

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังล่ามแปลภาษา
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



โดย

นายคุณิต สอนจันทร์

นายอารัญ ภมร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหน้.....
เลขทะเบียน 36951
วัน, เดือน, ปี 29 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสำนักหอสมุดกลาง ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังล่ามแปลภาษา
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



ปริญญาโทสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2542

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังลํามแปลภาษา

ผู้จัดทำ

1. นายดุสิต สอนจันทร์ รหัส 40013211

2. นายอาร์จุม ภมร รหัส 40013240



 อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังลุ่มแปลภาษา

นายคูติก สอนจันทร์ รหัส 40013211

นายอาร์ณ ภมร รหัส 40013240

ผศ. ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2542

บทคัดย่อ

วิทยุเอฟ เอ็ม สำหรับรับฟังลุ่มแปลภาษานี้ถูกพัฒนาต่อจากเครื่องรับฟังลุ่มแปลภาษา ซึ่งเครื่องต้นแบบจะเป็นระบบสื่อสารทางเดียว เอฟ เอ็ม 4 ช่องสัญญาณ ซึ่งใช้สำหรับในการประชุมนานาชาติ โดยที่ผู้เข้าร่วมประชุมสามารถที่จะเลือกรับฟังภาษาจากลุ่มที่ต้องการได้ แต่เครื่องต้นแบบสามารถรับฟังได้เพียง 4 ภาษาเท่านั้น ส่วนปริยญาณิพนธ์นี้สามารถรับฟังได้ 6 ภาษา (6 ช่องสัญญาณ) ซึ่งปริยญาณิพนธ์นี้ประกอบไปด้วยวงจรถึงเคราะห์ความถี่ (Phase Locked Loop : PLL) ในการควบคุมความถี่ทั้งทางด้านรับสัญญาณและส่งสัญญาณ และยังสามารถนำไปใช้เป็นพื้นฐานในการสื่อสารทางเดียว 6 ช่องสัญญาณสำหรับงานด้านอื่น ๆ ได้อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Mr.Dusit Sonjun 40013211

Mr.Aran Phamon 40013240

Assist.Prof.Prapakorn Suwana (Advisor)

Educational 2542

Abstract

This project presents a 6-channel FM Radio for Language Translator which is modified from an existing 4-channel Translator for used for International conferences. This allows representatives from different countries be able to understand their languages. The translator has a Phase Locked Loop (PLL) circuit to control frequency from both receiver and transmitter circuit.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การมอดูเลททางความถี่	4
2.1 บทนำ	4
2.2 การมอดูเลทของคลื่น	4
2.3 แถบความถี่วิทยุ	6
2.4 เครื่องส่งวิทยุระบบ FM	8
2.5 FM แบนด์แคป	11
บทที่ 3 เครื่องรับระบบ FM	13
3.1 การเลือกความถี่ IF	14
3.2 วงจรขยาย IF	15
3.3 ฟิลเตอร์	16
3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า	16
3.5 พรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส	17
3.6 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	18
บทที่ 4 ออสซิลเลเตอร์	20
4.1 ออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์	21
4.2 ออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์	23
4.3 คริสตัลออสซิลเลเตอร์	24
4.4 ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมแรงดันไฟฟ้า	26
บทที่ 5 ระบบสังเคราะห์ความถี่	29
5.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	29
5.2 เฟสล็อกคัล	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
5.3 การใช้เฟสสี่อควูปในการสังเคราะห์ความถี่	32
5.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ	34
5.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	36
5.6 เทคนิคของการสังเคราะห์ความถี่	37
5.7 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในปริณญาณิพนธ์	39
บทที่ 6 การสร้างและการทำงานของวงจร	41
บทที่ 7 การทดลองและผลการทดลอง	53
บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์	62
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ	2
รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับสัญญาณ	3
รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณความถี่เดียวกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแบบ FM และ PM	4
รูปที่ 2.2 แสดงการมอดูเลทคลื่น FM ใน Frequency – Domain	5
รูปที่ 2.3 แสดงมาตรฐานของแถบความถี่ในการส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ FM	7
รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเครื่องส่งวิทยุระบบ FM	8
รูปที่ 2.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ในวิทยุระบบ FM	10
รูปที่ 2.6 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของคลื่นการมอดูเลทค่าต่าง ๆ	11
รูปที่ 2.7 แสดงสเปกตรัมของ Narrowband FM	11
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrowband FM	14
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยาย IF	16
รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทกับนอยส์	17
รูปที่ 3.4 แสดงขบวนการพรีเอมฟาสิตที่เครื่องส่ง และดีเอมฟาสิตที่เครื่องรับ	17
รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM	18
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณคลื่นไซน์ที่เอาท์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF	20
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทลีย์	21
รูปที่ 4.3 แสดงเฟสของแรงดันไฟฟ้าในแท็ปคอยล์ L_B เมื่อเทียบกับคอยล์ L_A	22
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์ และวงจรคาปาซิทิฟโวลเตจดีไวเดอร์	24
รูปที่ 4.5 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตอล	25
รูปที่ 4.6 วงจร VCO ที่ใช้สำหรับควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์	27
รูปที่ 5.1 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง	30
รูปที่ 5.2 แสดงแผนผังของเฟสล็อกคูลูป	31
รูปที่ 5.3 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่	33
รูปที่ 5.4 แสดงตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้เรอ์นังค์กับความถี่ และเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่	35
รูปที่ 5.5 แสดง PLL แบบ โดยตรง	37
รูปที่ 5.6 แสดง PLL แบบคุณภาพความถี่	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 แสดง PLL แบบคูณความถี่	37
	หน้า
รูปที่ 5.7 แสดง PLL แบบพรีสเกลเลอร์	38
รูปที่ 5.8 แสดง PLL แบบมิกซิ่งนอกloop	38
รูปที่ 5.9 แสดง PLL แบบมิกซิ่งในloop	39
รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องรับ	41
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรซุกเอ็กแพนเดอร์และแอมพลิไฟ์เออร์	43
รูปที่ 6.3 แสดงวงจรซุกออสซิลเลเตอร์ , เฟสล็อกคูลูป และวงจรคูณความถี่ 2 เท่า	44
รูปที่ 6.4 แสดงวงจรซุกภาครับสัญญาณ	45
รูปที่ 6.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง	47
รูปที่ 6.6 แสดงวงจรซุก PLL , OSC และ MOD ของแต่ละช่องสัญญาณเสียง	48
รูปที่ 6.7 แสดงวงจรซุก ซัมมิ่ง	50
รูปที่ 6.8 แสดงวงจรซุก มิกเซอร์	51
รูปที่ 6.9 แสดงวงจรซุก พาวเวอร์ แอมพลิไฟ์เออร์	52
รูปที่ 7.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 3	54
รูปที่ 7.2 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 6	54
รูปที่ 7.3 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 8	55
รูปที่ 7.4 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 10	55
รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณความถี่ IF_1 ที่ได้จากซุก Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง3)	56
รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณความถี่ IF_1 ที่ได้จากซุก Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง10)	56
รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณความถี่ IF_2 ที่ได้จากซุก Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 3)	57
รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณความถี่ IF_2 ที่ได้จากซุก Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)	57
รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการ Demodulation ของ MC13135 (สำหรับช่อง 3)	58
รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการ Demodulation ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)	58
รูปที่ 7.11 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 1	60
รูปที่ 7.12 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการล็อกความถี่ของ Channel 6	60
รูปที่ 7.13 แสดงรูปสัญญาณพาหะที่ได้จากเอาต์พุตของ Channel 1	61
รูปที่ 7.14 แสดงรูปสัญญาณพาหะที่ได้จากเอาต์พุตของ Channel 6	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของความถี่ต่าง ๆ ของการส่งสัญญาณ FM ในลักษณะอื่น ๆ	6
ตารางที่ 6.1 แสดงค่าความถี่ที่ตัวรับของ MC 145168 HANDSET MODE	46
ตารางที่ 6.2 แสดงค่าความถี่ที่ตัวส่งของ MC 145168 HANDSET MODE	46
ตารางที่ 6.3 แสดงค่าความถี่หาร N ของ IC MC 145151-2	50
ตารางที่ 7.1 แสดงความถี่ที่เอาต์พุตของเฟสล็อกคูลูป	53
ตารางที่ 7.2 แสดงการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับ	53
ตารางที่ 7.3 แสดงความถี่ที่เอาต์พุตของเฟสล็อกคูลูป MC 145151-2	59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

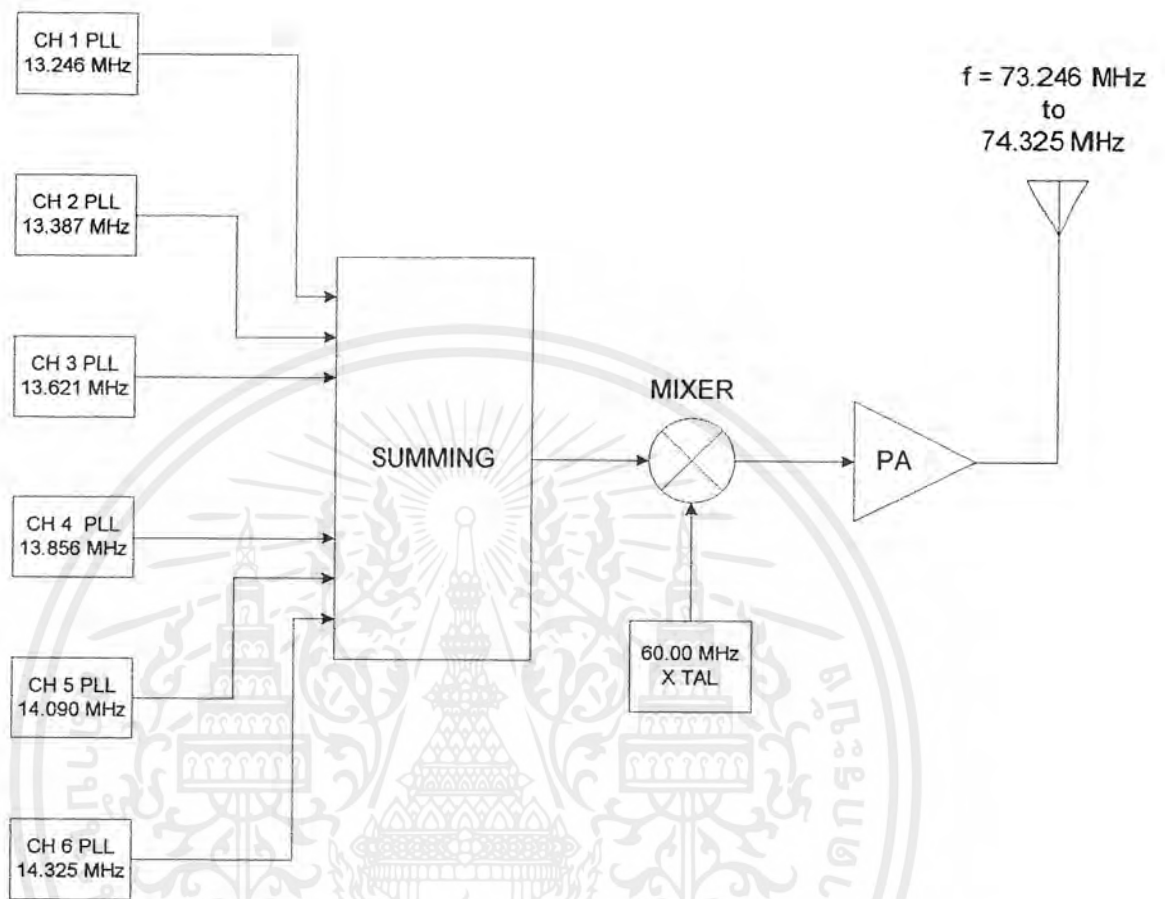
บทนำ

ในปฏิญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องรับ-ส่ง โดยที่ภาคส่งสัญญาณสามารถส่งสัญญาณความถี่เสียงได้ 6 ช่องความถี่ โดยที่สัญญาณเสียงแต่ละช่องสัญญาณจะนำไปมอดูเลทกับคลื่นพาหะของแต่ละช่องความถี่ (13.246 MHz , 13.387 MHz , 13.621 MHz , 13.856 MHz , 14.090 MHz และ 14.325 MHz) แล้วจึงนำไปรวมกัน จากนั้นจะนำไปมิกซ์กับความถี่ 60 MHz จะได้สัญญาณ FM ที่ถูกมอด 6 ช่องความถี่ซึ่งมีค่าประมาณ (73.246 MHz , 73.387 MHz , 73.621 MHz , 73.856 MHz , 74.090 MHz และ 74.325 MHz) ส่งออกอากาศโดยใช้เครื่องส่งเพียง 1 เครื่อง ในการส่งทั้ง 6 ช่องความถี่

โดยในบทนี้จะเป็นการอธิบายหลักการต่างๆ ไปของภาครับสัญญาณและภาคส่งสัญญาณซึ่งจะอาศัยบล็อกไดอะแกรมในการอธิบาย ส่วนในบทต่อไปจะกล่าวถึงทฤษฎีการรับสัญญาณและการส่งสัญญาณ , ขั้นตอนการทำงานของวงจร , การสร้างวงจร , การทดลองและผลสรุปที่ได้จากการทดลองของภาครับสัญญาณและส่งสัญญาณ

ภาคส่งสัญญาณ

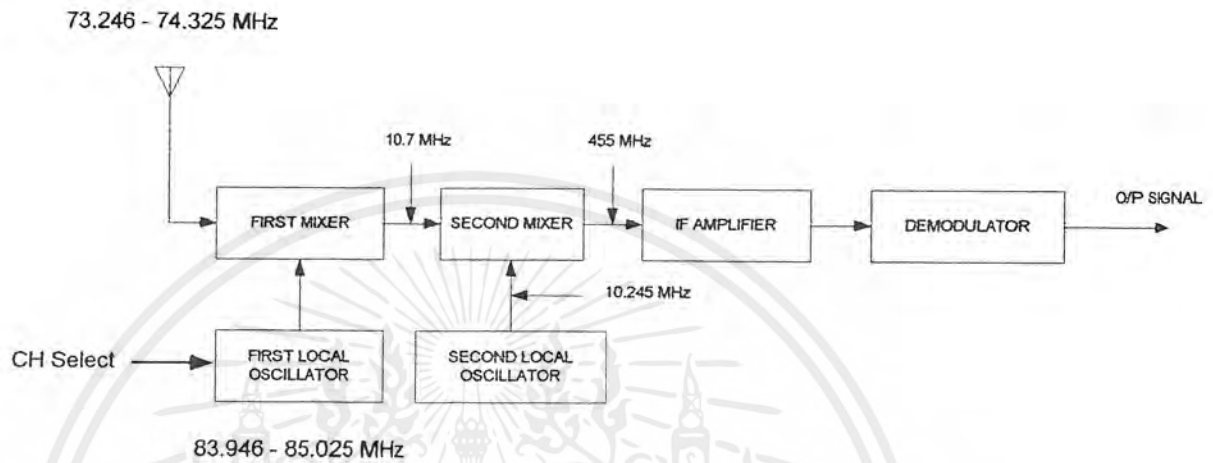
จากรูปที่ 1.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของเครื่องส่ง ซึ่งเมื่อทำการป้อนสัญญาณความถี่เสียงเข้ามา สัญญาณความถี่เสียงจะถูกส่งไปมอดูเลทกับสัญญาณความถี่พาหะที่ผลิตมาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ และจากรูปจะเห็นว่าความถี่พาหะของแต่ละช่องสัญญาณจะผลิตออกมา 13.246 MHz , 13.387 MHz , 13.621 MHz , 13.856 MHz , 14.090 MHz และ 14.325 MHz ตามลำดับ (แต่ไม่ใช่ค่าความถี่ของสัญญาณพาหะที่ต้องการจริง ๆ) แล้วนำสัญญาณที่มอดูเลทของแต่ละช่องสัญญาณที่ได้มาทำการรวมกันก่อนที่จะส่งสัญญาณไปทำการมิกซ์กับความถี่อ้างอิง 60 MHz เพื่อให้ได้สัญญาณพาหะมีค่าเป็น 73.246 MHz , 73.387 MHz , 73.621 MHz , 73.856 MHz 74.090 MHz และ 74.325 MHz ตามลำดับ (เป็นค่าความถี่ของสัญญาณพาหะที่ต้องการจริง ๆ) หลังจากนั้นก็จะส่งผ่านสัญญาณที่ได้ไปยังสายอากาศ และจากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นว่าการทำงานของแต่ละบล็อกไดอะแกรมจะเหมือนกัน จะแตกต่างกันก็ตรงที่สัญญาณพาหะของแต่ละช่องสัญญาณที่นำมามอดูเลทเท่านั้น ส่วนรายละเอียดจะได้กล่าวถึงอีกครั้งในบทต่อไป



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ

ภาครับสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศก็จะนำมาสัญญาณมารวมกับสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคโคลอสอสซิลเลเตอร์ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งส่วนนี้จะสามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิตช์เลือกความถี่โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้ก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้นที่ผ่านมาได้ แล้วจะส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะทำการรวมความถี่ 10.7 MHz กับความถี่ 10.245 MHz จากโคลอสอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 455 kHz ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังภาคคิมอดคูเลทท์จะได้สัญญาณเสียงออกมา ส่วนรายละเอียดจะได้กล่าวในบทต่อไป



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

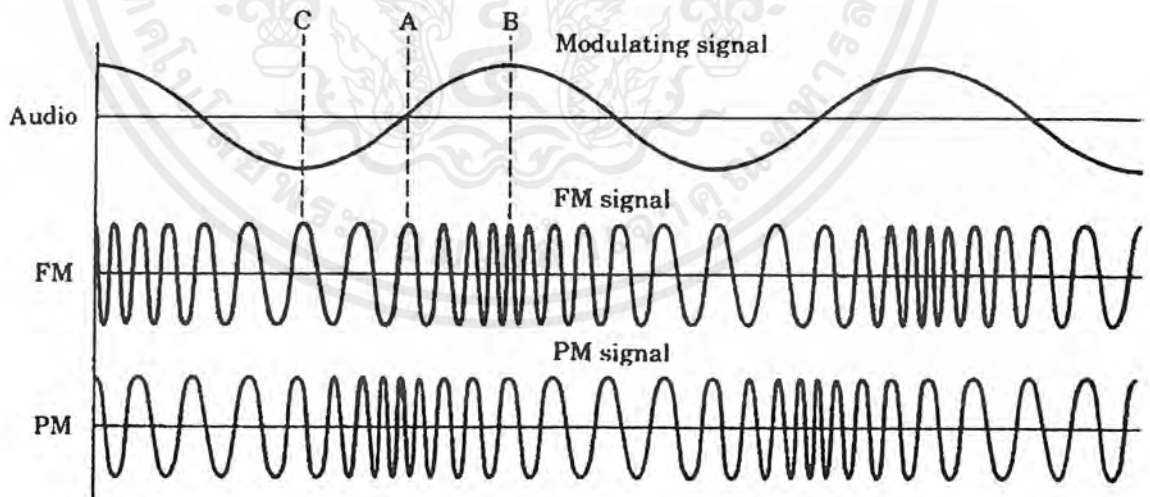
การมอดูเลททางความถี่

2.1 บทนำ

ข้อดีของ FM คือ สัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลทแบบ FM จะมีสัญญาณรบกวน (Noise) น้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแบบ AM

2.2 การมอดูเลทของคลื่น

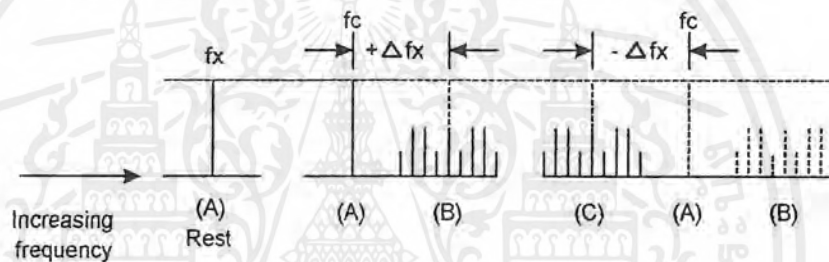
จากรูปที่ 2.1 เป็นรูปสัญญาณที่แสดงในรูปของ Time - domain ที่เกิดจากการมอดูเลทสัญญาณเสียงกับสัญญาณพาหะซึ่งมีการมอดูเลทใน 2 ลักษณะ คือ การมอดูเลททางความถี่ (Frequency Modulation : FM) และการมอดูเลททางเฟส (Phase Modulation : PM) ซึ่งรูปสัญญาณจากการมอดูเลทจะเป็นลักษณะขบวนความถี่ จากรูปที่ 2.1 จุด A คือ ความถี่ศูนย์กลางของความถี่เสียง ส่วนจุด B คือ คลื่น FM ซึ่งจะมีความถี่ที่สูงกว่าความถี่ศูนย์กลางของความถี่เสียง และจุด C คือ คลื่น FM ที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ศูนย์กลางของความถี่เสียง และจะสังเกตเห็นว่าสัญญาณพาหะจะเปลี่ยนแปลงความถี่ตามความถี่ของสัญญาณความถี่เสียงที่เข้ามามอดูเลท



รูปที่ 2.1 แสดงสัญญาณความถี่เสียงกับสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแบบ FM และ PM

จากรูปที่ 2.2 เป็นรูปสัญญาณที่เกิดจากการมอดูเลตสัญญาณใน 1 ไซเคิล ซึ่งจะแสดงในรูปของ Frequency – domain โดยมีความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่จุด A ส่วนจุด B จะเป็นจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่ศูนย์กลาง ($+\Delta f_c$) และที่จุด C จะเป็นจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่มีค่าน้อยกว่าความถี่ศูนย์กลาง ($-\Delta f_c$)

การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะไปพร้อม ๆ กับความถี่ของสัญญาณที่กำลังถูกมอดูเลตนั้นจะมีผลทำให้มีไซเบนด์เกิดขึ้นรอบ ๆ สัญญาณพาหะ และจำนวนไซเบนด์ที่เกิดขึ้นจะมีความถี่ที่ออกห่างจากความถี่ศูนย์กลาง โดยที่ผลรวมของแรงดันและไซเบนด์ของสัญญาณพาหะที่ออกห่างจากความถี่ศูนย์กลางจะมีค่าคงที่ และจะมีค่าที่เท่ากับแรงดันและไซเบนด์ที่ค่าของความถี่ศูนย์กลาง



รูปที่ 2.2 แสดงการมอดูเลตคลื่น FM ใน Frequency – domain

การเบี่ยงเบนความถี่

การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะถูกเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) และใช้สัญลักษณ์ Δf_c ตัวอย่างเช่น เครื่องส่งต้องการส่งพาหะของสัญญาณความถี่ที่ 100 MHz โดยมีการเบี่ยงเบนความถี่ ± 25 KHz ดังนั้นพาหะของสัญญาณความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปอยู่ระหว่าง 99.975 MHz ถึง 100.025 MHz ทำให้ผลรวมของการเปลี่ยนแปลงความถี่มีค่าเท่ากับ 50 KHz (2×25 KHz) ซึ่งจะถูกเรียกว่า Carrier Swing (การเปลี่ยนแปลงของความถี่จากต่ำสุดไปสูงสุด) โดยที่จะสามารถหาค่าของสัญญาณ Carrier Swing = $2(\text{Frequency Deviation})$

The FCC (Federal Communication Commission) ของสหรัฐอเมริกาได้กำหนด ให้การใช้งานความถี่ 88-108 MHz เป็นย่านความถี่ของการส่งกระจายคลื่น FM และกำหนดค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ 75 KHz

การมอดูเลททางความถี่ยังคงใช้ในระบบเสียงของการส่งสัญญาณ TV ด้วย ซึ่งใช้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดเท่ากับ 25 KHz

ชนิดของการใช้งาน	ค่าความถี่ที่ใช้งาน	แบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณ	ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด	ความถี่เสียงสูงสุด
การกระจายเสียงวิทยุ FM	88.0 – 108.0 MHz	200 KHz	± 75 KHz	15 KHz
ระบบเสียงของเครื่องรับโทรทัศน์	5.5 MHz	100 KHz	± 25 KHz(monaural) ± 50 KHz(stero)	15 KHz
ตำรวจดับเพลิง, รถพยาบาล, รถแท็กซี่, เจ้าหน้าที่ป่าไม้	50 MHz และ 122 – 174 MHz	20 KHz	± 5 KHz	3 KHz
วิทยุสมัครเล่น, วิทยุ CB class A	216 – 470 MHz	15 KHz	± 3 KHz	3 KHz
ไมโครโฟนไร้สาย, โทรศัพท์มือถือ	เหมือนกับกรณีของ Narrowband FM แต่กำลังจะต่ำกว่า 1 W			
วิดีโอเทป	มีความถี่พาหะที่ใช้งาน 3.4 MHz และมีแบนด์วิคท์ 4.0 MHz			

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าของความถี่ต่าง ๆ ของการส่งสัญญาณ FM ในลักษณะอื่น ๆ

2.3 แถบความถี่วิทยุ FM

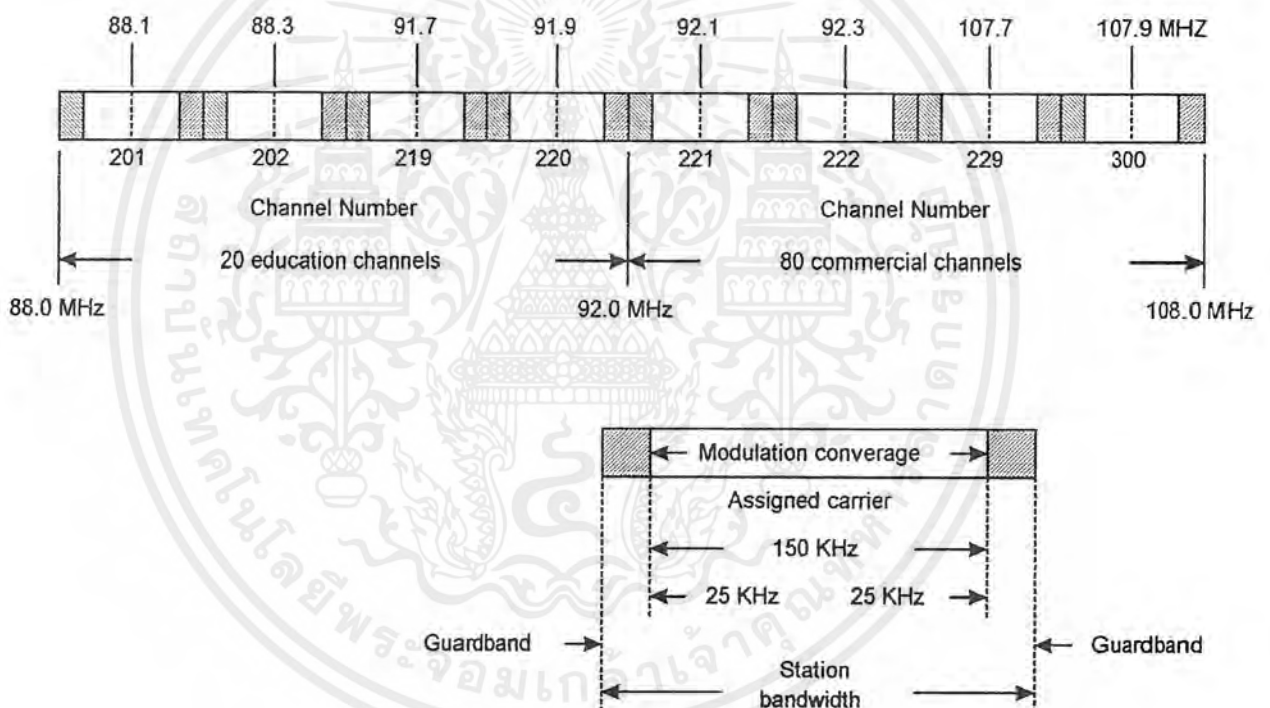
ในปี ค.ศ. 1945 FCC ได้กำหนดขอบเขตหรือย่านความถี่ของการส่งกระจายเสียงวิทยุ FM ไว้ที่ 88 MHz – 108 MHz ซึ่งแต่ละสถานีจะมีแถบความถี่ของการเบี่ยงเบนความถี่ ± 75 KHz (Carrier Swing = 150 KHz) ทำให้แต่ละสถานีมีแบนด์วิคท์สถานีละ 150 KHz และจะมีการด์แบนด์ด้านละ 25 KHz ซึ่งผลรวมของแบนด์วิคท์ทั้งหมดของแต่ละสถานีจะมีค่า 200 KHz เพราะฉะนั้นช่วงห่างระหว่างความถี่ของ FM คือ 20 MHz (88 MHz ถึง 108 MHz) ทำให้แบ่งสถานีได้ทั้งหมด 100 สถานีดังแสดงในรูปที่ 2.3

FCC ได้กำหนดให้การส่งวิทยุระบบ AM จะมีการส่งสถานีที่ช่องสุดท้ายหมายเลข 107 ส่วนการส่งวิทยุระบบ FM ได้กำหนดให้ส่งสถานีที่ช่องเริ่มต้นที่หมายเลข 201 และจะสิ้นสุดสถานีส่งที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเลข 300 โดยที่ช่อง 201 ซึ่งจะมีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 88.1 MHz โดยมีความถี่เบี่ยงเบน ($-\Delta f_c = 75$ KHz) และมีคาร์แบนด์ด้านต่ำ 25 KHz จะทำให้ช่อง 201 มีความถี่ด้านต่ำที่สุดที่ 88 MHzพอดีและความถี่ด้านบนของช่อง 201 ก็จะมีแถบความถี่ที่หาได้เหมือนกัน ถ้ารับช่อง 202 - 300 ก็จะสามารถหาค่าของแถบความถี่ด้านต่ำและด้านสูงได้ในทำนองเดียวกันกับช่อง 201 โดยที่แต่ละช่องจะมีความถี่ศูนย์กลางที่เป็นเลขคี่เสมอ

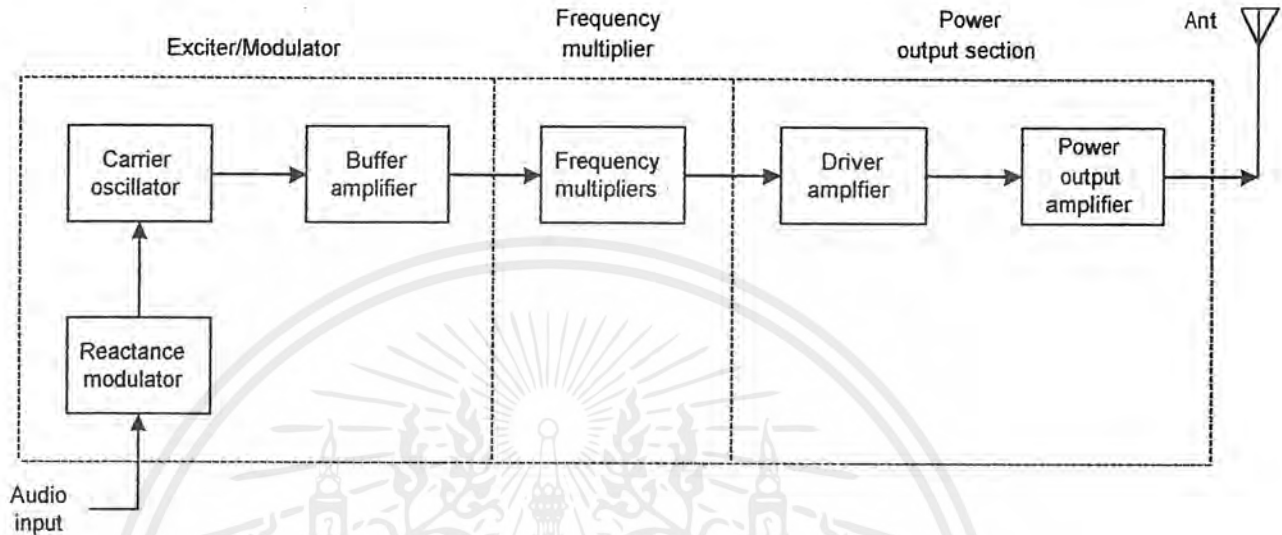
การส่งสัญญาณวิทยุระบบ FM ใน 20 ช่องแรกจะใช้สำหรับการส่งกระจายเสียงเพื่อการศึกษา ส่วนการส่งสัญญาณวิทยุใน 80 ช่องที่เหลือจะใช้ในทางพาณิชย์



รูปที่ 2.3 แสดงมาตรฐานของแถบความถี่ในการส่งกระจายเสียงวิทยุระบบ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 เครื่องส่งวิทยุระบบ FM



รูปที่ 2.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมพื้นฐานของเครื่องส่งวิทยุระบบ FM

จากรูปที่ 2.4 เครื่องส่งวิทยุระบบ FM พื้นฐานจะประกอบด้วย 3 ส่วนคือ

1. Exciter ซึ่งจะประกอบไปด้วย

1.1 Carrier Oscillator จะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณ ไซน์ที่มีค่าที่คงที่และมีเสถียรภาพ

1.2 Buffer Amplifier จะทำหน้าที่ป้องกันการรบกวนกันระหว่าง Carrier Oscillator กับ Frequency Amplifier โดยที่ Buffer Amplifier นี้จะมีเกณฑ์การขยายที่น้อยมาก

1.3 Modulator จะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าความถี่พาหะของคลื่น Oscillator ตามค่าของข้อมูลข่าวสารที่รับเข้ามา

2. Frequency Multiplier ซึ่งเป็นวงจรทางด้านอินพุตและวงจรรวมทางด้านเอาต์พุต (จากความถี่ RF ที่จะส่งออกอากาศ) ซึ่งความถี่ที่เอาต์พุตจะได้จากวงจรคูณความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่อินพุตที่รับเข้ามาโดยใช้วงจรเรโซแนนซ์ โดยทั่วไปแล้วการคูณความถี่สามารถทำได้ง่ายเนื่องจากในวงจร Non Linear จะผลิตฮาร์โมนิกขึ้นมาซึ่งสัญญาณฮาร์โมนิกจะเป็นความถี่พื้นฐานคูณด้วยเลขจำนวนเต็ม ทำให้เราสามารถเลือกความถี่ต่าง ๆ มาใช้งานได้ ปกติแล้ววงจรมคูณความถี่จะจำกัดการคูณไว้ที่ 2,3 หรือ 4 ถ้าหากต้องการการคูณความถี่ที่มากกว่านี้ จะใช้การคูณแบบต่อเนื่องกันไป (Cascade) แทน

3. Power Output Section จะทำหน้าที่ขยายกำลังสัญญาณพาหะที่เราต้องการจะส่งออกอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัชนีการมอดูเลท

ความถี่ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่กำลังทำการมอดูเลทนั้นจะมีบทบาทที่สำคัญมากในการส่งวิทยุระบบ FM ซึ่งสามารถที่จะกำหนดได้ง่าย ๆ โดยการใช้อัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณพาหะที่จะนำมามอดูเลท โดยที่จะนำมาใช้ในการหาค่าของแรงดันและการกระจายของกำลังในการมอดูเลทคลื่น FM และความสัมพันธ์ระหว่างค่าของการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะความถี่ของเสียงที่จะนำมามอดูเลทจะวัดได้หลังจากผ่านชุดมัลติไฟต์เซอร์ไปแล้ว และค่าที่ได้จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวแปร ๆ หนึ่งซึ่งจะเรียกว่า ดัชนีการมอดูเลท (Modulation Index : m_f) และสามารถหาค่าของดัชนีการมอดูเลท-ได้ดังนี้

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_s}$$

โดยที่ Δf_c คือ ค่าความถี่เบี่ยงเบนที่วัดได้จากสายอากาศ

f_s คือ ค่าของสัญญาณความถี่ที่ทำการมอดูเลท

สมการคลื่น FM

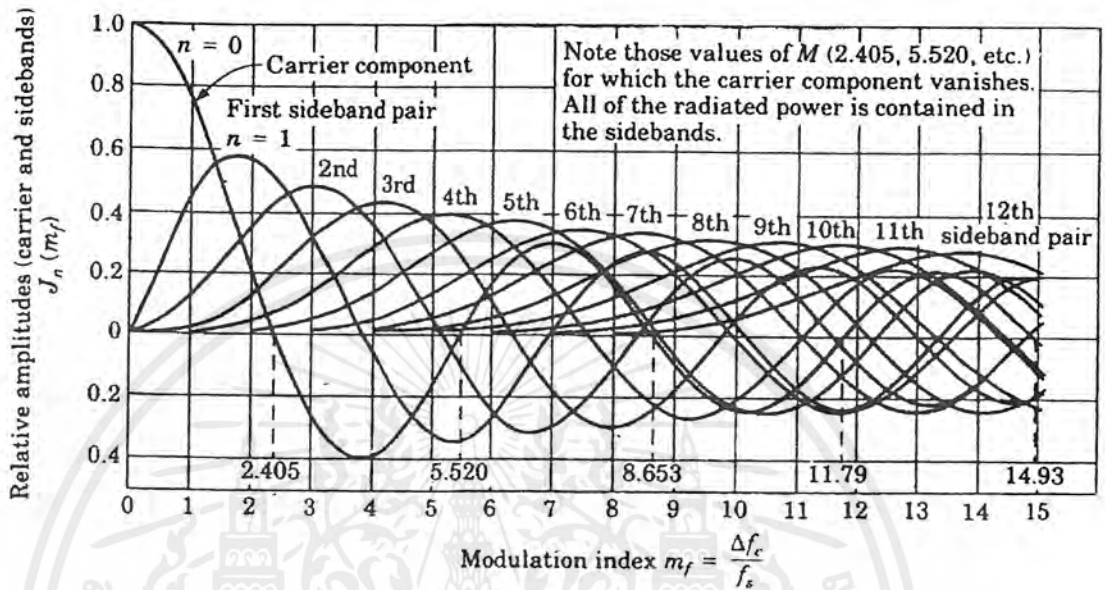
$$e_c = E_c \sin[(2\pi f_c t) + m_f \sin(2\pi f_s t)]$$

โดยที่ E_c : ขนาดสูงสุดของการกระจายของคลื่นพาหะ

f_c : ความถี่ศูนย์กลาง

f_s : ความถี่ของข้อมูลข่าวสาร

m_f : ดัชนีการมอดูเลท (เรเดียน)



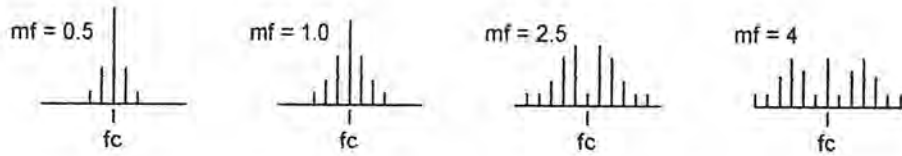
รูปที่ 2.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ในวิทยุระบบ FM

แบนด์วิดท์ของคลื่น FM

เราสามารถที่จะรู้จำนวนของไซด์แบนด์และคาบเดาแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งมาได้จากชาร์ตของดัชนีการทอดคู่เลข ถ้าไซด์แบนด์นั้นถูกแยกออกมาจำนวนที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณข่าวสาร และทุก ๆ ไซด์แบนด์นั้นสามารถคำนวณค่าได้ และจะสังเกตได้ว่าค่าของไซด์แบนด์จะมีค่าน้อยและอยู่ห่างจากความถี่ของพาหะมาก และจะยังเป็นจุดที่ครอบคลุมไซด์แบนด์ได้ทั้งหมด โดยที่ใช้กำลังงานน้อยที่สุดหรือเกือบที่จะไม่ได้ใช้กำลังงานเลยก็ว่าได้ เราสามารถหาค่าของแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ได้จากกฎของคาร์สัน (Carson's rule) ได้ดังนี้

$$BW = 2(\Delta f_c + f_s)$$

ดังนั้นสถานีส่งวิทยุระบบ FM จะมีอัตราส่วนเบี่ยงเบนเท่ากับ 5 (75 KHz/15 KHz) และสำหรับอัตราส่วนเบี่ยงเบนของระบบเสียงในเครื่องรับโทรทัศน์นั้นจะใช้เท่ากับ 1.67 (25 KHz/15KHz)

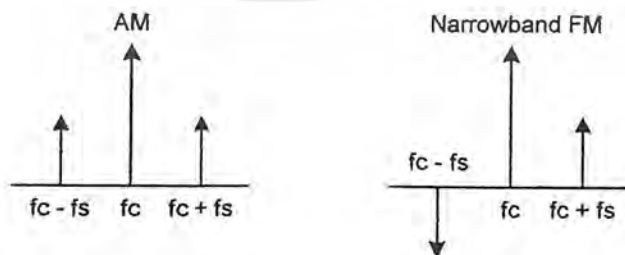


รูปที่ 2.6 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

2.5 FM แบบแคบ

FM แบบแคบ (Narrowband FM) นั้นค่าของดัชนีการมอดูเลต (m_f) ซึ่งจะมีค่าไม่เกิน $\pi/2$ ($90^\circ = 1.57$ เรเดียน) และแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM เมื่อมีดัชนีการมอดูเลต (m_f) มีค่าน้อยกว่า $\pi/2$ นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่นำมามอดูเลต และจะไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ (Frequency Deviation) โดยที่ค่าของแบนด์วิดท์จะมีค่าเป็น 2 เท่า ของความถี่ที่นำมามอดูเลต $m_f < \frac{\pi}{2}$ ซึ่งจะเหมือนกับการส่งวิทยุระบบ AM แต่ถ้าดัชนีการมอดูเลต (m_f) มีค่ามากกว่า $\pi/2$ จะมีผลทำให้ความถี่ที่เกิดขึ้นจะมี 2 ด้าน คือ สูงกว่าและต่ำกว่าพาหะซึ่งมีช่วงห่าง f_c จากความถี่พาหะ ถ้าเราจำกัดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ด้วย $m_f < \frac{\pi}{2}$ เราจะเรียกว่า FM แบบแคบ (Narrowband FM) และถ้าสัญญาณ FM ที่มีค่า $m_f > \frac{\pi}{2}$ เราจะเรียกว่า FM แบบกว้าง (Wideband FM)

สเปกตรัมของสัญญาณ AM และ Narrowband FM จะเหมือนกัน แต่ถ้าทำการวิเคราะห์ด้วยฟูรีเยร์จะได้ขนาดและเฟสที่ต่างกัน จากรูปที่ 2.7 แสดงสเปกตรัมของ Narrowband FM



รูปที่ 2.7 แสดงสเปกตรัมของ Narrowband FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของ Narrowband FM คือ ลดสัญญาณรบกวน และเหตุผลที่ใช้ Narrowband FM มากกว่า AM เพราะ Narrowband FM กำลังงานของพาหะจะลดลงเมื่อเพิ่มการมอดูเลท ดังนั้นจึงใช้กำลังงานในการส่งเมื่อเราทำการมอดูเลทข้อมูลข่าวสารเท่านั้น ถ้าสำหรับการใช้งาน Narrowband FM นั้นจะใช้ในระบบเสียงของเครื่องรับโทรทัศน์ และวิทยุสมัครเล่น ส่วน Wideband FM นั้นจะใช้ในอุตสาหกรรมของการกระจายเสียง

สมการคลื่น Narrowband FM

$$e = E_c \sin(2\pi f_c t) - \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c - f_s)t] + \frac{mE_c}{2} \cos[2\pi(f_c + f_s)t]$$

บทที่ 3

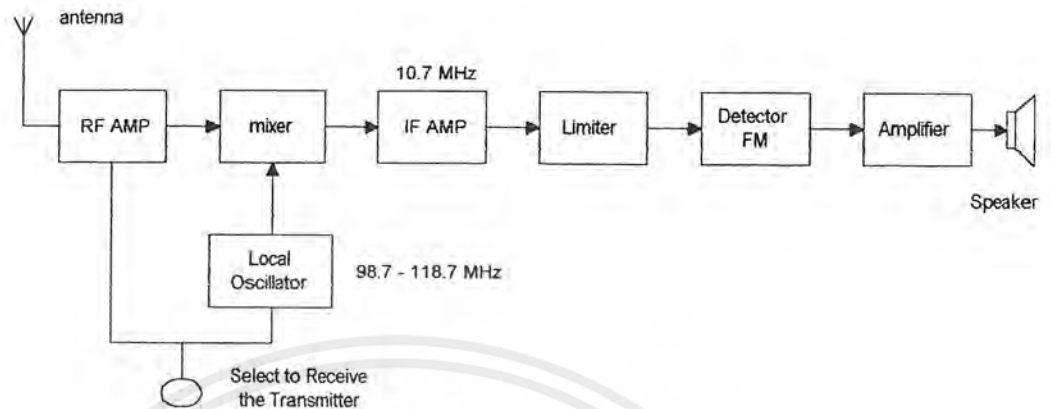
เครื่องรับระบบ FM

จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบ FM ซึ่งจะมีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับระบบ AM มากจะแตกต่างกันก็ตรงที่ขบวนการตีเทกสัญญาณเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ค่า 10.7 MHz เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ของวงจรรวมที่กว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะมีค่า ± 75 KHz ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 KHz เป็นอย่างน้อยซึ่งปกติมักจะเพื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 KHz

สมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ถูกบิคน้ำปีคจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz (บนหน้าปีค) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ 100 MHz ส่วน โลกอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีของเฮตเทอโรไดน์ในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุทของวงจรรวม IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100 MHz ซึ่งจะเท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณความถี่ที่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป

สำหรับการทำงานของเครื่องรับระบบแบนด์แคบเอฟเอ็ม (Narrow band FM) จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งจะได้ความถี่กลาง 10.7 MHz จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจะส่งผ่านไปยังมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จากโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 MHz จะทำให้ได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ AM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 KHz และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปคิมอดูเลทเพื่อให้ได้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเคิม โลกอลออสซิลเลเตอร์คงเคิม และ IF คงเคิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz ด้วย ดังนั้นสัญญาณที่มอดูเลทมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow band FM

3.1 การเลือกความถี่ IF

ข้อควรพิจารณาในการเลือกความถี่ IF มีอยู่หลายประการซึ่งส่วนมากจะเกี่ยวข้องกับแบนด์วิดท์ในทางทฤษฎีแบนด์วิดท์นั้นจะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งานและค่า Q ของวงจร ตามสูตร $BW = f_0/Q$ ฉะนั้นถ้าหากเราต้องการค่าซีเลกทิวิตีที่ดี แบนด์วิดท์จะต้องแคบ เพราะฉะนั้นวงจรจะต้องมีค่า Q สูงแต่ความถี่จะต้องมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงนิยมเลือกความถี่ IF ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ใช้งาน ซึ่งจะเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วย เพราะวงจรความถี่ต่ำออกแบบให้มีเสถียรภาพดีและอัตราขยายสูงได้ง่ายกว่า (เช่น เมื่อความถี่สูงขึ้นปัญหาเกี่ยวกับการแพร่คลื่น การสูญเสียไดอิเล็กตริก ความต้านทานผิว (skin) ความจุเสถียรย์ และความเหนี่ยวนำเสถียรย์จะเกิดขึ้น ทั้งหมดนี้มักมีผลให้วงจรขาดเสถียรภาพ)

เหตุผลอีกประการหนึ่งในการเลือกความถี่ IF ก็คือ ต้องให้แบนด์วิดท์มีค่าพอเหมาะ เช่น สมมุติว่าเครื่องรับระบบ AM ใช้ความ IF เป็น 60 KHz และ Q ของวงจรมีค่าเท่ากับ 60 แบนด์วิดท์จะได้ 1 KHz ซึ่งแคบเกินกว่าจะใช้ประโยชน์ได้ เพราะแบนด์วิดท์ของสัญญาณ AM มีค่าอย่างน้อย 10 KHz ดังนั้นเราจะต้องคำนึงถึงแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่จะรับด้วย

ข้อพิจารณาอีกข้อหนึ่งก็คือ การกำจัดสัญญาณความถี่เงา (Image Frequency) ความถี่เงาเป็นสัญญาณ RF ที่เราไม่ต้องการ เพราะเมื่อสัญญาณความถี่เงาเข้ามาผสมกับสัญญาณออสซิลเลเตอร์จะได้ความถี่เท่ากับสัญญาณ IF พอดี สมมุติเราเลือกความถี่ IF เป็น 200 KHz และความถี่ใช้งานเท่ากับ 4.2 MHz ถ้าใช้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่าความถี่ใช้งาน จะได้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ $4.2 \text{ MHz} + 0.2 \text{ MHz} = 4.4 \text{ MHz}$ ดังนั้นเมื่อสัญญาณออสซิลเลเตอร์และสัญญาณ RF ผสมกันความถี่ผลต่างที่เกิดขึ้นจึงเท่ากับ 200 KHz พอดี อย่างไรก็ตามยังมีสัญญาณอีกตัวหนึ่งซึ่งเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผสมกับความถี่ 4.4MHz (ของ โครคอลลอสซิลเลเตอร์) แล้วได้ความถี่เท่ากับ 200 KHz พอดี สัญญาณนั้นจะถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.6 MHz สัญญาณความถี่เงานี้จะผ่านมิกเซอร์ไปยังวงจรรขยาย IF ได้เช่นกัน

ลองพิจารณาอีกตัวอย่างหนึ่ง สมมติว่าให้ IF เท่ากับ 455 KHz สัญญาณที่ต้องการเป็น 1,110 KHz ใช้ความถี่โครคอลลอสซิลเลเตอร์สูงกว่า RF เราสามารถคำนวณหาค่าความถี่เงาได้ดังนี้

$$\text{- คำนวณหาค่าความถี่ โครคอลลอสซิลเลเตอร์} = 1,110 \text{ KHz} + 455 \text{ KHz} = 1,565 \text{ KHz}$$

$$\text{- คำนวณหาค่าความถี่เงา} = 1,565 \text{ KHz} + 455 \text{ KHz} = 2,020 \text{ KHz}$$

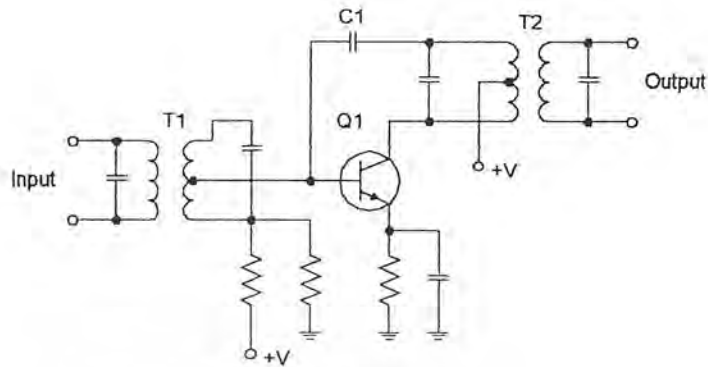
จะเห็นว่าความถี่เงาอยู่ห่างจากความถี่ใช้งานเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ IF การกำจัดสัญญาณความถี่เงาสามารถทำได้โดยการบีบให้ซีเล็กติวิตีหรือแบนด์วิธของวงจรรขยาย RF และมิกเซอร์ แคบลง สังเกตว่าถ้าความถี่ IF ยิ่งสูง ความถี่เงายังห่างจากความถี่ใช้งานออกไปมากขึ้นนั่นคือ ถ้าเราต้องการกำจัดสัญญาณความถี่เงาให้ได้ผลดี ควรจะเลือกค่าของความถี่ IF สูง ๆ ซึ่งผลสรุปข้อนี้จะค้านกับผลสรุปข้อแรก ดังนั้น การเลือกความถี่ IF จึงไม่ควรที่จะเลือกค่าที่สูงเกินไปหรือต่ำเกินไป ควรใช้ค่าที่อยู่กลาง ๆ

สำหรับเครื่องรับระบบ FM (ย่าน 88 MHz ถึง 108 MHz) ส่วนใหญ่นิยมใช้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz เราจะใช้ความถี่ค่านี้นี้เนื่องจากให้แบนด์วิธที่กว้างพอ (ประมาณ 200 KHz) สำหรับสัญญาณ FM นอกจากนี้ความถี่เงายังอยู่ห่างเลยจากความถี่ใช้งานไปถึง 21.4 MHz (2 เท่าของ 10.7 MHz)

3.2 วงจรรขยาย IF

วงจรรขยาย IF ก็คือวงจรรขยาย RF นั่นเอง แต่วงจรรขยาย IF ทำงานที่ความถี่คงที่ (ไม่ต้องปรับความถี่อีก) ดูตัวอย่างวงจรในรูปที่ 3.2 ความแตกต่างของวงจร IF กับ RF ในที่นี้คือตรงที่ใช้หม้อแปลงดับเบิ้ล (Double tune) มีวงจรเรโซแนนซ์ 2 ด้านคือ ทางด้านไพรมารีและทางด้านเซคันดารี ซึ่งจะมีผลช่วยให้ซีเล็กติวิตีมีเสถียรภาพที่ดี ตัวเก็บประจุ C_1 ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับเพื่อ สะเทินวงจรหรือหักล้าง(Neutralize) มิให้เกิดการออสซิลเลชัน

เราสามารถออกแบบวงจรรขยาย IF โดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (BPF) เพื่อให้ค่าซีเล็กติวิตีที่แทนที่จะต้องใช้หม้อแปลงดับเบิ้ลจูน เทคนิคแบบนี้นิยมใช้ในเครื่องรับวิทยุสื่อสารเพราะสัญญาณที่รับมีแบนด์วิธแคบ



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรขยาย IF

3.3 ลิ้มิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีสัญญาณนอยส์ปนมาด้วย วงจรลิ้มิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งด้านบวกและด้านลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิ้มิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิ้มิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (Overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือคัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนเข้ามามีแอมพลิจูดน้อย เอาท์พุทจากลิ้มิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออกซิโเอาท์พุท ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้จะมีความสัมพันธ์กับคำ “Quieting” ของภาคออกซิโเอาท์พุท (ความคงเสถียรและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สเปกตรัมว่าสัญญาณที่ไม่ได้นับออกเลข มีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุทของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 dB การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือการขยายสัญญาณที่อินพุท (IF) ให้มาก ๆ พอที่จะขับให้วงจรลิ้มิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิ้มิตเตอร์

3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

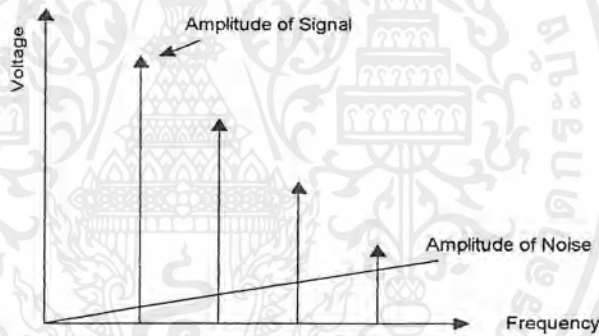
ระบบ FM จะมีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่เข้ามาบนสัญญาณ FM ได้ สมมุติว่า ใช้เครื่องรับระบบ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อม ๆ กันที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรุดผ่านไปอีกพื้นที่หนึ่ง มีสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่ และบางทีสัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับระบบ FM จะรับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เราจะเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

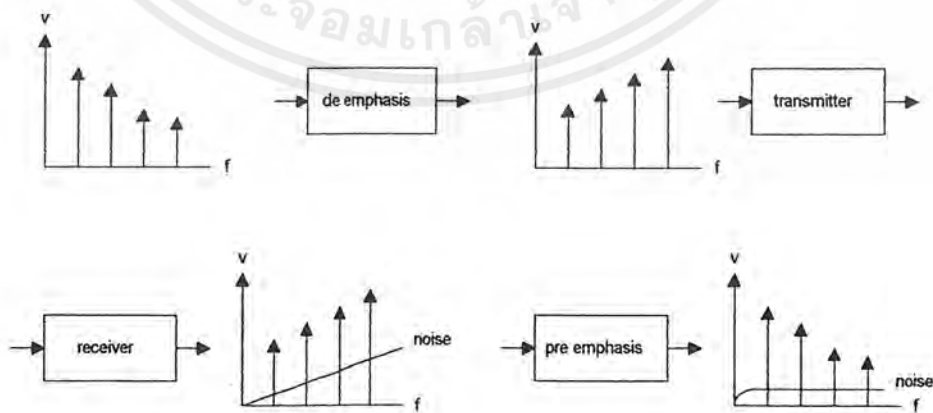
ถูกกำจัดออกไปทำนองเดียวกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับสัญญาณจากทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

3.5 프리เอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์โมนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูง มักจะมีแอมพลิจูดต่ำ ๆ ตัวอย่างเช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 20 ถึง 20,000 Hz แต่เสียงพูดทั่วไปมักจะอยู่ในช่วง 500 Hz สำหรับผู้ชาย และ 800 Hz สำหรับผู้หญิง เป็นต้น แต่นอยส์ในระบบ FM จะเป็นตรงกันข้าม คือ นอยส์ในระบบ FM จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ดังนั้นถ้าเราเขียนรูปเทียบกันดังแสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงจะมีนอยส์รบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้นทำได้โดยการใช้วิธีการระดับหรือเน้น (Emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีนี้เรียกว่า 프리เอมฟาสิส (Pre-emphasis)



รูปที่ 3.3 แสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกดูเทียบกับนอยส์



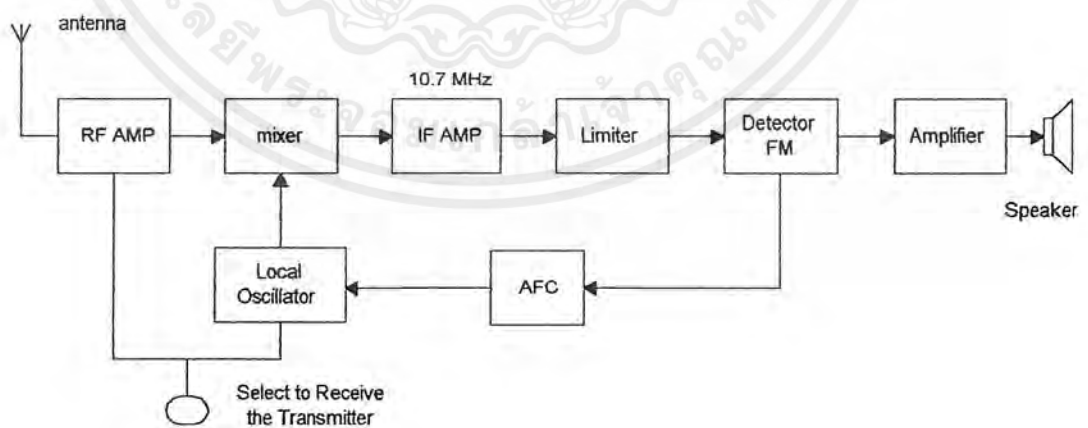
รูปที่ 3.4 แสดงขบวนการฟรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่ง และดีเอมฟาสิสที่เครื่องรับ

จากรูปที่ 3.4 สัญญาณมอดูเลทจะผ่านขบวนการพรีเอมฟาสิสที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้น แล้วจึงมอดูเลทที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไป ทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยส์รบกวนได้ยาก เมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากการทำดีมอดแล้ว เราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรลดความถี่สูงซึ่งจะลดทอนความแรงทางด้านความถี่สูงลงกรรวิธีนี้เรียกว่า ดีเอมฟาสิส (De-emphasis)

วงจรที่ใช้ในกรรวิธีพรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิสก็คือวงจรฟิลเตอร์นั่นเอง คุณสมบัติของฟิลเตอร์ในตอนพรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิสจะต้องเป็นในลักษณะตรงกันข้าม ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งพรีเอมฟาสิสและดีเอมฟาสิส) เป็นค่าคงตัวเวลา (Time constant) เท่ากับ $75 \mu\text{s}$ ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น (พรีเอมฟาสิส) หรือลดลง (ดีเอมฟาสิส) ตั้งแต่ความถี่ $2,122 \text{ Hz}$ เป็นต้นไป

3.6 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น $88\text{-}108 \text{ MHz}$) ความถี่ของวงจรโลกออสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในตอนดีมอด เช่น สมมุติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 MHz ความถี่เกิดเปลี่ยนไป (Drift) 0.1 เปอร์เซนต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 KHz สัญญาณ FM จะตกเลนนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ก็คือใช้ร่วบึงคับความถี่ อย่งไรก็ตามการใช้ร่วบึงคับความถี่ไม่ค่อยสะควกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง



รูปที่ 3.5 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแรมป์บังคับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ (สื่อสาร) เราใช้แรมป์ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของ โลกอดลอยสซิทเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุท วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)

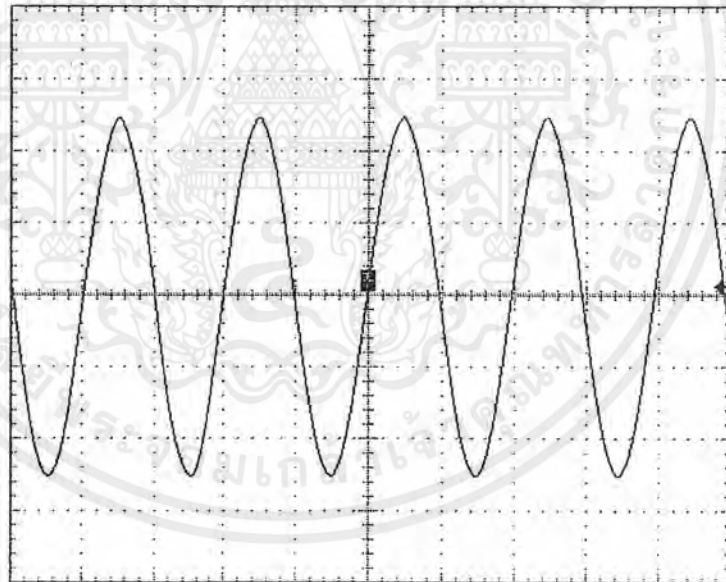
หลักการของ AFC ก็คือใช้วาแรกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรเทกซ์ของ โลกอดลอยสซิทเลเตอร์ค่าความจุของวาแรกเตอร์จะควบคุม โดยการให้ไบแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนำมาจากเอาต์พุทของวงจรถิศจิสมิเนเตอร์ (หรือวงจรเรโซเนเตอร์) เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาต์พุทจากจิศจิสมิเนเตอร์จะเป็นศูนย์ เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่าจะมีค่ามากหรือน้อย

อย่างไรก็ตามเอาต์พุทจากวงจรถิศจิสมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนที่เป็นสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิด โลพาส เพื่อให้ได้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำ ๆ ใกล้เคียง ๆ กับ DC มาป้อนให้วาแรกเตอร์

บทที่ 4

ออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศในการให้กำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นมาที่เอาต์พุท โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือ วงจรขยายสัญญาณหรือวงจรแอมพลิไฟร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างจะอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุทไปยังอินพุท ซึ่งทำให้สามารถให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุทออกมาได้ โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุทแต่อย่างใด และคุณสมบัติที่ดีของวงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือ การให้กำเนิดสัญญาณต่อเนื่องแบบเดียวกันซ้ำ ๆ กัน เช่น การให้กำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่รอบ ๆ ค่ากลางค่าหนึ่ง เช่น คลื่นไซน์ (Sine wave) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ วงจรจูน RF ออสซิลเลเตอร์ (Tune RF Oscillator)



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณคลื่น ไซน์ที่เอาต์พุทของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF

ความถี่ออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF สัญญาณที่เอาต์พุทจะต้องมีความถี่เป็นความถี่โซแนนซ์ของวงจร LC ซึ่ง

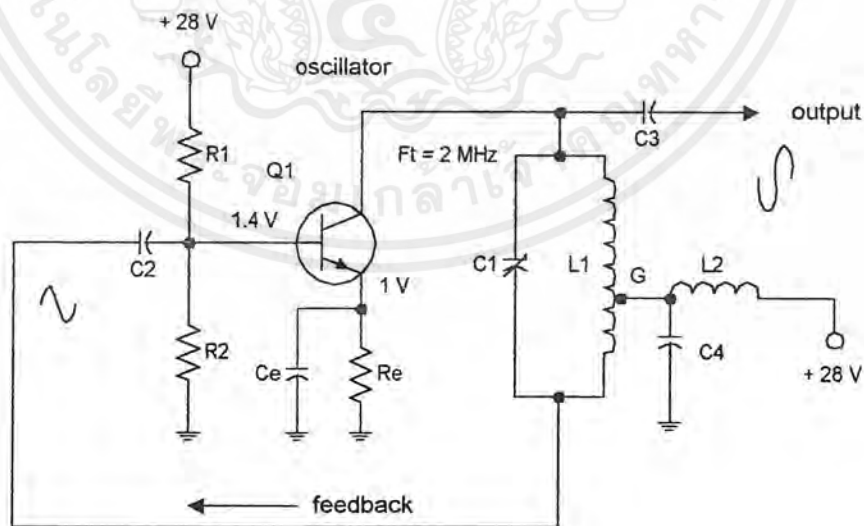
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

สำหรับค่าที่ใช้ในทางปฏิบัติในวงจร RF โดยที่ L มีขนาดเป็นไมโครเฮนรี่ C มีขนาดเป็นพิโคฟารัด จะได้ความถี่ของ f_r มีหน่วยเป็น จิกะเฮิรตซ์ (GHz) ในวงจรที่มีเสถียรภาพดี ๆ นั้น วงจรจูนเนอร์จะต้องมีค่า Q สูง เพื่อป้องกันการเลื่อนของความถี่สัญญาณ นอกจากนี้ทั้ง L และ C ยังจะต้องมีคุณภาพดี นั่นคือ มีค่าคงที่ แม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนไปก็ตาม และการปรับปรุงให้แหล่งจ่ายไฟ มีเอาต์พุตที่คงที่ตลอดเวลาเป็นการช่วยปรับปรุงเสถียรภาพของความถี่ได้อีกทางหนึ่ง

4.1 ออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทลีย์

จุดสังเกตของวงจรแบบนี้อยู่ที่วงจรจูน LC ที่มีการแท๊ปคอยล์สำหรับเป็นวงจรคอยล์ป้อนกลับ แทนที่จะเป็นคอยล์ทิกเกอร์แบบแยก จากรูปที่ 4.2 C_1 และ L_1 ประกอบกันเป็นวงจรจูน การแท๊ปสัญญาณจากคอยล์ L_1 ที่จุด G ก็เพื่อเป็นทางจ่ายแรงดันคอลลเลกเตอร์ L_2 ในวงจรคือ RF โช๊ค (Chock) จุดแท๊ปสัญญาณ G จะต่ออยู่กับกราวด์โดยมี C_4 เป็นตัวบายพาสสัญญาณคาปาซิเตอร์ เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ขาคอลลเลกเตอร์ซึ่งมีระดับแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ V ซึ่งเป็นความต่างศักย์ระหว่างจุด A บนคอยล์ L_1 เทียบกับจุด G ส่วนในด้านตรงกันข้ามกับจุดแท๊ปแรงดันไฟสลับป้อนกลับเท่ากับ V_{BG} ซึ่งถูกคัปปลิ่งโดย C_2 ไปเข้ายังขาเบสของ Q_1 การป้อนกลับสัญญาณในลักษณะนี้จะเป็นแบบบวกเพราะจะมีความต่างเฟสกัน 180° เมื่อเทียบกับ V_{AG} ซึ่งผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะก่อให้เกิดการออสซิลเลตผลผลิตสัญญาณ ไฟสลับจ่ายออกมาที่เอาต์พุทด้วยความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC



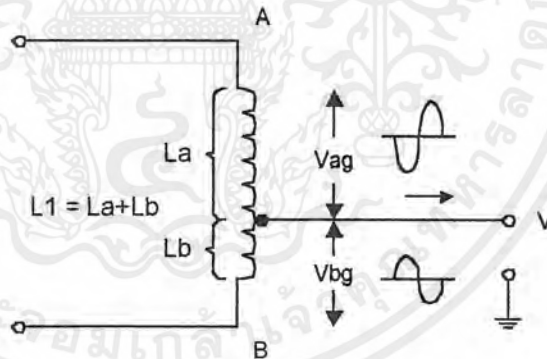
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทลีย์, แท๊ปคอยล์ที่จุด L_1 เพื่อป้องกันกลับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาระดับแรงดันไฟตรง V_C มีค่าเท่ากับ 28 V เพราะความต้านทานไฟตรงของคอยล์ RF, L_1 และ L_2 มีค่าน้อยมากไม่นำมาคำนวณก็ได้ ขาอิมิตเตอร์มีแรงดันไฟไบอัสตนเองเท่ากับ 1 V จาก R_E โดยมี C_E เป็นตัวรักษาเสถียรภาพของการไบอัส แรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์ด ที่ขาเบสจ่ายผ่าน R_1 , R_2 ซึ่งแบ่งมาจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V ดังนั้นค่า $V_{BE} = 1.4 - 1.0 = 0.4$ V ซึ่งน้อยกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าคัทออฟ 0.5 V แต่ค่าแรงดันขอด้านบวกของแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับจะขับให้ขาเบสมีระดับแรงดันไฟฟ้าเป็นบวกซึ่งสามารถทำให้ Q_1 นำกระแสไฟฟ้าและวงจรเกิดการออสซิลเลตได้

การกลับเฟสของสัญญาณด้วยแท็ปคอยล์

การแท็ปสัญญาณของ L_1 จะช่วยให้เกิดการป้อนกลับแบบบวกดังแสดงในรูปที่ 4.3 ก่อนอื่นพิจารณาส່วนของ L_1 ซึ่งแบ่งออกได้เป็นสองส่วน คือ L_A และ L_B วิเคราะห์การไหลของกระแสอิเล็กตรอนเข้าไปยังจุด A จะเห็นว่าทิศทางการไหลผ่านคอยล์ L_A ระหว่างจุด A กับจุด G แล้วไหลไปสู่แหล่งจ่ายไฟ +V ซึ่งในกรณีนี้คอยล์ L_B ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องใดๆ กับทิศทางการไหลของกระแส แต่อย่างไรก็ตามทั้งสองส่วนก็ต่อเนื่องกันอยู่ ดังนั้น L_B จึงเป็นตัวหม้อแปลงกลับป้อนสัญญาณไปสู่ L_A ได้



รูปที่ 4.3 แสดงเฟสของแรงดันไฟฟ้าในแท็ปคอยล์ L_B จะต่างเฟส 180° เมื่อเทียบกับคอยล์ L_A

ในการแปรผันของแรงดันไฟสลับ สมมติให้ I มีค่าเพิ่มขึ้นตามกฎของเลนซ์ (Lenz law) จะได้ว่าเกิดการเหนี่ยวนำของตัวเองขึ้น (Self-inductance) เกิดแรงดันไฟฟ้า V_{AG} ซึ่งมีขั้วเป็นลบ ที่จุด A เพื่อต่อต้านการเพิ่มขึ้นของ I ยิ่งกว่านั้นแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นมาจะส่งผลให้คอยล์ทั้งหมดมีแรงดันไฟฟ้าเป็นลบ และเนื่องจากลักษณะของการพันคอยล์เป็นแบบไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจึงมีสนามแม่เหล็กเหมือนกันตลอดทั้งคอยล์ จุด A ถือว่าเป็นจุดปลายสุดของแรงดันไฟลบที่เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นมาเมื่อเปรียบเทียบกับจุดอื่นๆหรือขดลวดด้านล่าง (ตามรูป) ส่วนจุด B เมื่อพิจารณาตามแรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นมาจุด B จะมีแรงดันไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อเทียบกับขดลวดไปที่อยู่เหนือขึ้นไป (ตามรูป) ดังนั้นทั้งจุด A และ B จึงมีขั้วตรงกันข้ามกันเสมอเมื่อเทียบกับแท่งนั้นคือ V_{AG} และ V_{BG} จะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180° เสมอ ในขณะที่จุดหนึ่งเป็นลบมากที่สุด อีกจุดหนึ่งก็จะมีเฟสเป็นบวกมากที่สุด เนื่องจากจุดแท่ง G ต่ออยู่กับกราวด์เพราะฉะนั้น V_{AG} และ V_{BG} จึงเป็นแรงดันสัญญาณ ไฟสลับที่มีขั้วตรงกันข้ามกันเสมอเมื่อเทียบกับจุดกราวด์

4.2 ออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์

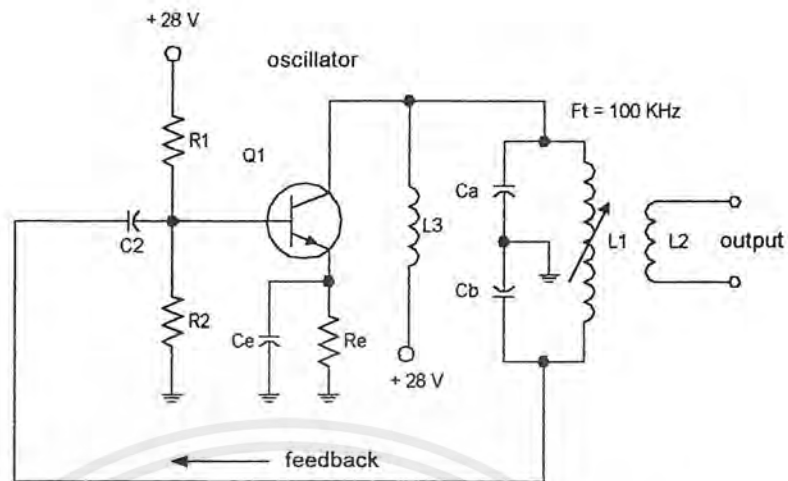
ลักษณะที่เด่นชัดของวงจรชนิดนี้ก็คือ มีคาปาซิทิฟโวลเตจดีไวเดอร์ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณอยู่อย่างชัดเจน ดังรูปที่ 4.4 (วงจรโวลเตจดีไวเดอร์ : คือ วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าคกร้อมที่ใช้งานกันบ่อยได้แก่วิธีสเตรโวลเตจดีไวเดอร์) C_A และ C_B ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรดีไวเดอร์อนุกรมคกร้อมคอยล์ L_1 ในส่วนของวงจรถอดเลคเตอร์ และแรงดันไฟฟ้าที่คร้อม C_2 จะถูกป้อนกลับแบบบวกไปยังขามเส

จุดต่อระหว่าง C_A และ C_B จะถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นจึงเป็นเสมือนว่าวงจรคาปาซิทิฟดีไวเดอร์นั้นเป็นวงจรเทียบเท่ากับการแท่งคอยล์ สำหรับสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ แรงดันไฟฟ้า V_{CA} และ V_{CB} จะมีขั้วตรงข้ามกันเมื่อเทียบกับจุดกราวด์ การป้อนกลับแบบบวกของ V_{CB} จะถูกคัปปลิงโดย C_2 ซึ่งในขณะที่เดียวกัน C_2 ก็จะทำให้การป้อนกลับสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงจากขาคอลเลคเตอร์ไม่ให้ผ่านไปสู่อ่างขามเสได้

เอาท์พุทของวงจรจะถูกคัปปลิงโดยคอยล์ L_2 ไปสู่วงจรภาคถัดไป วงจรคกร้อมใช้การป้อนสัญญาณแบบขนาน โดยสัญญาณแรงดันไฟฟ้าคอลเลคเตอร์ถูกป้อนผ่าน L_3 ซึ่ง L_3 คือ RF โฉ้คซึ่งมีหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟ

จากวงจรคกร้อมเนื่องจากว่าคาปาซิแตนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ LC ถูกแบ่งไปในวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นการปรับแรงดันไฟฟ้าของวงจรจึงเปลี่ยนมาใช้ในการปรับแต่งโดย L_1 แทน หรือมีฉะนั้นแล้ว C_A และ C_B จะต้องคกร้อมแบบแก๊งค์ (Ganged capacitance)

คอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีการประยุกต์ใช้งานทั้งในด้านความถี่วิทยุขนาด 100 KHz ไปจนถึงย่านความถี่ VHF ที่มีแถบความถี่สูงถึง 300 MHz ได้



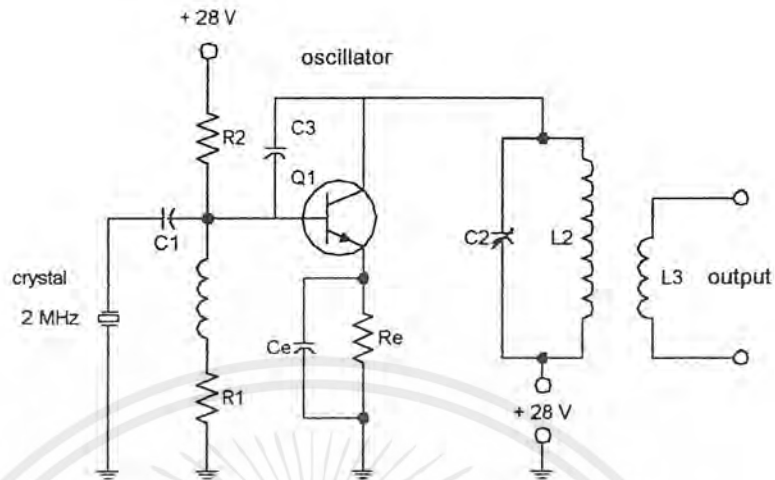
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์ และวงจรคาปาซิทีฟโวลเตจดีไวเดอร์

4.3 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

การผลิตออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้มักจะใช้ ผลึกควอตซ์ (Quartz Crystal) เป็นวัสดุคิปี ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่โซแนนซ์คริสตัลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นอิลคโตรเมคคานิคคอลลอสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจรจูน LC แต่ทว่ามีค่า Q สูงกว่า ดังนั้นจึงสามารถใช้ทดแทนวงจร LC ในวงจรออสซิลเลเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปนั้นตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะใช้ประกอบอยู่ในอุปกรณ์ที่สามารถจะพกพาติดตัวได้เช่น วิทยุมือถือหรือวิทยุสื่อสารย่านความถี่ CB เป็นต้น โดยใช้ได้ทั้งในเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากนี้อุปกรณ์เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุยังต้องใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์เพราะความจำเป็นในการควบคุมความถี่ที่แน่นอน มีเสถียรภาพสูงและมีความผิดเพี้ยนต่ำที่สุดความถี่ที่ผลิตจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ จะมีความผิดเพี้ยนน้อยกว่า 1 Hz ต่อ 10^6 Hz สำหรับอุปกรณ์ตรวจวัดต่างแหล่งกำเนิดสัญญาณมักจะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์สำหรับปรับตั้งความถี่ภายในเครื่องเป็นต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตอล

แสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งลักษณะของจะวงจรคล้ายคลึงกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ TPTG ยกเว้นที่ใช้ทรานซิสเตอร์แทนการใช้หลอดสุญญากาศและใช้ผลึกคริสตอลความถี่ 2 MHz ในการกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์ วงจรป้อนกลับผ่าน C_3 ซึ่งเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ภายในระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาเบส



รูปที่ 4.5 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตอล

ในวงจรเบสโวลเตจดีไวเดอร์ R_1 , R_2 ป้อนแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์คจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V คาปาซิเตอร์ C_1 เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงจากขาเบสออกจากริสตอล อย่างไรก็ตามอาจจะหลีกเลี่ยงการใช้ C_1 ได้เนื่องจากตัวยึคริสตอลมีคุณสมบัติเหมือนกันกับคาปาซิเตอร์อยู่แล้ว RF ไซค์ L_1 เป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเอาท์พุทของคริสตอลที่ต่อกับขาเบส ในวงจรอิมิตเตอร์ R_E กับ C_E ซึ่งเป็นบายพาสคาปาซิเตอร์จะช่วยให้เสถียรภาพของการไบอัสดีซีขึ้น สำหรับวงจรคอลเลคเตอร์วงจรรزون LC เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์ร่วมกับ L_2 ไปสู่วงจรในภาคถัดไป ส่วนวงจรคอลเลคเตอร์ RF ไซค์ L_1 เป็นตัวป้อนแรงดันแบบขนานจากแหล่งจ่ายไฟ +28V ให้แก่วงจรออสซิลเลเตอร์ ส่วน C_1 คัปปลิงสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรออสซิลเลเตอร์ไปสู่วงจรภาคถัดไปและขณะเดียวกันก็เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงไม่ให้ผ่านไปยังคริสตอลได้

ความถี่ของออสซิลเลเตอร์แบบคริสตัล

คริสตัลมีความถี่ของสัญญาณที่สามารถออสซิลเลทออกมาได้ที่ความถี่ที่แน่นอนค่าหนึ่งๆ โดยทั่วๆ ไปมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 30 MHz หรืออาจจะใช้การต่อร่วมกับวงจรภายนอกอื่นๆ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ของสัญญาณต่างๆ กัน สำหรับที่ต้องการความถี่สูงขึ้นไปจะต่อร่วมกับวงจรทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier Circuit) ซึ่งอาจเป็นวงจรรزونความถี่ 2 เท่าและ 3 เท่าก็ได้ วงจรขยายสัญญาณดังรูปใช้วงจรรزون LC เพื่อปรับความถี่ของสัญญาณให้ได้ความถี่ฮาร์โมนิกของคริสตัลออสซิลเลเตอร์ ตัวอย่างเช่น เอาท์พุทของออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณความถี่ 15 MHz สามารถถูกเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเป็น 45 MHz ได้โดยใช่วงจรทวีคูณความถี่แบบ 3 เท่าได้ สำหรับในกรณีที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดความถี่ลงให้ตรงกับวงจรความถี่ได้ โดยความถี่เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์จะถูกรักษาให้มีค่าน้อยลงจนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น เอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ มีค่าเท่ากับ 1000 kHz สามารถถูกรักษาให้ลดลงโดยใช้วงจรความถี่ด้วย 100 kHz ทำให้ได้ความถี่ 10 kHz ตามต้องการ

4.4 ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมแรงดันไฟฟ้า

โดยทั่วไปมักจะเรียกกันสั้นๆว่า VCO หรือ โวลเตจคอนโทรลลอสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการปรับแต่งความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ซึ่งวิธีการที่ใช้คือ ใช้คาปาซิทีฟไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำ หรือที่เรียกกันว่า วาเร็คแคป (Varicap) หรือวาเร็กเตอร์ (Varactot) คุณสมบัติของไดโอดชนิดนี้คือค่าคาปาซิแตนซ์จะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์คที่ป้อนให้กับตัวมันเอง ดังนั้นเมื่อต่อวาเร็กเตอร์คร่อม L ในวงจรของออสซิลเลเตอร์ จึงทำให้มีคุณสมบัติในการปรับความถี่ได้ โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด

วาเร็กเตอร์ไดโอด

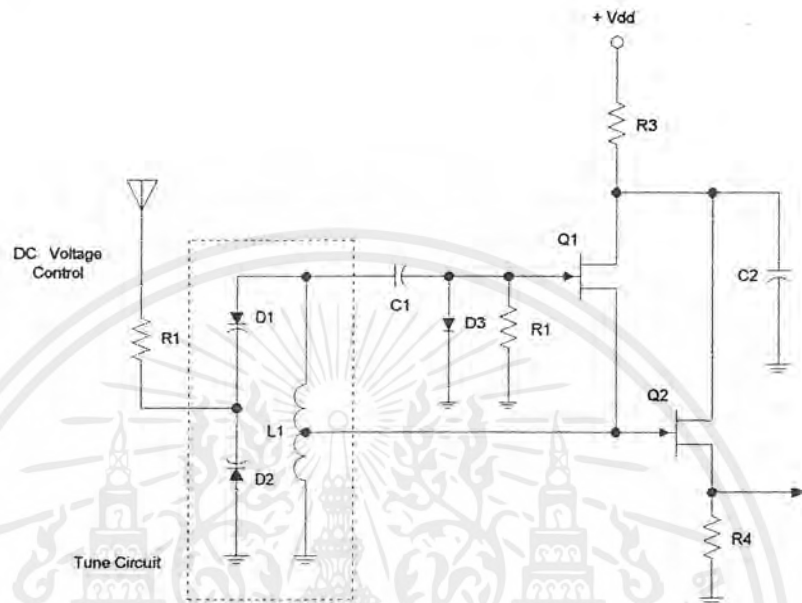
รอยต่อ PN เมื่อถูกป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ค จะทำให้มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ได้ P และ N อิเล็กโตรดเปรียบได้กับแผ่นตัวนำสองแผ่นที่ประกบกันอยู่โดยมีย่านปลอดประจุของรอยต่อแทรกอยู่ซึ่งย่านปลอดประจุนี้เป็นเสมือนแถบค้ำทาน เพราะไม่มีประจุไฟฟ้าอิสระใดๆ เคลื่อนที่ผ่านไปได้ ค่าคาปาซิแตนซ์มีค่าประมาณ 80 pF หรือสูงกว่า สำหรับแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์คที่ป้อนเท่ากับ 6 V ข้อสำคัญๆที่ต้องสังเกตก็คือค่าคาปาซิแตนซ์ C จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์คที่ป้อน

วงจร VCO

วงจร VCO แสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ วงจรประกอบไปด้วยเทปคอปย์ L, ต่อคร่อมคาปาซิทีฟไดโอด D_1 และ D_2 โดยขั้วคาโรคของไดโอดทั้งคู่จะมีการควบคุมระดับแรงดันไฟตรงสำหรับแรงดันไฟรีเวิร์คที่ป้อนเข้ามาทางขาคาโรค เพื่อไฟควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่า C_v ซึ่งการควบคุมคาปาซิแตนซ์ในลักษณะนี้ก็เพื่อควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์และเหตุที่ต้องต่อไดโอดสองตัวอนุกรมกันก็เพื่อให้เกิดความสมดุลย์ของผลกระทบแรงดันไฟฟ้าของออสซิลเลเตอร์ที่มีต่อไดโอด เอาต์พุทของวงจรรอสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ซอร์สอิเล็กโตรดของ Q_1 และถูกคัปปลิงโดยตรงไปยังขาเกตของ Q_2 โดยเอาต์พุทจะออกจากขาซอร์สในวงจรซอร์สฟอว์โลว์เวอร์ ซึ่งเทียบเท่าคุณสมบัติได้กับวงจรมิคเรเตอร์ฟอว์โลว์เวอร์ Q_2 จะถูกใช้เป็นตัวบัฟเฟอร์ระหว่างวงจรซึ่ง มีจุดประสงค์เพื่อต้องการจะแยกเอาต์พุทของออสซิลเลเตอร์ Q_1 ออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโหนดที่ต่ออยู่กับ Q_2 ซึ่งข้อดีของการจัดวงจรในลักษณะนี้ก็เพื่อจะช่วยให้เสถียรภาพของความถี่ดีขึ้น และทั้ง Q_1 และ Q_2 ต่างก็เป็น FET ชนิด N แชนแนล (JFET)



รูปที่ 4.6 วงจร VCO ที่ใช้สำหรับควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์

หน้าที่ของอุปกรณ์แต่ละตัวในรูปที่ 4.6 สรุปได้ดังนี้คือ

- | | |
|-----------------|---|
| Q_1 | เป็นทรานซิสเตอร์ของฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์ |
| D_1 และ D_2 | คาปาซิทีฟไดโอดทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์ |
| L_1 | ออสซิลเลเตอร์คอยล์ |
| C_1 | คัปปลิ่งคาปาซิเตอร์ |
| D_3 | แปลงไฟเพื่อไบอัสขาเกตของ Q |
| C_2 | บายพาสสัญญาณ RF ที่เดรนอิลเลคโตรด |
| R_3 | แยกขาเดรนของ Q ออกจากแหล่งจ่ายไฟ และเป็นตัวป้อนแรงดัน ไฟฟ้าให้แก่ Q และ Q |
| V_{DD} | แหล่งจ่ายไฟตรงให้แก่ขาเดรนของ Q และ Q |
| Q_2 | ซอร์สฟอร์โลว์เวอร์ทรานซิสเตอร์ |
| R_4 | ความต้านทานโหนดที่เอาท์พุทของ ซอร์สอิลเลคโตรดของ Q |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร VCO ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมากมาย เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีในการควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ด้วยระดับแรงดันไฟตรง ตัวอย่างเช่นปรับช่องสัญญาณชนิด ตั้มค์ในเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งอาศัยระดับแรงดันไฟตรงไปควบคุมความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณได้ การประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้เรียกว่า อิเล็กทรอนิกส์จูนนิ่ง (Electronic Tuning) ซึ่งการปรับแรงดันไฟตรงยังต้องใช้มือปรับ แต่เราสามารถปรับปรุงให้ปรับระดับแรงดันโดยอัตโนมัติ ได้โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ควบคุมซึ่งวงจรที่มีคุณสมบัติดังกล่าว ได้แก่วงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่จะเรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่าสังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่นี้ทำให้เครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโคมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีความควบคุมต่าง ๆ มากขึ้น เนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น สามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มาก จึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการวางขายการสื่อสาร

ความจริงแล้วหลักการสังเคราะห์ความถี่ได้คิดค้นกันมาตั้งแต่ปี พ.ศ. 2475 แล้ว และได้พัฒนาโดยลำดับ แต่เริ่มแพร่หลายกันจริง ๆ ก็เมื่อประมาณปี พ.ศ. 2513 เนื่องจากเทคโนโลยีการผลิตไอซีช่วยให้การออกแบบใช้งานมีความสะดวกสบายมากกว่าแต่ก่อน

วงการแรกที่นำระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ก็คือ วงการทหาร (Military) และกิจการเดินอากาศ (Aviation) แล้วจึงค่อย ๆ นำมาใช้ในวงการเครื่องรับส่งวิทยุสื่อสารทั่วไปตามลำดับ

วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความซับซ้อนแตกต่างกัน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (Step size หรือ Resolution)

5.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรต้องการ (คือตั้งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิทช์หรือคอปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมตั้งงานด้วยคอมพิวเตอร์ ช่วงความถี่ที่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ทีละขั้น เรียกว่า เรโซลูชัน (Resolution)

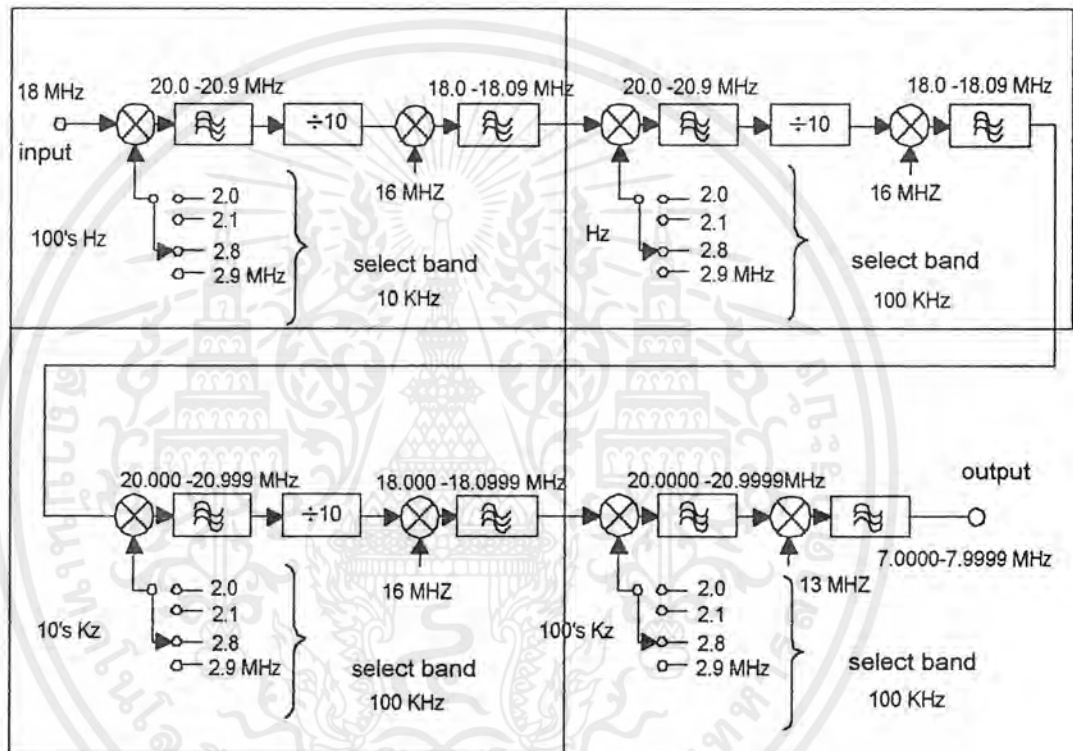
วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติจะใช้แรมป์ดับความถี่หลายชุด

2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect synthesis) วิธีนี้จะอาศัยเฟสล็อกคิปรูป (Phase Locked Loop เรียกย่อ ๆ ว่า PLL)

จากรูปที่ 5.1 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง ในที่นี้เราต้องการให้เอาท์พุทมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 MHz และมีค่าของเรโซลูชัน 100 Hz นั่นคือเราต้องสามารถตั้งความถี่ได้

คั้งนี้ คือ 7.000 , 7.001 , 7.002 , 7.003 , ... ขึ้นไปจนถึง 7.999 MHz ตั้งเกดว่าเราใช้ความถี่หลัก 10 ความถี่ คือ 2.0 , 2.1 , ... ถึง 2.9 MHz เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลักคั้งกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 Hz และ พาหะ 2 MHz จะเห็นว่าสวิตซ์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ ก็คือ สวิตซ์คั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่ามี 4 ตัว คั้งหนึ่งเลือกความถี่ขั้นละ 100 Hz ตัวถัดไปเลือกขั้นละ 1 KHz ต่อไป 10 KHz และ 100 KHz ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

นอกจากความถี่หลัก 10 ความถี่คั้งกล่าวแล้วเราจะต้องอาศัยการผสมความถี่อื่นอีกด้วย จากรูปที่ 5.1 เราใช้ความถี่ 18 MHz ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้งสิบความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 MHz แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเดคิมิเตอร์เพื่อผสมกับความถี่ 16 MHz แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 MHz ตามเดิม ตั้งเกดว่าเอาที่พุกจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.00 , 18.01 , ... ถึง 18.09 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

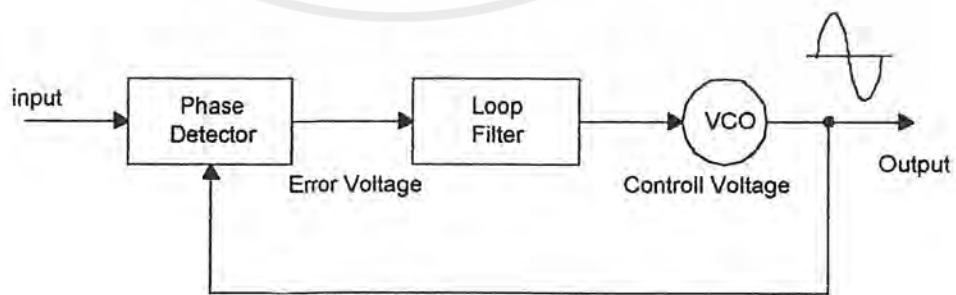
เอาท์พุทจากจุดแรกนี้เมื่อผ่านเข้าชุดต่อไปดีก็จะเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00 ถึง 18.09 MHz ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 MHz อีก ซึ่งเราทำการเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการปิดสวิตช์ จากนั้นก็ผ่านการกรองแล้วหารสิบและผสมกับสัญญาณ 16 MHz เอาท์พุทของชุดที่สอง (จุด A ก็จะได้ความถี่ได้ระหว่าง 18.000 , 18.001 , ..., 18.099 MHz) เมื่อเราทำการผสมคลื่นเช่นนี้อีกครั้ง เราก็จะสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.000 , 18.001 , ... ถึง 18.099 MHz ในชุดสุดท้ายเราจะทำแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 MHz แล้ว เราก็นำไปผ่านการกรองเอาแต่เฉพาะสัญญาณระหว่าง 20 ถึง 20.999 MHz และผสมกับสัญญาณ 13 MHz ก็จะได้เอาท์พุทเป็น 7.000 ถึง 7.999 MHz ตามที่ต้องการ

สังเกตว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่ (ที่เขียน DECADE) จะซ้ำ ๆ กัน อย่างไรก็ตามวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยจะเป็นที่นิยมนัก เพราะความสิ้นเปลืองแร่ และยังต้องใช้การผสมคลื่นหลาย ๆ ครั้ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกคูลูปนั้น เราจะอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรรอสซิชิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ได้โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดันไปควบคุมการอสซิชิลเลท ของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

5.2 เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) เป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรรอสซิชิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกคูลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ภาคลูปลิลเตอร์ (Loop filter) และภาค VCO ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ในที่นี้สมมุติว่าเราต่อเอาท์พุทจากวงจรรอสซิชิลเลเตอร์



รูปที่ 5.2 แสดงแผนผังของเฟสล็อกคูลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุทภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบกับเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาท์พุทที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้จะป้อนไปยังวงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโล-พาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่าง ๆ ตามที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลทของ VCO ต่อไป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่อินพุทพอดี อาจจะมีเฟสที่แตกต่างกันออกไป แต่เฟสที่แตกต่างกันออกไปนั้นจะมีค่าคงที่ (Constant phase difference) ในกรณีที่มิใช่เฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (Error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาท์พุทของ VCO จะมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่อินพุท

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปสังเคราะห์ (หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่ากับสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้จะเรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาท์พุท (จาก VCO) ให้มีความถี่ตามที่ต้องการได้หลายความถี่ โดยจะมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อื่นอีก เช่น ในการคิมอดสัญญาณ FM (หรือ PM) เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

5.3 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใดเมื่อทำการพิจารณาถึงลงไปแล้วเราจะพบว่าเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์ที่อยู่เสมอ จากรูปที่ 5.3 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณที่เอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามที่ต้องการได้ (Programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่น ๆ (Reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ค่าไปใช้

จากแผนผังในรูปที่ 5.3 จะเห็นว่า สัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่ง คือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_0/N และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_R เอาท์พุทจากการเปรียบเทียบก็คือ ผลต่างระหว่างสัญญาณ F_0/N กับ F_R ซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่ค่าเท่านั้น เพื่อบังคับ

การอสซิลเลทของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของ สัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

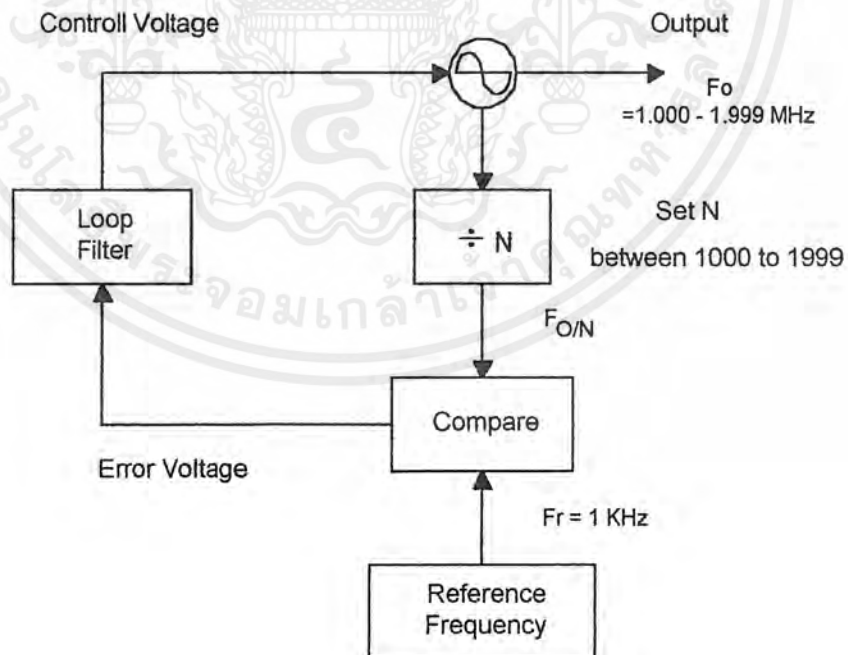
ในสภาวะล็อก (Lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิง นั่นคือ

$$F_o = NF_R$$

(คำนวณ จาก $F_o/N = F_R$ ที่วงจรเทียบเท่า)

หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ เอาท์พุทจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่าค่าของ ความถี่ F_R และค่าของ N เป็นดังนี้ $F_R = 1\text{KHz}$, $N = 1000$ จะได้ $F_o = 1\text{ MHz}$ ถ้าเพิ่ม N ขึ้นทีละ 1 เป็น 1001 , 1002 , 1003,...ค่า F_o จะเพิ่มขึ้นทีละ 1 KHz ไปเรื่อย ๆ เป็น 1.001 , 1.002 , 1.003 ,... MHz ตามลำดับ

ขอให้สังเกตว่า เฟสล็อกคูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และค่าตัวเลขในการหาร (คือ N) ย่อมเป็นตัวเลขจำนวนเต็มเสมอ



รูปที่ 5.3 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ

ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาลซึ่งเครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องใช้งานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวก

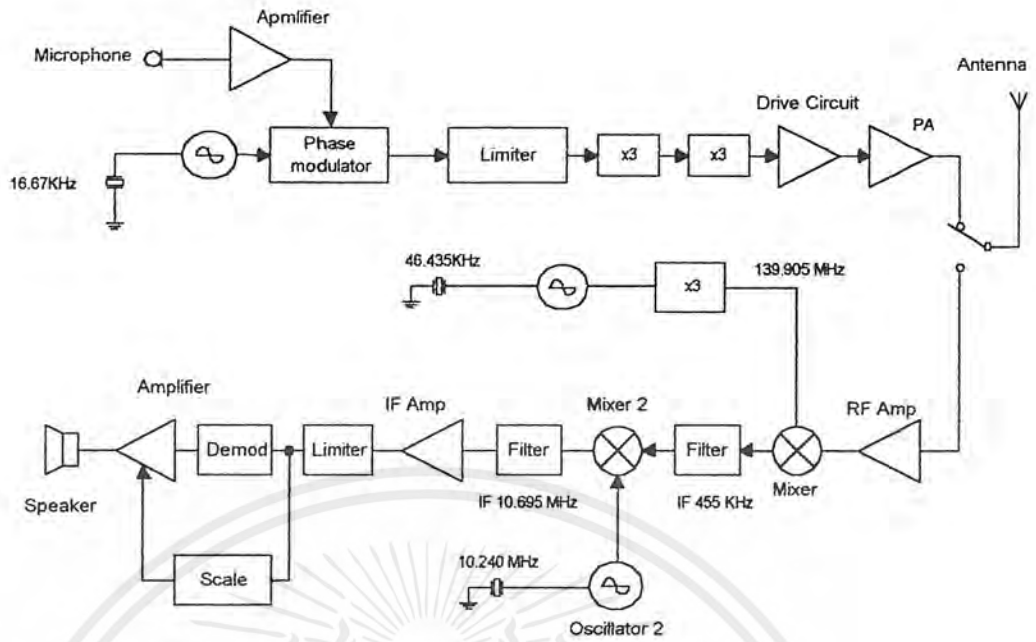
สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แรมป์จับความถี่นั้น หากทำการเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แรมป์เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนี้เมื่อเปลี่ยนความถี่ก็ต้องเปลี่ยนแรมป์ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิทัลมาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่าง ๆ เพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย เช่น มีหน่วยความจำ (Memory) สามารถแสกน (Scan) ความถี่ได้ ฯลฯ เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (Keypad) เพื่อโปรแกรมตั้งงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยแสดงผล (Display) แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้ LCD หรือ LED การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (Optical encoder) ร่วมกับสวิตช์เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็นิยมใช้สวิตช์รัมวีล (Thumbwheel) ธรรมดา

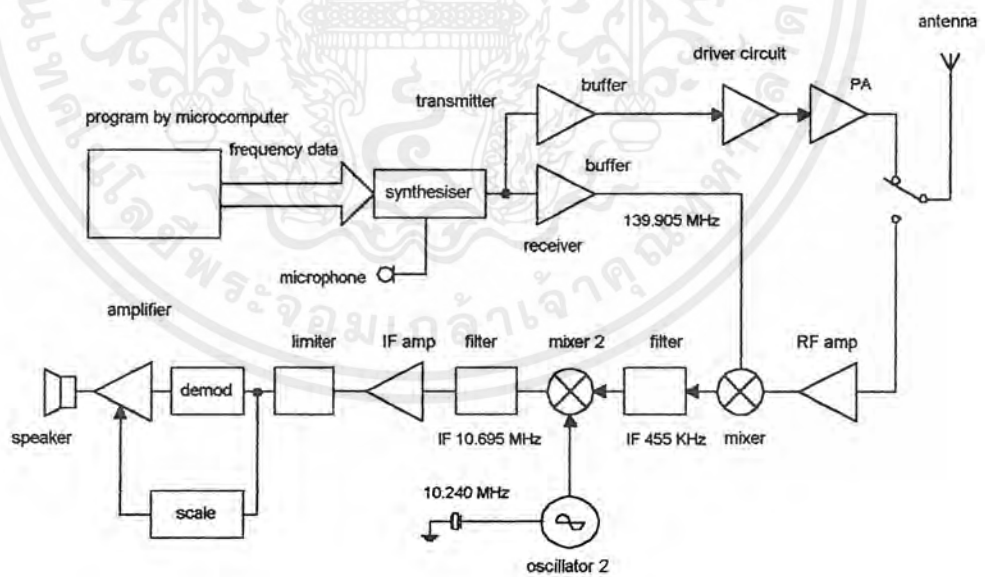
การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำ เช่น ROM, EPROM, RAM หรืออุปกรณ์อื่น ๆ แทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุ VHF/FM ชนิดใช้แรมป์จับความถี่ กับชนิดที่ใช้แรมป์สังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าทั้งสองชนิดจะมีความแตกต่างกันที่ตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่ นั่นคือหน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถรับคำสั่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก โดยหน่วยสังเคราะห์ความถี่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณป้อนไปให้ทั้งภาครับและภาคส่งแทน ขอให้สังเกตดูว่าในสถานะส่งในรูปที่ 5.4 (a) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายภาคสุดท้าย (ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกันคือ 150 MHz. และในสถานะรับดังแสดงในรูปที่ 5.4 (b) ก็เช่นเดียวกัน สัญญาณป้อนหรืออินเจกชัน (Injection) เข้าที่มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นสัญญาณความถี่เดียวกันคือ 139.905 MHz เพื่อบีบให้เกิด IF เหมือน ๆ กัน นอกจากนี้การมอดูเลตสัญญาณ FM (ในกรณีสังเคราะห์ความถี่) ก็สามารถกระทำได้ที่วงจร VCO ของภาคสังเคราะห์ความถี่ได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) แสดงตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แอมป์กับความถี่



(b) แสดงตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

รูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติที่เกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency range) ที่ต้องผลิตและเรโซลูชันระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ที่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชัน ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนได้เร็วตามทันที หรือจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งก็คือ ล็อคค่าของความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อค (Lock-up time) ต่ำ คุณสมบัติการล็อคความถี่ใหม่ได้รวดเร็ว นั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสถานะส่ง (รับ) มาเป็นสถานะรับ (ส่ง) หรือในกรณีสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (Spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกส์และสปีวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้รอยสเปกตรัมของวงจรรอซซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้จะเรียกว่า เฟส นอยส์ (Phase noise)

ความเที่ยงตรง (Accuracy) และเสถียรภาพ (Stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรรอซซิลเลเตอร์ชนิดที่ใช้แร่บังคับความถี่จะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงเทียบเท่ากับคริสตัลลอซซิลเลเตอร์

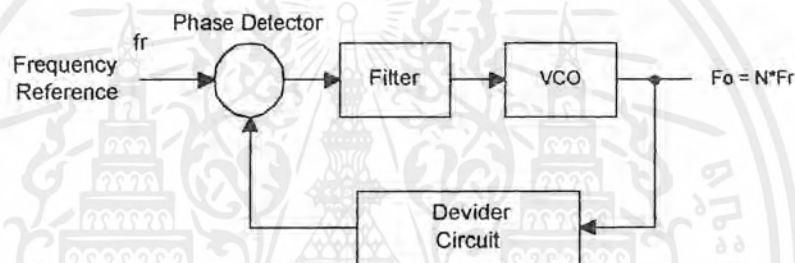
วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 MHz) ค่อนข้างที่จะมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชันที่ละเอียดถึง 100 Hz. เป็นอย่างน้อย บางเครื่องสามารถทำได้ถึง 10 Hz. นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 MHz ค่อนข้างที่จะกว้างมาก ๆ วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้าง ๆ และมีเรโซลูชันที่ละเอียดเช่นนี้ จะต้องถูกออกแบบเป็นกรณีพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัติที่น้อยที่สุด และช่วงเวลาล็อคที่สั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนของความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ที่ใช้งานจะมีค่าความถี่ไม่เกิน 2 เท่าในกรณีที่มีอัตราส่วนเกิน 2 เท่า เราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิทช์เลือกเพื่อป้องกันการล็อคความถี่ฮาร์โมนิกส์ และเพื่อให้ได้คุณสมบัติที่น้อยที่สุดสำหรับช่วงเวลาล็อคที่รวดเร็ว นั้น เราทำได้โดยการใช้ลูบซ้อนกันหลาย ๆ ลูป (Multi loop)

5.6 เทคนิคของการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง

PLL แบบโดยตรง

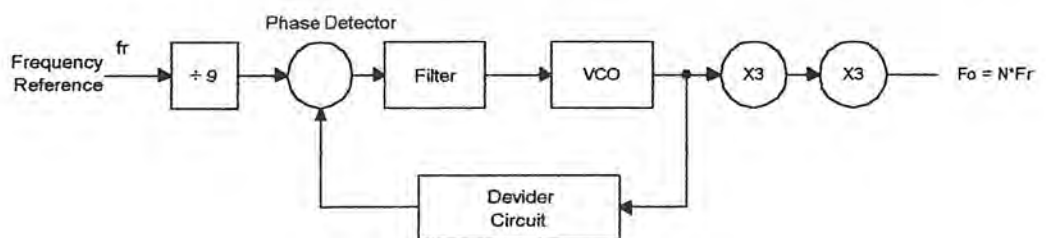
วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีการนี้จะใช้ PLL โดยตรง นับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (ดูรูปที่ 5.5) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 MHz. อย่างไรก็ตาม วงจรนับที่โปรแกรมตัวหาร N นั้นมีราคาแพงเราจึงจำเป็นที่จะต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 5.5 แสดง PLL แบบ โดยตรง

PLL แบบคูณความถี่

จะสังเกตเห็นว่าในรูปที่ 5.6 เราทำการหารความถี่อ้างอิง f_r ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่ วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้จะช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง



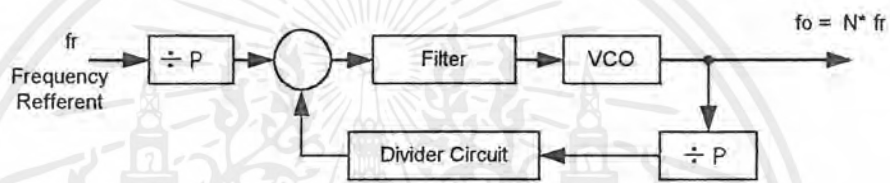
รูปที่ 5.6 แสดง PLL แบบคูณความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 5.7 ใช้วิธีการหารความถี่อ้างอิง f_r ลง P เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่จอร์เฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีการคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูป แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกดังเช่น PLL แบบคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

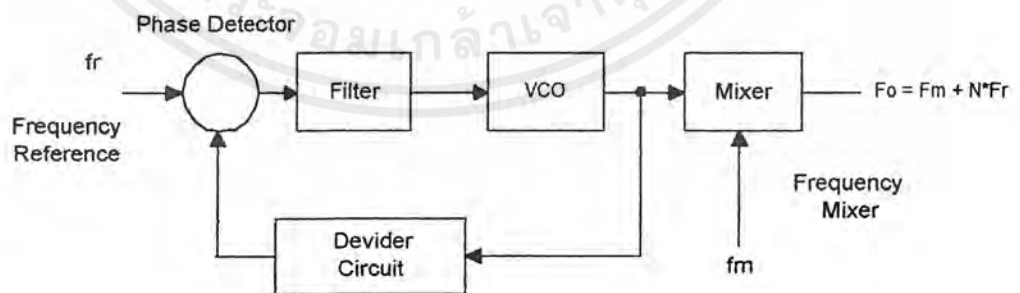
วงจรมหาร P เป็นชุดวงจรฟลิปฟล็อปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวจะสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรมหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.7 แสดง PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL แบบมิกซิงนอกลูป

PLL ในรูปที่ 5.8 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของ PLL มีค่าความถี่ที่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับชั้นความถี่ได้ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO

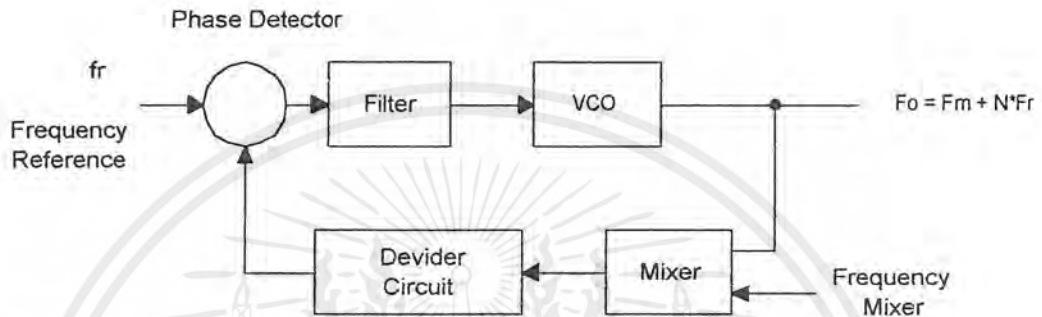


รูปที่ 5.8 แสดง PLL แบบมิกซิงนอกลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PLL แบบมิกซิงในลูป

PLL ในรูปที่ 5.9 เป็นการมิกซิงอีกแบบหนึ่ง ซึ่งได้นำการมิกซ์มาไว้ในลูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ f_m จะบิตกันได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนเข้าสู่วงจรรีบหาร N ความถี่เอาที่ พุทเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ f_m กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.9 แสดง PLL แบบมิกซิงในลูป

ถ้าโมดูลัส (ตัวหาร) ของพริสเกลเลอร์มีค่ามาก ตัวหารต่ำสุดก็จะมีค่ามากยิ่งขึ้นไปอีก ซึ่งจะเหมาะสมกับระบบสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่สูง ๆ และช่วงห่างระหว่างช่องแคบ

เหตุผลที่สำคัญในการใช้พริสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้กับวงจรรีบหาร N ตระกูล TTL หรือ CMOS ได้ ถ้าใช้พริสเกลเลอร์แบบ 256/257 ก็จะสามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน UHF ได้ ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของพริสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็คือ ทำให้การกำเนิดความถี่ที่ไม่ตรงกับความถี่ที่แสดง เช่น ในสถานะ โลคอลออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่แตกต่างจากความถี่ที่ใช้งานอยู่เท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับ อีกตัวอย่างหนึ่ง คือ ในกรณีของการเลื่อนความถี่ภาคส่งสำหรับรีพีทเตอร์ (Repeater offset) เป็นต้น ลักษณะเด่นของระบบสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ก็คือสามารถทำงานที่ความถี่สูง (High speed operation) ได้โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย

5.7 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในปริยญาณิพนธ์

จากปริยญาณิพนธ์ที่ทำเป็นเครื่องรับระบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ซึ่งจะมีประสิทธิภาพในการรับข้อมูลค่อนข้างดี ถ้ามีการใช้งานความถี่ที่คงที่ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมียังจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อทำการเลือกความถี่ใช้งานเพียงความถี่เดียว และจะไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเรา

ทำการปิดเปิดเครื่องใหม่ โดยในปริณญาณิพนธ์นี้จะใช้ IC MC145168 เป็นตัวสำคัญในการสังเคราะห์ความถี่ โดยที่การทำงานของไอซีจะมีรายละเอียดพอสังเขปดังนี้

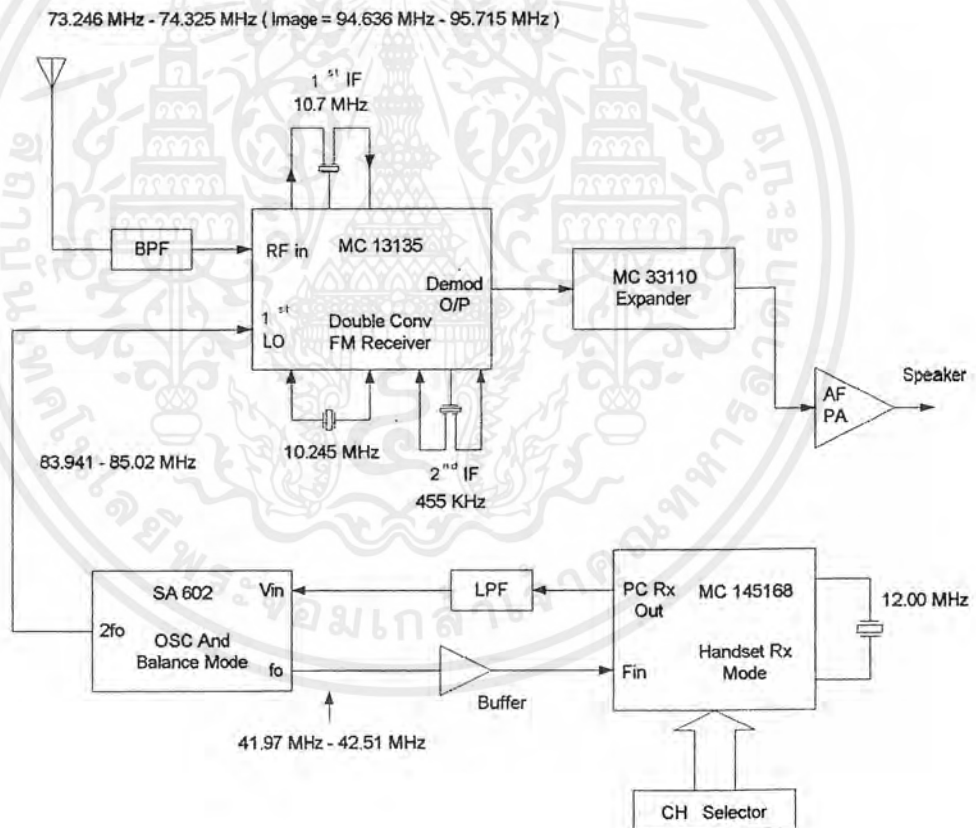
ไอซีเบอร์ MC145168 และ ไอซีเบอร์ MC145151 ซึ่งจะมีการทำงานที่คล้าย ๆ กัน จึงขออธิบายเฉพาะไอซีเบอร์ MC145168 โดยที่ไอซีเบอร์ MC145168 จะมีวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบความถี่คู่ (Dual Phase Locked Loop) อยู่ภายใน ซึ่งจะเป็นการสะดวกมากในการใช้งานสื่อความถี่สามารถใช้เป็นทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งในตัวเดียวกัน และไอซีตัวนี้ยังถูกนำมาใช้งานกับเครื่องรับโทรทัศน์ไร้สายตามบ้านซึ่งมีความถี่ 46/49 MHz และมีช่องสัญญาณความถี่ใช้งาน 15 ช่องสัญญาณ โดยที่วงจรภายในของไอซีจะมีส่วนการทำงานของภาครับและภาคส่งแยกออกจากกัน ซึ่งทางด้านภาครับและภาคส่งจะประกอบไปด้วยส่วนควบคุมเคาน์เตอร์สำหรับรวม (Programmable counter ROMs) และเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) แยกออกจากกัน ส่วนสัญญาณความถี่อ้างอิงจะใช้จากชุดออสซิลเลเตอร์ชุดเดียวกัน ซึ่งทั้งทางภาครับและภาคส่งจะใช้ความถี่เดียวกันคือ 5 KHz สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาต์พุทของ โลกอลออสซิลเลเตอร์เพื่อทำการสื่อความถี่ที่ต้องการ โดยการกำหนดจากความถี่ของช่องสัญญาณทั้ง 15 ช่องสัญญาณ และคุณสมบัติอื่นของไอซีมีดังนี้

- มี 15 ช่องสัญญาณสำหรับทั้งทางภาครับและภาคส่งซึ่งจะใช้สำหรับในการเลือกความถี่ของ โลกอลออสซิลเลเตอร์
- สามารถควบคุมความถี่สูงสุดได้ถึง 60 MHz ที่แรงดันอินพุต 200 mV(p-p)
- ทำงานที่อุณหภูมิ -40 ถึง 75 องศาเซลเซียส

บทที่ 6

การสร้างและการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาครับสัญญาณซึ่งจะใช้ IC ทั้งหมด 5 ตัวด้วยกันคือ IC MC145168 ทำหน้าที่เป็นเฟสล็อกคัลคูล ,IC SA602 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์และมัลติพลายเออร์ความถี่ให้มีค่าเป็น 2 เท่า , IC MC13135 ทำหน้าที่เป็นชุดรับสัญญาณเข้ามาจากสายอากาศ IC MC33110 ทำหน้าที่เป็นเอ็กแพนเดอร์ (ขยายสัญญาณที่มีขนาดมากกว่า 316 mVp-p ขึ้นไป และจะลดทอนสัญญาณรบกวนต่าง ๆ) และ IC LM386 N-3 ทำหน้าที่เป็นชุดแอมพลิไฟเออร์

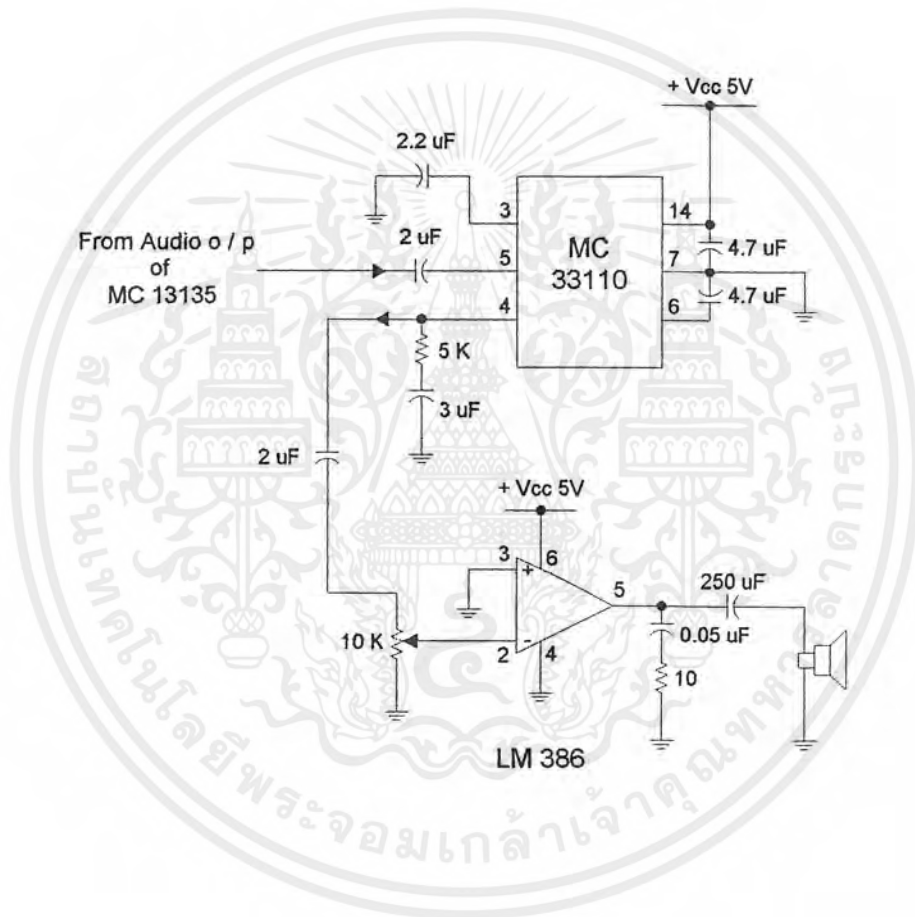


รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

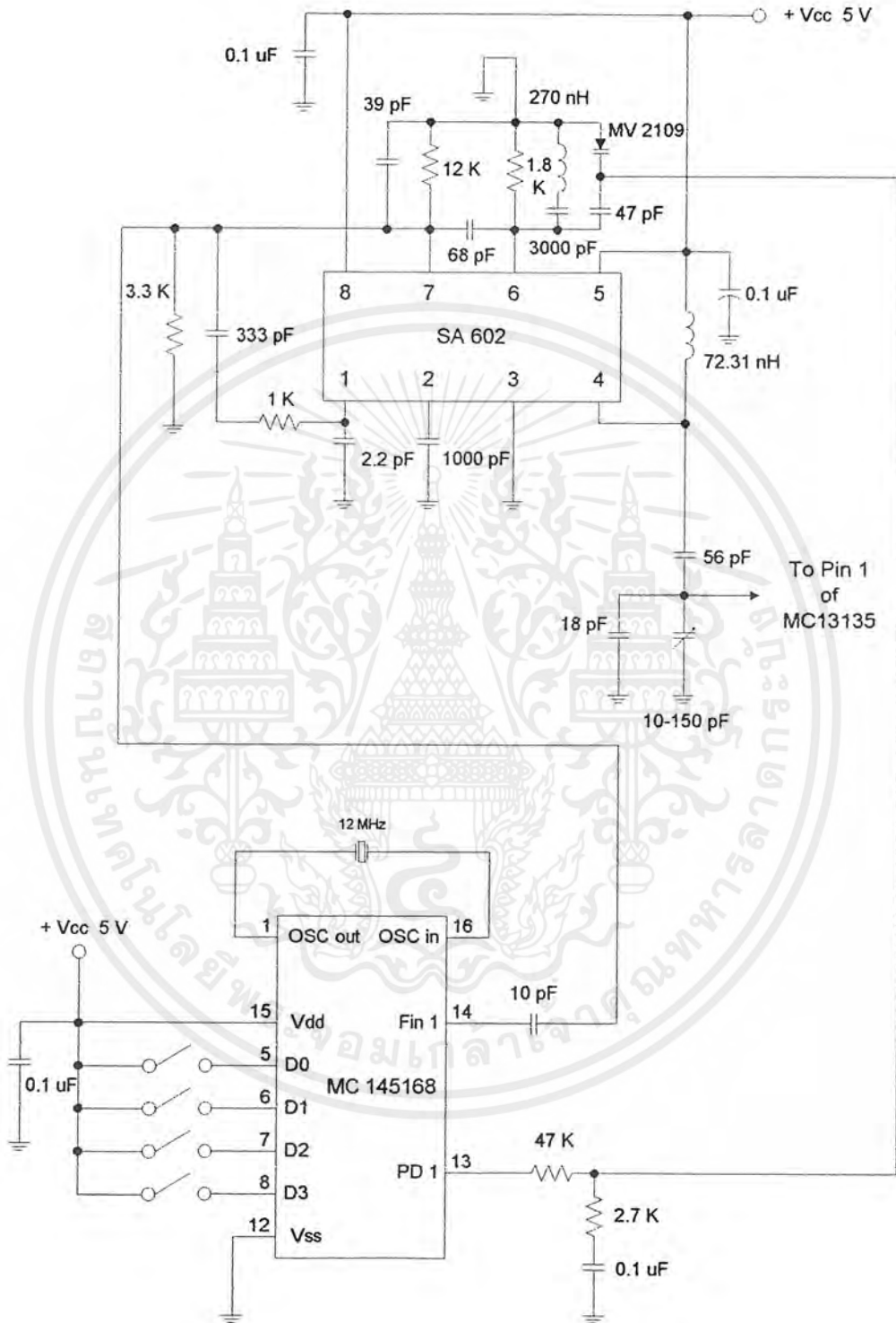
โดยที่เมื่อรับสัญญาณจากการเลือกแต่ละช่องสัญญาณเข้ามา (เลือกจากคิพสวิทช์) เข้ามาที่ขา 22 ของ IC MC13135 ซึ่งการเลือกรับสัญญาณสามารถโปรแกรมรับสัญญาณความถี่ได้ถึง 15 ช่องสัญญาณความถี่ที่ IC MC145168 สัญญาณที่เลือกรับเข้ามาจะส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ ซึ่งอยู่ภายใน IC MC13135 จะทำการรวมกับสัญญาณที่ได้จากการมอดิไฟส์จาก IC SA602 ซึ่งเป็น โลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคแรก โดยในส่วนของออสซิลเลเตอร์จะใช้วงจรโคพิลท์ออสซิลเลเตอร์ในการกำเนิดความถี่ที่ถูกโปรแกรมโดย IC MC145168 ซึ่งจะใช้ L_{270nH} , C_{39pF} และ C_{68pF} เป็นตัวกำเนิดสัญญาณออสซิลเลเตอร์ แล้วส่งต่อไปยังเฟสล็อกคูล (IC MC145168) ทำการล็อกความถี่ และนำความถี่ที่ล็อกได้ ไปทำการมอดิไฟส์ให้มีความถี่เป็นสองเท่าที่ IC SA602 อีกที่หนึ่ง แล้วส่งสัญญาณความถี่สองเท่าที่ได้ไปที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรกทำการมิกเซอร์ตั้งที่กล่าวมาแล้ว ที่มิกเซอร์ภาคแรกจะทำการรวมสัญญาณที่รับเข้ามา (RF) และสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคแรก แล้วนำสัญญาณที่ได้ส่งออกมาที่ขา 20 ของ IC MC13135 ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์กรองเอาความถี่ 10.7 MHz เพื่อให้ได้ความถี่ IF_1 (10.7 MHz) แล้วส่งผ่านไปยังขา 18 (IC MC13135) เข้าไปยังมิกเซอร์ชุดที่ 2 ซึ่งจะรวมเอาสัญญาณความถี่ IF_1 กับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 2 ซึ่งออสซิลเลเตอร์ชุดนี้จะใช้ คริสตัลเป็นตัวกำเนิดความถี่ (Crystal Oscillator) และความถี่ที่เกิดขึ้นจะมีค่าเท่ากับ 10.245 MHz ส่งเข้าไปยังมิกเซอร์ชุดที่ 2 จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งออกที่ขา 7 (IC MC13135) ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ชุดที่ 2 กรองเอาความถี่ 455 KHz ซึ่งจะเป็นความถี่ IF_2 แล้วส่งเข้าไปทำการตัดส่วนที่เป็น Over shoot ที่ขา 9 (IC MC13135) ทิ้ง แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปทำการคิมอดูเลท โดย 455 KHz Quadrature Coil ได้เป็นสัญญาณความถี่เสียง (AF) ส่งผ่านไปยังชุดเอ็ทแพนเดอร์เพื่อทำการลดทอนสัญญาณรบกวนต่าง ๆ และสุดท้ายจะทำการขยายสัญญาณความถี่เสียงให้แรงขึ้นที่ภาคปริแอมพลิไฟเออร์ (IC LM386N-3) ที่ชุดสุดท้ายก่อนส่งออกถ้าโพง

แสดงวงจรต่าง ๆ ของชุดภาคเครื่องรับ



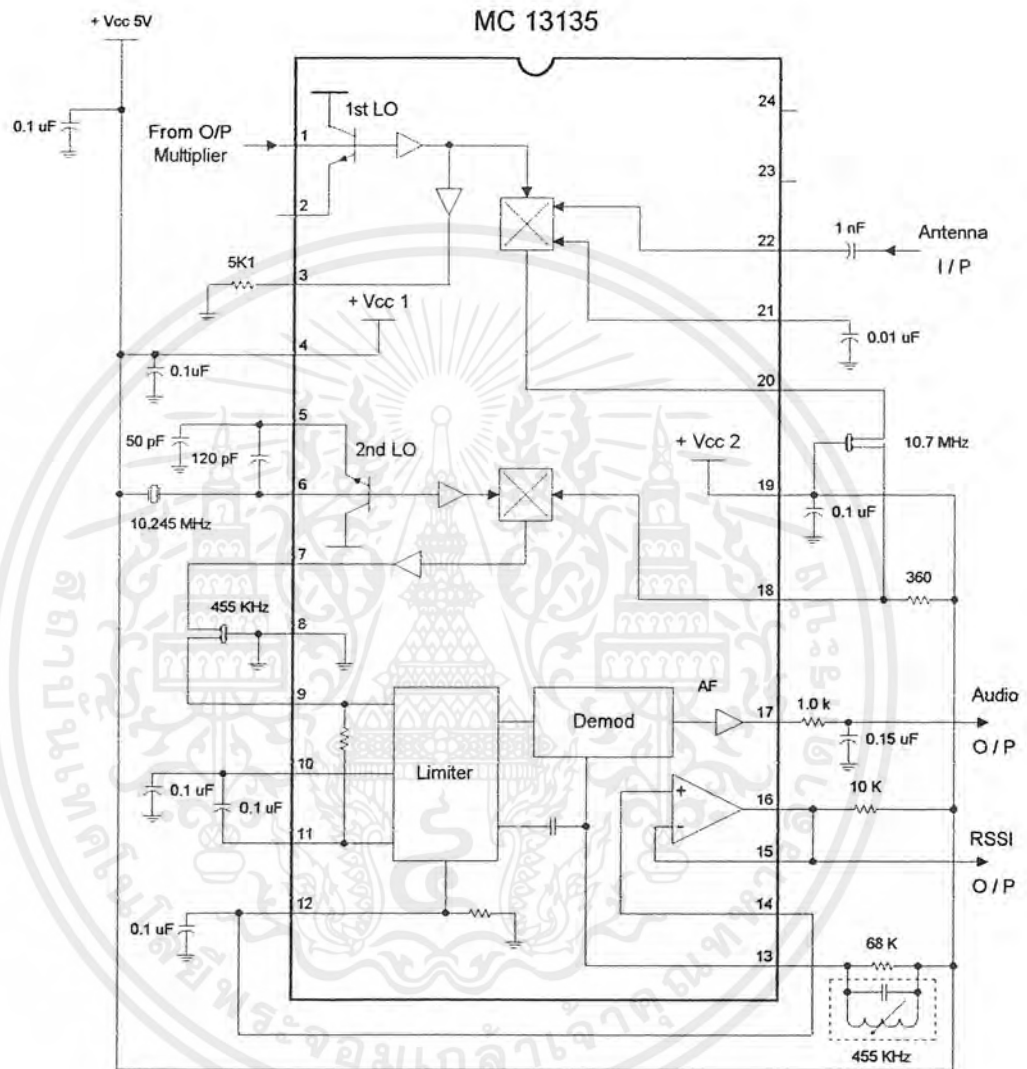
รูปที่ 6.2 แสดงวงจรชุดเอ็กแพนเดอร์และแอมพลิไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 แสดงวงจรชุดออกสวิตช์เตอร์, เฟสดีคอป และวงจรคูณความถี่ 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรชุดภาครับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Channels					Rx Freq	Receive (Note 3)	
D3	D2	D1	D0	CH#	MHz	Fin ₁ (MHz)	÷N
0	0	0	1	1	52.782	42.087	7183
0	0	1	0	2	52.806	42.111	7187
0	0	1	1	3	52.853	42.158	7195
0	1	0	0	4	52.900	42.205	7203
0	1	0	1	5	52.923	42.228	7207
0	1	1	0	6	52.970	42.275	7215
0	1	1	1	7	53.040	42.345	7227
1	0	0	0	8	53.087	42.392	7235
1	0	0	1	9	53.157	42.462	7247
1	0	1	0	10	53.204	42.509	7255
1	0	1	1	11	53.665	41.970	7163
1	1	0	0	12	53.689	41.994	7167
1	1	0	1	13	52.712	42.017	7171
1	1	1	0	14	52.736	42.041	7175
1	1	1	1	15	52.759	42.064	7179

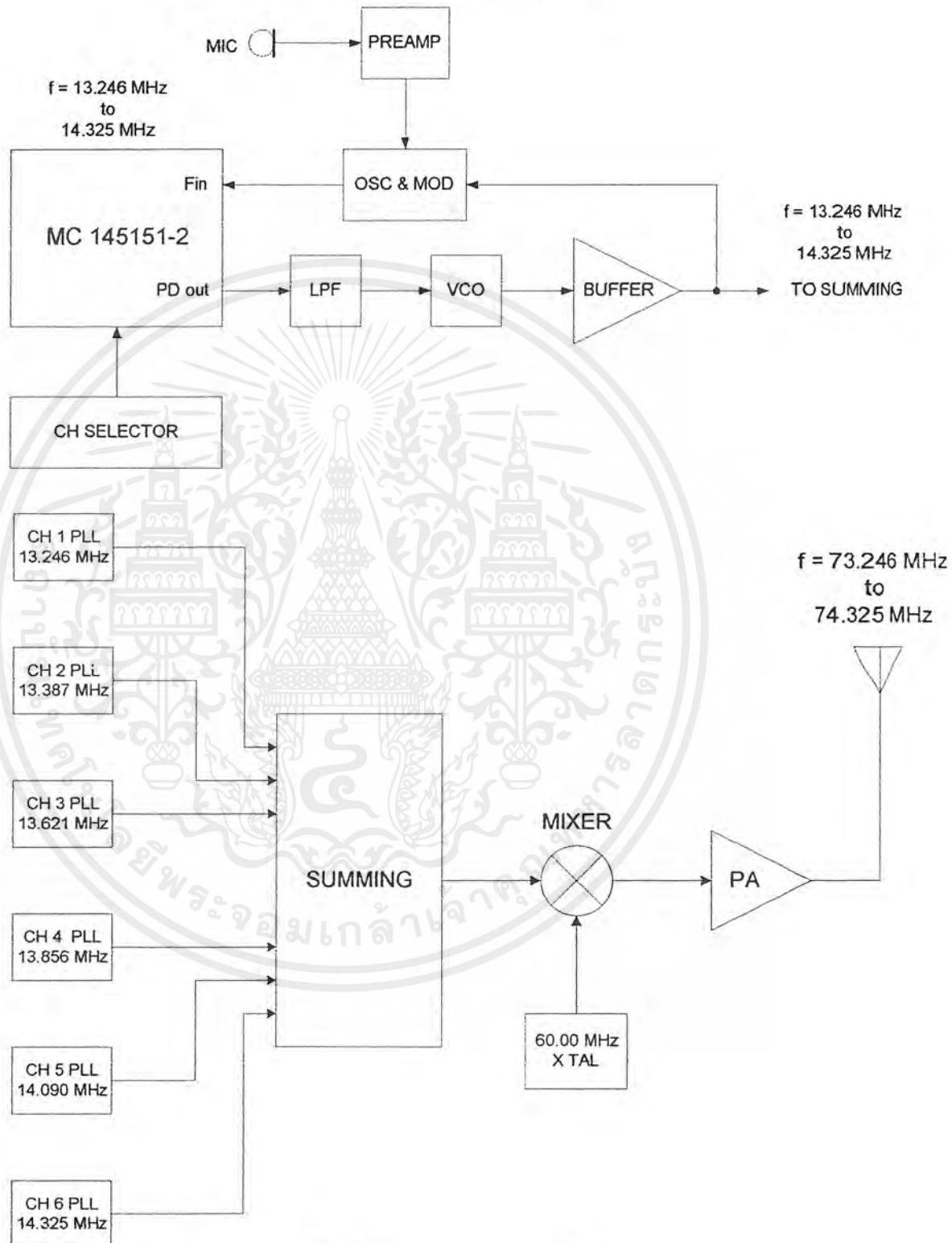
ตารางที่ 6.1 ความถี่ที่ตัวรับของ MC 145168 HANDSET MODE

Channels					Tx Freq	Transmit	
D3	D2	D1	D0	CH#	MHz	Fin ₂ (MHz)	÷N
0	0	0	1	1	58.207	58.207	9934
0	0	1	0	2	58.412	58.412	9969
0	0	1	1	3	58.429	58.429	9972
0	1	0	0	4	58.324	58.324	9954
0	1	0	1	5	58.447	58.447	9975
0	1	1	0	6	58.394	58.394	9966
0	1	1	1	7	58.464	58.464	9978
1	0	0	0	8	58.511	58.511	9986
1	0	0	1	9	58.582	58.582	9998
1	0	1	0	10	58.558	58.558	9994
1	0	1	1	11	58.236	58.236	9939
1	1	0	0	12	58.253	58.253	9942
1	1	0	1	13	58.271	58.271	9945
1	1	1	0	14	58.289	58.289	9948
1	1	1	1	15	58.306	58.306	9951

ตารางที่ 6.2 ความถี่ที่ตัวส่งของ MC 145168 HANDSET MODE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

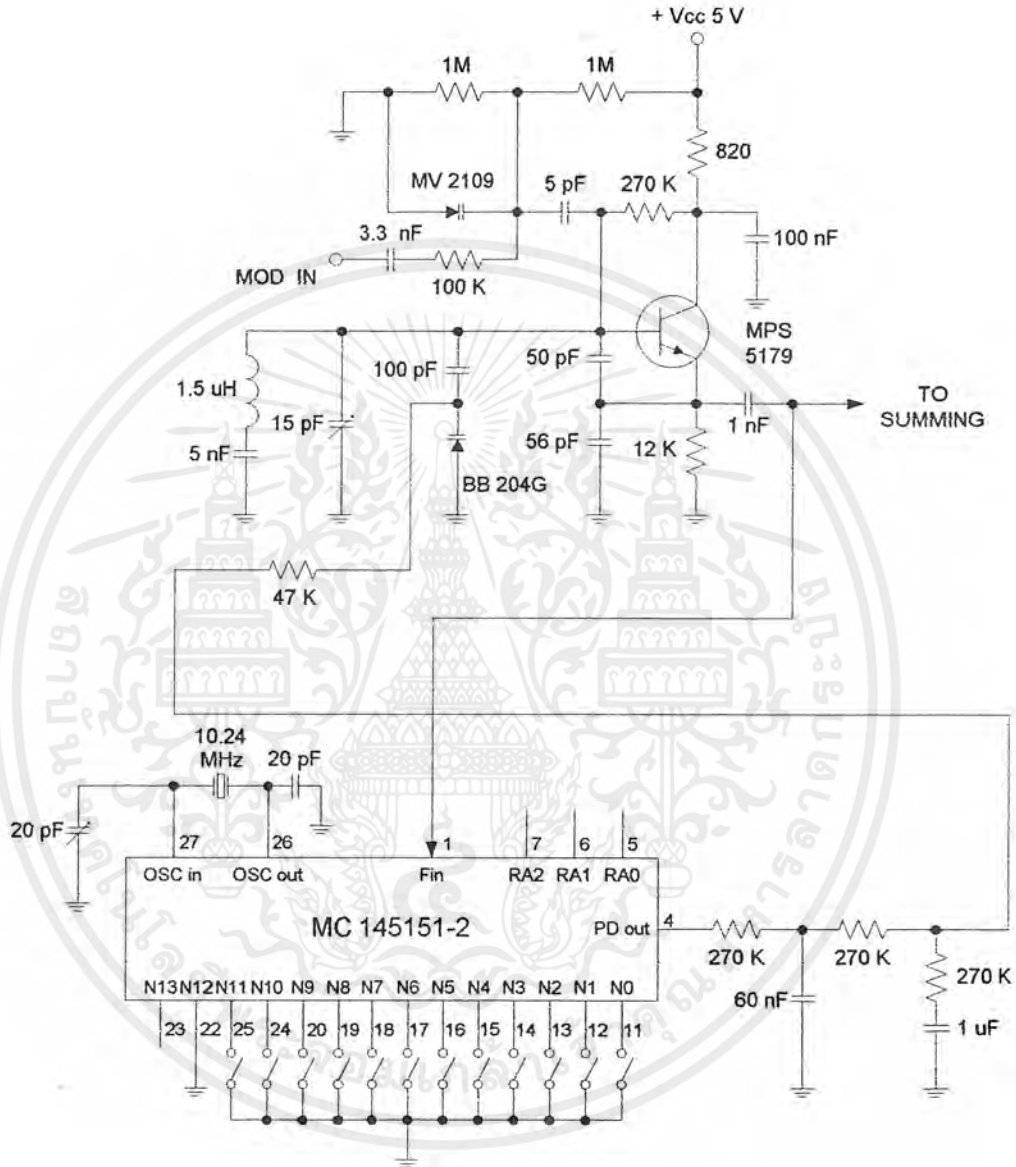
บล็อกไดอะแกรมและการทำงานของภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 6.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงวงจรต่าง ๆ ของชุดภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 6.6 แสดงวงจรชุด PLL , OSC และ MOD ของแต่ละช่องสัญญาณเสียง

จากรูปที่ 6.6 ซึ่งเป็นวงจรชุด PLL , OSC และ MOD ของแต่ละช่องสัญญาณเสียงทางด้านภาคส่งสัญญาณ เมื่อมีสัญญาณอินพุตที่จะทำการมอดูเลตซึ่งเป็นสัญญาณความถี่เสียง โดยที่สัญญาณความถี่เสียงที่ผ่านเข้ามามอดูเลตนั้นจะเป็นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวาริ-

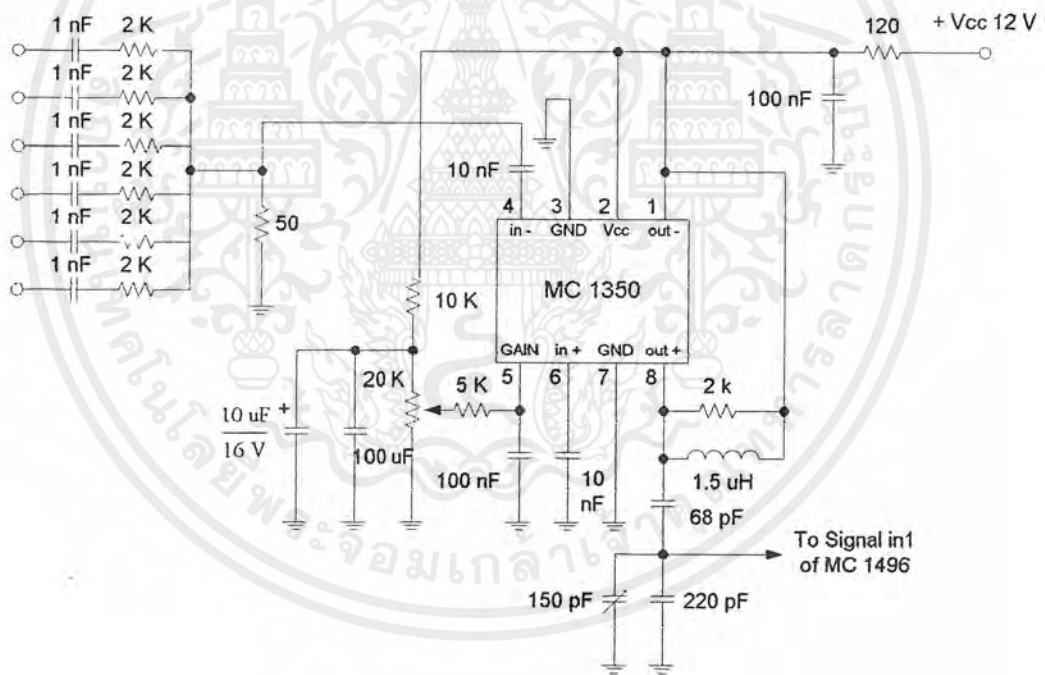
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคป MV 2109 ซึ่งเมื่อมีแรงดันตกคร่อมวารีแคปมีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่าของตัวเก็บประจุของวารีแคปมีค่าลดลง ซึ่งจะมีผลทำให้สัญญาณพาหะที่ผลิตได้มีค่าลดลง โดยที่สัญญาณพาหะจะผลิตได้จากวงจรคอลลีออสซิลเลเตอร์ซึ่งประกอบไปด้วย $L_{1.5 \text{ uH}}$, C_{50pF} และ C_{56pF} เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ MPS 5179 ซึ่งจะเป็นตัวที่ทำหน้าที่รักษาเสถียรภาพในการมอดูเลทและทำการขยายสัญญาณรวมทั้งทำหน้าที่ในการมอดูเลทอีกด้วย และเมื่อเมื่อมีสัญญาณแรงดันตกคร่อมวารีแคปมีค่าต่ำ จะทำให้ค่าของตัวเก็บประจุของวารีแคปมีค่าสูงขึ้นเป็นผลทำให้ความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าสูงขึ้น ซึ่งเป็นหลักการของฟริควเอนซีมอดูเลชัน(Frequency Modulation) เมื่อได้สัญญาณที่ทำการมอดูเลทแล้ว สัญญาณมอดูเลทจะถูกส่งไปยังวงจรสังเคราะห์ความถี่ IC MC145151-2 ที่ขา 1 (f_m) เพื่อทำการล็อกความถี่ที่ต้องการส่งไปยังภาครับสัญญาณ (แต่ไม่ใช่สัญญาณความถี่พาหะที่ต้องการจริง ๆ) ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรอีกทางหนึ่ง จากนั้นสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะถูกส่งออกมาที่ขา 4 (PD_{out}) เพื่อมาควบคุมการทำงานของวงจรคอลลีออสซิลเลเตอร์ให้ผลิตความถี่พาหะตามที่เรากำลังต้องการ และจะเห็นว่าในการส่งสัญญาณเสียง 6 ช่องสัญญาณเสียงก็จะอาศัยการเลือกช่องสัญญาณเสียงตามตารางที่ 6.3 (เลือกโดยการเปลี่ยนดิพท์สวิช) ซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่พาหะของแต่ละช่องสัญญาณเสียง (แต่ไม่ใช่สัญญาณความถี่พาหะที่ต้องการจริง) ดังนั้นการทำงานและรูปแบบของวงจรมอดูเลทของทั้ง 6 ช่องสัญญาณเสียงจะเหมือนกันจะต่างกันก็ตรงที่ความถี่ของสัญญาณพาหะของแต่ละช่องสัญญาณเสียงซึ่งสามารถเลือกได้โดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ แล้วจะส่งผ่านสัญญาณเข้าไปยังชุดซุ่มมิ่งต่อไป

วงจรซุ่มมิ่งจะทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแล้วทั้ง 6 ช่องสัญญาณ คือ 13.246 MHz , 13.387 MHz , 13.621 MHz , 13.856 MHz , 14.090 MHz และ 14.325 MHz ตามลำดับ (แต่ไม่ใช่ค่าความถี่ของสัญญาณพาหะที่ต้องการจริง ๆ) เข้าด้วยกันแล้วทำการส่งต่อไปยังชุดมิกเซอร์กับความถี่พาหะคงที่ 60 MHz ก็จะได้ความถี่พาหะตามที่เรากำลังต้องการคือ 73.246 MHz , 73.387 MHz , 73.621 MHz , 73.856 MHz 74.090 MHz และ 74.325 MHz ตามลำดับ แล้วทำการส่งผ่านไปยังชุดพาวเวอร์ แอมป์ลิไฟเอร์ทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงก่อนส่งออกอากาศต่อไป

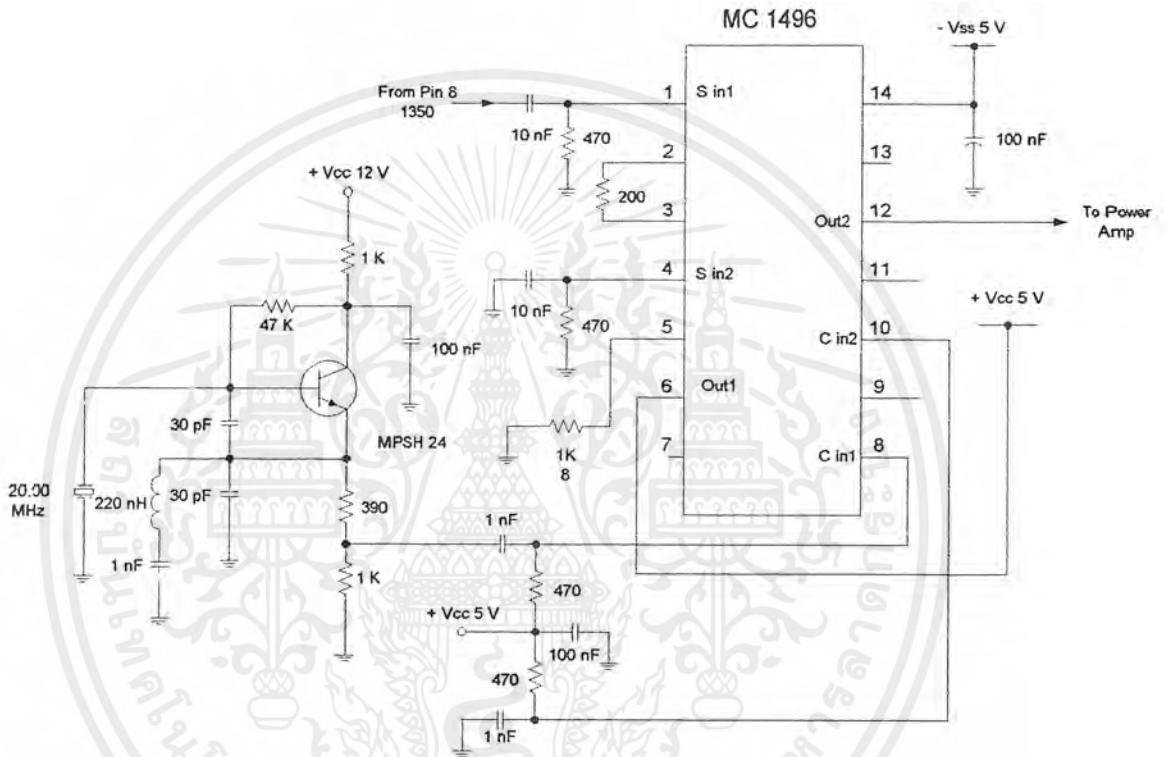
CHANNEL NO.	FREQUENCY (MHz)	$\div N_{(10)}$	$\div N_{(16)}$
CH 1	13.246	10597	2965
CH 2	13.387	10710	29D6
CH 3	13.621	10897	2A91
CH 4	13.856	11085	2B4D
CH 5	14.090	11272	2C08
CH 6	14.325	11460	2CC4

ตารางที่ 6.3 แสดงค่าความถี่หาร N ของ IC MC 145151-2



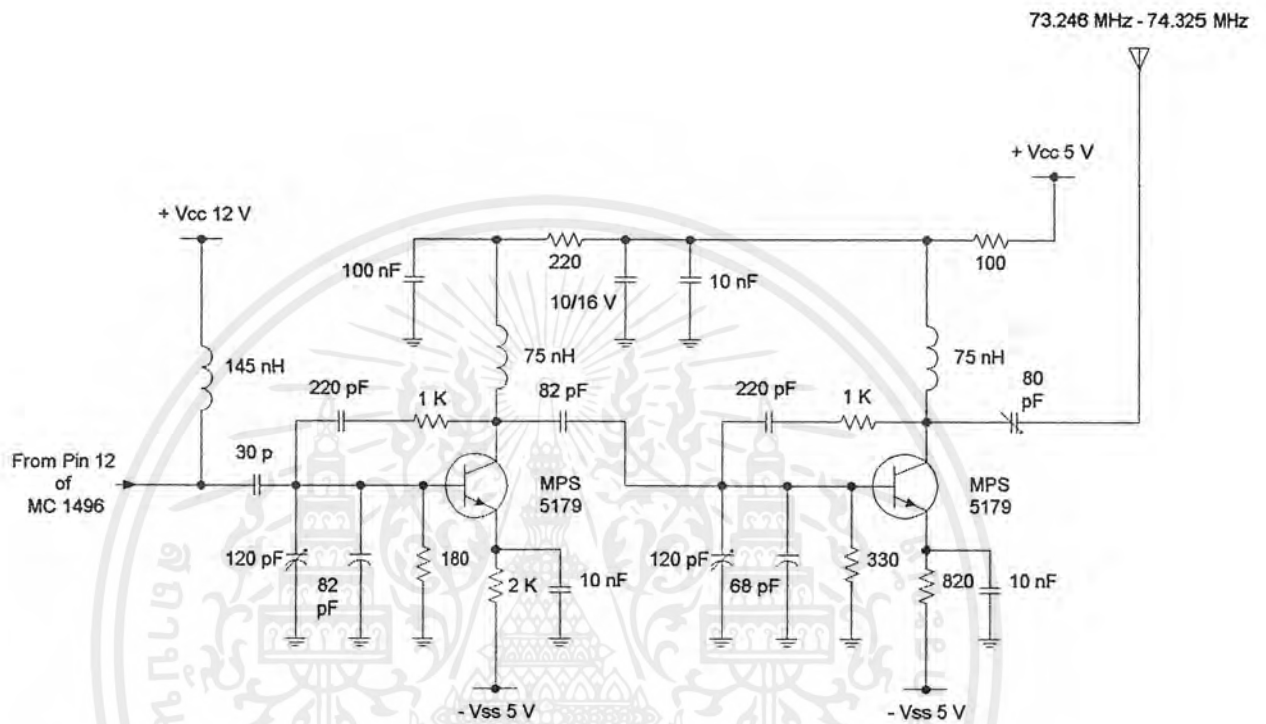
รูปที่ 6.7 แสดงวงจรชุด ชัมมิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 แสดงวงจรชุด มิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 แสดงวงจรชุด พาวเวอร์ แอมพลิไฟต์เออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

ภาครับสัญญาณ

1. ความถี่ที่เอาท์พุทของวงจร Phase Locked Loop ของ IC MC145168

Channel					Rx Freq	Fin ₁	÷N	O/P PLL	Error
CH #	D3	D2	D1	D0	MHz	MHz	(ฐานสิบ)	MHz	%
3	0	0	1	1	52.853	42.158	7195	42.17	0.028
6	0	1	1	0	52.970	42.275	7215	42.28	0.011
8	1	0	0	0	53.087	42.392	7235	42.38	0.028
10	1	0	1	0	53.204	42.509	7255	42.49	0.044
11	1	0	1	1	52.665	42.970	7163	42.98	0.023
14	1	1	1	0	52.756	42.041	7175	42.03	0.026

ตารางที่ 7.1 แสดงความถี่ที่เอาท์พุทของเฟสล็อกคิรคอป MC 145168

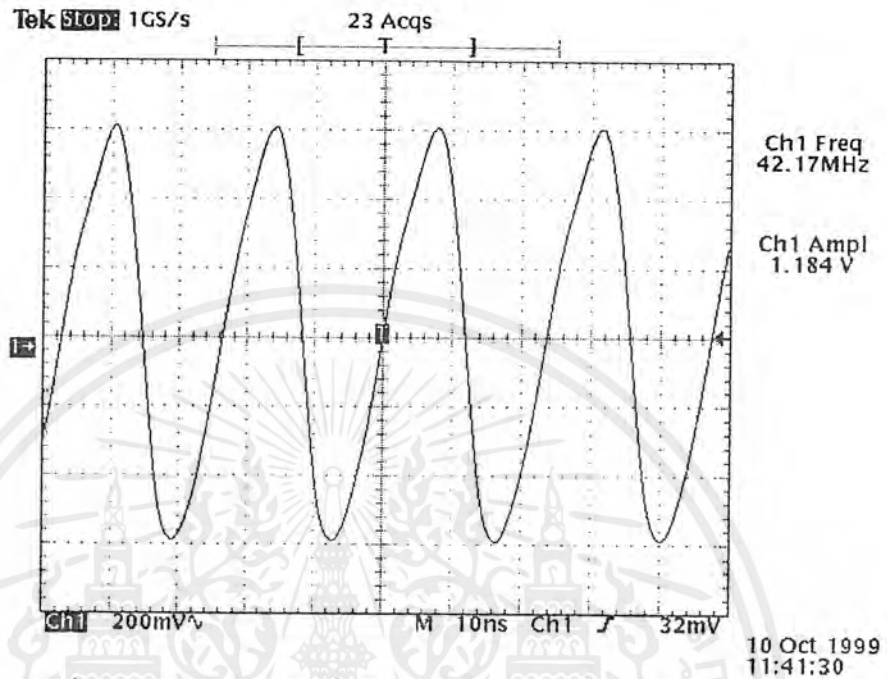
2. ทดสอบการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับเมื่อป้อนแรงดัน Sine wave 1 kHz เข้าที่จุดต่อสายอากาศ จาก RF Generator แล้วทำการวัดสัญญาณที่เอาท์พุทเมื่อแรงดันที่อินพุทเป็นค่าต่าง ๆ ตามตาราง

ความถี่ อินพุท (kHz)	dBm ค่าต่าง ๆ						
	-10	-20	-30	-40	-50	-60	-70
	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)
1	540	540	540	540	540	540	530

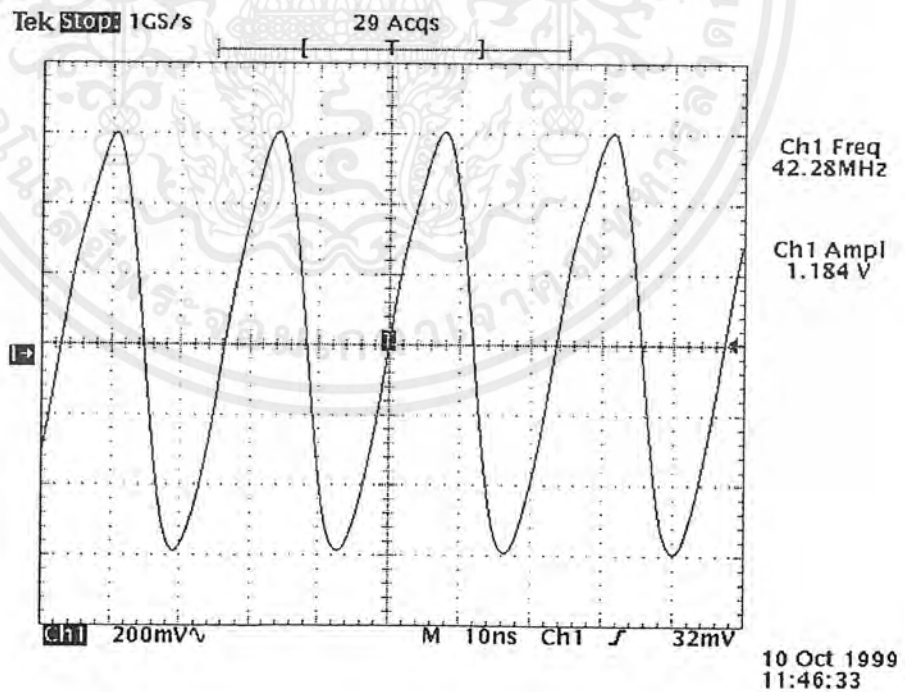
ตารางที่ 7.2 แสดงการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทดลองวัฏรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ IC MC145168

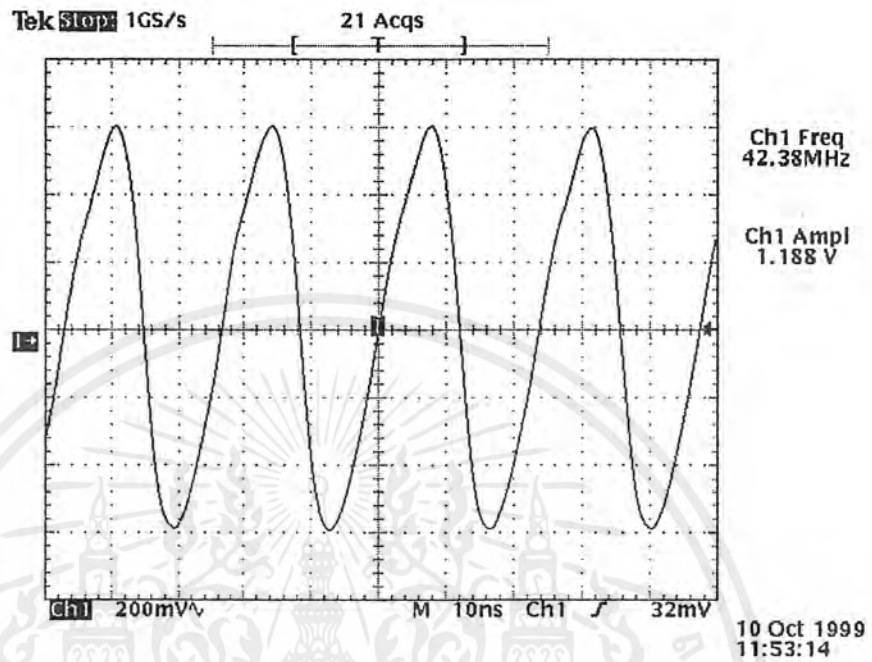


รูปที่ 7.1 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 3

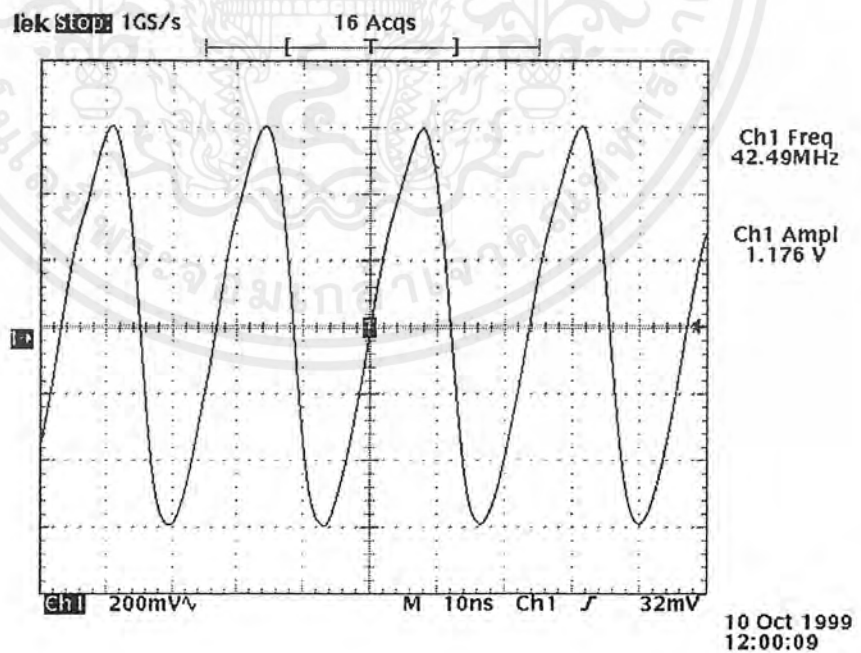


รูปที่ 7.2 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



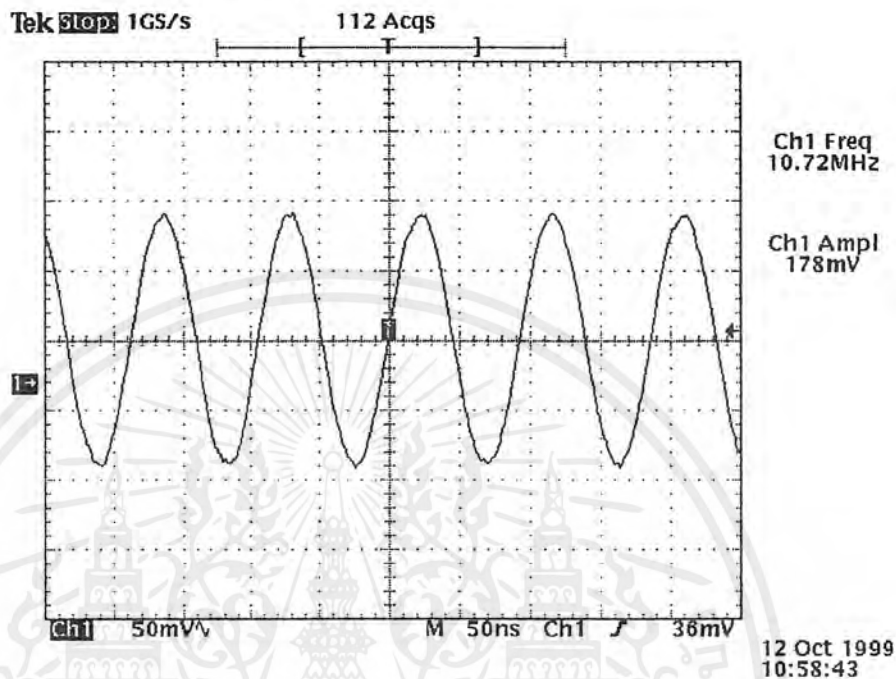
รูปที่ 7.3 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 8



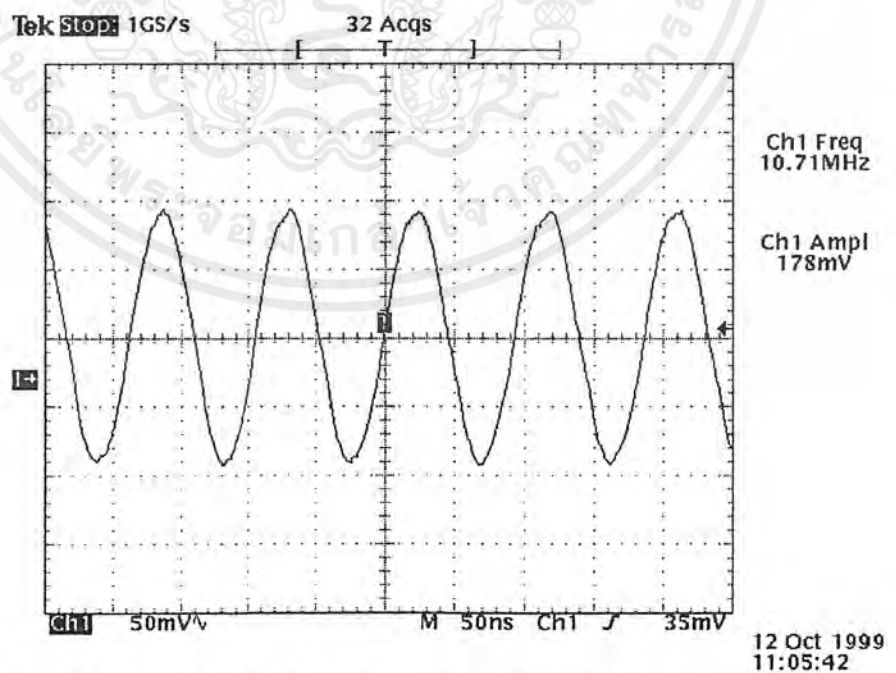
รูปที่ 7.4 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือคความถี่ของ Channel 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.ทดลองใช้สัญญาณ Sine wave 1 kHz ขนาด 700 mVp-p มาอมูเลทที่เครื่องส่งแล้วใช้เครื่องรับลองรับสัญญาณความถี่ IF, ได้ดังนี้



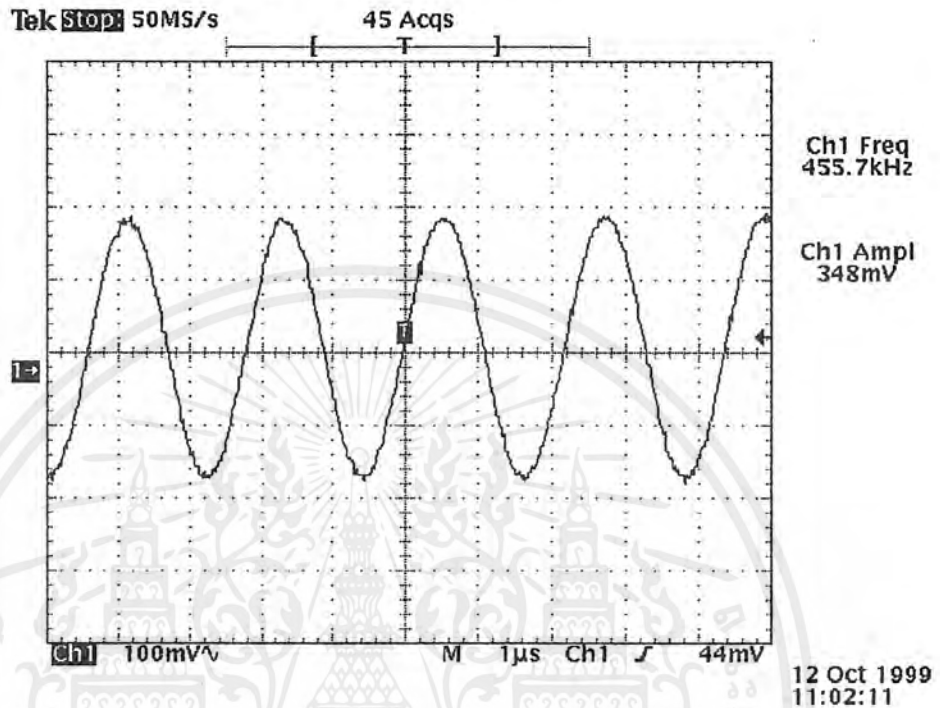
รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณความถี่ IF₁ ที่ได้จากชุด Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 3)



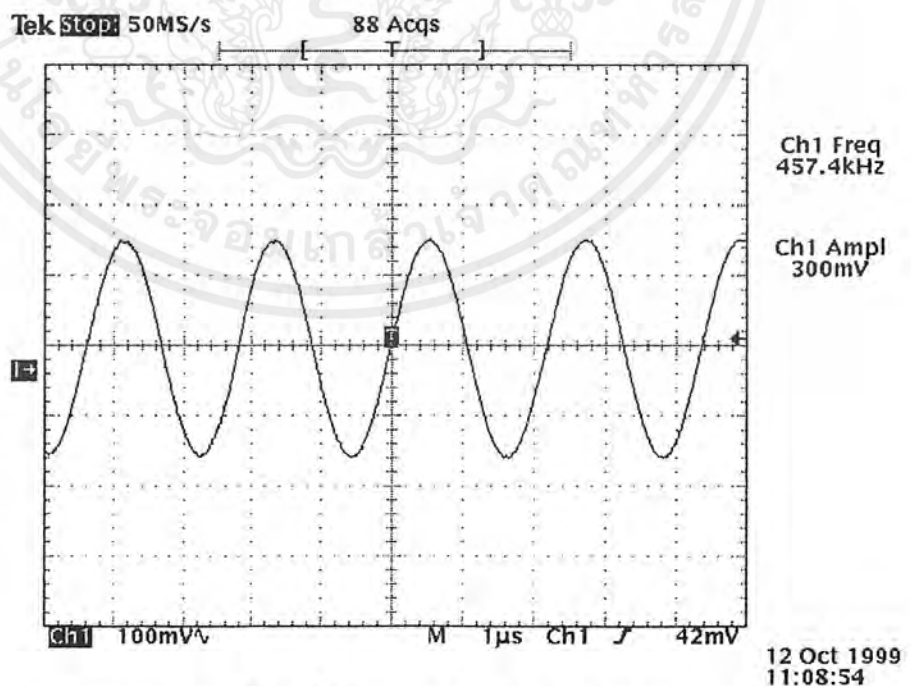
รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณความถี่ IF₁ ที่ได้จากชุด Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ทดลองใช้สัญญาณ Sine wave 1 kHz ขนาด 700 mVp-p มามอดูเลตที่เครื่องส่งแล้วใช้เครื่องรับลองรับสัญญาณความถี่ IF_2 ได้ดังนี้



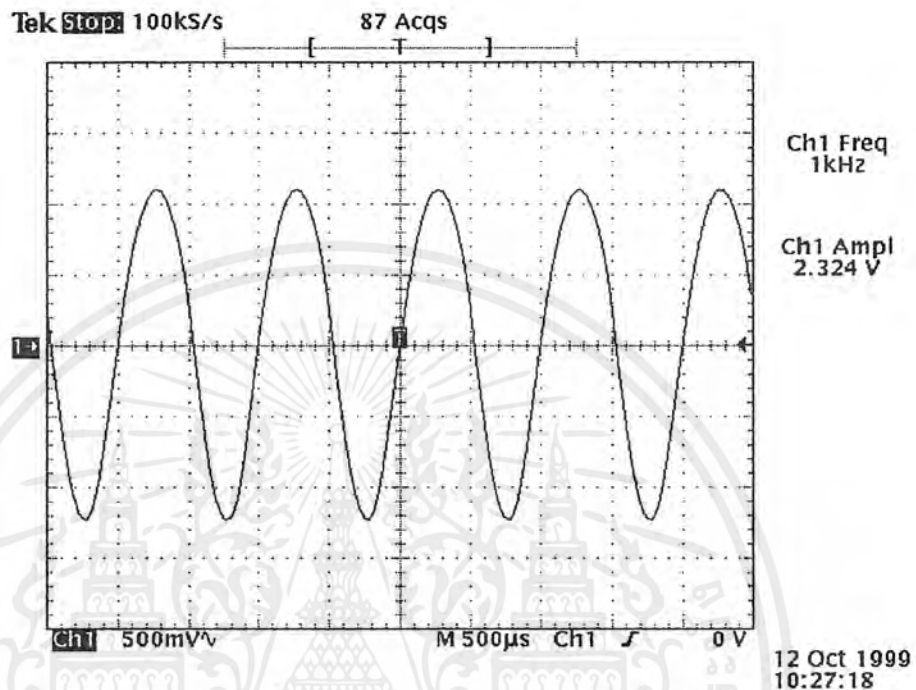
รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณความถี่ IF_2 ที่ได้จากชุด Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 3)



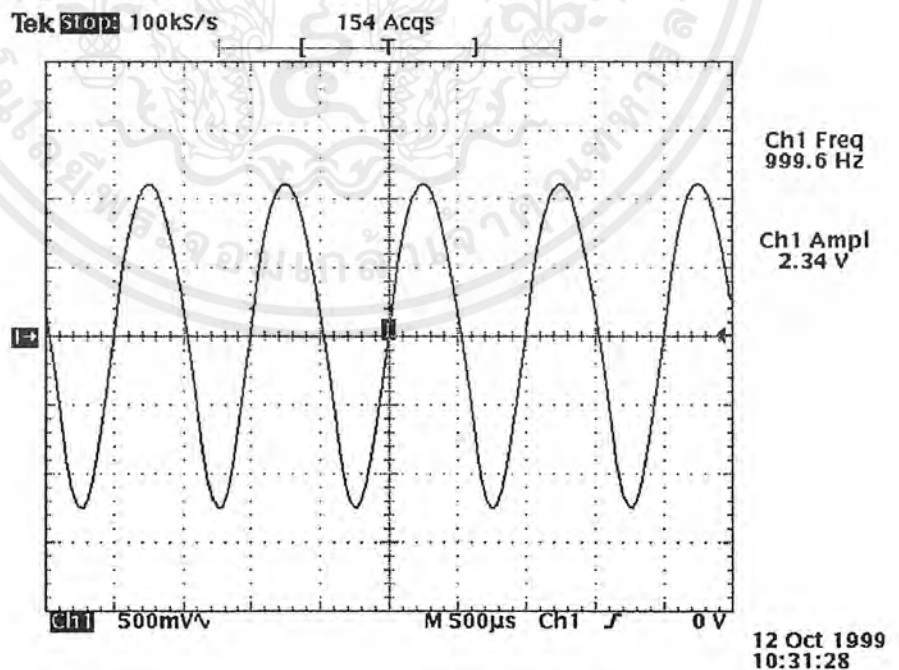
รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณความถี่ IF_2 ที่ได้จากชุด Mixer ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ทดลองใช้สัญญาณ Sine wave 1 kHz ขนาด 700 mVp-p มามอดูเลทที่เครื่องส่งแล้วใช้เครื่องรับลองรับสัญญาณแล้ววัดสัญญาณที่เอาท์พุทรูปสัญญาณที่คีมอคูเลทได้ดังนี้



รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากการ Demodulation ของ MC13135 (สำหรับช่อง 3)



รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากการ Demodulation ของ MC13135 (สำหรับช่อง 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคส่งสัญญาณ

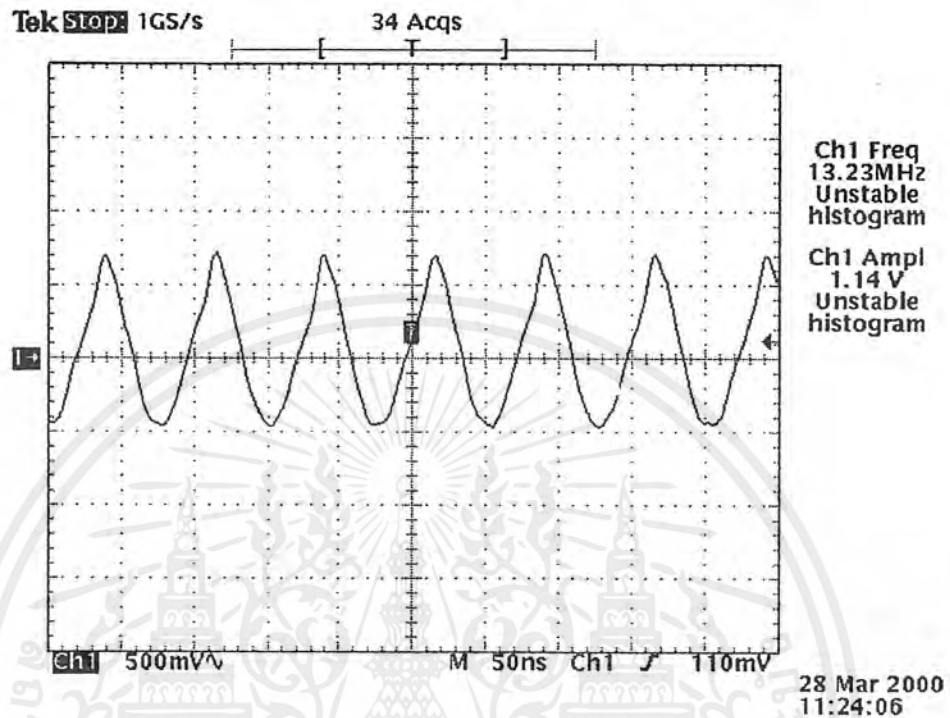
1. ความถี่ที่เอาต์พุตของวงจร Phase Locked Loop ของ IC MC145151-2

CHANNEL NO.	ความถี่ใน Data sheet (MHz)	ความถี่ที่วัดได้ (MHz)	Error %
CH 1	13.246	13.24	0.045
CH 2	13.387	13.38	0.052
CH 3	13.621	13.62	0.007
CH 4	13.856	13.85	0.043
CH 5	14.090	14.08	0.070
CH 6	14.325	14.32	0.034

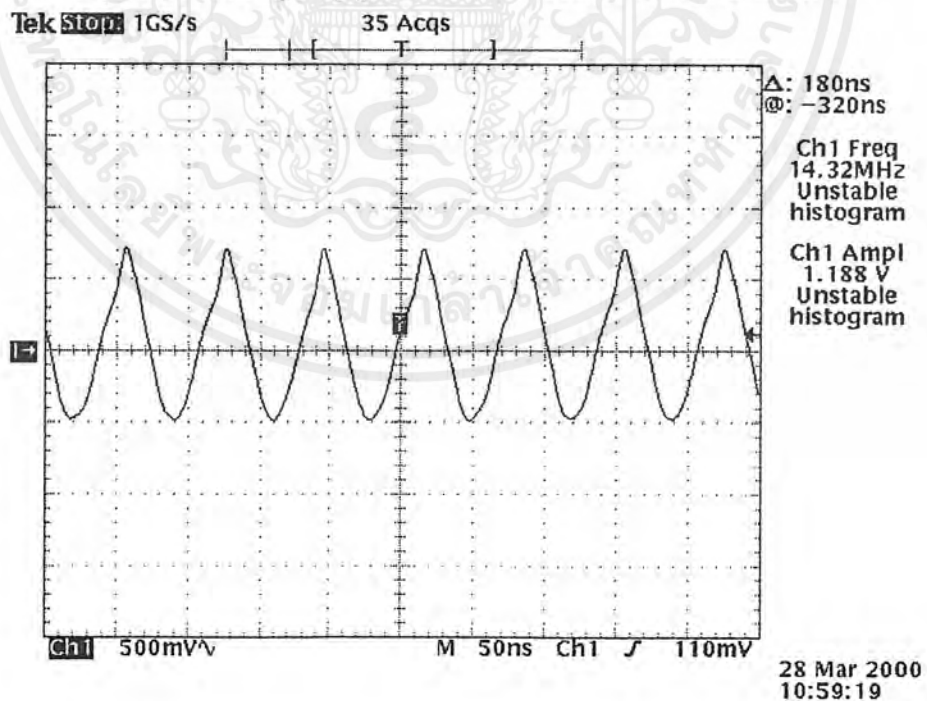
ตารางที่ 7.3 แสดงความถี่ที่เอาต์พุตของเฟสล็อกคัลป์ MC 145151-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทดลองวัดรูปสัญญาณที่ได้จากการถือความถี่ของ IC MC145151-2



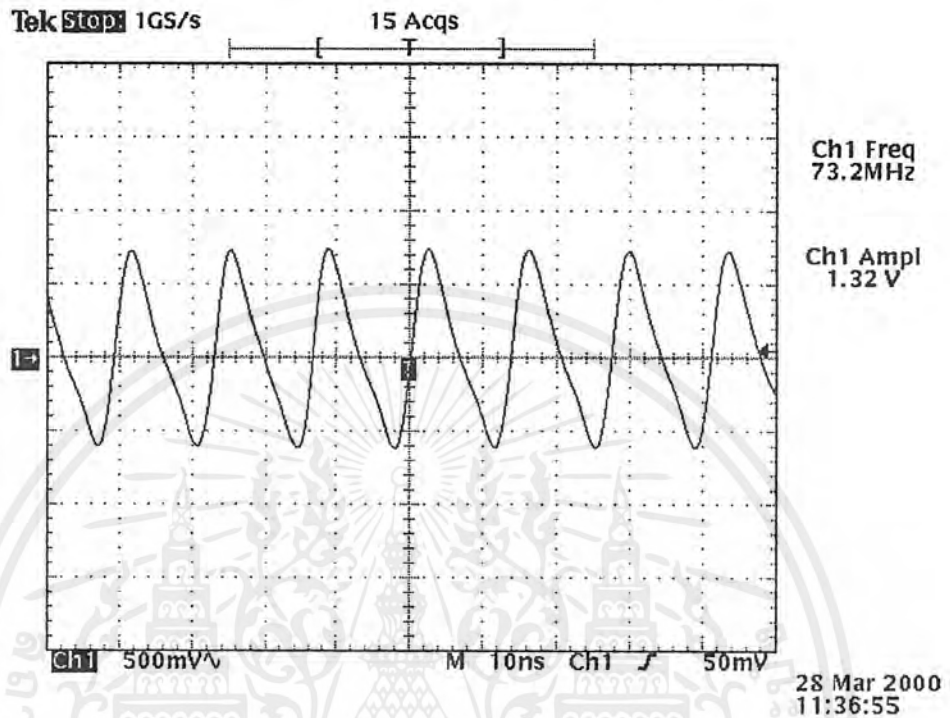
รูปที่ 7.11 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือความถี่ของ Channel 1



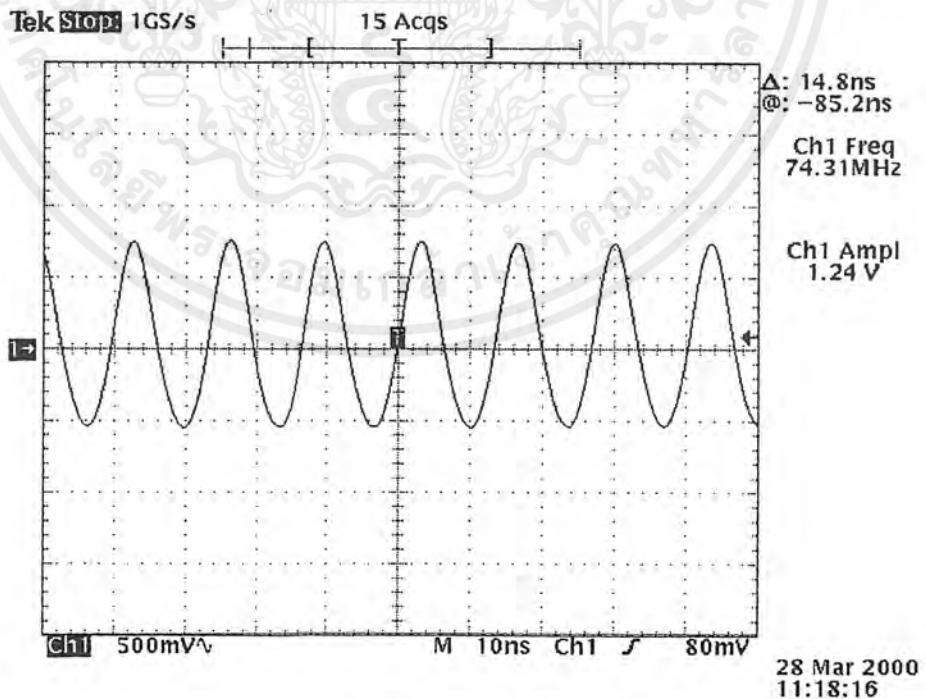
รูปที่ 7.12 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากการถือความถี่ของ Channel 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทดลองวัดรูปสัญญาณพาหะที่เอาท์พุทก่อนที่จะส่งออกอากาศ



รูปที่ 7.13 แสดงรูปสัญญาณพาหะที่ได้จากเอาท์พุทของ Channel 1



รูปที่ 7.14 แสดงรูปสัญญาณพาหะที่ได้จากเอาท์พุทของ Channel 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุปและวิจารณ์

จากปริณยานิพนธ์ที่ทำนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับภาครับ-ส่งสัญญาณ ซึ่งเป็นภาคที่สำคัญมาก สำหรับระบบสื่อสารที่จะต้องใช้สัญญาณความถี่ที่สูงในการสื่อสารข้อมูล เพราะถ้าหากเครื่องรับมี ประสิทธิภาพสูงทั้งในด้านความไว (Sensitivity) และความเที่ยงตรง (Accuracy) สูงก็จะทำให้ สามารถรับข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพ และถูกต้องมากขึ้น แต่ในทางปฏิบัติการสื่อสารด้วยความ ถี่ที่สูงการออกแบบหรือการประกอบวงจรจะเกิดปัญหามากมาย ซึ่งสามารถสรุปปัญหาที่เกิด จากการสร้างและการทดลองดังนี้

1. ความผิดพลาดและการขาดแคลนอุปกรณ์ที่จะใช้ในการสร้างปริณยานิพนธ์ ซึ่งส่วน มากจะเป็นตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจำเป็นที่จะต้องมีความถี่สูงและมีความผิดพลาดต่ำ แต่ ในการสร้างปริณยานิพนธ์ถ้าไม่มีตัวเก็บประจุ หรือตัวเหนี่ยวนำค่าที่ต้องการก็จะใช้การแก้ปัญหา โดยการใส่ค่าใกล้เคียงหรือใช้ตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำชนิดปรับค่าได้ ทำให้เกิดมีความผิด พลาดเกิดขึ้น

2. เนื่องจากต้องใช้ความถี่สูงในการสื่อสาร ดังนั้นในการวัดและทดสอบการทำงานของ วงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่เราต้องการ มีความจำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องมือในการวัดและทดสอบที่ มีประสิทธิภาพสูง แต่ในการสร้างปริณยานิพนธ์ในลักษณะนี้มีนักศึกษาหลายกลุ่มด้วยกันที่จะต้อง ใช้เครื่องมือเดียวกัน จึงทำให้เกิดการขาดแคลนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำงาน เป็นผลให้การ ทำงานในการสร้างปริณยานิพนธ์ล่าช้า

3. การปรับแต่งวงจรทำได้ยากถ้าหากต้องอาศัยความละเอียดในการสร้างวงจรสูง เพราะ เป็นวงจรที่ใช้ความถี่สูง เช่น ในการสร้างวงจรจะสร้างวงจรลงบนลายทองแดงเอนกประสงค์ และ การต่ออุปกรณ์ก็จะต่อกันให้ใกล้ที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อเป็นการลดค่าคาปาซิแตนซ์แฝงที่เกิดจาก ระยะการเดินทางของสัญญาณ และควรที่จะออกแบบให้วงจรมีพื้นที่ที่รบกวนให้มากที่สุดเพื่อเป็นการ ลดสัญญาณรบกวน

4. ในการต่อวงจรขยายสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุต้องอาศัยความละเอียดในการต่อและวาง ตัวอุปกรณ์สูงมาก ๆ เพื่อเป็นการป้องกันการเกิดการออสซิลเลท จึงทำให้เสียเวลาในส่วนนี้อีกส่วน หนึ่งเพิ่มขึ้นไปอีก

5. ในการสร้างภาคส่งสัญญาณซึ่งจะใช้ความถี่หลักที่มีค่าคงที่คือ 60 MHz นั้นจะส่งผลให้มี ความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ ที่เกิดจากชุดความถี่หลัก 60 MHz ไปรบกวนกับวงจรในส่วนของมิกซ์-

เซอร์อย่าง มากทำให้ต้องแก้ปัญหาโดยการใช้แผ่นทองแดงมาล้อมกรอบส่วนของชุดออกสวิตเตอร์ 60 MHz ไว้ให้มีสัญญาณรบกวนน้อยลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ , พิชัย ภักดีพานิชเจริญ , ระบบสื่อสารวิทยุ , หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ ,
กรุงเทพฯ

ศุชาติ กังวาลจิตต์ , หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น
จำกัด , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , พ.ศ.2538

อุดม จีนประดับ , ทฤษฎีและตัวอย่างโจทย์การสื่อสารด้วยอิเล็กทรอนิกส์ , แมคกรอ-ฮิล , กรุงเทพฯ,
พ.ศ.2540

HADY , JAME K , HIGH FREQUENCY CIRCUIT DESIGN , RESTON PUBLISHING
COMPANY , INC. , 1979

ROBERT J.SCHOENBECK ,ELECTRONIC COMMUNICATION MODULATION AND
TRANSMISSION ,2nd Edition ,MAXWELL MACMILLAN INTERNATIONAL,1992



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Advance Information

Dual PLLs for 46/49 MHz Cordless Telephones CMOS

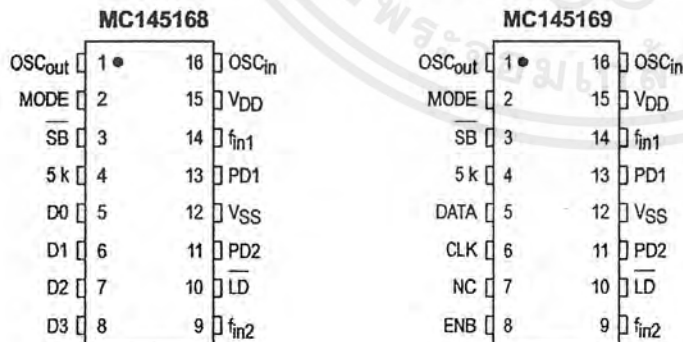
These devices are dual phase-locked loop frequency synthesizers intended for use primarily in 46/49 MHz cordless phones with up to 15 channels. These parts contain two mask-programmable counter ROMs for receive and transmit loops with two independent phase detect circuits. A common reference oscillator and reference divider are shared by the receive and transmit circuits.

Other features include a lock detect circuit for the transmit loop, illegal code default, a buffered oscillator output for mixing purposes in the system, and a 5.0 kHz tone output.

- Maximum Operating Frequency: 60 MHz @ $V_{in} = 200$ mV p-p
- Operating Temperature Range: - 40 to + 75°C
- Operating Voltage Range: 2.5 to 5.5 V
- On-Chip Oscillator Circuit Supports External Crystal
- Operating Power Consumption: 3.0 mA @ 3.0 V
- Lock Detect Signal
- Standby Mode for Power Savings: 1.5 mA @ 3.0 V
- Two Versions:
 - MC145168 — Up to 15-Channel ROM with 4-Bit Binary Code Input for Channel Pair Selection
 - MC145169 — Up to 15-Channel ROM with Serial Interface for Channel Pair Selection
- Custom 20-Channel ROM Versions of the MC145169 are Possible; Consult Factory

**NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS;
PRODUCT TO BE PHASED OUT.
Closest equivalent is MC145162.**

PIN ASSIGNMENTS



NC = NO CONNECTION

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

REV 2
1/98 TN98011400

© Motorola, Inc. 1998

MC145168
MC145169



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648




DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

MC145168P	Plastic DIP
MC145168DW	SOG Package
MC145169P	Plastic DIP
MC145169DW	SOG Package

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 141,
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shagawa-ku, Tokyo, Japan. 03-5487-8488

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System – US & Canada ONLY 1-800-774-1848
– http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>

CUSTOMER FOCUS CENTER: 1-800-521-6274



MC145168/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145151-2

Parallel-Input PLL Frequency Synthesizer
Interfaces with Single-Modulus Prescalers

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

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

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



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

ORDERING INFORMATION

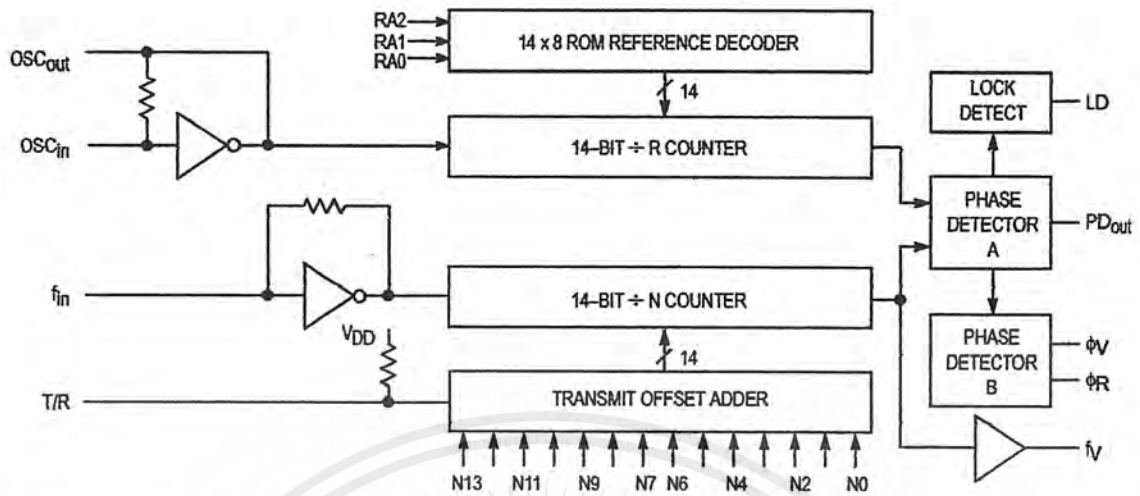
MC145151P2 Plastic DIP
MC145151D/W2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

f_{in}	1	28	LD
VSS	2	27	OSC _{in}
VDD	3	26	OSC _{out}
PD _{out}	4	25	N11
RA0	5	24	N10
RA1	6	23	N13
RA2	7	22	N12
ϕ_R	8	21	T/R
ϕ_V	9	20	N9
f_V	10	19	N8
N0	11	18	N7
N1	12	17	N6
N2	13	16	N5
N3	14	15	N4



MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



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

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

f_{in} Frequency Input (Pin 1)

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

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

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

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

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

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

These inputs provide the data that is preset into the $\div N$ counter when it reaches the count of zero. N0 is the least significant and N13 is the most significant. Pull-up resistors en-

sure that inputs left open remain at a logic 1 and require only an SPST switch to alter data to the zero state.

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

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

OSC_in, OSC_out Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 28)

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

OUTPUT PINS

PD_out Phase Detector A Output (Pin 4)

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

Frequency $f_V > f_R$ or f_V Leading: Negative Pulses

Frequency $f_V < f_R$ or f_V Lagging: Positive Pulses

Frequency $f_V = f_R$ and Phase Coincidence: High-Impedance State

ϕ_R, ϕ_V

Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)

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

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

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

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

f_V

N Counter Output (Pin 10)

This is the buffered output of the +N counter that is inter-

nally connected to the phase detector input. With this output available, the +N counter can be used independently.

LD

Lock Detector Output (Pin 28)

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

POWER SUPPLY

VDD

Positive Power Supply (Pin 3)

The positive power supply potential. This pin may range from +3 to +9 V with respect to VSS.

VSS

Negative Power Supply (Pin 2)

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

TYPICAL APPLICATIONS

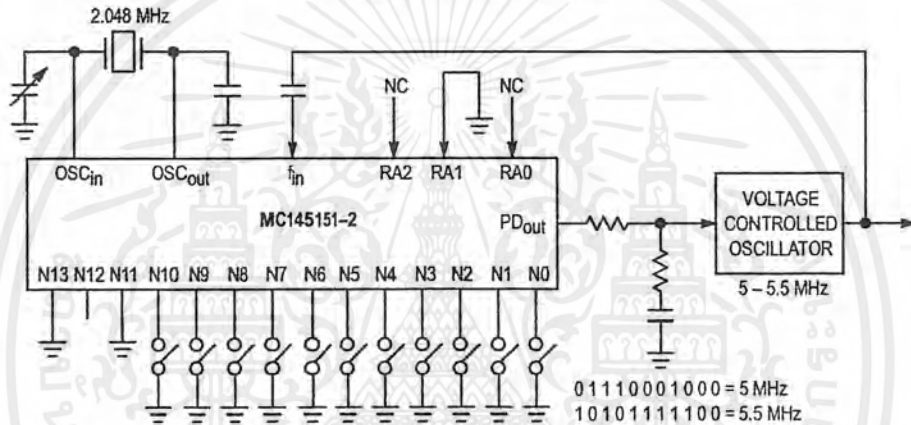
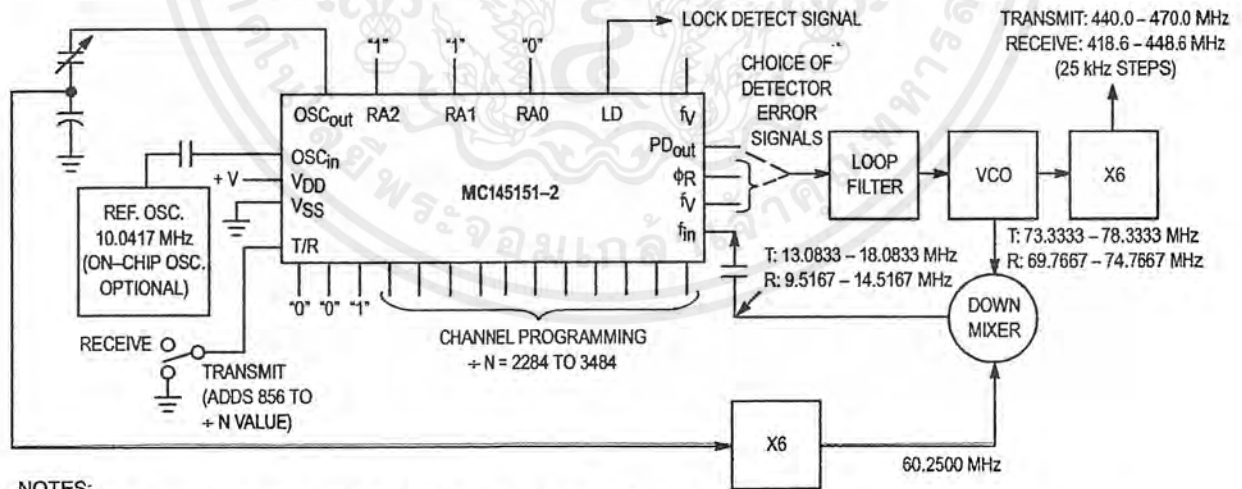


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



NOTES:

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

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

MC145151-2 Data Sheet Continued on Page 23

MC14515X-2 FAMILY CHARACTERISTICS AND DESCRIPTIONS

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

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	- 0.5 to + 10.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient) except SW1, SW2	- 0.5 to V _{DD} + 0.5	V
V _{out}	Output Voltage (DC or Transient), SW1, SW2 (R _{pull-up} = 4.7 kΩ)	- 0.5 to + 15	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
I _{DD} , I _{SS}	Supply Current, V _{DD} or V _{SS} Pins	± 30	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 seconds	260	°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.

† Power Dissipation Temperature Derating:

Plastic DIP: - 12 mW/°C from 65 to 85°C

SOG Package: - 7 mW/°C from 65 to 85°C

These devices contain protection circuitry to protect against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to these high-impedance circuits. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD} except for SW1 and SW2.

SW1 and SW2 can be tied through external resistors to voltages as high as 15 V, independent of the supply voltage.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}), except for inputs with pull-up devices. Unused outputs must be left open.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Symbol	Parameter	Test Condition	V _{DD} V	- 40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
V _{DD}	Power Supply Voltage Range		—	3	9	3	9	3	9	V
I _{SS}	Dynamic Supply Current	f _{in} = OSC _{in} = 10 MHz, 1 V p-p ac coupled sine wave R = 128, A = 32, N = 128	3 5 9	— — —	3.5 10 30	— — —	3 7.5 24	— — —	3 7.5 24	mA
I _{SS}	Quiescent Supply Current (not including pull-up current component)	V _{in} = V _{DD} or V _{SS} I _{out} = 0 μA	3 5 9	— — —	800 1200 1600	— — —	800 1200 1600	— — —	1600 2400 3200	μA
V _{in}	Input Voltage — f _{in} , OSC _{in}	Input ac coupled sine wave	—	500	—	500	—	500	—	mV p-p
V _{IL}	Low-Level Input Voltage — f _{in} , OSC _{in}	V _{out} ≥ 2.1 V Input dc V _{out} ≥ 3.5 V coupled V _{out} ≥ 6.3 V square wave	3 5 9	— — —	0 0 0	— — —	0 0 0	— — —	0 0 0	V
V _{IH}	High-Level Input Voltage — f _{in} , OSC _{in}	V _{out} ≤ 0.9 V Input dc V _{out} ≤ 1.5 V coupled V _{out} ≤ 2.7 V square wave	3 5 9	3.0 5.0 9.0	— — —	3.0 5.0 9.0	— — —	3.0 5.0 9.0	— — —	V
V _{IL}	Low-Level Input Voltage — except f _{in} , OSC _{in}		3 5 9	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	— — —	0.9 1.5 2.7	V
V _{IH}	High-Level Input Voltage — except f _{in} , OSC _{in}		3 5 9	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	2.1 3.5 6.3	— — —	V
I _{in}	Input Current (f _{in} , OSC _{in})	V _{in} = V _{DD} or V _{SS}	9	± 2	± 50	± 2	± 25	± 2	± 22	μA
I _{IL}	Input Leakage Current (Data, CLK, ENB — without pull-ups)	V _{in} = V _{SS}	9	—	- 0.3	—	- 0.1	—	- 1.0	μA
I _{IH}	Input Leakage Current (all inputs except f _{in} , OSC _{in})	V _{in} = V _{DD}	9	—	0.3	—	0.1	—	1.0	μA

(continued)

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Condition	V _{DD} V	-40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{IL}	Pull-up Current (all inputs with pull-ups)	V _{in} = V _{SS}	9	-20	-400	-20	-200	-20	-170	μA
C _{in}	Input Capacitance		—	—	10	—	10	—	10	pF
V _{OL}	Low-Level Output Voltage — OSC _{out}	I _{out} = 0 μA V _{in} = V _{DD}	3	—	0.9	—	0.9	—	0.9	V
			5	—	1.5	—	1.5	—	1.5	
			9	—	2.7	—	2.7	—	2.7	
V _{OH}	High-Level Output Voltage — OSC _{out}	I _{out} = 0 μA V _{in} = V _{SS}	3	2.1	—	2.1	—	2.1	—	V
			5	3.5	—	3.5	—	3.5	—	
			9	6.3	—	6.3	—	6.3	—	
V _{OL}	Low-Level Output Voltage — Other Outputs	I _{out} = 0 μA	3	—	0.05	—	0.05	—	0.05	V
			5	—	0.05	—	0.05	—	0.05	
			9	—	0.05	—	0.05	—	0.05	
V _{OH}	High-Level Output Voltage — Other Outputs	I _{out} = 0 μA	3	2.95	—	2.95	—	2.95	—	V
			5	4.95	—	4.95	—	4.95	—	
			9	8.95	—	8.95	—	8.95	—	
V(BR)DSS	Drain-to-Source Breakdown Voltage — SW1, SW2	R _{pull-up} = 4.7 kΩ	—	15	—	15	—	15	—	V
I _{OL}	Low-Level Sinking Current — MC	V _{out} = 0.3 V V _{out} = 0.4 V V _{out} = 0.5 V	3	1.30	—	1.10	—	0.66	—	mA
			5	1.90	—	1.70	—	1.08	—	
			9	3.80	—	3.30	—	2.10	—	
I _{OH}	High-Level Sourcing Current — MC	V _{out} = 2.7 V V _{out} = 4.6 V V _{out} = 8.5 V	3	-0.60	—	-0.50	—	-0.30	—	mA
			5	-0.90	—	-0.75	—	-0.50	—	
			9	-1.50	—	-1.25	—	-0.80	—	
I _{OL}	Low-Level Sinking Current — LD	V _{out} = 0.3 V V _{out} = 0.4 V V _{out} = 0.5 V	3	0.25	—	0.20	—	0.15	—	mA
			5	0.64	—	0.51	—	0.36	—	
			9	1.30	—	1.00	—	0.70	—	
I _{OH}	High-Level Sourcing Current — LD	V _{out} = 2.7 V V _{out} = 4.6 V V _{out} = 8.5 V	3	-0.25	—	-0.20	—	-0.15	—	mA
			5	-0.64	—	-0.51	—	-0.36	—	
			9	-1.30	—	-1.00	—	-0.70	—	
I _{OL}	Low-Level Sinking Current — SW1, SW2	V _{out} = 0.3 V V _{out} = 0.4 V V _{out} = 0.5 V	3	0.80	—	0.48	—	0.24	—	mA
			5	1.50	—	0.90	—	0.45	—	
			9	3.50	—	2.10	—	1.05	—	
I _{OL}	Low-Level Sinking Current — Other Outputs	V _{out} = 0.3 V V _{out} = 0.4 V V _{out} = 0.5 V	3	0.44	—	0.35	—	0.22	—	mA
			5	0.64	—	0.51	—	0.36	—	
			9	1.30	—	1.00	—	0.70	—	
I _{OH}	High-Level Sourcing Current — Other Outputs	V _{out} = 2.7 V V _{out} = 4.6 V V _{out} = 8.5 V	3	-0.44	—	-0.35	—	-0.22	—	mA
			5	-0.64	—	-0.51	—	-0.36	—	
			9	-1.30	—	-1.00	—	-0.70	—	
I _{OZ}	Output Leakage Current — PD _{out}	V _{out} = V _{DD} or V _{SS} Output in Off State	9	—	±0.3	—	±0.1	—	±1.0	μA
I _{OZ}	Output Leakage Current — SW1, SW2	V _{out} = V _{DD} or V _{SS} Output in Off State	9	—	±0.3	—	±0.1	—	±3.0	μA
C _{out}	Output Capacitance — PD _{out}	PD _{out} — Three-State	—	—	10	—	10	—	10	pF

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($C_L = 50 \text{ pF}$, Input $t_r = t_f = 10 \text{ ns}$)

Symbol	Parameter	V _{DD} V	Guaranteed Limit 25°C	Guaranteed Limit - 40 to 85°C	Unit
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, f _{in} to MC (Figures 1 and 4)	3	110	120	ns
		5	60	70	
		9	35	40	
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, ENB to SW1, SW2 (Figures 1 and 5)	3	160	180	ns
		5	80	95	
		9	50	60	
t _w	Output Pulse Width, φ _R , φ _V , and LD with f _R in Phase with f _V (Figures 2 and 4)	3	25 to 200	25 to 260	ns
		5	20 to 100	20 to 125	
		9	10 to 70	10 to 80	
t _{TLH}	Maximum Output Transition Time, MC (Figures 3 and 4)	3	115	115	ns
		5	60	75	
		9	40	60	
t _{THL}	Maximum Output Transition Time, MC (Figures 3 and 4)	3	60	70	ns
		5	34	45	
		9	30	38	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, LD (Figures 3 and 4)	3	180	200	ns
		5	90	120	
		9	70	90	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time, Other Outputs (Figures 3 and 4)	3	160	175	ns
		5	80	100	
		9	60	65	

SWITCHING WAVEFORMS

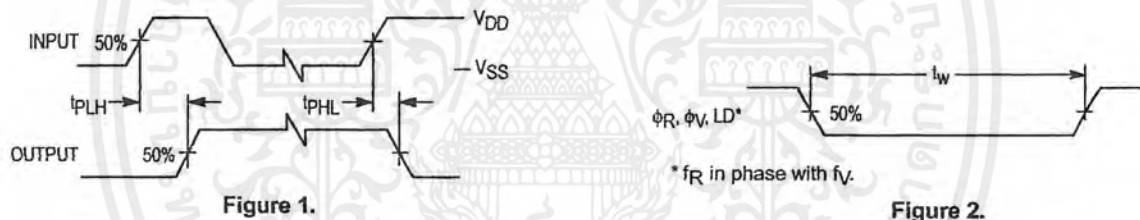
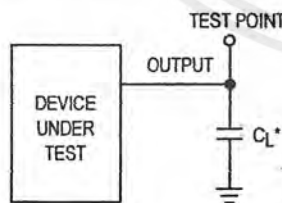


Figure 1.

Figure 2.

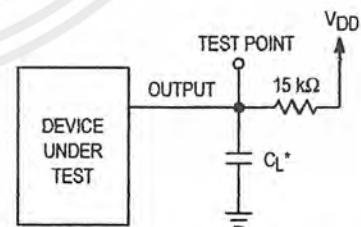


Figure 3.



* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 4. Test Circuit



* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 5. Test Circuit

TIMING REQUIREMENTS (Input $t_r = t_f = 10$ ns unless otherwise indicated)

Symbol	Parameter	V _{DD} V	Guaranteed Limit 25°C	Guaranteed Limit - 40 to 85°C	Unit
f _{clk}	Serial Data Clock Frequency, Assuming 25% Duty Cycle NOTE: Refer to CLK t _{w(H)} below (Figure 6)	3 5 9	dc to 5.0 dc to 7.1 dc to 10	dc to 3.5 dc to 7.1 dc to 10	MHz
t _{su}	Minimum Setup Time, Data to CLK (Figure 7)	3 5 9	30 20 18	30 20 18	ns
t _h	Minimum Hold Time, CLK to Data (Figure 7)	3 5 9	40 20 15	40 20 15	ns
t _{su}	Minimum Setup Time, CLK to ENB (Figure 7)	3 5 9	70 32 25	70 32 25	ns
t _{rec}	Minimum Recovery Time, ENB to CLK (Figure 7)	3 5 9	5 10 20	5 10 20	ns
t _{w(H)}	Minimum Pulse Width, CLK and ENB (Figure 6)	3 5 9	50 35 25	70 35 25	ns
t _p t _f	Maximum Input Rise and Fall Times — Any Input (Figure 8)	3 5 9	5 4 2	5 4 2	μs

SWITCHING WAVEFORMS

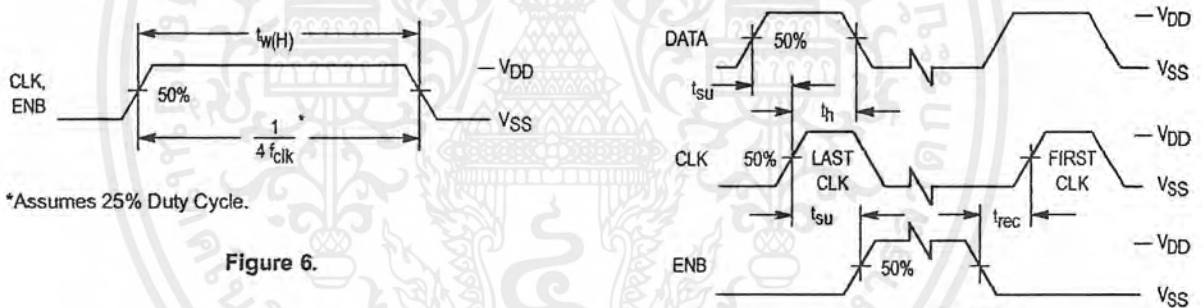


Figure 6.

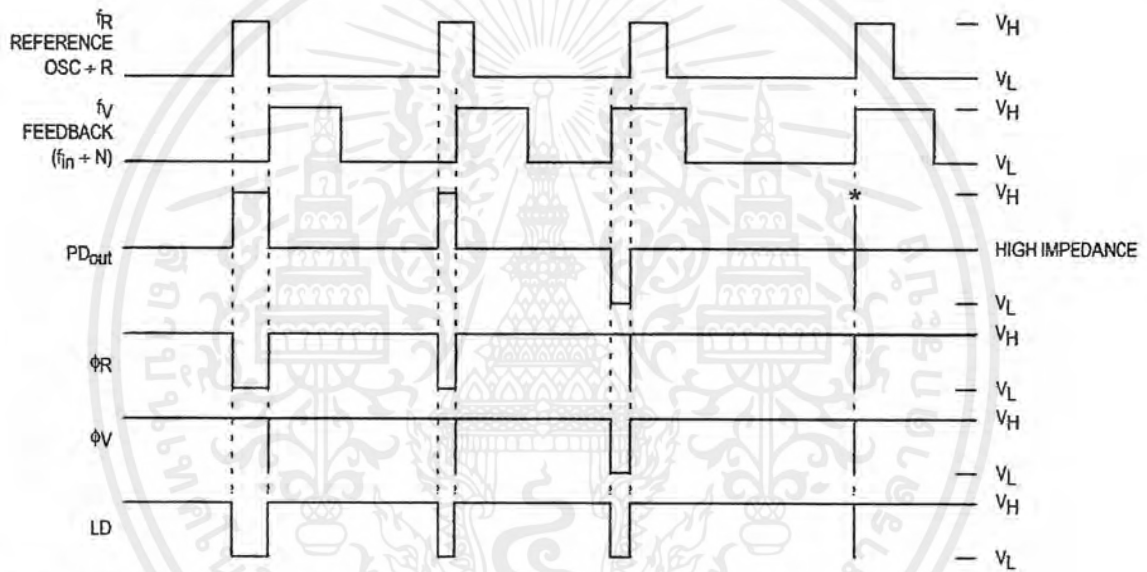
Figure 7.

Figure 8.

FREQUENCY CHARACTERISTICS (Voltages References to V_{SS} , $C_L = 50$ pF, Input $t_r = t_f = 10$ ns unless otherwise indicated)

Symbol	Parameter	Test Condition	V_{DD} V	-40°C		25°C		85°C		Unit
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
f_i	Input Frequency (f_{in} , OSC_{in})	$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = 500$ mV p-p ac coupled sine wave	3	—	6	—	6	—	6	MHz
			5	—	15	—	15	—	15	
			9	—	15	—	15	—	15	
		$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = 1$ V p-p ac coupled sine wave	3	—	12	—	12	—	7	MHz
			5	—	22	—	20	—	20	
			9	—	25	—	22	—	22	
		$R \geq 8, A \geq 0, N \geq 8$ $V_{in} = V_{DD}$ to V_{SS} dc coupled square wave	3	—	13	—	12	—	8	MHz
			5	—	25	—	22	—	22	
			9	—	25	—	25	—	25	

NOTE: Usually, the PLL's propagation delay from f_{in} to MC plus the setup time of the prescaler determines the upper frequency limit of the system. The upper frequency limit is found with the following formula: $f = P / (t_p + t_{set})$ where f is the upper frequency in Hz, P is the lower of the dual modulus prescaler ratios, t_p is the f_{in} to MC propagation delay in seconds, and t_{set} is the prescaler setup time in seconds. For example, with a 5 V supply, the f_{in} to MC delay is 70 ns. If the MC12028A prescaler is used, the setup time is 16 ns. Thus, if the 64/65 ratio is utilized, the upper frequency limit is $f = P / (t_p + t_{set}) = 64 / (70 + 16) = 744$ MHz.



V_H = High Voltage Level.

V_L = Low Voltage Level.

* At this point, when both f_R and f_V are in phase, the output is forced to near mid-supply.

NOTE: The PD_{out} generates error pulses during out-of-lock conditions. When locked in phase and frequency the output is high and the voltage at this pin is determined by the low-pass filter capacitor.

Figure 9. Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms



MOTOROLA

Order this document by MC13135/D

FM Communications Receivers

MC13135 MC13136

The MC13135/MC13136 are the second generation of single chip, dual conversion FM communications receivers developed by Motorola. Major improvements in signal handling, RSSI and first oscillator operation have been made. In addition, recovered audio distortion and audio drive have improved. Using Motorola's MOSAIC™ 1.5 process, these receivers offer low noise, high gain and stability over a wide operating voltage range.

DUAL CONVERSION NARROWBAND FM RECEIVERS

Both the MC13135 and MC13136 include a Colpitts oscillator, VCO tuning diode, low noise first and second mixer and LO, high gain limiting IF, and RSSI. The MC13135 is designed for use with an LC quadrature detector and has an uncommitted op amp that can be used either for an RSSI buffer or as a data comparator. The MC13136 can be used with either a ceramic discriminator or an LC quad coil and the op amp is internally connected for a voltage buffered RSSI output.



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724



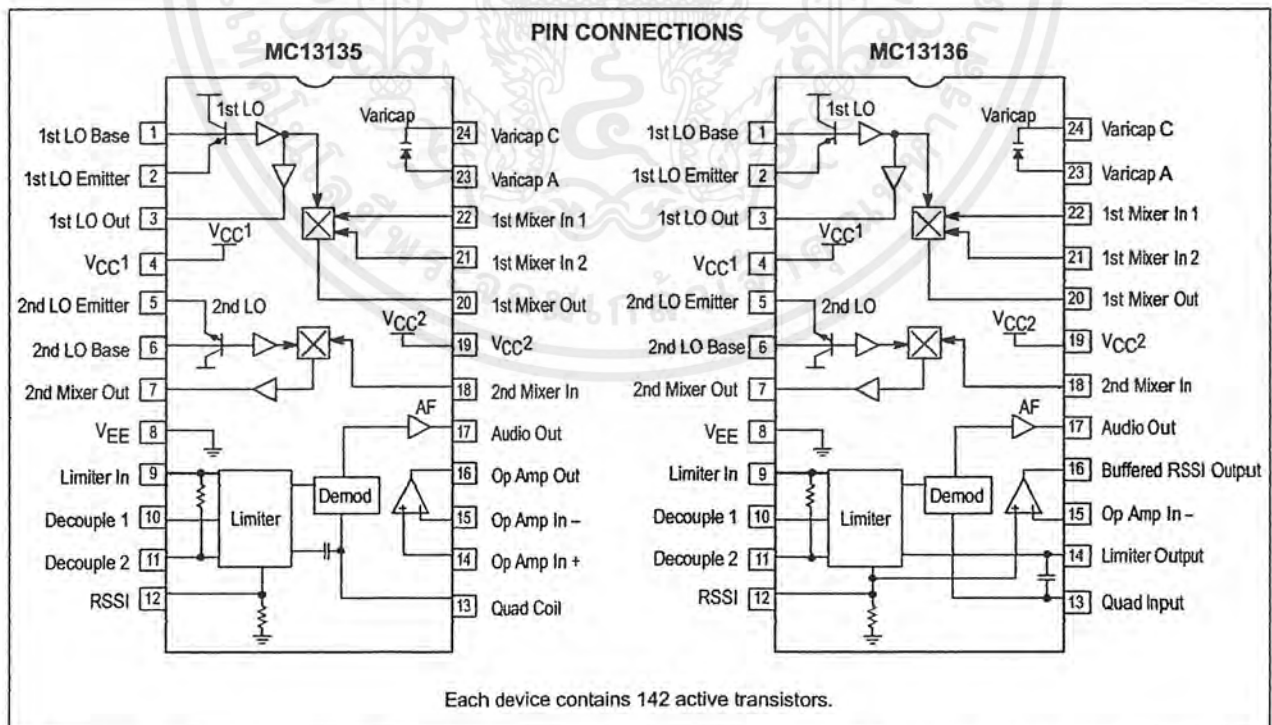
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
(SO-24L)

These devices can be used as stand-alone VHF receivers or as the lower IF of a triple conversion system. Applications include cordless telephones, short range data links, walkie-talkies, low cost land mobile, amateur radio receivers, baby monitors and scanners.

ORDERING INFORMATION

- Complete Dual Conversion FM Receiver – Antenna to Audio Output
- Input Frequency Range – 200 MHz
- Voltage Buffered RSSI with 70 dB of Usable Range
- Low Voltage Operation – 2.0 to 6.0 Vdc (2 Cell NiCad Supply)
- Low Current Drain – 3.5 mA Typ
- Low Impedance Audio Output < 25 Ω
- VHF Colpitts First LO for Crystal or VCO Operation
- Isolated Tuning Diode
- Buffered First LO Output to Drive CMOS PLL Synthesizer

Device	Operating Temperature Range	Package
MC13135P	T _A = -40° to +85°C	Plastic DIP
MC13135DW		SO-24L
MC13136DW		SO-24L



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

MAXIMUM RATINGS

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4, 19	V _{CC} (max)	6.5	Vdc
RF Input Voltage	22	RF _{in}	1.0	Vrms
Junction Temperature	–	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	–	T _{stg}	– 65 to +150	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Rating	Pin	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	4, 19	V _{CC}	2.0 to 6.0	Vdc
Maximum 1st IF	–	f _{IF1}	21	MHz
Maximum 2nd IF	–	f _{IF2}	3.0	MHz
Ambient Temperature Range	–	T _A	– 40 to + 85	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A=25°C, V_{CC}=4.0Vdc, f_o=49.7MHz, f_{MOD}=1.0kHz, Deviation=±3.0kHz, f_{1stLO}=39MHz, f_{2ndLO}=10.245MHz, IF1=10.7MHz, IF2=455kHz, unless otherwise noted. All measurements performed in the test circuit of Figure 1.)

Characteristic	Condition	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Total Drain Current	No Input Signal	I _{CC}	–	4.0	6.0	mAdc
Sensitivity (Input for 12 dB SINAD)	Matched Input	V _{SIN}	–	1.0	–	μVrms
Recovered Audio MC13135 MC13136	V _{RF} = 1.0 mV	AF _O	170 215	220 265	300 365	mVrms
Limiter Output Level (Pin 14, MC13136)	–	V _{LIM}	–	130	–	mVrms
1st Mixer Conversion Gain	V _{RF} = – 40 dBm	MX _{gain1}	–	12	–	dB
2nd Mixer Conversion Gain	V _{RF} = – 40 dBm	MX _{gain2}	–	13	–	dB
First LO Buffered Output	–	V _{LO}	–	100	–	mVrms
Total Harmonic Distortion	V _{RF} = – 30 dBm	THD	–	1.2	3.0	%
Demodulator Bandwidth	–	BW	–	50	–	kHz
RSSI Dynamic Range	–	RSSI	–	70	–	dB
First Mixer 3rd Order Intercept (Input)	Matched Unmatched	TO _{Mix1}	– –	–17 –11	–	dBm
Second Mixer 3rd Order Intercept (RF Input)	Matched Input	TO _{Mix2}	–	–27	–	dBm
First LO Buffer Output Resistance	–	R _{LO}	–	–	–	Ω
First Mixer Parallel Input Resistance	–	R	–	722	–	Ω
First Mixer Parallel Input Capacitance	–	C	–	3.3	–	pF
First Mixer Output Impedance	–	Z _O	–	330	–	Ω
Second Mixer Input Impedance	–	Z _I	–	4.0	–	kΩ
Second Mixer Output Impedance	–	Z _O	–	1.8	–	kΩ
Detector Output Impedance	–	Z _O	–	25	–	Ω

MC13135 MC13136 TEST CIRCUIT INFORMATION

Although the MC13136 can be operated with a ceramic discriminator, the recovered audio measurements for both the MC13135 and MC13136 are made with an LC quadrature detector. The typical recovered audio will depend on the external circuit; either the Q of the quad coil, or the RC matching network for the ceramic discriminator. On the MC13136, an external capacitor between Pins 13 and 14 can be used with a quad coil for slightly higher recovered audio. See Figures 10 through 13 for additional information.

Since adding a matching circuit to the RF input increases the signal level to the mixer, the third order intercept (TOI) point is better with an unmatched input (50 Ω from Pin 21 to Pin 22). Typical values for both have been included in the Electrical Characterization Table. TOI measurements were taken at the pins with a high impedance probe/spectrum analyzer system. The first mixer input impedance was measured at the pin with a network analyzer.

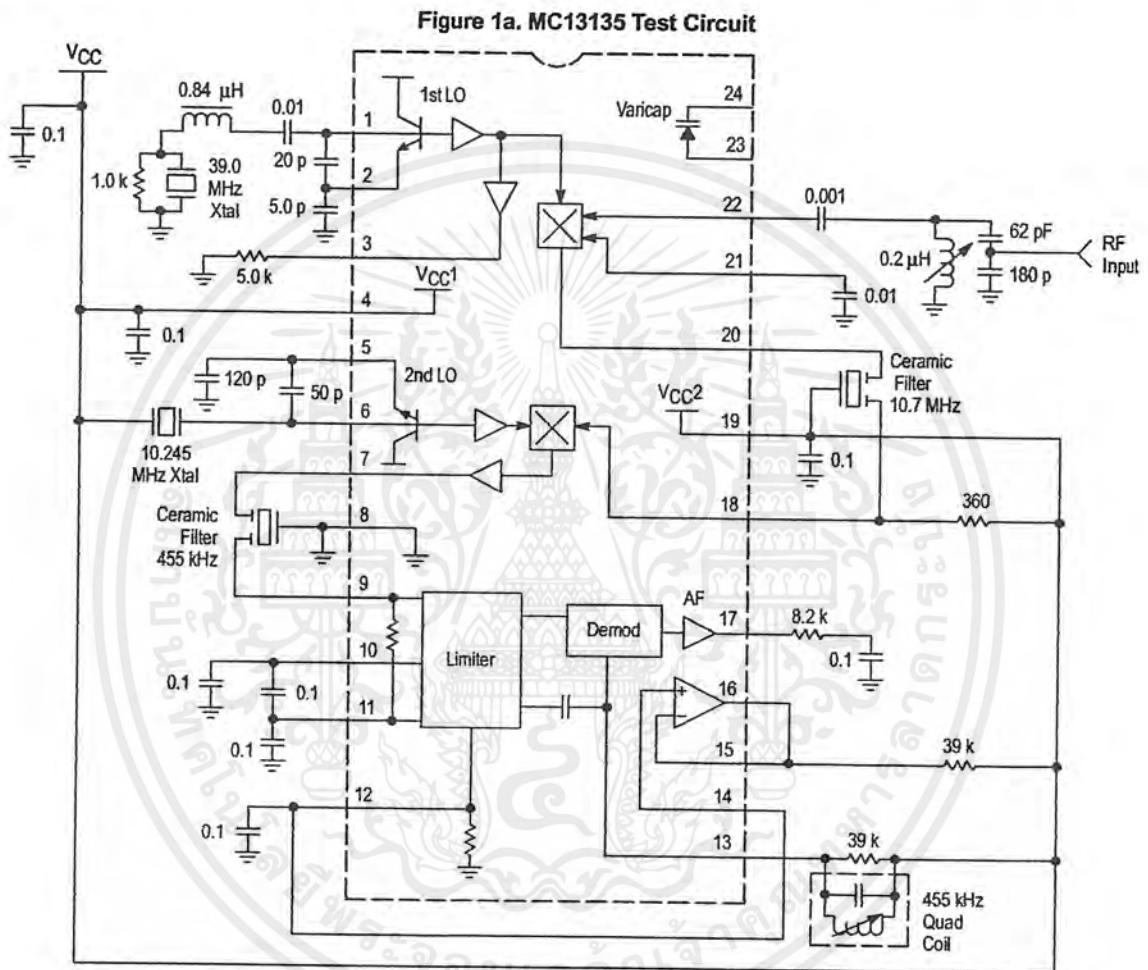


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit

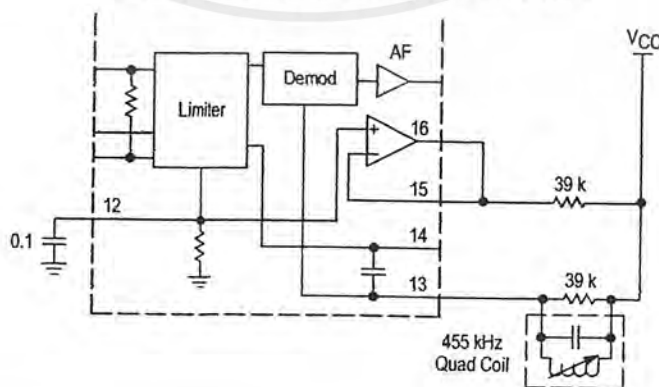


Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

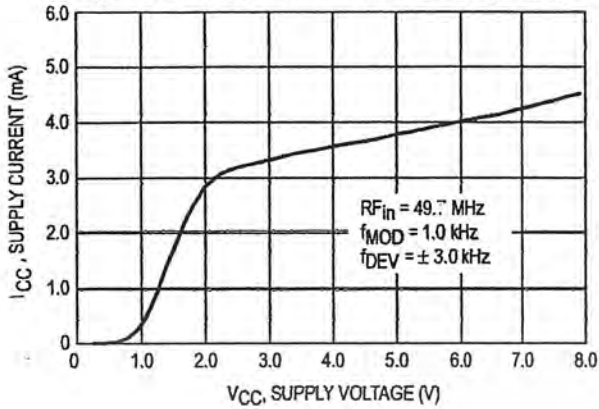


Figure 3. RSSI Output versus RF Input



Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

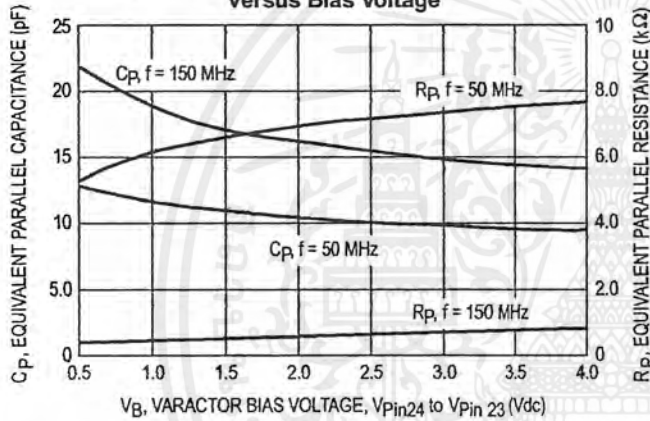


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

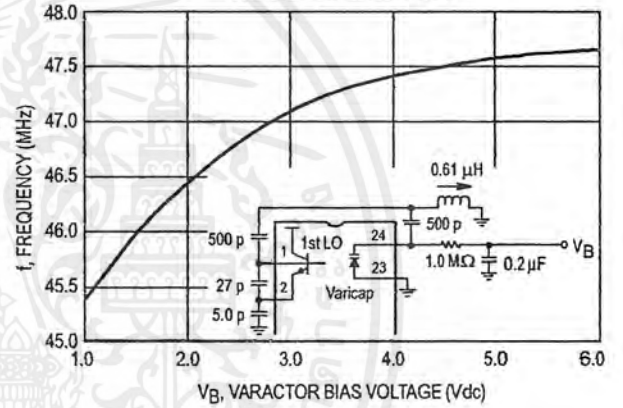


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

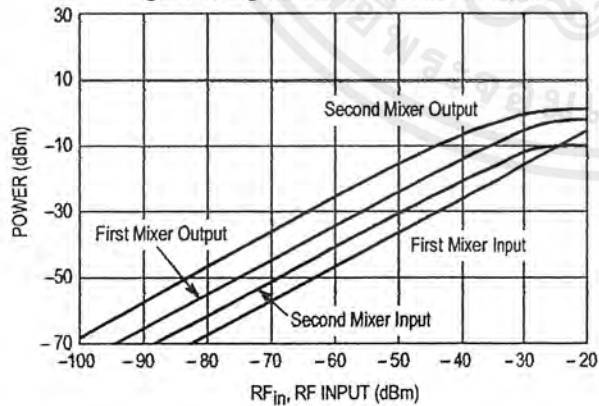
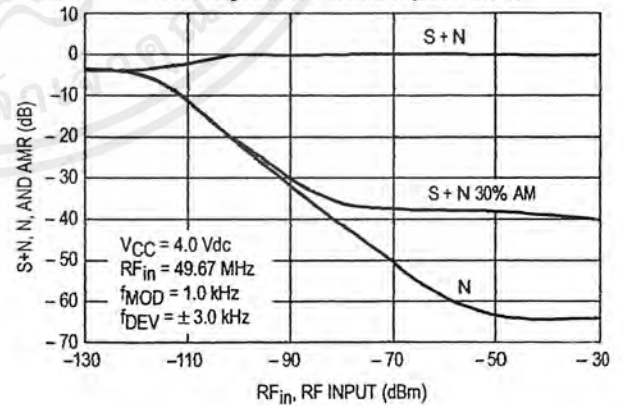


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

Figure 8. Op Amp Gain and Phase versus Frequency

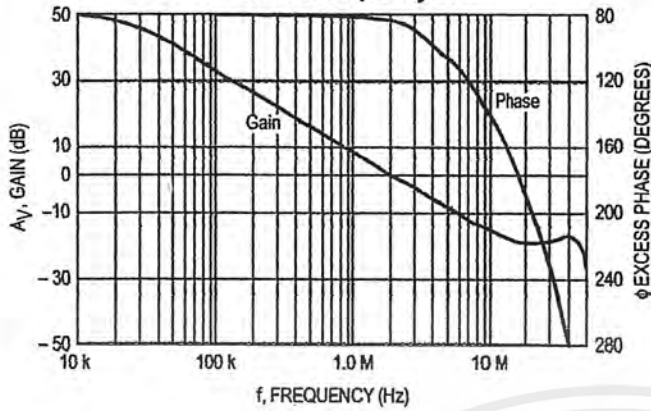


Figure 9. First Mixer Third Order Intermodulation (Unmatched Input)

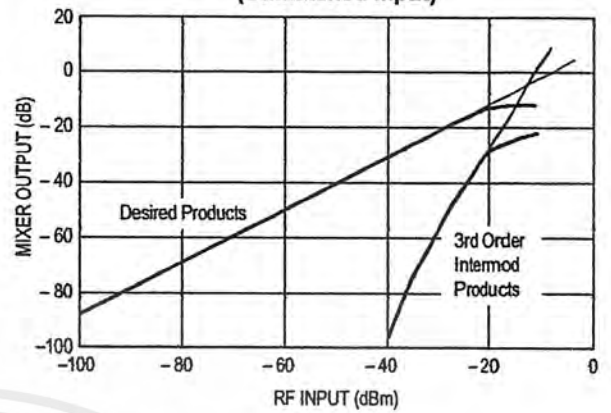


Figure 10. Recovered Audio versus Deviation for MC13135

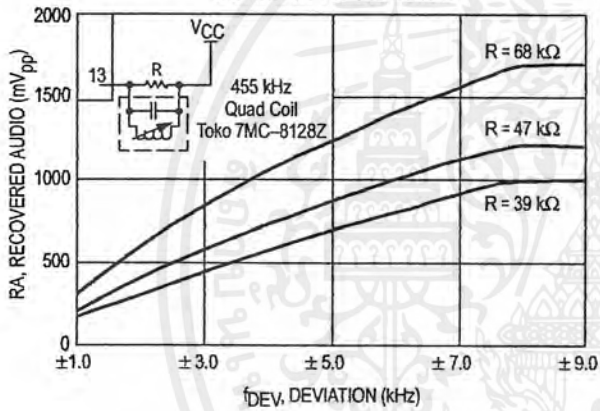


Figure 11. Distortion versus Deviation for MC13135

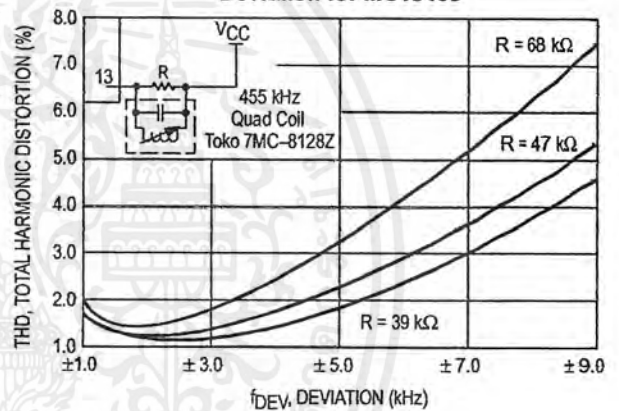


Figure 12. Recovered Audio versus Deviation for MC13136

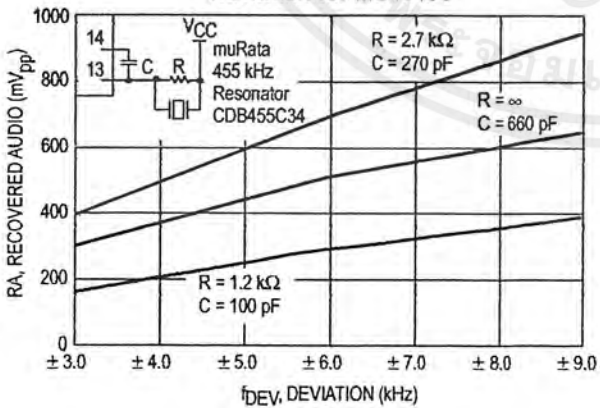
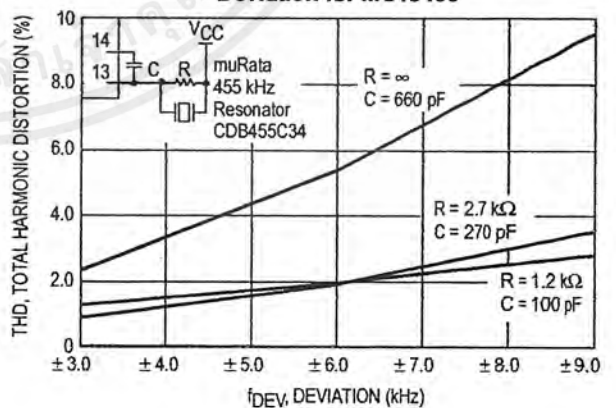


Figure 13. Distortion versus Deviation for MC13136



MC13135 MC13136

CIRCUIT DESCRIPTION

The MC13135/13136 are complete dual conversion receivers. They include two local oscillators, two mixers, a limiting IF amplifier and detector, and an op amp. Both provide a voltage buffered RSSI with 70 dB of usable range, isolated tuning diode and buffered LO output for PLL operation, and a separate V_{CC} pin for the first mixer and LO. Improvements have been made in the temperature performance of both the recovered audio and the RSSI.

V_{CC}

Two separate V_{CC} lines enable the first LO and mixer to continue running while the rest of the circuit is powered down. They also isolate the RF from the rest of the internal circuit.

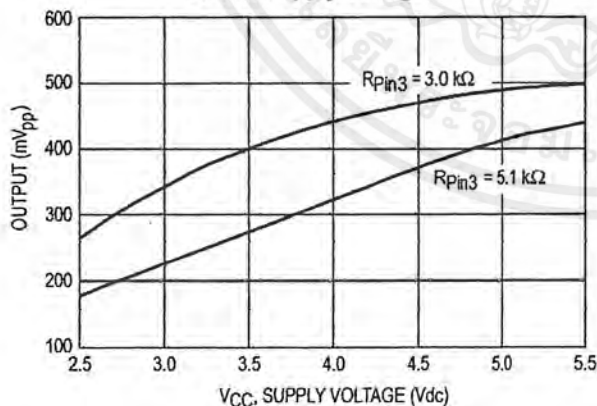
Local Oscillators

The local oscillators are grounded collector Colpitts, which can be easily crystal-controlled or VCO controlled with the on-board varactor and external PLL. The first LO transistor is internally biased, but the emitter is pinned-out and I_Q can be increased for high frequency or VCO operation. The collector is not pinned out, so for crystal operation, the LO is generally limited to 3rd overtone crystal frequencies; typically around 60 MHz. For higher frequency operation, the LO can be provided externally as shown in Figure 16.

Buffer

An amplifier on the 1st LO output converts the single-ended LO output to a differential signal to drive the mixer. Capacitive coupling between the LO and the amplifier minimizes the effects of the change in oscillator current on the mixer. Buffered LO output is pinned-out at Pin 3 for use with a PLL, with a typical output voltage of 320 mV_{pp} at $V_{CC} = 4.0$ V and with a 5.1 k resistor from Pin 3 to ground. As seen in Figure 14, the buffered LO output varies with the supply voltage and a smaller external resistor may be needed for low voltage operation. The LO buffer operates up to 60 MHz, typically. Above 60 MHz, the output at Pin 3 rolls off at approximately 6.0 dB per octave. Since most PLLs require about 200 mV_{pp} drive, an external amplifier may be required.

Figure 14. Buffered LO Output Voltage versus Supply Voltage



Mixers

The first and second mixer are of similar design. Both are double balanced to suppress the LO and input frequencies to give only the sum and difference frequencies out. This configuration typically provides 40 to 60 dB of LO suppression. New design techniques provide improved mixer linearity and third order intercept without increased noise. The gain on the output of the 1st mixer starts to roll off at about 20 MHz, so this receiver could be used with a 21 MHz first IF. It is designed for use with a ceramic filter, with an output impedance of 330 Ω . A series resistor can be used to raise the impedance for use with a crystal filter, which typically has an input impedance of 4.0 k Ω . The second mixer input impedance is approximately 4.0 k Ω ; it requires an external 360 Ω parallel resistor for use with a standard ceramic filter.

Limiting IF Amplifier and Detector

The limiter has approximately 110 dB of gain, which starts rolling off at 2.0 MHz. Although not designed for wideband operation, the bandwidth of the audio frequency amplifier has been widened to 50 kHz, which gives less phase shift and enables the receiver to run at higher data rates. However, care should be taken not to exceed the bandwidth allowed by local regulations.

The MC13135 is designed for use with an LC quadrature detector, and does not have sufficient drive to be used with a ceramic discriminator. The MC13136 was designed to use a ceramic discriminator, but can also be run with an LC quad coil, as mentioned in the Test Circuit Information section. The data shown in Figures 12 and 13 was taken using a muRata CDB455C34 ceramic discriminator which has been specially matched to the MC13136. Both the choice of discriminators and the external matching circuit will affect the distortion and recovered audio.

RSSI/Op Amp

The Received Signal Strength Indicator (RSSI) on the MC13135/13136 has about 70 dB of range. The resistor needed to translate the RSSI current to a voltage output has been included on the internal circuit, which gives it a tighter tolerance. A temperature compensated reference current also improves the RSSI accuracy over temperature. On the MC13136, the op amp on board is connected to the output to provide a voltage buffered RSSI. On the MC13135, the op amp is not connected internally and can be used for the RSSI or as a data slicer (see Figure 17c).

MC13135 MC13136

Figure 15. PLL Controlled Narrowband FM Receiver at 46/49 MHz

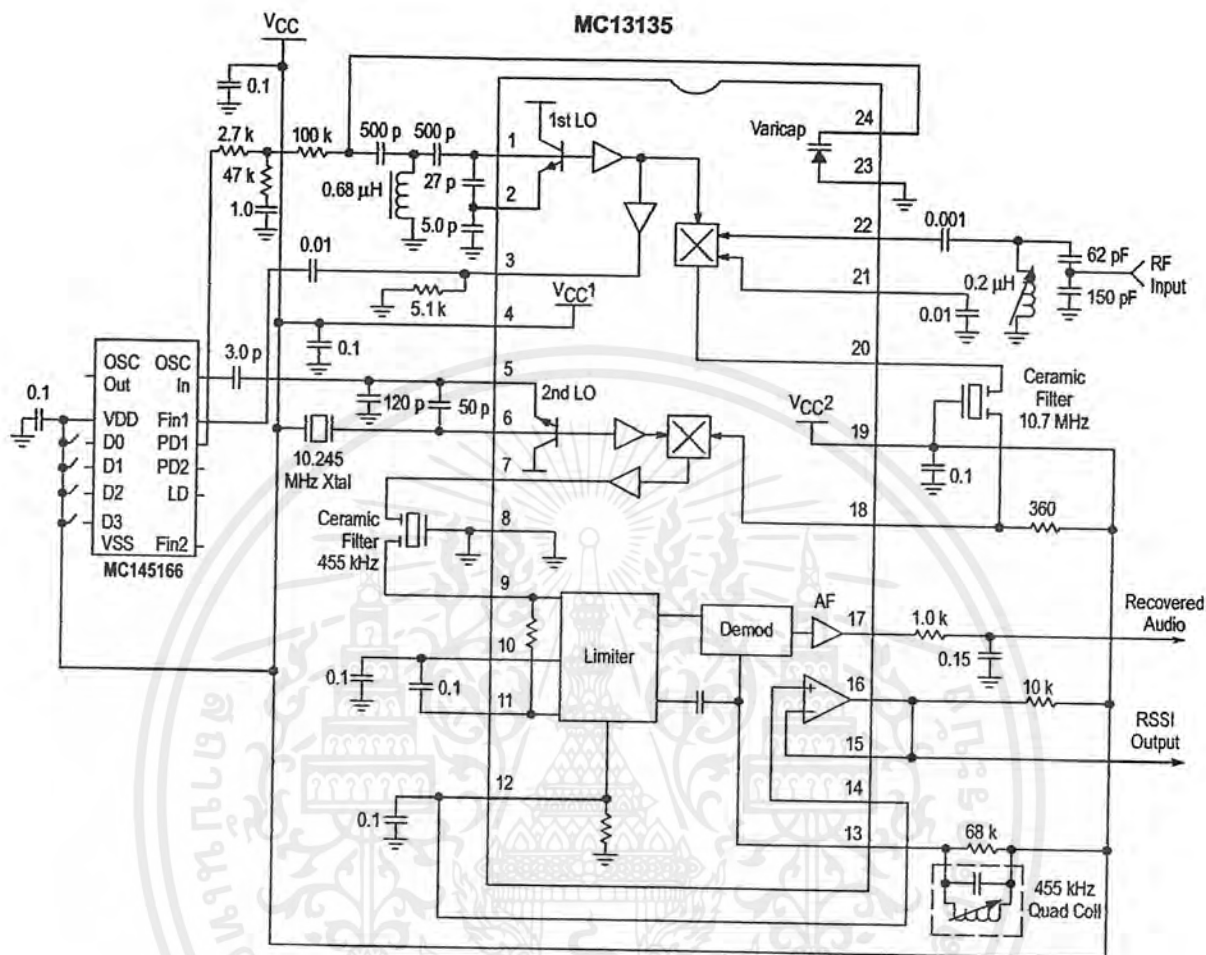
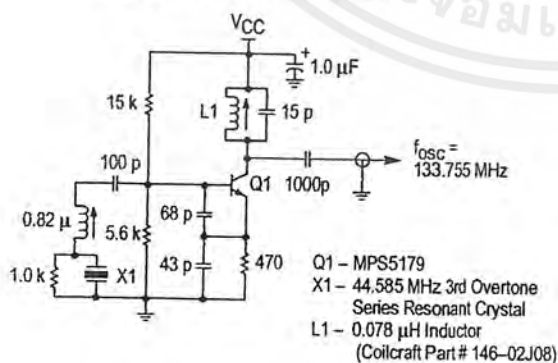
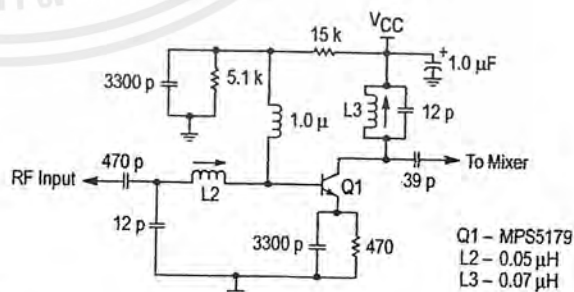


Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Preamp for MC13135 at 144.455 MHz



MC13135 MC13136

Figure 17a. Single Channel Narrowband FM Receiver at 49.7 MHz

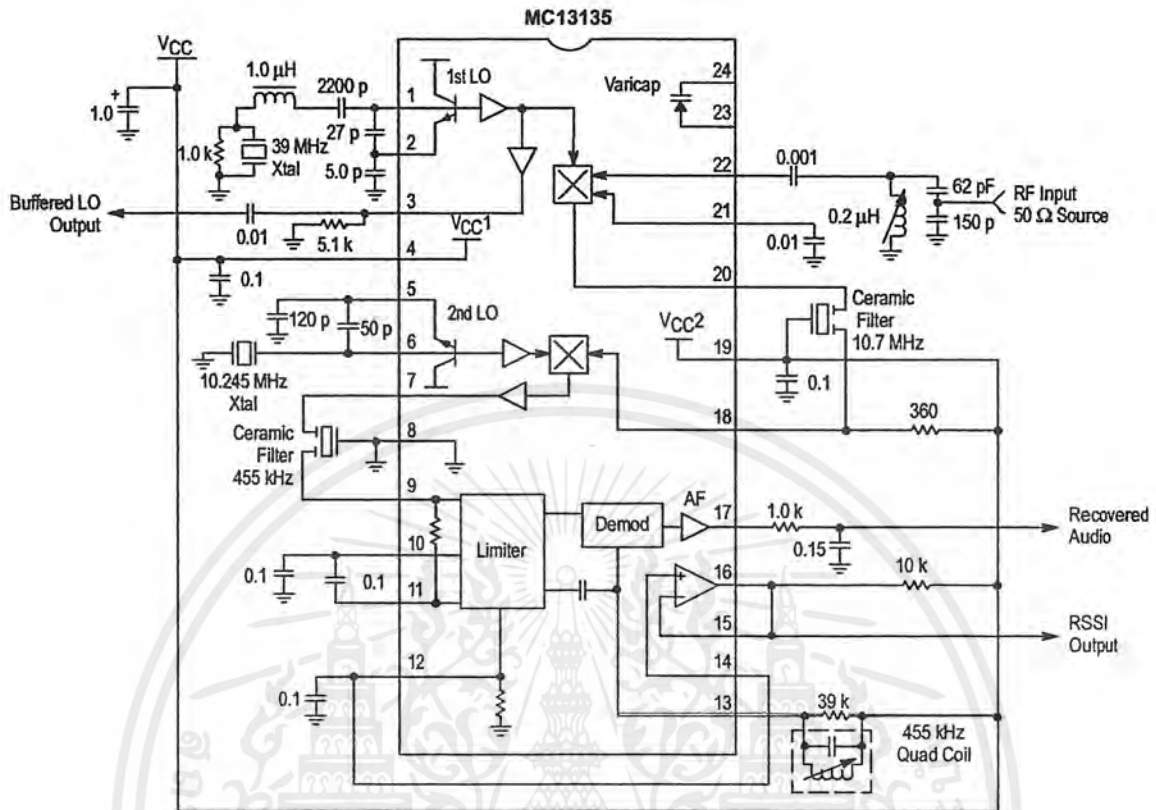
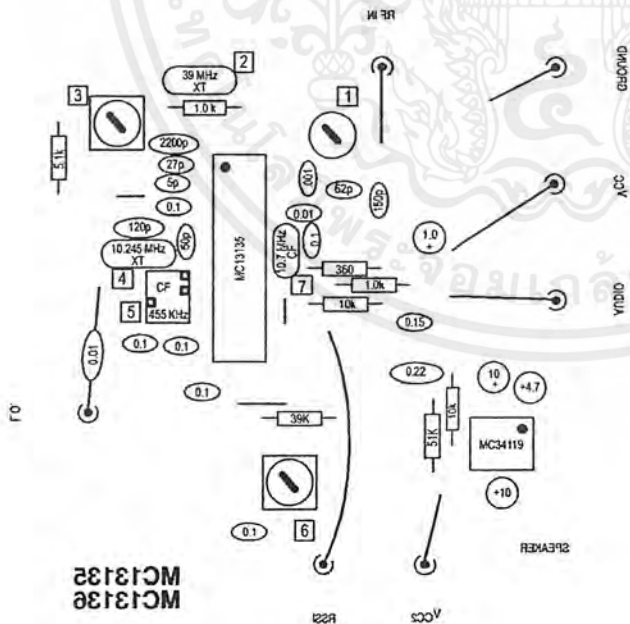
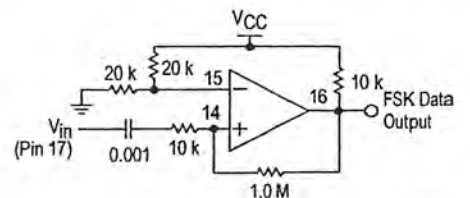


Figure 17b. PC Board Component View



- NOTES:
- 0.2 μ H tunable (unshielded) inductor
 - 39 MHz Series mode resonant 3rd Overtone Crystal
 - 1.5 μ H tunable (shielded) inductor
 - 10.245 MHz Fundamental mode crystal, 32 pF load
 - 455 kHz ceramic filter, muRata CFU 455B or equivalent
 - Quadrature coil, Toko 7MC-8128Z (7mm) or Toko RMC-2A6597HM (10mm)
 - 10.7 MHz ceramic filter, muRata SFE10.7MJ-A or equivalent

Figure 17c. Optional Data Slicer Circuit (Using Internal Op Amp)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

Figure 20a. Single Channel Narrowband FM Receiver at 49.7 MHz

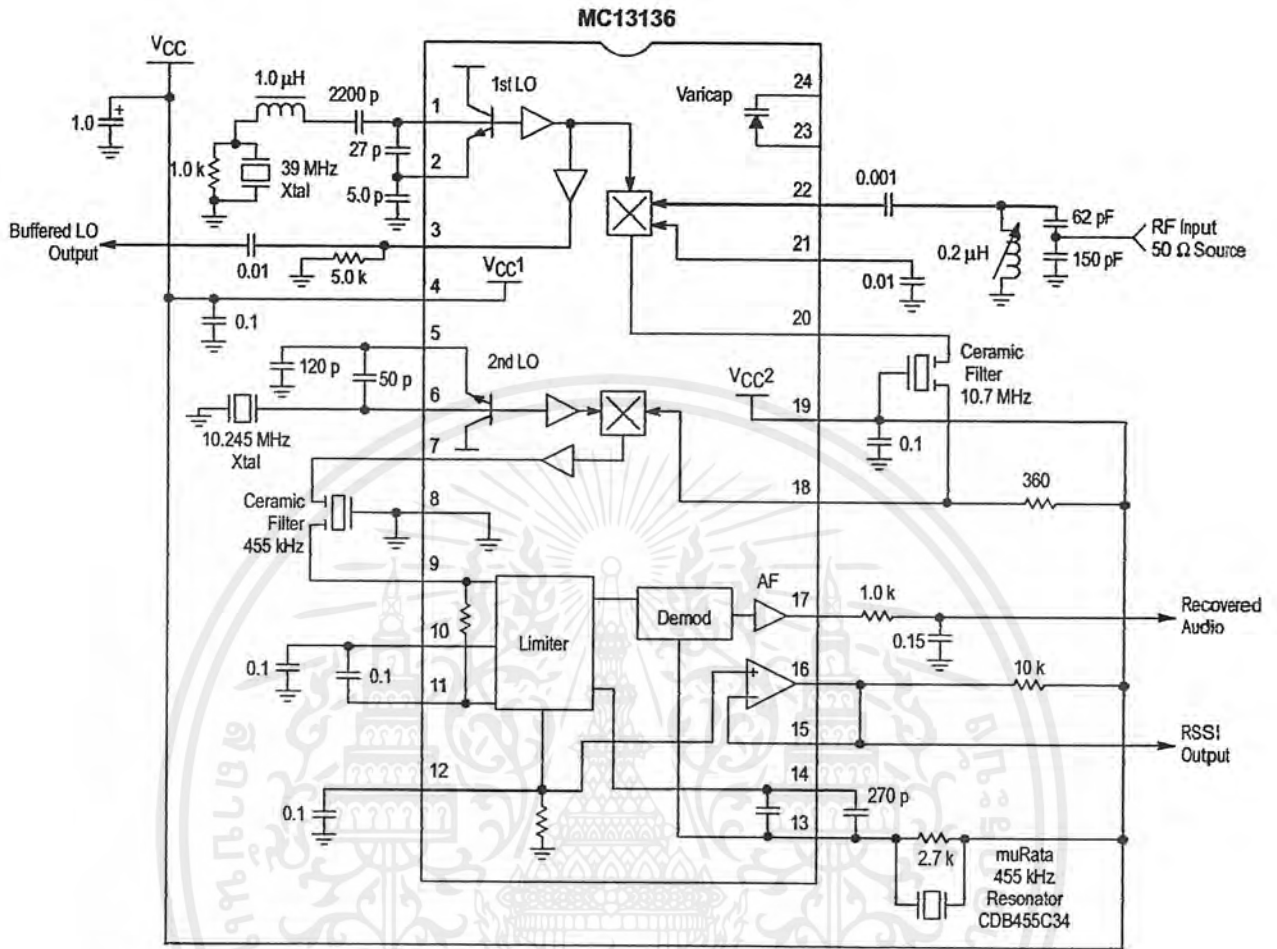
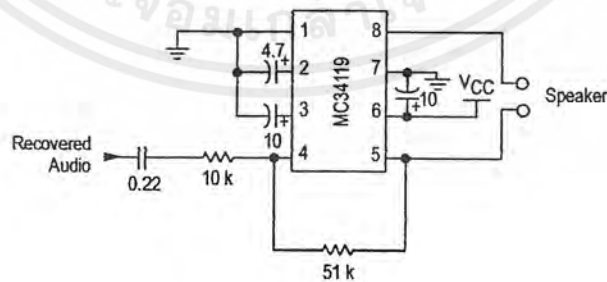


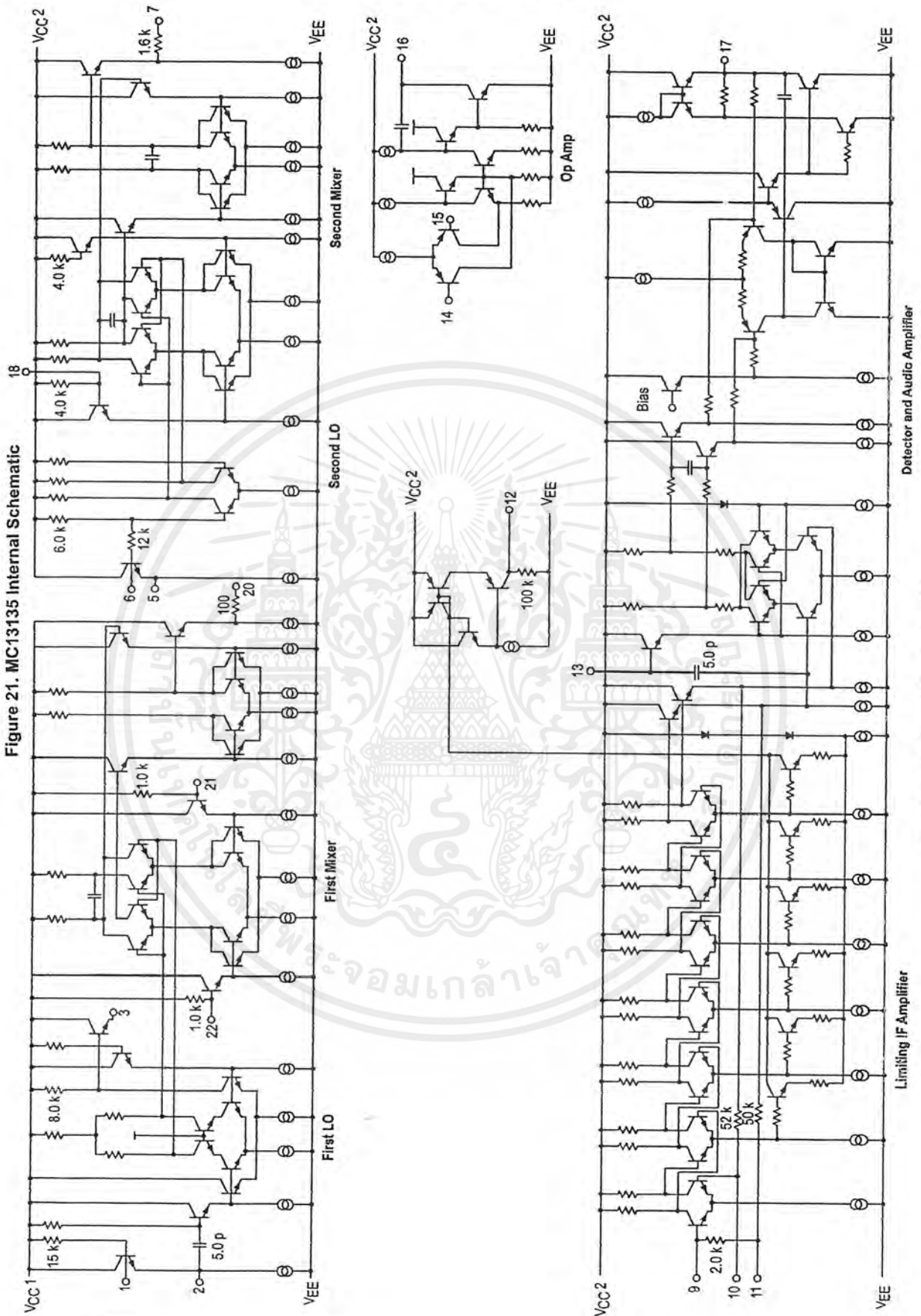
Figure 20b. Optional Audio Amplifier Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

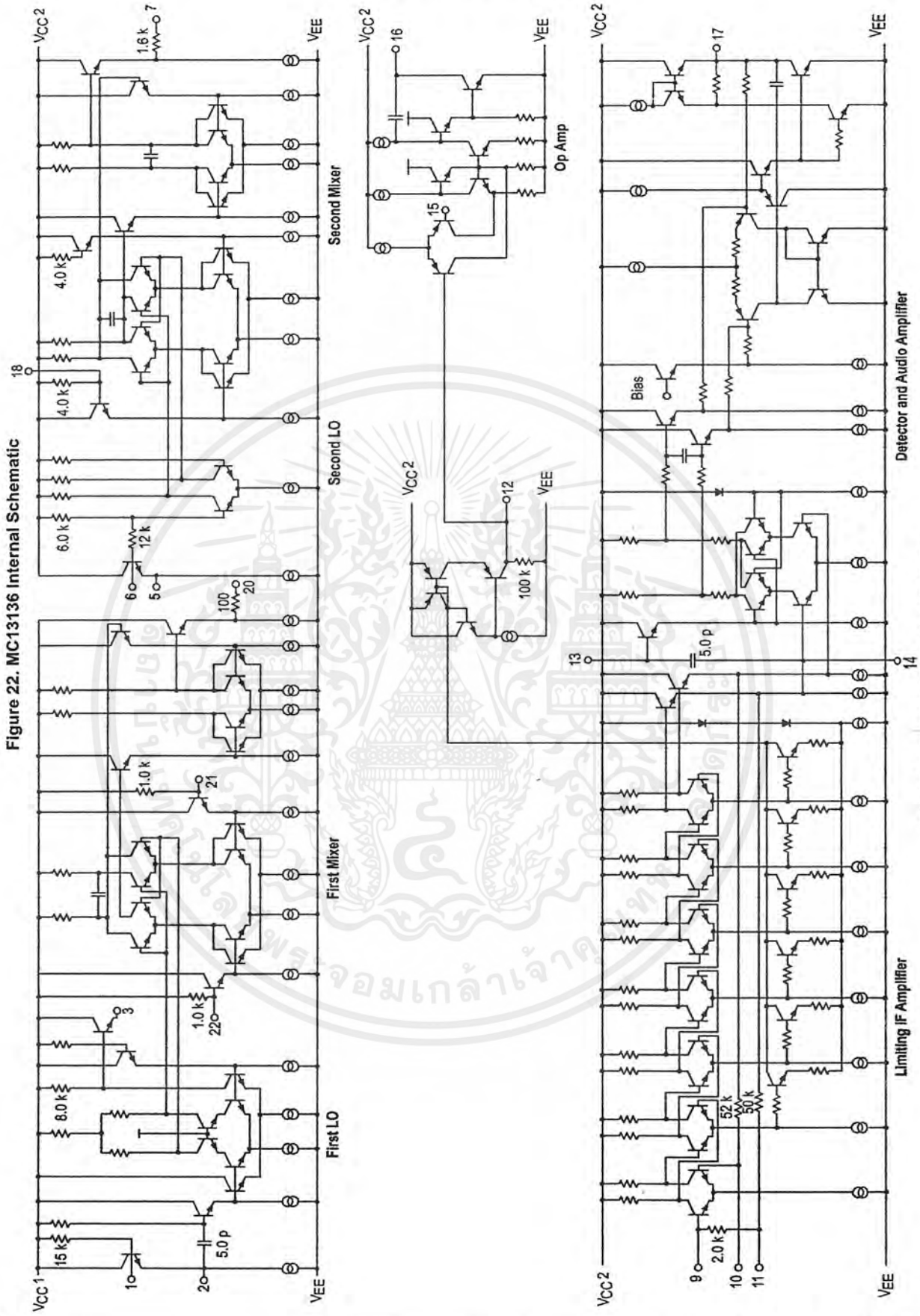
Figure 21. MC13135 Internal Schematic



This device contains 142 active transistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 22. MC13136 Internal Schematic

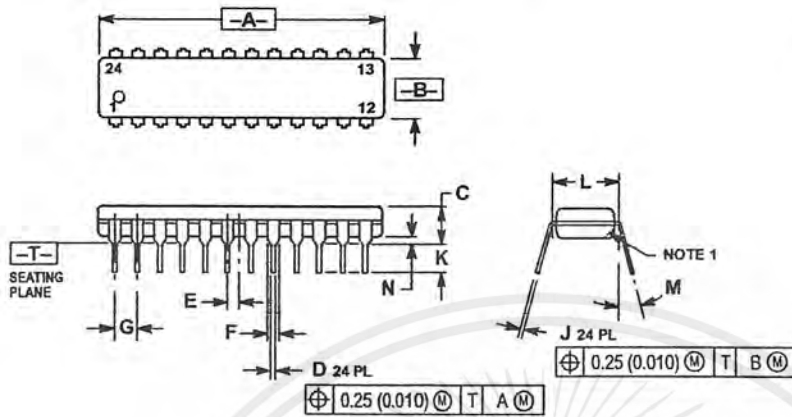


This device contains 142 active transistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136 OUTLINE DIMENSIONS

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 724-03 ISSUE D

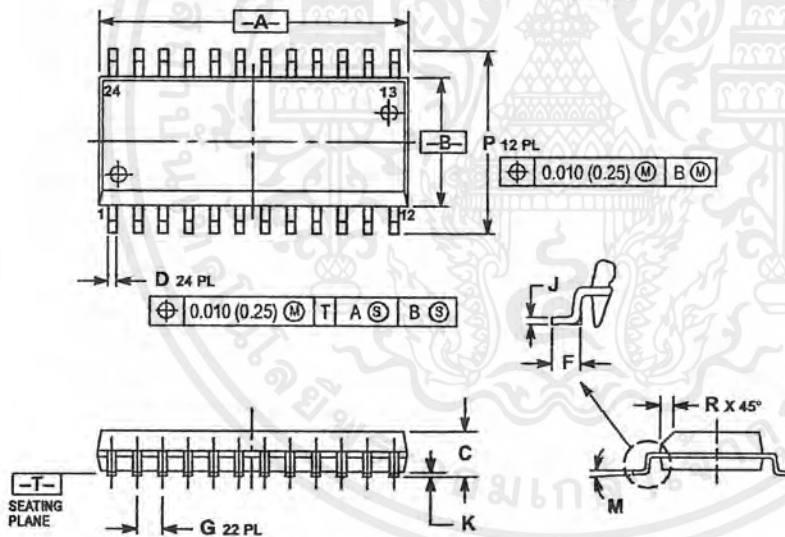


NOTES:

1. CHAMFERED CONTOUR OPTIONAL.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
4. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.230	1.265	31.25	32.13
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.020	0.38	0.51
E	0.050 BSC		1.27 BSC	
F	0.040	0.060	1.02	1.52
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.007	0.012	0.18	0.30
K	0.110	0.140	2.80	3.55
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751E-04 (SO-24L) ISSUE E




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	15.25	15.54	0.601	0.612
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.41	0.90	0.016	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.23	0.32	0.009	0.013
K	0.13	0.29	0.005	0.011
M	0°	8°	0°	8°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Motorola Japan Ltd.; SPD, Strategic Planning Office, 141,
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com — TOUCHTONE 1-602-244-6609
Motorola Fax Back System — US & Canada ONLY 1-800-774-1848
— http://sps.motorola.com/mfax/

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MOTOROLA



MC13135/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้