



เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอ

STEREO RF HEADPHONE

โดย
นายชาญวิทย์ แสนสิทธิ รหัส 38013221
นายสุติกร มณีประเสริฐ รหัส 38013224

อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.ประภากร สุวรรณะ

วัน เดือน ปี..... 22 ธ.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039130
เลขเรียกหนังสือ..... T.1103.๒ ๕ 1195๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

039130

รายงานเรื่อง

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอ

STEREO FM HEADPHONE

จัดทำโดย

นาย ชาญวิทย์ แสนสิทธิ์ รหัส 38013221

นาย จูติกร มณีประเสริฐ รหัส 38013224

อาจารย์ที่ปรึกษา

๑.ประเภทกร สุวรรณณะ



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา

()

วันที่ ๒๘ / ๑๑ / ๔๑

กิตติกรรมประกาศ

ส่วนหนึ่งที่เป็นแรงผลักดัน,ที่ปรึกษา และคอยช่วยเหลือให้ผู้จัดทำได้ประสบความสำเร็จในการ
สร้างโครงการนี้ก็คือ ท่านอาจารย์ที่ปรึกษา รวมทั้งเพื่อน ๆ ชาวอิเล็กทรอนิกส์

ทางผู้จัดทำขอแสดงความขอบคุณทุกท่าน ตลอดจนท่านอาจารย์คณะกรรมการมา ณ.ที่นี้



นาย ชาญวิทย์ แสนสิทธิ์ รหัส 38013221

นาย จูติกร มณีประเสริฐ รหัส 38013224

ผู้จัดทำ

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอ

นาย ชาญวิทย์ แสนสิทธิ์ รหัส 38013221

นาย ฐิติกร มณีประเสริฐ รหัส 38013224

อาจารย์ที่ปรึกษา อ.ประภากร สุวรรณะ

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของโครงการนี้ ก็คือการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับหูฟังแบบไร้สาย ซึ่งสามารถรับและส่งสัญญาณได้ในระยะทางที่ต้องการและมีประสิทธิภาพในระดับที่ยอมรับได้ ซึ่งในส่วนของภาคออสซิลเลเตอร์ได้มีการปรับปรุงการทำงานให้ดีขึ้น โดยใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปแทนคริสตัลและสามารถเปลี่ยนความถี่ได้ 4 ช่องสัญญาณ

รายงานฉบับนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับโครงการนี้ทั้งในส่วนของภาคทฤษฎีและปฏิบัติ และเมื่อเสร็จสิ้นขั้นตอนของการออกแบบและการสร้าง ผู้จัดทำได้ทดลองวัดคุณสมบัติต่าง ๆ ของวงจร และได้นำผลการทดสอบโครงการมาแสดงไว้ในรายงานฉบับนี้ด้วย

STEREO RF HEADPHONE

Mr. Shanwit Zanzit No.38013221

Mr. Thitikorn Maneeprasert No.38013224

Mr. Prapakorn Suwana : Advisor

Education year 1997

ABSTRACT

The project is the design and construction of a VHF FM stereo transmitter and receiver intended to be used as a stereo cordless headphone . The carrier oscillator of the transmitter and the local oscillator of the receiver are phase locked loop synthesizer giving 4 channels which the transmitted frequencies are 35.95 Mhz, 36.26 Mhz, 39.1 Mhz and 39.27 Mhz . The Effective range is approximated to 30 ft .

สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ

บทคัดย่อ

ABSTRACT

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ

1.1 การมอดูเลตทางความถี่	1
1.2 ดัชนีการมอดูเลต	2
1.3 ไซค์แบนด์ FM	3
1.4 แบนด์วิคท์ของสัญญาณ FM	5
1.5 ระบบสื่อสาร	6
1.5.1 อุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต	6
1.5.2 เครื่องส่ง	7
1.5.3 ช่องทางสื่อสาร	7
1.5.4 ความถี่และความยาวคลื่น	7

บทที่ 2 ส่วนประกอบของวงจรเครื่องรับ FM 8

2.1 เครื่องรับ FM	8
2.2 วงจรขยาย IF	9
2.3 ลิมิเตอร์	9
2.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า	10
2.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	10

บทที่ 3 ระบบ FM สเตอริโอ 12

3.1 เครื่องรับสเตอริโอ	13
3.2 สเตอริโอ ดีโคเดอร์	13
3.3 ตัวอย่างเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM สเตอริโอ	14

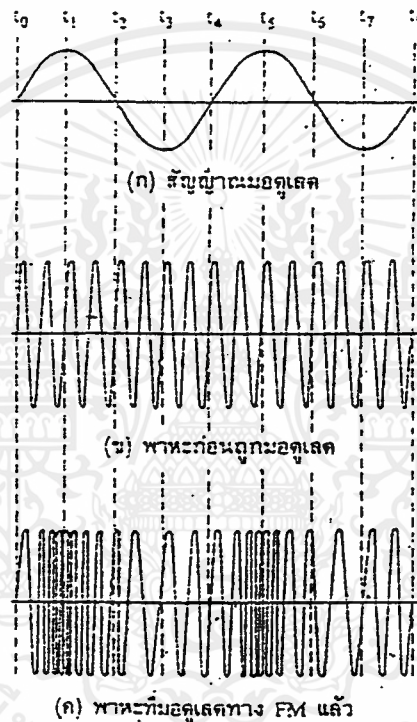
บทที่ 4 ระบบสังเคราะห์ความถี่	17
4.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	17
4.2 เฟสล็อกกลูป	19
4.3 การใช้เฟสล็อกกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	20
4.4 ระบบการสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับวิทยุ	21
4.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	23
4.6 วงจรต่างๆในเฟสล็อกกลูป	25
4.7 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิง	31
4.8 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้วงจรหารสองโมดูลัส	35
4.8.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้วงจรหารสองโมดูลัส	35
4.8.2 เรื่องเกี่ยวกับวงจรสังเคราะห์ความถี่	37
4.9 การสังเคราะห์ความถี่ในย่านความถี่ HF	39
บทที่ 5 การส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเพดิกซ์	45
5.1 การส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเพดิกซ์	45
5.2 เครื่องส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเพดิกซ์	51
บทที่ 6 การออกแบบและการสร้างโครงงาน	
เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเพดิกซ์	54
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	60
บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์โครงงาน	78
ภาคผนวก ก รายการอุปกรณ์	79
ภาคผนวก ข คุณสมบัติของอุปกรณ์ต่างๆ	87
เอกสารอ้างอิง	88

บทที่ 1

บทนำ

1.1 การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 1.1 (ก) เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 1.1 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 1.1 (ค)



รูปที่ 1.1 การมอดูเลตทางความถี่

(ก) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่มีความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดสุดขั้วสุด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิม ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อย ๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิร์ตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น

100.1 เมกะเฮิร์ตซ์ กลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์หรือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

± 100 กิโลเฮิร์ตซ์

อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลต ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลตเป็นโทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิร์ตซ์ อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิร์ตซ์โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ก็ยังเท่าเดิม คือเท่ากับ ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่อัตราการใช้แบนด์วิดท์เพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการใช้แบนด์วิดท์

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณออกดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงสุดจะทำให้ความถี่ใช้แบนด์วิดท์ไป ± 100 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงจะทำให้ความถี่ใช้แบนด์วิดท์ไป ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลต
2. อัตราการใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลต
3. ช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์ (หรือดีวีเอช) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลต

1.2 ดัชนีการมอดูเลต

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

$$m = F_d / F_m \quad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้ F_d คือช่วงความถี่ใช้แบนด์วิดท์

F_m คือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าแตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเมื่อคิดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิร์ตซ์ มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75 \text{ kHz} / 1 \text{ kHz} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยามวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบน (ของระบบ) สูงสุด ($F_{d_{\max}}$) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต ($F_{m_{\max}}$) ในระบบกระจายจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} &= F_{d_{\max}} / F_{m_{\max}} \\ &= 75 \text{ kHz} / 15 \text{ kHz} = 5 \end{aligned}$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิร์ตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (F_d / F_{d_{\max}}) * 100$$

ในที่นี้ F_d คือความถี่เบี่ยงเบน เนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

$F_{d_{\max}}$ คือความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

1.3 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบนด์ ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัวคือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

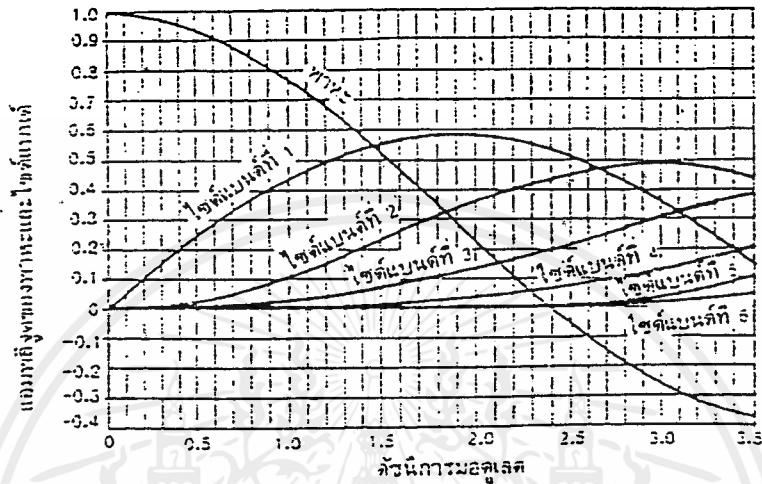
ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ

ในรูปที่ 1.3 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแค่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์



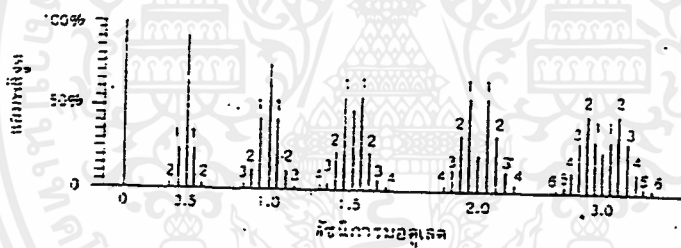
รูปที่ 1.3.1 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้นแต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

กราฟในรูปที่ 1.3.1 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 1.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 1.3.2

ตารางที่ 1.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์ที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.01	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.54	0.23	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.39	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.25	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	-0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.25	0.25	0.18	0.12



รูปที่ 1.3.2 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0, 0.5, 1, 1.5, 2.0, 3.0 ตามลำดับ

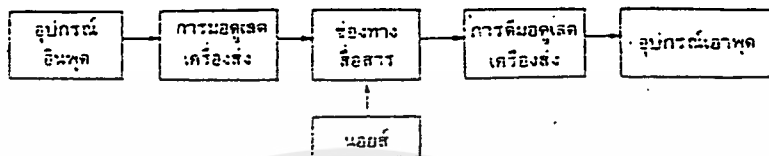
1.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $F_c + F_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $F_c + 2 F_m$... ฯลฯ ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น F_m ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ F_d / F_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ระบบสื่อสาร

ในระบบสื่อสารไม่ว่าจะเป็นระบบใดก็ตาม แผนผังพื้นฐานมักเหมือนกับรูปที่ 1.5.1 ระบบสื่อสาร โดยพื้นฐานประกอบด้วยอุปกรณ์อินพุต (input device) เครื่องส่งช่องทางสื่อสาร (communication channel) หรือแชนเนล ซึ่งมักจะมีน้อยสามารถบวกรับและอุปกรณ์เอาต์พุต (output device)



รูปที่ 1.5 ระบบสื่อสารพื้นฐาน

1.5.1 อุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต

ความจริงอุปกรณ์อินพุตก็คือ อุปกรณ์ที่แปลงข่าวสารเป็นสัญญาณไฟฟ้า ส่วนอุปกรณ์เอาต์พุตก็คืออุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับมาเป็นข่าวสารมีชื่อเรียกแตกต่างกันออกไปแล้วแต่การใช้งาน เช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง อุปกรณ์อินพุตอาจเป็นไมโครโฟน และอุปกรณ์เอาต์พุตจะเป็นลำโพง สำหรับไมโครโฟนทำหน้าที่แปลงคลื่นเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และส่วนลำโพงทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับเป็นคลื่นเสียง

ในการทำงานเดียวกันในระบบแพร่ภาพทางโทรทัศน์ อุปกรณ์อินพุตก็คือกล้องถ่ายโทรทัศน์ซึ่งเปลี่ยนพลังงานแสง (จากภาพ) ไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ข่าวสารที่รับหรือส่งระหว่างกัน แบ่งออกไปเป็น 3 พวกใหญ่ ๆ คือ

1. เสียงหรือออดิโอ (audio) ได้แก่ เสียงพูดในระบบโทรศัพท์เสียงพูด เสียงเพลง หรือเสียงดนตรี ซึ่งต้องการคุณภาพเสียงดีในระบบวิทยุกระจายเสียง
2. ภาพ (picture) ได้แก่ ภาพนิ่งในระบบโทรสาร (facsimile) และระบบส่งภาพระยะไกล (telephoto) ภาพยนต์ในระบบโทรทัศน์
3. ข้อมูล (data) ส่วนใหญ่ส่งมาเป็นรหัสให้แก่เครื่องยนต์ เครื่องจักร เครื่องคอมพิวเตอร์ ฯลฯ ได้แก่ ข้อมูลและคำสั่งในระบบโทรมาตร ตัวอักษรในระบบโทรพิมพ์ หรือโทรเลข ข้อมูลคอมพิวเตอร์ในระบบสื่อสารคอมพิวเตอร์

1.5.2 เครื่องส่ง

เครื่องส่งทำหน้าที่รับสัญญาณไฟฟ้าจากอุปกรณ์อินพุต แล้วทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาหะความถี่สูง เครื่องส่งจะต้องมี แหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (เรียกว่า ออสซิลเลเตอร์) และส่วนใหญ่มักจะมีภาคขยายอีกเพื่อให้สัญญาณที่ส่งออกอากาศที่มีกำลังแรงทำให้สื่อสารกันได้ไกลขึ้น

1.5.3 ช่องทางสื่อสาร

ช่องทางสื่อสารในที่นี้ได้แก่ บรรยากาศ อวกาศว่าง (free space) หรือสาย ฯลฯ แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะระบบวิทยุเท่านั้น ช่องทางสื่อสารของระบบวิทยุอาศัยการแผ่คลื่นวิทยุออกไปโดยผ่านบรรยากาศซึ่งเป็นตัวกลาง (medium) ซึ่งคลื่นเดินทางจากเครื่องส่งผ่านไปยังเครื่องรับ

1.5.4 ความถี่และความยาวคลื่น

เรานิยมแบ่งคลื่นวิทยุออกเป็นย่านความถี่ต่าง ๆ โดยมีหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ (Hertz) และแบ่งคลื่นวิทยุตามความยาวคลื่น (wavelength : λ) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และความยาวคลื่นเป็นไปตามสูตร $V = F * \lambda$

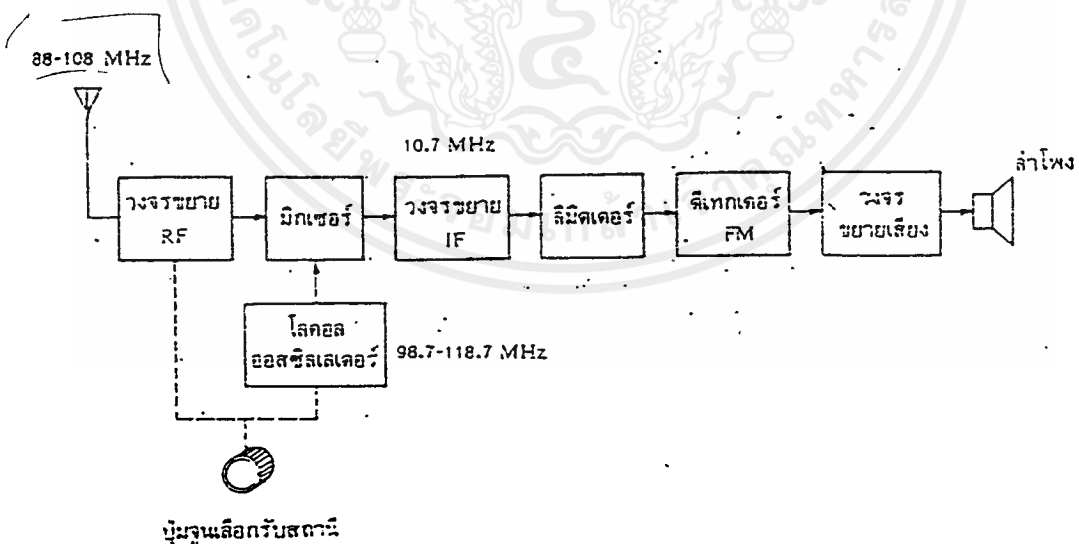
บทที่ 2

ส่วนประกอบของวงจรเครื่องรับระบบ FM

2.1 เครื่องรับ FM

แผนผังของเครื่องรับ FM มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับ AM มากจะแตกต่างกันก็แต่เฉพาะขบวนการตีเทกเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นอย่างน้อยปกติมักจะเพื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์

สมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ (บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนไดคอลลอสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อผ่านกรรมวิธีเฮตเทอโรไดน์ในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างความถี่จะปรากฏที่อินพุตของวงจรขยาย IF เท่ากับ $110.7 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์} - 100 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์} = 10.7 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์}$ สัญญาณที่ความถี่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป



รูปที่ 2.1 แผนผังของเครื่องรับ FM

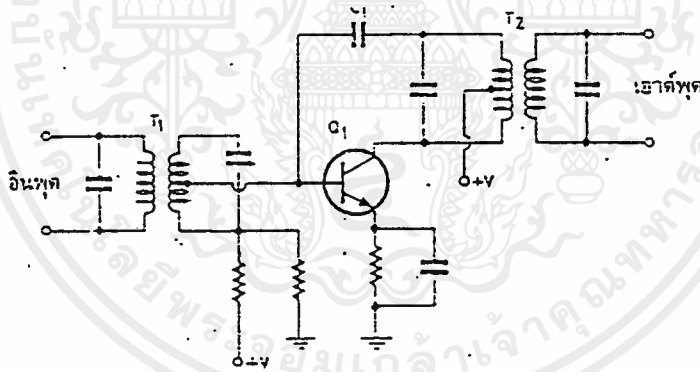
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพาหะ FM ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 เมกะเฮิร์ตซ์คงเดิม โดคอลลอสซิลเลเตอร์คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิร์ตซ์ด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยน แม้ว่าความถี่สัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 เมกะเฮิร์ตซ์เหลือ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

2.2 วงจรขยาย IF

วงจรขยาย IF ก็คือวงจรขยาย RF นั่นเอง แฉ่งจร IF ทำงานที่ความถี่คงที่ (ไม่ต้องปรับความถี่อีก) ดูตัวอย่างวงจรในรูปที่ 2.2 ความแตกต่างของวงจร IF กับ RF ในที่นี้อยู่ตรงที่ใช้หม้อแปลงดับเบิลจูน (double tune) มีวงจรเรโซแนนซ์ 2 ด้าน คือทางด้านไพรมารีและทางด้านเซคันดารี ช่วยให้มีความถี่เลือกที่ดี ตัวเก็บประจุ C_1 ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับเพื่อ สะเทินวงจรหรือหักล้าง (neutralize) มิให้เกิดการออสซิลเลชัน

เราสามารถออกแบบวงจรขยาย IF โดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (BPF) เพื่อให้มีความถี่เลือกที่ดีขึ้นแทนการใช้หม้อแปลงดับเบิลจูน เทคนิคอย่างนี้นิยมในเครื่องรับวิทยุสื่อสารเพราะสัญญาณที่รับมีแบนด์วิดท์แคบ



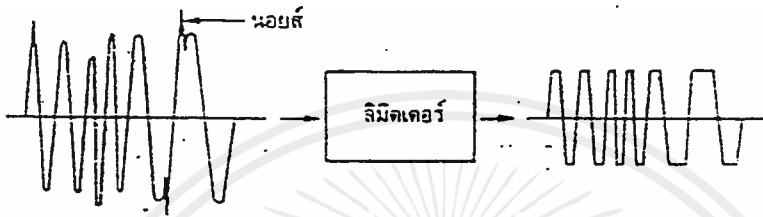
รูปที่ 2.2 วงจรขยาย IF

2.3 ลิมิเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีแอมพลิจูดแปรปรวนมาด้วย วงจรลิมิเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย (ดูรูปที่ 2.3) สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิมิเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือคัตออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนมามีแอมพลิจูดน้อย เอาต์พุตจากลิมิเตอร์จะมีแอมพลิจูดออกมาทางออกดีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุต ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์ที่นี้มีความสัมพันธ์กับค่า “quieting” ของภาคออกดีโอเอาต์พุต(ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สมมุติว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลตมีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุตของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 เดซิเบล การที่จะลดนอยส์ ให้ได้ก็คือขยายสัญญาณอินพุต (IF) ให้มาก ๆ พอที่จะขับให้วงจรลิmitsเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิmitsเตอร์



รูปที่ 2.3 วงจรลิmitsเตอร์จะจัดนอยส์และการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณ FM

2.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

ระบบ FM มีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ได้ สมมติว่า ใช้เครื่องรับ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อม ๆ กันที่มีความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมาอีกพื้นที่หนึ่ง มีอีกสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่และบางทีสัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับ FM จะได้รับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกว่าจะถูกกำจัดออกไปทำนองเดียวกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับสัญญาณจากทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

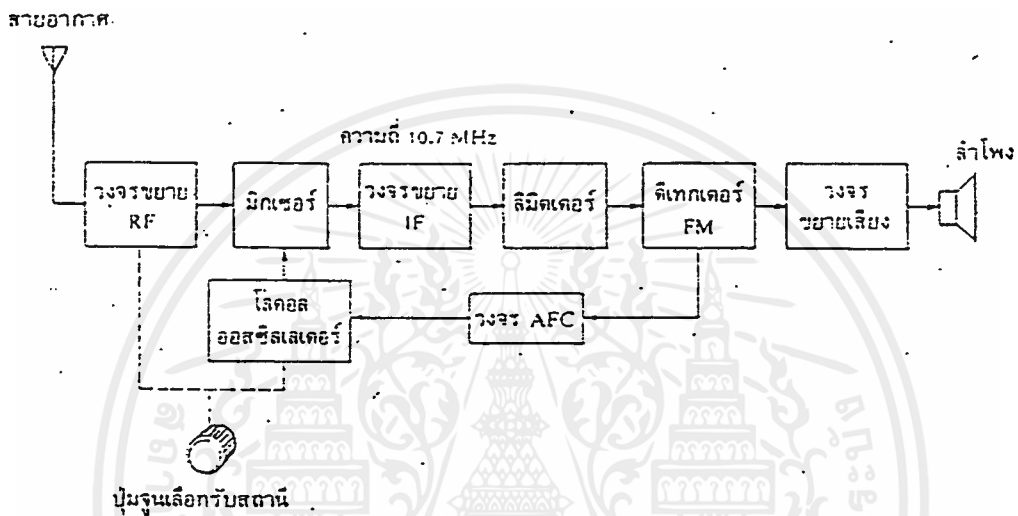
2.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88-108 เมกะเฮิร์ตซ์ ความถี่ของวงจร

โลกออกออสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสียงเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในคอนติมอด เช่น สมมติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ความถี่เกิดเปลี่ยนไป (drift) 0.1 เปอร์เซนต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 กิโลเฮิร์ตซ์ สัญญาณ FM จะตกเลนนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ก็คือใช้แรงบังคับความถี่อย่างไรก็ตามการใช้แรงบังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแรงแบบจับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ (สื่อสาร) เราใช้แร่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มากสำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโกลดออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)



รูปที่ 2.5.1 วิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

หลักการของ AFC ก็คือให้วาร์เกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรเทจค์ของโกลดออสซิลเลเตอร์ ค่าความจุของวาร์เกเตอร์จะควบคุมโดยการไบแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนี้ค่อมาจากเอาต์พุตของวงจรดิสคริมีเนเตอร์ เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถูกต้อง เอาต์พุตจากดิสคริมีเนเตอร์จะเป็นศูนย์

เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่ามากหรือน้อย

อย่างไรก็ตามเอาต์พุตจากวงจรดิสคริมีเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เพื่อให้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำใกล้เคียง DC มาป้อนให้วาร์เกเตอร์

บทที่ 3

ระบบ FM สเตอริโอ

3.1 เครื่องรับสเตอริโอ

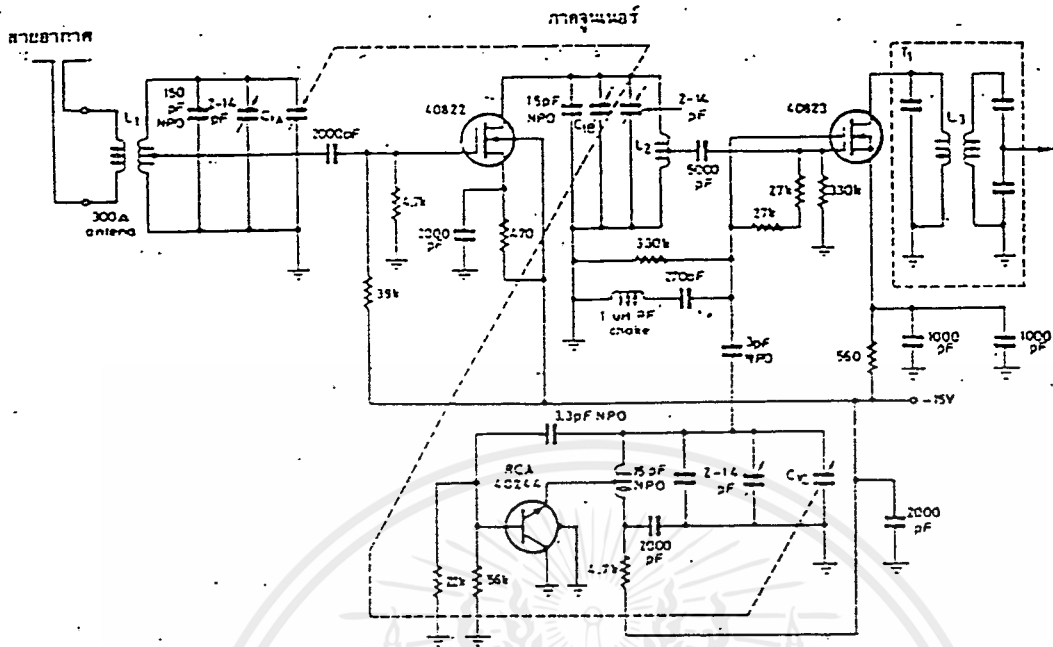
เครื่องรับสเตอริโอประกอบด้วยจูนเนอร์ FM และวงจรมอดูเลเตอร์ เพื่อใช้ในการ คิมอดสัญญาณมัลติเพล็กซ์ สัญญาณดังกล่าวจะถูกกรองแยกเอาแต่ละส่วนออกมาโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิด โลพาต ซึ่งจะให้ความถี่ต่ำผ่านและกรองเอาสัญญาณ $(L + R)$ ในย่าน 50 เฮิรตซ์ ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์ถึง 15 กิโลเฮิรตซ์ และใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาสเพื่อกรองสัญญาณ DSB ของสัญญาณ $(L - R)$ ในย่านความถี่ 23 ถึง 53 กิโลเฮิรตซ์ ส่วนสัญญาณพาหะไฟล็ค 19 กิโลเฮิรตซ์ จะกรองโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส 19 กิโลเฮิรตซ์

สัญญาณไฟล็ค 19 กิโลเฮิรตซ์ จะผ่านการคูณ 2 กลายเป็นพาหะรอง 38 กิโลเฮิรตซ์ ที่มีทั้งความถี่ และเฟสสอดคล้องกับพาหะรองที่เครื่องส่ง หลังจากนั้นพาหะรองจะถูกคิมอดได้สัญญาณ $(L - R)$ ออกมา สัญญาณ $(L + R)$ และ $(L - R)$ ที่ได้จากวิธีการข้างต้น จะนำไปผสมกันที่วงจรเมตริกซ์ (matrix) เพื่อบวก ลบสัญญาณให้เกิดเป็นสัญญาณเสียงแชนเนลซ้าย (L) และแชนเนลขวา (R) เพื่อแยกเสียงออกยังลำโพง แต่ละข้าง

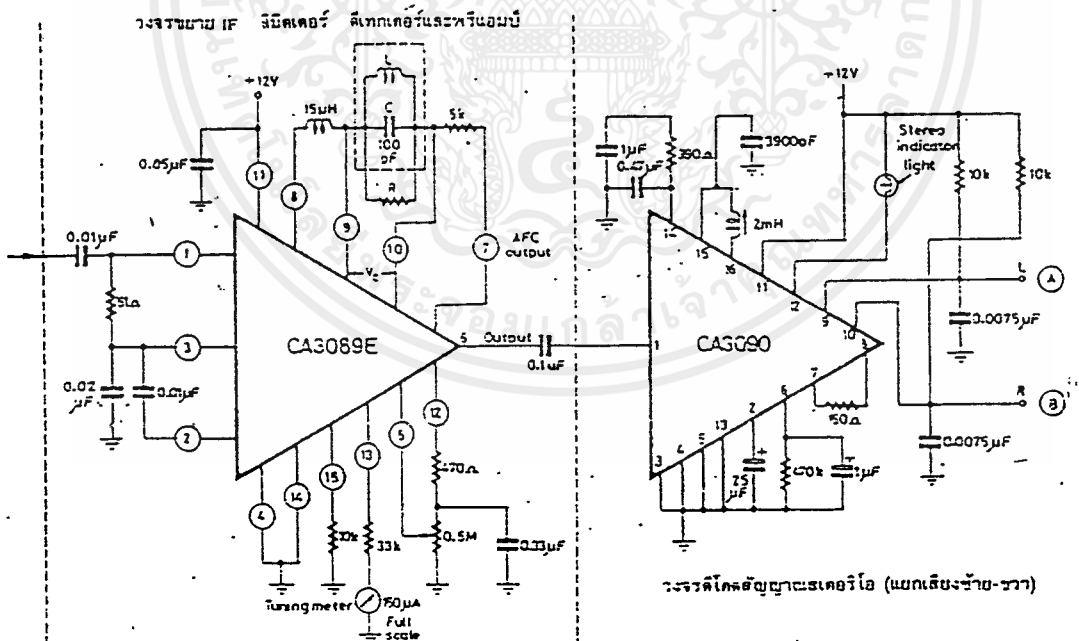
รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรมัลติเพล็กซ์อย่างง่าย จะเห็นว่าเอาต์พุตจากมอดูเลเตอร์ FM จะแยกเป็น 2 ทาง ทางหนึ่งคือสัญญาณ $(L + R)$ ผ่านฟิลเตอร์ชนิดโลพาต L1C1 เป็นแรงดันคร่อม R1 และอีกทางหนึ่ง คือสัญญาณ $(L - R)$ ซึ่งเป็น DSB ความถี่ 38 กิโลเฮิรตซ์ จะเข้าสู่จุดกลางของไดโอด D1 D2 ทำการตีเทก เป็นสัญญาณเสียง $(L - R)$ เกิดแรงดันคร่อม R2 และ R3 เนื่องจากการต่อไดโอดเป็นไปในลักษณะที่ทำให้ แรงดันคร่อม R1 และ R3 เทียบกับจุด A มีเฟสตรงข้ามกัน

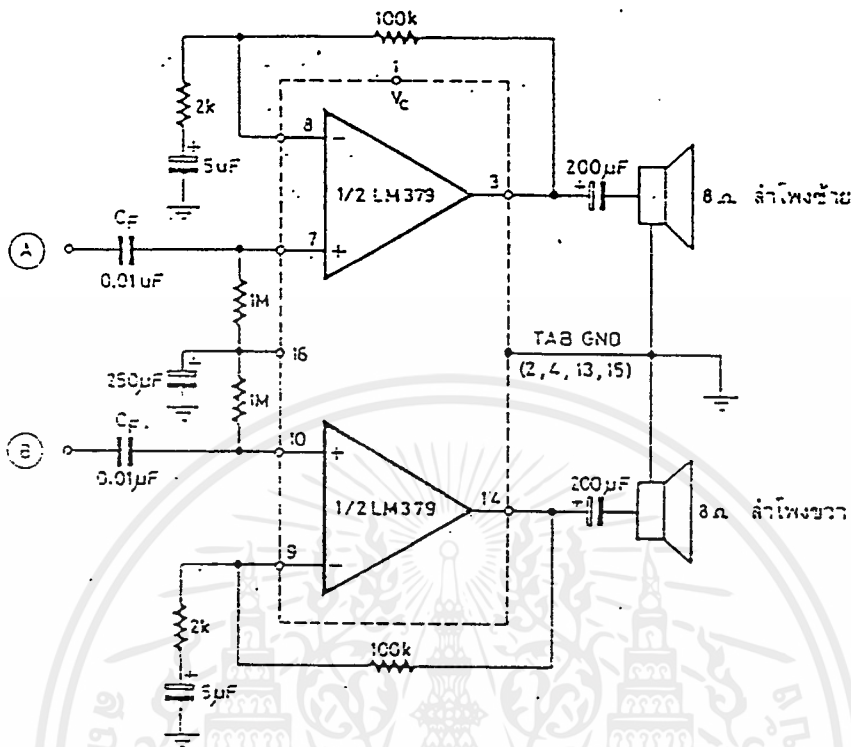
ฉะนั้นแชนเนลซ้ายจะเกิดเป็นแรงดัน $+(L - R)$ คร่อม R2 รวมกับแรงดัน $(L + R)$ คร่อม R1 ได้ สัญญาณแชนเนลซ้าย หรือ $+(L - R) + (L + R) = 2L$ ในทำนองเดียวกันแชนเนลขวาจะได้ผลรวมแรงดัน $-(L - R)$ คร่อม R3 และแรงดัน $(L + R)$ คร่อม R1 กลายเป็นสัญญาณแชนเนลขวาหรือ $-(L - R) + (L + R) = -L + R + L + R = 2R$ สัญญาณแชนเนลซ้ายกับขวาวจะผ่านการขยายไปสู่ลำโพงข้างซ้ายและ ขวาแยกเสียงให้เป็นสเตอริโอ

ในปัจจุบันเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงนิยมใช้ MOSFET ในวงจรขยาย RF และมิกเซอร์โดยที่
 ไลคอลลอสซิลเลเตอร์ยังคงเป็นทรานซิสเตอร์อยู่ จากรูปที่ 3.3 สัญญาณ FM ผ่านสายอากาศเข้ามาที่วงจร
 อนุ L1 กับ C1A ไปยังเกตของ MOSFET 40822 ซึ่งเป็นวงจรขยาย RF แล้วเข้าไปผสมกับสัญญาณ
 ออสซิลเลเตอร์ ส่วนทรานซิสเตอร์ RCA 40823 ซึ่งเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดฮาร์ดเลย์ ตั้งเกตว่าสัญญาณ
 FM จะป้อนเข้าที่เกตล่างของมิกเซอร์ MOSFET 40823 ส่วนสัญญาณออสซิลเลเตอร์ป้อนเข้าที่เกตบน
 วงจรอนุทั้ง 3 วงจรจะอนุร่วมกันโดย C1 จะอนุทั้งวงจรขยาย RF ด้านอินพุตและเอาต์พุตกับวงจร



(ก) ภาคขยาย RF มิกเซอร์ ออสซิลเลเตอร์





(ค) วงจรขยายเสียงข้างซ้ายและขวา

รูปที่ 3.3 (ต่อ)

ออสซิลเลเตอร์ไปพร้อม ๆ กัน ถ้าช่วงความถี่ FM ที่จับได้เป็น 88 ถึง 108 เมกะเฮิร์ตซ์ ออสซิลเลเตอร์จะต้องจับได้ในช่วง 98.7 ถึง 118.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อให้ผสมกันให้ได้สัญญาณ IF เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เครื่องรับที่ใช้วงจรส่วนหน้าเป็นมอสเฟตซึ่งมีคุณสมบัติในการกำจัดสัญญาณแปลกปลอมดีกว่าทรานซิสเตอร์

เอาต์พุตจากวงจรส่วนหน้าจะป้อนผ่านหม้อแปลง T1 เข้าไอซีภาค IF เบอร์ CA 3089 ซึ่งมีวงจรขยาย IF 3 สเตจพร้อมทั้งวงจรลิมิตเตอร์ วงจรคิมอดและพรีแอมป์ นอกจากนี้ยังมีเอาต์พุตต่อไปวัดระดับความแรงของสัญญาณหรือส่งไปควบคุมวงจร AFC สัญญาณเอาต์พุตจากภาค IF นี้จะประกอบด้วยสัญญาณ (L + R) ในย่านความถี่ 30 ถึง 15000 เฮิร์ตซ์ รวมทั้งสัญญาณไฟลื้อด 19 กิโลเฮิร์ตซ์ และสัญญาณของ (L + R) ในย่านความถี่ 30 ถึง 15000 เฮิร์ตซ์ รวมทั้งสัญญาณไฟลื้อด 19 กิโลเฮิร์ตซ์ และสัญญาณของ (L - R) ย่านความถี่ 23 ถึง 53 กิโลเฮิร์ตซ์

สัญญาณมัลติเพล็กซ์จากไอซีเบอร์ CA 3089 จะป้อนไปยังภาคสเตอริโอไดโคเดอร์ ซึ่งเป็นไอซีเบอร์ CA 3090 เอาต์พุตจะได้เป็นสัญญาณ L และ R ป้อนไปยังวงจรขยายเสียงซึ่งเป็นไอซีเบอร์ LM 379 แยกเป็น 2 ทาง คือ ซ้าย (L) และขวา (R) ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แทบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่า สังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่ทำให้วงจรเครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีไม่ควบคุมต่าง ๆ มากขึ้น เนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น สามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มาก จึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางขายการสื่อสาร

ความจริงหลักการสังเคราะห์ความถี่ได้คิดค้นกันมาตั้งแต่ปี พ.ศ. 2475 แล้ว และได้พัฒนามาโดยลำดับ แต่เริ่มแพร่หลายกันจริง ๆ ก็เมื่อประมาณปี พ.ศ. 2513 เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตไอซีช่วยให้การออกแบบใช้งานมีความสะดวกสบายมากกว่าแต่ก่อน

วงการแรกที่น่าระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ก็คือ วงการทหาร (military) และกิจการเดินอากาศ (aviation) แล้วจึงค่อย ๆ นำมาใช้ในวงการเครื่องวิทยุสื่อสารทั่วไปตามลำดับ

วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนแตกต่างกันซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (frequency range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (step size หรือ resolution) ในที่นี้จะขออธิบายเฉพาะการสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในเครื่องรับส่งวิทยุทั่วไป

4.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือวงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด (คือสั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือกดปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมตั้งงานด้วยคอมพิวเตอร์

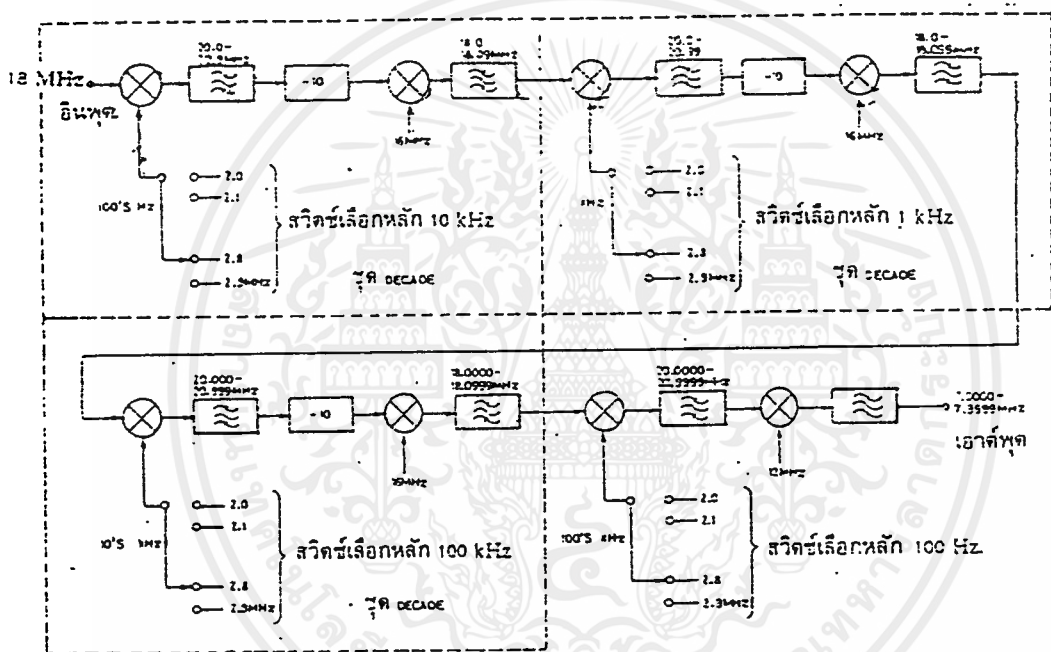
ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งาน และความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ทีละขั้น เรียกว่า เรโซลูชัน (resolution)

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด

2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกกลูป (phase locked loop เรียกย่อว่า PLL) รูปที่ 4.1 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง ในที่นี้เราต้องการให้เอาต์พุตมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 เมกะเฮิร์ตซ์ และเรโซลูชัน 100 เฮิร์ตซ์ นั่นคือเราต้องสามารถตั้งความถี่ได้ดังนี้ คือ 7.0000, 7.0001, 7.0002, ขึ้นไปจนถึง 7.9999 เมกะเฮิร์ตซ์ สังเกตได้ว่าเราใช้ความถี่หลัก 10 ความถี่คือ 2.0, 2.1 ถึง 2.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลักดังกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 เฮิร์ตซ์ และ พาหะ 2 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นว่ามี 4 ตัว ตัวหนึ่งเลือกความถี่ขั้นละ 100 เฮิร์ตซ์ ตัวถัดไปเลือกขั้นละ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ต่อไป 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ต่อไป 10 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 ตัวอย่างวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

นอกจากความถี่ 10 ความถี่ดังกล่าวแล้ว เราต้องอาศัยการผสมกับความถี่อื่นอีกด้วย จากรูปเราใช้ความถี่ 18 เมกะเฮิร์ตซ์ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้งสิบความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเคาน์เตอร์เพื่อผสมกับความถี่ 16 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 เมกะเฮิร์ตซ์ตามเดิม สังเกตว่าเอาต์พุตจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.00, 18.01 ถึง 18.09 เมกะเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตจากชุดแรกนี้ เมื่อป้อนเข้าสู่ชุดต่อไปก็จะเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00 ถึง 18.09 เมกะเฮิร์ตซ์ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิร์ตซ์อีก ซึ่งเราเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการปิดสวิตช์ จากนั้นก็ผ่านการเอกลำนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



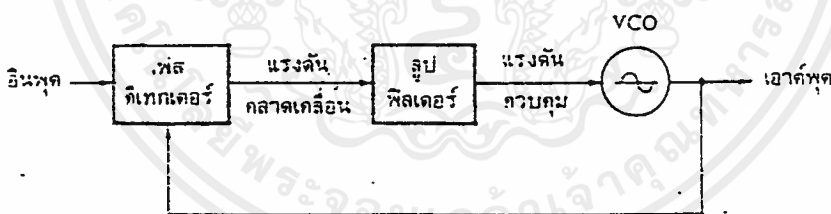
กรองและหารสิบแล้วผสมกับสัญญาณ 16 เมกะเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตของชุดที่สอง (จุด A ก็จะได้ความถี่ได้ระหว่าง 18.000, 18.0001, ... ถึง 18.0999 เมกะเฮิร์ตซ์ ในชุดสุดท้ายเราทำแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิร์ตซ์แล้ว เราก็นำไปผ่านการกรองเอาแต่เฉพาะสัญญาณระหว่าง 20 ถึง 20.9999 เมกะเฮิร์ตซ์ และผสมกับสัญญาณ 13 เมกะเฮิร์ตซ์ ก็จะได้เอาต์พุตเป็น 7.0000 ถึง 7.9999 เมกะเฮิร์ตซ์ตามต้องการ

จะสังเกตได้ว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่จะซ้ำ ๆ กันอย่างไรก็ดีวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยเป็นที่นิยมนัก เพราะความสิ้นเปลืองแร่ และต้องใช้อุปกรณ์ผสมคลื่นหลาย ๆ ครั้ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกกลุ่บนั้นเราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ได้โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดัน ไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

4.2 เฟสล็อกกลู

เฟสล็อกกลูเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไป ความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกกลูประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์, ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค VCO ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนผังของเฟสล็อกกลู

สมมติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบเข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาส กรองเอาแต่เฉพาะไฟกระชากตรง เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสถานะล็อก ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างกันไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ ในกรณีที่ไม่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่น ๆ 039130 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่ภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกไปใช้สังเคราะห์(หรือผลิต)ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก VCO) ให้มีความถี่ที่ต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกยังมีประโยชน์อีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

4.3 การใช้เฟสล็อกในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาถึงลงไปแล้วจะพบว่าเฟสล็อกเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 4.3 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามต้องการได้ ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์ หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูป - ฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ค่าไปใช้

แผนผังในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_o/N และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_R เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ F_o/N กับ F_R ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ค่าเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO เมื่อวงจรผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิง (F_R) นั่นคือ

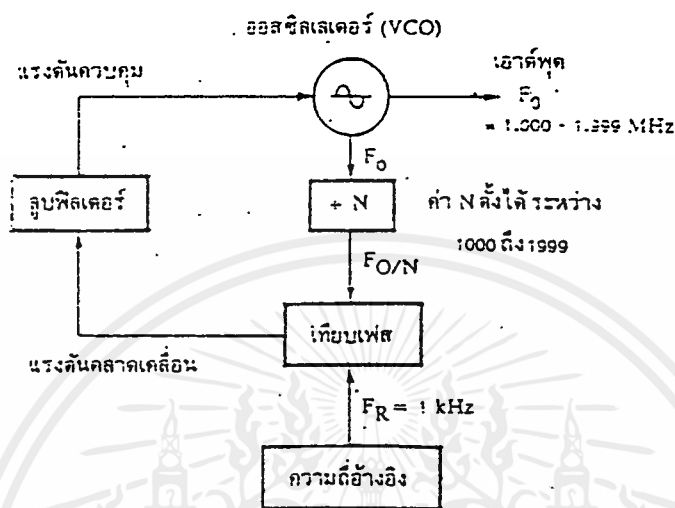
$$F = N * F_R$$

$$(\text{คำนวณจาก } F_o/N = F_R \text{ ที่วงจรเทียบเฟส})$$

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่า $F_R = 1$

กิโลเฮิรตซ์ $N = 1000$ จะได้ $F_o = 1$ เมกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มขึ้นทีละ 1 เป็น 1001, 1002, 1003

ค่า F_o จะเพิ่มขึ้นทีละ 1 กิโลเฮิรตซ์ได้ไปเรื่อย ๆ เป็น 1.001, 1.002, 1.003 เมกะเฮิรตซ์ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

ขอให้สังเกตว่าเฟสล็อกูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

4.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ

ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาล เครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องในงานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวก สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แรงบังคับความถี่นั้น หากเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แร่เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนั้น เมื่อเปลี่ยนความถี่ก็จะเป็นแร่ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

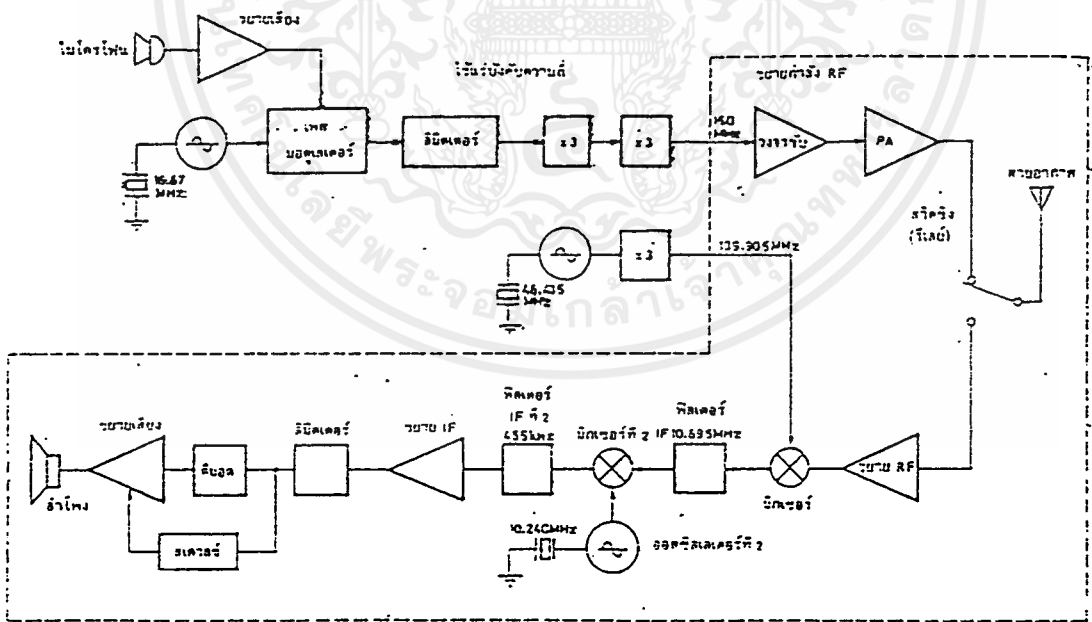
นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิทัลเข้ามาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่าง ๆ เพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย ตัวอย่าง เช่น มีหน่วยจำความถี่ (memory) สามารถสแกน (scan) ความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (keypad) เพื่อโปรแกรมทำงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยแสดงผล (display) แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้ LCD หรือ LED การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (optical encoder) ร่วมกับสวิตช์ เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็ใช้สวิตช์ธัมวีล (thumb wheel) ธรรมดา

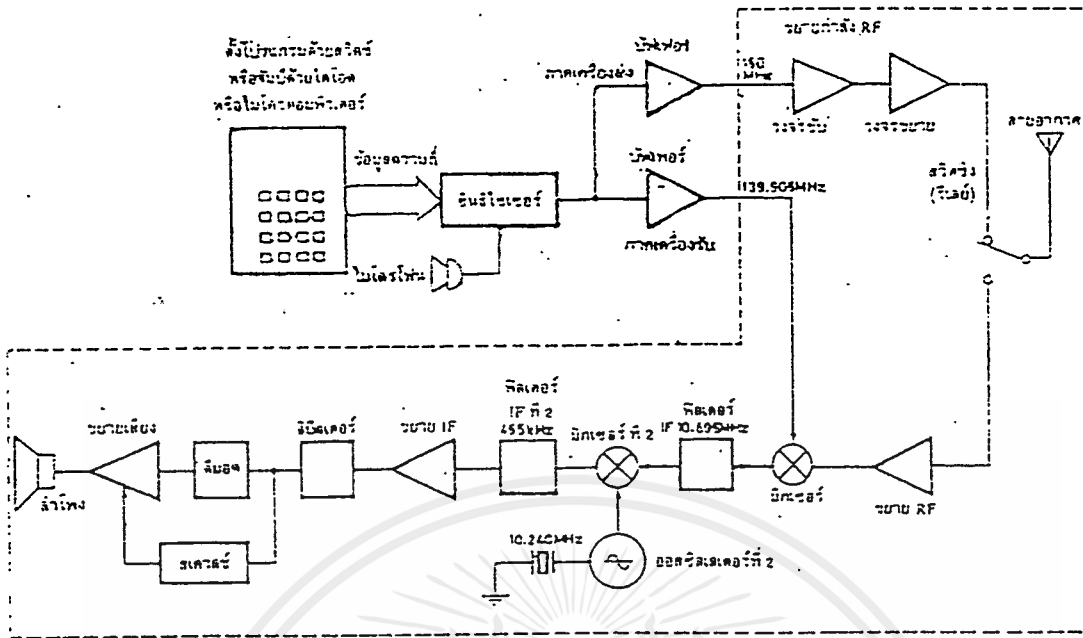
การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น ROM, EPROM, RAM หรืออุปกรณ์อื่น ๆ แทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุ VHF/FM ชนิดใช้แรงบังคับความถี่ กับชนิดที่ใช้การสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าทั้ง 2 ชนิดแตกต่างกันตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่ นั่นคือหน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถรับคำสั่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก ขอให้สังเกตว่าในสถานะส่งในรูปที่ 4.4 (ก) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายสุดท้าย(ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกันคือ 150 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.4 (ก) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แรงบังคับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 (ข) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบส่งเคราะห์ความถี่

และในสภาวะรับดังรูปที่ 4.4 (ข) ก็เช่นเดียวกัน สัญญาณป้อนหรืออินเจกชัน (injection) เข้าที่ มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นความถี่เดียวกันคือ 139.905 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อให้เกิด IF เหมือนกัน นอกจากนี้การ มอดูเลตสัญญาณ FM (ในกรณีระบบส่งเคราะห์ความถี่) ก็สามารถกระทำที่วงจร VCO ของภาคส่งเคราะห์ ความถี่ได้เลย

4.5 คุณสมบัติของวงจรถังเคราะห์ความถี่

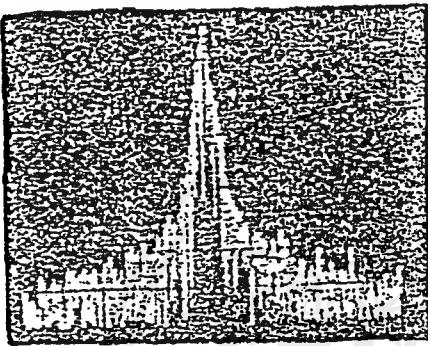
นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่(frequency range) ที่ต้องผลิต และเรโซลูชั่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เรากำลังเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกอย่างหนึ่งคือถือความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาถือ (lock-up time) ต่ำ คุณสมบัติการถือความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนี้มีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสถานะส่ง (รับ) มาเป็นสถานะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

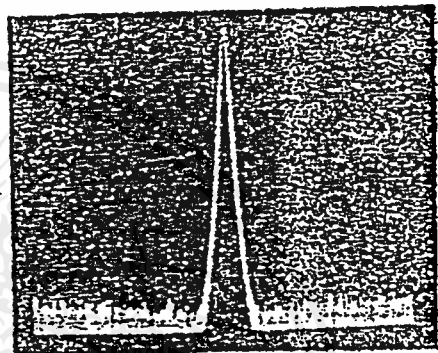
วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้บนยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้ เรียกว่า เฟส นอยส์ (phase noise)

ความเที่ยงตรง (accuracy) และ เสถียรภาพ (stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังก์กับความถี่
ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตัล
ออสซิลเลเตอร์



(ก) เอาต์พุตมีเฟส นอยส์



(ข) เอาต์พุตที่บริสุทธิ์

รูปที่ 4.5 เฟส นอยส์ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้เคียงกับความถี่เอาต์พุต

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์) ค่อนข้างมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชันละเอียดถึง 100 เฮิร์ตซ์ เป็นอย่างน้อย บางเครื่องทำให้ละเอียดถึง 10 เฮิร์ตซ์

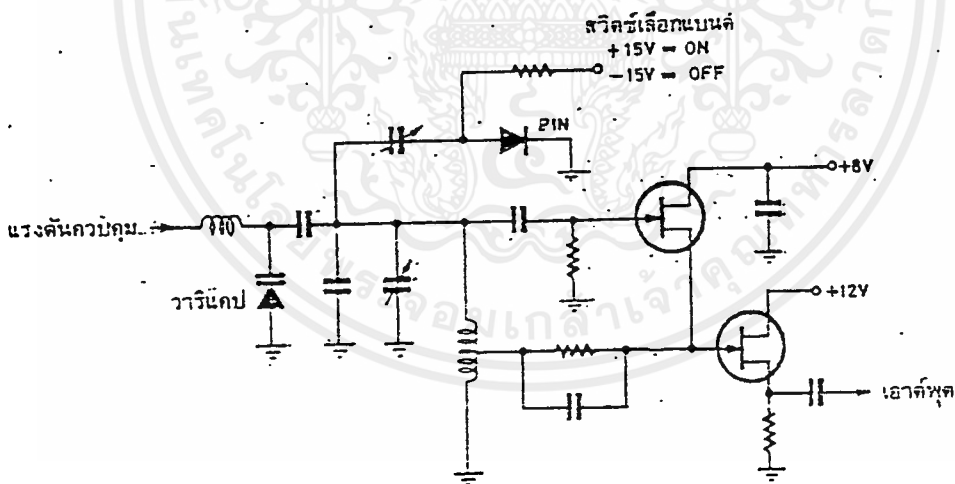
นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่อนข้างกว้างมาก วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้าง ๆ และมีเรโซลูชันละเอียดเช่นนี้ จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัติที่ดียิ่ง และช่วงเวลาถือสั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน 2 เท่าเราต้องใช้ วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการถือความถี่ฮาร์โมนิก และเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่ดีสำหรับช่วงเวลาที่ถือรวดเร็ว นั้น เราทำได้โดยใช้ลูบซ้อนกันหลายลูบ (multiple loop)

4.6 วงจรต่าง ๆ ในเฟสล็อกคัล

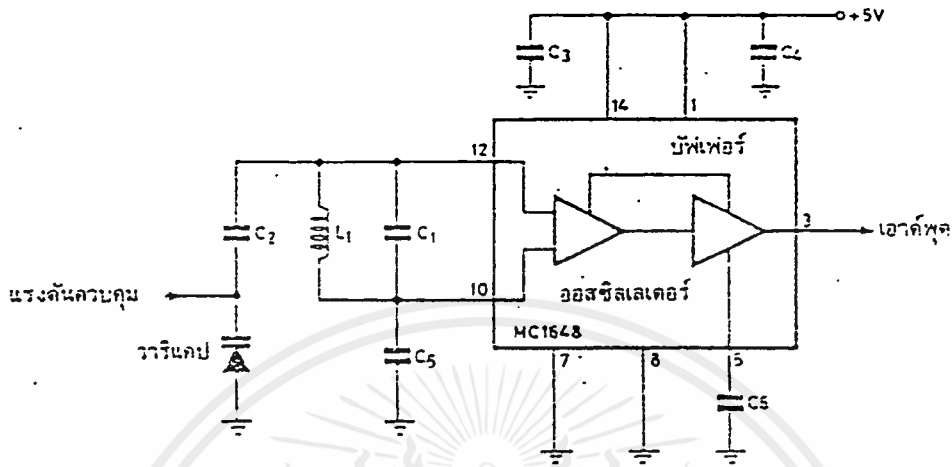
วงจรสำคัญที่กำเนิดความถี่เอาต์พุตก็คือ วงจร VCO โดยทั่วไปเป็นวงจรรอสซิงเลเตอร์ที่ใช้วาร์แคปหรือวาร์แคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจร คุณสมบัติที่สำคัญของ VCO ที่ต้องคำนึงถึงก็คือเฟสลอยซึ่งเกิดจากนอยส์ในตัววาร์แคป ค่า Q เลื่อนไหลของวงจร (drift) และคุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอคทีฟไม่คงที่

วงจร VCO นิยมใช้ FET เนื่องจากมีนอยส์ต่ำและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูง แต่บางครั้งอาจใช้ไอซี เช่น เบอร์ MC 1648 ซึ่งเป็นวงจรรอสซิงเลเตอร์แบบ ECL โดยจะให้เอาต์พุตประมาณ 900 มิลลิโวลต์ ซึ่งเพียงพอสำหรับเป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัติของนอยส์ของวงจรรอสซิงเลเตอร์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ FET ไม่ได้

สังเกตว่าความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแกวาร์แคปในวงจร ถ้าแรงดันที่ไบแอสแกวาร์แคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่ VCO จะมีความถี่สูงขึ้น แต่ก็มีบางวงจรที่ทำให้ความถี่ VCO ลดลง แต่เป็นส่วนน้อย (เช่นในกรณีที่ใช้วงจรขยายอินเวอร์เตอร์มาขยายแรงดันควบคุมก่อน)



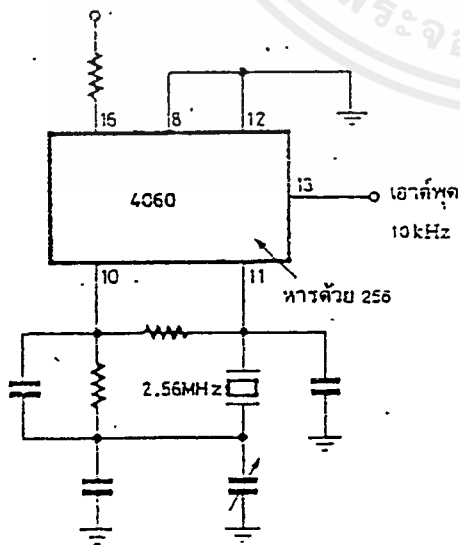
รูปที่ 4.6.1 วงจร VCO แบบใช้ FET



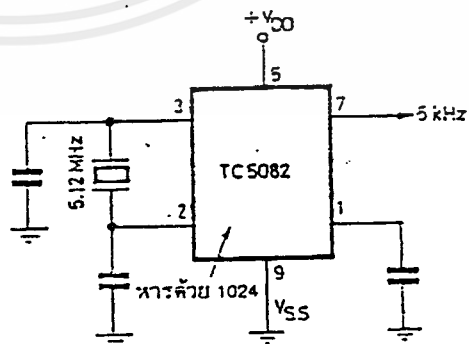
รูปที่ 4.6.2 วงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรล่าเบอร์ MC 1648

ในวงจรรูป 4.6.2 จะเห็นว่าเราใช้ไดโอด PIN ในการสวิตช์เลือกแบนด์เพื่อเพิ่มความจุไฟฟ้าให้วงจร VCO สามารถทำงานในย่านความถี่กว้างขึ้นได้

ภาคความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้แร่ความถี่ค่าตายตัว ส่วนใหญ่เป็นไอซี ดูตัวอย่างในรูปที่ 4.6.3 (ก) แสดงตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้แร่ความถี่ 2.56 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารออกมาเป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ ทั้งวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรหารความถี่จะอยู่ภายในตัว ไอซีทั้งหมดมีแต่เฉพาะ R และ C เท่านั้นที่ต่อภายนอก ส่วนรูปที่ 4.6.3 (ข) เป็นไอซีที่ใช้งานแบบเดียวกัน



(ก) วงจรออสซิลเลเตอร์อ้างอิงใช้ CMOS



(ข) ตัวอย่าง IC ที่ใช้กำเนิดความถี่อ้างอิง

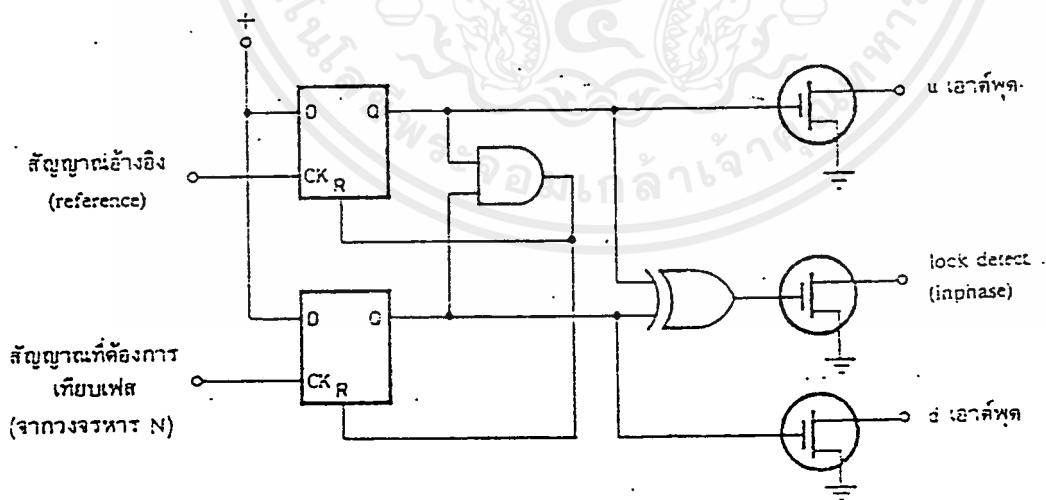
เบอร์ 4060

เบอร์ TC 5082 P

ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดเรโซลูชันและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดีจึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพดีด้วย

ภาคเทียมนเฟสส่วนใหญ่จะเป็นแบบดิจิทัล ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จาก VCO (หลังจากหาร N) เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์ที่มีวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) เปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 4.6.4 ซึ่งแสดงไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรถัดเทกเตอร์เฟส วงจรนี้ประกอบด้วยเกต exclusive OR, D-flipflop ฯลฯ ปกติจะมีเอาต์พุตพิเศษแสดงสถานะล็อกด้วย สถานะล็อกในที่นี้หมายถึงสถานะที่ความถี่หรือเฟสของสัญญาณจาก VCO (หาร N) กับสัญญาณอ้างอิงตรงกันพอดีล็อกเอาต์พุตนี้มีความสำคัญมาก เพราะจำเป็นต้องใช้หยุดการทำงานภาคเครื่องส่ง (ของเครื่องรับส่งวิทยุ) ในกรณีที่มีความถี่ไม่ล็อก

วงจรถัดเทกเตอร์เฟสที่ความถี่จริงแล้วจะเรียกว่า เทียบเฟสหรือเทียบความถี่ก็ได้ เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ขึ้นอยู่กับผลต่างเฟสหรือความถี่ของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้จากเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นพัลส์ ซึ่งมีส่วนผสมของไฟ DC ปนอยู่ ส่วนที่เป็นไฟ DC นี้จะนำไปใช้ควบคุมความถี่ของ VCO ไม่ว่าความถี่ของ VCO จะห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่าใด ช่วงความถี่ที่วงจรถัดเทกเตอร์สามารถแก้ไขได้เรียกว่า capture range

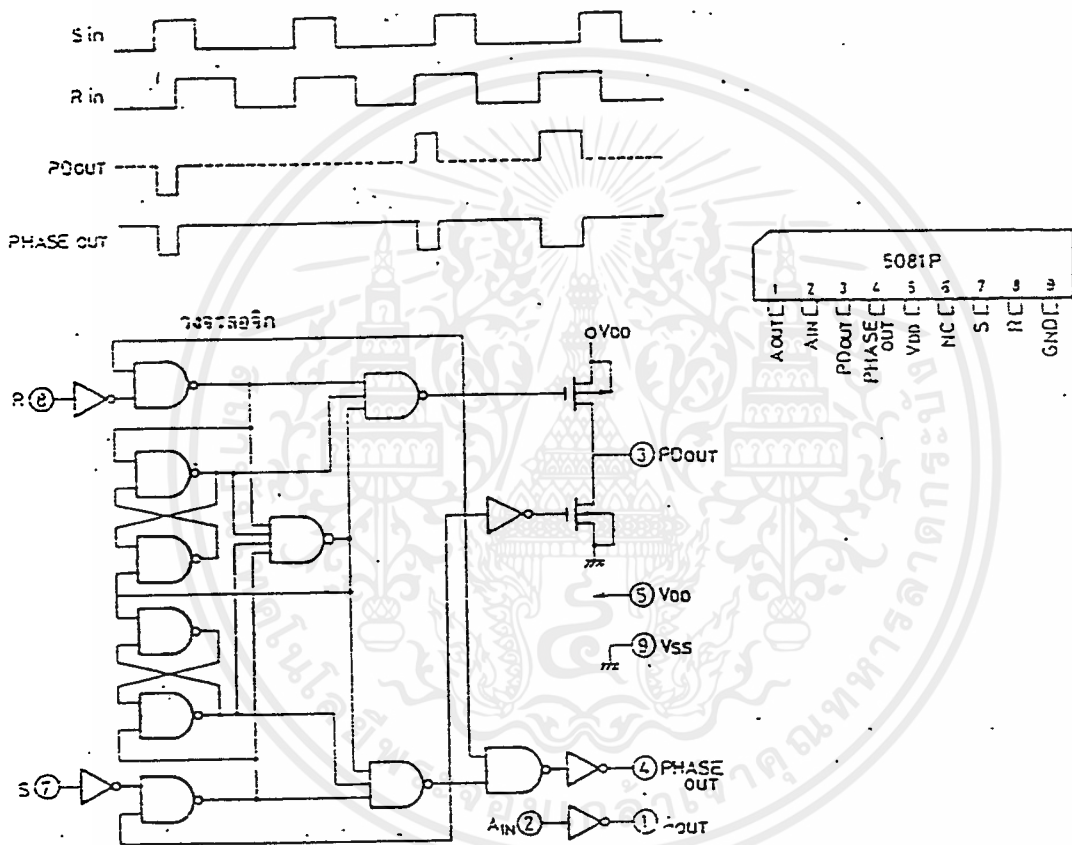


รูปที่ 4.6.4 ภาคเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC ของ Plessey เบอร์ NT 8811

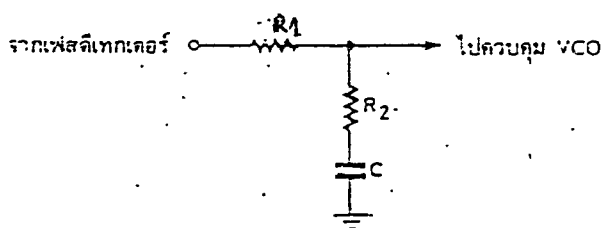
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างวงจรเฟสดีเทกเตอร์อีกแบบหนึ่งดังรูปที่ 4.6.5 ซึ่งมีหลักการคล้ายกับรูปที่ 4.6.4 แต่ซับซ้อนกว่า สังเกตว่ามีวงจรขยายอินเวอร์เตอร์อยู่ด้วย ซึ่งเป็นวงจรขยายอนเนกประสงค์ เพื่อประโยชน์ในการกลับขั้วแรงดันควบคุมของ VCO ให้อัตราขยายมีความแรงขึ้น หรือใช้ในการควบคุมอื่นๆ

ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโทพาสธรรมชาติ ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ (มีแต่ R กับ C หรืออาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอคทีฟก็ได้) รูปที่ 4.6.6 ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อน



รูปที่ 4.6.5 เฟสดีเทกเตอร์แบบ IC อีกแบบหนึ่งของ Toshiba เบอร์ 5081

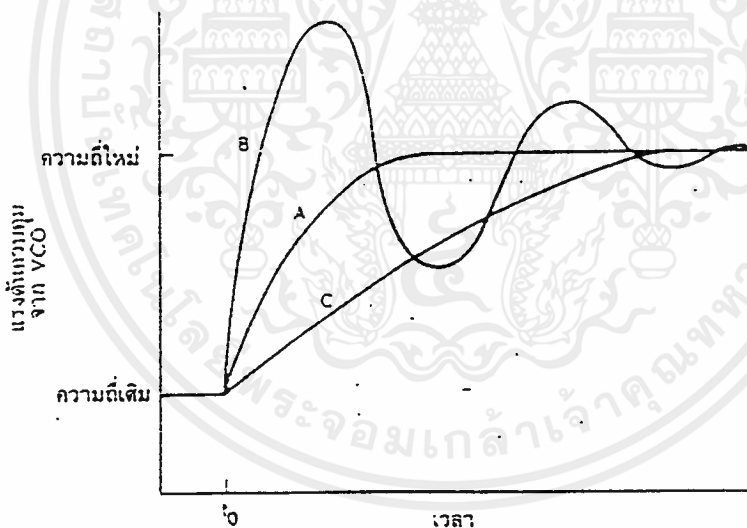


รูปที่ 4.6.6 ตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้าสู่สภาวะถ้อยที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วครู่ (transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (loop gain) และค่าคงตัวเวลาของลูป (loop time constant) ไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ถ้อยและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา ดังนั้นค่าคงตัวเวลาของลูปฟีดเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อก - ลูปจะล็อกได้เร็ว โดยไม่มีการสะบัด (overshoot) หรือใช้เวลาเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็วกว่า แต่ค่าคงตัวเวลาที่ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง (jitter) รูปที่ 4.6.7 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทาง underdamped มีการสะบัดหรือออสซิลเลต เนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทาง overdamped ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า

เส้นทาง A เป็นเส้นทางการเปลี่ยนความถี่ที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวเวลาของวงจรลูปฟีดเตอร์เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต



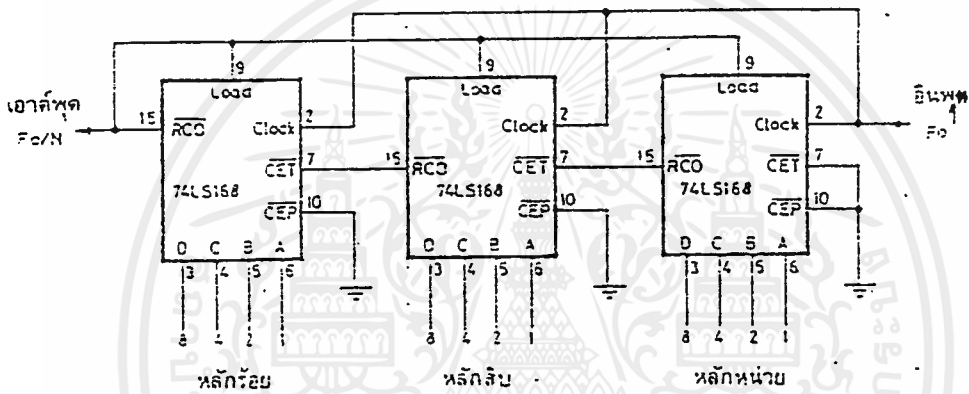
รูปที่ 4.6.7 คุณสมบัติ (dynamic characteristics) ในการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกลูป

ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่ นั่นคือภาคหาร N เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากที่สุดวงจรหาร N เกิดการวงจรนับฐานสิบ (decade counter) หลาย ๆ ชุดต่อมารวมกับเกตต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้

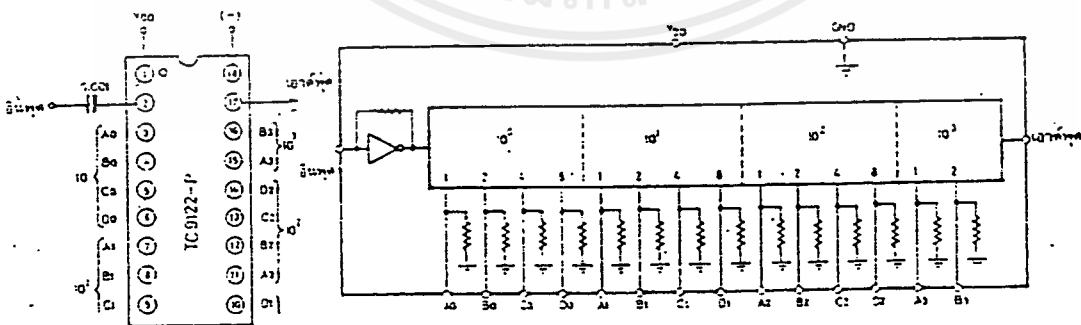
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรหาร N นี้เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่ ในวงจรรูปที่ แสดงวงจรหารชนิดที่ใช้ไอซีตระกูล TTL ส่วนในรูปที่ 4.6.9 เป็นวงจรหาร N ดำเนินรูปในไอซีตัวเดียว สังเกตว่าลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N เป็นแบบขนาน กล่าวคือข้อมูลแต่ละบิตจะป้อนเข้าพร้อมๆ กัน

วงจรหาร N บางชนิดใช้วิธีป้อนข้อมูล N เป็นแบบอนุกรม (serial) วงจรหารประเภทนี้มีความซับซ้อนเพราะต้องมีสัญญาณนาฬิกา (clock) มีวงจรแลตช์ (latch) ฯลฯ ในการป้อนข้อมูล วงจรหาร N ประเภทนี้จะควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4.6.8 ตัวอย่าง programmable divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL



รูปที่ 4.6.9 ตัวอย่างวงจรหาร N ชนิดความเร็วสูง เป็น IC ตัวเดียวเบอร์ Toshiba TC 9122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรหารที่ตั้งโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์ ได้ ฉะนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร N ลงเพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่าง ๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ ใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษมา믹ซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร อีกวิธีหนึ่งก็คือใช้วิธีฟรีสเกลแบบสองโมดูลีตหารล่วงหน้าโดยใช้ตัวหาร 2 ค่า

4.7 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิง

วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิงนี้ แตกต่างจากเฟสล็อกลูปหาร N แบบที่กล่าวมาแล้ว ตรงที่เอาต์พุต VCO ผ่านการผสมหรือมิกซ์กับสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ก่อนจะป้อนให้วงจรหาร N แสดงบนแผนผังของระบบสังเคราะห์ความถี่ของเครื่องรับส่งวิทยุระยะย่าน 2 เมตร ความถี่ของ VCO ในสภาวะรับกับสภาวะส่งจะไม่เท่ากัน (เพราะเลื่อนความถี่ให้ห่างกันเท่ากับ IF)

VCO จะทำงานในย่านความถี่ 72 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วทวีคูณ 2 เท่าทั้งสภาวะส่งเป็นความถี่ระหว่าง 144 ถึง 148 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะตรงกับความถี่ของ VCO สภาวะส่งคือ 72 ถึง 71 เมกะเฮิร์ตซ์และ VCO สภาวะรับ 66.6525 ถึง 68.6565 เมกะเฮิร์ตซ์ (ใช้ป้อนด้านต่ำ โดยมี IF เท่ากับ 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์)

สังเกตได้ว่า VCO จะมิกซ์กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทวีคูณความถี่ด้วยวงจรคูณความถี่ 2 เท่า ทำให้ความถี่ถูกลดทอนลงเป็น 2 และ 4 เมกะเฮิร์ตซ์ ผ่านความถี่นี้บางทีเรียกว่าเป็นความถี่ IF ของ PLL (นิยมเรียก PLL - IF) จากนั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรหาร N โดย N มีค่าระหว่าง 400 ถึง 799 เมกะเฮิร์ตซ์เหตุผลสำคัญที่เราต้องทอนความถี่ VCO ลงเป็นความถี่ PLL - IF ก็เพื่อทำให้วงจรหาร N ทำงานในย่านความถี่ต่ำลงมาได้

ความถี่อ้างอิงกำเนิดจากแร่ความถี่ 5.12 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วหารด้วย 1024 เป็น 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเมื่อ VCO ถูกทวีคูณ 2 เท่าเรโซลูชันจะกลายเป็นขั้นละ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ความถี่อ้างอิงกับเอาต์พุตของวงจรหาร N จะเทียบเฟสกันแล้วป้อนไปยังลูปฟิลเตอร์และ VCO ตามลำดับ

จากแผนผังในรูปที่ 4.7.1 จะเห็นว่า ค่าของ N ที่ป้อนให้แก่วงจร N ในสภาวะรับและสภาวะส่งมีค่าเท่าเดิม แต่ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปได้เพราะความถี่ของ PLL ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยน (ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ตัว) โดยทำให้ VCO เลื่อนความถี่ไป 5.3475 เมกะเฮิร์ตซ์ (คือ IF 10.695 เมกะเฮิร์ตซ์หารด้วย 2) การที่ VCO ต้องเปลี่ยนความถี่ใหม่จากสภาวะรับเป็นสภาวะส่ง(หรือกลับกัน) นั้นเฟสล็อกลูปจะต้องล็อกความถี่ใหม่ ฉะนั้นการออกแบบวงจรจึงต้องคำนึงถึงคุณลักษณะการล็อกความถี่ด้วย

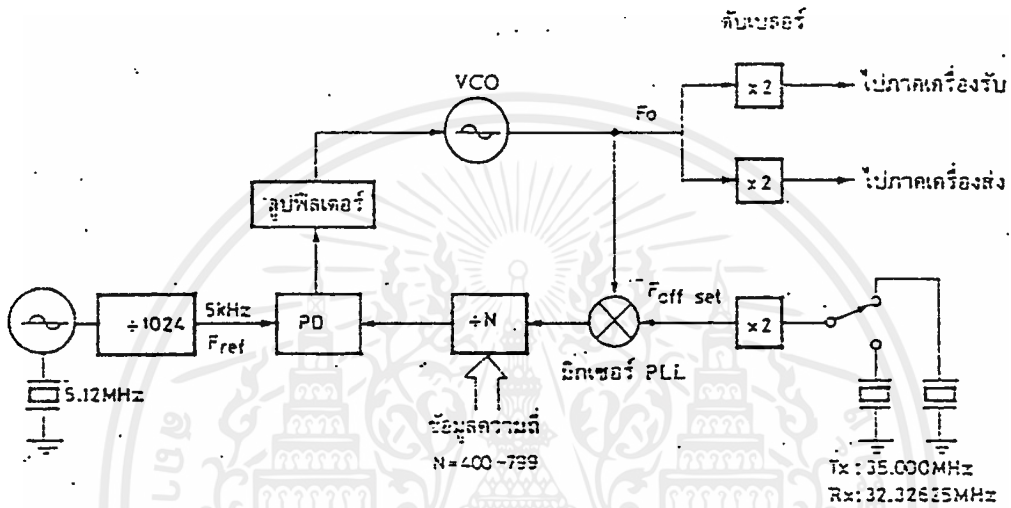
สำหรับรูปที่ 4.7.2 เป็นวงจรในทางปฏิบัติ ซึ่งใกล้เคียงกับหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.7.1 เพื่อทำการเปรียบเทียบและทำความเข้าใจหลักการที่สำคัญต่าง ๆ ในกรณีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิงนั้นความถี่เอาต์พุตจะเลื่อนไปเท่ากับความถี่ที่ผสม(ในที่นี้คือ $35 \times 2 = 70$ เมกะเฮิร์ตซ์ และ

$32.32625 \times 2 = 64.6525$ เมกะเฮิรตซ์ เราเรียกความถี่ที่เลื่อนไปนี้ว่า ความถี่ออฟเซต เทียบตามแผนผังที่แสดงในรูปที่ 4.7.2 เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

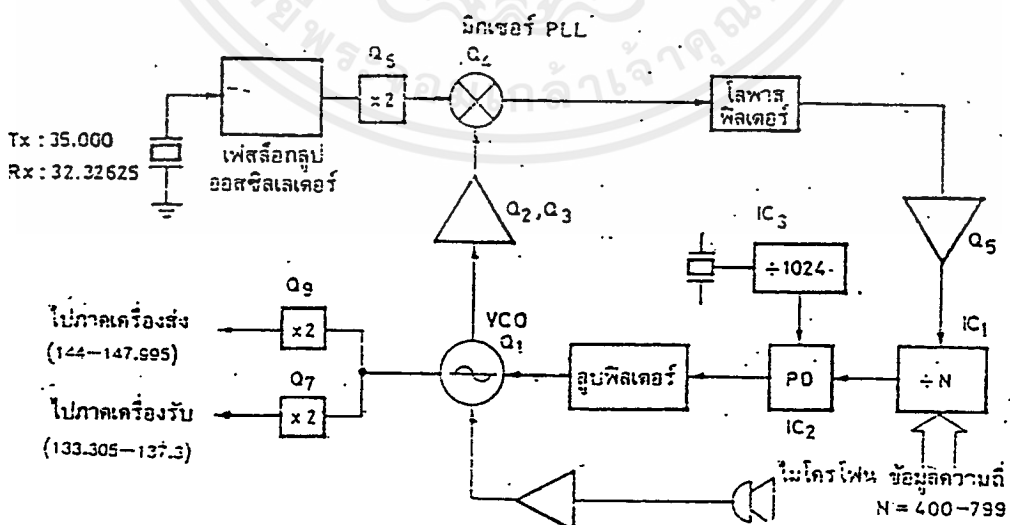
$$F_o = F_{\text{OFFSET}} + N F_{\text{REF}}$$

คำนวณจาก

$$[F_o - F_{\text{OFFSET}}] = F_{\text{REF}} \quad \text{ที่วงจรเทียบเฟส}$$



รูปที่ 4.7.1 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุย่าน 2 เมตร
(ความถี่ย่าน 150 MHz)

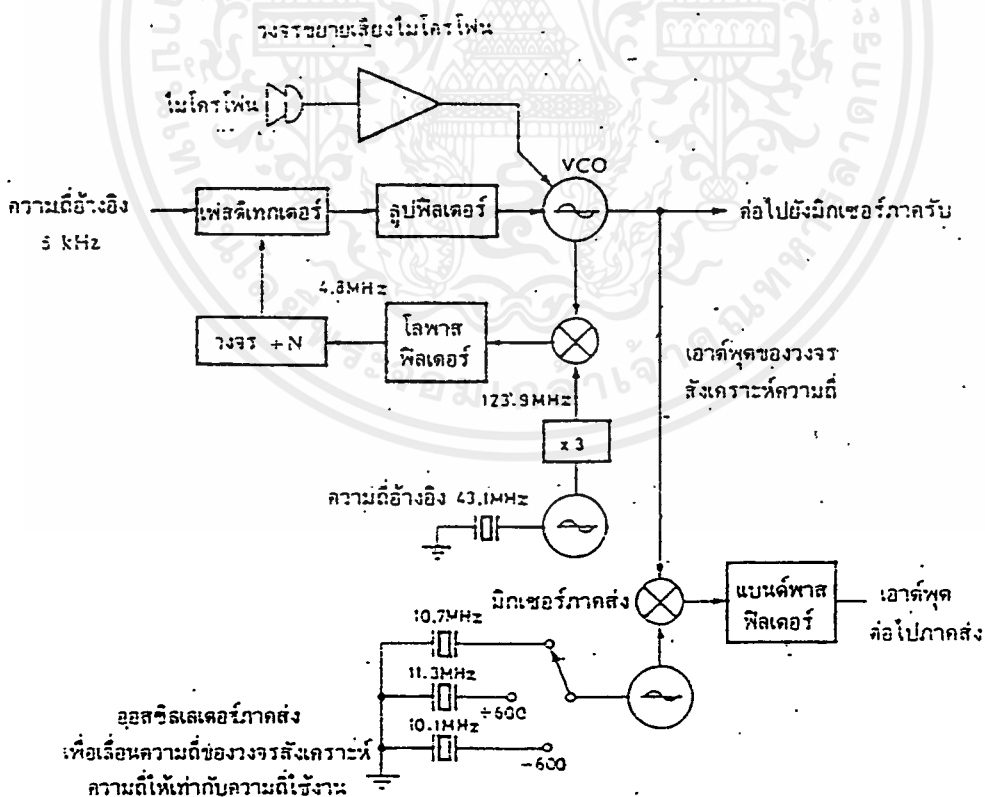


รูปที่ 4.7.2 ตัวอย่างแผนผังและวงจรของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ

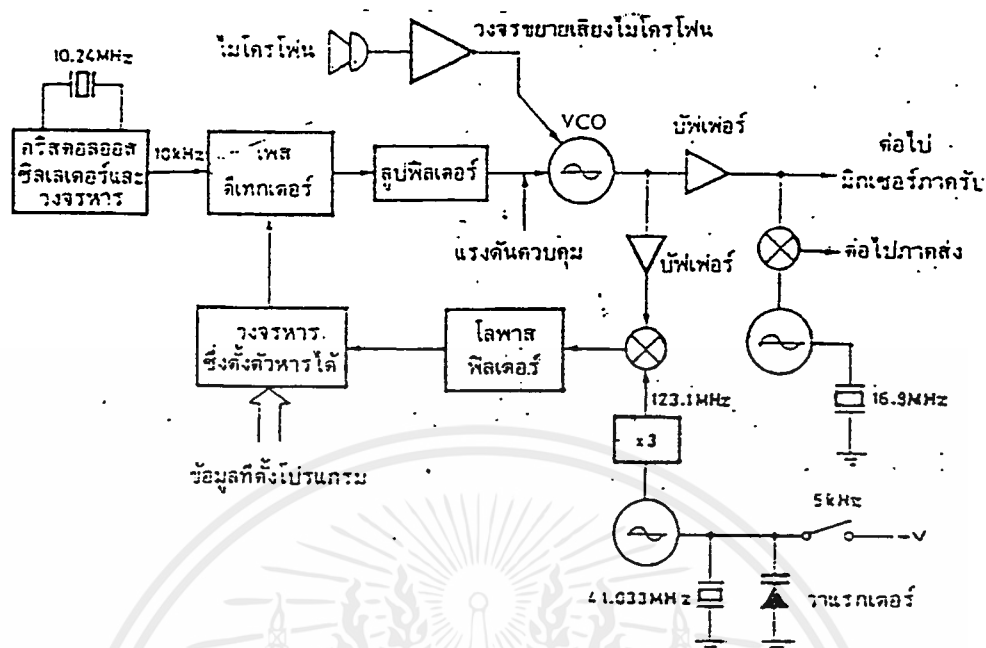
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.7.3 เป็นระบบสังเคราะห์ความถี่อีกชนิดหนึ่ง (คล้ายกับในรูปที่ 4.7.2) ซึ่งใช้ PLL ออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ประกอบกัน โดยการมิกซ์สัญญาณ VCO กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ เพื่อลดทอนความถี่ให้ต่ำลงเป็น PLL -IF ข้อแตกต่างระหว่างทั้งสองชนิดก็คือ VCO ในกรณีหลังนี้ไม่ต้องเปลี่ยนความถี่ระหว่างสภาวะรับสภาวะส่ง แต่ความถี่จาก VCO จะถูกเฮตเทอโรไดนาม์กับความถี่จากออสซิลเลเตอร์เพื่อเลื่อนความถี่ แทนที่จะไปเปลี่ยนความถี่ในตัว VCO ลักษณะเด่นของการสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ก็คือ ไม่ต้องใช้เวลาในการล็อกความถี่ของเฟสล็อกกลูป ในระหว่างเปลี่ยนสภาวะรับเป็นส่ง (หรือส่งเป็นรับ) แต่อย่างใด

สังเกตแตรทั้ง 4 ตัวจากแผนผังในรูปที่ 4.7.3 ตัวแรกคือแตรที่ผลิตความถี่ 43.1 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นแตรที่กำเนิดความถี่อ้างอิง ส่วนแตร 3 ตัว ที่เหลือจะใช้ในสภาวะส่ง โดยแตรตัวที่ใช้เลื่อนความถี่ไปเท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับส่งวิทยุ (คือแตรความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์) ส่วนแตรอีกสองตัวที่เหลือเป็นแตรสำหรับรีฟิตเตอร์ ซึ่งจะมีความถี่ออฟเซตไป +600 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือ -600 กิโลเฮิร์ตซ์จากความถี่ IF การมิกซ์ที่ภาคส่งนี้เป็นข้อเสียของระบบสังเคราะห์ความถี่นี้เนื่องจากสัญญาณแปลกลบลงมีโอกาสที่จะหลุดลอกออกไปยังภาคเครื่องส่งออกอากาศไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการฟิตเตอร์อย่างคึกก่อนป้อนให้ภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 4.7.3 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซ์ซึ่งชนิดที่ความถี่ของ VCO ไม่เปลี่ยนระหว่างสภาวะรับกับส่ง



รูปที่ 4.7.4 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิง ที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อเลื่อนความถี่ระหว่างสถานะรับกับส่ง

การมอดูเลตนิยมทำที่เฟสล็อกกลูป บางวงจรอาจจะมีวารีแคปอีกตัวหนึ่ง เพื่อใช้ในการมอดูเลตโดยเฉพาะตัวอย่างของการสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิงอีกตัวอย่างหนึ่ง ดังในรูปที่ 4.7.4 ก็คล้ายคลึงกับในตัวอย่างแรก (รูปที่ 4.7.3) เว้นแต่จะใช้แร่เพียงตัวเดียวในการมิกซ์กับสัญญาณจาก VCO ที่มีเซอร์ภาคส่งเพื่อส่งออกอากาศ สำหรับในกรณีของการรับส่งผ่านรีฟิเตอร์ ซึ่งความถี่เลื่อนไป + หรือ - 600 กิโลเฮิร์ตซ์ทำได้โดยการป้อนข้อมูล N ตัวใหม่จากไมโครคอมพิวเตอร์ให้แก่วงจร N จะเห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเสียเวลาในการล็อกที่ความถี่เลื่อนไป 600 กิโลเฮิร์ตซ์เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อเลื่อนความถี่ไปน้อยๆ เช่นนี้ จำเป็นต้องมีความแน่นอนและรวดเร็วเพียงพอ

ข้อเสียของระบบนี้ก็คือ การเลื่อนความถี่ยุ่งยากและต้องคำนวณตัวเลขที่ซับซ้อนขึ้น แต่โดยทั่วไปแล้วเครื่องรับส่งวิทยุที่ควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ เราจะใช้ตัวคอมพิวเตอร์เป็นตัวป้อนข้อมูลเพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของภาคสังเคราะห์ความถี่เอง

ตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้ปริสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (modulus) ตัวใด คือหารด้วย 10 หรือหารด้วย 11 เช่นสมมติว่าป้อนข้อมูล (ความถี่) หรือปริสเกลเลอร์เลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะที่ ECL ปริสเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหาร เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจึงจะส่งคำสั่งไปยังบังคับให้ปริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย 10

สมมติว่าตัวเลขที่ปริสเกลเลอร์เป็น M ให้เคาน์เตอร์หลักและ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริม เริ่มแรกให้ปริสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังคงหารด้วย 11 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของ VCO) ที่ผ่านไป จะเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นปริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว (พร้อมกันกับเคาน์เตอร์หลักเป็นศูนย์ต่อไปอีก คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของ VCO) ที่ผ่านไปเท่ากับ 10 คูณด้วย (M-A))

ฉะนั้นรวมเวลาที่ใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างต้น คือ

$$\text{VCO ไซเคิล} = 11A + 10(M-A) = 10M + A$$

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ $(10M + A)$ เท่าของความถี่อ้างอิง หรือ

$$F_{\text{SYNTH}} = F_{\text{REF}} (10M + A)$$

ขอให้สังเกตว่า ผลของตัวเลข M มีผลต่อความถี่ F_{SYNTH} มากกว่าตัวเลข A อยู่ 10 เท่า นอกจากนี้ตัวหาร 10 (M+A) ก็ไม่สามารถหาได้ครบตัวเลขทุกค่า เนื่องจากมีข้อจำกัดตรงที่ M จะต้องมากกว่า (หรือเท่ากับ) A

สมการที่ยกตัวอย่างมาข้างต้นใช้กับปริสเกลเลอร์แบบ 10/11 ในกรณีที่ปริสเกลเลอร์ชนิดสอง โมดูลัสเป็นแบบ P และ (N) ตัวหารจะกลายเป็นดังนี้

$$\text{ตัวหารของระบบสังเคราะห์ความถี่} = PM + A$$

$$\text{ตัวหารต่ำสุด} = P(P-1)$$

$$\text{ตัวหารสูงสุด} = PM_{\text{max}} + A_{\text{max}}$$

ถ้าโมดูลัส (ตัวหาร) ของปริสเกลเลอร์มีค่ามาก ตัวหารต่ำสุดก็จะมากยิ่งขึ้นไปอีก ซึ่งเหมาะสมกับระบบสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่สูง ๆ และช่วงห่างระหว่างช่องแคบ

เหตุผลสำคัญในการใช้ปริสเกลเลอร์ชนิดสอง โมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูล TTL หรือ CMOS ได้ ถ้าใช้ปริสเกลเลอร์ 256 / 257 ก็สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน UHF ได้ ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของปริสเกลเลอร์ชนิดสอง โมดูลัสก็คือ ทำให้การกำเนิดความถี่ที่ไม่ตรงกับ ความถี่ที่แสดงเช่นในสภาวะรับ โคลลอออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่แตกต่างจากความถี่ภาคส่งสำหรับ รีพีตเตอร์ (repeater offset) เป็นต้น ลักษณะเด่นของระบบสังเคราะห์ความถี่นี้ก็คือสามารถทำงานที่

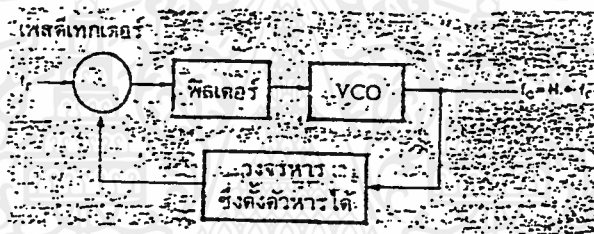
ความเร็วสูง (high speed operation) ได้โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย

4.8.2 เรื่องเกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นและ FR เท่ากับความถี่อ้างอิง

1. PLL แบบโดยตรง

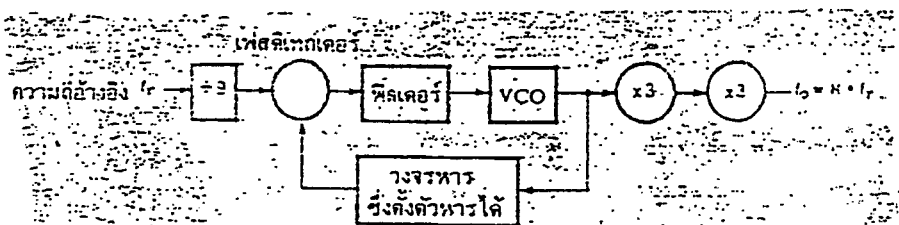
วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ ใช้ PLL แบบโดยตรงนับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (รูปที่ 4.8.2.1) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุตความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตาม วงจรนับที่โปรแกรมตัวหาร N นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 4.8.2.1 PLL แบบโดยตรง

2. PLL แบบคูณความถี่

สังเกตว่าในรูปที่ 4.8.2.2 เราหารความถี่อ้างอิงลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ใช้ในการเปรียบเทียบเฟสต่ำลง

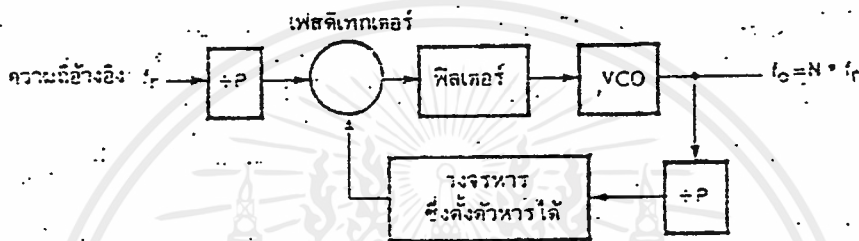


รูปที่ 4.8.2.2 PLL แบบคูณความถี่

3. PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 4.8.2.3 ใช้วิธีการความถี่อ้างอิง FR ลง P เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟส - ดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูบ แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกลูบดังเช่น PLL แบบคูณความถี่วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

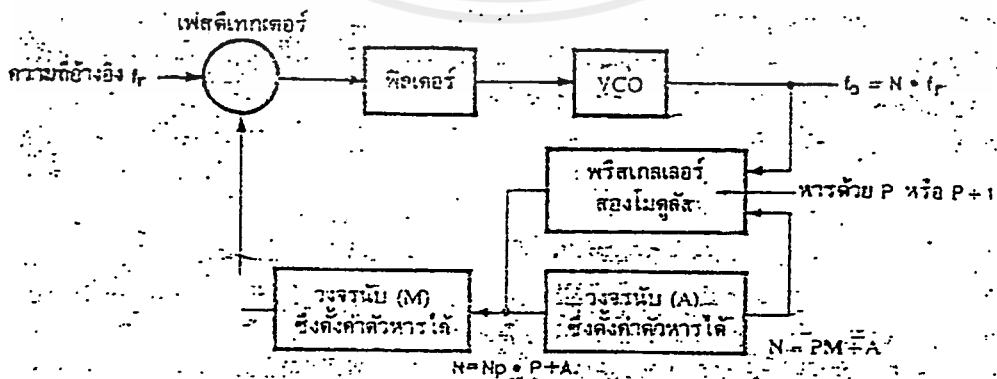
วงจรนับหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟล็อปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 4.8.2.3



รูปที่ 4.8.2.3 PLL แบบพรีสเกลเลอร์

4. PLL แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส

PLL ในรูปที่ 4.8.2.4 ใช้พรีสเกลเลอร์ เช่นเดียว PLL ในรูปที่ เว้นแต่วงจรพรีสเกลเลอร์นี้มิใช่เป็นวงจรนับซึ่งหารค่าตายตัว P แต่เป็นวงจรนับซึ่งตัวหารเปลี่ยนค่าได้ ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่าพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก P+1 ก็ได้) วงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหาร ได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลง

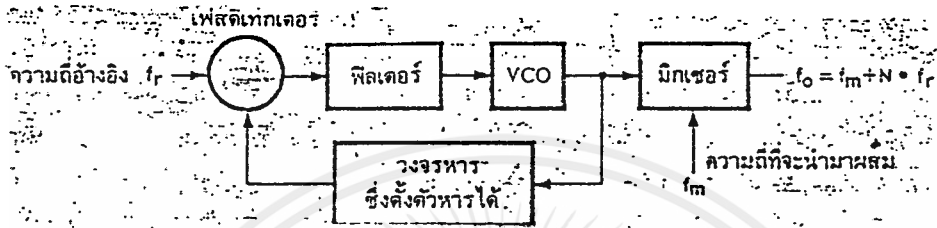


รูปที่ 4.8.2.4 PLL แบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. PLL แบบมิกซ์นอกลูป

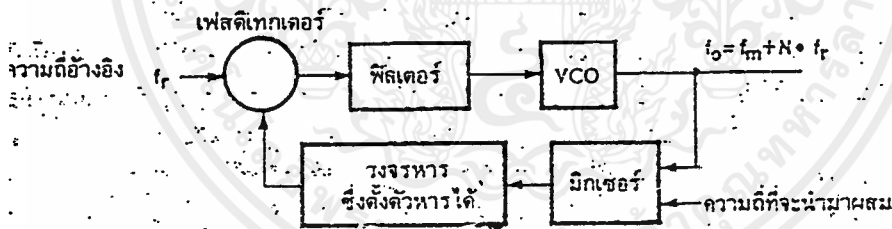
PLL ในรูปที่ 4.8.2.5 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับความถี่ได้ชั้นละ FR เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุต เท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 4.8.2.5 PLL แบบมิกซ์นอกลูป

6. PLL แบบมิกซ์ในลูป

PLL ในรูปที่ 4.8.2.6 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในลูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ FM จะบิตกันได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนสู่วงจรรหาคะ N ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ FM กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 4.8.2.5



รูปที่ 4.8.2.6 PLL แบบมิกซ์ในลูป

4.9 การสังเคราะห์ความถี่ในย่านความถี่ HF

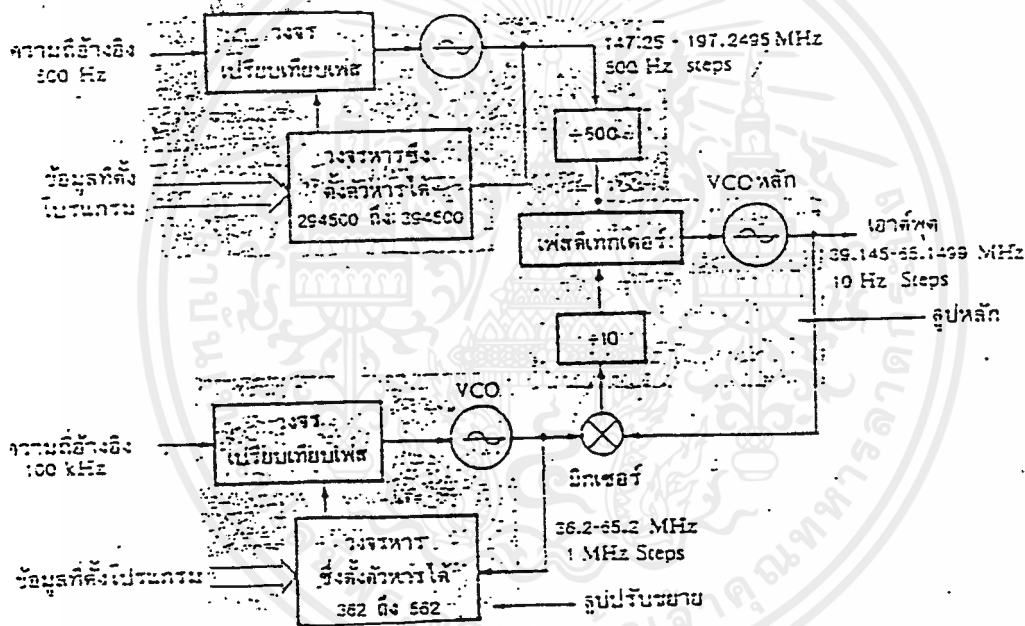
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า หน่วยพื้นฐานของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือเฟสล็อกลูป หลักการสังเคราะห์ความถี่นั้นก็คล้ายคลึงกันทั้งสิ้น แต่ความซับซ้อนขึ้นอยู่กับความสามารถหรือการใช้งาน การสังเคราะห์ความถี่ในระบบวิทยุย่านความถี่ VHF มีความซับซ้อนอยู่กว่าการสังเคราะห์ความถี่ในระบบวิทยุย่านความถี่ HF มาก ด้วยเหตุผลหลายประการ เช่น

ประการที่หนึ่ง ย่านความถี่ VHF เช่น ในวิทยุสมัครเล่นความถี่ 144 ถึง 148 เมกะเฮิรตซ์ มีช่วงกว้างของความถี่ประมาณ 2.8 เปอร์เซนต์ของความถี่ที่กึ่งกลาง แต่ย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์) มีช่วงกว้างของความถี่ถึง 200 เปอร์เซนต์ของความถี่กึ่งกลาง กองพิจารณาเครื่องรับส่งวิทยุชนิดอพคอนเวอร์ - เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กัน ซึ่งใช้ IF ในย่าน 40 เมกะเฮิร์ตซ์เราต้องใช้ความถี่อยู่ระหว่าง 40 ถึง 70 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งคิดเป็นช่วงกว้างได้ประมาณ 50 ถึง 60 เปอร์เซนต์ของย่านความถี่ที่ถึงกลาง

ประการที่สอง เรโซลูชันของเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF สะเอียดมาก คือเรโซลูชันประมาณ 10 ถึง 100 เฮิร์ตซ์ ส่วนเครื่องรับส่งวิทยุย่านความถี่ VHF ค่าเรโซลูชันมีค่าเท่ากับ 5 หรือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ถ้าหากเราใช้ความถี่อ้างอิงเป็น 10 เฮิร์ตซ์จริง ๆ ช่วงเวลาถือความถี่จะนานมาก และการจูนภาคเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่นี้จะ ไม่สะดวก เพราะต้องเสียเวลารอให้วงจรตั้งคราะห์ความถี่ถือความถี่

ความจริงแล้วความซับซ้อนของระบบตั้งคราะห์ความถี่อยู่ตรงที่การใช้งานของเครื่องรับส่งวิทยุด้วย เช่นในการรับส่ง SSB เครื่องรับจะต้องมีเรโซลูชันอย่างน้อย 50 เฮิร์ตซ์ เพื่อให้สามารถรับฟังเสียงได้อย่างชัดเจน และยังต้องมีคลาริฟาย (clarifier) หรือ RIT* ซึ่งใช้ปรับความถี่การรับฟังและเพื่อบูรณะระหว่างขั้น โดยทั่วไปเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF นี้มักจะออกแบบให้มีเรโซลูชันถึง 10 เฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.9.1 แผนผังของหน่วยงานสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องคอลลินส์ (Collins) KWM 380

เทคนิคในการทำให้งจรตั้งคราะห์ความถี่สามารถปรับความถี่ละเอียดมาก หรือมีเรโซลูชันเพียง 10 เฮิร์ตซ์ได้ก็คือใช้ลูบซ้อน โดยทั่วไปเราต้องใช้อย่างน้อย 2 ลูบ การตั้งความถี่อาจจะเป็นแบบแกนหมุนเชิงเส้น (optical shaft encoder) หรือแบบสวิตช์รอมวล หรืออื่น ๆ ส่วนใหญ่วงจรตั้งคราะห์ความถี่ประเภทนี้ มักจะควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์

ลูบ 2 ลูบ ที่กล่าวถึงข้างต้นได้แก่ ลูบปรับละเอียด (fine tuning) และ ลูบปรับหยาบ (coarse tuning) ลูบปรับหยาบนั้น ใช้เวลาผลิตความถี่ได้ช่วงกว้างและใช้ความถี่อ้างอิงสูง ส่วนลูบปรับละเอียดเราใช้ผลิตความถี่เพียงช่วงแคบ ๆ และช่วงห่างระหว่างความถี่แคบด้วย ส่วนมากลูบปรับละเอียดได้ออกแบบให้ทำงาน ณ ความถี่สูง แล้วหารความถี่ด้วยวิธีดิจิตอลลงมาเป็นแบบความถี่ต่ำ ทั้งนี้เพื่อต้องการให้ช่วงเวลาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถลอกความถี่เร็วขึ้น

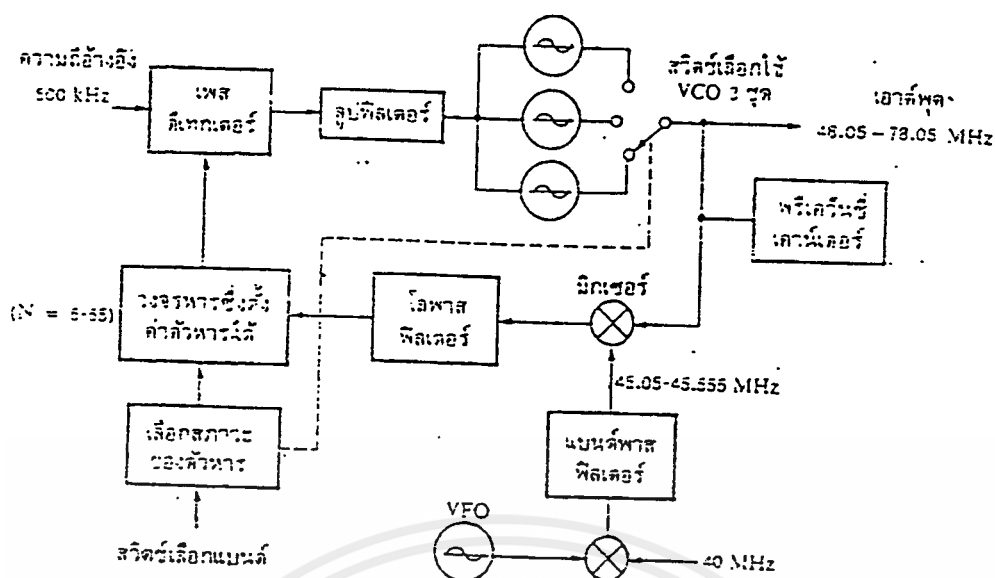
รูปที่ 4.9.1 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ 3 รูป ในเครื่องรับส่งวิทยุแบบฮัพ-คอนเวอร์ชันย่านความถี่ใช้งาน 1 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ จะใช้เฟสล็อกรูป 3 รูป โดย 2 รูปแรกควบคุมโดยวงจรลอจิกและรูปที่ 3 ซึ่งเป็นรูปสุดท้ายควบคุมโดย 2 รูปแรก รูปบนปรับละเอียดใช้ความถี่อ้างอิง 500 เฮิร์ตซ์ แต่ละรูปทำงานที่ความถี่สูงประมาณ 147 ถึง 197 เมกะเฮิร์ตซ์ แล้วหารความถี่ลงมา 500 เท่า ทำให้ช่วงห่างระหว่างขั้นกลายเป็น 10 เฮิร์ตซ์

รูปที่ 2 เป็นรูปปรับขยายทำงานในย่านความถี่ 35 ถึง 65 เมกะเฮิร์ตซ์มีช่วงห่างเท่ากับ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ตั้งเกตุว่าเราใช้ความถี่อ้างอิงเพียง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ (แทนที่จะเป็น 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงต้องใช้ช่วงห่างระหว่างขั้นการหารเพิ่มเป็น 10 ไม่ใช่ 1) ทั้งนี้เพื่อลดนอยส์ ส่วนรูปปรับละเอียดซึ่งใช้ความถี่อ้างอิง 500 เฮิร์ตซ์ แล้วหารความถี่ลงมา 500 เท่า ก็เพื่อลดนอยส์อีกเช่นกัน

รูปที่ 3 เป็นรูปหลัก (main loop) อาศัยเอาต์พุต VCO จากรูปปรับขยายมา믹ซ์กับ VCO หลัก ผลลัพธ์จากการ믹ซ์จะนำไปหารความถี่ลง 10 เท่า แล้วส่งไปยังเฟสดีเทกเตอร์ อินพุตที่นำมาเปรียบเทียบกับที่ภาคเทียบเฟสอีกทางหนึ่งมาจากรูปปรับละเอียด ตั้งเกตุว่าผลต่างความถี่ของ VCO หลักกับ VCO ปรับขยายมีค่าเท่ากับ 1 ใน 50 เท่าของ VCO ปรับละเอียดและความถี่อ้างอิงของรูปปรับละเอียดเท่ากับ 500 เฮิร์ตซ์ ฉะนั้นหน่วยสังเคราะห์ความถี่กล่าวจึงสามารถปรับความถี่ได้ละเอียดถึงขั้นละ 10 เฮิร์ตซ์

เนื่องจากวงจร VCO หลักทำงานในย่านความถี่กว้าง (ประมาณ 39 ถึง 69 เมกะเฮิร์ตซ์) เราจึงต้องเพิ่มการปรับจูนพิเศษนอกเหนือไปจากแรงดันควบคุมจากเฟสดีเทกเตอร์ เช่น โดยการเพิ่มวงจรจูนเพื่อให้เกิดความถี่เลื่อนเข้าไปใกล้เคียงความถี่ที่ต้องการแล้วจึงใช้แรงดันควบคุมจากเฟสดีเทกเตอร์ปรับความถี่อีกเพียงเล็กน้อยเพื่อให้ความถี่ตรงพอดี

จะเห็นว่าการป้อนข้อมูลความถี่ที่ต้องการให้แก่เฟสล็อกรูปหลายๆรูปนั้น มีความซับซ้อน (นอกจากนี้ยังต้องมีออฟเซตความถี่ระหว่างสภาวะรับกับสภาวะส่ง การแสดงค่าความถี่และคุณสมบัติพิเศษอย่างอื่นอีก เช่น สแกน เป็นต้น) การใช้วงจรลอจิกธรรมดาจะมีความยุ่งยากเกินไป เราจึงนิยมนำไมโครคอมพิวเตอร์ดังกล่าวทำหน้าที่รับคำสั่งข้อมูลความถี่ที่ต้องการแปลเป็นตัวหารที่ต้องใช้ในแต่ละรูป ส่งไปหน่วยสังเคราะห์ความถี่ และป้อนไปให้ภาคดีสเพลย์เพื่อแสดงความถี่



รูปที่ 4.9.3 หน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบถูกผสมใช้รูปเดียวสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุสมัครเล่น

ในรูปหลักจะมิกซ์กับ VCO ของรูปปรับเทียบ ผลลัพธ์ที่ได้หารลง 10 เท่าแล้ว ไปเปรียบเทียบกับความถี่ VFO ซึ่งทอนความถี่ลง 10 เท่าเช่นกัน ทั้งนี้เพื่อให้ความถี่ลดลง เราจึงสามารถใช้เฟสล็อกเกตเตอร์แบบไอซีได้ นั่นคือ VCO หลักจะมีความถี่สูงกว่า VCO ปรับเทียบอยู่เท่ากับความถี่ของ VFO

เอาต์พุตของเฟสล็อกเกตเตอร์ป้อน ไปสู่ตัวฟิลเตอร์และทำหน้าที่ปรับละเอียดให้แก่ VCO หลักการแสดงค่าความถี่โดยใช้ฟรีควีนซ์เคาน์เตอร์ ทำได้โดยอ่านค่าความถี่ของ VFO แล้วบวกกลับด้วยความถี่ที่ต้องชดเชย (ให้อ่านค่าได้ถูกต้อง) โดยการฟรีเซตให้ฟรีควีนซ์เคาน์เตอร์อ่านค่าได้ตัวเลขอื่น (แทนที่จะเป็นศูนย์)

หลักการของการสังเคราะห์ความถี่ชนิดนี้ก็เหมือนกับของการสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.9.3 เว้นแต่ใช้ VFO แทนรูปปรับละเอียด นอกจากนี้การ โปรแกรมความถี่ทำได้ด้วยวงจรลอจิกง่าย ๆ แทนที่จะต้องใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ การอ่านความถี่ก็จะสัมพันธ์กับตัวเลขที่ต้องใช้โปรแกรม มิใช่อ่านความถี่จากตัวเลขที่คั่งโปรแกรมโดยตรง

รูปที่ 4.9.4 เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่อีกชนิดหนึ่งใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุสมัครเล่นเช่นกัน มีความถี่ IF เท่ากับ 48.05 เมกะเฮิร์ตซ์ ย่านความถี่ใช้งานของเครื่องรับส่งวิทยุประมาณ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งต้องการความถี่จากหน่วยสังเคราะห์ความถี่เท่ากับ 48.05 ถึง 78.05 เมกะเฮิร์ตซ์ การสังเคราะห์ความถี่ที่กล่าวถึงนี้เป็นแบบถูกผสม กล่าวคือการปรับความถี่บางส่วนใช้วิธี โปรแกรมตัวเลขปรับขึ้นลง 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และบางส่วนปรับโดย VFO เป็นแบบต่อเนื่อง

การสังเคราะห์ความถี่นี้แตกต่างจากการสังเคราะห์ความถี่รูปที่ 4.9.4 ตรงที่ใช้เฟสล็อกเกตเพียงรูปเดียวและใช้ความถี่อ้างอิงเท่ากับ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งช่วยให้ช่วงเวลาล็อกความถี่เร็วและนอยส์ต่ำ

บทที่ 5

การส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมีดติเพล็กซ์

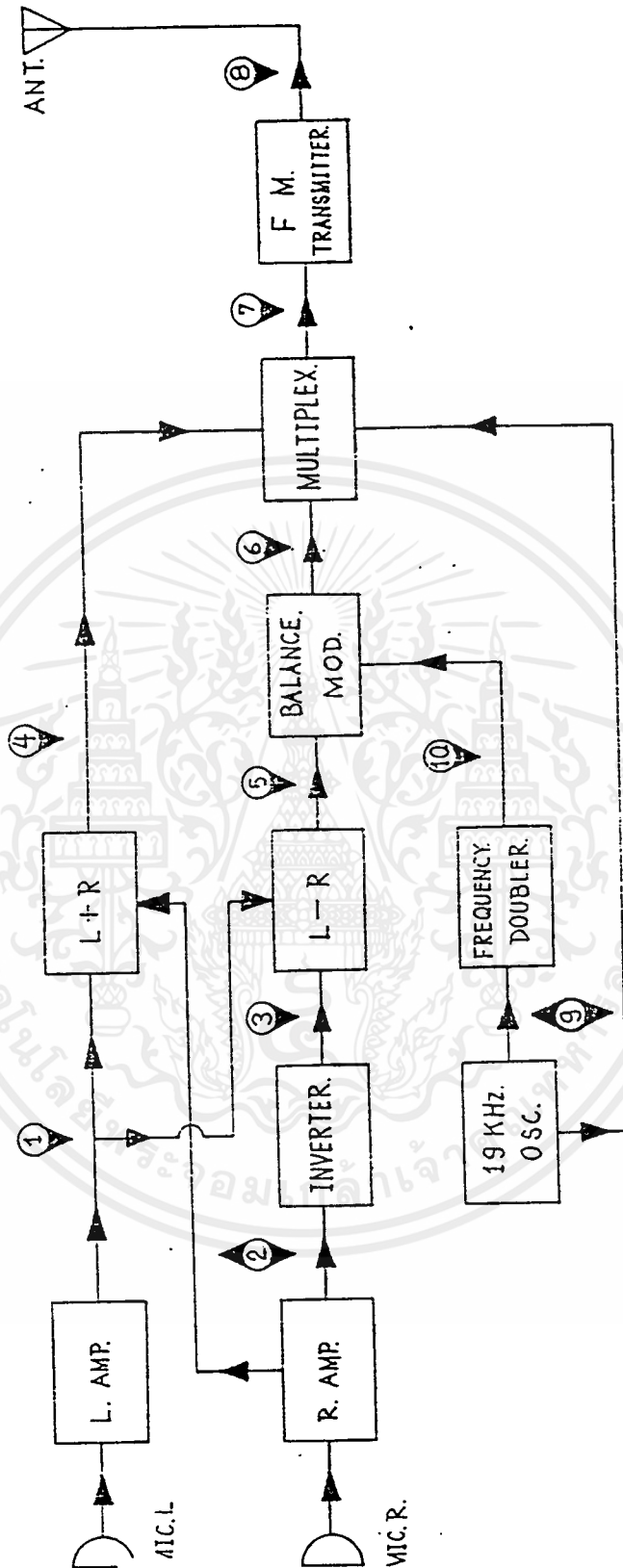
5.1 การส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมีดติเพล็กซ์

การส่งกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมีดติเพล็กซ์ในปัจจุบันนั้น สามารถอธิบายได้โดยอาศัยรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นบล็อก ไดอะแกรมที่แสดงหลักการของเครื่องส่งกระจายเสียงระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมีดติเพล็กซ์ที่ได้รับการอนุมัติจากสถาบัน FCC. ของสหรัฐอเมริกา และเป็นระบบที่ใช้กันแพร่หลายและเป็นที่ยอมรับของนานาประเทศ รวมทั้งประเทศไทยด้วย

หลักการทำงานของบล็อกไดอะแกรมนี้ก็คือ ไมโครโฟนซ้าย (MIC L) และไมโครโฟนขวา (MIC R) จะรับสัญญาณเสียงเข้ามาขยายที่วงจขยาย แล้วต่างก็ส่งสัญญาณ L และ R ไปรวมกันเป็นสัญญาณ (L+R) ที่ภาค L+R สัญญาณ (L+R) ที่ได้จะถูกส่งไปยังภาคมีดติเพล็กซ์ เพื่อเตรียมมีดติเพล็กซ์ ร่วมกับสัญญาณอื่น ๆ

สัญญาณส่วนหนึ่งจากภาคขยายสัญญาณเสียง (R) จะถูกส่งไปที่ภาคอินเวอร์เตอร์ด้วย เพื่อกลับเฟสสัญญาณ (R) ไปจากเดิมอีก 180 องศากลายเป็นสัญญาณ (-R) ส่งไปรวมกับสัญญาณที่มาจากภาคขยายเสียง (L) ที่ภาค (L-R) สัญญาณที่รวมกันนี้จะกลายเป็นสัญญาณ (L-R) ซึ่งจะถูส่งไปยังภาคบาดานซ์มอดูเลเตอร์ เพื่อบวมอดูเลตกับคลื่นพาห้ร่ง 38 KH z ซึ่งได้มาจากความถี่คลื่นชาชน 19 KH z จากภาคออสซิลเลเตอร์ ที่ถูกส่งเข้ามาที่ว้คุณความถี่ขึ้นอีกสองเท่า ที่ภาคทวีคุณความถี่สองเท่า (FREQUENCY DOUBLER) ภาคบาดานซ์มอดูเลเตอร์นอกจากจะทำนำมอดูเลตสัญญาณเสียง (L-R) แล้ว มันยังทำหน้าที่กำจัดคลื่นพาห้ร่งไม่ให้ไปปรากฏออกไปเป็นสัญญาณที่เอาท์พุทเพียงดำพ้สัญญาณเดี่ยวอีกด้วย (สัญญาณที่มอดูเลตรวมกันแล้วเท่านั้น ที่จะปรากฏออกไปเป็นสัญญาณเอาท์พุทของภาคบาดานซ์ มอดูเลเตอร์) เราเรียกสัญญาณที่มอดูเลตรวมกันระหว่างสัญญาณคลื่นพาห้ร่ง 38 KHz และสัญญาณเสียง (L-R) นี้ว่าสัญญาณคลื่นพาห้ร่ง L-R (L-R SUBCARRIER) และสัญญาณนี้จะถูกส่งไปยังภาคมีดติเพล็กซ์เพื่อมีดติเพล็กซ์ร่วมกับสัญญาณอื่น ๆ

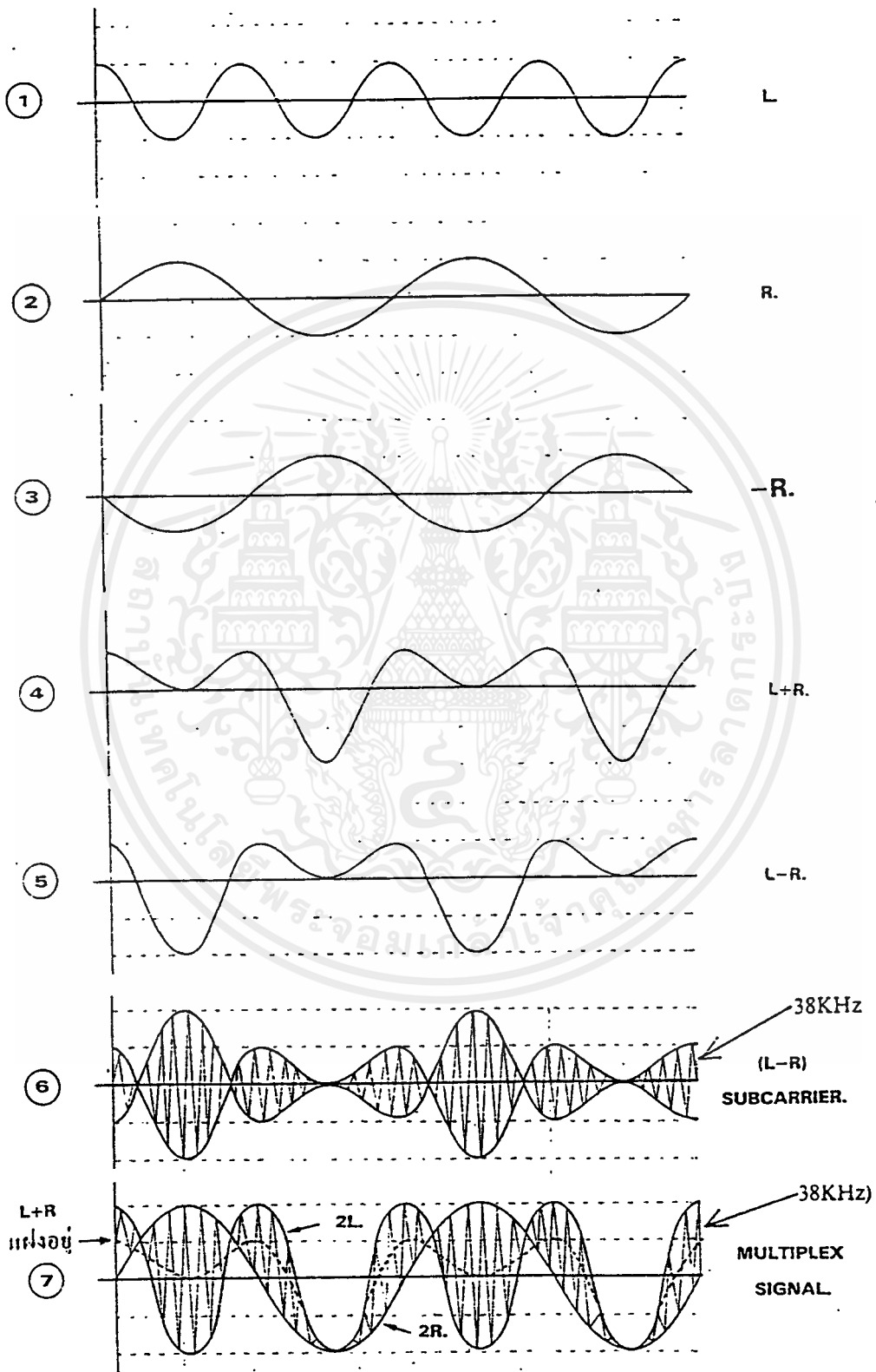
นอกจากนี้แล้วภาคขบสชิตเตอร์ยังแยกส่งความถี่ 19 KH z สำหรับเป็นสัญญาณไฟล้ชดทอนไปยังภาคมีดติเพล็กซ์เพื่อมีดติเพล็กซ์สัญญาณ 19 KH z รวมไปกับสัญญาณอื่น ๆ อีกด้วย



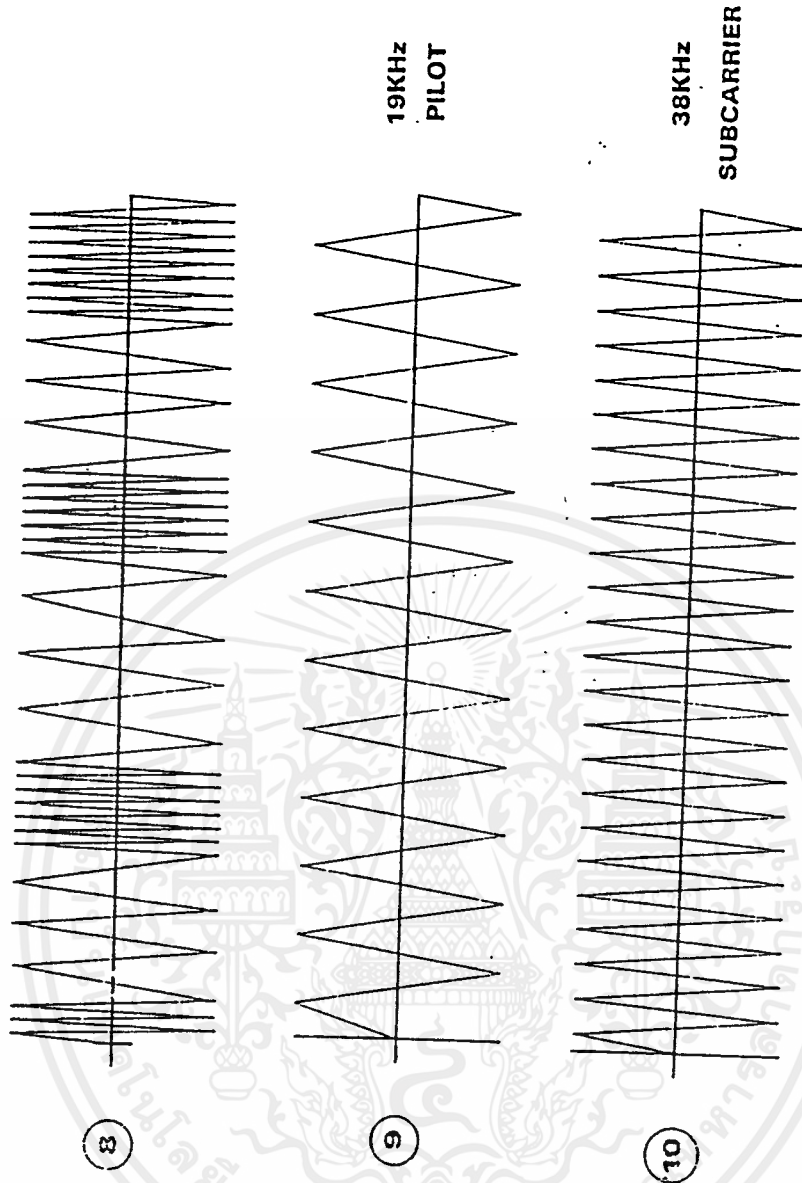
รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม

การทำงานของเครื่องส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเท็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของบล็อกโคเดกแกรมในรูปที่ 5.1

จะสังเกตได้ว่าที่ภาคมัลติเพล็กซ์จะเป็นที่รวมของสัญญาณต่าง ๆ คือ

1. สัญญาณเสียง (L+R) จาก ภาค L +R
2. สัญญาณ (L + R) ชัฟเฟอริ่ง จากภาคบาลานซ์มอดูเลเตอร์
3. สัญญาณไฟลิต์โทน 19 KHz จากภาคออสซิลเลเตอร์

ซึ่งสัญญาณทั้งสามนี้สามารถมัลติเพล็กซ์รวมเข้าด้วยกันได้ โดยไม่มีการแทรกแซง สัญญาณ
ต่อกันเพราะแต่ละสัญญาณมีขอบเขตความถี่ต่างกันนั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 5.2

สัญญาณรวมของการมัลติเพล็กซ์จะถูกส่ง ไปมอดูเลเตอร์กับคลื่นพาห้ใช้ในการส่งออกอากาศใน
ระบบเอฟเอ็ม ซึ่งภาคส่งนี้จะเหมือนกับเครื่องส่งเอฟเอ็มธรรมดาทั่วไปที่ใช้ส่งในย่านความถี่ 88-108 MHz
โดย

1. สัญญาณ (L + R) เป็นผลรวมของสัญญาณเสียงซิกซิบและซิกซวาเป็นสัญญาณเสียงแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ไว้สำหรับการใช้แบบเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือใช้เพื่อประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมโน ที่ต้องส่งสัญญาณนี้ไปด้วยก็เพื่อใช้สำหรับการรับของเครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดาให้รับฟังจากสถานีที่ส่งในระบบสเตอริโอผลลัพธ์ที่ได้ เครื่องรับเอฟเอ็มธรรมดาก็รับเอาเฉพาะสัญญาณนี้ไปเป็นสัญญาณเสียงออกสู่ลำโพง เสียงที่ได้จะมีครบทั้งสัญญาณซีกซ้ายและขวารวมกัน ไม่มีการแยกทิศทางของเสียง และคุณภาพเสียงจะเหมือนกับการรับฟังจากสถานีวิทยุเอฟเอ็มธรรมดาทั่วไป

2. สัญญาณคลื่นพาห้อย (L - R) เราต้องการส่งสัญญาณ (L - R) รวมกันไปพร้อม ๆ กับสัญญาณ (L + R) โดยไม่ต้องการให้สัญญาณทั้งสองมีการแทรกแซงกัน วิธีการนี้เป็นกลวิธีในการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเข้าด้วยกัน เปรียบเสมือนกับเราต้องการส่งน้ำมันเบนซินและน้ำมันก๊าดซึ่งต่างก็เป็นน้ำมันด้วยกันแต่ต่างชนิดกันไปยังจุดหมายปลายทาง โดยจำเป็นต้องใส่น้ำมันทั้งสองรวมกันไปในถังเดียวกัน ถ้าเราทำโดยการใส่น้ำมันเบนซินลงไปในถังก่อน (เปรียบได้กับการนำสัญญาณ (L + R) มอดูเลตกับคลื่นพาห่ที่ใช้ในการส่งออกอากาศ) จากนั้นจึงใช้ขวดที่มีขนาดเล็กกว่าถัง นามบรรจุน้ำมันก๊าดและปิดฝาขวดให้แน่น (ทำนองเดียวกับการนำสัญญาณ (L - R) มอดูเลตกับคลื่นพาห้อย) แล้วจึงเอาขวดน้ำมันก๊าดใส่ลงในถังน้ำมันเบนซินอีกที ด้วยวิธีนี้จะทำให้เราสามารถเอาน้ำมันเบนซินและน้ำมันก๊าดใส่รวมไปในถังเดียวกันได้ โดยน้ำมันทั้งสองชนิดไม่ผสมปนกัน (เช่นเดียวกับสัญญาณ (L - R) และสัญญาณ (L + R) ซัพแควร์จะ ไม่มีการแทรกแซงกัน) เมื่อส่งไปถึงปลายทางเพียงเราแยกขวดน้ำมันก๊าดขึ้น ก็สามารถแยกน้ำมันทั้งสองชนิดออกจากกันได้โดยง่าย

เราสามารถนำสัญญาณเสียง (L - R) และ (L + R) ที่ส่งไป มาแยกเป็นสัญญาณเสียงซ้าย และขวาได้ โดยการนำสัญญาณทั้งสองมาบวกหรือลบกัน ซึ่งแสดงได้ด้วยพีชคณิตดังนี้

เมื่อนำสัญญาณ (L + R) และ (L - R) มาบวกกัน

L + R

L + R

จะได้สัญญาณเสียงซิกซ่าย = 2L

เมื่อนำสัญญาณ (L + R) และ (L - R) มาลบกัน

L + R

I. - R

จะได้สัญญาณเสียงสีขาว = $2R$

3. สัญญาณไฟลีดโทน 19 KH z เนื่องจากสัญญาณเสียง (L - R) ที่ส่งมายังเครื่องรับเป็นสัญญาณเสียงที่มีอูเลตมากับคลื่นพาห่ย่อย 38 KHz ฉะนั้นในการนำมาเสริมหรือหักล้างกับสัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(L + R) ในวงจรแยกสัญญาณสเตอริโอ (วงจรดีโด้เคเตอร์) เพื่อทำให้เกิดเป็นสัญญาณเสียงซิกซัคและ ขวามันนั้น จำเป็นต้องมีสัญญาณ 38 KHz ที่มีเฟสสัมพันธ์กัน (SYNCHRONIZE) กับคลื่นพาห่อย่อยที่มอดูเลตมา กับสัญญาณ (L - R) เพื่อช่วยให้วงจรดีโด้เคเตอร์ทำงานแยกสัญญาณได้ จึงต้องมีการส่งสัญญาณ ไฟล็ตโทน 19 KHz มาด้วย เพราะความถี่ 19 KHz เมื่อมาถึงเครื่องรับก็สามารถก็สามารถทำให้เป็นความถี่ 38 KHz ได้โดยง่าย ด้วยการใช่วงจรทวีคูณความถี่ขึ้นมามากสองเท่า และเนื่องจากความถี่ 19 KHz ซึ่งเป็นสัญญาณไฟล็ตโทนนี้เป็นคั่นก่าเน็คของสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยทางด้านเครื่องส่ง ความถี่ 38 KHz ที่ได้จึงมีเฟสที่สัมพันธ์กับสัญญาณคลื่นพาห่อย่อย (L - R) ตลอดเวลา

รูปที่ 5.2 เป็นการแสดงรูปคลื่นตามจุดต่าง ๆ ของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5.1 ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจการทำงานของเครื่องส่งเอฟเอ็มสเตอริโอมัลติเพล็กซ์ได้ดีขึ้น

เพื่อให้เข้าใจง่ายจึงให้สัญญาณที่ป้อนเข้าทางไมโครโฟนซ้ายและขวาเป็นสัญญาณโทนเสียงคลื่นรูปไซน์ โดยให้สัญญาณเสียง (L) มีความถี่สูงกว่าสัญญาณเสียง (R) อีกเท่าตัวเพื่อป้องกันการสับสนในการทำความเข้าใจ

หมายเลข 1 เป็นคลื่นความถี่เสียงรูปไซน์ที่ออกจากวงจรขยายสัญญาณเสียงซิกซัค (L)

หมายเลข 2 เป็นคลื่นความถี่เสียงรูปไซน์ที่ออกจากวงจรขยายสัญญาณเสียงซิกซัค (R)

หมายเลข 3 เป็นรูปคลื่นสัญญาณเสียง (R) ที่ผ่านวงจรอินเวอร์ตแล้วกลายเป็นสัญญาณ (- R) สัญญาณที่ได้จะเป็นรูปไซน์เหมือนเดิม เพียงแต่จะมีเฟสต่างไปเท่านั้น

หมายเลข 4 เป็นรูปคลื่นที่เกิดจากการรวมกันระหว่างสัญญาณ L และ R เป็นสัญญาณ (L + R)

หมายเลข 5 เป็นรูปคลื่นที่เกิดจากการรวมกันระหว่างสัญญาณ (L) และสัญญาณ (- R) เป็นสัญญาณ (L - R)

หมายเลข 6 เป็นสัญญาณความถี่ 19 KHz ซึ่งให้เป็นสัญญาณไฟล็ตโทน

หมายเลข 7 เป็นสัญญาณความถี่ 38 KHz ซึ่งเกิดจากการนำสัญญาณ 19 KHz มาทวีคูณความถี่ให้สูงขึ้นอีกเท่าตัว เพื่อให้เป็นคลื่นพาห่อย่อยสำหรับมอดูเลตกับสัญญาณ (L - R)

หมายเลข 8 เป็นสัญญาณที่เกิดจากสัญญาณเสียง (L - R) มอดูเลตเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยแล้วถูกซัพเพรสไปด้วยในตัวกลายเป็นสัญญาณ (L - R) ซัพเพเรส

หมายเลข 9 เป็นสัญญาณที่มัลติเพล็กซ์รวมกันระหว่างสัญญาณ (L + R) และ (L - R) ซัพเพเรส (ในที่นี้ไม่ได้แสดงสัญญาณ 19 KHz ไว้)

หมายเลข 10 เป็นสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในการส่งออกอากาศ เพราะถูกมอดูเลตในระบบเอฟเอ็ม ความถี่ของสัญญาณจึงเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่เข้ามามอดูเลตด้วย

สัญญาณที่กำกับด้วย 2L ในรูปคลื่นหมายเลข 7 เป็นการแสดงให้เห็นผลบวกของสัญญาณ

(L + R) และ (L - R) ผลลัพธ์ที่ได้เป็นสัญญาณเสียงซิกซัคหรือ $(L + R) + (L - R) = 2L$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่กำกับด้วย $2R$ เป็นการแสดงให้เห็นผลลบของสัญญาณ $(L + R)$ และ $(L - R)$ ผลลัพธ์ที่ได้เป็นสัญญาณเสียงซิกขวาหรือ $(L + R) - (L - R) = 2R$

ในส่วนที่เป็นเส้นประ ไม่ใช่รูปคลื่นสัญญาณ แต่เป็นการแสดงให้เห็นผลเฉลี่ยของสัญญาณ L และสัญญาณ R และเส้นประที่เป็นผลที่เฉลี่ยนี้จะมีรูปร่างเหมือนสัญญาณ $(L + R)$ เป็นการแผ่ตัวสัญญาณ $(L + R)$ ไปกับสัญญาณมัลติเพล็กซ์

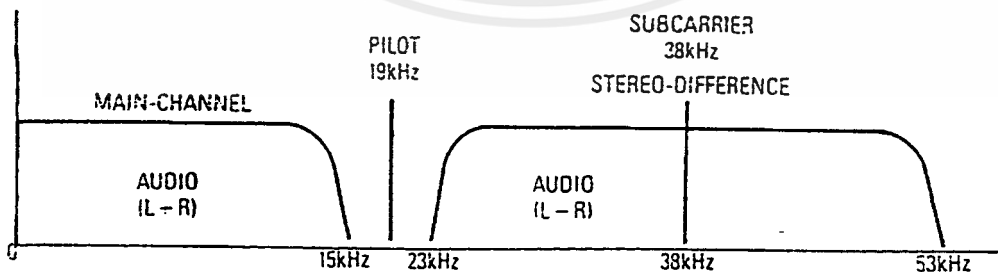
การผสมสัญญาณหรือการรวมกันระหว่างสัญญาณทั้งสองที่ทำให้เกิดเป็นสัญญาณรูปร่างใหม่ขึ้น เช่น การรวมกันระหว่างสัญญาณ L กับสัญญาณ R แล้วทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นสัญญาณ $(L + R)$ ขึ้นนั้น ใช้หลักการเสริมหรือหักล้างกันระหว่างสัญญาณโดยใช้วิธีบวกลบธรรมดา

5.2 เครื่องส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเทอริกซ์

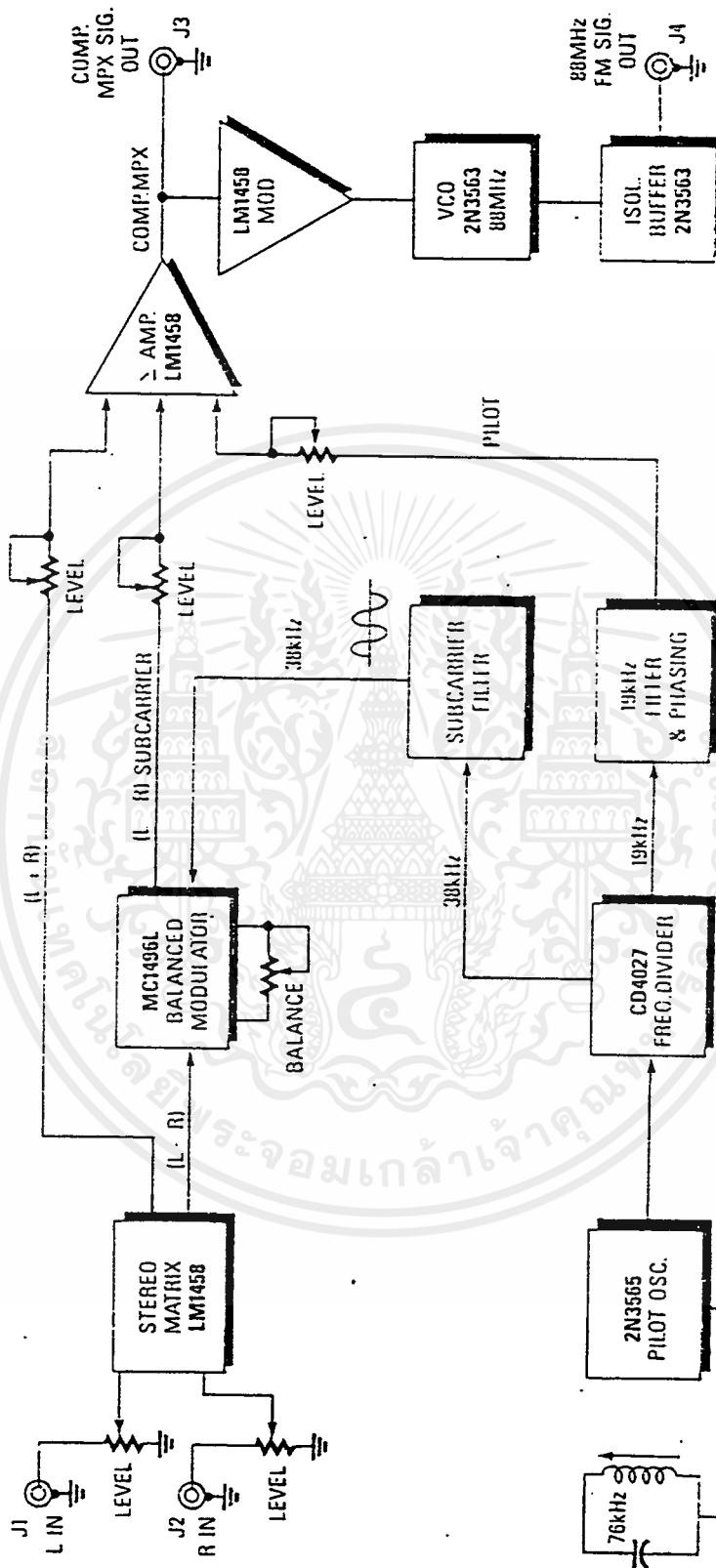
เครื่องส่งสัญญาณวิทยุในระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดูลิเทอริกซ์สำหรับการใช้งานจริงนั้น มักจะมีองค์ประกอบดังในรูปที่ 5.4 ซึ่งแสดงไว้ในรูปของบล็อกไดอะแกรม และจะอธิบายในขั้นต่อไป

ในรูปที่ 5.4 แสดงสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณในระบบเอฟเอ็มสเตอริโอทั่วไป จะเห็นว่าในส่วนของสัญญาณหลักจะเป็นสัญญาณเสียงในช่วง $50 \text{ Hz} - 15 \text{ KHz}$ ที่ประกอบด้วยผลบวกระหว่างสัญญาณซิกซ้ายและสัญญาณซิกขวา $(L + R)$ ซึ่งใช้กับระบบเครื่องรับ F.M. ธรรมดาทั่วไป

ในส่วนของสัญญาณผลต่างสเตอริโอที่เกิดจากผลต่างของสัญญาณเสียงซิกซ้ายและสัญญาณเสียงซิกขวา $(L - R)$ จะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อย 38 KHz แล้วส่งรวมมากับสัญญาณหลัก



รูปที่ 5.3 แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มสเตอริโอ ในระบบมัลติเพล็กซ์



รูปที่ 5.4 แสดงบล็อกไดอะแกรม

ตัวอย่างของวงจรเครื่องส่งวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอโมดลิฟลิคซ์ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากคลื่นพาห้บ่อบนี้ มีความจำเป็นจะต้องใช้ในด้านเครื่องรับด้วยเพื่อการแยกสัญญาณสเตอริโอ จึงต้องมีการส่งสัญญาณไฟล้อด 19 KHz รวมมากับคลื่นส่งด้วย โดยสัญญาณไฟล้อดจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณความถี่ 38 KHz อีกครั้งทางด้านเครื่องรับ ซึ่งสัญญาณไฟล้อดนี้ จะถูกส่งไปกับคลื่นส่งเพียง 10 เปอร์เซนต์ของการมอดูเลตสูงสุดทางด้านแอมพลิฟิเคชันเท่านั้น

จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง F.M. สเตอริโอที่แสดงอยู่ในรูปที่ 6.2 สัญญาณเสียงซีกซ้ายและขวา จะถูกป้อนเข้าไปยังวงจรเมตริกซ์ ซึ่งจะถูแบ่งเป็น 2 ภาค ภาคแรกจะทำหน้าที่เป็นตัวบวกสัญญาณตามรูปแบบทางพีชคณิต เป็นการรวมรูปคลื่นของสัญญาณซีกซ้ายและขวามาเข้าด้วยกันเพื่อใช้เป็นสัญญาณหลัก โดยที่เกนการขยายสัญญาณของแต่ละอินพุตเท่ากับ -1 ดังนั้นเอาต์พุตที่ได้จึงเท่ากับสัญญาณเข้าของแต่ละอินพุต และเอาต์พุตที่ได้นี้จะเป็ผลบวกทางพีชคณิต ($L + R$) ของสัญญาณเสียงซีกซ้ายและขวา

ส่วนอีกภาคหนึ่งของวงจรเมตริกซ์ จะทำหน้าที่เป็นตัวลบตามรูปแบบทางพีชคณิตของสัญญาณ L และ R เพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณความแตกต่างสเตอริโอ สัญญาณทางขาเข้าซีกขวาจะถูกนำไปลบกับสัญญาณทางขาเข้าซีกซ้ายในรูปของสัญญาณ ($L - R$) สังเกตได้ว่า ถ้าสัญญาณทั้งสองเหมือนกัน สัญญาณออก ($L - R$) จะเป็นศูนย์ จากนั้นสัญญาณ ($L - R$) ก็จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรบาลานซ์ - มอดูเลเตอร์ ที่วงจรนี้จะเป็นการนำสัญญาณ ($L - R$) มอดูเลตรวมเข้ากับคลื่นพาห้บ่อบ 38 KHz ซึ่งจะเข้ามามีอีกทางหนึ่ง สัญญาณเสียง ($L - R$)

สัญญาณ 38 KHz นั้น เราได้จากวงจรกำเนิดความถี่ 76 KHz ผ่านวงจรหารความถี่ 2 ชุด โดยชุดหนึ่งจะหารความถี่ 76 KHz ลงมาเป็น 38 KHz และอีกชุดหนึ่งจะหารความถี่ 38 KHz ลงมาเป็นความถี่ 19 KHz ซึ่งสัญญาณ 38 KHz และ 19 KHz นี้ต่างก็เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม จึงต้องให้มีการผ่านวงจรบูลเลี่ยนก่อนเพื่อเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณรูปซายน์

สัญญาณ $L + R$, สัญญาณคลื่นพาห้บ่อบ $L - R$ ($L - R$ subcarrier) และสัญญาณไฟล้อด 19 KHz จะถูกควบคุมระดับสัญญาณด้วยความต้านทานปรับค่าได้ เพื่อให้ได้สัญญาณในระดับที่ถูกต้องก่อนส่งเข้าไปยังวงจรขยายสัญญาณรวม ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณคอมโพสิท มัลติเพล็กซ์ (COMPOSITE MULTIPLEX) สัญญาณนี้จะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้ที่ใช้ในการส่งออกอากาศ โดยส่งเข้าไปที่วงจร VOLTAGE - CONTROLLED OSCILLATOR หรือ VCO ซึ่งทำงานที่ความถี่ 88 MHz อันเป็นช่วงค่าสุดของย่านการส่งกระจายเสียง F.M.

ที่จุดต่อแหล่งจ่ายไฟของวงจร VCO มักจะมีการเรกูเลตแรงไฟด้วยซีเนอร์ไดโอดและที่เอาต์พุตของ VCO อาจต่อเข้ากับวงจรขยายบัฟเฟอร์ (BUFFER AMPLIFIER) เพื่อแยกวงจร VCO ออกจากจุดต่อสายอากาศ ซึ่งจะทำให้ VCO ผลิตความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

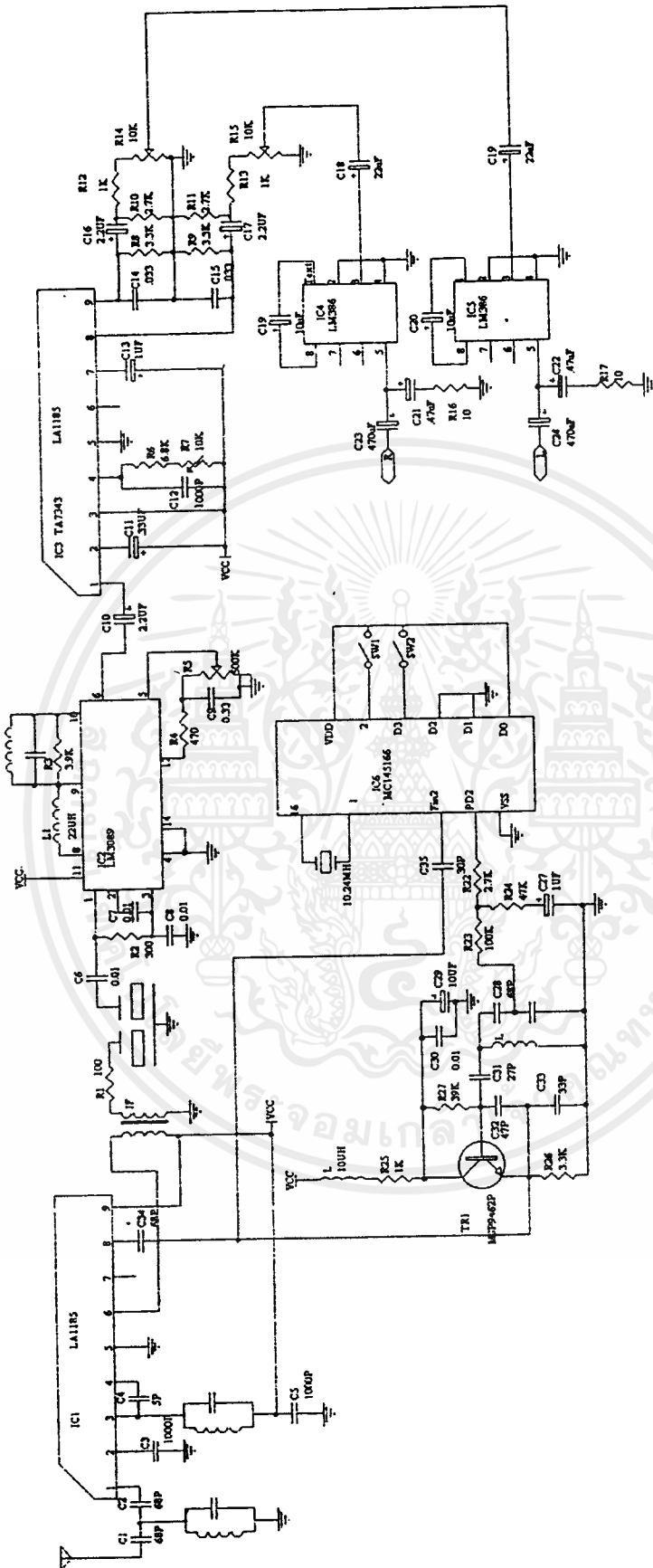
บทที่ 6

การออกแบบและการสร้างโครงงาน

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมัลติเพล็กซ์

วงจรที่สร้างขึ้นในโครงงานนี้ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.1 และ 6.2





RECEIVER CIRCUIT

รูปที่ 6.1 แสดงวงจรของโครงงานเครื่องรับระบบเอฟเอ็ม มัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

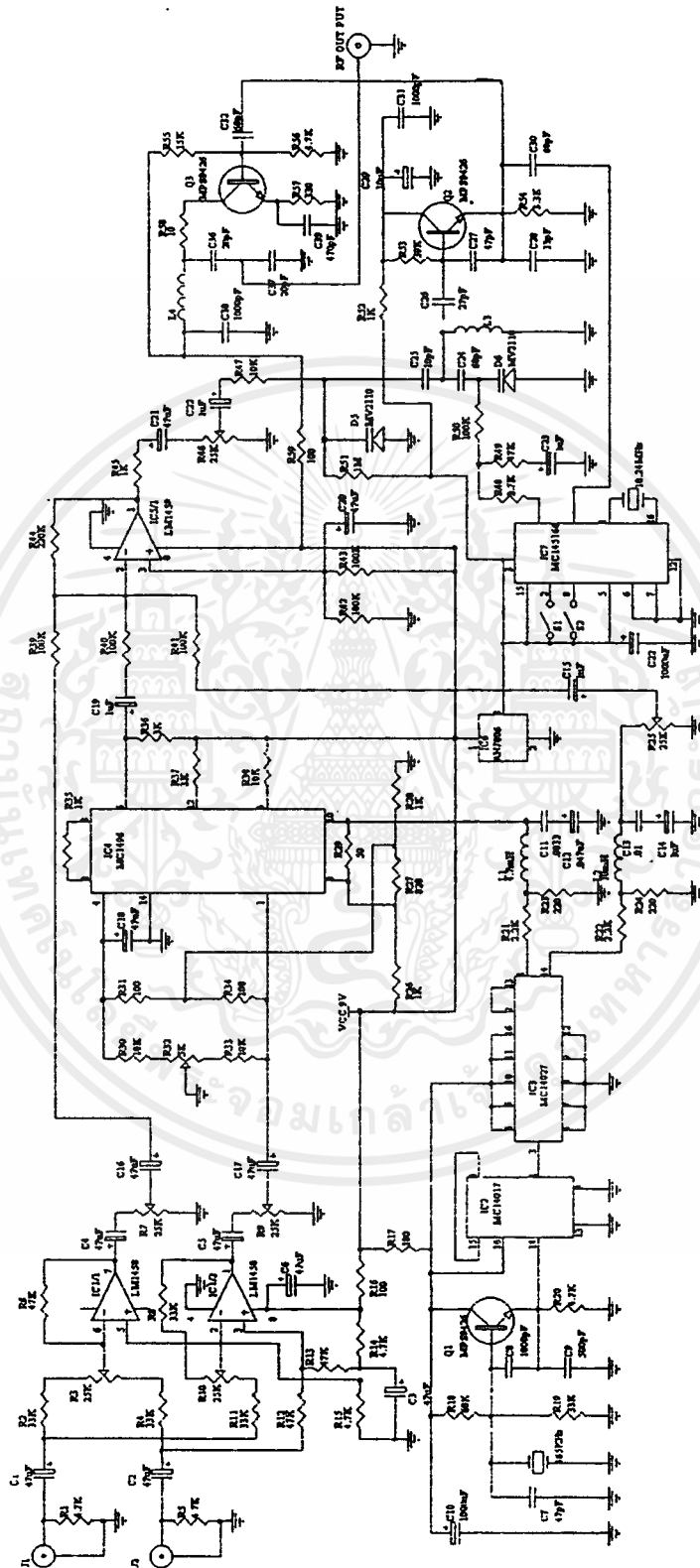
การทำงานของเครื่องรับ

สัญญาณ RF ที่ ส่งมาจากเครื่องส่งจะถูกส่งไปขยายสัญญาณ และทำการมิกซ์กับความถี่ local ของเครื่องรับที่ IC LA 1185

สัญญาณที่ผ่านการมิกซ์แล้วจะมีความถี่ประมาณ 10.7 MH z สัญญาณนี้จะถูกส่งต่อไปยัง ภาค ขยายสัญญาณ IF และ ดีเทคเตอร์ที่ IC LM 3089 เพื่อทำการแยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณพาหะ

สัญญาณเสียงที่ได้จะถูกส่งไปยัง IC TA 7343 เพื่อทำการ Demultiplex สัญญาณออกเป็นแชนเนล ซ้ายและขวา และส่งสัญญาณเสียง ไปยังภาค Audio amp ขยายที่ IC LM 386 ต่อไปเพื่อส่งออกสู่ลำโพง





TRANSMITTER CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 6.2 แสดงวงจรของโครงงานเครื่องส่งระบบเอฟเอ็ม มัลติเพล็กซ์
 ไม่สามารถแก้ไขได้ ฟังก์ชัน ยกเว้นที่แก้ไขได้แต่โดยเนื้อหาและโดยยัง คงเดิมอยู่ ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของเครื่องส่ง

หลักการทำงานของวงจรที่แสดงในรูปที่ 6.2 สัญญาณเสียงซิกซายและขวา จะเข้ามาทาง J1 และ J2 โดย C1 และ C2 จะทำหน้าที่ถ่ายทอดสัญญาณเสียงเข้าไปยัง R2 และ R4 ซึ่งเป็นตัวต้านทานขาเข้าของสัญญาณ L + R และในขณะเดียวกันสัญญาณเสียงที่ผ่าน C1 และ C2 จะเข้ามายัง R11, R12 ซึ่งเป็นตัวต้านทานขาเข้าของช่องสัญญาณ L - R ด้วยเช่นกัน

R3 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ต่อระหว่าง R2 และ R4 ใช้สำหรับปรับแต่งให้อัตราส่วนของเกนของสัญญาณ L และ R เท่ากันในอัตราส่วน 1 : 1 ซึ่งในทางอุดมคติ ถ้า R2 และ R4 มีค่าเท่ากัน R3 จะต้องถูกปรับให้อยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางพอดี

R6 เป็นตัวจัดให้วงจรขยายออพ-แอมป์มีเกนขยายเท่ากับหนึ่ง

IC1-b เป็นตัวขยายสัญญาณความแตกต่าง L - R มี R8, R10, และ R11 ต่ออยู่ในรูปของเน็ตเวอร์คที่ปรับค่าได้ ซึ่งทำหน้าที่คล้ายกันกับ R2, R3, และ R4

สัญญาณซิกซายจะถูกส่งผ่านเข้ามาโดยผ่านทาง R12 และ R13 ส่วนเน็ตเวอร์คที่สร้างขึ้นจาก R14, R15 และ C3 ใช้สำหรับจ่ายไบอัสที่ค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันแหล่งจ่ายแก่ออพ-แอมป์ทั้งคู่

R12 และ R13 มีหน้าที่แบ่งครึ่งสัญญาณอินพุตที่เข้ามา ส่วน R10 เป็นตัวปรับแต่งเพื่อให้สัญญาณอินพุตซิกซายและขวาเท่ากัน ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของ IC-b (วัฏจักร R9) ควรเท่ากับศูนย์ เพราะในทางอุดมคติแล้ว ถือว่าเป็นสิ่งที่จำเป็นที่จะต้องให้สัญญาณ (L - R) เท่ากับศูนย์เมื่อสัญญาณอินพุตของทั้งสองสัญญาณเท่ากัน

ดังที่ได้อธิบายมาก่อนแล้วว่า ทางด้านเครื่องส่งจะต้องกำเนิดสัญญาณไฟลิตด 19 KHz และคลื่นพาห้รอง 38 KHz ซึ่งในที่นี้ Q1 เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุต 76 KHz โดยความถี่ของวงจรจะได้จากเน็ตเวอร์คที่ประกอบด้วย C7-C10 และ L1

สัญญาณออสซิลเลเตอร์จะถูกส่งผ่าน C13 ไปยัง Q2 ซึ่งเป็น BUFFER AMP. ส่วน R22 -R24 เป็นตัวจ่ายไบอัสแก่ Q2 ในขณะที่ C12 และ R17 เป็นตัวกรองสัญญาณเพื่อขจัดความถี่ 76 KHz ขบวนการพัลส์ลบที่ขาคอลเลคเตอร์ของ Q2 จะถูกส่งไปยัง IC2 ซึ่งมีฟิลิป-ฟลอปอยู่ภายใน 2 ตัว ตัวหนึ่งจะหารความถี่ 76 KHz เหลือ 38 KHz ส่วนอีกตัวหนึ่งจะหารความถี่ 38 KHz อีกครั้ง ให้เหลือ 19 KHz สัญญาณความถี่ที่ได้เหล่านี้จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งเราต้องการคลื่นรูปไซน์จึงต้องมีวงจรกรองความถี่ฮาร์โมนิกเสียก่อนเพื่อให้ความถี่ FUNDAMENTAL โดยมึวงจรกรองอยู่ 2 ชุด คือชุด L2, C15, C16 สำหรับกรองความถี่ 38 KHz และชุด L3, C17, C18 สำหรับกรองความถี่ 19 KHz

R30 เป็นตัวส่งผ่านคลื่นรูปไซน์ 38 KHz (ค่าประมาณ 1 Vpp) เข้าไปยัง IC3 ซึ่งเป็นวงจร

เอมมอดูเลเตอร์ สารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R31 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ใช้สำหรับควบคุมระดับสัญญาณไฟลิต 19 KHz ที่ผ่าน C19 ไปยังวงจรรวมสัญญาณ ส่วนการปรับแต่งเฟสของสัญญาณไฟลิตและสัญญาณคลื่นพาร้องทำได้โดยการปรับที่ L2 และ L3

IC3 เป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ที่ทำให้เกิดสัญญาณ (L - R) จัฟแคเรียร์ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของสัญญาณ MPX ที่เอาท์พุทของ IC3 จะเป็นสัญญาณผลต่างและผลรวมของความถี่ 2 ชุดซึ่งเข้ามาที่ขา 1 (สัญญาณ L - R) และขา 8 (38 KHz)

R9 เป็นตัวควบคุมระดับสัญญาณเสียง (L - R) ที่ผ่าน R21 เข้าไปยังขา 1 ของ IC3 ส่วน R32 - R36 เป็นเนทเวอร์คที่ใช้ในการปรับค่าคิซีไบอัส

C22 เป็นตัวบายพาสสัญญาณ AC ลงกราวด์ และ R44 เป็นตัวต้านทานที่ช่วยในการจัดระดับสัญญาณมีค่าประมาณ 10 โอห์ม ซึ่งค่านี้อาจเพิ่มให้สูงขึ้นได้ถึง 2.2 K ถ้าระดับสัญญาณที่ขา 12 ของ IC3 มีค่าสูงขึ้น และจะสังเกตได้ว่าค่า R43 จะมีค่าน้อยไปไม่เกินกว่า 10 % ของค่ารวมระหว่าง R44 และ R48

IC4 เป็นวงจรเอาท์พุทที่มีเกนขยายสัญญาณรวมเท่ากับ 2 มี R52, C27 และ R53 เป็นตัวจ่ายไบอัสแก่อุป-แอมป์ที่ค่าครึ่งหนึ่งของแรงดันจ่ายไฟ สัญญาณ L + R จากขากลางของ R7 จะส่งผ่าน C20 มายัง R49 สัญญาณคลื่นพาร้อง L - R จะส่งผ่าน C26 มายัง R50 และสัญญาณไฟลิตจาก R31 จะผ่านมายัง R51 สัญญาณทั้งสามจะถูกขยายเป็นเป็นสัญญาณรวมออกทางขา 1 ของ IC4

ที่ IC4-b ใช้เป็นจุดทดสอบสัญญาณ MPX ในการทดลอง

สัญญาณคอมโพสิท MPX จาก R64 จะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตที่ D2 ซึ่งเป็นตัวจูนมอดูเลตของภาคออสซิลเลเตอร์ซึ่งมี R64 เป็นตัวควบคุมระดับสัญญาณที่จะมอดูเลตเพื่อให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เบี่ยงเบนได้สูงสุดไม่เกิน ± 75 KHz

D2 จะต่อเชื่อมกับวงจรออสซิลเลเตอร์โดยต่อผ่าน C30 ซึ่งเมื่อค่าคาปาซิแตนซ์ของ D2 เปลี่ยนแปลงจะเกิดการมอดูเลตสัญญาณลงบนความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ Q3 ซึ่งมี C32 เป็นตัวปรับแต่งเพื่อให้ได้ความถี่ประมาณ 88 MHz

Q4 เป็นบัฟเฟอร์แอมป์เกนต่ำ มีหน้าที่ป้องกันภาคออสซิลเลเตอร์ (Q3) จากการเปลี่ยนแปลงของโหลด

R65 เป็นตัวป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลต ส่วน L5, C40 และ C41 เป็นวงจรแมทซ์สำหรับโหลด 50 โอห์มของเอาท์พุท

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองวัดสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของวงจร ได้ผลดังต่อไปนี้

ด้านเครื่องรับ

1. ทดลองวัดความถี่เอาต์พุตของภาคออสซิลเลเตอร์

C.H.	ความถี่ที่กำหนดใน DATA SHEET (MHz)	ความถี่ที่วัดได้ (MHz)
1	46.61	46.66
2	46.93	46.98
3	49.67	49.73
4	49.99	50.05

ตารางที่ 7.1 แสดงผลการวัดความถี่เอาต์พุตของภาค OSC. ที่ IC MC145166

2. ทดลองวัดความถี่เอาต์พุตของภาคมิกเซอร์

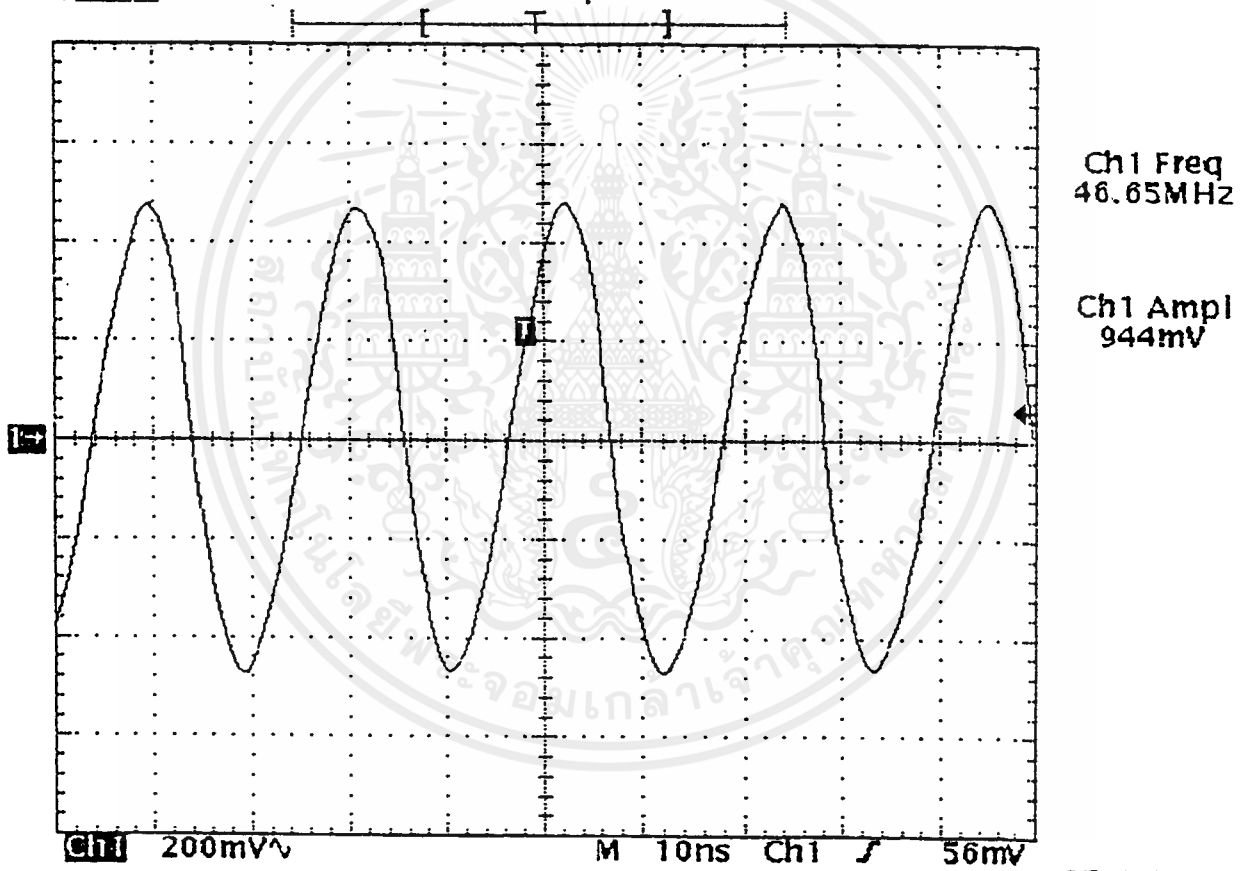
C.H.	ความถี่จาก RF GENERATOR (MHz)	ความถี่ที่วัดได้ (MHz)
1	35.96	10.7
2	36.28	10.7
3	39.03	10.7
4	39.35	10.7

ตารางที่ 7.2 แสดงผลการวัดความถี่เอาต์พุตของภาคมิกเซอร์ที่ IC LA1185

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop 1GS/s

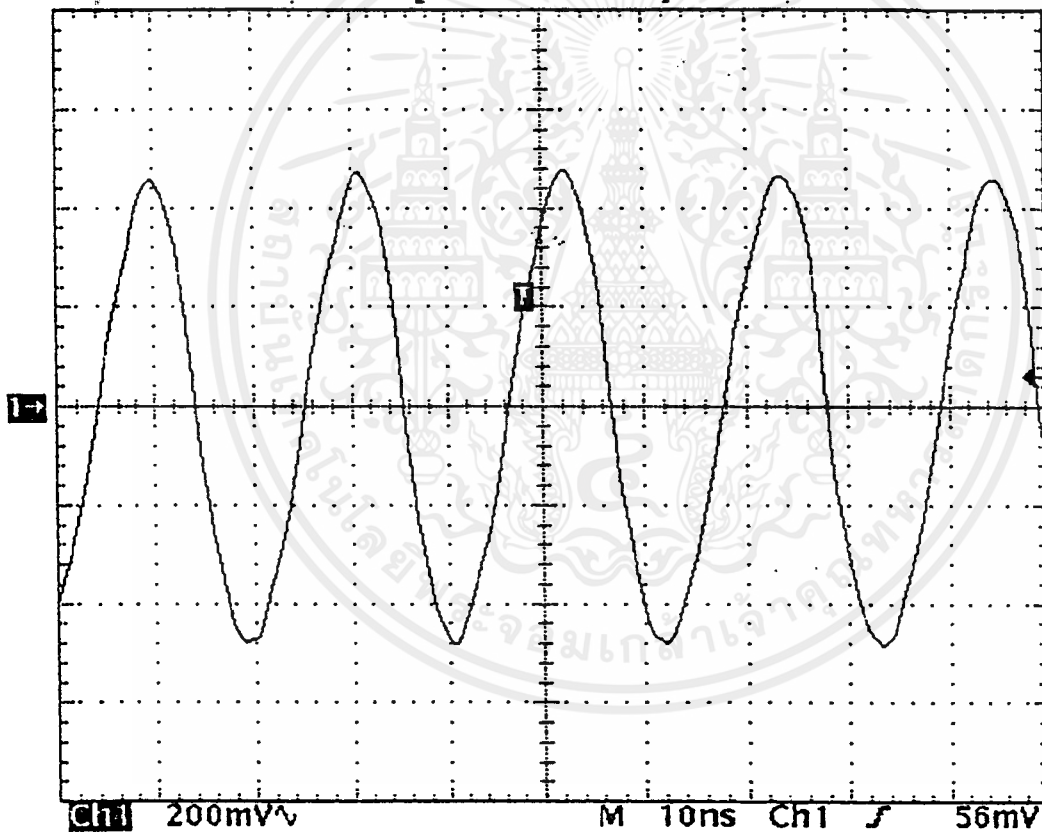
8 Acqs

25 Oct 199:
15:48:38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 7.1 สัญญาณโลคัลของเครื่องรับ ที่ภาคมิกเซอร์ IC LA1185 ขา 8 (C.H. 1)
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek **STOP** 1GS/s

2 Acqs

Ch1 Freq
46.96MHzCh1 Ampl
928mV

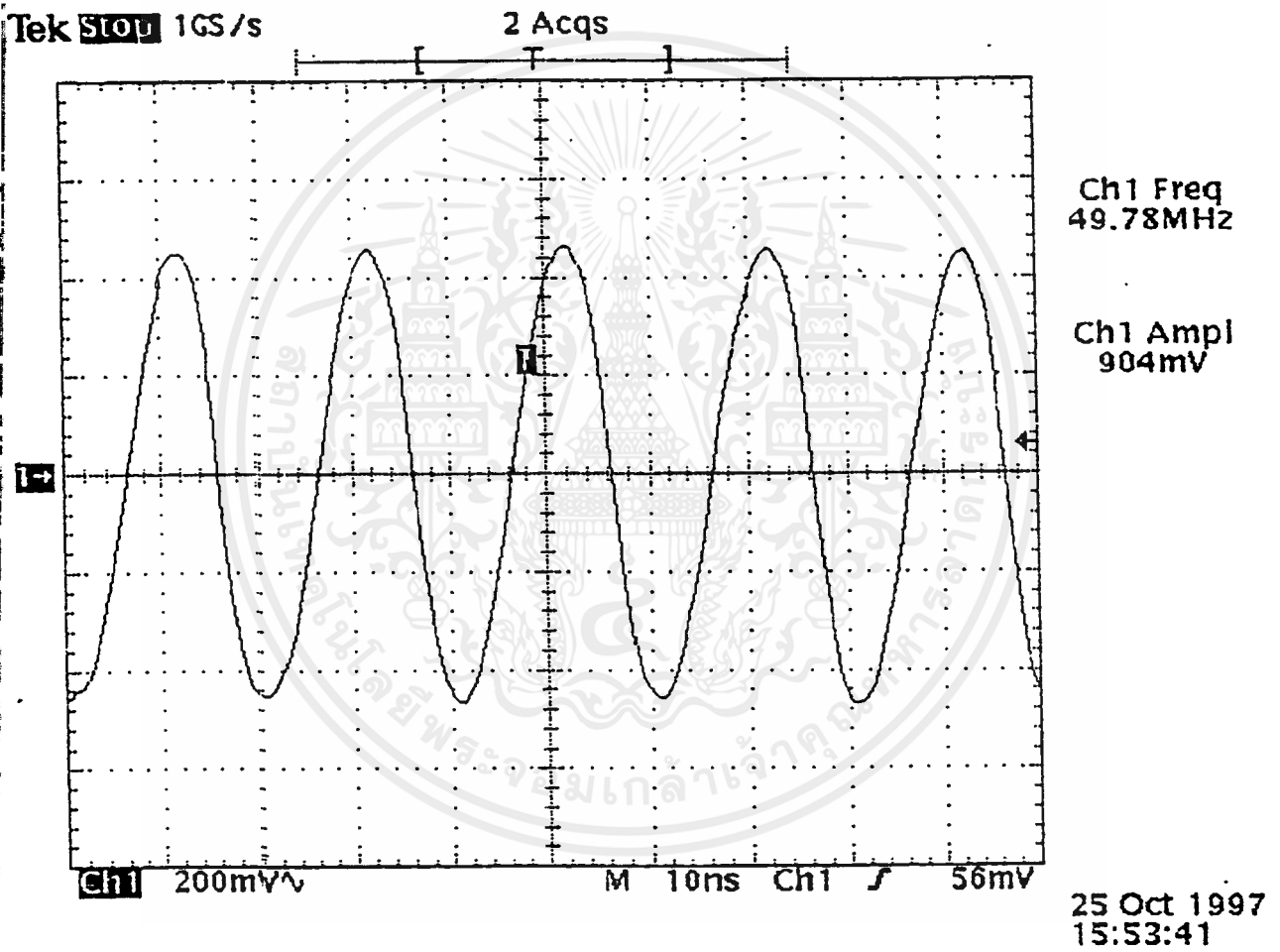
200mV/div

M 10ns

Ch1

56mV

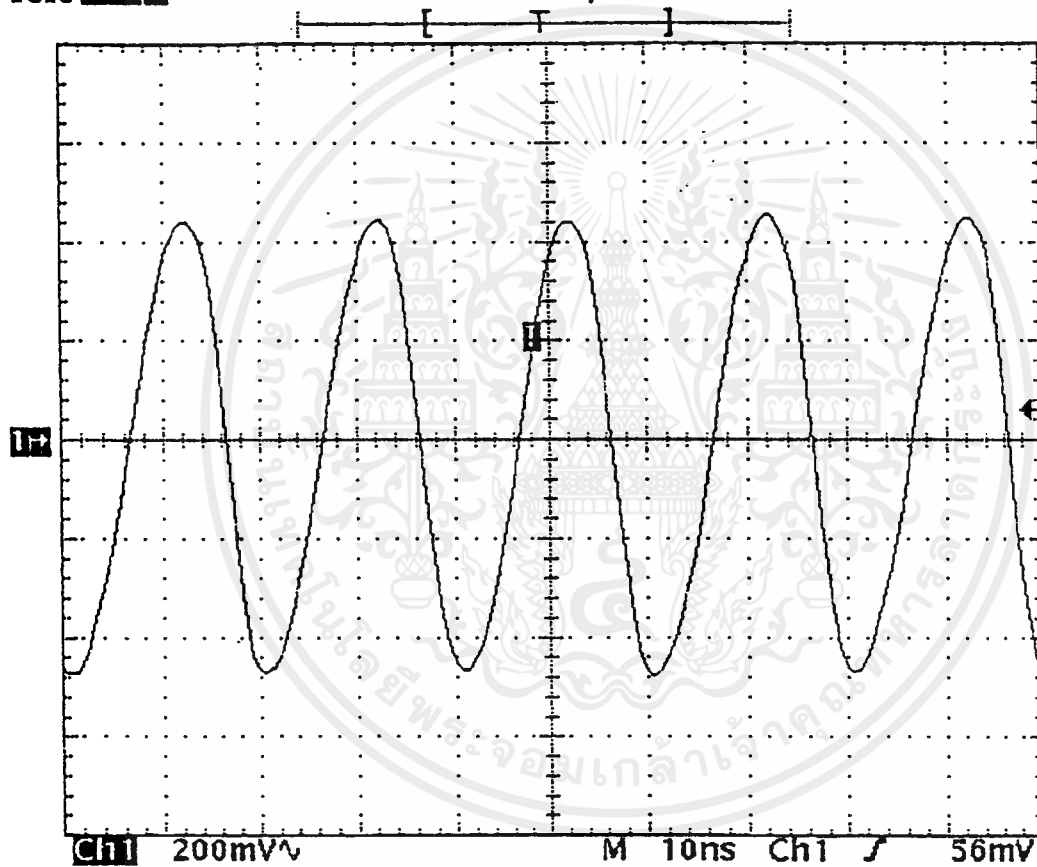
25 Oct 199
15:50:49



เอกสารนี้รูปที่ 7.3 สัญญาณโลกลักของเครื่องรับ ที่ภาคมิกเซอร์ IC LA1185 ขา 8 (C.H. 3) ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 1GS/s

24 Acqs

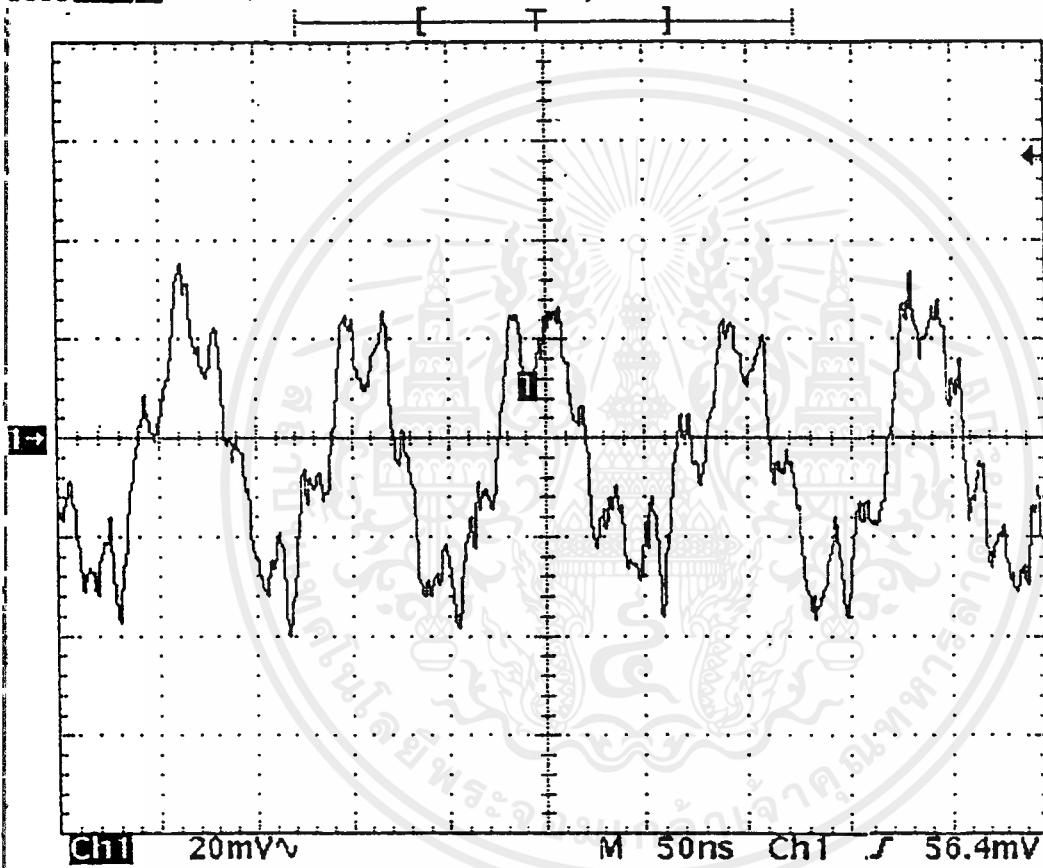


25 Oct 1997
15:55:28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 7.4 สัญญาณโลกล็อกของเครื่องรับ ที่ภาคมิกเซอร์ IC LA1185 ขา 8 (C.H. 4)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 1GS/s

10 Acqs

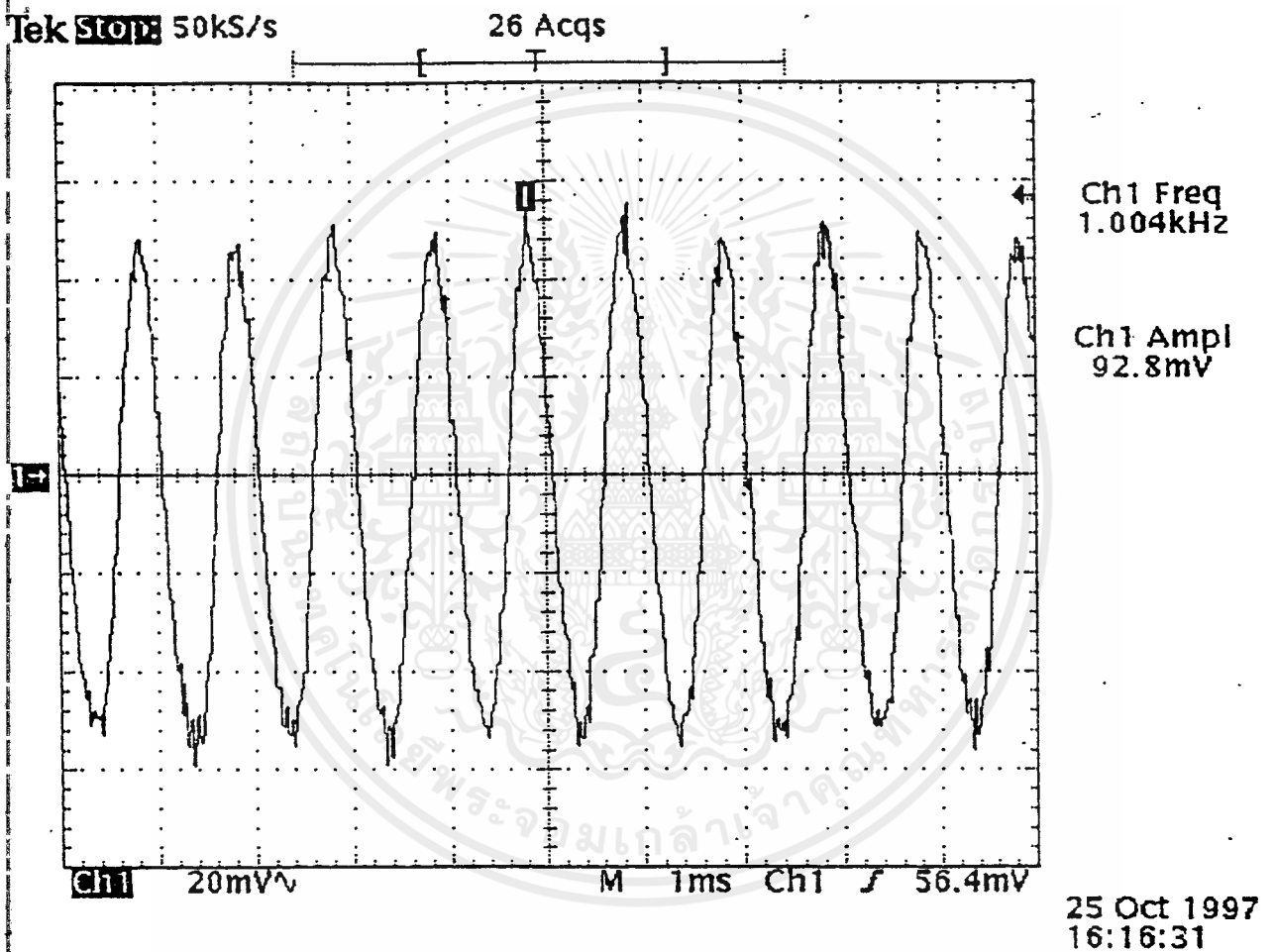


Ch1 Freq
11.1MHz
Low signal
amplitude

Ch1 Ampl
20.8mV
Unstable
histogram

25 Oct 1997
16:13:54

รูปที่ 7.5 สัญญาณ 10.7 Mhz ที่ผ่านการมิกซ์แล้วถูกส่งไปยังขาที่ 1 ของ ภาควิทยาศาสตร์ IC LM3089 ในด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



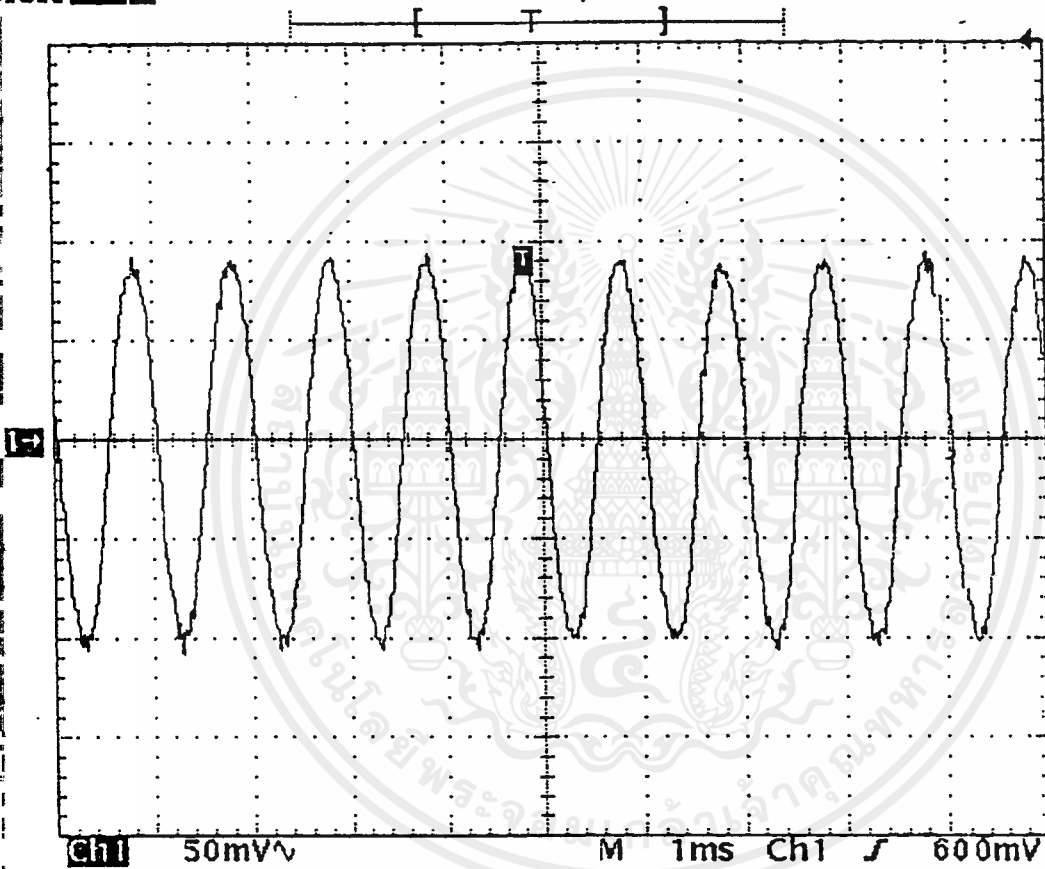
รูปที่ 7.6 สัญญาณเสียงที่ออกจากภาคดีเทกเตอร์ IC LM3089 แล้วส่งไปยังภาคคิมัลติเพล็กซ์

ขาที่ 1 ของ IC TA7343

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 50kS/s

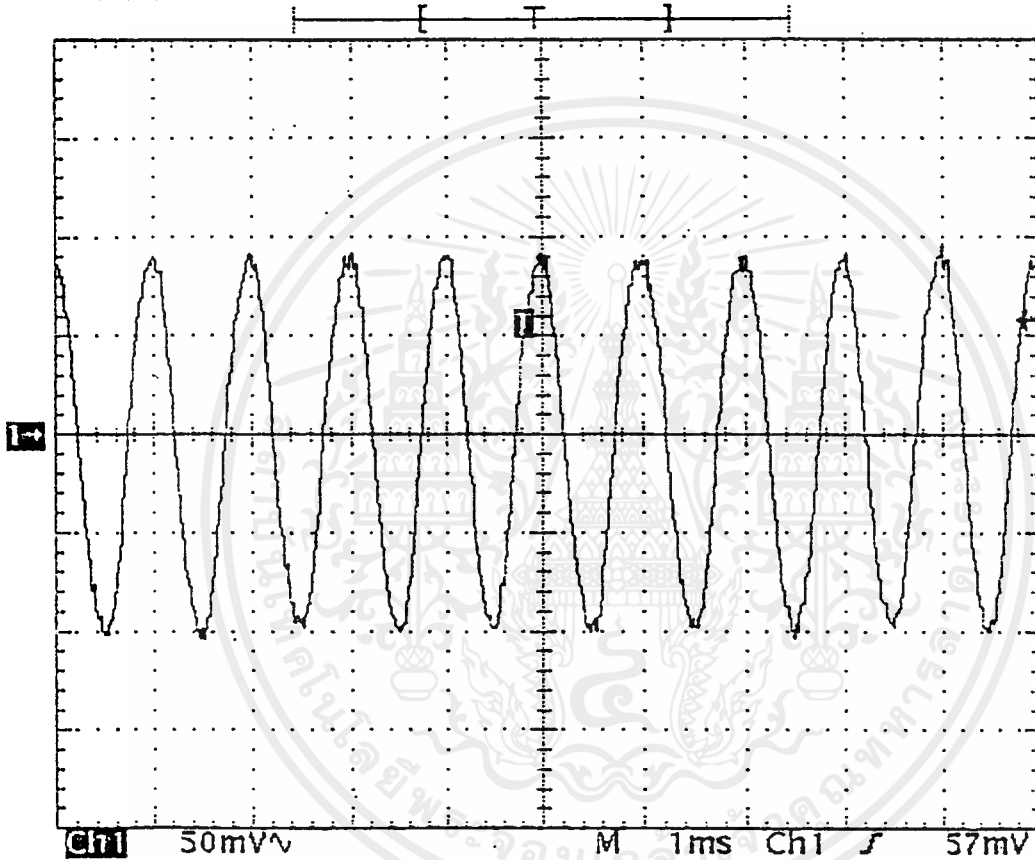
35 Acqs

Ch1 Freq
1.003kHzCh1 Ampl
188mV25 Oct 199:
17:00:12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 7.7 สัญญาณเสียงที่ผ่านการคิมลิตเพล็กซ์ที่ขา 8 ของ IC TA7343
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek **Stop**: 50kS/s

38 Acqs

Ch1 Freq
1.001kHzCh1 Ampl
184mV

Ch1

50mV

M

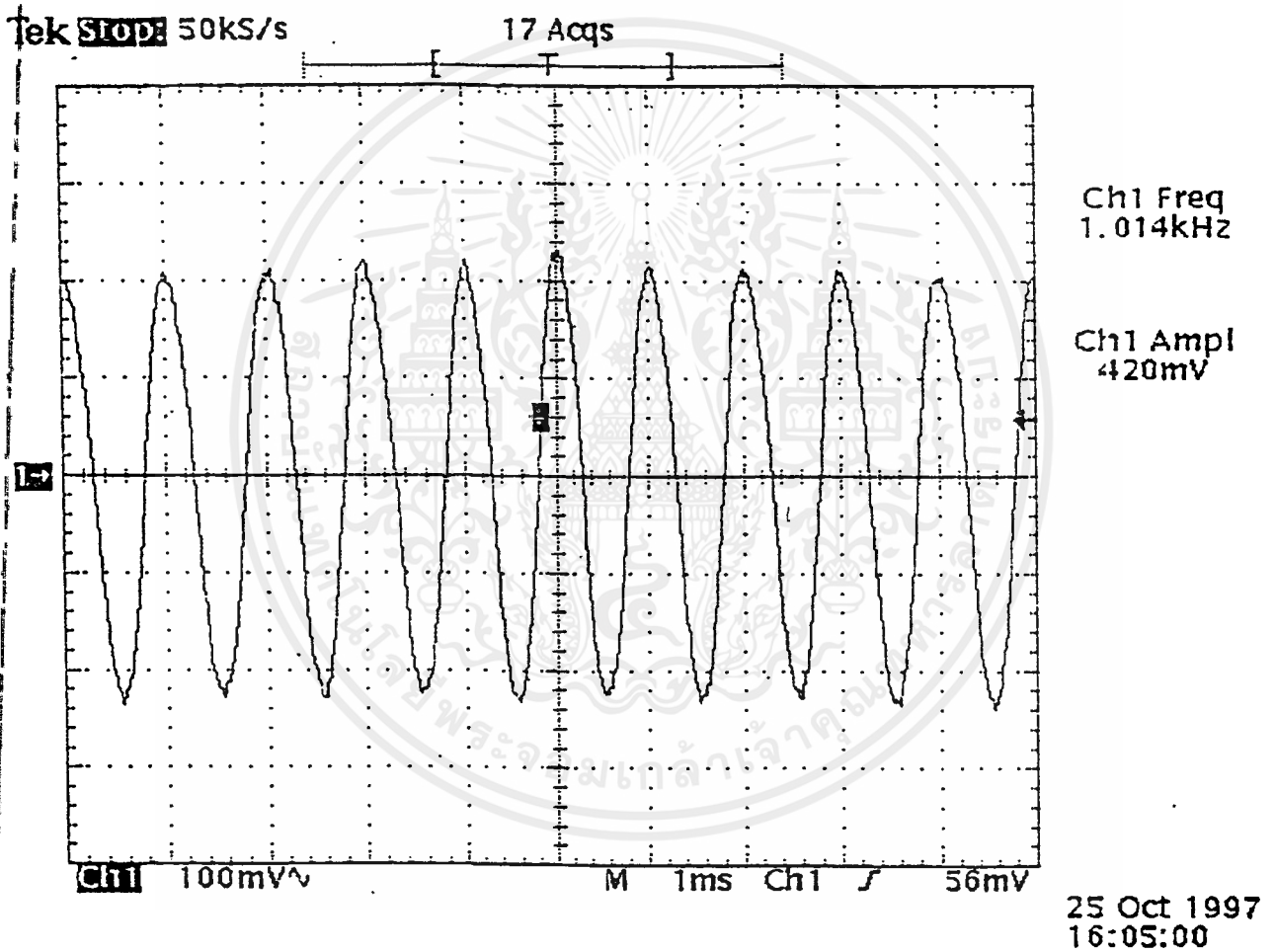
1ms

Ch1

J

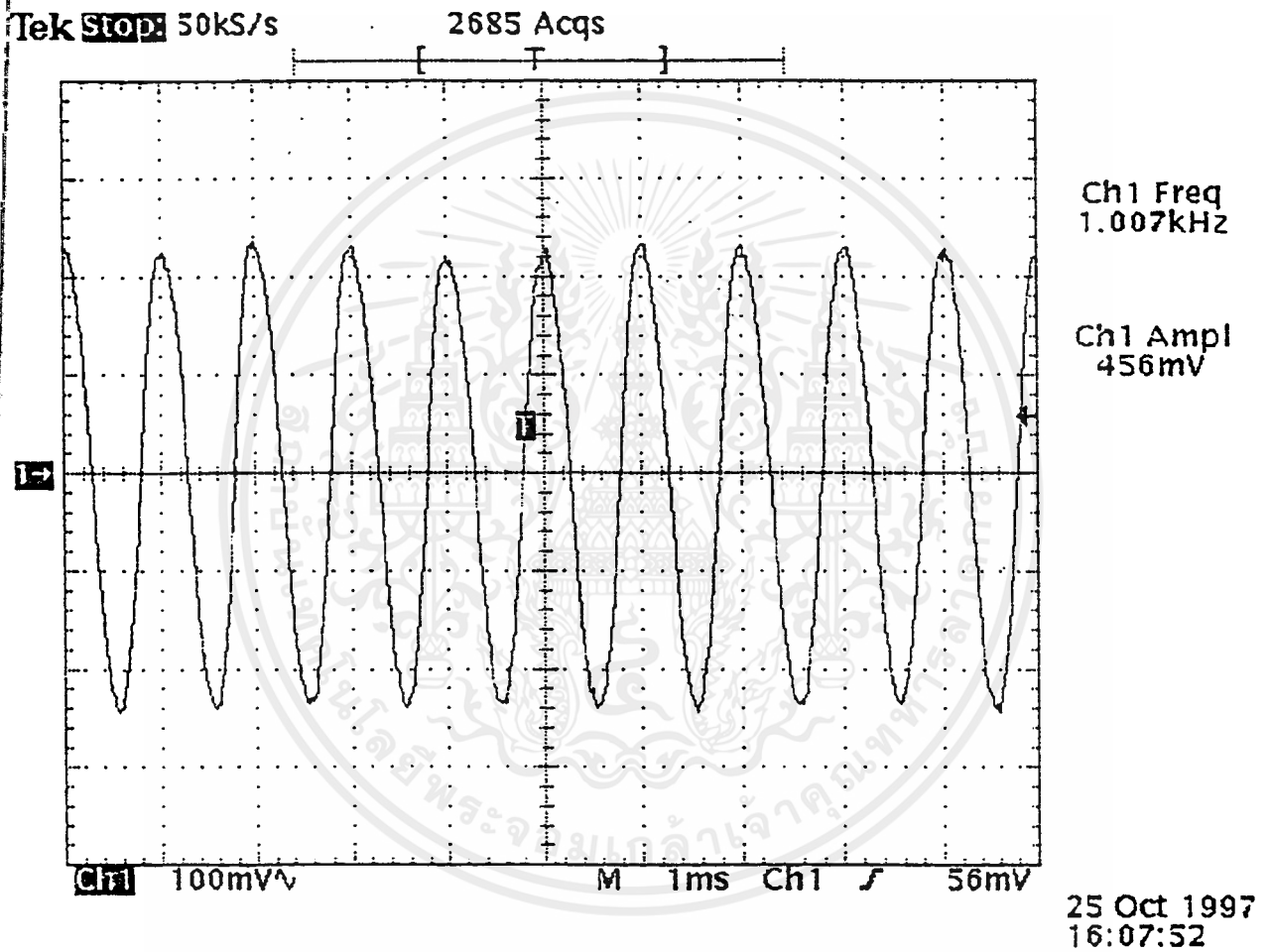
57mV

25 Oct 1997
16:19:37



รูปที่ 7.9 สัญญาณแอมป์พุทที่ออกสู่ลำโพง ซึ่งถูกขยายจาก IC4 LM386 ที่ขา 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.10 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกสู่ลำโพง ซึ่งถูกขยายจาก IC5 LM386 ที่ขา 5

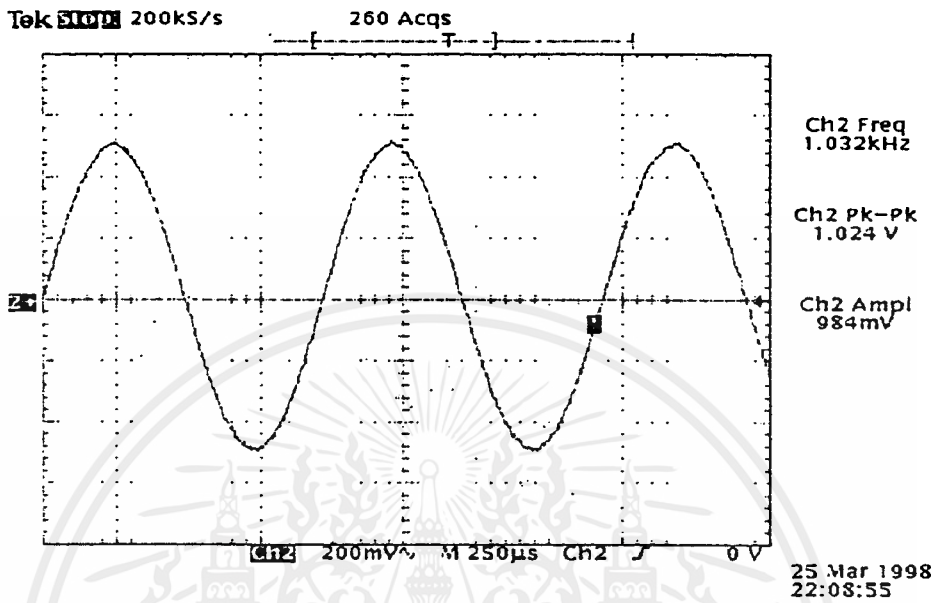
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านภาคส่ง

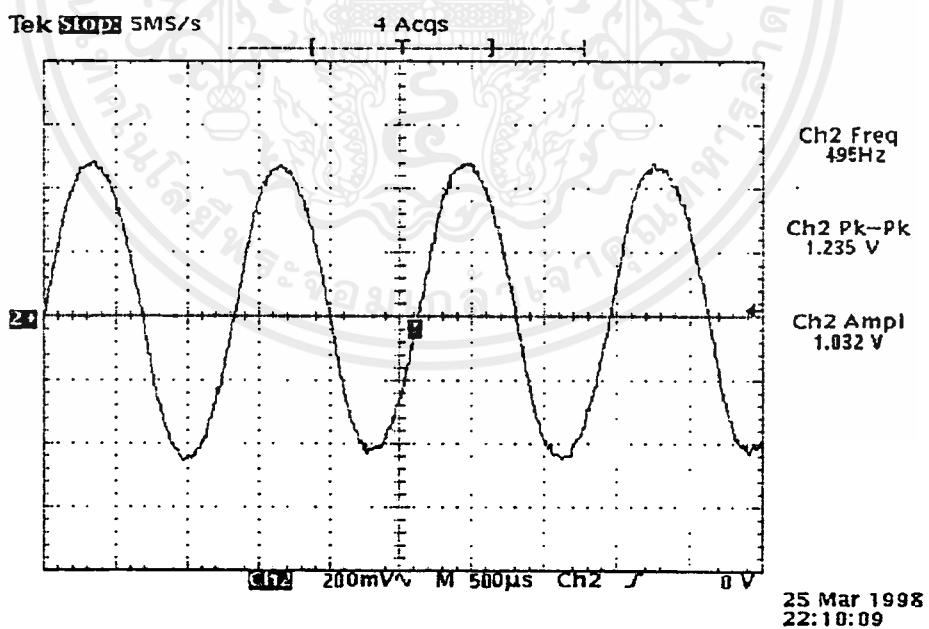
1. ทดลองวัดความถี่ของภาค RF ที่ผลิตจาก IC MC145166

C.H.	ความถี่ที่กำหนดใน DATA SHEET (MH z)	ความถี่ที่วัดได้ (MH z)
1	35.915	35.95
2	36.235	36.26
3	38.975	39.1
4	39.295	39.27

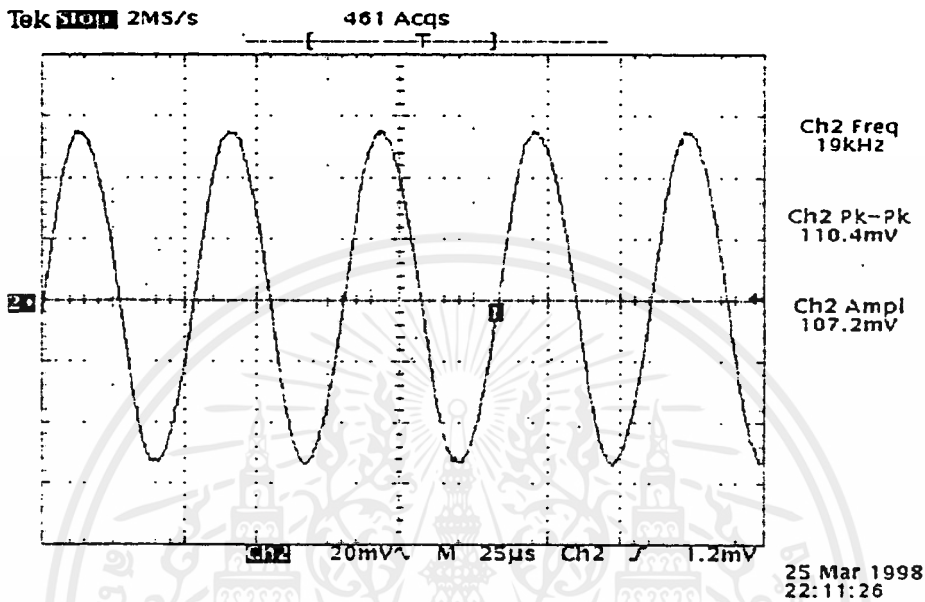
ตารางที่ 7.3 แสดงผลการวัดความถี่เอาต์พุตของภาค RF ที่ IC MC145166



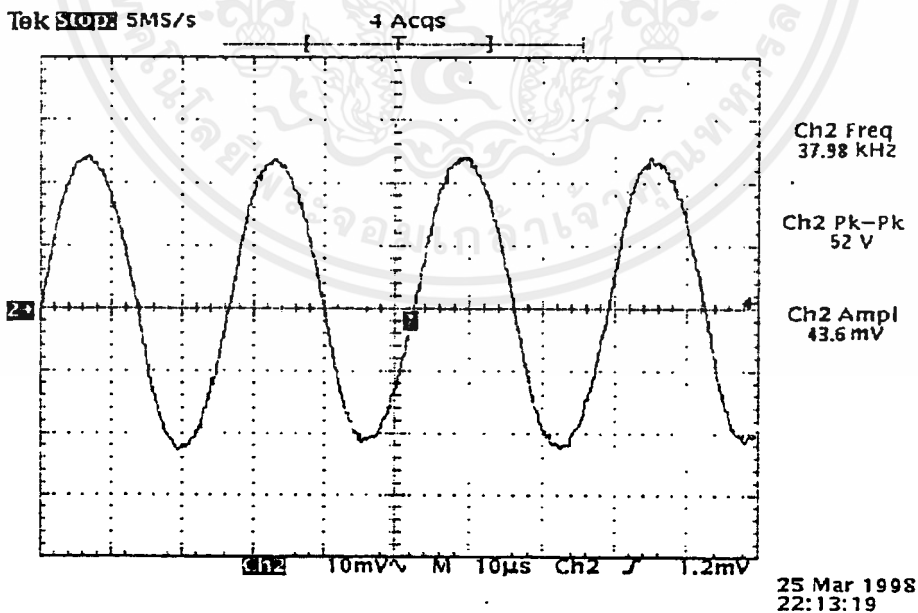
รูปที่ 7.11 สัญญาณ IN PUT 1KHz ที่ป้อนจาก GEN ไปที่ J1 ของวงจร



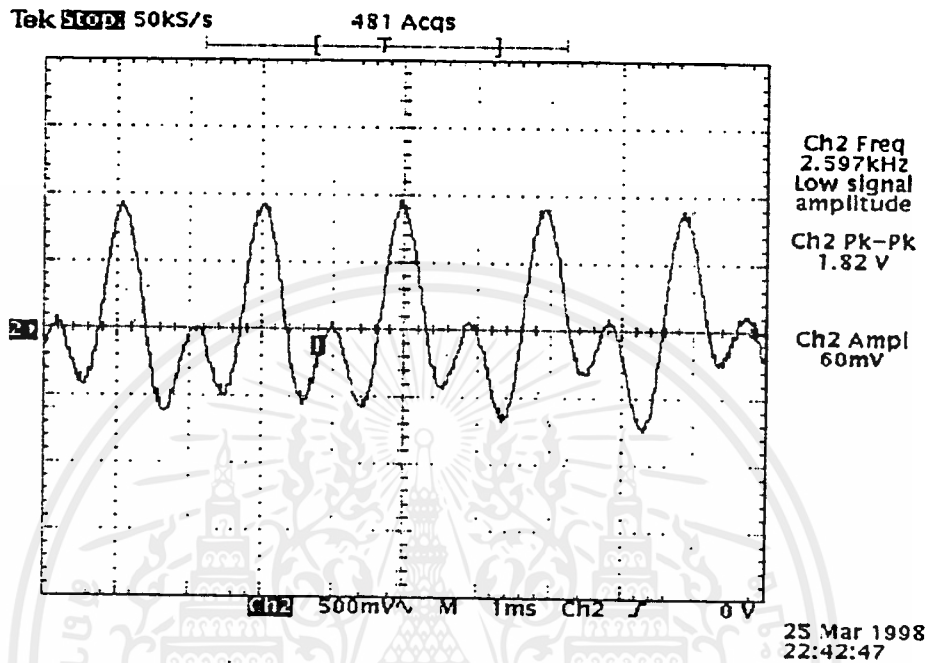
รูปที่ 7.12 สัญญาณ IN PUT 500Hz ที่ป้อนจาก GEN ไปที่ J2 ของวงจร



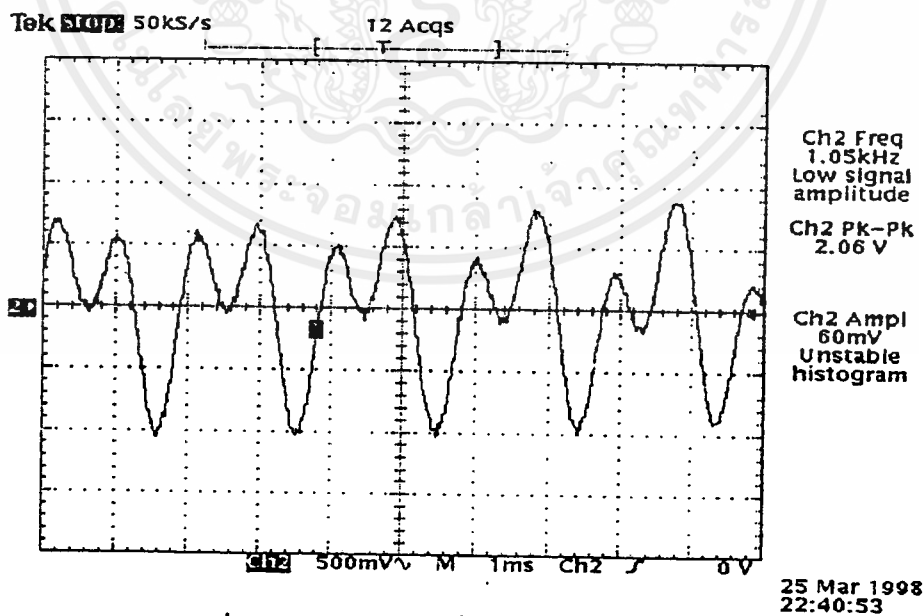
รูปที่ 7.13 สัญญาณ PILOT 19KHz ที่เครื่องส่งผลิตเพื่อส่งไป IC5 LM145S



รูปที่ 7.14 สัญญาณ SUB CARRIER 38KHz ที่เครื่องส่งผลิตเพื่อไป MOD กับ สัญญาณ L-R แบบ AM ที่ IC4 MC1496

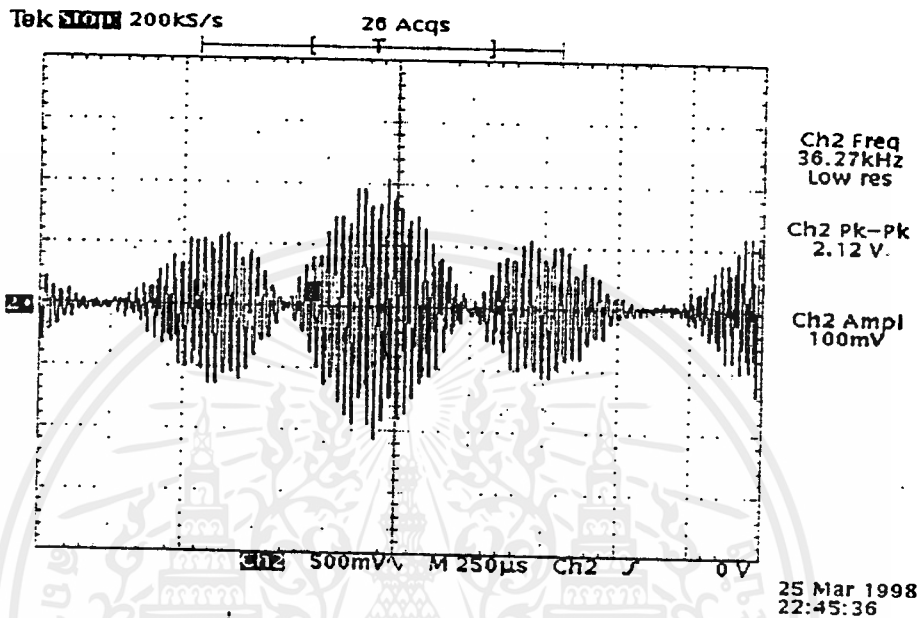


รูปที่ 7.15 สัญญาณ L+R ที่นำสัญญาณจาก J1 และ J2 มารวมกัน

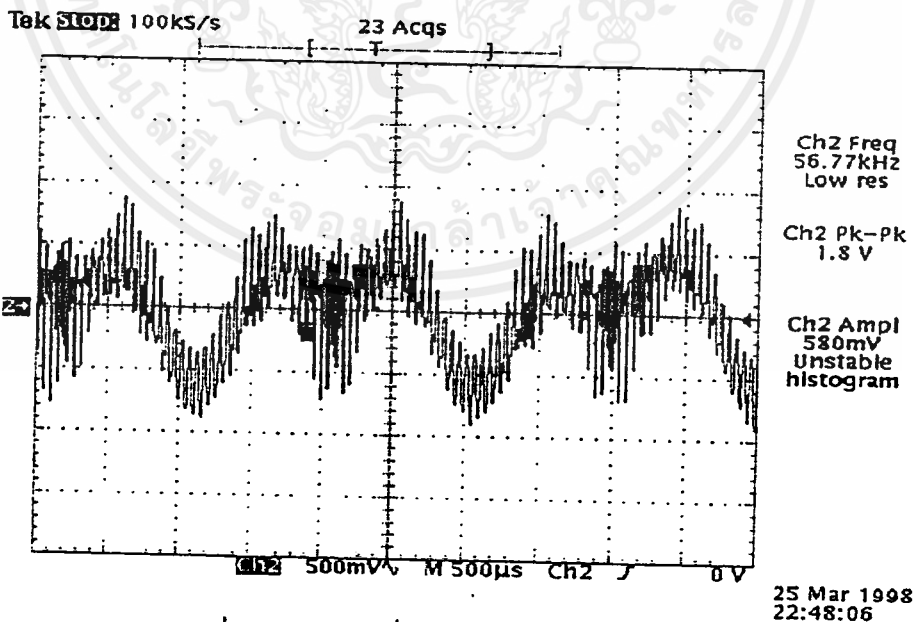


รูปที่ 7.16 สัญญาณ L-R ที่นำสัญญาณจาก J1 และ J2 มาลบกัน

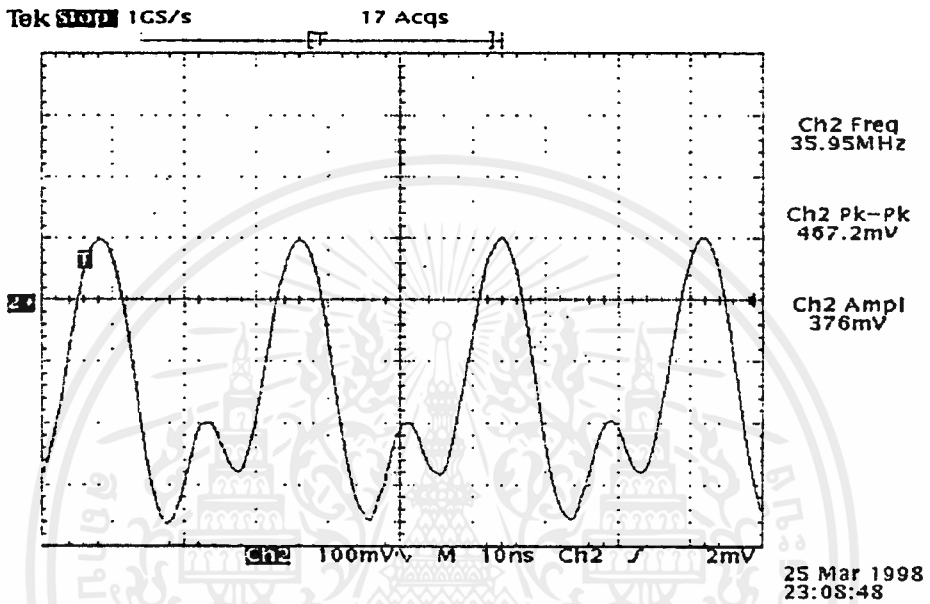
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



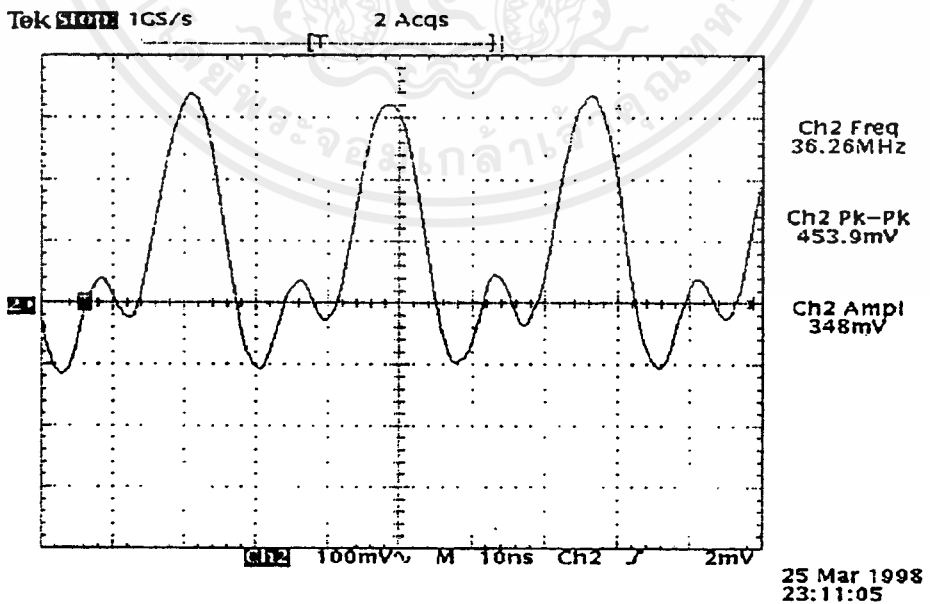
รูปที่ 7.17 สัญญาณ BALANCE MOD ที่นำสัญญาณ L-R กับ 38KHz มา MOD กันแบบ AM ที่ IC4 MC1496



รูปที่ 7.18 สัญญาณที่ได้จากการรวมของสัญญาณ L+R, L-R SUB CARRIER, 38KHz วัดที่ขา 1 ของ IC5 MC1458

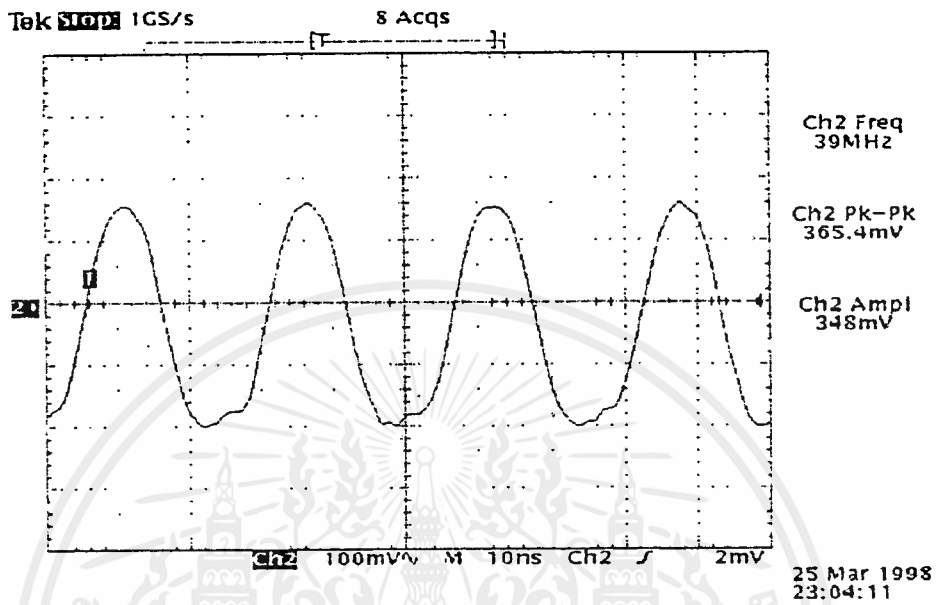


รูปที่ 7.19 สัญญาณ LOCAL ที่เครื่องส่งผลิตจาก IC7 MC145166
เพื่อส่งออกอากาศที่ CH1

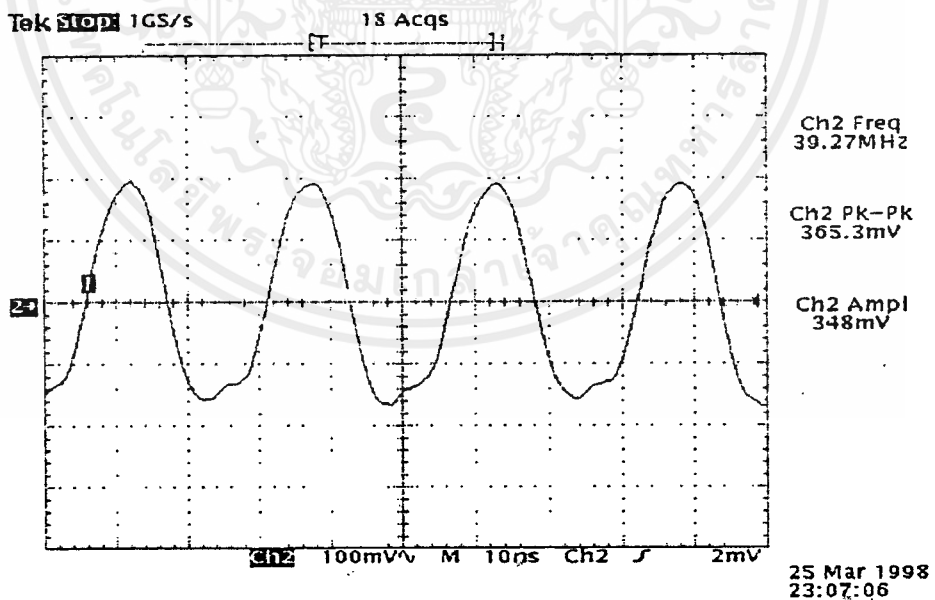


รูปที่ 7.20 สัญญาณ LOCAL ที่เครื่องส่งผลิตจาก IC7 MC145166
เพื่อส่งออกอากาศที่ CH2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.21 สัญญาณ LOCAL ที่เครื่องส่งผลิตจาก IC7 MC145166
เพื่อส่งออกอากาศที่ CH3



รูปที่ 7.22 สัญญาณ LOCAL ที่เครื่องส่งผลิตจาก IC7 MC145166
เพื่อส่งออกอากาศที่ CH4

บทที่ 8

สรุปและวิจารณ์โครงการ

ผู้จัดทำขอสรุป,วิจารณ์ และชี้ให้เห็นปัญหาต่างๆ ที่ได้พบ พร้อมแนวทางในการแก้ไขและพัฒนาโครงการให้มีการทำงานที่ดีขึ้นดังนี้

ปัญหาที่พบ หลังจากได้ประกอบและทดสอบ โครงการเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุระบบเอฟเอ็ม สเตอริโอมัลติเพล็กซ์ ก็คือ สัญญาณรบกวนที่ปรากฏให้ได้ยินทางด้านเครื่องรับ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรที่มีย่านความถี่ใช้งานสูงๆ มักจะเกิดจากสัญญาณรบกวนภายในวงจรเอง ดังนั้นหลักการในการทำเครื่องรับและเครื่องส่ง ก็คือ จะต้องวางอุปกรณ์ที่ต่อถึงกันให้อยู่ใกล้กันมากที่สุด เพื่อลดค่าคาปาซิเตอร์แฝงที่เกิดจากระยะการเดินทางของสัญญาณ และควรจะทำให้ออกแบบให้วงจรมีพื้นที่กราวด์เพลนให้มากที่สุด

ปัญหาประการที่สองก็คือ ระยะของการรับส่งสัญญาณยังทำได้ไม่ไกลนัก ซึ่งการเพิ่มระยะทางการรับส่งให้ไกลขึ้นนั้น เราสามารถทำได้โดยออกแบบให้ Output Impedance ของภาคขยาย RF และ Impedance ของสายอากาศให้สมดุล (Match) กัน เพื่อแก้ปัญหาการลดทอนของสัญญาณเนื่องจากปัญหาดังกล่าว นอกจากนั้นการปรับปรุงภาคขยาย RF ให้มีคุณสมบัติดีขึ้น หรืออาจต่อภาคขยายเพิ่มอีก ก็อาจช่วยแก้ไขได้แต่จะประสบความยุ่งยากในการออกแบบมากขึ้น ซึ่งเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้

C27	1u
C28	38p
C29	10u
C30	0.01
C31	27p
C32	47p
C33	33p
C34	38p

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	เบอร์
IC1	LA1185
IC2	LM3089
IC3	TA7343
IC4 , IC5	LM386
IC6	MC145166
Q1	MSP 9462

อุปกรณ์อื่นๆ	ค่า
L1	22uH
L2	10uH
CRYSTAL	10.24 Mhz
CERAMIC FILTER	10.7 Mhz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ด้านแสง

รีซิสเตอร์ 1/4 WATT , ค่าความผิดพลาด 0.5%	ค่า (โอห์ม)
R 1	4.7 K
R2	33 K
R3	VR 25 K
R4	33 K
R5	4.7 K
R6	47 K
R7	VR 25 K
R8	33 K
R9	VR 25 K
R10	25 K
R11	33 K
R12	47 K
R13	47 K
R14	4.7 K
R15	4.7 K
R16	100
R17	100
R18	68 K
R19	33 K
R20	4.7 K
R21	2.2 K
R22	2.2 K
R23	220

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

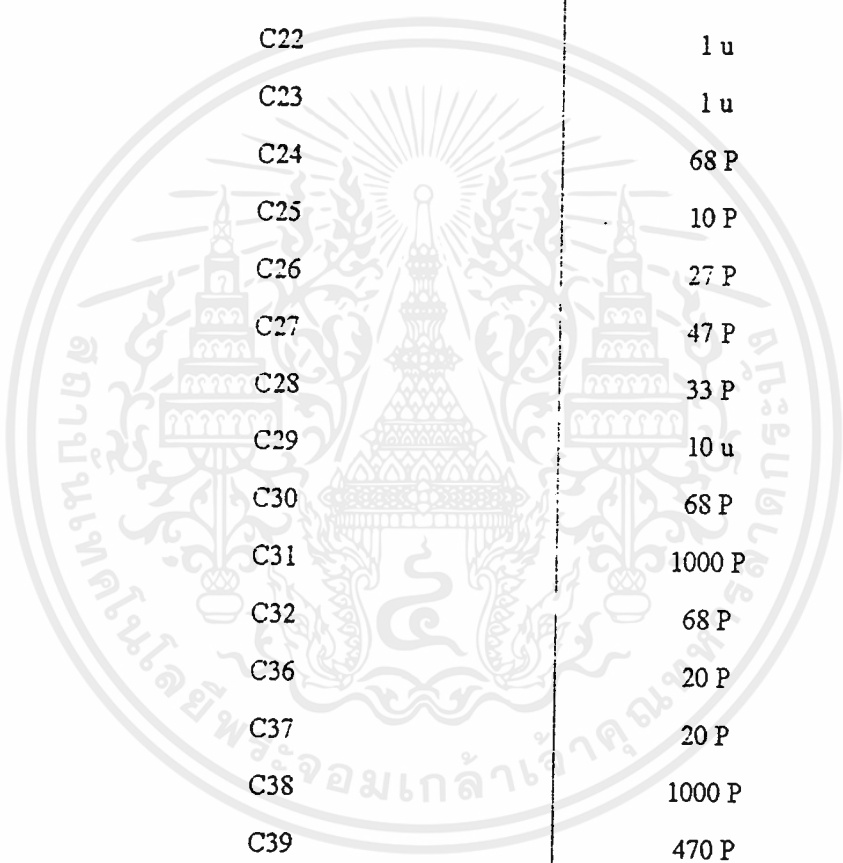
R24	220
R25	VR 25 K
R26	1 K
R27	S20
R28	1 K
R29	50
R30	10 K
R31	100
R32	VR 5 K
R33	10 K
R34	100
R35	1 K
R36	3 K
R37	3 K
R38	10 K
R39	100 K
R40	100 K
R41	100 K
R42	100 K
R43	100 K
R44	220 K
R45	1 K
R46	VR 25 K
R47	10 K
R48	2.7 K
R49	47 K
R50	100 K
R51	1 M

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R52	1 K
R53	39 K
R54	3.3 K
R55	15 K
R56	4.7 K
R57	330
R58	10
R59	100

คาปาซิเตอร์	ค่า (ฟารัด)
C1	47 u
C2	47 u
C3	47 u
C4	47 u
C5	47 u
C6	47 u
C7	47 P
C8	1000 P
C9	500 P
C10	1000 u
C11	0.0033
C12	0.047 u
C13	0.01
C14	1 u
C15	1 u
C16	47 u
C17	47 u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



C18	47 u
C19	1 u
C20	47 u
C21	47 u
C22	1 u
C23	1 u
C24	68 P
C25	10 P
C26	27 P
C27	47 P
C28	33 P
C29	10 u
C30	68 P
C31	1000 P
C32	68 P
C36	20 P
C37	20 P
C38	1000 P
C39	470 P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	เบอร์
IC1	LM 1458
IC2	MC 14017
IC3	MC 14027
IC4	MC 1496
IC5	LM 1458
IC6	AN 7806
IC7	MC 145166
Q1	MPS 9426
Q2	MPS 9426
Q3	MPS 9426

อุปกรณ์อื่น ๆ	ค่า
คริสตอล	10.24 MH z , 465 KH z
Dip switch	2 CH
L1	4.7 mH
L2	10 mH
D1 - D4	IN 4005
D5 - D6	MV 2110

ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของอุปกรณ์ต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Advance Information
**Dual PLLs for 46/49 MHz
Cordless Telephones**
CMOS

These devices are dual phase-locked loop (PLL) frequency synthesizers intended for use primarily in 46/49 MHz cordless phones with up to 10 channels. These parts contain two mask-programmable counter ROMs for receive and transmit loops with two independent phase detect circuits. A common reference oscillator and reference divider are shared by the receive and transmit circuits.

Frequency selection is accomplished via a 4-bit parallel input for the MC145166. The MC145167 utilizes a serial interface.

Other features include a lock detect circuit for the transmit loop, illegal code default, and a 5 kHz tone output.

- Synthesizes Up to Ten Channel Pairs
- Maximum Operating Frequency: 60 MHz @ $V_{in} = 200$ mV p-p
- Operating Temperature Range: -40 to $+75^{\circ}\text{C}$
- Operating Voltage Range: 2.5 to 5.5 V
- On-Chip Oscillator Circuit Supports External Crystal
- Lock Detect Signal
- Operating Power Consumption: 3.0 mA @ 3.0 V
- Standby Mode for Power Savings: 1.5 mA @ 3.0 V

**MC145166
MC145167**



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

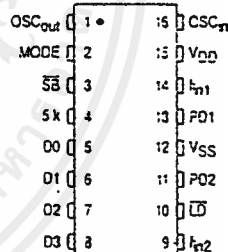
ORDERING INFORMATION

MC145166P Plastic DIP
MC145166DW SOG Package

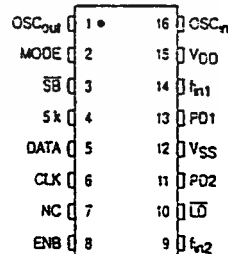
MC145167P Plastic DIP
MC145167DW SOG Package

PIN ASSIGNMENTS

MC145166P
MC145166DW



MC145167P
MC145167DW



NC = NO CONNECTION

This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

REV 1
8/95
Replaces MC145160/D

MC145166•MC145167
2-712

MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2



MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Rating	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +6.0	V
V _{in}	Input Voltage, All Inputs	-0.5 to V _{DD} + 0.5	V
I _{in} , I _{out}	DC Current Drain Per Pin	10	mA
I _{DD} , I _{SS}	DC Current Drain V _{DD} or V _{SS} Pins	30	mA
T _{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the limits in the Electrical Characteristics tables or Pin Descriptions section.

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static charges or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications where voltage higher than maximum rated voltage is applied to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}. Unused inputs must always be tied to appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS}, T_A = 25°C)

Symbol	Characteristic	V _{DD}	Guaranteed Limit		U _I
			Min	Max	
V _{DD}	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	
V _{OL}	Output Voltage (I _{out} = 0)	0 Level	2.5	—	0.05
V _{OH}		1 Level	2.5	2.45	—
V _{IL}	Input Voltage (V _{out} = 0.5 V or V _{DD} - 0.5 V)	0 Level	2.5	—	0.75
V _{IH}		1 Level	2.5	1.75	—
I _{OH}	Output Current (V _{out} = 2.2 V)	Source	2.5	-0.18	—
I _{OL}		Sink	2.5	-0.55	—
I _{IL}	Input Current (V _{in} = 0)	OSCin, *n1, f _{in2}	2.5	—	-30
I _{IH}		DATA, SS, Mode	2.5	—	-0.05
I _{IL}	(V _{in} = V _{DD} - 0.5)	OSCin, *n1, f _{in2}	2.5	—	30
I _{IH}		DATA, SS, Mode	2.5	—	50
C _{in}	Input Capacitance	—	—	14.0	pF
C _{out}	Output Capacitance	—	—	3.0	pF
I _{DD}	Standby Current, SS = V _{SS} or Open	2.5	—	1.4	mA
I _{DD}	Operating Current (200 mV p-p input at f _{in1} and f _{in2} , SS = V _{DD})	2.5	—	2.8	mA
I _{OZ}	Three-State Leakage Current (V _{out} = 0 or 5.5 V)	5.5	—	±1.0	μA

MC145166•MC145167
2-714

MOTOROL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING CHARACTERISTICS (T_A = 25°C, C_L = 50 pF)

Symbol	Characteristic	Figure No.	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit
				Min	Max	
t _{PLH}	Output Rise Time	1, 5	3.0 5.0	— —	200 100	ns
t _{PHL}	Output Fall Time	1, 5	3.0 5.0	— —	200 100	ns
t _r , t _f	Input Rise and Fall Time, OSC _{in}	2	3.0 5.0	— —	5.0 4.0	μs
f _{max}	Input Frequency Input = Sine Wave 200 mV p-p	OSC _{in} t _{in1} t _{in2}	3.0 – 5.0 3.0 – 5.0 3.0 – 5.0	— — —	12 60 60	MHz
t _{su}	Setup Time (MC145167)	DATA to CLK	3.0 5.0	100 50	— —	ns
		ENB to CLK	3.0 5.0	200 100	— —	
t _h	Hold Time (MC145167), CLK to DATA	3	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t _{rec}	Recovery Time (MC145167), ENB to CLK	3	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t _w	Input Pulse Width (MC145167), CLK and ENB	4	3.0 5.0	80 60	— —	ns

2

SWITCHING WAVEFORMS

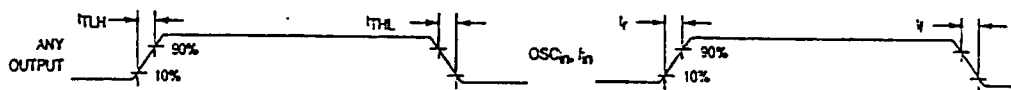


Figure 1.

Figure 2.

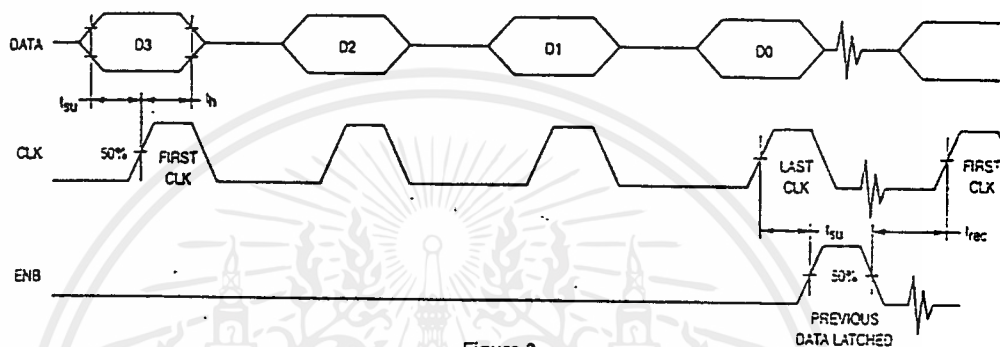


Figure 3.

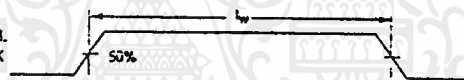


Figure 4.

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

OSC_{in}/OSC_{out}

Reference Oscillator Input/Output (Pins 1,16)

These pins form a reference oscillator when connected to an external parallel-resonant crystal. For a 46/49 MHz cordless phone application, a 10.24 MHz crystal is needed. OSC_{in} may also serve as 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 for OSC_{out}.

MODE

Mode Select (Pin 2)

Mode is for determining whether the part is to be used in the base or handset of a cordless phone. Internally, this pin is used in the decoding logic for selecting the ROM address. When high, the device is set in the base mode, and when low, it is set in the handset mode. This input has an internal pull-down device.

SB

Standby Input (Pin 3)

The standby pin is used to save power when not transmitting. When high, both the transmit and receive loops are in operation. When low, the transmit loop is disabled, thereby reducing power consumption. This input has an internal pull-down device.

D0 - D3

Data Inputs (MC145166 — Pins 5 - 8)

These inputs provide the BCD code for selecting the one of ten channels to be locked in both the transmit and receive loop. When address data other than 1 - 10 are input, the decoding logic defaults to channel 10. The frequency assignments with reference to Mode and D0 - D3 are shown in Table 1. These inputs have internal pull-down devices.

f_{in1}, f_{in2}

Frequency Inputs (Pins 14, 9)

f_{in1} and f_{in2} are inputs to the divide-by-N receive and transmit counters, respectively. These signals are typically derived from the loop VCO and are ac coupled. For larger amplitude signals (standard CMOS logic levels), dc coupling may be used. The minimum input level is 200 mV p-p.

CLK, DATA

Clock, Data (MC145167 — Pins 5, 6)

These pins provide the BCD input by using serial channel programming instead of parallel. Logical high represents a 1. Each low-to-high transition of the clock shifts one bit of data into the on-chip shift register.

ENB

Enable (MC145167 — Pin 8)

The enable pin controls the data transfer from the shift register to the 4-bit latch. A positive pulse latches the data.

OUTPUT PINS

5 k

5 kHz Tone Signals (Pin 4)

The 5 kHz tone signals are N-channel, open-drain outputs derived from the reference oscillator.

LD

Lock Detect Signal (Pin 10)

The lock detect signal is associated with the transmit loop. The lock output goes high to indicate an out-of-lock condition. This is a P-channel open-drain output.

PD1, PD2

Phase Detector Outputs (Pins 13, 11)

These are three-state outputs of the transmit and receive phase detectors for use as loop error signals. Phase detector gain is $V_{DD}/4 \pi$ volts per radian.

Frequency $f_V > f_r$ or f_V leading: Output = Negative pulses

Frequency $f_V < f_r$ or f_V lagging: Output = Positive pulses

Frequency $f_V = f_r$ and phase coincidence: Output = High-impedance state

POWER SUPPLY

VSS

Negative Power Supply (Pin 12)

This pin is the negative supply potential and is usually ground.

VDD

Positive Power Supply (Pin 15)

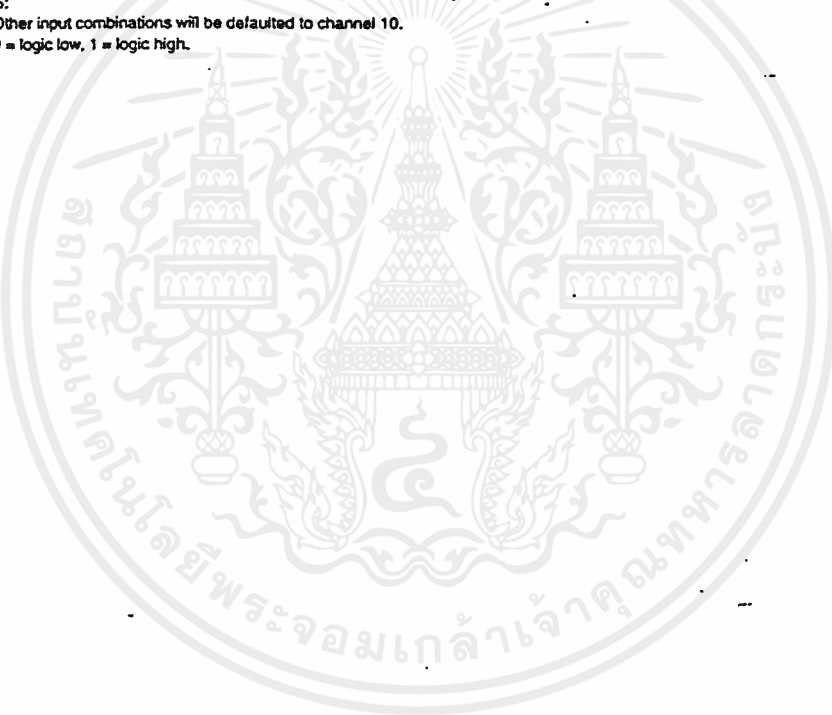
This pin is the positive supply potential and may range from +2.5 to +5.5 V with respect to VSS.

2

Table 1. MC145166/67 Divide Ratios and VCO Frequencies

Channels					Handset (Mode = 0)				Base (Mode = 1)			
					Transmit		Receive		Transmit		Receive	
D3	D2	D1	D0	CH#	f _{in2} (MHz)	÷ N	f _{in1} (MHz)	÷ N	f _{in2} (MHz)	÷ N	f _{in1} (MHz)	÷ N
0	0	0	1	1	49.670	9934	35.915	7183	46.610	9322	38.975	7795
0	0	1	0	2	49.845	9969	35.935	7187	46.630	9326	39.150	7830
0	0	1	1	3	49.860	9972	35.975	7195	46.670	9334	39.165	7833
0	1	0	0	4	49.770	9954	36.015	7203	46.710	9342	39.075	7815
0	1	0	1	5	49.875	9975	36.035	7207	46.730	9346	39.180	7836
0	1	1	0	6	49.830	9966	36.075	7215	46.770	9354	39.135	7827
0	1	1	1	7	49.890	9978	36.135	7227	46.830	9366	39.195	7839
1	0	0	0	8	49.930	9986	36.175	7235	46.870	9374	39.235	7847
1	0	0	1	9	49.990	9998	36.235	7247	46.930	9386	39.295	7859
1	0	1	0	10	49.970	9994	36.275	7255	46.970	9394	39.275	7855

NOTES:
1. Other input combinations will be defaulted to channel 10.
2. 0 = logic low, 1 = logic high.



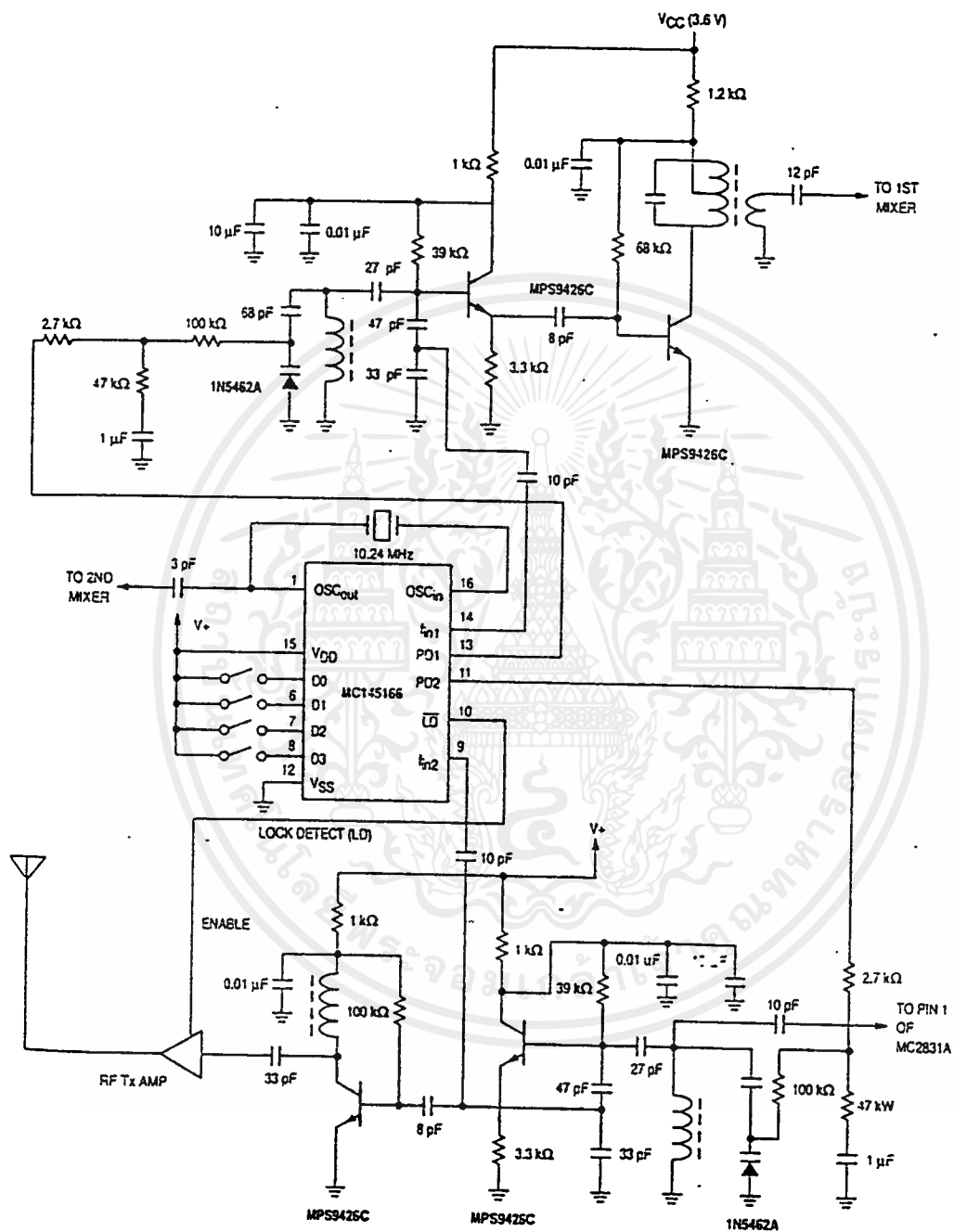


Figure 5. MC145166 Circuit Example

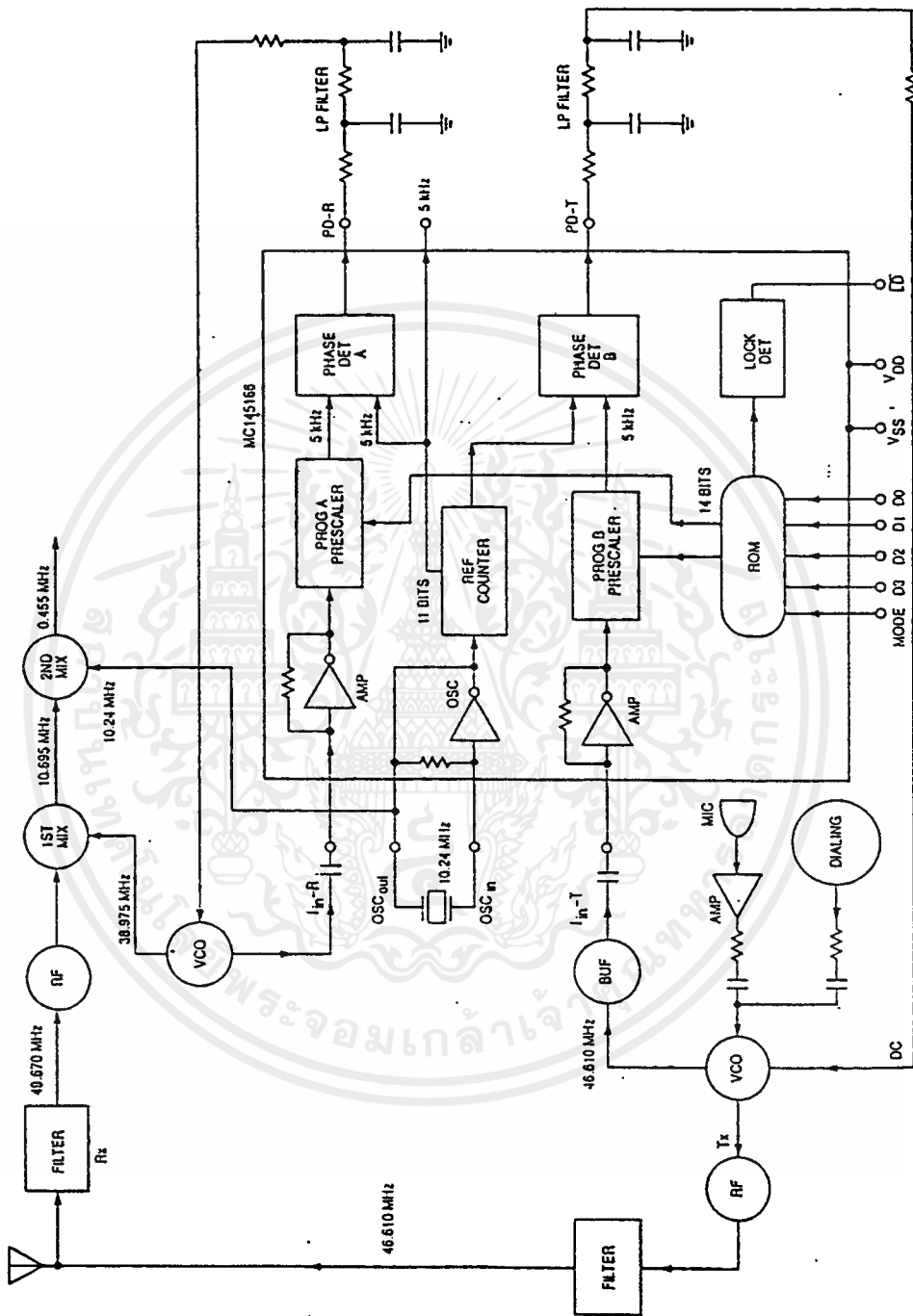
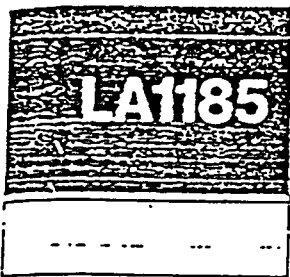


Figure 6. DPLL Application in 46.49 MHz Cordless Phone

MC145166-MC145167
2-720

MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



30178

Monolithic Linear IC

FM Front End

1185

The LA1185 is an FM front end for radio-cassette recorder, music center use. Its MIX is of doubled-balanced type. The on-chip OSC BUFF AMP improves the strong input characteristic.

Use

- FM front end for radio-cassette recorders and music centers

Functions and Features

- RF amp, MIX, OSC.
- Improvement in cross modulation characteristic due to the use of double balanced MIX.
- Improvement in strong input characteristic.
- Minimum number of external parts required.
- Less spurious radiation from local oscillator.
- Operating voltage range : 1.5 to 8.0V

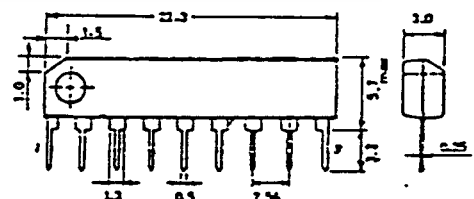
Maximum Ratings at $T_a=25^\circ\text{C}$

			unit
Maximum Supply Voltage	V_{CCmax}	8	V
Maximum Pin Voltage	V_{3-5}	12	V
	V_{6-5}	$V_{CC}+0.6$	V
Allowable Power Dissipation	P_{dmax}	150	mW
Operating Temperature	T_{opg}	-20 to +80	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to +125	$^\circ\text{C}$

Operating Conditions at $T_a=25^\circ\text{C}$

			unit
Recommended Supply Voltage	V_{CC}	4.5	V
Operating Voltage Range	$V_{CC op}$	1.5 to 8.0	V

Case Outline 3017B-S9IC
(unit:mm)



SANYO:SEP 5

0067KI/N214M/4124KI/9263KI, 7S No. 1521-1/4

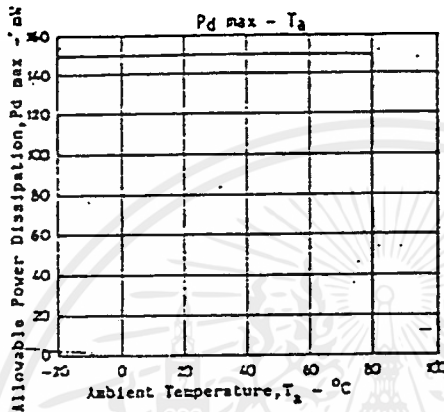
CC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

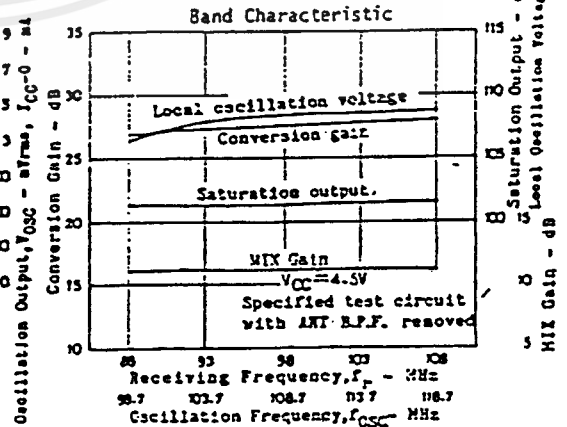
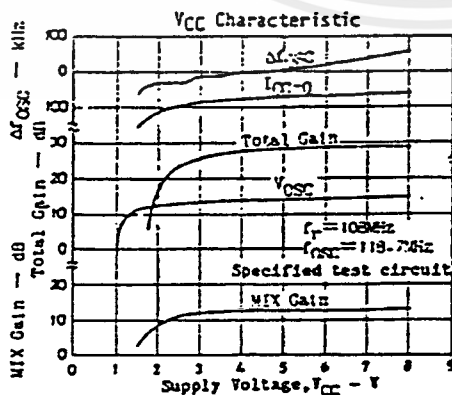
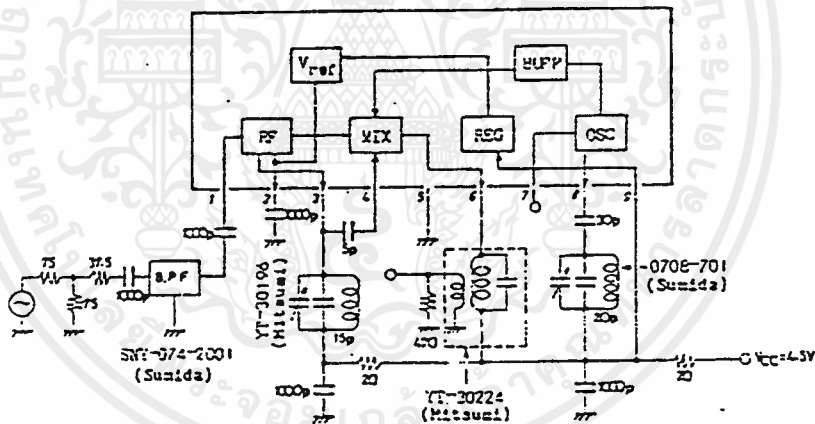
LA1185

Operating Characteristics at $T_a=25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC}=4.5\text{V}$, $f_r=108\text{kHz}$, $f_{osc}=118.7\text{MHz}$,
See specified Test Circuit.

			min	typ	max	unit
Current Dissipation	I_{CC}	Quiescent		5.5	8.0	mA
Output Saturation Voltage	V_o	100dBu	95	115	135	mVrms
Local Oscillation Voltage	V_{OSC}	$V_{CC}=2\text{V}$	190	235		mVrms
Oscillation Stop Voltage	V_{stop}		1.4	1.6		V

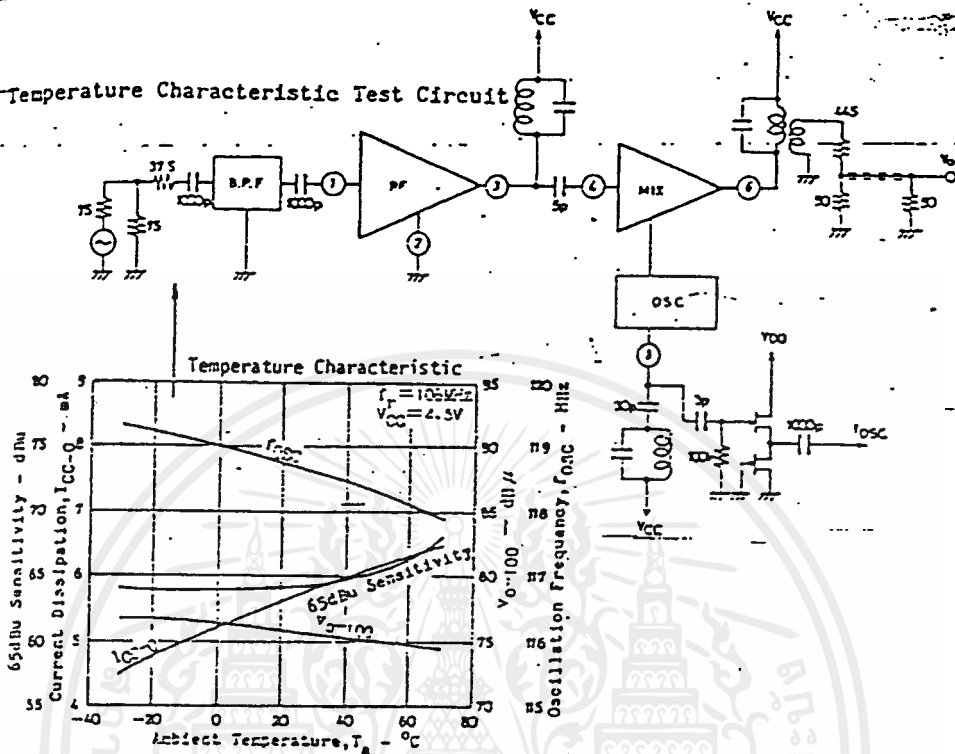


Test Circuit and Equivalent Circuit Block Diagram

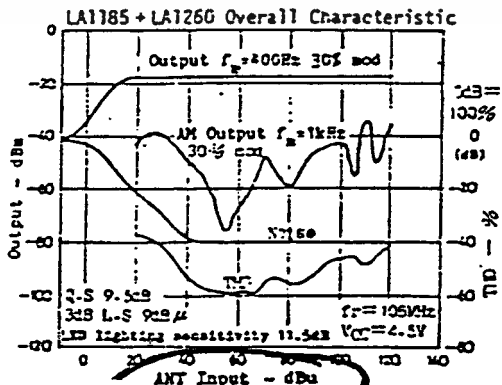
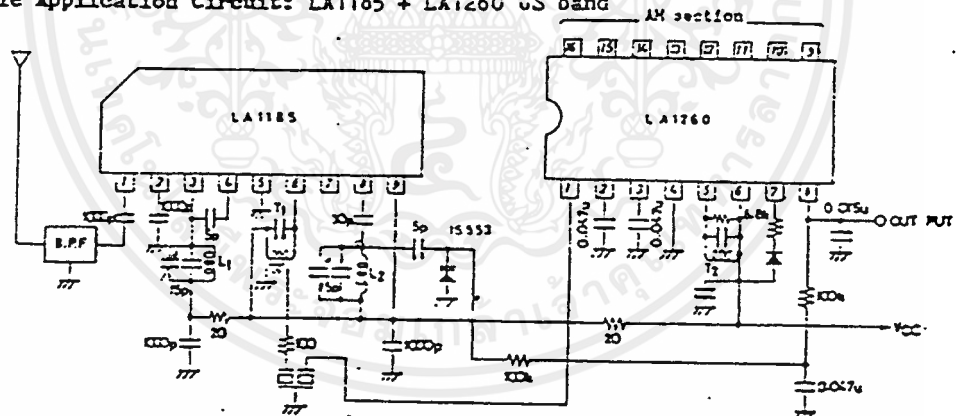


LA1185

- Temperature Characteristic Test Circuit



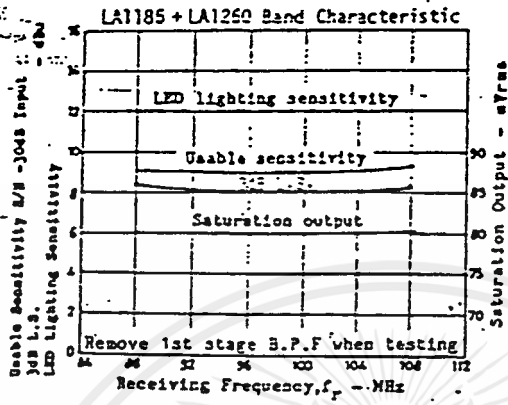
Sample Application Circuit: LA1185 + LA1260 US band



	Mitsumi	Suicide
T1:	YT-30224	2153-4016-006
T2:	YT-30194	2153-4095-339
L1:	YT-30196	0708-700
L2:	YT-40001	0708-701
B.P.F.:	YT-30025	SNY-074-2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LA1185



3.7 THE LM3089 — TODAY'S MOST POPULAR FM IF SYSTEM

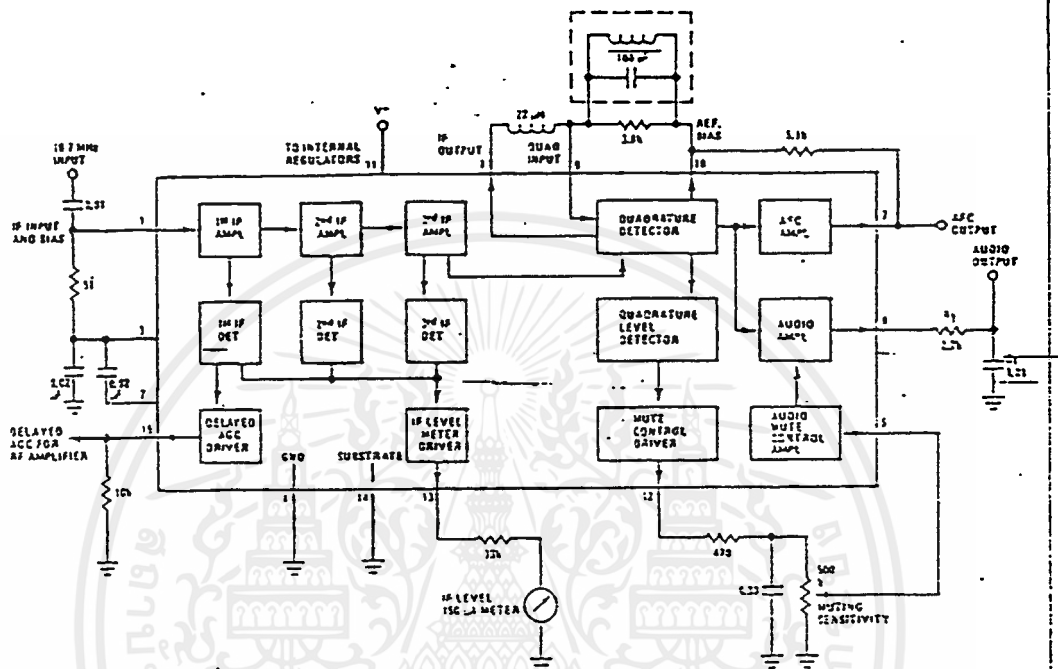


FIGURE 3.7.1 LM3089 Block and Connection Diagram

3.7.1 Introduction

LM3089 has become the most widely used FM IF amplifier IC on the market today. The major reason for this wide acceptance is the additional auxiliary functions not normally found in IC form. Along with the IF limiting amplifier and detector the following functions are provided:

1. A mute logic circuit that can mute or sculch the audio output circuit when tuning between stations.
2. An IF level or signal strength meter circuit which provides a DC logarithmic output as a function of IF input levels from 10 μ V to 100mV (four decades).
3. A separate AGC output which can also be used to drive a center-tune meter for precise visual tuning of each station.
4. A delayed AGC output to control front end gain.

The block diagram of Figure 3.7.1 shows how all the major functions combine to form one of the most complex FM IF amplifier/limiter and detector ICs in use today.

3.7.2 Circuit Description (Figure 3.7.2)

The following circuit description divides the LM3089 into four major subsections:

IF Amplifier

Quadrature Detector and IF Output

AGC, Audio and Mute Control Amplifiers

IF Peak Detectors and Drivers

IF Amplifier

The IF amplifier consists of three direct coupled amplifier-limiter stages Q1-Q22. The input stage is formed by a common emitter/common base (cascode) amplifier with differential outputs. The second and third IF amplifier stages are driven by Darlington connected emitter followers which provide DC level shifting and isolation. DC feedback via R1 and R2 to the input stage maintains DC operating point stability. The regulated supply voltage for each stage is approximately 5V. The IF ground (pin 4) is used only for currents associated with the IF amplifiers. This aids in overall stability. Note that the current through Rg and Z1 is the only current on the chip directly affected by power supply variations.

Quadrature Detector and IF Output

FM demodulation in the LM3089 is performed accurately with a fully balanced multiplier circuit. The differential IF output switches the lower pairs Q24, Q25 and Q39, Q38. The IF output at pin 8 is taken across 150 Ω (R31) and equals 300mV peak to peak. The upper pair-switching (Q35, Q33) leading by 90 degrees is through the externally connected quad coil at pin 9. The 5.5V reference at pin 10 provides the DC bias for the quad detector upper pair switching.

AGC, Audio and Mute Control Amplifiers

The differential audio current from the quad detector circuit is converted to a single ended output source for AFC by "turning around" the Q47 collector current to the collector of Q57. Conversion to a voltage source is done externally



Balanced Modulators/ Demodulators

These devices were designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression -65 dB typ @ 0.5 MHz
-50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection -85 dB typical

This device contains 8 active transistors.

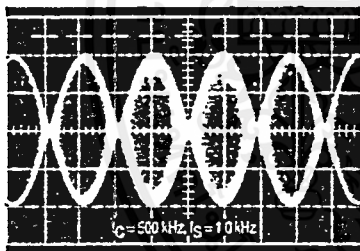


Figure 1. Suppressed
Carrier Output
Waveform

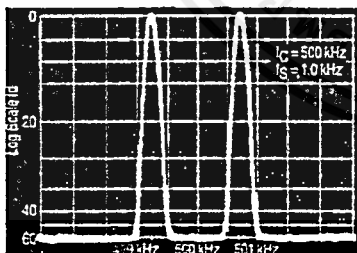


Figure 2. Suppressed
Carrier Spectrum

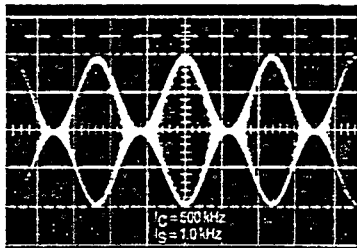
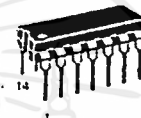


Figure 3. Amplitude
Modulation Output
Waveform

MC1496, B

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646



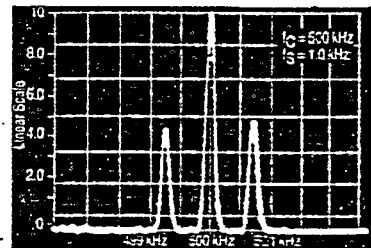
PIN CONNECTIONS

Signal Input	1	14	VEE
Gain Adjust	2	13	N/C
Gain Adjust	3	12	Output
Signal Input	4	11	N/C
Bias	5	10	Carrier Input
Output	6	9	N/C
N/C	7	8	Input Carrier

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	T _A = 0°C to +70°C	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	T _A = -40°C to +125°C	Plastic DIP

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum



MC1496. B

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V6 – V8, V10 – V1, V12 – V8, V12 – V10, V8 – V4, V8 – V1, V10 – V4, V6 – V10, V2 – V5, V3 – V5)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V8 – V10 V4 – V1	+5.0 $\pm(5+15R_{\theta})$	Vdc
Maximum Bias Current	I_5	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	$R_{\theta JA}$	100	$^{\circ}\text{C/W}$
Operating Temperature Range	T_A	0 to +70	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{sto}	-65 to +150	$^{\circ}\text{C}$

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 12$ Vdc; $V_{EE} = -3.0$ Vdc; $I_S = 1.0$ mAdc; $R_L = 3.9$ k Ω ; $R_E = 1.0$ k Ω ; $T_A = T_{low}$ to T_{high} ; all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough $V_C = 60$ mVrms sine wave and offset adjusted to zero $f_C = 1.0$ kHz $V_C = 300$ mVpp square wave: offset adjusted to zero $f_C = 1.0$ kHz offset not adjusted $f_C = 1.0$ kHz	5	1	VCFT	— — — —	40 140 0.04 20	— — 0.4 200	μ Vrms mVrms
Carrier Suppression $f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	VCS	— 40 —	— 65 50	— — —	dB k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) ($R_L = 50 \Omega$) Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $ V_{CI} = 0.5$ Vdc	8	8	BW _{3dB}	— — —	300 80 —	— — —	MHz
Signal Gain ($V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz; $V_{CI} = 0.5$ Vdc)	10	3	A_{VS}	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, $f = 5.0$ MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r_{ip} C_{ip}	— —	200 2.0	— —	k Ω pF
Single-Ended Output Impedance, $f = 10$ MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r_{op} C_{oo}	— —	40 5.0	— —	k Ω pF
Input Bias Current $I_{bS} = \frac{I_1 + I_4}{2}$; $I_{bC} = \frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	—	I_{bS} I_{bC}	— —	12 12	30 30	μ A
Input Offset Current $I_{oS} = I_1 - I_4$; $I_{oC} = I_8 - I_{10}$	7	—	$ I_{oS} $ $ I_{oC} $	— —	0.7 0.7	7.0 7.0	μ A
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current ($T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$)	7	—	$ TC_{I_{oC}} $	—	2.0	—	nA/ $^\circ\text{C}$
Output Offset Current (I6–I9)	7	—	$ I_{oO} $	—	14	80	μ A
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current ($T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$)	7	—	$ TC_{I_{oO}} $	—	90	—	nA/ $^\circ\text{C}$
Common-Mode Input Swing, Signal Port, $f_S = 1.0$ kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	V _{pp}
Common-Mode Gain, Signal Port, $f_S = 1.0$ kHz, $V_{CI} = 0.5$ Vdc	9	—	ACM	—	—85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V_{out}	—	8.0	—	V _{pp}
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V_{out}	—	8.0	—	V _{pp}
Power Supply Current: I6 + I12 I14	7	6	I_{CC} I_{EE}	— —	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc mA
DC Power Dissipation	7	5	P_D	—	33	—	mW

MC1496, B

GENERAL OPERATING INFORMATION

Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer (R1 of Figure 5).

Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1496 has been characterized with a 60 mVrms sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level, V_S . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair – or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_E + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_S(\text{mA})}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ($V_C = 0.5 \text{ Vdc}$). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by R_E and the bias current I_S .

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

Common Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper

switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen.

Power Dissipation

Power dissipation, P_D , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming $V_{12} = V_6$, $I_5 = I_6 = I_{12}$ and ignoring base current, $P_D \approx 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 V_5 - V_{14}$ where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to create the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at Pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_{12}$$

$$I_B < I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V - \phi}{I_5} - 500 \Omega$$

where: R_5 is the resistor between Pin 5 and ground
 $\phi = 0.75$ at $T_A = +25^\circ\text{C}$

The MC1496 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_1, V_4) - (V_5)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21C} = \frac{I_O \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21S} = \frac{I_O \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0Ω at the carrier frequency.

Output Signal

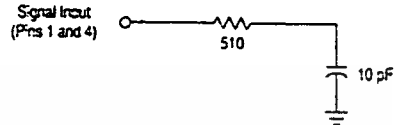
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

V_{EE} should be dc only. The insertion of an RF choke in series with V_{EE} can enhance the stability of the internal current sources.

Signal Port Stability

Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a $1.0 \text{ k}\Omega$ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

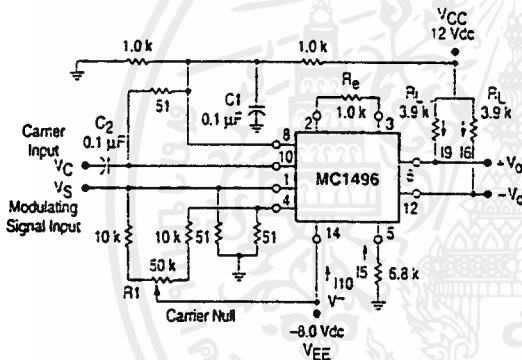
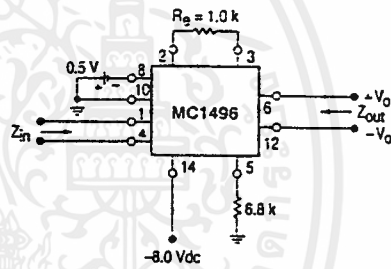


Figure 6. Input-Output Impedance



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

Figure 7. Bias and Offset Currents

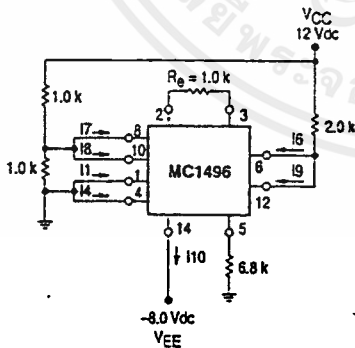
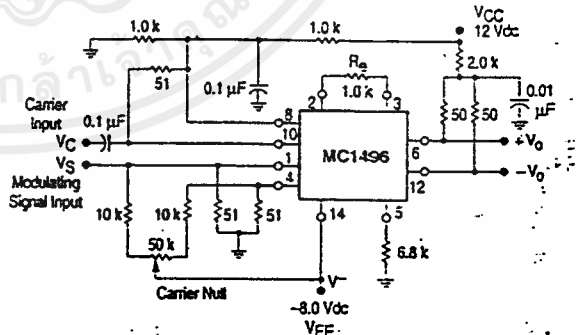


Figure 8. Transconductance Bandwidth



MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

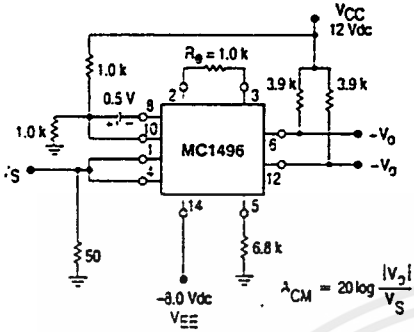
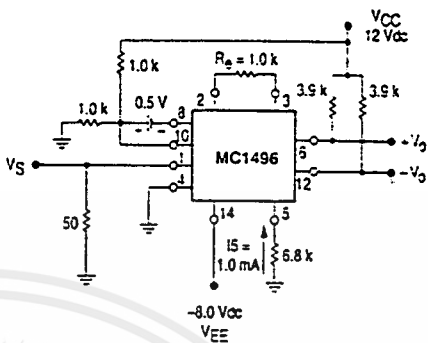


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500 \text{ kHz}$ (sine wave), $V_C = 60 \text{ mVrms}$, $f_S = 1.0 \text{ kHz}$, $V_S = 300 \text{ mVrms}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

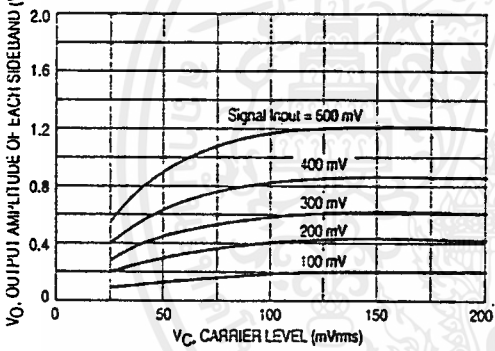


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

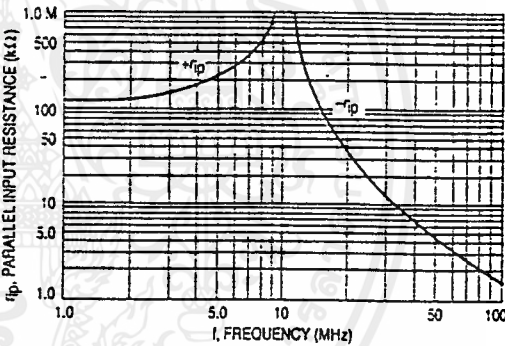


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

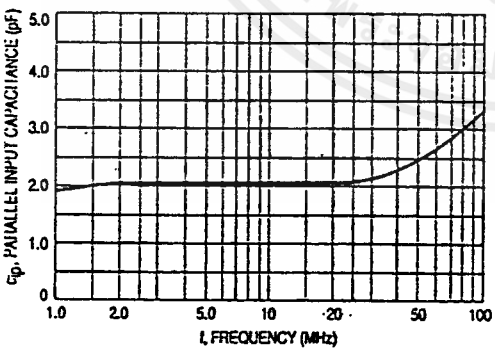
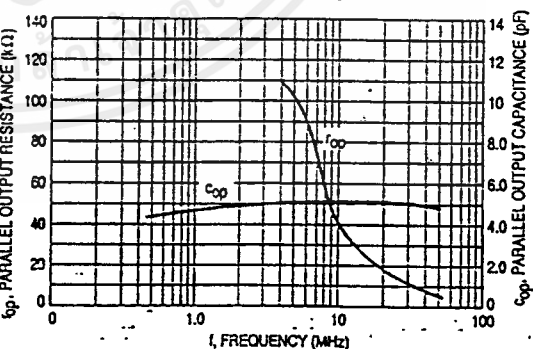


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



MC1496, B

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5. $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transmittances versus Frequency

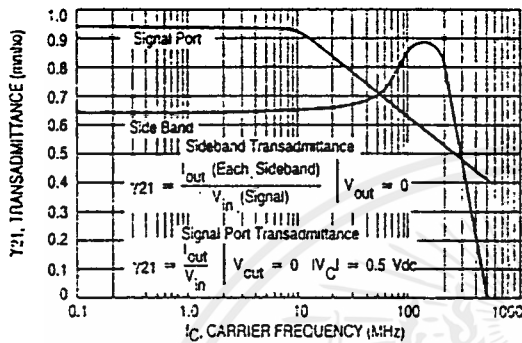


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

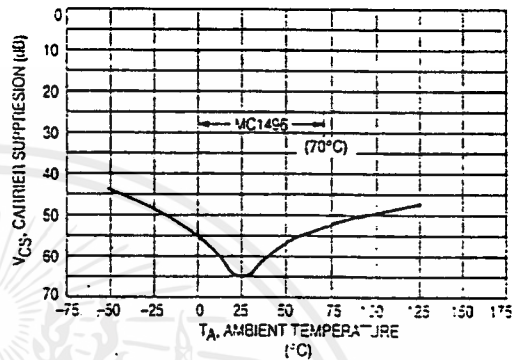


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

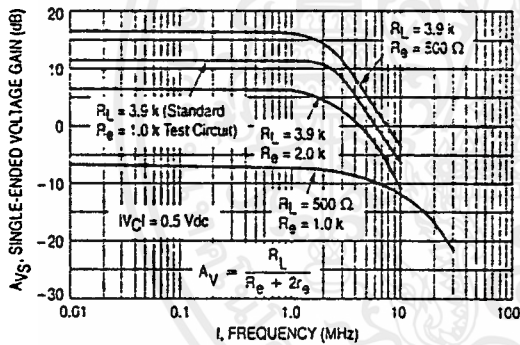


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

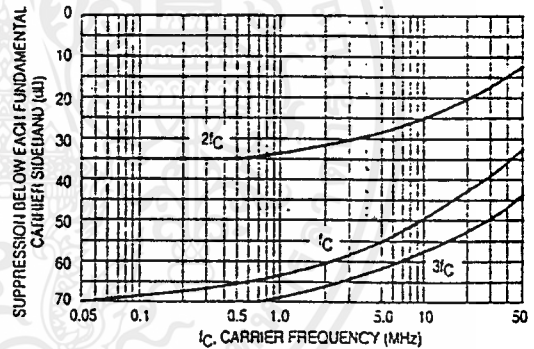


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

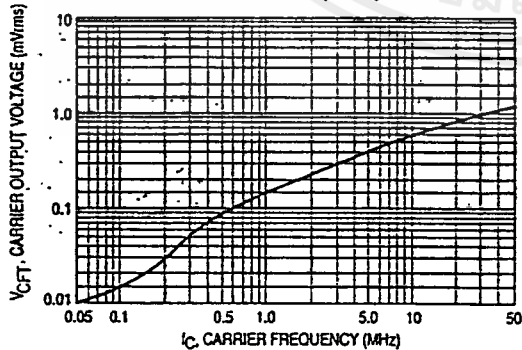
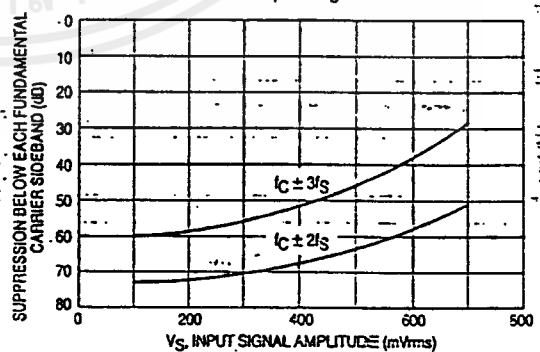


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level



MC1496, B

Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

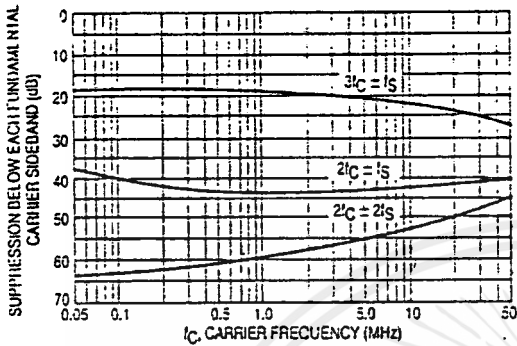
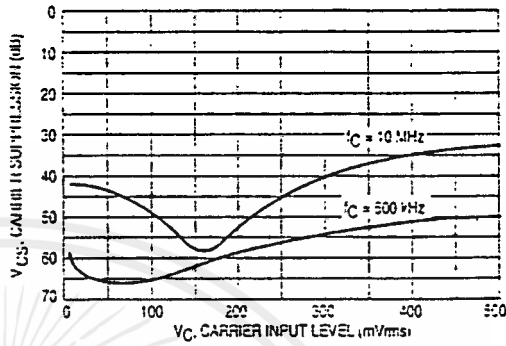


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

The MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components

and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of R_E for a given input voltage amplitude.

Figure 23. Circuit Schematic

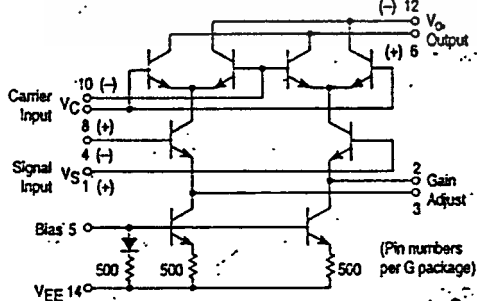


Figure 24. Typical Modulator Circuit

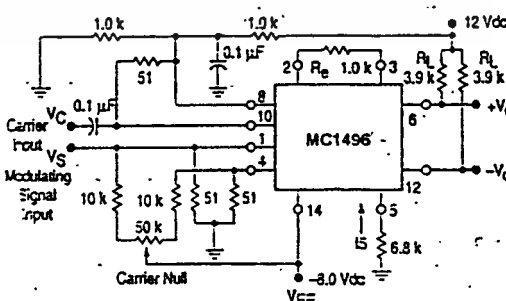


Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E - 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2.2 \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

- NOTES: 1. Low-level Modulating Signal, V_M , assumed in all cases. V_C is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs, $f_C + f_M$ and $f_C - f_M$.
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4. R_L = Load resistance.
5. R_E = Emitter resistance between Pins 2 and 3.
6. r_e = Transistor dynamic emitter resistance, at 25°C:

$$r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_E \text{ (mA)}}$$

7. K = Boltzmann's Constant, T = temperature in degrees Kelvin, q = the charge on an electron.
 $\frac{KT}{q} = 25 \text{ mV}$ at room temperature

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single 12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9.0 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1 μF capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1496, the emitter resistance between Pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mVrms.

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator
(12 Vdc Single Supply)

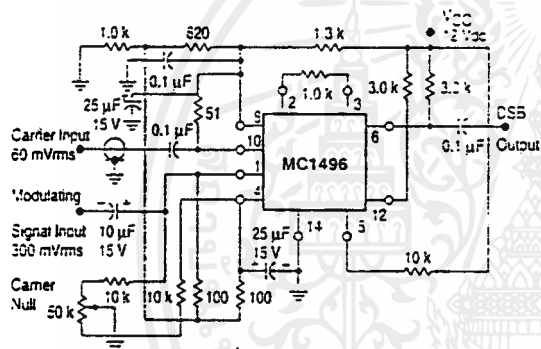


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

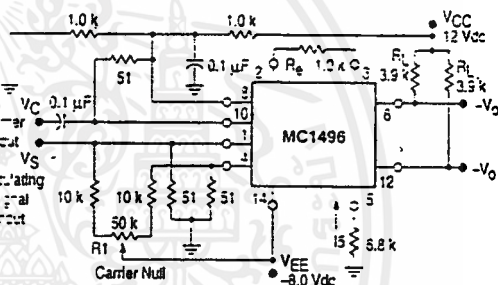


Figure 28. AM Modulator Circuit

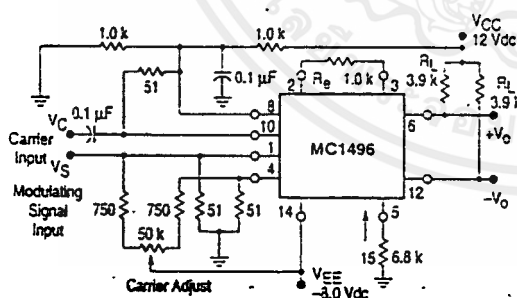


Figure 29. Product Detector
(12 Vdc Single Supply)

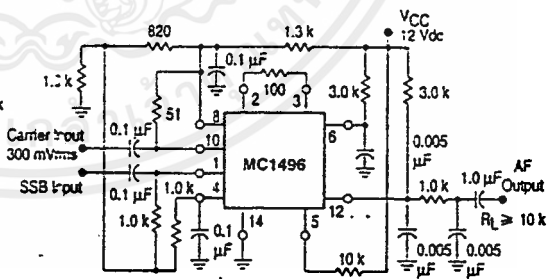
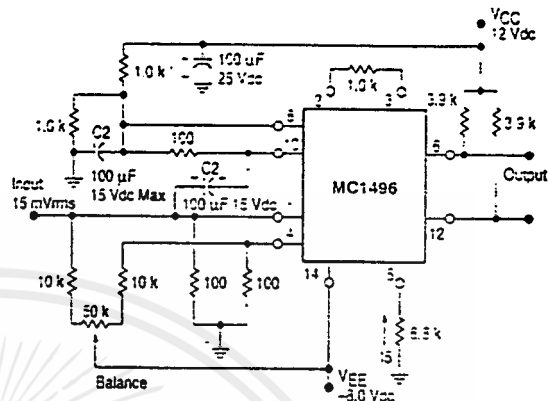


Figure 31. Low-Frequency Doubler



150 MHz Input

100k

0.001 μ F

1.0k

0.001 μ F

1.0k

0.001 μ F

18 pF

0.68 μ H

L1 18 nH

10-10 pF

300 MHz Output

$R_L = 50\Omega$

1.0-10 pF

6.8k

100k

MC1496

VCC +3.0 Vdc

VEE -3.0 Vdc

Balance

L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID





เอกสารอ้างอิง

บรรเจิด ตันติกลยาภรณ์, เครื่องรับส่ง เล่ม 3,
ไอ.ทิว. บุกเซ็นเตอร์ จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ.

สุชาติ กังวารจิตต์, หลักการทำงานเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร,
บริษัท ซีอีเคยูเคชั่น จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, พ.ศ. 2538

ILVYD TEMES, THEORY AND PROBLEM OF ELECTRONIC COMMUNICATION,
Mc GRAW-HILL, 1989