



รีโมทคอนโทรลควบคุมการปิดเปิดประตูอัตโนมัติ (ส่วนรีพีตเตอร์)  
AUTOMATIC DOOR REMOTE CONTROL ( REPEATER )

โดย

นาย ไพโรจน์ ครอบตน  
นาย จีรศักดิ์ เทชะทวีกุล  
นาย ศักดิ์ทรัพย์ กันอุทัย

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์อุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2535

8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเพื่อเผยแพร่และต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032662

# รีโมทควบคุมการปิด-เปิดประตูอัตโนมัติ

RF REMOTE CONTROL

นาย ไพโรจน์ ครอบตน 34161121 (21)  
นาย จิรศักดิ์ เตชะทวีกุล 34162147 (2/2 0)  
นาย ศักดิ์ธีรพี กันอุปัทว์ 34162171 (2/2 0)

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ.ภากร หุตะสังกาศ

ADVISOR

PHAKORN

HUTASANGKATH

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์อุตสาหกรรม

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032662

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

สาขาวิชา เทคโนโลยีคอมพิวเตอร์อุตสาหกรรม

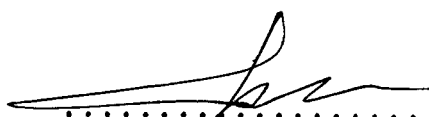
คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง รีโมทควบคุมการปิด-เปิดประตูอัตโนมัติ

RF REMOTE CONTROL

ผู้จัดทำ

1. นาย ไพโรจน์ ครอบตน 34161121
2. นาย จิรศักดิ์ เตชะทวีกุล 34162147
3. นาย ศักดิ์ธีรพี กันอุปัทว์ 34162171



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.ภากร หตะสังกาศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## รีโมทควบคุมการปิด-เปิดประตูอัตโนมัติ

|                      |                  |
|----------------------|------------------|
| ไพโรจน์ ครองตน       | 34161121         |
| จิรศักดิ์ เตชะทวีกุล | 34162147         |
| ศักดิ์รพี กันอุปัทว์ | 34162171         |
| อ.ภากร หตะลังกา      | อาจารย์ที่ปรึกษา |

### บทคัดย่อ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีมีการพัฒนาขึ้นมากและมนุษย์มีความต้องการความสะดวกสบายยิ่งขึ้น รีโมทก็เป็นเทคโนโลยีอีกชนิดที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อตอบสนองความต้องการ ของมนุษย์ โดยจะสังเกตได้ว่าการนำรีโมทนี้มาใช้ในการควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ภายในบ้านมากยิ่งขึ้น เช่น ทีวี เครื่องปรับอากาศ เครื่องเสียง ฯลฯ แต่ว่ารีโมทที่นำมาใช้ในปัจจุบันนี้ยังมีข้อจำกัดอยู่ว่าจะใช้ควบคุมอุปกรณ์ได้ในระยะทางไกล ๆ ดังนั้นโครงงานนี้จึงมีการคิดค้นและพัฒนาขึ้นมาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของรีโมทให้มีความสามารถในการควบคุมอุปกรณ์ในระยะทางที่ไกลขึ้นและสามารถที่จะใช้รีโมทเพียงเครื่องเดียวแต่สามารถควบคุมอุปกรณ์ได้หลายชนิดโดยการกำหนดรหัสทางด้านเครื่องส่งซึ่งสามารถกำหนดรหัสได้ถึง 32 รหัสหรือกล่าวได้อีกนัยหนึ่งคือสามารถควบคุมอุปกรณ์ได้ถึง 19683 ชนิด

## RF REMOTE CONTROL

Paipot Krongton 34161121

Jirasak Techataweekul 34162147

Sakrapee Kanupat 34162171

Phakorn Hutasangkad Advisor

### Abstract

Today technology has developed widely and people want comfortable in their life. Remote is made to support in comfortable they want. By inspect that remote is used to control many appliances instant television, air conditioning etc. But remote has limited in their use. It work in short distance. Their for this project is developed to raising in efficiency of remote can control appliances in longer distance and it can controlled many appliances. By coding at transmitter that can determine 3<sup>rd</sup> code or it can say that remote can controlled appliances 19683 channels.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

| เรื่อง                                     | หน้า |
|--------------------------------------------|------|
| บทที่ 1 การสื่อสารเบื้องต้น                | 1    |
| - การมอดูเลต                               | 1    |
| - ระบบวิทยุอย่างง่าย                       | 2    |
| - รูปคลื่นชนิดต่าง ๆ                       | 3    |
| - การมอดูเลตทางความถี่                     | 8    |
| - การมอดูเลตทางเฟส                         | 9    |
| - ดัชนีการมอดูเลต                          | 12   |
| - ไซด์แบนด์ FM                             | 13   |
| - แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM                   | 15   |
| - นอยส์                                    | 17   |
| บทที่ 2 วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ   | 23   |
| - มอดูเลต FM                               | 23   |
| - TUNE CIRCUIT                             | 25   |
| - BANDWIDTH และ Q                          | 26   |
| - TRANSFORMER COUPLING                     | 30   |
| - การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง           | 32   |
| - TAPED CIRCUIT                            | 42   |
| - LOCAL OSCILLATOR                         | 46   |
| - วงจรขยาย IF                              | 47   |
| - มิวต์หรือลอคเวลซ์                        | 55   |
| บทที่ 3 รายละเอียดการทำงานของเครื่องรับส่ง | 58   |
| - การทำงานของภาคส่ง                        | 58   |
| - การทำงานทางด้านรับ                       | 61   |
| บทที่ 4 การทดลองวงจร                       | 70   |
| กิตติกรรมประกาศ                            | 74   |
| บรรณานุกรม                                 | 75   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทนำ

ในปัจจุบันรีโมทคอนโทรลได้เข้ามามีบทบาทในการอำนวยความสะดวกสบายในการใช้เครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ มากมาย เช่น โทรทัศน์ เครื่องปรับอากาศ เครื่องเสียง ซึ่งสามารถที่จะควบคุมการปิดเปิดหรือควบคุมการทำงานได้ตามต้องการ อย่างไรก็ตามรีโมทคอนโทรลที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันยังมีข้อจำกัดอยู่คือมีระยะการควบคุมได้ไม่ไกลมากนักและรีโมทแต่ละตัวก็ใช้ควบคุมอุปกรณ์เพียงหนึ่งชิ้นเท่านั้น โครงการนี้จึงได้คิดค้นและพัฒนาขึ้นมาเพื่อให้รีโมทคอนโทรลมีความสามารถในการควบคุมอุปกรณ์ได้ในระยะทางที่ไกล ๆ ได้และสามารถใช้รีโมทคอนโทรลเพียงตัวเดียวควบคุมอุปกรณ์ได้หลายชิ้น

การที่รีโมทคอนโทรลจะสามารถควบคุมอุปกรณ์ได้ไกล ๆ นั้นจะต้องมีชุดทวนสัญญาณ ซึ่งเรียกว่า REPEATER ดังนั้นโครงการส่วนนี้จึงเสนอรายละเอียดของส่วน REPEATER ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนของตัวส่งและตัวรับ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า โครงการนี้มีประโยชน์มาก แต่ในทางกลับกันก็มีข้อเสียคือ ไม่สามารถควบคุมรายละเอียดของอุปกรณ์ได้ เช่น ไม่สามารถควบคุมให้โทรทัศน์มีเสียงดังและเบาได้ ฉะนั้นจึงควรนำอุปกรณ์นี้ไปควบคุมอุปกรณ์ในลักษณะที่เป็นการควบคุมแบบ ON-OFF จึงจะเหมาะสม

หวังว่าโครงการนี้จะได้รับการพัฒนายิ่งขึ้นในการนำไปใช้ควบคุมรายละเอียดของอุปกรณ์ได้

### วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

- เพื่อให้สามารถนำความรู้ที่ได้ศึกษามานำไปใช้งานจริงได้
- เพื่อให้เกิดทักษะและประสบการณ์ในการทำงาน
- เพื่อให้สามารถเรียนรู้และแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นได้
- เพื่อให้เกิดความคิดริเริ่มในการที่จะนำเอาความรู้ที่มีอยู่ไปใช้งาน

### ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

- จัดทำชุดเครื่องส่งและเครื่องรับ เพื่อทำหน้าที่เป็นส่วน repeater โดยมีย่านการส่งที่ความถี่ 46 MHz และทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับจะมีชุดแบตเตอรี่สำรองในตัวเอง ซึ่งจะใช้ในกรณีที่ไฟดับ

## บทที่ 1

### การสื่อสารเบื้องต้น

การติดต่อสื่อสารพื้นฐานของมนุษย์นั้นเป็นการสื่อความหมายโดยเสียงพูดและการเขียน การสื่อสารโดยการเขียนพัฒนาจากการส่งข่าวสารโดยการนำสารและกลายเป็นหนังสือพิมพ์ แล้วก็ระบบโทรเลข การส่งโทรเลข จนถึงปัจจุบันเป็นการส่งข่าวสารทางอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับการสื่อสารโดยการพัฒนามาจากการพูดคุยระหว่างกันธรรมดาไปเป็นโทรศัพท์และวิทยุ วิทยุพัฒนาการต่าง ๆ มักมุ่งเน้นให้ติดต่อสื่อสารได้ไกลขึ้นและรวดเร็วขึ้น

ความเจริญก้าวหน้าทางการสื่อสารด้านวิทยุช่วยให้เราติดต่อกันได้ไกลมากขึ้น โดยวิธีการเปลี่ยนเสียงพูดไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า ขยายให้เป็นคลื่นเสียง (หรือออกดีโอ) แล้วทำการผสมกับคลื่นพาหะ (คลื่นวิทยุ) แล้วส่งไปยังเครื่องรับที่อยู่ห่างออกไป -- ไร่ก็ตามถ้าหากเราส่งเสียงพูดไปในรูปของคลื่นเสียง (ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วงประมาณ 20 เฮิรตซ์ - 20 กิโลเฮิรตซ์) ปัญหาจะเกิดขึ้นตามมาหลายประการดังนี้

ประการที่ 1 การที่จะทำให้การส่งมีประสิทธิภาพ เราจะต้องใช้สายอากาศที่มีขนาดความยาวเท่ากับ  $1/4$  หรือ  $1/2$  ของความยาวคลื่น และในการส่งคลื่น 3000 เฮิรตซ์จะต้องใช้สายอากาศยาวอย่างน้อย 25 กิโลเมตร

ประการที่ 2 แม้ว่าจะแก้ปัญหสายอากาศได้ แต่ก็เกิดปัญหาตามมาอีกว่า เราส่งได้เพียงทีละสถานี เพราะทุกสถานีก็ใช้ความถี่เสียงซ้ำกัน

ประการที่ 3 การส่งโดยใช้ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่เสียงนั้นจะไม่มีประสิทธิภาพเพราะไปได้ไม่ไกล

ปัญหาเหล่านี้เราสามารถแก้ไขได้โดยการนำสัญญาณความถี่สูงเป็นพาหะเพื่อให้สัญญาณเสียงพูดเกาะไปเมื่อส่งไปถึงเครื่องรับ พาหะที่มีสัญญาณเสียงพูดเกาะมาด้วยก็就会被แยกออกไปและกลับคืนตัวเป็นสัญญาณเสียงพูดตามเดิม วิธีการแรกเรียกว่า การมอดูเลต (modulation) หมายถึงสัญญาณเสียงเข้าไปมอดูเลตบนคลื่นพาหะ วิธีการหลังเรียกว่า การดีมอดูเลต (demodulation) นิยมเรียกสั้น ๆ ว่า ดีมอดหรือดีเทค (detect) หมายถึงการแยกสัญญาณเสียงที่มอดูเลตบนคลื่นพาหะกลับคืนมา

#### 1.1 การมอดูเลต

ในกระบวนการมอดูเลต เราใช้คลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่สูงเป็นพาหะ แล้วเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางอย่างของพาหะด้วยสัญญาณข่าวสารเท่านั้น โดยทั่วไปสัญญาณข่าวสารได้แก่ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเออดีโอ สัญญาณภาพ หรือข่าวสารอื่น ๆ การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของคลื่นพาห่นี้ เราเรียกว่า *การมอดูเลต*

คลื่นรูปไซน์ที่เราใช้เป็นพาหะนั้น เราสามารถเขียนสมการทางคณิตศาสตร์แทนได้ดังนี้

$$e = A \sin (wt + \phi)$$

ในที่นี้  $e$  คือค่าแรงดัน (หรือกระแส) ของคลื่นพาหะใด ๆ

$A$  คือแอมพลิจูด (หรือขนาด) สูงสุดของคลื่นพาหะ

$w$  คือความถี่เชิงมุม  $= 2\pi f$

$\phi$  คือเฟส หรือมุมทางไฟฟ้า

$t$  คือเวลา

$f$  คือความถี่

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า คุณสมบัติประจำตัวของคลื่น (รูปไซน์) ที่สำคัญจะมีอยู่ 3 ประการ ซึ่งเราสามารถเปลี่ยนแปลงหรือมอดูเลตได้ คือ แอมพลิจูด ( $A$ ) ความถี่เชิงมุม ( $w$ ) หรือความถี่ ( $f$ ) และเฟส ( $\phi$ )

การมอดูเลตให้กับคลื่นพาหะแบ่งออกได้ 3 แบบคือ

1. มอดูเลตทางแอมพลิจูด (amplitude modulation เรียกชื่อย่อว่า AM)
2. มอดูเลตทางความถี่ (frequency modulation เรียกชื่อย่อว่า FM)
3. มอดูเลตทางเฟส (phase modulation เรียกชื่อย่อว่า PM หรือ  $\phi M$ )

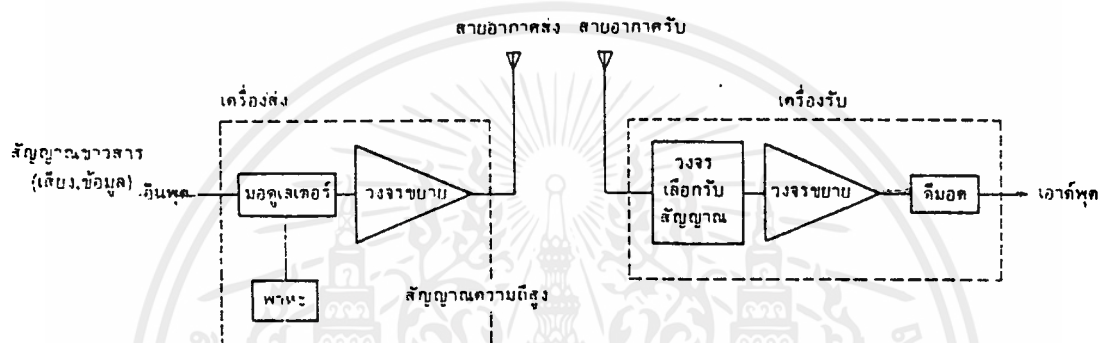
ในทางปฏิบัติสัญญาณ FM กับสัญญาณ PM คล้ายคลึงกันมาก บางที่เราเรียกรวม ๆ ทั้ง FM และ PM ว่า การมอดูเลตเชิงมุม (angle modulation) กล่าวโดยสรุป การมอดูเลตแบ่งออกเป็นจริง ๆ 2 แบบใหญ่ ๆ คือ AM กับ FM (หรือ PM)

## 1.2 ระบบวิทยุอย่างง่าย

ระบบวิทยุโดยทั่วไปมักจะมีรูปแบบคล้ายคลึงกับรูปที่ 1 ในที่นี้เราแสดงไว้เฉพาะการติดต่อทางเดียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเท่านั้น จะเห็นว่าประกอบด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศ และสัญญาณข่าวสาร (เช่น จากเสียงพูดจากไมโครโฟน) ถูกป้อนเข้าที่อินพุตทำให้เกิดเอ้าท์พุทเป็นคลื่นที่ได้รับการมอดูเลตแล้วแผ่กระจายออกทางสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับนั้น คลื่นที่รับได้จากสายอากาศรับจะถูกไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงโดยเครื่องรับ เพื่อให้สัญญาณข่าวสารกลับคืนออกมา (เช่น เป็นสัญญาณเสียงพูดออกทางลำโพง)

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงจะถูกส่งไปยัง วงจรมอดูเลต ซึ่งทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูง สัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้วจะต้องไปผ่านการขยายให้มิกำลังมากขึ้น แล้วจึงป้อนแก่สายอากาศส่ง เพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกลโดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจนคลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งโดยมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 1 แผนผังแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะเลือกรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายให้คลื่นนั้นมีกำลังแรงขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีมอดูเลต (หรือดีมอด) ทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตกลับมากขึ้นเพื่อให้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

ข้อสังเกตในระบบวิทยุคือ ถ้ามีเครื่องส่งหลายเครื่องอยู่ในพื้นที่ใกล้เคียงกัน เราต้องใช้ความถี่คนละความถี่ มิฉะนั้นสัญญาณที่เครื่องรับจะสับสน (รับสัญญาณรบกวนหรือแข่งกัน) เราสามารถใช้ความถี่เครื่องส่งซ้ำกันได้ก็ต่อเมื่อเครื่องส่งแต่ละเครื่องอยู่ห่างไกลกันและไม่ทำให้เกิดการรบกวน ทั้งนี้เพราะคลื่นวิทยุจะมีความแรงลดลงที่ระยะห่างไกลจากเครื่องส่งมากขึ้น

### 1.3 รูปคลื่นชนิดต่าง ๆ

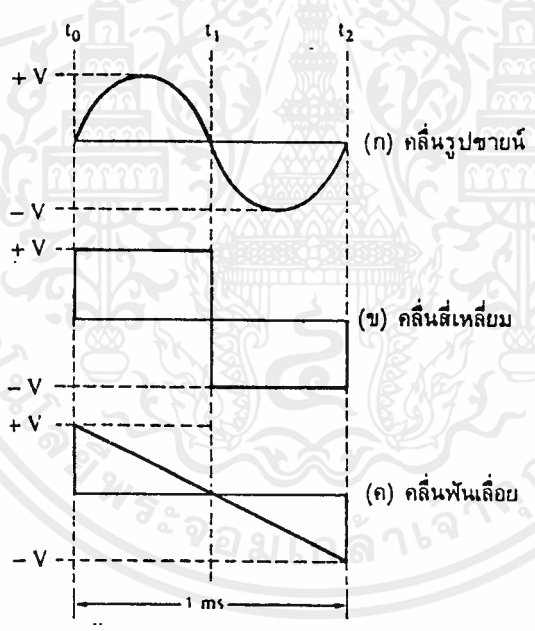
ก่อนที่จะเราเข้าสู่เรื่องการมอดูเลต ขอบททวนเกี่ยวกับรูปคลื่นสำคัญ ๆ ที่พบอยู่บ่อย ๆ และวิเคราะห์คลื่นในเชิงความถี่ (frequency domain)

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
 เอกสารนี้ตามทฤษฎี คลื่นรายคาบ (periodic) ใด ๆ จะประกอบด้วยรูปไซน์จำนวน  
 ไม่จำกัดจำนวน ซึ่งถ้าหากเราไม่ต้องการให้ผิดเพี้ยนจากความจริงทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากมายผสมกัน คลื่นรายคาบในที่นี้หมายถึง คลื่นที่มีรูปคลื่นซ้ำ ๆ กันทุก ๆ ไซเคิล รูปที่ 2 แสดงคลื่นรายคาบ 3 ชนิดซึ่งมีรูปคลื่นซ้ำกันทุก ๆ ไซเคิล คลื่นรายคาบทั้ง 3 ชนิดนั้น แท้ที่จริงก็เกิดขึ้นจากการประกอบของรูปคลื่นไซน์

ซึ่งมีค่าแอมพลิจูด เฟส และความถี่ตามสัดส่วน นอกจากนี้เราสามารถพิสูจน์ให้เห็น ได้ว่า **ไม่ว่าคลื่นรายคาบจะมีรูปร่างแบบไหน เมื่อวิเคราะห์ในเชิงความถี่แล้วจะ ประกอบด้วยคลื่นรูปไซน์จำนวนมากมาผสมกัน โดยมีแอมพลิจูด เฟส และความถี่ตามสัดส่วน**

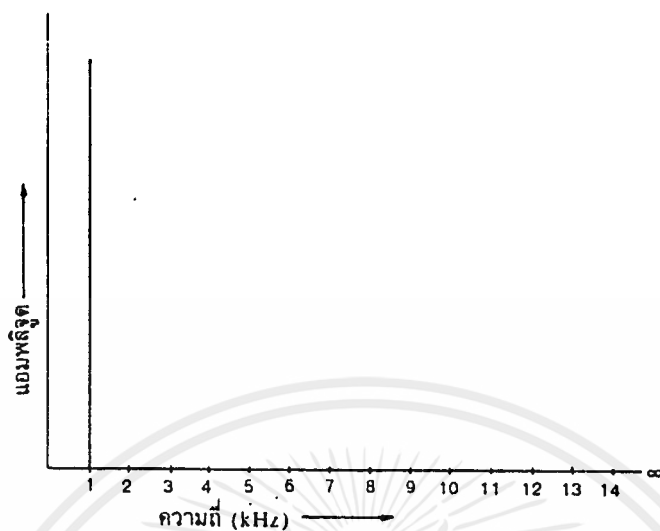
1.1.1 คลื่นรูปไซน์ (sine wave) จะมีรูปคลื่นตามรูป 2(ก) ซึ่งเป็นภาพที่เราสามารถมองเห็นได้จากออสซิลโลสโคปโดยแกนแนวนราบเป็นเวลา แกนแนวตั้งเป็นแอมพลิจูด ส่วนในรูปที่ 3 เป็นรูปคลื่นที่ปรากฏบนเครื่องสเปกตรัมมอโนไลเซอร์ (spectrum analyzer) ซึ่งเป็นการแสดงภาพในเชิง



รูปที่ 2 รูปคลื่นชนิดต่าง ๆ

ความถี่ (มักเรียกกราฟในเชิงความถี่ว่าสเปกตรัม) แกนแนวนราบเป็นความถี่ แกนแนวตั้งเป็นแอมพลิจูดสังเกตว่ารูปคลื่นไซน์จะปรากฏเป็นแท่งตั้ง 1 แท่ง (ในที่นี้เป็นรูปคลื่นไซน์ ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือคาบเวลา (period) เท่ากับ 1 มิลลิวินาที จาก  $t = 1/f$ ) ตรงตำแหน่งความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ บนแกนราบมีเพียงแท่งเดียวเพราะเป็นคลื่นรูปไซน์บริสุทธิ์

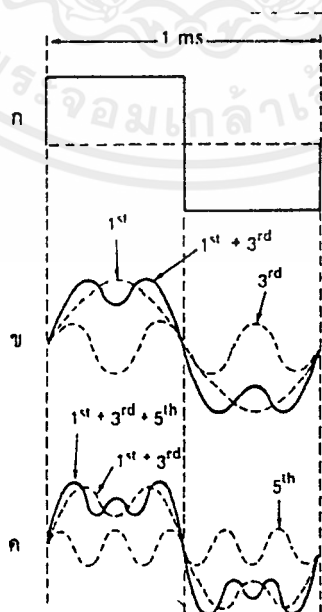
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



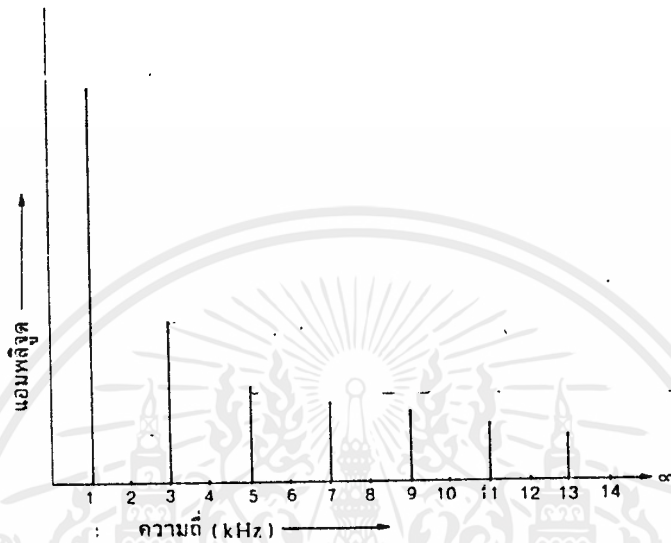
รูปที่ 3 แสดงการวิเคราะห์คลื่นรูปซายน์ในเชิงความถี่ด้วยเครื่องสเปกตรัมอนาล็อก

#### 1.1.2 คลื่นรูปสี่เหลี่ยม (square wave)

รูปที่ 4 แสดงคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ (แสดงไว้ 1 ไซเคิลเพราะ ไซเคิลอื่น ๆ ก็มีรูปร่างซ้ำกัน) คลื่นรูปสี่เหลี่ยมนี้ประกอบด้วยคลื่นรูปซายน์จำนวนมาก หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า คลื่นรูปสี่เหลี่ยมประกอบด้วยคลื่นรูปซายน์ที่เป็นคลื่นความถี่พื้นฐาน (fundamental) จำนวน 1 คลื่น และคลื่นรูปซายน์ที่มีความถี่เท่ากับอาร์โมนิกคี่ (odd) ซึ่งมีความถี่เป็น 1 เท่า, 3 เท่า, 5 เท่า... จนถึงจำนวนนับอนันต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4 คลื่นที่ประกอบกันเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



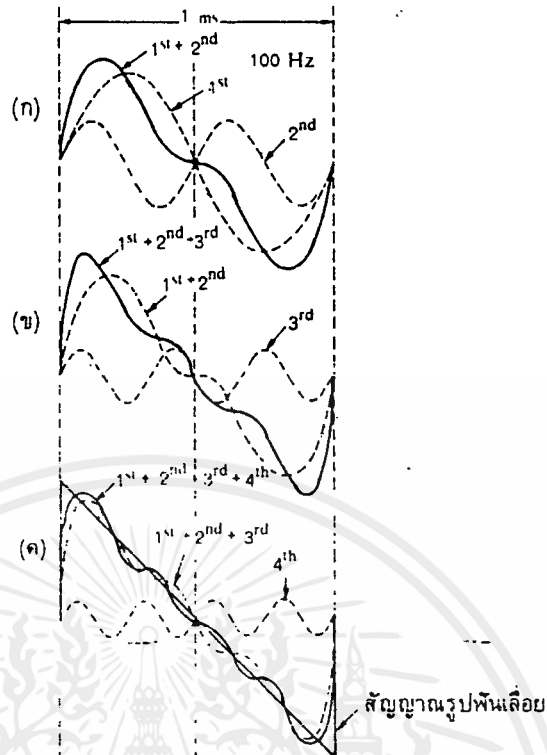
รูปที่ 5 วิเคราะห์คลื่นรูปสี่เหลี่ยมในเชิงความถี่

ผลของการรวมคลื่นฟันดาเมนต์ล (คลื่นฮาร์โมนิกที่ 1) และคลื่นฮาร์โมนิกที่ 3 แสดงในรูปที่ 6(ข) และแสดงรวมของฮาร์โมนิกที่ 1, 3 และ 5 จะเป็นดังรูปที่ 6(ค) สังเกตว่ารูปคลื่นซายน์ที่รวมกันเริ่มมีรูปร่างใกล้เคียงกับคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ถ้าหากจำนวนคลื่นฮาร์โมนิกที่เป็นเลขคี่มารวมกันมากขึ้นรูปคลื่นก็จะกลายเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์เหมือนรูปที่ 6(ก) ฉะนั้นถ้าพิจารณาในเชิงความถี่ คลื่นสี่เหลี่ยม 1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะปรากฏเป็นแท่งของคลื่นที่มีความถี่เท่ากับความถี่ฮาร์โมนิกที่ 1 (ฟันดาเมนต์) 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ฮาร์โมนิกที่ 3, 5, 7, 9, 11, 13 กิโลเฮิร์ตซ์ (แสดงไว้ถึง 13 กิโลเฮิร์ตซ์) ความจริงยังมีฮาร์โมนิกคี่จนไปถึงความถี่อนันต์ สังเกตว่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกจะน้อยลงๆ เมื่อความถี่สูงขึ้น และน้อยมากจนไม่ต้องนำมาพิจารณา

**คลื่นรูปฟันเลื่อย (sawtooth wave)** รูปที่ 7 แสดงรูปคลื่นฟันเลื่อยซึ่งประกอบด้วยฮาร์โมนิกลำดับคู่ (even) และลำดับคี่ ในรูปที่ 7(ค) แสดงถึงการรวมคลื่นรูปซายน์ ฟันดาเมนต์กับฮาร์โมนิกที่ 2, 3 และ 4 สังเกตว่ารูปคลื่นเริ่มใกล้เคียงกับรูปฟันเลื่อยเมื่อรวมฮาร์โมนิกมากขึ้นๆ สำหรับภาพวิเคราะห์รูปคลื่นฟันเลื่อยในเชิงความถี่จะปรากฏดังรูปที่ 8 สังเกตว่ามีทั้งฮาร์โมนิกคู่และคี่

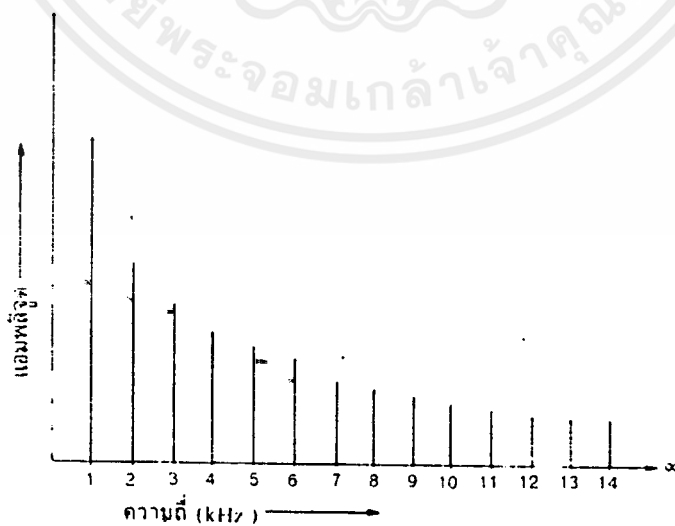
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1<sup>st</sup> หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ 1  
หรือ ฟันดาเมนทัล  
2<sup>nd</sup> หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ 2  
3<sup>rd</sup> หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ 3  
4<sup>th</sup> หมายถึง ฮาร์โมนิกที่ 4



รูปที่ 6 คลื่นที่ประกอบกันเป็นคลื่นฟันเลื่อย

จากตัวอย่างรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและฟันเลื่อย สรุปได้ว่าเราสามารถนำคลื่นรูปไซน์ต่าง ๆ มาผสมกันให้เป็นรูปร่างซับซ้อนกันได้จำนวนนับไม่ถ้วน และในทางกลับกันคลื่นรูปร่างใด ๆ ก็ตามเราสามารถแยกออกเป็นคลื่นรูปไซน์ต่าง ๆ ได้เช่นกัน



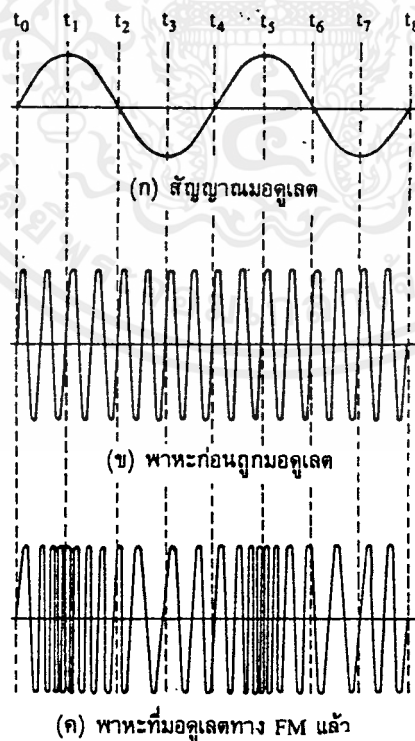
รูปที่ 7 สเปกตรัมความถี่ (ภาพที่แสดงการวิเคราะห์ในเชิงความถี่) ของคลื่นฟันเลื่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้เพื่อการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 8(ก) เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 8(ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 8(ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา  $t_0$  สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดยอดสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา  $t_1$

ที่เวลา  $t_2$  สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดังเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าตกต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดังเดิมเช่นกัน ในช่วงเวลา  $t_4$  ถึง  $t_8$  ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์





ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ ดิวิเอชัน ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิรตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ  $\pm 0.1$  เมกะเฮิรตซ์หรือ  $\pm 100$  กิโลเฮิรตซ์

อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ตัวอย่าง เช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นโทน(สัญญาณเสียง)ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม คือเท่ากับ  $\pm 100$  กิโลเฮิรตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่แอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป  $\pm 100$  กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป  $\pm 50$  กิโลเฮิรตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติดังนี้

1. มีแอมพลิจูดที่คงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับครุฑความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน(หรือดิวิเอชัน) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

### การมอดูเลตทางเฟส

ในการมอดูเลตทางเฟส เฟสของพาหะยอมเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต เมื่อเฟสของพาหะเปลี่ยนแปลง ความถี่ของพาหะก็เปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นการมอดูเลตทางเฟสจะทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนด้วยเสมอ จริงๆแล้วในการมอดูเลตทางความถี่เฟสก็จะเปลี่ยนแปลงด้วย สรุปแล้วการเปลี่ยนแปลงทั้งสองแบบจะเกิดขึ้นพร้อมๆกัน

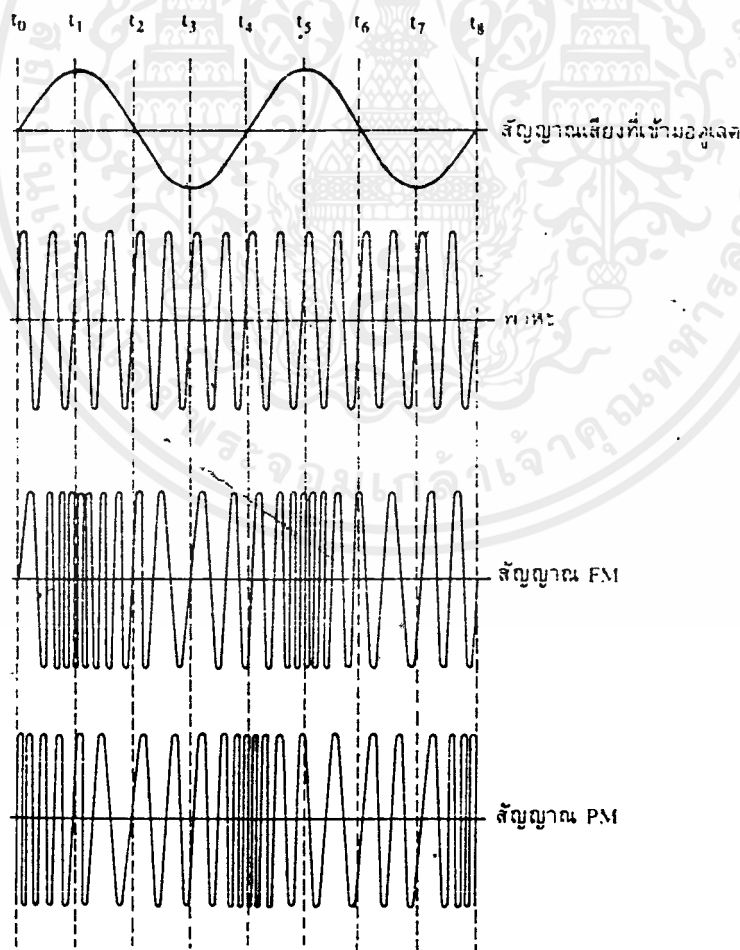
รูปที่ 9 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ FM กับ PM จะเห็นว่าสัญญาณทั้งสองมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เว้นแต่ในการมอดูเลตทางเฟสความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ด้วยเหตุนี้การมอดูเลตทางเฟส ความถี่เบี่ยงเบนมีค่ามากที่สุดในขณะที่สัญญาณมอดูเลตผ่านศูนย์ (แกนศูนย์) กล่าวคือ เฟสของพาหะมีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุดในขณะที่สัญญาณมอดูเลต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนจากบวกเป็นลบหรือลบเป็นบวก

สังเกตว่าที่เวลา  $t_2$  สัญญาณที่เข้ามอดูเลตผ่านศูนย์สัญญาณ PM เบี่ยงเบนไปยังความถี่ต่ำสุดที่เวลา  $t_4$  สัญญาณที่เข้ามอดูเลตผ่านศูนย์อีกครั้งสัญญาณ PM เบี่ยงเบนไปยังความถี่สูงสุด ฉะนั้นการมอดูเลตทางเฟสจึงทำให้เกิดสัญญาณ FM ด้วยเช่นกัน

ดังได้กล่าวมาแล้วในการมอดูเลตทางเฟส ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ด้วยเหตุนี้ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปมากที่สุดเมื่อสัญญาณที่เข้ามอดูเลตผ่านแกนศูนย์ สมมติว่าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต (สัญญาณเสียง) เพิ่มขึ้นจาก 100 เฮิรตซ์ เป็น 1000 เฮิรตซ์ คือเพิ่มเป็น 10 เท่าที่ความถี่ 100 เฮิรตซ์ สัญญาณเสียงจะเปลี่ยนเฟสเท่ากับ  $100 \text{ เฮิรตซ์} \times 360 \text{ องศา} = 36000 \text{ องศาต่อวินาที}$  ที่ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ สัญญาณเสียงจะเปลี่ยนเฟสเพิ่มขึ้นเป็น 360000 องศาต่อวินาที เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนเฟส ฉะนั้นความถี่พาหะย่อมเบี่ยงเบนมากขึ้นเมื่อความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น



รูปที่ 9 ความแตกต่างระหว่างคลื่น PM กับ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อแตกต่างของสัญญาณ PM กับ FM ได้แก่ (ตาราง 1.1)

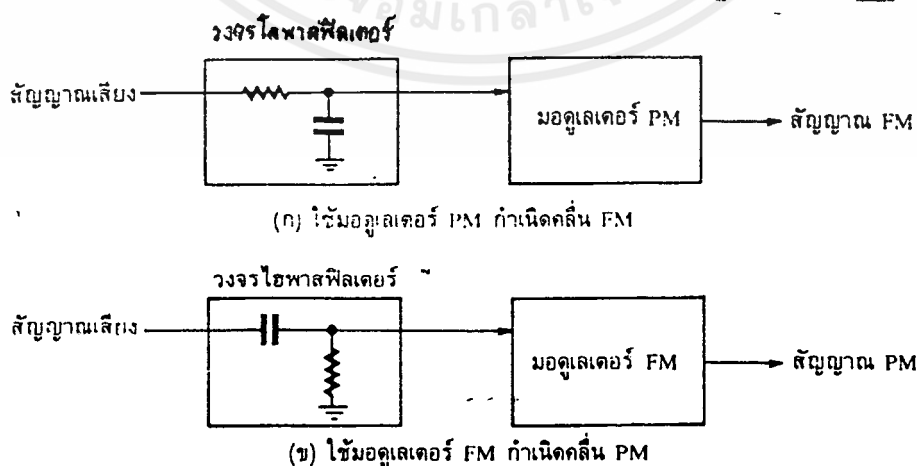
1. สัญญาณ PM มีความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนโดยตรงกับทั้งความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

2. สัญญาณ FM มีความถี่เบี่ยงเบนที่เข้าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตโดยไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ตาราง 1.1 เปรียบเทียบค่าความถี่เบี่ยงเบนและเฟสเบี่ยงเบนในระบบ FM กับ PM

| การมอดูเลต | ความถี่เบี่ยงเบน                                   | เฟสเบี่ยงเบน                                                      |
|------------|----------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|
| ระบบ FM    | เป็นสัดส่วนกับแรงดันของสัญญาณมอดูเลต               | เป็นสัดส่วนกับแรงดันและเป็นสัดส่วนผกผันกับความถี่ของสัญญาณมอดูเลต |
| ระบบ PM    | เป็นสัดส่วนกับทั้งแรงดันและความถี่ของสัญญาณมอดูเลต | เป็นสัดส่วนกับแรงดันของสัญญาณมอดูเลต                              |

ความจริงแล้ว ถ้าเราใช้สัญญาณเสียงความถี่เดียวมอดูเลตให้กับสัญญาณพาหะให้มีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากัน ทั้งสัญญาณ FM กับ PM ก็จะมีรูปคลื่นเหมือนกันทุกประการ แต่เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณมอดูเลต เราจะเห็นความแตกต่างระหว่างสัญญาณ FM และ PM เพราะว่าสัญญาณ PM จะมีความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น แต่สัญญาณ FM จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่าเดิม (อัตราการเบี่ยงเบนเท่ากันที่เพิ่มขึ้น) ด้วยเหตุนี้การแปลงวงจรมอดูเลตแบบ FM เป็น PM หรือแบบ PM เป็น FM เราสามารถใช้วงจรฟิลเตอร์ RC ธรรมดาแปลงได้



### รูปที่ 10 การแปลงระหว่างคลื่น PM กับ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 10(ก) เราใช้วงจรฟิลเตอร์ชนิด (low-pass filter) ทำหน้าที่ลดทอนแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณที่ได้เมื่อป้อนให้แก่วงจรเฟรมมอดูเลตเตอร์ก็กลายเป็นสัญญาณ  $f_m$  ทั้งนี้ก็เพราะว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การลดทอนแอมพลิจูดจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนลดลงไปชดเชยกับความถี่เบี่ยงเบนซึ่งเพิ่มขึ้นเนื่องจากความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น ทำให้การเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตไม่มีผลต่อความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณพาหะคุณสมบัตินี้ก็เป็นคุณสมบัตินี้ของสัญญาณ  $f_m$  นั่นเอง

### ดัชนีการมอดูเลต

ในระบบ  $am$  ปริมาณการมอดูเลต เรานิยามวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น  $AM$  ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ  $FM$  เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยามเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$M = \frac{f_d}{f_m} \quad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้  $f_d$  คือช่วงความถี่เบี่ยงเบน

$f_m$  คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าสูง (แตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 และ 1) ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง  $FM$  เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$M = \frac{75 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ  $FM$  ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ( $f_{dmax}$ ) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ญาณที่เข้ามอดูเลต ( $f_m \max$ ) ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเบี่ยงเบน ( $\Delta$ ) จะเท่ากับ

$$\Delta = \frac{f_{d\max}}{f_m \max}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = \frac{f_d * 100}{f_{d\max}}$$

ในที่นี้  $f_d$  คือ ความเบี่ยง เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต  
 $f_{d\max}$  คือความเบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

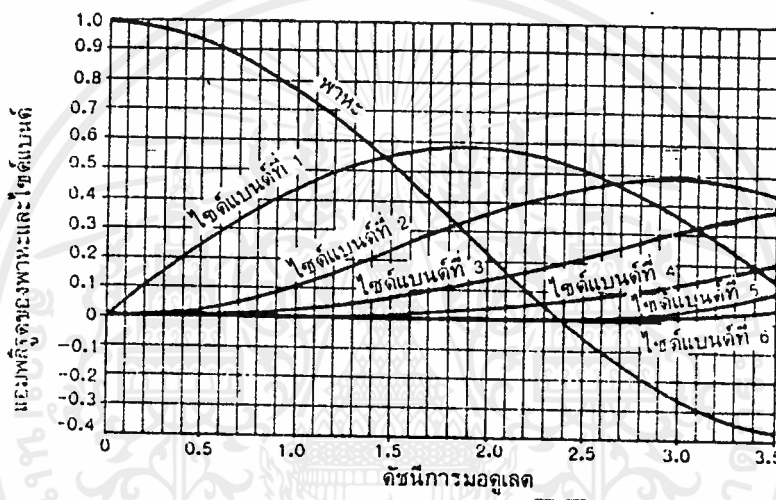
### ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัวคือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึงในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆ

ในรูปที่ 11 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้นแต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

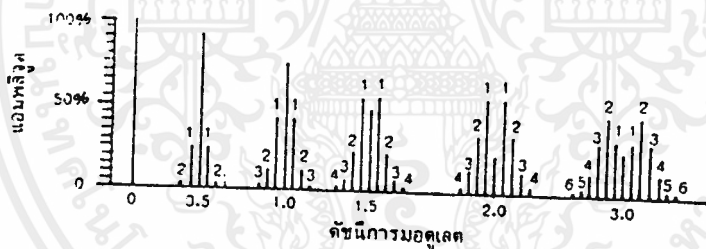


รูปที่ 11 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

กราฟในรูปที่ 11 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 1.2 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราจะตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้จะมีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 12

ตารางที่ 1.2 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ

| ดัชนีการมอดูเลต | พาหะ  | ไซด์แบนด์ที่ |       |       |       |       |       |       |       |       |       |      |      |      |      |      |      |
|-----------------|-------|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|
|                 |       | 1            | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     | 7     | 8     | 9     | 10    | 11   | 12   | 13   | 14   | 15   | 16   |
| 0.00            | 1.00  | —            | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 0.25            | 0.98  | 0.12         | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 0.5             | 0.94  | 0.24         | 0.03  | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 1.0             | 0.77  | 0.44         | 0.11  | 0.02  | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 1.5             | 0.51  | 0.56         | 0.23  | 0.06  | 0.01  | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 2.0             | 0.22  | 0.58         | 0.35  | 0.13  | 0.03  | —     | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 2.5             | -0.05 | 0.50         | 0.45  | 0.22  | 0.07  | 0.02  | —     | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 3.0             | -0.26 | 0.34         | 0.49  | 0.31  | 0.13  | 0.04  | 0.01  | —     | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 4.0             | -0.40 | -0.07        | 0.36  | 0.43  | 0.28  | 0.13  | 0.05  | 0.02  | —     | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 5.0             | -0.18 | -0.33        | 0.05  | 0.36  | 0.39  | 0.26  | 0.13  | 0.05  | 0.02  | —     | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 6.0             | 0.15  | 0.28         | -0.24 | 0.11  | 0.36  | 0.36  | 0.25  | 0.13  | 0.06  | 0.02  | —     | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 7.0             | 0.30  | 0.00         | -0.30 | -0.17 | 0.16  | 0.35  | 0.34  | 0.23  | 0.13  | 0.06  | 0.02  | —    | —    | —    | —    | —    | —    |
| 8.0             | 0.17  | 0.23         | -0.11 | -0.29 | -0.10 | 0.19  | 0.34  | 0.32  | 0.22  | 0.13  | 0.06  | 0.03 | —    | —    | —    | —    | —    |
| 9.0             | -0.09 | 0.24         | -0.14 | -0.18 | -0.27 | -0.06 | 0.20  | 0.33  | 0.30  | 0.21  | 0.12  | 0.06 | 0.03 | 0.01 | —    | —    | —    |
| 10.0            | -0.25 | 0.04         | 0.25  | 0.06  | -0.22 | -0.23 | -0.01 | 0.22  | 0.31  | 0.29  | 0.20  | 0.12 | 0.06 | 0.03 | 0.01 | —    | —    |
| 12.0            | -0.05 | -0.22        | -0.08 | 0.20  | 0.18  | -0.07 | -0.24 | -0.17 | 0.05  | 0.23  | 0.30  | 0.27 | 0.20 | 0.12 | 0.07 | 0.03 | 0.01 |
| 15.0            | -0.01 | 0.21         | 0.04  | 0.10  | -0.12 | -0.13 | 0.21  | 0.01  | -0.17 | -0.22 | -0.09 | 0.10 | 0.24 | 0.28 | 0.25 | 0.18 | 0.12 |



รูปที่ 12 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2.0, 3.0 ตามลำดับ

### แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์ของผลิจของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ  $f_c + f_m$  ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ  $f_c + 2f_m$  ... ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ  $f_m/f_m$  ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

อย่างไรก็ตามในกรณีที่การมอดูเลตเป็นแบบ FM อย่างง่าย เราสามารถใช้สูตรข้างบนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิร์ตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} m &= \frac{f_d}{f_m} \\ &= \frac{18 \text{ kHz}}{3 \text{ kHz}} = 6 \end{aligned}$$

นำ  $m = 6$  ไปหาไซด์แบนด์สำคัญพิจารณาได้จากตารางที่ 1.2 จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= f_m * \text{จำนวนไซด์แบนด์} * 2 \\ &= 3 \text{ kHz} * 9 * 2 \\ &= 54 \text{ kHz} \end{aligned}$$

ความจริงในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า  $f_{d \max}$  และ  $f_{m \max}$  เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$\begin{aligned} BW &= 2(m+1) f_{m \max} \\ \text{หรือ } BW &= 2(f_{d \max} + f_{m \max}) \text{ เมื่อ } m = \frac{f_{d \max}}{f_{m \max}} \end{aligned}$$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราสามารถคำนวณได้ว่า

$$\begin{aligned} BW &= 2 * (6 + 1) * 3 \\ &= 42 \text{ kHz} \\ \text{หรือ } BW &= 2 * (18 + 3) \\ &= 42 \text{ kHz} \end{aligned}$$

เหมือนกับที่เราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอนต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## นอยส์ (Noise)

นอยส์ เป็นสัญญาณที่เข้ามาแทรกแซงหรือรบกวน (interfere) นอยส์ที่รับเข้ามาได้แบ่งออกได้เป็น 4 ประเภท คือ

1. นอยส์บรรยากาศ (atmospheric noise) เกิดขึ้นจากความแปรปรวนของบรรยากาศที่ห่อหุ้มโลก เช่น พายุฝนฟ้าผ่า ก่อให้เกิดคลื่นวิทยุแผ่กระจายออกไปรอบโลก นอยส์บรรยากาศเกิดขึ้นอยู่ตลอดเวลา แม้จะไม่มีพายุฝนฟ้าคะนองก็ตาม

2. นอยส์จากอวกาศ (space noise) เกิดจากดวงอาทิตย์และดวงดาวนับล้าน ๆ ดวงในจักรวาล ดวงอาทิตย์เป็นวัตถุที่มีขนาดมหึมาและมีความร้อนสูงถึง 6000 องศาเซลเซียสที่ผิวดวงอาทิตย์ ฉะนั้นดวงอาทิตย์จะแผ่พลังงานออกมาเป็นสเปกตรัมความถี่กว้างมาก พลังงานนี้ปรากฏออกเป็นนอยส์คงที่ อย่างไรก็ตามที่ผิวดวงอาทิตย์ยังมีความแปรปรวนอื่น ๆ อีก เช่น จุดบนดวงอาทิตย์ (sun spot) - การลุกโชติช่วง (solar flare) ซึ่งก่อให้เกิดนอยส์เพิ่มขึ้นอีก

3. นอยส์ที่เกิดขึ้นจากสิ่งประดิษฐ์ที่มนุษย์สร้างขึ้น (man-made noise) ได้แก่ นอยส์ที่เกิดจากมอเตอร์ไฟฟ้า การจุดระเบิดของรถยนต์การรั่วของสายไฟแรงสูง ฯลฯ

4. นอยส์ภายในตัวอุปกรณ์เครื่องรับ (internal noise) แยกเป็น 2 ประเภทคือ นอยส์อุณหภูมิ (thermal noise) เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ในตัวอุปกรณ์ บางครั้งเรียกว่าจอห์นสันนอยส์ (Johnson noise) และช็อตนอยส์ (shot noise) เกิดขึ้นในอุปกรณ์แอคทีฟ (active device) ทุกชนิดเนื่องจากการรวมตัวของอิเล็กตรอนกับโฮล (hole) เช่น ในทรานซิสเตอร์ ซึ่งไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

สัญญาณที่ได้รับจากการสื่อสารอาจจะเสียไปได้เนื่องจากสัญญาณรบกวน (Noise) ซึ่งเกิดจากสาเหตุหลาย ๆ อย่าง เช่น การทำงานจากหัวเทียนรถยนต์ หรือแปรงถ่านของเครื่อง สัญญาณรบกวนพวกนี้สามารถป้องกันได้ หรือสัญญาณรบกวนที่รับมาจากสายอากาศ ซึ่งบางครั้งก็สามารถป้องกันได้ โดยการหันทิศทางของสายอากาศ

ยังมีแหล่งกำเนิดพื้นฐาน (Fundamental) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากภายในวัสดุที่ใช้ในวงจร ซึ่งมีกฎที่แน่นอนและสามารถออกแบบวงจรเพื่อลดสัญญาณรบกวนนี้ได้

### สัญญาณรบกวนจากความร้อน

อิเล็กตรอนอิสระจะเคลื่อนที่แบบไม่มีทิศทางในตัวนำเมื่อได้รับพลังงานความร้อน

(Thermal energy) เนื่องจากกำลังสัญญาณรบกวนเกิดจากพลังงานความร้อน จึงเรียกว่า สัญญาณรบกวนจากความร้อน (Thermal noise) หรือสัญญาณรบกวนจอห์นสัน

(Johnson noise) สัญญาณรบกวนนี้ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของตัวนำและค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ญาณรบกวนจะแปรตามช่วงกว้างความถี่หรือสเปกตรัม กฎแห่งความสับสนจะได้นี้

$$p_n = kTB \quad \text{วัตต์} \quad (1)$$

|          |       |   |                                    |              |
|----------|-------|---|------------------------------------|--------------|
| กำหนดให้ | $P_n$ | = | ค่าเฉลี่ยกำลังสัญญาณรบกวน          | : วัตต์      |
|          | $T$   | = | อุณหภูมิของตัวนำ                   | : เคลวิน     |
|          | $B$   | = | ช่วงกว้างของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน | : เฮิร์ต     |
|          | $k$   | = | ค่าคงที่โบลส์แมน                   |              |
|          |       | = | $1.38 \times 10^{-23}$             | : จูล/เคลวิน |

จากสมการข้างบนจะเห็นได้ว่าที่อุณหภูมิหนึ่งตัวนำ (Conductor) เปรียบเสมือนแหล่งผลิตพลังงานไฟฟ้า (Generator of electrical energy) ชนิดหนึ่งรูปคลื่นโวลเตจที่เปลี่ยนไปตามเวลาแสดงตามรูป 13(a) ซึ่งความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังนี้มีความสำคัญมาก แสดงตามรูป 13(b)

ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังนี้คือ ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนต่อหนึ่งเฮิร์ตช่วงตัวกว้างสัญญาณ



รูปที่ 13 (a) โวลเตจสัญญาณรบกวนตามเวลา

(b) สเปกตรัมของกำลังสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ(1)จะได้

$$S_n = kT \quad \text{วัตต์/เฮิรท}$$

ความหนาแน่นของสเปกตรัมแสดงตามรูป 4.1(b) ที่อุณหภูมิของห้อง ( $T=290\text{k}$ )  
ความหนาแน่นของสเปกตรัมเท่ากับ

$$S_n = 1.38 \times 10^{-23} \times 290$$

$$= 4 \times 10^{-21} \quad \text{w/H}_z$$

สำหรับช่วงกว้างความถี่  $1 \text{ MHz}$  กำลังสัญญาณรบกวนเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_n &= S_n B \\ &= 4 \times 10^{-21} \times 10^6 \\ &= 4 \times 10^{-15} \quad \text{วัตต์} \end{aligned}$$

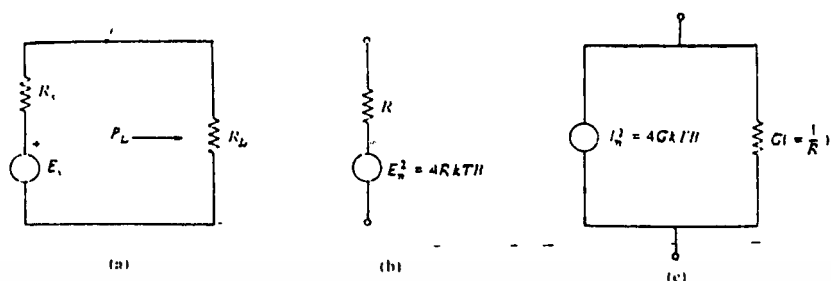
ค่านี้อาจจะเห็นว่าไม่มากเท่าไร แต่ถ้าเปรียบเทียบกับสัญญาณ  $1.0$  ไมโครโวลต์  
 $50$  โอห์ม แล้วจะได้กำลังสัญญาณ(จากสูตรการถ่ายทอดพลังงานสูงสุด)

$$\begin{aligned} P &= E^2 / 4R \\ &= (1.0 \times 10^{-6})^2 / (4 \times 50) \\ &= 5 \times 10^{-15} \quad \text{w} \end{aligned}$$

จะเห็นว่า กำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวนจะใกล้เคียงกันมากถึงแม้จะไป  
เข้าวงจรขยายก็ไม่ช่วยอัตราส่วน  $S/N$  ดีขึ้นเลย

เนื่องจากตัวนำก็เป็นแหล่งผลิตสัญญาณไฟฟ้า จึงมีวงจรสมมูลของโวลเตจและกระแส  
สำหรับแหล่งผลิตสัญญาณรบกวนนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 14 (a) ผลิตโวลเตจ  $E_n$  และความต้านทาน  $R_n$  ต่อกับตัวภาระ  $R_L$

(b) วงจรสมมูลย์โวลเตจของแหล่งผลิตสัญญาณรบกวน

(c) วงจรสมมูลย์กระแสของแหล่งผลิตสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 14 ค่าเฉลี่ยกำลังงานจากแหล่งผลิตโวลเตจ RMS คือ  $E_n$  และความต้านทานภายใน  $R_n$  ต่อกับตัวภาระ  $R_L$  เมื่อ  $R_n = R_L$  จะได้รับการถ่ายเทพลังงานสูงสุดเท่ากับ

$$P_{L \max} = E_n^2 / 4R_n$$

ถ้าตัวนำมีความต้านทาน  $R$  และผลิตโวลเตจของสัญญาณรบกวน  $E_n$  จะได้

$$kTB = E_n^2 / 4R$$

$$E_n^2 = 4RkTB$$

จากสัญญาณนี้แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนจากความร้อนซึ่งสามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ตามรูป 14 (b) สมการนี้มีประโยชน์มากและถูกนำมาใช้บ่อยในการคำนวณหาลักษณะสัญญาณรบกวนของเครื่องต่างๆ

วงจรสมมูลย์แหล่งกำเนิดกระแสของสัญญาณรบกวนจากความร้อนแสดงตามรูป 14 (c) และสามารถคำนวณได้เหมือนกับวงจรโวลเตจ จากสมการการถ่ายเทพลังงานสูงสุดของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_L = I^2 / 4G_{\text{eq}}$$

ดังนั้น

$$I_{\text{rms}}^2 = 4GkTB$$

กำหนดให้  $G = \text{ค่าความนำ} = 1/R$

### อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ในระบบการสื่อสารนั้น การเปรียบเทียบกำลังงานของสัญญาณรบกวนต่อกำลังงานของสัญญาณนั้น เป็นสิ่งสำคัญมากและวิธีการที่ดีที่สุดในการวัด คือ อัตราส่วนกำลังงานระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ( $S/N$ )

ในภาคผสมสัญญาณ (Mixer) ของเครื่องรับเป็นภาคที่ต้องการสัญญาณแรงมาก เพื่อให้อัตราส่วน  $S/N$  สูงพอ ถ้าสัญญาณอ่อนเกินไปก็ต้องขยายก่อน เพื่อความง่ายในการพิจารณา วงจรขยายสัญญาณรบกวนทั้งหมดจะถูกเปลี่ยนให้ไปอยู่ที่อินพุต หลังจากผ่านวงจรขยายแล้ว ก็จะเป็นสัญญาณออกเหมือนกัน

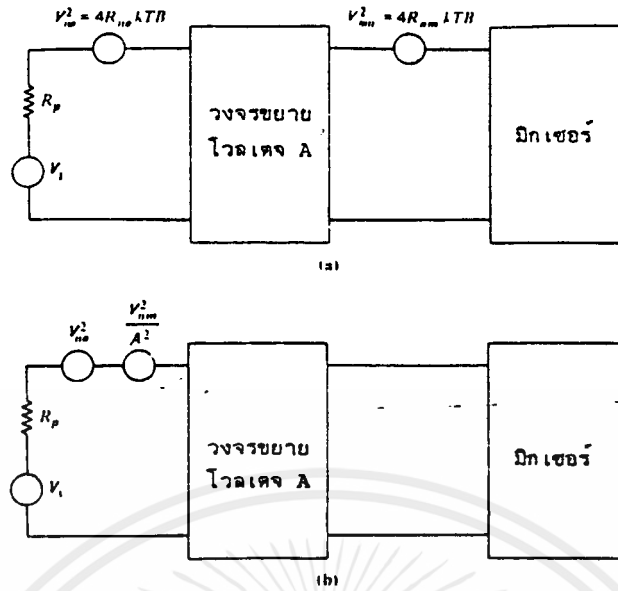
รูปที่ 15(a) แสดงถึงความต้านทานของสัญญาณรบกวน  $R_{\text{nm}}$  ในวงจรผสมสัญญาณและวงจรขยายมีการขยาย (Gain)  $A$  ความต้านทานของสัญญาณรบกวน  $R_{\text{na}}$  ที่สัญญาณเข้าวงจรขยายมีแหล่งสร้างโวลเตจสัญญาณรบกวน  $(V_{\text{na}})^2 / A^2$  วงจรสมมูลย์แสดงตามรูป 15(b)

โวลต์เตจของสัญญาณรบกวนเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_{\text{n}}^2 &= (V_{\text{na}})^2 + (V_{\text{nm}})^2 / A^2 \\ &= 4 (R_{\text{na}} + R_{\text{nm}} / A^2) k T_{\text{o}} B \end{aligned}$$

อัตราส่วน  $S/N$  เมื่อต่อวงจรขยายด้วยเท่ากับ

$$(S/N) = V_{\text{s}}^2 / [4 (R_{\text{p}} + R_{\text{na}} + R_{\text{nm}} / A^2) k T_{\text{o}} B]$$



รูปที่ 15 (a) วงจรขยายต่อกับวงจรผลมสัญญาณ

(b) วงจรผลมมัลติที่แสดงถึงแหล่งสัญญาณรบกวนต่างๆ

อัตราส่วน  $S/N$  เมื่อสัญญาณต่อเข้าวงจรผลมสัญญาณโดยตรงไม่ต้องผ่านวงจรขยายจะได้

$$(S/N)_{\text{mixer}} = V_m^2 / [4(R_p + R_{nm}) k T_o B]$$

สำหรับวงจรขยายเพื่อการปรับปรุง  $S/N$  ให้ดีขึ้นควรจะ

$$R_{na} + R_{nm} / A^2 < R_{nm}$$

ถ้าต้องการปรับปรุงให้ดีขึ้นอีกจะได้  $R_{nm} / A^2 \ll R_{na}$  ทำให้อัตราส่วน  $S/N$  ขึ้นอยู่กับวงจรขยายอย่างเดียว

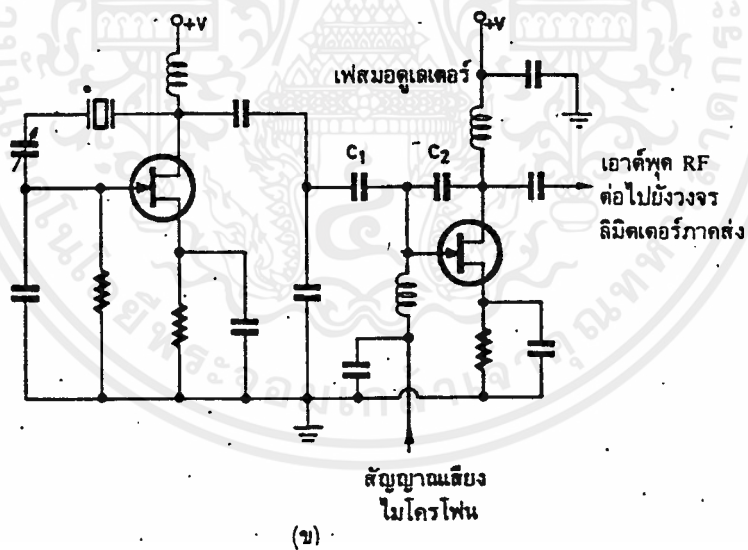
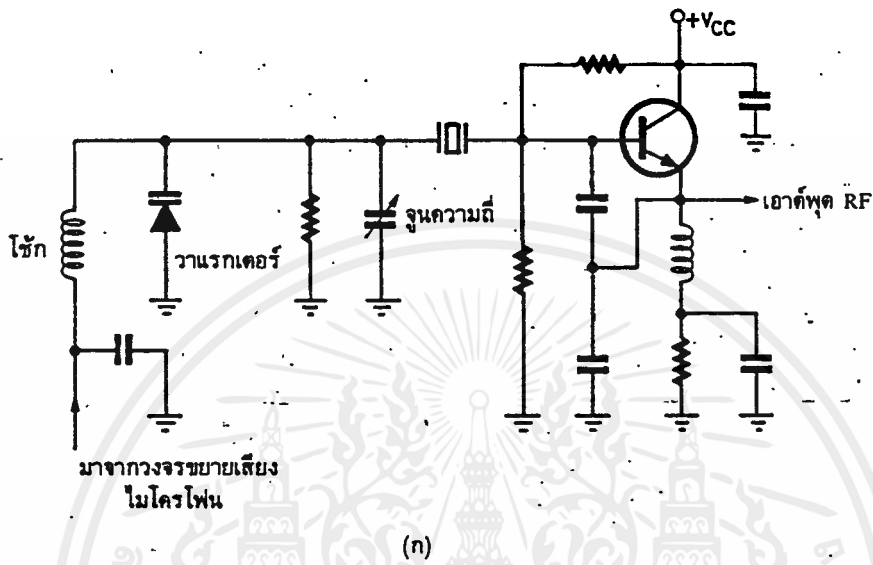
## บทที่ 2

### วงจรพื้นฐานของเครื่องรับส่งวิทยุ

1 มอดูเลเตอร์ FM การกำเนิดสัญญาณ FM สามารถทำได้ 2 วิธีคือ

วิธี FM โดยตรง (direct FM) ซึ่งเราต้องวงจรรีแอคแทนซ์เข้ากับแรมป์กับความถี่ แล้วเปลี่ยนความถี่ของคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ โดยเปลี่ยนค่ารีแอคแทนซ์ของวาร์เพเตอร์ไดโอด

วิธี FM โดยอ้อม (indirect FM) เราใช้วิธีมอดูเลตทางเฟสได้เป็นสัญญาณ PM แล้วเปลี่ยนสัญญาณให้เป็นสัญญาณ FM โดยการแก้ผลตอบสนองความถี่ของสัญญาณเสียงที่จะเข้าทำการมอดูเลตปกติความถี่เบี่ยงเบนจะมีค่า 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (คิดรวม 2 ข้างเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยทำไปแรมป์กับความถี่จะเปลี่ยนไปได้ประมาณ 0.05 เปอร์เซนต์- นั่นคือสามารถมอดูเลตให้ความถี่เบี่ยงเบนไปได้ ประมาณ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นถ้าความถี่แปรปรวนไว้มากเกินไป การมอดูเลตจะเบี่ยงเบนไปไม่ได้ไม่เท่ากันทั้งสองข้าง คือจะมากข้างหนึ่งและน้อยข้างหนึ่ง ทำให้เกิดความเพี้ยน หลักการมอดูเลตทั่วไปก็ใช้การเปลี่ยนค่ารีแอคแทนซ์ของวาร์เพเตอร์ไดโอดเช่นกันความจริงการกำเนิดสัญญาณ FM ทั้งสองวิธี ก็ให้ผลคล้ายกัน จะแตกต่างกันก็ตรงที่ในกรณีเฟสมอดูเลชัน ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนกับความถี่ของสัญญาณที่มอดูเลต เมื่อความถี่เสียงยิ่งสูงความถี่เบี่ยงเบนจะยิ่งมาก นั่นคือมีความถี่ศูนย์หรือ DC จะไม่มีการมอดูเลต ฉะนั้นเมื่อสัญญาณ PM จากเฟสมอดูเลเตอร์จะต้องถูกแปลงให้เป็นสัญญาณ FM เราก็สามารถทำได้โดยนำสัญญาณเสียงมาผ่านกรรมวิธีเพื่อให้สัญญาณความถี่ต่ำๆแรงขึ้น ก่อนที่จะป้อนเข้ามอดูเลต



รูปที่ 16 วงจรมอดูเลเตอร์

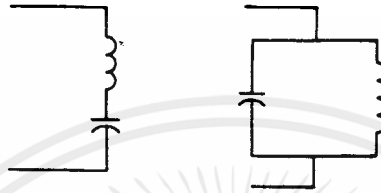
(ก) วิธี โดยตรงใช้การเปลี่ยนความถี่คริสตัลด้วยวาระกเตอร์

(ข) วิธี โดยอ้อมใช้เฟสมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. TUNE CIRCUIT

คือมีความจำเป็นที่จะต้องมียวงจรเลือกความถี่ในการติดต่อสื่อสารทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อที่จะทำการแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่ไม่ต้องการได้ วงจรพื้นฐานของวงจรเลือกความถี่นี้ประกอบด้วยค่า inductance และ capacitance ต่ออนุกรมกันหรือขนานกัน ดังรูปที่ 17



รูปที่ 17

### วงจร LC อนุกรม

การต่ออนุกรมกันระหว่าง capacitor กับ inductor ที่ไม่มีค่าความต้านทาน ในวงจรมีความถี่ซึ่งค่า impedance ของวงจรเป็นศูนย์ เกิดขึ้นเมื่อ

$$X_L = X_C$$

ความถี่ที่เกิดขึ้นคือ  $f_o$  เราเรียกว่า วงจรความถี่รีโซแนนซ์

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

### วงจร RLC อนุกรม

ในวงจร RLC อนุกรมนี้ ค่า impedance ต่ำสุดจะเกิดขึ้นที่ความถี่รีโซแนนซ์มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่นั่นเอง ดังรูปที่ 18

$$Z_o = R$$

จะได้ความถี่รีโซแนนซ์คือ

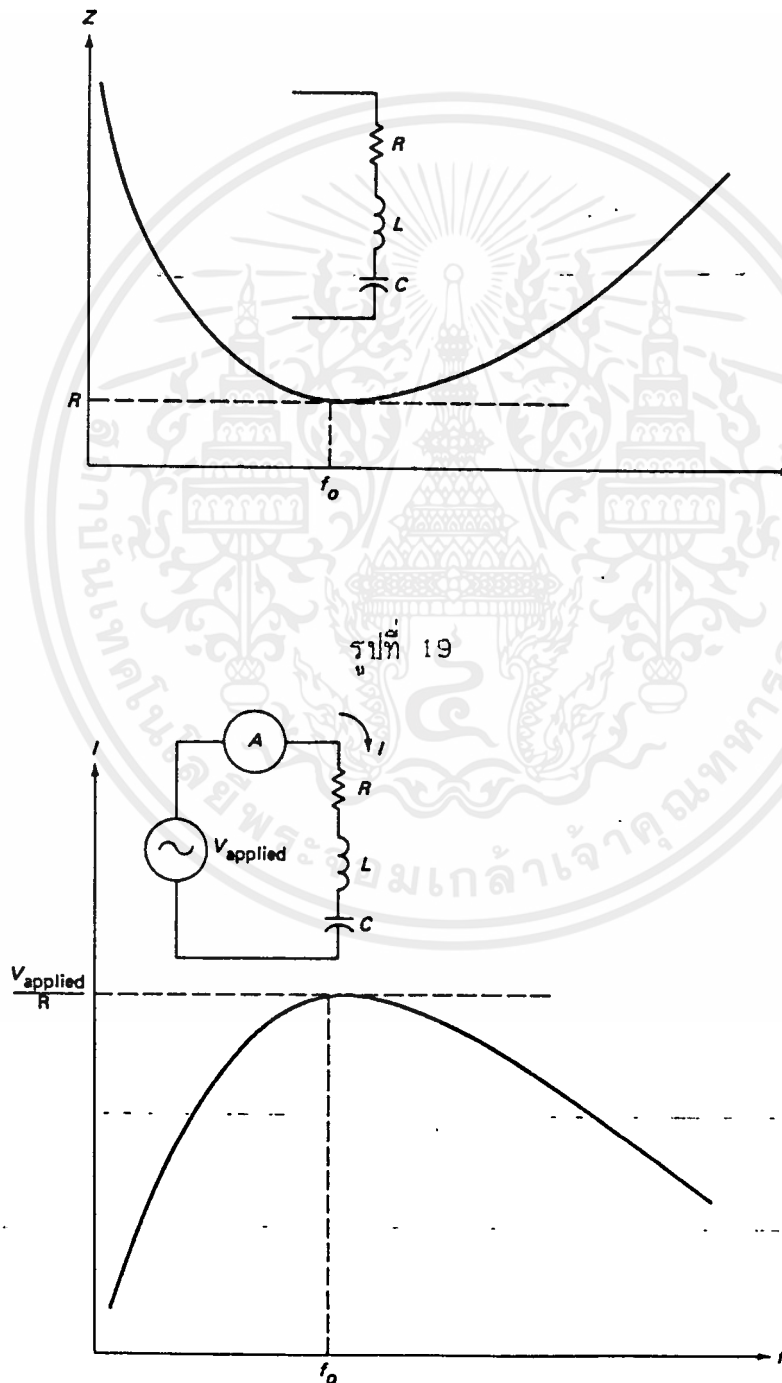
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## BANDWIDTH และ Q

การ plot ความสัมพันธ์ระหว่างค่า impedance กับความถี่ของวงจร RLC  
 อนุกรมแสดงดังรูปที่ 19 และกราฟที่ plot ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่ของวง  
 จร RLC อนุกรมก็แสดงดังรูปที่ 20



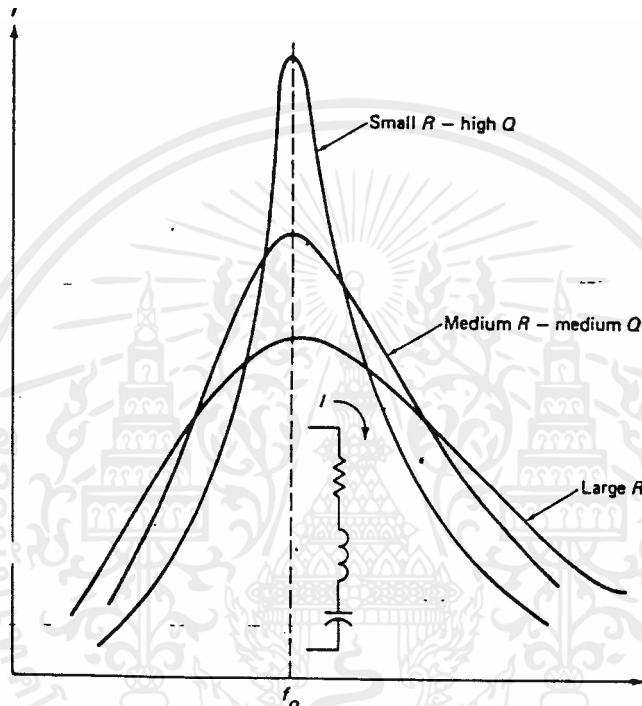
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 20 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปกราฟความล้นพ้นี้ดังกล่าวก้าวข้างต้นจะขึ้นอยู่กับค่า  $Q$  ของวงจร ซึ่งค่า  $Q$  มีค่าเท่า

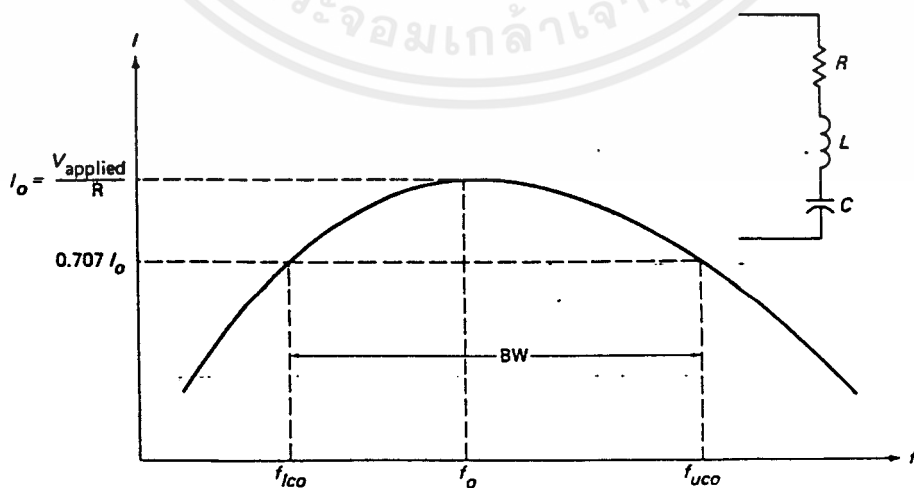
กับ

$$Q = \frac{X_L}{R}$$

รูปกราฟของวงจร RLC อนุกรมอย่างง่ายที่มีค่า  $Q$  เกี่ยวข้องด้วยแสดงดังรูปที่ 21



รูปที่ 21



รูปที่ 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bandwidth ของวงจร RLC อนุกรม คือช่วงความแตกต่างระหว่างความถี่สองความถี่ที่ซึ่งกระแสลดลงมาอยู่ที่ 0.707 เท่าของค่ากระแสสูงสุด ความถี่ที่ได้สองความถี่นี้ถูกกำหนดเป็นความถี่คutoff สูงและความถี่คutoff ต่ำ เราเรียกจุดนี้ว่าจุด half power point ดังรูปที่ 23 ค่าของ bandwidth และค่า Q ของวงจรมีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$BW = \frac{f_o}{Q}$$

### วงจร LC ขนาน

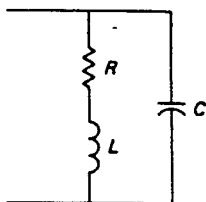
วงจร LC ขนานนี้สภาวะรีโซแนนซ์จะเกิดขึ้นที่

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

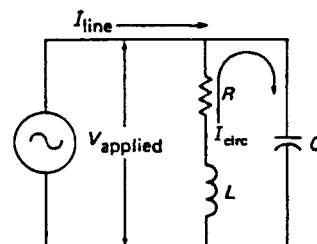
ที่ความถี่  $f_o$  นี้ค่า impedance จะมีค่าเท่ากับอนันต์ (infinity) สมมติค่าความต้านทานของวงจรมีค่าน้อยมาก ๆ

### วงจร LC ขนานแบบมีความต้านทานต่อรวม

การศึกษาวงจร LC ไม่ว่าจะเป็นวงจรขนานหรืออนุกรมจะไม่ทำการพิจารณาค่าความต้านทานที่เกิดกับขดลวด (inductor) แต่ในทางปฏิบัติแล้วเราต้องนำค่าความต้านทานดังกล่าวมาพิจารณาด้วย รูปที่ 23 แสดงวงจรเทียบเท่าของวงจร LC ขนานที่มีค่าความต้านทานภายใน L ต่ออยู่ด้วย ค่าความถี่รีโซแนนซ์ก็ยังคงเท่ากับ  $1/2\pi\sqrt{LC}$  แต่ค่า impedance จะมีค่าไม่ถึงอนันต์ (infinity) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $Z_o = Q \cdot X_L$  ซึ่ง  $Q = X_L/R$



รูปที่ 23



รูปที่ 24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในวงจร RLC ขนานนี้สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ กระแสจากแหล่งจ่าย(line current) และกระแสที่ไหลในลูป(circulation current) จากรูป 24 ค่าของกระแสเหล่านี้ที่กล่าวจะรีโซแนนซ์ดังสมการ

$$I_{o\_line} = \frac{V_{applied}}{Z_o}, \quad I_{circ} = Q \cdot I_{o\_line}$$

ค่าของ bandwidth ของวงจรคือ

$$BW = \frac{f_o}{Q}$$

วงจรที่พบบ่อยอีกวงจรหนึ่งคือ วงจรดังรูปที่ 25 มี load เป็นค่าความต้านทานภายนอก,  $R_x$  ต่อขนานอยู่ ซึ่งค่า  $R_x$  นี้มีผลกับค่า  $Q$  และ  $BW$  ด้วย ดังนั้นผลรวมของค่า impedance เป็นดังนี้

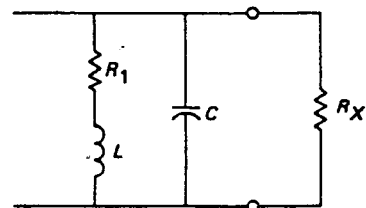
$Z_T$  = ค่า impedance รวมที่ลภาวะรีโซแนนซ์

$Z_{io}$  = ค่า impedance เดิมของวงจร RLC

$$Z_T = \frac{Z_{io} \cdot R_x}{Z_{io} + R_x}$$

$$Q_T = Z_T / X_L$$

$$BW = f_o / Q_T$$

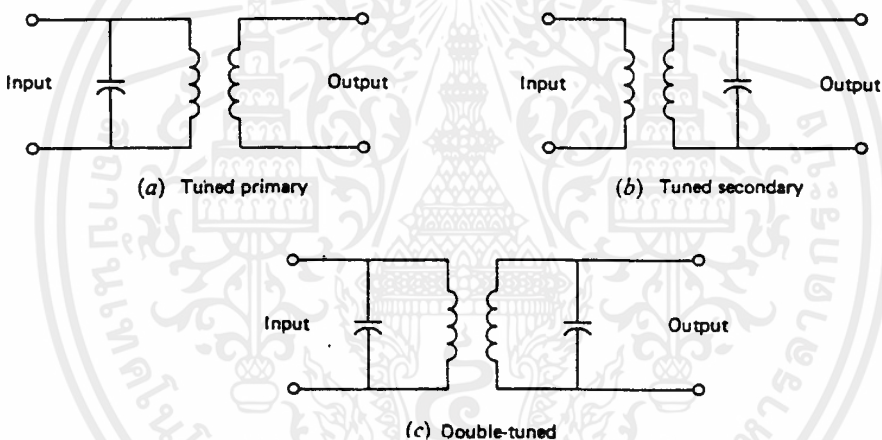


รูปที่ 25

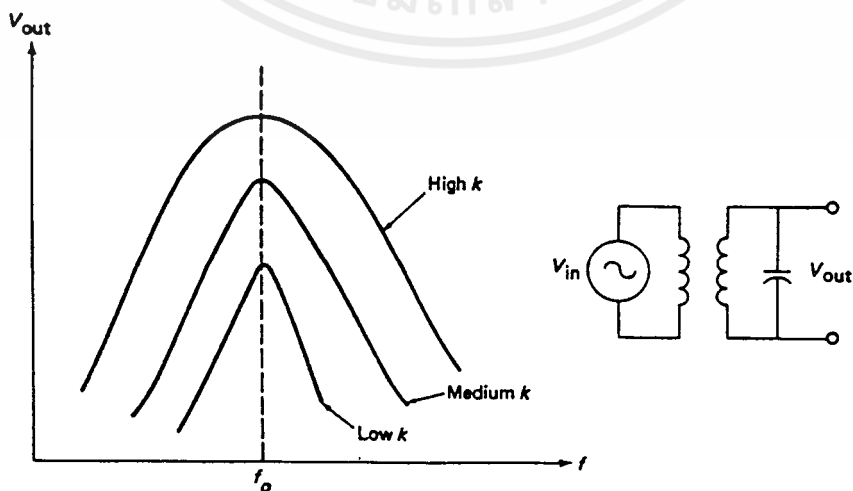
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TRANSFORMER COUPLING

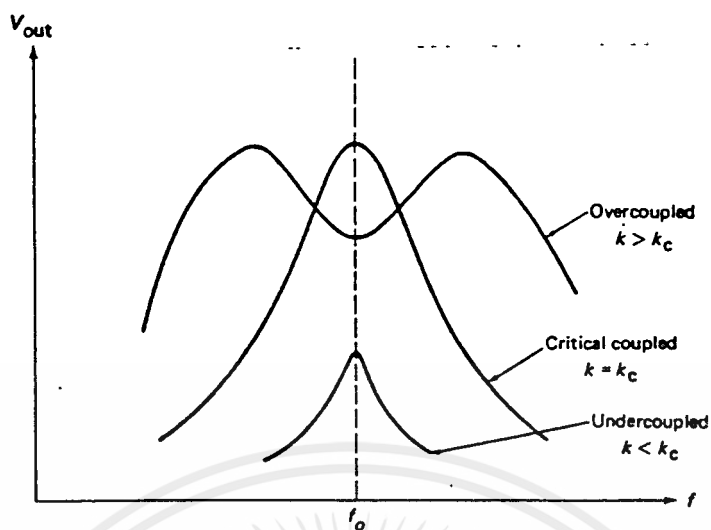
โดยทั่วไปการ coupling พบในอุปกรณ์การสื่อสารชนิด RF โดยการใช้หม้อแปลง รูปที่ 26 แสดงให้เห็นการ coupling ซึ่งใช้ตัวเก็บประจุ (capacitor) ต่อร่วมกับหม้อแปลงในการยอมให้ช่วงของสัญญาณ RF ที่ต้องการสามารถผ่านไปได้ ค่าสัมประสิทธิ์ของการ coupling ของหม้อแปลง คือ การวัดค่าของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดทางด้าน primary ลิงค์ (link) กับขดลวดทางด้าน secondary ของหม้อแปลง ถึงแม้ว่าเป็นอุปกรณ์ชนิด audio ก็ไม่ผิดปกติกที่จะหาค่าสัมประสิทธิ์ของการ coupling ที่กำหนดที่ 0.90 หรือสูงกว่านี้ หม้อแปลงที่ใช้กับวงจร RF circuit มีค่าสัมประสิทธิ์ของการ coupling ที่ 0.01 ถึง 0.05 หม้อแปลง RF มีรูปกราฟผลตอบแทนต่อความถี่ดังรูปที่ 27 และ 28



รูปที่ 26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 27 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 28

อ้างอิงจากรูปที่ 28 กราฟผลตอบสนองของหม้อแปลงจูนชนิด double-tuned และ อ้างอิงกับ overcoupled, undercoupled และ critical coupled conditions critical coupled เป็นแบบหนึ่งที่มีค่า output สูงสุดและค่า bandwidth สูงสุดโดยไม่มีการ dip ใน output ที่ความถี่รีโซแนนซ์ การ coupling แบบ critical นี้มีผลเมื่อค่าสัมประสิทธิ์ของการ coupling มีค่าดังสมการข้างล่างนี้

$$k_c = \frac{1}{a_p \cdot a_s}$$

undercoupled จะให้ได้ทั้งค่า output สูงสุดหรือค่า bandwidth สูงสุด ใน overcoupled dip จะเกิดขึ้นดังในกราฟผลตอบสนองที่ความถี่รีโซแนนซ์

#### BANDWIDTH OF A DOUBLE-TUNED TRANSFORMER

ค่า bandwidth ของการ coupling แบบ double-tuned ของหม้อแปลงมีค่าเท่ากับผลคูณของค่าสัมประสิทธิ์ของการ coupling กับความถี่รีโซแนนซ์ตามสมการนี้

$$BW = k \cdot f_0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์แมชชีน

วงจรอิมพีแดนซ์แมชชีนซึ่งมากในระบบโทรคมนาคม เนื่องมาจากในระบบโทรคมนาคมต้องการให้ได้ค่างานการส่งกำลังงานให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ทั้งนี้จะส่งผลถึงการลดค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณด้วยในทางทฤษฎีแล้วเมื่อค่าของความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายสัญญาณ ( $R_s$ ) มีค่าเท่ากับความต้านทานของโหลดจะให้ค่าการส่งกำลังงานจากแหล่งจ่ายสัญญาณไปยังโหลดมีค่าสูงสุด ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้จากตัวอย่างการคำนวณข้างล่างนี้

สมมติว่ามีวงจรดังรูป 29 โดยค่า  $R_s = 1$  โอห์ม แล้วทำการปรับค่า  $R_L$  โดยกำหนดให้ค่า  $V_s$  คงที่ได้ค่ากำลังงานที่ตกคร่อมโหลด  $R_L$  ตามกราฟรูปที่ 30 โดยใช้สูตรการคำนวณคือ

$$P = V^2 / R \quad (2)$$

$$\text{หาค่า } V_L = R_L / (R_s + R_L) (V_s) \quad (3)$$

$$R = R_L \quad (4)$$

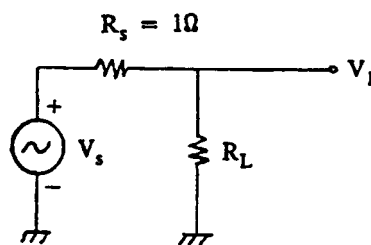
ใช้สมการ (2) และ (3) แทนลงใน (1) จะได้

$$P_L = \{ R_L / R (R_s + R_L) (V_s) \}^2 / R$$

ถ้าให้ค่า  $V_s$  เป็น 1 จะได้

$$P_L = [(R_L / R_s)^2 / R_L] = R_L / (1 + R_L)^2 \quad (5)$$

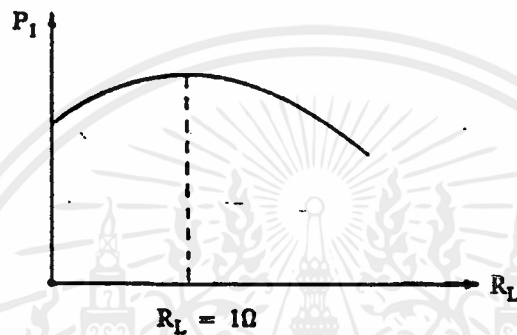
จากสมการที่ (5) ทำการพล็อตกราฟรูปที่ (3) จะเห็นว่าค่า  $P_L$  จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ  $R_L$  มีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือต้องเท่ากับ  $R_s$  จึงจะได้ค่ามากที่สุด



รูปที่ 29 แสดงวงจรในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

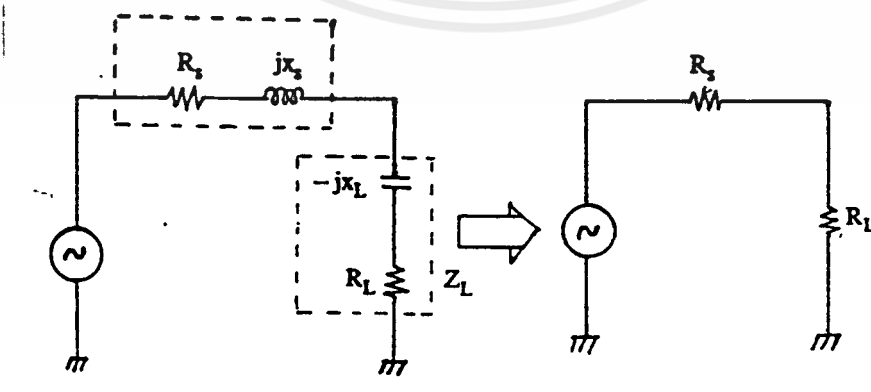
จากคำกล่าวข้างต้นนั้นเป็นเพียงการอธิบายแบบใช้กระแสตรงเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจริงๆ แล้วต้องทำการวิเคราะห์ด้วยกระแสสลับ ความต้านทานต่างๆ ต้องใช้ค่าอิมพีแดนซ์แทนค่า เช่นค่า อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายสัญญาณก็ใช้  $Z_s$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $R+jx$  หรือ  $R-jx$  เป็นต้นในการแมชอิมพีแดนซ์ค่าพวกนี้ ต้องดูว่าค่านี้เป็นบวกหรือลบ เช่นค่า  $Z_s$  ที่เกิดจากอินดักซ์แทนซ์จะมีค่าเป็น  $+jx$  ต้องใช้ค่า  $-jx$  เป็นตัวแมชเพื่อให้หักล้างค่ากันไปเรียกวิธีนี้ว่า การใช้คอมเพล็กซ์ คอนจูเกต (complex conjugate)



รูปที่ 30 กราฟแสดงค่ากำลังงาน  $P_1$  ที่ตกคร่อมโหลด  $R_L$  แต่ละค่าจะได้ค่ามากที่สุดเมื่อ  $R_L$  เท่ากับ 1 โอห์ม

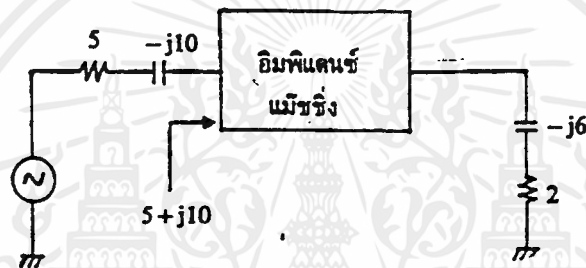
การแมชซึ่งวงจรรูปตัวแอล ( L network )

วงจรรูปตัวแอลทั่วไป สามารถเขียนให้เป็นวงจรที่ทำการแมชซึ่งแล้ว ดังรูปที่ 31

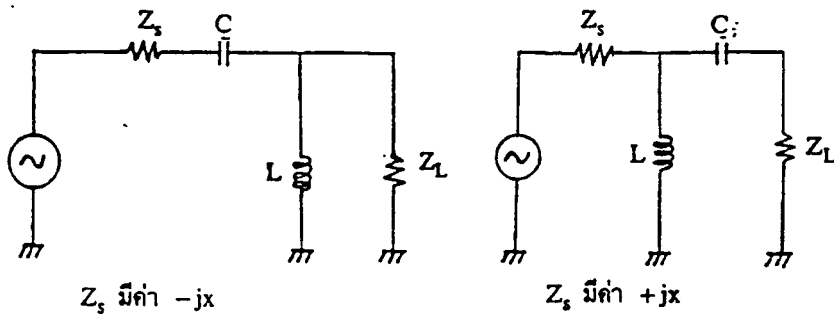


เอกสารนี้เป็นรูปที่ 31 แสดงวงจรการแมชของ  $Z_s$  และ  $Z_L$  อย่างง่ายใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

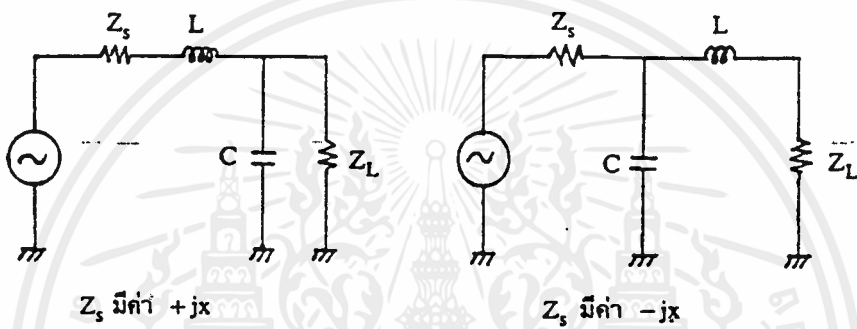
จากรูปที่ 31 จะเห็นว่าการใช้  $L$  หรือ  $C$  เพื่อช่วยในการแมชอิมพีแดนซ์ สามารถทำได้เมื่อเราทราบค่าอีกค่าหนึ่งว่าเป็น  $L$  หรือ  $C$  ถ้าเป็น  $C$  ก็ต้องต่อโหลดที่มีค่า  $L$  เข้าไปเพื่อแก้ค่า  $jx$  ให้หายไปจึงเสมือนเหลือแต่ค่า  $R$  เท่านั้น อย่างไรก็ตามค่าของ โหลดอิมพีแดนซ์และซอสอิมพีแดนซ์ถ้าเราไม่สามารถเลือกค่าได้ตามต้องการจึงจำเป็นที่จะต้องใส่วงจรอิมพีแดนซ์แมชซึ่งเข้าไป เพื่อให้ทั้ง  $Z_{in}$  และ  $Z_L$  มีการแมชที่สมบูรณ์ขึ้น ดังวงจรรูปที่ 32



รูปที่ 32 แสดงการใช้วงจรอิมพีแดนซ์แมชชิง เมื่อค่า  $Z_{in}$  และ  $Z_L$  ถูกกำหนดมาแล้ว จากวงจรรูปที่ 32 ค่าของ  $Z_{in}$  และ  $Z_L$  ปรากฏค่าเป็นค่า  $-jx$  ทั้งคู่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องใส่วงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์เข้าไปโดยให้มีคุณสมบัติเมื่อมองเข้าทางด้านขาเข้า (input) จะเห็นค่าเป็น  $5 + j10$  เพื่อให้แมชกับ  $Z_{in}$  นั่นเอง ในขณะที่ทางด้านขาออก (output) ก็จะทำตัวเป็นค่า  $Z_L$  ตัวใหม่ที่มีค่า  $2 + j6$  เพื่อให้แมชกัน ในบางครั้งจำเป็นที่จะต้องใช้วงจรกรองความถี่เข้ามาช่วยด้วยเพื่อให้ได้คุณสมบัติรวมตามต้องการ ดังนั้นจึงมีการออกแบบวงจรกรองความถี่ทั้งสูงและต่ำรูปตัวแอลเพื่อช่วยในการแมชชิง ดังรูปที่ 33



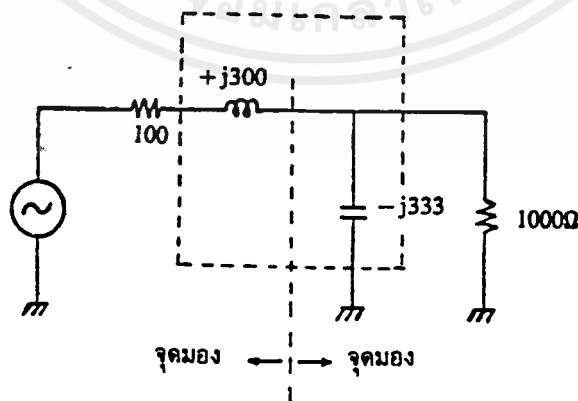
(a) วงจรกรองความถี่สูง



(b) วงจรกรองความถี่ต่ำ

รูปที่ 33 แสดงการแมชชิงที่เป็นวงจรกรองความถี่สูงและต่ำ

ในบางครงการแมชชิงบางวงจรจะมีความยาวมาก เพราะค่าต่างๆของโหนดและซอสอิมพีแดนซ์มีค่าไม่เท่ากันเลยจึงจำเป็นที่จะต้องพิจารณาอย่างดี เช่นวงจรตามรูปที่ 34



รูปที่ 34 แสดงวงจรแมชชิงเมื่อโหนดมีค่าไม่เท่ากันและต้องการคุณสมบัติ

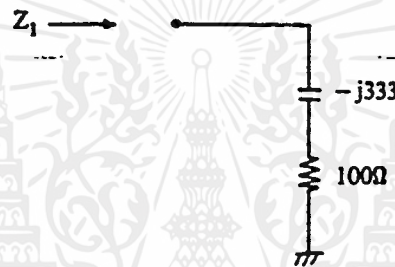
เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 34 เมื่อเรามองค่าของอิมพีแดนซ์จากเครื่องจ่ายสัญญาณจะมีค่าอิมพีแดนซ์ 100 โอห์ม แต่ถ้ามองจากโหลดเข้ามามีอิมพีแดนซ์ 1000 โอห์ม ในการวิเคราะห์การแมชชีนได้จากสมการข้างล่างนี้

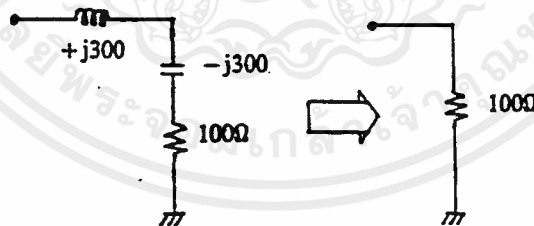
$$\begin{aligned}
 Z_1 &= (X_c R_L) / (X_c + R_L) \\
 &= [-j333(1000)] / [-j333 + 1000] \\
 &= 315 - j71.58 \\
 &= 100 - j300 \quad \text{โอห์ม}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรเมื่อมองไปทางโหลดได้ดังรูปที่ 35



รูปที่ 35 แสดงวงจรเมื่อมองหาทางด้านโหลด

ในทำนองเดียวกันเมื่อมองจากโหลดไปซอสจะเห็นค่าอิมพีแดนซ์ ดังรูปที่ 36



รูปที่ 36 แสดงวงจรเมื่อมองมาทางด้านซอส

หลังจากที่ได้ออกแบบวงจรแมชชีนอิมพีแดนซ์แล้ว ก็สามารถที่จะหาค่า Q ของวงจรได้คือ

$$Q_s = (R_p / R_s) - 1 \quad (6)$$

$$Q_s = (X_p / R_s) \quad (7)$$

$$Q_p = Q_s / X_p \quad (8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 Q_p &= Q \text{ ที่ขั้วอนุกรม} \\
 Q_p &= Q \text{ ที่ขั้วขนาน} \\
 R_p &= \text{ความต้านทาน} \\
 X_p &= \text{รีแอกแตนซ์ที่ขนาน} \\
 R_s &= \text{ความต้านทานที่ต่ออนุกรม}
 \end{aligned}$$

### การแมชชิงคอมเพล็กซ์โหลด (complex load matching)

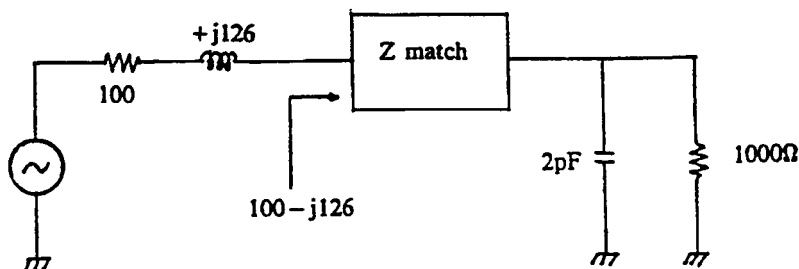
จากที่กล่าวมาแล้วเป็นการแมชชิงค่าโหลดที่เป็นค่าความต้านทานเท่านั้น ในทางปฏิบัติไม่ค่อยมีมากนัก ส่วนมากเป็นโหลดที่มีค่าคาปาซิทีฟหรืออินดักทีฟอยู่ด้วยดังนั้นในหัวข้อนี้จึงเป็นการออกแบบวงจรแมชชิงที่ใช้กับวงจรที่เป็นคอมเพล็กซ์โหลด ทั้งนี้รวมถึงการแมชชิงอิมพีแดนซ์ของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรทรานซิสเตอร์ สายส่งสัญญาณ - วงจรรวม - สัญญาณและวงจรต่าง ๆ ที่ใช้ทางโทรคมนาคม

ในการหาค่าของคอมเพล็กซ์อิมพีแดนซ์ จะใช้หลัก 2 ประการคือ

1. ใช้หลักการดูดซับพลังงาน (Absorption) เมื่อทดลองใช้วงจรแมชชิงใส่เข้าไปแล้วไอออนสัญญาณด้านอินพุตแล้ววัดสัญญาณที่สะท้อนกลับไม่ได้ก็แสดงว่า แมชชิง 100% คือพลังงานถูกดูดซับหมด

2. ใช้การรีโซแนนซ์ เมื่อทราบว่าในวงจรที่ต้องการแมชชิงนี้ปรากฏค่าอินดักทีฟหรือคาปาซิทีฟ ก็ใช้คาปาซิเตอร์ หรืออินดักเตอร์ ต่อเข้าไปตามลำดับแล้วทำการปรับค่าจนเกิดรีโซแนนซ์ (ดูค่าต่ำสุดหรือสูงสุดของค่าแอมพลิจูด)

ตัวอย่างการออกแบบโดยใช้หลักการดูดซับพลังงาน ใช้งานที่ 100 MHz จงหาวงจรแมชชิง



ในการแก้ค่า  $100 + j126$  ต้องใช้ค่าคอนจูเกตคือ  $100 - j126$  มาแก้ ดังนั้น เมื่อมองเข้าไปทางวงจรแก้จึงจะเห็นค่า  $100 - j126$

$$\begin{aligned} \text{จาก } Q_s &= Q_p = (R_p/R_s) - 1 \\ &= 1000/100 - 1 \end{aligned}$$

$$Q_s = Q_p = 3$$

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

$$\begin{aligned} \text{และจาก } X_p &= R_p/Q_p \\ &= 1000/300 \\ &= 333 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

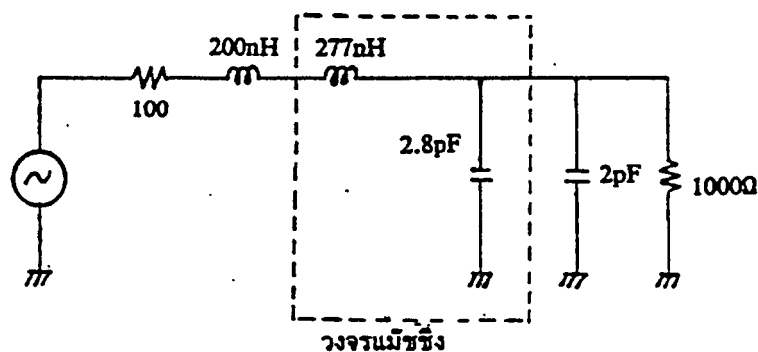
หาค่า L และ C จาก

$$\begin{aligned} L &= X_L/\omega \\ &= 300/(2\pi(100 \times 10^3)) \\ &= 477 \text{ nH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{และจาก } C &= 1/\omega X_C \\ &= 1/(2\pi(100 \times 10^3)(333)) \\ &= 4.8 \text{ pF} \end{aligned}$$

ดังนั้นในวงจรจึงต้องการอินดักเตอร์รวม 477 nH

ค่าในวงจรมีค่า  $+j126$  ซึ่งเท่ากับ 200 nH ดังนั้นในวงจรจึงต้องบวกค่า L อีก 277 nH และค่า C ต้องเพิ่มอีก 2.8 pF ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การใช้วงจรแม็ชซึ่งแบบใช้อุปกรณ์ 3 ตัว

ในหัวข้อก่อนได้กล่าวถึงการแม็ชโดยใช้อุปกรณ์ L, C 2 ตัว ต่อเป็นรูป L โดยวงจรรูปตัว L นี้สามารถแม็ชวงจรที่เป็นรูปง่าย ๆ เช่นมีค่าอิมพีแดนซ์เป็น  $R+jX$  หรือ  $R-jX$  เท่านั้น และในการใช้วงจรรูปตัว L ก็ไม่สามารถควบคุมค่า Q ให้ตามต้องการ เมื่อต้องการค่า Q สูง ๆ เพื่อให้การใช้งานมีแบนด์วิดท์แคบ ๆ (narrow bandwidth) วงจรแบบใช้ 3 element จะสามารถช่วยแก้ปัญหาได้ดีขึ้น ซึ่งถูกเรียกว่าวงจรแบบไพอ (r) ในวงจรแบบนี้จะเปรียบเสมือนวงจรแบบ L สองวงจรต่อชนกันทำให้แม็ชได้ทั้งอินพุทและเอาต์พุท

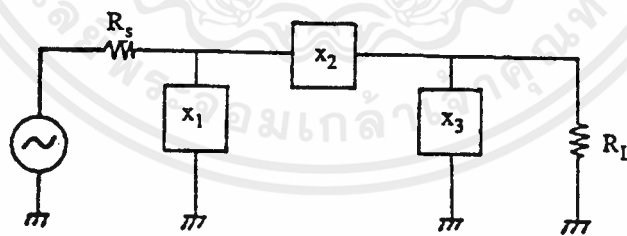
ในการออกแบบวงจรแม็ชซึ่งแบบ r นี้ สามารถคำนวณหาค่า Q ได้จาก

$$Q = (R_H/R) - 1 \quad (9)$$

ค่าของ  $R_H$  = ค่า  $R_H$  หรือ  $R_L$  โดยคิดค่าของตัวที่มีค่ามากที่สุด

$R$  = ค่าความต้านทานเสมือน (Virtual)

ถึงแม้ว่าค่าในการคำนวณจากสมการที่ 9 จะมีค่าผิดพลาดบ้างก็สามารถใช้เป็นแนวทางในการคำนวณได้โดยในทางปฏิบัติจะใช้ค่าประมาณนี้ พร้อมกับทำการปรับค่าให้ได้ตามต้องการ รูปของวงจร r ลูได้จากรูปที่ 37

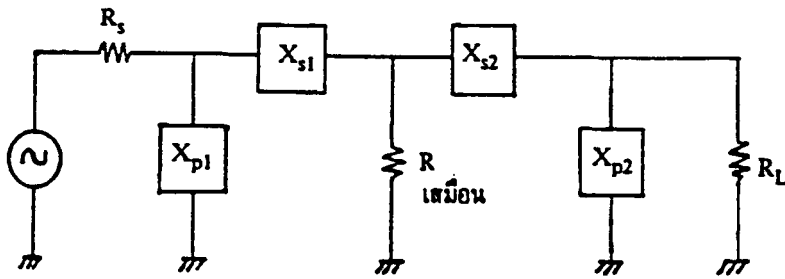


รูปที่ 37 แสดงวงจรแม็ชซึ่งแบบไพอ (r)

ค่าของความต้านทานเสมือนคือ ค่าความต้านทานที่สมมติขึ้นมาว่าอยู่ระหว่างจุดต่อ

ของวงจรแบบ L ดังรูป 38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 38 แสดงตำแหน่งของค่าต้านทานเสมือนที่เกิดขึ้นระหว่างวงจรแอล (L)

การใช้วงจรแมชชีนอิมพีแดนซ์แบบรูปตัวที (T)

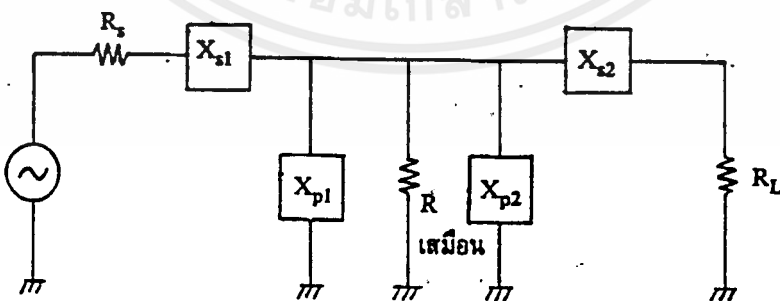
การออกแบบวงจรแมชชีนอิมพีแดนซ์แบบรูปตัวทีจะทำการคำนวณตามแบบวงจรรูปตัว

โดยคำนวณการหาค่าวงจรรูปตัว L ลองชุดที่หันหลังชนกันแล้วทำการลดรูปของวงจรตามแบบรูปตัวทีดังรูปที่ 39 วงจรรูปตัวทีนี้ส่วนใหญ่ใช้ในการแมชชีนระหว่างความต้านทาน  $R_s$  และ  $R_L$  ที่มีค่าความต้านทานต่ำ ๆ และค่า Q ที่มีค่าปานกลางถึงสูง โดยค่า Q หาได้จาก

$$Q = (R/R_{\text{ค่าต่ำ}}) - 1$$

โดยที่  $R$  = ความต้านทานเสมือน

$R_{\text{ค่าต่ำ}}$  = ค่าความต้านทาน  $R_s$  หรือ  $R_L$  โดยเอาค่าที่ต่ำสุดมา



รูปที่ 39 แสดงวงจรรูปตัว T ที่ใช้กับ  $R_L$  และ  $R_s$  ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรแม็ทซ์ซึ่งแบบค่า  $Q$  ต่ำ ผลตอบสนองความถี่กว้าง

ในการออกแบบวงจรแม็ทซ์ซึ่งในหัวข้อที่แล้วเป็นการออกแบบที่ค่า  $Q$  สูง ทั้งนี้ค่า  $Q$  จะสูงโดยอัตโนมัติเมื่อใช้วงจรรูป  $L$  ค่า  $Q$  จะมีความสัมพันธ์กับค่าความต้านทานของโหลดโดยตรง แม้ว่าในวงจรแม็ทซ์ซึ่งรูปตัว  $T$  และ  $\pi$  จะสามารถออกแบบให้ค่า  $Q$  ก็ยังมีค่าสูงอยู่ดี จึงทำให้ผลตอบสนองของความถี่อยู่ในช่วงแคบๆ (narrow-band) ในบางครั้งมีความจำเป็นต้องการวงจรมแม็ทซ์ซึ่งทำให้ผลตอบสนองที่กว้าง ในหัวข้อนี้จึงแสดงรูปแบบของวงจรนี้ตามรูปที่ 40 ลักษณะเป็นวงจรรูปตัว  $L$  เรียงกัน

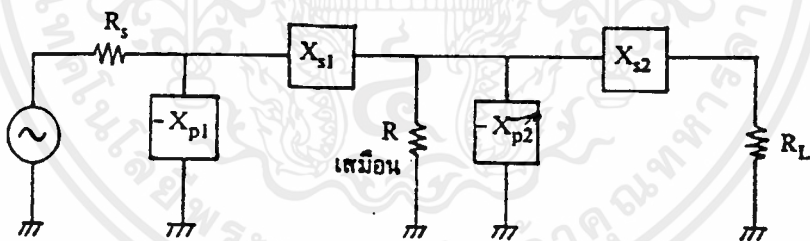
การหาค่า  $R$  เสมือนหาได้จากสมการข้างล่างนี้

$$R = \frac{R_s R_L}{R_s + R_L}$$

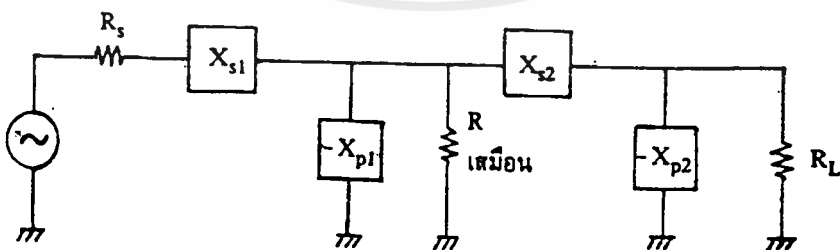
ค่า  $Q$  หาได้จากสมการดังนี้

$$Q = \frac{R}{R_{\text{ค่าต่ำ}}} - 1$$

$$Q = \frac{R_{\text{ค่ามาก}}}{R} - 1$$



(ก) แบบ  $R$  ต่อขนาน

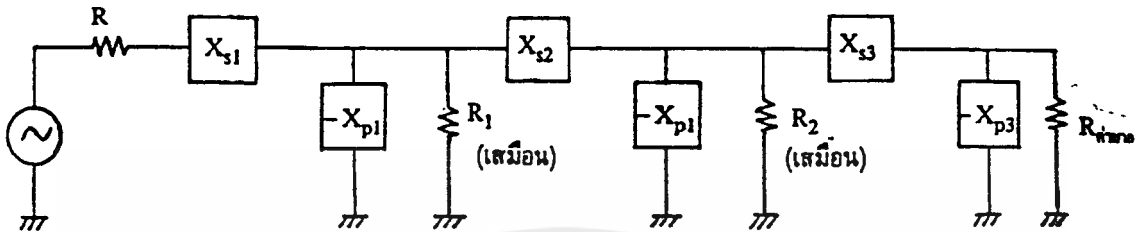


(ข) แบบ  $R$  ต่ออนุกรม

รูปที่ 40 แสดงวงจรแบบค่า  $Q$  ต่ำ แบบตัว T ที่กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าทำการต่อวงจรหลายๆชุด (cascade) ซึ่งจะได้ค่า R เลื่อนตามลมการและ  
รูปที่ 41



รูปที่ 41 แสดงการต่อวงจรแบบค่า Q ต่ำ แบบตัวต่อตัวหลายๆชุดต่อกัน  
การหาค่า  $X_{s1}, X_{p1}, \dots, X_{sn}, X_{pn}$  ทำได้เช่นเดียวกับหัวข้อที่แล้วมา

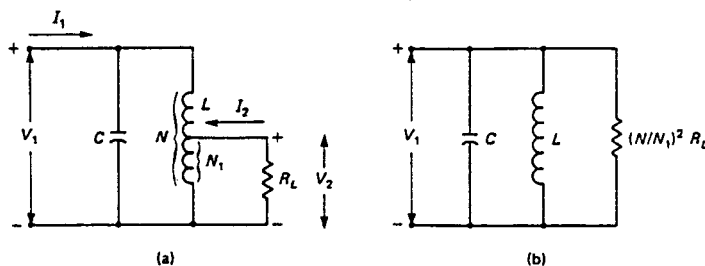
#### Taped Circuit

เพื่อให้เกิดการแมชของอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจรที่นำมาต่อ และป้องกันปัญหาผลกระทบเนื่องจากโหลดซึ่งอาจมีผลทำให้ลดค่า Q ลงเราใช้ Taped Circuit ซึ่งมีทั้งแบบคาปาซิฟและอินดักทีฟ เป็นลักษณะของการต่อมาจากคอล์ยดังรูป 42 (a) หม้อแปลงแบบออโต (autotransformer) ค่าแรงดันที่ แทป (tap) ออกมาจะเป็นสัดส่วนกับจำนวนรอบดังนี้

$$V_z = \frac{N_1}{N} V_1$$

หรือ

$$V_1 = \frac{N}{N_1} V_z$$



รูปที่ 42 (a) แสดงหม้อแปลงที่มีแทป (b) โหลดอ้างอิงที่ขดลวดปฐมภูมิ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในการใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสมมติว่าคอล์ยมีค่าการสูญเสียน้อยมาก ค่ากำลังทางด้านอินพุตและเอาต์พุต อาจเขียนได้ดังนี้

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad \text{และ} \quad I_2 = \frac{V_1 I_1}{V_2} = \frac{N_1 I_1}{N_2}$$

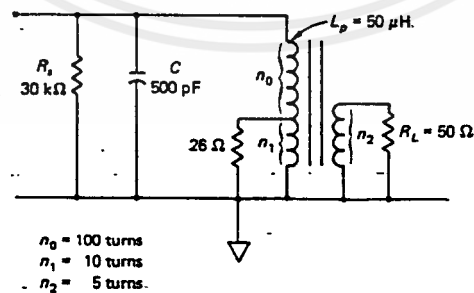
$$\text{หรือ} \quad I_1 = \frac{N_2 I_2}{N_1}$$

สำหรับค่าความต้านทานโหลด  $R_L = V_2 / I_2$  ค่าความต้านทานเสมือนเมื่อมองทางด้านอินพุตจะได้

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_2}{I_2} \frac{N_2}{N_1} = \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$$

ตัวอย่าง

หม้อแปลงปรับค่าได้มีค่า  $L$  ทางขดปฐมภูมิ  $50 \mu\text{H}$  ขณะไม่มีโหลดมีค่า  $Q_u = 50$  ดังแสดงในรูปที่ 43



รูปที่ 43 แสดงวงจรตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ค่าความถี่เรโซแนนซ์ } f_o &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50*10^{-6}*500*10^{-12}}} \\ &= 1 \text{ MHz} \end{aligned}$$

ค่าความต้านทานไดนามิกทางปฐมภูมิ

$$\begin{aligned} R_{coil} &= Q_u X_L = 50(2\pi*10^6*50*10^{-6}) \\ &= 15.7 \text{ กิโลโห์ม} \end{aligned}$$

ค่าความต้านทานของโหลด 26 โห์มเมื่อคิดเป็นค่าความต้านทานเสมือนอีกด้านหนึ่งของขดลวด

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{(n_2+n_1)^2/n_2}{5} = \frac{50(110)^2}{5} \\ &= 24.2 \text{ กิโลโห์ม} \end{aligned}$$

ค่าความต้านทานเนื่องจากการต่อโหลด

$$\begin{aligned} R &= R_{coil} // R_1 // R_2 // R_3 \\ G &= \frac{1}{R} = \frac{1}{15.7} + \frac{1}{3.15} + \frac{1}{24.2} + \frac{1}{30} \\ &= 4.55*10^{-4} \text{ S} \end{aligned}$$

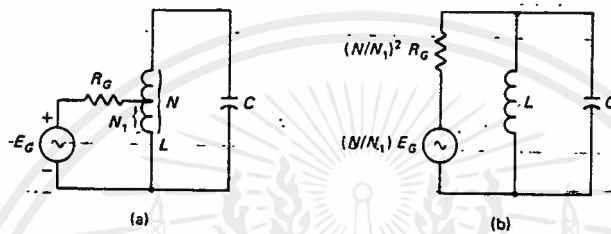
$$R = 2.2 \text{ กิโลโห์ม}$$

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้น } Q &= \frac{R}{X_L} = \frac{2.2*10^3}{2\pi*10^6*50*10^{-6}} \\ &= 7 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ค่าแบนวิทท์} &= \frac{f_o}{Q} = \frac{10^6}{7} \\ &= 142 \text{ KHz} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถลดผลกระทบเนื่องมาจากการต่อโหลด (loading effect) กับแหล่งจ่ายโดยการต่อวงจรดังรูปที่ 44(a) ซึ่งค่าความต้านทานของวงจรจะเพิ่มขึ้นด้วยแฟคเตอร์ของ  $(N/N_1)^2$  ดังนั้นแหล่งจ่ายก็จะถูกทำให้เพิ่มขึ้นด้วยค่าแฟคเตอร์  $N/N_1$  ดังแสดงในรูปที่ 44(b)

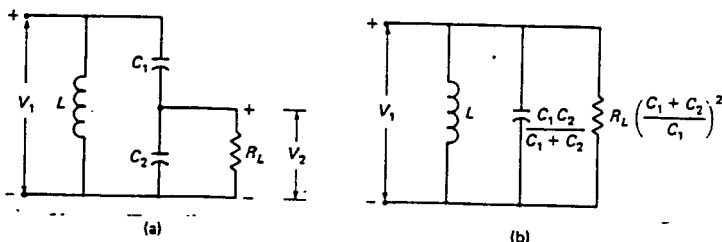


รูปที่ 44(a) แสดงแหล่งจ่ายซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำต่อเข้ากับคอลล์

(b) แสดงวงจรเสมือนของแหล่งจ่ายเมื่อมองทางทุติยภูมิ

รูปที่ 45(a) เป็นการแทป (tap) ด้วยค่าคาปาซิเตอร์ต่อกับวงจรเพื่อลดผลกระทบเนื่องจากโหลด สำหรับโหลด  $R_L \gg \omega C_2$  ค่าคาปาซิเตอร์ที่ต่อเมื่อมองทางด้านอินพุตจะเป็นดังรูปที่ 45(b) ซึ่งการลดค่าผลกระทบเนื่องจากโหลด จะมีผลต่อค่าแรงดันด้านเอาต์พุตทำให้แรงดันลดน้อยลง

$$\text{ดังนั้น} \quad V_2 = V_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$



รูปที่ 45 (a) คาปาซิเตอร์แทป (b) โหลดอ้างอิงที่อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารสำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าอัตราส่วน  $R_L/wC$  มีค่าไม่เกิน 5 รูปที่ 45 จะต้องมีการวิเคราะห์วงจรมากกว่านี้ โดยทั่วไปไม่นิยมใช้การคลัมปลิ่งด้วยคาปาซิทีฟกับวงจรออสซิลเลเตอร์ และวงจรการขยายกำลังขนาดกลางและวงจรขยายกำลังกำลังสูง เพราะจะทำให้เกิดการลดค่าเอาต์พุตมาก การคลัมปลิ่งโดยใช้ ออโตทรานส์ฟอร์เมอร์ซึ่งใช้แกนที่มีค่าความซึมซาบแม่เหล็กสูงจะทำให้มั่นใจได้ว่าไม่เกิดการอิ่มตัวง่าย แต่ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กก็ยังคงมีลักษณะตาม  $B - H$  curve เพื่อให้การสูญเสียมีค่าน้อยจะใช้วัสดุที่มีค่าความซึมซาบของแม่เหล็กสูงๆ และมีค่าการสูญเสียของวัสดุที่  $B - H$  curve จำกัด การสูญเสียของแกนถ้าจะมองกันก็คือพื้นที่ภายใต้  $B - H$  curve นั้นเอง แกนเฟอร์ไรท์ (ferrites) ประกอบด้วย เหล็ก, นิกเกิลและสังกะสีซึ่งจะใช้ในย่านความถี่ HF และ VHF

#### MIXER

อาจเป็นแบบใช้ transistor หรืออาจเป็นแบบใช้ diode ซึ่งเป็นมิกเซอร์แบบ passive ในเครื่องรับรุ่นใหม่นิยมใช้บาลานซ์มิกเซอร์ซึ่งให้คุณสมบัติการอินเตอร์มอดูเลชันดี และขยายสัญญาณได้ด้วย เครื่องรับบางแบบก็ใช้ MOSFET ชนิดเกตคู่เป็นมิกเซอร์

#### LOCAL OSCILLATOR

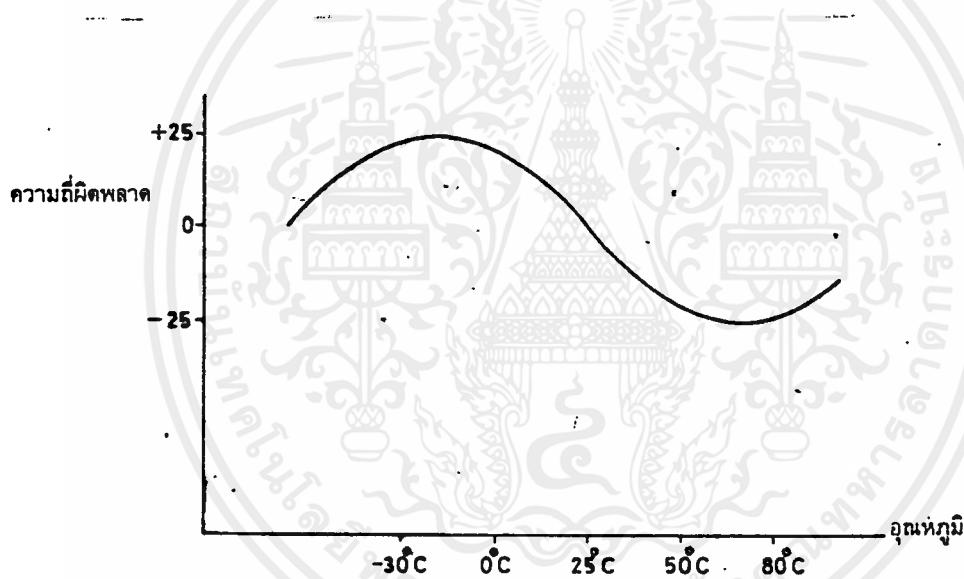
ทำหน้าที่ป้อนสัญญาณอินเจกชันให้แก่วงจรมิกเซอร์ ในกรรมวิธีเฮเทอโรไดน์ เครื่องรับที่ใช้รับบังคับความถี่มักจะกำเนิดสัญญาณอินเจกชัน โดยใช้ crystal oscillator ร่วมกับวงจรมัลติพลาย เครื่องรับบางแบบก็ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

คุณสมบัติของ local oscillator นี้มีความสำคัญต่อคุณภาพของเครื่องรับ โดยเฉพาะความถี่จะต้องเที่ยงตรงและมีเสถียรภาพดีกว่า 10 ppm (ย่อมาจาก part per million หรือ ส่วนในล้านส่วน) ตลอดย่านอุณหภูมิใช้งาน ถ้าเป็นเครื่องรับธรรมดาอาจใช้รับบังคับความถี่ธรรมดาได้ แต่ถ้าต้องการความถี่ที่เที่ยงตรงมาก ๆ จำเป็นต้องใช้แร่อบในกล่องโลหะ (oven) ที่ควบคุมอุณหภูมิได้ ข้อเสียของการอบแร่ก็คือ เปลืองพลังงานไฟฟ้าไปส่วนหนึ่ง

crystal oscillator อีกแบบหนึ่งซึ่งใช้วิธีอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อช่วยชดเชยความถี่ให้ไหลเลื่อน (drift) ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีชดเชยอุณหภูมิแบบนี้เรียกว่า TCXO (temperature compensated crystal oscillator) การเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออุณหภูมิของแร่ไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) แต่เป็นรูปตัว S ตรงที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

46 ฉะนั้นวิธีชดเชยอุณหภูมิจึงต้องเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วย

คุณสมบัติอีกอย่างหนึ่งของ crystal oscillator ก็คือ สัญญาณจะต้องมีความบริสุทธิ์ มิฉะนั้น เมื่อป้อนให้กับมิกเซอร์จะทำให้มีผลตอบลปวเรียม (spurious response) วิธีแก้ที่นิยมใช้ก็คือใช้การชิลด์และใช้ฟิลเตอร์กรองความถี่อาร์โมนิคที่ไม่ต้องการออกไปเสียก่อน นอกจากนี้คุณสมบัติ noise ของ local oscillator ก็มีผลต่อซีเล็กติวิตีการเลือกรับสัญญาณและขจัดสัญญาณข้างเคียงของเครื่องรับด้วย เนื่องจากปรากฏการณ์เมกซ์แบบผกผัน (reciprocal mixing) ถ้าสัญญาณอินเจกชันมี noise ปนอยู่ พลังงานอินพุทจะถูกมอดูเลตด้วย noise เมื่อป้อนไปวงจรขยาย สัญญาณที่ noise ก็将通过ฟิลเตอร์ IF ได้ ซีเล็กติวิตีจึงลดลง ด้วยเหตุนี้สัญญาณช่องข้างเคียงอาจมี noise ล้น (spillover) แทรกเข้าไปในช่องความถี่ใช้งานได้



รูปที่ 46 แสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่ของผลึกแร่ต่ออุณหภูมิ

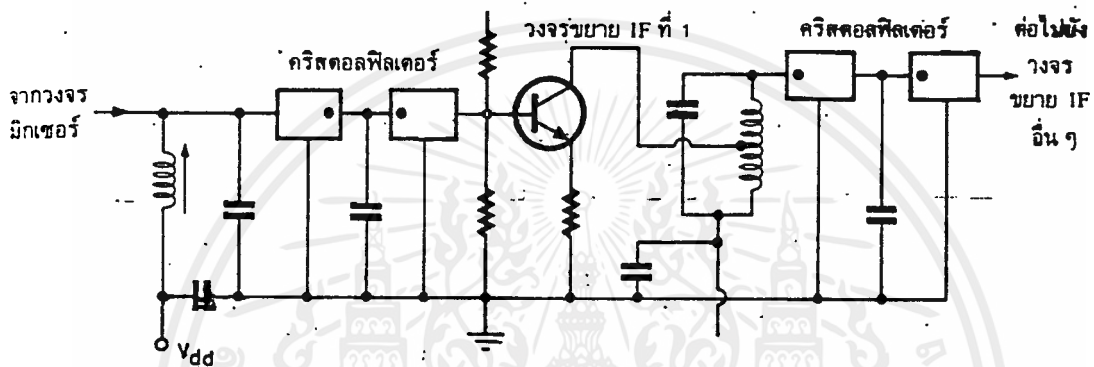
#### วงจรขยาย IF

เอาท์พุทที่ได้จากมิกเซอร์จะป้อนเข้าสู่คริสตอลฟิลเตอร์ (วงจรกรองความถี่แบบคริสตอล) ทนติดตั้งในรูปที่ 47 ซึ่งใช้ฟิลเตอร์ 2 ขั้ว (pole) 2 ตัวแมตช์กัน (matched pair) คู่หนึ่งต่อกับอินพุทของวงจร IF และอีกคู่หนึ่งที่เอาท์พุทของวงจร IF

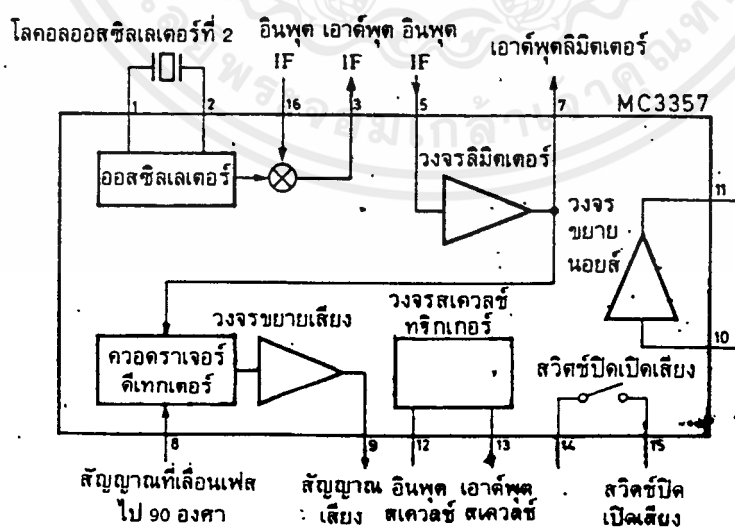
ในกรณีของ single conversion จะมีวงจรคริสตอลฟิลเตอร์และวงจร IF ต่อถัดมาจากมิกเซอร์ แต่ถ้าเป็นในกรณีของ double conversion จากมิกเซอร์ที่หนึ่งจะเป็นคริสตอลฟิลเตอร์ผ่านวงจร IF ค่าสูง และเข้าวงจรมิกเซอร์ที่ 2 และผ่านเซรามิกฟิลเตอร์กับวงจร IF ค่าต่ำ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบซูปเปอร์เอ็ดเทอโรดายนั้ อัตราขยายส่วนใหญ่จะมาจากภาค IF ในเครื่องรับยุคแรก ๆ เรามักให้หลอดหรือทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีหม้อแปลง coupling ระหว่างภาค แต่ในยุคหลังนี้ ภาค IF จะมีค่าต่ำเราจึงนิยมใช้ไอซีเพียงตัวเดียวทำหน้าที่เป็น IF และ ตีมอดลสำเร็จในตัว



รูปที่ 47 วงจรขยาย IF ซึ่งใช้คริสตอลฟิลเตอร์



รูปที่ 48 แผนผังของ IC เบอร์ MC 3357

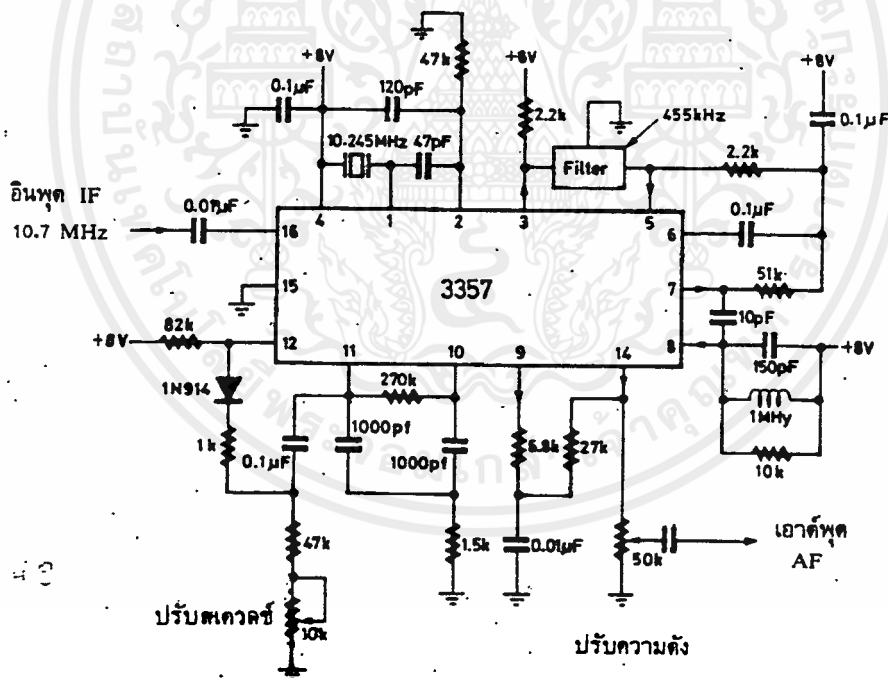
รูปที่ 48 แผนผังของ IC เบอร์ MC 3357

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตัวอย่างไอซีที่ทำหน้าที่เป็นภาค IF

ไอซีที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้ เป็นของโมโตโรล่าเบอร์ MC 3357 ซึ่งเป็นคณะเบอร์ กับที่ใช้ในการทำproject เบอร์ที่ใช้ในการทำ project คือ MC 3361 ซึ่งนำมาอธิบายได้ใกล้เคียงกัน ไอซีดังกล่าวเป็นที่นิยมใช้อย่างแพร่หลาย ซึ่งประกอบด้วย ภาคคริสตอลออสซิลเลเตอร์ บาลานซ์มิกเซอร์ วงจรรขยายลิมิตเตอร์ วงจรดีมอด และ วงจรลแควลซ์ ไอซีเบอร์นี้ออกแบบสำหรับระบบ double conversion ดูปที่ 48 คริสตอลออสซิลเลเตอร์เป็นแบบคอลปิตต์ซึ่งต่อภายในกับบาลานซ์มิกเซอร์ โดยปกติอินพุตจะมีค่า 10.7 เมกะเฮิรตซ์(หรือใกล้เคียงนี้) IF ที่ลองเท่ากับ 455 กิโลเฮิรตซ์(ดูปที่ 49)



รูปที่ 49 ตัวอย่างวงจรใช้งานของ 3357

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การเลือกความถี่ IF และ OSCILLATOR

โดยปกติจะเลือกความถี่ IF ให้ต่ำกว่าสัญญาณที่เข้ามา มีในกรณีพิเศษเท่านั้นที่เลือกด้านความถี่สูง การเลือกเช่นนี้จะทำให้ความไวในการรับดีขึ้นและสามารถตัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกได้สะดวกกว่า อย่างไรก็ตามถ้าใช้สัญญาณความถี่สูงก็สามารถตัดสัญญาณอิมเมจ (Image) ออกได้ ช่วงระยะ (Range) ความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้เปลี่ยนโดยค่าคาปาซิแทนซ์ซึ่งมีอัตราส่วนในการเปลี่ยนคือ

$$\text{ช่วงระยะ} = C_{\text{สูงสุด}}/C_{\text{ต่ำสุด}} = (f_{\text{max}}/f_{\text{min}})^2$$

ความถี่ออสซิลเลเตอร์สามารถใช้ความถี่ให้สูงหรือต่ำกว่าความถี่สัญญาณ (Signal frequency)  $f_s$  ได้

ถ้าจะให้ต่ำกว่า

$$IF = f_s - f_o$$

ถ้าจะให้สูงกว่า

$$IF = f_o - f_s$$

ตัวอย่าง จงคำนวณหาช่วงระยะของคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในออสซิลเลเตอร์ สำหรับการรับสัญญาณความถี่จาก 500 KHz ถึง 1600 KHz และใช้ความถี่ IF 465 KHz ถ้า ความถี่ออสซิลเลเตอร์  $f_o$

(ก) สูงกว่าสัญญาณความถี่  $f_s$

(ข) ต่ำกว่าสัญญาณความถี่  $f_s$

วิธีทำ ความถี่สัญญาณจาก 500 ถึง 1600 KHz จะให้อัตราส่วนความถี่ คือ

$$f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 1600/500$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสูตร

$$\begin{aligned} C_{\text{max}} / C_{\text{min}} &= (f_{\text{max}} / f_{\text{min}})^2 \\ &= 3.2^2 \\ &= 10.24 \end{aligned}$$

(a) ถ้า  $f_u > f_{\text{min}}$  ช่วงระยะ  $f_u$  เท่ากับ

$$465 + (500 \text{ ถึง } 1600) = (965 \text{ ถึง } 2065) \text{ KHz}$$

อัตราส่วนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ คือ

$$\begin{aligned} f_{\text{max}} / f_{\text{min}} &= 2065 / 965 \\ &= 2.14 \end{aligned}$$

และอัตราส่วนคาบาคิแดนซ์ คือ

$$\begin{aligned} C_{\text{max}} / C_{\text{min}} &= 2.14^2 \\ &= 4.58 \end{aligned}$$

(b) ถ้า  $f_u < f_{\text{min}}$  ช่วงระยะ  $f_u$  เท่ากับ

$$-465 + (500 \text{ ถึง } 1600) = 35 \text{ ถึง } 1135 \text{ KHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้อัตราส่วน คือ

$$f_{o \max} / f_{o \min} = 1135/35$$

$$= 32.4$$

และ  $C_{o \max} / C_{o \min} = 32.4^2$

$$= 1052$$

จะเห็นว่าอัตราส่วนที่ได้มานี้ไม่เป็นไปในทางปฏิบัติ โดยปกติเครื่องรับทั่วไปจะมี -  
ความถี่  $f_o$  มากกว่า  $f_u$

#### การตัดสัญญาณอิมเมจ

ภาควงจรผสมสัญญาณจะให้สัญญาณออกมาเป็น  $f_u - f_o$  และ  $f_o - f_u$   
ถ้าความถี่ในการรับของภาค RF ไม่ดีพอ เมื่อปรับมาถึงความถี่  $f_o - 1F$  แล้ว  
สัญญาณ  $f_o + 1F$  ก็จะมาผสมด้วยสัญญาณนี้เรียกว่า ความถี่อิมเมจ  $f_i$  ซึ่งจะได้

$$f_i = f_o \pm 2F1$$

เครื่องหมายบวกใช้เมื่อ  $f_o > f_u$  และเครื่องหมายลบใช้เมื่อ  $f_o < f_u$  ความถี่อิมเมจนี้สามารถตัดออกได้โดยวงจรจูน (Tuned circuit) ก่อนจะเข้า  
ภาคผสมสัญญาณภาค RF ของเครื่องรับนี้ทำหน้าที่เหมือนวงจรกรอง (Filter) ซึ่งประ  
กอบด้วยวงจรจูนรีโซแนนซ์หนึ่งหรือมากกว่าตามรูปที่ 50 (a) เป็นวงจรจูนแบบขนานซึ่ง  
ใช้แหล่งจ่ายกระแสที่  $I_u$  และให้โวลเตจออก  $V_o$  ค่าของความสูงแอดมิทแตนซ์  
(Admittance magnitude) จะได้

$$|Y| = Y_o \sqrt{(w/w_o)^4 + (yq)^2}$$

$$= Y_o \sqrt{1 + (yq)^2}$$

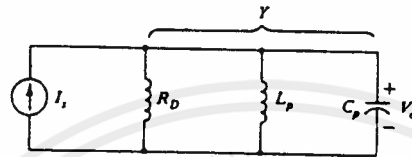
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

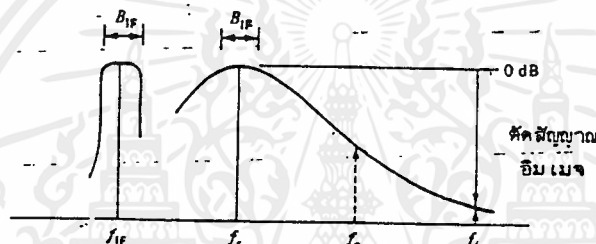
$$y = w/w_o - w_o/w$$

ถ้า  $w$  มีค่ามากหรือน้อยกว่า  $w_o$  หนึ่งหลัก โวลเตจออกในช่วงความถี่นี้ คือ

$$|V_o| = |I_s| / |Y| = |I_s| / (Y_o \sqrt{1+(yq)^2})$$



(a)



(b)

รูปที่ 50 (a) วงจรจูนแบบขนาน (b) การตัดความถี่อิมเมจ

ที่ความถี่รีโซแนนซ์จะได้  $V_{o(\text{res})} = I_s / Y_o$  และจะได้ความลำนำ

$$A_r = |V_o| / V_{o(\text{res})} = 1 / \sqrt{1+(yq)^2}$$

ถ้าใช้วงจรจูนหลายๆวงจรรวมกัน จะได้ความลำนำเป็นผลคูณ คือ

$$A_r = A_r(1) A_r(2)$$

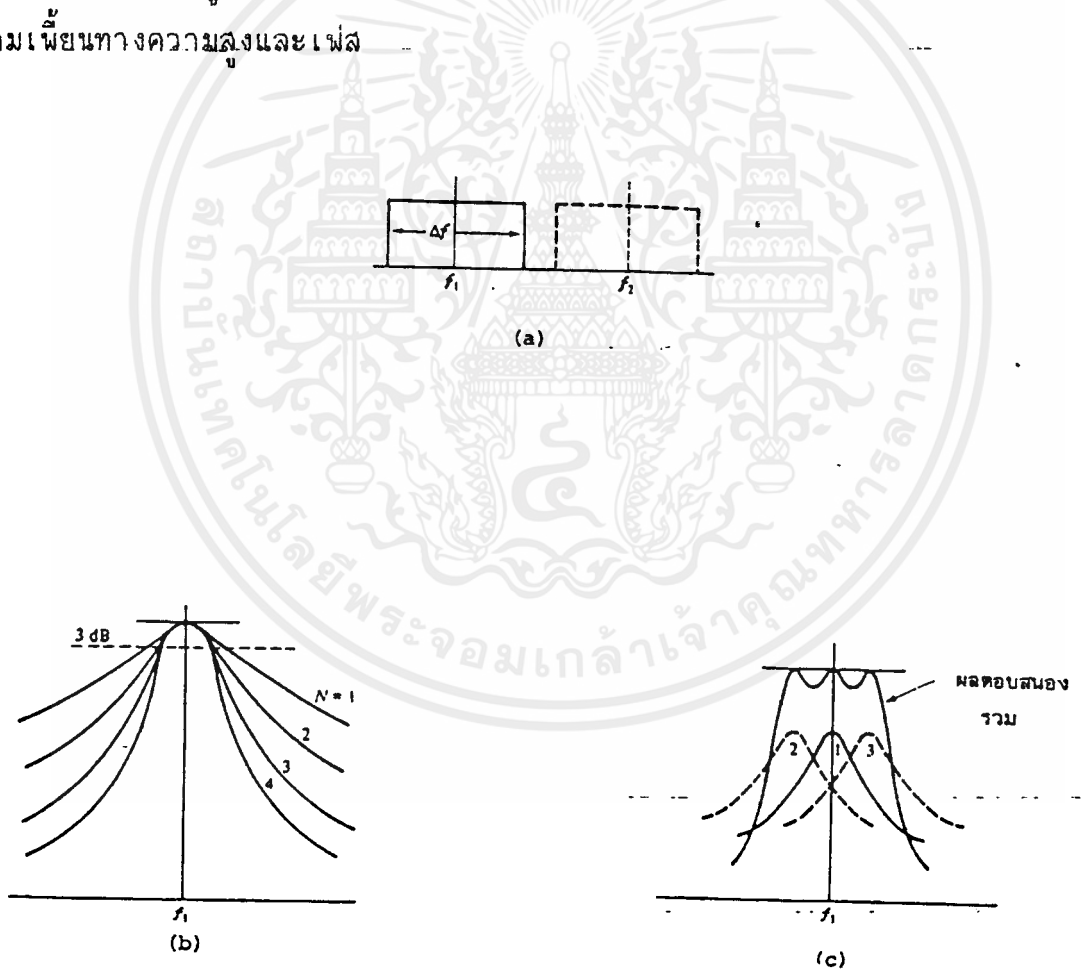
ตามรูปที่ 50 (b) แสดงถึงวงจรจูนลำนำกับความถี่ค่าสูงสุดอยู่ที่  $f_o$  ซึ่งลักษณะจะลาดลงมาจากข้อจำกัดของวงจรกรองผ่าน IF (IF Bandpass) ออสซิลเลเตอร์  $f_o$  จะอยู่ที่  $f_o + IF$  และอิมเมจอยู่ที่  $f_o + 2IF$  ค่าของการเอาสัญญาณอิมเมจออกนี้มีหน่วยเป็นเดซิเบลซึ่งจะลดลงจากจุดรีโซแนนซ์มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง

ความไวของภาค RF ในการรับสัญญาณขึ้นอยู่กับความถี่ ในช่วงความถี่ต่ำจะมีความไวดีกว่าความถี่สูง และเป็นการยากที่จะออกแบบวงจรให้มี  $Q$  สูงมากๆ ดังนั้นเครื่องรับส่วนมากยังมีความไวไม่ดีพอในภาค RF ต้องใช้ภาค IF ช่วยอีกภาคหนึ่งด้วย คุณลักษณะของ IF แสดงตามรูปที่ 51(a)

สำหรับ IF อุดมคตินี้จะไม่มีความไวจากช่องข้างเคียงเข้ามารบกวนสัญญาณ  $f$  ได้ ในทางปฏิบัติยังไม่สามารถสร้างวงจรกรองแบบอุดมคติได้ อย่างไรก็ตามเราก็นำมาหามาประมาณหรือน้อยกว่านี้ได้ เครื่องรับที่ดีจะต้องมีการตัดช่องใกล้เคียงออกประมาณ 60 ถึง 80 dB วงจร IF โดยทั่วไปจะใช้วงจรจูนง่ายๆ โดยใช้วงจรขยายหลายๆ วงจรให้จนที่ความถี่เดียวกันตามรูปที่ 51 (b) วงจรมีเส้นโค้งยิ่งชันขึ้น อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะมี ความเพี้ยนทางความสูงและเฟส



รูปที่ 51 ความไวในการกำจัดช่องข้างเคียง (a) การกรองแบบอุดมคติ

(b) คุณสมบัติของวงจรจูนต่อแบบคาลเคตกัน

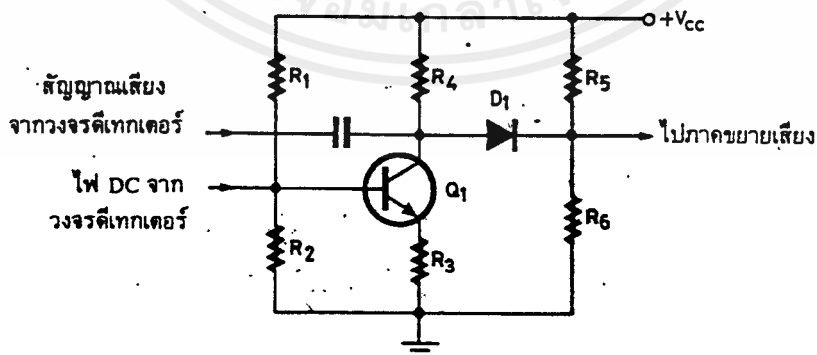
(c) คุณสมบัติของวงจรจูนต่อแบบสแตกเกอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อลดความเพี้ยนลงเราจึงใช้วงจรจูนที่หลายๆความถี่ โดยให้อยู่ที่ความถี่ตรงกลาง (Center frequency) วงจรหนึ่งที่เหลือก็ไปจูนที่ความถี่อื่นๆให้ได้ช่วงกว้างคลื่นตามที่ เราต้องการ วิธีนี้เรียกว่าสแตกเกอร์จูนตามรูป 51(c) จะเห็นว่ามีจุดสูงสุดอยู่หลายๆ จุดทำให้เกิดเป็นคลื่น (Ripple) ที่จุดยอดของแบนซึ่งสามารถทำให้เรียบขึ้นอีกโดยใช้ วงจรจูนให้ใกล้เคียงกันเข้ามาอีก ความชันของเส้นโค้งขึ้นอยู่กับจำนวนวงจรจูน

### มิวต์หรือสquelch

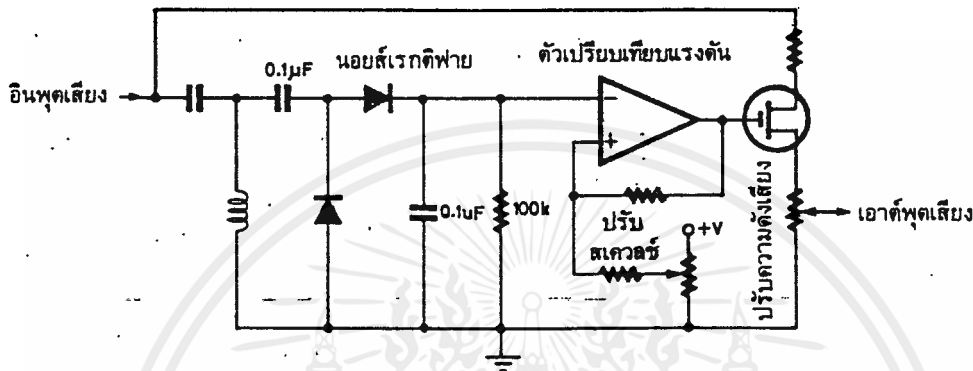
ในเครื่องรับที่มีความไวสูง สัญญาณเอนพท์ที่สายอากาศจะถูกขยายให้แรงมากขึ้นเพื่อ ป้อนให้วงจร detector circuit ในขณะที่ไม่มีสัญญาณ (ไม่มีพาหะ) ไฟ AGC จะทำให้ เครื่องรับมีอัตราขยายเต็มที่ เครื่องรับจึงขยายแต่ noise ออกมาการกำจัด noise เรา ใช้วงจรสquelch หรือมิวต์ (mute) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 52 เราใช้แรงดัน DC มาปิดเปิด วงจรขยายเสียง แรงดัน DC ดังกล่าวนี้อาจเป็นสัดส่วนผกผันกับความแรงของสัญญาณ (พาหะ) ป้อนแก่วงจรวิทช์  $Q_1$  เมื่อมีสัญญาณแรง แรงดัน DC จะทำให้  $Q_1$  OFF ซึ่ง แรงดันคอลเลกเตอร์สูงขึ้น ไดโอด  $D_1$  นำกระแส สัญญาณเสียงจะผ่าน ไปวงจรขยายเสียงได้ ถ้าหากพาหะเป็นศูนย์  $Q_1$  จะ ON ทำให้ไดโอด  $D_1$  หยุดนำ กระแส เปรียบเสมือนเปิดวงจร noise จึงถูกสกัดกั้น มิให้ไปขยายต่อไป



รูปที่ 52 วงจรสquelch แบบใช้พาหะบังคับ

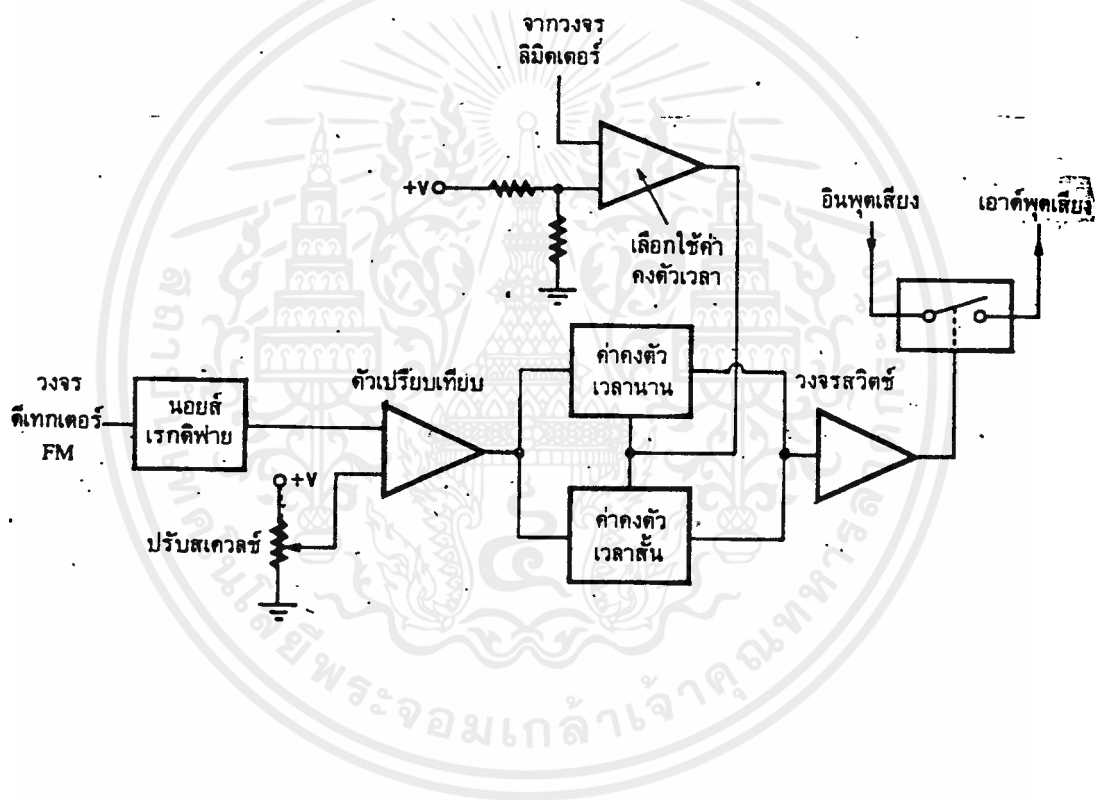
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 53 แสดงหลักการของระบบสควเอลซ์อีกชนิดหนึ่ง ซึ่งนิยมใช้แพร่หลาย noise ถูกกรองจากสัญญาณเสียงออกมาและเรกติฟาย (หรือดีเทค) เป็นไฟ DC บ่อนไปเปรียบเทียบกับระดับอ้างอิงที่ปรับได้ที่วงจรเปรียบเทียบ (comparator) แล้วนำไปบังคับวงจรสวิทช์ให้ปิดเปิดเส้นทางของสัญญาณเสียงที่จะออกไปขยาย



รูปที่ 53 วงจรสควเอลซ์ของเครื่องรับ FM แบบใช้นอยส์บั๊มป์

วงจรสควเอลซ์บางชนิดใช้ค่าคงตัวเวลา (time constant) 2 ชุด คือ ชุดหนึ่งสั้น (เร็ว) กับอีกชุดหนึ่งยาว (ช้า) โดยเลือกใช้ชุดค่าคงตัวเวลาสั้นเมื่อสัญญาณแรง และใช้ชุดค่าคงตัวเวลายาวเมื่อสัญญาณอ่อน เหตุที่ต้องทำเช่นนี้ก็เพราะว่าในกรณีที่สัญญาณอ่อน สควเอลซ์จะปิด ๆ เปิด ๆ ทำให้สัญญาณขาดตอนเป็นช่วง ๆ รับฟังไม่รู้เรื่อง สังเกตว่าถ้าใช้ค่าคงตัวเวลายาวตอนท้ายสัญญาณที่รับฟังจะมีเสียงฟอดสั้น ๆ แต่ถ้าใช้ค่าคงตัวเวลายาวตอนท้ายสัญญาณจะเป็นเสียงซู่เนานขึ้น รูปที่ 54 แสดงวงจรสควเอลซ์แบบมีวงจรค่าคงตัวเวลา 2 ชุด การเลือกใช้ค่าคงตัวเวลาชุดใดชุดหนึ่งจะให้การควบคุมโดยระดับสัญญาณจากลิมิตเตอร์



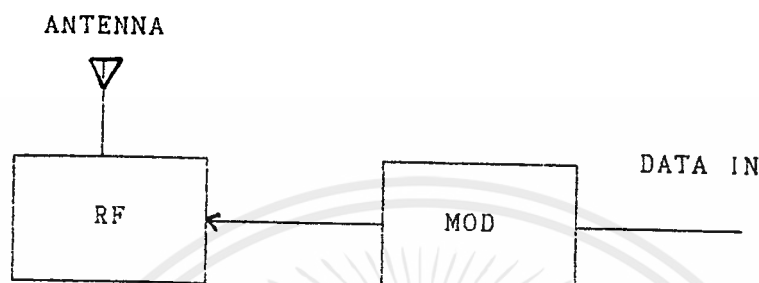
รูปที่ 54 ระบบลแควลซ์แบบเลือกใช้ค่าคงตัวเวลาได้ 2 ค่า

### บทที่ 3

#### รายละเอียดการทำงานของเครื่องรับ

การทำงานของภาคส่ง

การทำงานของภาคส่งสามารถอธิบายได้ตาม BLOCK DIAGRAM ดังรูป



#### การทำงานของภาคมอดูเลต

หน้าที่ของภาคมอดูเลเตอร์ คือทำการผสมข้อมูลเข้ากับคลื่นพาห์ ซึ่งมีความถี่ขนาด 46 MHz โดยใช้คริสตอล เป็นแหล่งกำเนิดความถี่ การเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ในช่วงความถี่เบี่ยงเบนแปรผันตามค่าแอมพลิจูดและความถี่ของข้อมูล

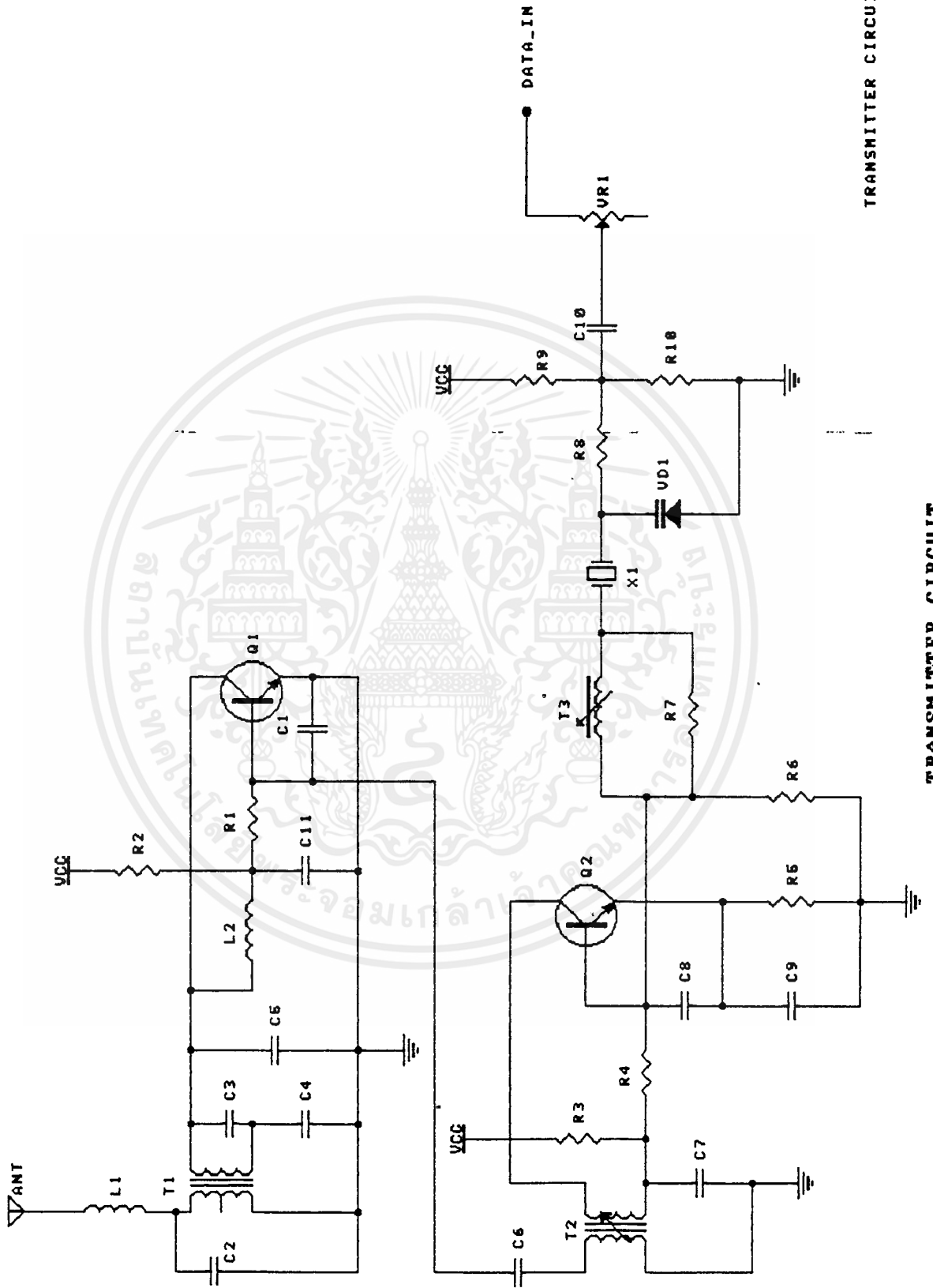
#### การทำงานของภาค RF

หลังจากที่ทำการมอดูเลตเรียบร้อยแล้ว สัญญาณจะเข้าภาค RF ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณให้อยู่ในช่วงความถี่ RF และทำการขยายกำลังส่งออกไปด้วย ประกอบด้วยชุด filter ความถี่ 46 MHz และ match กับสายอากาศ

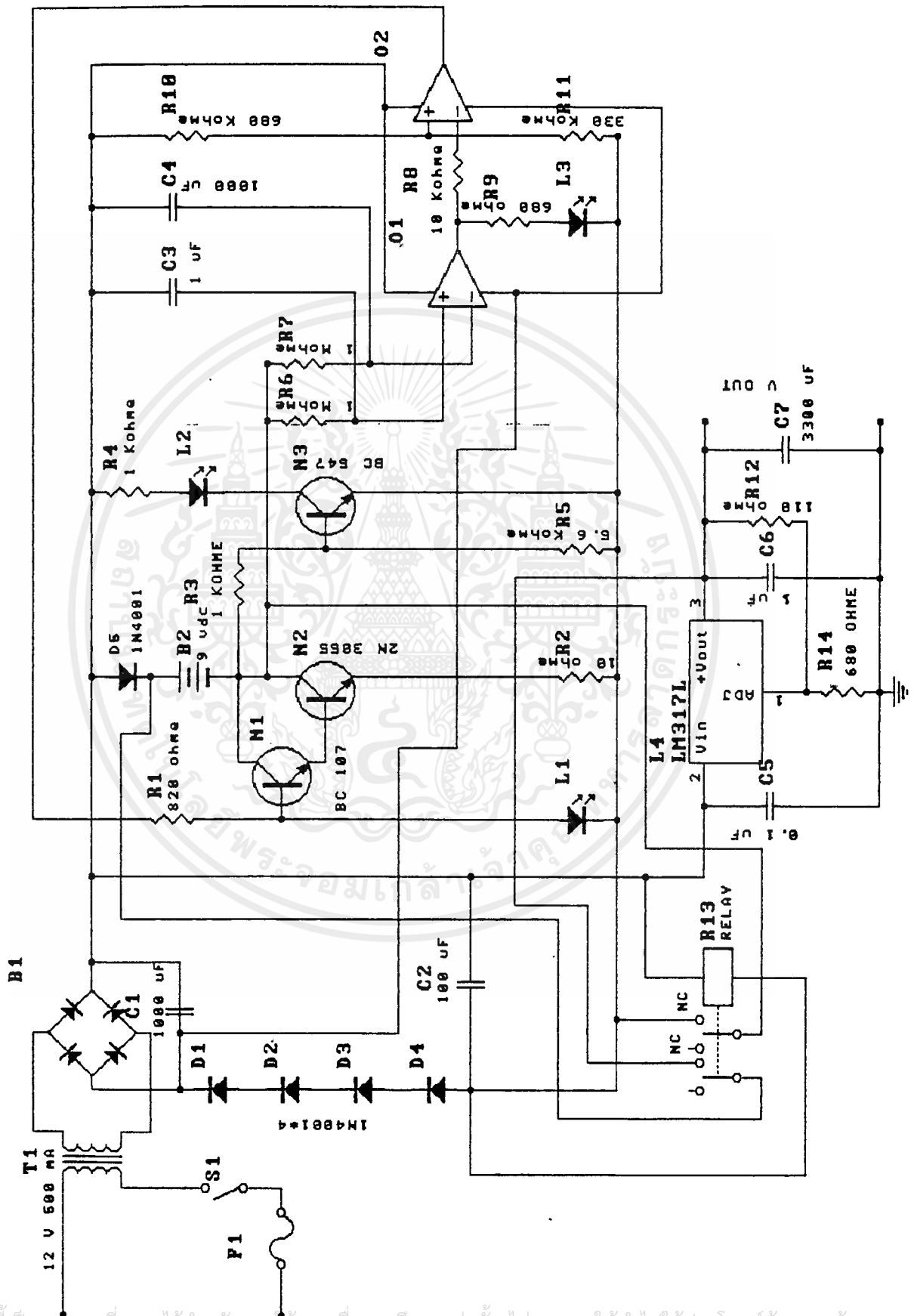
#### ชุดแหล่งจ่ายไฟของเครื่องส่ง

แหล่งจ่ายไฟของเครื่องส่งนี้ปกติจะใช้ไฟ 220 V<sub>ac</sub> ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ใช้กันอยู่ทั่วไปทำให้สะดวกในการใช้งานและยังมีชุดแบตเตอรี่สำรองซึ่งใช้ในกรณีที่ไฟฟ้าเกิดดับ ชุดแบตเตอรี่จะจ่ายไฟไปเลี้ยงวงจรเครื่องส่งเพื่อที่จะทำให้เครื่องส่งสามารถทำงานได้ตามปกติ โดยแบตเตอรี่ที่ใช้ในวงจรเครื่องส่งนี้จะ เป็นแบตเตอรี่ที่มีแรงดัน 9 V<sub>dc</sub> และในชุดแบตเตอรี่นี้สามารถที่จะประจุกระแสได้ใหม่ในกรณีที่ได้อิซแบตเตอรี่มาเป็นเวลานานแล้ว ซึ่งในชุดเครื่องส่งนี้ก็มีวงจรประจุกระแสภายในตัวด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



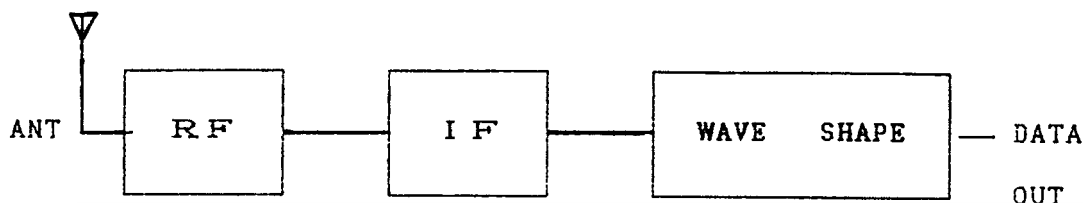
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรทางด้านการรับ

จากวงจรการออกแบบ สามารถนำมาเขียนเป็น Block diagram ได้ดังนี้



### ภาค RF

หลักการทำงานของวงจรคือ สัญญาณข่าวสารที่ถูกส่งมากับสัญญาณพาหะโดยผ่านมาทางสายอากาศ เครื่องรับก็จะรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศ จนหาความถี่ที่ต้องการจาก Tank Tune T1, T2 และ T3

แล้วนำสัญญาณไปขยายโดย ภาคขยายสัญญาณ RF Amplifier ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ Q1 เข้าที่พทของภาค RF นี้ จะถูกส่งต่อไปยังภาค IF โดยผ่านทาง C4 ซึ่ง C4 ทำหน้าที่ coupling

### ภาค IF

หลักการทำงานของวงจรคือ ภาค IF นี้ประกอบด้วย IC เบอร์ MC 3361 เพียงตัวเดียวเท่านั้นซึ่งการทำงานภายใน IC ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังรูป ซึ่งมี Oscillator , Mixer , FM IF limiting Amplifier , FM demodulator , Op-Amp , Scan Control และ Mute switch ซึ่ง IC ตัวนี้ทำหน้าที่ได้อย่างสมบูรณ์ได้เข้าที่พทจากขา 9 ของ IC เบอร์ MC3361 เป็นสัญญาณ audio ที่ทางด้านส่งส่งมาให้แต่สัญญาณที่ได้มีลักษณะต่าง ๆ ไม่ตรงตามคุณสมบัติที่ทางด้านส่งส่งมาเลยทีเดียว เราต้องนำสัญญาณนี้ไปส่งต่อให้ภาค WAVE SHAPE เพื่อทำการปรับแต่งสัญญาณให้ดีที่สุด

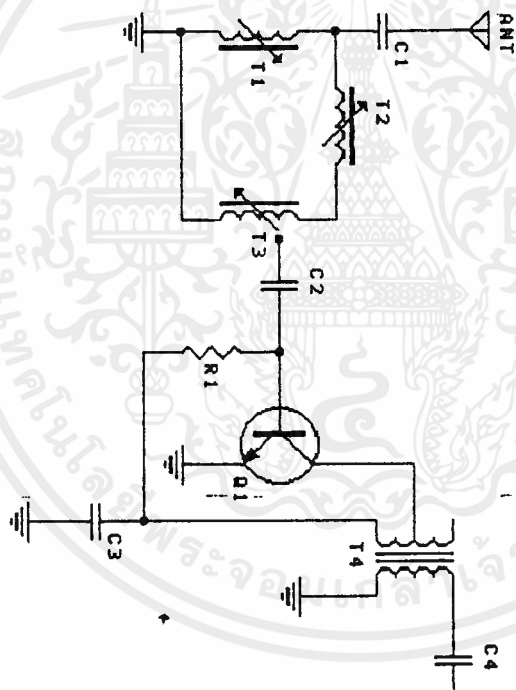


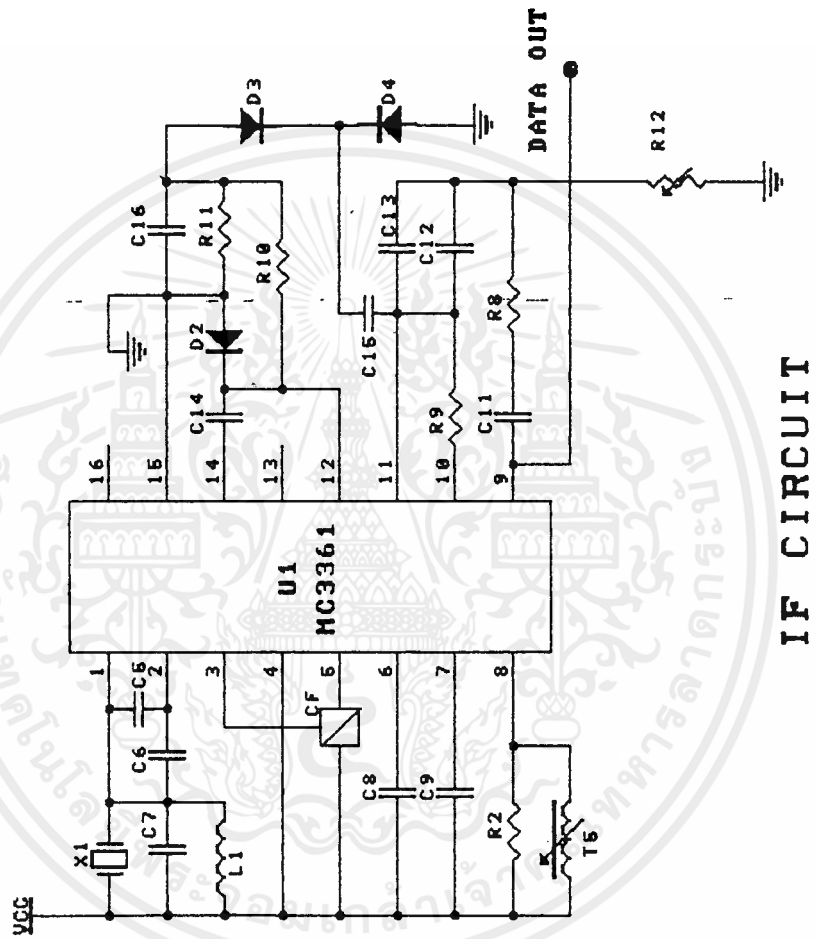
### ชุดแหล่งจ่ายไฟของเครื่องรับ

แหล่งจ่ายไฟของเครื่องรับนี้ปกติจะใช้ไฟ 220 V<sub>~</sub> ซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้าที่ใช้กันอยู่ทั่วไปทำให้สะดวกในการใช้งานและยังมีชุดแบตเตอรี่สำรองซึ่งใช้ในกรณีที่ไฟฟ้าเกิดดับ ชุดแบตเตอรี่จะจ่ายไฟไปเลี้ยงวงจรเครื่องรับเพื่อที่จะทำให้เครื่องรับสามารถทำงานได้ตามปกติ โดยแบตเตอรี่ที่ใช้ในวงจรเครื่องรับนี้จะเป็นแบตเตอรี่ที่มีแรงดัน 5 V<sub>~</sub> และในชุดแบตเตอรี่จะสามารถที่จะประจุกระแสได้ใหม่ในกรณีที่ได้อิใช้แบตเตอรี่มาเป็นเวลานานแล้ว ซึ่งในชุดเครื่องรับนี้ก็มีวงจรประจุกระแสภายในตัวด้วย



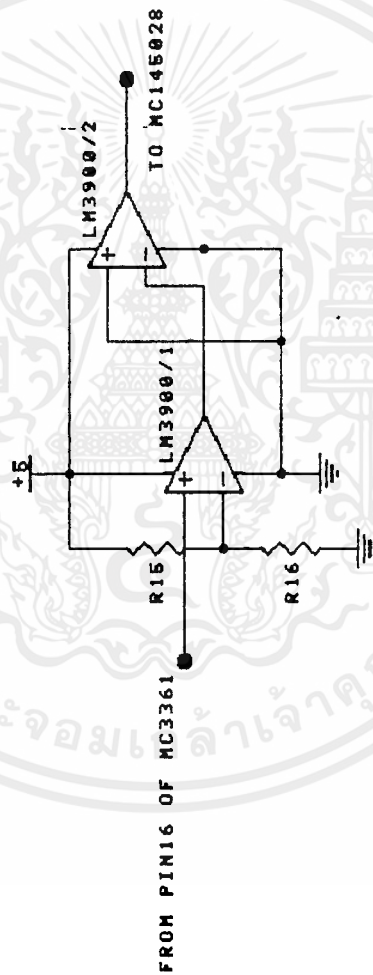
# RF CIRCUIT





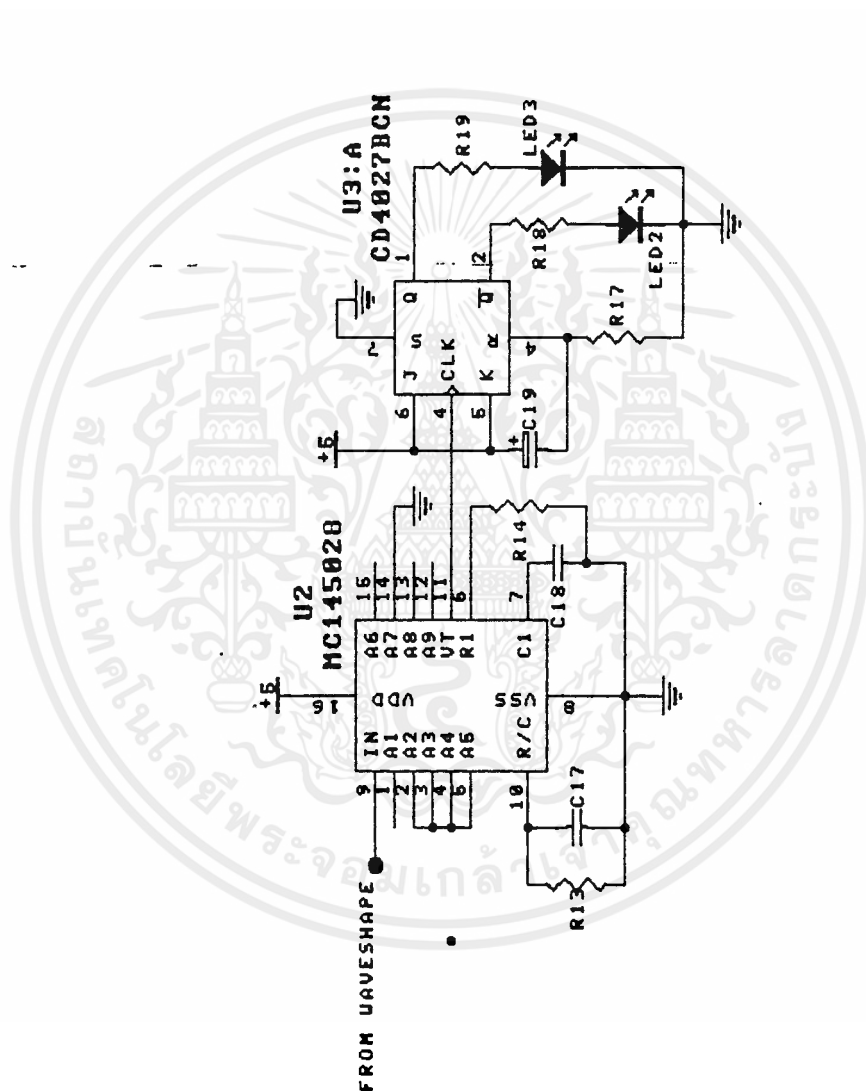
IF CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

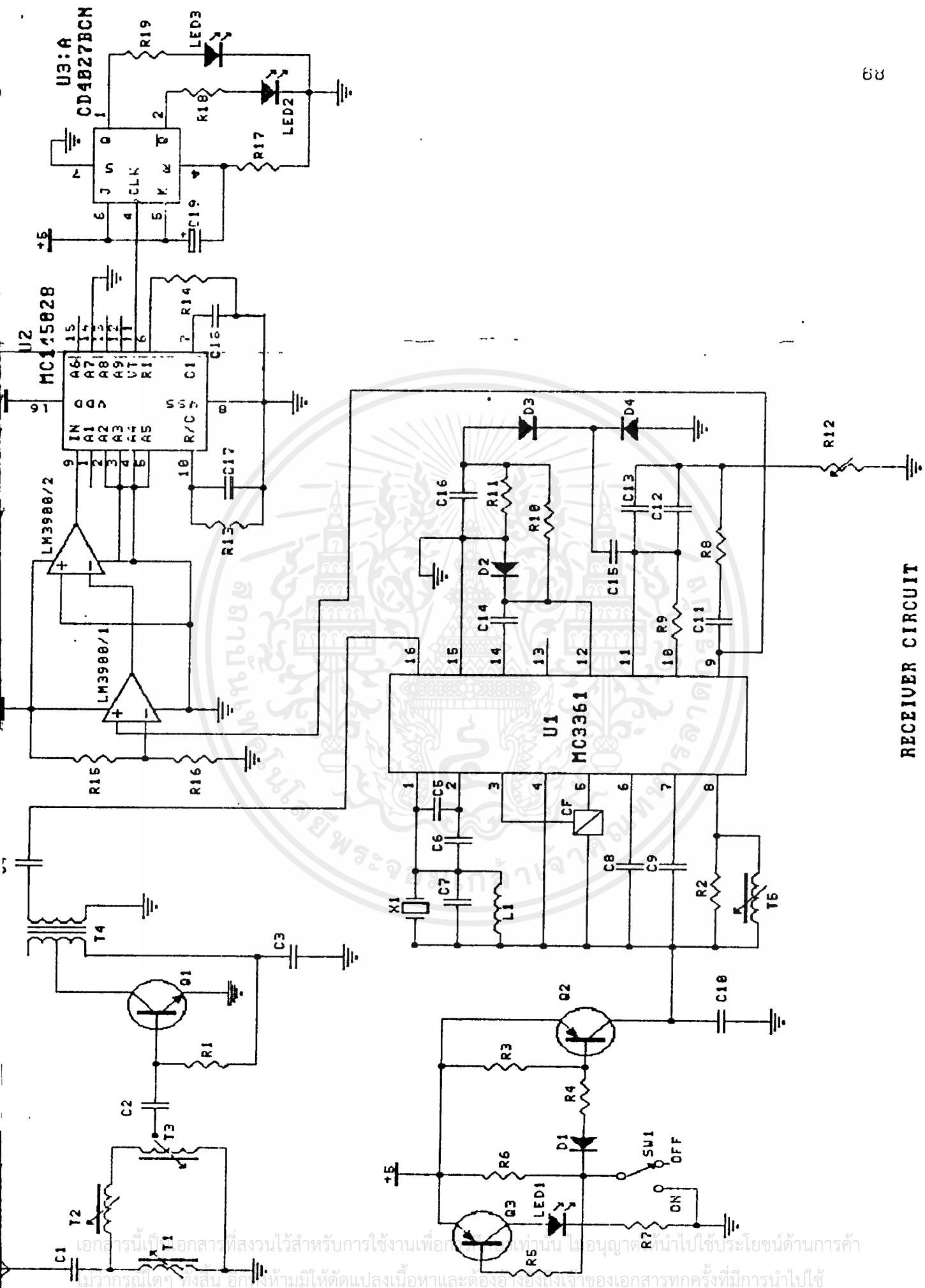


WAVESHAPE CIRCUIT

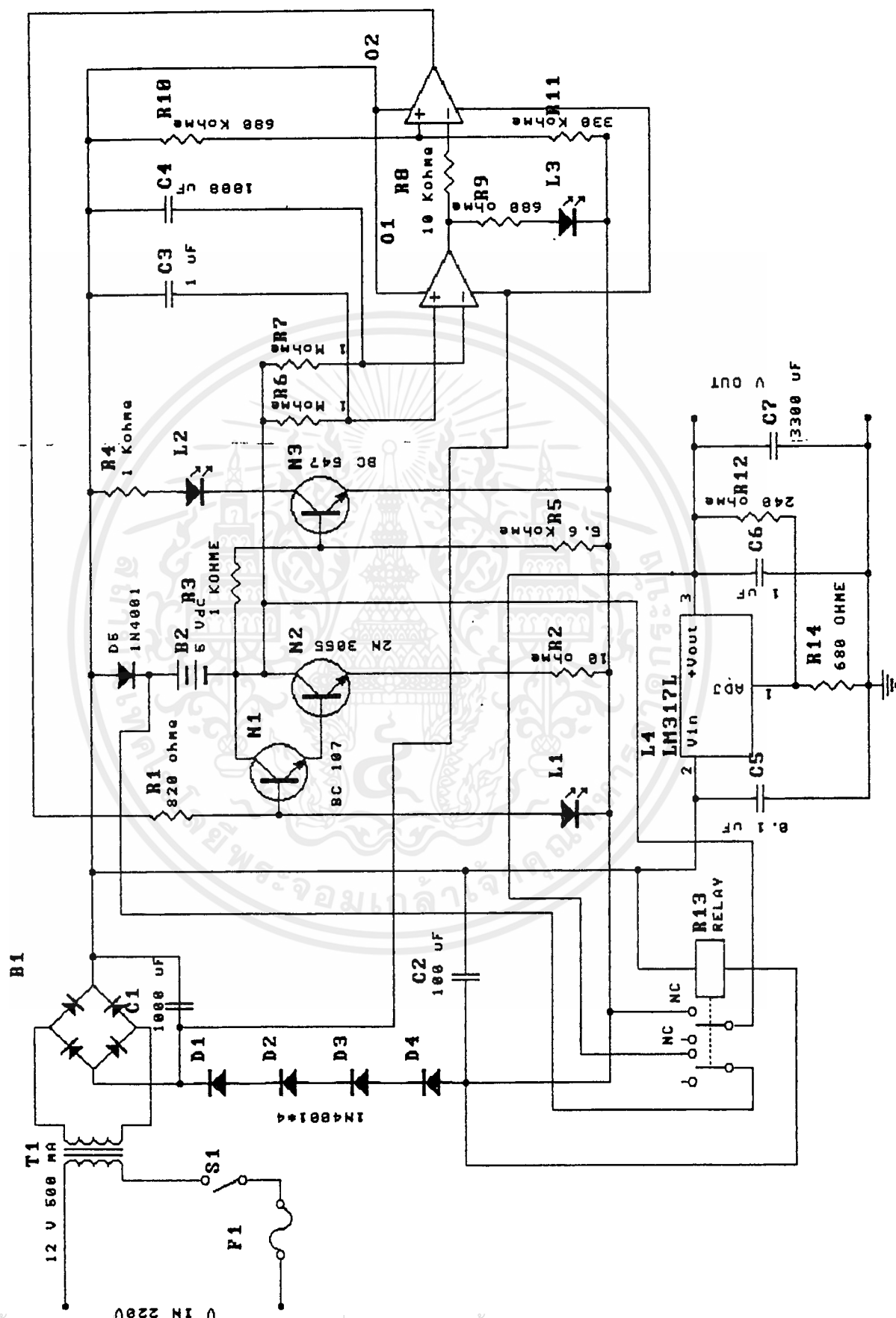
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# CONTROL CIRCUIT



RECEIVER CIRCUIT



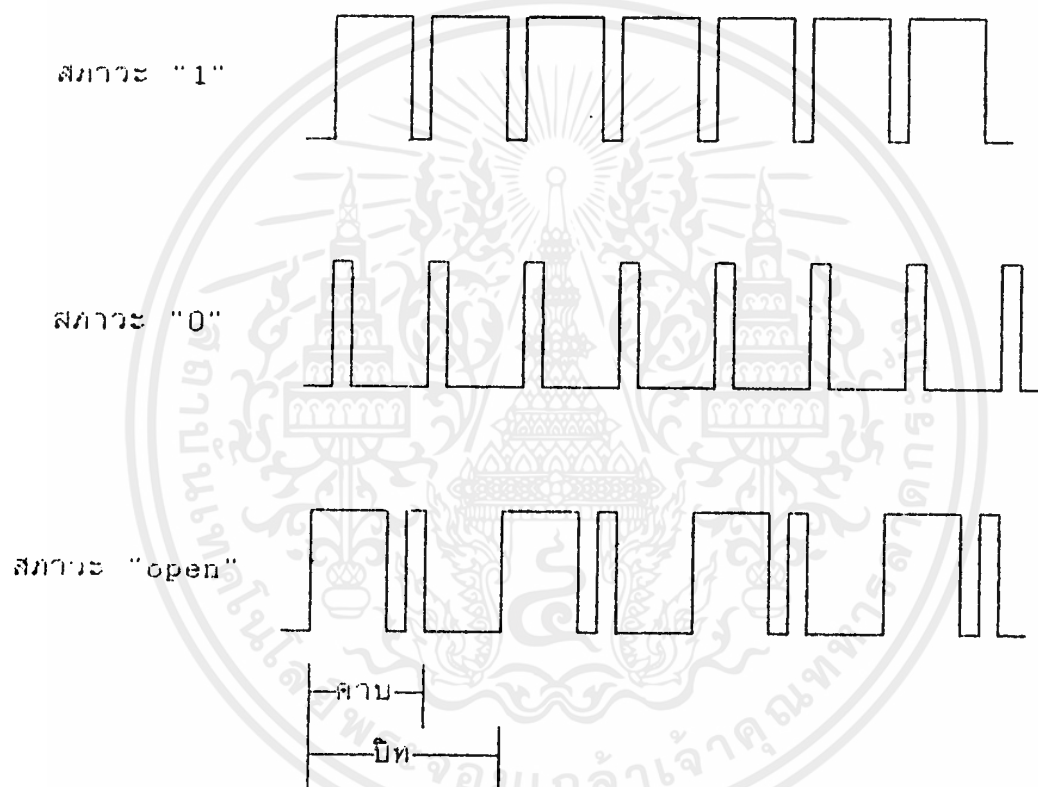
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

## การทดลองวงจร

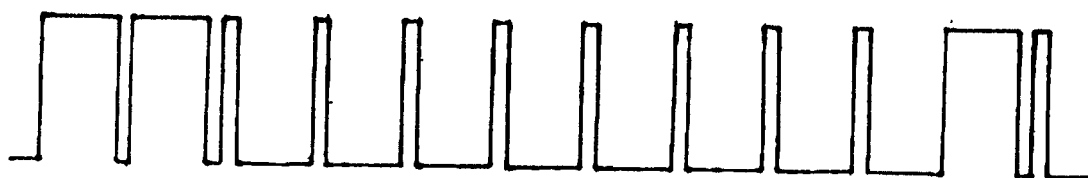
## ผลการทดลองทางภาคส่ง

ข้อมูลที่ใช้ทดลอง เป็นข้อมูลที่ได้จากวงจร encoder วิทยุไอซี encoder MC145026 ซึ่งให้ข้อมูลเป็นลักษณะอนุกรมขนาด 9 บิต วนแต่ละบิตสามารถเลือกสภาวะได้ 3 สภาวะ คือ 0, 1 และ open ดังรูป



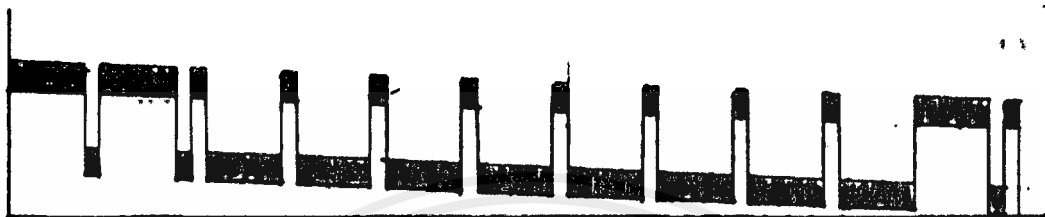
รูปแสดงลักษณะ wave form ของข้อมูลที่ใช้เข้ารหัส

ในการทดลองนี้ข้อมูลที่ใช้ เป็นลักษณะดังรูป



### ผลการทดลองทางภาครับ

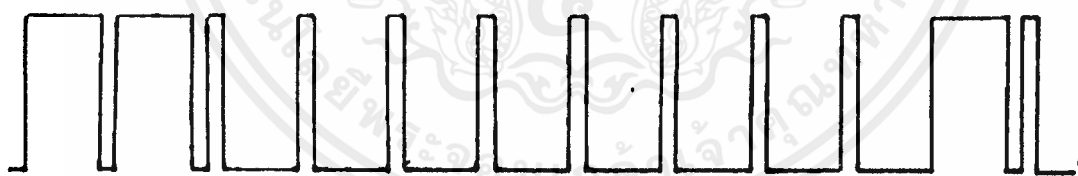
จากการทดลองวัดที่ขา 9 ของ IC เบอร์ MC3361 ซึ่งเป็น IC Power Narrow Band FM IF Systems ให้ผลการทดลองดังรูป



รูปแสดงสัญญาณที่ได้จากขา 9 ของ IC MC3361

### ผลการทดลองภาค WAVE SHAPE

จากผลการทดลองปรากฏว่า สัญญาณที่ได้จากวงจร Comparator ของภาค Wave Shape นี้จะดังรูป



### ผลการทดลองหาระยะทางการส่ง

ผลการทดลองหาระยะทางการส่ง โดยการเพิ่มระยะทางการส่งไปเรื่อย ๆ พบว่าระยะทางที่ทำการทดลองได้เพิ่ม 40-50 เมตร แต่เราคาดว่าระยะทางที่ไกลที่สุดอาจเพิ่มได้มากกว่านี้ เนื่องจากสถานที่ที่ใช้ทำการทดลองมีเนื้อที่จำกัด

### กิจกรรมประกาศ

การที่ปริณายนิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดีนั้น คณะผู้จัดทำต้องขอขอบคุณ อ.ภากร หุตะสิงภาส ที่ได้ช่วยให้คำแนะนำและเป็นที่ปรึกษาของคณะผู้จัดทำเป็นอย่างดี ขอขอบคุณ ห้องสมุคของสถาบันที่ช่วยให้ผู้จัดทำมีแหล่งค้นคว้าหาข้อมูล และสุดท้ายต้องขอขอบคุณ เพื่อน ๆ ทุกคนที่ได้เอื้อเฟื้อทุกสิ่งทุกอย่างและช่วย เป็นกำลังใจที่ตลอดมา .



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บรรณานุกรม

- สุชาติ กังวาลจิตต์ "หลักการทางานของ เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, หน้าที่ 14-38 และ 166-176
- รศ.ประกิจ หังทิสานนท์ "วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง มีถุนายน 2527, หน้าที่ 35-44 และ 47-60
- กรวิธ พึ่งมา "การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง, หน้าที่ 95-110
- John D.Lenk "Coimplete Guide to Telephone Equipment Trouble and Repair"
- Lloyd Temes "Electronic Communications", McGraw-Hill 1986, Print in Singapore by Kefford Press, หน้า 59-64
- William Sinnema "Electronic Communications", Robert McPherson Prentice-Hall 1991, Canada Inc., Searborough, Ontario หน้า 85-102

## LM3361A Low Voltage/Power Narrow Band FM IF System

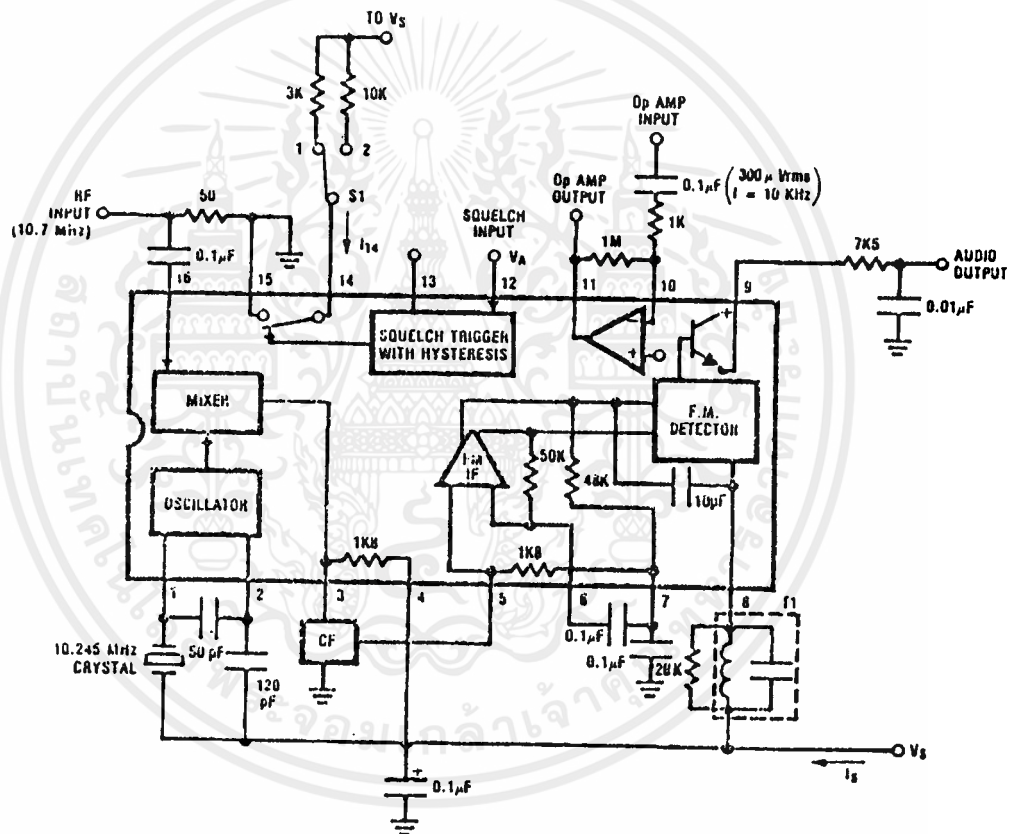
### General Description

The LM3361A contains a complete narrow band FM demodulation system operable to less than 2V supply voltage. Blocks within the device include an oscillator, mixer, FM IF limiting amplifier, FM demodulator, op amp, scan control, and mute switch. The LM3361A is similar to the MC3361 with the following improvements: the LM3361A has higher voltage swing both at the op amp and audio outputs. It also has lower nominal drain current and a squelch circuit that draws significantly less current than the MC3361. Device pinout functions are identical with some slightly different operating characteristics.

### Features

- Functions at low supply voltage (less than 2V)
- Highly sensitive ( $-3$  dB limiting at  $2.0 \mu\text{V}$  input typical)
- High audio output (increased 6 dB over MC3361)
- Low drain current (2.8 mA typ.,  $V_{CC} = 3.6\text{V}$ )
- Minimal drain current increase when squelched
- Low external parts count

### Block Diagram and Test Circuit



Order Number LM3361AM  
or LM3361AN  
See NS Package Number  
M16A or N16E

T1-TOKO RMC-2A6597HM  
CF-MURATA CFU 455E

TL/H/5566-1

**Absolute Maximum Ratings**

For Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

|                                     |                 |
|-------------------------------------|-----------------|
| Package Dissipation (Note 1)        | 1500 mW         |
| Power Supply Voltage ( $V_S$ )      | 12 V            |
| Input Voltage ( $V_S > 3.6V$ )      | 1 Vrms          |
| Input Function (pin 14)             | -0.7 to 5 Vp    |
| Operating Ambient Temperature Range | 0°C to +70°C    |
| Storage Temperature Range           | -55°C to +150°C |

**Soldering Information**

|                          |       |
|--------------------------|-------|
| Dual-In-Line Package     |       |
| Soldering (10 seconds)   | 260°C |
| Small Outline Package    |       |
| Vapor Phase (60 seconds) | 215°C |
| Infrared (15 seconds)    | 220°C |

See AN-460 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

**Parameters Guaranteed By Electrical Testing**

Test ckt.,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_S = 3.6V$ ,  $I_O = 10.7\text{ MHz}$ ,  $\Delta f = \pm 3\text{ kHz}$ ,  $f_{MOD} = 1\text{ kHz}$ ,  $50\Omega$  source

| Parameter                          | Measure                       | Min | Typ | Max | Units             |
|------------------------------------|-------------------------------|-----|-----|-----|-------------------|
| Supply Voltage Range               | $V_S$                         | 2.0 | 3.6 | 9.0 | V                 |
| Supply Current                     |                               |     |     |     |                   |
| Squelch Off                        | $I_S$                         |     | 2.8 | 5.0 | mA                |
| Squelch On                         | $I_S$                         |     | 3.6 | 6.0 | mA                |
| RF Input for -3 dB Limiting        | RF Input                      |     | 2.0 | 6.0 | $\mu\text{V}$     |
| Recovered Audio at Audio Output    | Audio Output                  | 200 | 350 |     | mV <sub>RMS</sub> |
| Audio Out DC                       | $V_O$                         | 1.2 | 1.5 | 1.8 | V <sub>DC</sub>   |
| Op Amp Gain                        | $V_{11}/V_{IN}$               | 40  | 55  |     | dB                |
| Op Amp Output DC                   | $V_{10}$                      | 0.4 | 0.7 |     | V <sub>DC</sub>   |
| Op Amp Input Bias Current          | $(V_{10} - V_{11})/1M\Omega$  |     | 20  | 75  | nA                |
| Scan Voltage                       |                               |     |     |     |                   |
| Pin 12 high (2V)                   | $V_{13}$                      |     | 0   | 0.5 | V <sub>DC</sub>   |
| Pin 12 Low (0V)                    | $V_{13}$                      | 3.0 | 3.4 |     | V <sub>DC</sub>   |
| Mute Switch Impedance, Pin 12 = 0V | $\Delta V_{14}/\Delta I_{14}$ |     | 15  | 30  | $\Omega$          |
| Switch S1 from pos.1 to pos.2      |                               |     |     |     |                   |

**Design Parameters Not Tested or Guaranteed**

|                                                      | Typ  |                 |
|------------------------------------------------------|------|-----------------|
| Power Conversion Gain (Note 2)                       | 46   | V/V             |
| Power Input Resistance                               | 3.6  | k $\Omega$      |
| Power Input Capacitance                              | 2.2  | pF              |
| Detector Output Impedance                            | 500  | $\Omega$        |
| Squelch Hysteresis                                   | 100  | mV              |
| Mute Off Impedance (measure pin 14 with pin 12 @ 2V) | 10   | M $\Omega$      |
| Squelch Threshold                                    | 0.65 | V <sub>DC</sub> |
| Detector Center Frequency Slope                      | 0.15 | V/kHz           |

Note 1. For operation above 25°C ambient temperature, the device must be derated based on 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance  $\theta_{JA}$  of 35°C/W.

Note 2. Max gain is supply dependent and affects overall sensitivity accordingly (See Typical Performance Characteristics).

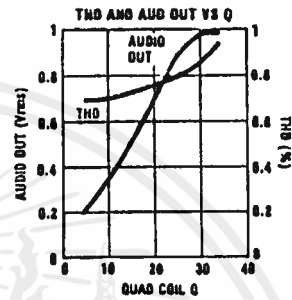
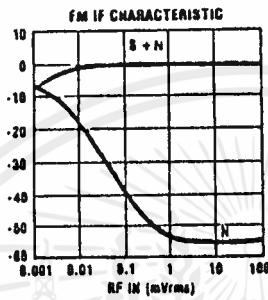
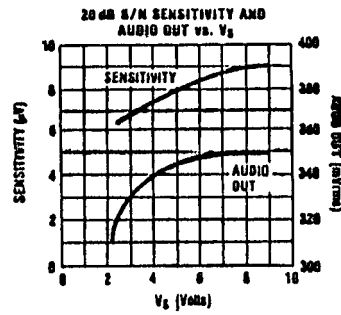
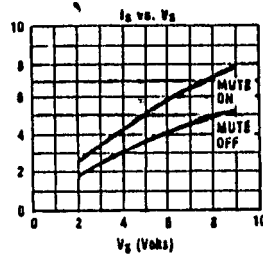
**Coll:**

Toko America  
1250 Feehanville Drive  
Mount Prospect, IL 60056  
(312) 297-0070

**Filters:**

Murata  
2200 Lake Park Drive  
Smyrna, GA 30080  
(404) 438-1300

## Typical Performance Characteristics (Test Circuits)

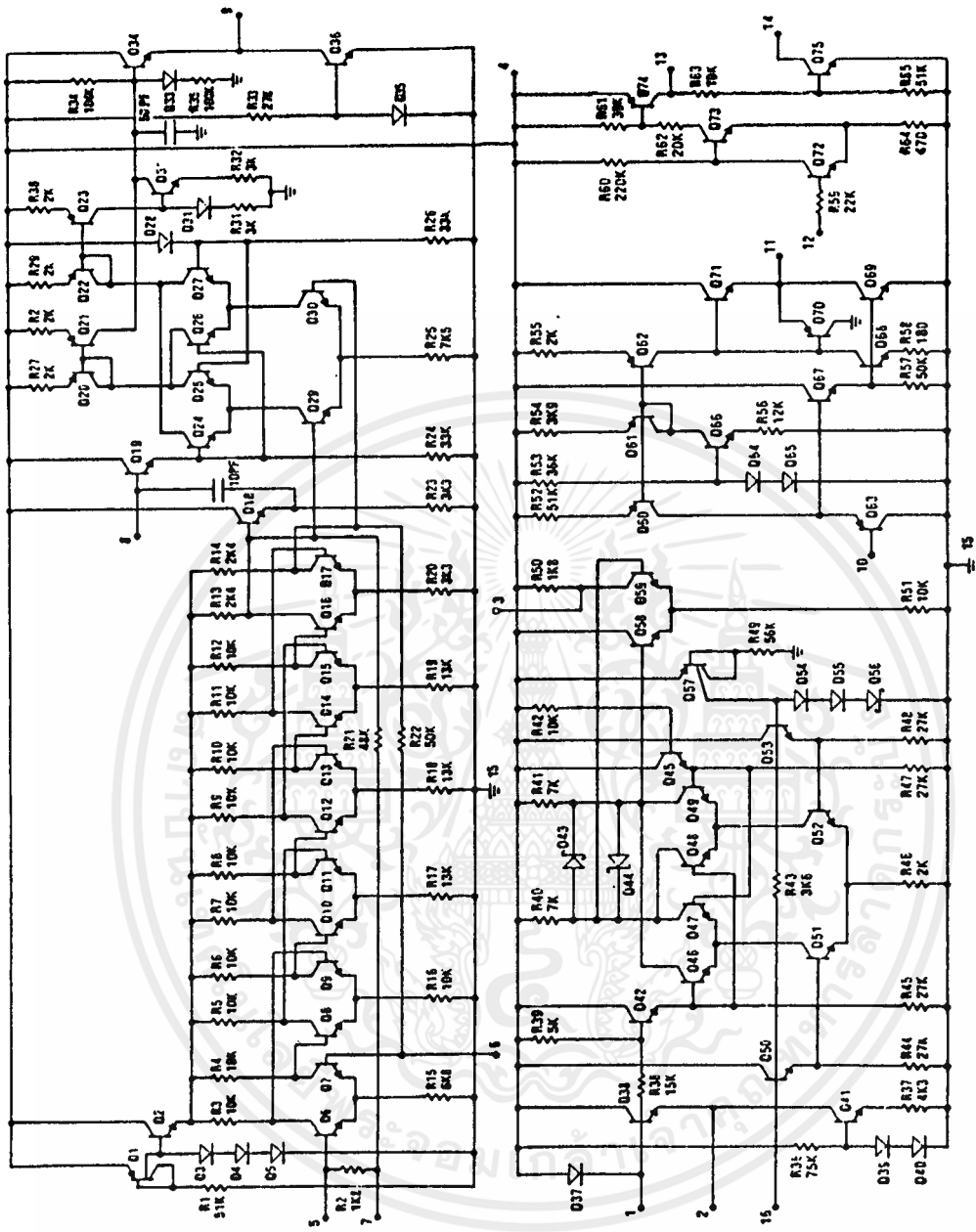


TL/H/5506-2

# Internal Schematic

2-7555/H/L

LM3361A

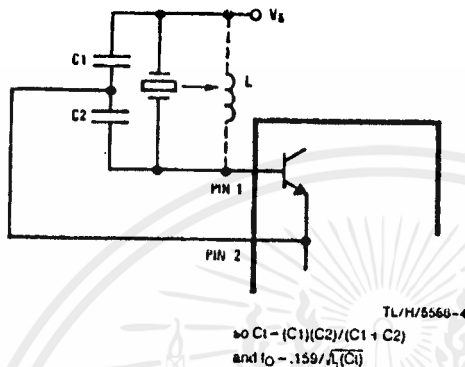


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Applications Information (See Internal Schematic)

### OSCILLATOR

The Colpitts type oscillator is internally biased with a regulated current source which assures proper operation over a wide supply range. The collector, base, and emitter terminals are at pins 4, 1, and 2 respectively. The crystal, which is used in the parallel resonant mode, may be replaced with an appropriate inductor if the application does not require the stability of a crystal oscillator. In this case, the resonant frequency will be determined by the inductor in parallel with the series combination of C1 and C2.



### MIXER

The mixer is double balanced to reduce spurious responses. The upper pairs are switched by the oscillator while the RF input is applied to the lower pair (pin 16). R43 sets the mixer input impedance at 3.6 k $\Omega$ . The mixer output impedance of 1.8 k $\Omega$  will properly match the input impedance of a ceramic filter which is used as a bandpass filter coupling the mixer output to the IF limiting amplifier.

### IF LIMITER

The IF amplifier consists of six differential gain stages, with the input impedance set by R2 at 1.8 k $\Omega$  to properly terminate the ceramic filter driving the IF. The IF alone (without mixer) has a -3 dB limiting sensitivity of approximately 50  $\mu$ V. The system bandwidth is limited to about 5 MHz due to high impedances in the IF which are necessary to meet low power requirements. The IF output is connected to the external quad coil at pin 8 via an internal 10 pF capacitor.

### FM DEMOD AUDIO OUT

A conventional quadrature detector is used to demodulate the FM signal. The Q of the quad coil, which is determined by the external resistor placed across it, has multiple effects on the audio output. Increasing the Q increases output level but because of nonlinearities in the tank phase characteris-

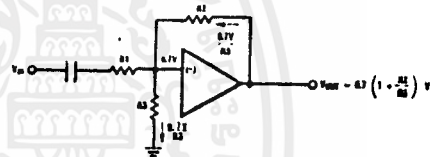
tic, also increases distortion (see Typical Performance Characteristics). For proper operation, the voltage swing on pin 8 should be adequate to drive the upper rank of the multiplier into switching (about 100 mVrms). This voltage level is dependent on the internal 10 pF capacitor and the tank R<sub>p</sub> voltage divider network. After detection and de-emphasis, the audio output at pin 9 is buffered by an emitter follower.

### OP AMP

The op amp inverting input (pin 10) which is internally referenced to 0.7V, receives dc bias from the output at pin 11 through the external feedback network. Because of the low D.C. bias, maximum swing on the op amp output with 10% distortion is 500 mVrms. This can be increased when operating on supplies over 2.3V by adding a resistor from the op amp input to ground which raises the quiescent D.C. at the output allowing more swing (see figure below for selection of added resistor). The op amp is normally utilized as either a bandpass filter to extract a specific frequency from the audio output, such as a ring or dial tone, or as a high pass filter to detect noise due to no input at the mixer. The latter condition will generate a signal at the op amp output, which when applied to pin 12 can mute the external audio amp. For max swing:  $V_{OUT} = (V_S - V_{BE})/2$  (from internal circuit)

$$\text{so } (V_S - V_{BE})/2 = 0.7 \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

$$\text{therefore } \frac{R_2}{R_3} = \left( \frac{V_S - V_{BE}}{1.4} \right) - 1$$



Increasing OP Amp Swing

### SQUELCH TRIGGER CIRCUIT

The squelch trigger circuit is configured such that a low bias on the input (pin 12) will force pin 13 high (200 mV below supply), where it can support at least a 1 mA load, and pin 14 to be a low impedance, typically 15 $\Omega$  to ground. Connecting pin 14 to a high impedance ground reference point in the audio path between pin 9 and the audio amp will mute the audio output. Pulling pin 12 above mute threshold (0.65V) will force pin 13 to an impedance of about 60 k $\Omega$  to ground and pin 14 will be an open circuit. There is 100 mV of hysteresis at pin 12 which effectively prevents jitter.

### บรรณานุกรม

- สุชาติ กังวาลจิตต์ "หลักการทางานของเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร", บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, หน้าที่ 14-38 และ 166-176
- รศ.ประกิจ คังคีสานนท์ "วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง มิถุนายน 2527, หน้าที่ 35-44 และ 47-60
- ตรีล พึ่งมา "การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง, หน้าที่ 95-110
- John D.Lenk "Coimplete Guide to Telephone Equipment Trouble and Repair"
- Lloyd Temes "Electronic Communications", McGraw-Hill 1986, Print in Singapore by Kefford Press, หน้า 59-64
- William Sinnema "Electronic Communications", Robert McPherson Prentice-Hall 1991, Canada Inc., Searborough, Ontario หน้า 85-102