สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องส่งเอฟเอ็ม

FM TRANSMITTER

โดย

นายนพพร ยศปัญญา

นายเอกสิทธิ์ โพชนุกูล

วท.
ส176ค
2549

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 72128
วัน,เดือน,ปี 11 มิ.ย. 2550

b 11763759
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องส่งเอฟเอ็ม

FM TRANSMITTER

โดย

นายนพพร ยศปัญญา 47015015

นายเอกสิทธิ์ โพชนุกูล 47015040

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.สุรพล บุญจันทร์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องส่งเอฟเอ็ม

FM TRANSMITTER

ผู้จัดทำ

1. นาย นพพร ยศปัญญา 47015015

2. นาย เอกสิทธิ์ โพชนุกูล 47015040

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. สุรพล บุญจันทร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องส่ง เอฟเอ็ม

FM TRANSMITTER

โดย นายนพพร ยศปัญญา 47015015
นายเอกสิทธิ์ โพชนุกูล 47015040

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สุรพล บุญจันทร์

บทคัดย่อ

เนื่องจากในขณะนี้ได้มีสถานีวิทยุชุมชนมากขึ้นซึ่งส่วนมากเครื่องส่งเอฟเอ็มที่มีการจัดซื้อจากต่างประเทศ ซึ่งมีค่าใช้จ่ายที่สูง ดังนั้นคณะผู้จัดทำจึงมีความสนใจที่จะศึกษาและสร้างเครื่องส่งเอฟเอ็ม ในย่านความถี่ 88 - 108 MHz ขึ้นมาเพื่อประหยัดค่าใช้จ่ายดังกล่าว

ABSTRACT

Nowadays,there are many community radio stations. Mostly these stations employ the import FM transmitter which is highly expensive.This project thus proposes a 88 to 108 MHz FM transmitter to reduce that cost

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ผศ.สุรพล บุญจันทร์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงงานที่คอยให้คำแนะนำและความรู้ต่างๆในการทำโครงงานนี้ รวมทั้งอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในการทดลอง

ขอขอบพระคุณ คุณชูชาติ พูตระกูล ซึ่งเป็นนายช่างของคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่คอยให้คำแนะนำและให้คำปรึกษารวมทั้งสถานที่ และ อุปกรณ์เครื่องมือที่ใช้ในการทำโครงงานนี้จนสำเร็จไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดาที่คอยเป็นกำลังใจในการทำงานของเราทำโครงงานนี้

คณะผู้จัดทำโครงงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 การส่งวิทยุกระจายเสียง	2
2.2 ระบบวิทยุอย่างง่าย	3
2.3 สเปกตรัมความถี่วิทยุ (Frequency Spectrum)	4
2.4 การมอดูเลต (Modulate)	5
2.5 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)	6
2.6 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)	7
2.7 การมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation)	8
2.8 ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)	10
2.9 เปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลชั่น (Percent Of Modulation)	11
2.10 ไซด์แบนด์เอฟเอ็ม	12
2.11 แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม	14
2.12 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator)	14
2.12.1 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ FET คู่	15
2.12.2 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไดโอดต่อเป็นวง	15
2.12.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี	18
2.13 การมอดูเลตแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาหะ	20
2.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียง	22
2.15 ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณเสียง	22
2.16 พรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิส (Pre-emphasis and De-emphasis)	23
2.17 ระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ	27
2.18 เครื่องส่งสเตอริโอ	28
2.19 สัญญาณ SCA	29
2.20 รูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	30
2.21 วิธีสังเคราะห์ความถี่	32
2.22 เฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop)	34
2.23 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	35
2.24 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	36
2.25 ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	37
2.25.1 วงจรโลพาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)	38
2.25.2 ข้อพิจารณาในการออกแบบลูปฟิลเตอร์	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.26 วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator – VCO) 43
2.27 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) 44
2.27.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์ 44
2.27.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น 44
2.27.3 วงจรขยายแบบคลาสบี 47
2.27.4 วงจรขยายแบบคลาสซี 48
2.27.5 วงจรขับกำลังและการแมตชิ่งหลายสเตจ 49
2.28 อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching) 50
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง 52
3.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง 54
3.2 วงจรพรีเอมฟาซิส 54
3.3 ส่วนสร้างสัญญาณ (L+R) 55
3.4 ส่วนสร้างสัญญาณ (L-R) 56
3.5 ส่วนสร้างสัญญาณไพล็อต 57
3.6ส่วนมอดูเลตสัญญาณ (L+R) และคลื่นพาหะย่อย 57
3.7 ส่วนสร้างสัญญาณคอมโพสิต 59
3.8 การออกแบบวงจร VCO (Voltage Control Oscillator) 61
3.9 คุณสมบัติของวาแรคเตอร์เบอร์ MV 2107 62
3.10 ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) 63
3.11 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) 64
3.12 อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching) 66
3.13 การออกแบบวงจรขยายกำลังที่ความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 66
3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) 68
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง 70
4.1 ผลการทดลองของภาคสเตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ (Stereo Encoder) 70
4.1.1 ป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{p-p}ที่แชนเนลซ้าย 70
4.1.2 ป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{p-p}ที่แชนเนลขวา 71
4.1.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเมื่อจ่ายสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้ายและขวา 72
4.1.4 สัญญาณอินพุตก่อนเข้าขา 1 และขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404) 73
4.1.5แสดงรูปคลื่นสัญญาณคลื่นพาห์38กิโลเฮิรตซ์โดยใช้ตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 74
4.1.6 แสดงรูปสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ 75
4.1.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 ของไอซี 3 (BA 1404) 76
4.1.8 แสดงสัญญาณคอมโพสิต 77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) 78
4.2.1 วัดสัญญาณอ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์ 78
4.2.2 วัดสัญญาณที่ VCO 79
4.2.3 วัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ 80
4.3 ผลการทดลองของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) 82
4.3.1 วัดกำลังวัตต์ที่เอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) 82
4.4 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) 84
4.4.1 วัดสัญญาณสเปกตรัมคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 84
4.4.2 วัดสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 85
4..4.3 วัดกำลังส่งของเครื่องส่งเอฟเอ็ม 86
4.5 ผลการทดลองของภาคฟิลเตอร์ (Filter) 88
4.5.1 สัญญาณเอาต์พุตก่อนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์ 88
4.5.2 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว 89
4.5.3 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท 90
4.6 ผลการทดลองหาแบนด์วิดท์ 91
บทที่ 5 สรุปผลและวิเคราะห์ผลการทดลอง 93
ภาคผนวก 96
รูป ก แสดงวงจรสเตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ (Stereo Encoder) 97
รูป ข แสดงลายปริ้นวงจรสเตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ (Stereo Encoder) 98
รูป ก แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) 99
รูป ง แสดงวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ที่ใช้งานจริง 100
รูป จ แสดงลายปริ้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่และวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ 101
รูป ฉ แสดงวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier) 102
รูป ช แสดงลายปริ้นวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier) 103
รูป ซ แสดงวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง 104
รูป ฌ แสดงลายปริ้นวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง 104
กิตติกรรมประกาศ
หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) 78
4.2.1 วัดสัญญาณอ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์ 78
4.2.2 วัดสัญญาณที่ VCO 79
4.2.3 วัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ 80
4.3 ผลการทดลองของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) 82
4.3.1 วัดกำลังวัดค์ที่เอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) 82
4.4 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier) 84
4.4.1 วัดสัญญาณสเปกตรัมคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 84
4.4.2 วัดสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 85
4..4.3 วัดกำลังส่งของเครื่องส่งเอฟเอ็ม 86
4.5 ผลการทดลองของภาคฟิลเตอร์ (Filter) 88
4.5.1 สัญญาณเอาต์พุตก่อนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์ 88
4.5.2 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว 89
4.5.3 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท 90
4.6 ผลการทดลองหาแบนด์วิดท์ 91
บทที่ 5 สรุปผลและวิเคราะห์ผลการทดลอง 93
ภาคผนวก 96
รูป ก แสดงวงจรสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder) 97
รูป ข แสดงลายปริ้นวงจรสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder) 98
รูป ค แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) 99
รูป ง แสดงวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ที่ใช้งานจริง 100
รูป จ แสดงลายปริ้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่และวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ 101
รูป ฉ แสดงวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier) 102
รูป ช แสดงลายปริ้นวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier) 103
รูป ซ แสดงวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง 104
รูป ฌ แสดงลายปริ้นวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง 104
กิตติกรรมประกาศ
หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปภาพ	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงช่องความถี่ของสถานีวิทยุกระจายเสียง	3
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ	3
รูปที่ 2.3 การแบ่งสเปกตรัมความถี่ของคลื่นวิทยุ	5
รูปที่ 2.4 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์	6
รูปที่ 2.5 การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดมากและน้อยเพื่อมอดูเลตบนคลื่นพาหะ	7
รูปที่ 2.6 การมอดูเลตทางความถี่	8
รูปที่ 2.7 ความแตกต่างระหว่างคลื่น พีเอ็มและเอฟเอ็ม	9
รูปที่ 2.8 การแปลงระหว่างคลื่น พีเอ็ม กับ เอฟเอ็ม	10
รูปที่ 2.9 กราฟแสดงแอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ในระบบเอฟเอ็ม	12
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นเอฟเอ็มในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1,1.5,2.0,3.0 ตามลำดับ	13
รูปที่ 2.11 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่	15
รูปที่ 2.12 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์	15
รูปที่ 2.13 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)	16
รูปที่ 2.14 แสดงการทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต	17
รูปที่ 2.15 รูปคลื่นต่างๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์	18
รูปที่ 2.16 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล	18
รูปที่ 2.17 ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์	19
รูปที่ 2.18 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี	21
รูปที่ 2.19 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอฟเอ็มที่เกิดจากความถี่เสียงที่มีแอมพลิจูดต่างกัน	22
รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณเสียงความถี่ต่างกัน	23
รูปที่ 2.21 แสดงการต่อวงจรพรีเอมฟาซิสและวงจรดีเอมฟาซิสในเครื่องส่งและรับเอฟเอ็ม	24
รูปที่ 2.22 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสแบบต่างๆ	25
รูปที่ 2.23 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสแบบต่างๆ(ต่อ)	25
รูปที่ 2.24 แสดงการตอบสนองความถี่เสียง เมื่อใช้วงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิส	26
รูปที่ 2.25 แสดงเส้นโค้งมาตรฐานของวงจรพรีเอมฟาซิส (τ = 75 ไมโครวินาที)	27
รูปที่ 2.26 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณในระบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	27
รูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็ม	28
รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของระบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ซึ่งมีสัญญาณ SCA	30
รูปที่ 2.29 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	31
รูปที่ 2.30 แสดงรูปคลื่นต่างๆของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์	31
รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง	33
รูปที่ 2.32 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.33 บล็อกไดอะแกรมของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ 35
รูปที่ 2.34 เฟสนอยส์ ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ๆกับความถี่เอาต์พุต 36
รูปที่ 2.35 แสดงโลพาสฟิลเตอร์อันดับ 1 โดย R-C 38
รูปที่ 2.36 วงจรแลก-ลีด อันดับหนึ่ง 38
รูปที่ 2.37 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ 39
รูปที่ 2.38 วิธีแก้ทรานเซี้ยนด้วย R1-Cc 40
รูปที่ 2.39 วิธีการแก้ทรานเซี้ยนด้วย R2-Cc เมื่อ Wc = 1/R2*Cc 40
รูปที่ 2.40 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และอินทิเกรเตอร์ 41
รูปที่ 2.41 วงจรโลพาสฟิลเตอร์อันดับสอง โดยใช้ออปแอมป์ 41
รูปที่ 2.42 วงจรโลพาสฟิลเตอร์อันดับสอง 42
รูปที่ 2.43 วงจรฟิลเตอร์และซัมมิ่งเน็ตเวิร์ค 42
รูปที่ 2.44 คุณสมบัติฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น 44
รูปที่ 2.45 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น 45
รูปที่ 2.46 จุดตัดอันดับที่ 2 46
รูปที่ 2.47 วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูล 47
รูปที่ 2.48 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี 48
รูปที่ 2.49 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี 48
รูปที่ 2.50 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี 49
รูปที่ 2.51 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี 49
รูปที่ 2.52 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์ 50
รูปที่ 2.53 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเน็ตเวิร์ค 50
รูปที่ 2.54 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 51
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder) 52
รูปที่ 3.2 แสดงรูปวงจรภาคสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ ที่ใช้งานจริง 53
รูปที่ 3.3 แสดงไอซี LM 386 54
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิส 55
รูปที่ 3.5 แสดงรูปวงจรบวก (Adder) 55
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverter) 56
รูปที่ 3.7 แสดงรูปวงจรบวก (Adder) 56
รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ ไอซี เบอร์ BA 1404 57
รูปที่ 3.9 แผนภาพแสดงกระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี 58
รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) 59
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ที่ใช้งานจริง 60
รูปที่ 3.12 วงจรเรโซแนนท์ 61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 แสดงรูปวงจร VCO 61
รูปที่ 3.14 โครงสร้างวงจรลูปฟิลเตอร์ 63
รูปที่ 3.15 การแทนทรานซิสเตอร์โดยบล็อกสี่เหลี่ยม 65
รูปที่ 3.16 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ 66
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรแมตชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์ 66
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรแมตชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์ 67
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทที่อันดับ 9 68
รูปที่ 3.20 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทที่อันดับ 9 ที่ใช้งานจริง 69
รูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้าย (L) 70
รูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลขวา (R) 71
รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) 72
รูปที่ 4.4 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณอินพุต 73
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณอินพุตก่อนจ่ายเข้าขา 1 และขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404) 73
รูปที่ 4.6 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัด 74
รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นพาหะ 38 กิโลเฮิรตซ์ 74
รูปที่ 4.8 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัด 75
รูปที่ 4.9 แสดงรูปสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ 75
รูปที่ 4.10 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 ของไอซี 3 (BA 1404) 76
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 และสัญญาณอินพุตก่อนเข้าไอซี 4 (LM386) 76
รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณคอมโพสิต 77
รูปที่ 4.13 แสดงการวัดสัญญาณความถี่อ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 78
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณความถี่จาก VCO 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 79
รูปที่ 4.15 แสดงผลจากเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็ม 80
รูปที่ 4.16 แสดงความถี่ที่ใช้ในการทดลอง 80
รูปที่ 4.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด 81
รูปที่ 4.18 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้งานจริง 81
รูปที่ 4.19 แสดงกำลังวัตต์ที่วัดได้จากเอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ 82
รูปที่ 4.20แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด 83
รูปที่ 4.21 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้งานจริง 83
รูปที่ 4.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมการขยายกำลังส่ง 84
รูปที่ 4.23 แสดงสเปกตรัมคลื่นหลักของสัญญาณความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 84
รูปที่ 4.24 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ของสัญญาณเอาต์พุต 85
รูปที่ 4.25 แสดงกำลังส่งที่ใช้ในการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุ 86
รูปที่ 4.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด 87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.27 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคขยายกำลังส่งที่ใช้งานจริง 87
รูปที่ 4.28 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตก่อนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์ 88
รูปที่ 4.29 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว 89
รูปที่ 4.30 แสดงกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ 90
รูปที่ 4.31 แสดงสเปกตรัมค่าอัตราการลดทอนของคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์ 91
รูปที่ 4.32 แสดงสเปกตรัมของคลื่นหลักที่อัตราการลดทอนลดลงมา 3 dBm 91
รูปที่ 4.33 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากการทดลอง 92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 สเปกตรัมความถี่วิทยุ	4
ตารางที่ 2.2 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ	13
ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

เนื่องจากการสื่อสารในระบบเอเอ็มนั้นถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน(Noise) ที่เกิดขึ้นจากธรรมชาติ (Natural Statics Noise) หรือจากมนุษย์สร้างขึ้น (Man Made Noise) ทำให้มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของคลื่นพาหะ ดังนั้นในงานด้านการติดต่อสื่อสารด้วยวิทยุ ได้พยายามปรับปรุงและค้นคว้าในการรับ-ส่งมีประสิทธิภาพมากขึ้น เพื่อหลีกเลี่ยงหรือป้องกันสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับระบบเอเอ็มจึงมีผู้คิดค้นระบบเอฟเอ็มขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาการรบกวนของสัญญาณทางแอมพลิจูดได้เป็นผลสำเร็จ

ปัจจุบันได้มีการใช้งานการสื่อสารระบบ เอฟเอ็ม อย่างมากมายทั้งในด้านเอกชนและประชาชนทั่วไปและได้มีสถานีวิทยุชุมชนเกิดขึ้นมากกว่า 1200 สถานีทั่วประเทศและได้มีการจัดซื้อเครื่องส่งเอฟ-เอ็มจากต่างประเทศในราคาที่แพงมาก ดังนั้นคณะผู้จัดทำจึงมีความสนใจที่จะศึกษาและสร้างเครื่องส่งเอฟเอ็มนี้ขึ้นมาใช้งานจริง ในย่านความถี่ 88 – 108 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะมีหลักการดังนี้คือ

1.1) ส่วนสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder)

สร้างสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) โดยภายในประกอบด้วยสัญญาณ(L+R),(L-R)DSB และสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้ตัวคริสตอลเป็นตัวกำเนิด (Oscillator) ความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์ เอฟเอ็มมอดูเลเตอร์จะมีย่านความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มกระจายเสียงอยู่ที่ (88 -108 เมกะเฮิรตซ์)

1.2) ส่วนสร้างสัญญาณสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

ใช้หลักการของ Phase Locked Loop Synthesizer แบบ Single Modulus Prescalers ส่วนประกอบที่สำคัญในวงจรเฟสล็อกลูปคือวงจรเทียบเฟส(Phase Detector)วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจร Voltage Control Oscillator (VCO) โดยหลักการคือ สัญญาณจากความถี่มาตรฐานจะป้อนเข้าวงจรเทียบเฟส ซึ่งจะทำการเทียบเฟสของสัญญาณจากความถี่มาตรฐานกับสัญญาณที่ป้อนกลับจากภาคเอาต์พุตจาก นั้นผลต่างของมุมเฟสจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสไฟตรง ซึ่งเมื่อรวมกับส่วนของสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ระดับความแรงของสัญญาณจะทำให้ VCO ให้ผลิตความถี่ออกมาทางเอาต์พุต ซึ่งเมื่อรวมกับสัญญาณพาหะ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ แล้วจะทำให้เราได้สัญญาณเอฟเอ็มตามต้องการ

1.3) ส่วนของวงจรภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

เมื่อได้ความถี่วิทยุที่ผลิตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ แล้วก็จะนำสัญญาณดังกล่าวมาต่อเข้ากับภาคขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) เพื่อทำการขยายกำลังความถี่วิทยุต่อไป

1.4) ส่วนของวงจรภาคขยายกำลังส่ง (Power Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุมีกำลังส่ง 500 มิลลิวัตต์ แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางที่ไกลๆต้องมีกำลังส่งที่สูง ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายกำลังเพื่อขับให้สัญญาณมีกำลังส่งมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การส่งวิทยุกระจายเสียง

วิทยุกระจายเสียงที่สำคัญๆในประเทศไทยมี 2 ระบบ คือระบบวิทยุเอเอ็มและระบบวิทยุเอฟเอ็ม (บางสถานีเป็นเอฟเอ็มธรรมดาและบางสถานีเป็นเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์) ซึ่งสถานีส่งวิทยุก็มีอยู่นับร้อยสถานี คณะกรรมการบริหารวิทยุกระจายเสียงและโทรทัศน์ได้วางระเบียบการส่งกระจายเสียงไว้เพื่อป้องกันมิให้เกิดการรบกวนระหว่างกัน โดยยึดหลักวิชาการและมาตรฐานสากล

ในระบบเอฟเอ็มจะใช้ย่านความถี่ตั้งแต่ 88 ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์ คลื่นเอฟเอ็มของแต่ละสถานีที่มีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ได้ไม่เกิน 200 กิโลเฮิรตซ์ ความเที่ยงตรงของความถี่คลื่นพาหะต้องผิดพลาดไม่เกิน 20 ส่วนในล้านส่วน ((20/1,000,000) = 0.00002) คลื่นแปลกปลอมที่เล็ดรอดจากเครื่องส่งต้องมีค่าไม่เกิน 1 มิลลิวัตต์ (หรือต่ำกว่าคลื่นพาหะไม่น้อยกว่า 60 เดซิเบล)

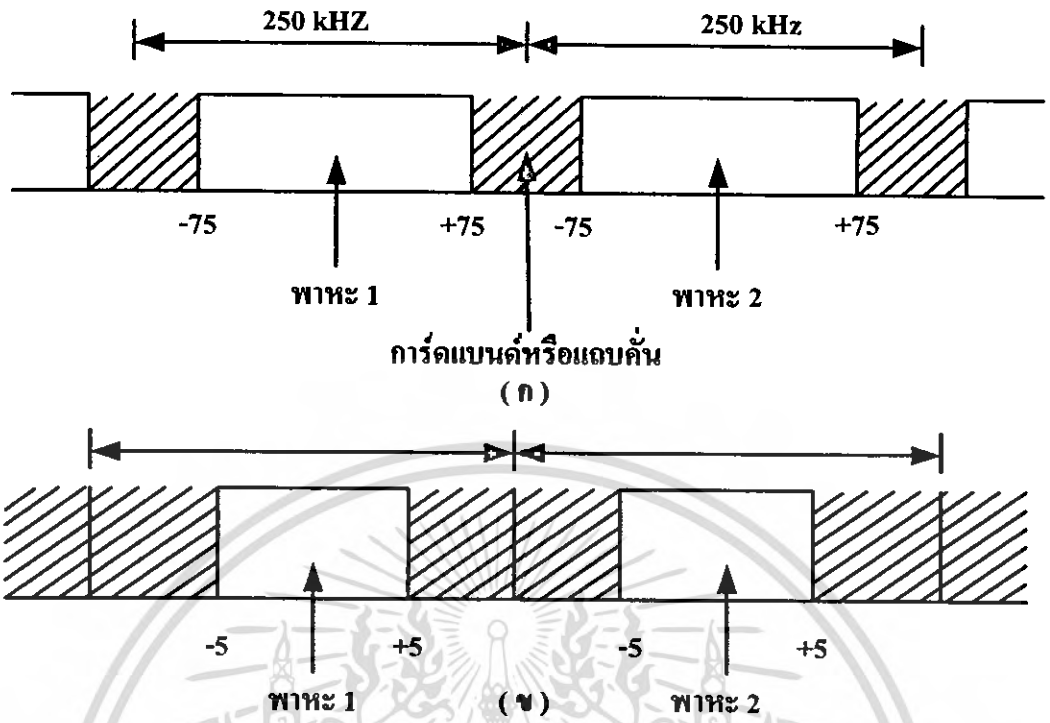
สำหรับมอดูเลเตอร์เอฟเอ็ม จะต้องมีวงจรป้องกันโอเวอร์มอด โดยสัญญาณเสียงที่ใช้มอดูเลตมีความถี่อยู่ในช่วงระหว่าง 50 ถึง 15, 000 เฮิรตซ์

สัญญาณเอฟเอ็มต้องมีการเบี่ยงเบน (Deviation) ไม่เกิน ± 75 กิโลเฮิรตซ์ ดูรูปที่ 2.1 สังเกตว่ามีการ์ดแบนด์ (Guard Band) คั่นระหว่างช่องสถานี เพื่อป้องกันการรบกวนข้ามช่องอีกด้วย

สำหรับในระบบเอเอ็มจะใช้ย่านความถี่ 535 ถึง 1605 กิโลเฮิรตซ์ คลื่นเอเอ็มของแต่ละสถานีต้องมีแบนด์วิดท์ไม่เกิน 20 กิโลเฮิรตซ์ และคลื่นพาหะต้องมีความเที่ยงตรงดีกว่า 10 เฮิรตซ์ (ผิดพลาดไม่เกิน 10 เฮิรตซ์) สำหรับเครื่องส่งที่มีกำลังส่งตั้งแต่ 50 กิโลวัตต์ลงมาคลื่นแปลกปลอมจะเล็ดรอดออกจากเครื่องส่งต้องมีค่าไม่เกิน 50 มิลลิวัตต์ หรือต่ำกว่าคลื่นพาหะไม่น้อยกว่า 40 เดซิเบล ส่วนเครื่องส่งที่มีกำลังส่งสูงกว่า 50 กิโลวัตต์ขึ้นไปความแรงของความถี่แปลกปลอมต้องไม่เกิน 50 มิลลิวัตต์ (หรือต่ำกว่าคลื่นพาหะไม่น้อยกว่า 60 เดซิเบล)

สำหรับมอดูเลเตอร์เอเอ็ม จะต้องมีวงจรป้องกันโอเวอร์มอดด้วย (เนื่องจากแบนด์วิดท์ของแต่ละสถานีมีขีดจำกัด) สัญญาณเสียงที่ใช้มอดูเลตจึงต้องมีความถี่ไม่เกิน 10 กิโลเฮิรตซ์ (ส่วนใหญ่จะจำกัดไว้ที่ 5 กิโลเฮิรตซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

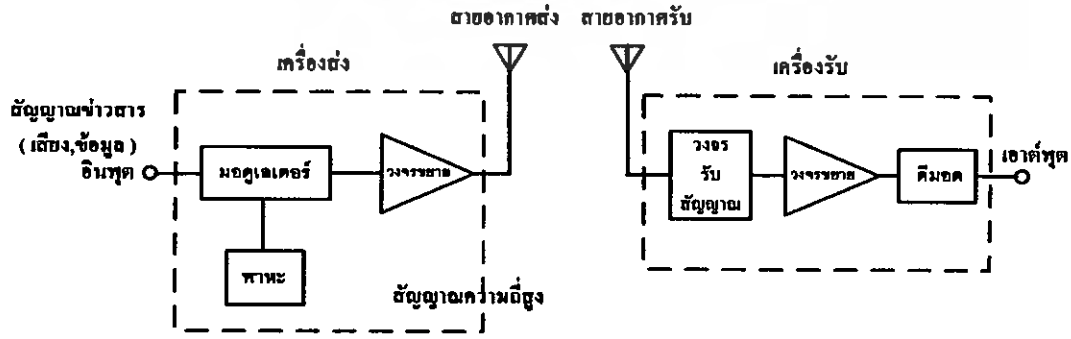


รูปที่ 2.1 แสดงช่องความถี่ของสถานีวิทยุกระจายเสียง

2.2 ระบบวิทยุอย่างง่าย

ระบบวิทยุโดยทั่วไปมักจะมีรูปแบบคล้ายคลึงกับรูป 2.2 ในที่นี้เราแสดงไว้เฉพาะการติดต่อทางเดียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเท่านั้น จะเห็นได้ว่าประกอบด้วยส่วนสำคัญคือเครื่องส่งและเครื่องรับ สายอากาศและสัญญาณข่าวสาร (เช่นเสียงพูดจากไมโครโฟน) ถูกป้อนที่อินพุตทำให้เกิดเอาต์พุตเป็นคลื่นที่ได้รับการมอดูเลตแล้วแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับ คลื่นที่ได้รับจากสายอากาศรับจะถูกแปลงโดยเครื่องรับเพื่อให้สัญญาณข่าวสารกลับคืนออกมา (เช่นเป็นเสียงพูดออกทางลำโพง)

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลต ซึ่งทำหน้าที่มอดูเลตสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูง สัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้วจะต้องไปผ่านการขยายให้มีกำลังมากขึ้นแล้วจึงป้อนให้แก่สายอากาศส่งเพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกล โดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจนคลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ ที่เครื่องรับจะรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายคลื่นนั้นให้มีความแรงขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีมอดูเลต (หรือดีมอด)ทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตกลับมาเพื่อให้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

ข้อสังเกตในระบบวิทยุคือ ถ้ามีเครื่องส่งหลายเครื่องอยู่ในพื้นที่ใกล้เคียงกัน เราจะต้องใช้ความถี่คนละความถี่ มิฉะนั้นสัญญาณที่เครื่องรับจะสับสน(รับสัญญาณรบกวนหรือแทรกแซงกัน) เราสามารถใช้ความถี่ซ้ำกันได้ก็ต่อเมื่อเครื่องส่งแต่ละเครื่องส่งอยู่ห่างไกลกันและไม่ทำให้เกิดการรบกวน ทั้งนี้เพราะคลื่นวิทยุจะมีความแรงลดลงที่ระยะห่างไกลจากเครื่องส่งมากขึ้น

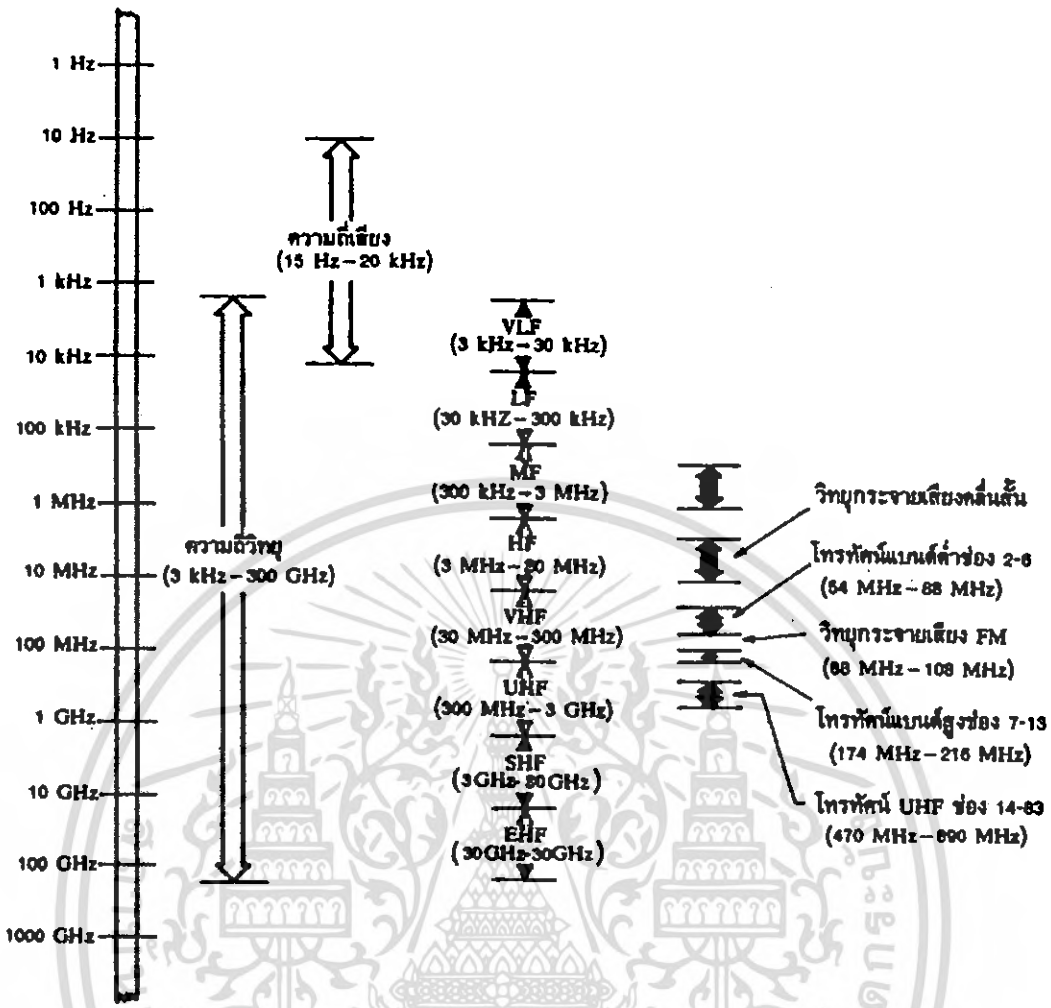
2.3 สเปกตรัมความถี่วิทยุ (Frequency Spectrum)

พลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเหมาะสมที่จะนำมาใช้สำหรับการติดต่อสื่อสารเรียกว่า"คลื่นวิทยุ" คลื่นวิทยุนี้ครอบคลุมความถี่กว้างขวางรวมเรียกว่า สเปกตรัมความถี่วิทยุ ซึ่งมีขอบเขตโดยประมาณจาก 10 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 300,000 เมกะเฮิรตซ์ และได้แบ่งแถบความถี่ต่าง ๆ พร้อมทั้งกำหนดชื่อเรียกขาน ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ชื่อเรียกขาน	ชื่อย่อ	แถบความถี่
ความถี่ต่ำมาก (Very Low Frequency)	VLF	10 kHz – 30 kHz
ความถี่ต่ำ (Low Frequency)	LF	30 kHz – 300 kHz
ความถี่กลาง (Medium Frequency)	MF	300 kHz – 3,000 kHz
ความถี่สูง (High Frequency)	HF	3MHz – 30 MHz
ความถี่สูงมาก (Very High Frequency)	VHF	30 MHz – 300 MHz
ความถี่สูงยิ่ง (Ultra High Frequency)	UHF	300 MHz – 3,000 MHz
ความถี่สูงยอด (Super High Frequency)	SHF	3 GHz – 30 GHz
ความถี่สูงยิบ (Extremely High Frequency)	EHF	30 GHz – 300 GHz

ตารางที่ 2.1 สเปกตรัมความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 การแบ่งสเปกตรัมความถี่ของคลื่นวิทยุ

2.4 การมอดูเลต (Modulate)

ในขบวนการมอดูเลตนั้นเราใช้คลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่สูงเป็นพาหะ แล้วมีเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติบางอย่างของพาหะด้วยสัญญาณข่าวสาร โดยทั่วไปสัญญาณข่าวสารได้แก่ สัญญาณออดิโอ(หรือเสียงพูด) สัญญาณภาพหรือข่าวสารอื่นๆ การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของคลื่นพาหะนี้เราเรียกว่า การมอดูเลตคลื่นไซน์ที่เราใช้เป็นพาหะนั้น เราสามารถเขียนสมการทางคณิตศาสตร์แทนได้ดังนี้

$$e = A \sin(\omega t + \phi)$$

ในที่นี้ e คือค่าแรงดัน (หรือกระแส) ของคลื่นพาหะใด ๆ

A คือแอมพลิจูด (หรือขนาด) สูงสุดของคลื่นพาหะ

ω คือความถี่เชิงมุม = $2\pi f$

t คือเวลา

ϕ คือเฟส หรือมุมทางไฟฟ้า

f คือความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่า คุณสมบัติประจำตัวของคลื่น (รูปไซน์) ที่สำคัญจะมีอยู่ 3 ประการ ซึ่งเราสามารถเปลี่ยนแปลงหรือมอดูเลตได้คือแอมพลิจูด (A) ความถี่เชิงมุม (ω) หรือความถี่ (f)และเฟส (ϕ)

การมอดูเลตให้กับคลื่นพาหะแบ่งออกได้เป็น 3 แบบ คือ

1. มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation เรียกชื่อย่อว่า AM)

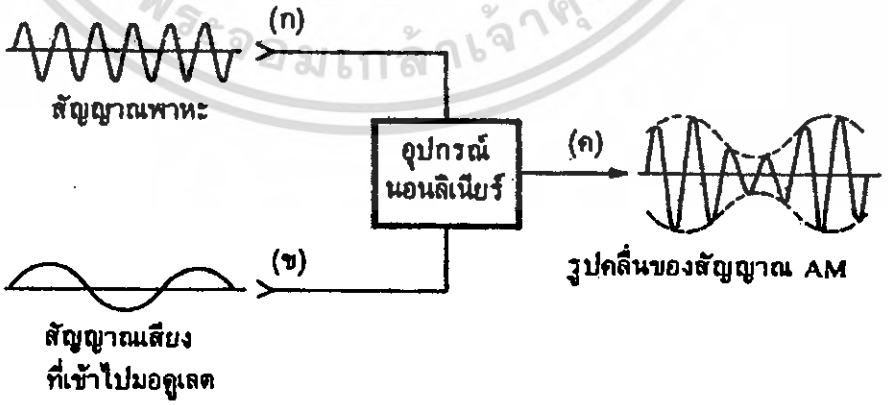
2. มอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation เรียกชื่อย่อว่า FM)

3. มอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation เรียกชื่อย่อว่า PM)

ในทางปฏิบัติสัญญาณเอฟเอ็มกับสัญญาณพีเอ็มจะคล้ายคลึงกันมาก บางมีเรียกรวมๆทั้งเอฟเอ็มและพีเอ็มว่า การมอดูเลตเชิงมุม (Angel Modulation) กล่าวโดยสรุปการมอดูเลตแบ่งออกเป็นจริงๆ 2 แบบใหญ่คือเอเอ็มและเอฟเอ็ม (หรือ พีเอ็ม)

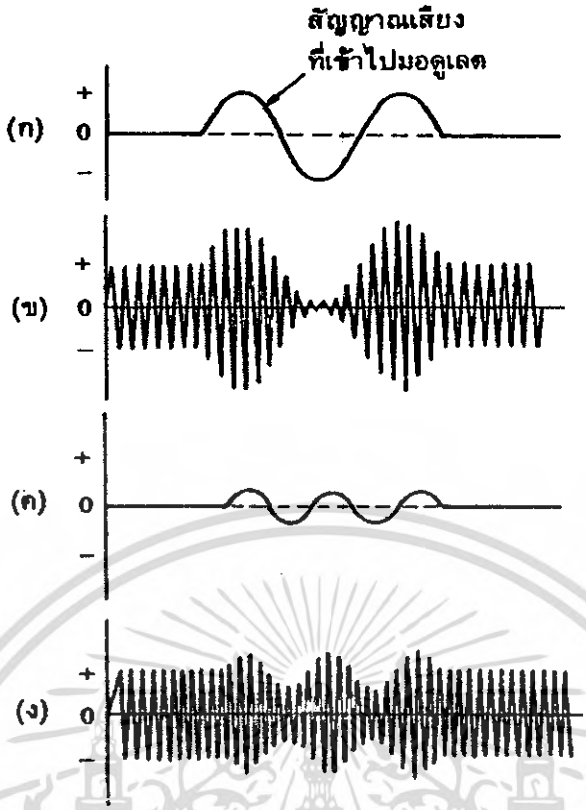
2.5 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation)

การมอดูเลตแบบเอเอ็มนั้น เราใช้สัญญาณข่าวสารสมมติให้สัญญาณเสียงมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะเพื่อเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางแอมพลิจูด (หรือขนาด) ของพาหะในรูปที่ 2.4 เราใช้สัญญาณพาหะ (ก) ผสมกับสัญญาณเสียง (ข) ลงในวงจรนอนลิเนียร์ (Nonlinear) เช่น ใช้ไดโอดหรือทรานซิสเตอร์ โดยให้มีจุดทำงานอยู่ในบริเวณที่ไม่เป็นลิเนียร์ในอุปกรณ์แบบนอนลิเนียร์ จะทำให้เกิดสัญญาณเอเอ็มดังรูปที่ 2.4(ค) ขึ้นจะสังเกตว่าสัญญาณพาหะซึ่งถูกมอดูเลตแล้วจะมีแอมพลิจูด (ขนาด) เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงที่ปนอยู่ในสัญญาณจะปรากฏเป็นกรอบคลื่น (Envelope) บนและล่างดังรูปที่ 2.5 (ก) เป็นสัญญาณที่มีแอมพลิจูดขนาดหนึ่ง โดยรูปที่ 2.5 (ข) คือสัญญาณเอเอ็มที่มีสัญญาณเสียง ในรูปที่ 2.5 (ก) มอดูเลตในทางตรงข้ามถ้าสัญญาณเสียงมีแอมพลิจูดเล็กลงโดยแสดงดังรูปที่ 2.5 (ค) สัญญาณเอเอ็มที่เกิดขึ้นนั้นจะมีกรอบ (การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด) เล็กลงด้วยดังรูปที่ 2.5 (ง)



รูปที่ 2.4 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดโดยใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 การใช้สัญญาณเสียงที่มีขนาดมากและน้อยเพื่อมอดูเลตบนคลื่นพาหะ

2.6 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation)

รูปคลื่นของสัญญาณเอฟเอ็มเกิดจากสัญญาณมอดูเลตดังรูปที่ 2.6(ก)เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูป 2.6 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.6 (ค) เป็นสัญญาณเอฟเอ็มจะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณเอฟเอ็มอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุดความถี่ของคลื่นพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุดนั้นคือการมอดูเลตถึงจุดสุดยอด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตมีค่าลดลงเป็นศูนย์ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดังเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าตกลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ ทำให้พาหะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้ง ความถี่พาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดังเดิมเช่นกัน ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน(Frequency Deviation) หรือ ดีวิเอชั่น ตัวอย่างเช่น พาหะที่มีความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิรตซ์ สลับไปมาเช่นนี้หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ±0.1 เมกะเฮิรตซ์ หรือ ±100 เมกะเฮิรตซ์

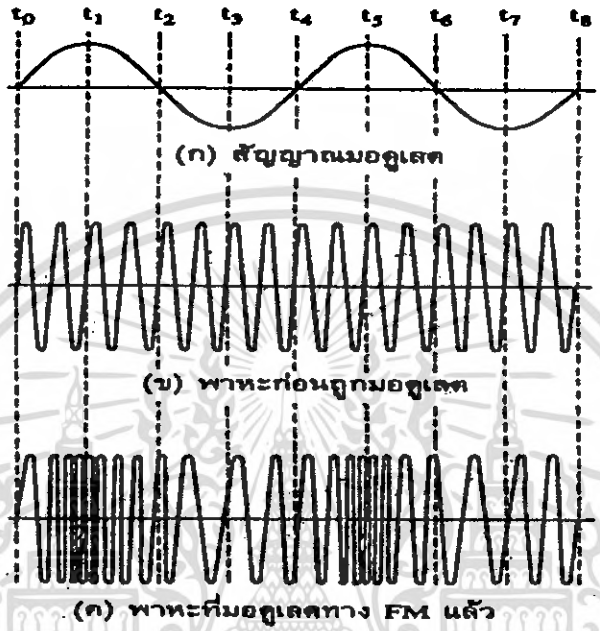
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบทั่วไปของสมการเอฟเอ็ม

สมการของคลื่นพาหะคือ $X_c(t) = X_c * COS(\omega_c t)$

และสัญญาณที่มอดูเลตคือ $X_m(t) = \beta * SIN(\omega_c t)$

จะได้สมการเอฟเอ็มคือ $X(t) = X_c COS(\omega_c t + \beta * SIN(\omega_c t))$



รูปที่ 2.6 การมอดูเลตทางความถี่

กล่าวโดยสรุปสัญญาณเอฟเอ็มมีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

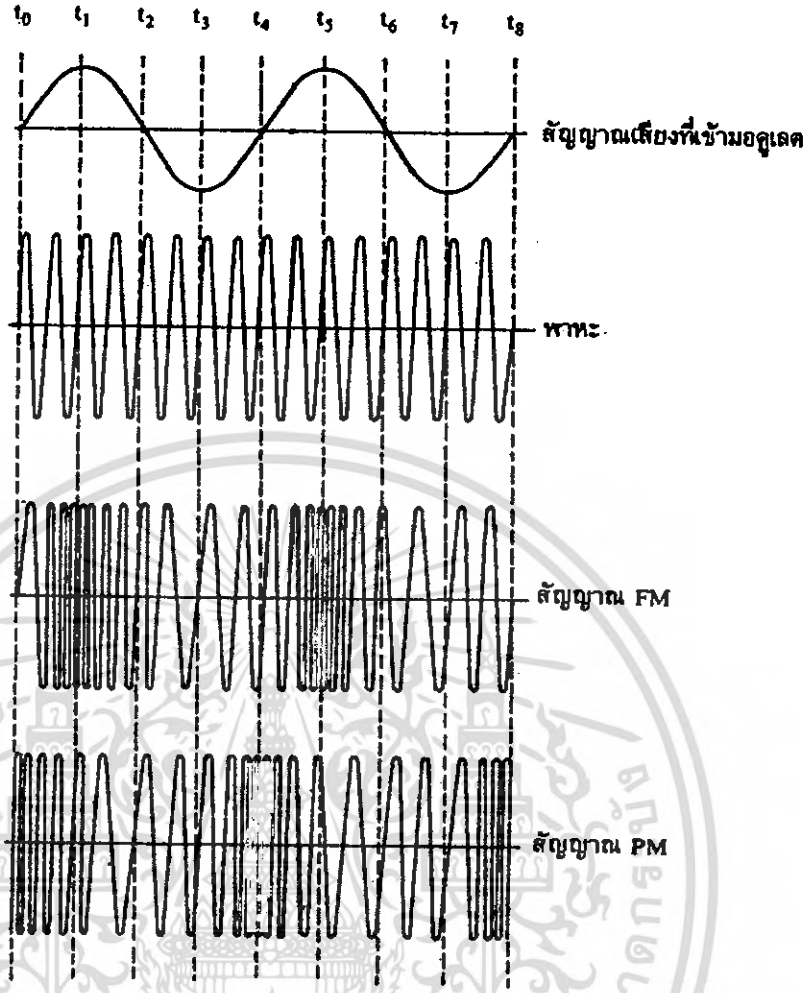
1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอดแต่ความถี่เบี่ยงเบนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือดีวิเอชั่น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.7 การมอดูเลตทางเฟส (Phase Modulation)

ในการมอดูเลตทางเฟส เฟสของพาหะย่อมเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามอดูเลต เมื่อเฟสของพาหะเปลี่ยนแปลงจะทำให้ความถี่ของพาหะนั้นเปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นการมอดูเลตทางเฟสจะทำให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนด้วยเสมอจริงๆแล้วในการมอดูเลตทางความถี่เฟสก็จะเปลี่ยนแปลงตามด้วย สรุปแล้วการเปลี่ยนแปลงทั้งสองแบบจะเกิดขึ้นพร้อม ๆกัน

รูปที่ 2.7 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณเอฟเอ็มกับพีเอ็ม จะเห็นว่าสัญญาณทั้งสองนั้นมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ โดยเว้นแต่ในการมอดูเลตทางเฟสความถี่เบี่ยงเบนมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเปลี่ยนเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 ความแตกต่างระหว่างคลื่นพีเอ็มและเอฟเอ็ม

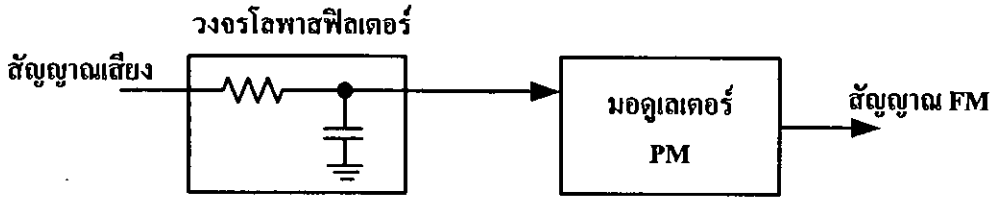
ความถี่เบี่ยงเบนมีค่ามากที่สุดในขณะที่สัญญาณมอดูเลตผ่านศูนย์ (แกนศูนย์) กล่าวคือ เฟสของพาหะมีการเปลี่ยนแปลงมากที่สุด ในขณะที่สัญญาณมอดูเลตเปลี่ยนจากบวกเป็นลบหรือจากลบเป็นบวก สังเกตว่าที่เวลา t_2 สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตผ่านศูนย์ สัญญาณพีเอ็มเบี่ยงเบนไปความถี่ต่ำสุดที่เวลา t_4 สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตผ่านศูนย์อีกครั้งสัญญาณพีเอ็มเบี่ยงเบนไปยังความถี่สูงสุด ฉะนั้นการมอดูเลตทางเฟสจึงทำให้เกิดสัญญาณเอฟเอ็มเช่นกัน บางที่เราเรียกการมอดูเลตทางเฟสนี้ว่าเป็นเอฟเอ็มโดยอ้อม (Indirect FM)

ข้อแตกต่างของสัญญาณ พีเอ็ม กับ เอฟเอ็ม ได้แก่

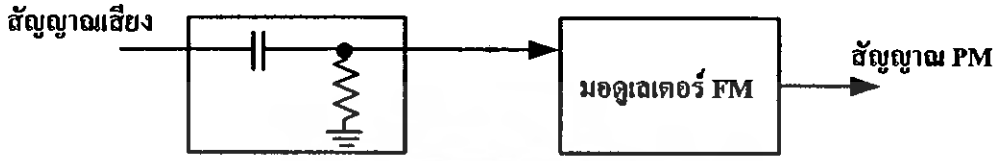
1.สัญญาณพีเอ็มมีความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนโดยตรงกับทั้งความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.สัญญาณเอฟเอ็มมีความถี่เบี่ยงเบนที่เข้าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตโดยไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ใช้มอดูเลเตอร์ PM กำเนิดคลื่น FM



(ข) ใช้มอดูเลเตอร์ FM กำเนิดคลื่น PM

รูปที่ 2.8 การแปลงระหว่างคลื่นพีเอ็มกับเอฟเอ็ม

2.8 ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)

ในระบบเอเอ็มปริมาณการมอดูเลตเรานิยมวัดเป็นเปอร์เซ็นต์ การมอดูเลตซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่นเอเอ็มทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบเอฟเอ็มเราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลตลองพิจารณาความหมายของการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = \frac{f_d}{f_m}$$

ในที่นี่ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตแตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนใหญ่จะได้อยู่ระหว่าง(0 ถึง 1) ตัวอย่างเช่นในระบบวิทยุกระจายเสียงเอฟเอ็มเรากำหนดไว้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ สมมุติว่าเราให้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิรตซ์ มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = \frac{75kHz}{1kHz} = 75$$

สังเกตว่าค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบเอฟเอ็มนั้นขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลต ในทางปฏิบัตินิยมนั้นวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนความถี่เบี่ยงเบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ของระบบ) สูงสุด ($f_{d\max}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ($f_{m\max}$) ในระบบกระจายเสียงเอฟเอ็ม ค่าอัตราการเบี่ยงเบน (Δ) จะเท่ากับ

$$\Delta = \frac{f_{d\max}}{f_{m\max}}$$
$$= \frac{75kHz}{15kHz} = 5$$

ในระบบเอเอ็ม เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด(กรอบคลื่น)ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบเอฟเอ็มเมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้นในระบบกระจายเสียงเอฟเอ็มกำหนดไว้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิรตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไม่เท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

ในที่นี้ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

$f_{d\max}$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.9 เปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลชั่น (Percent Of Modulation)

ในระบบเอฟเอ็มการเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นที่มีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุดที่กำหนดไว้สามารถคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของการเบี่ยงเบนสูงสุดได้ ซึ่งปริมาณของการเบี่ยงเบนความถี่จะเป็นตัวกำหนดเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลชั่น แต่สำหรับคลื่นเอฟเอ็มนั้นเปอร์เซ็นต์ของการมอดูเลชั่นคิดเป็นอัตราส่วนของการเบี่ยงเบนความถี่ (Δfc)ต่อการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด(ΔFc)ที่กำหนดไว้เป็นการมอดูเลชั่นเต็มที่(Full Modulation) ที่ 100 % ซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\% \text{ การมอดูเลชั่น} = \frac{\text{การเบี่ยงเบนความถี่}}{}$$

$$= \frac{\Delta fc}{\Delta Fc} \times 100$$

ตัวอย่าง เช่น เครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มนั้นมีการกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (ΔFc) ไว้เท่ากับ ± 75 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับการมอดูเลชั่นที่100 % ดังนั้นการมอดูเลชั่น 100 % จะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อเรามอดูเลตสัญญาณเข้าไป ทำให้คลื่นพาห์ของเครื่องส่งมีการเบี่ยงเบนความถี่ไปเท่ากับ ± 75 กิโลเฮิรตซ์ เพราะว่าเรามอดูเลชั่นเต็มที่ที่ 100 เปอร์เซ็นต์ และเมื่อเราลดแอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตลงจนกระทั่งทำให้การเบี่ยงเบนความถี่ตกลงถึง ± 45 กิโลเฮิรตซ์ เครื่องส่งก็จะให้การมอดูเลชั่นที่ 60 เปอร์เซ็นต์

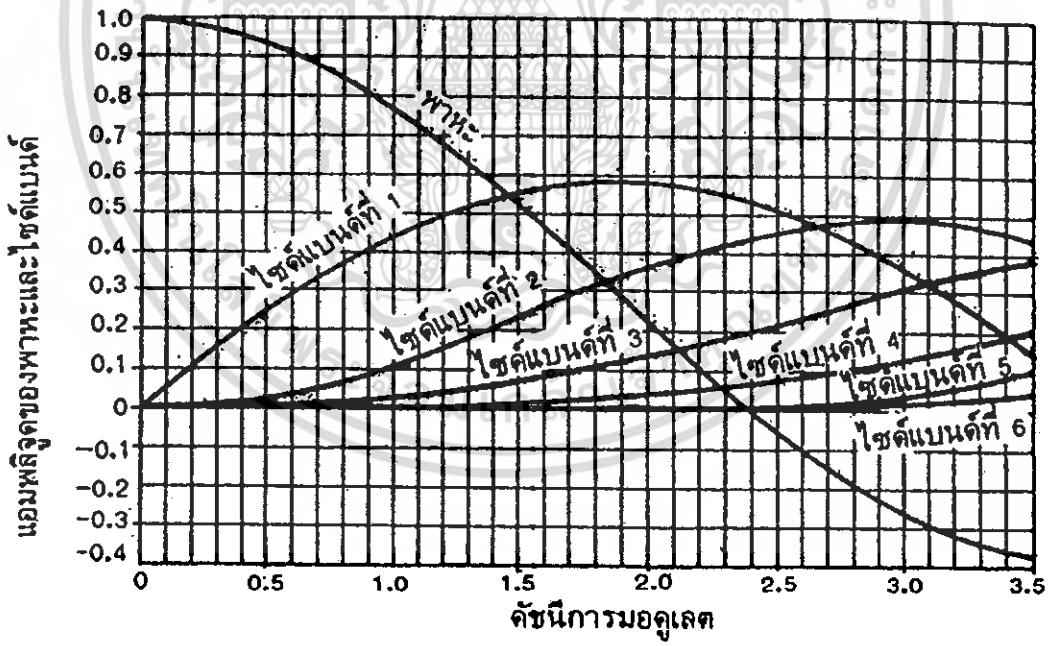
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ไซด์แบนด์เอฟเอ็ม

ความแตกต่างของระบบเอเอ็มกับเอฟเอ็มที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ในระบบเอเอ็มถ้าเรามอดู - เลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัว คือ ไซด์แบนด์ด้านสูง (USB) กับ ไซด์แบนด์ด้านต่ำ (LSB) แต่ในระบบเอฟเอ็มนั้น ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนของความถี่พาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมากๆนั้นมักมีค่าแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบเอเอ็มไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงแต่ในระบบเอฟเอ็มสัญญาณเอฟเอ็มจะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอซึ่งก็หมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมจะกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ ในระบบเอฟเอ็มขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดของไซด์แบนด์ที่สำคัญและแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ

ในรูปที่ 2.9 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆจะทำเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีคลื่นพาหะอย่างเดียว(เท่ากับหนึ่งหน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงแอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ในระบบเอฟเอ็ม

เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ตอนนี้กำลัง

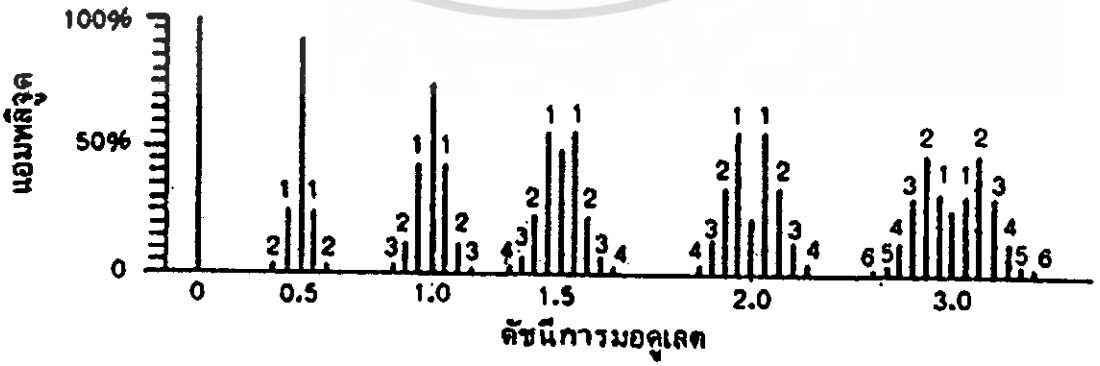
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของคลื่นเอฟเอ็มจะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีกคลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก(เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรกเช่นดัชนีการมอดูเลตเป็น3.1แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับลบ 0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีหลายจุด

กราฟในรูปที่ 2.9 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 2.2 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้นการกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.10

ดัชนีมอดูเลชั่น	พาหะ	ไซด์แบนด์ (เป็นคู่)															
		1st	2d	3d	4th	5th	6th	7th	8th	9th	10th	11th	12th	13th	14th	15th	16th
0.00	1.00	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
0.25	0.98	0.12	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
0.50	0.94	0.24	0.03	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1.50	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2.00	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2.50	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
4.00	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	–	–	–	–	–	–	–	–	–
5.00	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	–	–	–	–	–	–	–	–
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.35	0.25	0.25	0.13	0.06	0.02	–	–	–	–	–	–	–
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.34	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	–	–	–	–	–	–
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.34	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	–	–	–	–	–
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	0.20	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	–	–	–
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.01	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	–	–
12.00	-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
15.00	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.2 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ



รูปที่ 2.10 รูปคลื่นเอฟเอ็มในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1,1.5,2.0,3.0 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม

ในระบบเอฟเอ็มจำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือ ไซด์แบนด์คู่แรกนี้มีความถี่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c \pm 2f_m$,..... ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่นเอฟเอ็มต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต และความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตแต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ f_d / f_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

ตัวอย่าง เช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตเท่ากับ 3 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิรตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

$$m = f_d / f_m$$

$$= 18\ kHz/3kHz = 6$$

นำค่า m = 6 ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจารณาได้จากตารางที่ 2.1 จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนั้น

$$BW = f_m \times \text{จำนวนไซด์แบนด์} \times 2$$

$$= 3\ kHz \times 9 \times 2$$

$$= 54\ kHz$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า f_{dmax} และ f_{mmax} เลยไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$BW = 2\,(m+1)\,f_{mmax}$$

หรือ $BW = 2\,(f_{dmax} + f_{mmax})$ เมื่อ $m = f_{dmax} / f_{mmax}$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราคำนวณได้ว่า $BW = 2 \times (6+1) \times 3$

$$= 42\ kHz$$

หรือ $BW = 2 \times (18+3)$

$$= 42\ kHz$$

เสมือนกับว่าเราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอนต้น

2.12 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator)

เนื่องจากเอเอ็มไม่มีข่าวสารปนอยู่ในคลื่นพาหะเราจึงสามารถกำจัดหรือเอาคลื่นพาหะออกก่อนที่จะทำการส่งออกอากาศ วงจรที่ทำหน้าที่นี้เรียกว่า วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (Balanced Modulator หรือเขียนย่อว่า BM) วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์นี้จะผสมสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะและผลลัพธ์ที่ได้นี้เรียกว่าสัญญาณ AMDSBSC (ย่อมาจาก Amplitude Modulate, Double Sideband, Suppressed Carrier)

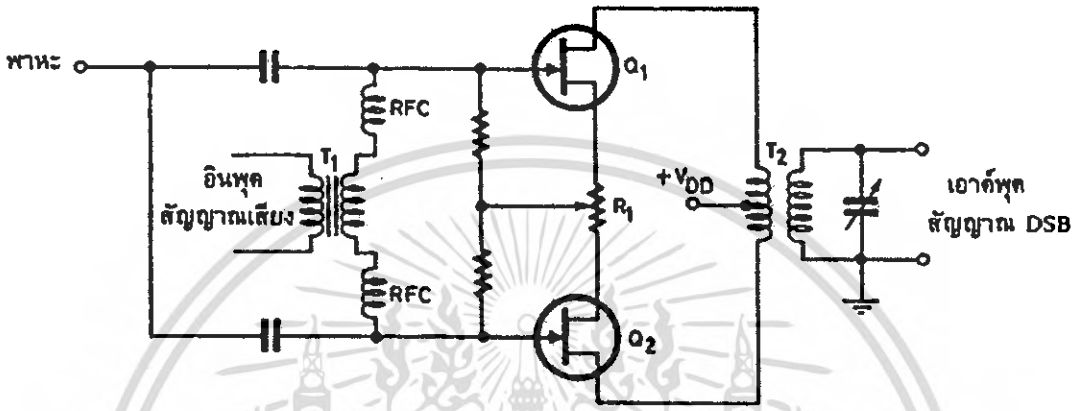
วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์มีอยู่หลายแบบแต่ละแบบมีข้อดีข้อเสียประจำตัวของมันต่อไปเราจะพิจารณาวงจรแบบต่างๆ

2.12.1 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ ชนิดใช้ FET คู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12.1 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ ชนิดใช้ FET คู่

รูปที่ 2.11 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์อย่างง่ายอินพุต RF ป้อนที่เกตของ Q1และ Q2 พร้อมๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน(Drain)ไหลผ่านขดไพรมารี่ของหม้อแปลง T_2 ทำให้เอาต์พุตเนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โพเทนชิโอมิเตอร์ R_1 เป็นตัวปรับสมดุล (Balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่าง FET ทั้งสอง วิธีปรับ R_1 ให้เป็นเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อย ๆ ปรับ R_1 จนกระทั่งเอาต์พุตลดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์

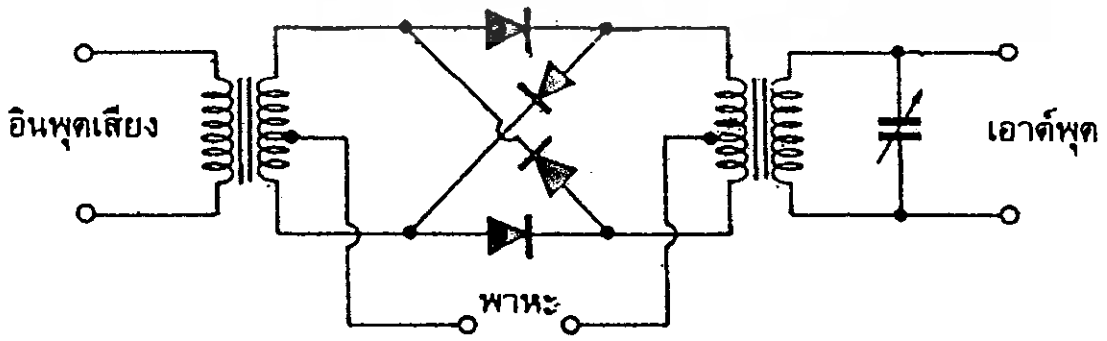


รูปที่ 2.11 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้ FET คู่

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงผ่านหม้อแปลง T_1 เข้าสู่เกตของ Q_1 และ Q_2 สัญญาณที่เกต Q_1 จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณที่เกต Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ทำงานแบบพุชพูล การผสมกันระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่ FET แต่ละตัวไซด์แบนด์ผลลัพธ์ซึ่งปรากฏคร่อมขดไพรมารี่ของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณพุชพูลแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุตสำหรับสัญญาณพาหะจะหักล้างที่ขดไพรมารี่ จึงทำให้ไม่มีเอาต์พุตสำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งออกไปเพราะวงจรแทงค์

2.12.2 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไดโอดต่อเป็นวง

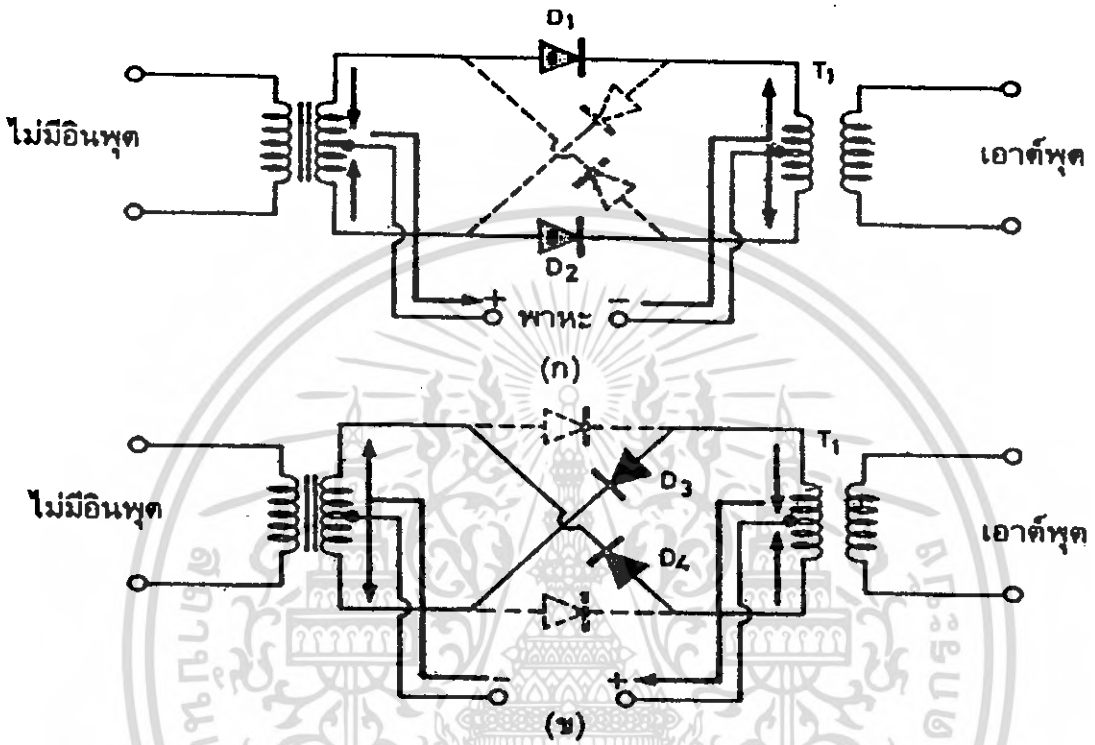
วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดไดโอดต่อกันเป็นวง (Ring) นี่บางที่เรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ (Ring - Modulator) รูปที่ 2.12 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตซ์กัน เพื่อให้กำจัด พาหะได้หมดสิ้น



รูปที่ 2.12 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

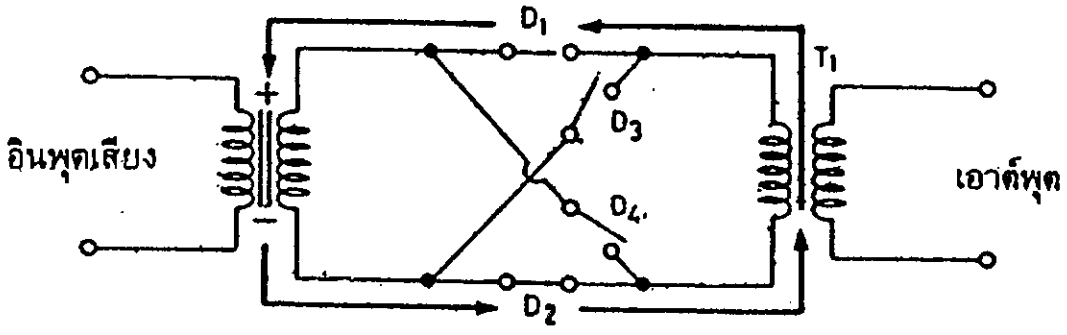
รูปที่ 2.13 (ก) แสดงการทำงานของวงจรเมื่อมีสัญญาณ (กระแส) RF ตามทิศทางที่ได้แสดงไว้ D_1 กับ D_2 ก็จะนำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส กระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีกดังรูปที่ 2.13 (ข) เอาต์พุตก็เป็นศูนย์



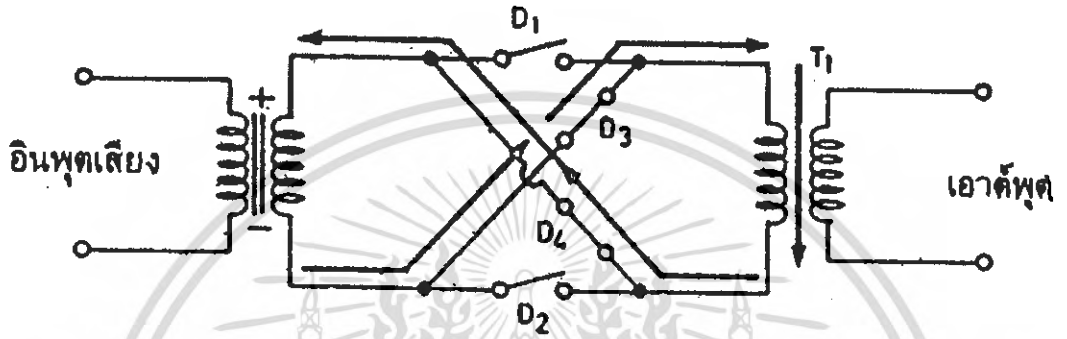
รูปที่ 2.13 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 2.14 (ก)) ไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้นและไดโอดเขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา)สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่ได้แสดงไว้ เมื่อสัญญาณ RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส (รูปที่2.14 (ข)) สัญญาณ T_1 ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ปรากฏที่หม้อแปลง T_1จะกลับขั้วไปมาอยู่ตลอดเวลาตามจังหวะของสัญญาณ RF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

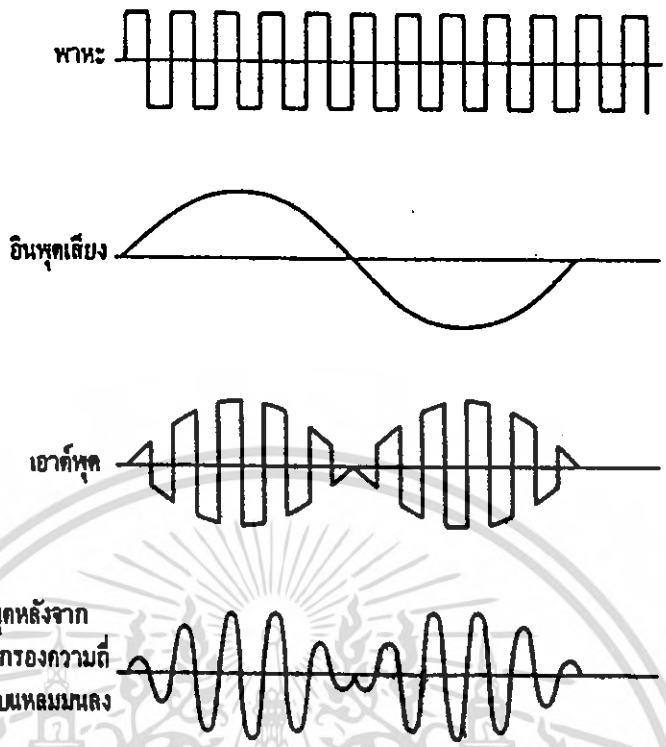
รูปที่ 2.14 แสดงการทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต

รูปคลื่นของสัญญาณ ณ จุดต่างๆแสดงในรูปที่ 2.15 ในที่นี้เราเขียนสัญญาณ RF เป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อแสดงการสวิตช์ของไดโอด สังเกตว่าทุกครั้งที่สัญญาณ RF เป็นลบ เอาต์พุตจะสลับขั้วด้วยนอกจากนี้ กรอบคลื่นของสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะด้านบนและล่าง (บวกและลบ) เหมือนภาพสะท้อนกระจก ซึ่งแตกต่างจากกรอบคลื่นของสัญญาณ เอเอ็มธรรมดาสัญญาณ AMDSBSC นี้ ประกอบด้วยไซด์แบนด์2 ข้าง เท่านั้นเพราะพาหะถูกกำจัดออกไปแล้ว

อาจจะสงสัยว่าไซด์แบนด์เกิดขึ้นได้อย่างไร ในเมื่อไดโอดก็เพียงทำหน้าที่สวิตช์ให้เปิดและปิด ธรรมดาๆเท่านั้นคำตอบก็คือ ไดโอดเป็นอุปกรณ์ด้านทานที่ไม่มีลิเนียร์ การผสมสัญญาณแบบไม่ลิเนียร์จะก่อให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นและในกรณีนี้สัญญาณพาหะหักล้างกันเองจึงไม่ปรากฏที่เอาต์พุต

วงจรริงมอดูเลเตอร์นี้ได้รับความนิยมอย่างมากเนื่องจากมีช่วงความถี่ใช้งานกว้างและกำจัดพาหะออกได้ดียิ่ง

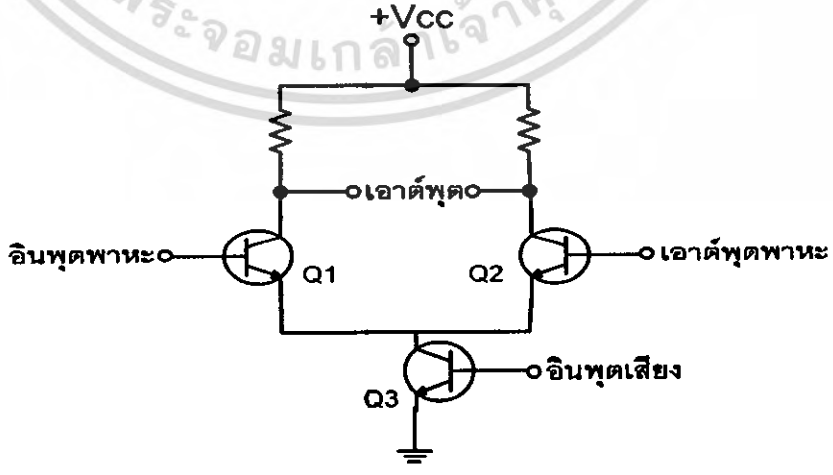
72128
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 รูปคลื่นต่างๆ ในวงจรทรานซิสเตอร์

2.12.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี

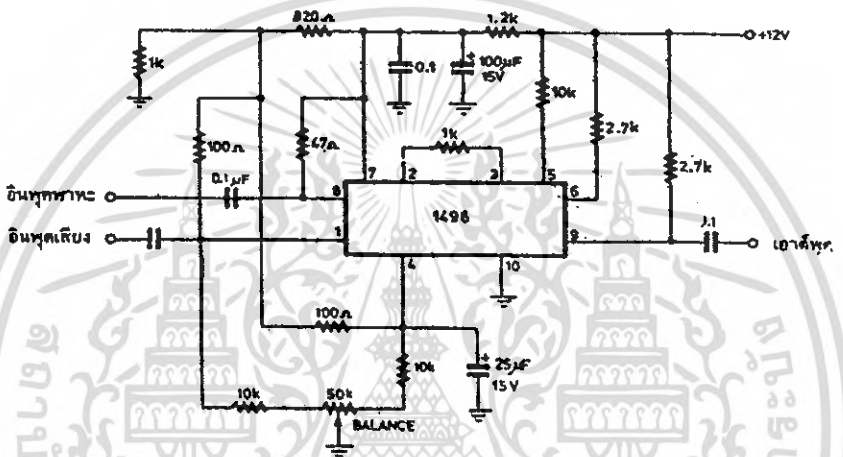
วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 2.16) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q_1 และ Q_2 มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากันและไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สภาวะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (Common Mode Rejection) ของวงจรพาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป



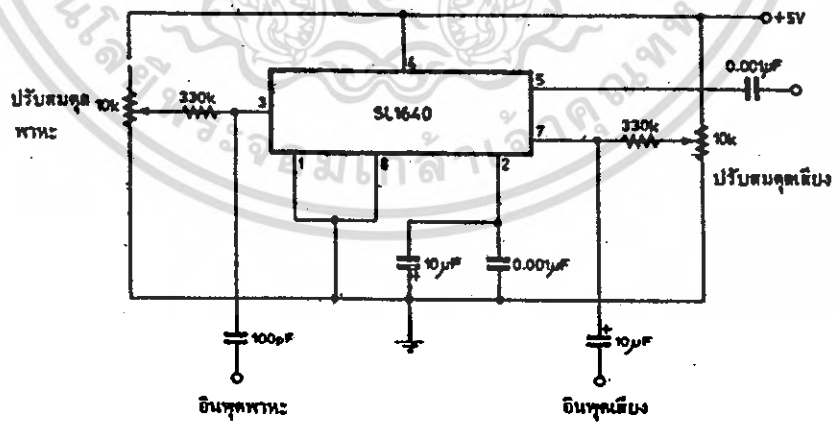
รูปที่ 2.16 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรจะเสียไปทำให้สัญญาณเสียง และ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่ Q_1กับ Q_2การ ผสมแบบนอนลิเนียร์ที่ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่เอาต์พุตอย่างไรก็ตามพาหะก็เป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมดร่วมถูกกำจัดออกไปตามที่ได้อธิบายมาในตอนต้นวงจรดิฟเฟอ - เรนเชียลที่ดีต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตช์กันอย่างสนิทจึงนิยมทำเป็นไอซี ในรูปที่ 2.17 นั้นเป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจรบาลานซ์มอดโดยเฉพาะรูปที่ 2.17 (ก) คือไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกซ์ (Signetics) วงจรนี้ก็ใช้หลักการวงจรดิฟเฟอเรน-เชียลที่กล่าวมาแล้วการกำจัดพาหะถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิรตซ์) รูปที่ 2.17 (ข) เป็นไอซีเบอร์ SL1640 ผลิตโดยเพลสซีย์ (Plessey) ใช้ในหลักการดิฟเฟอเรนเชียลเช่นกันมีข้อดีตรงที่ใช้อุปกรณ์ภายนอกน้อย กำจัดพาหะได้ 40 เดซิเบล (ที่ 30 เมกกะเฮิรตซ์)



(ก) เบอร์ 1496



(ข) เบอร์ SL 1640

รูปที่ 2.17 ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 การมอดูเลตแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาหะ

ในกระบวนการมอดูเลตแอมพลิจูดนั้น ขนาดของสัญญาณข่าวสารจะถูกใช้บังคับค่าแอมพลิจูด A_C ของคลื่นพาหะ $A_C\cos(\omega_c t + \theta_c)$ ให้เปลี่ยนตามในขณะที่ความถี่ ω_c และเฟส θ_c จะยังมีค่าคงเดิม สมการของคลื่นที่มอดูเลตแล้ว $\phi_{DSB-SC}(t)$ จะเป็นดังนี้

$$\phi_{DSB-SC}(t) = km(t)\cos(\omega_c t + \theta_c)$$

โดย k คือ ค่าคงที่ที่กระบวนการมอดูเลตจัดการควบคุมสัดส่วนของ A_C ให้แปรผันตามสัญญาณข่าวสาร m(t)

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณเราสามารถที่จะสมมุติให้ k = 1 และ $\theta_c = 0$ โดยไม่ได้เสียความหมายของการสังเคราะห์สัญญาณโดยทั่วไปแต่อย่างไร เพียงแต่จะทำให้อยู่ในรูปของสมการกระชับขึ้น คือจะได้สมการเป็น

$$\phi_{DSB-SC}(t) = m(t)\cos(\omega_c t)$$

เพื่อที่จะทำความเข้าใจถึงการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในโดเมนความถี่เราจะสมมุติให้ $M(\omega)$ คือฟังก์ชั่นสเปกตรัมของ m (t) กล่าวคือ

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูเรียร์จะได้

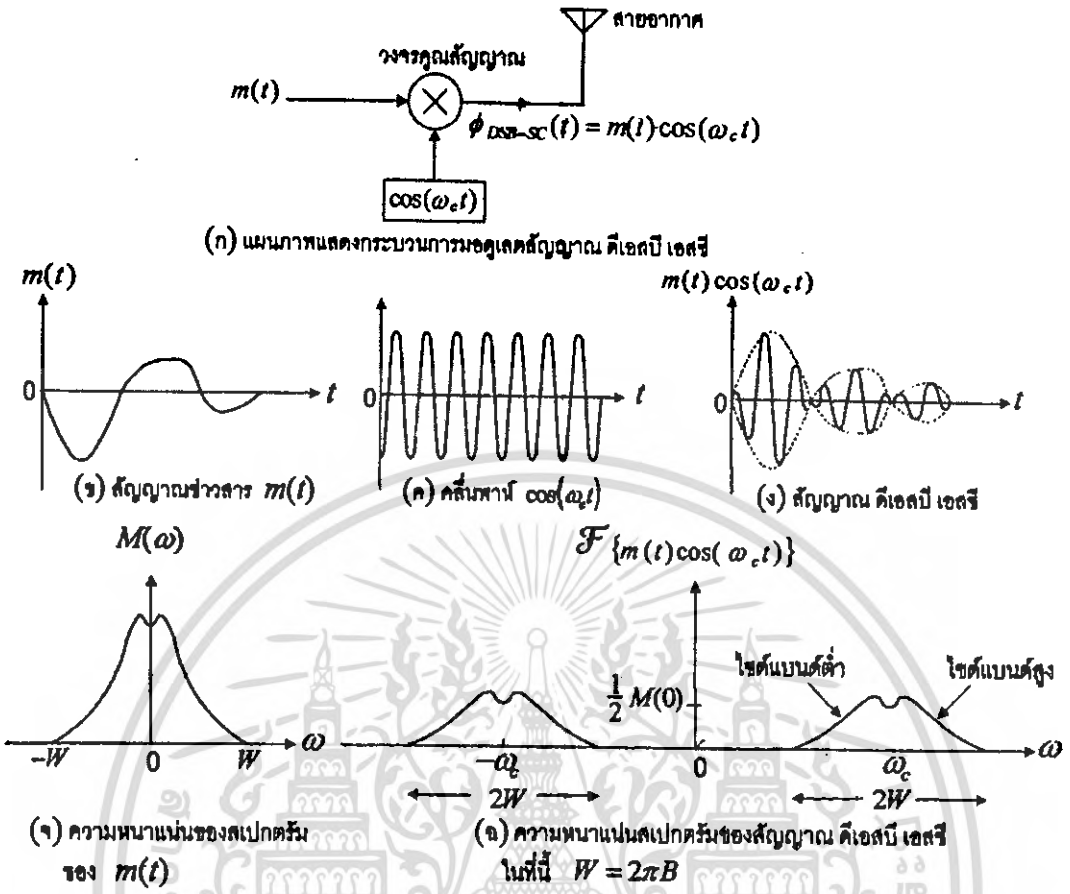
$$m(t)\cos(\omega_c t) \leftrightarrow \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]$$

นั่นคือ สัญญาณเอเอ็มในโดเมนความถี่ $\phi_{DSB-SC}(\omega)$ จะมีค่าเป็น

$$\phi_{DSB-SC}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)] \qquad (2-1)$$

ถ้าแบนด์วิดท์ของ $M(\omega)$ มีค่าเป็น B เฮิรตซ์ หรือ W เรเดียนต่อวินาที ($W = 2\pi B$) เราจะรู้จาก (2–1) ได้ว่า $\phi_{DSB-SC}(\omega)$ จะมีแบนด์วิดท์เป็น 2W เรเดียนต่อวินาที ดังแสดงในรูปที่ 2.18 และเป็นสิ่งที่น่าสังเกตว่า ค่าความถี่กึ่งกลางแบนด์วิดท์ของอยู่ที่ความถี่ของคลื่นพาหะคือ ω_c ซึ่งแกนที่ตั้ง ω_c ในโดเมนความถี่นี้จะแบ่งสเปกตรัมที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนที่สมมาตรกัน ส่วนของสัญญาณที่มีสเปกตรัมอยู่ที่ความถี่สูงกว่าและต่ำกว่า ω_c นั้นมีชื่อว่าแถบข้างส่วนบนหรือไซด์แบนด์ด้านสูง (Upper Sideband) นิยมเขียนย่อแทนด้วย ยูเอสบี (USB) และแถบข้างส่วนล่างหรือไซด์แบนด์ด้านต่ำ (Lower Sideband) นิยมเขียนย่อแทนด้วย แอลเอสบี (LSB) ตามลำดับ ในทำนองเดียวกันบนแกนความถี่ด้านลบ ค่าความถี่ $-\omega_c$ ก็จะแบ่งทำให้เกิดไซด์แบนด์ด้านสูงและไซด์แบนด์ด้านต่ำเช่นกัน แต่ในกรณีของความถี่ทางด้านลบไซด์แบนด์ด้านสูงจะหมายถึงส่วนสเปกตรัมที่มีความถี่ด้านลบมากกว่า $-\omega_c$ และไซด์แบนด์ด้านต่ำจะหมายถึงส่วนสเปกตรัมที่มีความถี่เป็นลบน้อยกว่า $-\omega_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



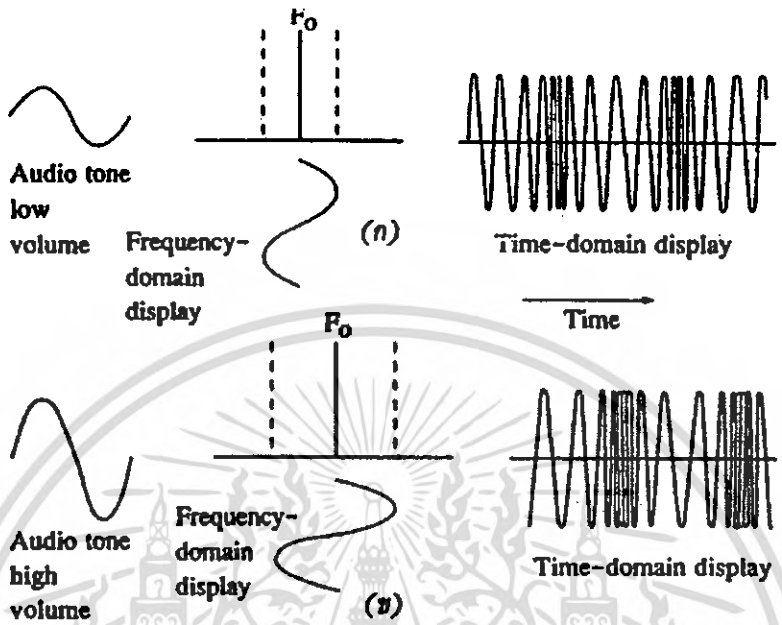
รูปที่ 2.18 กระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี

ควรสังเกตอีกด้วยว่าถ้าสัญญาณ m(t) นั้นไม่มีส่วนประกอบเชิงความถี่ที่เป็นไปตรงไซด์แบนด์ทั้งสองที่เกิดจากการมอดูเลตก็จะอยู่ห่างจากกันอย่างชัดเจน และสเปกตรัมสัญญาณเอเอ็มก็จะไม่มีในส่วนขององค์ประกอบความถี่ที่ $\omega = \pm\omega_c$ ปรากฏกล่าวคือส่วนประกอบสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับความถี่ของคลื่นพาหะจะถูกขจัดออกไปในกรณีดังกล่าว ด้วยเหตุนี้เองทำให้กระบวนการมอดูเลตสัญญาณแบบนี้ได้ชื่อว่า การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบไซด์แบนด์คู่ขจัดคลื่นพาหะซึ่งเรียกว่าดีเอสบี เอสซี (DSB –SC) ตามสมการ(2–1) จะบอกให้รู้ว่าการมอดูเลตแบบนี้จะทำให้เกิดการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสาร M(ω) ออกไปจากเดิม $\pm\omega_c$ (หมายถึงย้ายไปเดิม $+\omega_c$ และ $-\omega_c$ ตามลำดับ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียง

เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงผลของรูปคลื่นสัญญาณเอฟเอ็มที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียงที่ค่าต่างๆ กันดังแสดงในรูปที่ 2.19



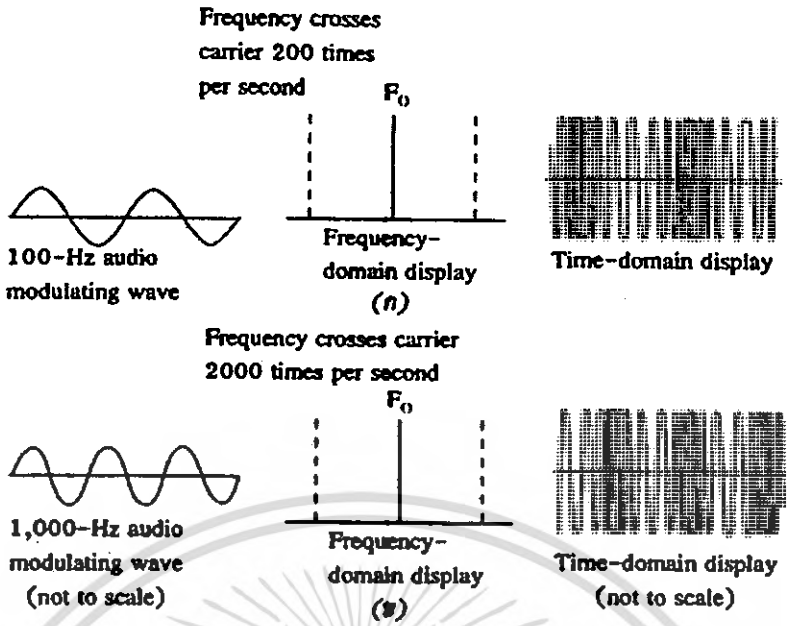
รูปที่ 2.19 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอฟเอ็ม ที่เกิดจากความถี่เสียงที่มีแอมพลิจูดต่างกัน

จากรูปที่2.19(ก)สัญญาณความถี่เสียงที่มีแอมพลิจูดต่ำที่ไปทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะแกว่งกลับไปกลับมาระหว่างช่วงความถี่กึ่งกลาง f_0 ของมันซึ่งแสดงทั้งในลักษณะของโดเมนความถี่และโดเมนเวลา และรูปที่2.19 (ข) สัญญาณความถี่เสียงที่มีแอมพลิจูดสูงจะไปทำให้ความถี่คลื่นพาหะแกว่งกลับไปกลับมาระหว่างจุด f_0 ซึ่งจะสูงกว่าในช่วงสัญญาณความถี่เสียงที่มีแอมพลิจูดต่ำ หรือสรุปได้ว่าเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียงเพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะแกว่งไปแกว่งมามากขึ้น และเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่เสียงลดลงความถี่ของคลื่นพาหะก็แกว่งไปน้อยด้วยแต่ความถี่ของสัญญาณเสียงนั้นยังคงมีค่าเท่าเดิมอยู่

2.15 ผลของการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณเสียง

ความถี่ของสัญญาณเสียง (หรือสัญญาณที่นำมามอดูเลต) จะเป็นตัวกำหนดอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ กล่าวคือเมื่อสัญญาณความถี่เสียงเพิ่มขึ้นอัตราความถี่คลื่นพาหะที่เปลี่ยนแปลงไปก็จะเร็วขึ้นด้วยดังแสดงในรูปที่ 2.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดจากสัญญาณเสียงความถี่ต่างกัน

จากรูปที่ 2.20 แสดงให้เห็นผลของคลื่นเอฟเอ็มที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตกับสัญญาณความถี่เสียงที่มีความถี่ต่างกันแต่แอมพลิจูดของคลื่นยังมีค่าเท่าเดิม จะสังเกตว่าการเปลี่ยนแปลงของคลื่นเอฟเอ็มนั้นเกิดขึ้นในอัตราที่ความถี่ของสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นการยากมากที่จะสามารถแสดงให้เห็นในลักษณะของโดเมนความถี่แต่จะแสดงให้เห็นได้ในลักษณะของโดเมนเวลา

2.16 พรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิส (Pre-emphasis and De-emphasis)

เมื่อส่งสัญญาณวิทยุออกจากเครื่องส่งวิทยุผ่านชั้นบรรยากาศไปยังเครื่องรับวิทยุนั้น ย่อมจะมีการเกิดสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกซ้อนที่ไม่ต้องการเพิ่มเข้ามาด้วยเสมอ สิ่งรบกวนเหล่านี้จะมีผลต่อสัญญาณเอฟเอ็มซึ่งพยายามจะเพิ่มขึ้นขณะที่ความถี่ที่นำมามอดูเลตเพิ่มสูงขึ้น ดังนั้นจะทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน(S/N Ratio)ลดลงด้วยนอกจากนั้นแล้วในเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงคำพูดและเสียงดนตรีส่วนที่เป็นความถี่สูงๆ มักจะมีแอมพลิจูดค่อนข้างต่ำและจะทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่เพียงจำนวนน้อยยิ่งทำให้ลดอัตราส่วนของสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงของสัญญาณที่นำมามอดูเลตให้ต่ำลงไปอีก

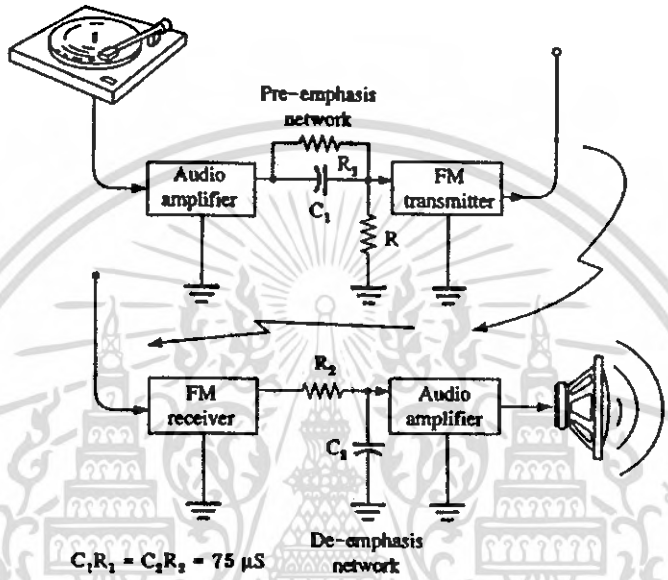
เพื่อที่จะปรับปรุงอัตราส่วนของสัญญาณรบกวนของสัญญาณทางด้านรับให้ดีขึ้นจึงจำเป็นจะต้องเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณที่ปลายความถี่ด้านสูงขึ้นก่อนการมอดูเลชั่นที่เครื่องส่งเอฟเอ็ม ซึ่งจะเป็นผลให้ความถี่สูงเหล่านี้ถูกส่งออกไปด้วยระดับความแรงสูงขึ้นและทำให้เกิดการเบี่ยงเบนความถี่มากกว่าที่ควรเป็นตามปกติซึ่งจะทำให้ระดับสัญญาณดังกล่าวที่เครื่องรับสูงกว่าสัญญาณรบกวนได้มากขึ้น วิธีการเช่นนี้เรียกว่า "พรีเอมฟาซิส" (Pre-emphasis)

ในเครื่องส่งวิทยุระบบเอฟเอ็มที่ใช้วงจรพรีเอมฟาซิส จะมีแบนวิดท์กว้างกว่าเครื่องส่งวิทยุที่ไม่ใช้วงจรพรีเอมฟาซิส นอกจากนี้แล้วปัญหาเกี่ยวกับการมอดูเลชั่นเกินกำลังจะไม่เกิดขึ้นเพราะว่าโดยทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วองค์ประกอบความถี่สูงๆจะมีแอมพลิจูดต่ำ และวงจรพรีเอมฟาซิสจะทำหน้าที่ยกระดับองค์ประกอบความถี่เหล่านี้ให้ไปอยู่ในระดับขององค์ประกอบความถี่ด้านต่ำเท่านั้นและเพื่อจะป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณทางด้านรับเนื่องจากผลของพรีเอมฟาซิสจึงต้องใช้วิธีกลับกัน (De-emphasis) ที่ทางด้านเครื่องรับ นั่นคือวงจรดีเอมฟาซิสจะลดทอนระดับความแรงของสัญญาณความถี่สูงๆมากกว่าความถี่ต่ำๆ ทำให้ส่วนขององค์ประกอบความถี่ต่างๆ ของสัญญาณกลับคืนสู่ระดับปกติตามเดิม

การใช้วงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสในระบบเอฟเอ็มนั้น ช่วยทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสม่ำเสมอตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานดังแสดงในรูปที่ 2.21

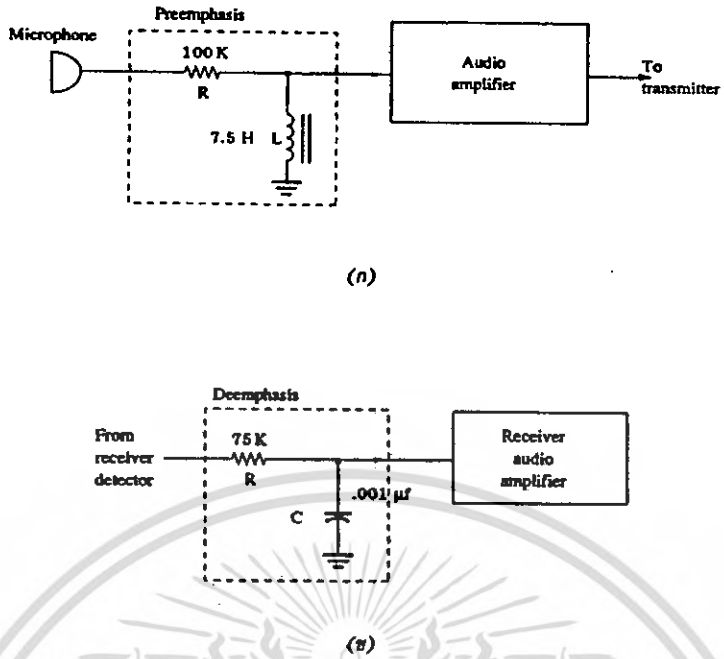


รูปที่ 2.21 แสดงการต่อวงจรพรีเอมฟาซิสและวงจรดีเอมฟาซิสในเครื่องส่งและรับเอฟเอ็ม

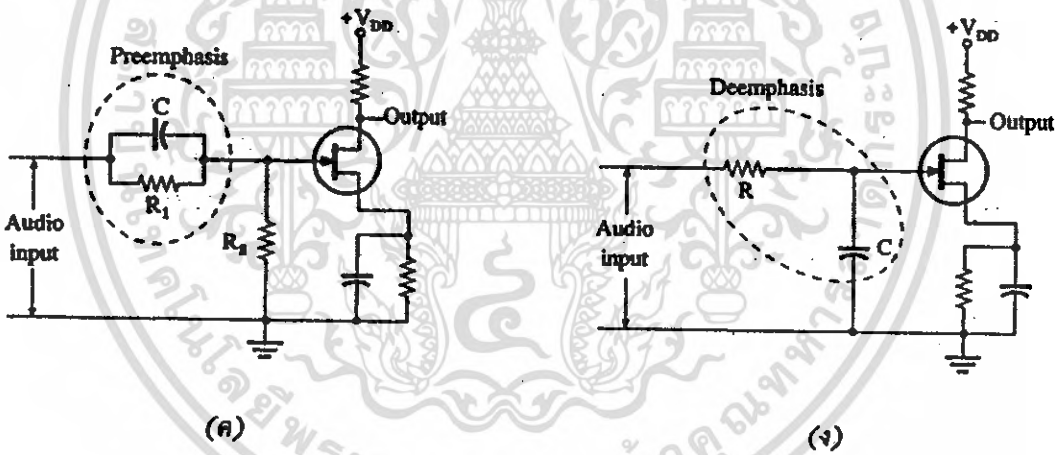
วงจรพรีเอมฟาซิสอย่างง่ายๆ ประกอบไปด้วยความต้านทาน (R) และอินดักเตอร์ (L) ต่ออนุกรมกันอยู่ที่อินพุตของภาคขยายความถี่เสียงแล้วได้เอาต์พุตที่ตกคร่อมอินดักเตอร์ ซึ่งในวงจรแบบนี้ค่าความต้านทานมีค่าคงที่แต่ XL จะเพิ่มขึ้นตามความถี่ ($XL = 2\pi fL$) จึงทำให้ได้แรงดันความถี่เสียงตกคร่อมอินดักเตอร์มากขึ้น ดังนั้นจะได้รับการขยายเพิ่มขึ้นตามไปด้วยแล้วป้อนให้แก่ภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ต่อไป

วงจรพรีเอมฟาซิสอาจจะจัดวงจรโดยการใช้ความต้านทานและคาปาซิเตอร์ต่อขนานกัน (R_1 กับ C_1) แล้วอนุกรมกับความต้านทานอินพุต (R_2) ต่อเข้ากับภาคขยายแรงดันความถี่เสียงก็ได้วงจรแบบนี้เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นค่าของ X_C จะลดลง ($X_C = 1/2\pi fC$) ทำให้ได้แรงดันสัญญาณความถี่เสียงตกคร่อม R_2 มาก เป็นผลทำให้มีการขยายอย่างมากที่ความถี่สูงเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสแบบต่างๆ



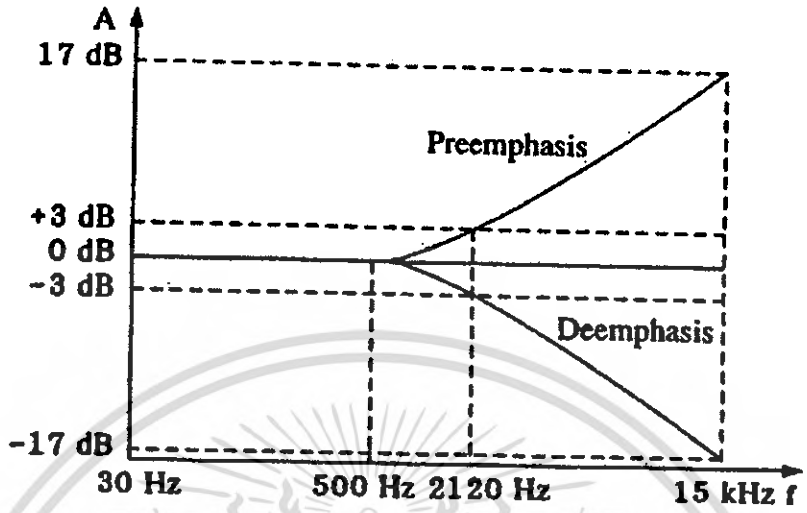
รูปที่ 2.23 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสแบบต่างๆ(ต่อ)

ส่วนวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสนั้น จะประกอบด้วยความต้านทานและคาปาซิเตอร์ต่ออยู่ที่เอาต์พุตของภาคเอฟเอ็มดีเทกเตอร์ แรงดันความถี่เสียง (AF) จะป้อนเข้าความต้านทานกับคาปาซิเตอร์ที่ต่ออนุกรมกันแล้วทำให้ได้เอาต์พุตตกคร่อมคาปาซิเตอร์ที่ออกไปใช้งาน ในวงจรดีเอมฟาซิสนี้ความต้านทานมีค่าคงที่และ X_C จะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น($X_C = 1/2\pi fC$) ดังนั้นจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตลดลงตามไปด้วย

ทั้งวงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิสมีการตอบสนองทางความถี่ที่ใกล้เคียงกันกล่าวคือ ในวงจรพรีเอมฟาซิส ณ ที่ปลายความถี่ต่ำจะมีการตอบสนองความถี่อย่างคงที่ แต่ขณะที่ความถี่สูงขึ้นนั้นการตอบสนองทางความถี่จะค่อยๆเพิ่มขึ้นในแนวเส้นตรงและจะเพิ่มขึ้นถึงขีดจำกัด 6 เดซิเบล ต่อ Octave ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดที่มีการเปลี่ยนสภาวะตอบสนอง (Transition) จะกำหนดด้วยค่า Time-Constant ของวงจร ซึ่งค่า Time-Constant ยิ่งน้อยความถี่ที่มีการเปลี่ยนสภาวะตอบสนองจะยิ่งสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.24



Emphasis curves (τ = 75 μsec)

รูปที่ 2.24 แสดงการตอบสนองความถี่เสียงเมื่อใช้วงจรพรีเอมฟาซิสและดีเอมฟาซิส

จากรูปที่ 2.24 จะสังเกตได้ว่าวงจรพรีเอมฟาซิสจะมีแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นตั้งแต่ความถี่ 2,122 เฮิรตซ์ ขึ้นไป โดยที่แอมพลิจูดของความถี่สูงจะเพิ่มขึ้นที่อัตรา 6 เดซิเบล ต่อ Octave

ความถี่เสียงสูงสุดที่ใช้ในการมอดูเลตในระบบเอฟเอ็มกระจายเสียงนั้นคือ 15 กิโลเฮิรตซ์ จะถูกยกระดับ (Boost) ขึ้นไปถึง +17 เดซิเบลซึ่งค่าของความถี่ที่เริ่มยกระดับขึ้นไปนั้นจะถูกกำหนดโดยค่าของ R_1 และ C_1 ดังสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$= 2{,}122 \quad \text{Hz}$$

ส่วนในวงจรดีเอมฟาซิสนั้น การตอบสนองทางความถี่จะมีลักษณะกลับกันกับวงจรพรีเอมฟาซิส และดีเอมฟาซิสได้โดยค่า Time-Constant ($\tau = L/R$ หรือ $\tau = RC$)

ตัวอย่างเช่น เมื่อ $L = 7.5$ H

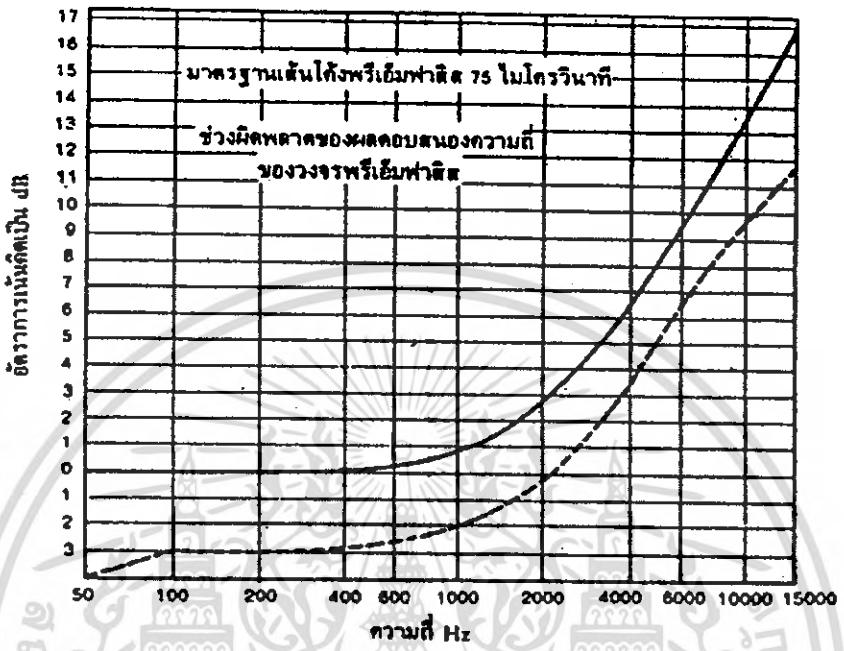
และ $R = 0.1$ MΩ

$$\tau = \frac{7.5\text{H}}{0.1\text{M}\Omega}$$

$$= 75\,\mu\text{sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า Time-Constant ที่ใช้งานโดยทั่วๆไปของวงจรพรีเอมฟาซิสสำหรับเครื่องส่งวิทยุกระจายเสียงระบบเอฟเอ็มเท่ากับ 75 ไมโครวินาที ส่วนเครื่องส่งเอฟเอ็มภาคขยายเสียงของโทรทัศน์นั้นจะใช้ 50 ไมโครวินาทีดังแสดงในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 แสดงเส้นโค้งมาตรฐานของวงจรพรีเอมฟาซิส (τ = 75 ไมโครวินาที)

2.17 ระบบเอฟเอ็มสเตอริโอ

เนื่องจากระบบเอฟเอ็มสเตอริโอนั้นจะต้องออกแบบให้เครื่องรับระบบเอฟเอ็มธรรมดา (โมโน) สามารถรับสัญญาณได้ปกติเรียกว่าออกแบบให้คอมแพติเบิล (Compatible) ดังนั้นทำให้เครื่องส่งจะต้องส่งข่าวสารทั้งช่องซ้ายและช่องขวามาทั้งคู่โดยคงย่านความถี่ของสัญญาณเสียง(50เฮิรตซ์ถึง15 กิโลเฮิรตซ์) ตามปกติเอาไว้ สัญญาณนี้เรียกว่าสัญญาณ (L+ R) นอกจากนี้ในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอจะต้องส่งสัญญาณ (L–R) มาด้วย

รูปที่ 2.26 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณในระบบสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

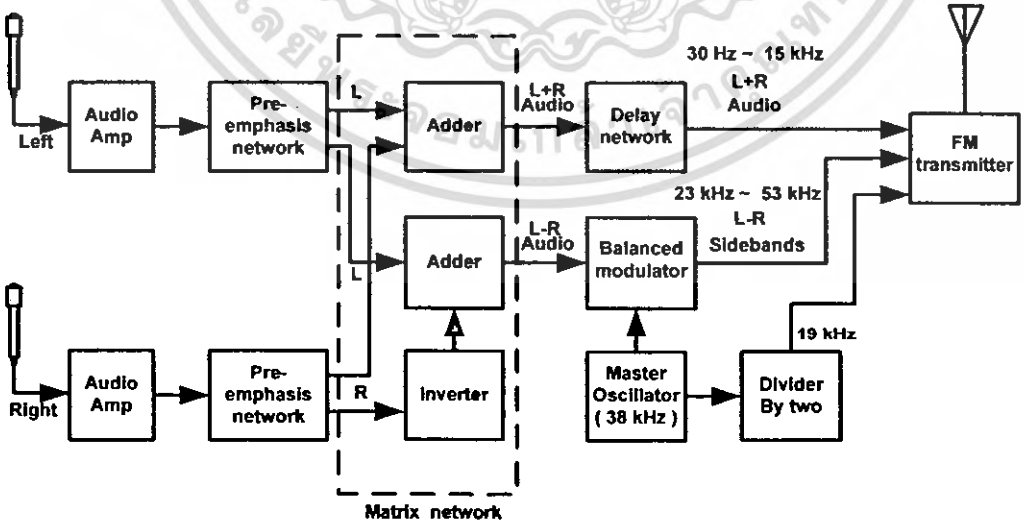
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ(L–R)นี้จะผ่านมอดูเลตแบบ AMDSBSC มาก่อนเนื่องจากการดีมอดสัญญาณ DSB ค่อนข้างจะยุ่งยาก ดังนั้นเครื่องส่งจึงจำเป็นต้องส่งสัญญาณพาหะไพล็อต (Pilot Carrier) เพื่อช่วยในการซิงค์โคไนซ์ (Synchronize) กับพาหะรอง (Sub Carrier) ที่ส่งความถี่ไพล็อตเท่ากับ 19 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเท่ากับครึ่งหนึ่งของพาหะรอง 38 กิโลเฮิรตซ์พอดี กรรมวิธีนี้นำเอาสัญญาณ 2 ชนิด คือ (L+R) กับ (L–R) มาส่งไปพร้อมกันโดยใช้พาหะหลักร่วมกันเรียกว่าการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex)

กล่าวโดยสรุปจากรูปที่ 2.26 สัญญาณที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์จะประกอบด้วยสัญญาณ (L+R) สัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ และสัญญาณพาหะรอง (L–R) 38 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็น DSB เครื่องรับเอฟเอ็มโมโนธรรมดาจะรับได้แต่เฉพาะสัญญาณ (L+R) ในช่วงความถี่ 50 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์เท่านั้น สัญญาณเสียงที่ออกจากลำโพงจะเป็นสัญญาณรวมกันแชนเนลซ้ายและขวาไม่มีการแยกเสียงเป็นสัญญาณสเตอริโอ (Stereo Separation) สำหรับเครื่องรับเอฟเอ็มสเตอริโอนั้นจะรับสัญญาณทั้งหมดมาผ่านขบวนการดีมัลติเพล็กซ์(De-Multiplex)ซึ่งเป็นขบวนการตรงข้ามกับมัลติเพล็กซ์เพื่อจะแยกเอาสัญญาณเสียงออกเป็นแชนเนลทางซ้ายและขวา

2.18 เครื่องส่งสเตอริโอ

การกำเนิดของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ (FM Stereo Generation) เพื่อที่จะทำความเข้าใจให้ง่ายขึ้นมาพิจารณาดูบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งวิทยุระบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์(เฉพาะส่วนกำเนิดสัญญาณสเตอริโอ) ดังแสดงในรูปที่ 2.27 เป็นการแสดงให้เห็นสัญญาณรวมที่ป้อนให้กับกาครีเอกแตนซ์มอดูเลเตอร์(เอฟเอ็มมอดูเลเตอร์) จะเห็นได้ว่าสัญญาณจากไมโครโฟนแชนเนลซ้าย(L)และขวา(R) จะผ่านวงจรขยายเสียงและป้อนให้กับวงจรพรีเอ็มฟาซิส (หรือวงจรฟิลเตอร์) หรือบางครั้งเรียกว่า " มัลติเพล็กซ์เอ็นโค๊ดเดอร์ " (Multiplex Encoder) ก็ได้จะทำการบวกและลบสัญญาณทั้งสองจึงทำให้ได้เอาต์พุตเป็น L + R และ L – R ที่มีความถี่เสียงอยู่ระหว่าง 30 เฮิรตซ์ - 15 กิโลเฮิรตซ์ ทั้งสองสัญญาณ



รูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งเอฟเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญญาณผลบวก (L+R) จะส่งเข้าวงจรดีเลย์เน็ตเวิร์ก (Delay Network) เพื่อหน่วงเวลาให้สัญญาณไปถึงที่อินพุตของวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์พร้อมกันกับสัญญาณ(L–R)DSBที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เพื่อจัดเฟสให้ตรงกันก่อนที่จะส่งไปยังอินพุตของรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

ส่วนสัญญาณผลต่าง (L–R) จะส่งไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะย่อยความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์ อย่างเอเอ็ม ที่วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์แล้วทำให้ได้สัญญาณที่เอาต์พุตออกเป็นแบบเอเอ็มกำจัดคลื่นพาหะ ซึ่งจะขจัดความถี่คลื่นพาหะย่อย 38 กิโลเฮิรตซ์ ทิ้งไปโดยเอาต์พุตมีเฉพาะไซด์แบนด์ด้านต่ำ (LSB) และไซด์แบนด์ด้านสูง (USB) เท่านั้น ที่มีความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่คลื่นพาหะย่อย 38 กิโลเฮิรตซ์ คือความถี่ 25 กิโลเฮิรตซ์ (38 kHz -15 kHz) และ 53 กิโลเฮิรตซ์ (38 kHz + 15 kHz) ตามลำดับ ดังนั้นสัญญาณผลต่าง (L–R) ก็จะถูกแปลงจากความถี่เสียง 30 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์ไปเป็นความถี่ที่สูงกว่าที่หูคนเราไม่สามารถได้ยินได้และส่งไปยังอินพุตของภาครีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์เช่นเดียวกัน

สัญญาณความถี่ไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ก็จะส่งไปยังอินพุตของภาครีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์โดยตรงเลยและนำไปผ่านวงจรทวีคูณความถี่สองเท่าเพื่อทำเป็นความถี่คลื่นพาหะย่อย 38 กิโลเฮิรตซ์ให้แก่ภาคบาลานซ์มอดูเลเตอร์ด้วย

ที่อินพุตของภาครีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์(เอฟเอ็มมอดูเลเตอร์) จะมีทั้งความถี่ (L+R),(L–R) DSB และความถี่ไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ หรืออาจจะมีสัญญาณ SCA ด้วยก็ได้ซึ่งสัญญาณทั้งหมดนี้เรียกว่า " สัญญาณรวม " (Composite Signal) ที่จะนำไปทำการมอดูเลตกับความถี่วิทยุหลักอีกครั้งหนึ่งเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

2.19 สัญญาณ SCA

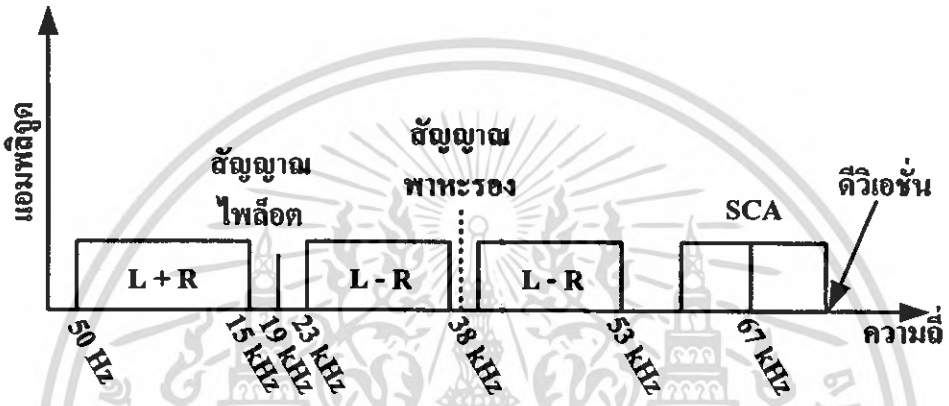
สัญญาณอีกสัญญาณหนึ่งซึ่งสามารถมัลติเพล็กซ์ลงบนพาหะเอฟเอ็มได้อีกนั่นก็คือสัญญาณ SCA (ย่อมาจาก Subsidiary Communication Authorization เป็นชื่อองค์กรที่ให้บริการด้านบันเทิง แต่ประเทศไทยเรายังไม่มีระบบ SCA ส่วนมากสัญญาณ SCA ที่ส่งเป็นสัญญาณเสียงเพลงอย่างเดียวไม่มีโฆษณาหรือประกาศ ผู้ที่รับฟังสัญญาณ SCA จะต้องเสียค่าบริการหรือสมาชิก) สัญญาณ SCA นี้ส่งมาพร้อมกับการกระจายเสียงเอฟเอ็มเว้นแต่ว่ามอดูเลตรองบนพาหะอีกตัวหนึ่ง สัญญาณพาหะรองสำหรับ SCA นี้อาจใช้ความถี่ใดความถี่หนึ่งในช่วง 20 ถึง 75 กิโลเฮิรตซ์ ถ้าสถานีส่งสัญญาณสเตอริโอด้วยพาหะรองสำหรับ SCAจะต้องหนีเลยขึ้นไปอยู่ในช่วง 53 ถึง 75 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่มาตรฐานที่ใช้คือ 67 กิโลเฮิรตซ์

พาหะรอง SCA จะมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม โดยมีความถี่เบี่ยงเบนไป ± 7.5 กิโลเฮิรตซ์ ย่านความถี่ของสัญญาณมัลติเพล็กซ์ทั้งหมด (ในกรณีที่มี SCA) จะเป็นดังรูปที่ 2.28 สัญญาณ SCA และสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ จะมอดูเลตเพียงสัญญาณละ 10 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นจึงเหลือให้สัญญาณ (L+R) กับ (L–R) อีก 80 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการที่กระจายเสียงในระบบ SCA จะเป็นรายการอะไรก็ได้ แต่โดยทั่วไปมักจะเป็นรายการเพลง (Back Ground Music) หรือรายการพิเศษสำหรับผู้ฟังเฉพาะกลุ่ม เช่น รายการอ่านหนังสือให้คนตาบอดฟังหรืออาจเป็นภาพโทรทัศน์แบบสแกนช้า (Slow Scan TV หรือ SSTV) สำหรับคนหูหนวกนอกจากนี้ยังใช้เป็นช่องต่อสัญญาณในการติดต่อสื่อสารระหว่างห้องส่งกับสถานีส่งซึ่งแยกกันอยู่

เครื่องรับ SCA สามารถใช้ร่วมกับเครื่องส่งเอฟเอ็มธรรมดาได้เพียงแต่เพิ่มชุดฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสเพื่อกรองเอาสัญญาณ SC A ความถี่ 67 กิโลเฮิรตซ์ออกมาแล้วดีมอดค้วยวงจรเฟสล็อกลูปซึ่งจูนไว้ที่ความถี่ 67 กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณที่ได้จะถูกขยายไปยังลำโพงหรือเอาต์พุตอื่นโดยผู้ฟังสามารถเลือกฟังรายการหลักหรือรายการ SCA อย่างไรอย่างหนึ่งหรือจะฟังพร้อม ๆ กันทั้ง 2 รายการก็ได้



รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของระบบเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ซึ่งมีสัญญาณ SCA

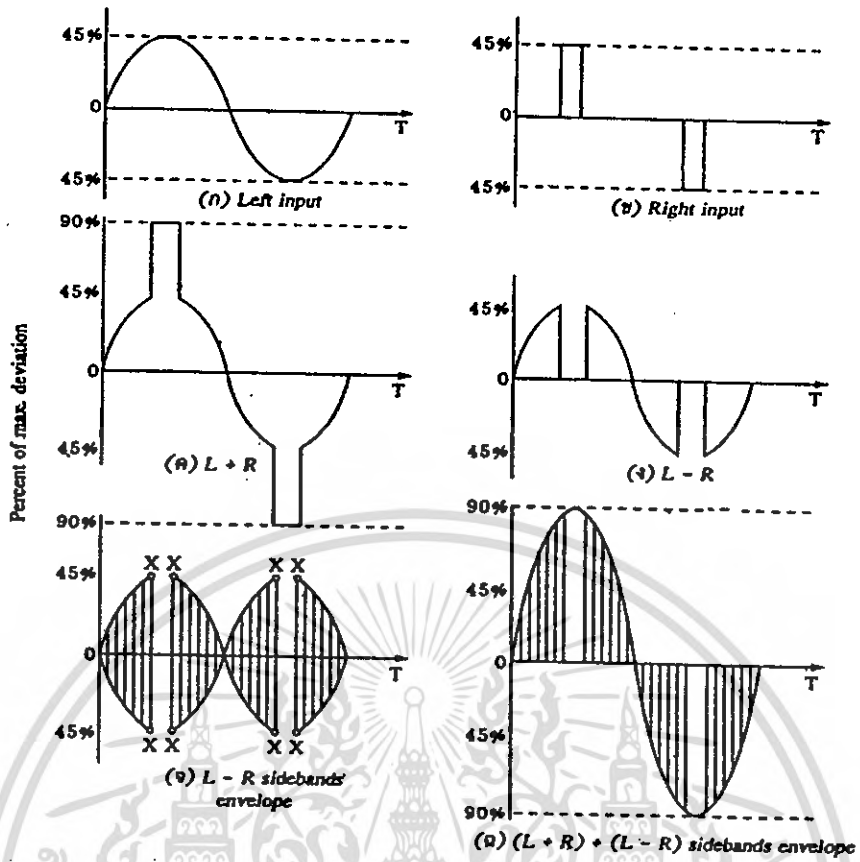
2.20 รูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

เพื่อให้เข้าใจวิธีการกำเนิดสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ได้ง่ายขึ้น สมมุติให้สัญญาณเสียงจากไมโครโฟนซ้าย(L)เป็นรูปคลื่นไซน์และสัญญาณด้านขวา (R) เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมหรือรูปพัลส์ที่มีความถี่ใดความถี่หนึ่งในย่านความถี่ของเสียง ดังแสดงในรูปที่ 2.29

ในรูปที่ 2.29 (ก) และ (ข) เป็นสัญญาณซ้าย (L) และขวา (R) ที่มีแอมพลิจูดค่ายอดของสัญญาณไปทำให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของคลื่นพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 45 เปอร์เซ็นต์ของการเบี่ยงเบนสูงสุด (75 กิโลเฮิรตซ์) เมื่อนำสัญญาณซ้าย (L) และขวา (R) มารวมกันก็จะได้เป็นสัญญาณ L+R ดังรูปที่ 2.29 (ค) ซึ่งเป็นแชนเนลหลักเมื่อนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะมีความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดไปเท่ากับ 90 เปอร์เซ็นต์

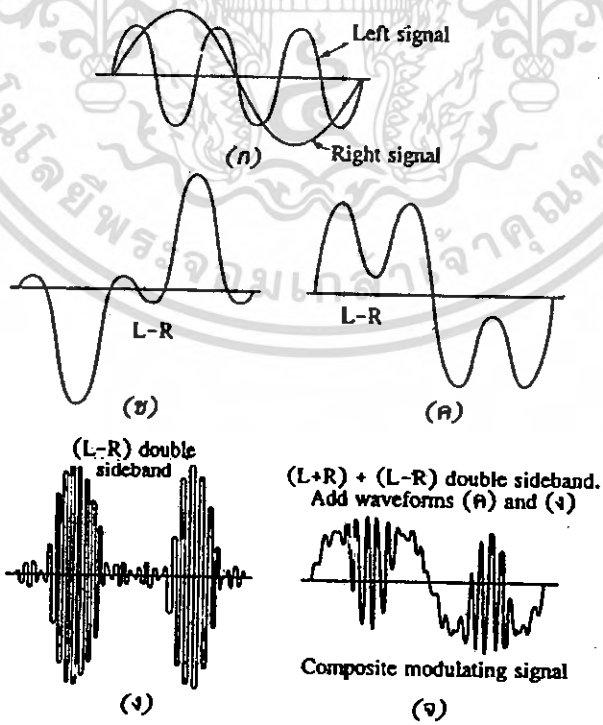
ส่วนในรูปที่ 2.29 (ง) เป็นการรวมสัญญาณซ้าย (L) และขวา (R) ที่ถูกกลับเฟสไป 180 องศาก็จะกลายเป็นสัญญาณ (L-R) แล้วนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะย่อยความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์ แบบเอเอ็มจำกัดคลื่นพาหะ โดยใช้วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ก็จะได้เป็นสัญญาณ (L-R) DSB ดังรูปที่ 2.29 (จ) และเมื่อนำเอาสัญญาณรูปที่ 2.29 (ฉ) แต่จริงๆแล้วต้องรวมเอาความถี่ไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ หรือสัญญาณ SCA เข้าไปด้วยและเมื่อนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห์หลักแล้วก็จะทำให้คลื่นพาหะนั้นมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับ 100 เปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

ส่วนรูปคลื่นสัญญาณซ้าย (L) และขวา (R) ที่เป็นคลื่นรูปไซน์ทั้งคู่ โดยที่ความถี่ของสัญญาณซ้าย (L) มีค่าเป็น 3 เท่าของสัญญาณขวา (R) ดังแสดงในรูป 2.30



รูปที่ 2.30 แสดงรูปคลื่นต่างๆของสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.21 วิธีสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แทบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่าสังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่นี้ทำให้วงการเครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างหน้าของตัวเครื่องจะมีปุ่มควบคุมต่างมากขึ้นเนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น โดยสามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มากจึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางข่ายการสื่อสาร

ความจริงแล้วหลักการสังเคราะห์ความถี่ได้คิดค้นกันมาตั้งแต่ปี พ.ศ.2475 แล้วและได้พัฒนามาโดยตลอดแต่เริ่มแพร่หลายกันจริงๆก็เมื่อประมาณปี พ.ศ.2513 แต่เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตไอซีช่วยให้การออกแบบใช้งานมีความสะดวกสบายมากกว่าแต่ก่อน

วงการแรกที่นำระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ก็คือ วงการทหาร (Military) และกิจการเดินอากาศ (Aviation) แล้วจึงค่อยๆ นำมาใช้ในวงการเครื่องวิทยุสื่อสารทั่วๆไปตามลำดับ

วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนต่างกันซึ่งจะขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency Range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (Step Size หรือ Resolution) ในที่นี้จะขออธิบายเฉพาะการสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในเครื่องรับส่งวิทยุทั่วไป

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือวงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ให้ได้ขนาดที่พอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด (คือสั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือกดปุ่มแต่ในปัจจุบันนิยมสั่งงานด้วยคอมพิวเตอร์

ช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ในแต่ละขั้นเรียกว่า เรโซรูชั่น (Resolution)

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกันเพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แร่บังคับความถี่หลายชุด

2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect Synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop เรียกย่อๆ ว่า PLL)

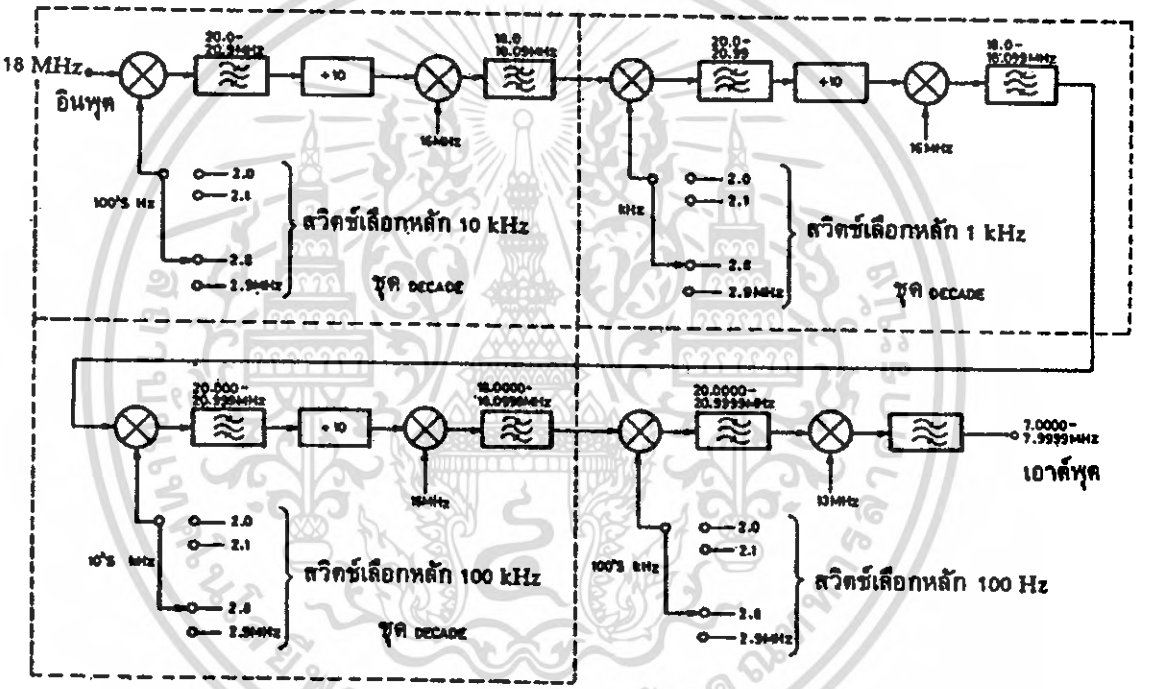
รูปที่2.31แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง ในที่นี้เราต้องการให้เอาต์พุตมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 เมกะเฮิรตซ์ และเรโซรูชั่น 1000 เฮิรตซ์ จะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้ง 10 ความถี่นี้ก็คือการตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ได้ดังนี้ คือ 7.0000 , 7.0001 , 7.0002 , ... ขึ้นไปจนถึง 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ สังเกตว่าเราใช้ความถี่หลัก 10 ความถี่คือ 2.0 , 2.1 , ... ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลักดังกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 เฮิรตซ์ และพาหะ 2 เมกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้ง 10 ความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการต่อไป 10 กิโลเฮิรตซ์ตามลำดับ

นอกจากความถี่หลัก 10 ความถี่ดังกล่าวแล้ว เราต้องอาศัยการผสมกับความถี่อื่นอีกด้วย จากรูปเราใช้ความถี่ 18 เมกะเฮิรตซ์ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้ง 10 ความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 เมกะเฮิรตซ์ แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเคาท์เตอร์เพื่อผสมกับความถี่ 16 เมกะเฮิรตซ์ แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามเดิมสังเกตว่าเอาต์พุตจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.0 , 18.01 , ...ถึง 18.09 เมกะเฮิรตซ์

เอาต์พุตจากชุดแรกนี้เมื่อป้อนเข้าชุดต่อไปก็จะนำเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.0 ถึง 18.09 เมกะเฮิรตซ์ ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์อีก ซึ่งเราเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการปิดสวิตซ์ จากนั้นก็ผ่านการกรองและการหารสิบแล้วผสมกับสัญญาณ 16 เมกะเฮิรตซ์ เอาต์พุตของชุดที่สอง (จุด A ก็จะตั้งความถี่ได้ระหว่าง 18.000, 18.001, ถึง 18.099 เมกะเฮิรตซ์) เมื่อเราทำการผสมคลื่นเช่นนี้อีกครั้งเราก็สังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.000, 18.001, ... ถึง18.0999 เมกะเฮิรตซ์ ในชุดสุดท้ายเราทำการแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์ แล้วเราก็นำไปผ่านการกรองเอาแต่เฉพาะสัญญาณระหว่าง 20 ถึง 20.9999 เมกะเฮิรตซ์ และผสมกับสัญญาณ 13 เมกะเฮิรตซ์ ก็จะได้เอาต์พุตเป็น 7.0000 ถึง 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ ตามที่เราต้องการ



รูปที่ 2.31 ตัวอย่างวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

สังเกตว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่ (เขียนว่า DECAD E) จะทำซ้ำๆกัน แต่ อย่างไรก็ดีวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยเป็นที่นิยมนักเพราะสิ้นเปลืองแร่และต้องใช้การผสมคลื่นหลายๆครั้ง

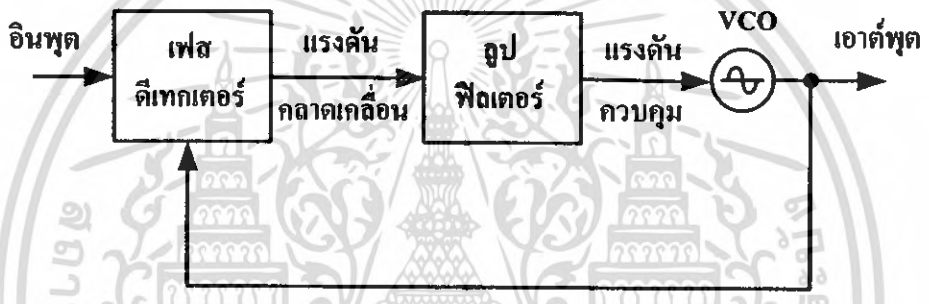
วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือเฟสล็อกลูปนั้นเราได้อาศัยหลักการกำเนิดสัญญาณมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยการปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณ VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่ที่อ้างอิง แล้วนำผลลัพธ์กับความถี่ที่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดันไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.22 เฟสล็อกลูป (Phase Locked Loop)

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่หรือเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบไปด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) และภาค VCO ดูรูปที่ 2.32 ในที่นี้สมมุติว่าเราต่อเอาต์พุตจากวงจร VCO

สมมุติว่าเรามีสัญญาณอ้างอิงภายนอกที่เป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุตภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากเฟสดีเทคเตอร์ จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้ วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่างๆที่ต้องการเพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO ต่อไป



รูปที่ 2.32 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป

เมื่อลูปอยู่ในภาวะล็อก(Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant Phase Difference) ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคดีเทคเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อไม่ให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อกเอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอแต่ความถี่จะแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพที่เทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต(จาก VCO) เพื่อให้มีความถี่ที่ต้องการได้หลายความถี่โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

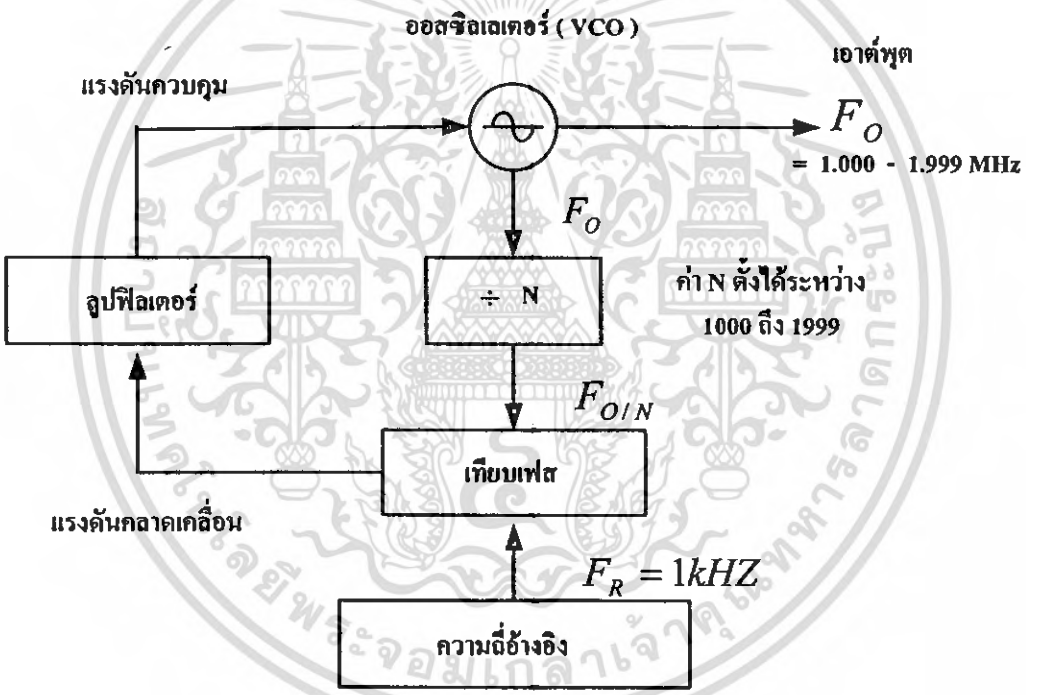
ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อื่นอีกเช่นในการดีมอดสัญญาณเอฟเอ็ม (หรือPM) เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.23 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะซับซ้อนเพียงใด เมื่อนำไปพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่ามีเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 2.33 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมแล้วให้หารด้วยค่าตัวเลขที่ต้องการได้ (Programmable-Divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิงคริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่นๆ (Reference Generator) ภาคเทียบเฟสและลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้งาน

แผนผังในรูปที่ 2. 33 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_O/N จากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_R เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณ F_O/N กับ F_R ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรงจนกว่าความถี่ทั้งสองจะเท่ากัน



รูปที่ 2.33 บล็อกไดอะแกรมของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

ในสภาวะล็อกความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_O = N F_R$$

(คำนวณจาก $F_O/N = F_R$ ที่วงจรเทียบเฟส)

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมุติว่า $F_R = 1$ กิโลเฮิรตซ์ N = 1000 จะได้ว่า $F_O = 1$ เมกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001 , 1002 , 1003 , ... ค่า F_O จะเพิ่มทีละ 1 กิโลเฮิรตซ์ไปเรื่อยๆเป็น 1.001 , 1.002 , 1.003 ..... เมกะเฮิรตซ์ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกลูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้นและตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

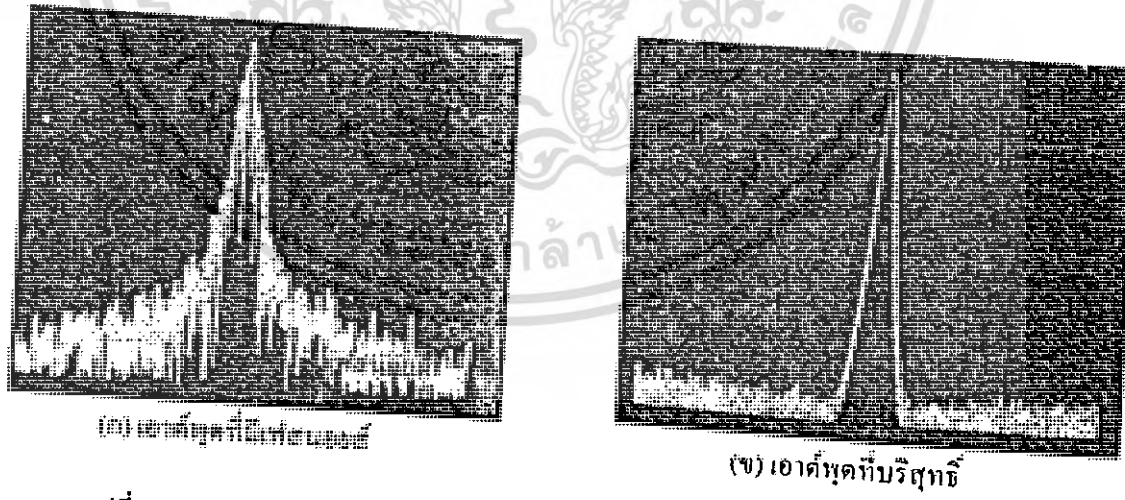
2.24 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากนี้วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวข้องกับความถี่ (Frequency Range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชั่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังนั้นจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติแล้ววงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียวแต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่นั้นขึ้นอยู่กับเรโซลูชั่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเปลี่ยนตามได้เร็วทันทีกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ ล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงล็อกเวลา (Lock-Up Time) สั้นโดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีนั้นจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆคุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum Purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิกและสปิวเรียสต่างๆจะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้แล้วนอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ไม่มีความบริสุทธิ์ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว (ดูรูปที่ 2.34) ในช่วงเวลาใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการนอยส์ดังกล่าวเรียกว่า เฟสนอยส์ (Phase Noise)

ความเที่ยงตรง(Accuracy)และเสถียรภาพ (Stability)ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิงโดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังคับ ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์



(ก) เอาต์พุตที่มีเฟสนอยส์ (ข) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์

รูปที่ 2.34 เฟสนอยส์ ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ๆกับความถี่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่สูง (3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์) ค่อนข้างมีความซับซ้อนเพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชั่นละเอียดถึง 1000 เฮิรตซ์ เป็นอย่างน้อยบางเครื่องทำได้ละเอียดถึง 10 เฮิรตซ์ นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์ ค่อนข้างกว้างมาก วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้างๆและมีเรโซลูชั่นละเอียดอย่างนี้ จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัตินอยส์ที่ดีและช่วงเวลาล็อกสั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน 2 เท่า เราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตซ์เลือกเพื่อป้องกันการล็อกความถี่ฮาร์มอนิก และเพื่อให้ได้คุณสมบัตินอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเวลาล็อกอันรวดเร็วเราทำได้โดยใช้ลูปซ้อนกันหลายลูป (Multiple Loop)

2.25 ลูปฟิลเตอร์ (LOOP FILTER)

ลูปฟิลเตอร์เป็นส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่งระบบเฟสล็อกลูปหน้าที่ของวงจร ได้แก่การควบคุมการล็อกแคปเจอร์แบนด์วิดท์และการตอบสนองค่าทรานเซี้ยนของลูปสำหรับลูปฟิลเตอร์ในที่นี้คือ วงจรชนิดโลพาสธรรมดาทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO ลูปฟิลเตอร์ เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงก่อนเข้าสู่สภาวะล็อกที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วครู่ (Transient) ถ้าอัตราการขยายลูป (Loop Gain) และค่าคงตัวของลูป (Loop Time Constant) ไม่เหมาะสมความถี่ของเฟสล็อกลูป จะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

ดังนั้นค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูปจะล็อกได้เร็วโดยไม่มีการสะบัด (Over Shoot) หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็วแต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง

หน้าที่ของโลพาสฟิลเตอร์ในเฟสล็อกลูป มีหน้าที่ใหญ่ๆอยู่ 2 ประการ คือ

1. ลดค่าความคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) โดยการใช้คุณสมบัติการจำกัดสัญญาณรบกวนและเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันเฉลี่ย (Average DC Voltage) เพื่อนำไปควบคุมวงจร VCO

2. ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของเฟสล็อกลูปซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่างๆ ดังนี้

2.1 แคปเจอร์และล็อกเรนจ์

2.2 แบนด์วิดท์

2.3 การตอบสนองต่อทรานเซี้ยน

เนื่องจากโลพาสฟิลเตอร์ลดค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่ระหว่างลูปแล้วยังเป็นตัวควบคุมการแคปเจอร์โดยตรงและคุณสมบัติต่อผลตอบสนองชั่วขณะของเฟสล็อกลูป

การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์ จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบคือ

1. ขบวนการแคปเจอร์จะช้าลงและฟูลอินไทม์ (Full In Time) เพิ่มขึ้น

2. ช่วงแคปเจอร์จะลดลง

3. คุณสมบัติทางอินเตอร์เฟอเรนซ์ (Interference Rejection) ของเฟสล็อกลูปจะดีขึ้นเพราะค่าแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดลงไป

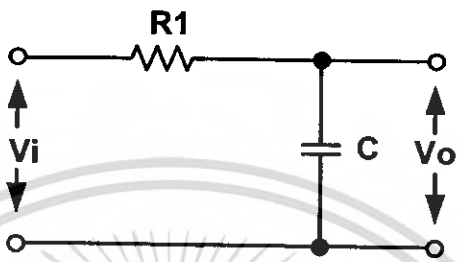
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ผลตอบสนองชั่วขณะของเฟสล็อกลูปต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญาณเข้าสู่ช่วงความถี่แคป - เจอร์จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์

2.25.1 วงจรโลพาสฟิลเตอร์ (Lowpass Filter)

ในระบบเฟสล็อกลูปจะมีโลพาสฟิลเตอร์เป็นส่วนประกอบอยู่เสมอเราจะกล่าวถึง วงจรโลพาส - ฟิลเตอร์ที่นิยมใช้กันมีอยู่ 3 แบบดังนี้

2.25.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 1 แบบ R-C



รูปที่ 2.35 แสดงโลพาสฟิลเตอร์อันดับ 1 โดย R-C

จากรูปที่ 2.35 โดยทั่วไปแล้วจะต่ออยู่ระหว่างเฟสดีเทคเตอร์กับ VCO ค่าความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency W_{LPF}) สามารถหาได้จากสมการ

$$W_{LPF} = 1/RC \qquad Rad/sec$$

ค่าความถี่ธรรมชาติของลูป (Loop Natural Frequency, Wn) สามารถหาได้จากความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่โดยสมการ

$$Wn = (Kd*Kv*W_{LPF})^{1/2}$$

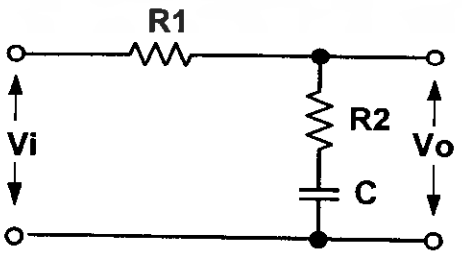
เมื่อ Kd คอนเวอร์ชั่นเกน (Convertion Gain) ของเฟสดีเทคเตอร์ หน่วย (Volt/Sec)

Kv คอนเวอร์ชั่นเกนของ VCO หน่วย (Rad/Volt/Sec)

เราสามารถหาค่าแดมป์ปิ้งแฟคเตอร์จากสมการ

$$\zeta = N*Wn/(2Kd*Kv)$$

2.25.1.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบแลก-ลีด (Lag – Lead Circuit) ดังแสดงในรูป 2.36



รูปที่ 2.36 วงจรแลก-ลีด อันดับหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่คัทออฟสำหรับวงจรกรองความถี่ชนิดนี้หาได้จากสมการ

$$W_{LPF} = 1/(R1+R2)*C$$

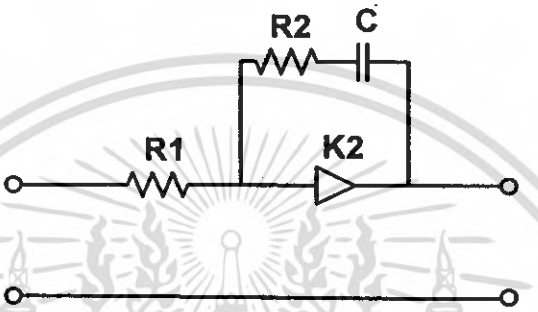
และความถี่ธรรมชาติหาได้จากสมการ

$$Wn = (Kd*Kv*/[N*C*(R1+R2)])^{1/2}$$

และแดมปิ้งแฟคเตอร์หาได้จากสมการ

$$\zeta = 0.5Wn(R2*C+N)/(Kd*Kv)$$

2.25.1.3 วงจรพาสซีสแบบ แลก-ลีด เราสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์



รูปที่ 2.37 วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์

ความถี่คัทออฟหาได้จากสมการ

$$W_{LPF} = 1/R1 * C \qquad (Rad/Sec)$$

ค่าของลูปความถี่ธรรมชาติ

$$Wn = [(Kd * Kv) / (N*C*R1)]^{1/2}$$

แดมปิ้งแฟคเตอร์ หาจากสมการ

$$\zeta = (Wn*R2*C) / 2$$

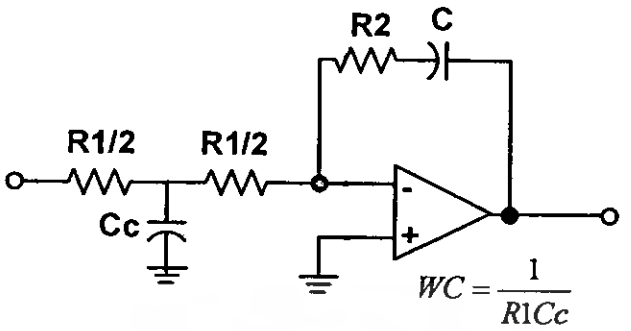
2.25.2 ข้อพิจารณาในการออกแบบลูปฟิลเตอร์

เนื่องจากตัวฟิลเตอร์และอินทิเกรเตอร์ที่ใช้ออปแอมป์มีฟังก์ชั่นเป็นอินเวอร์ติ้ง ดังนั้นจำเป็นต้องดัดแปลงแก้ไขการกลับเฟสนี้ก่อนเพื่อทำให้ค่าแรงดันคลาดเคลื่อน (Error Voltage) มาจากออสซิลเลเตอร์สามารถควบคุม VCO ได้ถูกทิศทางกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้นทำให้ง่ายที่สุดโดยการสลับอินพุต Fr และ Fv ที่เฟสดีเทคเตอร์

วงจรแอคทีฟฟิลเตอร์อาจจะการอิ่มตัว ถ้าหากลูปเกิดการผิดพลาดเชิงเฟสดีเทคเตอร์มีขนาดใหญ่พร้อมๆกับการเกิดทรานเซี้ยนโอเวอร์ชู๊ตขึ้นในลูป กรณีนี้จะเกิดเฉพาะกับลูปที่ใช้เฟสดีเทคเตอร์เป็นชนิดดิจิตอล เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เปลี่ยนแปลงเป็น 0 หรือ 1 ในทันทีทันใด นอกจากนี้ความถี่อินพุตของฟิลเตอร์มักจะมีค่ามาก ดังนั้นถ้าอัตราส่วนของ R1/R2 มากกว่า 10 ความถี่นี้จะถูกขยายด้วยอัตราส่วนของ R1/R2 ถ้าสามารถทำได้ควรให้อัตราส่วนนี้มีค่าน้อยที่สุด วิธีแก้ไขการอิ่มตัวของออปแอมป์ทำได้โดยการเพิ่มโลพาสฟิลเตอร์ก่อนวงจรอินทิเกรเตอร์ ดังรูปที่ 2.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

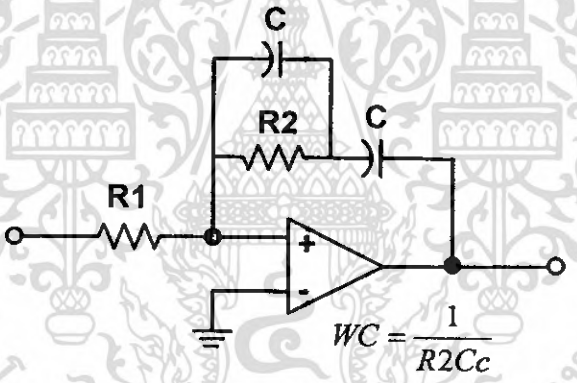
IMPROVED TRANSIENT SUPPRESSION
WITH R1- Cc



รูปที่ 2.38 วิธีแก้ทรานเซี้ยนด้วย R1-Cc

เมื่อ RS<<R1/2 : Rs คือ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของเฟสดีเทคเตอร์ Wc = 4/R1*Cc

IMPROVED TRANSIENT SUPPRESSION
WITH R2- Cc



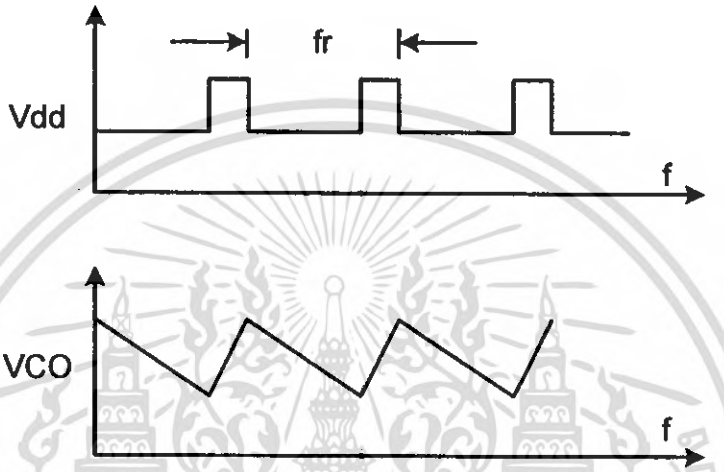
รูปที่ 2.39 วิธีการแก้ทรานเซี้ยนด้วย R2-Cc เมื่อ Wc = 1/R2*Cc

จากรูปที่ 2.38 สามารถคำนวณความถี่คัทออฟได้จาก 4/R1*Cc ถ้าเฟสดีเทคเตอร์เป็นดิจิตอล เนื่องจากมีความต้านทานเอาต์พุตต่ำความถี่คัทออฟของวงจรที่เพิ่มขึ้น ถ้าเป็นไปได้ควรจะมากกว่าความถี่ธรรมชาติ 5-10 เท่า เนื่องจากโพลที่เกิดจากวงจรที่เพิ่มขึ้นถ้าอยู่ใกล้ธรรมชาติจะทำให้เกิดลูปโอเวอร์ชู้ตมากขึ้นและผลพลอยได้ของฟิลเตอร์ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ความถี่อ้างอิง (Wr) ถูกลดทอนลงด้วยแรงดันที่ไปควบคุม VCO นั้นควรเป็นแรงดันดีซีอย่างเดียว ส่วนประกอบของแรงดันที่ไม่ใช่ดีซีจะทำให้เอาต์พุตของ VCO มีการมอดูเลตด้วยแรงดันที่ไม่ใช่ดีซีสำหรับแรงดันที่มาควบคุม VCO ส่วนประกอบที่ใช่ส่วนใหญ่จะมาจากความถี่อ้างอิงและนอยส์ต่างๆ ในวงจรแอคทีฟฟิลเตอร์ควรมีคุณสมบัติในเรื่องสัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นภายในตัวเอง ทางที่ดีควรใช้ชนิดที่มีสัญญาณรบกวนต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้และกระแสไบอัสอินพุตก็ควรน้อยที่สุด เนื่องจากถ้าวงจรดึงกระแสจำนวนหนึ่งมาจากเฟสดีเทคเตอร์จะทำให้ความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางเฟสเมื่ออยู่ในสภาวะสงบมีค่ามากกว่าศูนย์มาก กรณีที่ใช้ฟิลเตอร์แบบพาสซีฟฟิลเตอร์จะดึงกระแสโหลดมากกว่า แอคทีฟฟิลเตอร์อย่างไรก็ตามพาสซีฟฟิลเตอร์ไม่เพิ่มนอยส์เข้าไปในลูปเหมือนแอคทีฟ และ R1 ของวงจรพาสซีฟสามารถแบ่งออกเป็น R1/R2 แล้วใช้ Cc เพิ่มขึ้นได้เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 2.39 และใช้วิธีการคำนวณความถี่คัทออฟแบบเดียวกัน

แรงดันที่ใช้ควบคุม VCO ควรมีส่วนที่ไม่ใช่เอซีน้อยที่สุดส่วนประกอบที่ไม่ใช่ดีซีจะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เกิดเอาต์พุตที่ไม่ต้องการ (Sperious Output) เป็นไซด์แบนด์ของความถี่อ้างอิงควรถูกกำจัดไปให้มากที่สุด

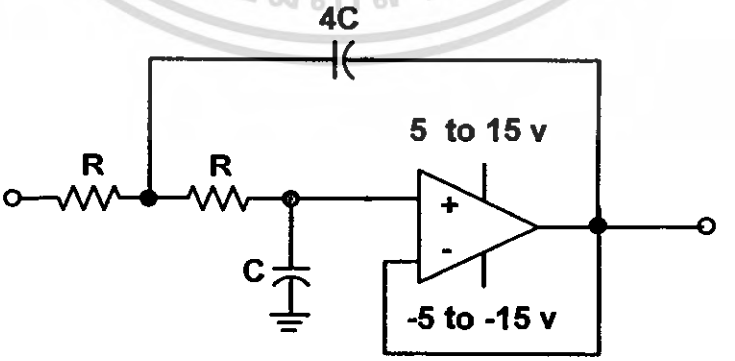


รูปที่ 2.40 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และอินทิเกรเตอร์

รูปคลื่นจากรูปที่ 2.40 ทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่สัมพันธ์กับแคเรียร์ (Carrier) ของ VCO ที่สามารถคาดคะเนโดยประมาณได้จาก

$$(\text{Sideband/Carrier}) = (V*Kv) / (2*Wr)$$

เมื่อ V คือค่าแรงดันยอด (Peak Value) ของความถี่อ้างอิงที่อินพุตของ VCO



รูปที่ 2.41 วงจรโลพาสฟิลเตอร์อันดับสอง โดยใช้ออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

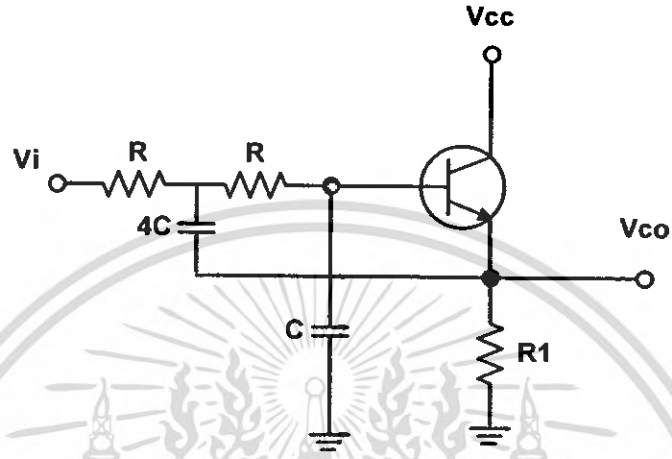
$$Wc = 0.636/RC$$

ให้เลือกค่า R

$$1K \leq R < 1M$$

ให้เลือกค่า C

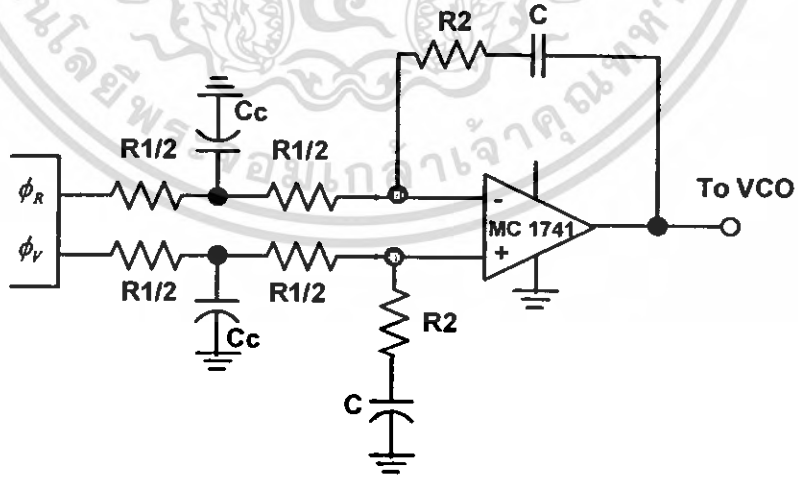
$$C = 0.5 / (Wc*R)$$



รูปที่ 2.42 วงจรโลพาสฟิลเตอร์อันดับสอง

โดยใช้ทรานซิสเตอร์ต่อแบบ (Emitter Follower) ถ้าเอาต์พุตมีค่าน้อยกว่า Vcc อยู่ที่ 0.1 โวลต์ วงจรจะมีความไวต่อสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่าย Vcc

สำหรับในการใช้เฟสดีเทคเตอร์ที่เอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เราสามารถต่อกับฟิลเตอร์แบบซัม - มิ่งเน็ตเวิร์ค (Summing Network)



รูปที่ 2.43 วงจรฟิลเตอร์และซัมมิ่งเน็ตเวิร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสามารถในการในการลดไซด์แบนด์ โดยประมาณของวงจรในรูปคือ

$$dB = 40 \log (Wc / Wr)$$

สำหรับพาสซีฟฟิลเตอร์

$$dB = 20 \log (Wc / Wr)$$

สำหรับเฟสดีเทคเตอร์ที่เป็นวงจรชนิด CMOS ขานอนอินเวอร์เตอร์ของ ออปแอมป์ต้องไบอัสได้ที่ครึ่ง Vdd ส่วนเฟสดีเทคเตอร์ต้องดูจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แต่ละเบอร์

2.26 วงจรผลิตความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator – VCO)

คุณสมบัติหลักของ VCO ที่ใช้ในเฟสล็อกลูป เราพิจารณาได้ดังนี้

2.26.1 การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) จุดสูงสุดของแคปเจอร์จะเท่ากับเกนการขยายของลูปเปิด (Open Loop Gain)

2.26.2 เสถียรภาพทางความถี่ (Frequency Stability) การมีเสถียรภาพทางความถี่มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่ ความไวของการมอดูเลต (Modulation Sensitivity) ควรจะมีค่าสูง

2.26.3 การตอบสนอง (Response) VCO ควรมีการตอบสนองสัญญาณได้ดีและไม่ควรมีผลต่อคุณสมบัติทางด้านเสถียรภาพของลูป

2.26.4 คุณสมบัติของความถี่และแรงดัน (Frequency Voltage Characteristic) VCOจะต้องมีอัตราส่วนของความถี่ต่อแรงดัน (F/V) ที่มีความเป็นเชิงเส้น (Linear)

2.26.5 Spectral Purity ในการประยุกต์ใช้งาน เช่น การสังเคราะห์ความถี่แบบอนาล็อกวงจรผลิตความถี่ควบคุมโดยแรงดันควรจะมีสัญญาณเอาต์พุตที่บริสุทธิ์คือ ถ้าเป็นคลื่นรูปไซน์ควรจะเป็นคลื่นที่คงที่สม่ำเสมอ

ในการออกแบบเฟสล็อกลูปออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน มักจะเป็นส่วนที่ต้องพิจารณามากที่สุด เพราะว่ามีลักษณะพิเศษของระบบอย่างเช่น เสถียรภาพของระบบและเสถียรภาพของความถี่ รวมทั้งการดีมอดูเลตคลื่นเอฟเอ็มตามปกติแล้วจะขึ้นอยู่กับ VCO เพื่อให้เกิดความคล่องตัวมากที่สุด VCO จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

2.26.6 ลักษณะการเปลี่ยนแรงดันเป็นความถี่เชิงเส้น

2.26.7 เสถียรภาพ

2.26.8 ของความถี่ที่ดี

2.26.9 สามารถใช้กับความถี่สูงได้

2.26.10 อัตราการขยายสูง

2.26.11 พิสัยการติดตามกว้าง

2.26.12 การตั้งความถี่กระทำได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

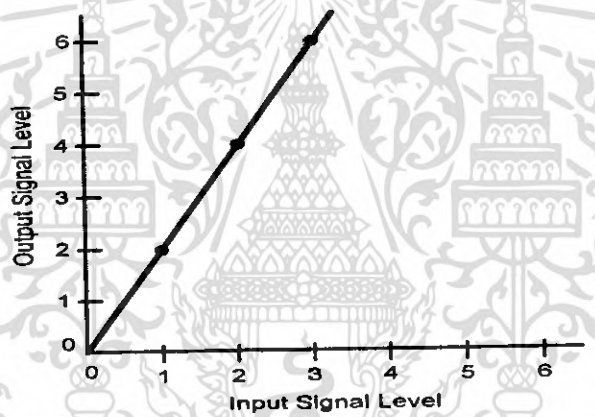
2.27 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

2.27.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

ชนิดของการไบอัส ได้นำมาประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์ขยายกำลังและถูกกำหนดโดยชนิดของแอมปลิฟลายเออร์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบวงจรขยายมีคลาสต่างๆมากมายให้ผู้ออกแบบเลือกและการเจาะจงสำหรับการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน

2.27.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น

คลาสเอเป็นวงจรขยายที่ให้คำจำกัดความได้ว่า เป็นวงจรขยายที่ถูกไบอัสเพื่อให้กระแสเอาต์พุตไหลได้ตลอดเวลาดังนั้นการขับระดับสัญญาณอินพุตเพื่อขยายสัญญาณโดยทรานซิสเตอร์ยังไม่ได้คัทออฟ คือการทำให้ทรานซิสเตอร์นำสัญญาณได้เต็มรูปคลื่น วงจรขยายคลาสเอเป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นที่สุดในชนิดของวงจรขยายทั้งหมด ความเป็นเชิงเส้นนั้นจะทำให้การวัดง่ายขึ้นและทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณอินพุต วงจรขยายเชิงเส้นเป็นวงจรหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตเป็นอัตราส่วนกับสัญญาณอินพุตซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.44 สังเกตได้ว่ากรณีนี้ระดับสัญญาณเอาต์พุตเป็นจะเป็น 2 เท่าของ



รูปที่ 2.44 คุณสมบัติฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น

ระดับสัญญาณอินพุตและความสัมพันธ์ของฟังก์ชั่นถ่ายโอนจากเอาต์พุตกับอินพุตจะเป็นเส้นตรง เพราะไม่มีทรานซิสเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสมบูรณ์ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายจึงไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตทุกประการ โดยองค์ประกอบที่ผิดพลาดนั้นจะอยู่ในรูปของฮาร์โมนิกอยู่เสมอหรือที่เรียกว่าความผิดเพี้ยนชนิดอินเตอร์มอดูเลชั่น (Intermodulation Distortion : IMD) ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชั่นถ่ายโอนมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ ดังรูปที่ 2.45 (A) ความผิดเพี้ยนจะเป็นสาเหตุให้สัญญาณอินพุตของวงจรขยายเป็นดังรูปที่ 2.45 (B) สังเกตได้ว่าช่วงที่ราบเรียบที่สุดของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกที่ 2 ที่ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรขยายซึ่งความผิดเพี้ยนชนิดนี้ถูกเรียกว่า ฮาร์โมนิกดิสเทอร์ชั่น (Harmonic Distortion) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \ldots\ldots \qquad (2\text{-}2)$$

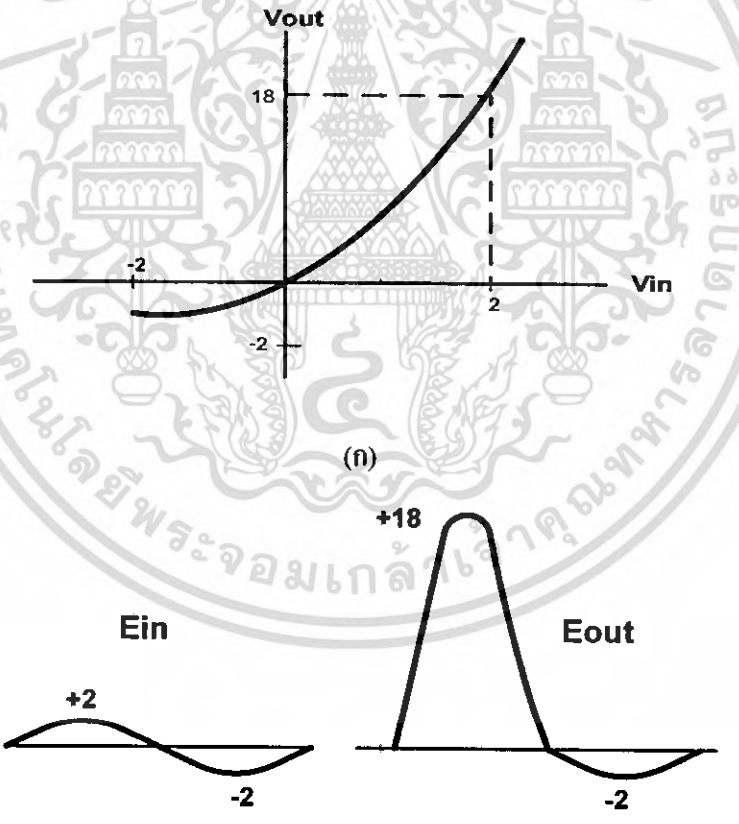
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมที่ 2 ของสมการที่ (2-2) รู้จักกันดีว่าเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 ส่วนเทอมที่ 3 ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกที่ 3 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 3 แน่นอนว่าวงจรขยายเชิงเส้นที่สมบูรณ์แบบนั้นจะไม่ผลิตสัญญาณที่ผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 , 3 หรือลำดับที่สูงๆออกมา

สังเกตในรูปที่ 2.45 ซึ่งฟังก์ชั่นถ่ายโอนของวงจรขยายจะได้ว่า

$$V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2 \tag{2-3}$$

ซึ่งองค์ประกอบของความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 เพิ่มขึ้นเป็นกำลัง 2 ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอินพุตซึ่งองค์ประกอบอันดับที่ 2 จะเพิ่มขึ้นเร็วมากและเร็วกว่าองค์ประกอบพื้นฐานในสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในที่สุดขนาดขององค์ประกอบอันดับที่ 2 ในสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับขนาดของสัญญาณพื้นฐาน ผลที่เกิดขึ้นนี้แสดงได้ดังกราฟรูปที่ 2.46 โดยจุดที่องค์ประกอบอันดับที่ 2 และอันดับที่ 1 ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากันถูกเรียกว่า "จุดตัดอันดับที่ 2" ในกรณีนี้เทอมอันดับที่ 3 ถูกพลีอตตามอัตราขยายพื้นฐานของวงจรขยาย

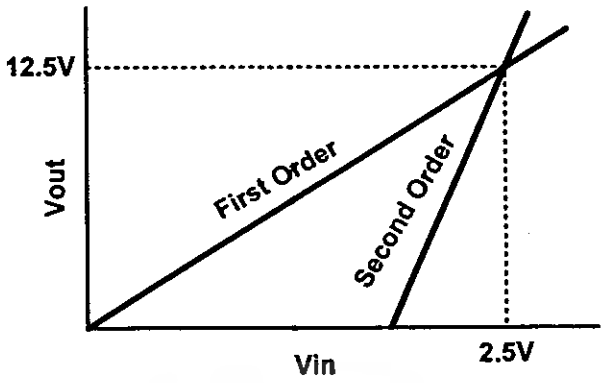


รูปที่ 2.45 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น

(ก) คุณสมบัติของฟังก์ชั่นถ่าย

(ข) ผลลัพธ์ของรูปคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.46 จุดตัดอันดับที่ 2

ในรูปแบบนี้จุดตัดขององค์ประกอบอันดับที่ 3 ของวงจรขยายถูกใช้ในพาหะที่เป็นฟิกเกอร์ออฟเมริท (Figure Of Merit) ซึ่งจุดตัดที่สูงกว่าจะเป็นวงจรขยายที่ดีกว่า คือสามารถขยายสัญญาณได้ขนาดใหญ่กว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไปองค์ประกอบของมอดูเลชั่นอันดับที่ 2,3 หรือสูงกว่าเป็นสาเหตุทำให้เกิดการรวมผลลัพธ์หรือความแตกต่างของผลลัพธ์ของแต่ละสัญญาณพื้นฐานและฮาร์โมนิกที่เกี่ยวข้องกับมัน ตัวอย่างเช่น เมื่อมีสัญญาณซายนูซอยดอลที่สมบูรณ์แบบ ณ ความถี่ f_1 และ f_2 คืออินพุตของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้นตามองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลดังนี้

ความถี่พื้นฐาน : f_1, f_2

อันดับที่2 : $2f_1, 2f_2, f_1+f_2, f_1-f_2$

อันดับที่3 : $3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1$

+เทอมอันดับที่สูงขึ้น

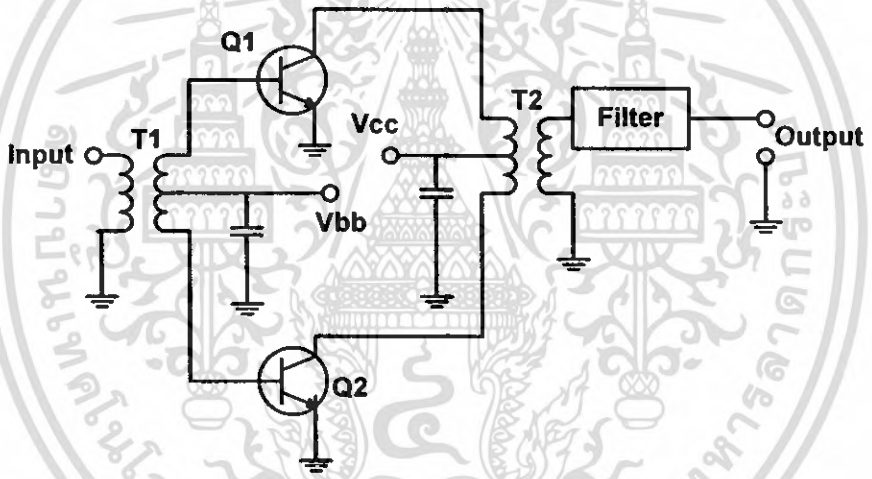
ภายใต้การปฏิบัติงานโดยทั่วไปของวงจรเทอมในอันดับที่ 2,3 หรืออันดับที่สูงกว่าจะมีระดับสัญญาณเล็กมากกว่าองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐานและในแกนของเวลาจะถูกพบในรูปของความผิดเพี้ยน

ข้อสังเกต ถ้า f_1 และ f_2 เป็นความถี่ที่ใกล้กันมากจะเห็นได้ว่าเทอม ของ $2f_{1\pm}\ f_2$ และ $2f_{2\pm}\ f_1$ จะยิ่งมีค่าเข้าใกล้เทอมของความถี่พื้นฐานทั้ง 2 ตัว นอกจากนี้ผลจากความผิดเพี้ยนจากฮาร์โมนิกที่ 3 จะมีผลด้วย ดังนั้นเป็นการยากยิ่งขึ้นในการกำจัดโดยผ่านการกรองเพียงครั้งเดียวโดยที่มันจะสร้างความผิดเพี้ยนขึ้นภายในวงจรขยายนั่นเอง ความต้องการของการไบอัสสำหรับวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กโดยความแตกต่างระหว่างวงจรขยายกำลังคลาสเอคล้ายคลึงกับวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กแทบจะไม่มีเลยซึ่งวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติทั้งสองแบบมีผลลัพธ์ที่เท่ากัน ยกเว้นระดับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.27.3 วงจรขยายแบบคลาสบี

วงจรขยายคลาสบีคือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณประมาณ 180 องศา ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะนำสัญญาณเพียงแค่ครึ่งคาบเท่านั้น ทั้งครึ่งซีกบวกและครึ่งซีกลบและนี่ก็คือรูปแบบการนำดีซีมาไบอัสเพื่อนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์ให้ทำงานแบบคลาสบี วงจรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรขยายคลาสเอ (70% และ 50%) แต่อย่างไรก็ตามวงจรคลาสบีนี้มีความเป็นเชิงเส้นน้อยมากดังนั้นวงจรขยายคลาสบีจะผลิตฮาร์โมนิกดิสทอร์ชั่นเพียงเล็กน้อย และจะถูกกรองจากสัญญาณที่ถูกขยายส่วนมากรูปร่างโดยทั่วไปของวงจรคลาสบี คือแบบพุช-พูล ดังรูปที่ 2.47 ในรูปแบบทรานซิสเตอร์ Q_1 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกบวกของสัญญาณอินพุตขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกลบในรูปแบบนี้สัญญาณอินพุตทั้งหมดจำลองออกมาที่เซกั่นคาร์ลี่ของทรานฟอร์เมอร์ T_2 ดังนั้นทั้ง Q_1 และ Q_2 จะไม่ผลิตโดยตัวมันเอง แต่จะใช้การขยายสัญญาณที่มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุตแทนที่สัญญาณจะถูกแบ่งครึ่ง โดยแต่ละครึ่งจะถูกขยายนำมารวมกันใหม่ที่เอาต์พุต แน่นอนว่าทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวอาจถูกใช้ในรูปแบบของคลาสบีสิ่งที่เราต้องการคือวงจรเรโซแนนซ์ต้องถูกแทนในโครงข่ายเอาต์พุต ทรานซิสเตอร์เพื่อจำลองอีกครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุต

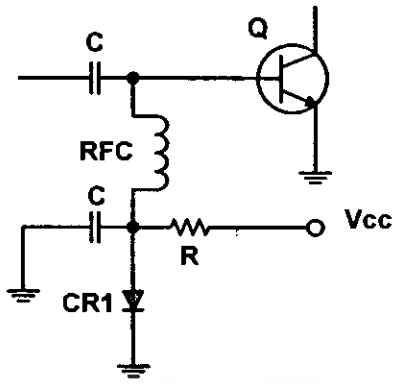


รูปที่ 2.47 วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูล

มีหลายวิธีสำหรับการไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของวงจรขยายคลาสบี วิธีหนึ่งที่ถูกใช้อย่างกว้างขวางแสดงในรูป 2.48 วิธีนี้ง่ายต่อการกำหนดไบอัสโวลต์เตจ (0.7V) บนทรานซิสเตอร์การใช้ซิลิกอนไดโอดนั้นบ่อยครั้งที่ไดโอดถูกเพิ่มเข้าไปในทรานซิสเตอร์โดยที่มันจะช่วยป้องกัน

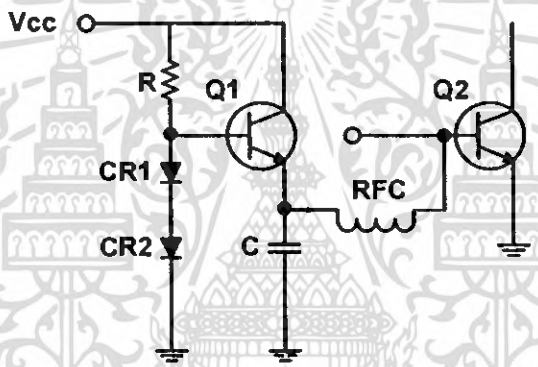
เทอร์มอลน้อยส์ (Thermal Noise) ซึ่งเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นบ่อยกับการไบอัสอย่างไม่ถูกต้องของวงจรขยายกำลังบ่อยครั้งที่ไดโอด *CR*1 ทำหน้าที่หนักๆ หลายอย่างเนื่องจากค่าความต้านทานถูกนำมาใช้บ่อยๆเพื่อว่ากระแสที่ผ่าน *CR*1 จะค่อนข้างสูงความแน่นอนนี้ทำให้การไบอัสทรานซิสเตอร์คงที่ทางเลือกของเครือข่ายการไบอัสแสดงดังรูปที่ 2.49 แสดงไดโอดซิลิกอน 2 ตัว โดยการต่อฟอร์เวิร์ดไบอัส(Forward Bias)แบบอิมิตเตอร์ฟอร์โลเวอร์ (Emitter - Follower)ซึ่งจะถูกใช้เป็นตัวขยายกระแส (Current Amplifier) โดยโวลต์เตจที่ขาอิมิตเตอร์ ของ Q_1 ดังนั้นที่เบส ของ Q_2 จะยังเป็น 0.7V เนื่องจาก V_{BE} ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1 โช้คและตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.48 และ 2.49 ใช้การป้องกันการไหลของสัญญาณความถี่วิทยุไม่ให้เข้าไปยังวงจรที่ไบอัสแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.48 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี

และยังมีการไบอัสแบบอื่นๆสำหรับคลาสบีที่แสดงในรูป 2.49 ซึ่งเป็นการไบอัสโวลต์เตจที่ทำให้เกิดค่าหลายค่าเพื่อว่าจะได้ผลที่ดีที่สุดถูกค้นพบสำหรับ IMD Performance



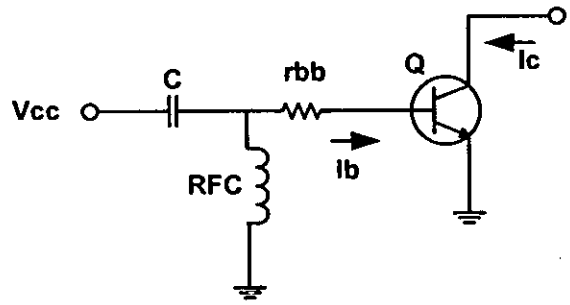
รูปที่ 2.49 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี

ควรระวังในการเตรียมการไบอัสทั้ง 3 แบบเพื่อจะแน่ใจได้ว่า RFC คือโช้คที่ค่า Q ต่ำสำหรับการปฏิบัติงานที่ดีที่สุด

2.27.4 วงจรขยายแบบคลาสซี

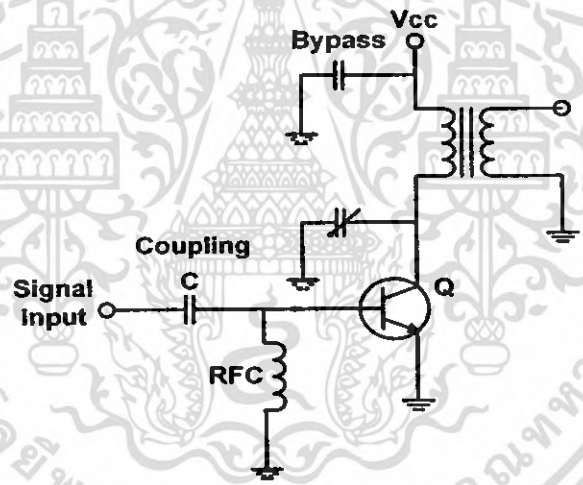
วงจรขยายกำลังคือวงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณน้อยกว่า 180 องศา ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกไบอัสภายใต้ภาวะคงที่และไม่มีกระแสไหลในขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งคัทออฟที่แน่นอนความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายคลาสซีคือจุดที่ด้อยที่สุดของวงจรขยายชนิดต่างๆ โดยที่ประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสซีสามารถทำได้ถึง 85 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งดีกว่าวงจรขยายคลาสเอและคลาสบี เพื่อที่จะไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของคลาสซี รีเวอร์สไบอัส (Reverse Bias) คือสิ่งที่จำเป็นระหว่างขาเบสและขาอีมิตเตอร์การไบอัสภายนอกไม่ได้ถูกต้องเสมอไป อย่างไรก็ตามเพราะว่ามันเป็นไปได้ในการบังคับให้ทรานซิสเตอร์ไบอัสตัวเองดังแสดงในรูปที่ 2.50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.50 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี

ถ้าเบสของทรานซิสเตอร์ต่อลงกราวด์โดยผ่าน RFC กระแสเบสจะไหลผ่านความต้านทานภายใน (r_{bb}) ซึ่งมีแนวโน้มที่จะรีเวอร์สไบอัสของรอยต่อบีอี (BE Junction) นี่เป็นผลที่ถูกต้องที่จะทำให้สำเร็จแน่นอน ว่ามันเป็นไปได้ที่จะเตรียมแหล่งกำเนิดไฟตรงภายนอกและการรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อ แต่เป็นที่น่ากังวลใจกับเวลาที่สูญเสียและความสิ้นเปลืองถ้าทรานซิสเตอร์จะให้เราทุกสิ่งที่ต้องการรูปที่ 2.51 แสดงการไบอัสวงจรขยายคลาสซี

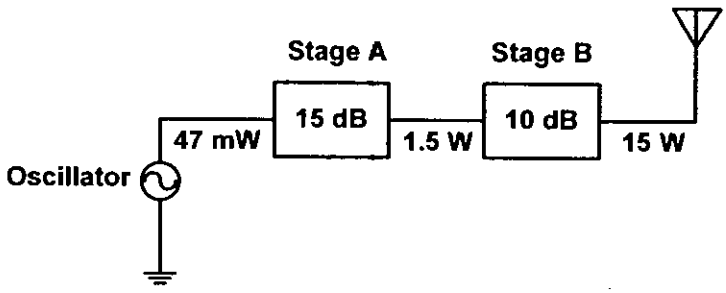


รูปที่ 2.51 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี

2.27.5 วงจรขับกำลังและการแมตชิ่งหลายสเตจ(Driver Amplifier And Interstage Matching)

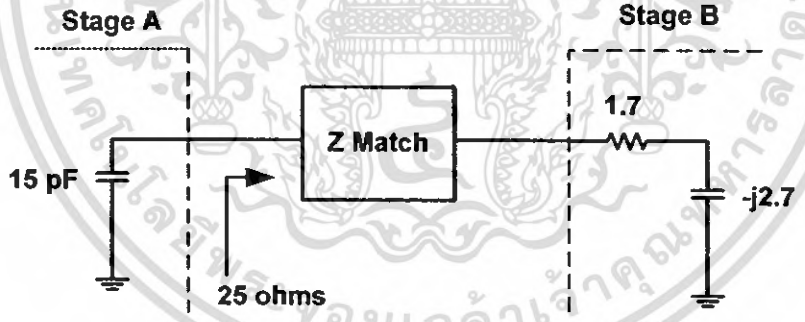
รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถแสดงได้ดังรูป 2.52 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของเพาเวอร์เอาต์พุต จากวงจรขยายอันดับสุดท้ายคือ 15วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราการขยาย 10 dB และสเตจก่อนหน้านี้ทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 dB สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์ นั้นเป็นความสามารถในการขับดันกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.52 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์

การตรวจสอบการแมตช์กันระหว่างสเตจของสเตจเอและสเตจบีบ่อยครั้งเกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั่นคือความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์แมตชิ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรขยายซึ่งเกี่ยวกับการโหลดของทรานซิสเตอร์ โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์การออกแบบวงจรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดรีซิสแดนซ์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะกระจายอัตราการขยายกำลังของแต่ละสเตจนี้เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.53 จะอธิบายตรงจุดนี้จะสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบีนั้นมีอินพุตอิมพีแดนซ์ คือ $Z = 1.7 - j\,2.7$ โอห์ม และการทำสมมติสเตจเอด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ ซึ่งเป็นความต้องการของโหลดรีซิสแดนซ์ 25 โอห์ม บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเน็ตเวิร์ค (Low - Input Impedance) จากสเตจบีขึ้นไปยังระดับ 25 โอห์ม ที่สเตจเอต้องการนอกจากนี้การแมตชิ่งเน็ตเวิร์คต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ที่ 15 พิโกฟารัด (pF) ของสเตจเอ



รูปที่ 2.53 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิ่งเน็ตเวิร์ค

2.28 อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ เราต้องคำนวนวงจรแมตชิ่งเพื่อให้ได้การส่งกำลังงานมากที่สุด (Maximum Power Transfer) โดยสามารถคำนวนค่าได้จากสมการ

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\left(\frac{Rp}{Rs} - 1\right)}$$

$$Q_s = \frac{Xs}{Rp}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_P = \frac{Rp}{Xp}$$

โดยที่

Q_S = ค่าของ Q ส่วนอนุกรม

Q_P = ค่าของ Q ของส่วนขนาน

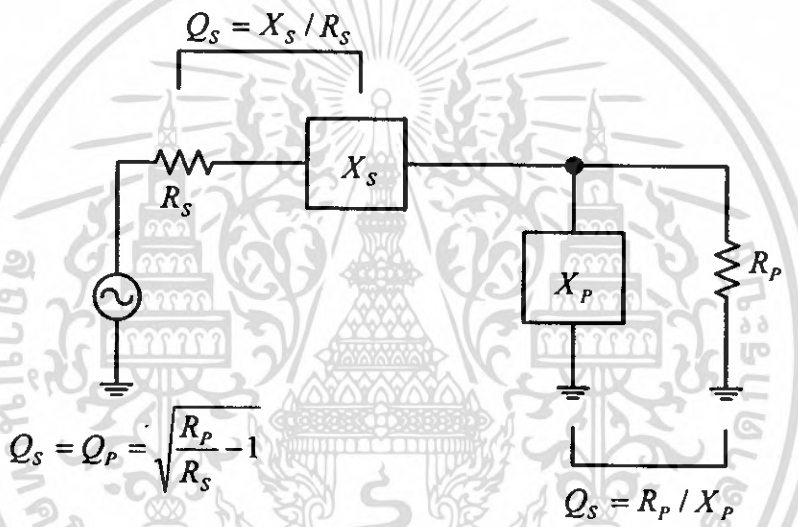
R_P = ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_P = ค่าของรีแอคแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_S = ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_S = ค่าของรีแอคแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่า X_P และอาจเป็นไปได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ X_S

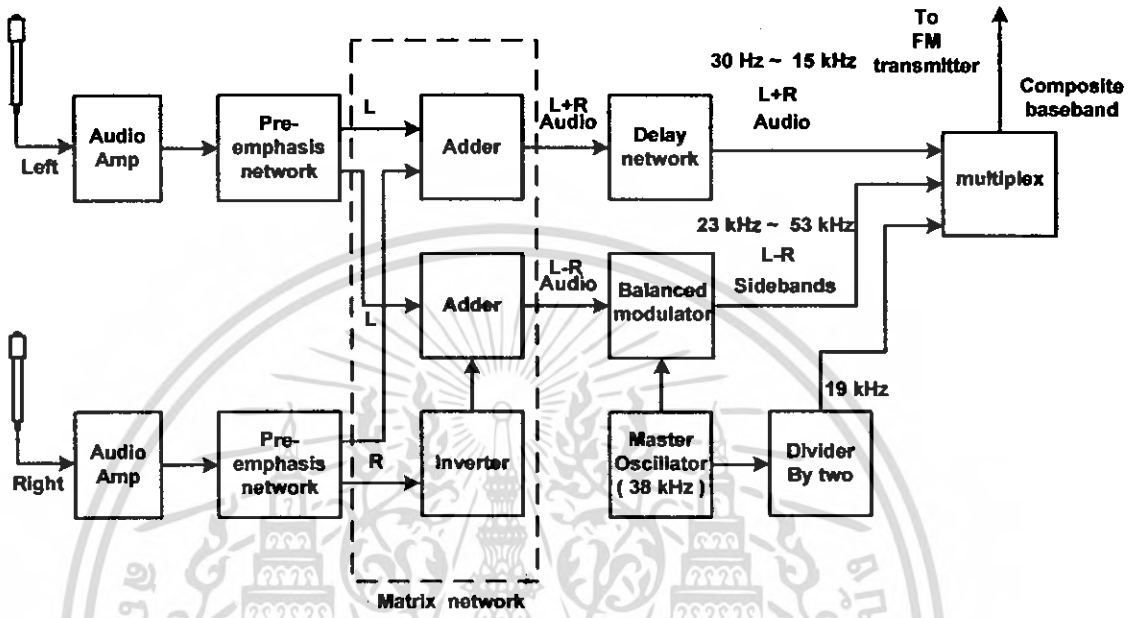


รูปที่ 2.54 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

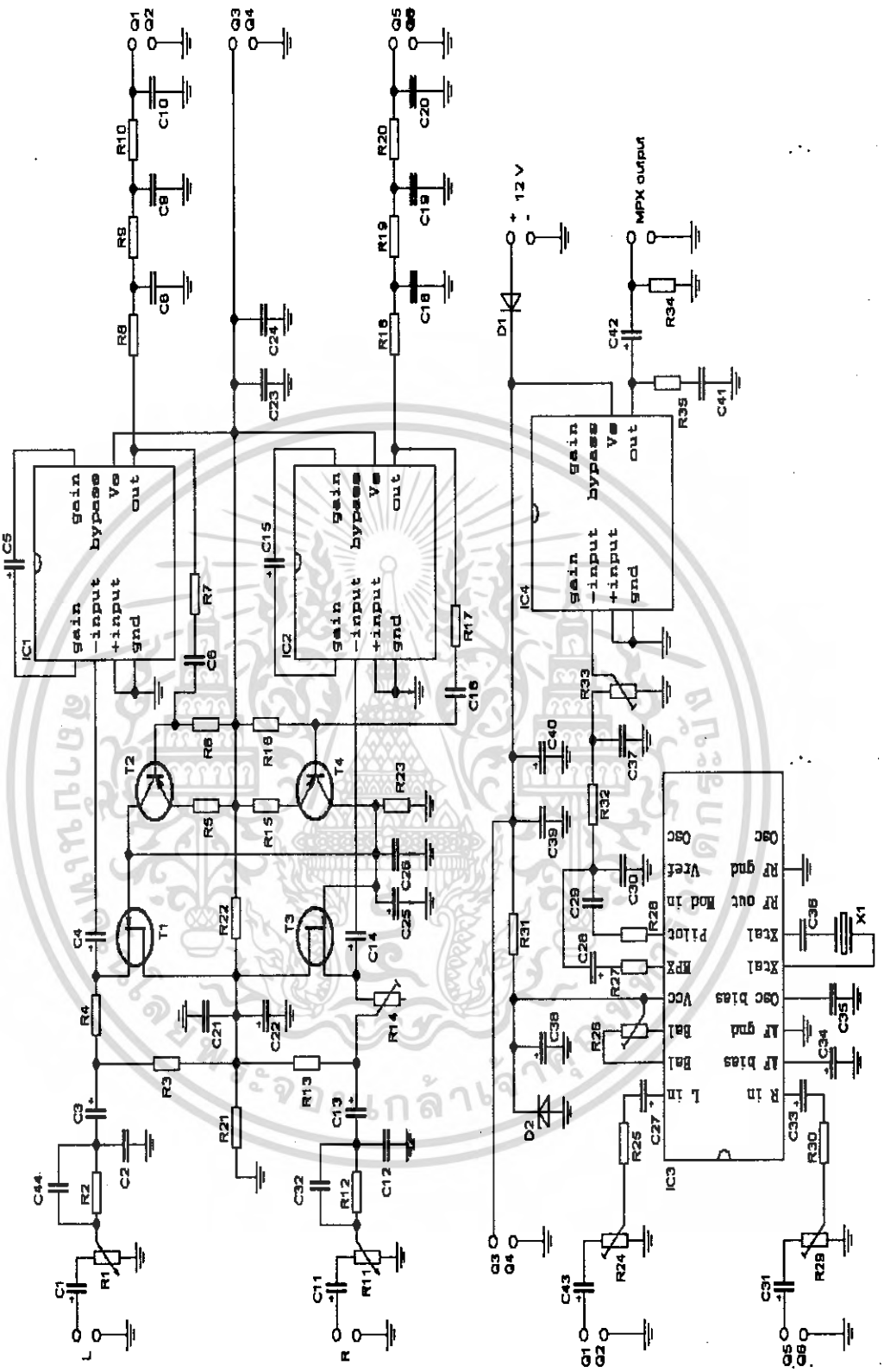
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



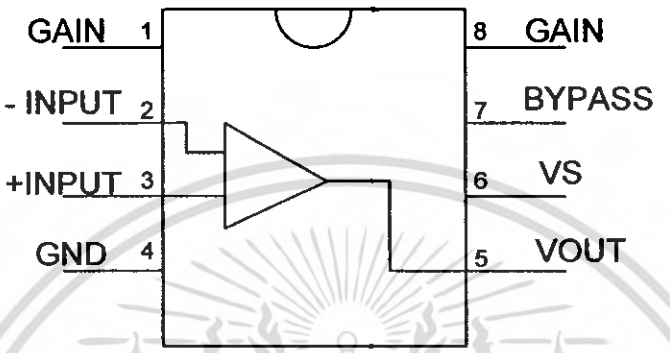
รูปที่ 3.2 แสดงรูปวงจรภาคสตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการสร้าง

3.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amp)

เมื่อสัญญาณเสียงแชนเนลซ้าย(L)และสัญญาณเสียงแชนเนลขวา(R)จ่ายเข้ามายังอินพุตของไอซี1 และ ไอซี 2 จะใช้ ไอซีเบอร์ LM – 386 ซึ่งเป็น ไอซี (Low Voltage Audio Power Amplifier) จะทำการขยายสัญญาณเสียงที่เข้ามาดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงไอซี LM 386

3.2 วงจรพรีเอมฟาซิส

การใช้วงจรพรีเอมฟาซิสในระบบเอฟเอ็ม ช่วยทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (S/N Ratio) มีค่าสม่ำเสมอตลอดย่านความถี่เสียงที่ใช้งาน ดังรูปที่ 3.4 แสดงการต่อวงจรพรีเอมฟาซิสโดยใช้ความต้านทานกับคาปาซิเตอร์ต่อขนานกัน แล้วนำเอาต์พุตไปต่อเข้ากับภาคขยายเสียงของไอซีต่อไป เมื่อความถี่อินพุตเพิ่มขึ้นค่าของคาปาซิแตนซ์ (Xc) จะลดลง โดยสามารถคำนวณหาค่าคาปาซิแตนซ์ได้จากสมการ $Xc = 1/2\pi fC$

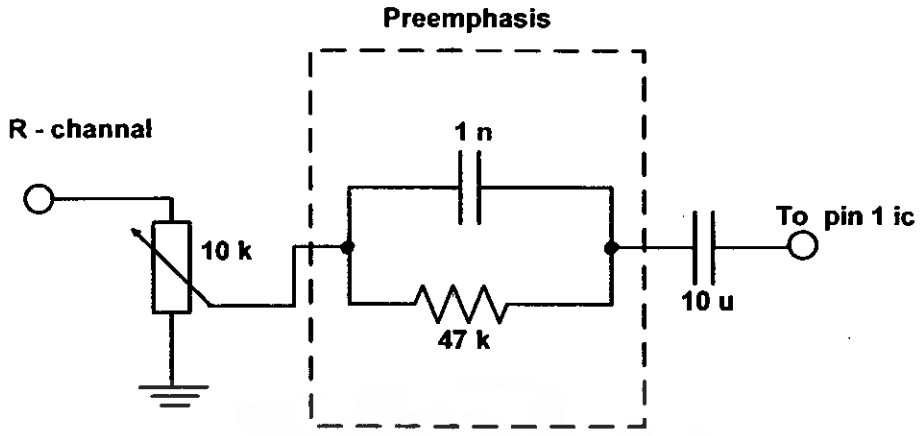
ความถี่สูงสุดที่ใช้ในการมอดูเลตในระบบเอฟเอ็มกระจายเสียงนั้นคือ 15 กิโลเฮริตซ์ จะถูกยกระดับ (Boost) ขึ้นไปถึง +17 เดซิเบล ซึ่งค่าของความถี่ที่เริ่มยกระดับขึ้นไปนั้นจะถูกกำหนดโดยค่า R_1และ C_1 ดังสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 47\times10^{3} \times 1\times10^{-9}}$$

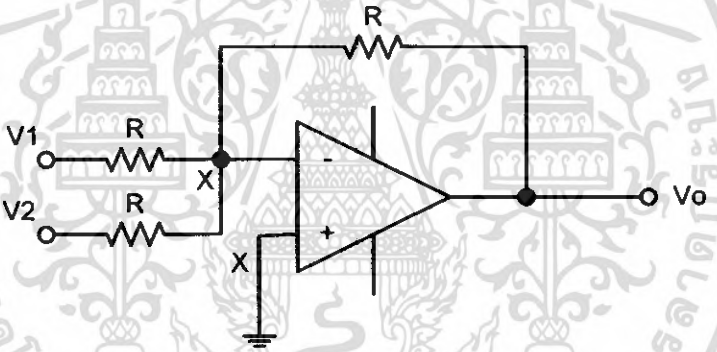
$$= 3.386 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรพรีเอมฟาซิส

3.3 ส่วนสร้างสัญญาณ (L + R)



รูปที่ 3.5 แสดงรูปวงจรบวก (Adder)

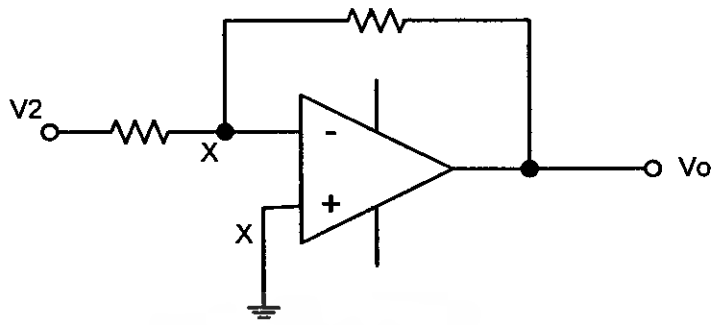
นำสัญญาณเสียงทางแชนเนลซ้าย (L) และแชนเนลขวา (R) มาเข้าวงจรบวกซึ่งจะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณ (L+R) ตามทฤษฎีดังนี้

$$(X - V1)/R + (X - V2)/R + (X - Vo)/R = 0$$

แต่ $X = 0$ จึงทำให้ $Vo = -(V1 + V2)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ส่วนสร้างสัญญาณ (L – R)

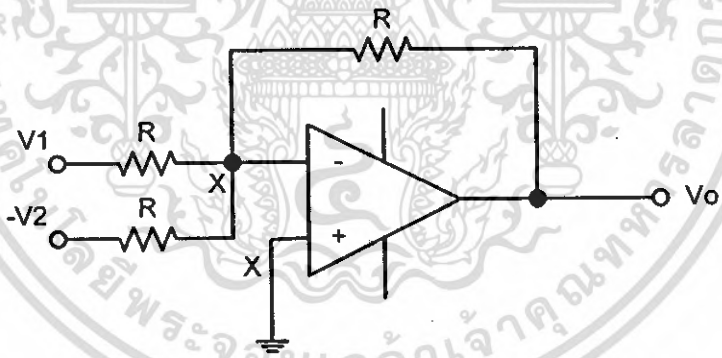


รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverter)

นำสัญญาณเสียงทางแชนเนลขวา (R) มาเข้าวงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverter) ซึ่งจะได้เอาต์พุต เป็นสัญญาณ (-R) ตามทฤษฎีดังนี้

$$(X - V2)/R + (X - Vo)/R = 0$$

แต่ $X = 0$ จึงทำให้ $Vo = -V2$



รูปที่ 3.7 แสดงรูปวงจรบวก (Adder)

นำสัญญาณเสียงทางแชนเนลซ้าย(L)และแชนเนลลบขวา(-R)มาเข้าวงจรบวกซึ่งจะได้เอาต์พุต เป็นสัญญาณ (L-R) ตามทฤษฎีดังนี้

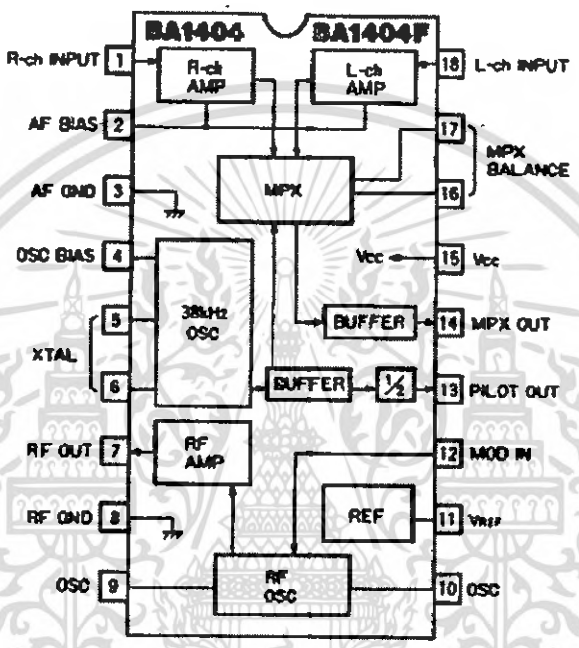
$$(X - V)/R + (X - (-V2))/R + (X - Vo)/R = 0$$

แต่ $X = 0$ จึงทำให้ $Vo = (V2 - V1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 ส่วนสร้างสัญญาณไพล็อต

สร้างสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ จากไอซีเบอร์ BA 1404 โดยใช้ตัวคริสตอล 38 กิโลเฮิรตซ์ เป็นตัวสร้างความถี่จากภายนอกจ่ายเข้ามายังขา 5 และ 6 ของไอซี ผ่านวงจรหารความถี่ (÷ 2) ลดลงเหลือเป็นความถี่19 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ โดยมีเฟสเดียวกันแต่มีการดีเลย์ไปครึ่งรูปคลื่นสัญญาณ



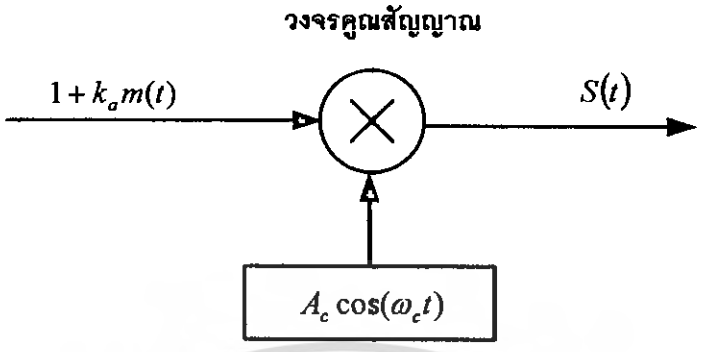
รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของไอซี เบอร์ BA 1404

ไอซีเบอร์ BA 1404 เป็นตัวสร้างสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) โดยภายในประกอบด้วยสัญญาณ (L+R)และ(L-R)DSB และ สัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้ตัวคริสตอลเป็นตัวกำเนิดความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์ เอฟเอ็มมอดูเลเตอร์จะมีย่านความถี่ของคลื่นเอฟเอ็มกระจายเสียงอยู่ที่ (88 - 108 กิโลเฮิรตซ์)

3.6 ส่วนมอดูเลตสัญญาณ (L – R) และ คลื่นพาหะย่อย

สัญญาณเสียงและคลื่นพาหะย่อย 38 กิโลเฮิรตซ์จะถูกปรับให้เท่ากัน (Balanced) และมอดูเลตในตัวของมัลติเพล็กซ์โดยที่สัญญาณ (L-R) เป็นสัญญาณย่อยสำหรับสเตอริโอซึ่งมีความถี่ 30 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์ แล้วนำไปมอดูเลตกับความถี่คลื่นพาหะย่อย 38 กิโลเฮิรตซ์ กันแบบเอเอ็มกำจัดคลื่นพาหะ จึงทำให้ได้สัญญาณ (L-R) DSB ออกมาสามารถคำนวณได้จากการมอดูเลตแบบแถบข้างคู่ขจัดคลื่นพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แผนภาพแสดงกระบวนการมอดูเลตสัญญาณ ดีเอสบี เอสซี

คำนวณได้จาก

$$s(t) = A_c[1 + k_a m(t)]\cos(2\pi f_c t)$$

สมมุติให้ $|k_a m(t)| < 1$, $f_c >> W$

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + A_c k_a m(t)\cos(2\pi t)$$

จะสมมุติให้ $M(\omega)$ คือ ฟังก์ชั่นสเปกตรัมของ m(t) กล่าวคือ

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega)$$

โดยอาศัยคุณสมบัติของการแปลงฟูเรียร์จะได้

$$\cos(2\pi f_c t) \Leftrightarrow \frac{1}{2}[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$$

$$m(t)\cos(2\pi f_c t) \Leftrightarrow \frac{1}{2}[M(f - f_c) + M(f + f_c)]$$

นั่นคือ สัญญาณเอเอ็มในโดเมนความถี่ $s(t)$ จะมีค่าเป็น

$$s(f) = \frac{A_c}{2}[\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{k_a A_c}{2}[M(f - f_c) + M(f + f_c)]$$

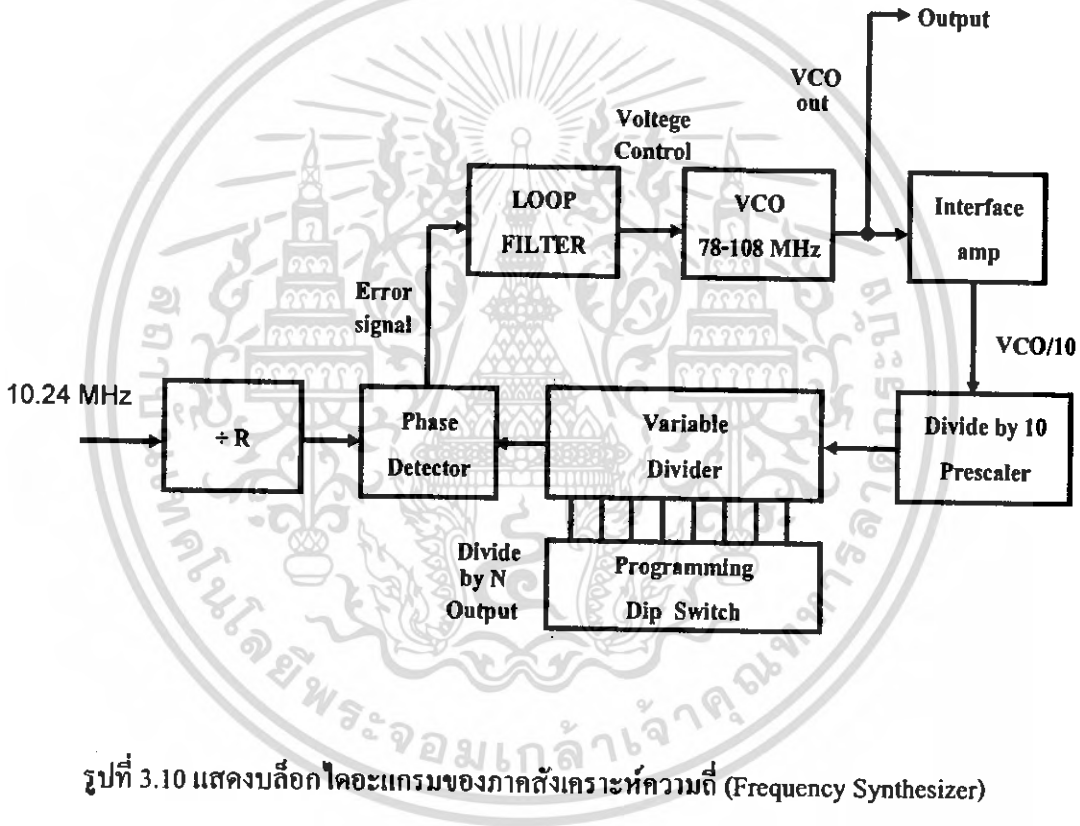
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 ส่วนสร้างสัญญาณคอมโพสิต

นำสัญญาณ (L+R),(L-R) DSB และสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ นำสัญญาณทั้ง 3 มาเข้าวงจรบวกจะทำให้ได้เป็นสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) ที่จะนำไปทำการมอดูเลตกับความถี่วิทยุหลักอีกครั้งหนึ่งเพื่อส่งออกอากาศต่อไป

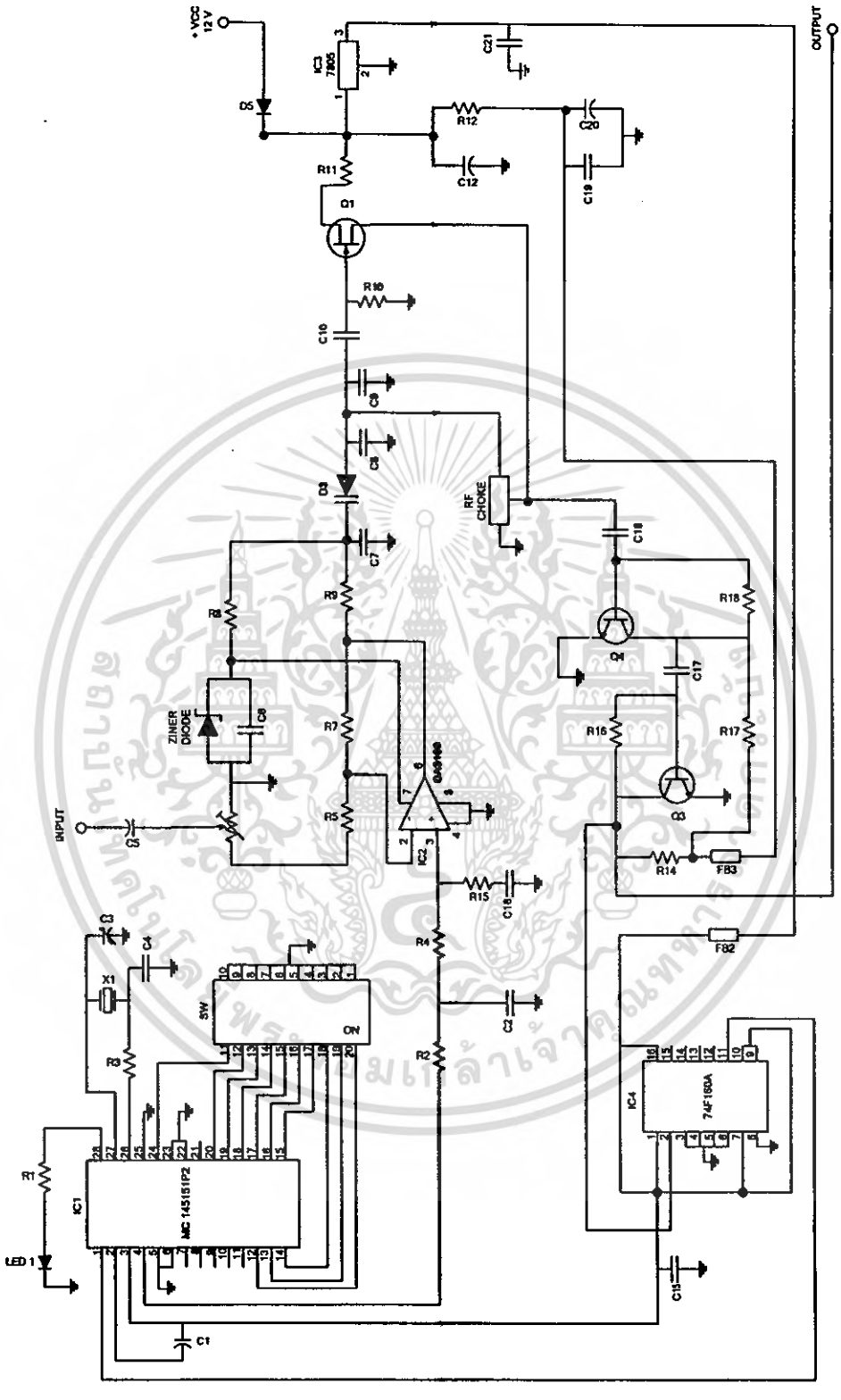
ขั้นตอนการสร้าง

ภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)



รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

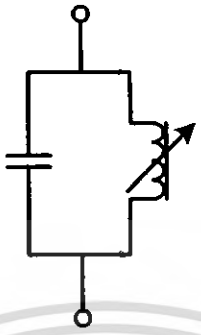


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 การออกแบบวงจร VCO (Voltage Control Oscillator)

การออกแบบวงจร Voltage Control Oscillator มาทำการประยุกต์ใช้เป็นวงจร VCO

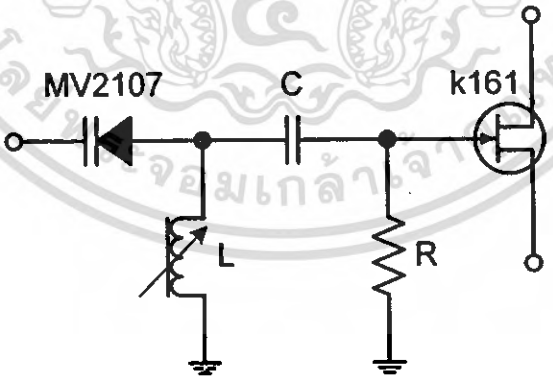


รูปที่ 3.12 วงจรเรโซแนนท์

จากรูปที่ 3.12 ค่าความถี่เรโซแนนท์จะมีค่าเท่ากับ

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

จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงความถี่ สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนค่าอินดักเตอร์หรือคาปาซิเตอร์ แต่การเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์จะกระทำได้ง่ายและสะดวกกว่าจึงนำเอาอุปกรณ์วาแรกเตอร์ไดโอดมาใช้งาน ซึ่งให้คุณสมบัติเป็นตัวเก็บประจุ โดยค่าความจุไฟฟ้าจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน V_{DC}



รูปที่ 3.13 แสดงรูปวงจร VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 คุณสมบัติของวาแรคเตอร์เบอร์ MV 2107

จากข้อมูลคุณสมบัติของวาแรคเตอร์มีค่า Tuning Ratio ตั้งแต่ 2.5 ถึง 3.2

C_r = อัตราส่วนของค่าคาปาซิเตอร์ (Capacitance Ratio)

C_{vmin} = ค่าความจุต่ำสุดของวาแรคเตอร์

C_{Vmax} = ค่าความจุสูงสุดของวาแรคเตอร์

ρ = ค่าเอ็กซ์โพเนนของค่าคาปาซิแตนซ์

จะได้ $$C_r = \frac{C_{vmin}}{C_{Vmax}}$$

$$= \left[\frac{Vmax}{Vmin}\right]^{\rho}$$

เลือก Tunning Ratio = 2.6

$$C_r = 2.6 = (30/2)^{\rho}$$

$$Log(2.6) = \rho \log(15)$$

$$\rho = 0.3528$$

ที่แรงดัน 4 โวลต์ วาแรคเตอร์จะมีค่าความจุไฟฟ้าเท่ากับ 12 pF และใช้แรงดันไบอัสย้อนกลับสูงสุด 9 โวลท์

จะได้ $$\frac{15pF}{C_{Vmax}} = (9/4)^{0.3528}$$

$$C_{Vmax} = 11.268\ pF$$

จาก $$C_r =$$

$$2.6 = \frac{C_{vmin}}{7pF}$$

$$C_{vmin} = 18.2\ pF$$

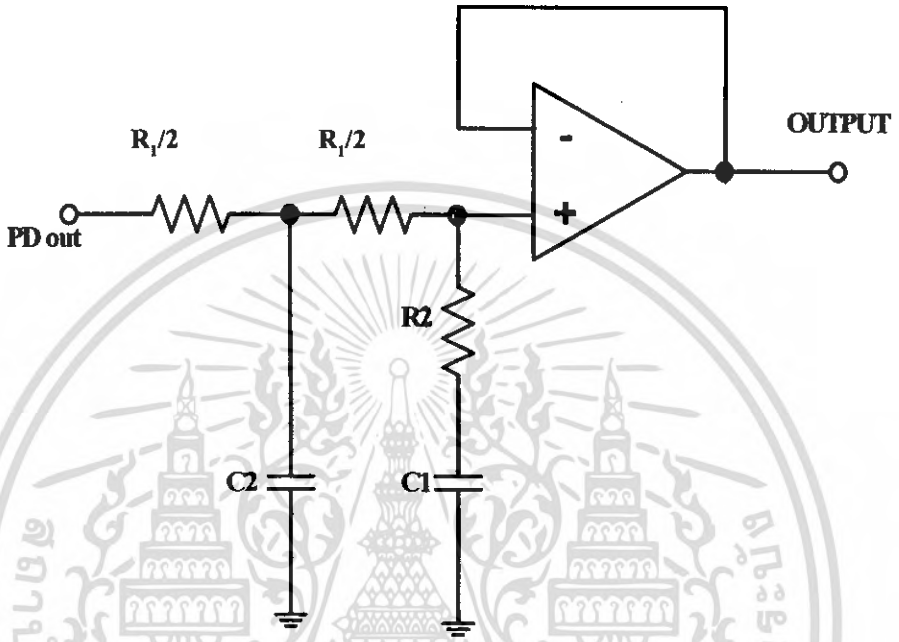
แต่เราจะใช้การปรับค่าของอินดักเตอร์เพื่อให้ VCO ทำงานจนความถี่ของ VCO เท่ากับความถี่อ้างอิงจึงจะทำให้อยู่ในสภาวะล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 Loop Filter

วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เบอร์ CA3160 ซึ่งโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 โครงสร้างวงจรลูปฟิลเตอร์

การคำนวนการออกแบบตามสูตรที่กำหนด

f_O (Oscillator Frequency)

f_S (Channel Spacing)

f_b (Loop Bandwidth)

ξ (Loop Damping Factor)

V_{DD} (Active Integrator Component)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_{\varphi} = \frac{V_{DD}}{4\pi} \quad \text{V/Rad}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{\left(2\xi^2 + 1\sqrt{(2\xi^2+1)^2+1}\right)}}$$

$$R_1 = \frac{K_{\varphi} K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2}$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1}$$

$$C_2 = \frac{4}{2 \times R_1 f_{\pi}}$$

ภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

3.11 วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

วงจรขยายกำลังความถี่วิทยุเป็นวงจรสำหรับทำหน้าที่ขยายกำลังให้ส่งออกอากาศได้แรงขึ้นแต่ยังมีกำลังสัญญาณที่น้อย จึงจะต้องนำเอาต์พุตจากวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุป้อนไปให้กับวงจรขยายกำลัง

วงจรขยายที่ใช้ถูกออกแบบมาในวงจรขยายคอมมอนอิมิเตอร์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ความถี่สูง นำมาต่อเป็น 4 สเตจ เพื่อให้ได้เอาต์พุตเพียงพอต่ออินพุตของภาคขยายกำลังในรูปที่ 3.15 (ก) จะแสดงการแทนทรานซิสเตอร์ด้วยบล็อกอันดับหนึ่งโดยมีอินพุตเข้าทางขาเบสและเอาต์พุตที่ขาคอลเล็กเตอร์ จากบล็อกดังกล่าวอาจแทนด้วยตัวต้านทาน (R_S) ต่ออนุกรมอยู่กับรีแอกแตนซ์ (X_S) ตามรูปที่ 3.15 (ข) โดยที่ค่า X_S จะมีค่าเป็นบวกหากเป็นตัวเหนี่ยวนำและเป็นลบหากเป็นตัวเก็บประจุ หน่วยของรีแอกแตนซ์จะอยู่ในรูปของโอห์ม หากต้องการพิจารณาค่าของอินพุตและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาโดยการนำตัวต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์มาขนานกันดังรูปที่ 3.15 (ข) ซึ่งสรุปสูตรได้ดังนี้

$$R_s = \frac{\left(R_P X_P^2\right)}{\left(R_P^2 + X_P\right)}$$

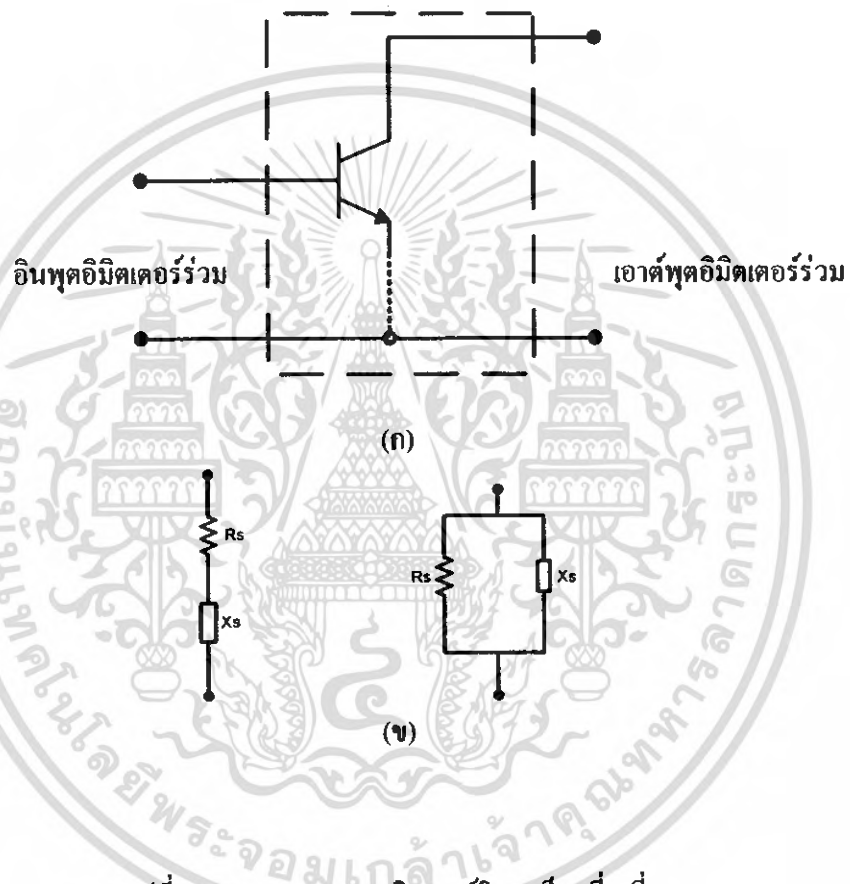
$$X_s = \frac{\left(R_P^2 X_P\right)}{\left(R_P^2 + x_P^2\right)}$$

$$R_P = \frac{\left(R_s^2 + X_s^2\right)}{R_s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_P = \frac{\left(R_s^2 + X_s^2\right)}{X_s}$$

โดยที่ R_S และ X_S เป็นค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์เมื่อต่ออนุกรม X_P และ R_P เป็นค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์เมื่อต่อขนาน ปกติจะเขียนความสัมพันธ์ของค่าอิมพีแดนซ์ในรูปจำนวนเชิงซ้อน ซึ่งมีค่า j มาเกี่ยวข้อง โดยมีความหมายแสดงถึงแรงดันและกระแสต่างเฟสกัน 90 องศา

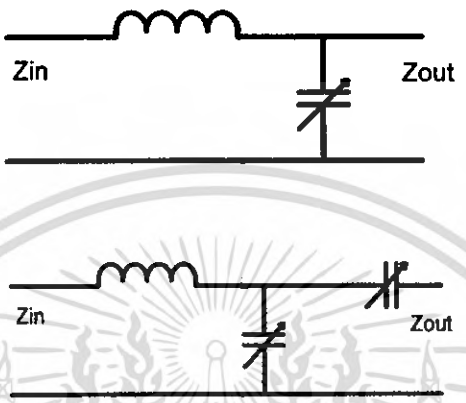


รูปที่ 3.15 การแทนทรานซิสเตอร์โดยบล็อกสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.12 อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)

เพื่อให้ได้กำลังงานที่มากที่สุดจึงต้องทำการแมตชิ่ง แต่ได้ทำการออกแบบวงจรด้วยการใช้อินดักเตอร์มาต่อกับคาปาซิเตอร์ปรับค่าได้แบบทริมเมอร์ เพื่อความยืดหยุ่นของวงจรเพราะความถี่จะมีผลต่อการทำงานของทรานซิสเตอร์ซึ่งการต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

ภาคขยายกำลังส่ง (Power Amplifier)

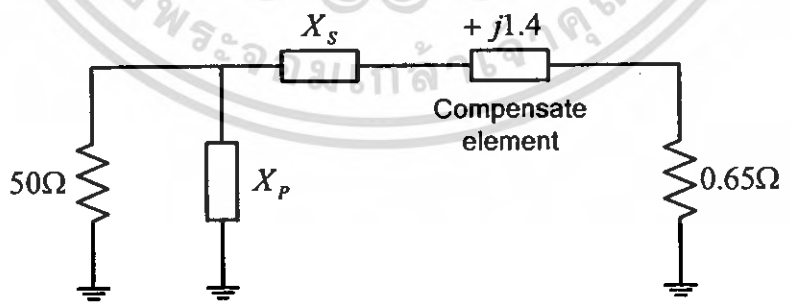
3.13 การออกแบบวงจรขยายกำลังที่ความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ (Power Amplifier 102.25 MHz)

คำนวณวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

ที่สเตจ 1 เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC1946A จะได้ค่า

$Z_{in} = 0.65 + j\,1.4$

$Z_{out} = 1.9 + j\,0.75$



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรแมตชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์

คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_{in}} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{0.65} - 1}$$

$$= 8.713$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $$X_P = \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{8.713} = 5.738$$

$$X_S = R_{in}Q = 0.65 \times 8.713 = 5.663$$

เลือก $X_S = X_L$ และ $X_P = X_C$

$$X_S = +j\,5.663 + j\,1.4 = j7.063$$

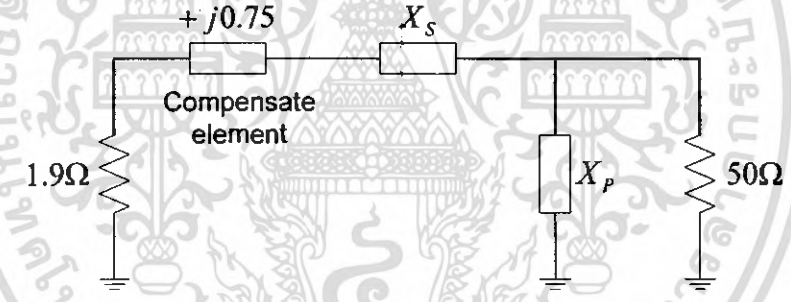
$$L = \frac{X_S}{2\pi f} = \frac{7.063}{2\pi \times 102.25 \times 10^6} = 10.99\ \text{nH}$$

$$X_P = +j\,5.738$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 102.25 \times 10^6 \times 5.738} = 271\ \text{pF}$$

ที่เอาต์พุต

จาก $Z_{out} = 1.9 + j\,0.75$



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรแมตชิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์

คำนวณหาค่า $$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_O} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{1.9} - 1}$$

$$= 5.03$$

จาก $$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{50}{5.03} = 9.940$$

$$X_S = R_O Q = 1.9 \times 5.03 = 9.557$$

เลือก $X_S = X_L$ และ $X_P = X_C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X_S = +j\,9.557 + j\,0.75 = j\,10.307$$

$$L = \frac{X_S}{2\pi f} = \frac{10.307}{2\pi \times 102.25 \times 10^6} = 15.96\ \text{nH}$$

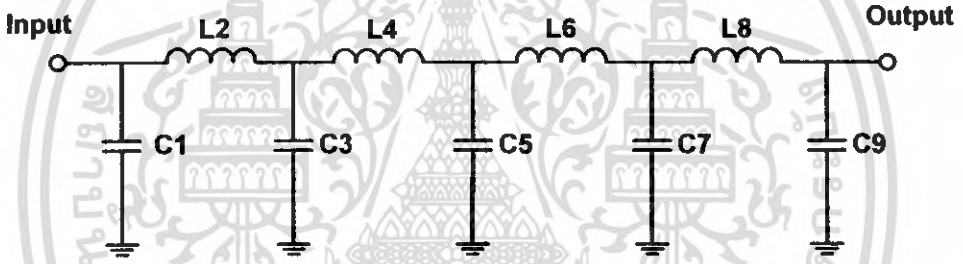
$$X_P = +j\,9.940$$

$$C = \frac{1}{2\pi \times 102.25 \times 10^6 \times 9.940} = 155\ \text{pF}$$

ภาค FILTER

3.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทแบบพาสซีฟอันดับ 9 และให้ความถี่คัทออฟที่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อกรองความถี่ฮาร์โมนิคที่ 2 ออก โดยมีรูปวงจรดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทที่อันดับ 9

โดย fc = 102.25 MHz

เลือกใช้ $C = \frac{C_n}{2\pi f_c R}$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_c}$$

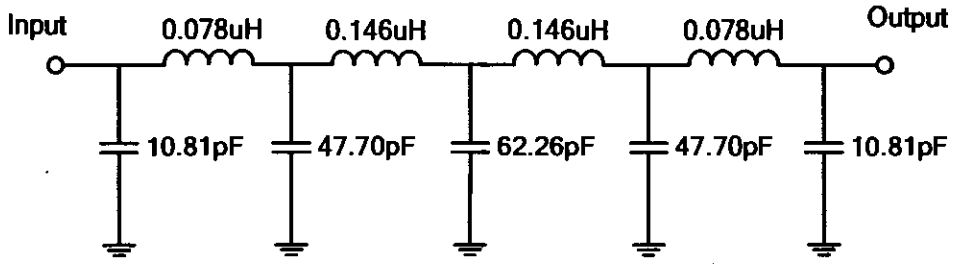
ที่ n = 7 สามารถคำนวณค่าคาปาซิเตอร์ (C) ได้ดังนี้

C1	C3	C5	C7	C9
10.81 pF	47.70pF	62.26pF	47.70pF	10.81pF

และค่าอินดักเตอร์ (L) ได้ดังนี้

L2	L4	L6	L8
0.078 uH	0.146uH	0.146uH	0.078uH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 9 ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

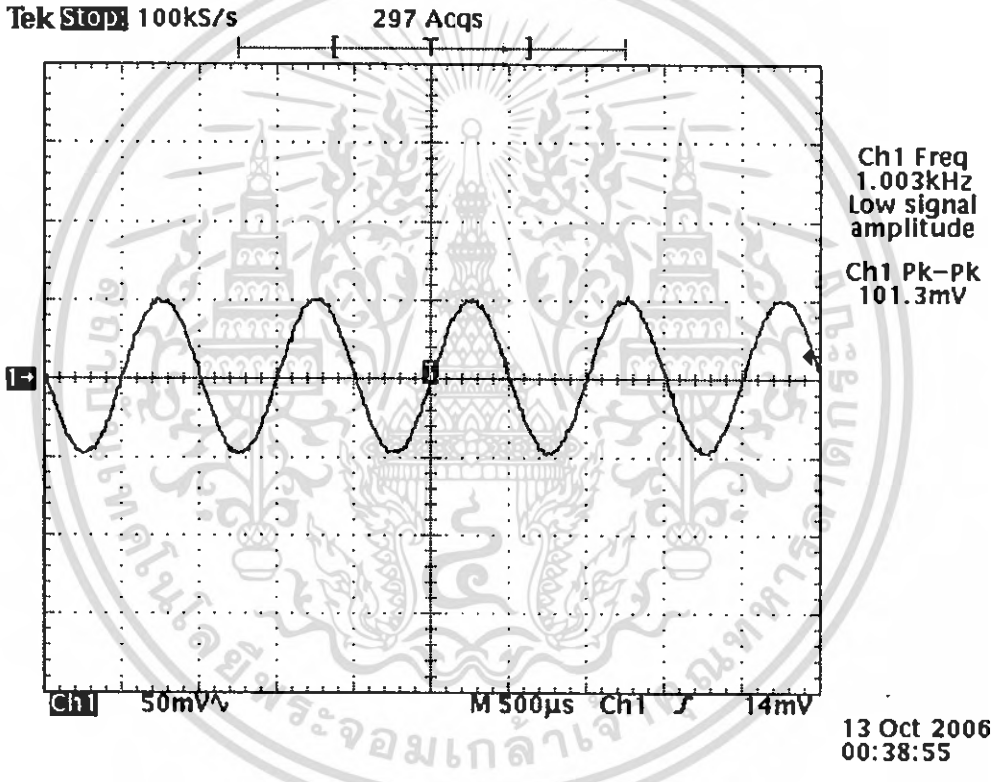
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 ผลการทดลองของภาคสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder)

วงจรขยายสัญญาณเสียงทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่เสียงที่ได้รับมาจากแหล่งต้นกำเนิด เช่น ไมโครโฟน หรือแหล่งจ่ายต่างๆ เพื่อให้เอาต์พุตของสัญญาณมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเพื่อส่งต่อให้ภาคมอดูเลเตอร์ทำการมอดูเลตกับสัญญาณความถี่วิทยุต่อไป

4.1.1 ป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{pp} ที่อินพุตแชนเนลซ้าย

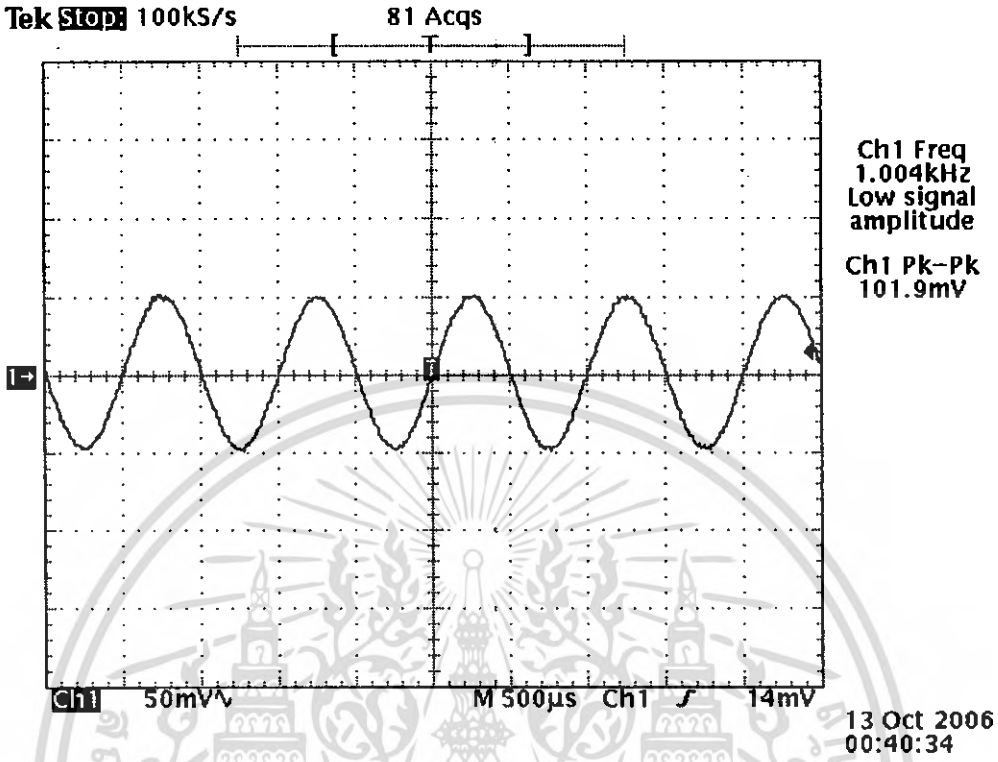


รูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้าย (L)

จากรูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้าย (L) เมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{pp} ที่อินพุต และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่แชนเนลซ้าย (L)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{pp} ที่อินพุตแชนเนลขวา

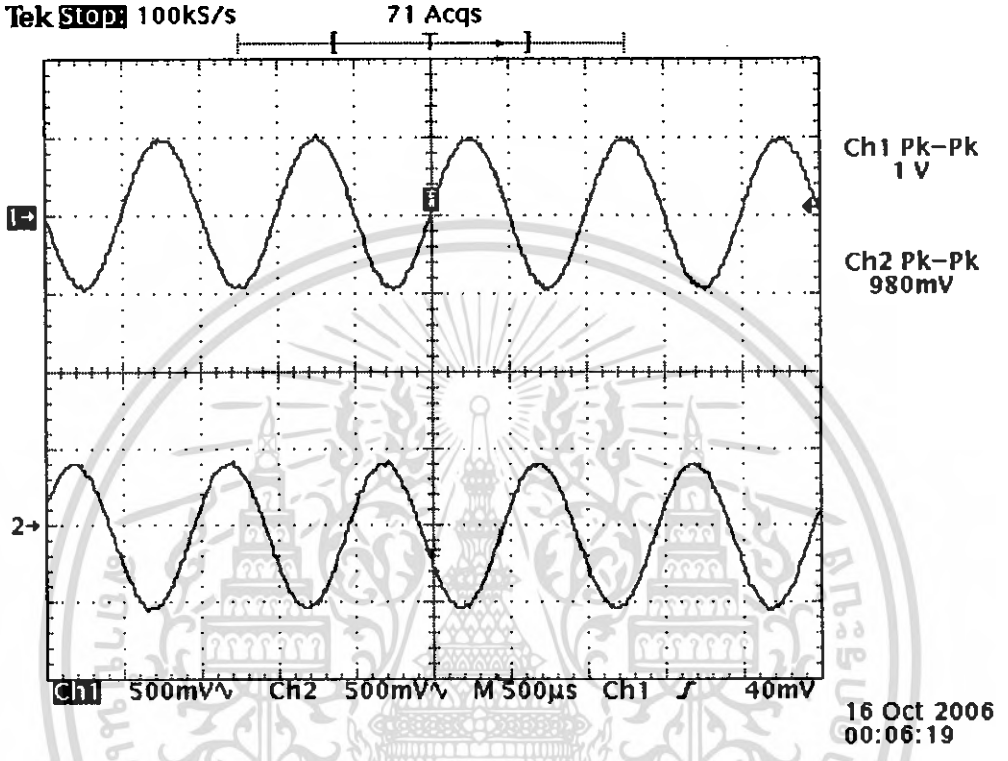


รูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลขวา (R)

จากรูปที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณอินพุตแชนเนลขวา (R) เมื่อป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ 100 mV_{pp} ที่อินพุต และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่แชนเนลขวา (R)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเมื่อจ่ายสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้ายและขวา



รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

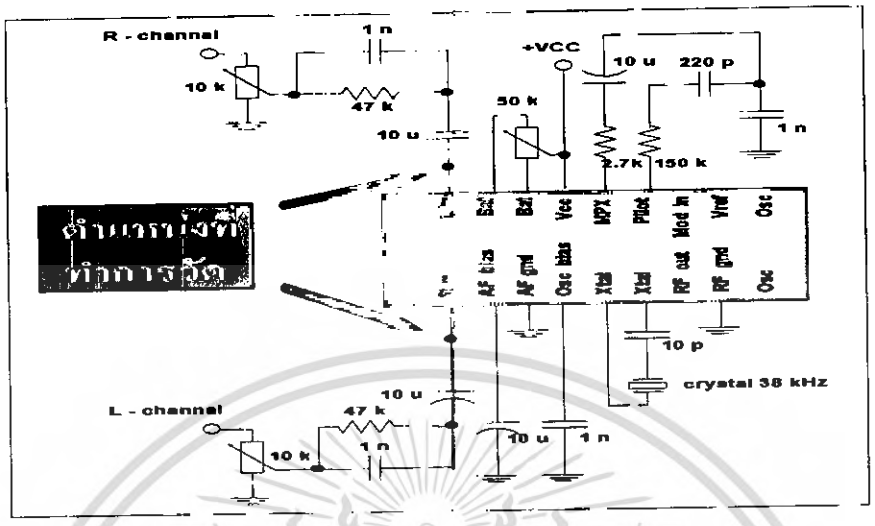
เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตแชนเนลซ้ายและขวาเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ (LM 386 ซึ่ง เป็นไอซี Low Voltage Audio Power Amplifier) จะทำการขยายสัญญาณอินพุตที่เข้ามาดังรูปที่ 4.3

Ch1: สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากไอซี 1 (LM 386)

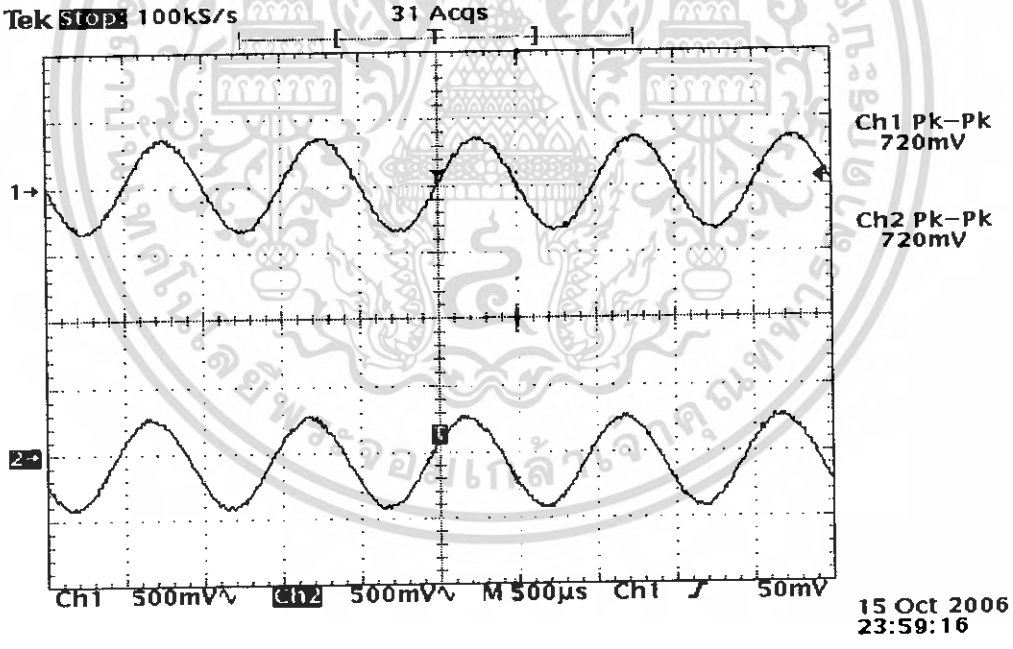
Ch2: สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากไอซี 2 (LM 386)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 สัญญาณอินพุตก่อนเข้าขา 1 และขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404)



รูปที่ 4.4 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณอินพุต



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณอินพุตก่อนจ่ายเข้าขา 1 และขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404)

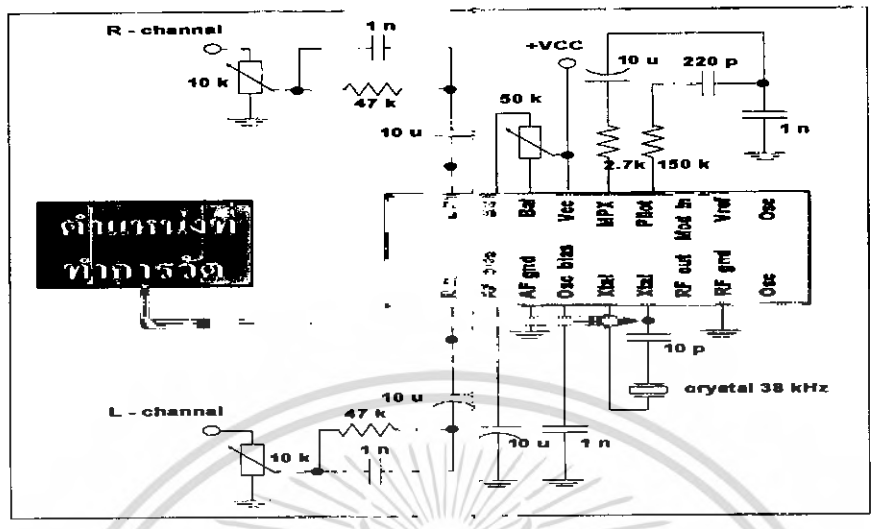
จากรูปที่ 4.5 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากไอซี 1 (LM386) และไอซี 2 (LM386) ตามลำดับ แล้วผ่านวงจรพรีเอมฟาซิสเพื่อทำการยกสัญญาณเสียงให้สูงขึ้นก่อนที่จะจ่ายให้กับขา 1 และ ขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404) เพื่อทำการรวมสัญญาณต่อไป

Ch1: แสดงสัญญาณอินพุตก่อนจ่ายเข้าขา 1 ของไอซี 3 (BA 1404)

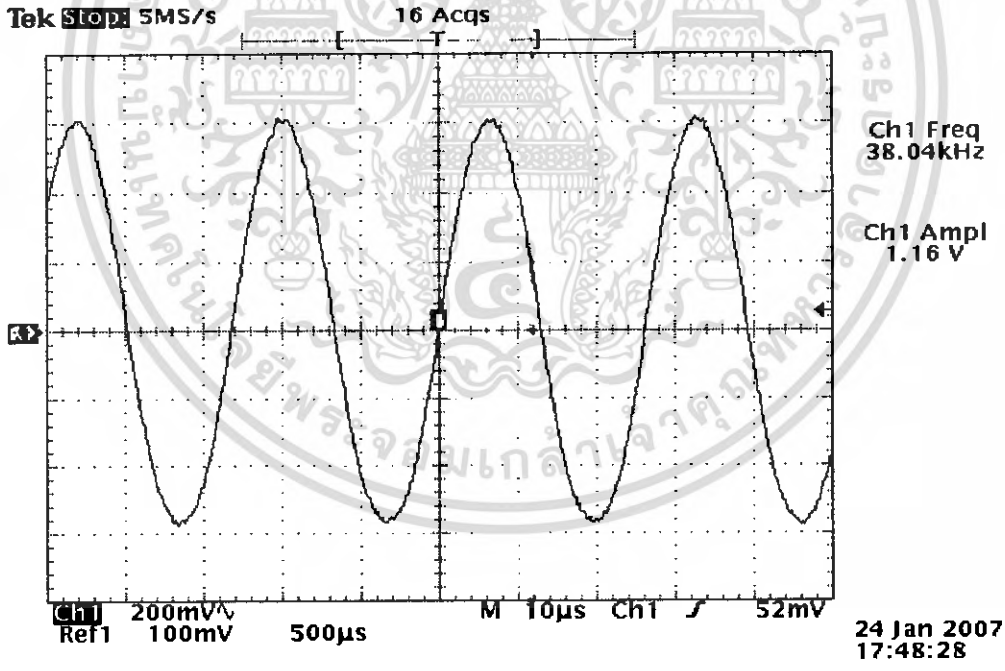
Ch2: แสดงสัญญาณอินพุตก่อนจ่ายเข้าขา 18 ของไอซี 3 (BA 1404)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.5 แสดงรูปคลื่นสัญญาณคลื่นพาห์ 38 กิโลเฮิรตซ์โดยใช้ตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.6 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัด

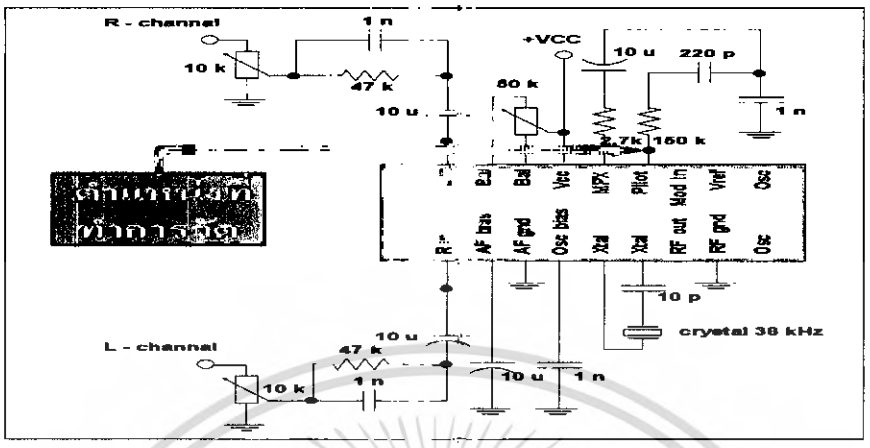


รูปที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นพาหะ 38 กิโลเฮิรตซ์

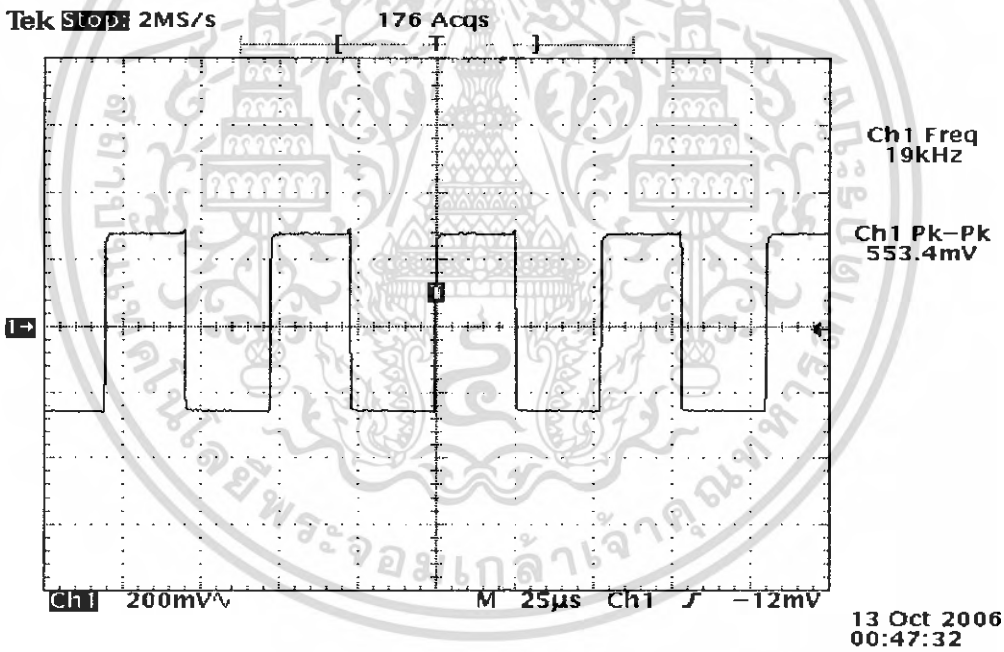
จากรูปที่ 4.7 เป็นสัญญาณคลื่นพาหะ 38 กิโลเฮิรตซ์ โดยใช้ตัวคริสตอลเป็นตัวสร้างความถี่จากภายนอก เพื่อใช้คลื่นพาหะนี้ไปทำการมอดูเลตแบบเอเอ็มกับสัญญาณเสียงย่อย (L-R) ต่อไปและนำไปสร้างสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.6 แสดงรูปสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.8 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัด

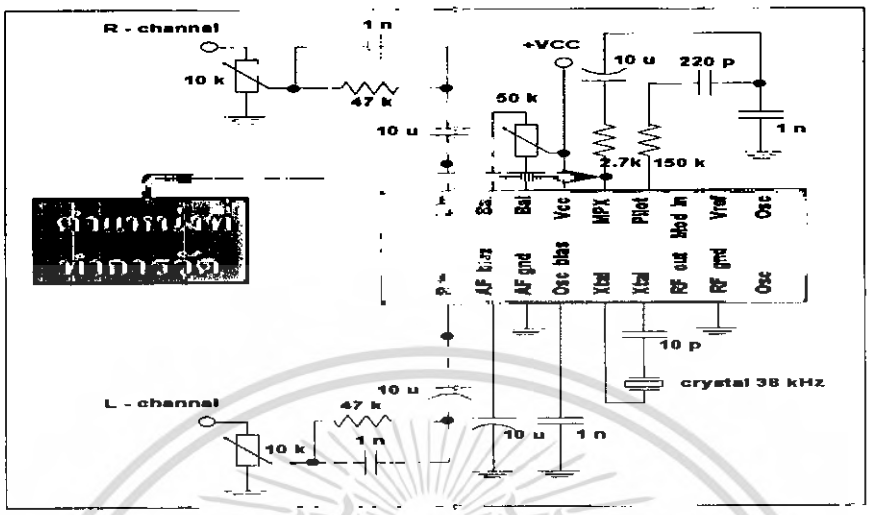


รูปที่ 4.9 แสดงรูปสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์

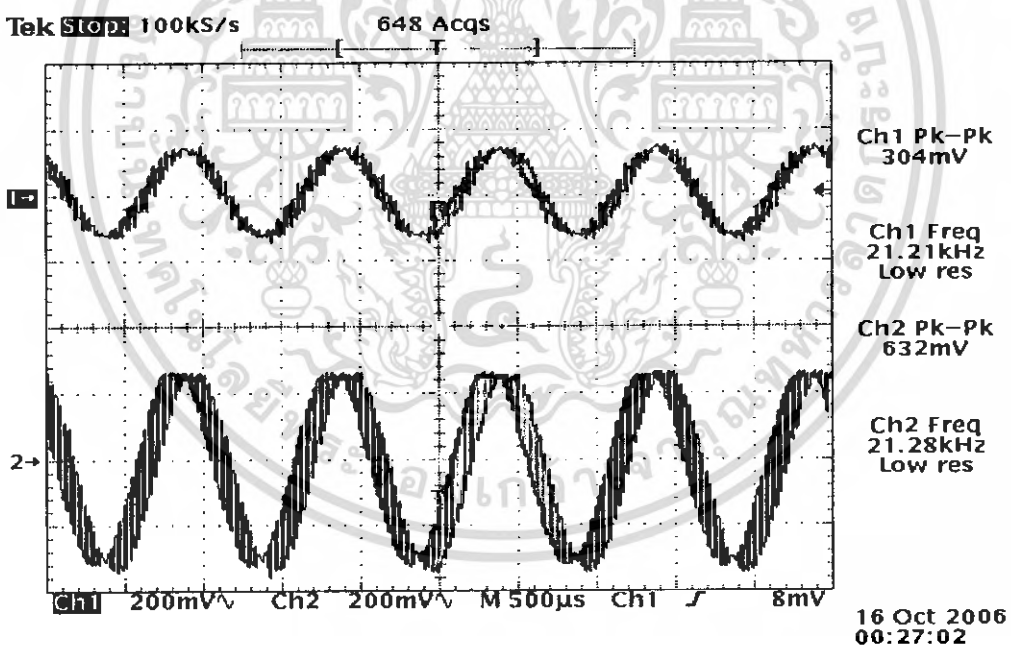
จากรูปที่ 4.9 เป็นสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ ที่ได้จากไอซีเบอร์ BA 1404 โดยใช้ตัวคริสตอล 38 กิโลเฮิรตซ์ เป็นตัวสร้างความถี่จากภายนอกจ่ายเข้ามายังขา 5 และ 6 ของไอซี 3 (BA 1404) ผ่านวงจรหารความถี่ (÷ 2) ลดลงเหลือเป็นความถี่ 19 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ โดยมีเฟสเดียวกันแต่มีการดีเลย์ไปครึ่งรูปคลื่นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 ของไอซี 3 (BA 1404)



รูปที่ 4.10 แสดงตำแหน่งที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 ของไอซี 3 (BA 1404)



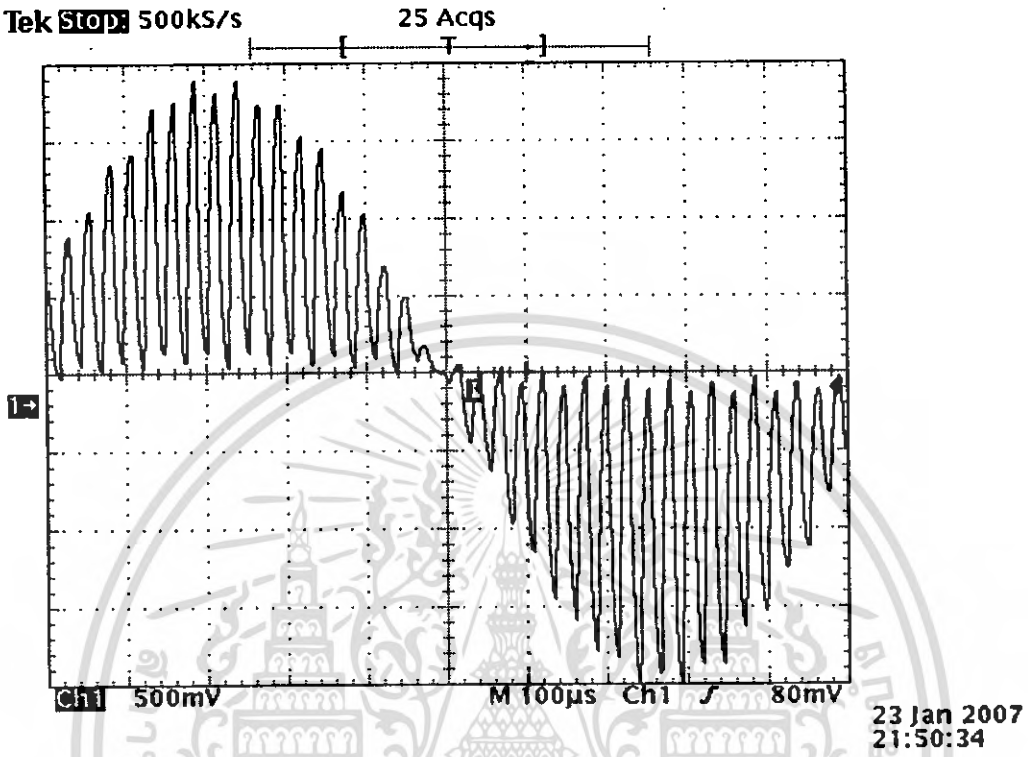
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 และสัญญาณอินพุตก่อนเข้าไอซี 4 (LM386)

จากรูปที่ 4.11 Ch1: เป็นรูปสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 14 (MPX OUT) ของไอซี 3 (BA1404)

Ch2:เป็นรูปสัญญาณอินพุตก่อนที่จะจ่ายเข้าขา2 ของไอซี 4 (LM386) ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.8 แสดงสัญญาณคอมโพสิต



รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณคอมโพสิต

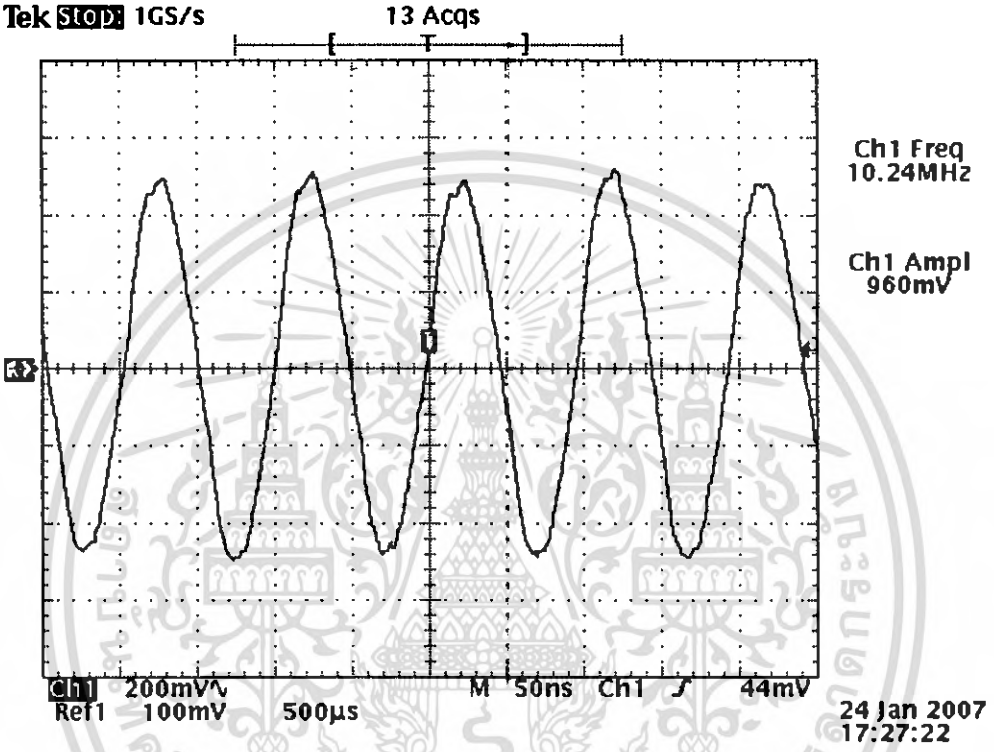
จากรูปที่4.12 แสดงรูปสัญญาณคอมโพสิตโดยนำสัญญาณ (L+R) และ (L-R) DSB และสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ นำสัญญาณทั้ง 3 มาเข้าวงจรบวกซึ่งอยู่ภายในของไอซีเบอร์ BA1404 จะทำให้ได้เป็นสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) เพื่อที่จะนำไปทำการมอดูเลตกับความถี่วิทยุหลักอีกครั้งหนึ่งเพื่อส่งออกอากาศต่อไปเมื่อจ่ายสัญญาณอินพุตทางด้านซ้าย 1 กิโลเฮิรตซ์และสัญญาณอินพุตทางด้านขวา 1 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของภาคสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

เมื่อเราทำการประกอบอุปกรณ์ต่างๆ ของภาคสังเคราะห์ความถี่เสร็จเรียบร้อยแล้วก็จะทำการวัดสัญญาณต่างๆดังนี้

4.2.1 วัดสัญญาณอ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์

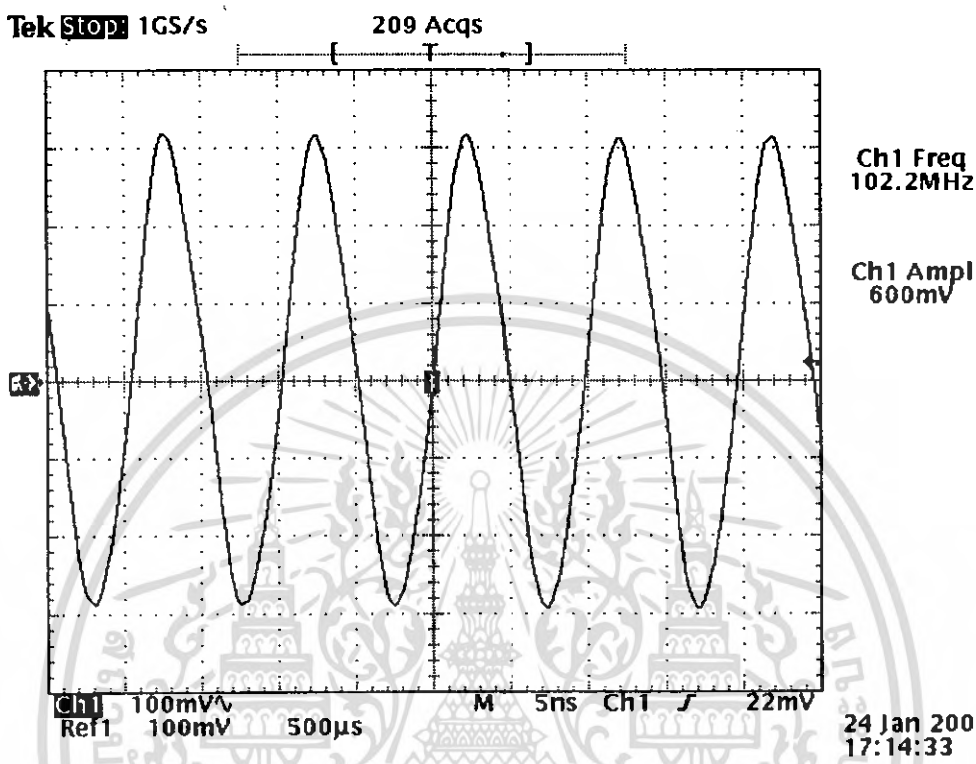


รูปที่ 4.13 แสดงการวัดสัญญาณความถี่อ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 4.13 แสดงการวัดสัญญาณความถี่อ้างอิง 10.24 เมกะเฮิรตซ์จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในภาคสังเคราะห์ความถี่ซึ่งจะต่อให้กับขาที่ 26 และ 27 ของไอซีเบอร์ MC 145151 เพื่อใช้เป็นความถี่อ้างอิงให้กับวงจรภาคเฟสดีเทคเตอร์โดยจะถูกหารด้วย 1024

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วัดสัญญาณที่ VCO



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณความถี่จาก VCO 102 .25 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณความถี่จาก VCO 102.25 เมกะเฮิรตซ์ ใช้เป็นสัญญาณพาหะวัดสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร VCO จะได้ สัญญาณออกมาเป็นรูปของสัญญาณคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 วัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่

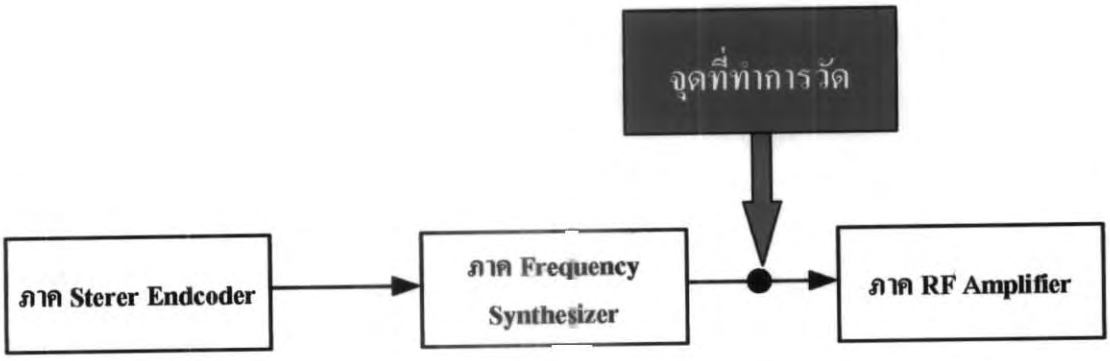
รูปที่ 4.15 แสดงผลจากเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็ม

จากรูปที่ 4.15 เมื่อเราทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มรุ่น (TWAG T-R460 AM/FM Stereo Tuner) เป็นการแสดงให้เห็นว่าเราได้สร้างความถี่ไว้ที่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ และมีสัญญาณสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ออกมาจากภาคสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ก่อนหน้านี้

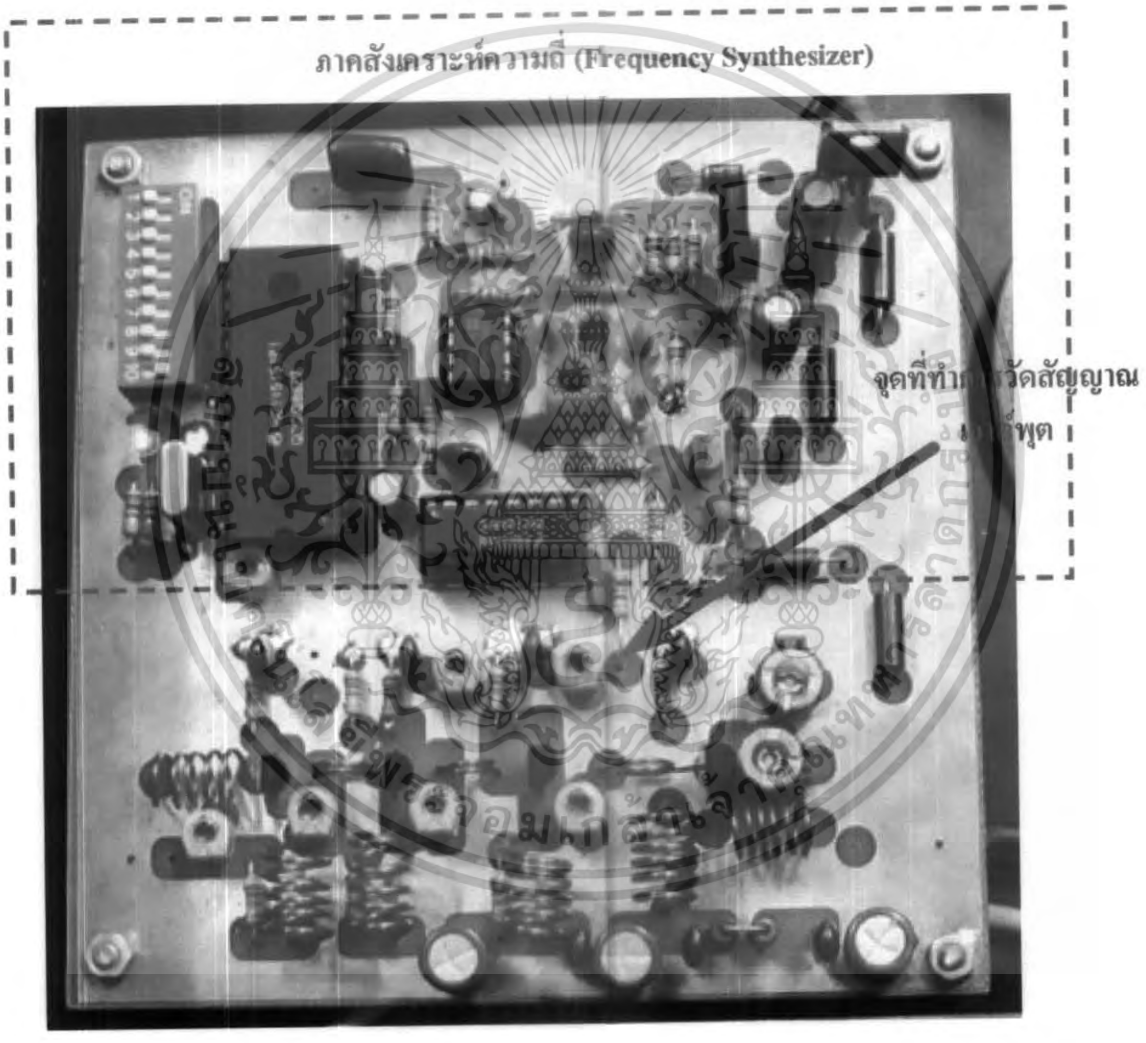
รูปที่ 4.16 แสดงความถี่ที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปที่ 4.16 เป็นการวัดความถี่ที่ใช้ในการทดลองจากภาคสังเคราะห์ความถี่โดยใช้ เครื่องวัดความถี่รุ่น (GW : INTELLIGENT COUNTER) เพื่อทำการวัดความถี่จากรูปจะวัดความถี่ได้เท่ากับ 102.25 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด



รูปที่ 4.18 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดลองของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

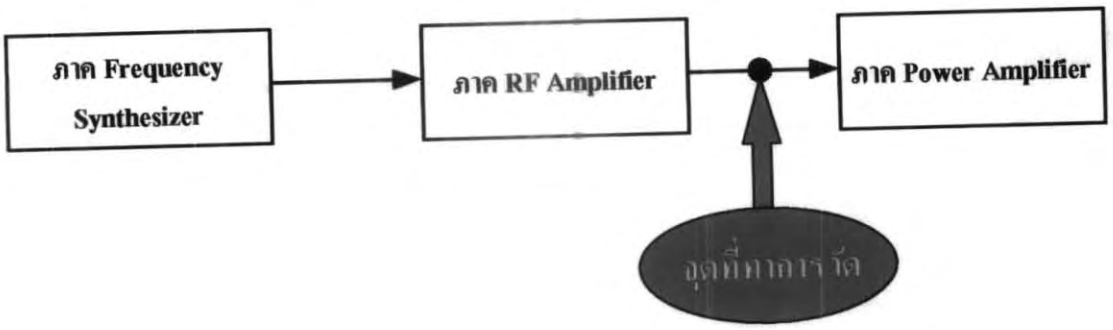
เมื่อได้ความถี่วิทยุที่ผลิตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ แล้วก็จะนำสัญญาณดังกล่าวมาต่อเข้ากับภาคขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) เพื่อทำการขยายสัญญาณความถี่ต่อไปโดยมีผลการทดลองและการวัดสัญญาณต่างๆดังนี้

4.3.1 วัดกำลังวัตต์ที่เอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

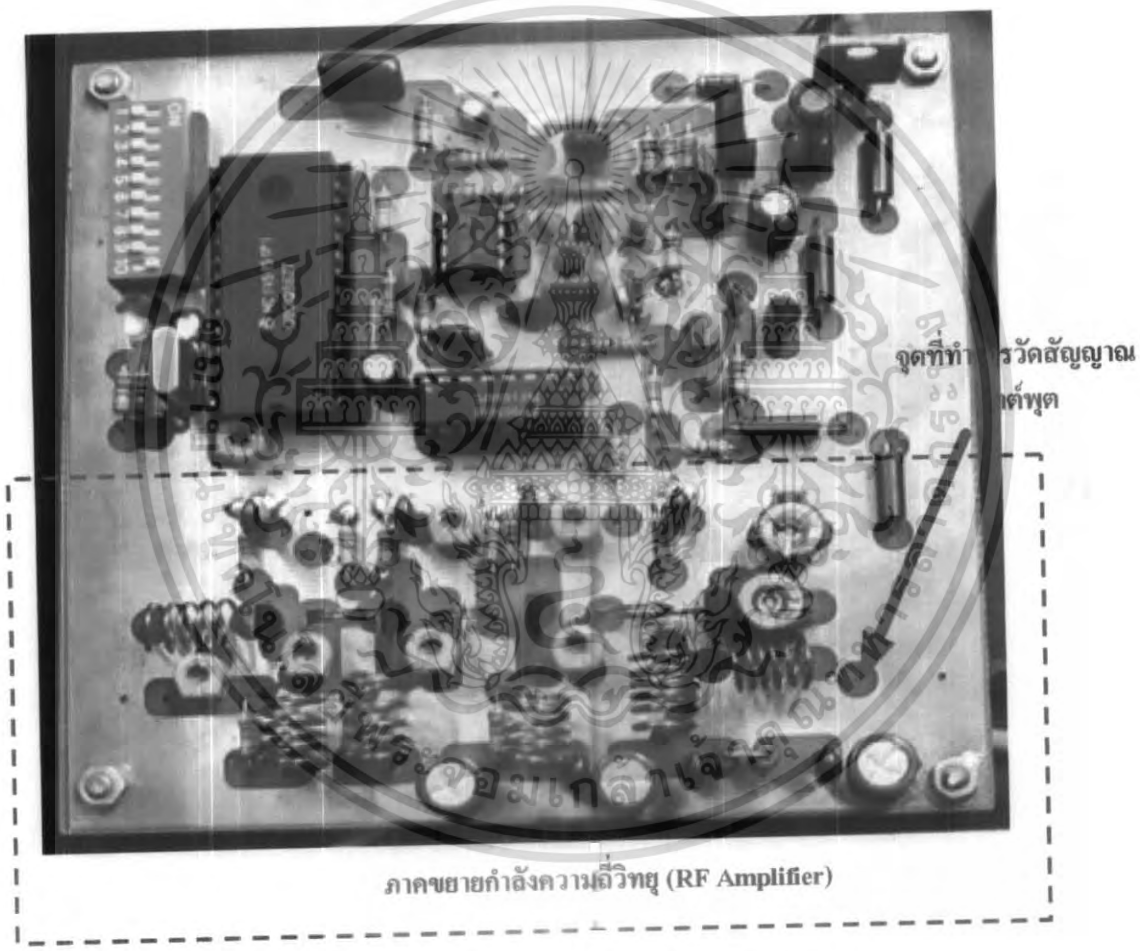
รูปที่ 4.19 แสดงกำลังวัตต์ที่วัดได้จากเอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ

จากรูปที่ 4.19 เมื่อเราทำการวัดสัญญาณกำลังวัตต์ของภาคขยายความถี่วิทยุ โดยได้ต่อสายนำสัญญาณจากเอาต์พุตมายังเครื่องวัดกำลังส่ง (SWR&POWER METER) รุ่น CN-801 ซึ่งมีความสามารถในการวัดค่ากำลังส่งในย่านของความถี่ตั้งแต่ 1.8 เมกะเฮิรต์ถึง 200 เมกะเฮิรต์ โดยตั้งค่าวัด (RANGE) ไว้ที่ 20 วัตต์ แล้วอ่านค่าได้ 500 มิลลิวัตต์ เพื่อที่จะนำสัญญาณนี้ไปขยายต่ออีกครั้งในภาคขยายกำลังส่งต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด

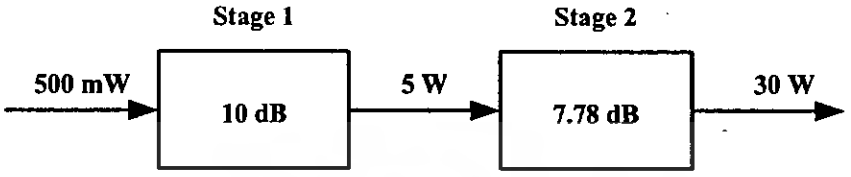


รูปที่ 4.21 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

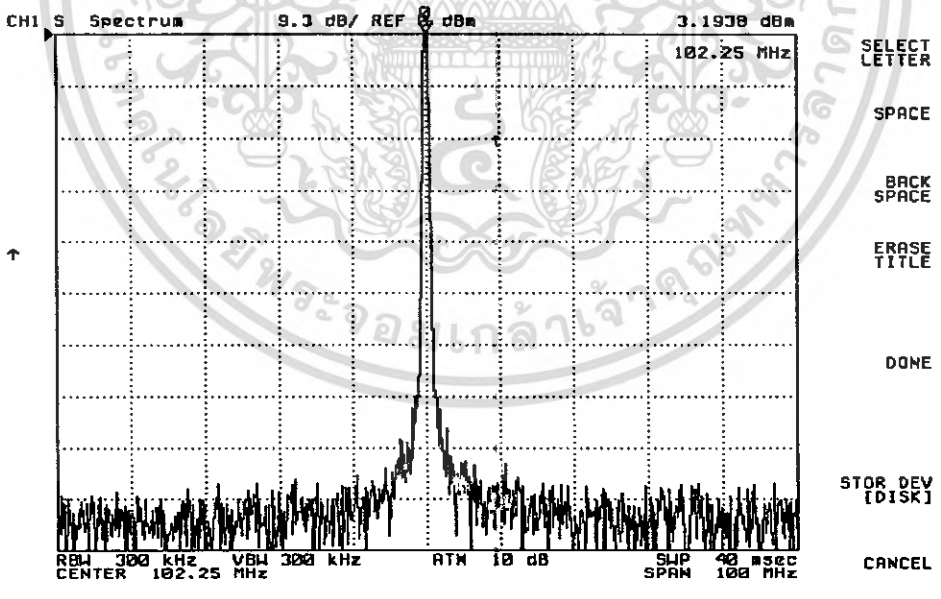
เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุมีกำลังส่ง 500 มิลลิวัตต์ แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางที่ไกลๆ ต้องมีกำลังส่งที่สูง ดังนั้นต้องนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายกำลังเพื่อขับให้สัญญาณมีกำลังส่งมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศต่อไปโดยมีผลการทดลองและการวัดค่าต่างๆดังนี้



รูปที่ 4.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมการขยายกำลังส่ง

จากรูปที่ 4.22 เมื่อรับสัญญาณความถี่วิทยุซึ่งมีกำลังส่ง 500 มิลลิวัตต์มาผ่านวงจรขยายกำลังส่งสเตจที่1 ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 2SC1946A จะทำการขยายกำลังเพิ่มขึ้นเป็น 5 วัตต์เพื่อที่จะไปป้อนให้กับสเตจที่ 2 ที่ใช้ไอซีเบอร์ 2SC2630 ก็จะทำการขยายกำลังเพิ่มขึ้นเป็น 30 วัตต์ต่อไป

4.4.1 วัดสัญญาณสเปกตรัมคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์

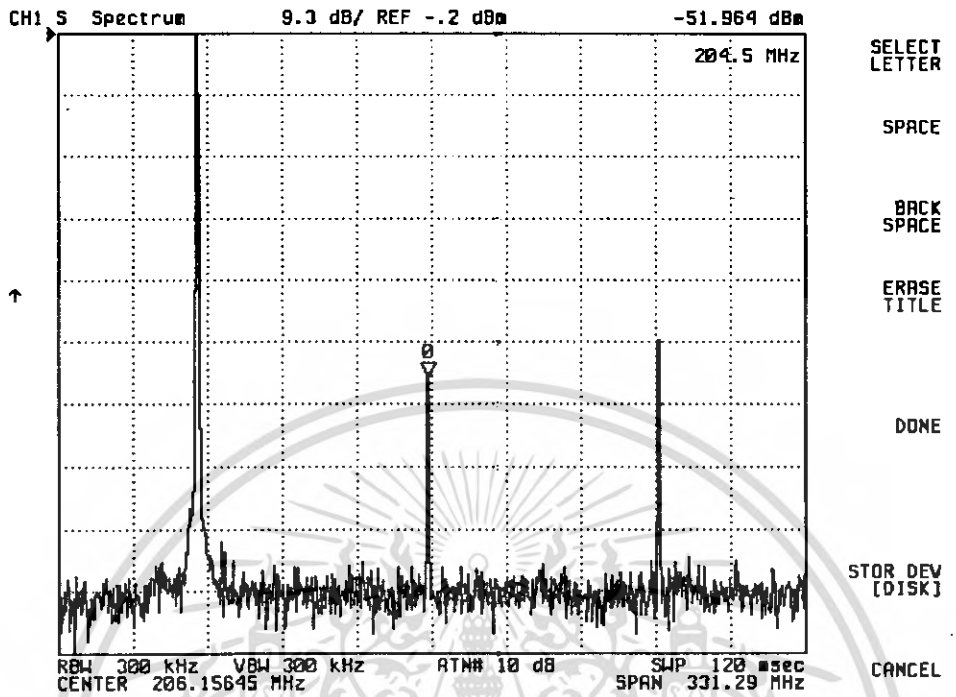


รูปที่ 4.23 แสดงสเปกตรัมคลื่นหลักของสัญญาณความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์

จากรูปที่ 4.23 แสดงสเปกตรัมคลื่นหลักของสัญญาณความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ หลังจากล็อกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอนาไลเซอร์ซึ่งเป็นคลื่นหลักที่ใช้ในการส่งออกอากาศจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 วัดสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3

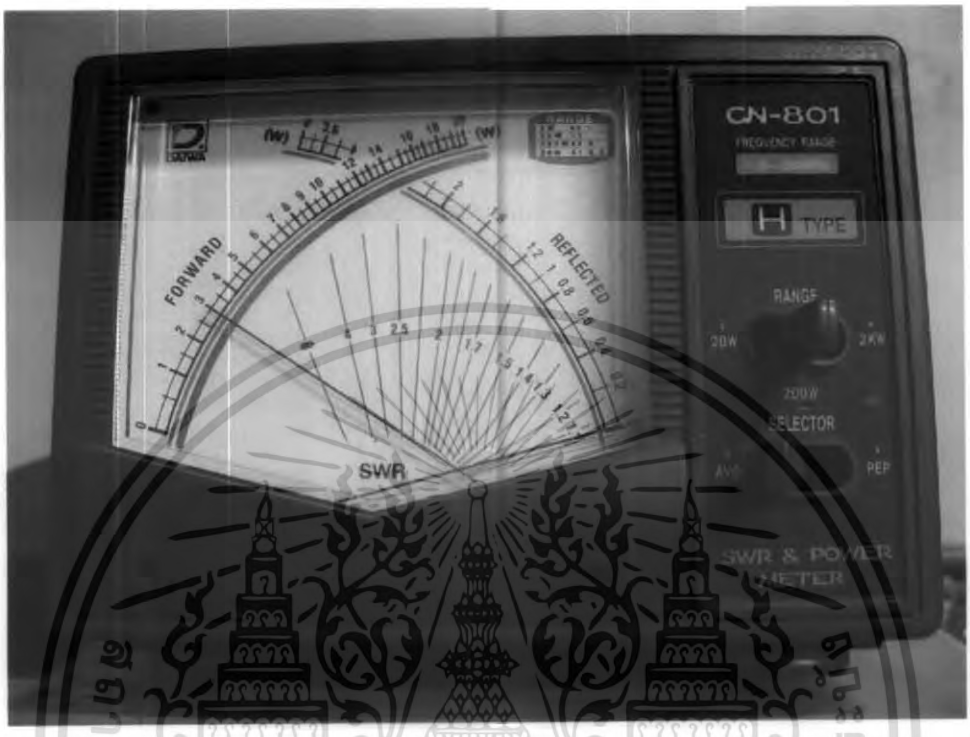


รูปที่ 4.24 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ของสัญญาณเอาต์พุต

จากรูปที่ 4.24 แสดงสเปกตรัมฮาร์โมนิกที่ 2 และ 3 ของสัญญาณเอาต์พุตหลังจากที่ลือกความถี่หลักแล้ว คือ 102.25 เมกะเฮิรตซ์จากรูป คลื่นหลักความถี่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ ฮาร์โมนิกที่ 2 ความถี่ 204.5 เมกะเฮิรตซ์ และฮาร์โมนิกที่ 3 ความถี่ 306.75 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

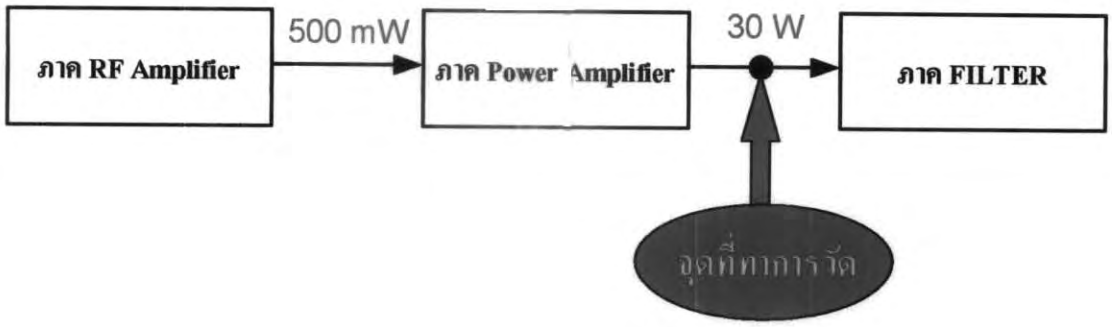
4..4.3 วัดกำลังส่งของเครื่องส่งเอฟเอ็ม



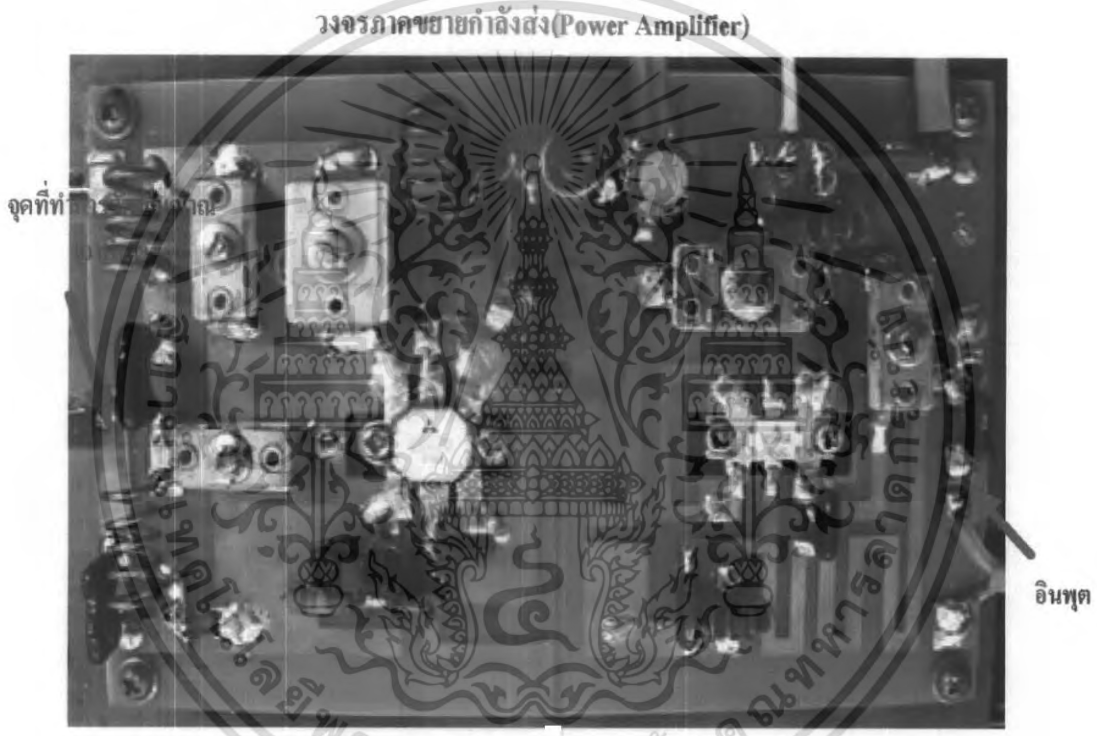
รูปที่ 4.25 แสดงกำลังส่งที่ใช้ในการส่งสัญญาณเคลื่นวิทยุ

จากรูปที่ 4.25 เมื่อประกอบเครื่องเสร็จเป็นที่เรียบร้อยแล้วได้ต่อสายนำสัญญาณจากเอาต์พุตมายังเครื่องวัดกำลังส่ง (SWR&POWER METER) รุ่น CN-801 ซึ่งมีความสามารถในการวัดค่ากำลังส่งในย่านของความถี่ตั้งแต่ 1.8 เมกะเฮิรต์ถึง 200 เมกะเฮิรต์ โดยตั้งค่าวัด (RANGE) ไว้ที่ 200 วัตต์ แล้วอ่านค่าได้ 30 วัตต์ ส่วนค่ากำลังของสัญญาณสะท้อนกลับ (REFLECTED) มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากเครื่องส่งไม่ได้ต่อกับสายอากาศภายนอกซึ่งต่อด้วยดัมมี่โหลด (Dummy Load) ซึ่งมีความต้านทานภายในเท่ากับ 50 โอห์มซึ่งเท่ากับอิมพีแดนซ์ภายในของเครื่องส่งพอดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมและจุดที่ทำการวัด



รูปที่ 4.27 แสดงจุดที่ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของภาคขยายกำลังส่งที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองของภาคฟิลเตอร์ (Filter)

เมื่อนำสัญญาณที่ออกจากภาคขยายกำลังส่งมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทที่อันดับ 9 และให้ความถี่คัทออฟที่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์เพื่อกรองความถี่ฮาร์โมนิคที่ 2 ให้มีค่าต่ำลงเพื่อที่จะทำให้ฮาร์โมนิคที่ 2 ไม่ไปกวนกับความถี่โทรทัศน์ย่านแบนด์สูง ช่อง 7 ถึง 13 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 174 เมกะเฮิรตซ์ ถึง 216 เมกะเฮิรตซ์ โดยได้วัดสัญญาณต่างๆดังนี้

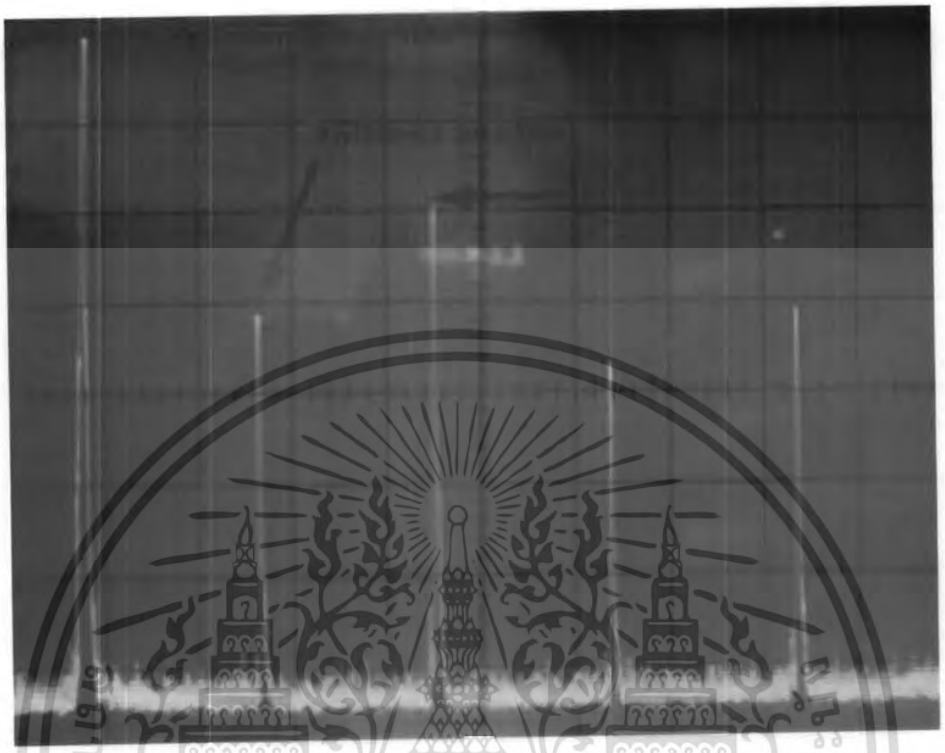
4.5.1 สัญญาณเอาต์พุตก่อนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์

รูปที่ 4.28 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตก่อนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์

จากรูปที่4.28 เป็นการวัดสัญญาณสเปกตรัมกอนที่จะผ่านวงจรฟิลเตอร์โดยใช้เครื่องวัดสเปกตรัม รุ่น (ATTEN Instruments 500 MHz SPECTRUM ANALYZER AT 5005) จากรูปจะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกที่ 2 จะมีค่าสูงกว่าฮาร์โมนิกที่ 3 อยู่ดังนั้นจึงนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดฮาร์โมนิกที่ 2 ให้ต่ำลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.2 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว



รูปที่ 4.29 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว

จากรูปที่ 4.29 เป็นการวัดสัญญาณสเปกตรัมเมื่อผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้วโดยใช้เครื่องวัดสเปกตรัม รุ่น (ATTEN Instruments 500 MHz SPECTRUM ANALYZER AT 5005) จากรูปจะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกที่ 2 จะมีค่าต่ำลงดังรูปดังนั้น เป็นการแสดงให้เห็นว่าวงจรฟิลเตอร์ได้กรองฮาร์โมนิคที่ 2 ให้มีค่าต่ำลง เพื่อที่จะได้ไม่ไปกวนกับความถี่อื่นๆ

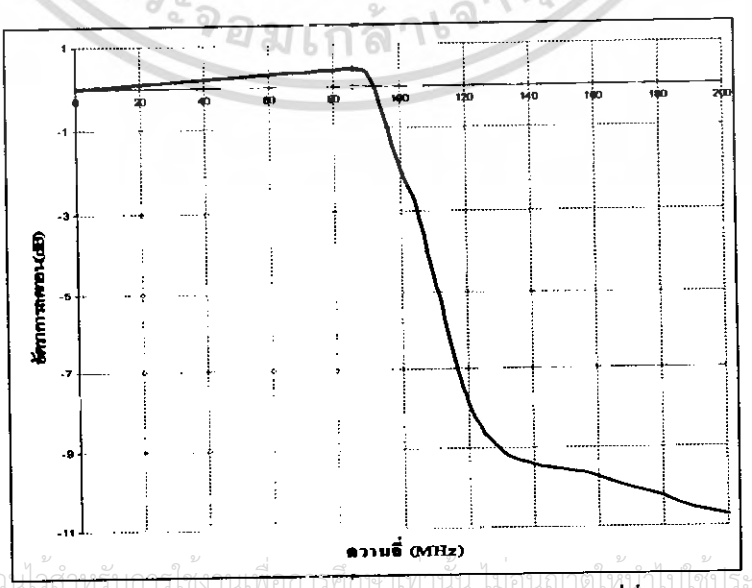
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.3 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 9

ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดพาสซีฟอันดับที่ 9 โดยความถี่คัทออฟที่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.30

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
0	0
80	0.41
90	0.33
100	-1.938
105	-2.907
110	-4.559
120	-7.86
130	-9.06
140	-9.4
150	-9.546
160	-9.665
170	-10.01
180	-10.22
190	-10.555
200	-10.7

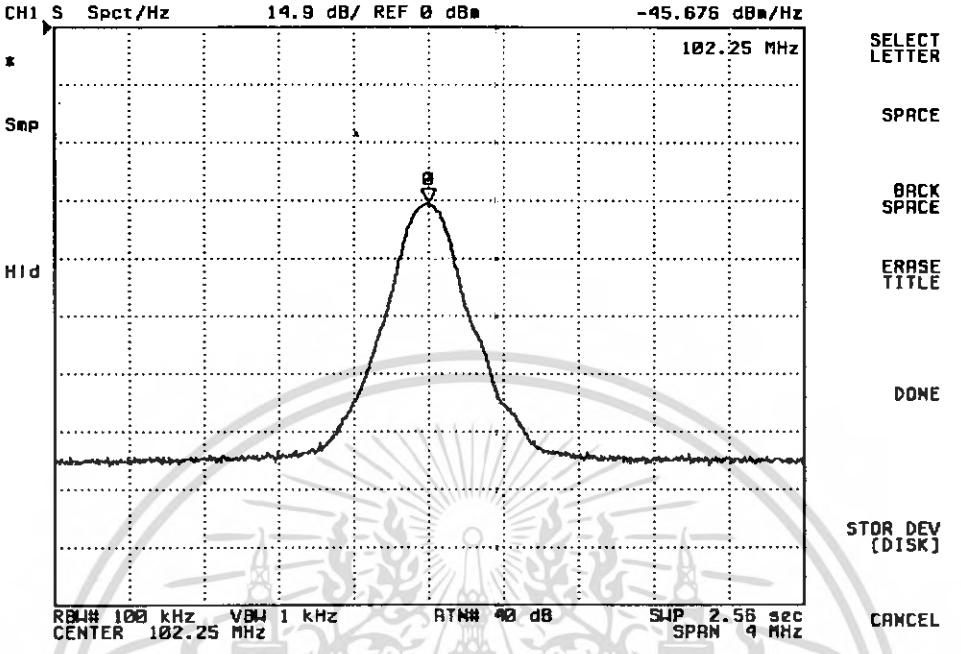
ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



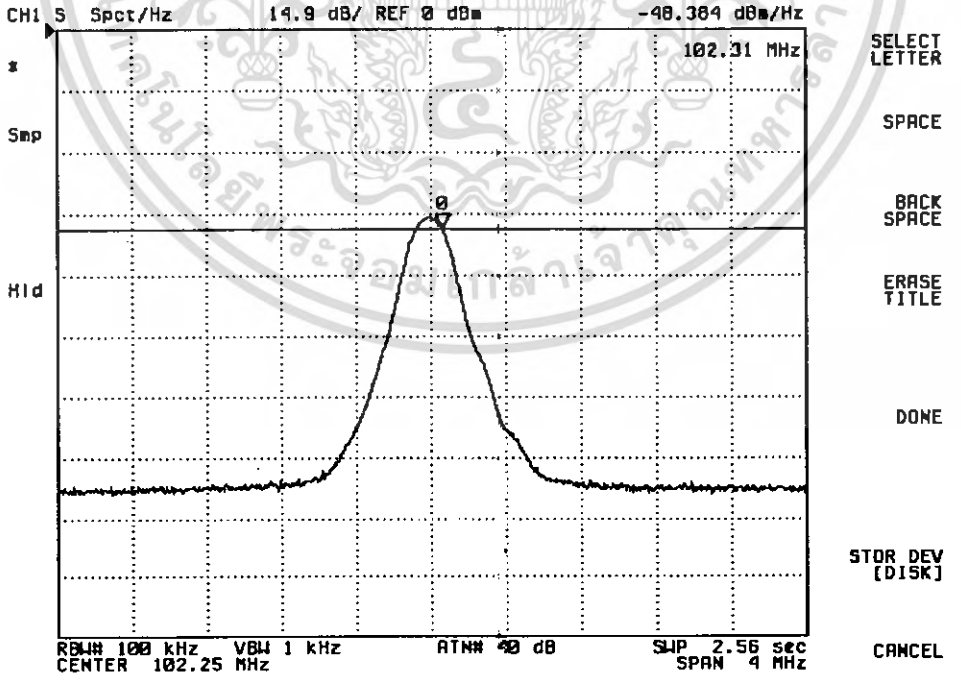
รูปที่ 4.30 แสดงกราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบพาสซีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 ผลการทดลองหาแบนด์วิดท์



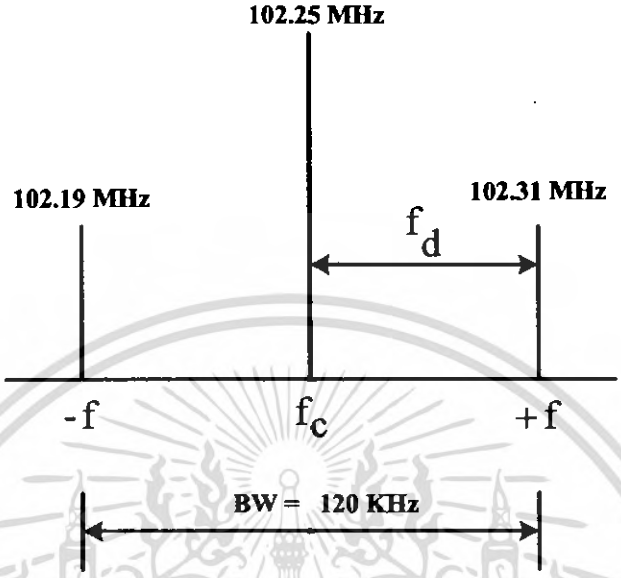
รูปที่ 4.31 แสดงสเปกตรัมค่าอัตราการลดทอน ของคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.32 แสดงสเปกตรัมของคลื่นหลักที่อัตราการลดทอนลดลงมา 3 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.31 เมื่ออ่านค่าจากสเปกตรัมของคลื่นหลัก 102.25 เมกะเฮิรตซ์มีค่าการลดทอนเท่ากับ - 45.676 dBm และจากรูปที่ 4.32 เมื่ออัตราการลดทอนลดลงมา 3 dBm จากรูปสามารถวัดค่าอัตราการลดทอนได้เท่ากับ -48.384 dBm ที่ความถี่ 102.31 เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นสามารถหาค่าแบนด์วิดท์ได้ดังนี้



รูปที่ 4.33 แสดงค่าแบนด์วิดท์ที่ได้จากการทดลอง

ในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า f_d และ $f_{m\max}$

หรือ $BW = 2(f_d + f_{m\max})$

$120\ kHz = 2(f_d + 5\ kHz)$

$f_d = 55\ kHz$

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) = ช่วงความถี่เบี่ยงเบน / ความถี่ที่นำมามอดูเลต

$$m = \frac{f_d}{f_m}$$

$$= \frac{55kHz}{5kHz}$$

$$= 11$$

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

$$= \frac{55kHz}{75kHZ} \times 100$$

$$= 73.33\ \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปผลและวิเคราะห์ผลการทดลอง

สรุปผลการทดลอง

วงจรสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder)

วงจรสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ที่ใช้ในการทดลองนี้จะทำโดยการนำสัญญาณ (L+R) สัญญาณ (L-R) ที่มอดูเลตกับความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์และสัญญาณไพล็อต 19 กิโลเฮิรตซ์ มารวมกันภายในไอซีเบอร์ BA1404 ซึ่งเป็นไอซี (FM Stereo Transmitter) และจะได้สัญญาณรวม (Composite) ออกมาเพื่อที่จะนำไปมอดูเลตกับความถี่หลักต่อไป

วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

การสร้างความถี่อ้างอิงได้ใช้คริสตอลค่า 10.24 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวกำหนดความถี่ซึ่งมีความเที่ยงตรงสูง จากนั้นทำการหารด้วย 1024 ทำให้ได้ความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิรตซ์ วงจรหารความถี่สามารถตั้งค่า N ทำให้เราสามารถเลือกความถี่ที่จะใช้งานได้ ส่วนของลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ควรคำนวณค่าความต้านทานกับคาปาซิเตอร์ต่างๆ สามารถทำงานได้สอดคล้องกับส่วนของวงจร VCO และควรทำให้แรงดันที่ออกจากลูปฟิลเตอร์มีการกระเพื่อมน้อยที่สุดเพราะจะมีผลทำให้ค่าความถี่ที่ออกมาไม่นิ่ง

วงจร Voltage Control Oscillator (VCO)

ค่าอินดักเตอร์ที่ต่ออยู่กับวาริแคปใช้อุปกรณ์ RF Choke สามารถปรับค่าอินดักเตอร์ได้เพื่อให้วงจร VCO ผลิตค่าความถี่ที่ต้องการและไม่เกิดความผิดเพี้ยน

วงจรภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

เมื่อได้ความถี่วิทยุที่ผลิตจากภาคสังเคราะห์ความถี่ แล้วก็จะนำสัญญาณดังกล่าวมาต่อเข้ากับภาคขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier) เพื่อทำการขยายกำลังความถี่วิทยุต่อไป

วงจรภาคขยายกำลังส่ง (Power Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุมีกำลังส่ง 500 มิลลิวัตต์ แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางที่ไกลๆจะต้องมีกำลังส่งที่สูง ดังนั้นต้องนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายกำลังเพื่อขับให้สัญญาณมีกำลังส่งมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศต่อไป

วงจรภาคฟิลเตอร์ (Filter)

เมื่อนำสัญญาณที่ออกจากภาคขยายกำลังส่งมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ทที่อันดับ 9 และให้ความถี่คัทออฟที่ 102.25 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อกรองความถี่ฮาร์โมนิคที่ 2 ให้มีค่าต่ำลงเพื่อที่จะทำให้ฮาร์โมนิคที่ 2 ไม่ไปกวนกับความถี่ TV ย่าน III (แชนเนล 7-13) ช่วงความถี่ 174 เมกะเฮิรตซ์ถึง 216 เมกะเฮิรตซ์ ในย่านความถี่สูง (VHF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิเคราะห์ผลการทดลอง

วงจรสเตอริโอเอ็นโค๊ดเดอร์ (Stereo Encoder)

ในการทดลองนี้มีข้อผิดพลาดอยู่หลายประการดังนี้คือ วงจรสเตอริโอมัลติเพล็กซ์นี้จะใช้ไฟเลี้ยงที่ +12โวลต์ ซึ่งการทดลองจะนำการใช้เพาเวอร์ซัพพลาย (Power Supply)จากภายนอกจ่ายแรงดันดีซี +12 โวลต์ให้กับวงจรนี้ซึ่งจะได้ค่าที่ไม่เที่ยงตรงนัก ดังนั้นเลยนำไอซีเร็กกูเลเตอร์มาต่อเพื่อคอยเป็นตัวควบคุมระดับแรงดันดีซี +12 โวลต์ให้คงที่ซึ่งจะใช้ไอซีเบอร์ LM 7812 มาต่อให้กับวงจรและปัญหาสัญญาณรบกวนจากภายนอกแต่ก็อยู่ในขั้นที่ยอมรับได้ และในส่วนของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรนี้ก็คือเรื่องกราวด์จะมีส่วนสำคัญเป็นอย่างมากดังนั้นต้องแก้ไขโดยการต่อกราวด์ร่วมทุกๆจุดภายในวงจร

วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกลูป

จากการทดลองสัญญาณของคลื่นพาห์ที่สร้างออกมาจะต้องได้รูปสัญญาณที่ไม่ผิดเพี้ยน เพราะจะต้องนำไปเป็นอินพุตของภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ ถ้าหากเราได้สัญญาณที่ไม่สมบูรณ์มีสัญญาณรบกวนมากภาคขยายกำลังความถี่วิทยุก็จะขยายสัญญาณรบกวนด้วยซึ่งจะนำไปใช้งานไม่ได้

วงจรภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ

การจูนค่าคาปาซิเตอร์ของทริมเมอร์นั้นจะต้องทำการปรับจูนทีละสเตจให้แมตชิ่ง เพื่อให้กำลังเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์มีค่าสูงสุดซึ่งจะได้ค่าอย่างน้อย 300 มิลลิวัตต์ เพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรขยายกำลัง

ภาคขยายกำลัง

การปรับค่าคาปาซิเตอร์ควรปรับไปทีละสเตจ โดยสเตจแรกทรานซิสเตอร์ 2SC1946A ต้องได้กำลังเอาต์พุตอย่างน้อย 5 วัตต์ เพื่อเป็นอินพุตไปขับทรานซิสเตอร์ 2SC2630 ให้มีกำลังส่งเพิ่มขึ้นเป็น 30 วัตต์ต่อไปเพื่อที่จะทำให้กำลังส่งสัญญาณได้ไกลขึ้น

ภาคฟิลเตอร์ (Filter)

จากการทดลองพบว่าเมื่อออกแบบวงจรฟิลเตอร์ โดยการคำนวณค่าอินดักเตอร์แล้วยึดค่าคาปาซิเตอร์เป็นหลัก ค่าอินดักเตอร์ที่นำมาใช้ในวงจรจริงจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณแต่สามารถที่จะยอมรับได้

ปัญหาที่พบ

- ทรานซิสเตอร์ขยายกำลังมีความร้อนสูงมากเป็นผลทำให้กำลังขยายลดลง
- เนื่องจากเครื่องส่งต้องการกำลังส่งที่สูงจึงต้องใช้แหล่งจ่ายไฟที่มีกระแสที่สูงดังนั้นการที่ใช้หม้อแปลงจะมีขนาดที่ใหญ่และมีน้ำหนักมากไป
- การกวนจากความถี่ของสวิตชิ่ง

การแก้ปัญหา

- ใช้ซิงค์อลูมิเนียมและติดพัดลมระบายความร้อนให้กับทรานซิสเตอร์
- ใช้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแทนการใช้หม้อแปลง
- นำวงจรติดตั้งให้ห่างจากสวิตชิ่งและทำกราวด์รวมลงตัวเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อควรระวัง

- ควรตรวจสอบจุดบัดกรีให้เรียบร้อยก่อนจ่ายไฟให้วงจร
- ก่อนที่จะเปิดเครื่องควรตรวจสอบที่เอาต์พุตของภาคขยายกำลังต้องต่อสายอากาศหรือต่อดัมมี่โหลด (Dummy Load) ก่อนที่จะเปิดเครื่องส่งเพราะจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1.สุชาติ กังวารจิตต์ "เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร" : ซีเอ็ดยูเคชั่น, 2541.

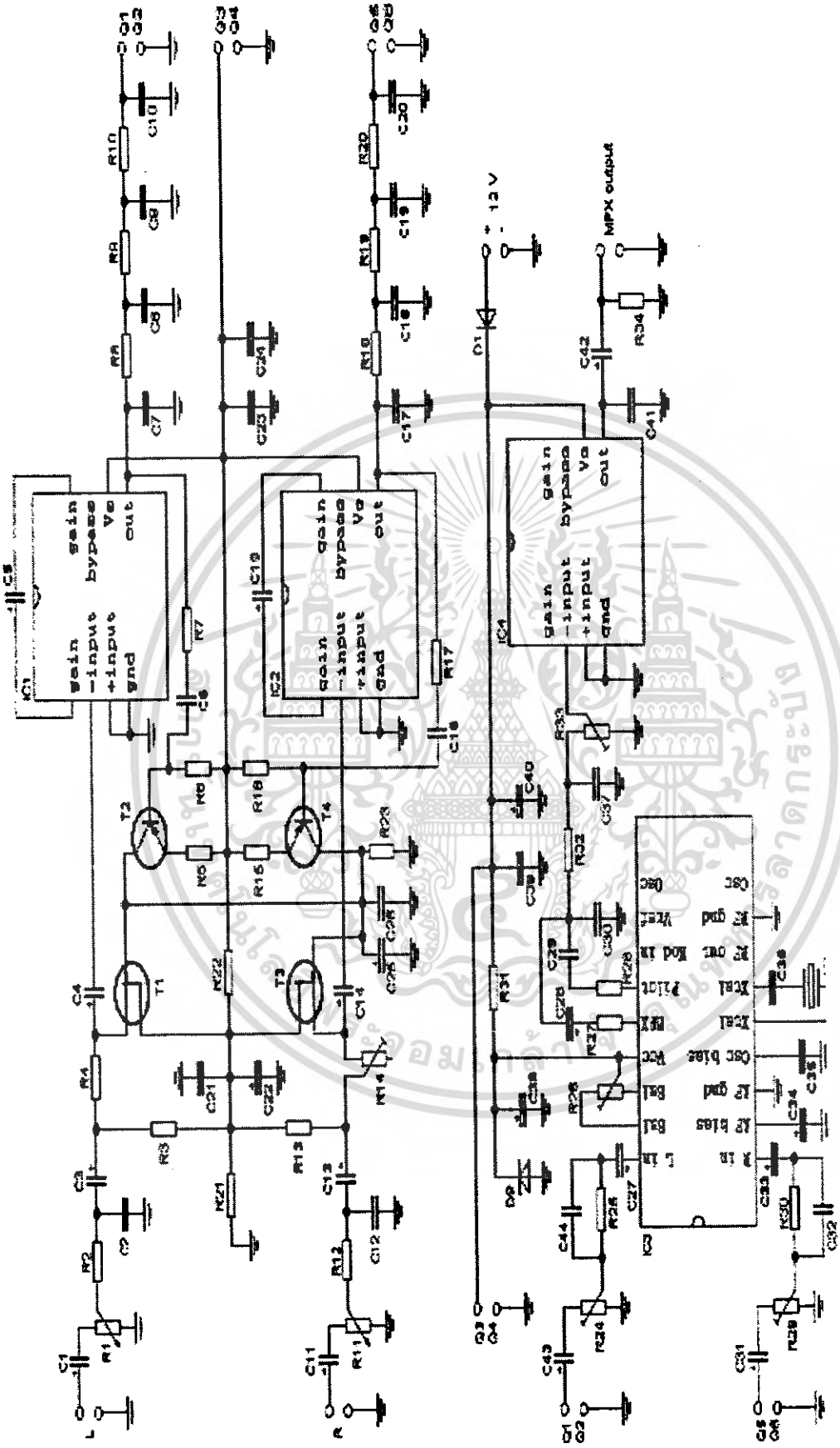
2. น.ท. วโรจน์ แก้วจันทร์ "ทฤษฎีเครื่องส่งวิทยุ" : ฝ่ายวิชาการ บริษัท สกายบุ๊ค จำกัด, 2543.

3. ศาสตราจารย์ ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ "วิศวกรรมการสื่อสาร" : อักษรสยามการพิมพ์ ,พิมพ์ครั้งที่ 4, หน้า 135-137, 2546.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

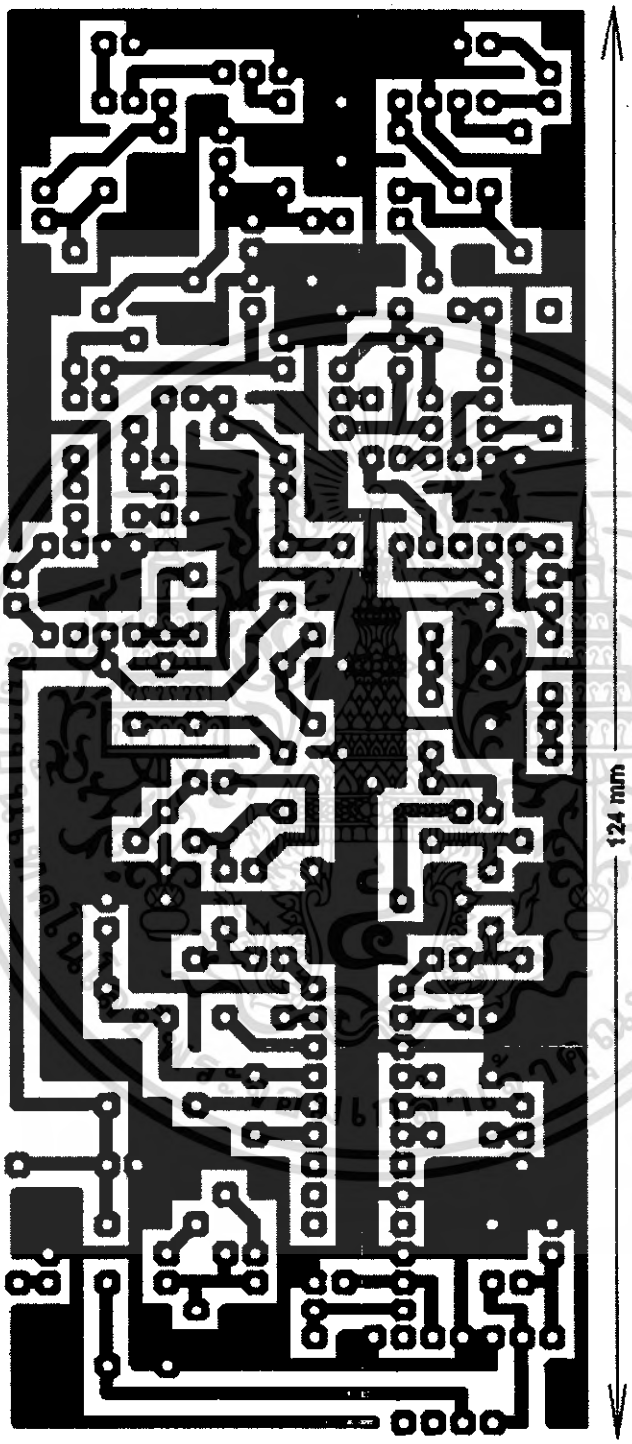
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



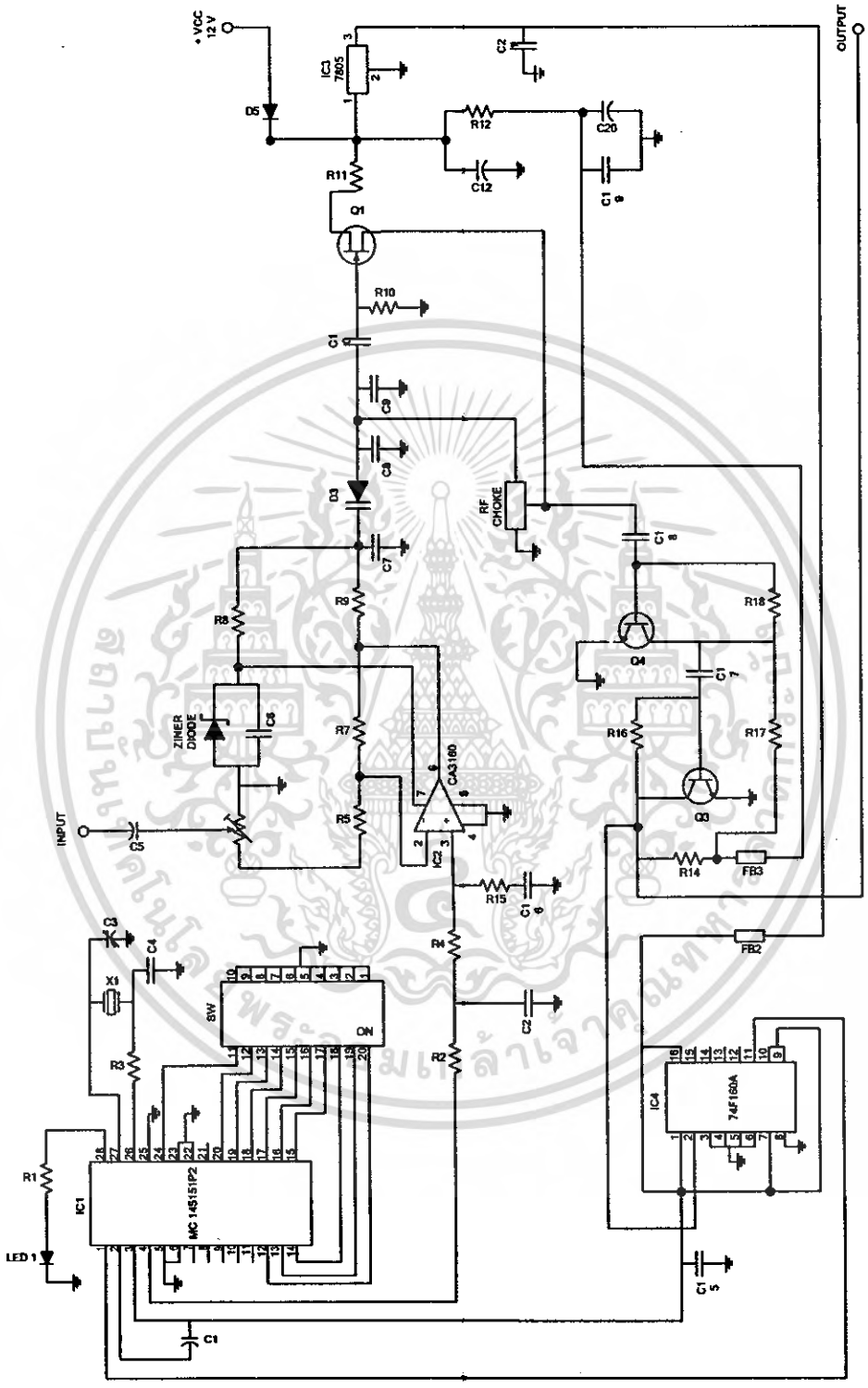
รูป ก แสดงวงจรสเตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ (Stereo Encoder)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



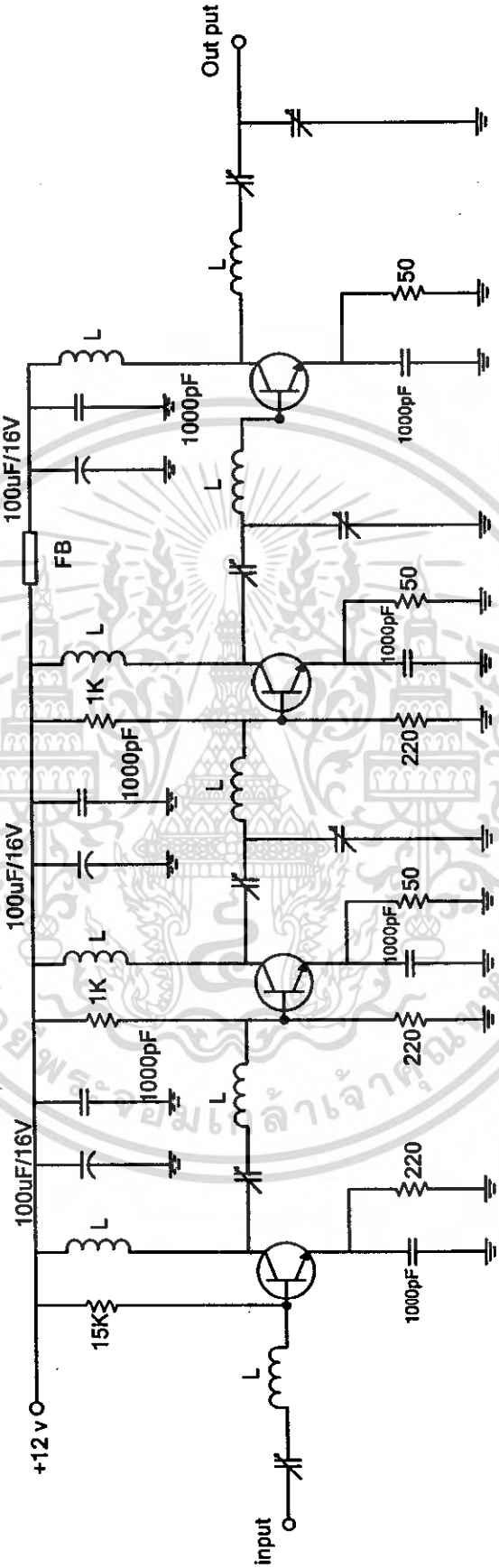
รูป ข แสดงลายปริ้นวงจรสเตอริโอเอ็นโค้ดเดอร์ (Stereo Encoder)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



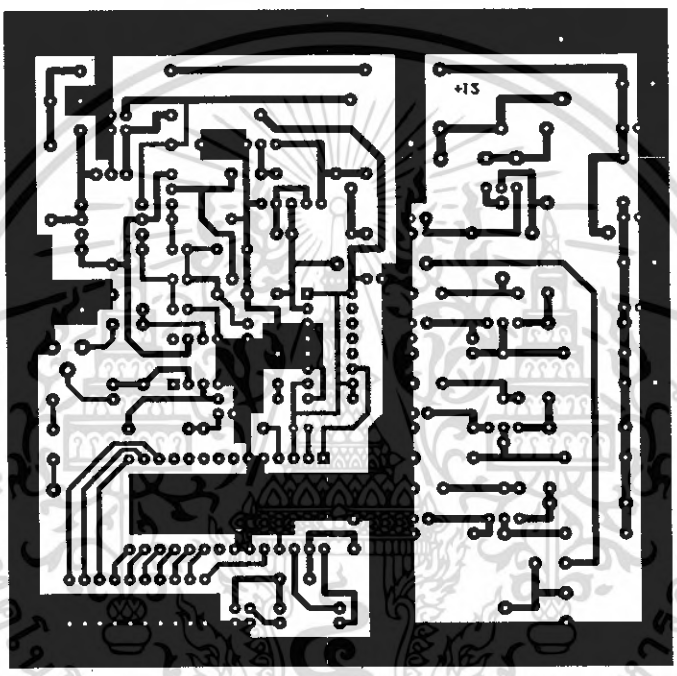
รูป ค แสดงวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



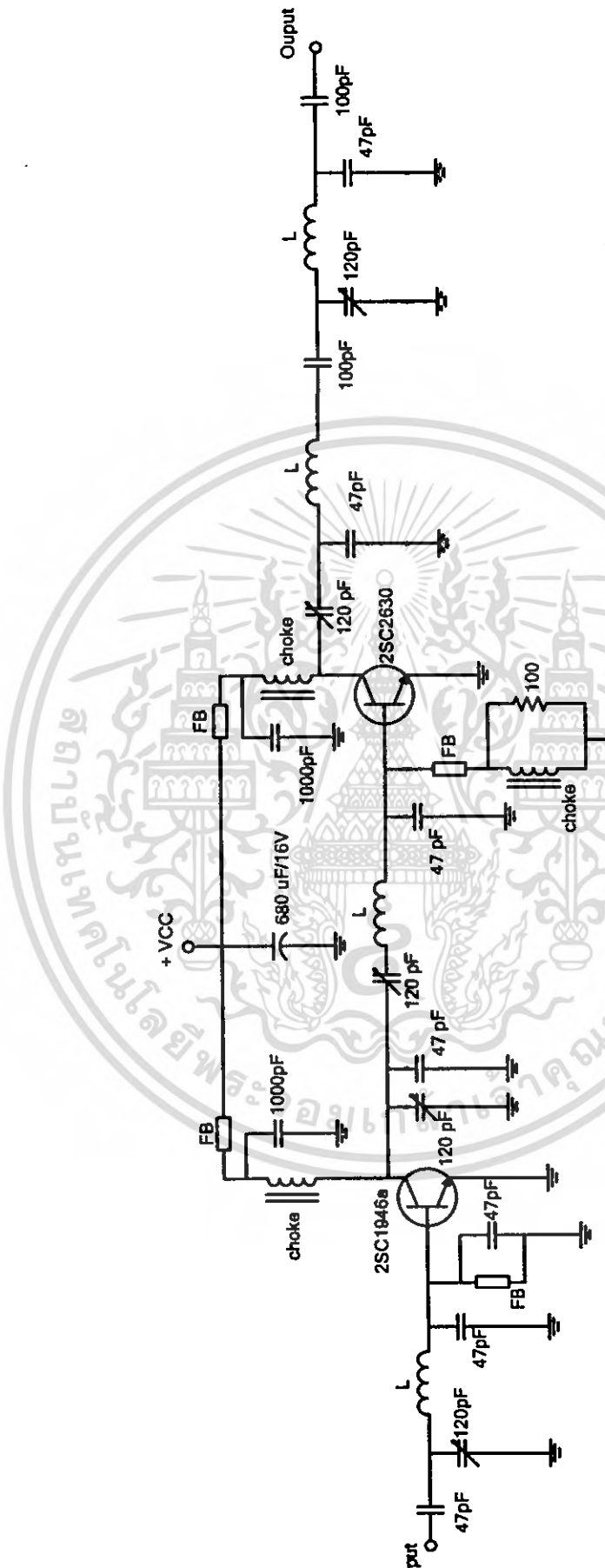
รูป แสดงวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ (RF Amplifier) ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



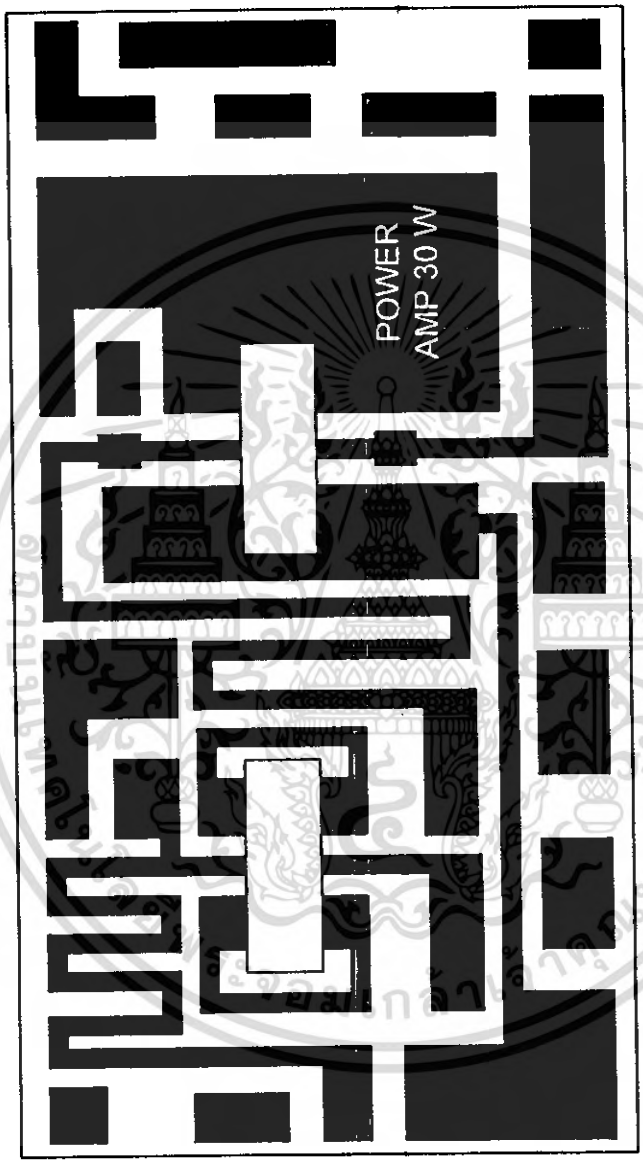
รูป จ แสดงลายปริ้นของวงจรสังเคราะห์ความถี่และวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



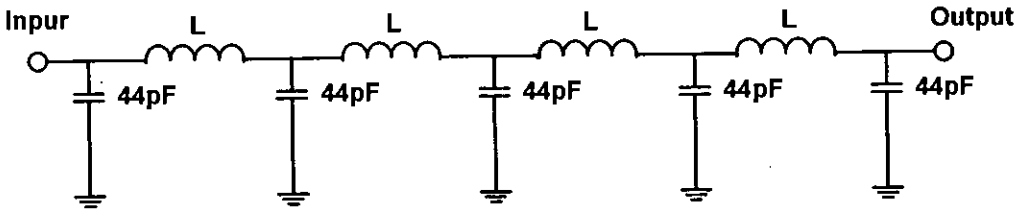
รูป ฉ แสดงวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

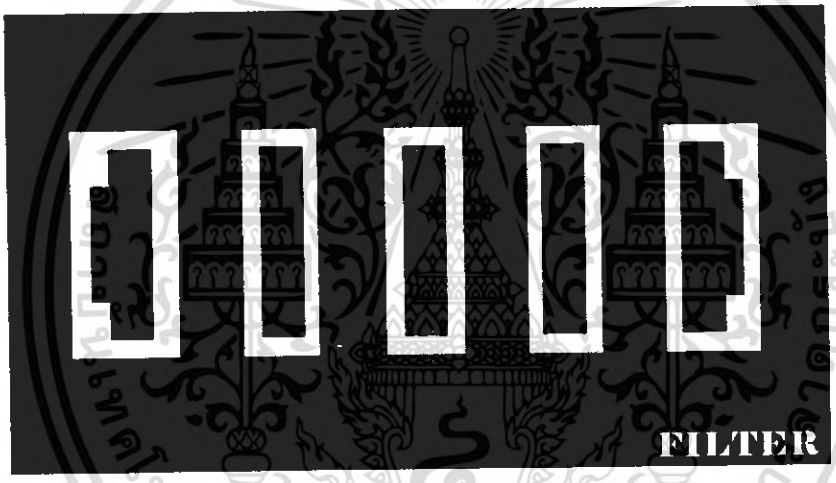


รูป ๒ แสดงลายปริ้นวงจรขยายกำลังส่ง (Power Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ซ แสดงวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง



รูป ฌ แสดงลายปริ้นวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

January 2000

LM386
Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased to one half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

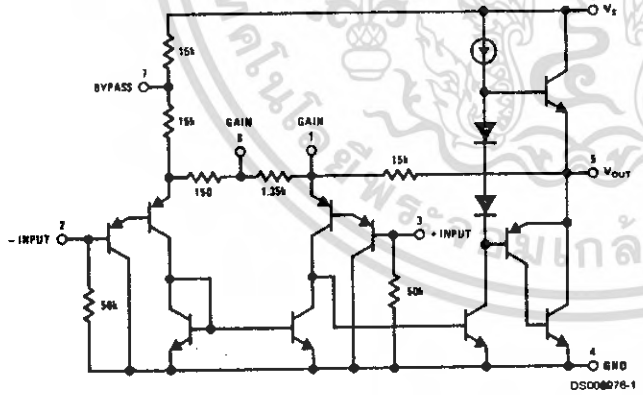
Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain: 4 mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Available in 8 pin MSOP package

Applications

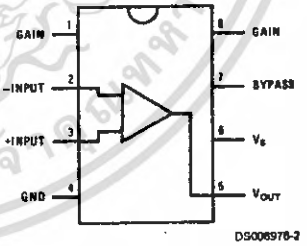
- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



DS006976-1

Small Outline, Molded Mini Small Outline, and Dual-In-Line Packages



DS006976-2

Top View
Order Number LM386M-1, LM386MM-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4
See NS Package Number M08A, MUA08A or N08E

© 2000 National Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Supply Voltage	
(LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 3)	
(LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
(LM386MM-1)	0.595W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	−65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package	
(SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Thermal Resistance	
θ_{JC} (DIP)	37°C/W
θ_{JA} (DIP)	107°C/W
θ_{JC} (SO Package)	35°C/W
θ_{JA} (SO Package)	172°C/W
θ_{JA} (MSOP)	210°C/W
θ_{JC} (MSOP)	56°C/W

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

T_A = 25°C

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S)					
LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current (I_Q)	V_S = 6V, V_{IN} = 0		4	8	mA
Output Power (P_{OUT})					
LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1	V_S = 6V, R_L = 8Ω, THD = 10%	250	325		mW
LM386N-3	V_S = 9V, R_L = 8Ω, THD = 10%	500	700		mW
LM386N-4	V_S = 16V, R_L = 32Ω, THD = 10%	700	1000		mW
Voltage Gain (A_V)	V_S = 6V, f = 1 kHz		26		dB
	10 µF from Pin 1 to 8		46		dB
Bandwidth (BW)	V_S = 6V, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	V_S = 6V, R_L = 8Ω, P_{OUT} = 125 mW		0.2		%
	f = 1 kHz, Pins 1 and 8 Open				
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	V_S = 6V, f = 1 kHz, C_{BYPASS} = 10 µF		50		dB
	Pins 1 and 8 Open, Referred to Output				
Input Resistance (R_{IN})			50		kΩ
Input Bias Current (I_{BIAS})	V_S = 6V, Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 kΩ resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 kΩ resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 kΩ resistor). For 6 dB effective bass boost: R ≅ 15 kΩ, the lowest value for good stable operation is R = 10 kΩ if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 kΩ can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

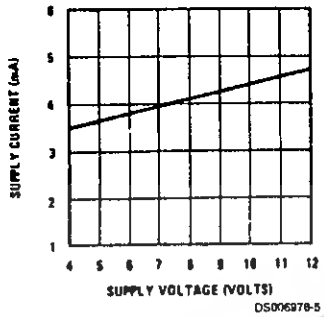
The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 kΩ resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 kΩ it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 kΩ, then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 kΩ resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 μF capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

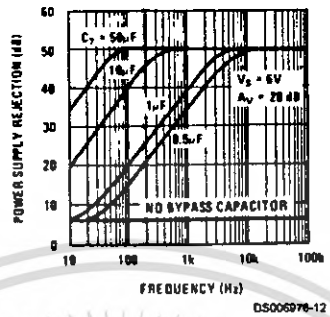
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

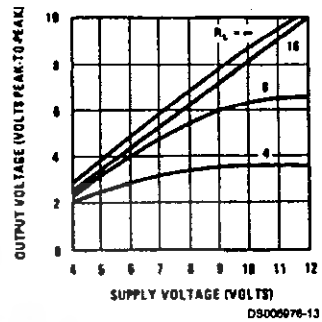
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



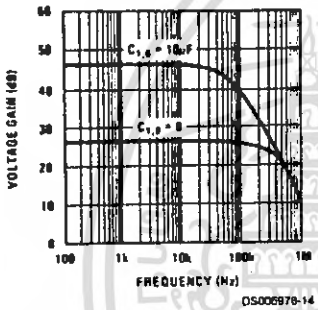
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



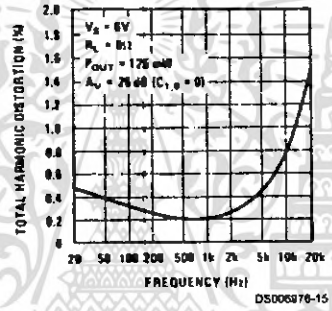
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



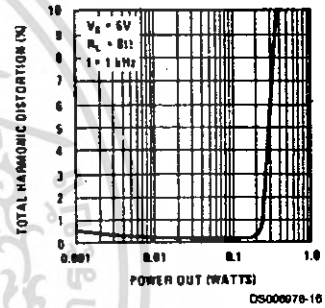
Voltage Gain vs Frequency



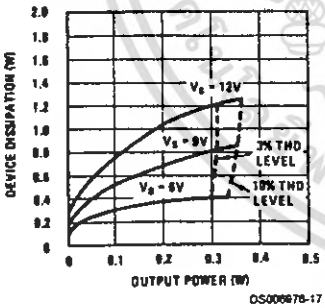
Distortion vs Frequency



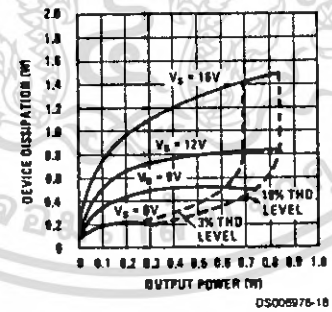
Distortion vs Output Power



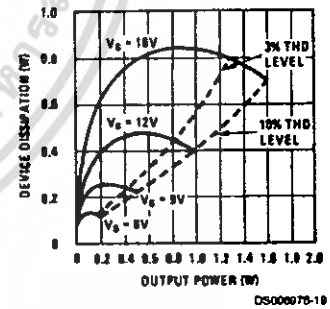
Device Dissipation vs Output Power — 4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power — 8Ω Load



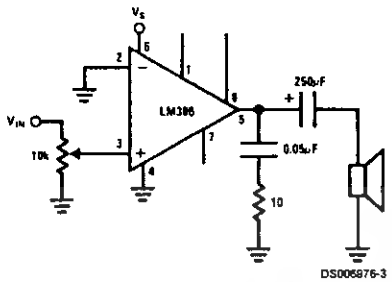
Device Dissipation vs Output Power — 16Ω Load



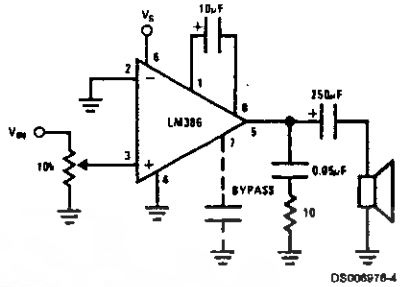
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

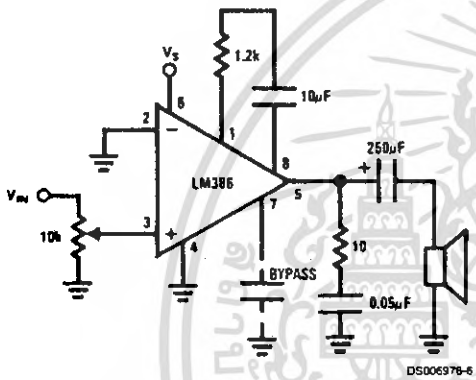
Amplifier with Gain = 20
Minimum Parts



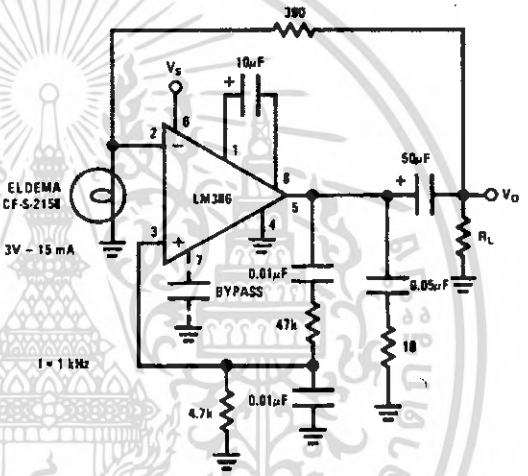
Amplifier with Gain = 200



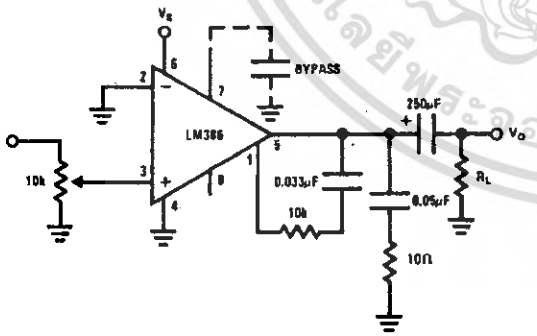
Amplifier with Gain = 50



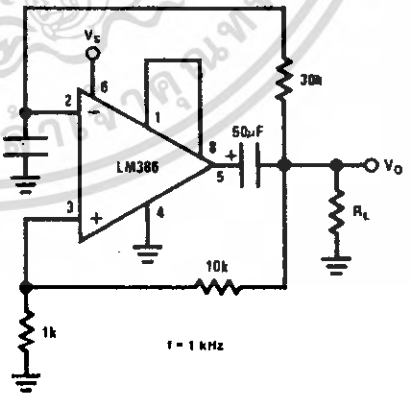
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



Amplifier with Bass Boost



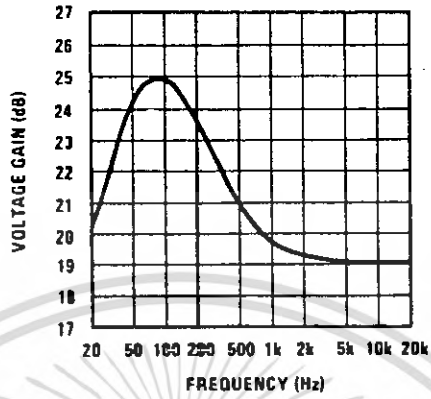
Square Wave Oscillator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

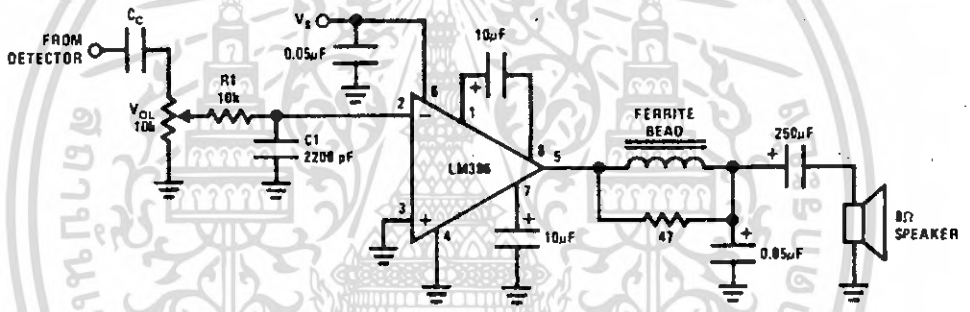
Typical Applications (Continued)

Frequency Response with Bass Boost



DS006976-10

AM Radio Power Amplifier



DS006976-11

Note 4: Twist Supply lead and supply ground very tightly.

Note 5: Twist speaker lead and ground very tightly.

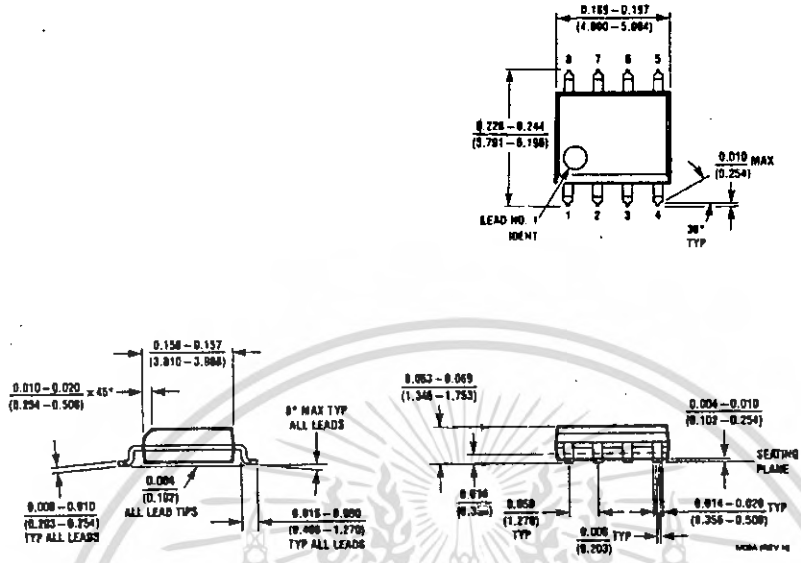
Note 6: Ferrite bead in Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

Note 7: R1C1 band limits input signals.

Note 8: All components must be spaced very closely to IC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

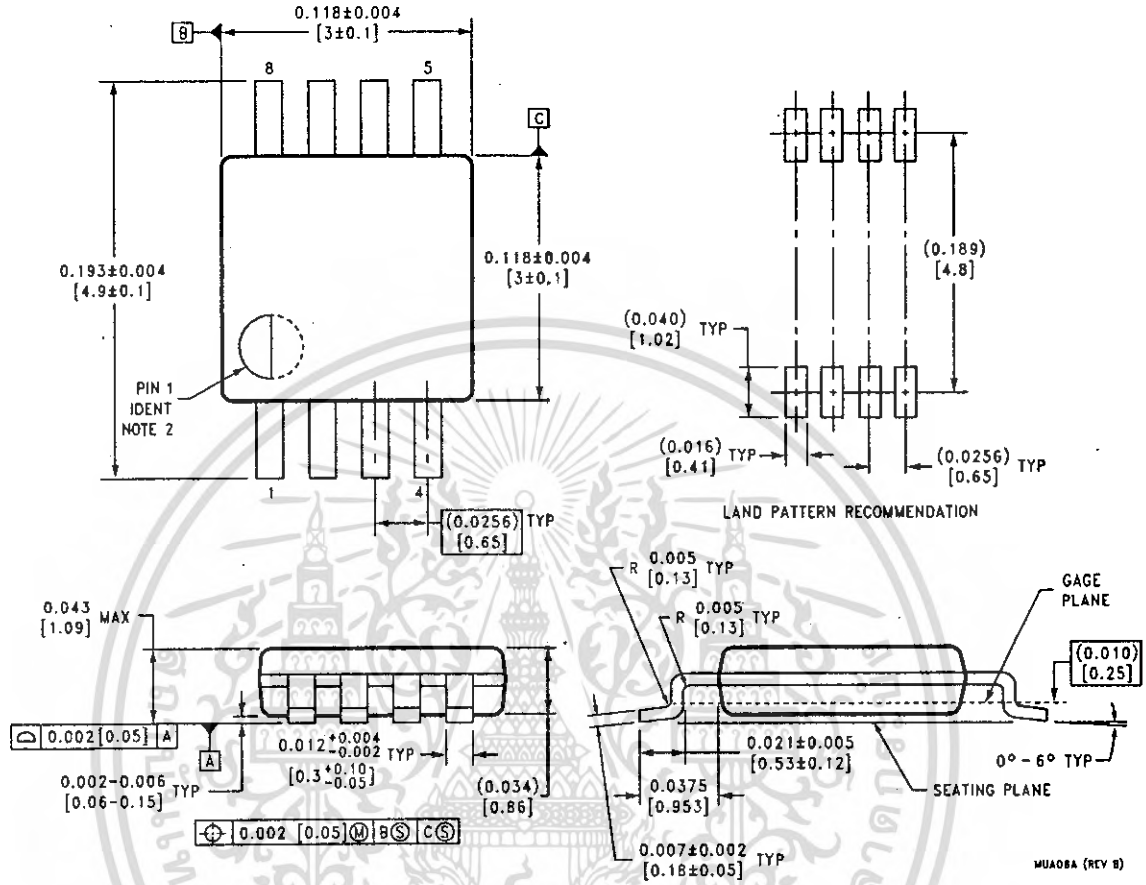
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



SO Package (M)
Order Number LM386M-1
NS Package Number M08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

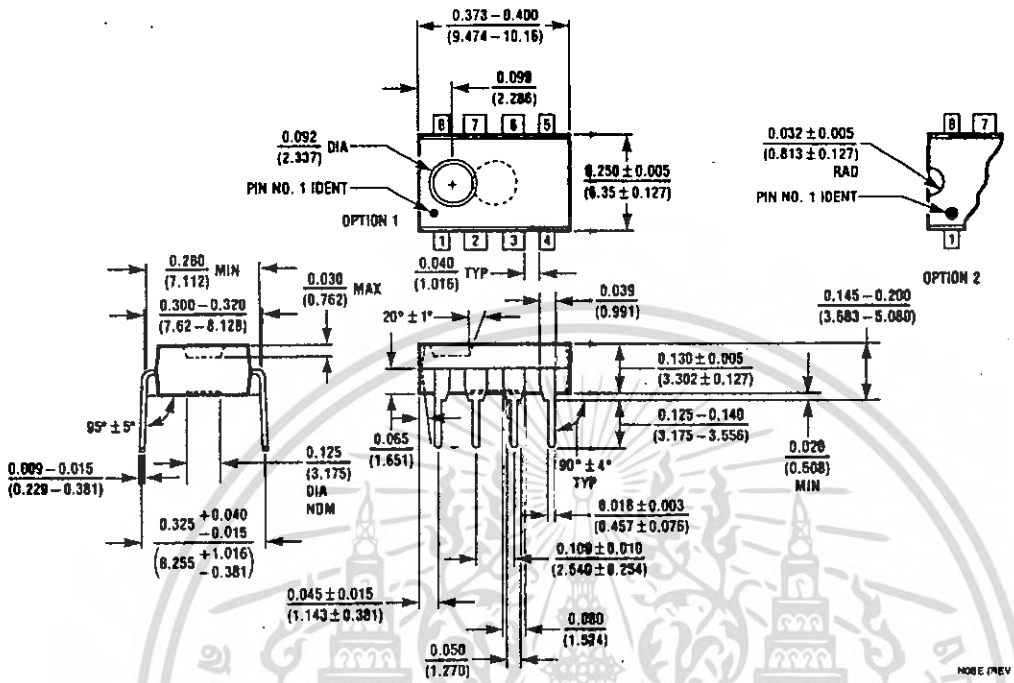
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
Order Number LM386MM-1
NS Package Number MUA08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4
NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BA1404
BA1404F

FM stereo transmitter

The BA1404 and BA1404F monolithic ICs are stereo transmitters

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

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

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

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

Features

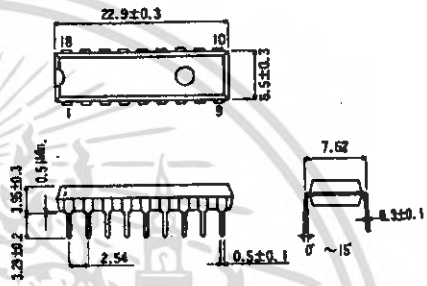
- available in DIP18 and SOP18 packages
- low operating voltage range (1.0 V ~ 2.0 V)
- low power consumption, typically 3 mA
- requires few external components

Applications

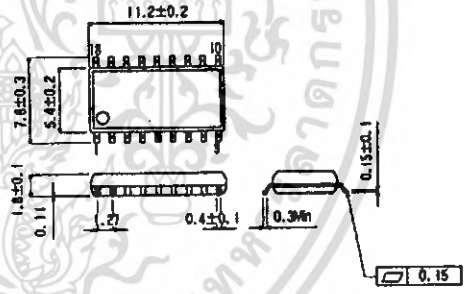
- FM stereo transmitters
- Wireless microphones

Dimensions (Units : mm)

BA1404 (DIP18)



BA1404F (SOP18)



7828999 0012943 637

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Block diagram

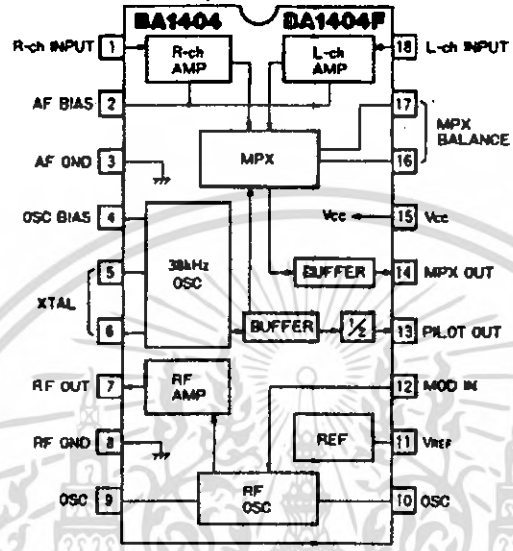


Table 1 Pin description

Pin no.	Pin name	Description
1	R-ch audio input	Connects to the pre-emphasis circuit
2	Input amplifier bypass	Connects to the bypass capacitor
3	GND	Low frequencies
4	38 kHz oscillator bypass	Connects to bypass capacitor
5	38 kHz oscillator	Connects to 38 kHz crystal oscillators
6	38 kHz OSC	Connects to load capacitor of crystal oscillator
7	RF output	Connects to LC resonator
8	GND	High frequency
9	RF oscillator	Connects to bypass capacitor
10	RF oscillator	Connects to capacitor and LC resonator
11	Voltage supply	Connects to variable capacitor
12	Modulation signal input	Connects to bypass capacitor and modulated signal source
13	Pilot signal output	Connects to RC mixer circuit
14	Multiplexer signal output	Connects to RC mixer circuit
15	V_{CC}	Power supply
16	Multiplexer modulator balance	Connects to trimpot resistor
17	Multiplexer modulator balance	Connects to trimpot resistor
18	L-ch audio input	Connects to pre-emphasis circuit

7828999 0012944 573

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute maximum ratings (T_a = 25°C)

Parameter		Symbol	Limits	Unit	Conditions
Power supply voltage		V_{CC}	2.5	V	
Power dissipation	BA1404	P_d	1200	mW	Reduce power by 12.0 mW for each degree above 25°C.
	BA1404F		450		Reduce power by 4.5 mW for each degree above 25°C.
Operating temperature		T_{opr}	−25 ~ +75	°C	
Storage temperature		T_{stg}	−50 ~ +125	°C	

Recommended operating conditions (T_a = 25°C)

Parameter	Symbol	Min	Typical	Max	Unit
Power supply voltage	V_{CC}	1	1.25	2	V

Electrical characteristics (T_a = 25°C, V_{CC} = 1.25 V)

Parameter	Symbol	Min	Typical	Max	Unit	Conditions
Quiescent current	I_Q	0.5	3	5	mA	
Input impedance	Z_{IN}	360	540	720	Ω	f_{IN} = 1 kHz
Input/output gain	G_V	30	37		dB	V_{IN} = 0.5 mV
Channel balance	CB			2	dB	V_{IN} = 0.5 mV
Multiplexer output voltage	V_{OM}	200			mV_{pk-pk}	THD ≤ 3%
Multiplexer 38 kHz leakage	V_{OO}		1		mV	No signal
Pilot output voltage	V_{OP}	460	580		mV_{pk-pk}	No load
Channel separation	Sep	25	45		dB	With a standard demodulator
Input conversion noise voltage	V_{NIN}		1		μV_{rms}	IHF-A when 38 kHz is terminated
RF output voltage	V_{OSC}	350	600		mV_{rms}	

7828999 0012945 40T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1 Test circuit

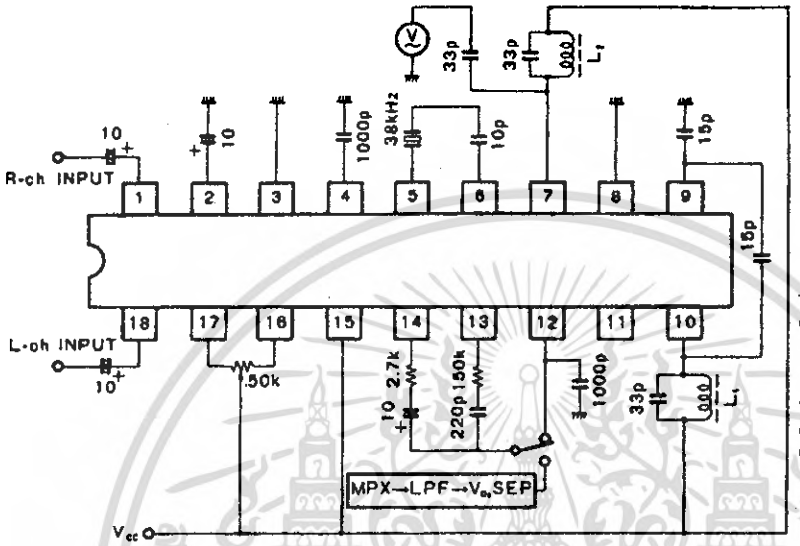
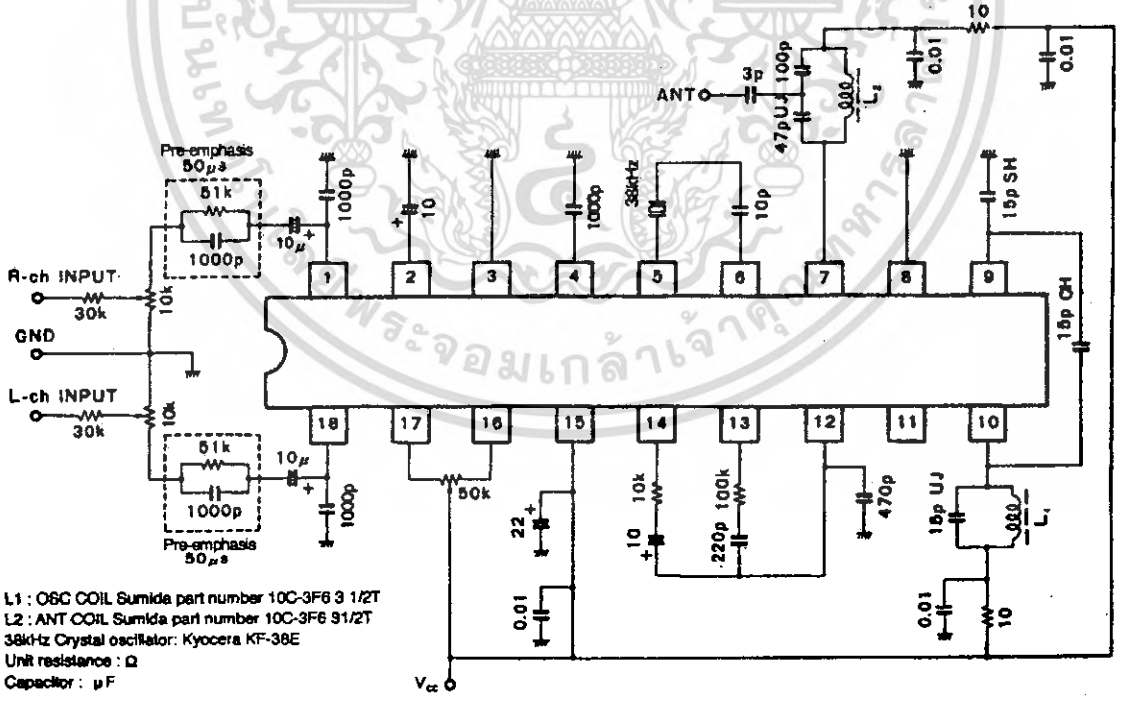


Figure 2 Application example



7828999 0012946 346

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit operation

Stereo modulator

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

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

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

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

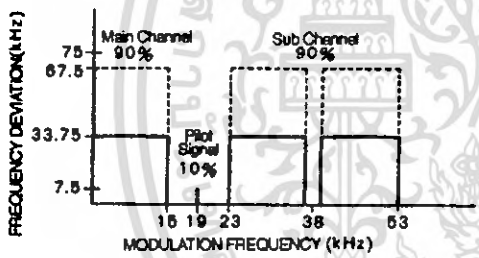


Figure 3 Modulation spectrum of pilot tone

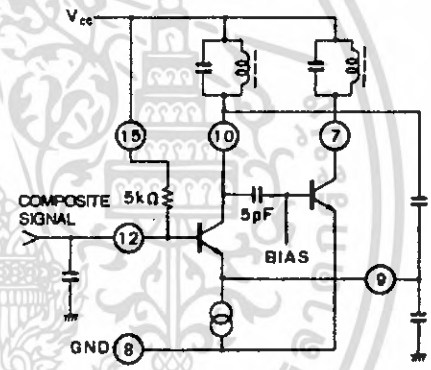


Figure 4 FM modulator

FM modulator

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

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

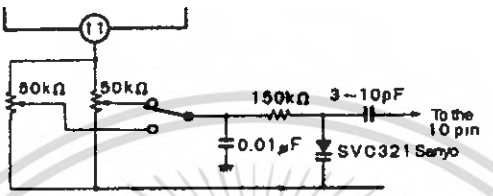
It is suggested that you use a variable capacitor (AFC) system, or an external FM modulator when frequency stability is required.

7828999 0012947 282

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

It is possible to change the oscillator frequency with the DC voltage by using the stable output voltage on pin 11 and a variable capacitor as shown in Figure 5. Pin 11 voltage is approximately (V_{CC}–0.7) V.

Figure 5 Setting oscillator frequency using pin 11



High-frequency amplifier

The high-frequency amplifier is a single-stage amplifier with its emitter connected to ground, as shown in Figure 4.

The RF output (on pin 7) is connected to the tuning circuit of the antenna by an open collector.

Other application examples and operation precautions

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

7	V_{CC}
8	GND
9	open
10	V_{CC}
11	open
12	V_{CC}

In particular, do not leave pin 7 and pin 10 open. If this is done, the transistor may be saturated and other components will operate poorly.

Operating monaurally Unused pins should be connected as follows:

4	open
5	GND
6	open
13	open

The other pins should be connected as shown in the application circuit in Figure 2. In particular, do not leave pin 5 open. This will cause parasitic oscillation that will appear as noise on pin 14. Pin 1 should be used for audio input.

7828999 0012948 119

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

1	open	13	open
2	V_{CC}	14	open
4	open	16	open
5	open	17	open
6	GND	18	open

Multiplexer balance

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

Crystal oscillators

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

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

RF oscillator

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

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

The RF oscillator frequency drift following power-up of the power supply becomes small when the V_{CC} is low. The frequency drift after 5 s is as follows:

V_{CC} (V)	Drift (kHz)
1.25	85
2	85
3	130

Noise

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

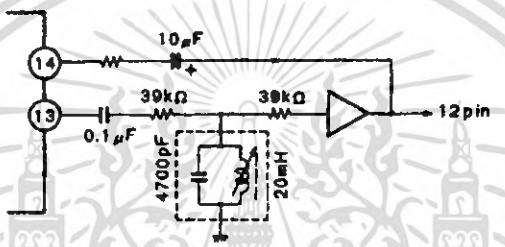
7828999 0012949 055

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

Figure 6 Beat frequency filter

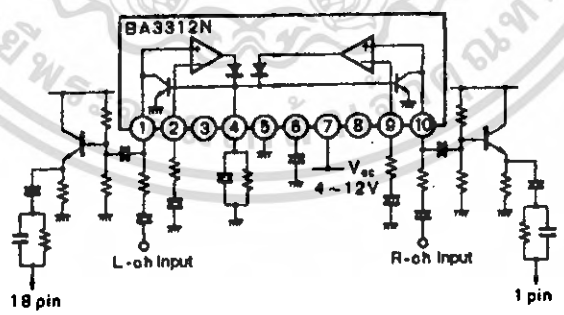


Expanding the dynamic range of the multiplier

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

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

Figure 7



Method for limiting input voltage

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

7828999 0012950 877

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical characteristic curves

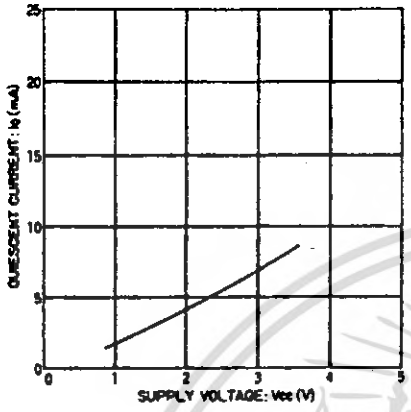


Figure 8

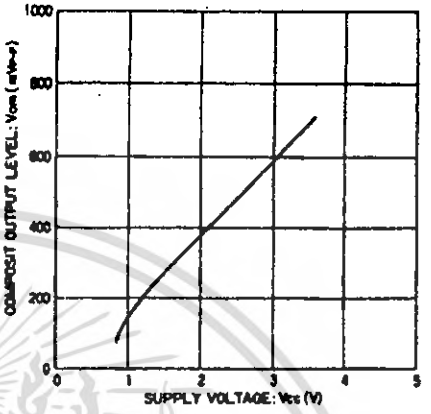


Figure 9

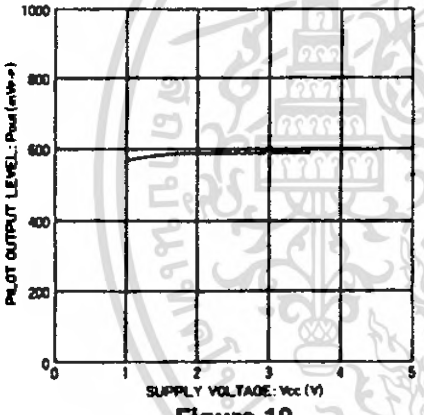


Figure 10

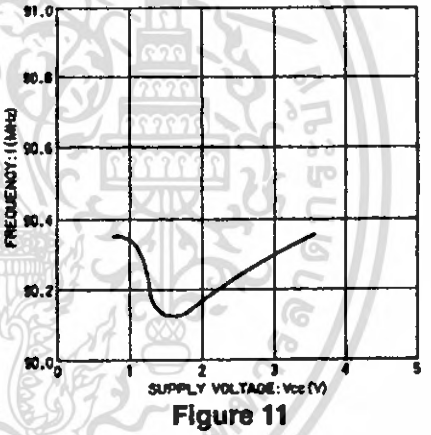


Figure 11

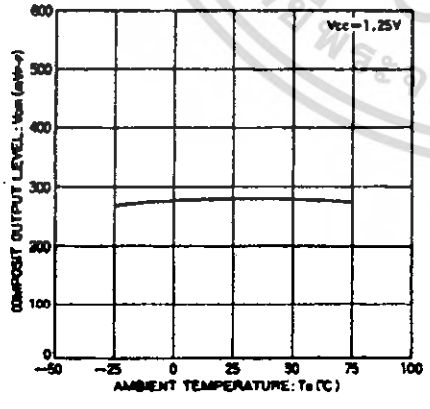


Figure 12

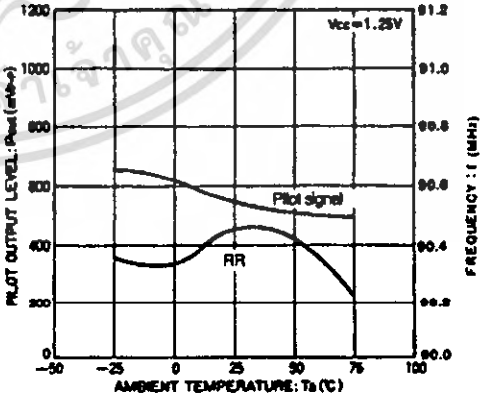


Figure 13

7828999 0012951 703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by MC145151–2/D

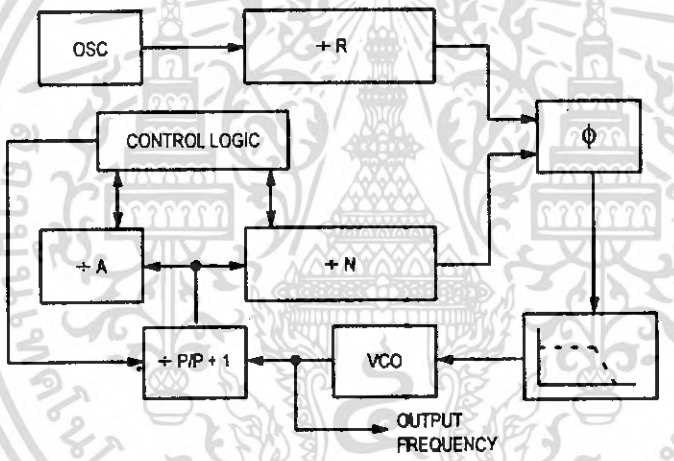
MC145151-2
MC145152-2
MC145155-2
MC145156-2
MC145157-2
MC145158-2

PLL Frequency Synthesizer Family
CMOS

The devices described in this document are typically used as low–power, phase–locked loop frequency synthesizers. When combined with an external low–pass filter and voltage–controlled oscillator, these devices can provide all the remaining functions for a PLL frequency synthesizer operating up to the device's frequency limit. For higher VCO frequency operation, a down mixer or a prescaler can be used between the VCO and the synthesizer IC.

These frequency synthesizer chips can be found in the following and other applications:

CATV
AM/FM Radios
Two–Way Radios
TV Tuning
Scanning Receivers
Amateur Radio



CONTENTS

Page

DEVICE DETAIL SHEETS
MC145151–2 Parallel–Input, Single–Modulus 2
MC145152–2 Parallel–Input, Dual–Modulus 5
MC145155–2 Serial–Input, Single–Modulus 9
MC145156–2 Serial–Input, Dual–Modulus 13
MC145157–2 Serial–Input, Single–Modulus 17
MC145158–2 Serial–Input, Dual–Modulus 20

FAMILY CHARACTERISTICS
Maximum Ratings 23
DC Electrical Characteristics 23
AC Electrical Characteristics 25
Timing Requirements 26
Frequency Characteristics 27
Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms 27

DESIGN CONSIDERATIONS
Phase–Locked Loop — Low–Pass Filter Design 28
Crystal Oscillator Considerations 29
Dual–Modulus Prescaling 30

REV 1
8/95

MOTOROLA

© Motorola, Inc. 1995

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145151-2

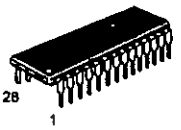
Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer

Interfaces with Single–Modulus Prescalers

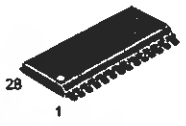
The MC145151–2 is programmed by 14 parallel–input data lines for the N counter and three input lines for the R counter. The device features consist of a reference oscillator, selectable–reference divider, digital–phase detector, and 14–bit programmable divide–by–N counter.

The MC145151–2 is an improved–performance drop–in replacement for the MC145151–1. The power consumption has decreased and ESD and latch–up performance have improved.

- Operating Temperature Range: – 40 to 85°C
- Low Power Consumption Through Use of CMOS Technology
- 3.0 to 9.0 V Supply Range
- On– or Off–Chip Reference Oscillator Operation
- Lock Detect Signal
- ÷ N Counter Output Available
- Single Modulus/Parallel Programming
- 8 User–Selectable ÷ R Values: 8, 128, 256, 512, 1024, 2048, 2410, 8192
- ÷ N Range = 3 to 16383
- "Linearized" Digital Phase Detector Enhances Transfer Function Linearity
- Two Error Signal Options: Single–Ended (Three–State) or Double–Ended
- Chip Complexity: 8000 FETs or 2000 Equivalent Gates



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710

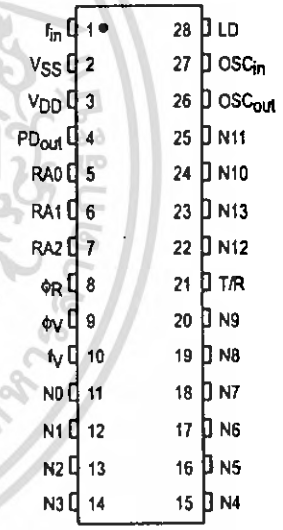


DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

ORDERING INFORMATION

MC145151P2	Plastic DIP
MC145151DW2	SOG Package

PIN ASSIGNMENT

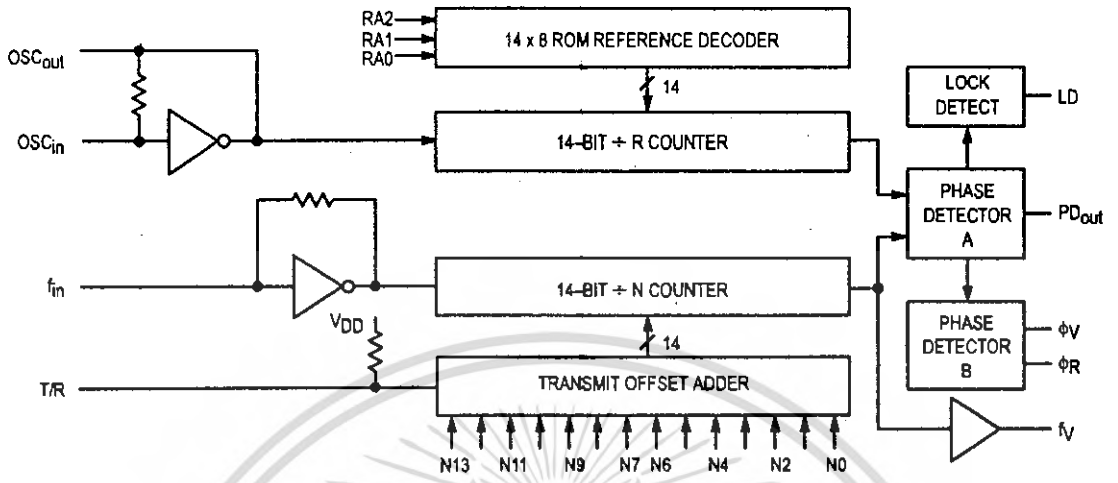


REV 1
8/95

© Motorola, Inc. 1995

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145151–2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N13 inputs and inputs RA0, RA1, and RA2 have pull–up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)

Input to the ÷ N portion of the synthesizer. f_{in} is typically derived from loop VCO and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0 – RA2
Reference Address Inputs (Pins 5, 6, 7)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider, as defined by the table below.

Pull–up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	128
0	1	0	256
0	1	1	512
1	0	0	1024
1	0	1	2048
1	1	0	2410
1	1	1	8192

N0 – N11
N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20, 22 – 25)

These inputs provide the data that is preset into the ÷ N counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull–up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only an SPST switch to alter data to the zero state.

T/R
Transmit/Receive Offset Adder Input (Pin 21)

This input controls the offset added to the data provided at the N inputs. This is normally used for offsetting the VCO frequency by an amount equal to the IF frequency of the transceiver. This offset is fixed at 856 when T/R is low and gives no offset when T/R is high. A pull–up resistor ensures that no connection will appear as a logic 1 causing no offset addition.

OSC_{in}, OSC_{out}
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on–chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC_{in} to ground and OSC_{out} to ground. OSC_{in} may also serve as the input for an externally–generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_{in}, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSC_{out}.

OUTPUT PINS

PD_{out}
Phase Detector A Output (Pin 4)

Three–state output of phase detector for use as loop–error signal. Double–ended outputs are also available for this purpose (see ϕV and ϕR).

Frequency $f_V > f_R$ or f_V Leading: Negative Pulses
Frequency $f_V < f_R$ or f_V Lagging: Positive Pulses
Frequency $f_V = f_R$ and Phase Coincidence: High–Impedance State

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϕR, ϕV
Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop–error signal. A single–ended output is also available for this purpose (see PD_{out}).

If frequency f_V is greater than f_R or if the phase of f_V is leading, then error information is provided by ϕV pulsing low. ϕR remains essentially high.

If the frequency f_V is less than f_R or if the phase of f_V is lagging, then error information is provided by ϕR pulsing low. ϕV remains essentially high.

If the frequency of $f_V = f_R$ and both are in phase, then both ϕV and ϕR remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

f_V
N Counter Output (Pin 10)

This is the buffered output of the ÷ N counter that is internally connected to the phase detector input. With this output available, the ÷ N counter can be used independently.

LD
Lock Detector Output (Pin 28)

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY

V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from + 3 to + 9 V with respect to V_{SS}.

V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 2)

The most negative supply potential. This pin is usually ground.

TYPICAL APPLICATIONS

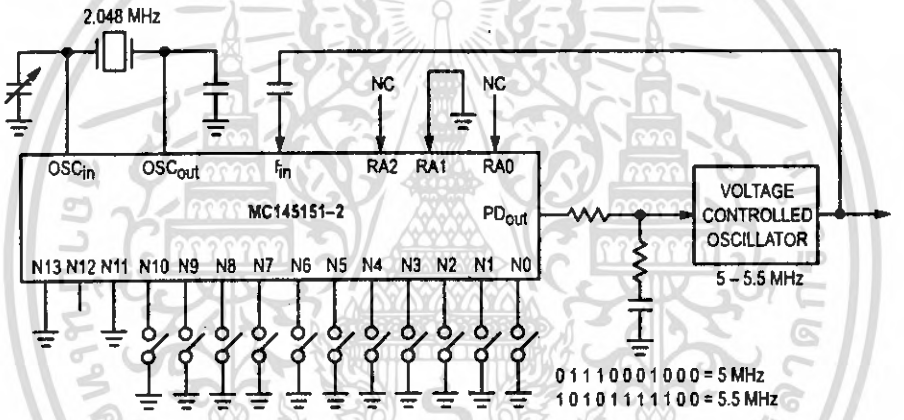
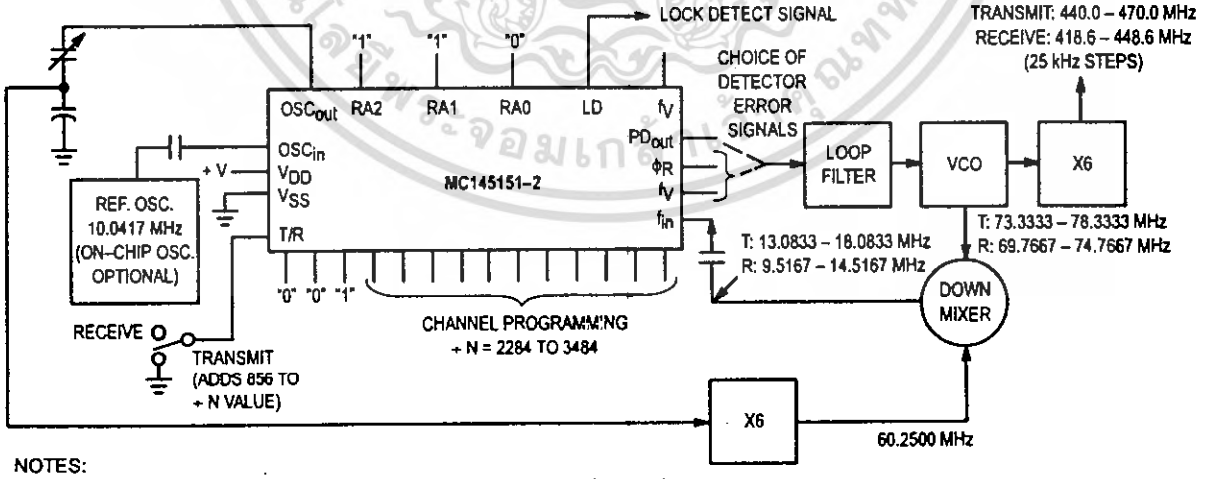


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



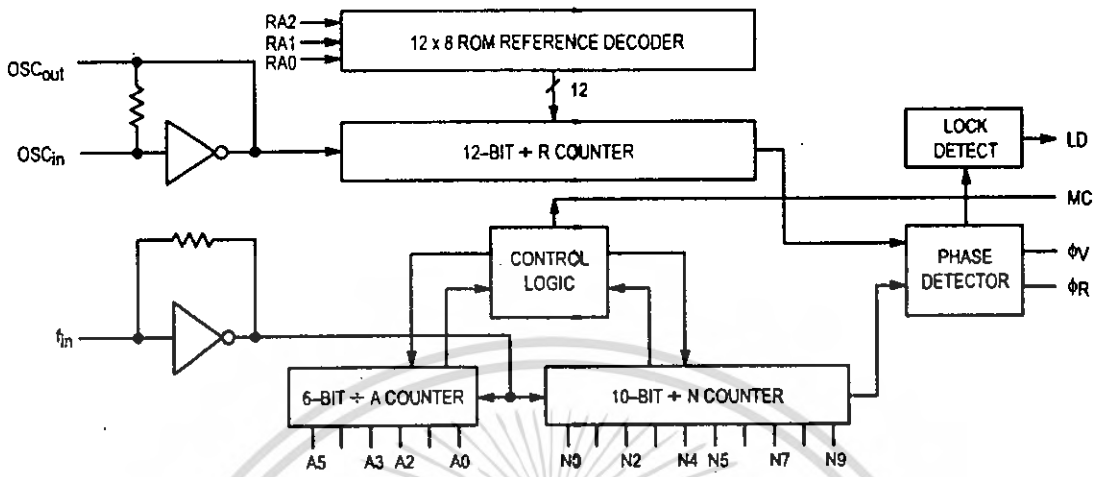
NOTES:
1. f_R = 4.1667 kHz; ÷ R = 2410; 21.4 MHz low side injection during receive.
2. Frequency values shown are for the 440 – 470 MHz band. Similar implementation applies to the 406 – 440 MHz band. For 470 – 512 MHz, consider reference oscillator frequency X9 for mixer injection signal (90.3750 MHz).

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

MC145151–2 Data Sheet Continued on Page 23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145152–2 BLOCK DIAGRAM



NOTE: N0 – N9, A0 – A5, and RA0 – RA2 have pull–up resistors that are not shown.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in}
Frequency Input (Pin 1)

Input to the positive edge triggered ÷ N and ÷ A counters. f_{in} is typically derived from a dual–modulus prescaler and is ac coupled into the device. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may be used.

RA0, RA1, RA2
Reference Address Inputs (Pins 4, 5, 6)

These three inputs establish a code defining one of eight possible divide values for the total reference divider. The total reference divide values are as follows:

Reference Address Code			Total Divide Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

N0 – N9
N Counter Programming Inputs (Pins 11 – 20)

The N inputs provide the data that is preset into the ÷ N counter when it reaches the count of 0. N0 is the least significant digit and N9 is the most significant. Pull–up resistors ensure that inputs left open remain at a logic 1 and require only a SPST switch to alter data to the zero state.

A0 – A5
A Counter Programming Inputs
(Pins 23, 21, 22, 24, 25, 10)

The A inputs define the number of clock cycles of f_{in} that require a logic 0 on the MC output (see **Dual–Modulus Prescaling** section). The A inputs all have internal pull–up resistors that ensure that inputs left open will remain at a logic 1.

OSC_{in}, OSC_{out}
Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

These pins form an on–chip reference oscillator when connected to terminals of an external parallel resonant crystal. Frequency setting capacitors of appropriate value must be connected from OSC_{in} to ground and OSC_{out} to ground. OSC_{in} may also serve as the input for an externally–generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_{in}, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required to OSC_{out}.

OUTPUT PINS

φR, φV
Phase Detector B Outputs (Pins 7, 8)

These phase detector outputs can be combined externally for a loop–error signal.

If the frequency f_V is greater than f_R or if the phase of f_V is leading, then error information is provided by ϕ_V pulsing low. ϕ_R remains essentially high.

If the frequency f_V is less than f_R or if the phase of f_V is lagging, then error information is provided by ϕ_R pulsing low. ϕ_V remains essentially high.

If the frequency of $f_V = f_R$ and both are in phase, then both ϕ_V and ϕ_R remain high except for a small minimum time period when both pulse low in phase.

MC
Dual–Modulus Prescale Control Output (Pin 9)

Signal generated by the on–chip control logic circuitry for controlling an external dual–modulus prescaler. The MC level will be low at the beginning of a count cycle and will remain low until the ÷ A counter has counted down from its programmed value. At this time, MC goes high and remains high until the ÷ N counter has counted the rest of the way down from its programmed value (N – A additional counts since both ÷ N and ÷ A are counting down during the first

ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

portion of the cycle). MC is then set back low, the counters preset to their respective programmed values, and the above sequence repeated. This provides for a total programmable divide value (N_T) = N • P + A where P and P + 1 represent the dual–modulus prescaler divide values respectively for high and low MC levels, N the number programmed into the + N counter, and A the number programmed into the + A counter.

LD
Lock Detector Output (Pin 28)

Essentially a high level when loop is locked (f_R, f_V of same phase and frequency). Pulses low when loop is out of lock.

POWER SUPPLY

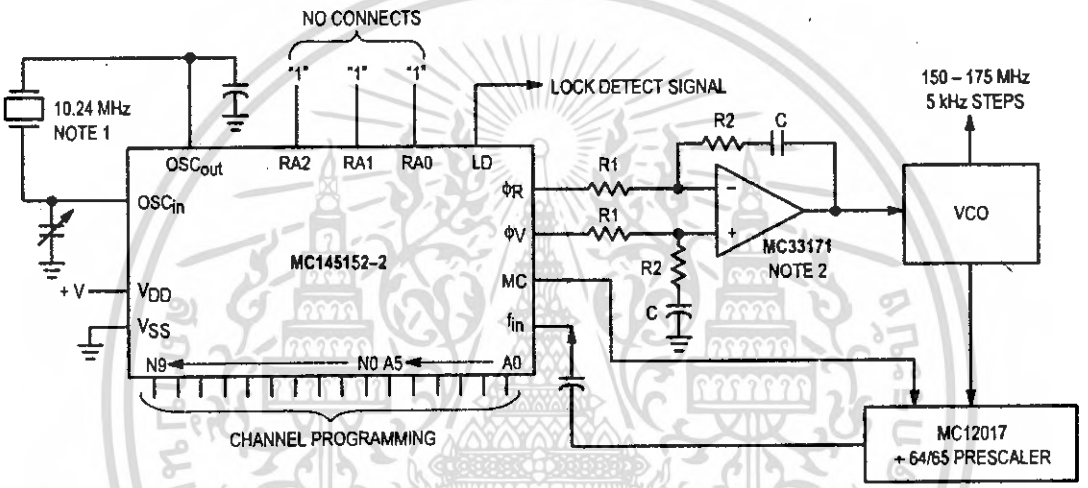
V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from + 3 to + 9 V with respect to V_{SS}.

V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 2)

The most negative supply potential. This pin is usually ground.

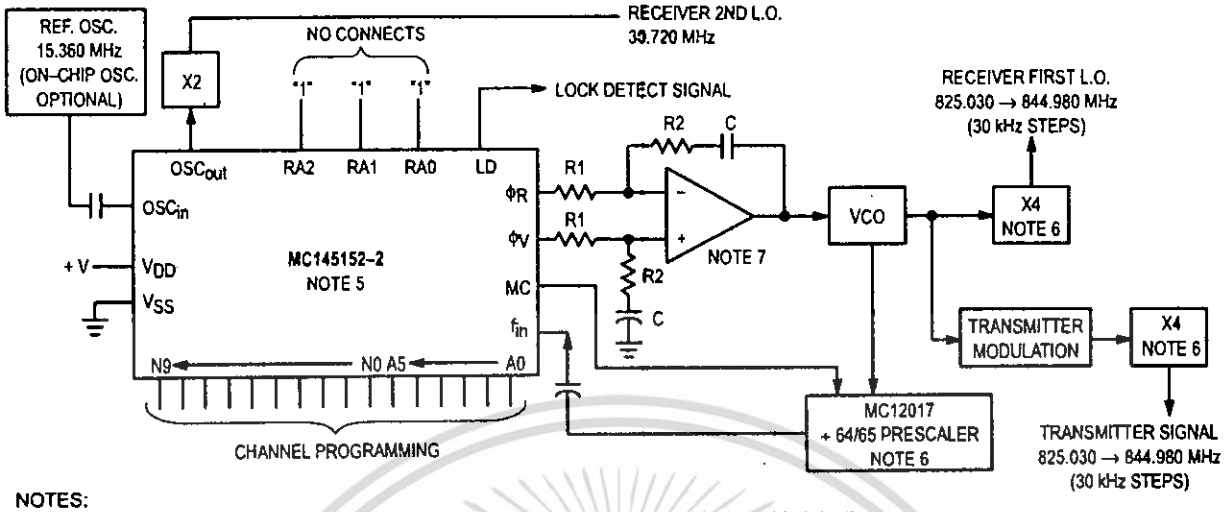
TYPICAL APPLICATIONS



NOTES:
1. Off–chip oscillator optional.
2. The ϕ_R and ϕ_V outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase–Locked Loop — Low–Pass Filter Design page for additional information. The ϕ_R and ϕ_V outputs swing rail–to–rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

Figure 1. Synthesizer for Land Mobile Radio VHF Bands

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTES:

1. Receiver 1st I.F. = 45 MHz, low side injection; Receiver 2nd I.F. = 11.7 MHz, low side injection.
2. Duplex operation with 45 MHz receiver/transmit separation.
3. f_R = 7.5 kHz; ÷ R = 2048.
4. N_{total} = N • 64 + A = 27501 to 28166; N = 429 to 440; A = 0 to 63.
5. MC145158–2 may be used where serial data entry is desired.
6. High frequency prescalers (e.g., MC12018 [520 MHz] and MC12022 [1 GHz]) may be used for higher frequency VCO and f_{ref} implementations.
7. The ϕ_R and ϕ_V outputs are fed to an external combiner/loop filter. See the Phase–Locked Loop — Low–Pass Filter Design page for additional information. The ϕ_R and ϕ_V outputs swing rail–to–rail. Therefore, the user should be careful not to exceed the common mode input range of the op amp used in the combiner/loop filter.

Figure 2. 666–Channel, Computer–Controlled, Mobile Radiotelephone Synthesizer for 800 MHz Cellular Radio Systems

MC145152–2 Data Sheet Continued on Page 23

เอกสารนี้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR

2SC1946A

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

2SC1946A is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers on VHF band mobile radio applications.

FEATURES

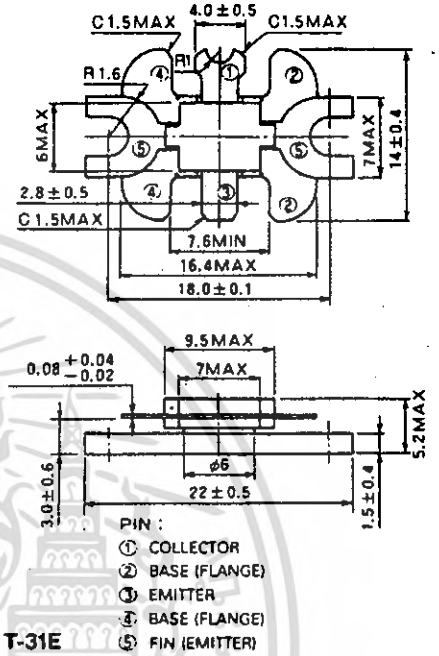
- High power gain: $G_{pe} \geqq 10dB$
  @V_{CC} = 13.5V, P_O = 30W, f = 175MHz
- Emitter ballasted construction and gold metallization for high reliability and good performances.
- Low thermal resistance ceramic package with flange.
- Ability of withstanding more than 20:1 load VSWR when operated at V_{CC} = 15.2V, P_O = 30W, f = 175MHz.
- Equivalent input/output impedance at rated operating conditions: $Z_{in} = 0.65 + j1.4\Omega$
  $Z_{out} = 1.9 + j0.75\Omega$

APPLICATION

25 watts output power amplifiers in VHF band mobile radio applications.

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
V_{CBO}	Collector to base voltage		35	V
V_{EBO}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CEO}	Collector to emitter voltage	$R_{BE} = \infty$	17	V
I_C	Collector current		7	A
P_C	Collector dissipation	T_a = 25°C	3	W
		T_C = 25°C	50	W
T_j	Junction temperature		175	°C
T_{stg}	Storage temperature		−55 to 175	°C
$R_{th\text{-}a}$	Thermal resistance	Junction to ambient	50	°C/W
$R_{th\text{-}c}$		Junction to case	3	°C/W

Note. Above parameters are guaranteed independently.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$V_{(BR)EBO}$	Emitter to base breakdown voltage	I_E = 10mA, I_C = 0	4			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector to base breakdown voltage	I_C = 10mA, I_E = 0	35			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector to emitter breakdown voltage	I_C = 0.1A, $R_{BE} = \infty$	17			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	V_{CB} = 25V, I_E = 0			2	mA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	V_{EB} = 3V, I_C = 0			1	mA
h_{FE}	DC forward current gain *	V_{CE} = 10V, I_C = 0.2A	10	50	180	—
P_O	Output power	V_{CC} = 13.5V, P_{in} = 3W, f = 175MHz	30	35		W
η_C	Collector efficiency		60	70		%

Note. * Pulse test. P_W = 150μs, duty = 5%.
Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change

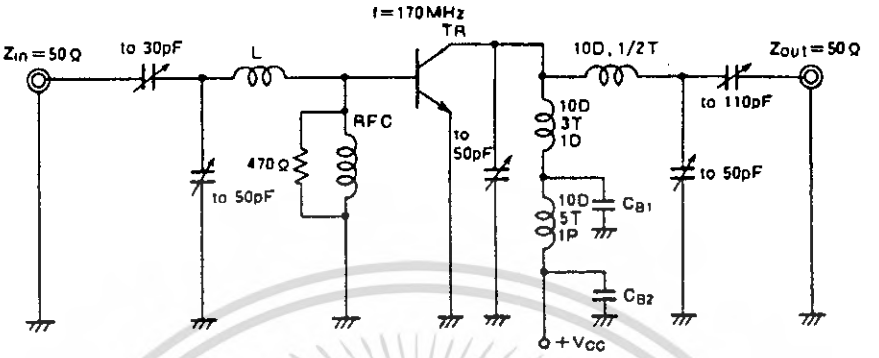
NOV. '97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI ELECTRIC

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

TEST CIRCUIT

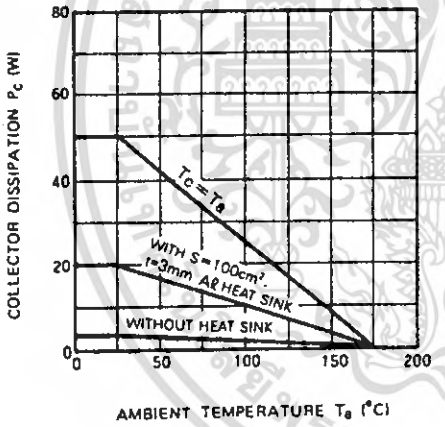


L Length 10mm
RFC: 0.4mm enameled wire 12T with Ferrite Bead
C_{B1}: 220pF, 2200pF in parallel
C_{B2}: 220pF, 2200pF, 10μF in parallel

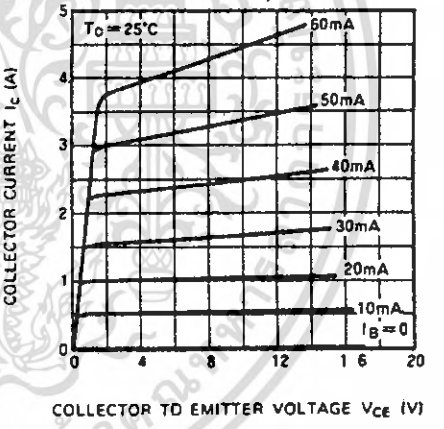
Notes: All coils are made from 1.5mmφ silver plated copper wire
Coil dimensions in milli-meter
D: Inner diameter of coil
T: Turn number of coil
P: Pitch of coil

TYPICAL PERFORMANCE DATA

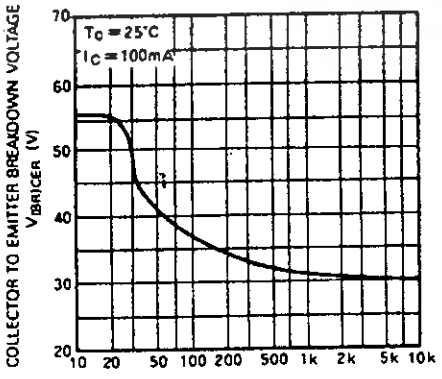
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



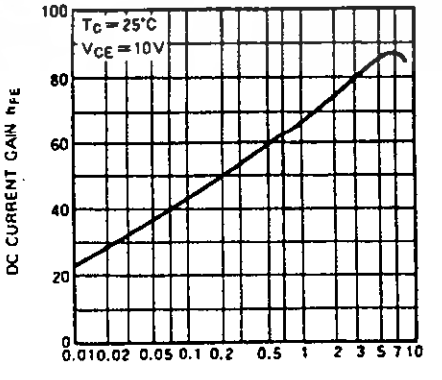
COLLECTOR CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



COLLECTOR TO EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE TO EMITTER RESISTANCE



DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT

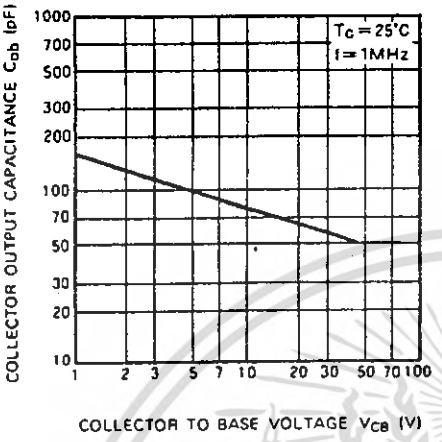


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง เผยแพร่ หรือนำไปใช้งานอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

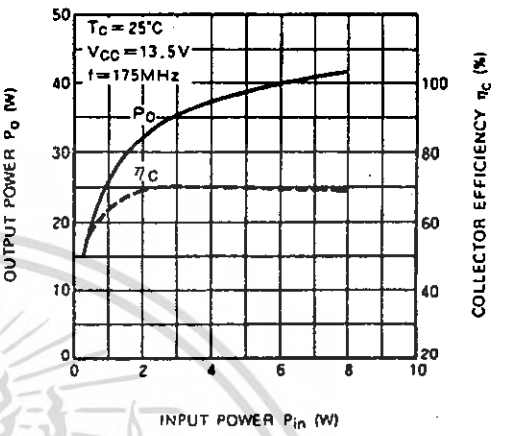
MITSUBISHI ELECTRIC

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

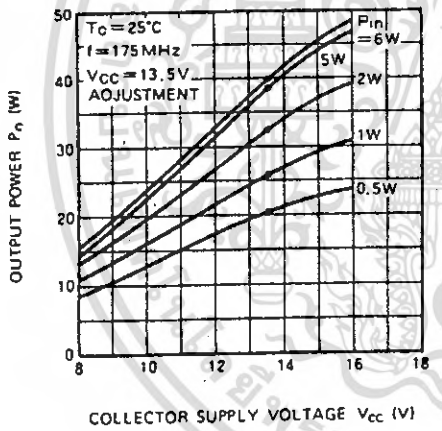
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI RF POWER TRANSISTOR

2SC2630

NPN EPITAXIAL PLANAR TYPE

DESCRIPTION

2SC2630 is a silicon NPN epitaxial planar type transistor designed for RF power amplifiers in VHF band mobile radio applications.

FEATURES

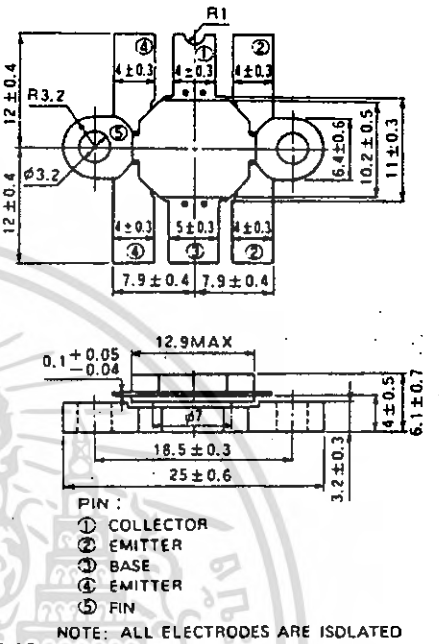
- High power gain: $G_{pe} \geqq 7dB$
  @V_{CC} = 12.5V, P_O = 50W, f = 175MHz
- Emitter ballasted construction and gold metallization for high reliability and good performances.
- Low thermal resistance ceramic package with flange.
- Ability of withstanding more than 20:1 load VSWR when operated at V_{CC} = 15.2V, P_O = 50W, f = 175MHz, T_C = 25°C.
- Equivalent input/output series impedance:
  Z_{in} = 0.8 + j1.2Ω @P_O = 60W, V_{CC} = 12.5V, f = 175MHz
  Z_{out} = 1.5 - j0.6Ω

APPLICATION

40 to 60 watts output power amplifiers in VHF band mobile radio applications.

OUTLINE DRAWING

Dimensions in mm



PIN :
① COLLECTOR
② EMITTER
③ BASE
④ EMITTER
⑤ FIN

NOTE: ALL ELECTRODES ARE ISOLATED FROM FLANGE.

T-40

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
V_{CBO}	Collector to base voltage		35	V
V_{EBO}	Emitter to base voltage		4	V
V_{CEO}	Collector to emitter voltage	R_{BE} = ∞	17	V
I_C	Collector current		14	A
P_C	Collector dissipation	T_a = 25°C	5.5	W
		T_C = 25°C	100	
T_j	Junction temperature		175	°C
T_{stg}	Storage temperature		−55 to 175	°C
$R_{th\text{-}a}$	Thermal resistance	Junction to ambient	27.2	°C/W
$R_{th\text{-}c}$		Junction to case	1.5	°C/W

Note. Above parameters are guaranteed independently.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$V_{(BR)EBO}$	Emitter to base breakdown voltage	I_E = 10mA, I_C = 0	4			V
$V_{(BR)CBO}$	Collector to base breakdown voltage	I_C = 10mA, I_E = 0	35			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector to emitter breakdown voltage	I_C = 0.1A, R_{BE} = ∞	17			V
I_{CBO}	Collector cutoff current	V_{CB} = 15V, I_E = 0			5	mA
I_{EBO}	Emitter cutoff current	V_{EB} = 3V, I_C = 0			5	mA
h_{FE}	DC forward current gain*	V_{CE} = 10V, I_C = 0.2A	10	40	180	—
P_O	Output power	V_{CC} = 12.5V, P_{in} = 10W, f = 175MHz	50	60		W
η_C	Collector efficiency		60	70		%

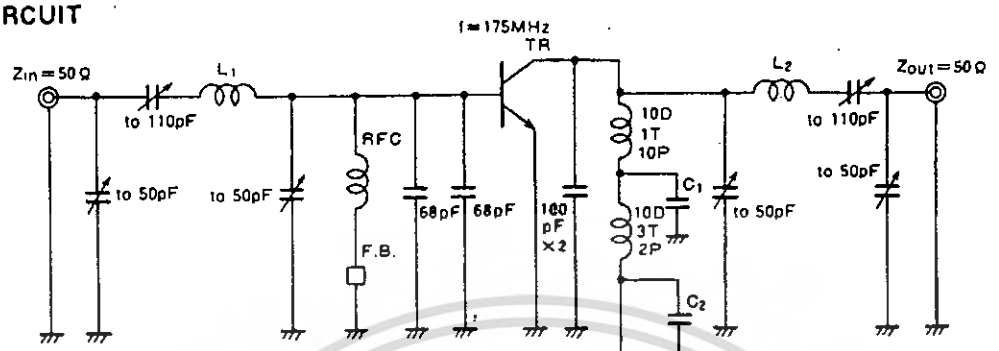
Note. * Pulse test. P_W = 150μs, duty = 5%.
Above parameters, ratings, limits and conditions are subject to change

NOV. '97

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง เผยแพร่ หรือทำซ้ำ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทอย่างเป็นลายลักษณ์อักษรก่อน ขอสงวนสิทธิ์ในการดำเนินคดีตามกฎหมายกับผู้ที่ละเมิดลิขสิทธิ์ และขอบคุณอย่างยิ่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI ELECTRIC

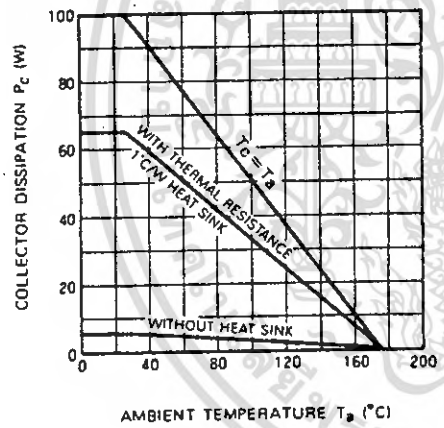
TEST CIRCUIT



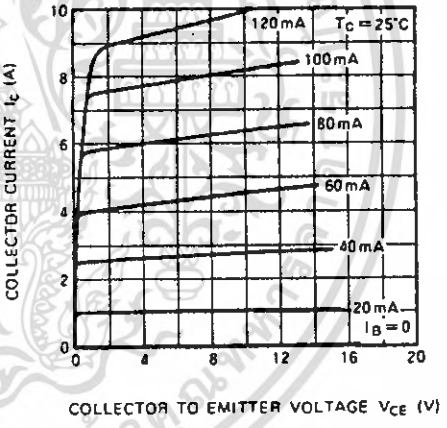
L1, L2: L = 8mm, W = 5mm, t = 0.3mm copper plate
C1, C2: 150pF, 1000pF, 4.7μF in palallel
F.B.: Ferrite Bead
NOTES: All coils are made from 1.5mmφ silver plated copper wire
D: Inner diameter of coil
T: Turn number of coil
P: Pitch of coil
Dimension in milli-meter

TYPICAL PERFORMANCE DATA

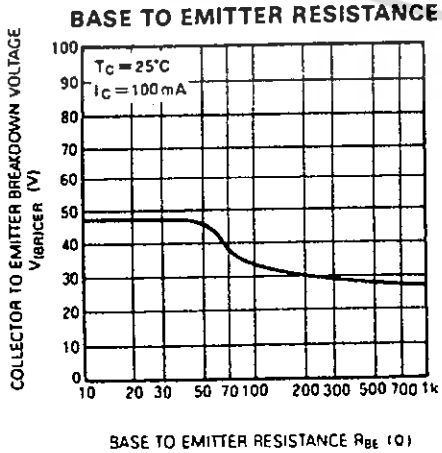
COLLECTOR DISSIPATION VS. AMBIENT TEMPERATURE



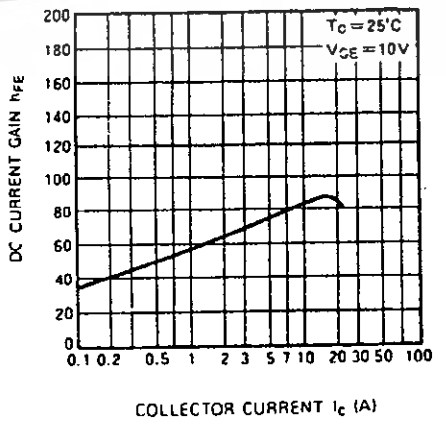
COLLECTOR CURRENT VS. COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE



COLLECTOR TO EMITTER BREAKDOWN VOLTAGE VS. BASE TO EMITTER RESISTANCE



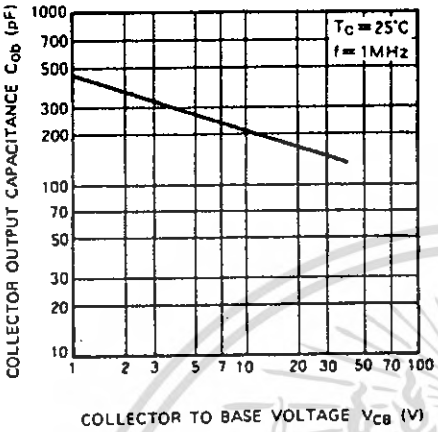
DC CURRENT GAIN VS. COLLECTOR CURRENT



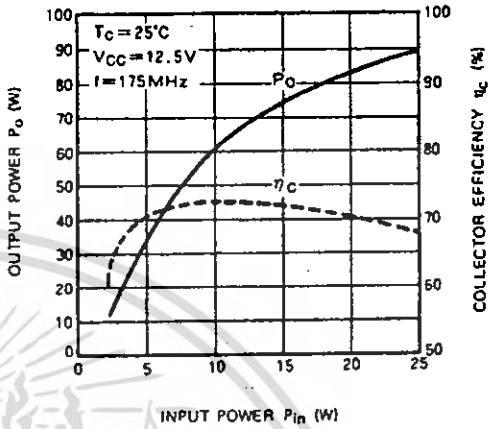
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง เผยแพร่ หรือนำไปเผยแพร่ต่อ อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI ELECTRIC

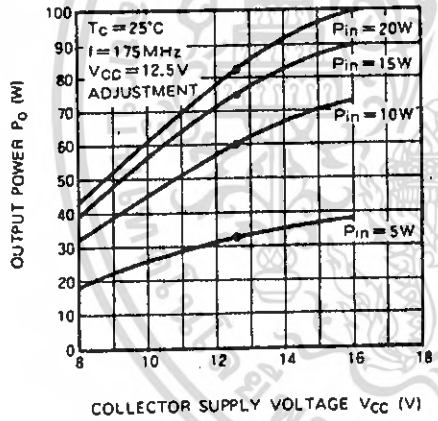
COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE VS. COLLECTOR TO BASE VOLTAGE



OUTPUT POWER, COLLECTOR EFFICIENCY VS. INPUT POWER



OUTPUT POWER VS. COLLECTOR SUPPLY VOLTAGE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้