11)$$

เมื่อ  $Z_o$  เป็นอิมพีแดนซ์เชิงซ้อน คือ  $R + jX$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนสามารถเขียนในรูปของสี่เหลี่ยม (Rectangular) ได้เป็น

$$\rho = p + jq$$

แทนค่าใน (3.11) เราจะได้

$$p + jq = \frac{R + jX - 1}{R + jX + 1} \quad (3.12)$$

ถ้าเราแก้สมการส่วนจริงและส่วนจินตภาพของ  $p+jq$  จะได้

$$p = \frac{R^2 - 1 + X^2}{(R^2 + 1)^2 + X^2} \quad (3.13)$$

และ

$$q = \frac{2X}{(R^2 + 1)^2 + X^2} \quad (3.14)$$

แก้ (3.14) ให้อยู่ในเทอมของ  $X$

$$X = \left( \frac{p(R+1)^2 - R^2 + 1}{1-p} \right)^{1/2} \quad (3.15)$$

แทนที่ใน (3.14) ด้วย (3.15) จะได้

$$\left( p - \frac{R}{R+1} \right)^2 + q^2 = \left( \frac{1}{R+1} \right)^2 \quad (3.16)$$

(3.16) เป็นสมการของวงกลมที่มีจุดศูนย์กลางที่

$$p = \frac{R}{R+1}$$

$$q = 0$$

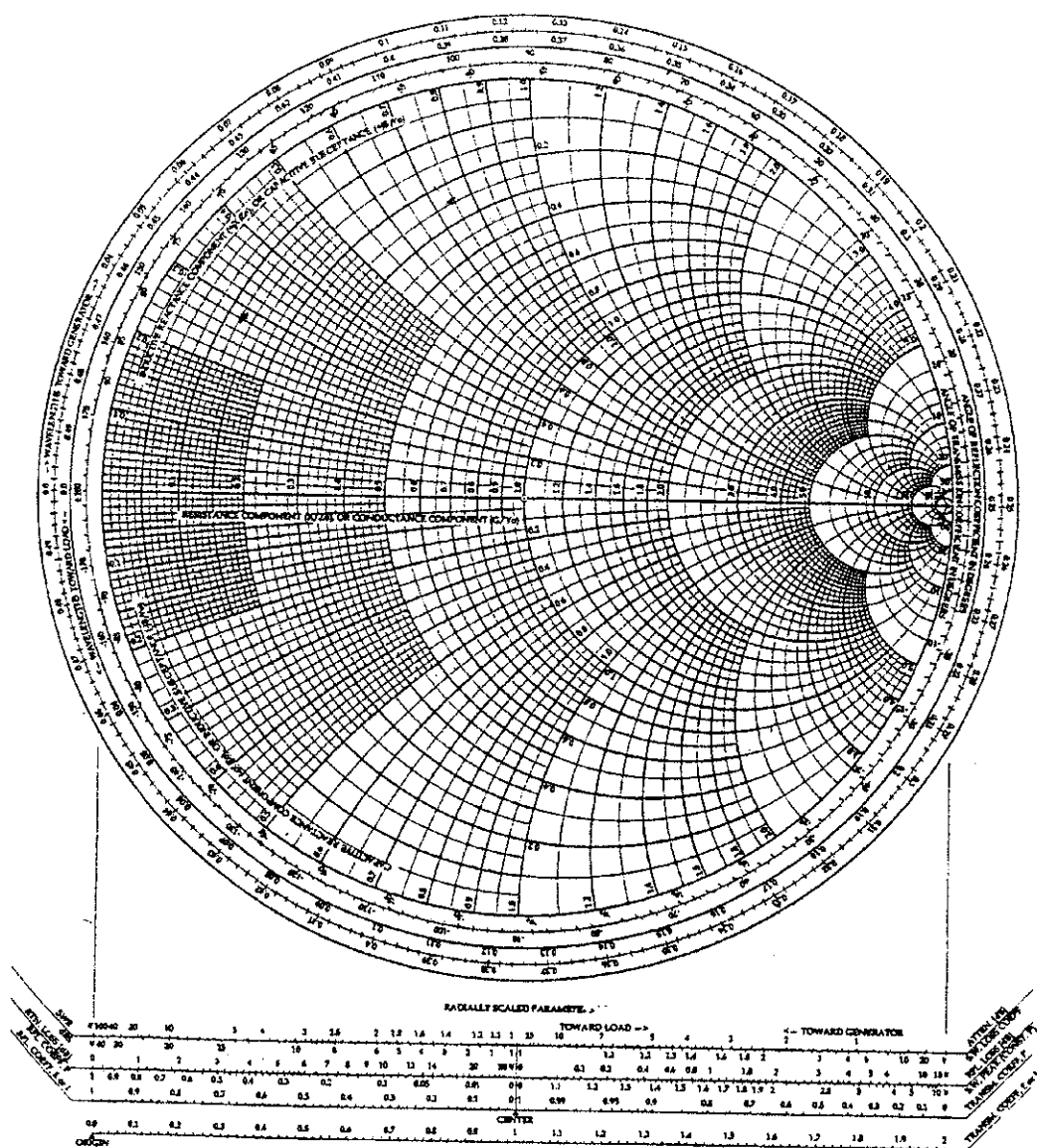
และมีรัศมีเท่ากับ

$$\frac{1}{R+1}$$

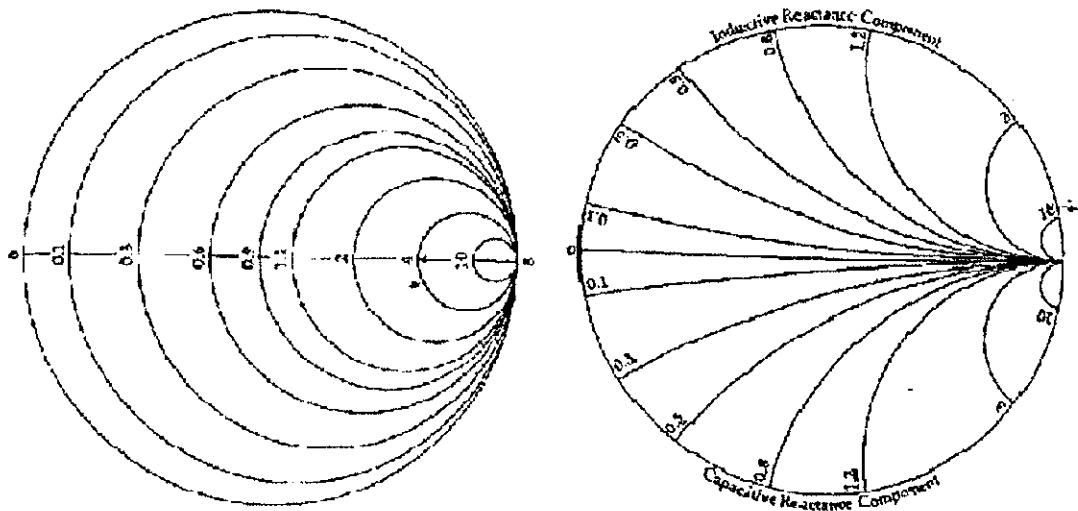
ได้วงกลมของตัวต้านทานแสดงในรูปที่ 3.21A ที่จะสามารถกำจัด  $R$  จาก (3.13) และ (3.14) ได้เป็น

$$(p-1)^2 + \left( q - \frac{1}{X} \right)^2 = \left( \frac{1}{X} \right)^2 \quad (3.17)$$

# The Smith Chart



รูปที่ 3.20 รูปแสดงของสมิทชาร์ต



(A) วงกลมของค่าคงที่ของตัวต้านทาน

(B) วงกลมของค่าคงที่ของตัวรีแอคแตนซ์

รูปที่ 3.21 โครงสร้างของสมิทชาร์ต

สิ่งที่แสดงในจุดศูนย์กลางของวงกลมจะแสดงที่  $p=1$ ,  $V=1/X$  และที่รัศมี  $1/X$  โดยแสดงให้เห็นเป็น  $p, j, q$  ดังรูปที่ 3.21B

การคำนวณทางคณิตศาสตร์จะทำการคำนวณก่อนแล้วจึงใช้สมิทชาร์ตสำหรับการเชื่อมโยงกับการคำนวณทางคณิตศาสตร์ โดยจุดศูนย์กลางของวงกลมและรัศมีสามารถคำนวณโดยใช้สมการที่ 3.10 ถึง 3.17

จากรูปที่ 3.21 จะแสดงดังรูปข้างบนที่มีองค์ประกอบสองส่วน โดยจากรูปที่ 3.21A จะรู้ค่าคงที่ของตัวต้านทานในวงกลม ซึ่งค่าคงที่ที่รีซิสแตนซ์แต่ละจุดบนวงกลมจะมีค่าเหมือนกับรีซิสแตนซ์ที่จุดใดๆ บนวงกลมและในรูปที่ 3.21B จะรู้ค่าคงที่ของรีแอคแตนซ์ในวงกลม ซึ่งค่าคงที่รีแอคแตนซ์แต่ละจุดบนวงกลมจะมีค่าเหมือนกับรีแอคแตนซ์ที่จุดใด ๆ บนวงกลม ในวงกลมจะมีจุดศูนย์กลางและจุดเล็กๆ แต่ละจุดที่บรรจุอยู่ในวงกลมเส้นผ่านศูนย์กลางทุกเส้นที่อยู่ชีกบนจะแสดงค่า  $+jX$  หรืออินดักทีฟรีแอคแตนซ์ (Inductive Reactance) และเส้นผ่านศูนย์กลางทุกเส้นที่อยู่ชีกล่างจะแสดงค่า  $-jX$  หรือคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ (Capacitive Reactance) เส้นผ่านศูนย์กลางจะต้องแสดงแกน  $X=0$  เรียกว่าแกนของส่วนจริง

จากรูปที่ 3.21A ค่าคงที่รีซิสแตนซ์เท่ากับศูนย์โดยการจำกัดเส้นขอบของวงกลม โดยการเพิ่มองค์ประกอบของรีซิสทีฟซึ่งรัศมีของแต่ละวงจะลดลงและจุดศูนย์กลางของแต่ละวงสามารถหมุนวนไปทางขวาของวงกลมได้ ซึ่งเราสามารถสร้างวงกลมเล็กๆ บนขวามือได้

สิ่งที่เกิดขึ้นคล้ายกันของค่าคงที่รีแอคแตนซ์ในวงกลมคือจากรูปที่ 3.21B องค์ประกอบของรีซิสทีฟจะมีแกนจุดเพิ่มขึ้น ( $-jX$  หรือ  $+jX$ ) รัศมีของแต่ละวงกลมจะลดลงและจุดศูนย์กลางของ

แต่ละวงสามารถหมุนกลับไปทางขวาได้ของวงกลมได้ค่าของรีซิสแตนซ์ และรีแอ็กแตนซ์สามารถแสดงได้โดยจุดเดียวกันบนวงกลม

ในตอนแรกให้ตัวต้านทานในวงกลมเท่ากับศูนย์ แล้วให้ค่าตัวต้านทานเริ่มต้นด้วยค่าที่สูงมากในวงกลม ตามด้วยจุดต่างๆ บนวงกลมที่มีค่าของตัวต้านทานเป็นลบ (Negative Resistance) จุดประสงค์ของการใช้เพื่อใช้ตัวต้านทานเป็นลบสำหรับเรียนเกี่ยวกับแหล่งกำเนิดและใช้ในสถานะของการไคยีนเท่านั้น

เมื่อสองรูปจากรูปที่ 3.21 คือการแยกให้เห็นว่าเป็นรูปแกนจริงและแกนจินตภาพจากรูปที่ 3.22 ที่เกิดขึ้นนั้น ถ้าทำการเพิ่มสเกลที่เล็กๆเข้าไปจะกลายเป็นการใช้ในงานออกแบบของวงจรอาร์เอฟทำให้สามารถหาค่าของ อัตราส่วนของคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio) สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient) และการสูญเสียกำลังงานในสายส่ง (Transmission Loss)

### 3.6.2 การพล็อตค่าบนสมิทชาร์ต

แต่ละจุดบนสมิทชาร์ตจะแสดงการค่อแบบอนุกรมของรีซิสแตนซ์และรีแอ็กแตนซ์จาก  $Z=R+jX$  เช่น อิมพีแดนซ์ที่  $Z=1+j1$  นั้นแสดงว่า  $R=1$  เป็นค่าคงที่รีซิสแตนซ์บนวงกลมและ  $X=1$  เป็นค่าคงที่รีแอ็กแตนซ์บนวงกลม จากวงกลมสองวงนั้นแสดงให้เห็นว่าต้องการค่าของอิมพีแดนซ์พล็อตเป็นจุดตามวงกลมในรูปที่ 3.23 โดยการสร้างจุดให้อยู่ในซีกบน นั้นแสดงว่าค่าของ  $X$  เป็นบวก ซึ่งเป็นค่าของรีแอ็กแตนซ์และตัวอินดักเตอร์ในทางตรงข้ามกันถ้าทำการพล็อตจุดที่ซีกล่างจะแสดงว่าค่าของ  $X$  เป็นลบ ซึ่งเป็นค่าของคาปาซิเตอร์

โดยทั่วไปถ้าค่าของ  $R=1$  จะเป็นค่าคงที่ของรีซิสแตนซ์บนวงกลม และ  $X=-1$  เป็นค่าคงที่ของรีแอ็กแตนซ์ซึ่งจะดูจากการพล็อตจุดบนสมิทชาร์ตในเริ่มแรกจะทำการหาจุดต่างๆ ที่ค่อแบบอนุกรมจาก  $Z = R \pm jX$  บนสมิทชาร์ตซึ่งตัวต้านทานคือค่าคงที่ และ  $X$  คือค่าคงที่ของวงกลม

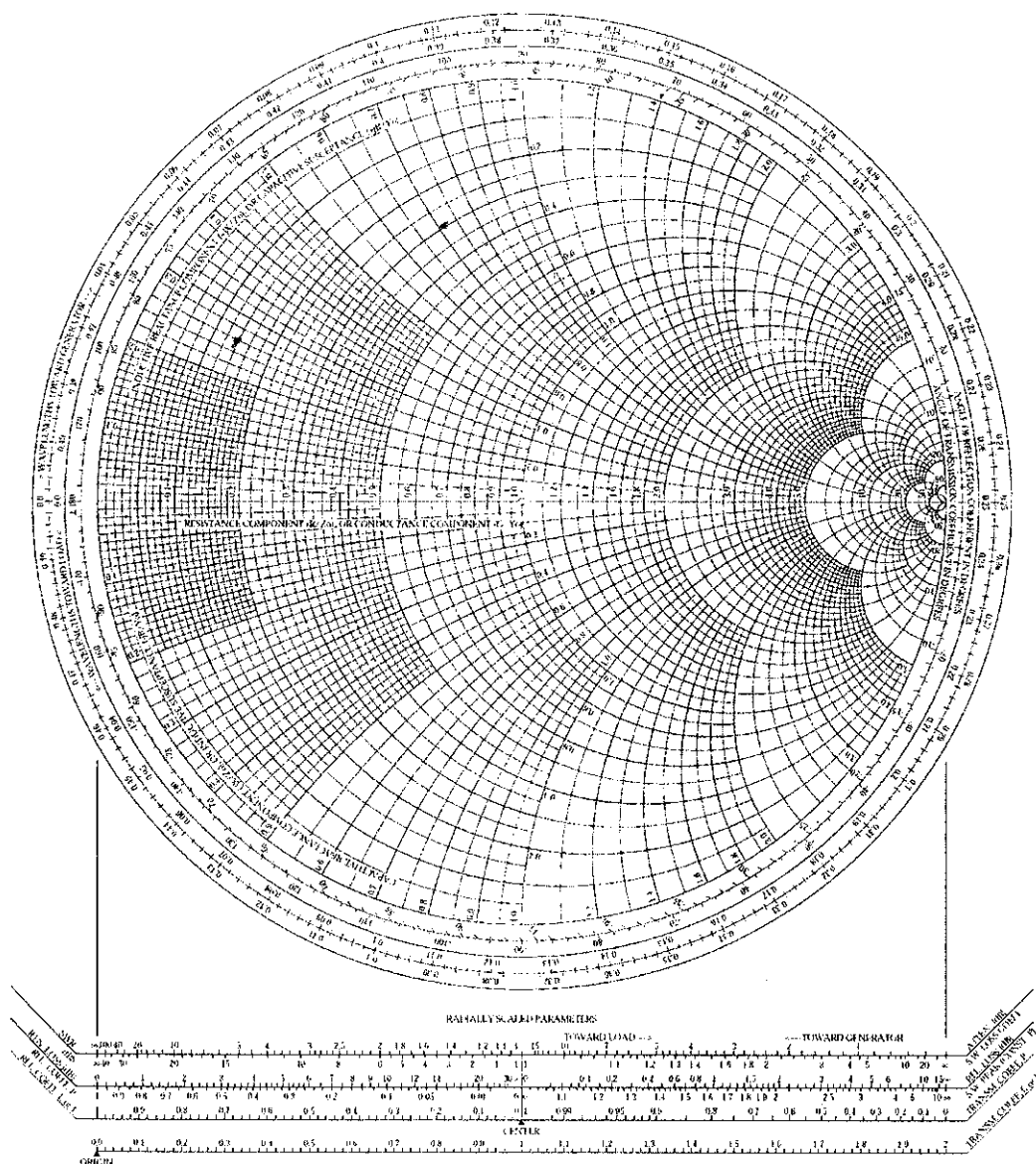
ในกรณีที่มียหลายค่าในวงกลมจะทำการอินเตอร์โพล (Interpolate) ค่าก่อนแล้วค่อยนำไปพล็อตค่าอิมพีแดนซ์โดยการพล็อตจะต้องพิจารณาถึงค่าความผิดพลาด อย่างไรก็ตามค่าความผิดพลาดที่ได้ส่วนมากมักเกิดกับผู้ที่ทำการคำนวณ ในการพล็อตจะต้องทำจุดให้เป็นจุดเล็กๆ ตามรูปที่ 3.24

ค่าของอิมพีแดนซ์ที่ใช้พล็อตบนสมิทชาร์ตนั้นจะต้องเป็นค่าเล็กๆ เช่น ถ้าเราพยายามจะพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์ที่  $Z=100+j150$  เราจะไม่สามารถทำการพล็อตได้เพราะว่าที่  $R=100$  และ  $X=150$  นั้นซึ่งบนวงกลมจะไม่สามารถพล็อตได้เนื่องจากค่าที่ได้นั้นเป็นค่าที่ใหญ่มาก ดังนั้นที่เราจะสามารถทำการพล็อตบนสมิทชาร์ตได้นั้นเราจะต้องทำการนอร์มอลไลต์ (Normalization) เพื่อให้แต่ละอิมพีแดนซ์ที่ทำการพล็อตนั้นเป็นค่าใหม่ที่จะนำไปพล็อตได้ โดยอิมพีแดนซ์ค่าใหม่ที่ได้นั้นจะเป็นค่าของการนอร์มอลไลต์ ที่อยู่ใกล้กับจุดศูนย์กลางที่สร้างขึ้นใหม่ จากตัวอย่างที่ผ่านมาคือ  $Z=100+j150$  โดยเรากำหนดให้  $Z_0=100$  แล้วค่าที่ได้เป็นค่าใหม่คือ  $Z=1+j1.5$  ทำการนอร์มอลไลต์

ได้ง่ายมากโดยนำค่าของ  $Z_0$  มาหารค่าของอิมพีแดนซ์ทั้งหมดก็จะได้ค่าของ  $Z$  ที่นอร์มอลไลซ์แล้วที่สามารถนำไปพล็อตบนสมิทชาร์ตได้

## Smith Chart

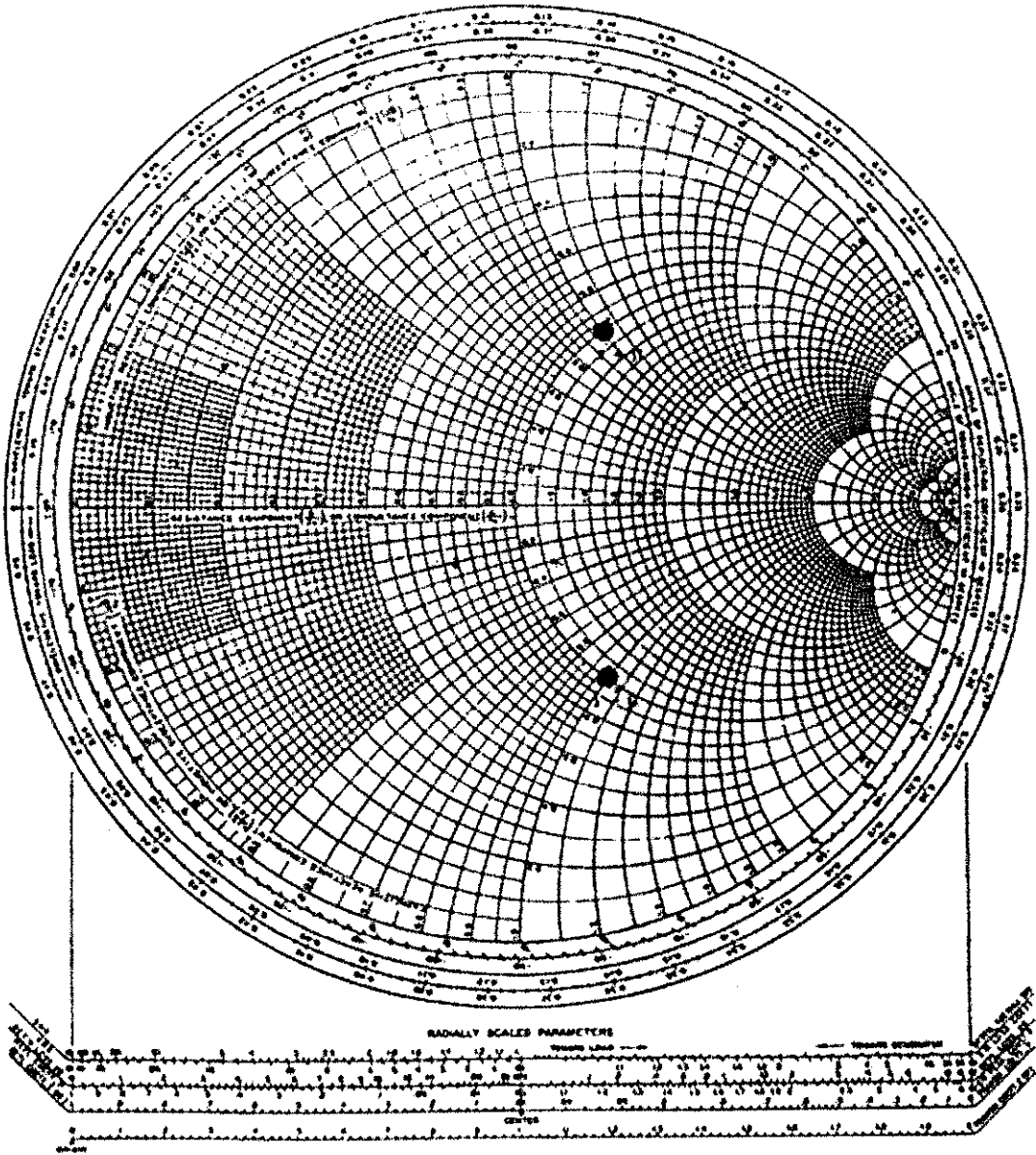
EE 468G - Spring 1999



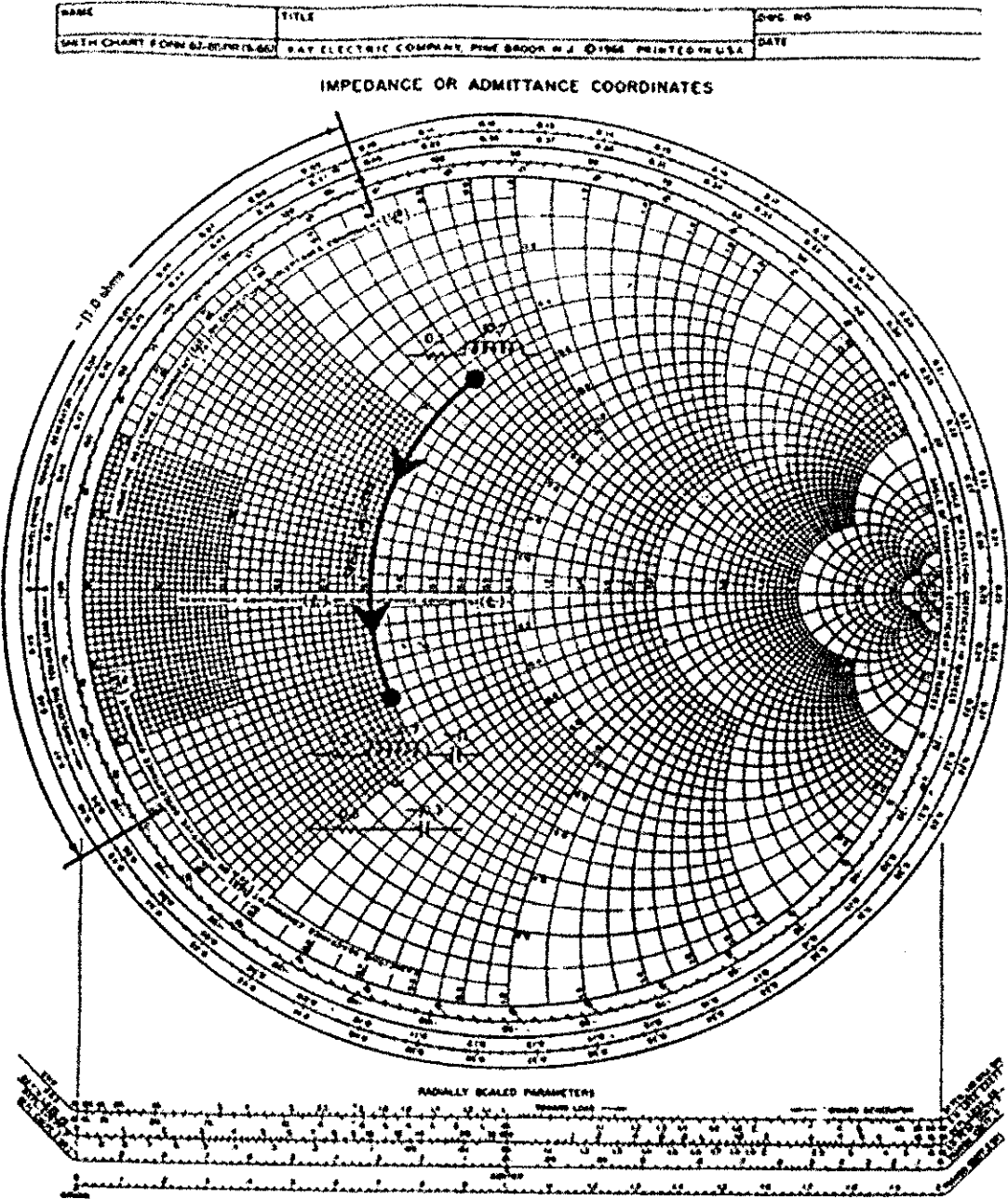
รูปที่ 3.22 รูปแสดงของสมิทชาร์ตแบบพื้นฐานเพื่อแสดงตัวอย่างการพล็อตค่า

|                                                              |       |          |
|--------------------------------------------------------------|-------|----------|
| NAME                                                         | TITLE | DWG. NO. |
| SMITH CHART FORM & SIZE 9-66                                 |       | DATE     |
| RAY ELECTRIC COMPANY PINE BROOK N.J. ©1966 PRINTED IN U.S.A. |       |          |

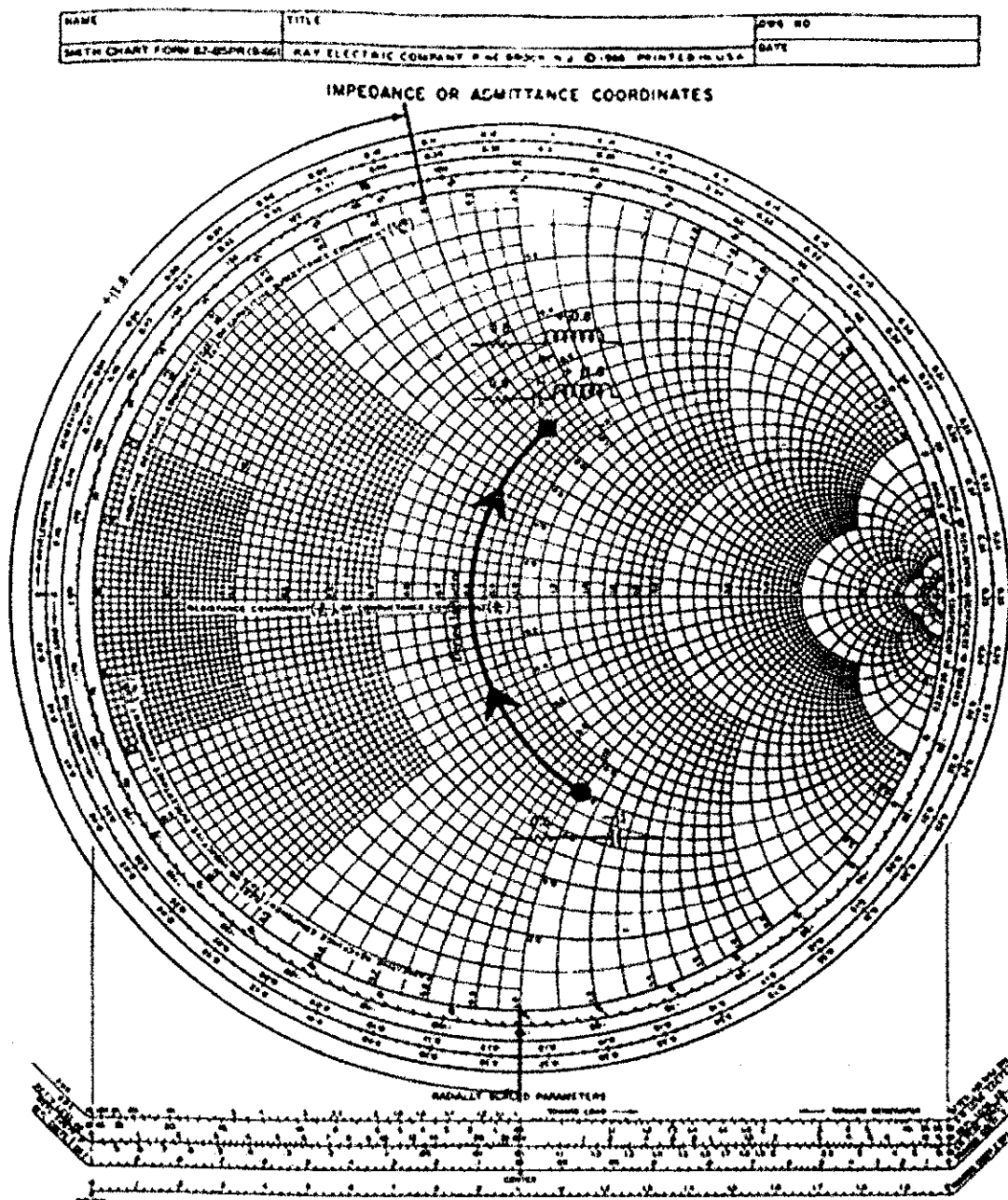
# IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.23 แสดงการพล็อตจุดตามวงกลมของค่าอิมพีแดนซ์



รูปที่ 3.24 การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวคาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.25 การพล็อตที่เป็นค่าของการอนุกรมของตัวอินดักเตอร์

### 3.6.3 การพล็อตค่าอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ต

จากรูปที่ 3.24 จะเห็นว่าค่าที่ทำการพล็อตบนสมิทชาร์ตนั้นเป็นค่าที่ได้จากการอนุกรมของตัวเก็บประจุที่  $-j1.0$  โอห์มที่เพิ่มในอิมพีแดนซ์ที่  $Z=0.5+j0.7$  โอห์ม ผลที่ได้คือ

$$\begin{aligned} Z &= 0.5 + j0.7 - j0.1 \\ &= 0.5 - j0.3 \end{aligned}$$

จะเห็นว่าค่าที่ได้เป็นการต่อแบบอนุกรม RC ส่วนการหมุนทวนเข็มนาฬิกา  $R=0.5$  โอห์ม ซึ่งเป็นค่าคงที่ของรีซิสแตนซ์บนสมิทชาร์ตที่มีระยะทางที่  $X=-j1.0$  โอห์ม ทำการพล็อตค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด  $Z=0.5-j0.3$  โอห์ม ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.25 ที่เพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบบอนุกรม เมื่อพล็อตค่าอิมพีแดนซ์แล้วทำการหมุนตามเข็มนาฬิกาจะทำให้ได้ค่าของอิมพีแดนซ์ใหม่ที่เป็นค่าคงที่ของรีซิสแตนซ์

โครงสร้างสำคัญที่จะทำการออกแบบให้การแมตช์อิมพีแดนซ์ในโครงข่ายคือสมิทชาร์ต และต้องทำความเข้าใจด้วย ในการทำเริ่มแรกทำการเพิ่มค่าของคาปาซิเตอร์แบบอนุกรมก่อนแล้วหมุนอิมพีแดนซ์แบบทวนเข็มนาฬิกาทำให้ได้ค่าคงที่รีซิสแตนซ์ที่มีระยะทางที่เท่ากันกับค่าของรีแอ็กแตนซ์และคาปาซิเตอร์ และเมื่อทำการเพิ่มค่าของอินดักเตอร์แบบอนุกรมแล้วนำไปพล็อตบนสมิทชาร์ตแล้วทำการหมุนอิมพีแดนซ์ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา ทำให้ได้ค่าคงที่รีซิสแตนซ์ที่มีระยะทางที่เท่ากันกับค่าของรีแอ็กแตนซ์และคาปาซิเตอร์

### 3.6.4 การเปลี่ยนอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแตนซ์

สมิทชาร์ตมีความสัมพันธ์กันกับค่าของอิมพีแดนซ์ ( $Z$ ) และแอดมิตแตนซ์ ( $Y$ ) ในการคำนวณค่าของแอดมิตแตนซ์จะแปรผกผันกับค่าอิมพีแดนซ์ทำให้ได้สมการคือ

$$Y = 1/Z \quad (3.18)$$

สำหรับค่าแอดมิตแตนซ์ ( $Y$ ) ซึ่งมีองค์ประกอบเป็นส่วนจริงและส่วนจินตภาพซึ่งเหมือนกับค่าอิมพีแดนซ์คือ

$$Y = G \pm jB \quad (3.19)$$

สำหรับวงจรที่นำมาแสดงในรูปที่ 3.26 เป็นแบบซัสเซปแตนซ์ (Susceptance) คือเป็นตัวเก็บประจุแบบบวก และเป็นตัวเหนี่ยวนำแบบลบ ซึ่งค่ารีแอ็กแตนซ์ที่ได้มีค่าตรงกันข้ามกันจริง

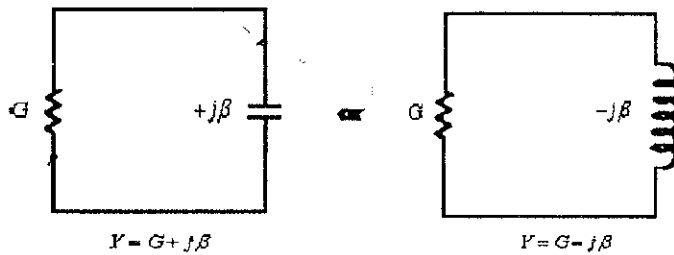
ในการหาค่าของส่วนกลับของค่าอิมพีแดนซ์แบบอนุกรมจาก  $Z=R+jX$  ในทางคำนวณโดยใช้สมการที่ 3.18 แต่เราต้องคิดว่าจะใช้สมิทชาร์ตอย่างไรให้มีค่าตามที่คำนวณ มันสามารถทำได้ง่ายมากโดยใช้การคำนวณจากโพล์และทำการพล็อตผลที่ได้แล้วสังเกตว่าค่าที่ได้มีสองอย่างหรือไม่ เช่น ถ้าทำการต่ออิมพีแดนซ์แบบอนุกรมที่  $Z=1+j1$  แล้วทำการแปรเป็นส่วนกลับคือ

$$\begin{aligned} Y &= 1/(1+j1) \\ &= 1/(1.414/45^\circ) \end{aligned}$$

$$=0.7071/45^\circ$$

$$=0.5-j0.5$$

ถ้าทำการพล็อตที่จุด  $1+j1$  และ  $0.5-j0.5$  บนสมิทชาร์ตจะเห็นว่ามันทำได้ง่ายมากในการพล็อตระหว่างสองจุดจากรูปที่ 3.27 โดยที่จุดสองจุดอยู่ตรงกันข้ามกัน ( $180^\circ$ ) จะต้องมีระยะทางเท่ากันถ้าวัดจากจุดศูนย์กลาง ซึ่งค่าที่พล็อตจุดแรกนั้นเป็นอิมพีแดนซ์และอีกจุดก็จะมีค่าตรงข้ามกัน เราสามารถหาการกระจายของค่าอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์โดยการพล็อตบนสมิทชาร์ตที่มีระยะทางจากจุดศูนย์กลางเท่ากัน



รูปที่ 3.26 วงจรการตอบสนองของแอดมิตแตนซ์

ในการสร้างจุดที่  $180^\circ$  จากจุดเริ่มต้นผลที่ได้คือเราสามารถอ่านทิศทางการหมุนของสมิทชาร์ตซึ่งแสดงในรูปที่ 3.28 ทิศที่แสดงการหมุนคือเส้นสีดำที่ทำการพล็อตอิมพีแดนซ์ที่ค่า  $Z=1+j1$  โอห์มและแสดงจุดสีดำที่แกนของ  $Y=0.5-j0.5$  จากรูปที่ 3.28 เราสามารถทำการหมุนได้  $180^\circ$  ซึ่งแสดงค่าแอดมิตแตนซ์โดยที่ซิกข้างบนเป็นแอดมิตแตนซ์แบบ Negative Susceptance ( $-jB$ ) หรือคือ อินดักทีฟขณะที่ซิกข้างล่างเป็นแอดมิตแตนซ์แบบ Positive Susceptance ( $+jB$ ) หรือคือคาปาซิทีฟ จากรูปที่ 3.28 จะประกอบด้วยอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์โดยใช้สมิทชาร์ตแผ่นเดียวได้

### 3.6.5 การพล็อตค่าแอดมิตแตนซ์บนสมิทชาร์ต

จากการพล็อตจุดของอิมพีแดนซ์จากรูปที่ 3.24 และ 3.25 เราสามารถใช้การต่อตัวเก็บประจุแบบอนุกรมที่เพิ่มเข้ามาในอิมพีแดนซ์และค่าแอดมิตแตนซ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะเป็นแบบขนานที่ทำการเพิ่มแอดมิตแตนซ์ ส่วนรูปที่ 3.29 เป็นการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุแบบขนาน โดยเริ่มจากค่าแอดมิตแตนซ์ที่  $Y=0.2-j0.5$  โอห์มและเพิ่มตัวเก็บประจุแบบขนานกับค่าซัสเซปแตนซ์ที่  $+j0.8$  โอห์ม ซึ่งเราจะรู้ผลจากการเพิ่มซัสเซปแตนซ์แบบขนานคือ

$$Y=0.2-j0.5+j0.8$$

$$=0.2+j0.3$$

ถ้าจุดที่พล็อตเป็นแอดมิตแตนซ์เราจะสามารถรู้ค่าของค่าคงที่คอนดักแตนซ์ซึ่งอ่านจากการหมุนจุดแบบตามเข็มนาฬิกาที่ระยะทาง  $jB=0.8$  ซึ่งเป็นส่วนจริงของแอดมิตแตนซ์ส่วนของจินตภาพจะแสดงในรูปที่ 3.30 ที่ทำการเพิ่มอินดักเตอร์แบบขนานโดยค่าที่ใดเป็นคอนดักแตนซ์ที่อ่านโดยทวนเข็มนาฬิกาที่มีระยะทาง  $(-jB)$  ที่เท่ากับค่าสลับเซบแดนซ์

ถ้ากลับไปดูการต่อของจุดสองจุดคืออิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์จากรูปที่ 3.24, 3.25, 3.29 และ 3.30 สำหรับกรณีแรกเราจะใช้กับสมิทชาร์ตรูปที่ 3.31 ซึ่งค่าของอิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์นั้นสามารถศึกษาได้จากตัวอย่างที่ 3.5

### 3.6.6 การทำอิมพีแดนซ์แมตชิงบนสมิทชาร์ต

สำหรับกรณีการต่อแบบอนุกรมและแบบขนานลงบนสมิทชาร์ตจะเป็นการทำให้เกิดเป็นอิมพีแดนซ์แมตชิงโดยการให้ค่าโหลดอิมพีแดนซ์และค่าของอิมพีแดนซ์ที่แหล่งจ่ายมีค่าเท่ากันโดยการเพิ่มค่าที่เราออกแบบให้เป็นอิมพีแดนซ์แบบอนุกรมหรือแบบขนานให้อิมพีแดนซ์ทั้งสองฝั่งเกิดการแมตชิงกันดูตัวอย่างที่ 3.4

### 3.6.7 การทำแมตชิงของ 2 องค์ประกอบ (Two-Element)

การทำแมตชิงของระบบสองระบบคือการคำนวณโดยใช้สูตรสำหรับการหาค่าต่างๆ ค่าที่ได้จากการพล็อตบนสมิทชาร์ตสามารถนำมาคำนวณเป็นสมการได้โดย

$$\text{อนุกรม } C; \quad C = 1 / \omega XN \quad (3.20)$$

$$\text{อนุกรม } L; \quad L = XN / \omega \quad (3.21)$$

$$\text{ขนาน } C; \quad C = B / \omega N \quad (3.22)$$

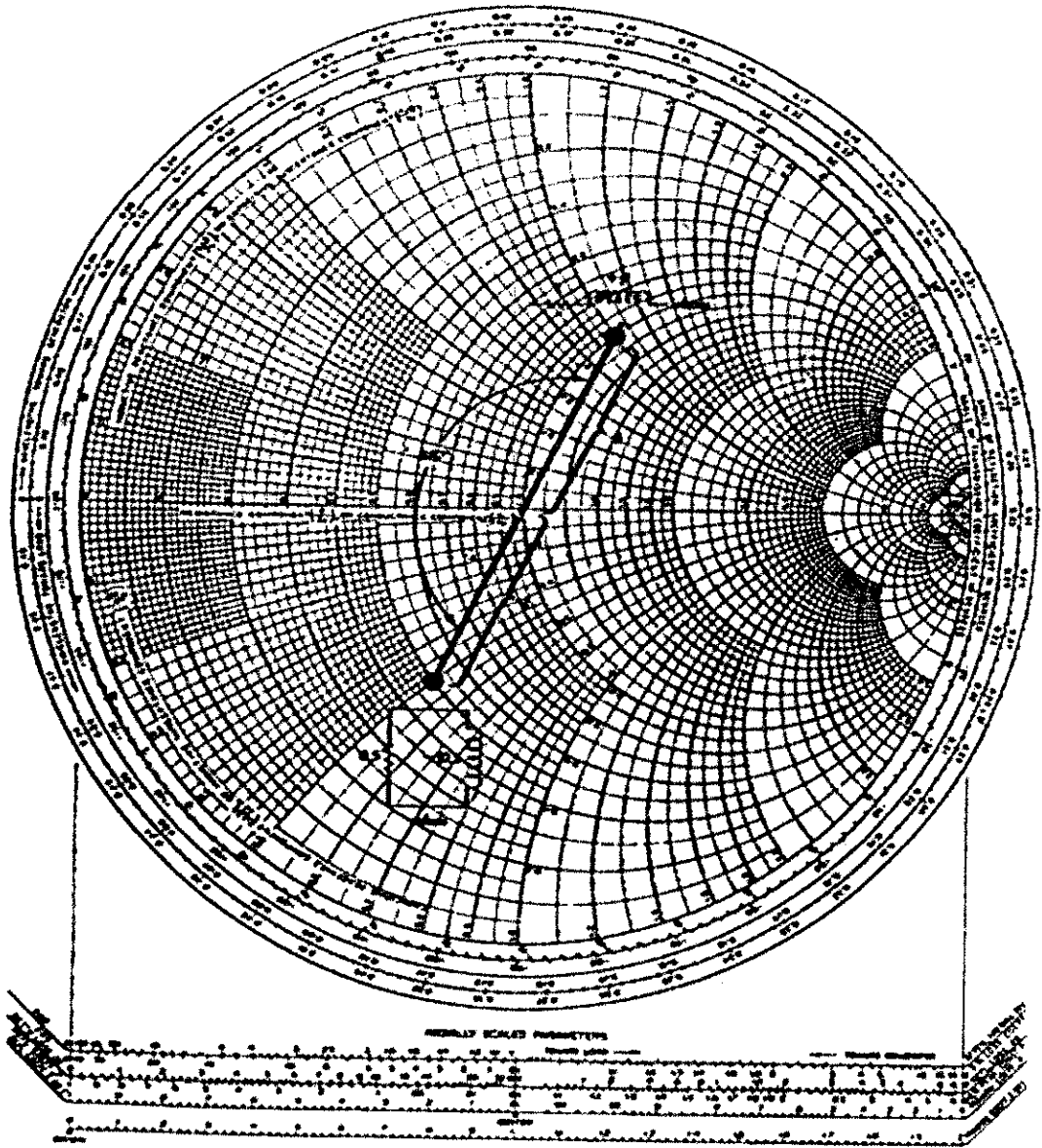
$$\text{ขนาน } L; \quad L = N / \omega B \quad (3.23)$$

$$\text{โดยที่ } \omega = 2\pi f$$

$X$ =ค่ารีแอกแตนซ์ที่อ่านได้จากสมิทชาร์ต

|                                                                     |       |      |
|---------------------------------------------------------------------|-------|------|
| NAME                                                                | TITLE | DATE |
| RAY ELECTRIC COMPANY INC. NEW J. CITY, N.J. 07105 PRINTED IN U.S.A. |       | DATE |

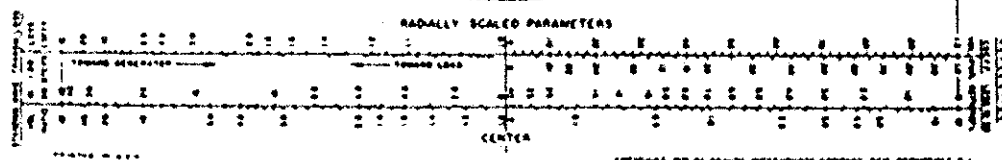
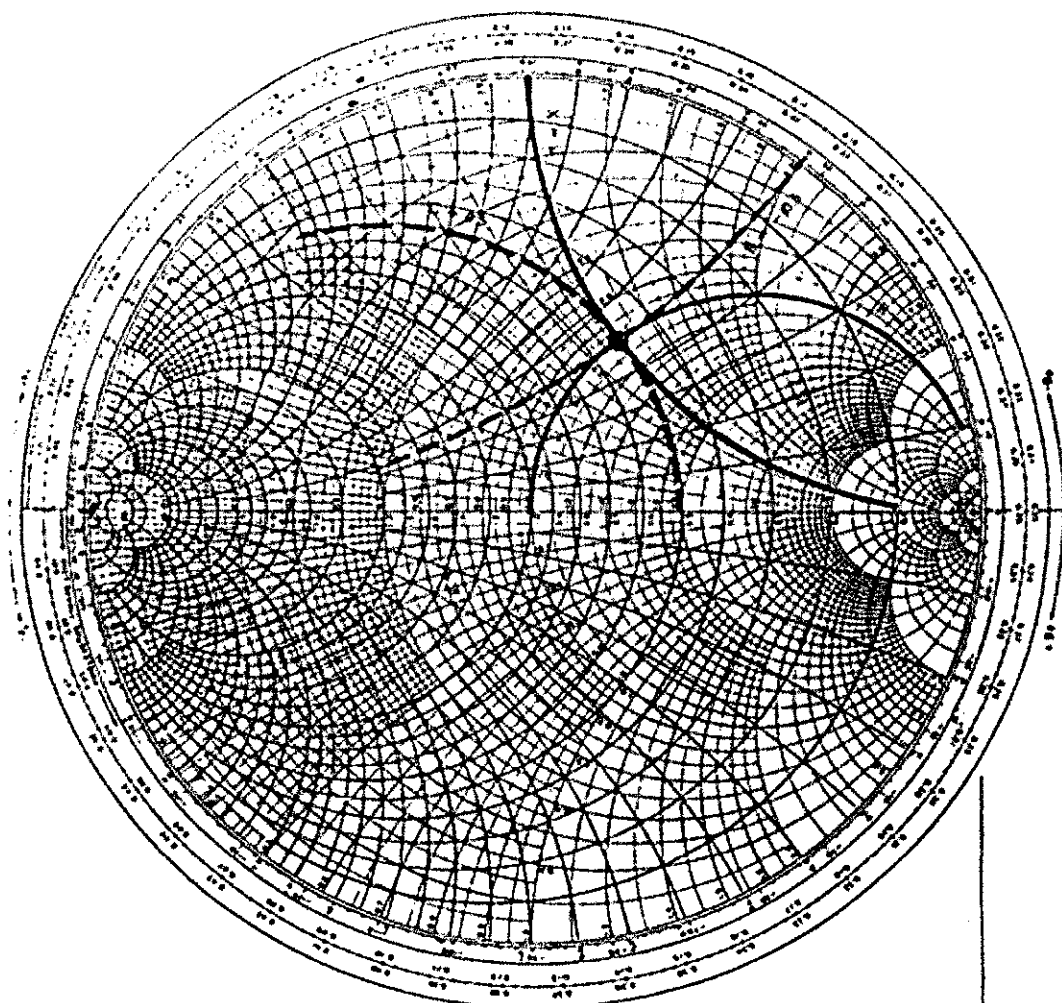
# IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



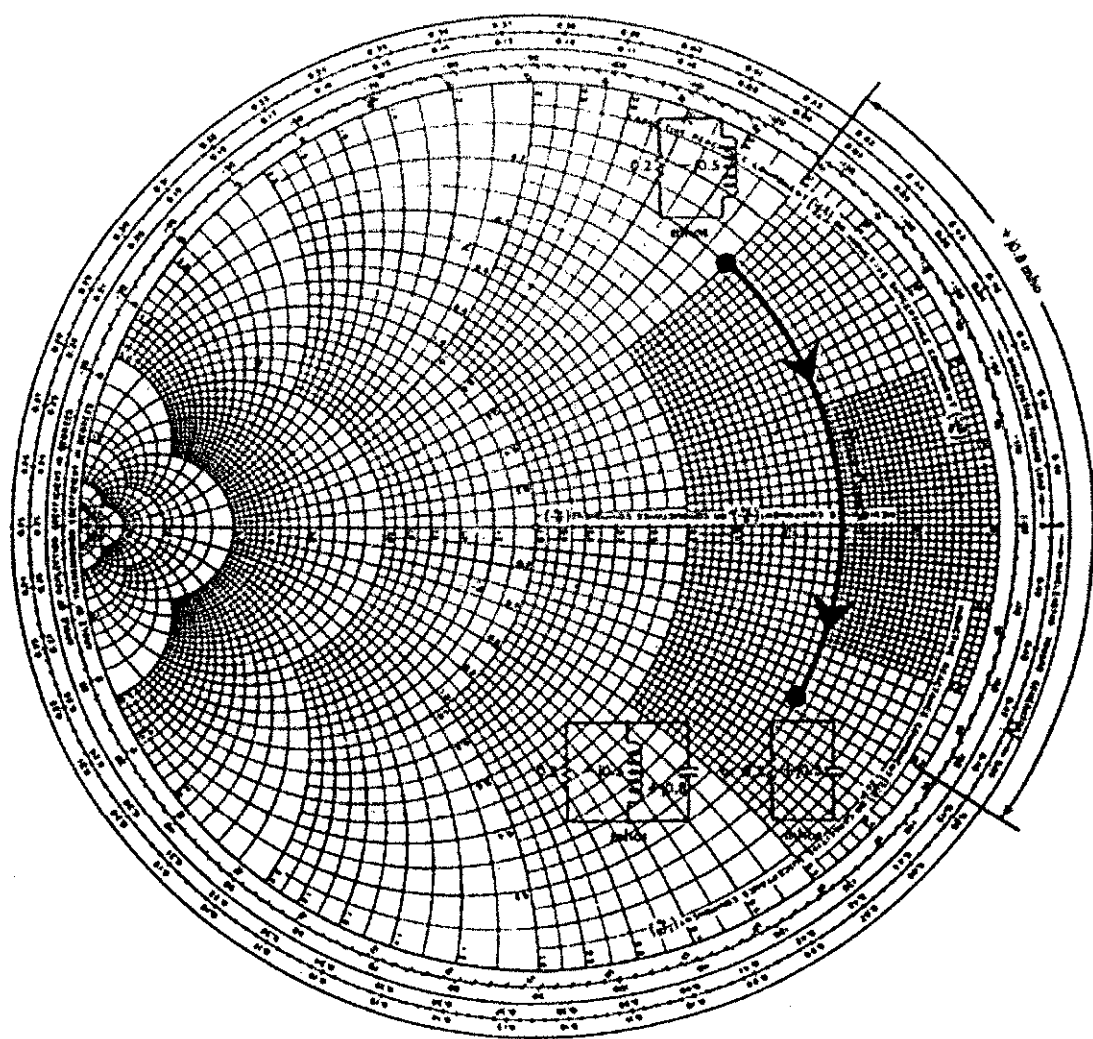
รูปที่ 3.27 การแปลงจากอิมพีแดนซ์เป็นแอดมิตแตนซ์บนสมิทชาร์ต

|                          |                                                        |          |
|--------------------------|--------------------------------------------------------|----------|
| NAME                     | TITLE                                                  | DOC. NO. |
| UNITED CHART FORM 27-114 | ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07974 | DATE     |

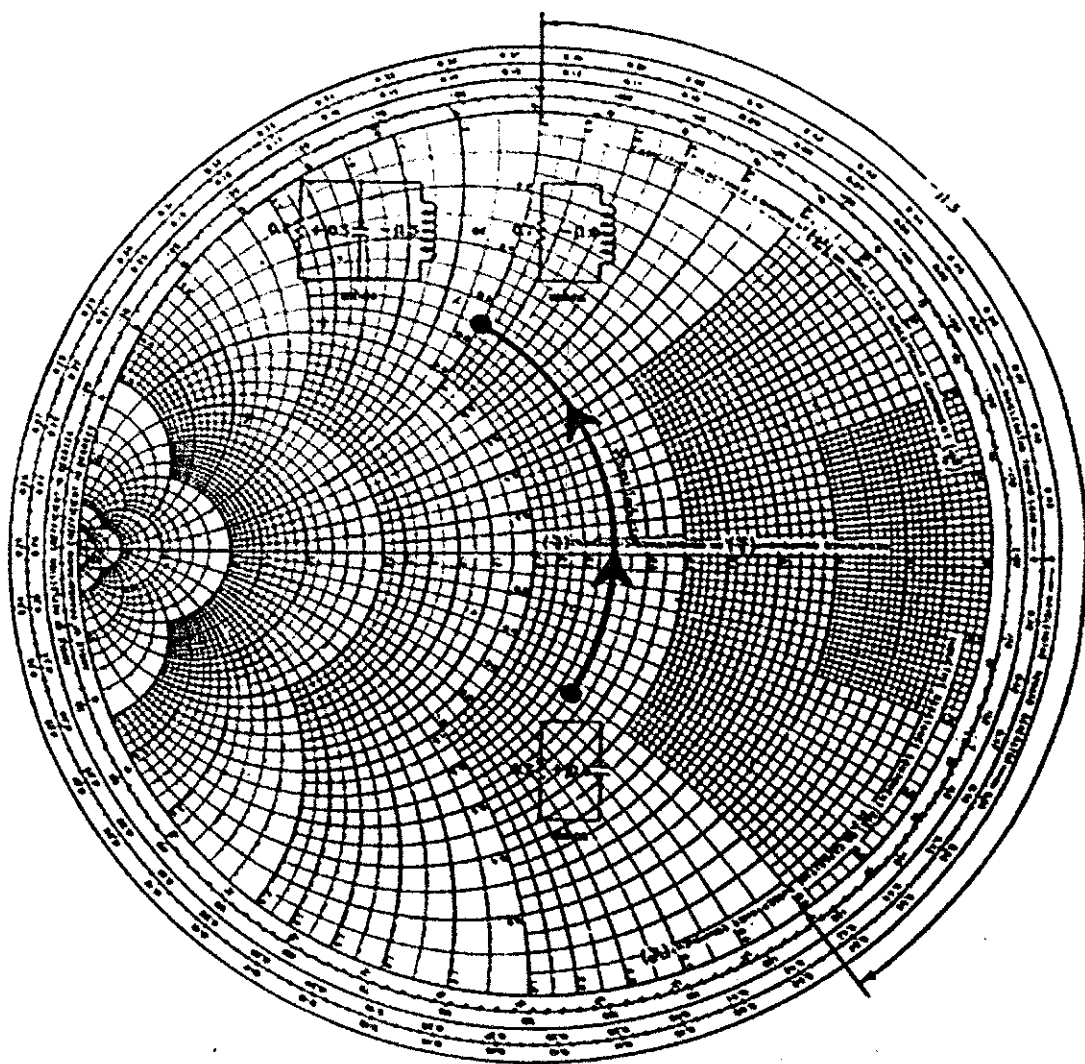
# NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.28 แสดงการพล็อตจุดของแอดมิตแตนซ์ที่มีการซ้อนทับกัน



รูปที่ 3.29 การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวคาปาซิเตอร์



รูปที่ 3.30 การพล็อตที่เป็นค่าการขนานของตัวอินดักเตอร์



B=ค่าชดเชยแดนซ์ที่อ่านจากสมิทชาร์ต

N=จำนวนเต็มที่ใช้สำหรับการนอร์มอลไลซ์ที่ทำให้เกิดการแมตช์ของอิมพีแดนซ์

ถ้าเราใช้สมการในการคำนวณค่าที่ได้มาไม่ว่าจะเป็นค่าชดเชยแดนซ์หรือค่ารีแอ็กแตนซ์ที่ได้นั้นจะเป็นค่าที่ยังไม่ได้ทำการนอร์มอลไลซ์ของอิมพีแดนซ์เพราะเป็นค่าที่คำนวณได้ ค่าที่อ่านได้จากสมิทชาร์ตนั้นเป็นค่าชดเชยแดนซ์ (ที่ต่อแบบขนาน) และ ค่ารีแอ็กแตนซ์ (ที่ต่อแบบอนุกรม)

### 3.6.8 การทำแมตช์ของ 3 องค์ประกอบ (Three-Element)

ที่ผ่านมาได้เรียนรู้เรื่องความแตกต่างของส่วนจริงระหว่าง 2 องค์ประกอบ และ 3 องค์ประกอบ ทำให้สามารถเลือกโหลด Q มาใส่ในระบบได้ ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณและออกแบบจะได้ค่ารีซิสแตนซ์แบบเสมือนค่า Q นั้นเป็นค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ออนุกรมกับวงจรแล้วทำให้ได้อัตราส่วนของค่ารีแอ็กแตนซ์และรีซิสแตนซ์ค่า Q จะอ่านได้จากสมิทชาร์ตเช่น ถ้าให้  $Q=5$  สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ได้

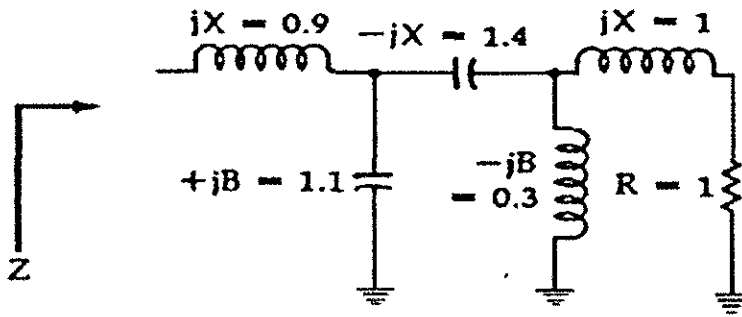
$$\begin{aligned} R+jX &= 1+j5 \\ &= 0.5+j2.5 \\ &= 0.2+j1 \\ &= 0.1+j0.5 \\ &= 0.05+j0.25 \end{aligned}$$

ค่าที่พล็อตได้จากรูปที่ 3.37 ที่จุดใดๆ ที่พล็อตบนสมิทชาร์ตจะต้องมีค่า  $Q=5$  และค่า Q สามารถหาให้เป็นส่วนกลับได้โดยเริ่มจากที่  $Q=0$  จะทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ตัวเดียวบนเส้นของจุดศูนย์กลางของสมิทชาร์ต

ในการออกแบบค่า Q ให้มีค่าสูงมากๆ ของวงจร 3 องค์ประกอบแมตช์กับสมิทชาร์ตค่าที่ได้จะต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ โดยการคำนวณค่า Q จะคำนวณได้จากโหลดของวงจร และจะเป็นค่าที่เป็นลักษณะเฉพาะของแต่ละวงจร ในการออกแบบค่า Q ใน 3 องค์ประกอบแมตช์จะต้องมีลักษณะดังนี้

- 1.พล็อตค่าคงที่ของ Q สำหรับการหาสเป็คของส่วนกลับของ Q
- 2.พล็อตค่าโหลดอิมพีแดนซ์และคอมเพล็กคอนจูเกทที่อิมพีแดนซ์ฝั่งของแหล่งจ่าย
- 3.หาค่า Q ที่โหลดเพื่อใช้ในการออกแบบ สำหรับวงจรโครงข่ายแบบ T จะใช้ค่า Q ที่มีค่าน้อยๆ สำหรับการเลือกใช้อิมพีแดนซ์สำหรับวงจรโครงข่ายแบบ Pi จะใช้ค่า Q ที่มีค่ามากๆ สำหรับการเลือกใช้อิมพีแดนซ์
- 4.สำหรับโครงข่ายแบบ T จะมีค่า  $R_s > R_L$

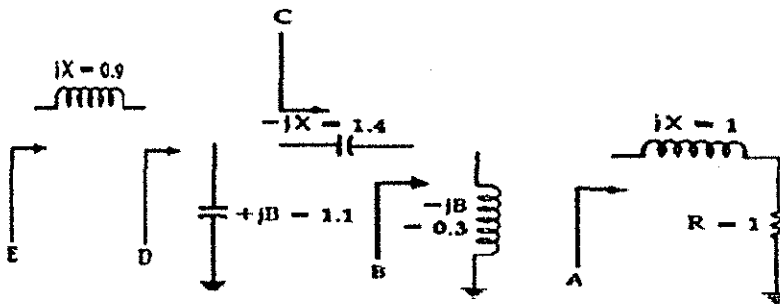
**ตัวอย่างที่ 3.4** ค่าอิมพีแดนซ์ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 3.32 มีค่าเท่าไรต้องบอกว่าเป็นการต่อแบบขนานของซัสเซปแทนซ์หรือการต่อแบบขนานของรีแอ็กแตนซ์



รูปที่ 3.32 วงจรสำหรับตัวอย่างที่ 3.4

วิธีทำ

จะต้องทำการคำนวณแล้วนำค่าไปพล็อตในสมิทชาร์ตที่ทำการแมตซึ่งเรียบร้อยแล้วตามรูปที่ 3.34 สิ่งแรกที่ต้องทำคือนำจุดแต่ละจุดในวงจรไปพล็อตค่าอิมพีแดนซ์ที่ทำการต่อค่า RL แบบอนุกรมตามรูปที่ 3.33 ที่  $Z=1+j1$  แล้วพล็อตจุด A ต่อจากนั้นลากเส้นเพื่อออกแบบตามที่เรากำลังต้องการตามรูปที่ 3.31 แล้วหาจุดเชื่อมต่อจากนั้นก็อ่านค่าของจุดนั้น



รูปที่ 3.33 รูปวงจรที่ทำการออกแบบแล้ว

Arc AB = ขนาน L =  $-jB = 0.3$  โอห์ม

Arc BC = อนุกรม C =  $-jX = 1.4$  โอห์ม

Arc CD = ขนาน C =  $+jB = 1.1$  โอห์ม

Arc DE = อนุกรม L =  $+jX = 0.9$  โอห์ม

ค่าอิมพีแดนซ์ที่จุด E สามารถอ่านค่าได้จากสมิทชาร์ต (รูปที่ 3.34) ได้  $Z=0.2+j0.5$  โอห์ม



ทำการลากเส้นจากโหนดซึ่งเป็นค่าคงที่ของ R ไปยังจุดของค่า Z คอนจูเกจ ( $Z_s'$ ) ในการต่อแบบขนานและแบบอนุกรมคือ

$$R_s < R_L$$

ทำการหาจุดตัด (Intersection, I) โดยใช้ความโค้งของค่า Q ของอิมพีแดนซ์ทางฝั่งโหนดให้ R คือค่าคงที่ของวงกลม ซึ่งจะทำให้การหมุนจากโหนดอิมพีแดนซ์ไปยังจุดเริ่มต้นโดยการต่อแบบอนุกรม และถ้าต่อแบบขนานจะทำให้การหมุนจากจุด I ไปยังจุด Z คอนจูเกจ ( $Z_s'$ ) ให้ R คือค่าคงที่ของวงกลมกับจุดใดๆ ที่ต่ออนุกรมกัน

5. สำหรับโครงข่ายแบบ Pi จะมีค่า

$$R_s > R_L$$

ทำการหาจุดตัด (Intersection, I) โดยใช้ความโค้งของค่า Q ของอิมพีแดนซ์ทางฝั่งโหนด โดยที่ค่า G=ค่าคงที่ของวงกลม ซึ่งจะทำให้การหมุนจากโหนดอิมพีแดนซ์ไปยังจุดเริ่มต้นโดยการต่อแบบขนาน และถ้าต่อแบบอนุกรมจะทำให้การหมุนจากจุด I ไปยังจุด Z คอนจูเกจให้ G คือค่าคงที่ของวงกลมกับจุดใดๆ ที่ต่อขนานกัน

$$R_s < R_L$$

**ตัวอย่างที่ 3.5** ให้ออกแบบเครือข่าย 2 องค์ประกอบอิมพีแดนซ์แมตซ์ชิงบนสมิทชาร์ตให้แมตซ์ที่ 25-j15 โอห์ม ฝั่งแหล่งจ่าย และ 100-j25 โอห์ม ทางฝั่งโหนด ที่ความถี่ 60 MHz ให้ทำการแมตซ์ซึ่งโดยต้องใช้แบบ Low Pass Filter ระหว่างทางฝั่งโหนดและฝั่งแหล่งจ่าย

วิธีทำ

ค่าอิมพีแดนซ์ที่ให้นั้นยังไม่ได้ทำการนอร์มอลไลต์ให้ออกแบบที่  $N=50$  ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์ทางฝั่งโหนดเป็น 2-j0.5 โอห์ม และค่าอิมพีแดนซ์ทางฝั่งแหล่งจ่ายเป็น 0.5-j0.3 โอห์ม แล้วนำค่าที่ได้ไปพล็อตบนสมิทชาร์ตซึ่งแสดงตามรูปที่ 3.36 โดยที่จุด A,  $Z_L$  คือออร์มอลไลต์โหนดอิมพีแดนซ์และจุด C,  $Z_s$  คือออร์มอลไลต์คอมเพล็กคอนจูเกจของอิมพีแดนซ์ทางฝั่งแหล่งจ่าย

และทำการแมตซ์ให้เป็นแบบ Low Pass Filter โดยออกแบบจากการอนุกรม L, ขนาน C โดยเส้นทางที่จะลากไปนั้นเราจะลากจากจุด A ไปยังจุด C ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.36 สำหรับค่าของ Arc AB ตามรูปที่ 3.36 คือการต่อตัวเก็บประจุแบบขนานกับค่า  $+jB=0.73$  โอห์ม และค่าของ Arc BC คือการต่อตัวเหนี่ยวนำแบบอนุกรมกับค่า  $+jX=1.2$  โอห์ม

จากสมิทชาร์ตซึ่งอ่านได้ค่าตัวเก็บประจุแบบขนานซึ่งเป็นค่าชัศเชิงแดนซ์แต่เราต้องการค่ารีแอคแตนซ์ดังนั้นจึงต้องคำนวณค่าจาก

$$\begin{aligned} X_C &= 1/+jB \\ &= 1/j0.73 \\ &= -j1.37 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

วงจรที่สมมูลนั้นเราต้องทำการนอร์มอลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งหมดก่อนโดยที่ค่า  $N=50$  ซึ่งค่าที่ใช้คือ

$$X_L = 60 \text{ โอห์ม}$$

$$X_C = 68.5 \text{ โอห์ม}$$

สามารถทำการหาค่ารีแอคแตนซ์ได้โดย

$$L = X_L / \omega$$

$$= 60 / [2\pi \times (60 \times 10^6)]$$

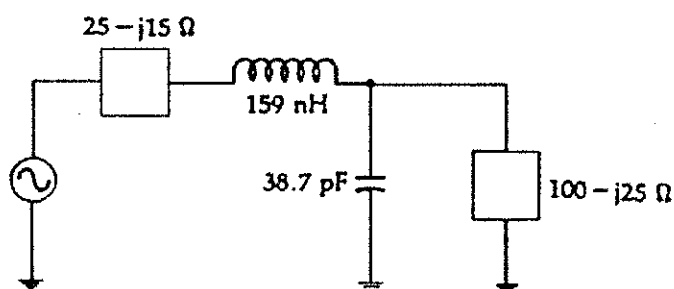
$$= 159 \text{ nH}$$

$$C = 1 / \omega X_C$$

$$= 1 / [2\pi \times (60 \times 10^6) (68.5)]$$

$$= 38.7 \text{ pF}$$

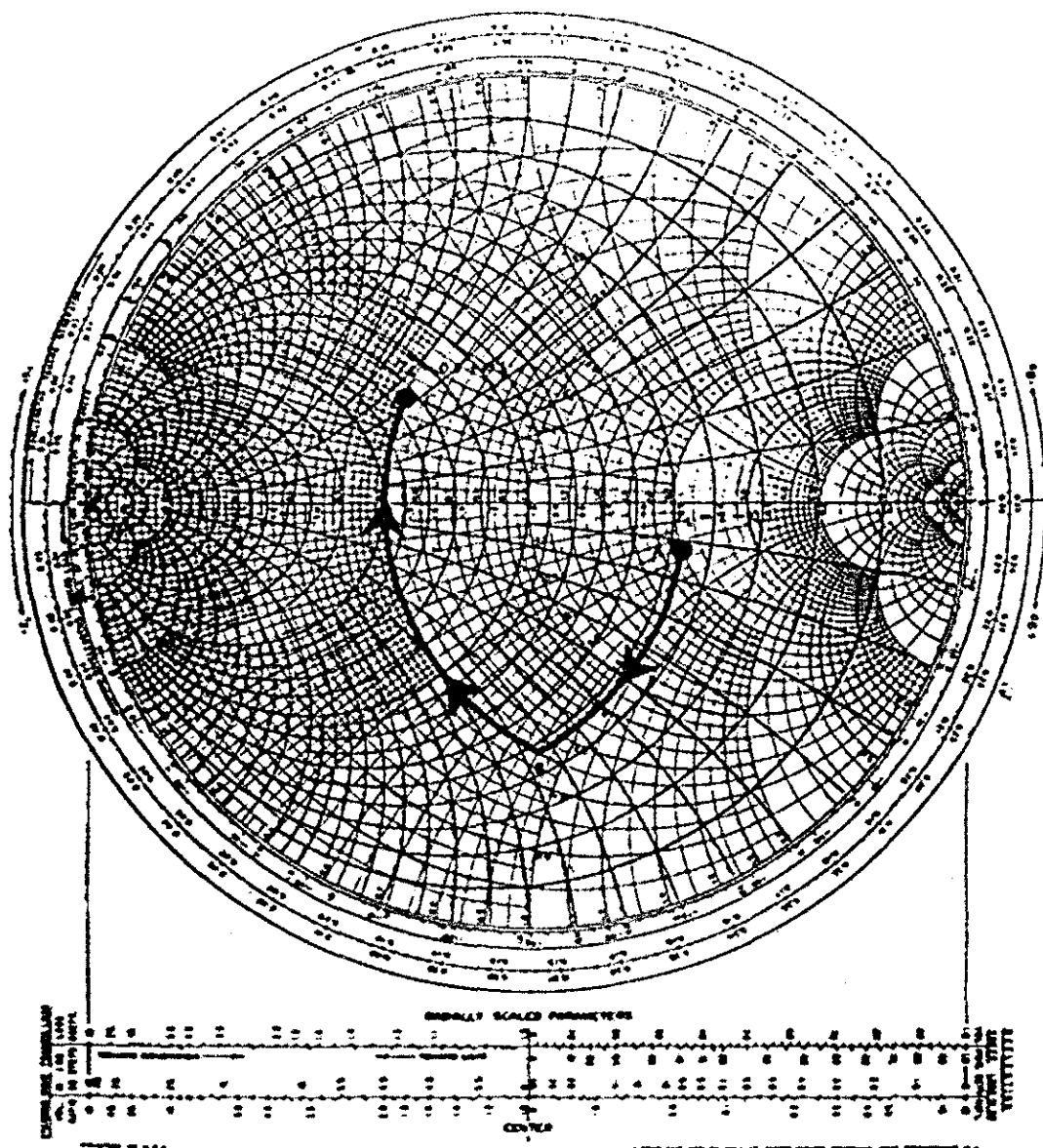
วงจรสุดท้ายที่สมมูลแล้ว



รูปที่ 3.35 วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 3.5

|                        |                                                      |          |
|------------------------|------------------------------------------------------|----------|
| NAME                   | TITLE                                                | Doc. no. |
| SMITH CHART FORM Z-644 | ANALOG INSTRUMENTS COMPANY NEW YORK 10011 N.Y. 6-674 | DATE     |

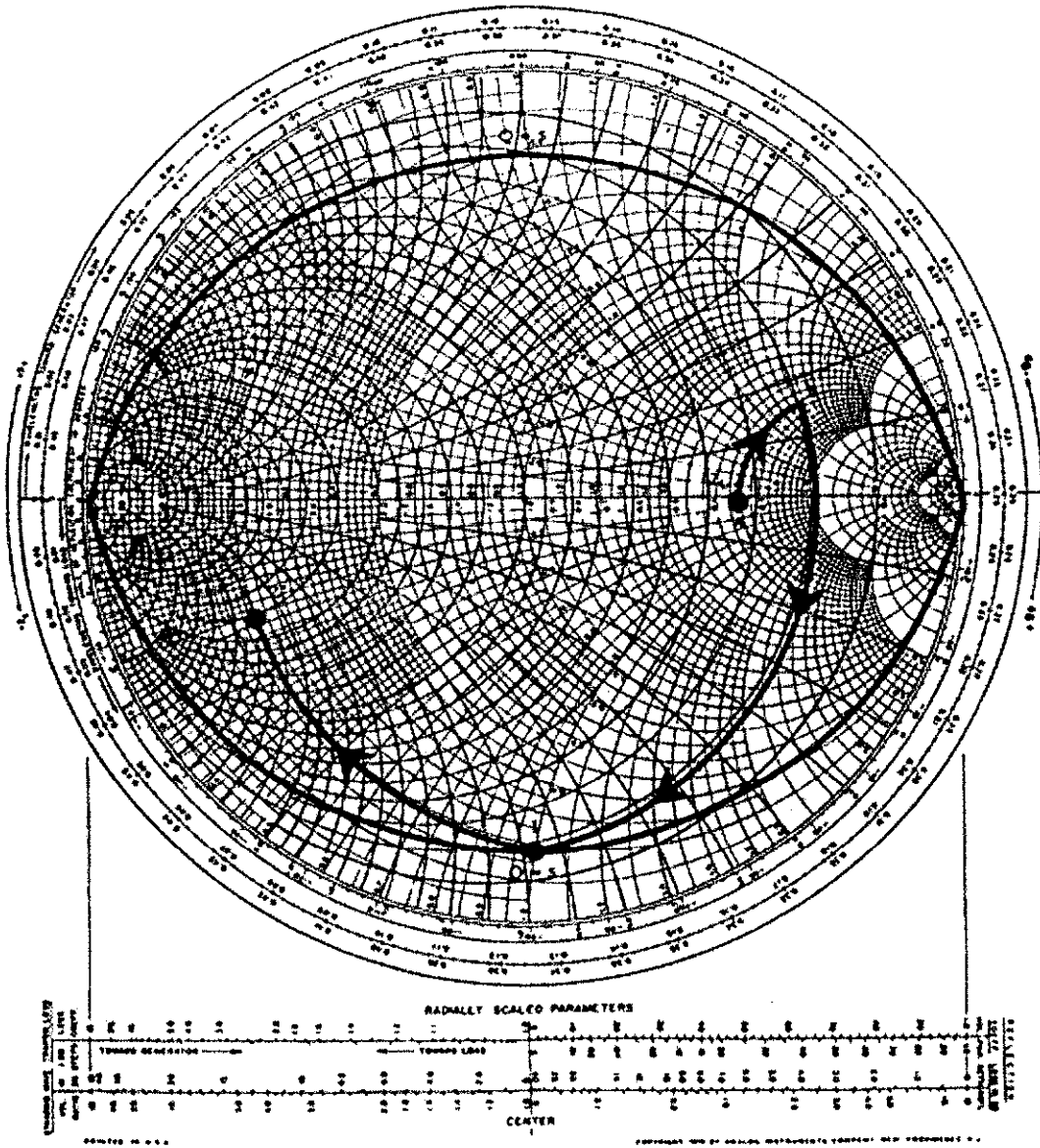
NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.36 แสดงวิธีการทำสำหรับตัวอย่างที่ 3.5

|                          |                                                        |          |
|--------------------------|--------------------------------------------------------|----------|
| NAME                     | TITLE                                                  | DES. NO. |
| SMITH CHART FORM 27-01-M | ANALOG INSTRUMENTS COMPANY, NEW PROVIDENCE, N.J. 07974 | DATE     |

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 3.37 สมิทชาร์ตที่ใช้สำหรับตัวอย่างที่ 3.6

**ตัวอย่างที่ 3.6** ให้ออกแบบโครงข่าย T ที่  $Z=15+j15$  โอห์ม ที่ฝั่งแหล่งจ่ายและที่ฝั่งโหลด  $Z=225$  โอห์ม ที่ความถี่ 30 MHz กับโหลดที่  $Q=5$

วิธีทำ

อย่างแรกก็นำส่วนกลับของค่า  $Q$  ไปพล็อตที่โหลดอิมพีแดนซ์และคอมเพล็กคอนจูเกทที่ฝั่งแหล่งจ่าย แล้วทำการนอร์มอลไลซ์ค่าอิมพีแดนซ์โดยให้ใช้  $N=75$  สำหรับการนอร์มอลไลซ์จะได้  $Z$  คอนจูเกท ( $Z_s^*$ ) ที่

$$Z_s^* = 0.2 - j0.2 \text{ โอห์ม}$$

$$Z_L = 3 \text{ โอห์ม}$$

นำค่าที่ได้จากการออกแบบและคำนวณไปพล็อตบนสมิทชาร์ตตามรูปที่ 3.38 ในการออกแบบแบบโครงข่าย T นั้นค่าของ  $Q$  จะต้องหาที่ฝั่งแหล่งจ่ายเพราะกำหนดให้  $R_s < R_L$  แล้วพล็อตจุด I ที่  $Q=5$  ให้  $R$  เป็นค่าคงที่ในวงจรถากผ่านจุด  $Z_s^*$  จากนั้นลากเส้นจากโหลดอิมพีแดนซ์ไปยังจุด I ของ 2 องค์ประกอบ

$$\text{องค์ประกอบ 1} = \text{Arc AB} = \text{อินดักทีฟ } L = j2.5 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{องค์ประกอบ 2} = \text{Arc BI} = \text{ขบวนการ } C = j1.15 \text{ โอห์ม}$$

จากนั้นทำการลากเส้นจากจุด I ไปยังจุด  $Z_s^*$  ซึ่ง  $R$  เป็นค่าคงที่ของวงกลม

$$\text{องค์ประกอบ 3} = \text{Arc IC} = \text{อินดักทีฟ } L = j0.8 \text{ โอห์ม}$$

ใช้สมการที่ 3.20 ถึง 3.23 คำนวณค่าของส่วนประกอบต่างๆ

$$\text{องค์ประกอบ 1} = \text{อินดักทีฟ } L:$$

$$L = (2.5 \times 75) / [2\pi \times (30 \times 10^6)] \\ = 995 \text{ nH}$$

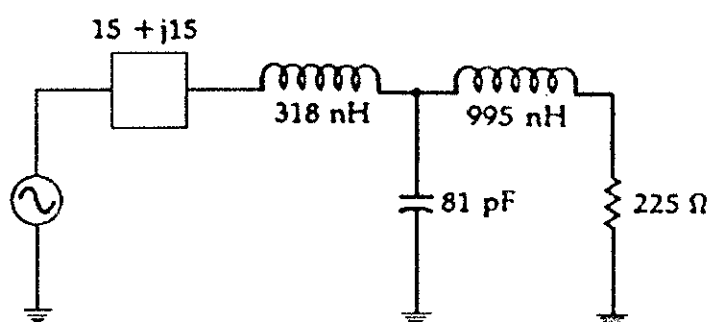
$$\text{องค์ประกอบ 2} = \text{ขบวนการ } C:$$

$$C = 1.15 / [2\pi \times (30 \times 10^6) \times 75] \\ = 81 \text{ pF}$$

$$\text{องค์ประกอบ 3} = \text{อินดักทีฟ } L:$$

$$L = (0.8 \times 75) / [2\pi \times (30 \times 10^6)] \\ = 318 \text{ nH}$$

วงจรสุดท้ายที่สมบูรณ์แล้ว



รูปที่ 3.38 วงจรสุดท้ายของตัวอย่างที่ 3.6

### 3.7 สรุป

การทำอิมพีแดนซ์แมตช์ไม่ใช่การทำที่เดียวเสร็จ แต่จะต้องทำทีละขั้นตอน ซึ่งถ้าเรามีความเข้าใจเราก็สามารถใช้หาค่ากำลังงานสูงสุดจากแหล่งจ่ายถึงโหลด การแมตช์อิมพีแดนซ์นั้นสามารถทำการออกแบบโดยการคำนวณหรือการใช้การออกแบบในสมิทชาร์ตได้ ส่วนระบบที่มี 2 องค์ประกอบและ 3 องค์ประกอบนั้น ส่วนมากจะสามารถคำนวณค่าด้วยมือได้ดี ในขณะที่เดียวกันถ้าเป็นระบบที่ 4 องค์ประกอบหรือมากกว่าให้ทำการออกแบบโดยใช้สมิทชาร์ตจะสามารถออกแบบได้ง่ายกว่าการคำนวณด้วยมือ

## บทที่ 4

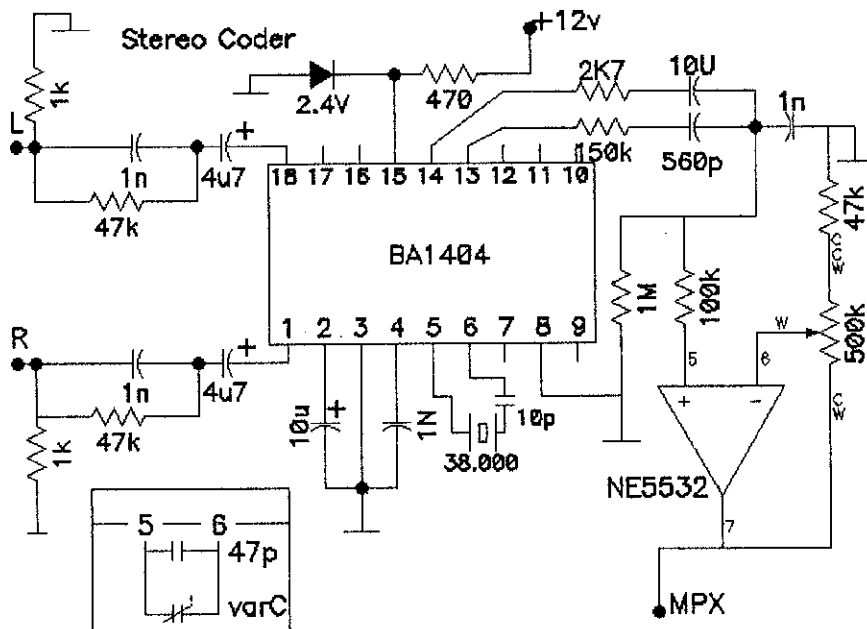
### การออกแบบ การสร้างและทดสอบวงจรต่าง ๆ ของเครื่องส่ง

#### 4.1 กล่าวนำ

ในการสร้างเครื่องส่งหนึ่งเครื่อง นั้นจะต้องมีอุปกรณ์ส่วนต่าง ๆ ที่ทำให้เครื่องส่งสามารถส่งสัญญาณได้ ซึ่งเครื่องส่งนั้นจะประกอบไปด้วย แหล่งกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) และ วงจรกรอง (Filter) ซึ่งสำหรับเครื่องส่งที่ต้องการสร้างนี้เป็นเครื่องส่งแบบสองช่องสัญญาณ (Stereo) ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างอุปกรณ์ในส่วนของภาคสเตอริโอด้วย เพื่อทำการส่งสัญญาณตามที่ต้องการได้ โดยที่อุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้สามารถอธิบายการออกแบบ การสร้างและทดสอบอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

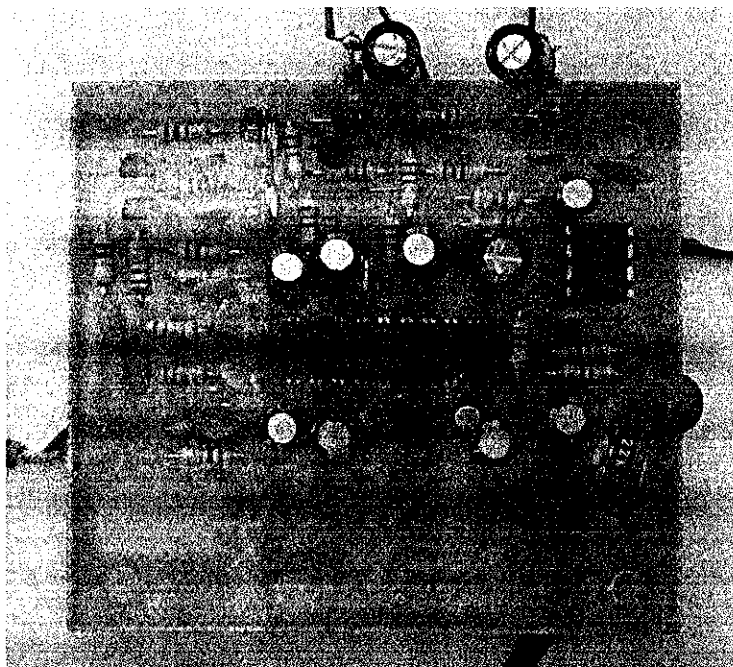
#### 4.2 วงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมัลติเพล็กซ์ (Stereo Multiplex Encoder)

ในส่วนนี้จะเป็นการออกแบบอุปกรณ์ของภาคสเตอริโอโดยจะใช้ไอซีและคริสตัลเพื่อแยกสัญญาณออกเป็นสองช่องสัญญาณ ซึ่งไอซีที่ใช้คือเบอร์ BA1404 เป็นโมดูลสำเร็จรูปทำหน้าที่เป็นวงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมัลติเพล็กซ์ แล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้นด้วยออปแอมป์เบอร์ NE5532 และคริสตัลที่มีความถี่ 38 KHz



รูปที่ 4.1 รูปแสดงวงจรการเข้ารหัสของสเตอริโอแมัลติเพล็กซ์ที่ได้จากการออกแบบ

จากรูปที่ 4.1 เมื่อนำวงจรที่ได้จากการออกแบบไปสร้างเป็นวงจรจริง โดยใช้ไอซี BA1404 เพื่อสำหรับใช้งานในการแยกสัญญาณของสเตอริโอซึ่งจากรูปที่ 4.2 เป็นวงจรจริงที่สามารถนำไปใช้งานได้

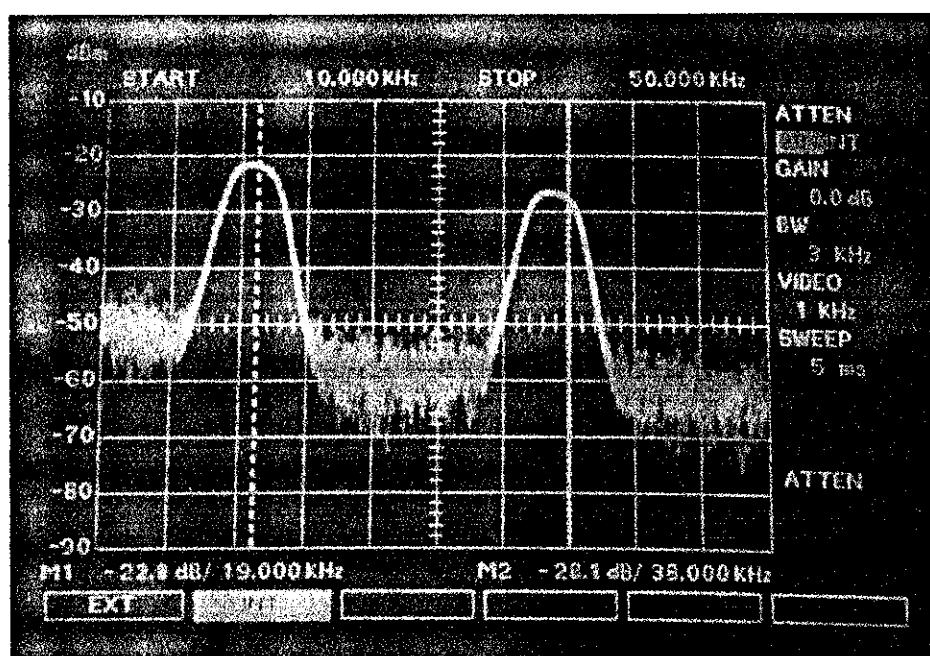


รูปที่ 4.2 วงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมคดิเพลกซ์

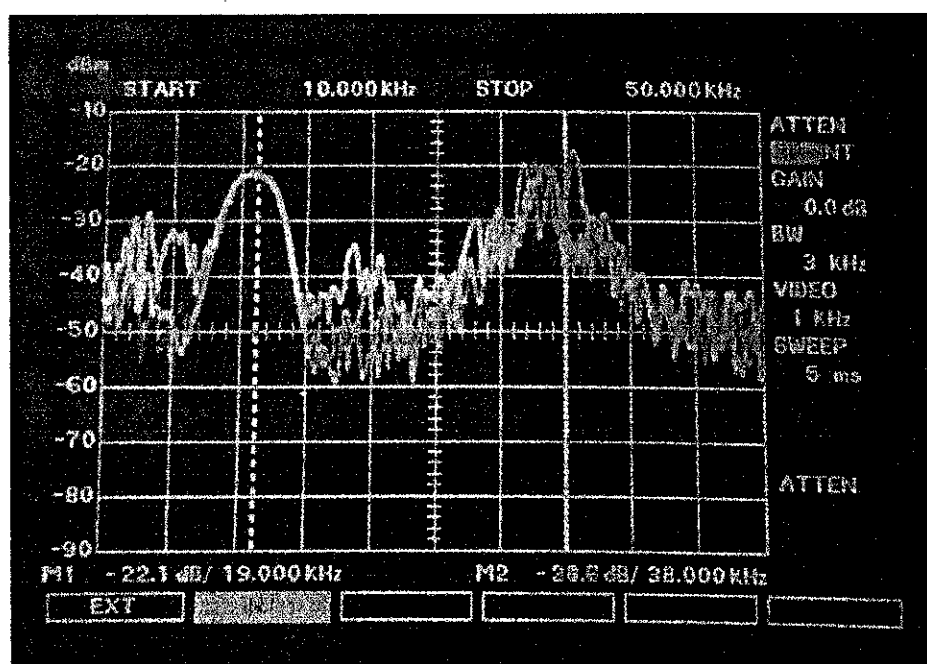
#### 1. ขั้นตอนการวัดวงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมคดิเพลกซ์

- 1) ต่อแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง(DC) 12V และป้อนสัญญาณเสียง(Audio) เข้าที่วงจรเข้ารหัสสเตอริโอแมคดิเพลกซ์
- 2) ต่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเข้ากับเครื่องวัดสเปกตรัมอนาล็อก
- 3) ทำการวัดสัญญาณคลื่นพาห์จากเครื่องวัดสเปกตรัมอนาล็อก แล้วทำการถ่ายรูปผลการทดสอบ

## 2. ผลการวัดวงจรเข้ารหัสสเตอริโอโมัลติเพลกซ์



รูปที่ 4.3 แสดงผลการทดสอบของวงจรสเตอริโอโมัลติเพลกซ์



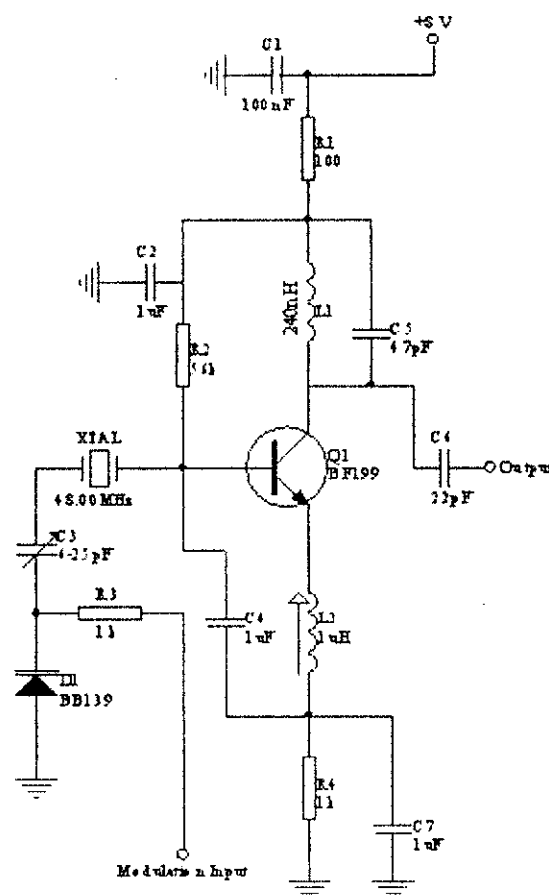
รูปที่ 4.4 แสดงผลการทดสอบของวงจรสเตอริโอโมัลติเพลกซ์เมื่อป้อนสัญญาณเสียง

### 3. สรุปผลการวัดวงจรเข้ารหัสสเตอริโอโมดูลิเฟลกซ์

จากผลการทดสอบในส่วนของสเตอริโอโมดูลิเฟลกซ์ในรูปที่ 4.3 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ ออกมานั้น (Output) จะมีคลื่นความถี่ที่สามารถใช้สเปกตรัมอนาไลเซอร์จับวัดสัญญาณได้สองความถี่ นั่นแสดงว่าความถี่ตัวแรกเป็นความถี่ของไฟลิตดที่ความถี่ 19 kHz และอีกความถี่หนึ่งคือความถี่ของไฟลิตดเหมือนกันแต่มีสัญญาณอยู่ที่ความถี่ 38 kHz

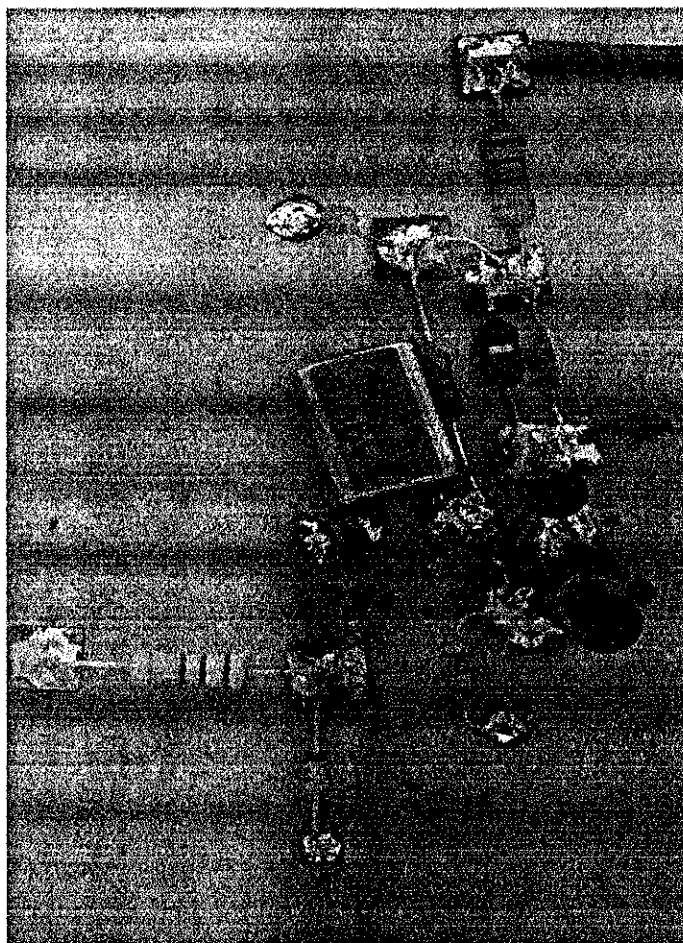
### 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator)

ในการให้กำเนิดสัญญาณของวงจรของเครื่องส่งจะใช้ตัวคริสตัล 48.00 MHz เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ โดยให้หลักการแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) ซึ่งเป็นแบบคอมมอนอิมิตเตอร์โดยจะใช้วิธีการทวีคูณความถี่ (Multiplies) เป็นการเพิ่มความถี่ไปเรื่อย ๆ จนถึงความถี่ที่ต้องการคือ วงจรกำเนิดสัญญาณจะเพิ่มความถี่ตามฮาร์โมนิกของความถี่ที่เพิ่มขึ้นจาก 48 MHz เป็น 144 MHz และเป็น 432 MHz ตามที่ต้องการ



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ

จากการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้การให้กำเนิดสัญญาณโดยใช้คริสตัลที่ความถี่ 48 MHz จะได้วงจรจริงเพื่อใช้สำหรับทดสอบดังรูปที่ 4.6

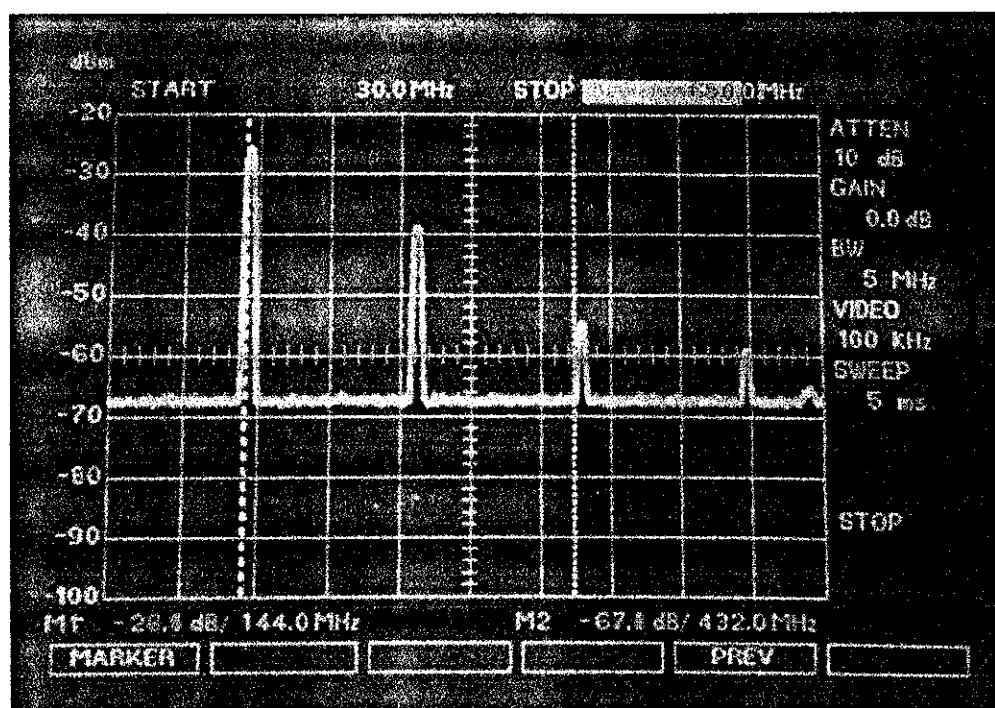


รูปที่ 4.6 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้งานจริง

#### 1. ขั้นตอนการวัดวงจรกำเนิดสัญญาณ

- 1) ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟเข้าที่วงจรกำเนิดสัญญาณ
- 2) ต่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเข้าที่เครื่องวัดสเปกตรัมอนาไลต์เซอร์
- 3) ทำการวัดสัญญาณความถี่ โดยที่ถ้ายังไม่ได้ความถี่ที่ฮาร์โมนิกความถี่ที่ต้องการทำการปรับค่าของตัวเก็บประจุเพื่อให้ได้ฮาร์โมนิกที่ต้องการคือที่ 48 MHz
- 4) ถ้าได้สัญญาณตามต้องการจากเครื่องวัดสเปกตรัมอนาไลต์เซอร์แล้วทำการถ่ายรูปผลการทดสอบ

## 2. ผลการวัดวงจรกำเนิดสัญญาณ



รูปที่ 4.7 รูปแสดงผลการทดสอบของวงจรกำเนิดสัญญาณ

## 3. สรุปผลการวัดวงจรกำเนิดสัญญาณ

เมื่อนำวงจรใช้งานของแหล่งกำเนิดสัญญาณมาทดสอบว่าสามารถให้กำเนิดสัญญาณให้กับวงจรได้หรือไม่นั้น จะเห็นว่าที่ความถี่ที่ใช้งานคือที่ความถี่ 432 MHz แต่ในการสร้างวงจรจะใช้คริสตัลที่ความถี่ 48 MHz ดังนั้นจึงทำการทวิคูณความถี่ให้ถึงความถี่ที่ต้องการ เพื่อให้แหล่งกำเนิดสัญญาณให้กำเนิดสัญญาณที่ความถี่ 432 MHz จากรูปที่ 4.7 เป็นผลการทดสอบของการตอบสนองของวงจรแหล่งกำเนิดที่ความถี่ที่เกิดขึ้นคือมี 4 ฮาร์โมนิกจากในรูปโดยที่ฮาร์โมนิกแรกจากในรูปจะอยู่ที่ความถี่ 144 MHz และ จากในรูปฮาร์โมนิกที่ 3 เกิดสัญญาณที่ความถี่ 432 MHz จะเห็นว่าการกำเนิดสัญญาณของวงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณจะมีความแรงลดลงตามฮาร์โมนิกที่มีมากขึ้น นั้นแสดงว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามทฤษฎีที่ได้ศึกษามาจึงสามารถนำวงจรนี้ไปใช้งานได้

## 4.4 วงจรขยายกำลังงาน (Amplifier)

วงจรขยายกำลังงานเป็นวงจรที่ใช้ขยายสัญญาณอาร์เอฟ (Radio Frequency) ซึ่งวงจรขยายสัญญาณจะมีทั้งหมด 4 ชนิดคือ คลาส A คลาส B และ คลาส C โดยที่แต่ละคลาสจะให้ผลการตอบสนองต่างกันเมื่อทำการออกแบบที่มีคลาสต่างกันเช่น คลาส B จะเป็นวงจรขยายกำลังงานแบบ

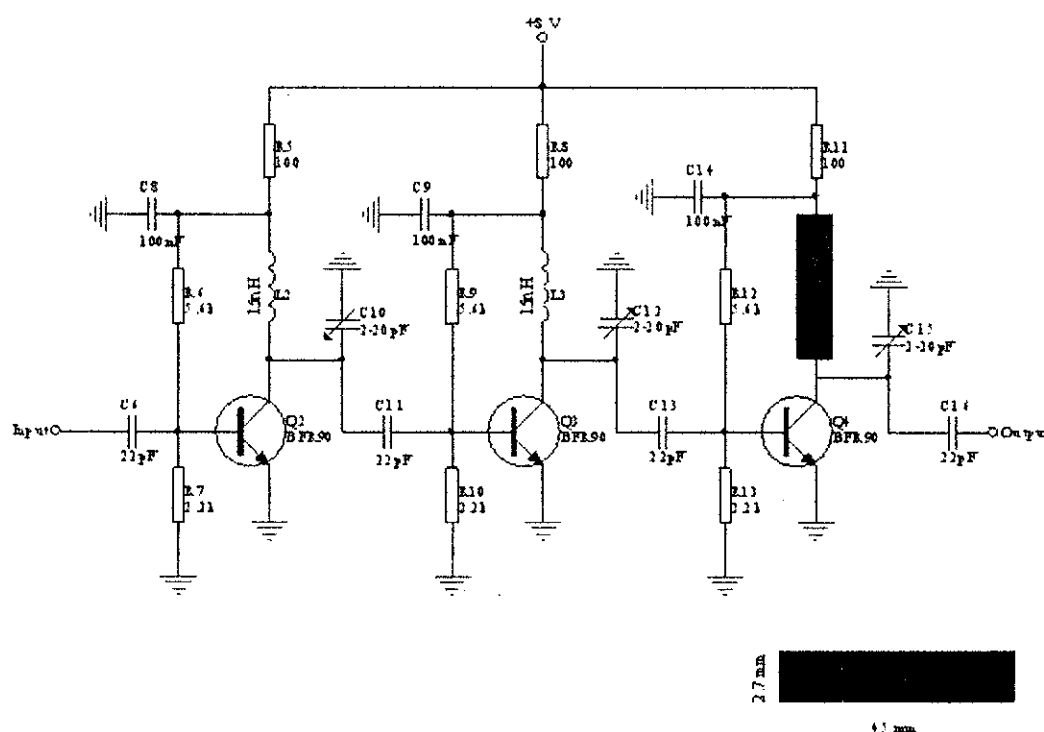
Balunc จะใช้เมื่อต้องการกำลังงานในการส่งสัญญาณมากกว่า 100 วัตต์ขึ้นไป และ คลาส C จะใช้ในการส่งสัญญาณแบบอนาล็อกโดยจะใช้ทรานซิสเตอร์ควบคุมการทำงานของวงจรขยายสัญญาณคือวงจรจะทำงานเมื่อแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและอีมีเตอร์มีค่ามากกว่า 0.7 โวลต์ ส่วน คลาส A จะใช้ในการออกแบบและใช้งานในวงจรของเครื่องส่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

วงจรขยายกำลังงานคลาส A หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Low Noise Amplifier (LNA) จะส่งสัญญาณแบบดิจิทัลเพราะวงจรขยายกำลังงานคลาส A เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Non-Linear) ซึ่งจะใช้สำหรับรับสัญญาณจากสายอากาศ โดยการออกแบบนั้นจะทำการออกแบบทาง DC เมื่อทำการกำหนดให้ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรขยายสัญญาณคลาส A จะใช้กระแสในการควบคุมการทำงาน

เมื่อกำหนดให้  $V_{cc} = 8 \text{ V}$

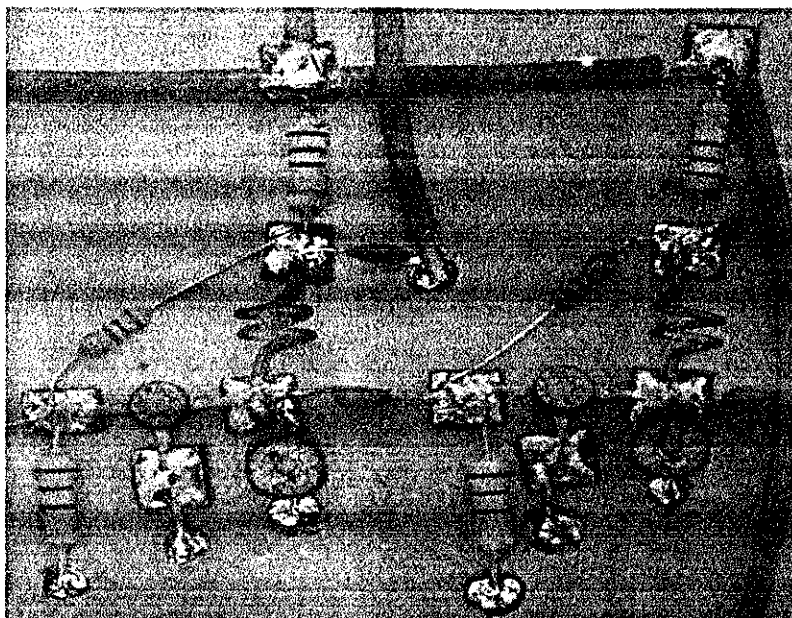
$F = 432 \text{ MHz}$

จากการออกแบบจะได้ค่าของตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ เมื่อนำมาเข้ากับวงจรที่ต่อกับทรานซิสเตอร์ที่มีการแมตช์ของสายที่ความต้านทาน 50 โอห์ม จะได้วงจรที่สามารถนำไปใช้งานจริงได้ดังรูปที่ 4.9



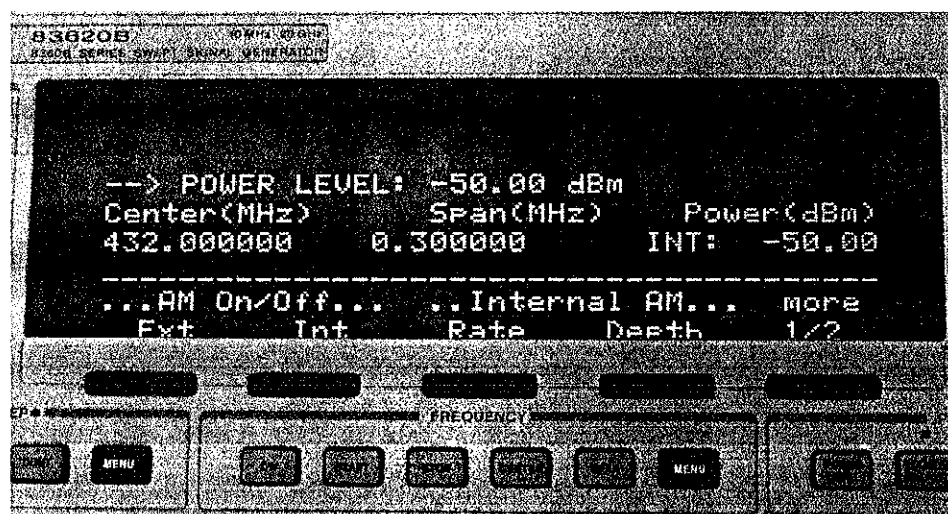
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรขยายกำลังงานที่ได้จากการออกแบบ

เมื่อทำการประกอบตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุลงบนบอร์ดแล้ว จะได้วงจรจริงสำหรับนำไปใช้งานโดยที่จะนำวงจรที่ออกแบบได้นี้ไปต่อกัน (Cascades) เป็น 2 สเตจ เพื่อให้ได้กำลังงานสูงขึ้นดังรูปที่ 4.9

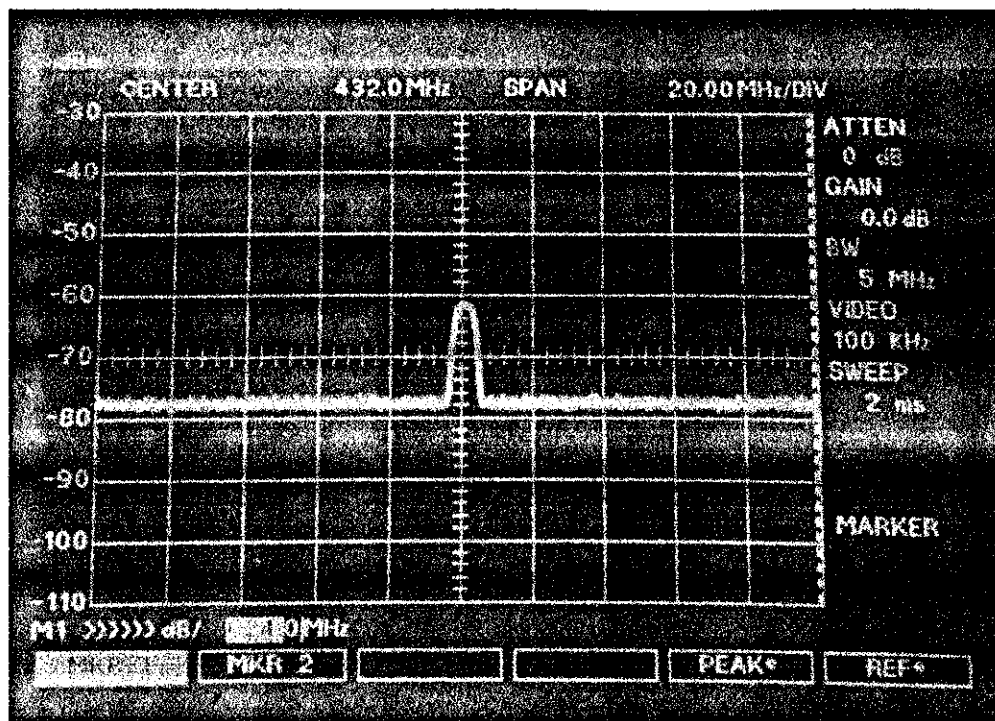


รูปที่ 4.9 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง

เมื่อนำวงจรจริงไปทดสอบด้วยเครื่องวัดสเปกตรัมอนาไลเซอร์ที่ความถี่ 432 MHz ได้ผลจากการทดสอบวงจรขยายกำลังงานดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.10 เครื่องกำเนิดสัญญาณ

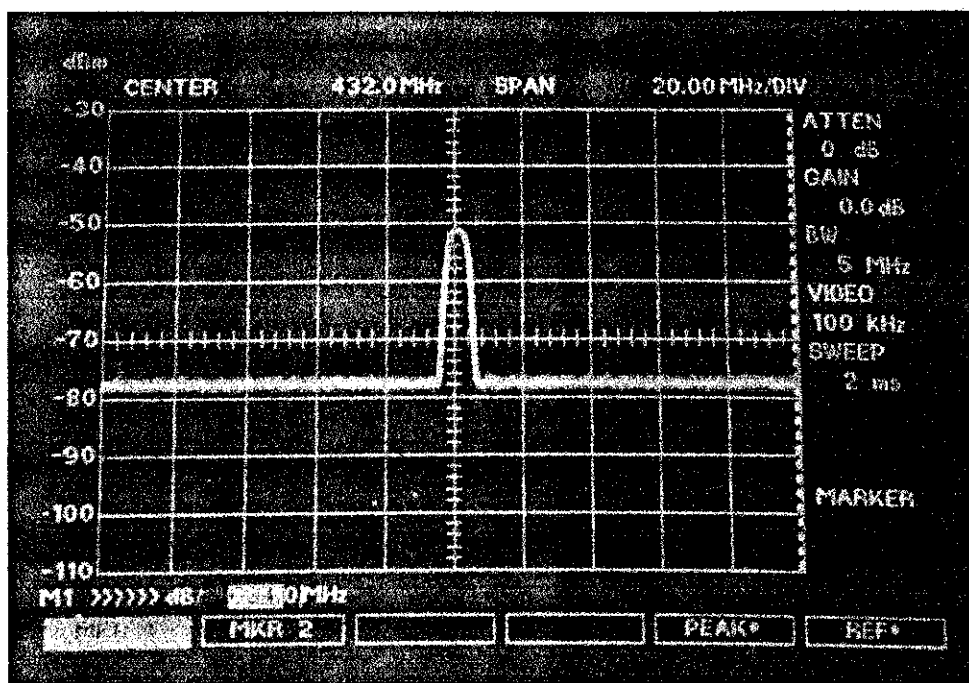


รูปที่ 4.11 สัญญาณที่วัดได้โดยการปรับเทียบจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ

#### 1. ขั้นตอนการวัดวงจรขยายกำลังงาน

- 1) ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟและแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่เข้าที่วงจรขยายกำลังงาน
- 2) ต่อสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายกำลังงานเข้ากับเครื่องวัดสเปกตรัมอนาไลต์เซอร์
- 3) ทำการปรับเทียบ (Calibrate) สัญญาณระหว่างกำลังงานจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ (รูปที่ 4.10) กับกำลังงานจากวงจรที่เครื่องวัดสเปกตรัมอนาไลต์เซอร์ (รูปที่ 4.11)
- 4) ทำการวัดสัญญาณของวงจรขยายกำลังงาน ซึ่งถ้ายังได้กำลังงานไม่มากพอสามารถทำการปรับค่าตัวเก็บประจุของวงจรได้
- 5) ถ้าได้กำลังงานที่ต้องการแล้วทำการถ่ายรูปผลการทดสอบ

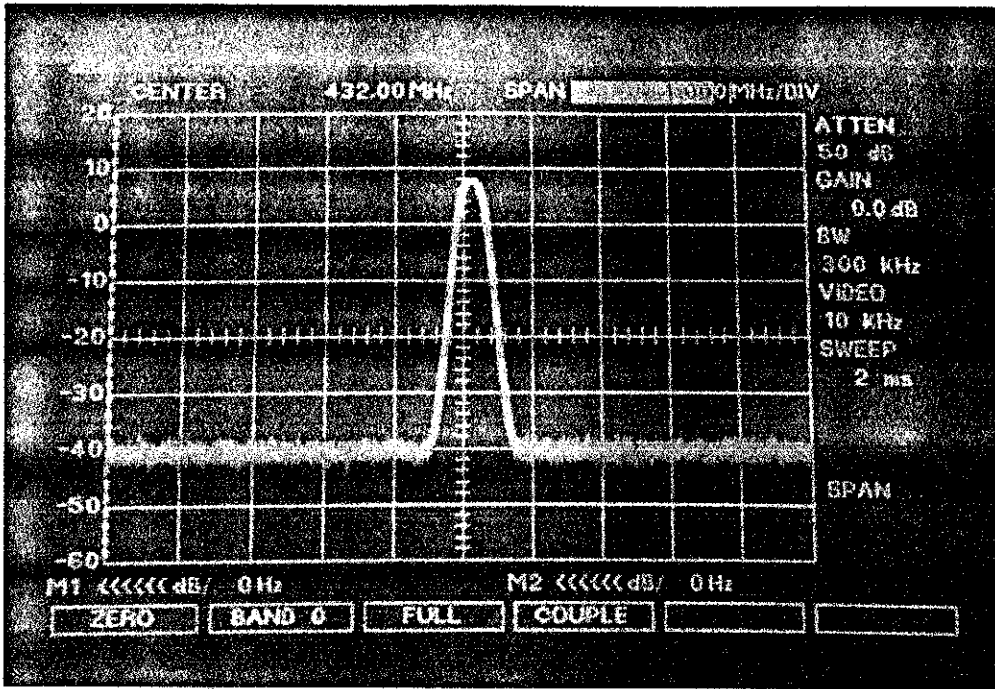
## 2. ผลการวัดของวงจรขยายกำลังงาน



รูปที่ 4.12 สัญญาณที่วัดได้จากวงจรขยายกำลังงาน

จากรูปที่ 4.10 เป็นเครื่องกำเนิดสัญญาณให้กับวงจรเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับเอาต์พุตคือ สัญญาณที่ได้ออกมาจากสเปกตรัมไลเซอร์จะเห็นว่าเมื่อความแรงของสัญญาณที่ทำการเปรียบเทียบจากเครื่องกำเนิดสัญญาณที่ -50 dBm แต่จากรูปที่ 4.11 จะเห็นว่าสัญญาณมีความแรงเพียง -60 dBm แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเกิดการสูญเสียในสายนำสัญญาณทำให้สัญญาณเกิดการลดทอนลงไปถึง 10 dBm

และจากรูปที่ 4.11 เป็นการทดสอบวัดสัญญาณจากวงจรที่ได้ทำการทดสอบไปคือ วงจรขยายกำลังงานจะขยายกำลังงานให้ได้ความแรงเท่ากับ 10 dBm



รูปที่ 4.13 ผลการทดสอบวงจรขยายกำลังงานที่ความถี่ 432 MHz

### 3. สรุปผลการวัดวงจรขยายกำลังงาน

จากผลการตอบสนองของวงจรขยายกำลังงานที่ความถี่ 432 MHz สัญญาณจะมีความแรงอยู่ที่ความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ โดยที่จากการทดสอบวงจรขยายกำลังงานไปต่อกัน (Cascades) เป็น 2 สเตจ จะให้ความแรงของสัญญาณที่ +10 dBm ซึ่งกำลังงานที่ได้ อาจเกิดอาจมีค่าน้อยเนื่องมาจากเกิดการสูญเสียในสายนำสัญญาณ ซึ่งจะให้กำลังงาน 200 mW (+23 dBm) ให้ผลดังรูปที่ 4.13 ซึ่งแสดงว่าจากการทดสอบวงจรขยายกำลังงานที่ได้จากรูปที่ 4.13 นั้นเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrie) ทั้งหมดที่ใช้ในการส่งสัญญาณ

ต่อไปเป็นการออกแบบวงจรขยายกำลังงานที่มีกำลังงานสูงขึ้นเป็น 30 วัตต์ โดยใช้การออกแบบวิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ ซึ่งต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 3 ตัวเพื่อให้เครื่องส่งสามารถส่งสัญญาณที่มีกำลังงานเป็น 30 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ที่ใช้ได้แก่ ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020 เบอร์ 2SC3021 และเบอร์ 2SC2783 ซึ่งทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์จะให้กำลังงานแตกต่างกันไป โดยจะได้แสดงการออกแบบการหาค่าของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำดังนี้

ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020 มีค่า  $Z_{in} = 1.85 - j1.35$  และ  $Z_{out} = 7.0 - j1.4$  ทำการนอร์มอลไลซ์ที่  $Z_0 = 10$  โอห์มจะได้ค่า  $Z_{in} = 0.185 - j0.135$  และ  $Z_{out} = 0.7 - j1.4$  จากการพล็อตจุดของ  $Z_{in}$  และ  $Z_{out}$  บนสมิทชาร์ตรูปที่ 4.14 สามารถทำให้ทราบค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเป็นแบบ L หรือ C แล้วทำการคำนวณหาค่า L และ C

ทางฝั่งอินพุตได้ค่า  $C_1 = -j5$ ,  $C_2 = j0.63$  และ  $L_1 = j1.485$

$$\text{อนุกรม } C_1; X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \text{ pF}$$

$$\text{ขนาน } C_2; \frac{1}{X_C} Z_0 = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$C = \frac{X_C}{2\pi f Z_0}$$

$$C = \frac{0.63}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$$

$$C = 4.64 \text{ pF}$$

$$\text{อนุกรม } L_1; X_L Z_0 = 2\pi fL$$

$$L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f}$$

$$L = \frac{(1.485)(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$$

$$L = 27.35 \text{ nH}$$

ทางฝั่งเอาท์พุตได้ค่า  $C_3 = -j5$ ,  $C_4 = j0.26$  และ  $L_2 = j4$

$$\text{อนุกรม } C_3; X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi fc}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \text{ pF}$$

$$\text{ขนาน } C_4; C = \frac{XC}{2\pi f Z_0} = \frac{0.26}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$$

$$C = 1.92 \text{ pF}$$

$$\text{อนุกรม } L_2; L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f} = \frac{4(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$$

$$L = 73.68 \text{ nH}$$

NAME

TITLE

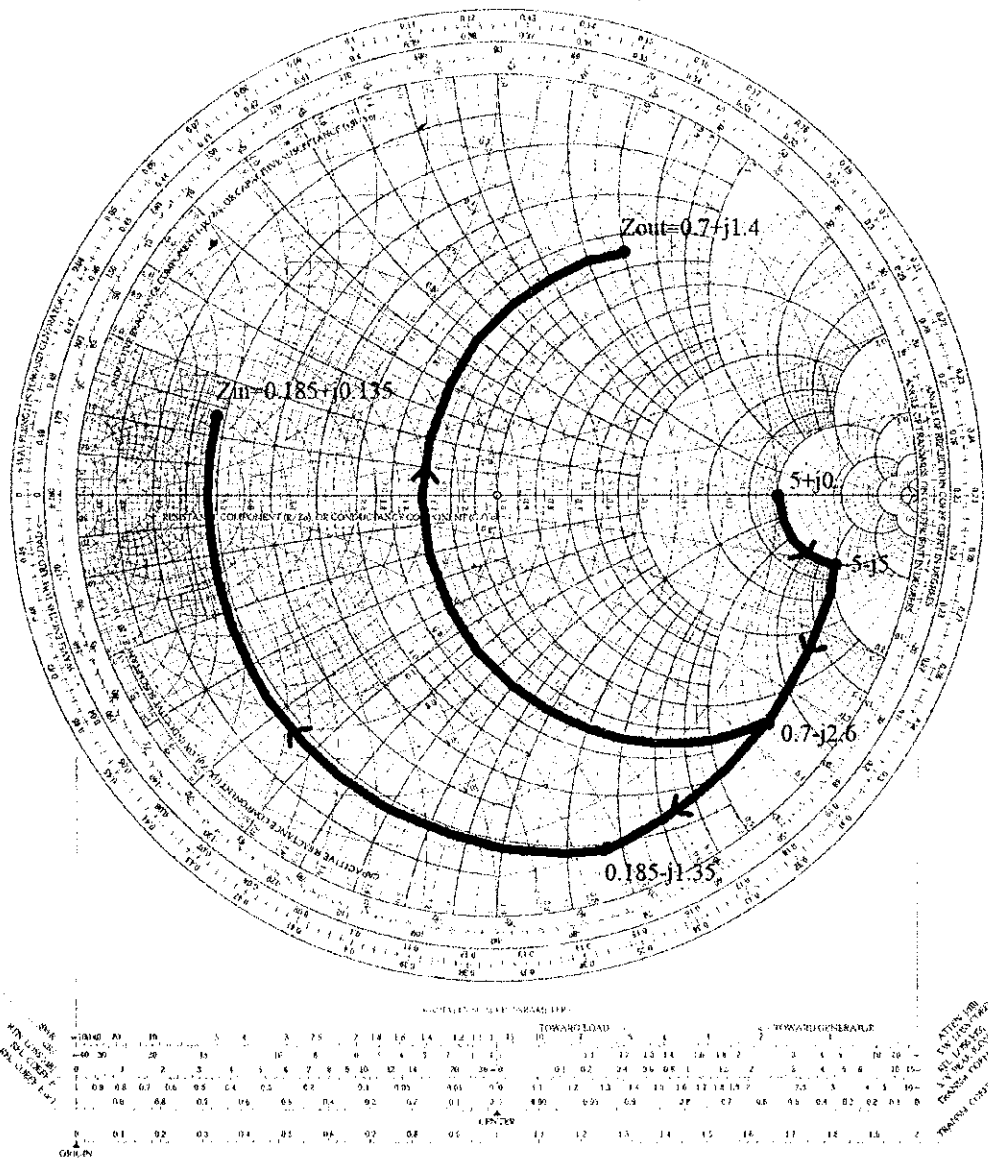
PAGE NO

SMITH CHART FORM ZY 01 N

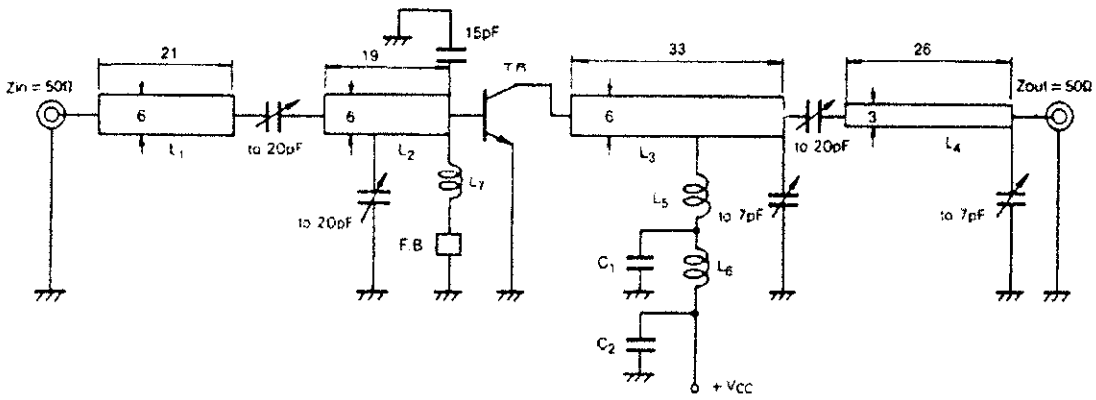
Microwave Circuit Design EE523 Fall 2003

DATE

NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES

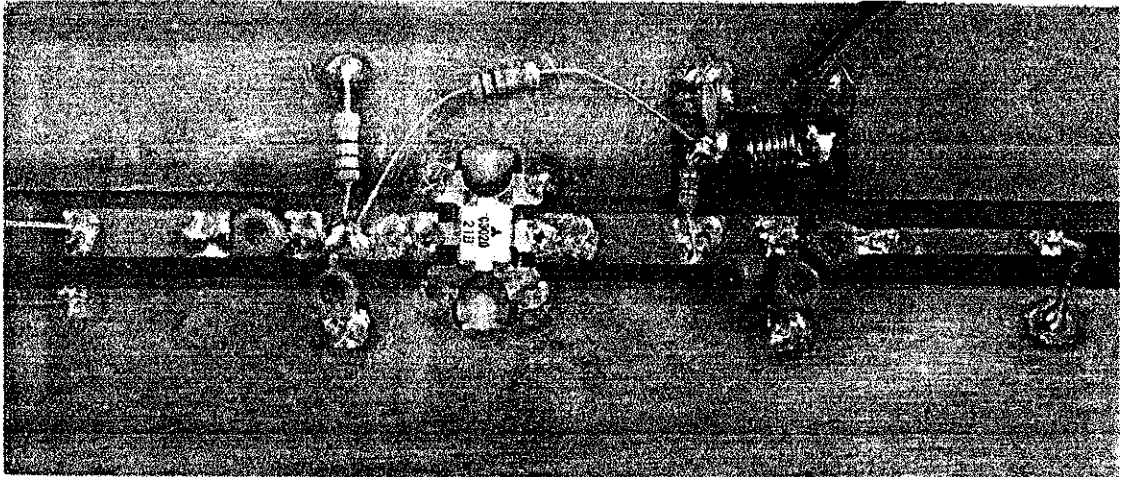


รูปที่ 4.14 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020



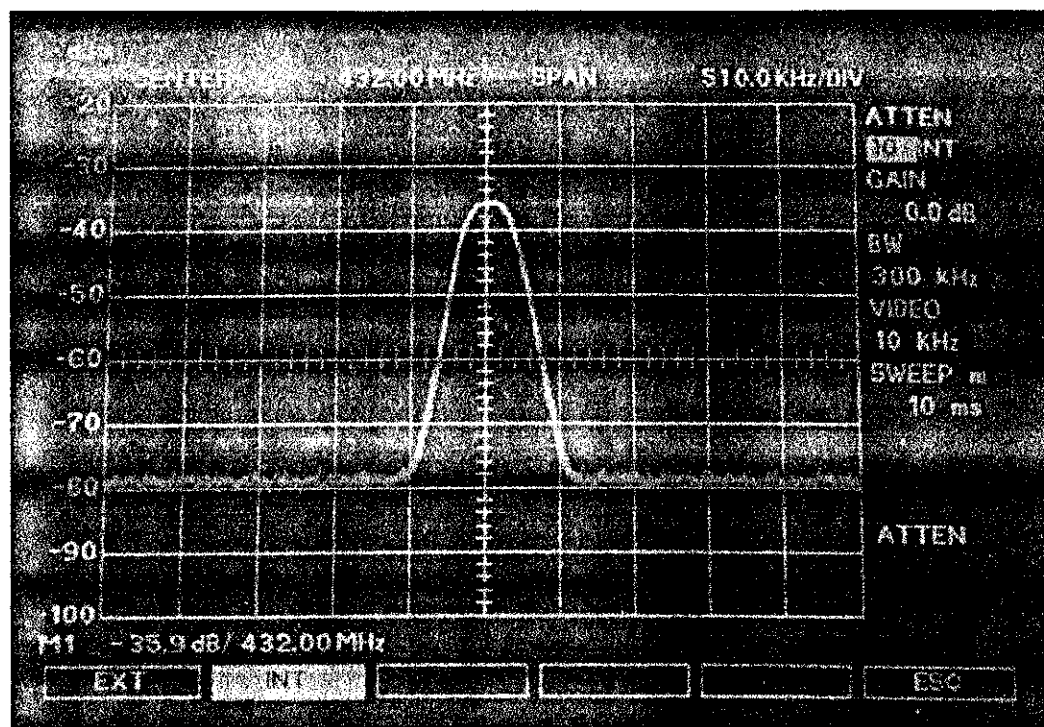
รูปที่ 4.15 วงจรขยายกำลังงานที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020

จะได้วงจรขยายกำลังงานที่ใช้สำหรับการวัดและใช้งานจริง



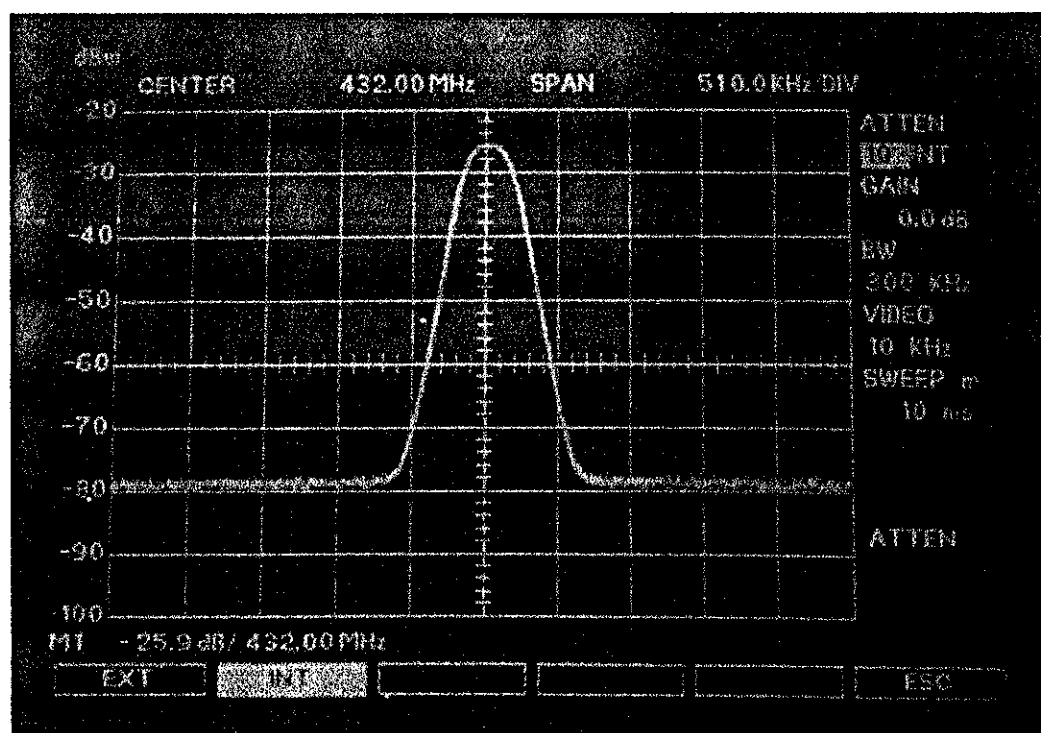
รูปที่ 4.16 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 10 dB

สำหรับขั้นตอนการวัดวงจรขยายกำลังงานแต่ละวงจรจะมีการวัดเหมือนกัน แต่จะทำการเปรียบเทียบ (Calibrate) สัญญาณที่มีอัตราขยาย ที่ -36.2 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณก่อนการวัดวงจรรขยายกำลังงาน

ผลการวัดวงจรรขยายกำลังงาน



รูปที่ 4.18 แสดงการวัดวงจรรขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3020

จากรูปที่ 4.18 วงจรขยายกำลังงานที่ได้ทำการวัดแล้วจะให้ค่าอัตราขยายของกำลังงานเป็น 10 dB ซึ่งอัตราขยายกำลังงานที่ได้นี้ยังไม่พอเพียงสำหรับกำลังงานที่ต้องการส่งจึงต้องทำวงจรขยายกำลังงานขึ้นมามากสองสเตจเพื่อให้มีกำลังงานเป็น 30 วัตต์

ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021 มีค่า  $Z_{in} = 2.2 + j3.1$  และ  $Z_{out} = 6 + j1$  ทำการนอร์มอลไลซ์ที่  $Z_0 = 10$  โอห์มจะได้ค่า  $Z_{in} = 0.22 + j0.31$  และ  $Z_{out} = 0.6 + j0.1$  จากการพล็อตจุดของ  $Z_{in}$  และ  $Z_{out}$  บนสมิทชาร์ตรูปที่ 4.19 สามารถทำให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเป็นแบบ L หรือ C แล้วทำการคำนวณหาค่า L และ C

ทางฝั่งอินพุตได้ค่า  $C_1 = -j5$ ,  $C_2 = j0.55$  และ  $L_1 = j1.29$

$$\text{อนุกรม } C_1; X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \text{ pF}$$

$$\text{ขนาน } C_2; \frac{1}{X_C} Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$$

$$C = \frac{X_C}{2\pi f Z_0}$$

$$C = \frac{0.55}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$$

$$C = 4.05 \text{ pF}$$

$$\text{อนุกรม } L_1; L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f} = \frac{1.29(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$$

$$L = 23.76 \text{ nH}$$

ทางฝั่งเอาท์พุตได้ค่า  $C_3 = -j5$ ,  $C_4 = j0.3$  และ  $L_2 = j2.3$

$$\text{อนุกรม } C_3; X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \text{ pF}$$

$$\text{ขนาน } C_4; C = \frac{X_C}{2\pi f Z_0} = \frac{0.3}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$$

$$C = 2.21 \text{ pF}$$

อินдукแตนซ์  $L_2$ ; 
$$L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f} = \frac{2.3(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$$

$$L = 42.36 \text{ nH}$$

NAME

TITLE

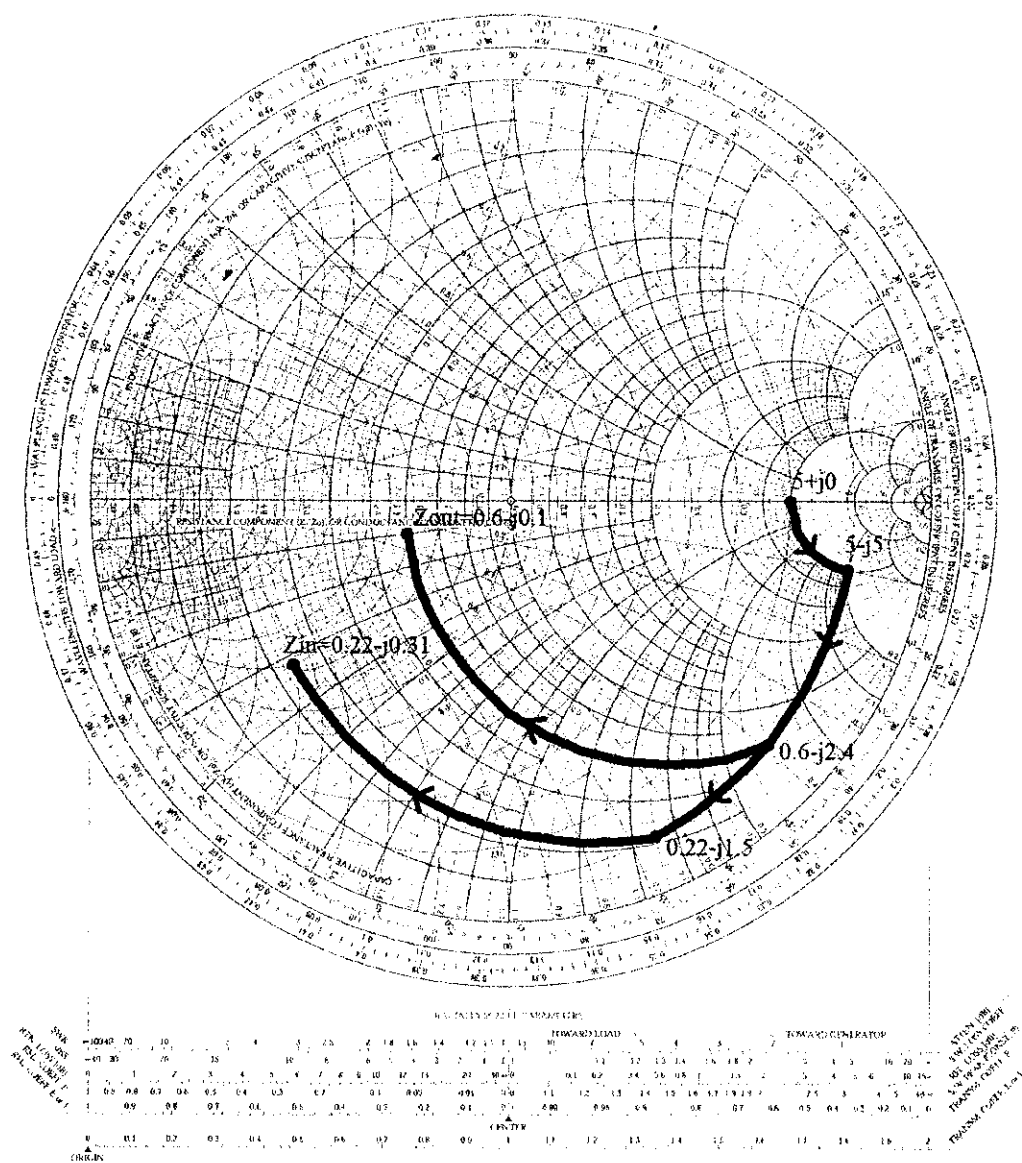
DRAWING NO.

SMITH CHART FORM ZY 01-N

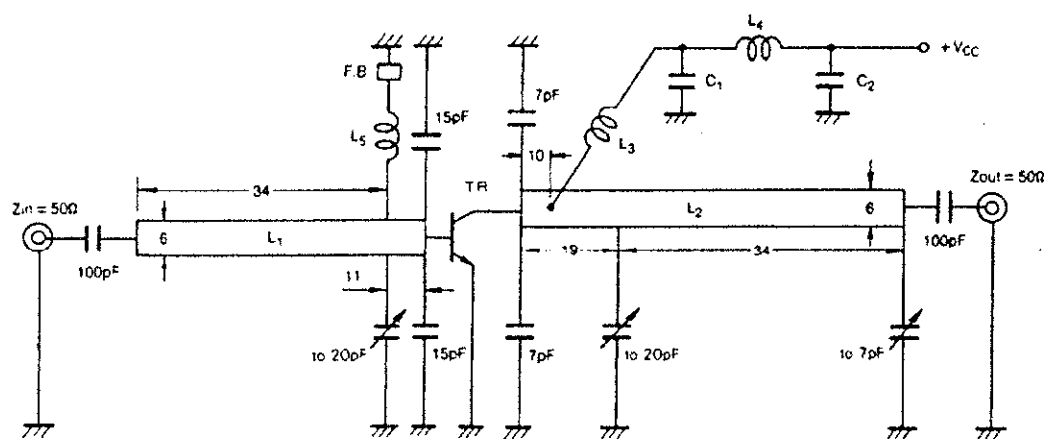
Microwave Circuit Design - EE524 - Fall 2007

10/14

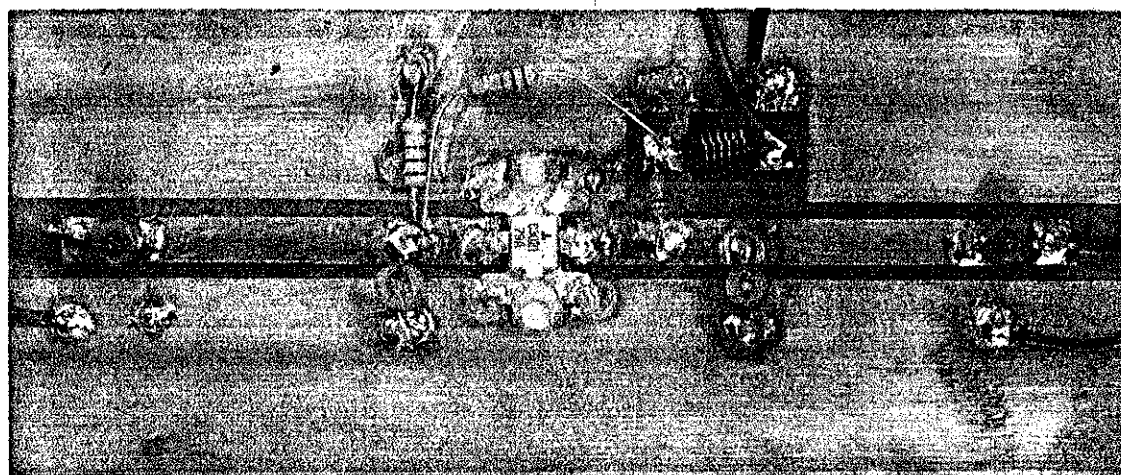
## NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 4.19 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021



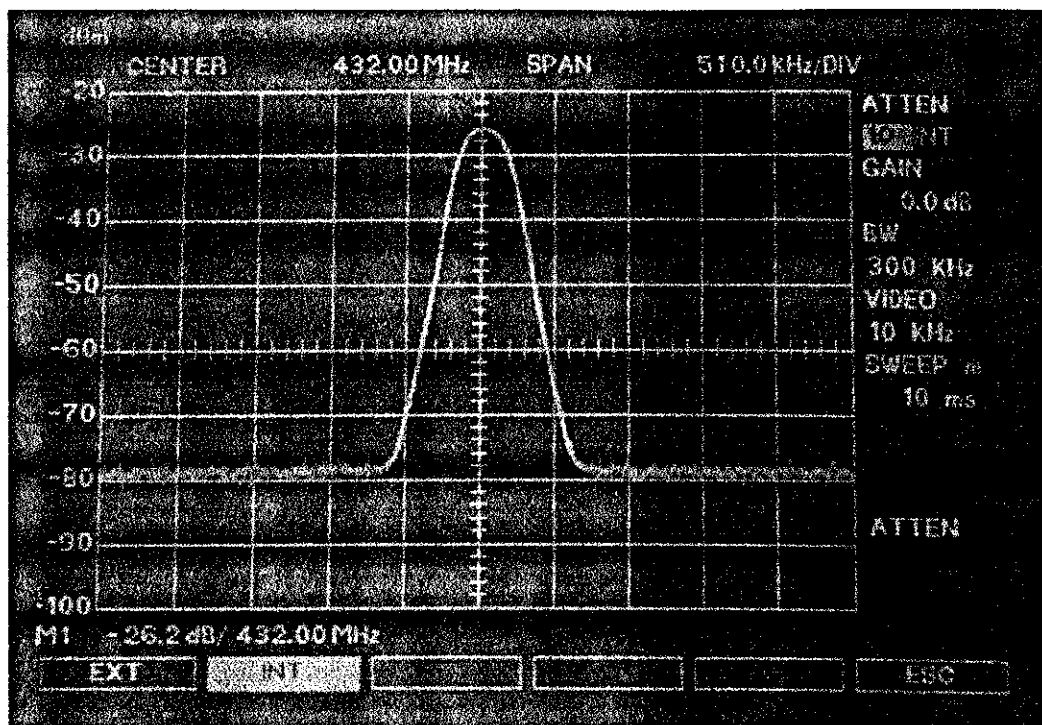
รูปที่ 4.20 วงจรขยายกำลังงานที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021



รูปที่ 4.21 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 9.7 dB

การวัดวงจขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021 จะใช้ค่าเปรียบเทียบสัญญาณ ดังรูปที่ 4.17 เหมือนวงจรที่ผ่านมา

## ผลการวัดวงจรขยายกำลังงาน



รูปที่ 4.22 แสดงการวัดวงจรขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC3021

จากรูปที่ 4.22 วงจรขยายกำลังงานที่ได้ทำการวัดแล้วจะให้ค่าอัตราขยายของกำลังงานเป็น 9.6 dB ซึ่งอัตราขยายกำลังงานที่ได้นี้ยังไม่พอเพียงสำหรับกำลังงานที่ต้องการส่งจึงต้องทำวงจรขยายกำลังงานขึ้นมามากหนึ่งสเตจเพื่อให้มีกำลังงานเป็น 30 วัตต์ (+44.7 dBm)

ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783 มีค่า  $Z_{in} = 3 + j3.2$  และ  $Z_{out} = 1.7 + j4.7$  ทำการนอร์มอลไลซ์ที่  $Z_0 = 10$  โอห์มจะได้ค่า  $Z_{in} = 0.3 + j0.32$  และ  $Z_{out} = 0.17 + j0.47$  จากการพล็อตจุดของ  $Z_{in}$  และ  $Z_{out}$  บนสมิทชาร์ตรูปที่ 4.23 สามารถทำให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเป็นแบบ L หรือ C แล้วทำการคำนวณหาค่า L และ C

ทางฝั่งอินพุตได้ค่า  $C_1 = -j5$ ,  $C_2 = j0.47$  และ  $L_1 = j1.38$

$$\text{อนุกรม } C_1: X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \text{ pF}$$

ขนาน  $C_2$ ;  $\frac{1}{X_C} Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$

$$C = \frac{X_C}{2\pi f Z_0}$$

$$C = \frac{0.47}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$$

$$C = 3.46 \rho F$$

อนุกรม  $L_1$ ;  $L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f} = \frac{1.38(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$

$$L = 25.42 nH$$

ทางฝั่งเข้าที่พุดได้ค่า  $C_3 = -j5$ ,  $C_4 = j0.66$  และ  $L_2 = j0.83$

อนุกรม  $C_3$ ;  $X_C Z_0 = \frac{1}{2\pi f c}$

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C Z_0}$$

$$C = \frac{1}{2\pi(432 \times 10^6)(5)(50)}$$

$$C = 1.47 \rho F$$

ขนาน  $C_4$ ;  $C = \frac{XC}{2\pi f Z_0} = \frac{0.66}{2\pi(432 \times 10^6)(50)}$

$$C = 4.86 \rho F$$

อนุกรม  $L_2$ ;  $L = \frac{X_L Z_0}{2\pi f} = \frac{0.83(50)}{2\pi(432 \times 10^6)}$

$$L = 15.28 nH$$

NAME

DATE

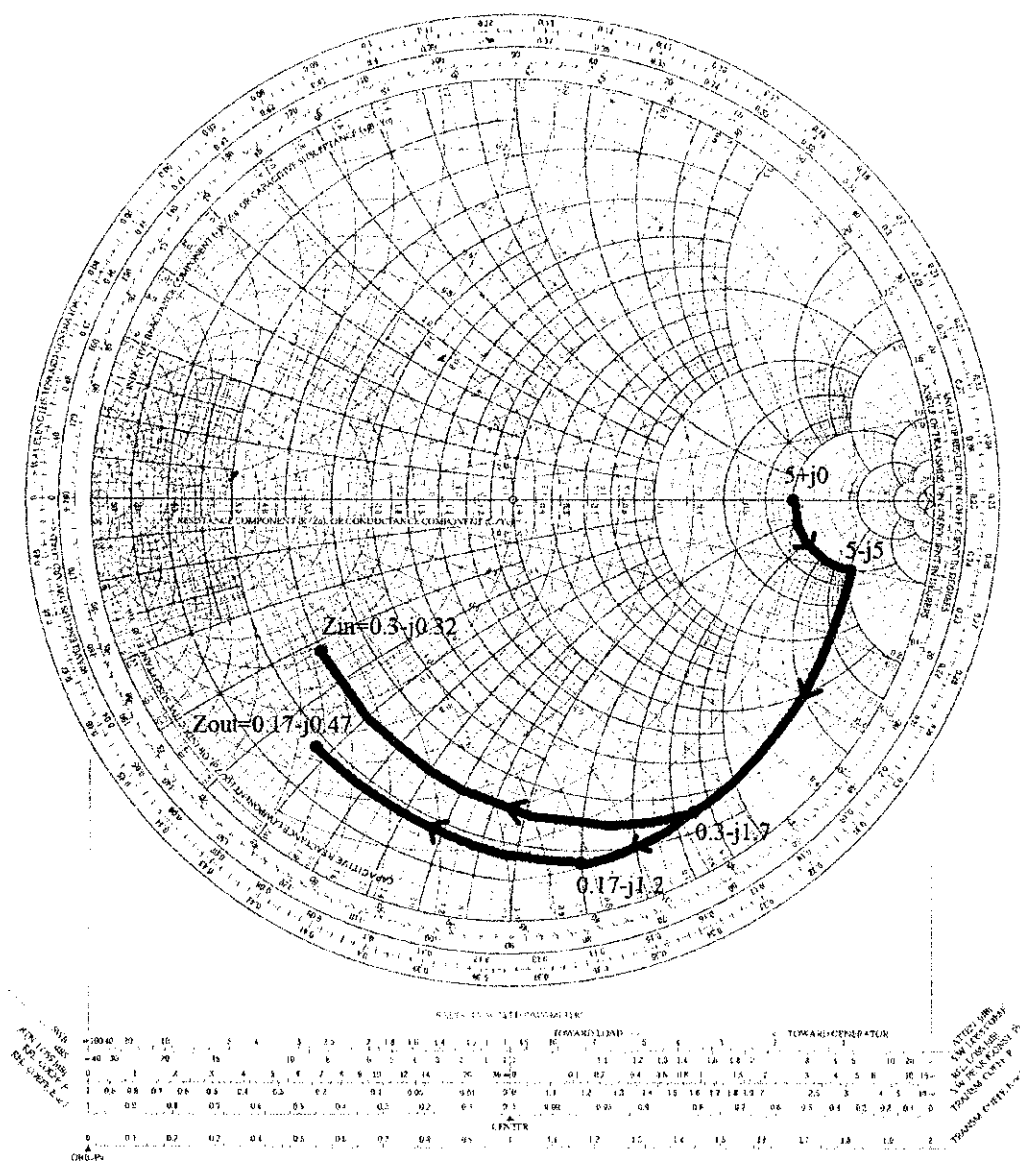
DWG NO

SMITH CHART FORM ZY 01 N

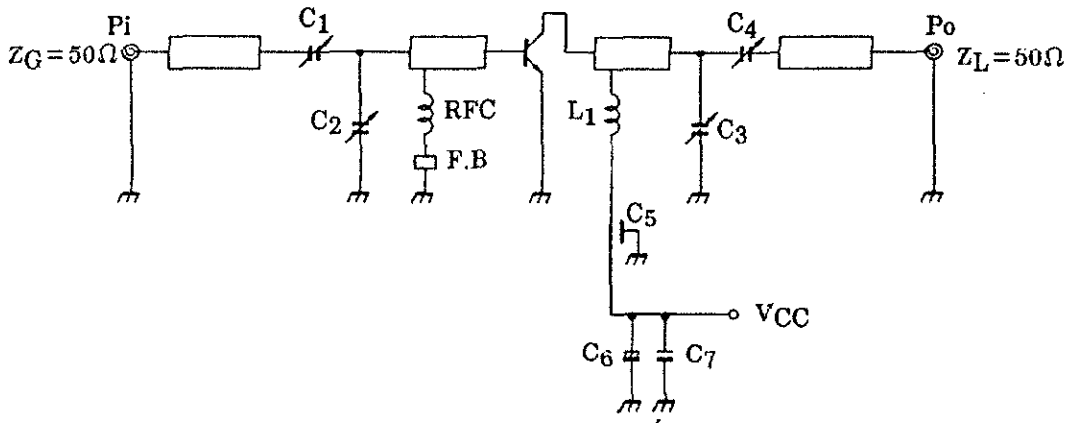
Microwave Circuit Design - EE521 - Fall 2000

DATE

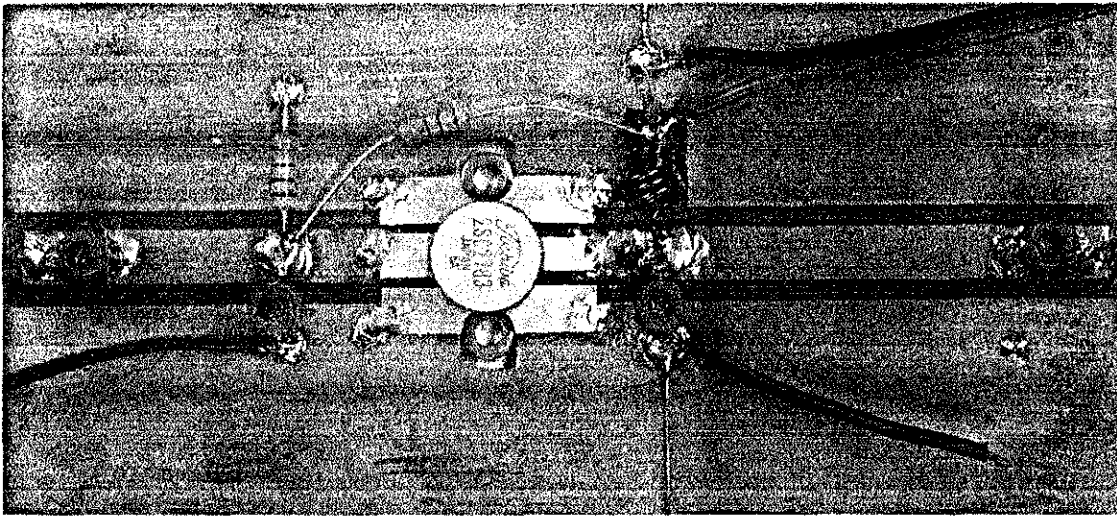
## NORMALIZED IMPEDANCE AND ADMITTANCE COORDINATES



รูปที่ 4.23 การพล็อตค่าของอิมพีแดนซ์บนสมิทชาร์ตของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783



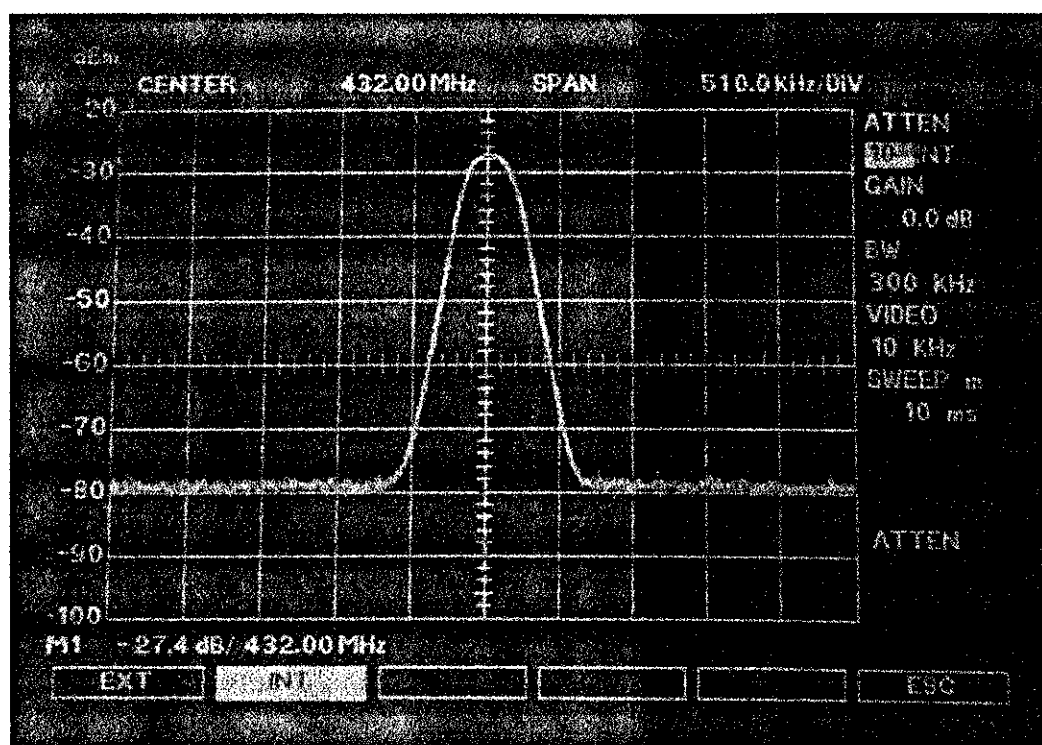
รูปที่ 4.24 วงจรขยายกำลังงานที่ได้จากการออกแบบของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783



รูปที่ 4.25 วงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานจริง มีอัตราขยาย 8.5 dB

การวัดวงจขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783 จะใช้ค่าเปรียบเทียบกับสัญญาณ  
ดังรูปที่ 4.17 เหมือนวงจรที่ผ่านมา

## ผลการวัดวงจรรขยายกำลังงาน



รูปที่ 4.26 แสดงการวัดวงจรรขยายกำลังงานของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC2783

จากรูปที่ 4.20 วงจรรขยายกำลังงานที่ได้ทำการวัดแล้วจะให้ค่าอัตราการขยายของกำลังงานเป็น 8.5 dB ซึ่งอัตราขยายกำลังงานที่ได้นี้ เมื่อนำไปทำการเชื่อมต่อกัน (Cascades) ทั้งสามสเตจ และนำไปเชื่อมต่อกับอีกสองสเตจที่ได้ทำการวัดก่อนหน้านี้ก็จะได้กำลังงานเป็น 30 วัตต์ ซึ่งเป็นกำลังงานตามที่ต้องการ

#### 4.5 วงจรรอง(Filter)

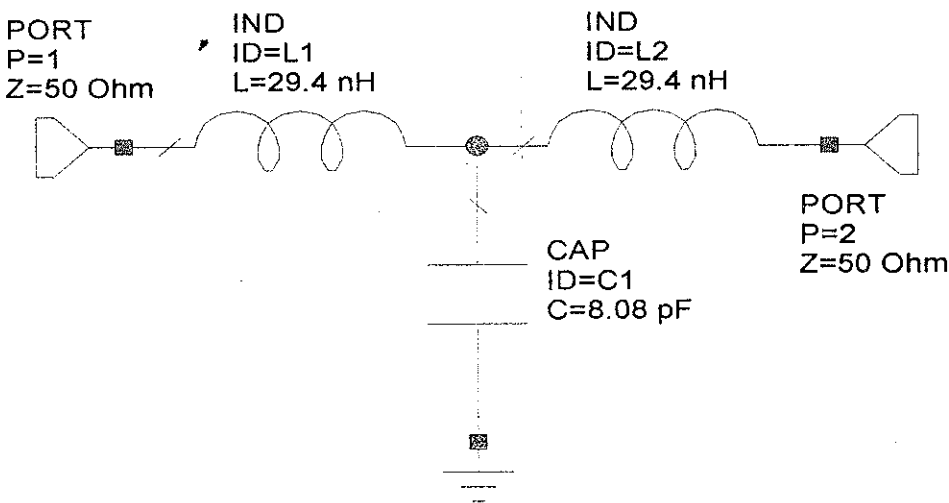
ในการออกแบบวงจรรองสัญญาณ (Filter) จากวงจรของ RF Circuit (Radio Frequency Circuit) นั้นลำดับแรกจะต้องคำนึงถึงความถี่ที่ต้องการ (Cut-off Frequency) ซึ่งในการออกแบบครั้งนี้จะใช้วิธีการออกแบบโดย Chebyshev โดยใช้ความถี่คัตออฟเป็นตัวกำหนดในการสร้างฟิลเตอร์ และจะต้องคำนึงถึงค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ในที่นี้ต้องการใช้เพียงฟิลเตอร์แบบวงจรรองสัญญาณช่วงความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) เท่านั้นซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อออกแบบ Low Pass แล้วจะถูกเปลี่ยนรูปไปเป็นการออกแบบ Band Pass ซึ่งสัดส่วนของย่านความถี่การลดทอนจะคล้ายกัน ซึ่งหมายถึง Low Pass Filter ที่ความถี่คัตออฟ 3-dB หรือย่านความถี่ 2 kHz จะเปลี่ยนไปเป็น Band Pass Filter ที่ 3-dB ย่านความถี่ 2 kHz

ต้องการใช้วงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ใช้ความถี่คัตออฟที่ 432 MHz และใช้ช่วงย่านความถี่ 422 – 432 MHz ซึ่งมีย่านความถี่ (3 dB) =  $f_2 - f_1 = 432 - 432 = 10$  MHz จากวงจรของ Low Pass Filter

เมื่อกำหนดให้  $N = 3$  จะใช้วิธีการออกแบบโดย Chebyshev 1.0 dB Ripple ที่มีความต้านทานของแหล่งกำเนิดและความต้านทานของโหลดที่เท่ากับ 50 โอห์ม เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ความต้านทานของแหล่งกำเนิดและความต้านทานของโหลดเป็น

$$\frac{R_s}{R_L} = 1$$



รูปที่ 4.27 วงจร Low Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบ

เมื่อออกแบบวงจร Low Pass Filter แล้วสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็น Band Pass Filter ที่มีความถี่คัตออฟที่ 432 MHz โดยใช้วิธีการออกแบบ Chebyshev คำนวณหาค่าต่าง ๆ ในวงจรได้จากสูตรและการใช้ตาราง Chebyshev จะแบ่งการคำนวณเป็นสองส่วนคือ ส่วนอนุกรมและส่วนขนาน ดังนี้

ส่วนอนุกรม

$$C = \frac{BW_{3dB}}{2\pi f_c^2 C_n R_L}$$

$$L = \frac{R_L L_n}{2\pi (BW_{3dB})}$$

## ส่วนขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi R_L (BW_{3dB})}$$

$$L = \frac{R_L (BW_{3dB})}{2\pi f_c^2 L_n}$$

ค่าที่ได้จากการคำนวณเมื่ออ่านค่าจากตาราง Chebyshev ของ  $C_n$  และ  $L_n$  ที่ 1.0 dB Ripple

$$C_1 = C_3 = L_1 = L_3 = 2.216$$

$$C_2 = L_2 = 1.088$$

## ส่วนอนุกรม

$$C_1 = \frac{(10 \times 10^6)}{(2\pi)(432 \times 10^6)^2 (2.216)(50)} = 0.086 pF$$

$$L_1 = \frac{(50)(2.216)}{(2\pi)(10 \times 10^6)} = 1610.32 nH$$

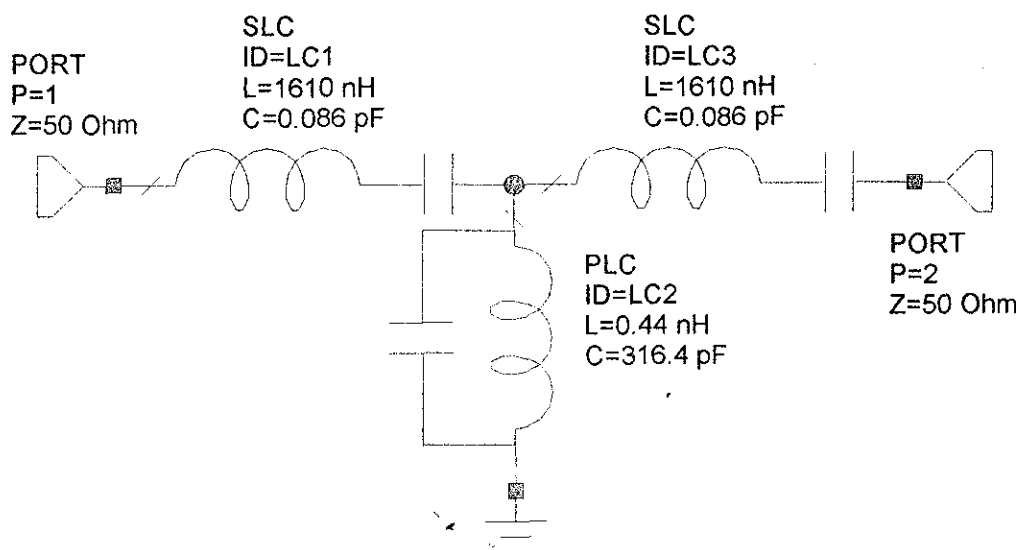
$$C_3 = \frac{(10 \times 10^6)}{(2\pi)(432 \times 10^6)^2 (2.216)(50)} = 0.086 pF$$

$$L_3 = \frac{(50)(2.216)}{(2\pi)(10 \times 10^6)} = 1610.32 nH$$

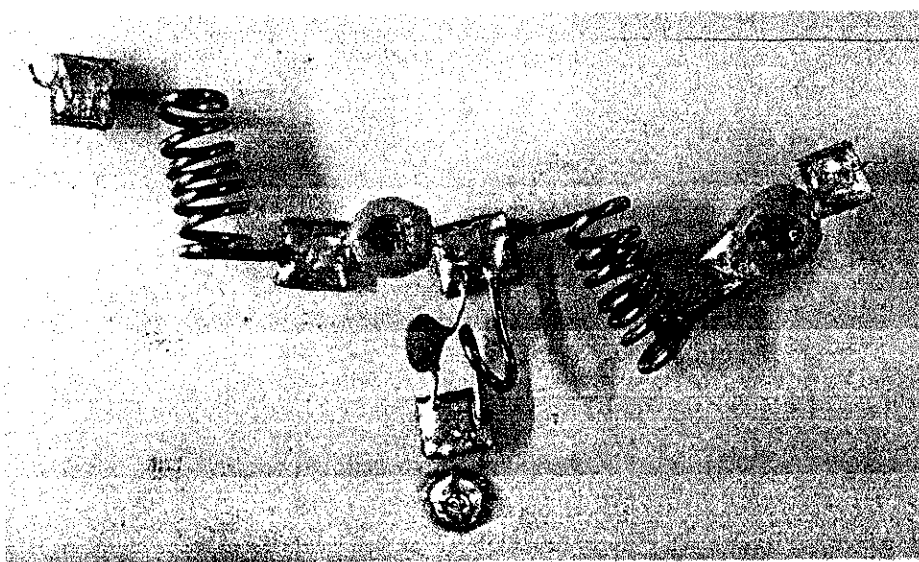
## ส่วนขนาน

$$C_2 = \frac{1.088}{(2\pi)(50)(10 \times 10^6)} = 316.43 pF$$

$$L_2 = \frac{(50)(10 \times 10^6)}{(2\pi)(432 \times 10^6)^2 (1.088)} = 0.439 nH$$



รูปที่ 4.28 วงจร Band Pass Filter ที่ได้จากการออกแบบ



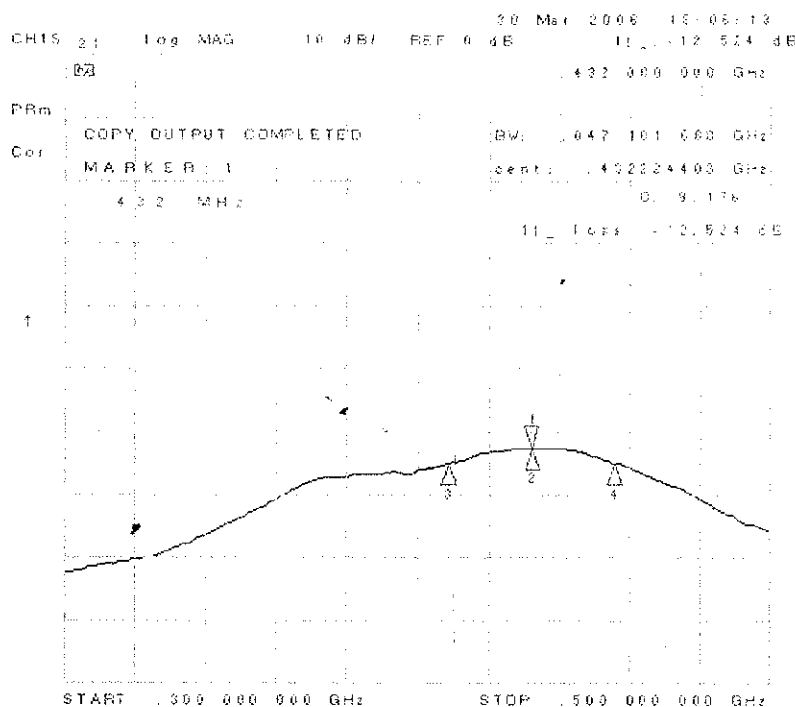
รูปที่ 4.29 วงจร Band Pass Filter ที่ใช้งานจริง

#### 1. ขั้นตอนการวัดวงจรกรอง

- 1). ต่อวงจรกรองเข้ากับเครื่องวัดเน็ตเวิร์ค (Network Analyzer) แบบ 2 พอร์ต
- 2). ทำการวัดสัญญาณที่ความถี่ต่าง ๆ เพื่อทดสอบวงจรกรอง
- 3). ถ้าได้วงจรกรองที่ความถี่ที่ต้องการแล้วทำก้านบันทึกผล

## 2. ผลการวัดวงจรกรอง

ภาพแสดงผลจากการวัดที่ความถี่ต่าง ๆ จากเครื่องวัดสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์



รูปที่ 4.30 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณ

## 3. สรุปผลการวัดวงจรกรอง

จากผลการตอบสนองของวงจร Band Pass Filter ที่ย่านความถี่ 422 MHz – 432 MHz สัญญาณจะมีความแรงอยู่ในช่วงความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีแบนด์วิธในการทำงานเป็น 47 MHz แล้วจะทำการตัดความถี่นอกเหนือจากย่านความถี่ที่ต้องการออกไปซึ่งให้ผลดังรูปที่ 4.16

## 4.6 สรุป

จากรูปวงจรแต่ละส่วนที่ได้ออกแบบด้วยการคำนวณมือ โดยให้มีความต้านทาน 50 โอห์ม เท่ากับสายนำสัญญาณ เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณ วงจรแหล่งกำเนิดสัญญาณ และวงจรในส่วนของการแยกช่องสัญญาณเป็นสองช่องสัญญาณ (Stereo Encoder) ซึ่งพบว่าค่าที่ได้จากการทดสอบค่อนข้างเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ศึกษามา ซึ่งคุณสมบัติของวงจรทั้งหมดดังกล่าวสามารถนำไปสร้างเครื่องส่งสัญญาณวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ มัลติเพล็กซ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 บทสรุป

โครงการนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับระบบการทำงานของระบบเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอที่มีกำลังงานในการส่งสัญญาณ 30 วัตต์ ซึ่งปัจจุบันนี้ได้มีใช้กันอย่างแพร่หลายในชุมชนนั้นคือวิทยุชุมชนที่มีใช้ในหลายพื้นที่โดยทางผู้จัดทำโครงการได้ศึกษาเกี่ยวกับระบบการทำงานของเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ ตั้งแต่ส่วนประกอบต่างๆ ทั้งในส่วนของแหล่งกำเนิดสัญญาณ วงจรขยายกำลังงาน และในส่วนของภาคสเตอริโอ โดยได้ศึกษาถึง โครงสร้างและหลักการทำงานของตอนเทคนิคการส่งสัญญาณและการมอดูเลตสัญญาณ (Modulation)

โครงการการสร้างระบบเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอนี้เป็นการสร้างเพื่อนำไปใช้งานที่ความถี่ 432 MHz โดยทางผู้จัดทำโครงการได้ใช้คริสตอลที่ความถี่ 48 MHz (X-TAL 48 MHz) ออกแบบสำหรับเป็นตัวกำเนิดสัญญาณที่ได้ทำการทวีคูณความถี่จากความถี่ 48 MHz เป็นความถี่ที่ใช้งานคือความถี่ 432 MHz และทำการมอดูเลตสัญญาณเชิงความถี่ (Frequency Modulation, (FM)) โดยที่ระบบเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอทำการส่งข้อมูลแบบทางเดียว (Half Duplex) ซึ่งเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอที่ทำการสร้างขึ้นสามารถนำไปใช้งานจริงได้อย่างมีประสิทธิภาพ

#### 5.2 สิ่งที่ได้จากการจัดทำโครงการ

1. ได้รับความรู้เกี่ยวกับโครงสร้าง และส่วนประกอบของระบบเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอ
2. ได้รับความรู้เกี่ยวกับพื้นฐานของระบบการส่งที่ย่านความถี่ใช้งานและเทคนิคการส่งข้อมูล
3. รู้จักการศึกษาค้นคว้าข้อมูลด้วยตนเอง
4. ได้รับความรู้เกี่ยวกับการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ
5. ได้รับความรู้ในการประกอบอุปกรณ์ต่างๆ และสามารถเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสมในโครงการ
6. ทำให้สามารถนำความรู้ที่ได้รับจากการเรียนภาคทฤษฎีมาใช้ในการปฏิบัติจริง
7. ทำให้รู้จักการทำงานร่วมกับผู้อื่น
8. สามารถนำความรู้ที่ได้จากโครงการมาประยุกต์ใช้งานได้

### 5.3 ปัญหาและอุปสรรค

1. มีความรู้ในเรื่องข้อมูลของอุปกรณ์แต่ละตัวน้อยต้องทำการหาคำศัพท์มาประกอบแต่ข้อมูลเป็นภาษาอังกฤษจึงต้องใช้เวลาในการศึกษานาน
2. ต้องใช้เวลาในการค้นคว้าเพื่อที่จะหาซื้อตัวทรานซิสเตอร์หลายเบอร์
3. ใช้เวลาในการลองผิดลองถูกกับวงจรกำเนิดสัญญาณและวงจรขยายกำลังงานนานกว่าจะได้วงจรสมบูรณ์ที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง
4. การเบิกจ่ายงบประมาณค่อนข้างล่าช้าทำให้การทำงานช้าไปด้วย

### 5.4 ข้อจำกัดของโครงการ

1. สามารถทำการส่งสัญญาณที่มีกำลังงานได้เพียง 30 วัตต์
2. ระบบเครื่องส่งวิทยุเอฟเอ็มสเตอริโอสามารถส่งได้ที่ความถี่ 432 MHz เท่านั้น

### 5.5 ข้อเสนอแนะ

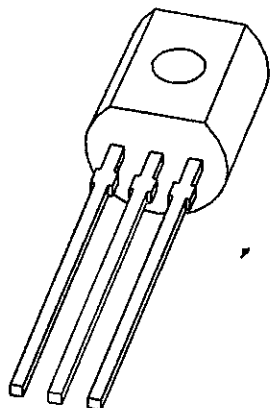
1. การออกแบบลายวงจรในการทำงานที่ความถี่สูง ต้องมีเส้นลายวงจรที่มีความกว้าง ความยาว และ ความหนาตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการอย่างแม่นยำ เพื่อลดปัญหาการเกิดค่าความเก็บประจุและความเหนี่ยวนำที่อาจเกิดขึ้นได้จากลายวงจร
2. ต้องทำการชิลด์กราวด์เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกที่จะไปมีผลกระทบต่อค่าความเหนี่ยวนำและทำให้เกิดการคลาดเคลื่อน (Shift) จากความถี่ที่ต้องการออกไปได้
3. ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้งานควรเป็นแบบที่ทำการกัดลายวงจรเป็นแบบสตริปไลน์ ในกรณีของวงจรขยายกำลังงานที่ใช้งานในกรณีที่มีความถี่สูง

## บรรณานุกรม

- [1] ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์, เครื่องส่งวิทยุและโทรทัศน์, Japan International Cooperation Agency: JICA, TOKYO, 1995
- [2] Peter B.Kenington, High - Linearity RF Amplifier Design, Artech House, London, 2000
- [3] Devendra K.Misra, Radio – Frequency and Microwave Communication Circuit, 2<sup>nd</sup> Edition, Wiley – Interscience, USA, 2004
- [4] Mariusz T, Introduction to FM, Transmitters, from [http://electronics-diy.com/electronic schematics for hobbyists/introduction to fm transmitters](http://electronics-diy.com/electronic_schematics_for_hobbyists/introduction_to_fm_transmitters), 2005
- [5] เสรี, ออกแบบสร้างเครื่องส่ง FM Stereo Multiplex, from <http://saltlight-e.com/ham.htm>, 2005
- [6] Advance Engineering Group, อิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น, ฟิสิกส์เซนเตอร์, 2538

ਮਾਧਵਾਨੁਸ਼ਾਸਨ

## DATA SHEET

**BF199****NPN medium frequency transistor**

Product specification

1997 Jul 07

Supersedes data of September 1994

File under Discrete Semiconductors, SC04

PN medium frequency transistor

BF199

FEATURES

- Collector current (max. 25 mA)
- Collector voltage (max. 25 V).

APPLICATIONS

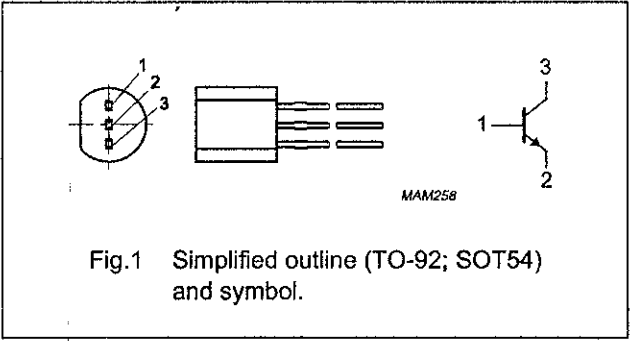
Output stage of a vision IF amplifier.

DESCRIPTION

PN medium frequency transistor in a TO-92; SOT54 package.

PINNING

| PIN | DESCRIPTION |
|-----|-------------|
| 1   | base        |
| 2   | emitter     |
| 3   | collector   |



REFERENCE DATA

| PARAMETER                 | CONDITIONS                                                    | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |
|---------------------------|---------------------------------------------------------------|------|------|------|------|
| collector-base voltage    | open emitter                                                  | —    | —    | 40   | V    |
| collector-emitter voltage | open base                                                     | —    | —    | 25   | V    |
| peak collector current    |                                                               | —    | —    | 25   | mA   |
| total power dissipation   | $T_{amb} \leq 25\text{ }^{\circ}\text{C}$                     | —    | —    | 500  | mW   |
| DC current gain           | $I_C = 7\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$                     | 38   | —    | —    |      |
| transition frequency      | $I_C = 5\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$ | —    | 550  | —    | MHz  |

## PN medium frequency transistor

1A-20

## TYPICAL VALUES

Conformance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60754)

| PARAMETER                     | UNIT       | VALUE                     |
|-------------------------------|------------|---------------------------|
| collector-base voltage        | V          | open emitter              |
| collector-emitter voltage     | V          | open base                 |
| emitter-base voltage          | V          | open collector            |
| collector current (DC)        | A          |                           |
| peak collector current        | A          |                           |
| total power dissipation       | W          | $T_{amb} \leq 25^\circ C$ |
| storage temperature           | $^\circ C$ |                           |
| junction temperature          | $^\circ C$ |                           |
| operating ambient temperature | $^\circ C$ |                           |

transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

## THERMAL CHARACTERISTICS

| PARAMETER                                   | UNIT         | VALUE |
|---------------------------------------------|--------------|-------|
| thermal resistance from junction to ambient | $^\circ C/W$ | note  |

transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

at  $25^\circ C$  unless otherwise specified.

| PARAMETER                 | UNIT | VALUE                                    |
|---------------------------|------|------------------------------------------|
| collector cut-off current | A    | $I_E = 0; V_{CB} = 40 V$                 |
| emitter cut-off current   | A    | $I_C = 0; V_{EB} = 4 V$                  |
| DC current gain           |      | $I_C = 7 mA; V_{CE} = 10 V$              |
| base-emitter voltage      | V    | $I_C = 7 mA; V_{CE} = 10 V$              |
| feedback capacitance      | pF   | $I_C = 0; V_{CB} = 10 V$                 |
| transition frequency      | MHz  | $I_C = 5 mA; V_{CE} = 10 V; f = 100 MHz$ |

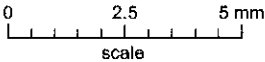
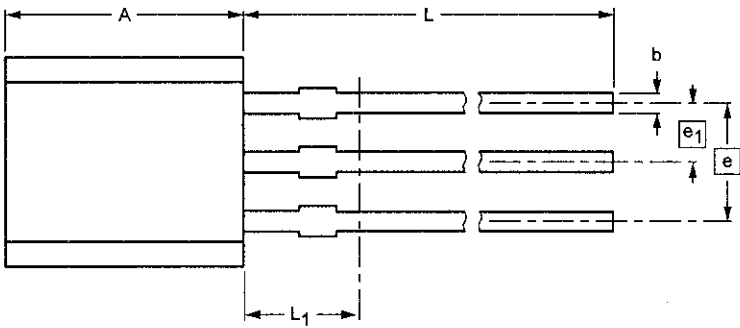
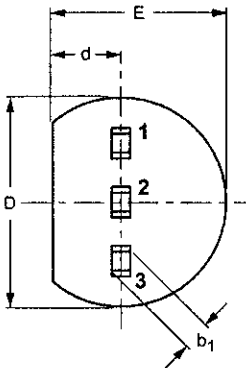
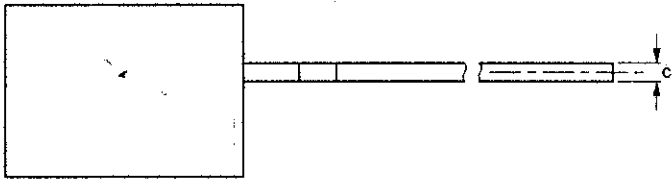
PN medium frequency transistor

BF199

PAGE OUTLINE

ic single-ended leaded (through hole) package; 3 leads

SOT54



ENSIONS (mm are the original dimensions)

| UNIT | A          | b            | b <sub>1</sub> | c            | D          | d          | E          | e    | e <sub>1</sub> | L            | L <sub>1</sub> <sup>(1)</sup> |
|------|------------|--------------|----------------|--------------|------------|------------|------------|------|----------------|--------------|-------------------------------|
| mm   | 5.2<br>5.0 | 0.48<br>0.40 | 0.66<br>0.56   | 0.45<br>0.40 | 4.8<br>4.4 | 1.7<br>1.4 | 4.2<br>3.6 | 2.54 | 1.27           | 14.5<br>12.7 | 2.5                           |

Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

| OUTLINE<br>VERSION | REFERENCES |       |       |  | EUROPEAN<br>PROJECTION | ISSUE DATE |
|--------------------|------------|-------|-------|--|------------------------|------------|
|                    | IEC        | JEDEC | EIAJ  |  |                        |            |
| SOT54              |            | TO-92 | SC-43 |  |                        | 97-02-28   |

## N medium frequency transistor

BF199

## NOTATIONS

## Sheet Status

|                           |                                                                                       |
|---------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------|
| Objective specification   | This data sheet contains target or goal specifications for product development.       |
| Preliminary specification | This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later. |
| Final specification       | This data sheet contains final product specifications.                                |

## Limiting values

Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.

## Application information

Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.

## SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such use or sale.

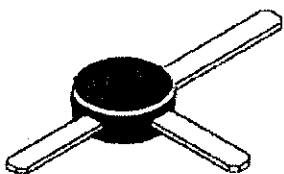
BFR90

MICROWAVE DISCRETE  
POWER TRANSISTORS

Current-Gain – Bandwidth Product,  $f_T = 5.0\text{ GHz (typ) @ } I_C = 14\text{ mA}$

Noise Figure –  $NF = 2.4\text{ dB (typ) @ } f = 0.5\text{ GHz}$

Power Gain –  $G_{max} = 18\text{ dB (typ) @ } f = 0.5\text{ GHz}$



**Macro T**  
(STYLE #2)

**NOTES:** Designed primarily for use in high-gain, low noise, small-signal amplifiers. Also used in applications requiring fast switching times.

MAXIMUM RATINGS ( $T_{case} = 25^\circ\text{C}$ )

| Symbol    | Parameter                 | Value | Unit |
|-----------|---------------------------|-------|------|
| $V_{CE0}$ | Collector-Emitter Voltage | 15    | Vdc  |
| $V_{CB0}$ | Collector-Base Voltage    | 20    | Vdc  |
| $V_{EB0}$ | Emitter-Base Voltage      | 3.0   | Vdc  |
| $I_C$     | Collector Current         | 30    | mA   |

Thermal Data

|       |                                                                                        |            |                                |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------------|------------|--------------------------------|
| $P_D$ | Total Device Dissipation @ $T_A = 60^\circ\text{C}$<br>Derate above $60^\circ\text{C}$ | 180<br>2.0 | mWatts<br>mW/ $^\circ\text{C}$ |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------------|------------|--------------------------------|

BFR90

PHYSICAL SPECIFICATIONS (Tcase = 25°C)

|    | Test Conditions                                                                   | Value |      |      | Unit            |
|----|-----------------------------------------------------------------------------------|-------|------|------|-----------------|
|    |                                                                                   | Min.  | Typ. | Max. |                 |
| IC | Collector-Emitter Breakdown Voltage<br>(IC = 1.0 mA <sub>dc</sub> , IB = 0)       | 15    | -    | -    | V <sub>dc</sub> |
| IC | Collector-Base Breakdown Voltage<br>(IC = 0.1 mA <sub>dc</sub> , IE = 0)          | 20    | -    | -    | V <sub>dc</sub> |
| IC | Emitter-Base Breakdown Voltage<br>(IE = 0.1 mA <sub>dc</sub> , IC = 0)            | 3.0   | -    | -    | V <sub>dc</sub> |
| IC | Collector Cutoff Current<br>(VCB = 10 V <sub>dc</sub> , VBE = 0 V <sub>dc</sub> ) | -     | -    | 50   | nA              |
| IC | DC Current Gain<br>(IC = 14 mA <sub>dc</sub> , VCE = 10 V <sub>dc</sub> )         | 25    | -    | 250  | -               |

|    | Test Conditions                                                                          | Value |      |      | Unit |
|----|------------------------------------------------------------------------------------------|-------|------|------|------|
|    |                                                                                          | Min.  | Typ. | Max. |      |
| IC | Current-Gain – Bandwidth Product<br>(IC = 14 mA, VCE = 10 V <sub>dc</sub> , f = 0.5 GHz) | -     | 5.0  | -    | GHz  |
| IC | Output Capacitance<br>(VCB = 10 V <sub>dc</sub> , IE = 0, f = 1.0 MHz)                   | -     | 0.5  | 1.0  | pF   |

BFR90

COMMON

| Symbol           | Test Conditions                            | Value |      |      | Unit |
|------------------|--------------------------------------------|-------|------|------|------|
|                  |                                            | Min.  | Typ. | Max. |      |
| NF               | Noise Figure                               |       |      |      |      |
|                  | (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) | -     | 2.4  | -    | dB   |
|                  | (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz) | -     | 3.0  | -    |      |
| F                | Power Gain at Optimum Noise Figure         |       |      |      |      |
|                  | (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz) | -     | 15   | -    | dB   |
|                  | (IC = 2.0 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz) | -     | 10   | -    |      |
| S <sub>21</sub>  | Insertion Gain                             |       |      |      |      |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)  | 15    | 16   | -    | dB   |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)  |       | 11   |      |      |
| G                | Maximum Stable Gain                        |       |      |      |      |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)  | -     | 20   | -    | dB   |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)  |       | 15   |      |      |
| G <sub>max</sub> | Maximum Unilateral Gain (1)                |       |      |      |      |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 0.5 GHz)  | -     | 18   | -    | dB   |
|                  | (IC = 14 mAdc, VCE = 10 Vdc, f = 1.0 GHz)  |       | 12.5 |      |      |

Table 1. Common Emitter S-Parameters, @ VCE = 10 V, IC = 14 mA

| f (Hz) | S11   |      | S21   |     | S12   |    | S22   |     |
|--------|-------|------|-------|-----|-------|----|-------|-----|
|        | S11   | ∠    | S21   | ∠   | S12   | ∠  | S22   | ∠   |
|        | 0.382 | -41  | 21.21 | 141 | 0.016 | 79 | 0.718 | -9  |
|        | 0.282 | -77  | 14.85 | 116 | 0.028 | 74 | 0.662 | -18 |
|        | 0.217 | -101 | 10.71 | 104 | 0.039 | 74 | 0.599 | -20 |
|        | 0.162 | -131 | 6.78  | 91  | 0.061 | 76 | 0.558 | -24 |
|        | 0.140 | -151 | 4.98  | 83  | 0.082 | 76 | 0.55  | -28 |
|        | 0.135 | -159 | 4.42  | 80  | 0.093 | 76 | 0.552 | -29 |
|        | 0.124 | -176 | 3.59  | 74  | 0.117 | 75 | 0.553 | -33 |

**BFR90**

**Low Power PA, LNA, and General Purpose Discrete Selector Guide**

| Package     | Device          | Type | GPE Freq (MHz) | Pout (watts) | GPE (dB) | Efficiency (%) | GPE VCC | BVCEO | IC max (mA) |
|-------------|-----------------|------|----------------|--------------|----------|----------------|---------|-------|-------------|
| SO-8        | MRF4427, R2     | NPN  | 175            | 0.15         | 18       | 60             | 12      | 20    | 400         |
| TO-39       | 2N4427          | NPN  | 175            | 1            | 10       | 50             | 12      | 20    | 400         |
| POWER MACRO | MRF553          | NPN  | 175            | 1.5          | 11.5     | 60             | 12.5    | 16    | 500         |
| POWER MACRO | MRF553T         | NPN  | 175            | 1.5          | 11.5     | 50             | 12.5    | 16    | 500         |
| TO-39       | MRF607          | NPN  | 175            | 1.75         | 11.5     | 50             | 12.5    | 16    | 330         |
| TO-39       | 2N6255          | NPN  | 175            | 3            | 7.8      | 50             | 12.5    | 18    | 1000        |
| TO-72       | 2N5179          | NPN  | 200            |              | 20       |                | 6       | 12    | 50          |
| MACRO X     | MRF559          | NPN  | 512            | 0.5          | 10       | 65             | 7.5     | 16    | 150         |
| MACRO X     | MRF559          | NPN  | 512            | 0.5          | 13       | 60             | 12.5    | 16    | 150         |
| TO-39       | 2N3866A         | NPN  | 400            | 1            | 10       | 45             | 28      | 30    | 400         |
| SO-8        | MRF3866, R1, R2 | NPN  | 400            | 1            | 10       | 45             | 28      | 30    | 400         |
| POWER MACRO | MRF555          | NPN  | 470            | 1.5          | 11       | 50             | 12.5    | 16    | 400         |
| POWER MACRO | MRF555T         | NPN  | 470            | 1.5          | 11       | 50             | 12.5    | 16    | 400         |
| MACRO X     | MRF559          | NPN  | 870            | 0.5          | 6.5      | 70             | 7.5     | 16    | 150         |
| MACRO X     | MRF559          | NPN  | 870            | 0.5          | 9.5      | 65             | 12.5    | 16    | 150         |
| SO-8        | MRF8372, R1, R2 | NPN  | 870            | 0.75         | 8        | 55             | 12.5    | 16    | 200         |
| POWER MACRO | MRF557          | NPN  | 870            | 1.5          | 8        | 55             | 12.5    | 16    | 400         |
| POWER MACRO | MRF557T         | NPN  | 870            | 1.5          | 8        | 55             | 12.5    | 16    | 400         |

| Package | Device          | Type | Freq (MHz) | NF (dB) | NF IC (mA) | NF VCE | GN (dB) | Gu Max (dB) | Ftau (MHz) | Ccb(pF) | BVCEO | IC max (mA) |
|---------|-----------------|------|------------|---------|------------|--------|---------|-------------|------------|---------|-------|-------------|
| TO-39   | 2N5109          | NPN  | 300        | 3       | 10         | 15     |         | 12          | 1200       | 3.5     | 20    | 400         |
| TO-39   | MRF5943C        | NPN  | 200        | 3.4     | 30         | 15     |         | 11.4        | 1000       |         | 30    | 400         |
| SO-8    | MRF5943, R1, R2 | NPN  | 200        | 3.4     | 30         | 15     |         | 15          | 1300       |         | 30    | 400         |
| TO-72   | 2N5179          | NPN  | 200        | 4.5     | 1.5        | 6      |         | 17          | 900        | 1       | 12    | 50          |
| TO-72   | 2N2657          | NPN  | 300        | 5.5     | 50         | 6      |         | 13          | 1600       | 1       | 19    | 40          |
| TO-39   | MRF517          | NPN  | 300        | 7.5     | 50         | 15     |         | 5.5         | 4500       | 3       | 25    | 150         |
| TO-72   | MRF904          | NPN  | 450        | 1.5     | 5          | 6      |         | 11          | 4000       | 1       | 15    | 30          |
| TO-72   | 2N6304          | NPN  | 450        | 5       | 2          | 5      |         | 14          | 1400       | 1       | 15    | 50          |
| MACRO T | BFR91           | NPN  | 500        | 1.5     | 2          | 5      | 11      | 16.5        | 5000       | 1       | 12    | 35          |
| MACRO T | BFR96           | NPN  | 500        | 2       | 10         | 10     |         | 14.5        | 500        | 2.8     | 15    | 100         |
| SO-8    | MRF5812, R1, R2 | NPN  | 500        | 2       | 10         | 10     | 15.5    | 17.8        | 5000       |         | 15    | 200         |
| MACRO X | MRF581A         | NPN  | 500        | 2       | 30         | 10     | 14      | 15          | 5000       |         | 15    | 200         |
| Macro   | BFR90           | NPN  | 500        | 2.4     | 2          | 10     | 15      | 18          | 5000       | 1       | 15    | 30          |
| TO-72   | BFR90           | NPN  | 500        | 2.5     | 2          | 5      |         | 20          | 1300       |         | 15    | 50          |
| TO-72   | MRF914          | NPN  | 500        | 2.5     | 5          | 10     |         | 15          | 4500       |         | 12    | 40          |
| MACRO X | MRF581          | NPN  | 500        | 2.5     | 50         | 10     | 15      | 17.8        | 5000       |         | 16    | 200         |
| TO-39   | MRF586          | NPN  | 500        | 3       | 90         | 15     | 11      | 14.5        | 4500       | 2.2     | 17    | 200         |
| MACRO X | MRF951          | NPN  | 1000       | 1.3     | 5          | 6      | 14      | 17          | 8000       | 0.45    | 10    | 100         |
| MACRO X | MRF971          | NPN  | 1000       | 1.5     | 10         | 8      | 10      |             | 8000       | 1       | 10    | 70          |
| MACRO T | BFR91           | NPN  | 1000       | 2.5     | 2          | 5      | 8       | 11          | 5000       | 1       | 12    | 35          |
| MACRO T | BFR90           | NPN  | 1000       | 3       | 2          | 10     | 10      | 12.5        | 5000       | 1       | 15    | 30          |
| TO-39   | MRF945          | PNP  |            |         |            |        |         | 14          | 1400       | 2       | 70    | 400         |
| TO-39   | MRF544          | NPN  |            |         |            |        |         | 13.5        | 1600       |         | 70    | 400         |

RF (Low Power PA / General Purpose) Selection Guide

RF (LNA / General Purpose) Selection Guide

**Cost RF Plastic Package Options**

**PACKAGE STYLE M286**

| UNIT | MIN   | MAX   | UNIT | MIN   | MAX   |
|------|-------|-------|------|-------|-------|
| A    | 0.004 | 0.005 | H    | 0.004 | 0.005 |
| B    | 0.004 | 0.005 | I    | 0.004 | 0.005 |
| C    | 0.004 | 0.005 | J    | 0.004 | 0.005 |
| D    | 0.004 | 0.005 | K    | 0.004 | 0.005 |
| E    | 0.004 | 0.005 | L    | 0.004 | 0.005 |
| F    | 0.004 | 0.005 | M    | 0.004 | 0.005 |
| G    | 0.004 | 0.005 | N    | 0.004 | 0.005 |
| H    | 0.004 | 0.005 | O    | 0.004 | 0.005 |
| I    | 0.004 | 0.005 | P    | 0.004 | 0.005 |
| J    | 0.004 | 0.005 | Q    | 0.004 | 0.005 |
| K    | 0.004 | 0.005 | R    | 0.004 | 0.005 |
| L    | 0.004 | 0.005 | S    | 0.004 | 0.005 |
| M    | 0.004 | 0.005 | T    | 0.004 | 0.005 |
| N    | 0.004 | 0.005 | U    | 0.004 | 0.005 |
| O    | 0.004 | 0.005 | V    | 0.004 | 0.005 |
| P    | 0.004 | 0.005 | W    | 0.004 | 0.005 |
| Q    | 0.004 | 0.005 | X    | 0.004 | 0.005 |
| R    | 0.004 | 0.005 | Y    | 0.004 | 0.005 |
| S    | 0.004 | 0.005 | Z    | 0.004 | 0.005 |

Macro T

**PACKAGE STYLE M288**

| UNIT | MIN   | MAX   | UNIT | MIN   | MAX   |
|------|-------|-------|------|-------|-------|
| A    | 0.004 | 0.005 | H    | 0.004 | 0.005 |
| B    | 0.004 | 0.005 | I    | 0.004 | 0.005 |
| C    | 0.004 | 0.005 | J    | 0.004 | 0.005 |
| D    | 0.004 | 0.005 | K    | 0.004 | 0.005 |
| E    | 0.004 | 0.005 | L    | 0.004 | 0.005 |
| F    | 0.004 | 0.005 | M    | 0.004 | 0.005 |
| G    | 0.004 | 0.005 | N    | 0.004 | 0.005 |
| H    | 0.004 | 0.005 | O    | 0.004 | 0.005 |
| I    | 0.004 | 0.005 | P    | 0.004 | 0.005 |
| J    | 0.004 | 0.005 | Q    | 0.004 | 0.005 |
| K    | 0.004 | 0.005 | R    | 0.004 | 0.005 |
| L    | 0.004 | 0.005 | S    | 0.004 | 0.005 |
| M    | 0.004 | 0.005 | T    | 0.004 | 0.005 |
| N    | 0.004 | 0.005 | U    | 0.004 | 0.005 |
| O    | 0.004 | 0.005 | V    | 0.004 | 0.005 |
| P    | 0.004 | 0.005 | W    | 0.004 | 0.005 |
| Q    | 0.004 | 0.005 | X    | 0.004 | 0.005 |
| R    | 0.004 | 0.005 | Y    | 0.004 | 0.005 |
| S    | 0.004 | 0.005 | Z    | 0.004 | 0.005 |

Macro X

**PACKAGE STYLE M284**

| UNIT | MIN   | MAX   | UNIT | MIN   | MAX   |
|------|-------|-------|------|-------|-------|
| A    | 0.004 | 0.005 | H    | 0.004 | 0.005 |
| B    | 0.004 | 0.005 | I    | 0.004 | 0.005 |
| C    | 0.004 | 0.005 | J    | 0.004 | 0.005 |
| D    | 0.004 | 0.005 | K    | 0.004 | 0.005 |
| E    | 0.004 | 0.005 | L    | 0.004 | 0.005 |
| F    | 0.004 | 0.005 | M    | 0.004 | 0.005 |
| G    | 0.004 | 0.005 | N    | 0.004 | 0.005 |
| H    | 0.004 | 0.005 | O    | 0.004 | 0.005 |
| I    | 0.004 | 0.005 | P    | 0.004 | 0.005 |
| J    | 0.004 | 0.005 | Q    | 0.004 | 0.005 |
| K    | 0.004 | 0.005 | R    | 0.004 | 0.005 |
| L    | 0.004 | 0.005 | S    | 0.004 | 0.005 |
| M    | 0.004 | 0.005 | T    | 0.004 | 0.005 |
| N    | 0.004 | 0.005 | U    | 0.004 | 0.005 |
| O    | 0.004 | 0.005 | V    | 0.004 | 0.005 |
| P    | 0.004 | 0.005 | W    | 0.004 | 0.005 |
| Q    | 0.004 | 0.005 | X    | 0.004 | 0.005 |
| R    | 0.004 | 0.005 | Y    | 0.004 | 0.005 |
| S    | 0.004 | 0.005 | Z    | 0.004 | 0.005 |

Power Macro

**PACKAGE STYLE M240**

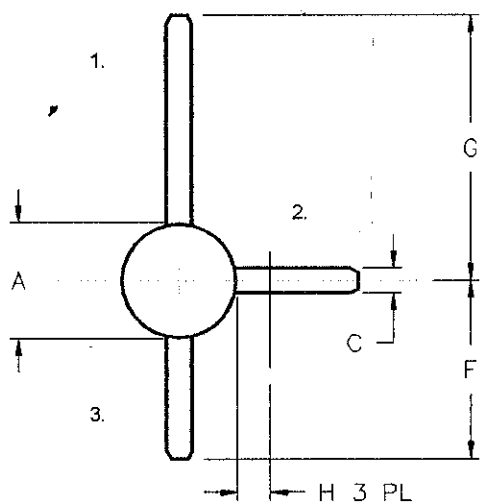
| UNIT | MIN   | MAX   | UNIT | MIN   | MAX   |
|------|-------|-------|------|-------|-------|
| A    | 0.004 | 0.005 | H    | 0.004 | 0.005 |
| B    | 0.004 | 0.005 | I    | 0.004 | 0.005 |
| C    | 0.004 | 0.005 | J    | 0.004 | 0.005 |
| D    | 0.004 | 0.005 | K    | 0.004 | 0.005 |
| E    | 0.004 | 0.005 | L    | 0.004 | 0.005 |
| F    | 0.004 | 0.005 | M    | 0.004 | 0.005 |
| G    | 0.004 | 0.005 | N    | 0.004 | 0.005 |
| H    | 0.004 | 0.005 | O    | 0.004 | 0.005 |
| I    | 0.004 | 0.005 | P    | 0.004 | 0.005 |
| J    | 0.004 | 0.005 | Q    | 0.004 | 0.005 |
| K    | 0.004 | 0.005 | R    | 0.004 | 0.005 |
| L    | 0.004 | 0.005 | S    | 0.004 | 0.005 |
| M    | 0.004 | 0.005 | T    | 0.004 | 0.005 |
| N    | 0.004 | 0.005 | U    | 0.004 | 0.005 |
| O    | 0.004 | 0.005 | V    | 0.004 | 0.005 |
| P    | 0.004 | 0.005 | W    | 0.004 | 0.005 |
| Q    | 0.004 | 0.005 | X    | 0.004 | 0.005 |
| R    | 0.004 | 0.005 | Y    | 0.004 | 0.005 |
| S    | 0.004 | 0.005 | Z    | 0.004 | 0.005 |

SO-8

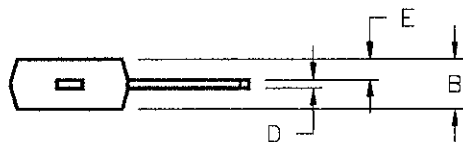
**BFR90**

**PACKAGE STYLE M236**

PIN 1. COLLECTOR  
2. EMITTER  
3. BASE



MACRO-T



|   | MINIMUM<br>INCHES/MM | MAXIMUM<br>INCHES/MM |  | MINIMUM<br>INCHES/MM | MAXIMUM<br>INCHES/MM |
|---|----------------------|----------------------|--|----------------------|----------------------|
| A | .175/4,45            | .205/5,21            |  |                      |                      |
| B | .075/1,91            | .100/2,54            |  |                      |                      |
| C | .033/0,84            | .039/0,99            |  |                      |                      |
| D | .008/0,20            | .012/0,31            |  |                      |                      |
| E | .030/0,76            | .045/1,14            |  |                      |                      |
| F | .285/7,24            | .320/8,13            |  |                      |                      |
| G | .415/10,54           | .450/11,43           |  |                      |                      |
| H | .065/1,65            |                      |  |                      |                      |

TOSHIBA TRANSISTOR SILICON NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

**2SC2783**

BAND POWER AMPLIFIER APPLICATIONS

Unit in mm

Output Power :  $P_o = 40\text{W (Min.)}$  $(f = 470\text{MHz}, V_{CC} = 12.5\text{V}, P_i = 13\text{W})$ (MINIMUM RATINGS ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ ))

| CHARACTERISTIC              | SYMBOL    | RATING         | UNIT             |
|-----------------------------|-----------|----------------|------------------|
| Collector-Base Voltage      | $V_{CBO}$ | 36             | V                |
| Collector-Emitter Voltage   | $V_{CEO}$ | 16             | V                |
| Emitter-Base Voltage        | $V_{EBO}$ | 4              | V                |
| Collector Current           | $I_C$     | 8              | A                |
| Collector Power Dissipation | $P_C$     | 150            | W                |
| Junction Temperature        | $T_j$     | 175            | $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature Range   | $T_{stg}$ | $-65 \sim 175$ | $^\circ\text{C}$ |

(TYPICAL CHARACTERISTICS ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ ))

| CHARACTERISTIC                      | SYMBOL        | TEST CONDITION                                        | MIN. | TYP.         | MAX. | UNIT     |
|-------------------------------------|---------------|-------------------------------------------------------|------|--------------|------|----------|
| Collector Cut-off Current           | $I_{CBO}$     | $V_{CB} = 15\text{V}, I_E = 0$                        | —    | —            | 6    | mA       |
| Collector-Base Breakdown Voltage    | $V_{(BR)CBO}$ | $I_C = 10\text{mA}, I_E = 0$                          | 36   | —            | —    | V        |
| Collector-Emitter Breakdown Voltage | $V_{(BR)CEO}$ | $I_C = 50\text{mA}, I_B = 0$                          | 16   | —            | —    | V        |
| Emitter-Base Breakdown Voltage      | $V_{(BR)EBO}$ | $I_E = 1\text{mA}, I_C = 0$                           | 4    | —            | —    | V        |
| Current Gain                        | $h_{FE}$      | $V_{CE} = 5\text{V}, I_C = 5\text{A}^*$               | 10   | —            | 150  |          |
| Collector Output Capacitance        | $C_{ob}$      | $V_{CB} = 12.5\text{V}, I_E = 0$<br>$f = 1\text{MHz}$ | —    | 110          | 150  | pF       |
| Output Power                        | $P_o$         | (Fig.)                                                | 40   | 45           | —    | W        |
| Power Gain                          | $G_p$         | $V_{CC} = 12.5\text{V}, f = 470\text{MHz}$            | 4.88 | 5.4          | —    | dB       |
| Collector Efficiency                | $\eta_C$      | $P_i = 13\text{W}$                                    | 60   | 65           | —    | %        |
| Input Equivalent Input Impedance    | $Z_{in}$      | $V_{CC} = 12.5\text{V}$                               | —    | 3.0<br>+j3.2 | —    | $\Omega$ |
| Output Equivalent Output Impedance  | $Z_{out}$     | $f = 470\text{MHz}, P_o = 40\text{W}$                 | —    | 1.7<br>+j4.7 | —    | $\Omega$ |

\* Pulse Test : Pulse Width  $\leq 100\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 3\%$ 

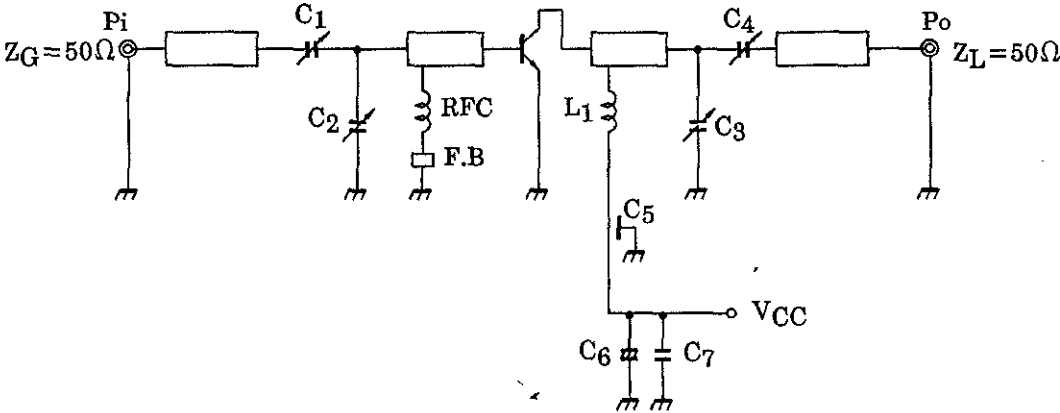
CAUTION

Alumina Ceramics is used in this product. The dust or vapor can be dangerous to humans. Do not  
 break, cut, crush or dissolve chemically. Dispose of this properly according to law. Do not intermingle  
 with normal industrial or domestic waste.

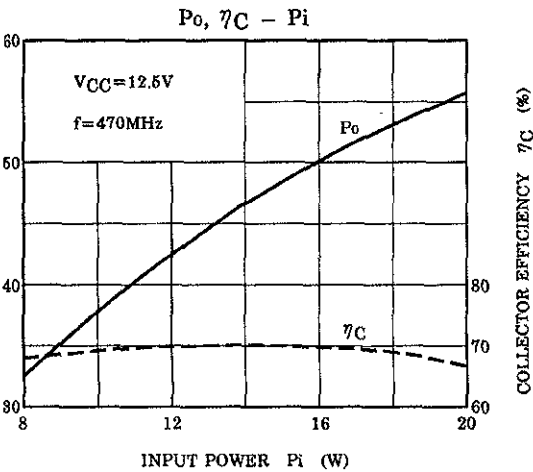
951001EAA2

TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can  
 malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing  
 TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss  
 of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified  
 operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the  
 TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.

TEST CIRCUIT



- $C_1$  :  $\sim 20\text{pF}$
- $C_2$  :  $1000\text{pF}$
- $C_3$  :  $10\mu\text{F}$
- $C_4$  :  $0.1\mu\text{F}$
- $C_5$  : FERRITE BEADS
- $L_1$  :  $\phi 1$  SILVER PLATED COPPER WIRE, 6ID, 3T
- RFC :  $\phi 1$  ENAMEL COATED COPPER WIRE, 6ID, 10T
- BQARD : 1.6mm TEFLONGLASS  $\epsilon_R=2.5$



ION  
are only typical curves and devices are not necessarily guaranteed at these curves.

961001EAA2  
The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.  
The information contained herein is subject to change without notice.

# 2SC3020

## NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

### DESCRIPTION

2SC3020 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for UHF power amplifier applications.

### FEATURES

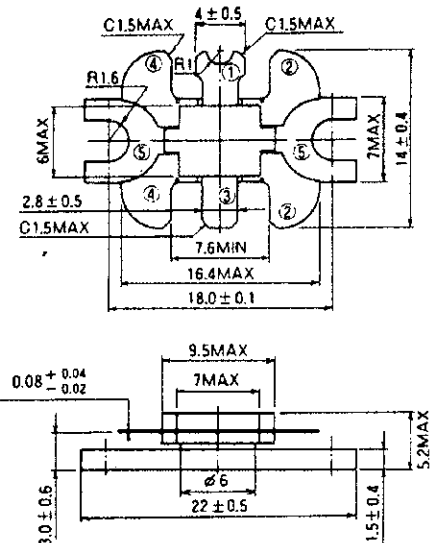
- High gain:  $G_{pe} \geq 10\text{dB}$ , @  $f = 520\text{MHz}$ ,  $V_{CC} = 12.5\text{V}$ ,  $P_{in} = 0.3\text{W}$ .
- High ruggedness: Ability to withstand more than 20:1 load VSWR (all phase) when operated at  $V_{CC} = 15.2\text{V}$ ,  $f = 520\text{MHz}$ ,  $P_O = 3\text{W}$ .
- Emitter ballasted construction.
- Low thermal resistance:  $R_{th} = 15\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  ( $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ )
- Convenient flange type ceramic package.

### APPLICATION

drive stage and output stage of 400MHz band mobile radio.

### OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



PIN :

- ① COLLECTOR
- ② EMITTER (FLANGE)
- ③ BASE
- ④ EMITTER (FLANGE)
- ⑤ FIN (EMITTER)

T-31E

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ )

| Symbol    | Parameter                    | Conditions                 | Ratings    | Unit               |
|-----------|------------------------------|----------------------------|------------|--------------------|
| $V_{BO}$  | Collector to base voltage    |                            | 35         | V                  |
| $V_{EO}$  | Emitter to base voltage      |                            | 4.0        | V                  |
| $V_{CEO}$ | Collector to emitter voltage | $R_{BE} = \infty$          | 17         | V                  |
| $I_C$     | Collector current            |                            | 1          | A                  |
| $P_{D}$   | Collector dissipation        | $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ | 10         | W                  |
| $T_J$     | Junction temperature         |                            | 175        | $^{\circ}\text{C}$ |
| $T_S$     | Storage temperature          |                            | -55 to 175 | $^{\circ}\text{C}$ |

\* Above parameters are guaranteed independently.

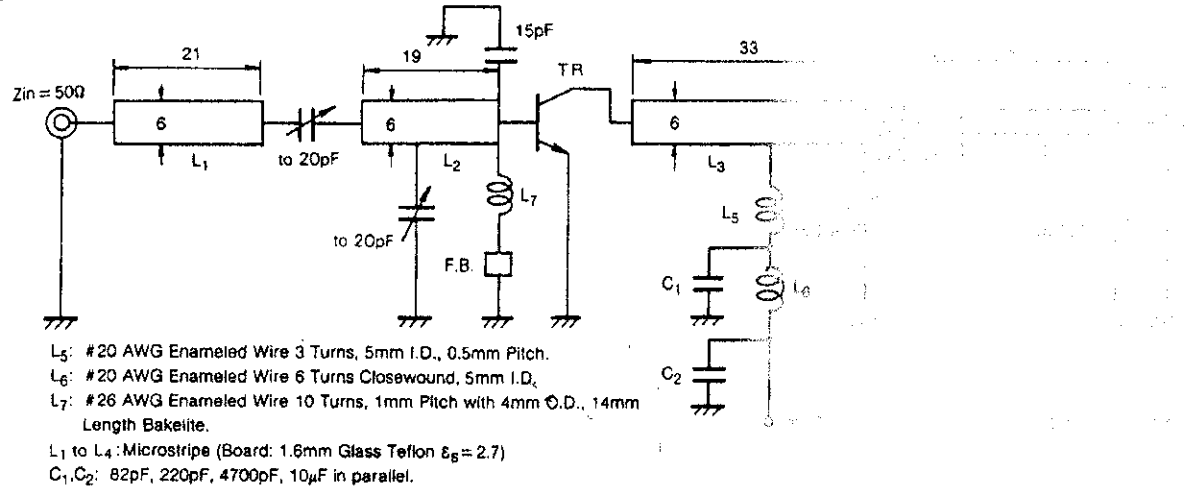
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ )

| Symbol     | Parameter                              | Test conditions                                                        | Limits |     |     | Unit          |
|------------|----------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|--------|-----|-----|---------------|
|            |                                        |                                                                        | Min    | Typ | Max |               |
| $V_{BEBO}$ | Emitter to base breakdown voltage      | $I_E = 1\text{mA}$ , $I_C = 0$                                         | 4.0    |     |     | V             |
| $V_{BCBO}$ | Collector to base breakdown voltage    | $I_C = 10\text{mA}$ , $I_E = 0$                                        | 35     |     |     | V             |
| $V_{CE0}$  | Collector to emitter breakdown voltage | $I_C = 10\text{mA}$ , $R_{BE} = \infty$                                | 17     |     |     | V             |
| $I_{CO}$   | Collector cut off current              | $V_{CB} = 15\text{V}$ , $I_E = 0$                                      |        |     | 300 | $\mu\text{A}$ |
| $I_{EO}$   | Emitter cut off current                | $V_{EB} = 3.0\text{V}$ , $I_C = 0$                                     |        |     | 300 | $\mu\text{A}$ |
| $\beta_F$  | DC forward current gain*               | $V_{CE} = 10\text{V}$ , $I_C = 0.1\text{A}$                            | 20     | 50  | 180 | —             |
| $P_{out}$  | Power Output                           | $V_{CC} = 12.5\text{V}$ , $P_{in} = 0.3\text{W}$ , $f = 520\text{MHz}$ | 3.0    | 3.3 |     | W             |
| $\eta$     | Collector efficiency                   |                                                                        | 50     | 55  |     | %             |

\* Pulse test,  $P_W = 150\mu\text{s}$ , duty = 5%.

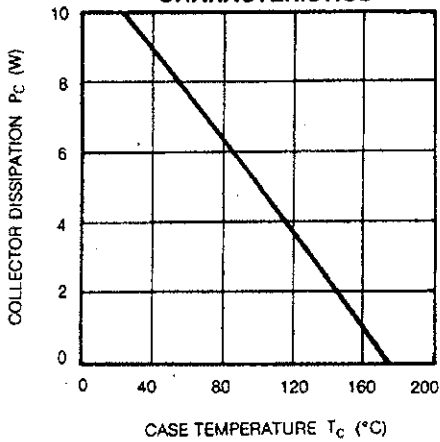
Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change.

# TEST CIRCUIT ( $f = 520\text{MHz}$ )

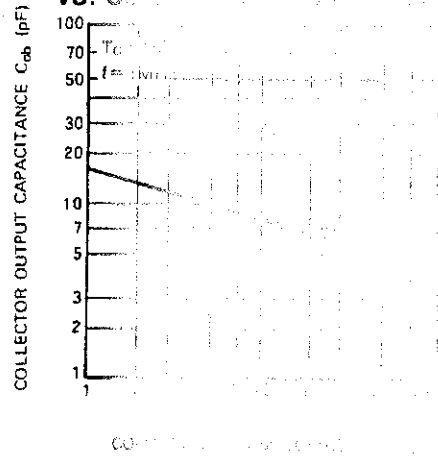


## TYPICAL PERFORMANCE DATA

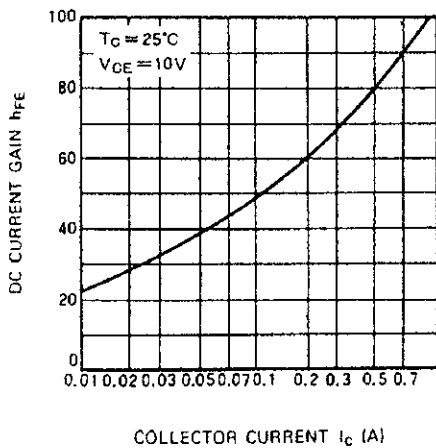
COLLECTOR DISSIPATION VS. CASE TEMPERATURE CHARACTERISTICS



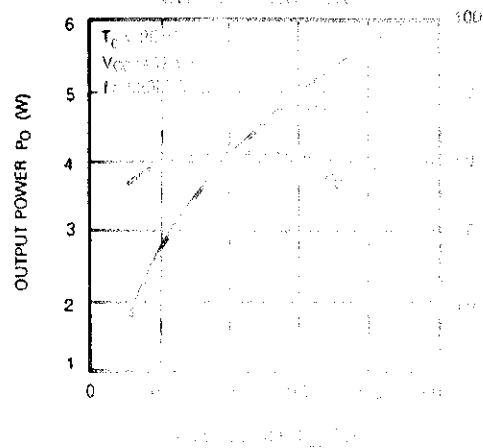
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. CASE TEMPERATURE



DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT

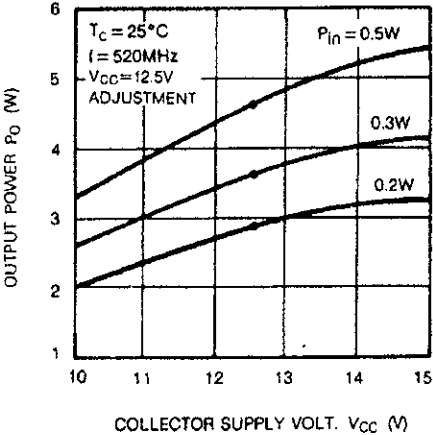


OUTPUT POWER VS. COLLECTOR CURRENT

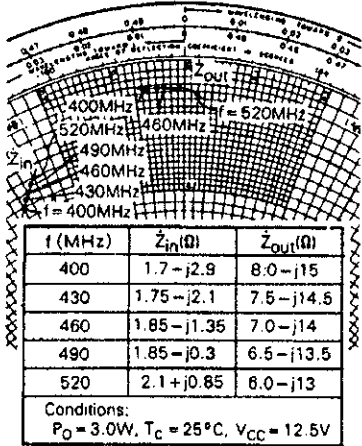


NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

OUTPUT POWER VS. COLLECTOR  
SUPPLY VOLTAGE  
CHARACTERISTICS



SERIES INPUT AND OUTPUT  
IMPEDANCE VS. FREQUENCY  
CHARACTERISTICS



MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR  
**2SC3021**

**NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE**

**DESCRIPTION**

2SC3021 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor specifically designed for UHF power amplifiers applications.

**FEATURES**

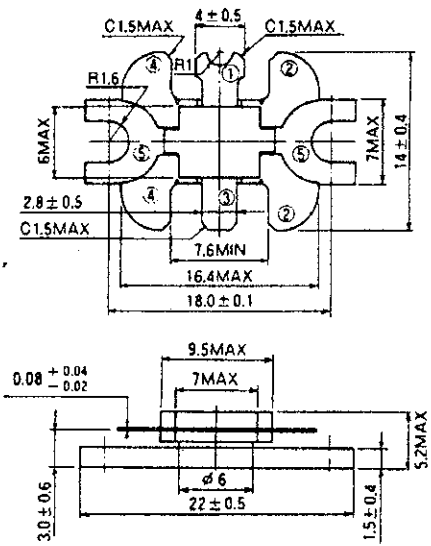
- High power gain:  $G_{pe} \geq 7.6\text{dB}$   
@  $V_{CC} = 12.5\text{V}$ ,  $f = 520\text{MHz}$ ,  $P_{in} = 1.2\text{W}$ .
- Emitter ballasted construction.
- High ruggedness: Ability to withstand more than 20:1 load VSWR when operated at  $V_{CC} = 15.2\text{V}$ ,  $f = 520\text{MHz}$ ,  $P_O = 7\text{W}$ .
- Flange type ceramic package.
- $Z_{in} = 2.2 + j3.1\Omega$ ,  
 $Z_{out} = 6 + j1.0\Omega$  @  $V_{CC} = 12.5\text{V}$ ,  $f = 520\text{MHz}$ ,  $P_O = 7\text{W}$ .

**APPLICATION**

For output stage of 5W power amplifiers and drive stage of higher power amplifiers in UHF band.

**OUTLINE DRAWING**

Dimensions in mm



- PIN :
- ① COLLECTOR
  - ② EMITTER (FLANGE)
  - ③ BASE
  - ④ EMITTER (FLANGE)
  - ⑤ FIN (EMITTER)

**T-31E**

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )

| Symbol    | Parameter                    | Conditions               | Ratings    | Unit             |
|-----------|------------------------------|--------------------------|------------|------------------|
| $V_{CBO}$ | Collector to base voltage    |                          | 35         | V                |
| $V_{EBO}$ | Emitter to base voltage      |                          | 4          | V                |
| $V_{CEO}$ | Collector to emitter voltage | $R_{BE} = \infty$        | 17         | V                |
| $I_C$     | Collector current            |                          | 2          | A                |
| $P_C$     | Collector dissipation        | $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 20         | W                |
| $T_j$     | Junction temperature         |                          | 175        | $^\circ\text{C}$ |
| $T_{sig}$ | Storage temperature          |                          | -55 to 175 | $^\circ\text{C}$ |

Note. Above parameters are guaranteed independently.

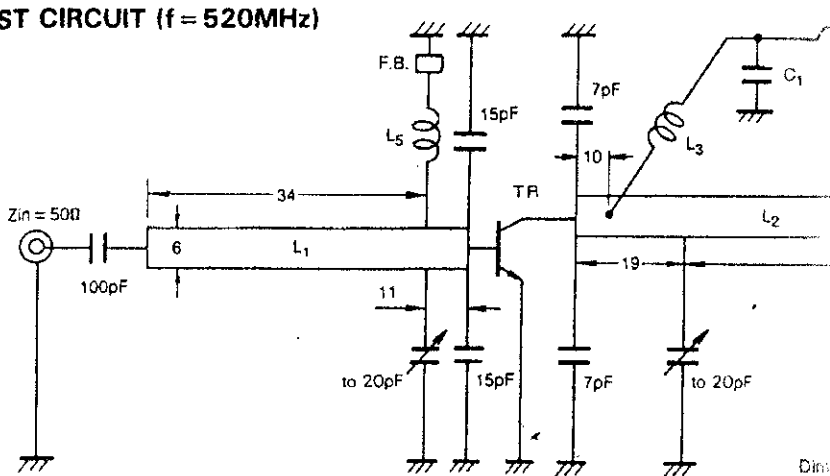
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )

| Symbol        | Parameter                              | Test conditions                                                        | Limits |     |     | Unit          |
|---------------|----------------------------------------|------------------------------------------------------------------------|--------|-----|-----|---------------|
|               |                                        |                                                                        | Min    | Typ | Max |               |
| $V_{(BR)EBO}$ | Emitter to base breakdown voltage      | $I_E = 5\text{mA}$ , $I_C = 0$                                         | 4      |     |     | V             |
| $V_{(BR)CBO}$ | Collector to base breakdown voltage    | $I_C = 10\text{mA}$ , $I_E = 0$                                        | 35     |     |     | V             |
| $V_{(BR)CEO}$ | Collector to emitter breakdown voltage | $I_C = 50\text{mA}$ , $R_{BE} = \infty$                                | 17     |     |     | V             |
| $I_{CBO}$     | Collector cut off current              | $V_{CB} = 15\text{V}$ , $I_E = 0$                                      |        |     | 500 | $\mu\text{A}$ |
| $I_{EBO}$     | Emitter cut off current                | $V_{EB} = 3\text{V}$ , $I_C = 0$                                       |        |     | 500 | $\mu\text{A}$ |
| $h_{FE}$      | DC forward current gain *              | $V_{CE} = 10\text{V}$ , $I_C = 0.1\text{A}$                            | 10     | 50  | 180 | —             |
| $P_O$         | Power Output                           | $V_{CC} = 12.5\text{V}$ , $P_{in} = 1.2\text{W}$ , $f = 520\text{MHz}$ | 7      | 7.5 |     | W             |
| $\eta_C$      | Collector efficiency                   |                                                                        | 50     | 60  |     | %             |

Note. \* Pulse test,  $P_W = 150\mu\text{s}$ , duty = 5%.

Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change.

## NPN SILICON PLANAR TRANSISTOR

TEST CIRCUIT ( $f = 520\text{MHz}$ )

$L_1, L_2$ : Microstrip: Board Material 1.6mm Thick, glass-epoxy  $\epsilon_r = 2.7$

$L_3$ : 3 Turns AWG #20, 5mm I.D.

$L_4$ : 6 Turns AWG #20, 5mm I.D.

$L_5$ : 10 Turns AWG #26 Enameled Wire on 4mm O.D., 14mm Length Bakelite.

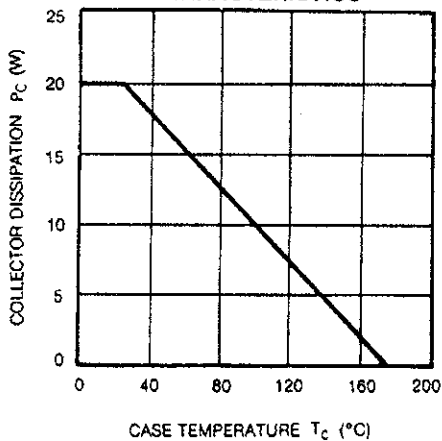
F.B.: Ferrite Bead

$C_1$ : 80pF, 50V, 5% Tol.

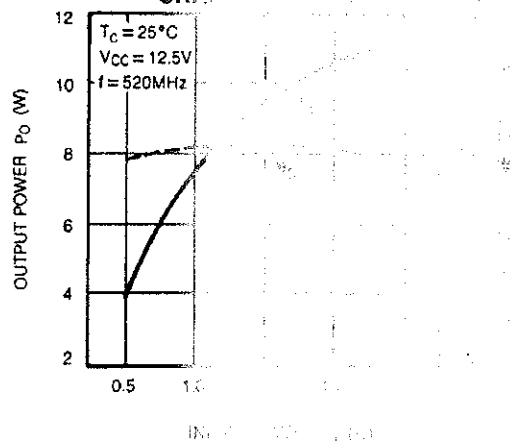
$C_2$ : 50pF, 50V, 5% Tol.

## TYPICAL PERFORMANCE DATA

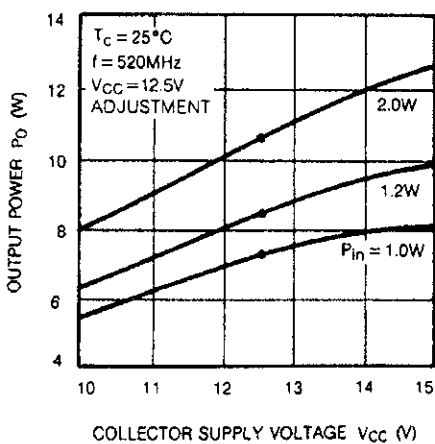
## COLLECTOR DISSIPATION VS. CASE TEMPERATURE CHARACTERISTICS



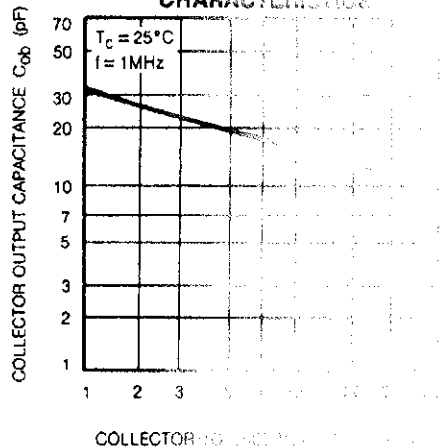
## OUTPUT POWER AND EFFICIENCY CHARACTERISTICS



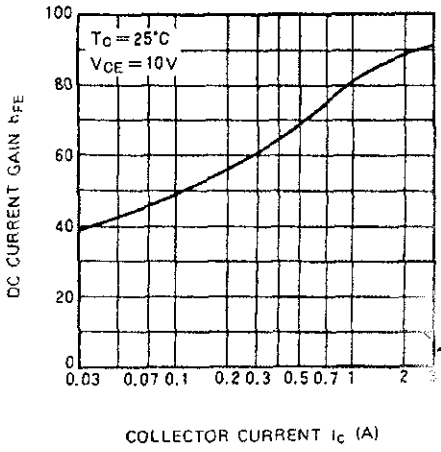
## OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE CHARACTERISTICS



## COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE TO BASE CHARACTERISTICS



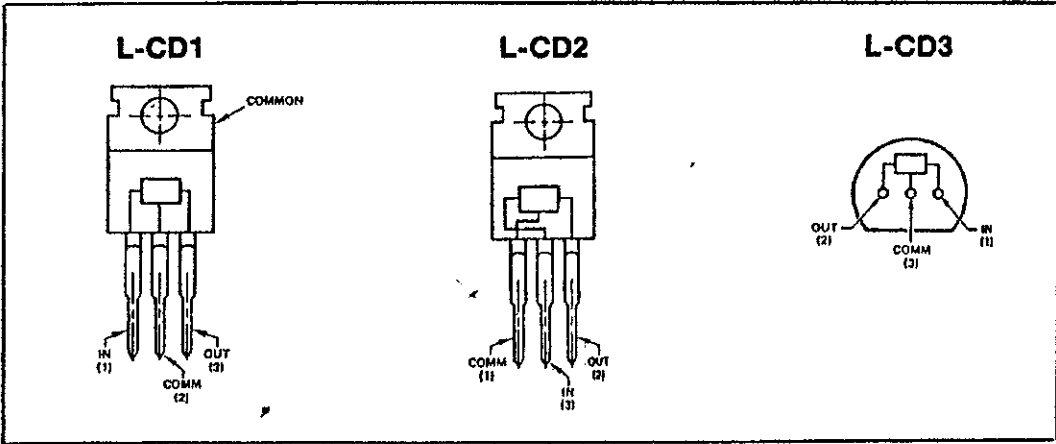
DC CURRENT GAIN  
VS. COLLECTOR CURRENT



# CODI Semiconductor, Inc.

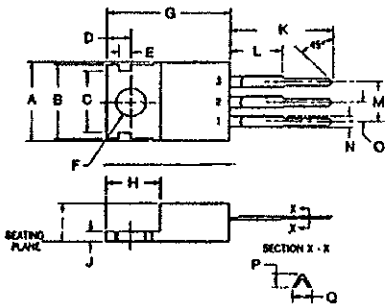
## LINEAR

### LOGIC SYMBOLS AND CONNECTION DIAGRAMS



## PACKAGE OUTLINES

### JEDEC TO-220 Outline Plastic Power Package

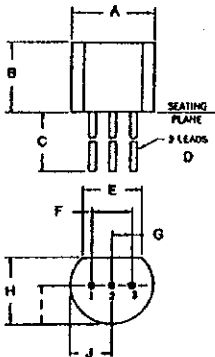


| DIM. | INCHES |      |      | MILLIMETERS |      |       |
|------|--------|------|------|-------------|------|-------|
|      | MIN.   | TYP. | MAX. | MIN.        | TYP. | MAX.  |
| A    | .395   |      | .410 | 10.03       |      | 10.41 |
| B    | .365   |      | .385 | 9.27        |      | 9.77  |
| C    | .300   |      | .320 | 7.62        |      | 8.13  |
| D    | .100   |      | .120 | 2.54        |      | 3.05  |
| E    | .040   |      | .060 | 1.02        |      | 1.52  |
| F    | .141   |      | .145 | 3.58        |      | 3.68  |
| G    | .575   |      | .600 | 14.6        |      | 15.24 |
| H    | .235   |      | .265 | 5.97        |      | 6.73  |
| I    | .180   |      | .190 | 4.06        |      | 4.83  |
| J    | .020   |      | .055 | .508        |      | 1.40  |
| K    | .500   |      |      | 12.70       |      |       |
| L    |        |      | .250 |             |      | 6.35  |
| M    | .190   |      | .210 | 4.83        |      | 5.33  |
| N    | .045   |      | .055 | 1.05        |      | 1.40  |
| O    | .095   |      | .105 | 2.41        |      | 2.66  |
| P    | .015   |      | .030 | .381        |      | .762  |
| Q    | .020   |      | .045 | .508        |      | 1.43  |

NOTES: See table for dimensions in inches and millimeters  
Center lead is electrical contact with the mounting tab

Package weight is 2.1 grams

### JEDEC TO-92 Outline Plastic Package



| DIM. | INCHES |      |      | MILLIMETERS |      |       |
|------|--------|------|------|-------------|------|-------|
|      | MIN.   | TYP. | MAX. | MIN.        | TYP. | MAX.  |
| A    | .175   |      | .205 | 4.45        |      | 5.20  |
| B    | .170   |      | .210 | 4.32        |      | 5.33  |
| C    | .500   |      |      | 12.70       |      |       |
| D    | .018   |      | .019 | 0.406       |      | 0.483 |
| E    | .135   |      |      | .343        |      |       |
| F    |        | .100 |      |             | 2.54 |       |
| G    |        | .050 |      |             | 1.27 |       |
| H    | .125   |      | .165 | 3.18        |      | 4.19  |
| I    | .080   |      | .105 | 2.03        |      | 2.67  |
| J    | .080   |      | .105 | 2.03        |      | 2.67  |

NOTES: See table for dimensions in inches and millimeters  
Package material is transfer molded thermosetting plastic  
Package weight is 0.25 grams

4 Market St., Kenilworth, NJ, USA 07033 • (201) 298-0400

FREE: 1-800-232-CODI

TELEX: 844-796

FAX NUMBER: 201-298-0477

# CODI Semiconductor, Inc.

## LINEAR INTEGRATED CIRCUITS 3 - TERMINAL VOLTAGE REGULATORS

|                                                                         | 1 AMP Pos.<br>7805-7824                           | 1 AMP Neg.<br>7905-7924 | .5A Pos.<br>78H05-78H24 | .1A Pos.<br>78L05-78L24                           |
|-------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------|-------------------------|-------------------------|---------------------------------------------------|
| Thermal resistance<br>Rj-c<br>Rj-a                                      | 5°C/W<br>70°C/W                                   |                         |                         | 7°C/W<br>190°C/W                                  |
| Power<br>Dissipation                                                    | 20W                                               |                         | 10W                     | 500mW                                             |
| Temperature range<br>Operating Ambient<br>Operating Junction<br>Storage | -20 to + 80°C<br>-20 to + 125°C<br>-55 to + 125°C |                         |                         | -20 to + 75°C<br>-20 to + 125°C<br>-40 to + 125°C |
| Line Regulation (mV)<br>Vo/Vi (%)                                       | 2.0                                               |                         | 1.0                     | 2.0                                               |
| Load Regulation (mV)<br>Vo/Io (%)                                       | 2.0                                               |                         | 1.0                     |                                                   |
| Logic/Connection<br>diagram                                             | L-CD 1                                            | L-CD 2                  | L-CD 1                  | L-CD 3                                            |
| Package                                                                 | TO-220                                            |                         |                         | TO-92                                             |

| TYPE No. | Nominal<br>Output<br>Voltage<br>Range (V) | OUTPUT<br>Voltage<br>Range (V) | INPUT<br>Voltage<br>Range (V) | Quiescent<br>Current<br>(mA) | Ripple<br>Rejection (dB)<br>MIN | OUTPUT<br>Noise<br>Voltage (µV) | OUTPUT<br>Voltage<br>Drift<br>(TYP)<br>mV/°C |
|----------|-------------------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|----------------------------------------------|
|----------|-------------------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|----------------------------------------------|

### 1 AMP POSITIVE

|      |      |           |           |     |    |     |      |
|------|------|-----------|-----------|-----|----|-----|------|
| 7805 | 5.0  | 4.8-5.2   | 7.0-35.0  | 5.3 | 62 | 60  | -0.6 |
| 7806 | 6.0  | 5.75-6.25 | 8.0-35.0  | 6.7 | 59 | 65  | -0.6 |
| 7808 | 8.0  | 7.7-8.3   | 10.5-35.0 | 6.7 | 56 | 50  | -0.6 |
| 7812 | 12.0 | 11.5-12.5 | 14.5-35.0 | 6.7 | 55 | 70  | -0.6 |
| 7815 | 15.0 | 14.4-15.6 | 17.5-35.0 | 6.7 | 56 | 85  | -1.0 |
| 7818 | 18.0 | 17.3-18.7 | 21.0-35.0 | 6.0 | 53 | 95  | -1.2 |
| 7824 | 24.0 | 23.0-25.0 | 27.0-60.0 | 5.0 | 50 | 120 | -1.6 |

### 1 AMP NEGATIVE

|      |       |            |            |     |    |     |      |
|------|-------|------------|------------|-----|----|-----|------|
| 7905 | -5.0  | -4.8-5.2   | -7.0-35.0  | 1.0 | 58 | 100 | -0.6 |
| 7906 | -6.0  | -5.75-6.25 | -8.0-35.0  | 1.0 | 56 | 150 | -0.5 |
| 7908 | -8.0  | -7.7-8.3   | -10.5-35.0 | 1.0 | 56 | 200 | -0.6 |
| 7912 | -12.0 | -11.5-12.5 | -14.5-35.0 | 1.5 | 56 | 300 | -0.6 |
| 7915 | -15.0 | -14.4-15.6 | -17.5-35.0 | 1.5 | 56 | 375 | -1.0 |
| 7918 | -18.0 | -17.3-18.7 | -21.0-35.0 | 1.5 | 56 | 450 | -1.0 |
| 7924 | -24.0 | -23.0-25.0 | -27.0-60.0 | 1.5 | 53 | 600 | -1.0 |

### .5A (500ma) POSITIVE

|       |      |           |           |     |    |     |      |
|-------|------|-----------|-----------|-----|----|-----|------|
| 78H05 | 5.0  | 4.8-5.2   | 7.0-35.0  | 6.3 | 62 | 60  | -1.0 |
| 78H06 | 6.0  | 5.75-6.25 | 8.0-35.0  | 6.6 | 59 | 65  | -1.0 |
| 78H08 | 8.0  | 7.7-8.3   | 10.5-35.0 | 6.6 | 56 | 52  | -1.0 |
| 78H12 | 12.0 | 11.5-12.5 | 14.5-35.0 | 6.8 | 55 | 75  | -1.0 |
| 78H15 | 15.0 | 14.4-15.6 | 17.5-35.0 | 6.8 | 56 | 90  | -1.0 |
| 78H18 | 18.0 | 17.3-18.7 | 21.0-35.0 | 6.8 | 53 | 100 | -1.0 |
| 78H24 | 24.0 | 23.0-25.0 | 27.0-60.0 | 5.0 | 50 | 120 | -1.0 |

### .1A (100ma) POSITIVE

|       |      |           |           |      |    |     |      |
|-------|------|-----------|-----------|------|----|-----|------|
| 78L05 | 5.0  | 4.75-5.25 | 7.0-30.0  | 6.0* | 40 | 40  | -1.0 |
| 78L06 | 6.0  | 5.92-6.08 | 8.0-30.0  | 6.0* | 39 | 50  | -1.0 |
| 78L08 | 8.0  | 7.6-8.4   | 10.0-30.0 | 6.0* | 39 | 60  | -1.0 |
| 78L12 | 12.0 | 11.8-12.2 | 14.5-35.0 | 6.5* | 37 | 80  | -1.5 |
| 78L15 | 15.0 | 14.3-15.7 | 17.5-35.0 | 6.5* | 36 | 90  | -1.5 |
| 78L18 | 18.0 | 17.1-18.9 | 21.0-40.0 | 6.5* | 33 | 120 | -2.0 |
| 78L24 | 24.0 | 22.8-25.2 | 27.0-40.0 | 7.0* | 32 | 200 | -2.0 |

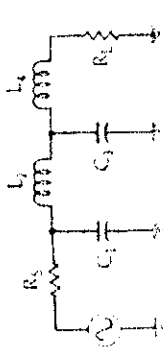
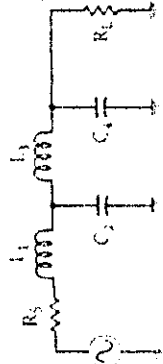
\*max

Market St., Kenilworth, NJ, USA 07033 • (201) 298-0400

EE: 1-800-232-CODI

TELEX: 844-796

FAX NUMBER: 201-298-0477

|  |           |        |        |       |       |
|-------------------------------------------------------------------------------------|-----------|--------|--------|-------|-------|
| $n$                                                                                 | $R_s/R_L$ | $C_1$  | $L_2$  | $C_2$ | $L_3$ |
| 2                                                                                   | 3.000     | 0.572  | 3.132  |       |       |
|                                                                                     | 4.000     | 0.365  | 4.600  |       |       |
|                                                                                     | 8.000     | 0.157  | 9.658  |       |       |
|                                                                                     | $\infty$  | 1.213  | 1.109  |       |       |
| 3                                                                                   | 1.000     | 2.216  | 1.088  | 2.216 |       |
|                                                                                     | 0.500     | 4.431  | 0.817  | 2.216 |       |
|                                                                                     | 0.333     | 6.647  | 0.726  | 2.216 |       |
|                                                                                     | 0.250     | 8.862  | 0.680  | 2.216 |       |
| 4                                                                                   | 0.125     | 17.725 | 0.612  | 2.216 |       |
|                                                                                     | $\infty$  | 1.652  | 1.460  | 1.108 |       |
|                                                                                     | 3.000     | 0.653  | 4.411  | 0.814 | 2.535 |
|                                                                                     | 4.000     | 0.452  | 7.083  | 0.612 | 2.848 |
| 5                                                                                   | 8.000     | 0.209  | 17.164 | 0.428 | 3.251 |
|                                                                                     | $\infty$  | 1.350  | 2.010  | 1.458 | 1.106 |
| $n$                                                                                 | $R_s/R_L$ | $L_1$  | $C_2$  | $L_3$ | $C_4$ |
|  |           |        |        |       |       |

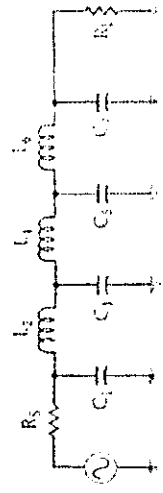
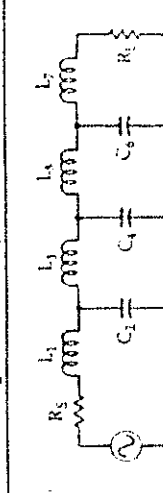
|  |           |        |        |       |       |        |        |       |       |       |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------|--------|--------|-------|-------|--------|--------|-------|-------|-------|
| $n$                                                                               | $R_s/R_L$ | $C_1$  | $L_2$  | $C_2$ | $L_3$ | $C_3$  | $L_4$  | $C_4$ | $L_5$ | $C_5$ |
| 5                                                                                 | 1.000     | 2.207  | 1.128  |       |       | 3.103  | 1.128  |       |       | 2.207 |
|                                                                                   | 0.500     | 4.414  | 0.565  |       |       | 4.653  | 1.128  |       |       | 2.207 |
|                                                                                   | 0.333     | 6.622  | 0.376  |       |       | 6.205  | 1.128  |       |       | 2.207 |
|                                                                                   | 0.250     | 8.839  | 0.282  |       |       | 7.756  | 1.128  |       |       | 2.207 |
|                                                                                   | 0.125     | 17.657 | 0.141  |       |       | 13.961 | 1.128  |       |       | 2.207 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.721  | 1.645  |       |       | 2.061  | 1.493  |       |       | 1.103 |
| 6                                                                                 | 3.000     | 0.679  | 3.873  |       |       | 0.571  | 4.711  |       |       | 0.969 |
|                                                                                   | 4.000     | 0.481  | 5.644  |       |       | 0.476  | 7.351  |       |       | 2.582 |
|                                                                                   | 8.000     | 0.227  | 12.310 |       |       | 0.198  | 16.740 |       |       | 2.800 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.378  | 2.097  |       |       | 1.690  | 2.074  |       |       | 1.102 |
|                                                                                   | 1.000     | 2.204  | 1.131  |       |       | 3.147  | 1.194  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.500     | 4.408  | 0.566  |       |       | 6.293  | 0.895  |       |       | 1.131 |
| 7                                                                                 | 0.333     | 6.612  | 0.377  |       |       | 9.441  | 0.796  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.250     | 8.815  | 0.283  |       |       | 12.588 | 0.747  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.125     | 17.631 | 0.141  |       |       | 25.175 | 0.671  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.741  | 1.677  |       |       | 2.135  | 1.703  |       |       | 1.494 |
|                                                                                   | 3.000     | 0.679  | 3.873  |       |       | 0.571  | 4.711  |       |       | 0.969 |
|                                                                                   | 4.000     | 0.481  | 5.644  |       |       | 0.476  | 7.351  |       |       | 2.582 |
| 8                                                                                 | 8.000     | 0.227  | 12.310 |       |       | 0.198  | 16.740 |       |       | 2.800 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.378  | 2.097  |       |       | 1.690  | 2.074  |       |       | 1.102 |
|                                                                                   | 1.000     | 2.204  | 1.131  |       |       | 3.147  | 1.194  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.500     | 4.408  | 0.566  |       |       | 6.293  | 0.895  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.333     | 6.612  | 0.377  |       |       | 9.441  | 0.796  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | 0.250     | 8.815  | 0.283  |       |       | 12.588 | 0.747  |       |       | 1.131 |
| 9                                                                                 | 0.125     | 17.631 | 0.141  |       |       | 25.175 | 0.671  |       |       | 1.131 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.741  | 1.677  |       |       | 2.135  | 1.703  |       |       | 1.494 |
|                                                                                   | 3.000     | 0.679  | 3.873  |       |       | 0.571  | 4.711  |       |       | 0.969 |
|                                                                                   | 4.000     | 0.481  | 5.644  |       |       | 0.476  | 7.351  |       |       | 2.582 |
|                                                                                   | 8.000     | 0.227  | 12.310 |       |       | 0.198  | 16.740 |       |       | 2.800 |
|                                                                                   | $\infty$  | 1.378  | 2.097  |       |       | 1.690  | 2.074  |       |       | 1.102 |
| $n$                                                                               | $R_s/R_L$ | $L_1$  | $C_2$  | $L_3$ | $C_3$ | $L_4$  | $C_4$  | $L_5$ | $C_5$ | $L_6$ |
|  |           |        |        |       |       |        |        |       |       |       |

Table Chebyshev Low-Pass Prototype Element Values for 1.0 dB Ripple (Band-Pass)

# 404 404F

## FM stereo transmitter

The BA1404 and BA1404F monolithic ICs are stereo transmitters.

Each IC consists of a stereo modulator that creates stereo composite signals, an FM modulator that creates FM signals, and an RF amplifier. The stereo modulator develops composite signals made up of a MAIN (L+R) signal, a SUB (L-R) signal, and a pilot (19 kHz) signal using 38 kHz crystal oscillators.

The FM modulator has carriers on the FM broadcast band (75 ~ 108 MHz).

The RF amplifier transmits the stereo encoded FM signals and is also a buffer for the FM modulator.

The stereo transmitter is equipped with a constant voltage pin for a variable capacitor that is used to finely adjust the FM frequency.

Features

• available in DIP18 and SOP18 packages

• low operating voltage range (1.0 V ~ 2.0 V)

• low power consumption, typically 3 mA

• requires few external components

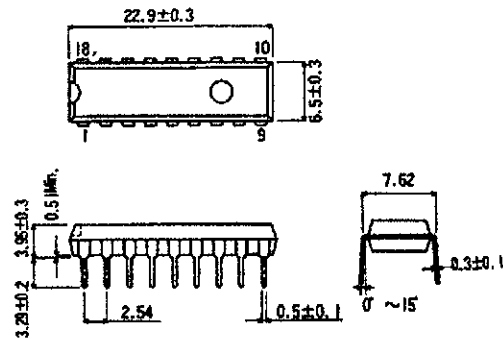
Applications

• FM stereo transmitters

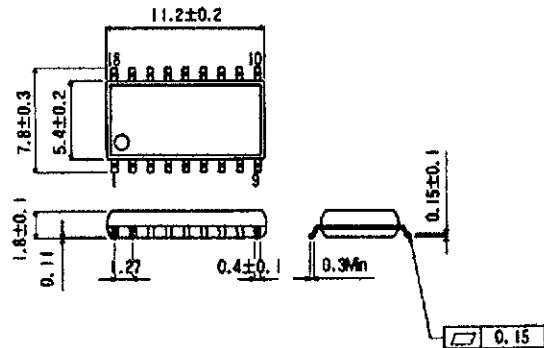
• Wireless microphones

### Dimensions (Units : mm)

#### BA1404 (DIP18)

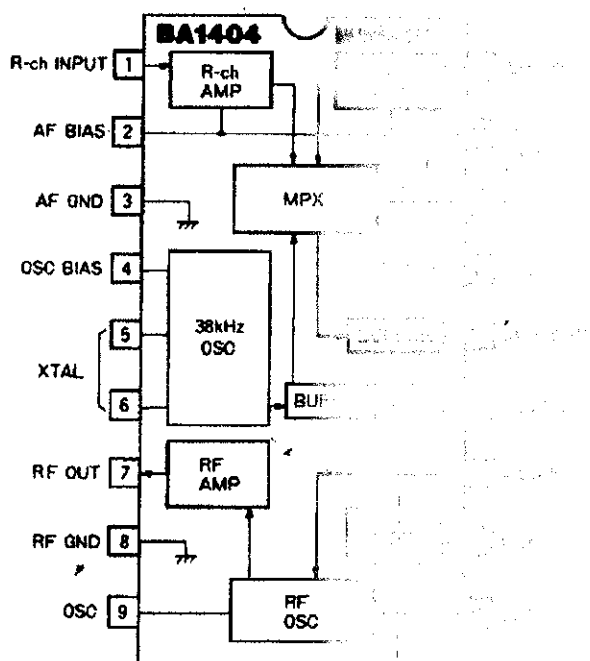


#### BA1404F (SOP18)



# 4, BA1404F FM transmitters

## diagram



## Pin description

| Pin name                      | Pin description                        |
|-------------------------------|----------------------------------------|
| R-ch audio input              | Connects to R-ch audio input           |
| Input amplifier bypass        | Connects to the input amplifier bypass |
| GND                           | Low frequency ground                   |
| 38 kHz oscillator bypass      | Connects to 38 kHz oscillator bypass   |
| 38 kHz oscillator             | Connects to 38 kHz oscillator          |
| 38 kHz OSC                    | Connects to 38 kHz OSC                 |
| RF output                     | Connects to RF output                  |
| GND                           | High frequency ground                  |
| RF oscillator                 | Connects to RF oscillator              |
| RF oscillator                 | Connects to RF oscillator              |
| Voltage supply                | Connects to variable voltage supply    |
| Modulation signal input       | Connects to modulation signal input    |
| Pilot signal output           | Connects to RC mixer circuit           |
| Multiplexer signal output     | Connects to RC mixer circuit           |
| V <sub>CC</sub>               | Power supply                           |
| Multiplexer modulator balance | Connects to trimmer potentiometer      |
| Multiplexer modulator balance | Connects to trimmer potentiometer      |
| L-ch audio input              | Connects to pre-amplifier              |

ROHM

Absolute maximum ratings ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

| Parameter             |         | Symbol    | Limits          | Unit             |
|-----------------------|---------|-----------|-----------------|------------------|
| Supply voltage        |         | $V_{CC}$  | 2.5             | V                |
| Power dissipation     | BA1404  | $P_d$     | 1200            | mW               |
|                       | BA1404F |           | 450             |                  |
| Operating temperature |         | $T_{opr}$ | $-25 \sim +75$  | $^\circ\text{C}$ |
| Storage temperature   |         | $T_{stg}$ | $-50 \sim +125$ | $^\circ\text{C}$ |

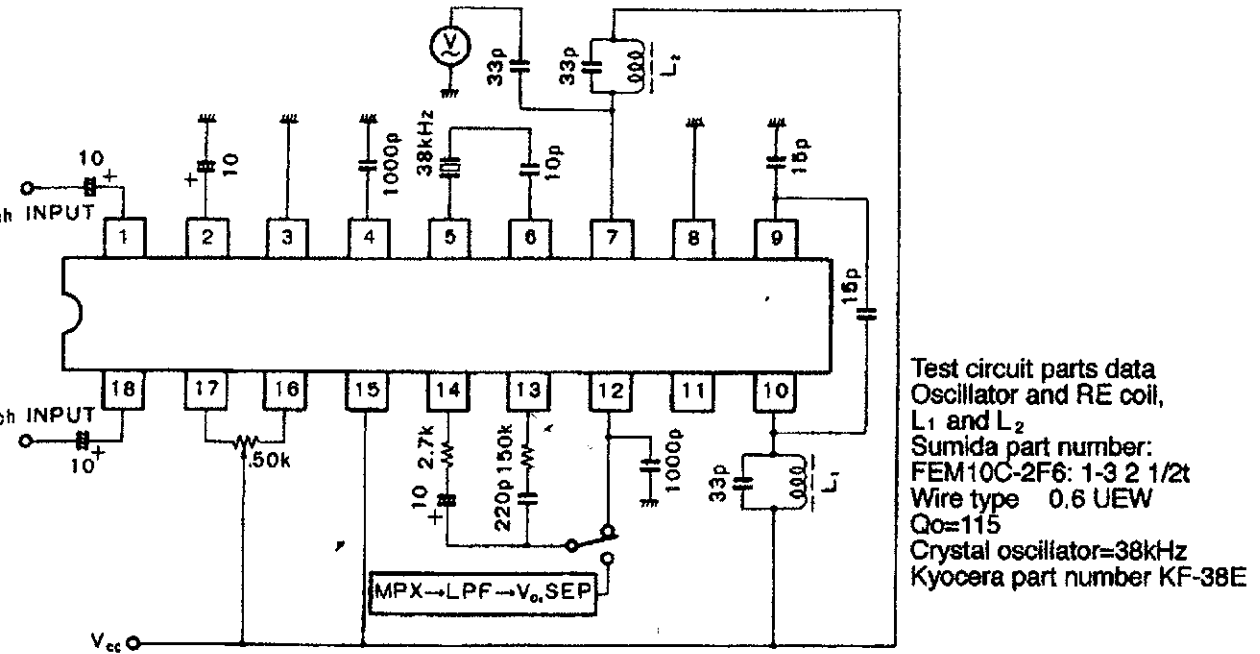
Recommended operating conditions ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

| Parameter      | Symbol   | Min | Typical | Max |
|----------------|----------|-----|---------|-----|
| Supply voltage | $V_{CC}$ | 1   | 1.25    | 2   |

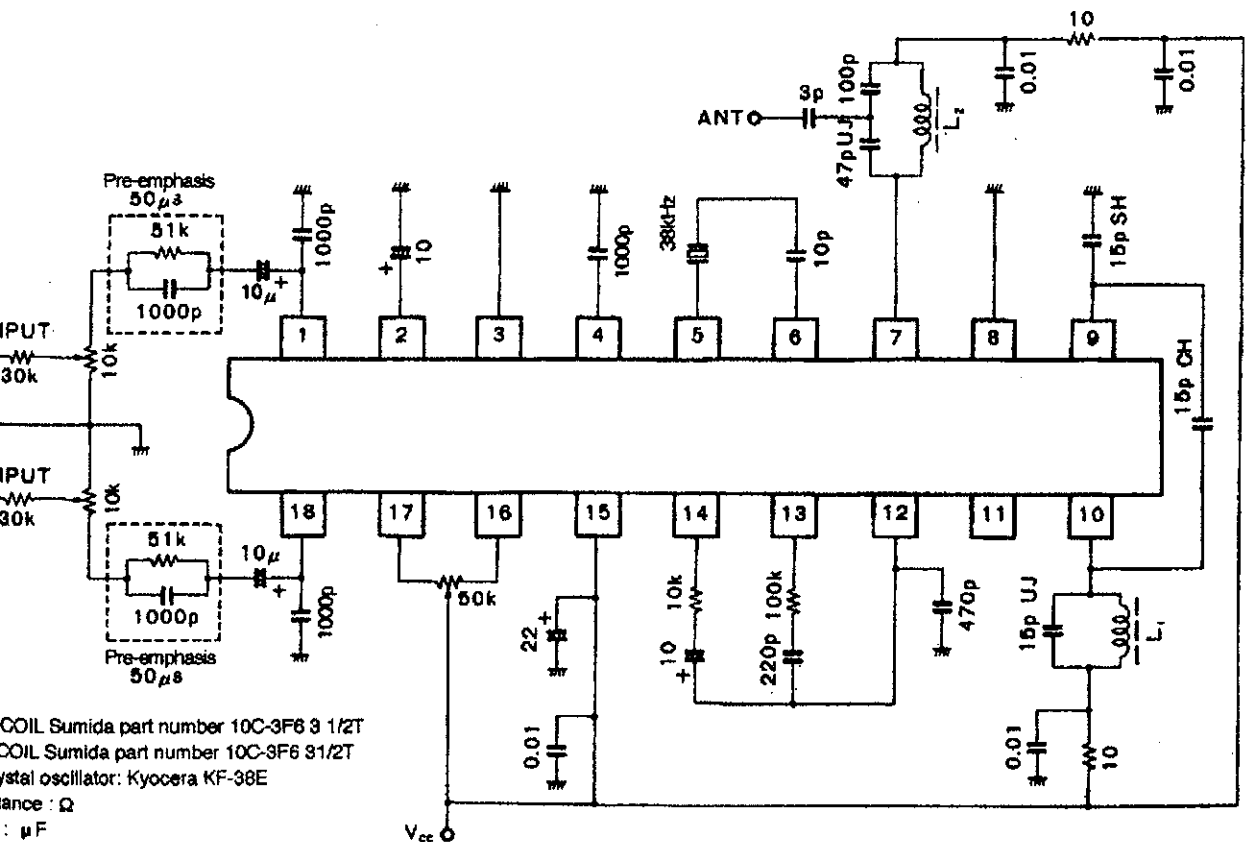
Small signal characteristics ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 1.25\text{ V}$ )

| Parameter                   | Symbol    | Min | Typical | Max |
|-----------------------------|-----------|-----|---------|-----|
| Quiescent current           | $I_Q$     | 0.5 | 3       | 5   |
| Input impedance             | $Z_{IN}$  | 360 | 540     | 720 |
| Voltage gain                | $G_V$     | 30  | 37      |     |
| Common mode rejection ratio | CMRR      |     |         | 2   |
| Maximum output voltage      | $V_{OM}$  | 200 |         |     |
| Output voltage at 38 kHz    | $V_{OO}$  |     | 1       |     |
| Output voltage              | $V_{OP}$  | 460 | 580     |     |
| Input separation            | Sep       | 25  | 45      |     |
| Conversion noise            | $V_{NIN}$ |     | 1       |     |
| Output voltage              | $V_{OSC}$ | 350 | 600     |     |

## 1 Test circuit



## 2 Application example



COIL Sumida part number 10C-3F6 3 1/2T  
COIL Sumida part number 10C-3F6 31/2T  
Crystal oscillator: Kyocera KF-38E  
Resistance:  $\Omega$   
Capacitance:  $\mu F$

## Operation

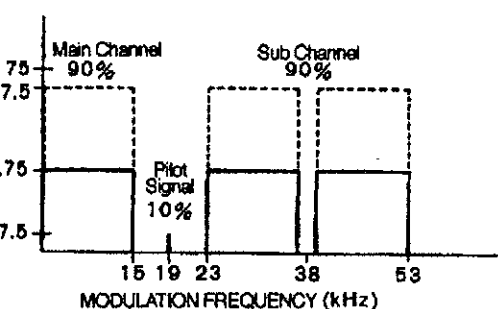
### Stereo modulator

The R-channel audio is input from pin 1 and the L-channel from pin 18. Each audio signal is amplified about 37 dB by independent amplifiers and output to the multiplexer.

A 38 kHz crystal oscillator, connected between pin 5 and pin 6, creates a 38 kHz subcarrier and a 19 kHz pilot signal with the same phase but delayed by a 1/2 cycle.

The audio signals and the 38 kHz subcarrier are balanced and modulated in the multiplexer. The L + R signal and the 38 kHz subcarrier, which are a DSB-modulated signal at L-R, are added to create the main carrier, which is output from pin 14.

A potentiometer between pins 16 and 17 can be used to lessen the subcarrier leakage due to unbalance in the multiplexer.



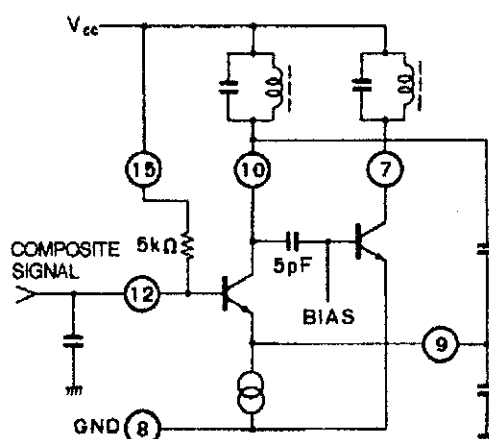
**Figure 3 Modulation spectrum of pilot tone**

### FM modulator

The high-frequency oscillator is a collector tuning-type or Collpits oscillator as shown in Figure 4. The composite signal is input from pin 12 to the base of the transistor. By adding the audio signal to the base, the reactance of the transistor changes. By changing the time constant of the tuning circuit in the oscillator, the frequency is modulated.

The oscillation frequency is determined by the LC resonator that is connected between pin 10 and the  $V_{CC}$ . Because this oscillator does not compensate for  $V_{CC}$  fluctuation and temperature changes, the frequency changes are large, and, when the receiver is part of a synthesizer (digital tuning) system, tuning should be separated from  $V_{CC}$ .

It is suggested that you use a variable capacitor (AFC) system, or an external FM modulator when frequency stability is required.

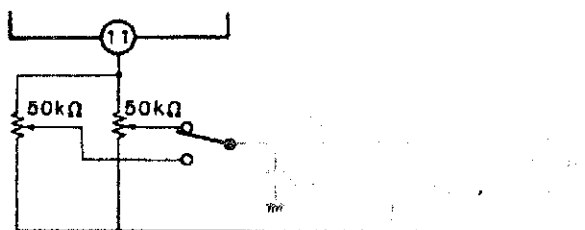


**Figure 4 FM modulator**

#### 4, BA1404F FM transmitters

It is possible to change the oscillator frequency by changing the voltage on pin 11 and a variable capacitor (see Figure 5). The output voltage on pin 11 is approximately  $(V_{CC}-0.7)$  V.

Figure 5 Setting oscillator frequency



#### High-frequency amplifier

The high-frequency amplifier is a single stage common emitter amplifier, as shown in Figure 4.

The RF output (on pin 7) is connected to the antenna through a matching network.

#### Application examples and operation

**Not operating the FM modulator** Unused pins should be connected as follows:

|   |          |
|---|----------|
|   | $V_{CC}$ |
|   | GND      |
|   | open     |
| 0 | $V_{CC}$ |
| 1 | open     |
| 2 | $V_{CC}$ |

In particular, do not leave pin 7 and pin 10 open. If these pins are not connected, the oscillator and other components will operate poorly.

**Operating monaurally** Unused pins should be connected as follows:

|   |      |
|---|------|
|   | open |
|   | GND  |
|   | open |
| 3 | open |

The other pins should be connected as shown in the circuit diagram. In particular, do not leave pin 5 open. This will cause the oscillator to operate poorly. Pin 14. Pin 1 should be used for audio input.

FM transmitters **BA1404, BA1404F**

When operating only the FM modulator Unused pins should be connected as follows:

|   |                 |    |      |
|---|-----------------|----|------|
| 1 | open            | 13 | open |
| 2 | V <sub>CC</sub> | 14 | open |
| 4 | open            | 16 | open |
| 5 | open            | 17 | open |
| 6 | GND             | 18 | open |

**Multiplexer balance**

Even if the resistor between pin 16 and pin 17 is not connected, the IC has its own capability of achieving multiplexer balance. If no resistor is connected, however, there is a decrease in gain of approximately 1.5 dB in the input amplifier.

**Crystal oscillators**

To generate the 38 kHz carrier, use crystal oscillators. The recommended part is Kyocera KF-38E.

Start-up takes some time after the 38 kHz oscillator has been powered up. With a recommended load of 10 pF for the crystal oscillator, startup time is approximately 1.5 s. When the load is 33 pF, startup time is about 1 s. The startup time will not be reduced for loads greater than 33 pF.

**RF oscillator**

The built-in RF oscillator is an LC-resonator. When an absolutely stable frequency is required, use an external FM modulator. For an external modulator, separation adjustment is made with the RC tuner on pin 13.

The built-in FM modulator can be operated in the 30 ~ 110 MHz range.

The RF oscillator frequency drift following power-up of the power supply becomes small when the V<sub>CC</sub> is low. The frequency drift after 5 s is as follows:

| V <sub>CC</sub> (V) | Drift (kHz) |
|---------------------|-------------|
| 1.25                | 85          |
| 2                   | 85          |
| 3                   | 130         |

**Noise**

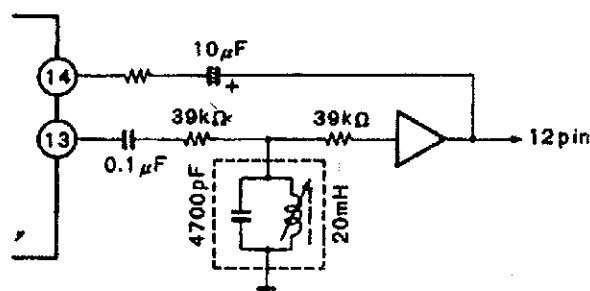
Be sure to connect a 1000 pF capacitor between pin 1 and ground. Do the same for pin 18. This prevents the S/N ratio from deteriorating due to high frequencies.

## 404, BA1404F FM transmitters

If beats or noise are present on the output, and the input capacitors are in place, the noise may be due to the third or higher harmonics from the pilot signal and the subcarrier. Look for a 57 kHz signal. This can be removed by adding a filter as shown in Figure 6

When 15 kHz or greater signal is input, it causes a beat on the pilot signal (19 kHz). In addition, high frequency signals are particularly large because of the pre-emphasis of high frequency signals. Therefore excessive input of 15 kHz frequencies or more should be limited before input to the IC.

**Figure 6 Beat frequency filter**

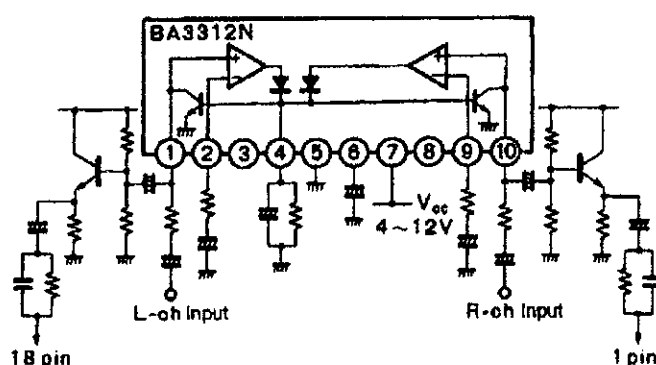


## Expanding the dynamic range of the multiplier

When the  $V_{CC}$  is raised, the dynamic range of this IC expands. The input amplifier and the multiplier bias point are not set at  $1/2 V_{CC}$ , however.

This is why the top of the wave form is clipped beforehand. The maximum input voltage is approximately  $-60 \text{ dB}$  ( $1 \text{ mV}_{\text{rms}}$ ). To make the waveform symmetrical, a resistance of  $3.6 \text{ k}\Omega$  is inserted between pin 2 and ground. This increases the maximum output voltage by approximately 6 dB. In this case, however, the voltage characteristic deteriorates to 1.5 V.

**Figure 7**



## Method for limiting input voltage

Input control can be carried out using the preamplifier IC and the ALC of the BA3312N. Please see the BA3312N application notes for the constant.

al characteristic curves

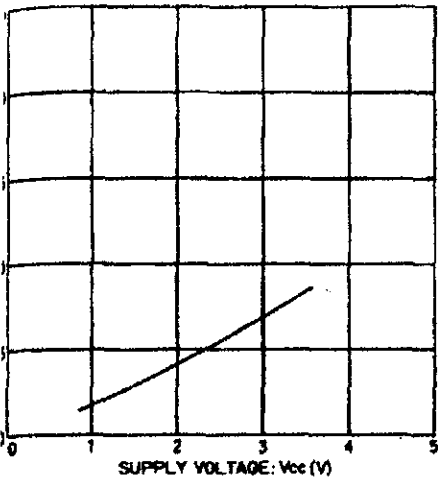


Figure 8

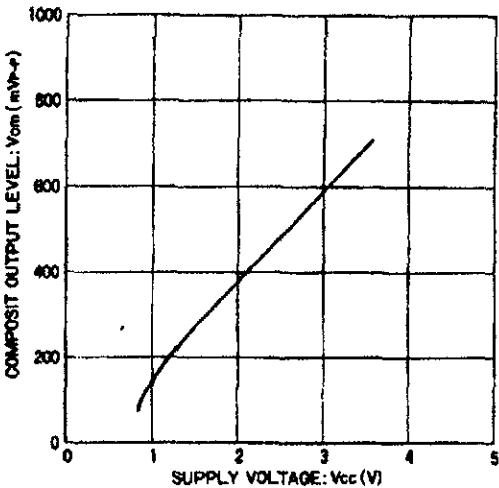


Figure 9

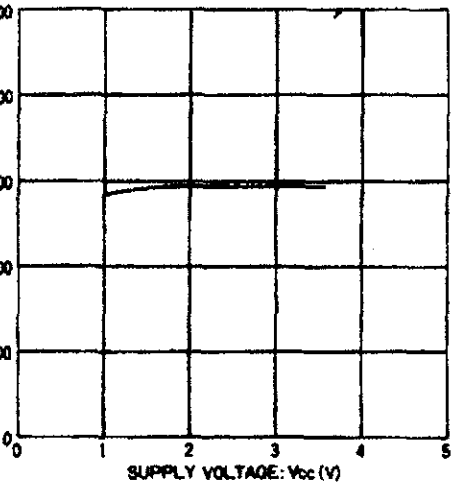


Figure 10

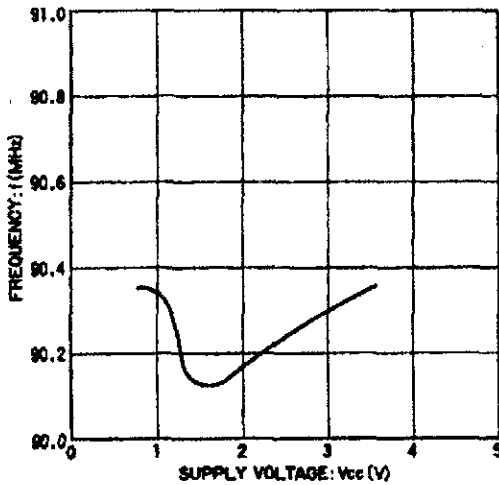


Figure 11

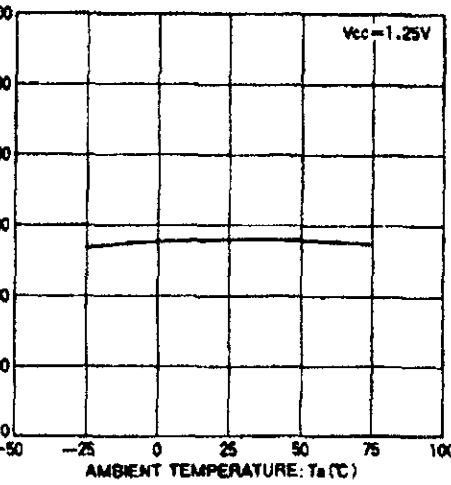


Figure 12

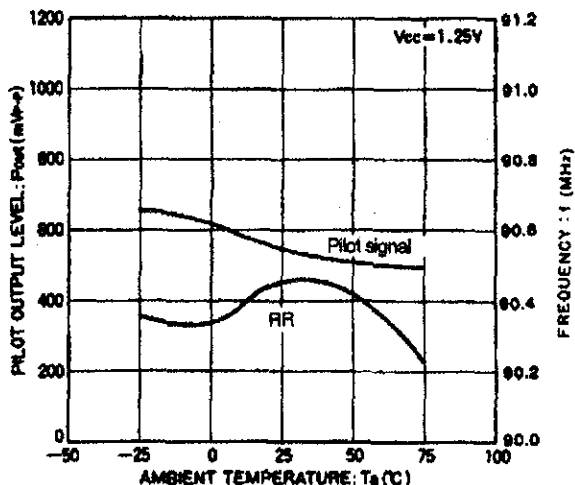


Figure 13

## ประวัติผู้เขียน

นายมงคลา ม่วงรัตน์ เกิดเมื่อวันจันทร์ที่ 15 พฤศจิกายน พ.ศ. 2525 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ตำบลในเมือง อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจาก โรงเรียนบุญวัฒนา อ.เมือง จ.นครราชสีมา เมื่อปี พ.ศ. 2543 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาชั้นปีที่ 4 สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โทรศัพท์ 0-6726-8744

นายศราวุธ ชูยิ่งสกุลทิพย์ เกิดเมื่อวันศุกร์ที่ 25 พฤศจิกายน พ.ศ. 2526 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ตำบลหัวไผ่ อำเภอเมือง จังหวัดอ่างทอง สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจาก โรงเรียนอ่างทองปัทมโรจน์วิทยาคม อ.เมือง จ.อ่างทอง เมื่อปี พ.ศ. 2544 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาชั้นปีที่ 4 สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โทรศัพท์ 0-6069-7504

นางสาววาสนา มหาใจดี เกิดเมื่อวันอาทิตย์ที่ 18 กันยายน พ.ศ. 2526 ภูมิลำเนาอยู่ที่ ตำบลเมืองราย อำเภอพญาเม็งราย จังหวัดเชียงราย สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจาก โรงเรียนพญาเม็งราย อ.พญาเม็งราย จ.เชียงราย เมื่อปี พ.ศ. 2544 ปัจจุบันเป็นนักศึกษาชั้นปีที่ 4 สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โทรศัพท์ 0-1075-0179