สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับฟังผู้แปลภาษา

TRANSLATOR RECEIVER

โดย

นาย อนุสรณ์ ละอองแก้ว

นาย สมชาย ชุมยวง

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 37168
วัน, เดือน, ปี 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับฟังผู้แปลภาษา

TRANSLATOR RECEIVER

โดย

นาย อนุสรณ์ ละอองแก้ว 40013036

นาย สมชาย ชุมยวง 40013056

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. นิภา ฉลารุจิ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **เครื่องรับฟังผู้แปลภาษา**

TRANSLATOR RECIEVER

ผู้จัดทำ

1. นายอนุสรณ์ ละอองแก้ว 40013036

2. นายสมชาย ชุมยวง 40013056

_____อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.นิภา ลีลารุจิ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทคัดย่อ		
ABSTRACT		
บทที่1	บทนำ	1
บทที่2	เครื่องส่งและเครื่องรับระบบ FM	3
	2.1 เครื่องส่งระบบ FM	3
	2.2 การมอดูเลตทางความถี่	4
	2.3 วงจรมอดูเลตทางความถี่	6
	2.4 ออสซิลเลเตอร์	8
	2.5 เครื่องรับระบบ FM	18
	2.6 การเลือกความถี่ IF	19
	2.7 ลิมิตเตอร์	21
	2.8 การจับสัญญาณที่แรงกว่า	21
	2.9 พรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส	21
	2.10 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	23
บทที่3	ระบบสังเคราะห์ความถี่	25
	3.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	25
	3.2 เฟสล็อกลูป	26
	3.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่	28
	3.4 วงจรต่างๆในเฟสล็อกลูป	29
	3.5 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง	34
	3.6 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้วงจรหารสองโมดูลัส	39
	3.7 เรื่องเกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่	40
	3.8 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้ในวงจร	43
บทที่4	การสร้างและการทำงานของวงจร	44
	4.1 ภาคเครื่องรับ	44
	4.2 วงจรภาครับสัญญาณ	45
	4.3 วงจรขุดเฟสล็อกลูป	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรชุดเอ็กแพนเดอร์และชุดขยายสัญญาณเสียง 46
4.5 หลักการทำงานของภาคเครื่องรับ 47
4.6 ภาคเครื่องส่ง 48
4.7 ชุดขยายสัญญาณไมโครโฟน 48
4.8 ชุดวงจร VCO วงจรล็อกความถี่และวงจรบัฟเฟอร์ 49
4.9 ชุดวงจรรวมสัญญาณและขยายสัญญาณ 50
4.10 หลักการทำงานของเครื่องส่ง 50

บทที่5 การทดลองและผลการทดลอง 52
5.1 ภาครับสัญญาณ 52
5.4 ภาคส่งสัญญาณ 58

บทที่6 บทวิจารณ์และบทสรุป 65

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 แสดงวงจร VCO แบบใช้ FET 30
รูปที่ 3.5 แสดงวงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรล่า MC 1648 30
รูปที่ 3.6 ก แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์อ้างอิงใช้ CMOS เบอร์ 4060 31
รูปที่ 3.6 ข แสดงตัวอย่าง IC ที่ใช้กำเนิดความถี่อ้างอิง เบอร์ TC 5082P 31
รูปที่ 3.7 แสดงภาคเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC ของ Plessey เบอร์ NT 8811 32
รูปที่ 3.8 แสดงเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC อีกแบบหนึ่งของ Toshiba # 5081 33
รูปที่ 3.9 แสดงตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์ 33
รูปที่ 3.10 แสดงผังอย่าง Programmable divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL 34
รูปที่ 3.11 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ
ย่าน 2 เมตร(ย่านความถี่ 150 เมกะเฮิรตซ์) 35
รูปที่ 3.12 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ 36
รูปที่ 3.13 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งชนิดที่ความถี่ของ VCO
ไม่เปลี่ยนระหว่างสภาวะรับกับสภาวะส่ง 37
รูปที่ 3.14 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง ที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อ
เลื่อนความถี่ระหว่างสภาวะรับกับส่ง 38
รูปที่3.15 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบใช้วงจรหารสองโมดูล 39
รูปที่ 3.16 แสดงเฟสล็อกลูปแบบโดยตรง 41
รูปที่ 3.17 แสดงเฟสล็อกลูปแบบทวีคูณความถี่ 41
รูปที่ 3.18 แสดงเฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์ 42
รูปที่ 3.19 แสดงเฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งนอกลูป 42
รูปที่ 3.20 แสดงเฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งในลูป 42

บทที่4 การสร้างและการทำงานของวงจร
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องรับ 44
รูปที่ 4.2 แสดงวงจรชุดภาครับสัญญาณ 45
รูปที่ 4.3 แสดงวงจรเฟสล็อกลูป 46
รูปที่ 4.4 แสดงวงจรชุดเอ็กแพนเดอร์และขยายสัญญาณเสียง 46
รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง 48
รูปที่ 4.6 แสดงชุดขยายสัญญาณไมโครโฟน 48
รูปที่ 4.7 แสดงชุดวงจร VCO วงจรล็อกความถี่ วงจรมอดูเลตและวงจรบัฟเฟอร์ 49
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรรวมสัญญาณและขยายสัญญาณ 50

บทที่5 การทดลองและผลการทดลอง
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณความถี่ 38.97 MHz ที่ได้จากการควบคุมของเฟสล็อกลูปช่องที่1 52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ ดัดแปลง เผยแพร่ หรือแสวงหาผลประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

บทที่4 การสร้างและการทำงานของวงจร

ตารางที่ 4.1 แสดงการกำหนดค่าความถี่ของไอซีเฟสล็อกลูป MC 145166 ใช้ในภาคเครื่องส่ง 51

ตารางที่ 4.2 แสดงการกำหนดค่าความถี่ของไอซีเฟสล็อกลูป MC 145166 ใช้ในภาคเครื่องรับ 51

บทที่5 การทดลองและผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 500 เฮิรตซ์ 62

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 1000 เฮิรตซ์ 62

ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 1500 เฮิรตซ์ 63

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 2500 เฮิรตซ์ 63

ตารางที่ 5.5 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 5000 เฮิรตซ์ 64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

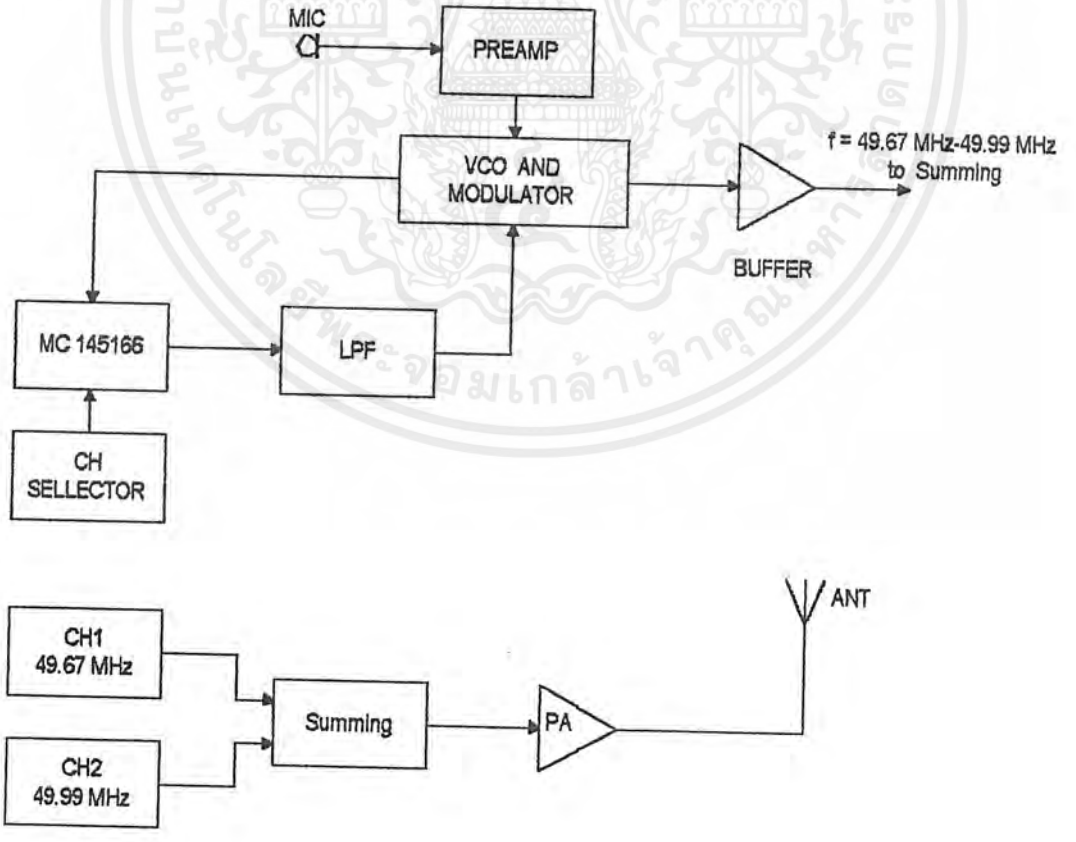
บทที่ 1

บทนำ

ในโครงงานนี้เป็นการศึกษาการทำงานของเครื่องรับและส่ง โดยที่ภาคส่งสัญญาณสามารถทำการส่งสัญญาณความถี่เสียง 2 ช่องความถี่ โดยสัญญาณเสียงแต่ละช่องสัญญาณจะนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะแต่ละความถี่ซึ่งในที่นี้ใช้ความถี่ 49.67 MHz และ 49.99 MHz แล้วจึงนำไปรวมกันก่อนส่งเข้าไปขยายสัญญาณภาคสุดท้ายก่อนส่งออกอากาศต่อไป ส่วนในภาครับสัญญาณสามารถเลือกรับได้ 2 ช่องสัญญาณเสียงโดยใช้หลักการสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูปมาเป็นตัวควบคุมให้สามารถแยกรับได้ 2 ช่องสัญญาณ

1.1 ภาคส่งสัญญาณ

จากรูปที่ 1.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของเครื่องส่ง ซึ่งเมื่อทำการป้อนสัญญาณความถี่เสียงเข้า สัญญาณความถี่เสียงก็จะถูกส่งไปขยายแล้วส่งไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นความถี่พาหะที่ผลิตจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกลูป ซึ่งช่องความถี่ที่1 เราใช้ความถี่ 49.67 MHz และช่องความถี่ที่2 เราใช้ความถี่ 49.99 MHz จากนั้นส่งเข้าภาครวมสัญญาณแล้วนำเข้าไปขยายต่อที่ภาคขยายกำลังก่อนถูกส่งออกไปยังสายอากาศต่อไป

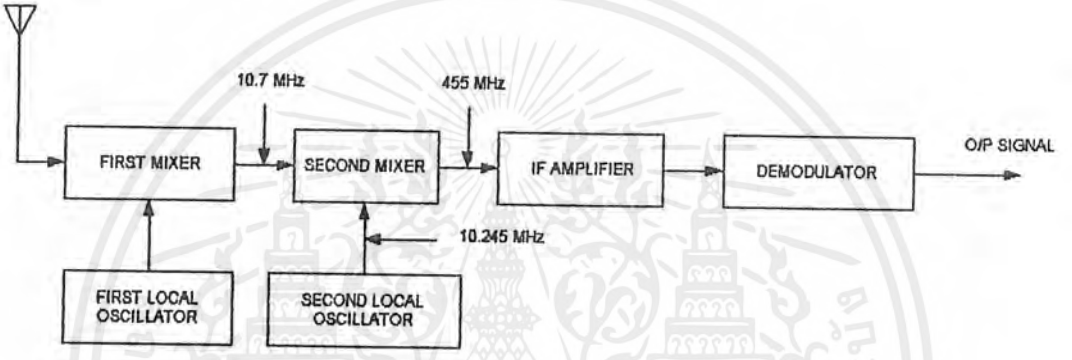


รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ภาคเครื่องรับ

จากรูปที่ 2.1 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศก็จะนำมาสัญญาณมารวมกับความถี่ที่ได้จากภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งส่วนนี้จะสามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิทซ์เลือกความถี่โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้ก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้นที่ผ่านมาได้ แล้วจะส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะทำการรวมความถี่ 10.7 MHz กับความถี่ 10.245 MHz จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ตัวที่ 2 เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 455 kHz ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังภาคดีมอดดูเลตก็จะได้สัญญาณเสียงออกมา ส่วนรายละเอียดจะได้กล่าวในบทต่อไป



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคเครื่องรับ

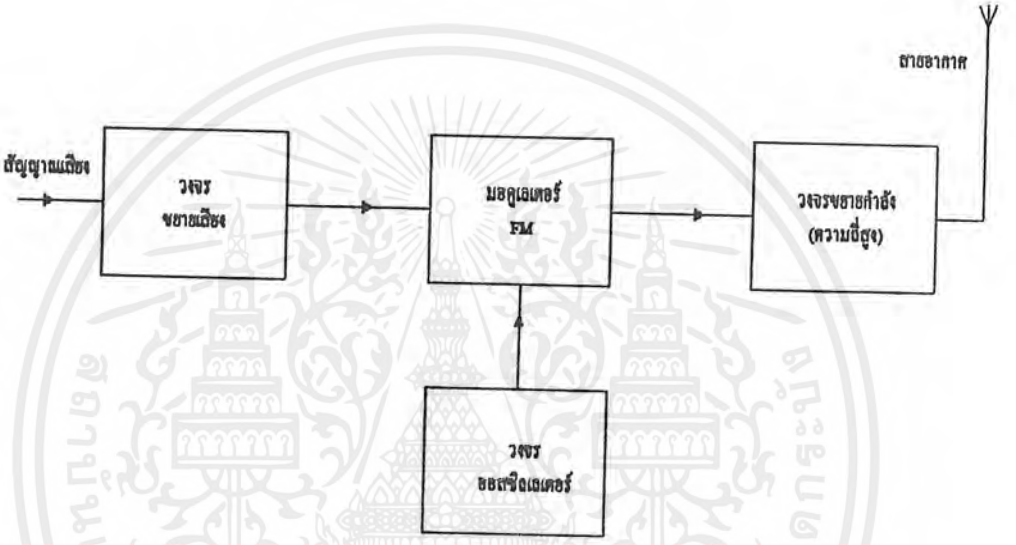
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

เครื่องส่งและเครื่องรับระบบ FM

2.1 เครื่องส่งระบบ FM

จากแผนผังของเครื่องส่ง FM สัญญาณเสียงผ่านการขยายแล้วป้อนสู่มอดูเลเตอร์ วงจรมอดูเลเตอร์นี้จะทำการเปลี่ยนความถี่ของออสซิลเลเตอร์ โดยมีช่วงความถี่เบี่ยงเบนและอัตราการเบี่ยงเบนขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและความถี่ของสัญญาณเสียงตามลำดับ คลื่นพาหะ FM ที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกขยายโดยภาคขยายกำลังก่อนป้อนเข้าสู่สายอากาศเพื่อส่งออกอากาศต่อไป



รูปที่ 2.1 แสดงแผนผังเครื่องส่ง FM อย่างง่าย

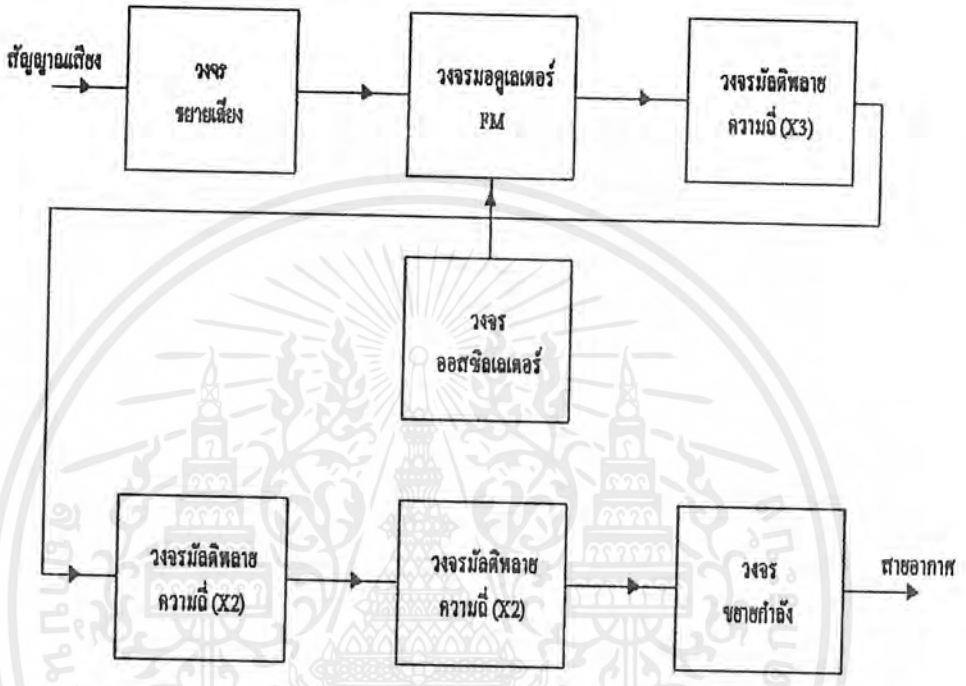
เครื่องส่งที่กล่าวมาอาจก่อให้เกิดปัญหาในการส่งออกอากาศที่ความถี่สูงๆ เช่น ส่งในย่านความถี่ 88 ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งทำงานด้วยความถี่ที่สูงซึ่งยากต่อการควบคุมความถี่ให้คงที่และควบคุมการเบี่ยงเบนความถี่ก็ทำได้ยากขึ้นด้วย ซึ่งวิธีแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้หลายวิธีแตกต่างกันออกไป

ในรูปที่ 2.2 แสดงการใช้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิรตซ์ และมัลติพลายความถี่ขึ้นไปเป็น 96 เมกะเฮิรตซ์ การคูณความถี่นี้ทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือ ใช้คุณสมบัติ ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยาย ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณฮาร์มอนิกออกมาจำนวนมากจากนั้นวงจรแทงค์ที่เอาต์พุตจะจูนเอาเฉพาะความถี่ฮาร์มอนิกที่ต้องการนำไปใช้ โดยทั่วไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณสอง หรือชนิดคูณสาม ในที่นี้เราใช้วงจรคูณสามจำนวน 1 วงจร และวงจรคูณสองจำนวน 2 วงจร คือ $3 \times 2 \times 2 = 12$ เท่า ฉะนั้นความถี่เอาต์พุตจะเป็น 8 เมกะเฮิรตซ์ $\times$ 12 เท่า = 96 เมกะเฮิรตซ์

ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียง FM เท่ากับ $\pm$ 75 กิโลเฮิรตซ์ ฉะนั้นเอาต์พุตจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลตแบบ FM ซึ่งการมัลติพลายความถี่จะทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิรตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 ถึง 8.1เมกะเฮิรตซ์ (±0.1 เมกะเฮิรตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า ความถี่พาหะมีความถี่กลางเป็น 96 เมกะเฮิรตซ์และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 ถึง 97.2 เมกะเฮิรตซ์ (±1.2 เมกะเฮิรตซ์) ดังนั้นถ้าหากเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น ±75 กิโลเฮิรตซ์ที่เอาต์พุต ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะต้องเบี่ยงเบนไปเท่ากับ ±75÷12 = ±6.25 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 2.2 แสดงแผนผังเครื่องส่งกระจายเสียง FM แบบคูณความถี่

ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบ FM ก็คือวงจรขยายกำลัง สามารถทำงานในคลาสC ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณ FM คงที่ไม่มีผลทำให้ข่าวสารผิดเพี้ยน แม้ว่าจะเกิดการขลิบยอดสัญญาณเพราะข่าวสารนั้นอยู่ในช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่เท่านั้น

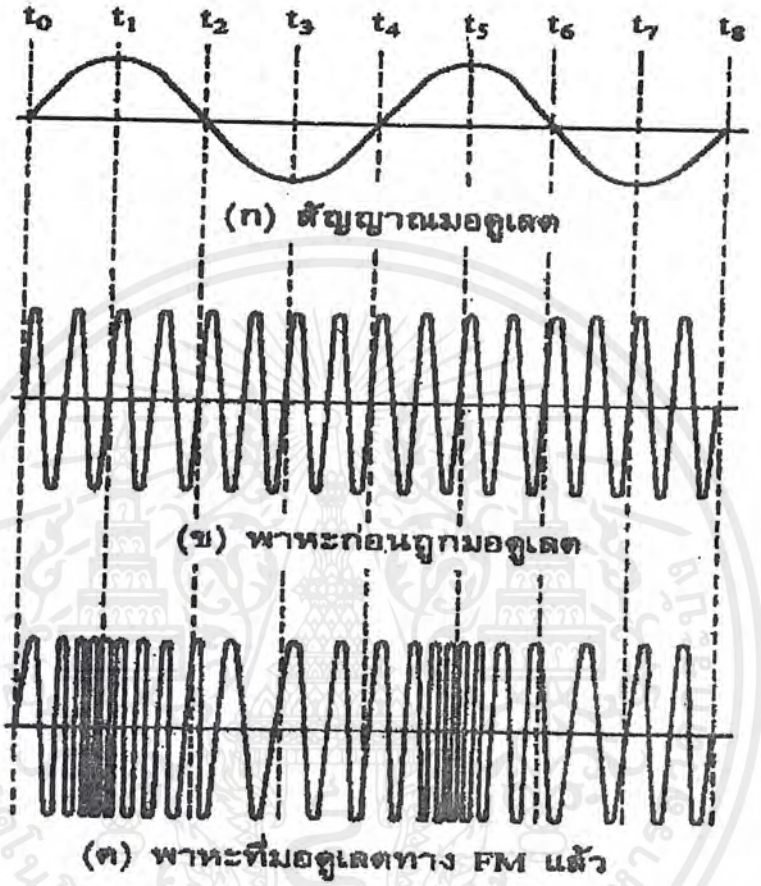
2.2 การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 2.3 (ก) เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 2.3 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากการมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.3 (ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นได้ว่าเวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่พาหะจะเพิ่มสูงขึ้น นั่นคือสัญญาณที่มามอดูเลตถึงจุดยอดสุดที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณที่มามอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็ลดลงมาที่ความถี่กลางดังเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าตกลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณที่มามอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลางดังเดิมเช่นกัน ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์



รูปที่ 2.3 แสดงการมอดูเลตทางความถี่

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ ดีวิเอชั่น ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์ และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิรตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 0.1 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 100 กิโลเฮิรตซ์

อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นโทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม คือเท่ากับ $\pm$ 100 กิโลเฮิรตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณที่มามอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป $\pm$ 100 กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดน้อยลงอาจทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไปเพียง $\pm$ 50 กิโลเฮิรตซ์

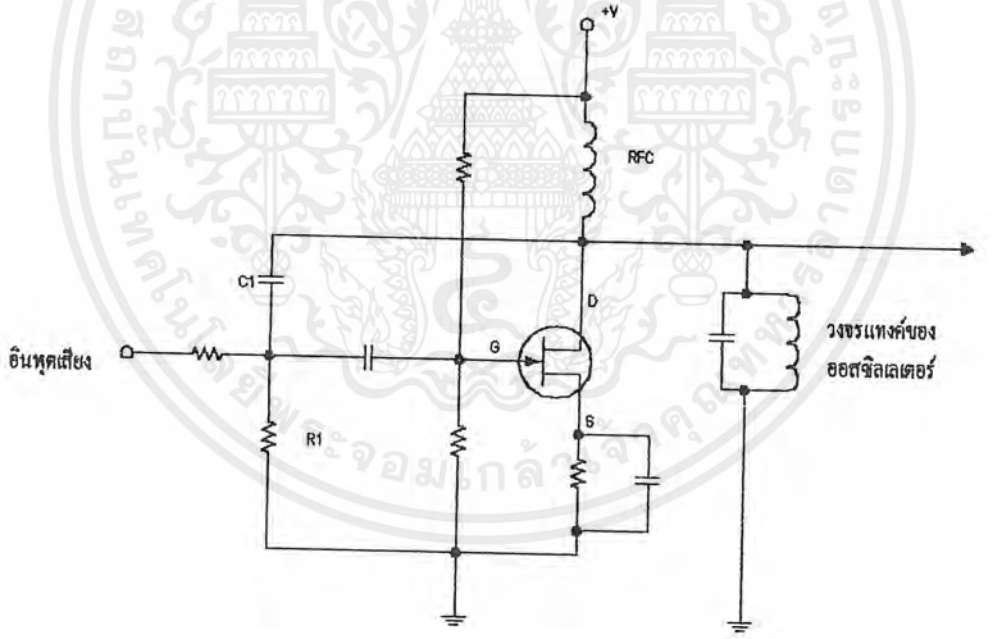
สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญคือ

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือดีวิเอชั่น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.3 วงจรมอดูเลตทางความถี่

2.3.1 รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

หลักการของวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์คือ ไบแอส FET หรือทรานซิสเตอร์ เป็นตัวที่ทำหน้าที่เป็นรีแอกแตนซ์ (ความจุหรือความเหนี่ยวนำ) ในวงจรแทงค์ของออสซิสเลเตอร์ ฉะนั้นเมื่อป้อนสัญญาณเสียงมามอดูเลต ค่ารีแอกแตนซ์จะแปรเปลี่ยนไป ทำให้ความถี่ของออสซิสเลเตอร์เปลี่ยนแปลงด้วย



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

วงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ ในรูปที่ 2.4 ใช้ C_1 และ R_1 ต่อคร่อมวงจรแทงค์ของออสซิสเลเตอร์ ค่ารีแอกแตนซ์ของ C_1 มีค่าประมาณ 6 เท่าของ R_1 ฉะนั้นเมื่อมองการต่อ C_1 กับ R_1 จึงเสมือนเป็นความจุล้วนๆ ฉะนั้นสัญญาณที่ป้อนแก่ขาเกตของ Q_1 จะมีเฟสนำหน้าแรงดันออสซิลเลเตอร์อยู่ 90 องศา เนื่องจากวงจร C_1R_1 กระแสเดรนใน Q_1 ก็จะมีเฟสนำหน้า 90 องศาเทียบกับแรงดันออสซิลเลเตอร์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นวงจรโดยรวมจึงปรากฏเป็นความจุต่อขนานวงจรแทงค์ของออสซิสเลเตอร์

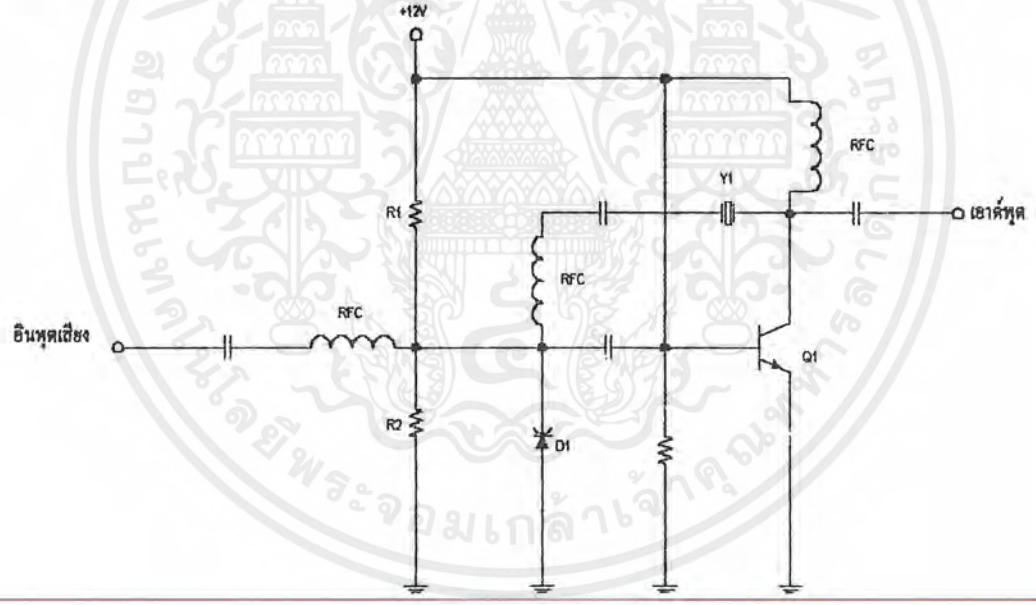
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากวงจร FET ทำหน้าที่เสมือนตัวเก็บประจุ จึงสามารถควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ได้ ถ้าสัญญาณเสียงเป็นศูนย์ ค่าความจุจะอยู่ที่ความถี่กลาง ถ้าสัญญาณเสียงเป็นบวก กระแสเดรนจะเพิ่ม และค่าความจุจะเพิ่มด้วย ทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ต่ำลง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณเสียงเป็นลบ กระแส FET จะลดและค่าความจุจะลดลงด้วย ความถี่ออสซิลเลเตอร์จึงเพิ่มขึ้น

เราสามารถใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศแทน FET เป็นวงจรรีแอกแตนซ์ได้ นอกจากนี้เราสามารถไบแอสให้วงจรโดยรวมเสมือนเป็นความเหนี่ยวนำได้โดยการสลับตำแหน่ง R_1 C_1

2.3.2 มอดูเลเตอร์ใช้วาแรกเตอร์

วงจรในรูปที่ 2.5 เป็นวงจรมอดูเลเตอร์อีกชนิดหนึ่ง ประกอบด้วยวาแรกเตอร์ไดโอด D_1 ในวงจรเพียซออสซิลเลเตอร์ (Pierce oscillator) แร่บังคับความถี่ (Y_1) สำหรับ R_1 และ R_2 เป็นวงจรไบแอสให้แก่วาแรกเตอร์เพื่อให้มีค่าความจุ ให้ออสซิลเลเตอร์อยู่ตรงความถี่กลางๆ เมื่อป้อนสัญญาณเสียงให้แก่วาแรกเตอร์ แรงดันเสียงทั้งด้านบวกและลบจะเข้าไปทำให้ค่าไบแอสแก่วาแรกเตอร์เปลี่ยนแปลงทำให้ค่าความจุเปลี่ยนตามไปด้วย และค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์ก็เปลี่ยนแปลงด้วย



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ใช้วาแรกเตอร์

เมื่อสัญญาณเสียงแกว่ง (swing) หรือเปลี่ยนค่าไปทางบวก แรงดันไบแอสกลับทางที่ตกคร่อมวาแรกเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้น ความจุจะลดลง ทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์สูงขึ้น เมื่อสัญญาณเสียงแกว่งไปทางลบไฟไบแอสกลับทางที่ตกคร่อมวาแรกเตอร์ก็จะลดลง ความจุของวาแรกเตอร์จะมากขึ้นทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ลดลง

ถ้าสัญญาณเสียงเป็นโทน (เสียง) 1000 เฮิรตซ์ ความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะแกว่งไปมาระหว่างความถี่กลางด้วยอัตรา 1000 ครั้งต่อวินาที (อัตราเบี่ยงเบนนั่นเอง) อัตราการเบี่ยงเบนความถี่จะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณเสียง ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้น ช่วงเปลี่ยนแปลงความจุของวาแรกเตอร์จะกว้างมากขึ้น นั่นคือช่วงความถี่เบี่ยงเบนกว้างขึ้น

มอดูเลเตอร์ชนิดที่ใช้วาแรกเตอร์นี้ ได้รับความนิยมแพร่หลายมากเพราะสะดวกและมีเสถียรภาพดี ซึ่งในโครงงานนี้ก็ใช้การมอดูเลเตอร์แบบใช้วาแรกเตอร์ด้วย โดยเปลี่ยนจากวงจรเพียซออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์

2.4 ออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสุญญากาศในการให้กำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นมาที่เอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือ วงจรขยายสัญญาณหรือวงจรแอมพลิไฟล์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างจะอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปยังอินพุตซึ่งทำให้สามารถให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุตแต่อย่างใด และคุณสมบัติที่ดีของวงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือ การให้กำเนิดสัญญาณต่อเนื่องแบบเดียวกันซ้ำ ๆ กัน เช่น การให้กำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่รอบ ๆ ค่ากลางค่าหนึ่ง เช่น คลื่นไซน์ (Sine wave)

2.4.1 ความถี่ออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF สัญญาณที่เอาท์พุตจะต้องมีความถี่เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC ซึ่งสำหรับค่าที่ใช้ในทางปฏิบัติในวงจร RF โดยที่ L มีขนาดเป็นไมโครเฮนรี่ C มีขนาดเป็นพิโคฟารัด จะได้ความถี่ของ f_r มีหน่วยเป็น จิกะเฮิรตซ์ (GHz) ในวงจรที่มีเสถียรภาพดี ๆ นั้น วงจรจูนควรจะต้องมีค่า Q สูง เพื่อป้องกันการเลื่อนของความถี่สัญญาณ นอกจากนี้ทั้ง L และ C ยังจะต้องมีคุณภาพดี นั่นคือ มีค่าคงที่ แม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนไปก็ตาม และการปรับปรุงให้แหล่งจ่ายไฟ มีเอาต์พุตที่คงที่ตลอดเวลาเป็นการช่วยปรับปรุงเสถียรภาพของความถี่ได้อีกทางหนึ่ง

2.4.2 รีแล็กเซชั่นออสซิลเลเตอร์

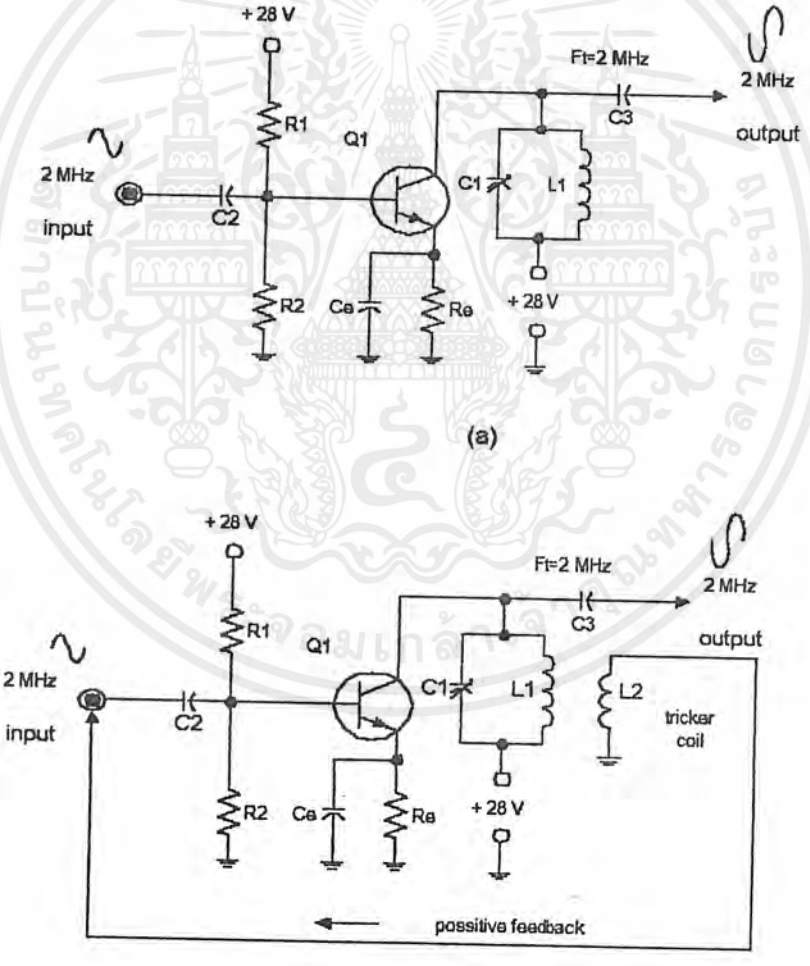
ดังที่กล่าวมาแล้วว่ารูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์อาจจะแตกต่างกันไป เช่นในวงจรป้อนกลับอาจจะมีการใช้ทรานซิสเตอร์ หรือไอซี หรือหลอดสุญญากาศก็ได้ ซึ่งทำให้วงจรขยายสัญญาณมีการทำงานที่เปลี่ยนแปลงไปมาระหว่างช่วงนำกระแสและช่วงคัทออฟได้ด้วยอัตราที่คงที่ ดังนั้นระดับแรงดันไฟฟ้าที่ เอาต์พุตจึงเกิดการออสซิลเลตอยู่ระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด ซึ่งรูปคลื่นที่ได้จากการออสซิลเลตนี้อาจจะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) หรือ คลื่นสามเหลี่ยม (Triangular wave) ก็ได้ ใน 1 รูปคลื่น หรือ 1 คาบสัญญาณของการออสซิลเลต ประกอบไปด้วย ช่วงเวลานำกระแส หรือช่วงเวลา "ON" และช่วงเวลา "OFF" ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่วงจรไม่ทำงาน (Relax state) ดังนั้นจึงเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า รีแล็กเซชั่นออสซิลเลเตอร์ (Relaxation Oscillator) ซึ่งมีการใช้งานเป็นวงจรผลิตสัญญาณพัลส์ สำหรับวงจร AF และ RF ที่มีความถี่สูงถึง 30 MHz เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรออสซิลเลเตอร์ พื้นฐานจึงสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ ชนิด BO (Blocking Oscillator) และ ชนิด MV (Multivibrator) โดยลักษณะของวงจรชนิด BO นั้นจะใช้วงจรขยายสัญญาณต่อใช้งานร่วมกับหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับป้อนกลับสัญญาณ ส่วนชนิด MV นั้นใช้วงจรขยายสัญญาณ 2 ภาคต่อร่วมกัน โดยเอาต์พุตของวงจรภาคหนึ่งจะต่อไปยังอินพุตของวงจรภาคถัดไป เพื่อให้เกิดการป้อนกลับเป็นต้น

2.4.3 ออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับแบบทิกเกอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ป้อนกลับแบบออสซิลเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.6 วงจรขยายสัญญาณในรูปที่2.6 (a) ถูกต่อให้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ป้อนสัญญาณให้แก่วงจรในรูปที่ 2.6 (b) และมีการนำเทคนิคการป้อนกลับแบบบวกมาใช้ในวงจรดังกล่าว โดยวงจรป้อนกลับประกอบไปด้วย คอยล์ L_2 ซึ่งเรียกว่า ทิกเกอร์คอยล์ (Tickler coil)



(a) วงจรขยายสัญญาณที่มีสัญญาณอินพุตและเอาท์พุตความถี่ 2 MHz

(b) วงจรออสซิลเลเตอร์พร้อมกับคอยล์ทิกเกอร์สำหรับการป้อนกลับ

รูปที่ 2.6 แสดงการใช้งานวงจรขยายสัญญาณ RF ในลักษณะวงจรออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 2.6(a) NPN ซิลิกอนทรานซิสเตอร์ Q_1 ต่อเป็นวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วมเอาท์พุตของคอลเลคเตอร์ถูกปรับให้อยู่ที่ความถี่ RF ขนาด 2 MHz โดย L_1 C_1 สัญญาณอินพุตถูกป้อนเข้าที่ขาเบสโดย C_2 และสัญญาณที่ถูกขยายแล้วจะปรากฏที่เอาต์พุตของขาคอลเลคเตอร์ และถูกคัปปลิ้งโดย C_3 ไปยังวงจรในภาคถัดไปจะสังเกตเห็นว่า สัญญาณที่เอาต์พุตจะมีเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณที่อินพุตเสมอ เพราะเป็นวงจรแบบอิมิตเตอร์นั่นเอง

2.4.4 การป้อนกลับแบบบวก

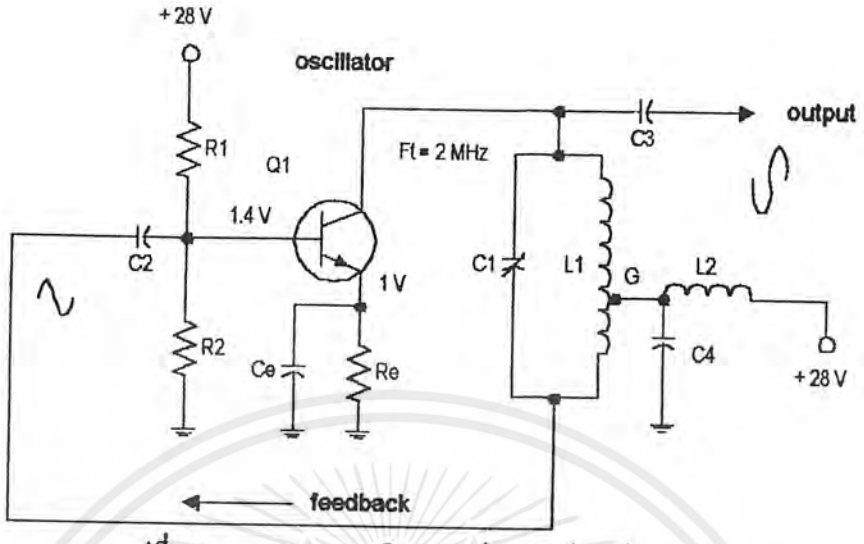
วงจรที่มีส่วนสำคัญในการทำให้วงจรขยายสัญญาณ รูปที่ 2.6(b) มีการทำงานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ก็คือ การป้อนกลับแบบบวกจากคอยล์ทิกเกอร์ L_2 นั่นเอง จะเห็นว่า L_2 จะคัปปลิ้งสัญญาณกับ L_1 ของวงจรจูนในลักษณะของการคัปปลิ้งโดยหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer couppling) ซึ่งจะทำให้สัญญาณความถี่ 2 MHz ที่เอาต์พุตคอลเลคเตอร์ ถูกคัปเปิ้ลไปยัง L_2

แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_2 อาจจะมีเฟสเดียวกันกับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม L_1 หรือ ต่างเฟสกัน 180° ก็ได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะการพันคอยล์ทิกเกอร์ L_2 และลักษณะการจุดกราวนด์ของคอยล์ ว่าด้านไหนถูกต่อลงกราวนด์ ดังนั้นจึงก่อให้เกิดการกลับเฟส 2 ครั้งขึ้น คือ ครั้งแรกเกิดขึ้นในวงจรคอลเลคเตอร์ของวงจรขยายสัญญาณอิมิตเตอร์ร่วม และอีกครั้งหนึ่ง และอีกครั้งหนึ่งเกิดขึ้นในการคัปปลิ้งโดยหม้อแปลงไฟฟ้า ระหว่าง L_1 กับ L_2 จึงทำให้สัญญาณป้อนกลับมีเฟสเดียวกันกับสัญญาณที่อินพุต ในลักษณะเช่นนี้จึงสรุปได้ว่า สัญญาณป้อนกลับก็คือ แรงดันไฟสลับที่ประกอบด้วยขั้วบวกและขั้วลบ เพราะฉะนั้นในกรณีของการป้อนกลับแบบบวกก็คือ การเสริมกันของเฟสของสัญญาณที่ป้อนกลับกับสัญญาณที่อินพุตนั่นเอง

2.4.5 ออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

จุดสังเกตของวงจรแบบนี้อยู่ที่วงจรจูน LC ที่มีการแท็ปคอยล์สำหรับเป็นวงจรคอยล์ป้อนกลับแทนที่จะเป็นคอยล์ทิกเกอร์แบบแยก จากรูปที่ 2.7 C_1 และ L_1 ประกอบกันเป็นวงจรจูน การแท็ปสัญญาณจากคอยล์ L_1 ที่จุด G ก็เพื่อเป็นทางจ่ายแรงดันคอลเลคเตอร์ L_2 ในวงจรคือ RF โช๊ค (Chock) จุดแท็ปสัญญาณ G จะต่ออยู่กับกราวนด์โดยมี C_4 เป็นตัวบายพาสสัญญาณคาปาซิเตอร์เอาท์พุตของออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ขาคอลเลคเตอร์ซึ่งมีระดับแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ V ซึ่งเป็นความต่างศักย์ระหว่างจุด A บนคอยล์ L_1 เทียบกับจุด G ส่วนในด้านตรงกันข้ามกับจุดแท็ปแรงดันไฟสลับป้อนกลับเท่ากับ V_{BG} ซึ่งถูกคัปปลิ้งโดย C_2 ไปเข้ายังขาเบสของ Q_1 การป้อนกลับสัญญาณในลักษณะนี้จะเป็นแบบบวกเพราะจะมีความต่างเฟสกัน 180° เมื่อเทียบกับ V_{AG} ซึ่งผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นจะก่อให้เกิดการออสซิลเลทผลิตสัญญาณไฟสลับจ่ายออกมาที่เอาต์พุตด้วยความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

พิจารณาระดับแรงดันไฟตรง V_C มีค่าเท่ากับ 28 V เพราะความต้านทานไฟตรงของคอยล์RF L_1 และ L_2 มีค่าน้อยมากไม่นำมาคำนวณก็ได้ ขาอิมิตเตอร์ มีแรงดันไฟไบแอสตนเองเท่ากับ 1 V จาก R_E โดยมี C_E เป็นตัวรักษาเสถียรภาพของการไบแอส แรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์ด ที่ขาเบสจ่ายผ่าน R_1 R_2 ซึ่งแบ่งมาจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V ดังนั้นค่า V_{BE} = 1.4 - 1.0 = 0.4 V ซึ่งน้อยกว่าค่าแรงดันไฟฟ้าคัทออฟ 0.5 V แต่ค่าแรงดันยอดด้านบวกของแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับจะขับให้ขาเบสมีระดับแรงดันไฟฟ้าเป็นบวกซึ่งสามารถทำให้ Q_1 นำกระแสไฟฟ้าและวงจรเกิดการออสซิลเลตได้

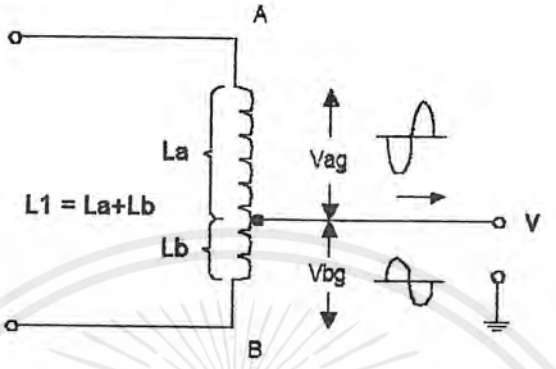
การกลับเฟสของสัญญาณด้วยแท็ปคอยล์

การแท็ปสัญญาณของ L_1 จะช่วยให้เกิดการป้อนกลับแบบบวกดังแสดงในรูปที่ 2.8 ก่อนอื่นพิจารณาส่วนของ L_1 ซึ่งแบ่งออกได้เป็นสองส่วน คือ L_A และ L_B วิเคราะห์การไหลของกระแสอิเล็กตรอนเข้าไปยังจุด A จะเห็นว่าทิศทางการไหลผ่านคอยล์ L_A ระหว่างจุด A กับจุด G แล้วไหลไปสู่แหล่งจ่ายไฟ +V ซึ่งในกรณีนี้คอยล์ L_B ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องใด ๆ กับทิศทางการไหลของกระแส แต่อย่างไรก็ตามทั้งสองส่วนก็ต่อเนื่องกันอยู่ ดังนั้น L_B จึงเป็นตัวหม้อแปลงคัปปลิ้งสัญญาณไปสู่ L_A ได้

ในการแปรผันของแรงดันไฟสลับ สมมติให้ I มีค่าเพิ่มขึ้นตามกฎของเลนซ์ (Lenz law) จะได้ว่าเกิดการเหนี่ยวนำของตัวเองขึ้น (Self-inductance) เกิดแรงดันไฟฟ้า V_{AG} ซึ่งมีขั้วเป็นลบ ที่จุด A เพื่อต่อต้านการเพิ่มขึ้นของ I ยิ่งกว่านั้นแรงดันที่เหนี่ยวนำขึ้นมานี้จะส่งผลให้คอยล์ทั้งหมดมีแรงดันไฟฟ้าเป็นลบ และเนื่องจากลักษณะของการพันคอยล์เป็นแบบไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจึงมีสนามแม่เหล็กเหมือนกันตลอดทั้งคอยล์ จุด A ถือว่าเป็นจุดปลายสุดของแรงดันไฟลบที่เหนี่ยวนำขึ้นมาเมื่อเปรียบเทียบกับจุดอื่นๆหรือขดถัดมาด้านล่าง (ตามรูป) ส่วนจุด B เมื่อพิจารณาตามแรงดันไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นมาจุด B จะมีแรงดันไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อเทียบกับขดถัดไปที่อยู่เหนือขึ้นไป (ตามรูปที่ 2.8) ดังนั้นทั้งจุด A และ B จึงมีขั้วตรงกันข้ามกันเสมอเมื่อเทียบกับแท็ปนั่นคือ V_{AG} และ V_{BG} จะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180° เสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่จุดหนึ่งเป็นลบมากที่สุด อีกจุดหนึ่งก็จะมีเฟสเป็นบวกมากที่สุด เนื่องจากจุดแท็ป G ต่ออยู่กับกราวนด์เพราะฉะนั้น V_{AG} และ V_{BG} จึงเป็นแรงดันสัญญาณไฟสลับที่มีขั้วตรงกันข้ามกันเสมอเมื่อเทียบกับจุดกราวนด์



รูปที่ 2.8 แสดงเฟสของแรงดันไฟฟ้าในแท็ปคอยล์ L_B จะต่างเฟส 180° เมื่อเทียบกับคอยล์ L_A

2.4.6 ออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์

ลักษณะที่เด่นชัดของวงจรชนิดนี้ก็คือ มีคาปาซิทีฟโวลเตจดีไวเดอร์ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณอยู่อย่างชัดเจน ดังรูปที่ 2.9 (วงจรโวลเตจดีไฟเดอร์คือ วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม ที่ใช้งานกันบ่อยได้แก่รีซีสเตอร์โวลเตจดีไวเดอร์) C_A และ C_B ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรดีไวเดอร์อนุกรมตกคร่อมคอยล์ L_1 ในส่วนของวงจรคอลเลคเตอร์ และแรงดันไฟฟ้าที่คร่อม C_3 จะถูกป้อนกลับแบบบวกไปยังขาเบส

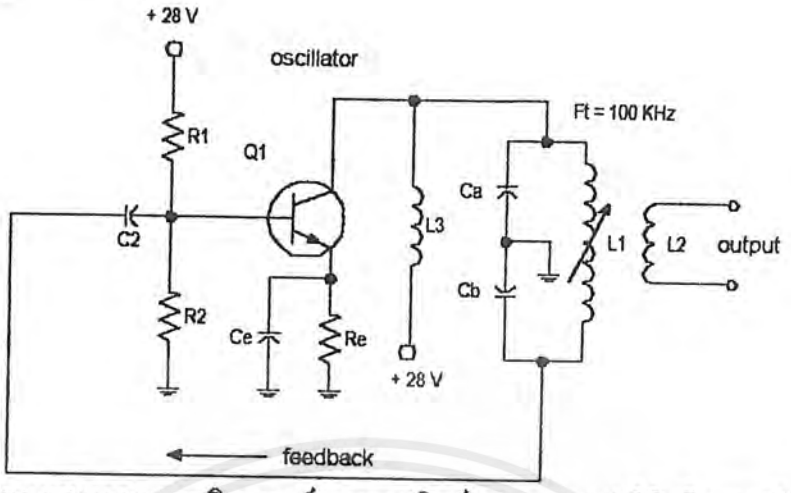
จุดต่อระหว่าง C_A และ C_B จะถูกต่อลงกราวนด์ ดังนั้นจึงเป็นเสมือนว่าวงจรคาปาซิทีฟดีไวเดอร์นั้นเป็นวงจรเทียบเท่ากับการแท็ปคอยล์ สำหรับสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์ แรงดันไฟฟ้า V_{CA} และ V_{CB} จะมีขั้วตรงข้ามกันเมื่อเทียบกับจุดกราวนด์ การป้อนกลับแบบบวกของ V_{CB} จะถูกคัปปลิ้งโดย C_2 ซึ่งในขณะเดียวกัน C_2 ก็จะทำการป้องกันสัญญาณแรงดันไฟตรงจากขาคอลเลคเตอร์ไม่ให้ผ่านไปสู่ขาเบสได้

เอาต์พุตของวงจรจะถูกคัปปลิ้งโดยคอยล์ L_2 ไปสู่วงจรภาคถัดไป วงจรดังรูปใช้การป้อนสัญญาณแบบขนานโดยสัญญาณแรงดันไฟฟ้าคอลเลคเตอร์ถูกป้อนผ่าน L_3 ซึ่ง L_3 คือ RF โช๊คซึ่งมีหน้าที่ป้องกันการลัดวงจรของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ผ่านเข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟ

จากวงจรดังรูปเนื่องจากว่าคาปาซิแตนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์ LC ถูกแบ่งไปในวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นกาปรับแรงดันไฟฟ้าของวงจรจึงเปลี่ยนมาใช้การปรับแต่งโดย L_1 แทน หรือมิฉะนั้นแล้ว C_A และ C_B จะต้องต่อกันแบบแก็งค์ (Ganged capacitance)

คอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์มีการประยุกต์ใช้งานทั้งในด้านความถี่วิทยุขนาด 100 kHz ไปจนถึงย่านความถี่ VHF ที่มีแถบความถี่สูงถึง 300 MHz ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทส์ และวงจรคาปาซิทิฟโวลเตจดีไวเดอร์

2.4.7 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

การผลิตออสซิสเลเตอร์ชนิดนี้มักจะใช้ ผลึกควอทซ์ (Quartz Crystal) เป็นวัตถุดิบ ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่รีโซแนนซ์คริสตัลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นอิเลคโตรเมคคานิคคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเที่ยบเท่ากับวงจรจูน LC แต่ทว่ามีค่า Q สูงกว่า ดังนั้นจึงสามารถใช้ทดแทนวงจร LC ในวงจรออสซิลเลเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปนั้นตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะใช้ประกอบอยู่ในอุปกรณ์ที่สามารถจะพกพาติดตัวได้เช่น วิทยุมือถือหรือวิทยุสื่อสารย่านความถี่ CB เป็นต้น โดยใช้ได้ทั้งในเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากนี้อุปกรณ์เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุยังต้องใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์เพราะความจำเป็นในการควบคุมความถี่ที่แน่นอน มีเสถียรภาพสูงและมีความผิดเพี้ยนต่ำที่สุดความถี่ที่ผลิตจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ จะมีความผิดเพี้ยนน้อยกว่า 1 Hz ต่อ 10^6 Hz สำหรับอุปกรณ์ตรวจวัดต่างแหล่งกำเนิดสัญญาณมักจะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์สำหรับปรับตั้งความถี่ภายในเครื่องเป็นต้น

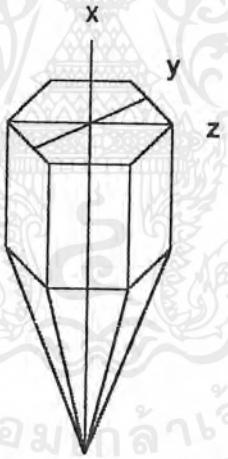
ปรากฏการณ์เพียซโซอิเลคทริก

ปรากฏการณ์เพียซโซอิเลคทริก (Piezoelectric Effect) คือปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในขณะที่ผลึกคริสตอลถูกกดอัด ถูกขยายหรือถูกบิดให้ผิดจากรูปร่างในสภาวะปกติ ผลึกคริสตอลจะจ่ายแรงดันไฟฟ้าระดับต่ำ ๆ ออกมาที่เอาต์พุต ปฏิกิริยาย้อนกลับจะเกิดขึ้นนั่นคือระดับแรงดันไฟฟ้าที่อินพุทจะทำให้คริสตอลเกิดความผิดเพี้ยนทางกายภาพขึ้น ซึ่งคริสตอลสามารถถูกกระตุ้นให้เกิดการออสซิลเลทด้วยความถี่ค่าหนึ่งโดยแปรผันตามขนาดของก้อนผลึก ถ้าผลึกมีความบางมากก็สามารถออสซิลเลตคลื่นความถี่สูงๆออกมาได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตัดผลึกคริสตอล

ผลึกคริสตอลจะมีลักษณะคล้ายกับเกล็ดน้ำแข็ง คือถ้าเป็นผลึกดิบที่ยังไม่ผ่านขบวนการผลิตใดมาก่อน ผลึกตามธรรมชาติจะมีรูปร่างเป็นแบบหกเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ในขบวนการผลิตผลึกเหล่านี้จะถูกนำมาเฉือนออกมาให้เป็นแผ่นผลึกบางๆ เสร็จแล้วนำไปผ่านขบวนการขัดผิว โดยทั่วๆไปผลึกที่ตัดเสร็จแล้วมีขนาดประมาณ 0.5 ถึง 1.0 นิ้ว (12.7 ถึง 25.4 มิลลิเมตร) และมีความหนาประมาณ 0.3 นิ้ว (7.6 มิลลิเมตร) หรือบางกว่านี้ ในขบวนการตัดผลึกจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องพิจารณาถึงแนวแกนตามโครงสร้างของผลึกว่าอยู่ในแกนใด ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 3 แกน คือ แกน X แกน Y และแกน Z ในการเฉือนผลึกถ้าแนวเฉือนอยู่ขนานกับแกน Z และผิวหน้าของแผ่นผลึกตั้งฉากอยู่กับแกน X ในลักษณะนี้เรียกว่า X_{cut} ส่วน Y_{cut} นั้นผิวหน้าของแผ่นผลึกจะตั้งฉากอยู่กับแกน Y เป็นต้น อย่างไรก็ตามการเฉือนผลึกตามแนวแกนอื่นๆ ที่หักเหไปจากแนวแกนหลักดังกล่าว ก็มีเช่นกันซึ่งมีชื่อเรียกต่างๆกันออกไปดังเช่น AT BT CT และ GT เป็นต้น ซึ่งเพื่อให้สอดคล้องกับคุณสมบัติที่ต้องการเช่นความถี่และอุณหภูมิเป็นต้น การเฉือนในลักษณะพิเศษเช่นนี้ จึงต้องพิจารณาถึงแรงเครียดและแรงเค้นของก้อนผลึกมากกว่าที่จะเป็นแรงกดดัน GT cut เป็นผลึกชนิดที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิต่ำ นั่นคือความถี่ไม่แปรผันตามการแปรผันของอุณหภูมิ ส่วนผลึกชนิด AT และ BT cut มักจะมีคุณสมบัติในการผลิตสัญญาณความถี่สูงๆได้ดี เป็นต้น

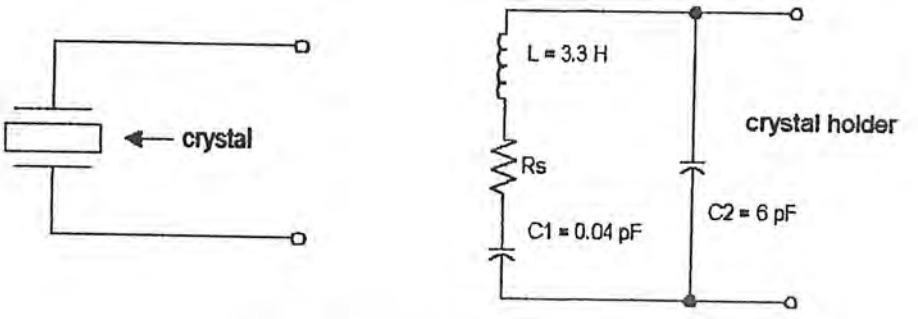


รูปที่ 2.10 แสดงแนวแกนการเฉือนตามโครงสร้างทางกายภาพของก้อนผลึก

วงจรเทียบเท่าของผลึกคริสตอล

โครงสร้างทางกายภาพของการประกอบก้อนผลึกคริสตอลเข้ากับตัวยึดแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (a) ซึ่งเทียบเท่ากับวงจรรีโซแนนซ์ LC ดังรูปที่ 2.11 (b) โดย L สามารถเปรียบเทียบได้กับมวลของก้อนผลึก C_1 เทียบได้กับความสามารถในการเปลี่ยนแปลงทางกลส่วน R_s คิดเทียบได้กับความเสียดทานทางกล เป็นต้น ในกรณีที่อัตราส่วนของ L/C มีค่าสูง สำหรับวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม โดย L มีค่าเท่ากับ 3.3 เฮนรี่ย์ และ C_1 มีค่าเท่ากับ 0.04 พิโคฟารัด R_s จะมีค่าต่ำเทียบค่ารีแอคแตนซ์ซึ่งในกรณีเช่นนี้ค่า Q ของวงจรรีโซแนนซ์จะมีค่าตั้งแต่ 10,000 ถึง 50,000 โดยที่ C_2 เทียบได้ว่าเป็นเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ของตัวยึดคริสตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

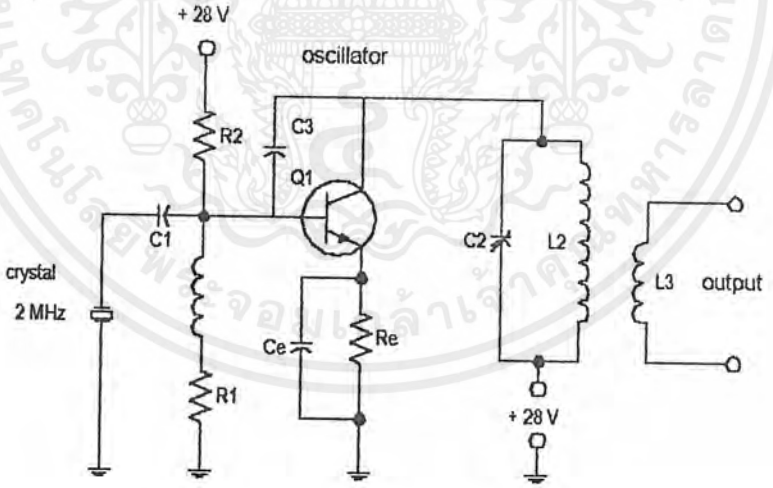


(a) ผลึกคริสตัลติดตั้งอยู่กับตัวยึด (b) วงจรเทียบเท่าของวงจรรีโซแนนซ์

รูปที่ 2.11 แสดงวงจรเทียบเท่าของผลึกคริสตอล

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตอล

แสดงได้ดังรูปที่ 2.12 ซึ่งลักษณะของจะวงจรคล้ายคลึงกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ TPTG ยกเว้นที่ใช้ทรานซิสเตอร์แทนการใช้หลอดสุญญากาศและใช้ผลึกคริสตอลความถี่ 2 MHz ในการกำหนดความถี่ของ ออสซิลเลเตอร์ วงจรป้อนกลับผ่าน C_3 ซึ่งเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ภายในระหว่างขาคอลเลคเตอร์และขาเบส



รูปที่ 2.12 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมคริสตอล

ในวงจรเบสโวลเตจดีไวเดอร์ R_1 R_2 ป้อนแรงดันไฟฟ้าฟอร์เวิร์ดจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V คาปาซิเตอร์ C_1 เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงจากขาเบสออกจากคริสตอล อย่างไรก็ตามอาจจะหลีกเลี่ยงการใช้ C_1 ได้เนื่องจากตัวยึดคริสตอลมีคุณสมบัติเหมือนกันกับคาปาซิเตอร์อยู่แล้ว RF โช๊ค L_1 เป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเอาต์พุตของคริสตอลที่ต่อกับขาเบส ในวงจรอีมิตเตอร์ R_E กับ C_E ซึ่งเป็นบายพาสคาปาซิเตอร์จะช่วยให้เสถียรภาพของการไบแอสดีขึ้น สำหรับวงจรคอลเลคเตอร์วงจรจูน LC เป็นตัวคัปปลิ้งสัญญาณเอาต์พุตของออสซิเลเตอร์ร่วมกับ L_3 ไปสู่วงจรในภาคถัดไป ส่วนวงจรคอลเลคเตอร์ RF โช๊ค L_1 เป็นตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนแรงดันแบบขนานจากแหล่งจ่ายไฟ +28V ให้แก่วงจรออสซิลเลเตอร์ ส่วน C_1 คัปปลิ้งสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ไปสู่วงจรภาคถัดไปและขณะเดียวกันก็เป็นตัวป้องกันแรงดันไฟตรงไม่ให้ผ่านไปยังคริสตอลได้

ความถี่ของออสซิลเลเตอร์แบบคริสตอล

คริสตอลมีความถี่ของสัญญาณที่สามารถออสซิลเลตออกมาได้ที่ความถี่ที่แน่นอนค่าหนึ่งๆ โดยทั่วๆไปมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 30 MHz หรืออาจจะใช้การต่อร่วมกับวงจรภายนอกอื่นๆ เพื่อให้ได้ค่าความถี่ของสัญญาณต่างๆ กัน สำหรับที่ต้องการความถี่สูงขึ้นอาจจะต่อร่วมกับวงจรทวีคูณความถี่ (Frequency Multiplier Circuit) ซึ่งอาจเป็นวงจรจูนความถี่ 2 เท่าและ 3 เท่าก็ได้ วงจรขยายสัญญาณดังรูปใช้วงจรจูน LC เพื่อปรับความถี่ของสัญญาณให้ได้ความถี่ฮาร์โมนิคของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ตัวอย่างเช่น เอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์เป็นสัญญาณความถี่ 15 MHz สามารถถูกเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นเป็น 45 MHz ได้โดยใช้วงจรทวีคูณความถี่แบบ 3 เท่าได้ สำหรับในกรณีที่ต้องการลดความถี่ลงให้ต่อร่วมกับวงจรหารความถี่ได้โดยความถี่เอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์จะถูกหารให้มีค่าน้อยลงจนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ ตัวอย่างเช่น เอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ มีค่าเท่ากับ 1000 kHzสามารถถูกหารให้ลดลงโดยใช้วงจรหารความถี่ด้วย 100 kHz ทำให้ได้ความถี่ 10 kHz ตามต้องการ

2.4.8 ออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมแรงดันไฟฟ้า

โดยทั่วๆไปมักจะเรียกกันสั้นๆว่า VCO หรือโวลเตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการปรับแต่งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งวิธีการที่ใช้คือ ใช้คาปาซิทีฟไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำ หรือที่เรียกกันว่า วาริแคป (Varicap) หรือวาแร็กเตอร์ (Varactor) คุณสมบัติของไดโอดชนิดนี้คือค่าคาปาซิแตนซ์จะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ดที่ป้อนให้กับตัวมันเอง ดังนั้นเมื่อต่อวาแร็กเตอร์คร่อม L ในวงจรจูนของออสซิลเลเตอร์ จึงทำให้มีคุณสมบัติในการปรับความถี่ได้โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด

วาแร็กเตอร์ไดโอด

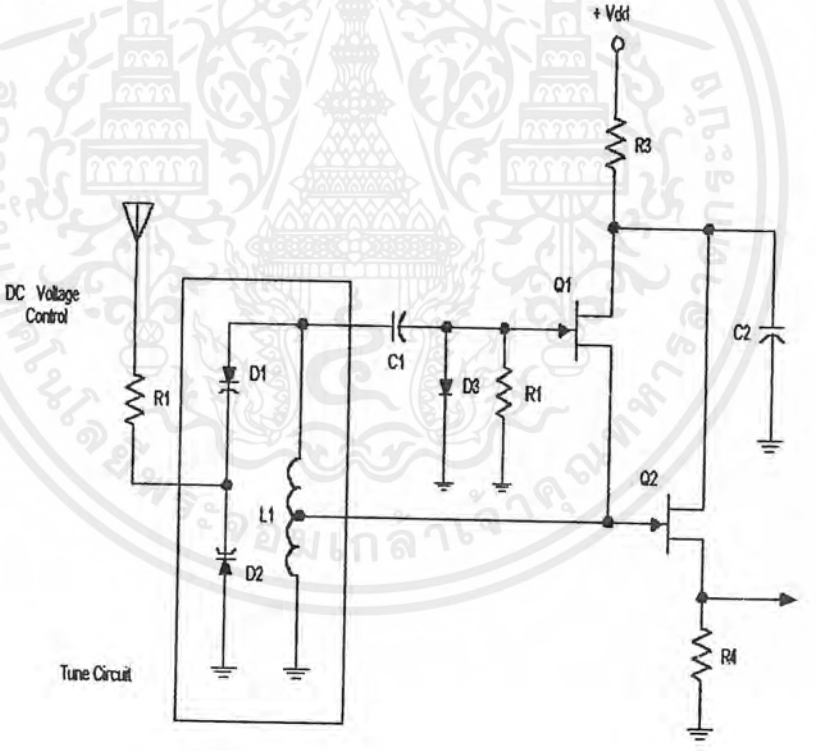
รอยต่อ PN เมื่อถูกป้อนด้วยแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ด จะทำให้มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ได้ P และ N อิเลคโตรดเปรียบได้กับแผ่นตัวนำสองแผ่นที่ประกอบกันอยู่โดยมีย่านปลอดประจุของรอยต่อแทรกอยู่ซึ่งย่านปลอดประจุนี้เป็นเสมือนแถบต้านทาน เพราะไม่มีประจุไฟฟ้าอิสระใดๆ เคลื่อนที่ผ่านไปได้ ค่าคาปาซิแตนซ์มีค่าประมาณ 80 pF หรือสูงกว่า สำหรับแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ดที่ป้อนเท่ากับ 6 V ข้อสำคัญๆที่ต้องสังเกตก็คือค่าคาปาซิแตนซ์ C จะเปลี่ยนปลงตามขนาดของแรงดันไฟฟ้ารีเวิร์ดที่ป้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจร VCO

วงจร VCO แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ วงจรจูนประกอบไปด้วยแท็ปคอยล์ L_1 ต่อคร่อมคาปาซิทีฟไดโอด D_1 และ D_2 โดยขั้วคาโธดของไดโอดทั้งคู่จะมีการควบคุมกระดับแรงดันไฟตรงสำหรับแรงดันไฟรีเวิร์ดที่ป้อนเข้ามาทางขาคาโธด เพื่อไฟควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่า C_v ซึ่งการควบคุมคาปาซิแตนซ์ในลักษณะนี้ก็เพื่อควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์และเหตุที่ต้องต่อไดโอดสองตัวอนุกรมกันก็เพื่อให้เกิดความสมดุลย์ของผลกระทบแรงดันไฟฟ้าของออสซิลเลเตอร์ที่มีต่อไดโอด เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จะจ่ายออกที่ซอร์สอิเลคโตรดของ Q_1 และถูกคับปลิ้งโดยตรงไปยังขาเกตของ Q_2 โดยเอาต์พุตจะออกจากขาซอร์สในวงจรซอร์สฟอร์โลว์เวอร์ ซึ่งเทียบเท่าคุณสมบัติได้กับวงจรอิมิตเตอร์ฟอร์โลว์เวอร์ Q_2 จะถูกใช้เป็นตัวบัฟเฟอร์ระหว่างวงจรซึ่ง มีจุดประสงค์เพื่อต้องการจะแยกเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์ Q_1 ออกจากโหลดที่ต่ออยู่กับ Q_2 ซึ่งข้อดีของการจัดวงจรในลักษณะนี้ก็เพื่อจะช่วยให้เสถียรภาพของความถี่ดีขึ้น และทั้ง Q_1 และ Q_2 ต่างก็เป็น FET ชนิด N แชนแนล (JFET)



รูปที่ 2.13 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมแรงดัน

หน้าที่ของอุปกรณ์แต่ละตัวในรูปที่ 2.13 สรุปได้ดังนี้คือ

Q_1	เป็นทรานซิสเตอร์ของฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์
D_1 และ D_2	คาปาซิทีฟไดโอดทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของออสซิลเลเตอร์
L_1	ออสซิลเลเตอร์คอยล์
C_1	คับปลิ้งคาปาซิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

37168

D_3 แปลงไฟเพื่อไบแอสขาเกตของ Q

C_2 บายพาสสัญญาณ RF ที่เดรนอิเลคโตรด

R_3 แยกขาเดรนของ Q ออกจากแหล่งจ่ายไฟ และเป็นตัวป้อนแรงดันไฟฟ้าให้แก่ Q_1 และ Q_2

V_{DD} แหล่งจ่ายไฟตรงให้แก่ขาเดรนของ Q_1 และ Q_2

Q_2 ซอร์สฟอร์โลว์เวอร์ทรานซิสเตอร์

R_4 ความต้านทานโหลดที่เอาต์พุตของ ซอร์สอิเลคโตรดของ Q_2

วงจร VCO ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างมากมาย เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีในการควบคุมความถี่ออสซิลเลเตอร์ด้วยระดับแรงดันไฟตรง ตัวอย่างเช่นปุ่มปรับช่องสัญญาณชนิดสัมผัสในเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งอาศัยระดับแรงดันไฟตรงไปควบคุมความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณได้ การประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้เรียกว่า อิเล็กทรอนิกส์จูนนิ่ง (Electronic Tuning) ซึ่งการปรับแรงดันไฟตรงยังต้องใช้มือปรับ แต่เราสามารถปรับปรุงให้ปรับระดับแรงดันโดยอัตโนมัติ ได้โดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ควบคุมซึ่งวงจรที่มีคุณสมบัติดังกล่าว ได้แก่วงจรเฟสล็อคลูป (Phase Locked Loop)

2.5 เครื่องรับระบบ FM

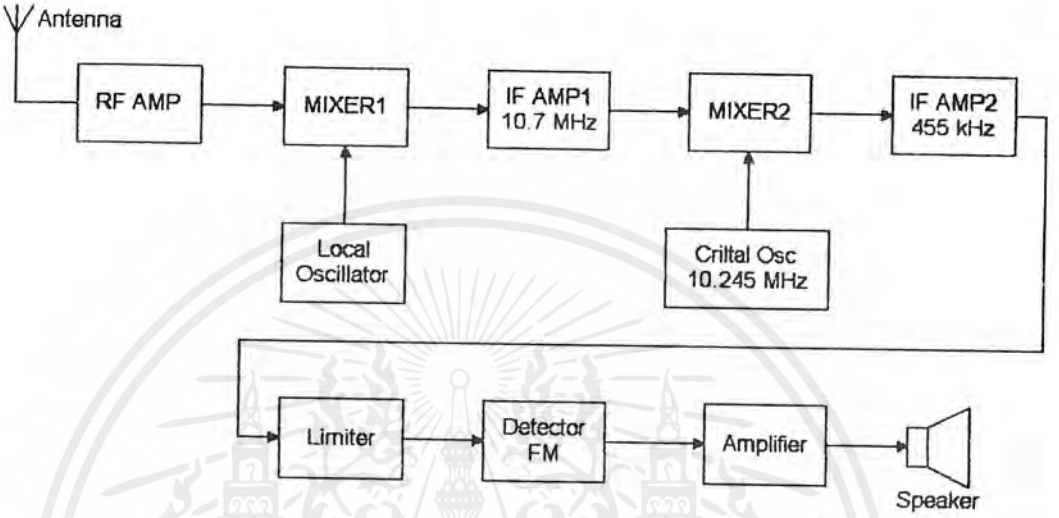
จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบ FM ซึ่งจะมีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับระบบ AM มากจะแตกต่างกันก็ตรงที่ขบวนการดีเทกสัญญาณเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ค่า 10.7 MHz เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะมีค่า $\pm$75 kHz ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 kHz เป็นอย่างน้อยซึ่งปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 kHz

สมมติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz(บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ 100 MHz ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีของเฮตเทอโรดายน์ในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุตของวงจรขยาย IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100 MHz ซึ่งจะเท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณความถี่ที่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป

สำหรับการทำงานของเครื่องรับระบบเอฟเอ็มแบบดับเบิ้ลคอนเวอร์ชัน จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา(Image Frequency) ซึ่งจะได้ความถี่กลาง 10.7 MHz จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจะส่งผ่านไปยังมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 MHz จะทำให้ได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ AM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 kHz และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ±50 kHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเดิม โลคอลออสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ±50 kHz ด้วย ดังนั้นสัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับระบบเอฟเอ็ม

2.6 การเลือกความถี่ IF

ข้อควรพิจารณาในการเลือกความถี่ IF มีอยู่หลายประการซึ่งส่วนมากจะเกี่ยวข้องกับแบนด์วิดท์ ในทางทฤษฎีแบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งานและค่า Q ของวงจร ตามสูตร $B_w = F_o/Q$ ฉะนั้นถ้าหากเราต้องการค่าซีเลกติวิตี้ที่ดี แบนด์วิดท์จะต้องแคบ นั่นคือวงจรจะต้องมีค่า Q สูงแต่ความถี่จะต้องมีค่าต่ำ ดังนั้นเราจึงนิยมเลือกความถี่ IF ให้มีค่าต่ำกว่าความถี่ใช้งาน ซึ่งจะเป็นผลดีในการออกแบบวงจรอีกด้วย เพราะวงจรความถี่ต่ำออกแบบให้มีเสถียรภาพดีและอัตราขยายสูงได้ง่ายกว่า เช่น เมื่อความถี่สูงขึ้นปัญหาเกี่ยวกับการแพร่คลื่น การสูญเสียไดอิเล็กตริก ความต้านทานผิว(skin) ความจุเสตรย์ และความเหนี่ยวนำเสตรย์จะเกิดขึ้น 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 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+ 0.2 MHz = 4.4 MHz ดังนั้นเมื่อสัญญาณออสซิลเลเตอร์และสัญญาณ RF ผสมกันความถี่ผลต่างที่เกิดขึ้นจึงเท่ากับ 200 kHz พอดี อย่างไรก็ตามยังมีสัญญาณอีกตัวหนึ่งซึ่งเมื่อผสมกับความถี่ 4.4MHz (ของโลคอลออสซิลเลเตอร์) แล้วได้ความถี่เท่ากับ 200 kHz พอดี สัญญาณนั้นจะถูกเรียกว่าสัญญาณความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 4.6 MHz สัญญาณความถี่เงานี้จะผ่านมิกเซอร์ไปยังวงจรขยาย IF ได้เช่นกัน

ลองพิจารณาอีกตัวอย่างหนึ่ง สมมุติว่าให้ IF เท่ากับ 455 kHz สัญญาณที่ต้องการเป็น 1,110 kHz ใช้ความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์สูงกว่า RF เราสามารถคำนวณหาค่าความถี่เงาได้ดังนี้

คำนวณหาค่าความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ = 1,110 kHz + 455 kHz = 1,556 kHz

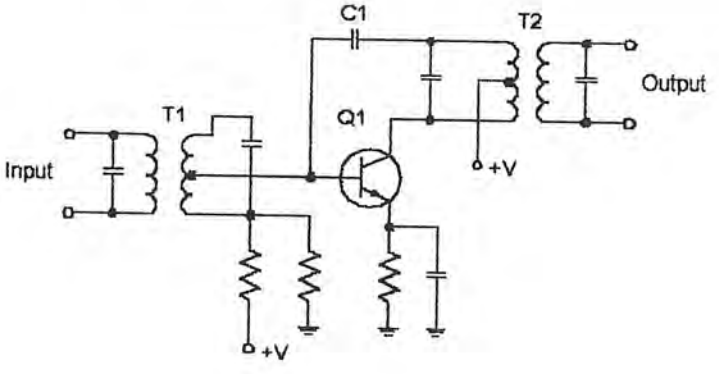
คำนวณหาค่าความถี่เงา = 1,565 kHz + 455 kHz = 2,020 kHz

จะเห็นว่าความถี่เงาอยู่ห่างจากความถี่ใช้งานเท่ากับ2 เท่าของความถี่ IF การกำจัดสัญญาณความถี่เงาสามารถทำได้โดยการบีบให้ซีเลกติวิตี้หรือแบนด์วิดท์ของวงจรขยาย RF และมิกเซอร์แคบลง สังเกตว่าถ้าความถี่ IF ยิ่งสูง ความถี่เงายิ่งห่างจากความถี่ใช้งานออกไปมากขึ้นนั่นคือ ถ้าเราต้องการกำจัดสัญญาณความถี่เงาให้ได้ผลดี ควรจะเลือกค่าของความถี่ IF สูง ๆ ซึ่งผลสรุปข้อนี้จะค้านกับผลสรุปข้อแรก ดังนั้นการเลือกความถี่ IF จึงไม่ควรที่จะเลือกค่าที่สูงเกินไปหรือต่ำเกินไป ควรใช้ค่าที่อยู่กลาง ๆ

สำหรับเครื่องรับระบบ FM (ย่าน 87.5 MHz. ถึง 108 MHz) ส่วนใหญ่นิยมใช้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz เราจะใช้ความถี่ค่านี้เนื่องจากให้แบนด์วิดท์กว้างพอ (ประมาณ 200 kHz) สำหรับสัญญาณ FM นอกจากนี้ความถี่เงายังอยู่ห่างเลยจากความถี่ใช้งานไปถึง 21.4 MHz (2 เท่าของ 10.7 MHz)

2.6.1 วงจรขยาย IF

วงจรขยาย IF ก็คือวงจรขยาย RF นั่นเอง แต่วงจรขยาย IF ทำงานที่ความถี่คงที่ (ไม่ต้องปรับความถี่อีก) ดูตัวอย่างวงจรในรูปที่ 2.15 ความแตกต่างของวงจร IF กับ RF ในที่นี้อยู่ตรงที่ใช้หม้อแปลงดับเบิ้ล (Double tune) มีวงจรรีโซแนนท์ 2 ด้านคือ ทางด้านไพรมารี่และทางด้านเซกันดารี่ ซึ่งจะมีผลช่วยให้ซีเลกติวิตี้มีเสถียรภาพที่ดีตัวเก็บประจุC_1ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับเพื่อสะเทินวงจรหรือหักล้าง(Neutralize) มิให้เกิดการออสซิลเลตขึ้น



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขยาย IF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถออกแบบวงจรขยาย IF โดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (BPF) เพื่อให้ค่าซีเลกติวิตี้ดีแทนที่จะต้องใช้หม้อแปลงดับเบิ้ลจูน เทคนิคแบบนี้นิยมใช้ในเครื่องรับวิทยุสื่อสารเพราะสัญญาณที่รับมีแบนด์วิดท์แคบ

2.7 ลิมิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีสัญญาณนอยส์ปนมาด้วย วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งค้านบวกและค้านลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย สังเกตว่าความถี่ของสัญญาณ FM ก่อนและหลังลิมิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (Overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือดัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนเข้ามามีแอมพลิจูดน้อย เอาต์พุตจากลิมิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางเอาต์พุต ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์นี้จะมีความสัมพันธ์กับค่า "Quiting" ของภาคออดิโอเอาต์พุต (ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สเปกระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลต มีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุตของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 dB การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือการขยายสัญญาณที่อินพุต (IF) ให้มากๆพอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์

2.8 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

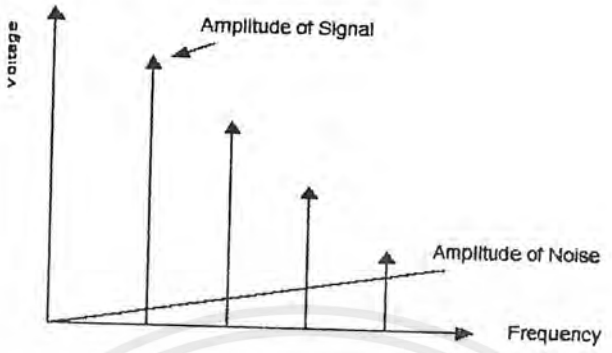
ระบบ FM จะมีคุณสมบัติประจำตัวก็คือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ FM ได้ สมมุติว่า ใช้เครื่องรับระบบ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสถานีส่งออกอากาศพร้อม ๆ กันที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมาอีกพื้นที่หนึ่ง มีสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกัน (หรือใกล้เคียงกัน) สัญญาณที่รับได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่ และบางที่สัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่าง 2 สถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับระบบ FM จะรับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เราจะเรียกว่า การจับสัญญาณที่แรงกว่า (Capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกำจัดออกไปทำนองเดียวกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับสัญญาณจากทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

2.9 พรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์โมนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมปลิจูดต่ำ 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 2.16 จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงจะมีนอยส์รบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้

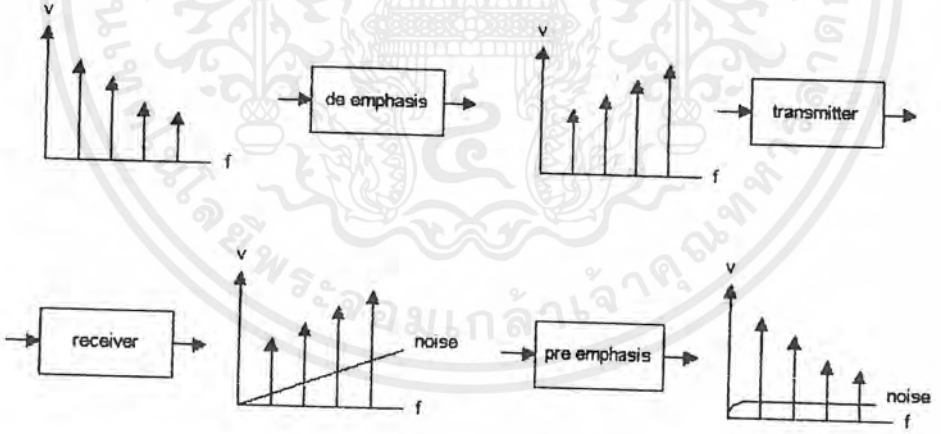
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้นทำได้โดยการใช้วิธียกระดับหรือเน้น (Emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีนี้เรียกว่า พรีเอ็มฟาสิส (Pre-emphasis)



รูปที่ 2.16 แสดงการเปรียบเทียบแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตกับนอยส์

จากรูปที่ 2.17 สัญญาณมอดูเลตจะผ่านขบวนการพรีเอ็มฟาสิสที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้น แล้วจึงมอดูเลตที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไป ทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนนอยส์รบกวนได้ยาก เมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากการทำดีมอดแล้ว เราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรกดความถี่สูงซึ่งจะลดทอนความแรงทางด้านความถี่สูงลง กรรมวิธีนี้เรียกว่า ดีเอ็มฟาสิส (De-emphasis)



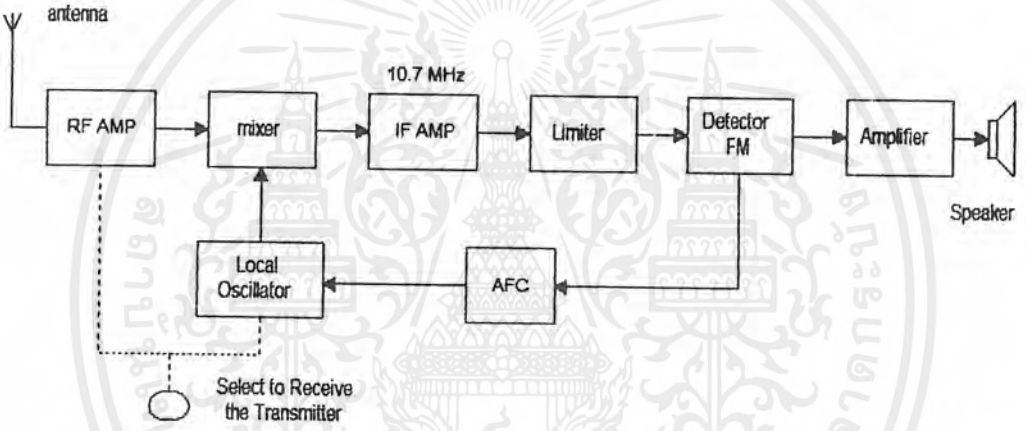
รูปที่ 2.17 แสดงขบวนการพรีเอ็มฟาสิสที่เครื่องส่ง และดีเอ็มฟาสิสที่เครื่องรับ

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีพรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิสก็คือวงจรฟิลเตอร์นั่นเองคุณสมบัติของฟิลเตอร์ในตอนพรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิสจะต้องเป็นในลักษณะตรงกันข้าม ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งพรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส) เป็นค่าคงตัวเวลา (Time constant) เท่ากับ 75 μS ซึ่งแอมพลิจูดจะค่อยๆเพิ่มขึ้น (พรีเอ็มฟาสิส) หรือลดลง (ดีเอ็มฟาสิส) ตั้งแต่ความถี่ 2,122 Hz เป็นต้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88-108 MHz) ความถี่ของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในตอนดีมอดูเลต เช่น สมมุติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 MHz ความถี่เกิดเปลี่ยนไป 0.1 เปอร์เซ็นต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 kHz สัญญาณ FM จะตกเลยนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ก็คือใช้แร่บังคับความถี่ อย่างไรก็ตามการใช้แร่บังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแร่บังคับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุสื่อสารเราใช้แร่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ล็อคกับความถี่ของสัญญาณอินพุต วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)



รูปที่ 2.18 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

หลักการของ AFC ก็คือใช้วาแรกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรแทงค์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ค่าความจุของวาแรกเตอร์จะควบคุมโดยการให้ไบแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนำมาจากเอาท์พุทของวงจรดีสคริมิเนเตอร์ (หรือวงจรเรโชดีเทกเตอร์) เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาต์พุตจากดีสคริมิเนเตอร์จะเป็นศูนย์ เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่าจะมีค่ามากหรือน้อย

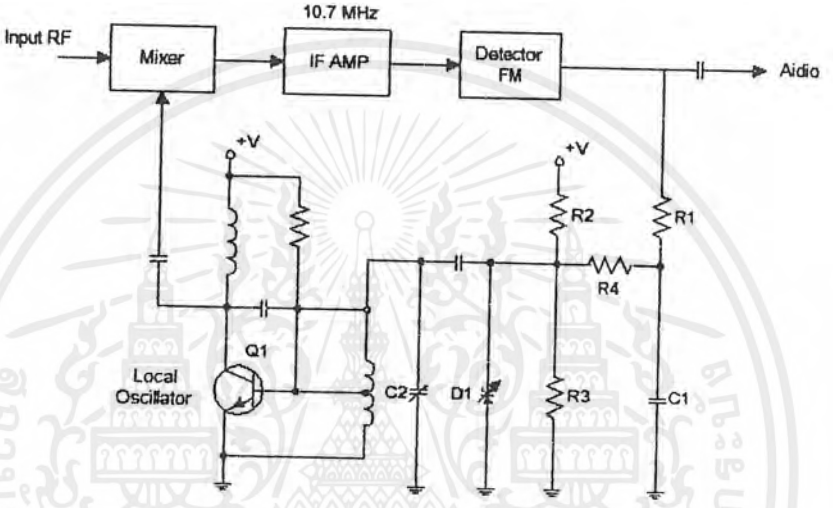
อย่างไรก็ตามเอาต์พุตจากวงจรดีสคริมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนที่เป็นสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เพื่อให้ได้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำๆใกล้ ๆกับ DC มาป้อนให้วาแรกเตอร์

จากตัวอย่างวงจรในรูปที่ 2.19 Q_1 เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ C_2 เป็นวงจรจูนซึ่งมี D_1 เป็นวาแรกเตอร์ต่อขนานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูนด้วย เอาต์พุตจากวงจรดีมอด FM ป้อนสัญญาณไปให้วงจรของเสียง และป้อนให้วงจร AFC ด้วย สัญญาณเสียงจะถูกกรองด้วยฟิลเตอร์ R_1C_1 เหลือแต่เฉพาะแรงดันคลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ มาเสริมหรือลดกับแรงดันไบแอสให้แก่วาแรกเตอร์ วงจรที่ไบแอสให้แก่วาแรกเตอร์ประกอบด้วย R_2R_3 สำหรับ R_4 ทำหน้าที่กั้นระหว่างฟิลเตอร์กับออสซิลเลเตอร์ เมื่อวาแรกเตอร์มีความจุเปลี่ยน จะมีผลทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย

สังเกตว่าการทำงานของวงจรในรูปที่ 2.19 นี้ก็เหมือนกับวงจรเฟสล็อคลูปนั่นเอง แต่ในกรณีนี้วงจรดีมอด FM ทำหน้าที่เป็นเฟสดีเทกเตอร์ R_1C_1 ทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ ส่วน Q_1 กับ D_1 เป็น VCO และวงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่แปลงและลดทอนความถี่ RF กับออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่ต่ำลงเป็น 10.7 MHz



รูปที่ 2.19 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ระบบสังเคราะห์ความถี่

3.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่

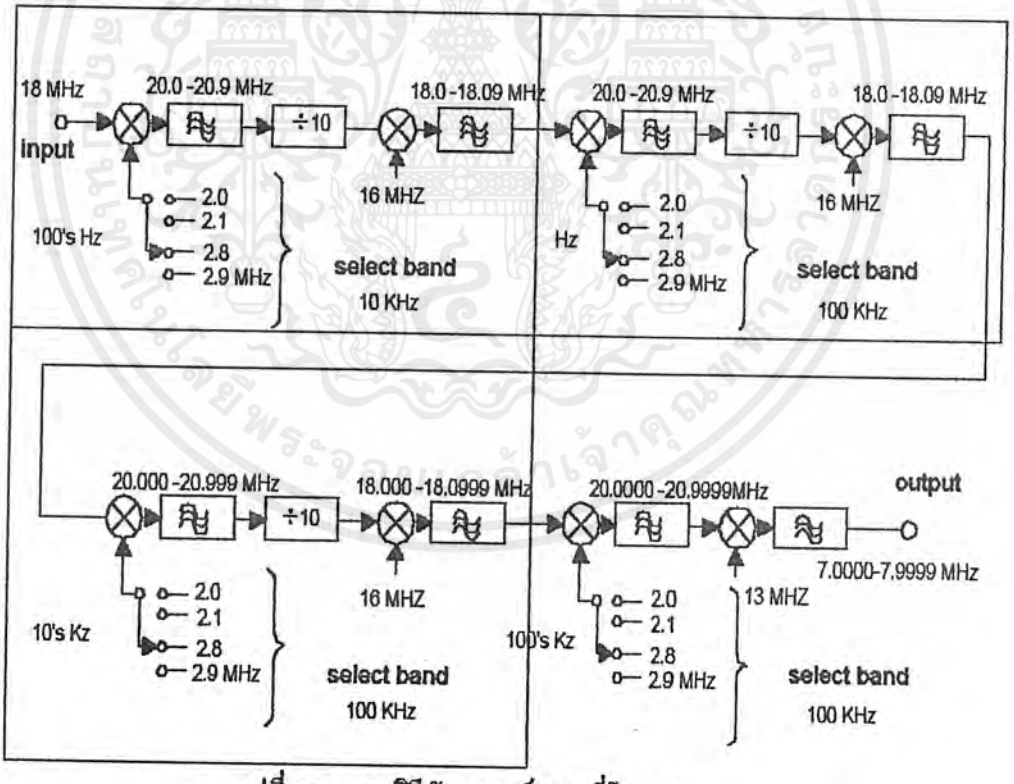
ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือ วงจรที่ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด(สั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิตช์หรือกดปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมสั่งงานด้วยคอมพิวเตอร์

ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดที่เปลี่ยนได้ทีละขั้นเรียกว่า รีโซลูชั่น (resolution)

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีคือ

1.วิธีสังเคราะห์โดยตรง (direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แร่บังคับความถี่หลายชุด

2.วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกลูป (phase lock loop เรียกย่อว่า PLL)



รูปที่ 3.1 แสดงวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

รูปแสดงวิธีการสังเคราะห์โดยตรง ในที่นี้เราต้องการให้เอาต์พุตมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 เมกะเฮิรตซ์ และเรโซลูชั่น 100 เฮิรตซ์ นั่นคือเราต้องสามารถตั้งความถี่ได้ดังนี้คือ 7.0000 , 7.0001 , 7.0002 , ..., 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ สังเกตว่าเราใช้ความถี่หลัก 10 ความถี่คือ 2.0 , 2.1 ,..., 2.9 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวกำเนิดความถี่ ความถี่หลักดังกล่าวนี้สามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 เฮิรตซ์และ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าสวิตช์เลือกความถี่ทั้ง 10 ความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นว่ามี 4 ตัว ตัวหนึ่งเลือกความถี่ขั้นละ 100 เฮิรตซ์ ตัวถัดไปเลือกขั้นละ 1 กิโลเฮิรตซ์ ต่อไป 10 เฮิรตซ์ และ 100 กิโลเฮิรตซ์ ตามลำดับ

นอกจากความถี่หลัก 10 ความถี่ดังกล่าวแล้ว เราต้องอาศัยการผสมกับความถี่อื่นอีกด้วย จากรูป เราใช้ 18 เมกะเฮิรตซ์ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้ง 10 ความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 เมกะเฮิรตซ์ แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเดาเตอร์ เพื่อผสมกับความถี่ 16 เมกะเฮิรตซ์ แล้วกรองเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 เมกะเฮิรตซ์ตามเดิม สังเกตว่าเอาต์พุตจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.00,18.01,...,18.09 เมกะเฮิรตซ์

เอาต์พุตจากชุดแรกนี้ เมื่อป้อนเข้าชุดต่อไปก็จะเอาสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00 ถึง 18.09 เมกะเฮิรตซ์ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์อีก ซึ่งเราเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการเลือกสวิตช์ จากนั้นก็ผ่านการกรองและหารสิบแล้วผสมกับสัญญาณ 16 เมกะเฮิรตซ์ เอาต์พุตของชุดที่สองก็จะตั้งความถี่ได้ระหว่าง 18.000,18.001,...,18.099 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อเราทำการผสมคลื่นเช่นนี้อีกครั้ง เราก็จะสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.0000,18.0001,...,18.0999 เมกะเฮิรตซ์ ในชุดสุดท้ายเราทำแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์ แล้ว และผสมกับสัญญาณ 13 เมกะเฮิรตซ์ ก็ได้เอาต์-พุตเป็น 7.0000 ถึง 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ตามที่ต้องการ

สังเกตว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่ (ที่เขียนว่า DECADE) จะซ้ำๆกัน อย่างไรก็ดีวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่เป็นที่นิยม เพราะสิ้นเปลืองแร่และต้องใช้การผสมคลื่นหลายๆครั้ง

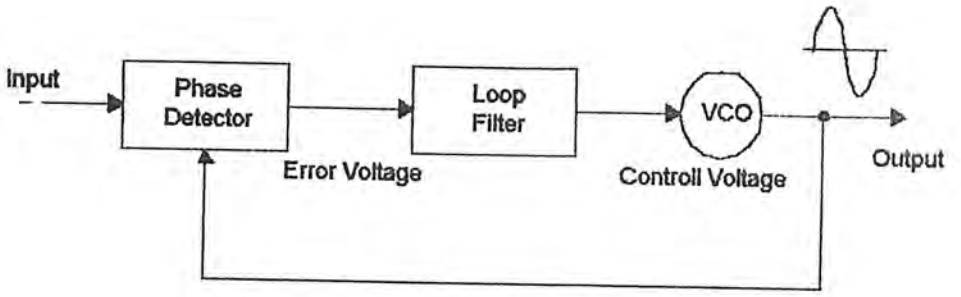
วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกลูปนั้น เราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรออส-ซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่โดยใช้ปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมาแปลงเป็นแรงดันอ้างอิงไปควบคุมการออสซิลเลตของ VCO อีกครั้ง

3.2 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาคคือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ภาคลูปฟิลเตอร์ (loop filter) และภาค VCO ดูรูป ในที่นี้เรา สมมุตว่าเราต่อเอาต์พุตจากวงจร VCO

สมมุตว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic) เข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก VCO เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาสกรองเอาแต่เฉพาะความถี่ต่างๆที่ต้องการ เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิลเลเตอร์ของ VCO ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงแผนผังของเฟสล็อคลูป

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ (constant phase difference) ในกรณีที่ไม่ตรงกัน ภาคเฟสดีเทกเตอร์ก็จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ VCO เพื่อไม่ให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่สภาวะล็อก เอาต์พุตของ VCO จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปใช้สังเคราะห์หรือผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุตจาก VCO ให้มีความถี่ตามความต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าความถี่คริสตอลออสซิลเลเตอร์

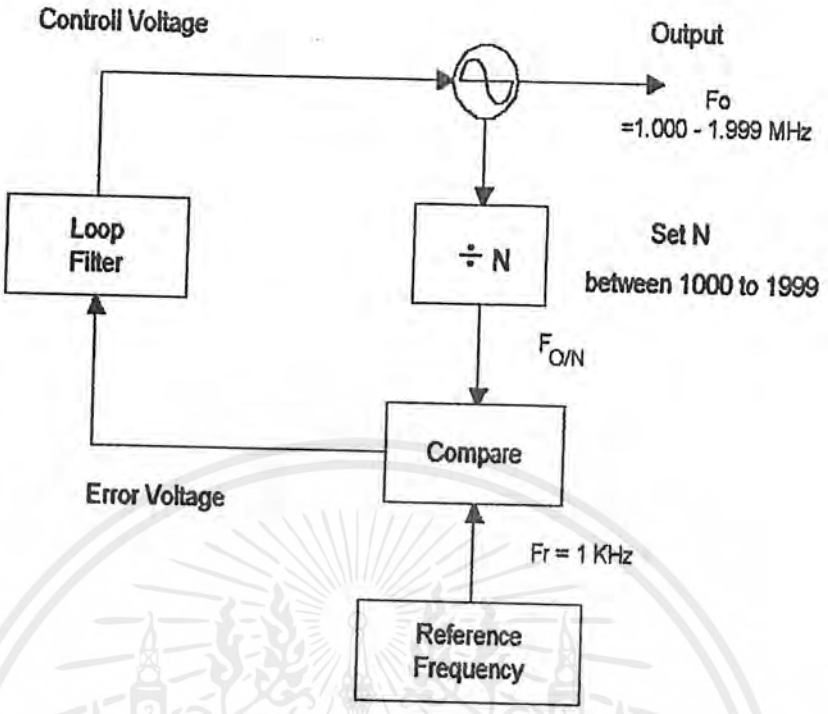
ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อื่นอีกเช่น ในการดีมอดสัญญาณ FM เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

3.2.1 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความถี่จะมีความถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่ามีเฟสล็อกลูปเป็นหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ ตามรูป เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่ายประกอบด้วย 5 ภาค คือภาค VCO เป็นออสซิลเลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตของระบบสังเคราะห์ความถี่ ภาคหาร N ทำหน้าที่หารความถี่แบบตั้งโปรแกรมให้หารด้วยค่าตัวเลขตามที่ต้องการได้ (programmable divider) ภาคกำเนิดความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเลเตอร์หรือสัญญาณอื่นๆ (reference generator) ภาคเทียบเฟสและภาคลูปฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

แผนผังในรูปจะเห็นว่า สัญญาณอินพุตของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_o/N และจากสัญญาณอ้างอิงมีความถี่เท่ากับ F_r เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบก็คือผลต่างระหว่างสัญญาณ F_o/N ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่หรือเฟสให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

ในสภาวะล็อก (lock) ความถี่ของ VCO เมื่อผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิงนั่นคือ

$$F_o = N*F_r$$

คำนวนจาก $F_o/N = F_r$ ที่วงจรเทียบเฟส

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เอาต์พุตจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมุติว่า F_r = 1 กิโลเฮิรตซ์ N = 1000 จะได้ F_o = 1 เมกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001,1002,1003,... ค่า F_o จะเพิ่มทีละ 1 กิโลเฮิรตซ์ไปเรื่อยๆ เป็น 1.001,1.002,1.003,... เมกะเฮิรตซ์ตามลำดับ

ขอสังเกตว่า เฟสล็อกลูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้เฉพาะในช่วงความถี่ที่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหารคือ N ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

3.3 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (Frequency range) ที่ต้องผลิตและรีโซลูชั่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่นๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดของความถี่ขึ้นอยู่กับรีโซลูชั่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้รวดเร็วทันที กล่าวอีกอย่างหนึ่งคือล็อกความถี่ได้ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (lock-up time) สั้น คุณสมบัติการล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ใหม่ได้รวดเร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่างๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (spectrum purity)นั่นคือความถี่ฮาร์โมนิกและสปิวเรียสต่างๆจะถูกกำจัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้นอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์ จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธิ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียว ในช่วงใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวเรียกว่า เฟสนอยส์ (phase noise)

ความเที่ยงตรง (accuracy) และ (stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดที่ใช้แร่บังคับความถี่ฉะนั้นวงจรสังเคราะห์ความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงทางความถี่เทียบเท่ากับคริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์)ค่อนข้างมีความซับซ้อนเพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้เราต้องการเรโซลูชั่นละเอียดถึง100 เฮิรตซ์เป็นอย่างน้อย บางเครื่องทำได้ละเอียดถึง10 เฮิรตซ์นอกจากนี้ช่วงความถี่3ถึง30เมกะเฮิรตซ์ค่อนข้างกว้างมากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้างๆ และมีเรโซลูชั่นละเอียดเช่นนี้ จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัตินอยส์ที่ดี และช่วงเวลาล็อกสั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน2เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน2เท่าเราต้องใช้วงจรVCOหลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการล็อกความถี่ฮาร์มอนิก และเพื่อให้ได้คุณสมบัตินอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเวลาล็อกรวดเร็วนั้น เราทำได้โดยใช้ลูปซ้อนกันหลายลูป (Multiple loop)

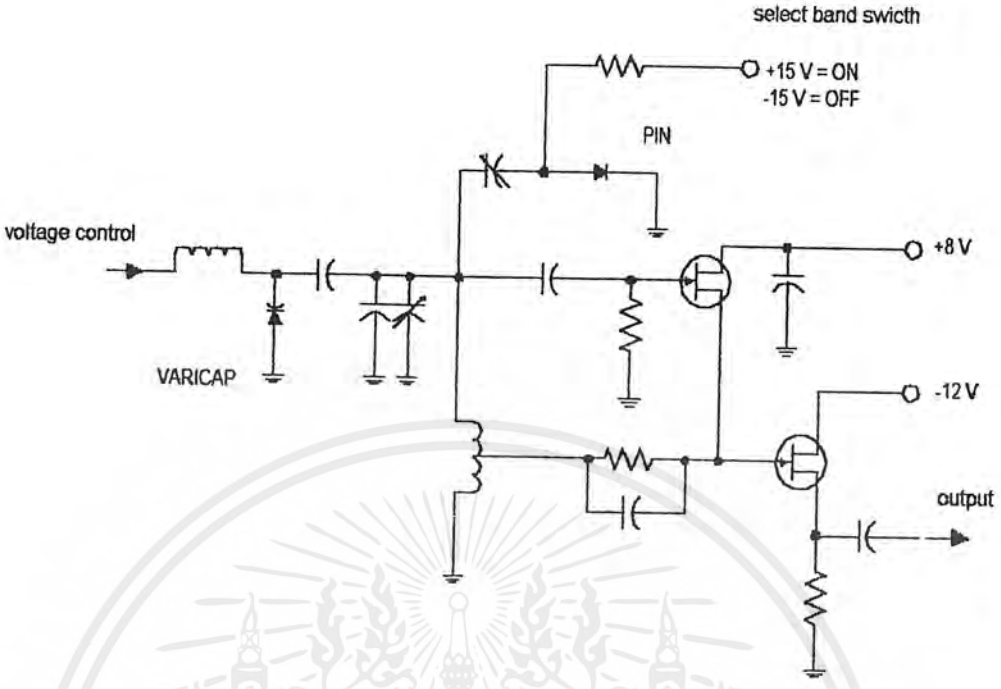
3.4 วงจรต่างๆในเฟสล็อกลูป

วงจรสำคัญที่กำเนิดความถี่เอาต์พุตก็คือ วงจร VCO โดยทั่วไปเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วาแรกเตอร์หรือวาริแคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจรจูน ดูรูปที่ 3.4 คุณสมบัติที่สำคัญของ VCO คำนึงถึงก็คือเฟสนอยส์ซึ่งเกิดจากนอยส์ในตัววาแรกเตอร์ ค่า Q เลื่อนไหลของวงจรจูน (drift) และคุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอกตีฟไม่คงที่

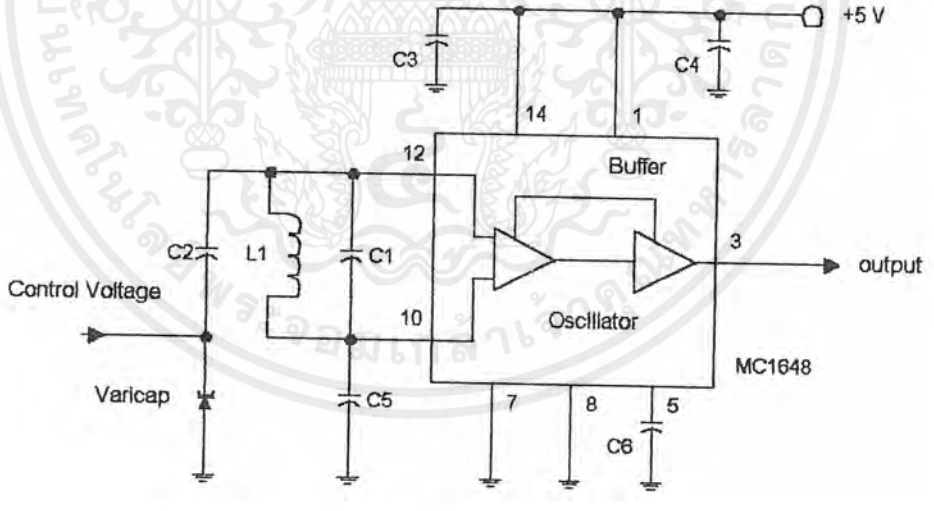
วงจร VCO นิยมใช้ FET เนื่องจากมีนอยส์ต่ำและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูง แต่บางครั้งอาจใช้ไอซีเช่นเบอร์ MC 1648 ในรูปที่ 3.5 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ ECL โดยจะให้เอาต์พุตประมาณ 900 มิลลิโวลต์พีคทูพีคซึ่งเพียงพอสำหรับเป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัตินอยส์ย่อมสู้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ FET ไม่ได้

ในวงจรรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าเราใช้ไดโอด PIN ในการสวิตช์เลือกแบนด์ เพื่อเพิ่มความจุไฟฟ้าให้วงจร VCO สามารถทำงานในย่านความถี่กว้างขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



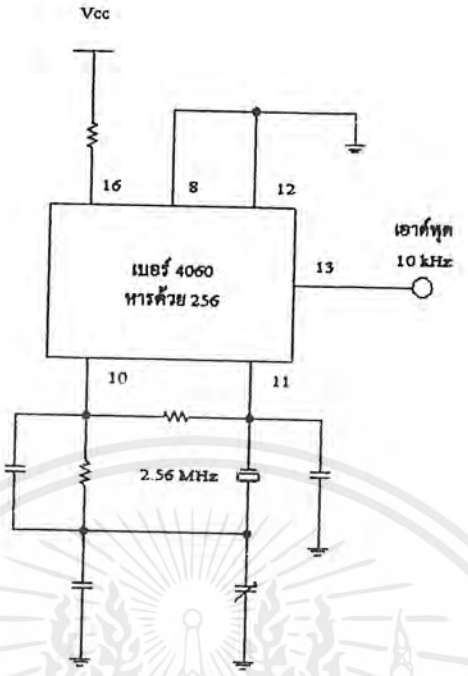
รูปที่ 3.4 แสดงวงจร VCO แบบใช้ FET



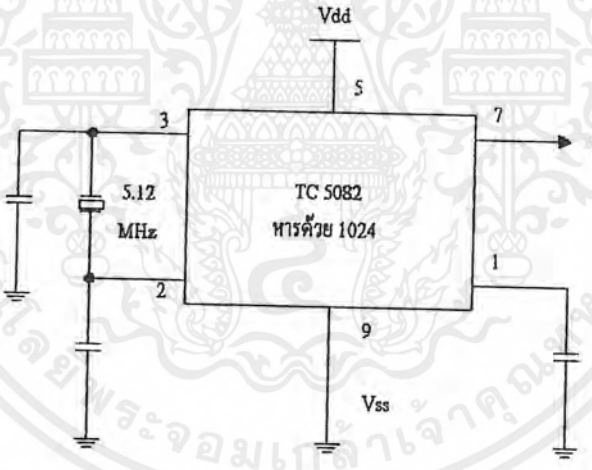
รูปที่ 3.5 แสดงวงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรล่า MC 1648

สังเกตว่าความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแก่วาริแคปในวงจรจูน ถ้าแรงดันที่ไบแอสแก่วาริแคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่ VCO จะมีความถี่สูงขึ้น แต่ก็มีบางวงจรที่ทำให้ความถี่ VCO ลดลง แต่เป็นส่วนน้อย (เช่นในกรณีที่ใช้วงจรขยายแรงดันควบคุมก่อน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ก แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์อ้างอิงใช้ CMOS เบอร์ 4060



รูปที่ 3.6 ข แสดงตัวอย่าง IC ที่ใช้กำเนิดความถี่อ้างอิง เบอร์ TC 5082P

ภาคความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ และมีวงจรหารความถี่ค่าตายตัว ส่วนใหญ่เป็นไอซี ดูตัวอย่างในรูปที่ 3.6 ก แสดงตัวอย่างวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้แร่ความถี่ 2.56 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารออกมาเป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ ทั้งวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรหารความถี่จะอยู่ภายในตัวไอซีทั้งหมดมีแต่เฉพาะ R และ C เท่านั้นที่ต่อภายนอก ส่วนรูปที่ 3.6 ข เป็นไอซีที่ใช้งานแบบเดียวกัน

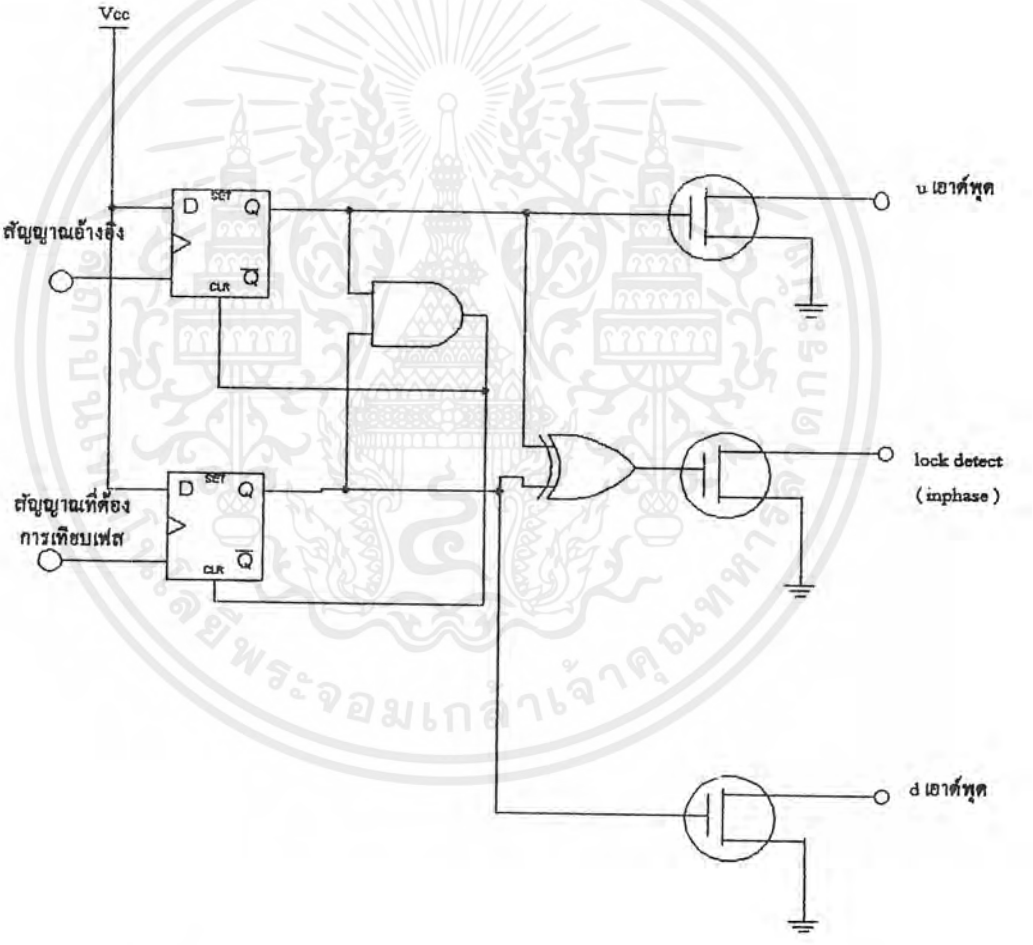
ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดรีโซลูชั่นและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดี จึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพดีด้วย

ภาคเทียบเฟสส่วนใหญ่จะเป็นแบบดิจิตอล ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จาก VCO (หลังจากหาร N) เอาต์พุตที่ได้จากการเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์ที่มีวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) เปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลง ดูรูปที่ 3.7 ซึ่งแสดงไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรดีเทกเตอร์เฟส วงจรนี้ประกอบด้วยเกต exclusive OR D-flipflop ฯลฯ ปกติจะมีเอาต์พุตพิเศษแสดงภาวะล็อกด้วย สภาวะล็อกในที่นี้หมายถึงสภาวะที่ความถี่หรือเฟสของสัญญาณจาก VCO (หาร N) กับสัญญาณอ้างอิงตรงกันพอดี ล็อกเอาต์พุตนี้มีความสำคัญมาก เพราะจำเป็นต้องใช้หยุดการทำงานภาคเครื่องส่ง (ของเครื่องรับส่งวิทยุ)ในกรณีที่ความถี่ไม่ล็อก

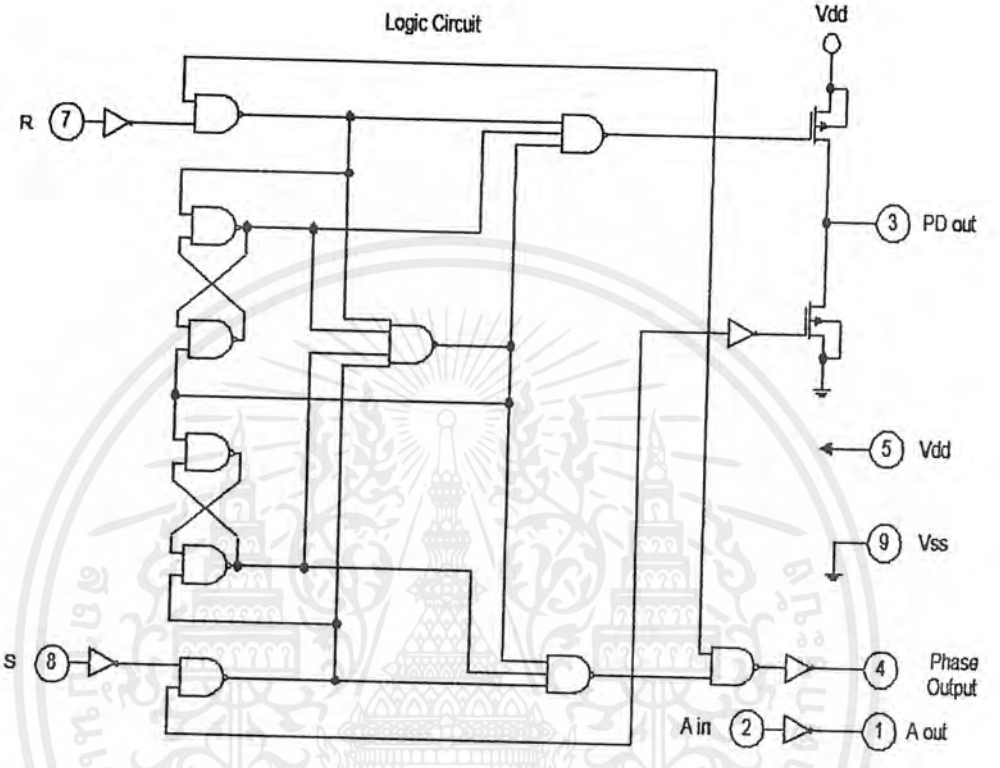
วงจรเทียบเฟสนี้ความจริงแล้วจะเรียกว่าเทียบเฟสหรือเทียบความถี่ก็ได้ เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ขึ้นอยู่กับผลต่างเฟสหรือความถี่ของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้จากเฟสดีเทก-เตอร์จะเป็นพัลส์ ซึ่งเป็นส่วนผสมของไฟ DC ปนอยู่ ส่วนที่เป็นไฟ DC นี้จะนำไปใช้ควบคุมความถี่ของ VCO ไม่ว่าความถี่ของ VCO จะห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่าใด ช่วงความถี่ที่วงจรเฟสล็อกลูปสามารถแก้ไขได้เรียกว่า capture range



รูปที่ 3.7 แสดงภาคเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC ของ Plessey เบอร์ NT 8811

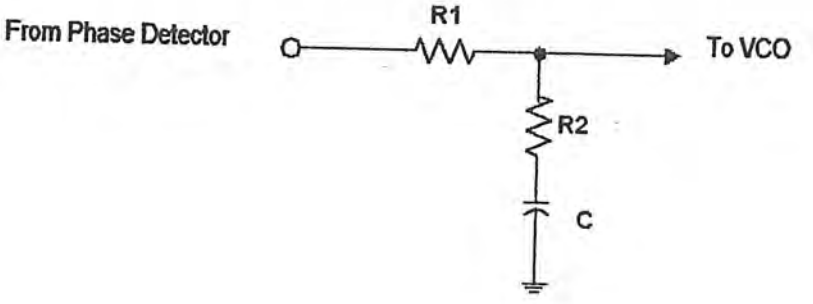
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างวงจรเฟสดีเทกเตอร์อีกแบบหนึ่งดังรูปที่ 3.8 ซึ่งมีหลักการคล้ายรูปที่ 3.7 แต่ซับซ้อนกว่า สังเกตว่ามีวงจรขยายอินเวอร์เตอร์อยู่ 1ตัว ซึ่งเป็นวงจรขยายอเนกประสงค์ เพื่อประโยชน์ในการสลับขั้วแรงดันควบคุมของ VCO ให้อัตราขยายมีความแรงขึ้น หรือใช้ในการควบคุมอื่นๆ



รูปที่ 3.8 แสดงเฟสดีเทกเตอร์แบบ IC อีกแบบหนึ่งของ Toshiba # 5081

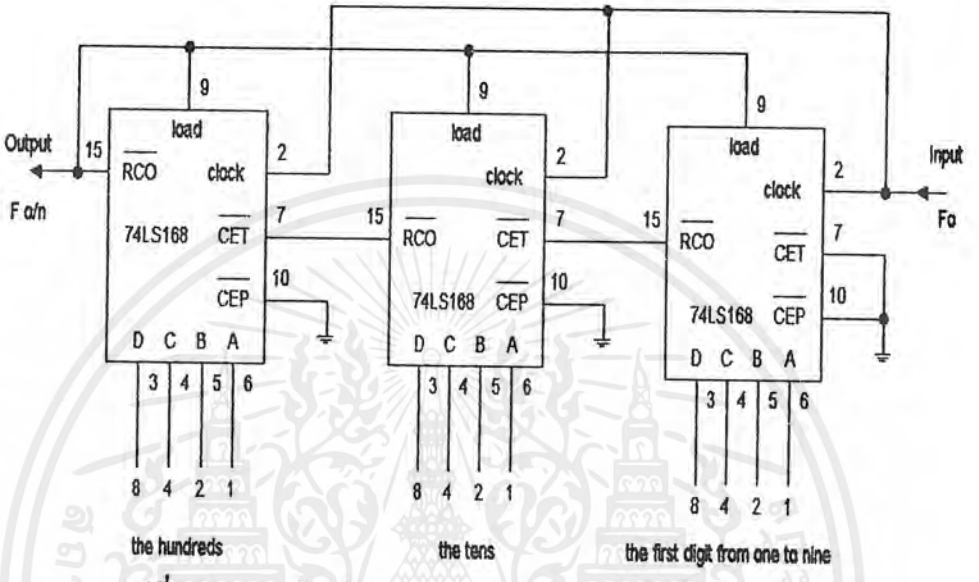
ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโลพาสธรรมดา ทำหน้าที่กรองเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปมักใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีฟ (มีแต่ R กับ C หรืออาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอกตีฟก็ได้) ดูรูปที่ 3.9 ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อนเข้าสู่สภาวะล็อกที่เรียกว่าคุณสมบัติชั่วครู่ (transient)ถ้าเลือกอัตราขยายลูป (loop time constant)ไม่เหมาะสม ความถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา



รูปที่ 3.9 แสดงตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่ นั่นคือภาคหาร N (หรือprogrammable divier) เวลาที่ใช้ในการล็อกข้อความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากสุด วงจรหาร N เกิดจากวงจรนับฐานสิบ (decade counter) หลายๆชุดมาต่อรวมกับเกตต่างๆเพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรนับทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่ตั้งไว้



รูปที่ 3.10 แสดงผังอย่าง Programmable divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL

วงจรหาร N นี้เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามที่ต้องการ ตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่ ในวงจรรูปที่ 3.10 แสดงวงจรหารชนิดที่ใช้ไอซีตระกูล TTL

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

ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรหารที่ตั้งโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิรตซ์ได้ จะนั้นเราจึงต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร N ลง เพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่างๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ใช้ความถี่จากออสซิลเลเตอร์พิเศษ (บางครั้งเรียกออสซิลเลเตอร์ PLL) มาผสมกับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนจะป้อนให้แก่วงจรหาร อีกวิธีหนึ่งก็คือใช้วิธีพรีสเกลแบบสองโมดูลัสล่วงหน้าโดยใช้ตัวหาร 2 ค่า

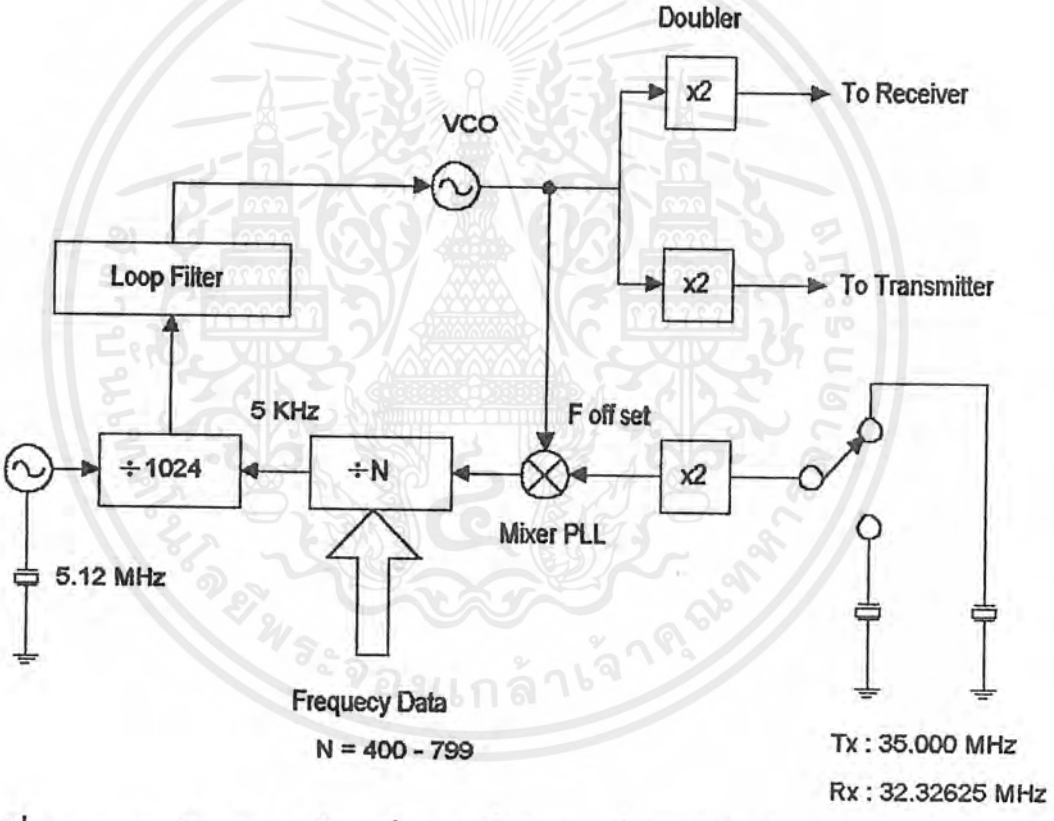
3.5 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง แตกต่างจากเฟสล็อกลูปหาร N แบบที่กล่าวมาแล้ว ตรงที่เอาต์-พุตของ VCO ผ่านการผสมหรือมิกซ์กับสัญญาณออสซิลเลเตอร์ ก่อนที่จะป้อนวงจรหาร N รูปที่ 3.11 แสดงแผนผังของระบบสังเคราะห์ความถี่ของเครื่องรับวิทยุระยะย่าน 2เมตร ความถี่ของ VCO สภาวะรับกับสภาวะส่งจะไม่เท่ากัน (เพราะเลื่อนความถี่ให้ห่างกันเท่ากับ IF)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ผู้ใดนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VCO จะทำงานในย่านความถี่ 72 เมกะเฮิรตซ์ แล้วทวีคูณ 2 เท่าทั้งสภาวะรับและสภาวะส่งเป็นความถี่ระหว่าง 144 ถึง 148 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะตรงกับความถี่ของ VCO สภาวะส่งคือ 72 ถึง 74 เมกะเฮิรตซ์และ VCO สภาวะรับ 66.6525 ถึง 68.6525 เมกะเฮิรตซ์ (ใช้ป้อนด้านต่ำ โดยมี IF เท่ากับ 10.695 เมกะเฮิรตซ์

สังเกตว่า VCO จะมิกซ์กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งทวีคูณความถี่ด้วยวงจรคูณความถี่ 2เท่า ทำให้ความถี่ถูกลดทอนลดลงเป็น 2 และ 4 เมกะเฮิรตซ์ ย่านความถี่นี้บางทีเรียกว่าเป็นความถี่ IF ของ PLL (นิยมเรียกว่า PLL-IF) จากนั้นจะป้อนเข้าสู่วงจรหาร N โดย N มีค่าระหว่าง 400 ถึง 799 เมกะเฮิรตซ์ เหตุผลสำคัญที่เราต้องทอนความถี่ VCO ลงเป็นความถี่ PLL-IF ก็เพื่อทำให้วงจรหาร N ทำงานในย่านความถี่ต่ำลงมาได้



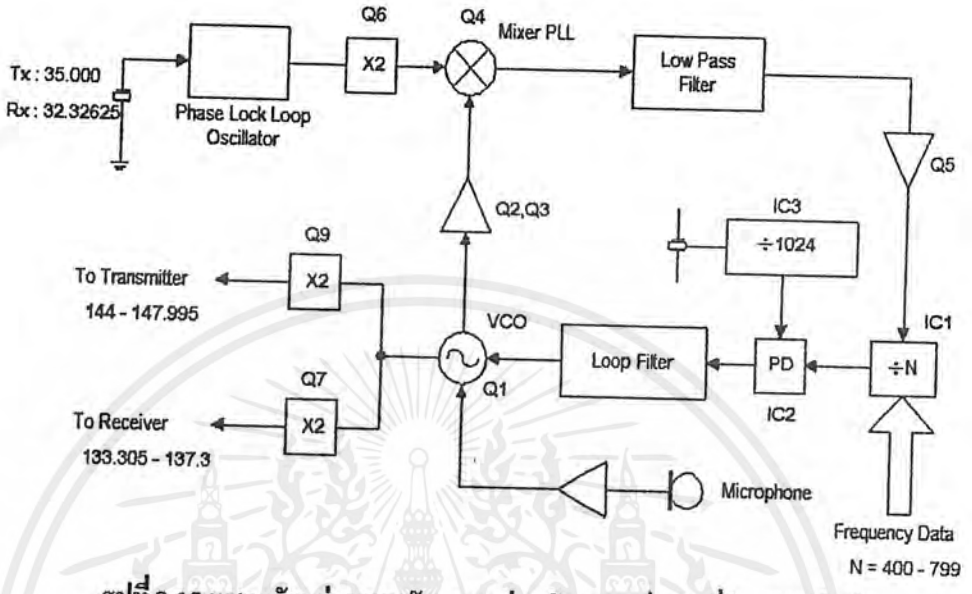
รูปที่ 3.11 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซ์ซึ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุย่าน 2 เมตร (ย่านความถี่ 150 เมกะเฮิรตซ์)

ความถี่อ้างอิงกำเนิดจากแร่ความถี่ 5.12 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารด้วย 1024 เป็น 5 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งเมื่อ VCO ถูกทวีคูณ 2 เท่ารีโซลูชั่นจะกลายเป็นขั้นละ 10 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่อ้างอิงกับเอาต์พุตของวงจรหาร N จะเทียบเฟสกันแล้วป้อนไปยังลูปฟิลเตอร์และ VCO ตามลำดับ

จากแผนผังในรูปที่ 3.11 จะเห็นว่า ค่า N ที่ป้อนให้แก่วงจรหาร N ในสภาวะรับและสภาวะส่งมีค่าเท่าเดิม แต่ความถี่ของ VCO เปลี่ยนไปได้เพราะความถี่ของ PLL ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยน (ด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์) โดยทำให้ VCO เลื่อนความถี่ไป 5.3475 เมกะเฮิรตซ์ (คือ IF 10.695 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หารด้วย 2) การที่ VCO ต้องเปลี่ยนความถี่ใหม่จากสภาวะรับเป็นสภาวะส่ง (หรือกลับกัน) นั้นเฟสล็อก-ลูปจะต้องล็อกความถี่ใหม่ จะนั้นการออกแบบวงจรจึงต้องคำนึงถึงคุณลักษณะการล็อกความถี่ด้วย



รูปที่ 3.12 แสดงตัวอย่างแผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในทางปฏิบัติ

สำหรับรูปที่ 3.12 เป็นวงจรในทางปฏิบัติ ซึ่งใกล้เคียงกับหน่วยสังเคราะห์ความถี่ในรูป เพื่อทำการเปรียบเทียบและทำความเข้าใจหลักการที่สำคัญต่างๆ ในกรณีวิธีสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซ์นั้น ความถี่เอาต์พุตจะเลื่อนไปเท่ากับความถี่ที่ผสม (ในที่นี้คือ 35 × 2 = 70 เมกะเฮิรตซ์ และ 32.32625 × 2 = 64.6525 เมกะเฮิรตซ์ เราเรียกความถี่ที่เลื่อนไปนี้เรียกว่า ความถี่ออฟเซต เทียบตามแผนผังที่แสดงในรูป เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

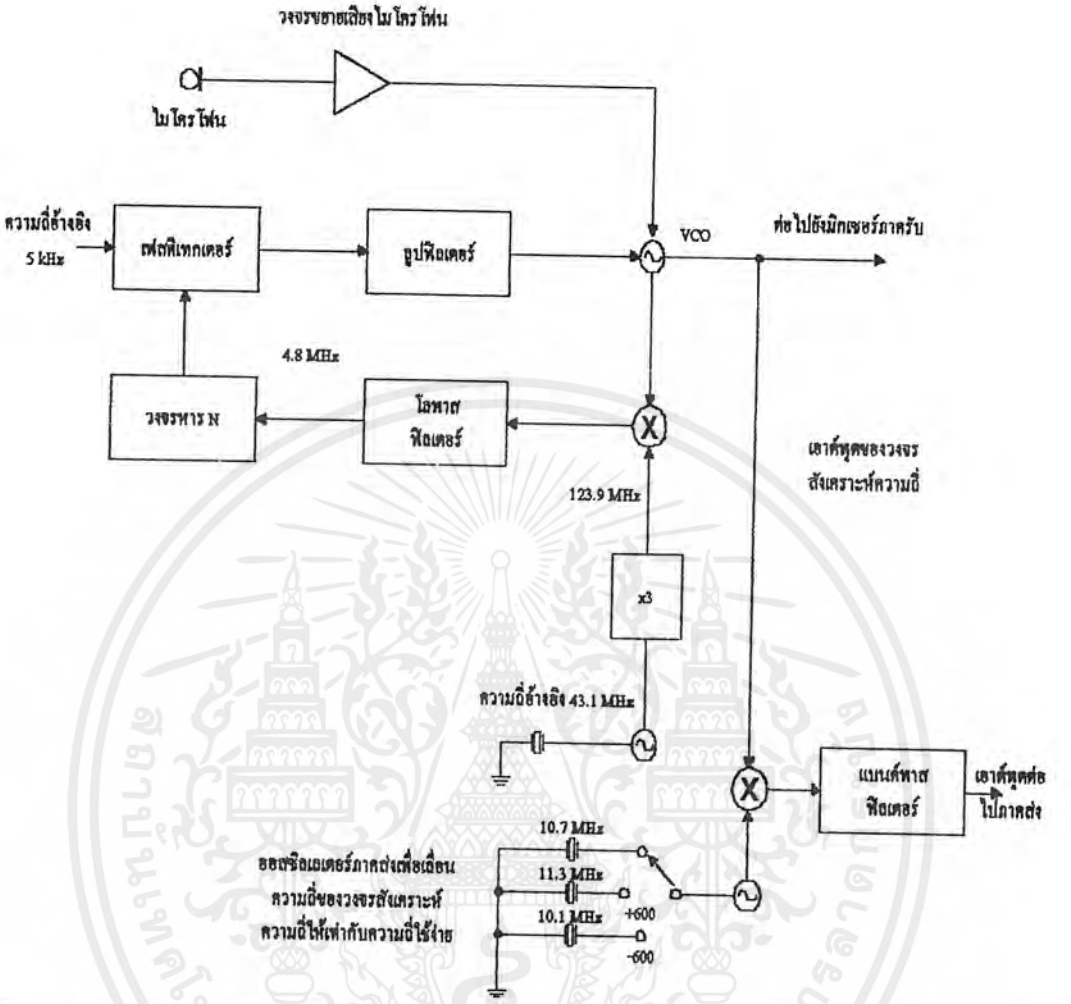
$$F_O = F_{Offset} + N*F_{ref}$$

คำนวณจาก

$$(F_O - F_{Offset})/N = F_{ref}$$ ที่วงจรเทียบเฟส

จากรูปที่ 3.13 เป็นระบบสังเคราะห์ความถี่อีกชนิดหนึ่ง (คล้ายกับในรูปที่ 3.11) ซึ่งใช้ PLL ออสซิลเลเตอร์และมิกซ์สัญญาณประกอบกัน โดยการมิกซ์สัญญาณ VCO กับ PLL ออสซิลเลเตอร์ เพื่อลดทอนความถี่ให้ต่ำลงเป็น PLL-IF ข้อแตกต่างระหว่างทั้งสองชนิดก็คือ VCO ในกรณีหลังนี้ ไม่ต้องเปลี่ยนความถี่ระหว่างสภาวะรับกับสภาวะส่ง แต่ความถี่จาก VCO จะถูกเฮตเทอโรดายน์กับความถี่จากออสซิล-เลเตอร์เพื่อเลื่อนความถี่ แทนที่ไปเปลี่ยนความถี่ในตัว VCO ลักษณะเด่นของการสังเคราะห์ความถี่แบบนี้ก็คือ ไม่ต้องใช้เวลาในการล็อกความถี่ของเฟสล็อกลูป ในระหว่างเปลี่ยนสภาวะรับเป็นสภาวะส่ง (สภาวะส่งเป็นสภาวะรับ) แต่อย่างใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

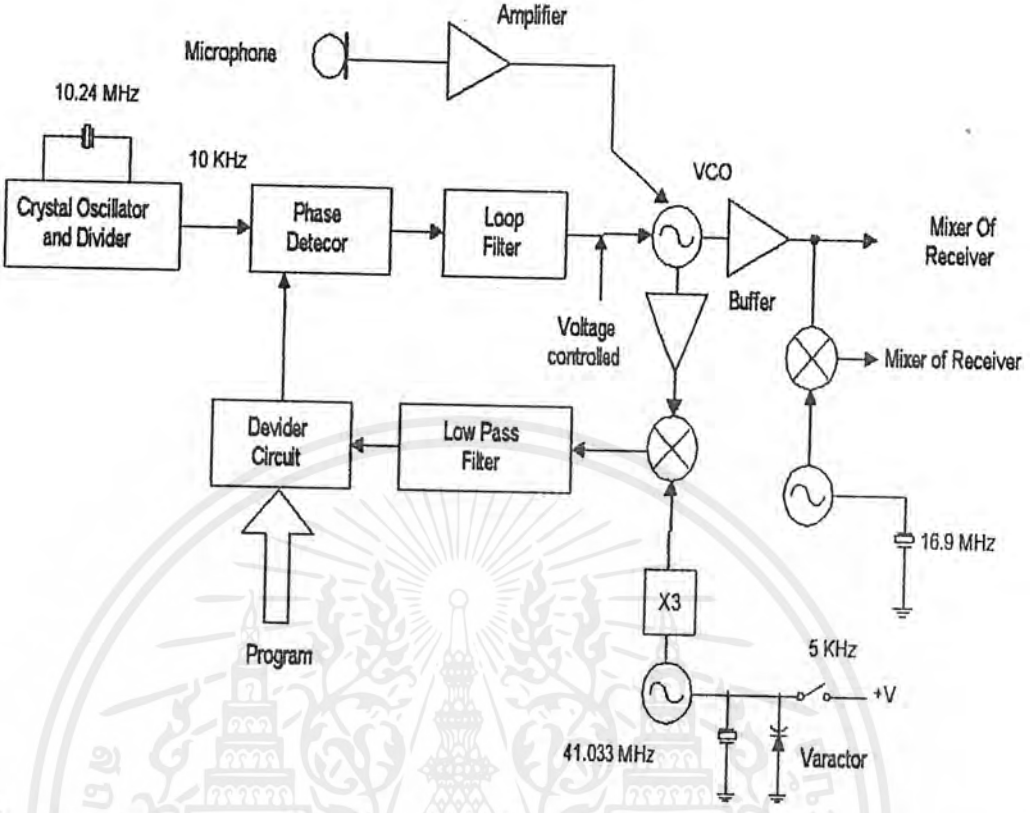


รูปที่ 3.13 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งชนิดที่ความถี่ของ VCO ไม่เปลี่ยนระหว่างสภาวะรับกับสภาวะส่ง

สังเกตแร่ทั้ง 4 ตัวจาก แผนผังในรูปที่ 3.12 ตัวแรกคือแร่ที่ผลิตความถี่ 43.1 เมกะเฮิรตซ์ เป็นแร่ที่กำเนิดความถี่อ้างอิง ส่วนแร่ 3 ตัวที่เหลือจะใช้ในสภาวะส่ง โดยแร่ตัวที่ใช้เลื่อนความถี่ไปเท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับส่งวิทยุ (คือแร่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์) เป็นแร่สำหรับซิมเพล็กซ์ ส่วนแร่อีกสองตัวที่เหลือเป็นแร่สำหรับรีพีตเตอร์ ซึ่งจะมีความถี่ออฟเซตไป +600 กิโลเฮิรตซ์ หรือ –600 กิโลเฮิรตซ์จากความถี่ IF การมิกซ์ที่ภาคส่งนี้เป็นข้อเสียของระบบสังเคราะห์ความถี่ชนิดนี้เนื่องจากสัญญาณแปลกปลอมมีโอกาสที่จะหลุดออกไปยังภาคเครื่องส่งออกอากาศไปได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการฟิลเตอร์อย่างดีก่อนป้อนให้ภาคเครื่องส่ง

การมอดูเลตนิยมทำที่เฟสล็อกลูป บางวงจรอาจมีวาริแคปอีกตัวหนึ่ง เพื่อใช้ในการมอดูเลตโดยเฉพาะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่ง ที่ใช้แร่เพียงตัวเดียวเพื่อเลื่อนความถี่ระหว่างสภาวะรับกับส่ง

ตัวอย่างของการสังเคราะห์ความถี่แบบมิกซิ่งอีกตัวอย่างหนึ่ง ดังในรูปที่ 3.14 ก็คล้ายคลึงกับในตัวอย่างแรก (รูปที่ 3.11) เว้นแต่ว่าใช้แร่เพียงตัวเดียวในการมิกซ์กับสัญญาณจาก VCO ที่มิกเซอร์ภาคส่งเพื่อส่งออกอากาศ สำหรับในกรณีของการับส่งผ่านรีพีตเตอร์ ซึ่งความถี่เลื่อนไป + หรือ – 600 กิโลเฮิรตซ์ ทำได้โดยการป้อนข้อมูล N ตัวใหญ่จากไมโครคอมพิวเตอร์ให้แก่วงจรหาร N จะเห็นว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเสียเวลาในการล็อกที่ความถี่เลื่อนไป 600 กิโลเฮิรตซ์ เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อเลื่อนความถี่ไปน้อยๆ เช่นนี้ จำเป็นต้องมีความแน่นอนและรวดเร็วเพียงพอ

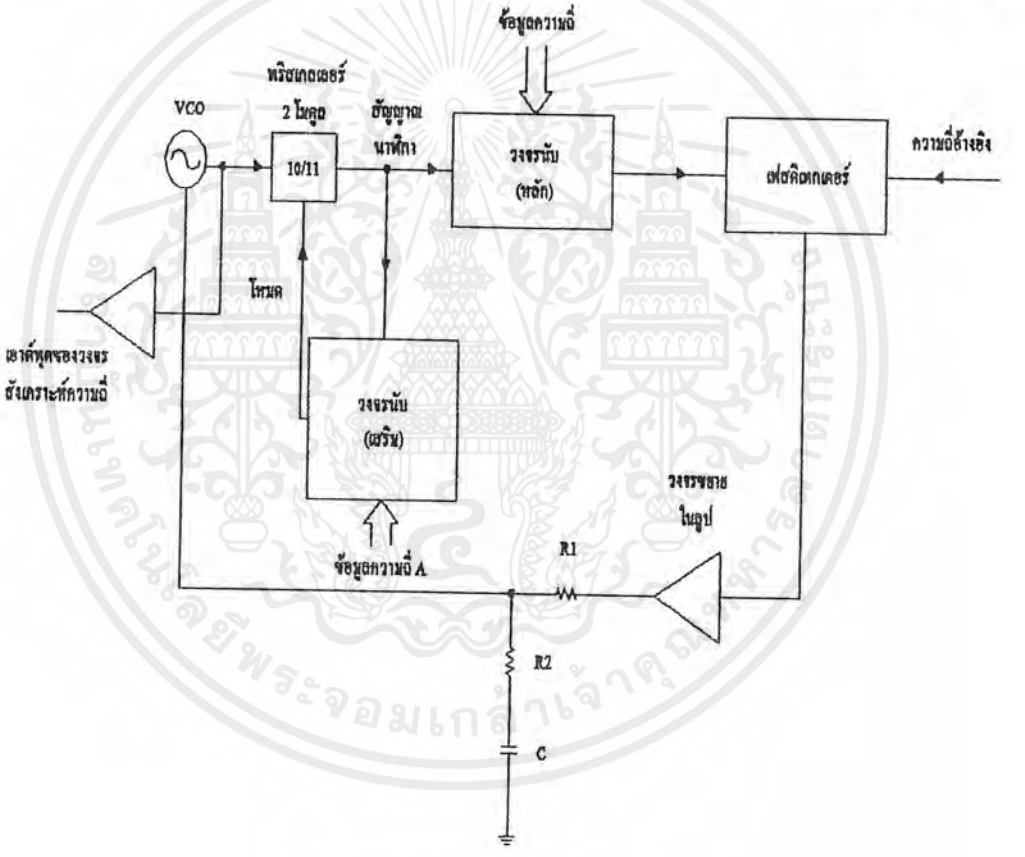
ข้อเสียของระบบนี้ก็คือ การเลื่อนความถี่ยุ่งยากและต้องคำนวณตัวเลขที่ซับซ้อนขึ้น แต่โดยทั่วไปแล้วเครื่องรับส่งวิทยุที่ควบคุมด้วยไมโครคอมพิวเตอร์ เราจะใช้ตัวคอมพิวเตอร์เป็นตัวป้อนข้อมูลเพื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของภาคสังเคราะห์ความถี่เอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วิธีสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้วงจรหารสองโมดูลัส

วิธีจะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความถี่สูงมากได้อีกวิธีหนึ่งก็คือ การใช้วงจรหารเป็นแบบวงจรหารสองโมดูลัส (แทนที่จะเป็นวงจรหาร N ธรรมดา ดังที่ได้กล่าวมาในตอนต้น) ส่วนสำคัญของวงจรหารสองโมดูลัส ก็คือ ไอซี ตระกูล ECL ซึ่งมีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงกว่าตระกูล TTL หลายเท่า ไอซีที่กล่าวถึงนี้จะทำการหารล่วงหน้า (หรือ prescale) ก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ครั้ง ด้วยค่า 2 ค่าสลับกันในตัวไอซีตัวเดียวกัน เรานิยมเรียกไอซี ตระกูล ECL ในที่นี้ว่า พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส (dual modulus prescaler)

พรีสเกลเลอร์ตัวนี้สามารถหารความถี่ด้วยตัวเลข 2 ตัว ซึ่งต่างกันอยู่ 1 เช่น หาร 10 หรือ 11 เรียกว่า 10/11 พรีสเกลเลอร์ หาร 15 หรือ 16 เรียกว่า 15/16 พรีสเกลเลอร์ สังเกตว่าตัวหารทั้งคู่ต่างกันอยู่ 1



รูปที่3.15 แสดงหน่วยสังเคราะห์ความถี่แบบใช้วงจรหารสองโมดูล

ในตัวอย่างต่อไปนี้เราจะใช้ 10/11 พรีสเกลเลอร์ (ดูรูปที่ 3.15) เอาต์พุตของพรีสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม (auxiliary counter)

ตัวเคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรีสเกลเลอร์หารด้วยตัวหาร (modulus) ตัวใดคือหารด้วย 10 หรือหารด้วย 11 เช่นสมมุติว่าป้อนข้อมูล(ความถี่) หรือพรีเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECL พรีสเกลเลอร์ใช้ 11 เป็นตัวหาร เมื่อเคาร์เตอร์เสริมหยุดนับ จึงจะส่งคำสั่งไปบังคับให้พรีสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย 10

ตัวเคาน์เตอร์หลักก็เช่นเดียวกัน จะค่อยๆนับถอยหลังไปเรื่อยๆจนเป็นศูนย์ เมื่อตัวเคาน์เตอร์ทั้งตัวหลักและตัวเสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยตัวเลขข้อมูล(ความถี่) เนื่องจากเคาน์เตอร์เสริมจะต้องนับถึงศูนย์ก่อน ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์-เตอร์หลัก

สมมุติว่าตัวเลขที่พรีเซตเป็น M ให้แก่เคาน์เตอร์หลัก และ A ให้แก่เคาน์เตอร์เสริม เริ่มแรกให้พรีสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร 11 ซึ่งจะยังคงหารตัวหาร 11 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของ VCO) ที่ผ่านไป จะเท่ากับ 11 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น 10 (โดยเคาน์เตอร์เสริม) ในขณะนี้เคาน์เตอร์หลักนับผ่าน A ไปแล้ว (พร้อมกันกับเคาน์เตอร์เสริม) เช่นกัน ยังเหลืออยู่อีก (M-A) ไซเคิลก่อนที่นับเป็นศูนย์ นั่นคือจะต้องใช้เวลาในการนับเคาน์เตอร์หลักเป็นศูนย์ต่อไปอีก คิดเป็นจำนวนไซเคิล (ของ VCO) ที่ผ่านไปเท่ากับ 10 คูณด้วย (M-A)

ฉะนั้นรวมเวลาที่ใช้จึงเป็นผลรวมของเวลาทั้งสองข้างต้น คือ

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

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ (10M + A) เท่าของความถี่อ้างอิง หรือ

$$F_{synth} = F_{ref}(10M + A)$$

ขอให้สังเกตว่า ผลของตัวเลข M มีผลต่อความถี่ F_{synth} มากกว่าตัวเลข A อยู่ 10 เท่า นอกจากนี้ตัวหาร 10(M+A) ก็ไม่สามารถหาได้ครบตัวเลขทุกค่า เนื่องจากมีข้อจำกัดตรงที่ M จะต้องมากกว่า (หรือเท่ากับ) A ในที่นี้ตัวหาร (10M + A) จะหารได้ครบทุกค่าถ้าเกิน 90 แต่ถ้าต้องการหารน้อยกว่า 90จะหารได้ไม่ครบทุกตัว ทดลองหาตัวเลข M กับ A ที่ทำให้ตัวหารมีค่า 89 ดูจะพบว่า หาไม่ได้

สมการที่ยกตัวอย่างมาข้างต้นใช้กับพรีสเกลเลอร์แบบ 10/11 ในกรณีที่พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส เป็นแบบ P และ (N 1) ตัวหารจะกลายเป็นดังนี้

ตัวหารของระบบสังเคราะห์ความถี่ = PM + A

ตัวหารต่ำสุด = P*(P – 1)

ตัวหารสูงสุด = P Mmax + Ama

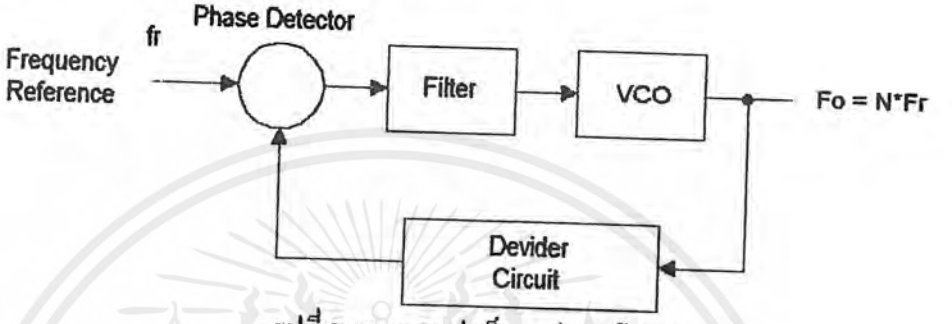
3.7 เรื่องเกี่ยวกับการสังเคราะห์ความถี่

การสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขั้นละ fr เท่ากับความถี่อ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7.1 เฟสล็อกลูปแบบโดยตรง

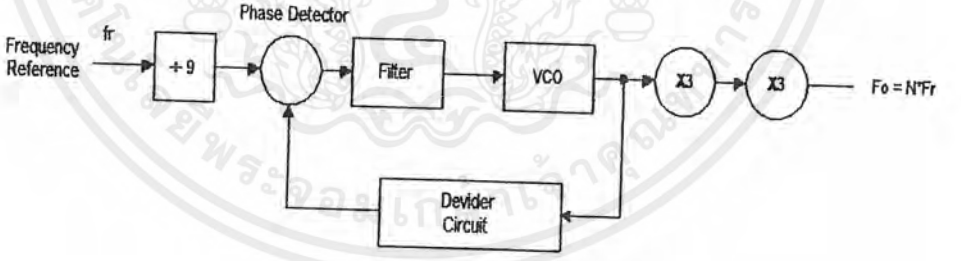
วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ ใช้เฟสล็อกลูปแบบโดยตรง นับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาต์พุตมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง (รูปที่ 3.16) ในที่นี้ VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาต์พุต ความถี่อาจจะขึ้นไปได้ถึง 200 เมกะเฮิรตซ์ อย่างไรก็ดี วงจรนับที่โปรแกรมตัวหาร N นั้นมีราคาแพง เราจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 3.16 แสดงเฟสล็อกลูปแบบโดยตรง

3.7.2 เฟสล็อกลูปแบบคูณความถี่

สังเกตว่าในรูป เราหารความถี่อ้างอิง fr ลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร N ลง แต่ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกลูปช้าลง เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการเทียบเฟสต่ำลง



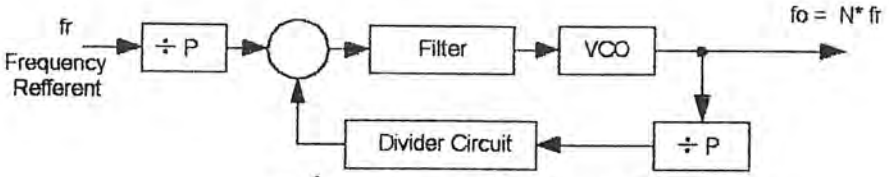
รูปที่ 3.17 แสดงเฟสล็อกลูปแบบทวีคูณความถี่

3.7.3 เฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์

เฟสล็อกลูปในรูปที่ 3.18 ใช้วิธีหารความถี่อ้างอิง fr ลง P เท่า ก่อนที่ป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทกเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูป แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกลูปดังเช่น เฟสล็อกลูปแบบวงจรคูณความถี่ วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

วงจรนับหาร P เป็นชุดวงจรฟลิบฟลอปธรรมดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับเฟสล็อกลูปในรูปที่ 3.17

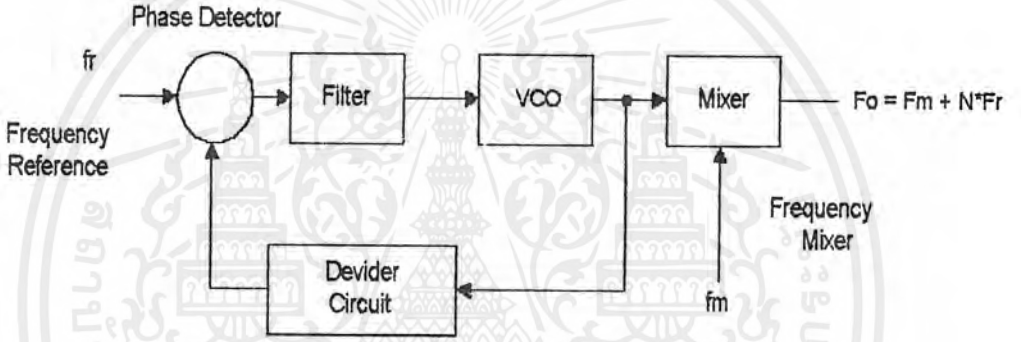
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงเฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์

3.7.4 เฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งนอกลูป

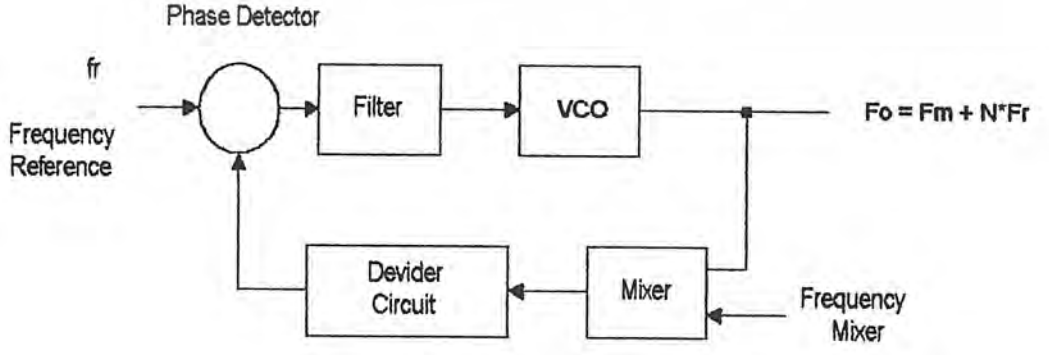
เฟสล็อกลูปในรูปที่ 3.19 อาศัยความถี่อีกความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาต์พุตของเฟสล็อกลูปมีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับขั้นความถี่ได้ขั้นละ fr เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาต์พุต เท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่จาก VCO



รูปที่ 3.19 แสดงเฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งนอกลูป

3.7.5 เฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งในลูป

เฟสล็อกลูปในรูปที่ 3.20 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในลูป สัญญาณจาก VCO และความถี่มิกซ์ fm จะบีตกันได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนสู่วงจรนับหาร N ความถี่เอาต์พุตเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ fm กับความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.20 แสดงเฟสล็อกลูปแบบมิกซิ่งในลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าโมดูลัส (ตัวหาร) ของพรีสเกลเลอร์มีค่ามาก ตัวหารต่ำสุดก็จะยิ่งขึ้นไปอีก ซึ่งเหมาะสมกับระบบสังเคราะห์ความถี่ที่ผลิตความถี่สูงๆและช่วงห่างระหว่างช่องแคบ

เหตุผลสำคัญในการใช้พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูล TTL หรือ CMOS ได้ถ้าใช้พรีสเกลเลอร์แบบ 256/257 ก็จะสามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน UHF ได้ ข้ออีกอย่างหนึ่งของพรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัสก็คือ ทำให้การกำเนิดความถี่ที่ไม่ตรงกับความถี่ที่แสดงเช่นในสภาวะรับ โลคอลออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่แตกต่างจากความถี่ใช้งานอยู่เท่ากับความถี่ IF ของเครื่องรับ อีกตัวอย่างหนึ่ง เช่น ในกรณีของการเลื่อนความถี่ภาคส่งสำหรับรีพีตเตอร์ (repeater offset) เป็นต้น ลักษณะเด่นของระบบสังเคราะห์ความถี่นี้ก็คือสามารถทำงานที่ความถี่สูง (high speed operation) ได้โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิตอลมาช่วย

3.8วิธีการสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงงาน

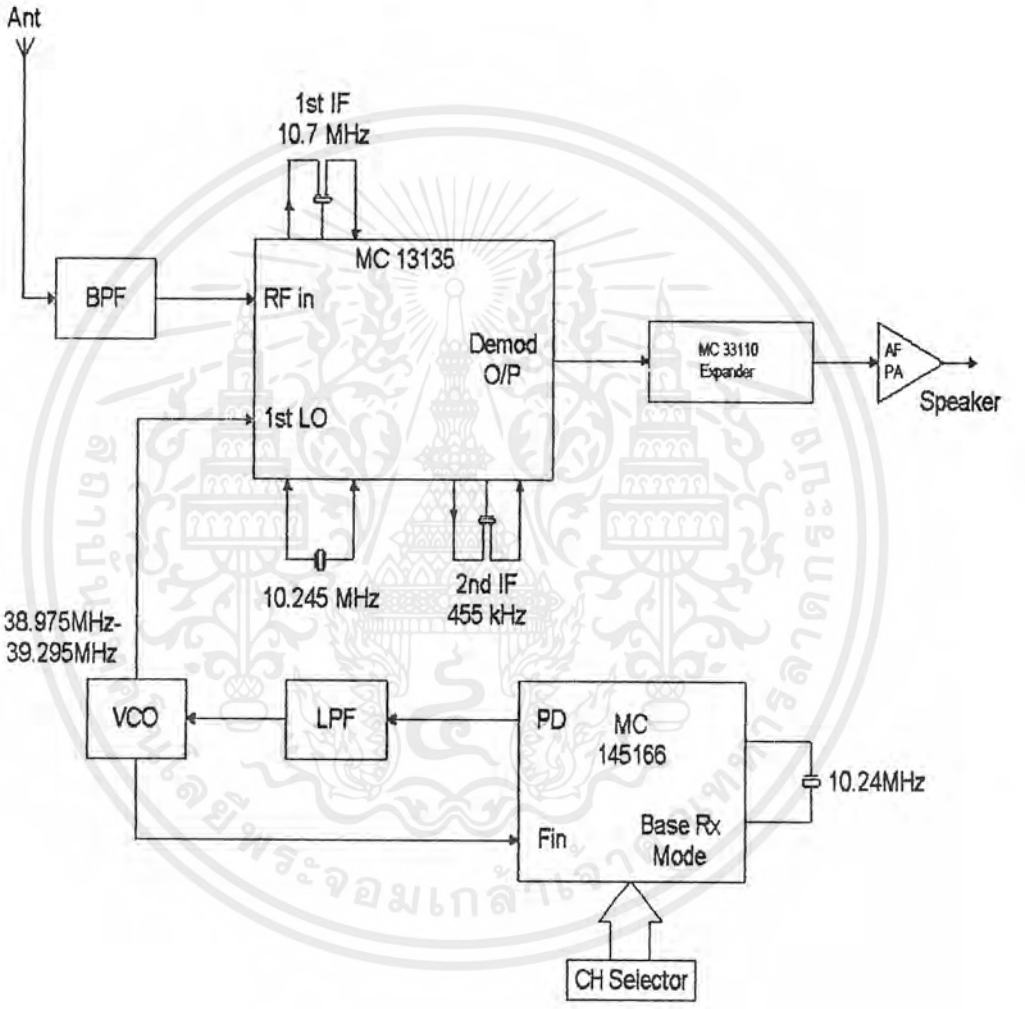
ในโครงงานที่ทำนี้เราต้องการให้ค่าความถี่พาหะในภาคเครื่องส่งและความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ของภาคเครื่องรับมีค่าคงที่หรือผิดเพี้ยนน้อยที่สุด จึงใช้การสังเคราะห์ความถี่โดยใช้หลักการของเฟสล็อกลูปแบบพรีสเกลเลอร์ โดยมีไอซีเบอร์ MC 145166 เป็นตัวทำงานหลัก ภายในไอซีเฟสล็อกลูปนี้ประกอบไปด้วยภาคเปรียบเทียบเฟส ภาคหารความถี่ ภาคล็อกดีเทกเตอร์ ซึ่งเราจะนำภาคเปรียบเทียบเฟสและภาคหารความถี่มาใช้งาน โดยหลักการทำงานของไอซีเฟสล็อกลูปนี้จะสามารถเลือกค่าในการใช้งานได้ถึง 10 ช่องสัญญาณแบ่งเป็นทั้งโหมด Handset และ Base ขึ้นกับเราว่าจะเลือกใช้ค่าเท่าใดบ้างและใช้กี่ค่าซึ่งก็สามารถดูได้จากตารางข้อมูลของไอซี อย่างในโครงงานนี้ในภาครับเลือกใช้ 2 ค่าคือ 38.975 MHz และ 39.295 MHz จึงเลือกใช้ Base (Mode = 1) ในส่วนของ Receive คือ CH1 และ CH9 โดยทำการป้อนค่าลอจิกตามตารางคือ CH1 ป้อนค่าลอจิกให้ D3 D2 D1 เป็นศูนย์และให้ D0 เป็นหนึ่ง ซึ่งจะสั่งให้วงจรหารตั้งตัวหารที่ 7795 เพื่อหารความถี่ 38.975 MHz ที่รับเข้ามาจากวงจร VCO ที่ต่ออยู่ภายนอก ทำการหารแล้วให้เหลือเพียง 5 kHz เพื่อนำไปเปรียบเทียบเฟสกับค่าความถี่อ้างอิงที่ได้จากคริสตอลต่อเป็นออสซิลเลเตอร์จากภายนอก 10.24 MHz ผ่านวงจรหารภายในไอซีให้เหลือเพียง 5 kHz เช่นกัน เมื่อได้ค่าผลต่างก็จะส่งออกไปยังภาค LPF เพื่อเปลี่ยนเป็นระดับแรงดันไปควบคุมวงจร VCO ให้ผลิตความถี่ให้แน่นอนยิ่งขึ้น ส่วนในภาคส่งนั้นเราใช้ใน Handset (Mode = 0) ในส่วนของ Transmitter คือ CH1 และ CH9 เช่นกันเพื่อให้ได้ความถี่ 49.67 MHz และ 49.99 MHz แต่ค่าตัวหารจะเปลี่ยนไปเป็นคือ 9934 และ 9998 โดยการป้อนลอจิกเพื่อใช้ CH1 และ CH9 เหมือนกับทางด้านรับแต่ใช้ตัวหารที่ต่างกันได้เนื่องจากการกำหนดค่าที่ขาที่ 2 ของไอซีเป็นตัวกำหนดว่าหากใช้ Receive (Mode = 1) ก็ให้ป้อนลอจิกหนึ่งหรือใช้ไฟเลี้ยง 5V ป้อนให้กับขานี้หากต้องการใช้ Handset (Mode = 0) ก็ให้ป้อนลอจิกศูนย์หรือต่อลงกราวนด์ก็ได้ ซึ่งรายละเอียดของไอซีเฟสล็อกลูปนี้ก็อยู่ในภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การสร้างและการทำงานของวงจร

4.1 ภาคเครื่องรับ

ในการสร้างภาคเครื่องรับเราพยายามจะใช้อุปกรณ์ให้มีขนาดเล็กและจำนวนที่ไม่มากนักเพื่อให้ภาคเครื่องรับมีขนาดไม่ใหญ่เกินไปสามารถนำไปใช้งานได้สะดวก



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องรับ

ในรูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาครับสัญญาณซึ่งประกอบอุปกรณ์ดังต่อไปนี้

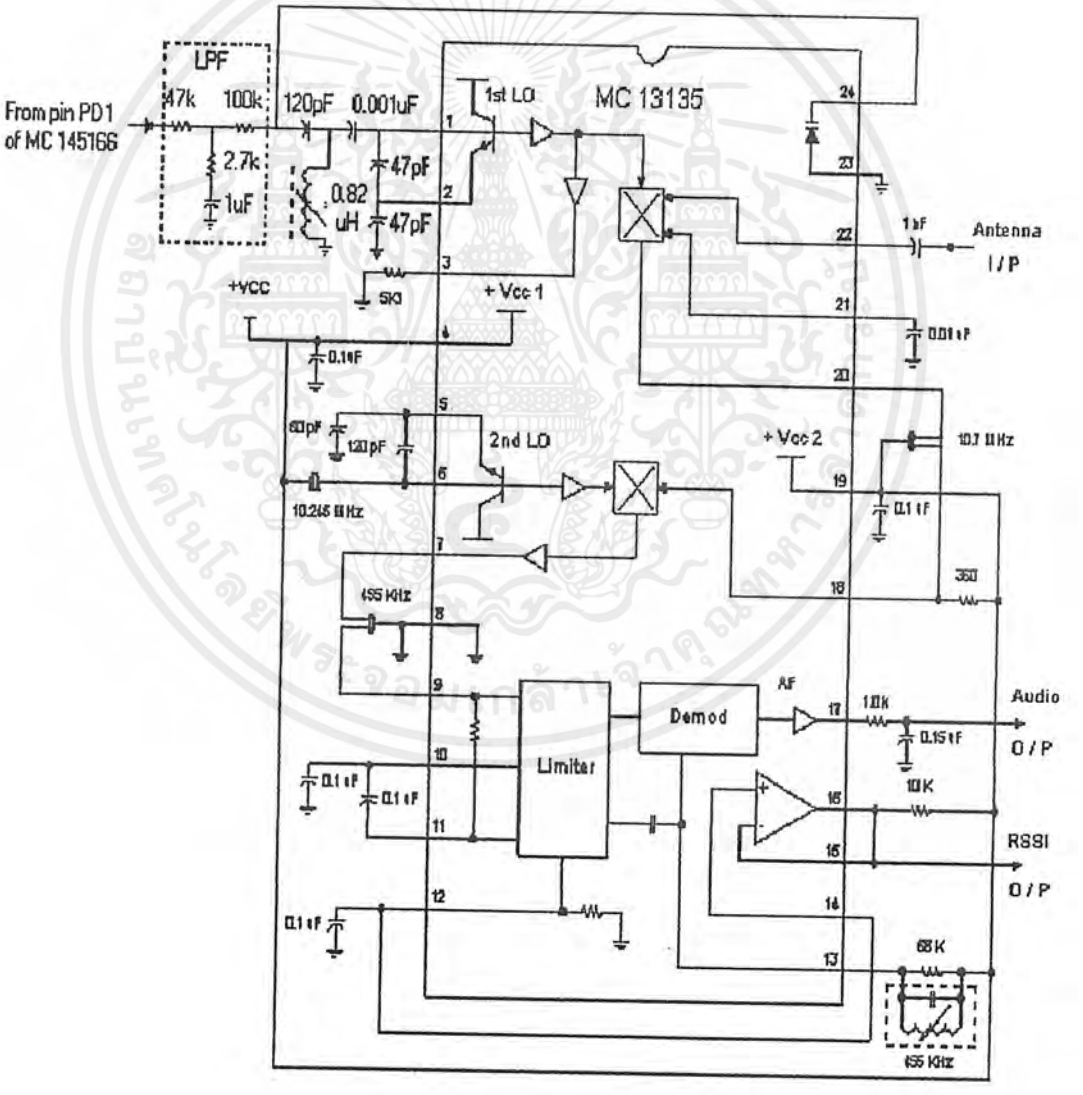
1. IC เบอร์ MC 13135 จะประกอบไปด้วย 1.1 ภาคมิกเซอร์ที่1 ทำการรวมสัญญาณจากสายอากาศที่รับเข้ามากับโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่1 ที่ได้จากการสังเคราะห์ความถี่โดยใช้หลักการของเฟสล็อกลูปในการควบคุมความถี่ 1.2 ภาคมิกเซอร์ที่2 ทำการรวมสัญญาณที่ได้จากผลต่างของภาคมิกเซอร์ที่1 คือ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ กับความถี่คริสตอล 10.245 เมกะเฮิรตซ์ 1.3 ภาคลิมิตเตอร์ทำการจำกัดขนาดความแรงของสัญญาณของผลต่างที่ได้จากภาคมิกเซอร์ที่2 คือ 455 kHz และช่วยกำจัดสัญญาณรบกวน 1.4 ภาคดีมอดูเลเตอร์ ทำการกู้สัญญาณข่าวสาร (สัญญาณเสียง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับคืนและส่งไปยังเอาต์พุต

2. IC เบอร์ MC 145166 ประกอบไปด้วย ภาคเปรียบเทียบเฟส ซึ่งจะรับเอาสัญญาณมาจากภาค VCO ซึ่งอยู่ภายนอกไอซีมาทำการผ่านวงจรหารภายในตัวไอซีซึ่งสามารถตั้งโปรแกรมหารได้ แล้วส่งออกไปยัง LPF ต่อไป
3. IC เบอร์ MC 33110 ประกอบไปด้วยภาคเอ็กแพนเดอร์ ซึ่งรับสัญญาณเสียงมาจากภาคดีมอดูเลเตอร์ของไอซี MC13135 มาทำการปรับเพิ่มให้ระดับสัญญาณเสียงดีขึ้น
4. IC เบอร์ MC 34119 เป็นไอซีทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงขั้นสุดท้ายก่อนออกลำโพง

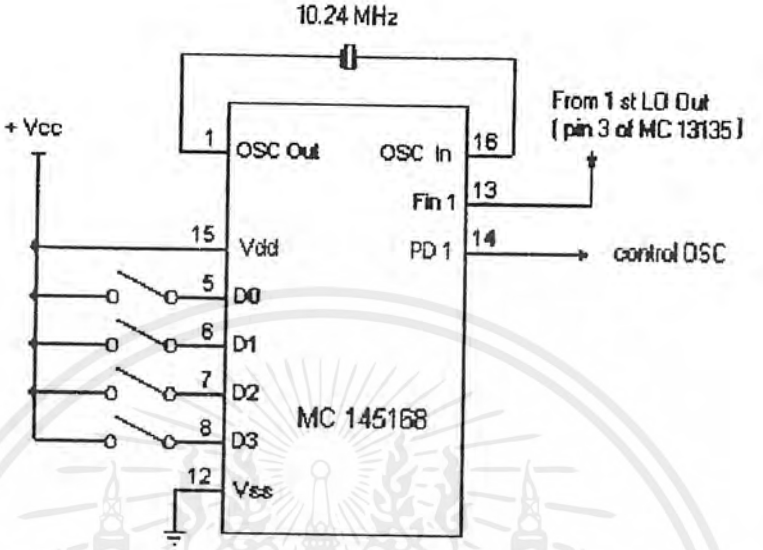
4.2 วงจรภาครับสัญญาณ



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรชุดภาครับสัญญาณ

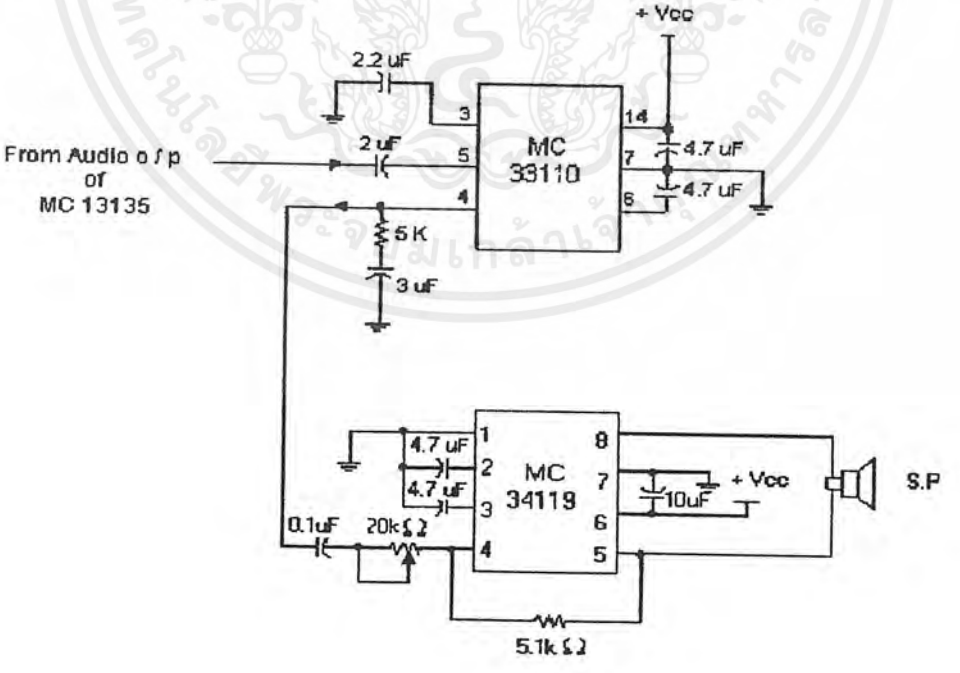
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรชุดเฟสล็อกลูป



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรชุดเฟสล็อกลูป

4.4 วงจรชุดเอ็กแพนเดอร์และชุดขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรชุดเอ็กแพนเดอร์และขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

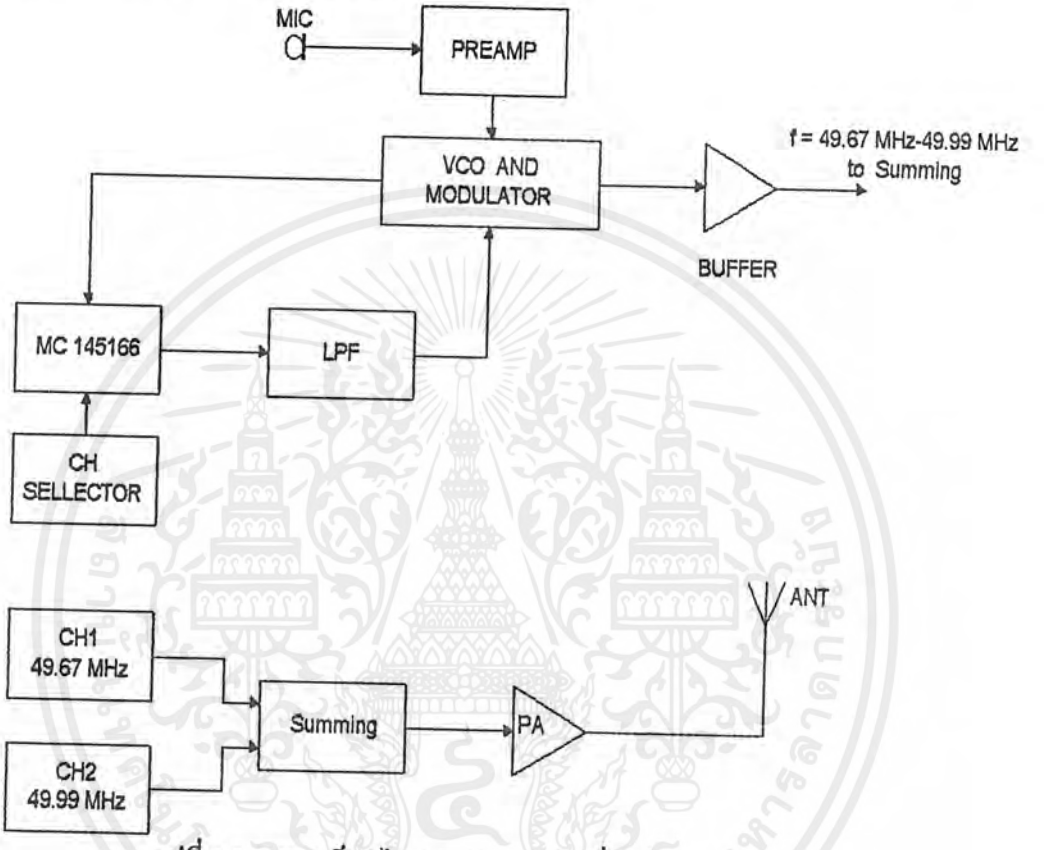
4.5 หลักการทำงานของภาคเครื่องรับ

การทำงานของภาคเครื่องรับเริ่มจากการรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศ ส่งต่อไปยังภาคมิกเซอร์ที่หนึ่งซึ่งอยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 13135 ทำการรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณที่ได้จากสายอากาศและสัญญาณจากโลคอลออสซิลเตอร์เพื่อให้ได้ความถี่ผลต่าง 10.7 MHz ซึ่งสัญญาณที่ได้จาก VCO ซึ่งเป็นโลคอลออสซิลเตอร์นั้นใช้การสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูปในการผลิตความถี่ออกมา 2 ความถี่ คือ 38.975 MHz และ 39.295 MHz ขึ้นอยู่ว่าขณะนั้นเราเลือกรับช่องสัญญาณใด เช่น เลือกรับช่องสัญญาณ ที่ 1 ซึ่งส่งออกอากาศที่ความถี่ 46.975 MHz เราก็เลือกสวิตช์ไปที่ 1 เพื่อให้เฟสล็อกลูปผลิตความถี่ที่1 คือ 38.975 MHz ส่งไปภาคมิกเซอร์ที่หนึ่งเพื่อให้เกิดความถี่ผลต่าง 10.7 MHz หากเราต้องการเลือกรับช่องสัญญาณที่ 2 เราก็เลือกสวิตช์ไปที่ 2 เพื่อให้เฟสล็อกลูปผลิตความถี่ที่ 2 คือ 39.295 MHz ส่งไปภาคมิกเซอร์ที่หนึ่งเพื่อให้เกิดความถี่ผลต่าง 10.7 MHz อีกก่อนส่งต่อไปยังภาคต่อไป ในส่วนของกระบวนการเปรียบเทียบเฟสและเลือกรับช่องสัญญาณใดสัญญาณหนึ่ง(ก็คือการตั้งค่าโปรแกรมหารความถี่ในเฟสล็อกลูปนั่นเอง) ทำโดยไอซีเบอร์ MC145166 ซึ่งจะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวสร้างความถี่อ้างอิงใช้ในการเปรียบเทียบโดยผ่านวงจรหารซึ่งอยู่ในตัวไอซีเบอร์นี้ ใช้เปรียบเทียบกับความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์จากภายนอกซึ่งใช้แบบโคพิทออสซิลเลเตอร์ ประกอบด้วย L จูน C_{47pf} และ C_{47pf} เมื่อทำการเปรียบเทียบแล้วส่งไปภาคโลพาสฟิลเตอร์เป็นแรงดันส่งไปให้วาแรกเตอร์ซึ่งอยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 13135 ควบคุมค่าความถี่ในชุดโคพิทออสซิลเลเตอร์ให้ตรงมากที่สุด จากนั้นเมื่อได้สัญญาณความถี่ผลต่าง 10.7 MHz ผ่านเซรามิคฟิลเตอร์ 10.7 MHz ก่อนส่งไปยังภาคมิกเซอร์ที่สองซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC 13135 ทำการรวมสัญญาณกับความถี่ที่ได้จากคริสตอลความถี่ 10.245 MHz ซึ่งต่ออยู่ภายนอกเพื่อให้ได้ความถี่ IF ที่2 คือ 455 kHz แล้วก็เซรามิคฟิลเตอร์ 455 kHz กรองอีกจากนั้นส่งเข้าไปยังภาคลิมิตเตอร์เพื่อจำกัดความแรงของแอมพลิจูดและกำจัดสัญญาณรบกวนไปด้วยอีกระดับหนึ่ง ซึ่งภาคลิมิตเตอร์อยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 13135 และส่งไปภาค ดีมอดูเลเตอร์โดยใช้ 455 kHz Quadrature Coil ได้เป็นสัญญาณเสียงออกมา ส่งออกไปยังชุดเอ็กแพนเดอร์เพื่อทำการลดทอนสัญญาณรบกวนอีกครั้งหนึ่งซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC 33110 แล้วส่งออกไปที่ชุดขยายสัญญาณที่ใช้ไอซีเบอร์ MC 34119 เป็นขั้นตอนสุดท้ายก่อนส่งออกที่ลำโพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

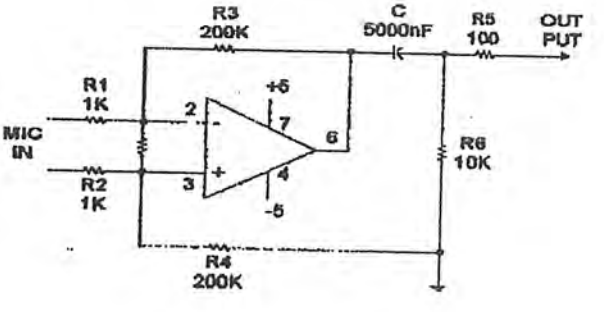
4.6 ภาคเครื่องส่ง

จากรูปที่ 5.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยภาค Pre Amp ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MXL 1007 มาต่อเป็นวงจรขยายไมโครโฟน ต่อไปเป็นภาค VCO และภาคมอดูเลเตอร์ ภาคสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกลูปซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC 145166 ต่อไปภาคบัฟเฟอร์ ภาครวมสัญญาณ และภาคขยายกำลังก่อนส่งออกสายอากาศต่อไป



รูปที่ 4.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง

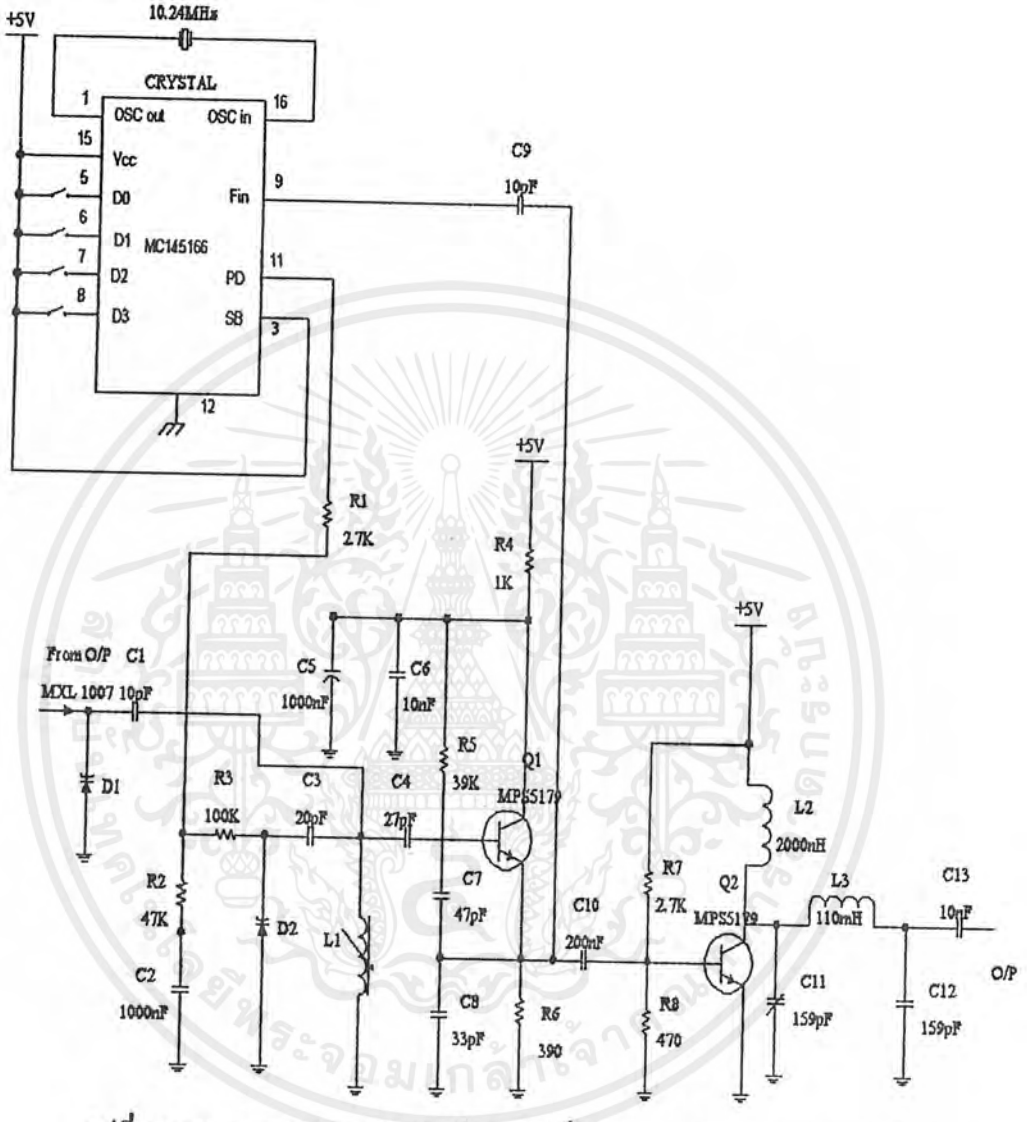
4.7 ชุดขยายสัญญาณไมโครโฟน



รูปที่ 4.6 แสดงชุดขยายสัญญาณไมโครโฟน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

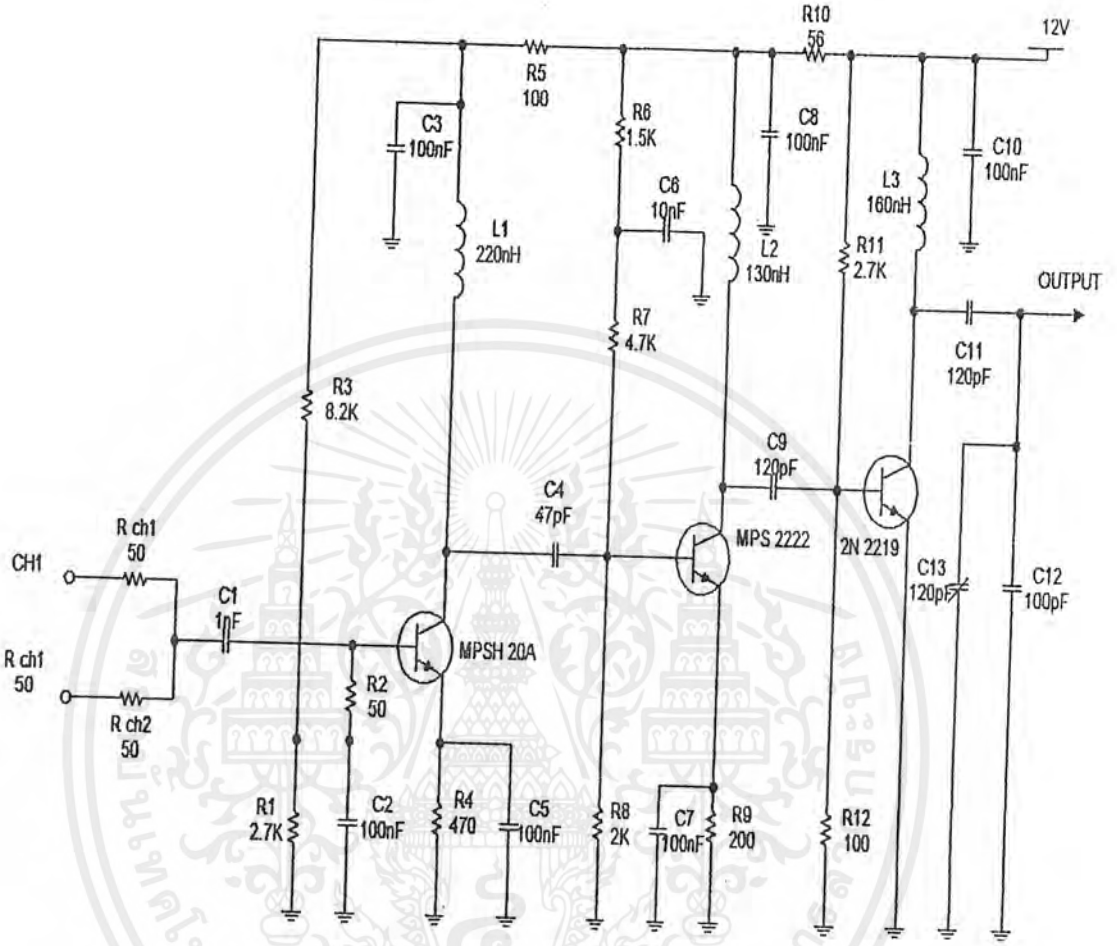
4.8 ชุดวงจร VCO วงจรล็อกความถี่และวงจรบัฟเฟอร์



รูปที่ 4.7 แสดงชุดวงจร VCO วงจรล็อกความถี่ วงจรมอดูเลตและวงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 ชุดวงจรรวมสัญญาณและขยายสัญญาณ



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรรวมสัญญาณและขยายสัญญาณ

4.10 หลักการทำงานของเครื่องส่ง

การทำงานในภาคเครื่องส่งเริ่มจากการป้อนสัญญาณเสียงจากไมโครโฟนผ่านชุดขยายสัญญาณไมโครโฟนซึ่งประกอบด้วยไอซีออปแอมป์เบอร์ MXL ต่อเป็นวงจรขยาย ซึ่งจะขยายเพิ่มขนาดของสัญญาณเสียงให้มีขนาดพอเพียงก่อนที่จะป้อนเข้าวงจรมอดูเลตต่อไป เมื่อสัญญาณเข้าสู่การวงจรมอดูเลตซึ่งใช้การมอดูเลตแบบ FM โดยตรง โดยการป้อนสัญญาณเสียงผ่านเข้าไปตกคร่อมวาแรกเตอร์ไดโอด (D_1) ซึ่งต่อร่วมอยู่กับวงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วย L_1 C_7 47pF และ C_8 33pF เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาหะร่วมกับทรานซิสเตอร์ Q_1 MPS 5179 ทำหน้ามอดูเลตสัญญาณและขยายสัญญาณด้วย ซึ่งจากค่าแรงดันของสัญญาณเสียงที่ตกคร่อมทำให้ค่ารีแอกแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอดเกิดการเปลี่ยนแปลงส่งผลให้ค่าความถี่ของสัญญาณพาหะเกิดการเปลี่ยนแปลง ซึ่งก็คือสัญญาณเอฟเอ็มนั่นเอง ในส่วนของสัญญาณความถี่พาหะนั้นเราจะนำสัญญาณความถี่ที่ได้ส่งไปยังไอซีเบอร์ MC 145166 ซึ่งเป็นไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสล็อกลูปทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบสัญญาณความถี่ที่ได้รับกับความถี่ที่เราได้ตั้งค่าไว้แล้วดังในช่องสัญญาณที่ 1 เราต้องการส่งออกอากาศที่ความถี่ 49.67 เมกะเฮิรตซ์ เราก็ป้อนค่าลอจิกให้กับไอซีเฟสล็อกลูปดังตารางข้างล่างนี้ คือ Channel 1 ต้องป้อนค่า D3 D2 D1 เป็นลอจิกศูนย์ซึ่งเรานำลงกราวนด์ ส่วน D0 ต้องเป็นลอจิกหนึ่งเราก็ต่อที่ไฟเลี้ยง 5V และตั้งค่าไว้ที่ Handset (Mode = 0) Transmit จากข้อมูลของไอซีเบอร์นี้ เราต้องป้อนลอจิกศูนย์ที่ขา 2 ของไอซีเพื่อเป็นโหมด Handset ที่ความถี่ 49.67 เมกะเฮิรตซ์ ส่วนในการส่งช่องสัญญาณถวามถี่ที่ 2 คือ 49.99 MHz ก็ทำคล้ายกันโดยที่ความถี่นี้จากข้อมูลของไอซีจะอยู่ที่ Channel 9 เพียงเปลี่ยนค่า D3 เป็นลอจิกหนึ่งโดยค่าอื่นยังคงเดิมไว้ ซึ่งจากค่า D3 ที่ต่างกันนี้เราก็ใช้สวิตซ์ในการเปลี่ยนช่องได้อย่างสะดวก เมื่อไอซีเฟสล็อกลูปทำการเปรียบเทียบก็จะส่งสัญญาณออกไปโดยผ่านชุดโลพาสฟิลเตอร์ประกอบด้วย R_1 R_2 R_3 และ C_2 เปลี่ยนเป็นค่าแรงดันตกคร่อมวาแรกเตอร์ไดโอด (D_2)ซึ่งต่อร่วมในวงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์ เพื่อทำให้ค่ารีแอกแตนซ์เปลี่ยนแปลงความจุของวาแรกเตอร์เพิ่มขึ้นหรือต่ำลง ทำให้ค่าความถี่กลับเข้าสู่ความถี่ที่ล็อกไว้คือ 49.67 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 49.99 เมกะเฮิรตซ์ เมื่อสัญญาณผ่านการมอดูเลตแล้วก็ส่งไปยังภาคบัฟเฟอร์ซึ่งมีทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำหน้าที่ช่วยไม่ให้ความถี่ผิดเพี้ยนเมื่อนำไปรวมสัญญาณแล้วส่งต่อไปยังภาคขยายสัญญาณภาคสุดท้าย ในการภาครวมสัญญาณเป็นการรวมแบบพาสซีพ ซึ่งทำการรวมแบบไม่มีเงื่อนไขโดยใช้จุดต่อรวมกันหลังจากผ่านความต้านทาน 50 โอมห์ของแต่ละช่องและนำเข้าสู่ภาคขยายสัญญาณ โดยเป็นวงจรขยายความถี่ย่านวิทยุซึ่งมีอยู่ 3 ภาค โดยในภาคแรกใช้ทรานซิสเตอร์ MPSH 20A เป็นตัวขยายสัญญาณแล้วส่งผ่าน C_4 47 pF คลับปลิ้งสู่ภาคที่สองซึ่งมีทรานซิสเตอร์ MPS 2222 ทำการขยายสัญญาณต่อจากนั้นส่งผ่าน C_9 120 pF ไปยังภาคสุดท้ายให้ทรานซิสเตอร์ 2N2219 เป็นตัวขยายขั้นสุดท้ายแล้วผ่าน C_{11} ออกสู่สายอากาศ

ตารางที่4.1 แสดงการกำหนดค่าความถี่ของไอซีเฟสล็อกลูป MC 145166 ใช้ในภาคเครื่องส่ง

Channels		Handset (Mode = 0)			
		Transmitt		Recieve	
D3 D2 D1 D0	CH	Fin2(MHz)	/N	Fin1(MHz)	/N
0 0 0 1	1	49.670	9934	35.915	7183
1 0 0 1	9	49.990	9998	36.235	7247

ตารางที่4.2 แสดงการกำหนดค่าความถี่ของไอซีเฟสล็อกลูป MC 145166 ใช้ในภาคเครื่องรับ

Channels		Base (Mode = 1)			
		Transmitt		Recieve	
D3 D2 D1 D0	CH	Fin2(MHz)	/N	Fin1(MHz)	/N
0 0 0 1	1	46.610	9322	38.975	7795
1 0 0 1	9	46.930	9386	39.295	7859

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

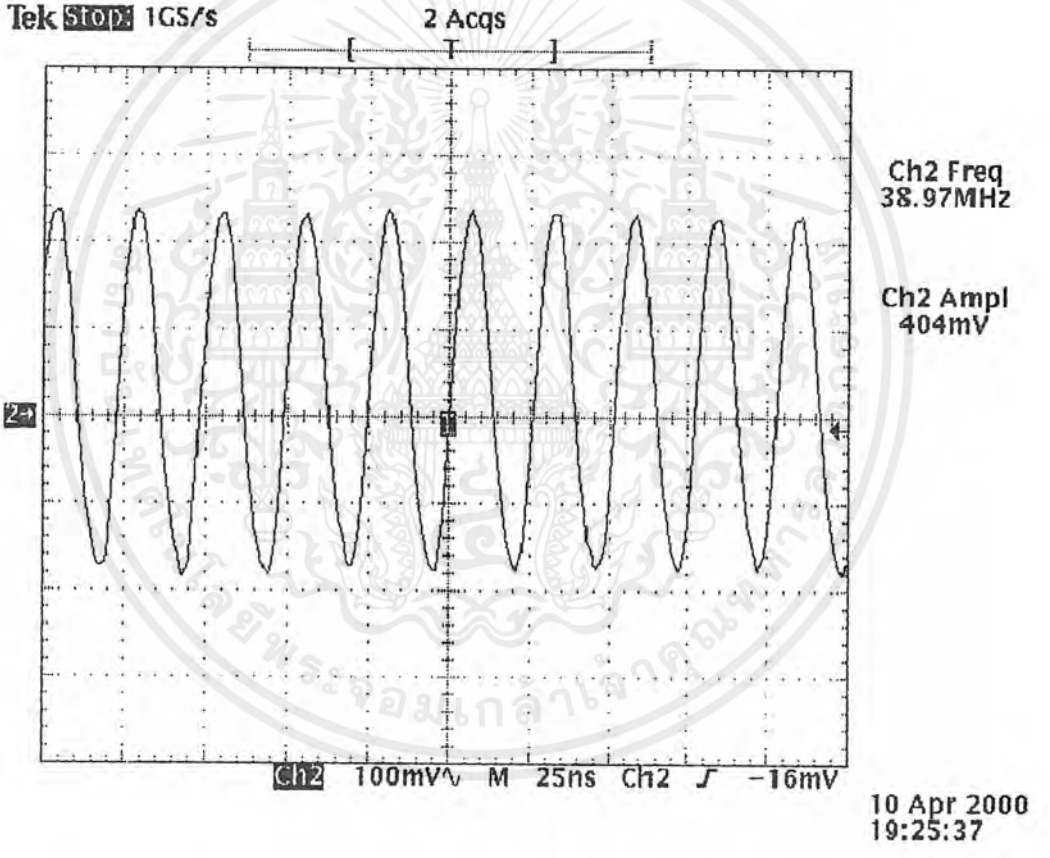
บทที่5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 ภาครับสัญญาณ

ในการสร้างวงจรภาครับสัญญาณนั้นจะต้องมีความไวและความถูกต้องในการรับสัญญาณที่เข้า เพราะฉะนั้นกระบวนการสังเคราะห์ความถี่ถูกต้องหรือผิดพลาดน้อยที่สุด ดังนั้นจึงทำการวัดสัญญาณที่ตำแหน่งต่างๆของวงจรภาครับสัญญาณ

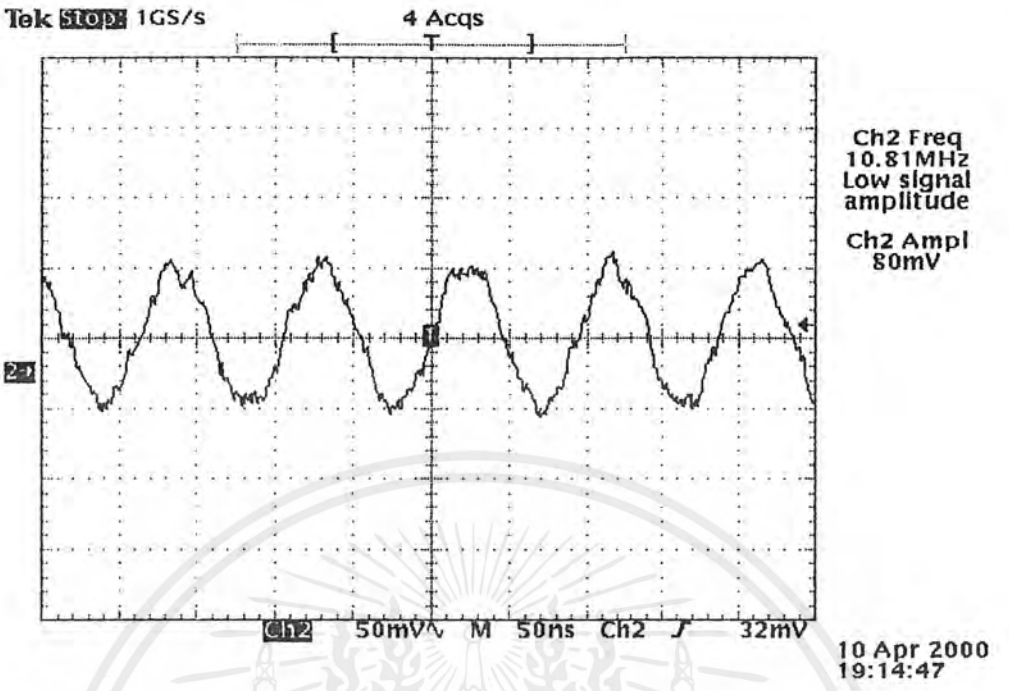
5.1.1 ทดสอบทำการส่งสัญญาณที่มอดูเลตความถี่ 1 kHz กับความถี่พาหะ 49.67 MHz เพื่อทดสอบภาครับสัญญาณช่องที่1ว่าสามารถผลิตโลคอลออสซิลเลเตอร์และใช้เฟสล็อกลูปช่วยในการล็อกความถี่ที่ 38.97 MHz



รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณความถี่ 38.97 MHz ที่ได้จากการควบคุมของเฟสล็อกลูปช่องที่ 1

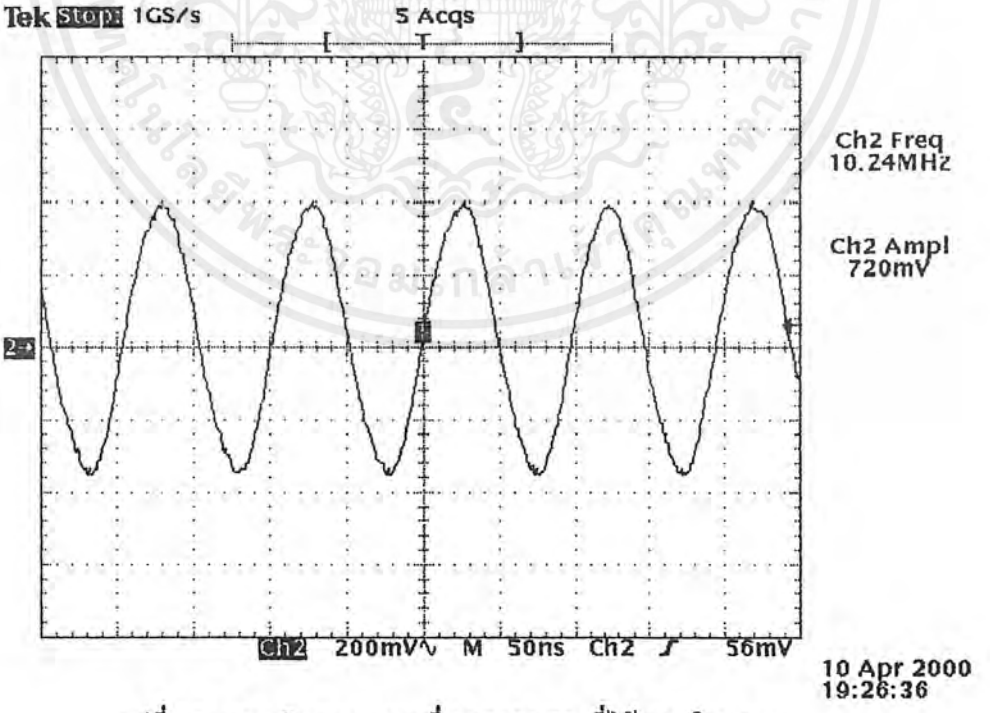
5.1.2 ทำการวัดค่าสัญญาณความถี่ IF_1 ที่ได้จากการมิกเซอร์กันระหว่างสัญญาณความถี่ RF กับสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ ช่องที่1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณความถี่ 10.7 MHz ที่ได้จากภาคมิกเซอร์ที่ 1ของไอซี MC 13135

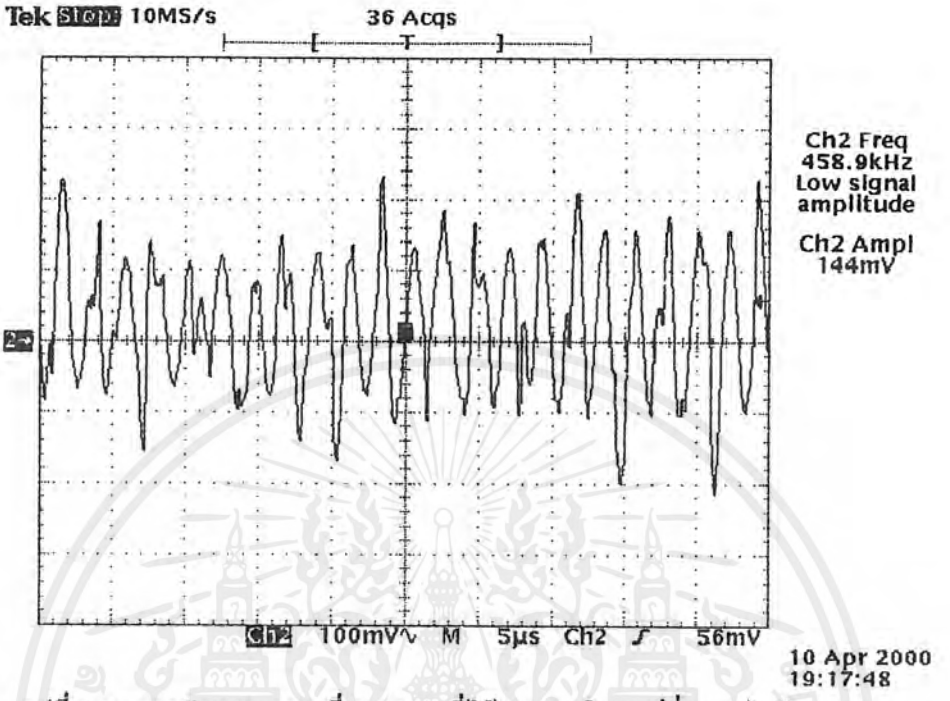
5.1.3 ทำการวัดค่าสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอลก่อนที่จะถูกส่งเข้าไปสู่ภาคมิกเซอร์ที่ 2 กับสัญญาณ IF_1



รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอล

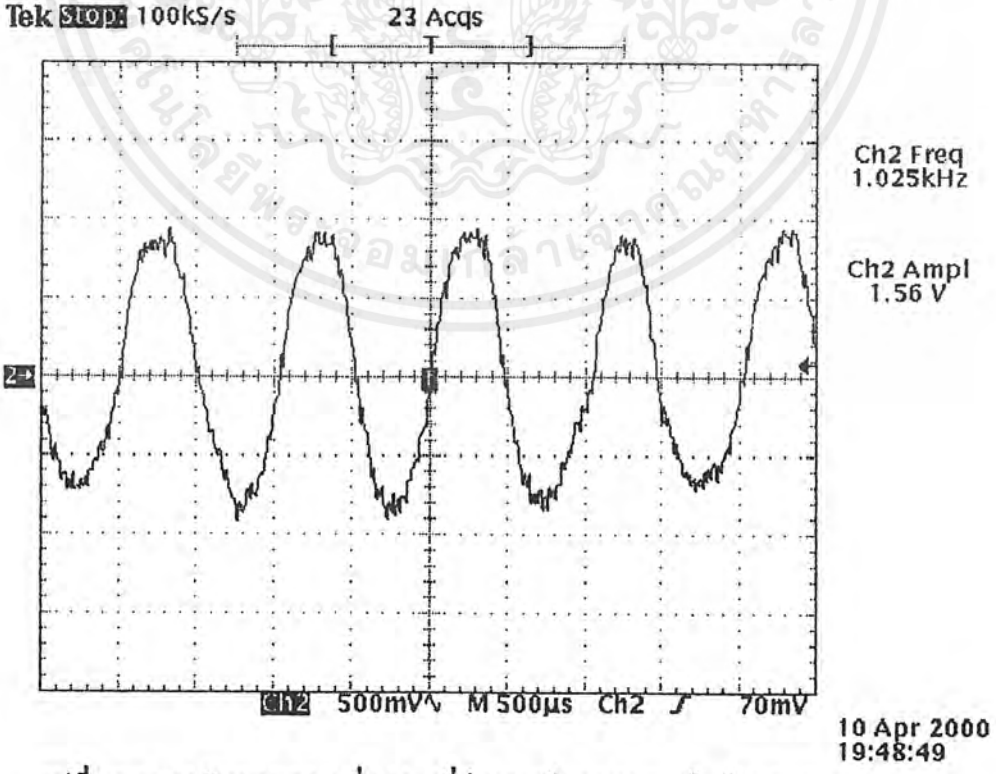
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.4 ทำการวัดหาค่าสัญญาณ IF_2 ที่ได้การมิกเซอร์ระหว่างสัญญาณ IF_1 กับสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอล



รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณความถี่ 455 kHz ที่ได้จากภาคมิกเซอร์ที่2 ของไอซี MC 13135

5.15 ทำการวัดค่าสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่ได้จากภาคดีมอดูเลเตอร์ของไอซี MC 13135 ว่าสามารถดีมอดูเลตออกมาเป็นสัญญาณเดิมหรือไม่

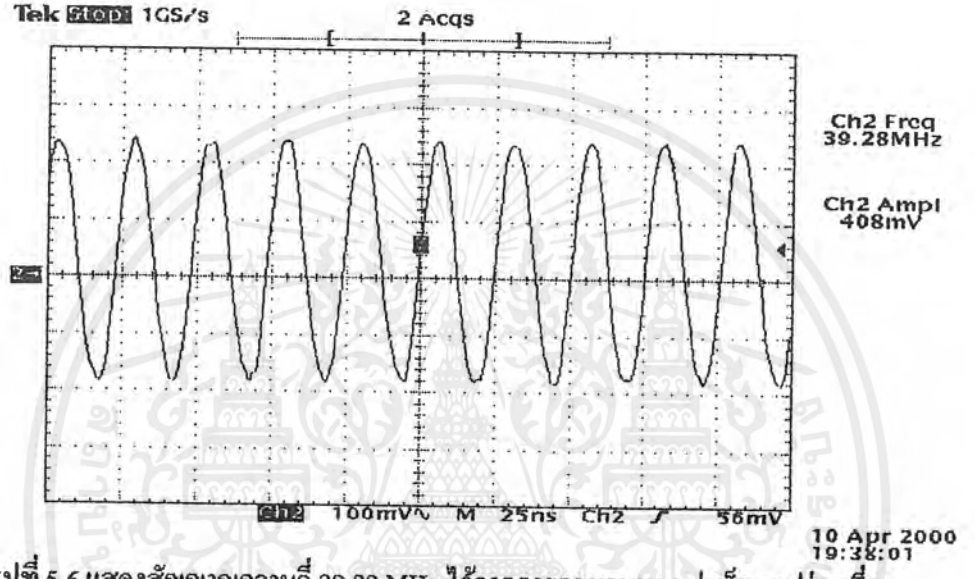


รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่ผ่านการดีมอดูเลตของไอซี MC 13135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

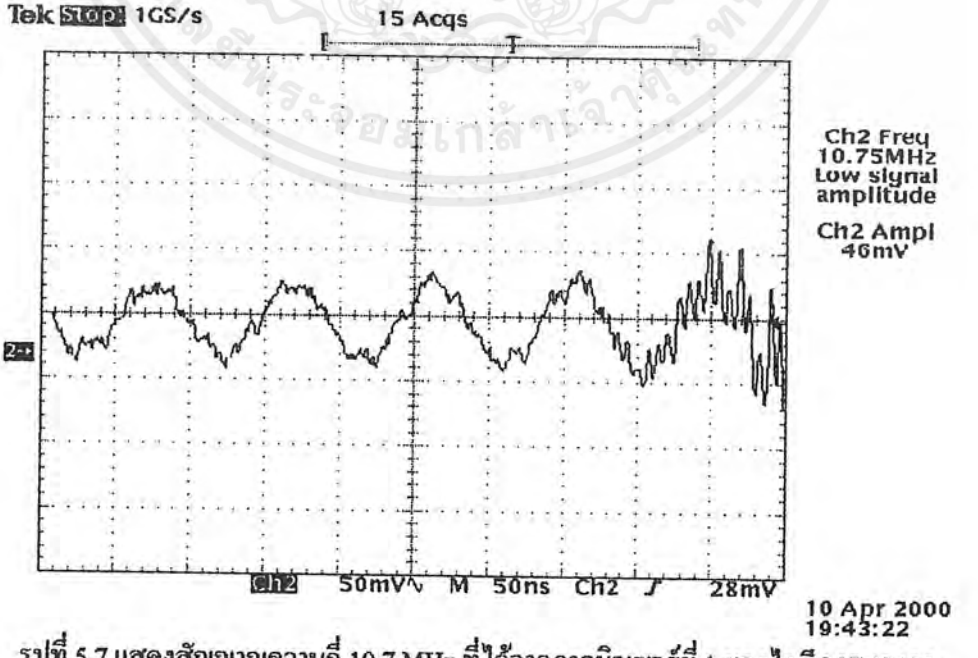
5.1.6 จากการที่เราทำการวัดค่าที่จุดต่างๆของภาครับสัญญาณเราจะพบว่าค่าความถี่บางจุดจะไม่เท่ากับในทางทฤษฎีเพราะเกิดการรบกวนของสัญญาณภายในและภายนอกวงจรชุดภาครับ แต่ก็อยู่ในขอบเขตที่วงจรสามารถนำเอาสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่เราป้อนเข้าไปกลับคืนมาได้แต่ก็มีสัญญาณรบกวนปนมาอยู่ด้วย

5.2.1 ทำการส่งสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่มอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 49.99 MHz ป้อนเข้าไปยังภาครับสัญญาณโดยเลือกไปที่ช่อง 2 ทำการวัดค่าความถี่ที่เฟสล็อกลูปควบคุมให้โลคอลออสซิลเตอร์ผลิตว่าได้ความถี่ 39.29 MHz หรือไม่



รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณความถี่ 39.29 MHz ได้จากการควบคุมของเฟสล็อกลูปช่องที่2

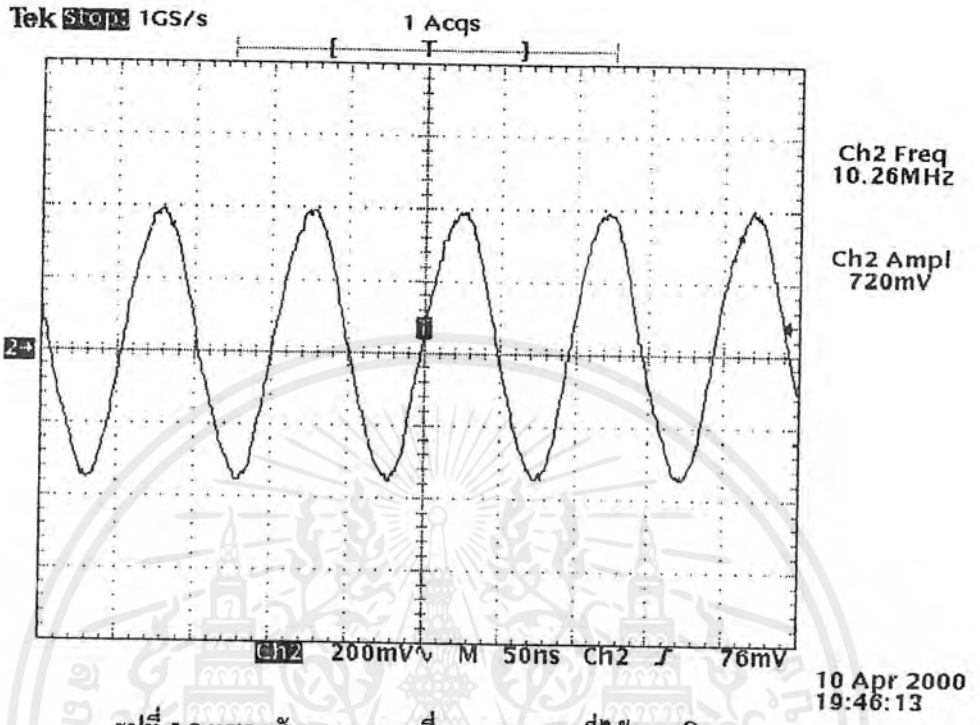
5.2.2 ทำการวัดค่าสัญญาณ IF_1 ที่ได้จากการมิกเซอร์ ระหว่างสัญญาณความถี่ RF ที่รับเข้ามากับความถี่ที่ได้จากการควบคุมของเฟสล็อกลูปช่องที่ 2



รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณความถี่ 10.7 MHz ที่ได้จากภาคมิกเซอร์ที่ 1 ของไอซี MC 13135

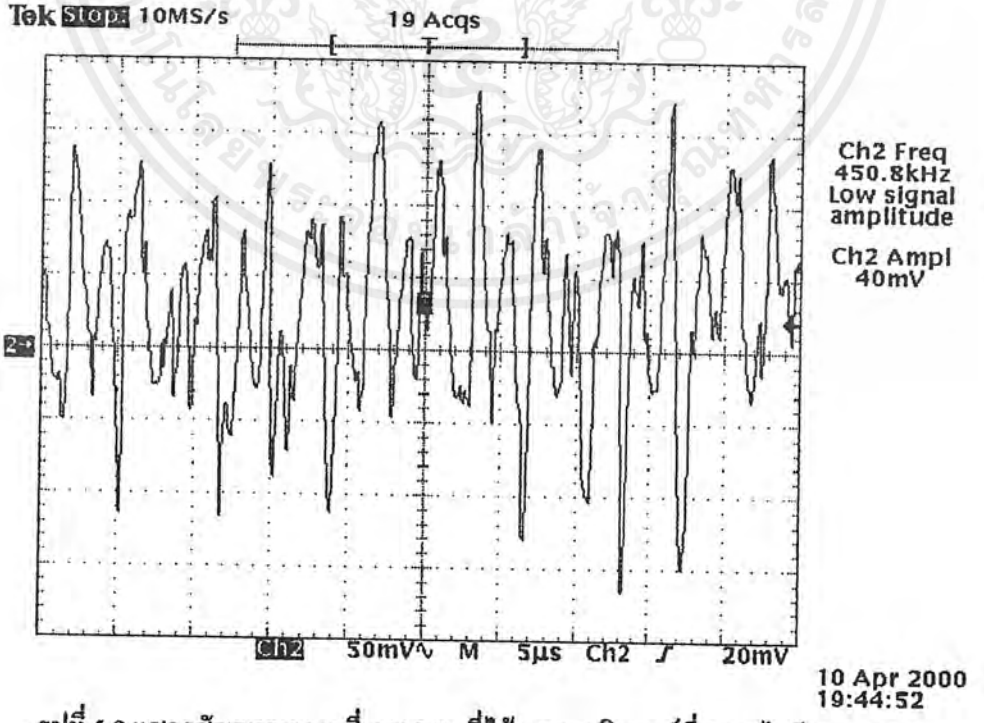
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.3 ทำการวัดค่าสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอลแล้วนำไปป้อนสู่ภาคมิกเซอร์ที่ 2 เพื่อมิกเซอร์กับสัญญาณ IF_1



รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอล

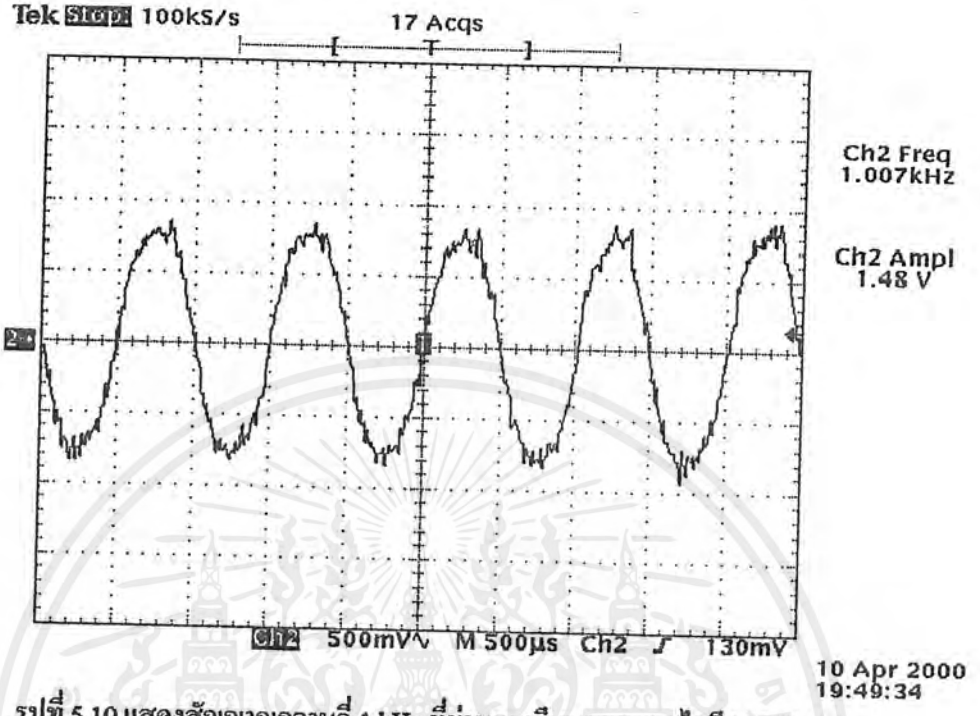
5.2.4 ทำการวัดค่าสัญญาณ IF_2 ที่ได้จากการมิกเซอร์สัญญาณ IF_1 กับสัญญาณความถี่ 10.245 MHz ที่ได้จากคริสตอล



รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณความถี่ 455 kHz ที่ได้จากภาคมิกเซอร์ที่ 2ของไอซี MC 13135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

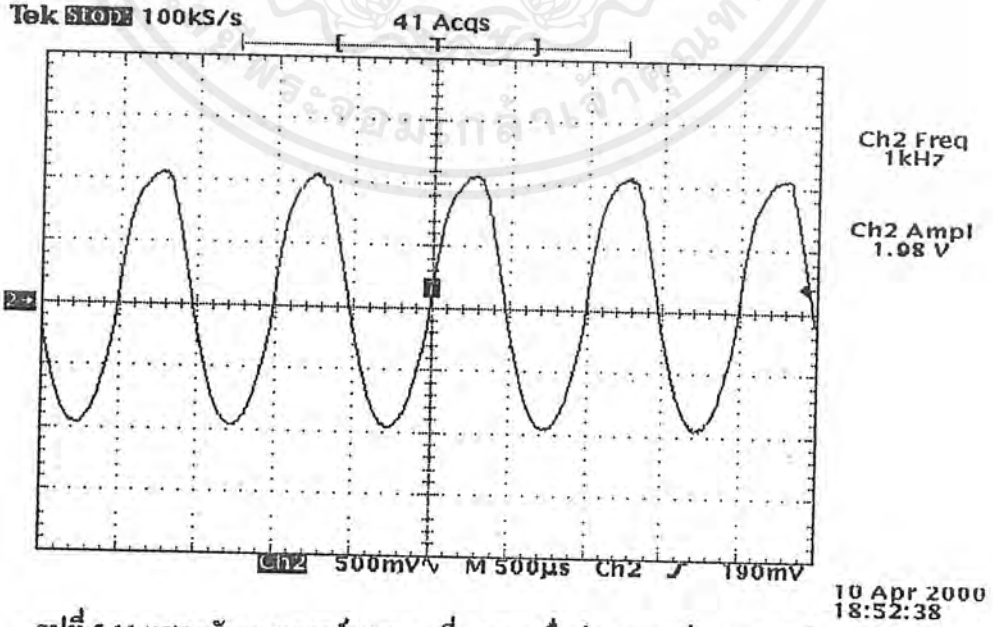
5.2.5 ทำการวัดค่าสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่ผ่านการดีมอดูเลเตอร์ของไอซี MC 13135 ว่าสามารถดีมอดูเลตออกมาได้หรือไม่



รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่ผ่านการดีมอดูเลตของไอซี MC 13135

5.2.6 จากการวัดสัญญาณในภาครับช่องที่ 2 นี้แล้วก็พบว่ายังมีการผิดเพี้ยนไปบ้างของสัญญาณ IF_2 และสัญญาณส่วนอื่นๆเนื่องจากถูกปนมาด้วยสัญญาณรบกวน แต่ก็สามารถดีมอดูเลตสัญญาณความถี่ 1 kHz ออกมาได้เช่นเดียวกันภาครับช่องที่1

5.3.1 ทำการวัดสัญญาณเอาต์พุต 1 kHz เมื่อผ่านวงจรเอ็กแซนเดอร์และแอมพลิไฟล์แล้วสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงดีขึ้นหรือไม่



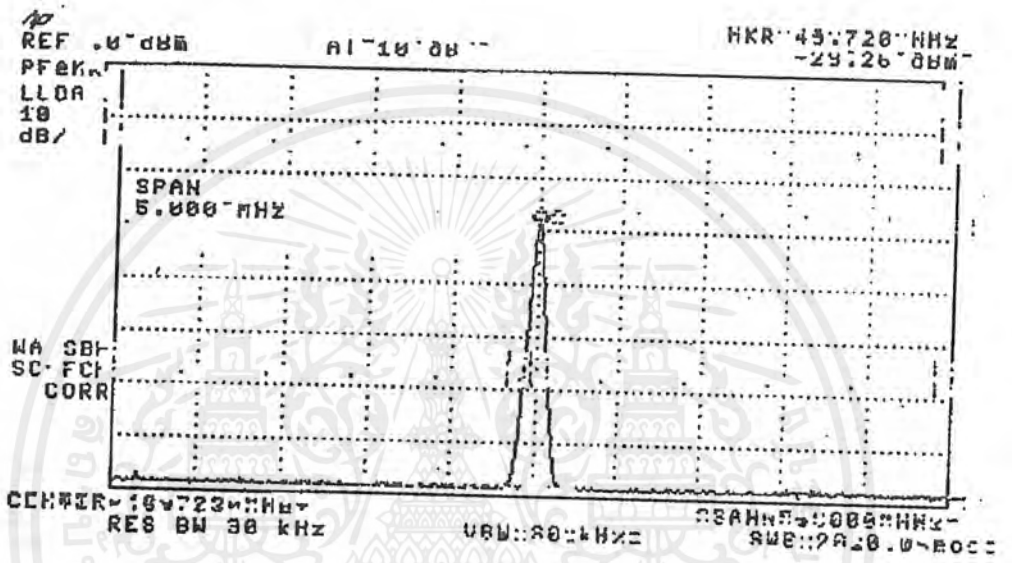
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 1 kHz เมื่อผ่านวงจรเอ็กแซนเดอร์และแอมพลิไฟล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 จากการวัดค่าสัญญาณความถี่ 1 kHz ที่ผ่านการดีมอดูเลตออกมายังมีสัญญาณรบกวนอยู่ทั้ง 2 ช่อง แต่เมื่อนำไปผ่านวงจรเอ็กแพนเดอร์แล้วทำให้ได้สัญญาณที่ดีขึ้นมากและได้รับการขยายความแรงด้วยแอมพลิไฟล์อีกครั้งจึงทำให้ได้สัญญาณที่ดีกว่า

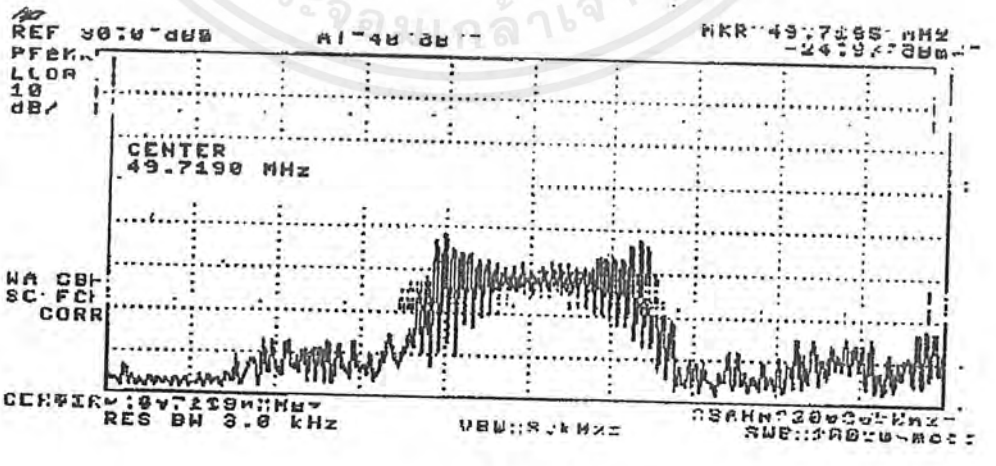
5.4 ภาคส่งสัญญาณ

5.4.1 ทำการวัดสัญญาณความถี่พาหะช่องที่1 ที่ 49.67 MHz ที่ถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกลูปว่าสามารถล็อกความถี่ได้หรือไม่



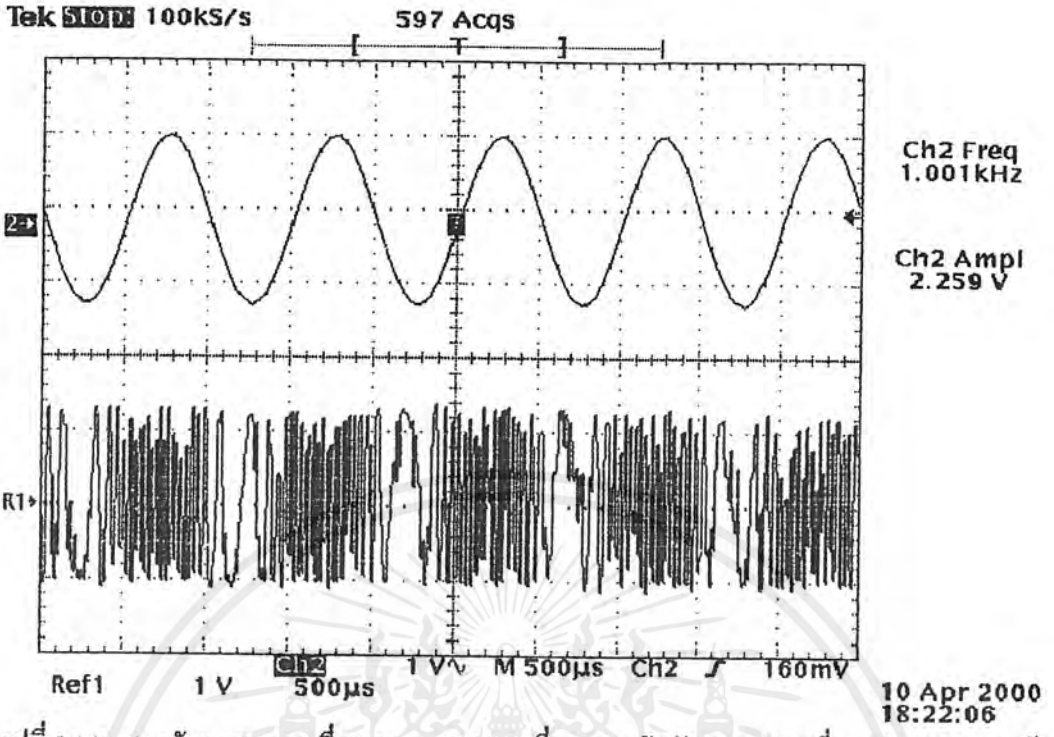
รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณพาหะ 49.67 MHz ที่ถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกลูป

5.4.2 ทำการวัดดูสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz เมื่อถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 1 kHz



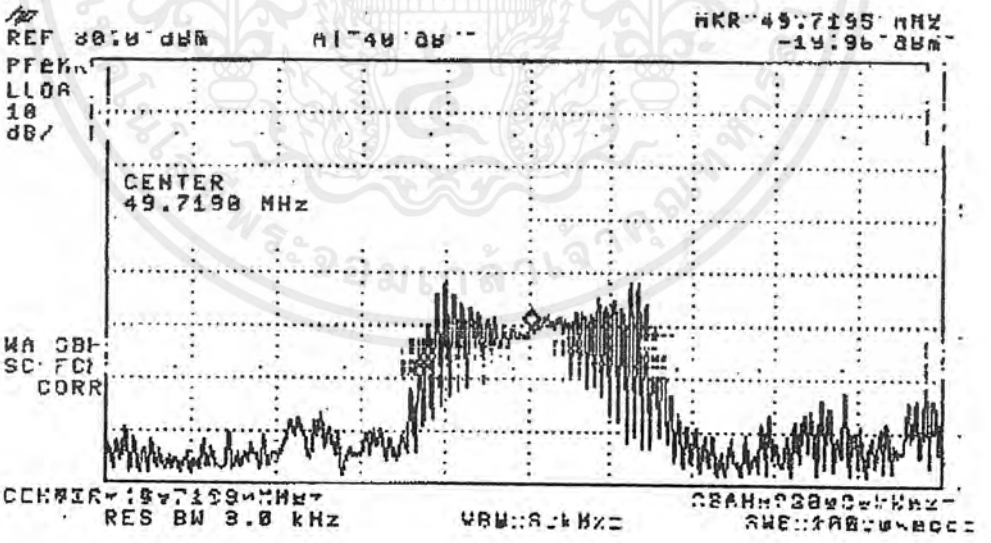
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz ที่มอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 1 kHz แสดงผลหน้าจอออสซิลโลสโคป

5.4.3 ทำการวัดสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz ที่มอดูเลตแล้วผ่านวงจรขยายสัญญาณ

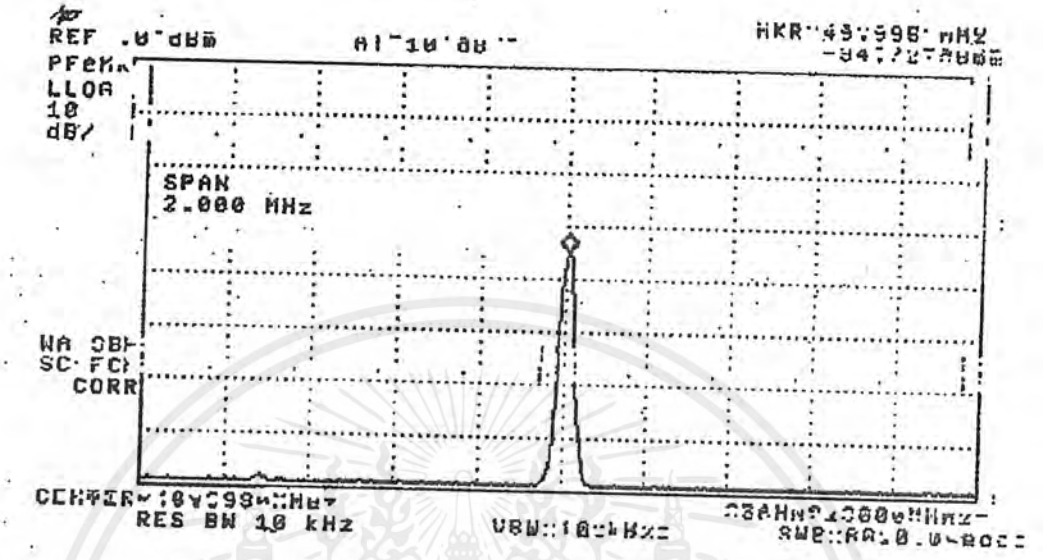


รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz ที่มอดูเลตแล้วผ่านวงจรขยายสัญญาณ

5.4.4 จากค่าสัญญาณที่ได้จากภาคเครื่องส่งช่องที่ 1 เมื่อดูค่าจากสเปกตรัมแล้วจะพบว่ามีความถี่ข้างเคียงที่ออกมาด้วยซึ่งเป็นการออสซิลเลตภายในภาคส่งนั้นแต่เมื่อดูค่าระดับความแรงของความถี่ข้างเคียงก็ยังไม่แรงจนเกินไปทำให้วงจรภาคส่งส่งออกไปสู่ภาครับได้

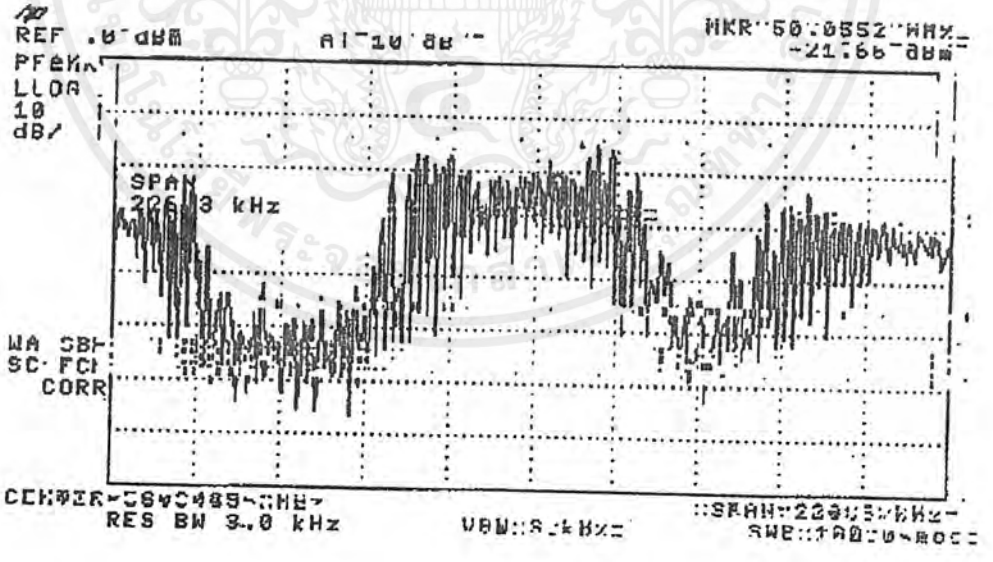
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.1 ทำการวัดสัญญาณความถี่พาหะช่องที่2 ที่ 49.99 MHz ที่ถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกลูปว่าสามารถล็อกความถี่ได้หรือไม่



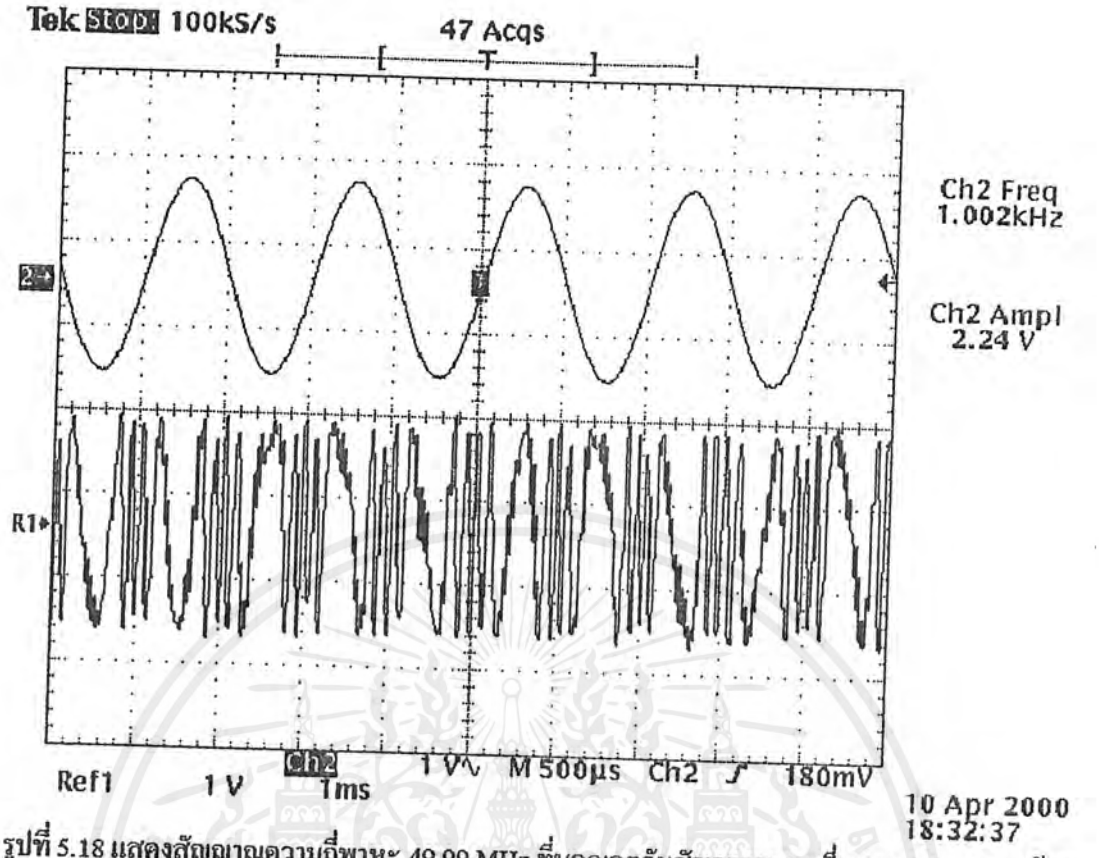
รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณพาหะ 49.99 MHz ที่ถูกควบคุมด้วยเฟสล็อกลูป

5.5.2 ทำการวัดคูสัญญาณความถี่พาหะ 49.99 MHz เมื่อถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่ 1 kHz



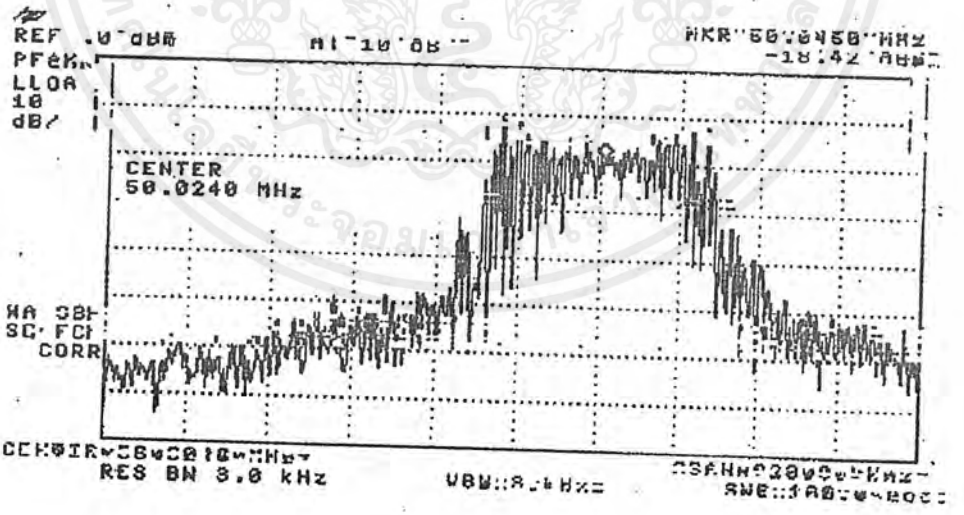
รูปที่ 5.17 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.67 MHz ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.18 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.99 MHz ที่มอดูเลตกับสัญญาณความถี่ 1 kHz แสดงผลหน้าจอออสซิลโลสโคป

5.5.3 ทำการวัดสัญญาณความถี่พาหะ 49.99 MHz ที่มอดูเลตแล้วผ่านวงจรขยายสัญญาณ



รูปที่ 5.19 แสดงสัญญาณความถี่พาหะ 49.99 MHz ที่มอดูเลตแล้วผ่านวงขยายสัญญาณ

5.5.4 จากค่าสัญญาณที่ได้จากภาคเครื่องส่งช่องที่ 2 เมื่อดูค่าจากสเปกตรัมแล้วจะพบว่ามีความถี่ข้างเคียงที่ออกมาด้วย(เป็นลักษณะเดียวกับช่อง1)ซึ่งเป็นการออสซิลเลตภายในภาคส่งนั้นแต่เมื่อดูค่าระดับความแรงของความถี่ข้างเคียงก็ยังไม่แรงจนเกินไปทำให้วงจรภาคส่งส่งออกไปสู่ภาครับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ทำการวัดค่าความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณเมื่อผ่านการมอดูเลตและคำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลตเพื่อหาค่าผลของขนาดแรงดันอินพุตของสัญญาณที่จะนำเขาไปมอดูเลต โดยดูว่าที่ระดับความแรงของสัญญาณที่ป้อนเข้าจะมีผลทำให้แบนด์วิดของการมอดูเลตกว้างมากไปหรือไม่ เพราะถ้ามากไปจะรบกวนกับความถี่ที่เราส่งไปพร้อมกัน โดยเราจะทำการเปลี่ยนค่าความถี่และระดับของแรงดันที่ป้อนเข้าไปมอดูเลต แล้วใช้สเปกตรัมวัดค่าแบนด์วิดโดยประมาณ

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 500 เฮิรตซ์

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (kHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100m	15	7.5 kHz	15
200m	30	15 kHz	30
400m	60	30 kHz	60
800m	120	60 kHz	120
1	150	75 Khz	150

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 1000 เฮิรตซ์

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (kHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100m	15	7.5 kHz	7.5
200m	30	15 kHz	15
400m	60	30 kHz	30
800m	120	60 kHz	60
1	150	75 Khz	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 1500 เฮิรตซ์

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (kHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100m	15	7.5 kHz	5
200m	30	15 kHz	10
400m	60	30 kHz	20
800m	120	60 kHz	40
1	150	75 Khz	50

ตารางที่ 5.4 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 2500 เฮิรตซ์

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (kHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100m	15	7.5 kHz	3
200m	30	15 kHz	6
400m	60	30 kHz	12
800m	120	60 kHz	24
1	150	75 Khz	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.5 ผลการทดลองเมื่อป้อนความถี่ 5000 เฮิรตซ์

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (kHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100m	15	7.5 kHz	1.5
200m	30	15 kHz	3
400m	60	30 kHz	6
800m	120	60 kHz	12
1	150	75 Khz	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการทำโครงงานนี้ส่วนที่สำคัญทั้งในภาครับสัญญาณและภาคส่งสัญญาณนั้น คือการควบคุมให้ค่าความถี่ที่เราใช้งานนั้นสามารถผลิตออกมาใช้งานได้ถูกต้องมากเพียงใดหรือทำให้เกิดค่าผิดพลาดน้อยที่สุด ซึ่งในการสร้างและประกอบวงจรที่ต้องการค่าผิดพลาดให้น้อยที่สุดและใช้ในย่านความถี่ที่สูง ก็ทำให้เกิดปัญหาและข้อผิดพลาดต่างๆดังต่อไปนี้คือ

1.ความผิดพลาดและการขาดแคลนอุปกรณ์ที่จะใช้ในการสร้างโครงงาน ซึ่งส่วนมากจะคือตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจำเป็นที่จะต้องมีคุณภาพสูงและมีความผิดพลาดต่ำ แต่ในการสร้างโครงงานนั้นค่าที่ใช้จะหาซื้อมาใช้งานไม่ค่อยได้โดยเฉพาะค่าตัวเหนี่ยวนำซึ่งต้องใช้การพันขึ้นมาเอง ค่าที่ได้จึงออกมาไม่ถูกต้องตรงตามความต้องการก็จะใช้การแก้ปัญหาโดยการใช้ค่าใกล้เคียงหรือใช้ตัวเก็บประจุชนิดปรับค่าได้ ทำให้เกิดมีความผิดพลาดเกิดขึ้น

2.เนื่องจากต้องใช้ความถี่ที่สูงในการสื่อสาร ดังนั้นในการวัดและทดสอบการทำงานของวงจรเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามที่เราต้องการ มีความจำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องมือในการวัดและทดสอบที่มีประสิทธิภาพสูง แต่ในการสร้างโครงงานในลักษณะนี้มีนักศึกษาหลายกลุ่มด้วยกันที่จะต้องใช้เครื่องมือเดียวกัน จึงทำให้เกิดการขาดแคลนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำงาน เป็นผลให้การทำงานในการสร้างโครงงานล่าช้า

3. การปรับแต่งวงจรทำได้ยากลำบากต้องอาศัยความละเอียดในการสร้างวงจรสูง เพราะเป็นวงจรที่ใช้ความถี่สูง การต่ออุปกรณ์ก็จะต่อกันให้ใกล้ที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อเป็นการลดค่าคาปาซิแตนซ์แฝงที่เกิดจากระยะการเดินทางของสัญญาณ และควรจะออกแบบให้วงจรมีพื้นที่กราวนด์ให้มากที่สุดเพื่อเป็นการลดสัญญาณรบกวน ดังนั้นในการออกแบบลายปริ้นแต่ละเส้นของลายปริ้นจะต้องสั้นที่สุด และไม่เป็นเส้นคดโค้ง เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดคาปาซิแตนซ์ และ รีแอ็กแตนซ์ ให้มากที่สุด จึงเสียเวลาในส่วนนี้มากเหมือนกัน เพราะบางทีออกแบบมาแล้ว พอไปลงอุปกรณ์ให้ทำงานจริงความถี่ที่ได้ก็จะเพี้ยน มีสัญญาณรบกวนมาก เพราะออกแบบลายทองแดงไม่เหมาะสม จึงต้องออกแบบใหม่ จึงทำให้เสียเวลามาก กว่าจะได้ลายวงจรที่ใช้งานได้จริง

4.ในการต่อวงจรขยายสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุต้องอาศัยความละเอียดในการต่อและวางตัวอุปกรณ์สูงมากๆ เพื่อเป็นการป้องกันการเกิดการออสซิลเลต ซึ่งต้องใช้เวลาในส่วนนี้มากเหมือนกันเพราะบางครั้งเมื่อเรานำวงจรในแต่ละภาคมาต่อรวมกันบ่อยจะเกิดการออสซิลเลตระหว่างวงจรเข้าส่งผลให้วงจรไม่ทำงานได้หรือทำงานผิดเพี้ยนจนไม่สามารถใช้ได้ จึงต้องค่อยๆปรับแก้และวางแต่ละวงจรอย่างระมัดระวัง

5.ในการทำงานของภาคเครื่องรับสามรถรับสัญญาณได้ชัดเจนดีแต่ก็ยังมีสัญญาณรบกวนอยู่บ้างทั้งที่เกิดภายในวงจรเอง แต่ก็สามารถรับฟังข่าวสารได้ครบถ้วน ส่วนในภาคการส่งออกอากาศนั้นสามารถทำงานได้ทั้ง 2 ช่องสัญญาณแต่ก็ยังประสบกับปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนอยู่เช่นกัน โดยเมื่อนำทั้งสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณมารวมกันแล้วส่งออกอากาศแล้วจะมีสัญญาณที่ไม่แรงมากนัก แต่ก็สามารถส่งข้อมูลข่าวสารให้ทางภาคเครื่องรับ แยกรับออกมาได้ครบถ้วนจากการทดลองในรัศมี 50 เมตรก็สามารถรับฟังได้ จึงสามารถนำไปใช้งานในห้องประชุมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC145166
MC145167

Advance Information

Dual PLLs for 46/49 MHz Cordless Telephones

CMOS

2

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

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

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

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

P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648

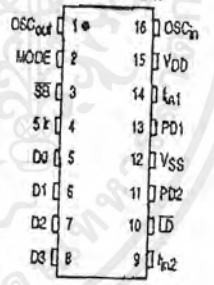
DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

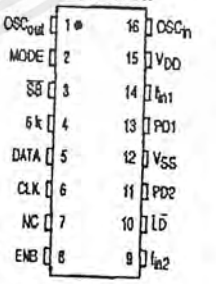
MC145166P	Plastic DIP
MC145166DW	SOG Package
MC145167P	Plastic DIP
MC145167DW	SOG Package

PIN ASSIGNMENTS

MC145166P
MC145166DW



MC145167P
MC145167DW



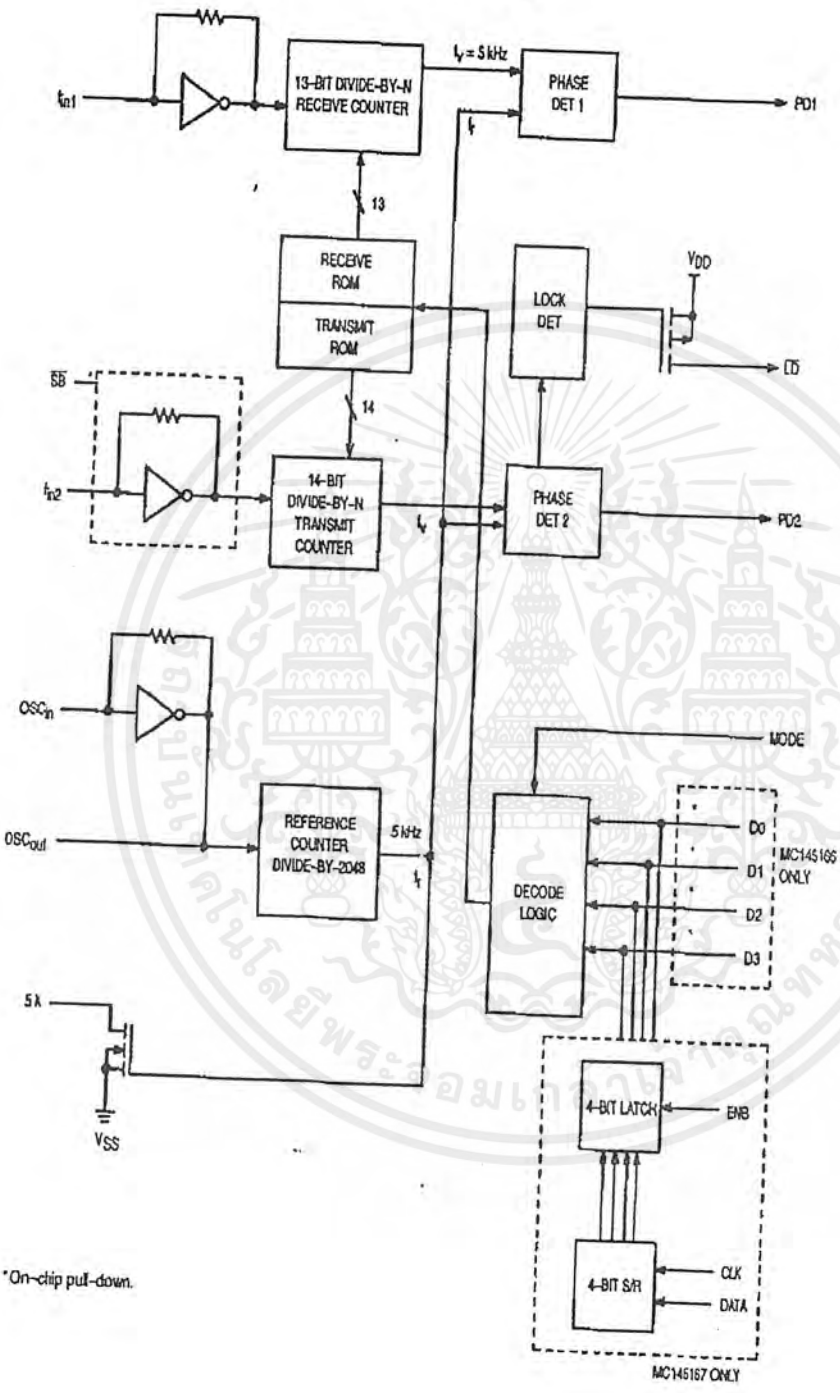
NC = NO CONNECTION

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

REV 1
6/95
Replaces MC145160/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



*On-chip pull-down.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range $V_{SS} \le (V_{in}$ or $V_{out}) \le V_{DD}$.

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

2

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

Symbol	Characteristic	V_{DD}	Guaranteed Limit		Unit
			Min	Max	
V_{DD}	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	V
V_{OL}	Output Voltage (I_{out} = 0) 0 Level	2.5	—	0.05	V
		5.5	—	0.05	
V_{OH}	(V_{in} = V_{DD} or 0) 1 Level	2.5	2.45	—	
		5.5	5.45	—	
V_{IL}	Input Voltage (V_{out} = 0.5 V or V_{DD} − 0.5 V) 0 Level	2.5	—	0.75	V
		5.5	—	1.65	
V_{IH}	1 Level	2.5	1.75	—	
		5.5	3.85	—	
I_{OH}	Output Current (V_{out} = 2.2 V) Source	2.5	−0.18	—	mA
	(V_{out} = 5.0 V)	5.5	−0.55	—	
I_{OL}	(V_{out} = 0.3 V) Sink	2.5	0.18	—	
	(V_{out} = 0.5 V)	5.5	0.55	—	
I_{IL}	Input Current (V_{in} = 0) OSC_{in}, f_{in1}, f_{in2}	2.5	—	−30	µA
		5.5	—	−66	
	DATA, $\overline{SS}$, Mode	2.5	—	−0.05	
		5.5	—	−0.11	
I_{IH}	(V_{in} = V_{DD} − 0.5) OSC_{in}, f_{in1}, f_{in2}	2.5	—	30	µA
		5.5	—	66	
	DATA, $\overline{SB}$, Mode	2.5	—	50	
		5.5	—	121	
C_{in}	Input Capacitance	—	—	14.0	pF
C_{out}	Output Capacitance	—	—	8.0	pF
I_{DD}	Standby Current, $\overline{SS}$ = V_{SS} or Open	2.5	—	1.4	mA
		5.5	—	3.6	
I_{dd}	Operating Current (200 mV p-p input at f_{in1} and f_{in2}, $\overline{SS}$ = V_{DD})	2.5	—	2.8	mA
		5.5	—	6.2	
I_{OZ}	Three-State Leakage Current (V_{out} = 0 or 5.5 V)	5.5	—	±1.0	µA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

Symbol	Characteristic	Figure No.	V_{DD}	Guaranteed Limit		Unit
				Min	Max	
t_{TLH}	Output Rise Time	1, 5	3.0 5.0	— —	200 100	ns
t_{THL}	Output Fall Time	1, 5	3.0 5.0	— —	200 100	ns
t_r, t_f	Input Rise and Fall Time, OSC_{in}	2	3.0 5.0	— —	5.0 4.0	µs
f_{max}	Input Frequency OSC_{in} Input = Sine Wave 200 mV p-p f_{in1} f_{in2}		3.0 – 5.0 3.0 – 5.0 3.0 – 5.0	— — —	12 60 60	MHz
t_{su}	Setup Time (MC145167) DATA to CLK	3	3.0 5.0	100 50	— —	ns
	ENB to CLK		3.0 5.0	200 100	— —	
t_h	Hold Time (MC145167), CLK to DATA	3	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t_{rec}	Recovery Time (MC145167), ENB to CLK	3	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t_w	Input Pulse Width (MC145167), CLK and ENB	4	3.0 5.0	80 60	— —	ns

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING WAVEFORMS

Figure 1.

Figure 2.

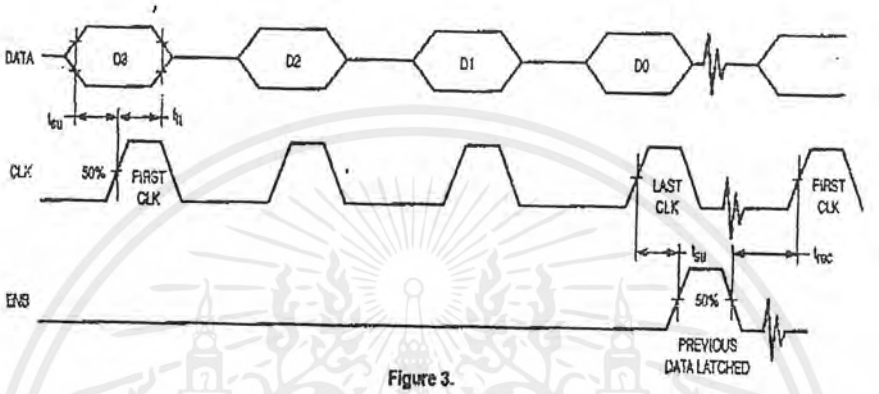


Figure 3.

Figure 4.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

OSC_{in}/OSC_{out}
Reference Oscillator Input/Output (Pins 1,16)

These pins form a reference oscillator when connected to an external parallel–resonant crystal. For a 46/49 MHz cordless phone application, a 10.24 MHz crystal is needed. OSC_{in} may also serve as input for an externally generated reference signal. This signal is typically ac coupled to OSC_{in}, but for larger amplitude signals (standard CMOS logic levels) dc coupling may also be used. In the external reference mode, no connection is required for OSC_{out}.

MODE
Mode Select (Pin 2)

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

$\overline{SB}$
Standby Input (Pin 3)

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

D0 – D3
Data Inputs (MC145166 — Pins 5 – 8)

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

f_{in1}, f_{in2}
Frequency Inputs (Pins 14, 9)

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

CLK, DATA
Clock, Data (MC145167 — Pins 5, 6)

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

ENB
Enable (MC145167 — Pin 8)

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

OUTPUT PINS

5 k
5 kHz Tone Signals (Pin 4)

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

$\overline{LD}$
Lock Detect Signal (Pin 10)

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

PD1, PD2
Phase Detector Outputs (Pins 13, 11)

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

Frequency $f_V > f_r$ or f_V leading: Output = Negative pulses
Frequency $f_V < f_r$ or f_V lagging: Output = Positive pulses
Frequency $f_V = f_r$ and phase coincidence: Output = High–impedance state

POWER SUPPLY

V_{SS}
Negative Power Supply (Pin 12)

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

V_{DD}
Positive Power Supply (Pin 15)

This pin is the positive supply potential and may range from + 2.5 to + 5.5 V with respect to V_{SS}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. MC145166/67 Divide Ratios and VCO Frequencies

Channels					Handset (Mode = 0)				Base (Mode = 1)			
					Transmit		Receive		Transmit		Receive	
D3	D2	D1	D0	CH#	f_{in2} (MHz)	÷ N	f_{in1} (MHz)	÷ N	f_{in2} (MHz)	÷ N	f_{in1} (MHz)	÷ N
0	0	0	1	1	49.870	9934	35.915	7183	46.810	9322	38.975	7795
0	0	1	0	2	49.845	9969	35.935	7187	45.630	9326	39.150	7830
0	0	1	1	3	49.860	9972	35.975	7195	45.670	9334	39.165	7833
0	1	0	0	4	49.770	9954	36.016	7203	46.710	9342	39.075	7815
0	1	0	1	5	49.875	9975	36.035	7207	46.750	9348	39.180	7836
0	1	1	0	6	49.830	9966	36.075	7215	46.770	9354	39.135	7827
0	1	1	1	7	49.890	9978	36.135	7227	46.830	9366	39.195	7839
1	0	0	0	8	49.930	9986	36.176	7235	46.870	9374	39.235	7847
1	0	0	1	9	49.990	9998	36.235	7247	46.930	9386	39.295	7859
1	0	1	0	10	49.970	9994	36.275	7255	46.970	9394	39.275	7855

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

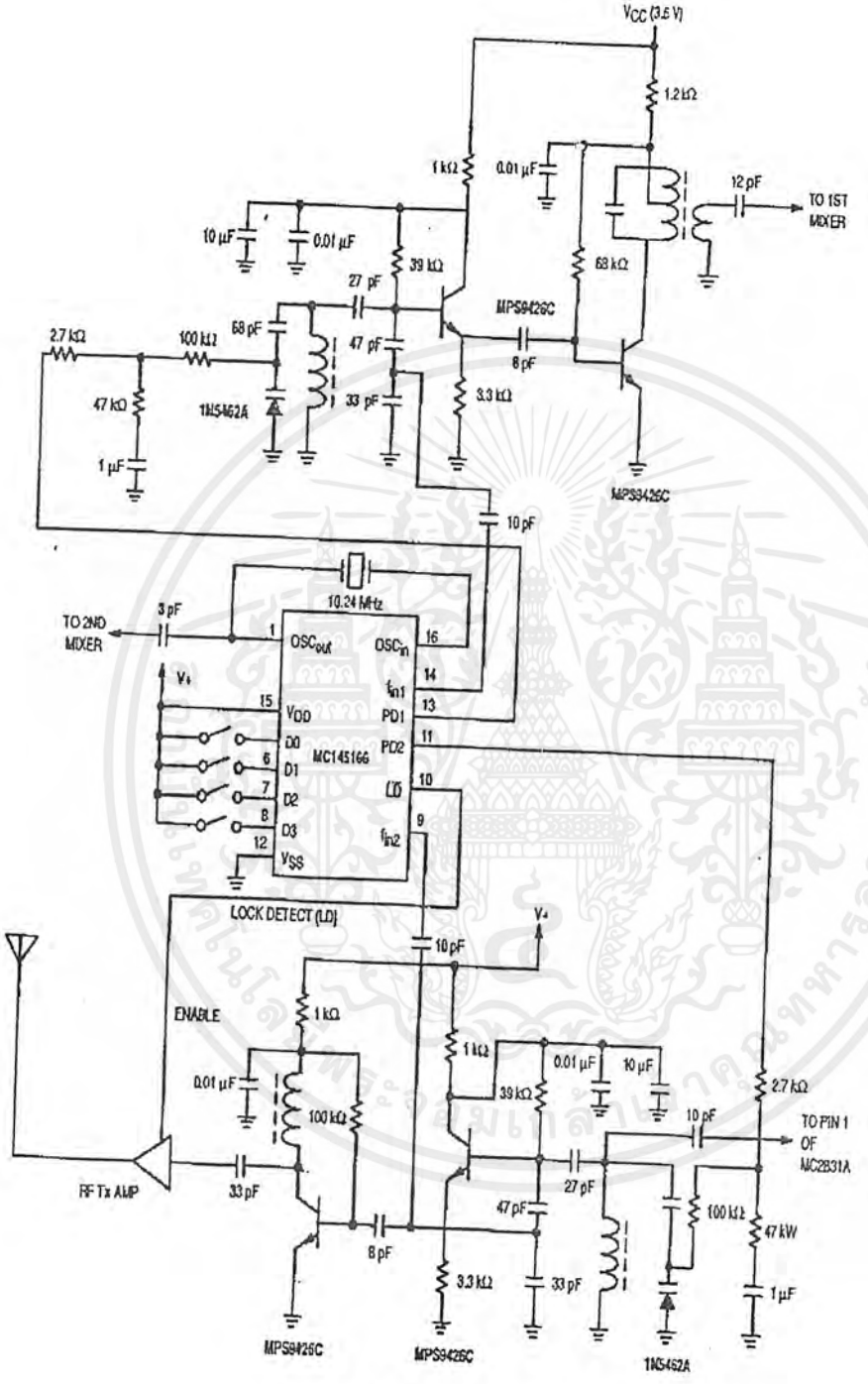


Figure 5. MC145166 Circuit Example

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

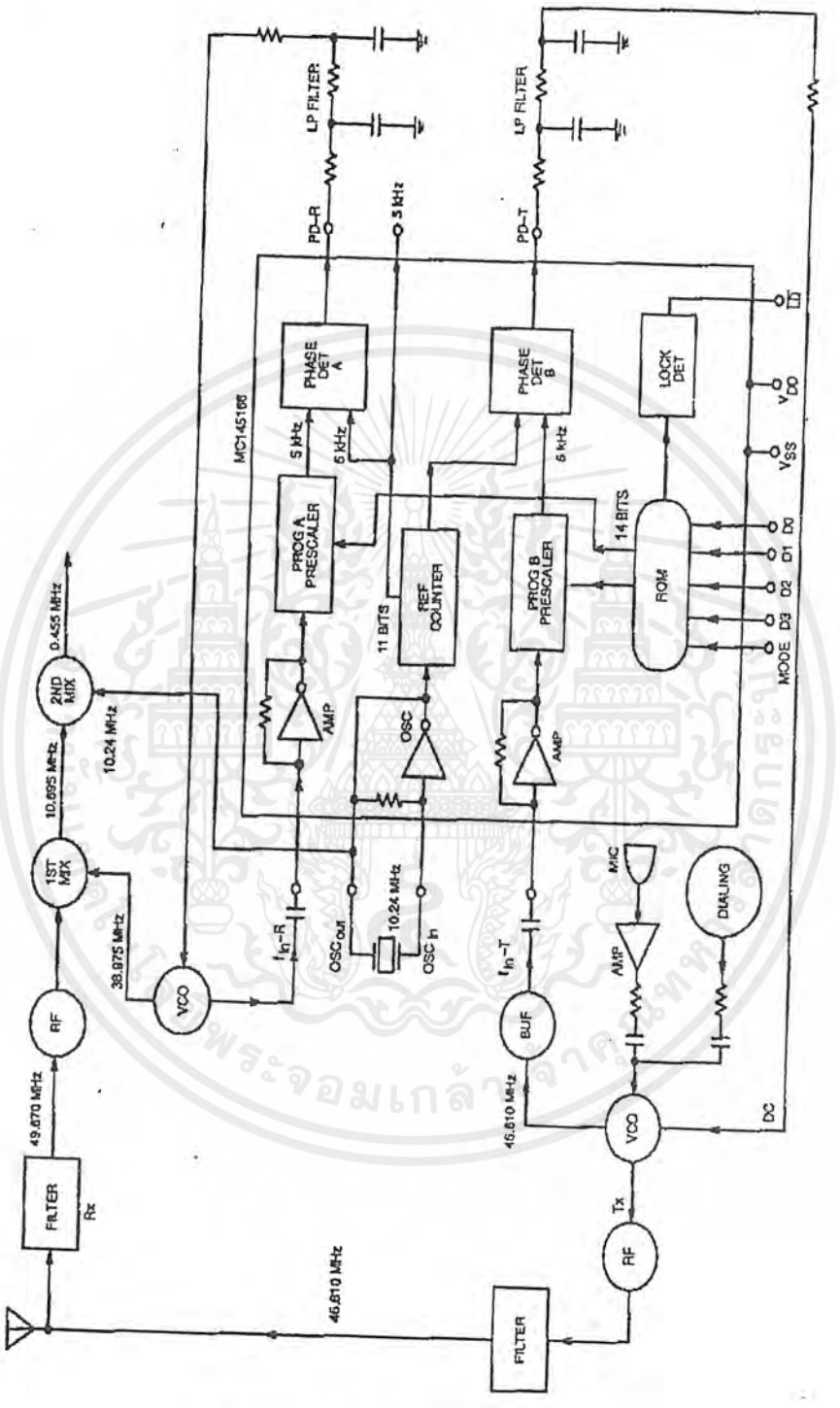


Figure 6. DPLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

FM Communications Receivers

MC13135
MC13136

DUAL CONVERSION NARROWBAND FM RECEIVERS

2

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.

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.

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.

- 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

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724

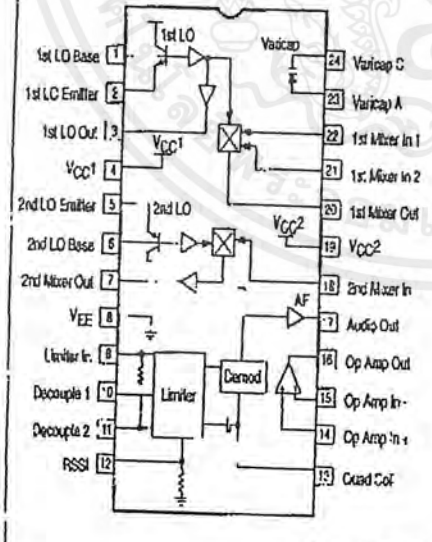
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
(SO–24L)

ORDERING INFORMATION

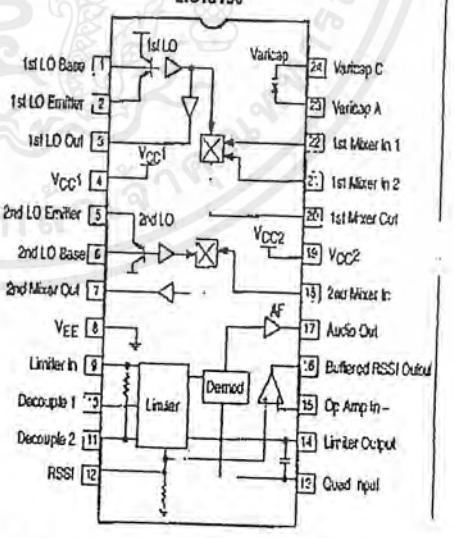
Device	Operating Temperature Range	Package
MC13135P	T_A = – 40° to +85°C	Plastic DIP
MC13135DW		SO–24L
MC13136P		Plastic DIP
MC13136DW		SO–24L

PIN CONNECTIONS

MC13135



MC13136



Each device contains 142 active transistors.

© Motorola, Inc. 1995

Rev 7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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} = 4.0 Vdc, f_0 = 49.7 MHz, f_{MOD} = 1.0 kHz, Deviation = ±3.0 kHz, f_{1stLO} = 39 MHz, f_{2nd} LO = 10.245 MHz, IF1 = 10.7 MHz, IF2 = 455 kHz, 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	TOI_{Mix1}	 – –	 −17 −11	 – –	dBm
Second Mixer 3rd Order Intercept (RF Input)	Matched Input	TOI_{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	–	ZO	–	330	–	Ω
Second Mixer Input Impedance	–	Zi	–	40	–	kΩ
Second Mixer Output Impedance	–	ZO	–	1.8	–	kΩ
Detector Output Impedance	–	ZO	–	25	–	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

2

Figure 1a. MC13135 Test Circuit

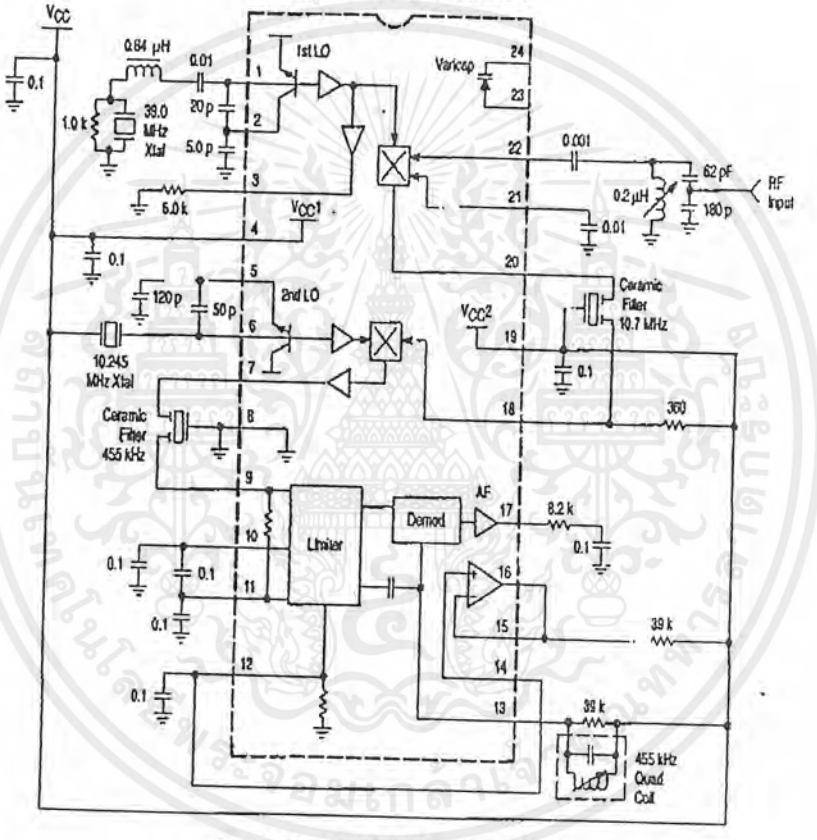
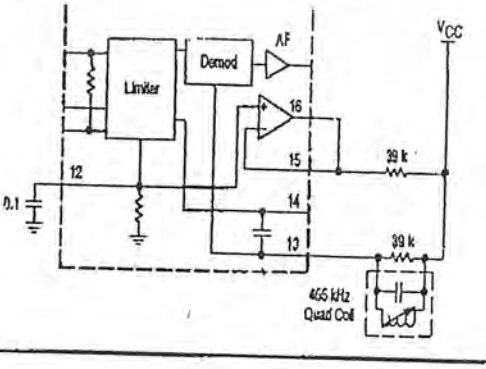


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

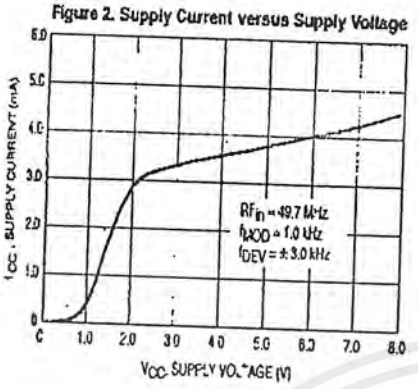
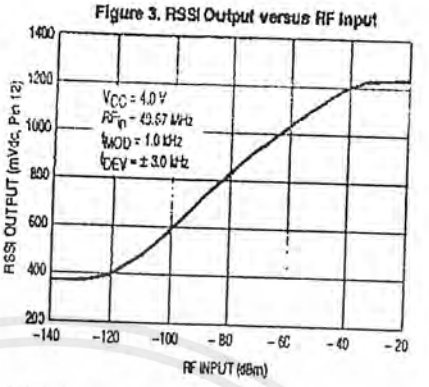


Figure 3. RSSI Output versus RF Input



2

Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

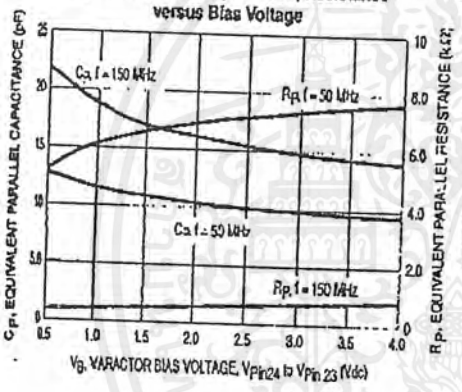


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

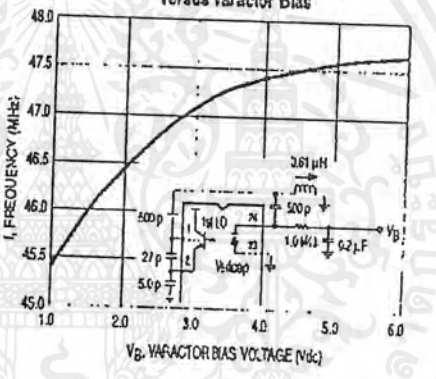


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

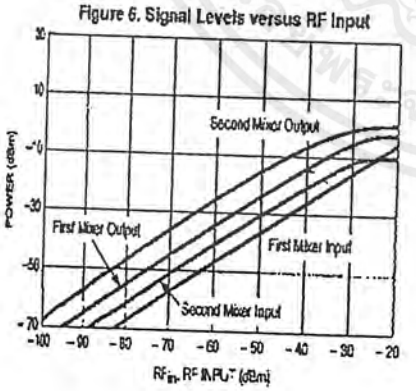
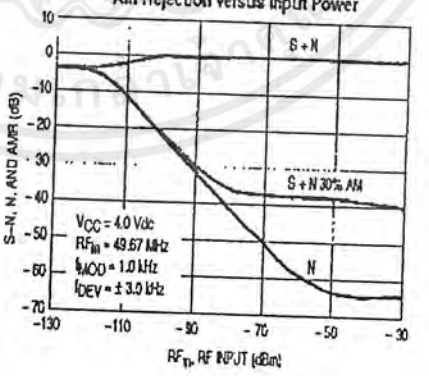


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

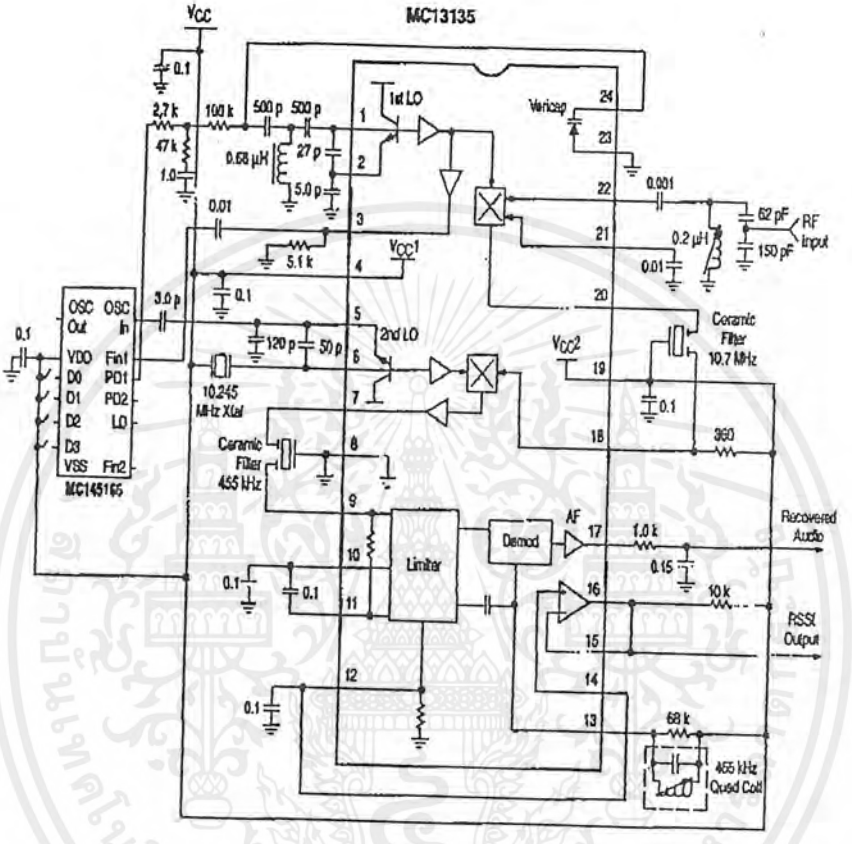
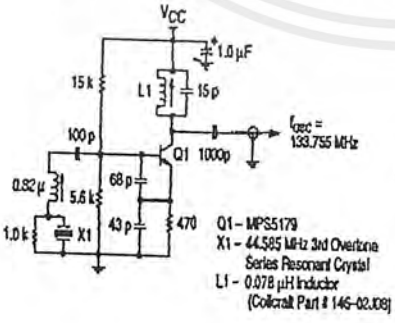


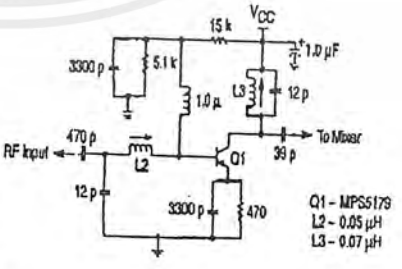
Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Q1 – MPS5179
X1 – 44.585 MHz 3rd Overtone Series Resonant Crystal
L1 – 0.078 µH Inductor (Coilcraft Part # 146-02.08)

Preamp for MC13135 at 144.455 MHz



Q1 – MPS5179
L2 – 0.05 µH
L3 – 0.07 µH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

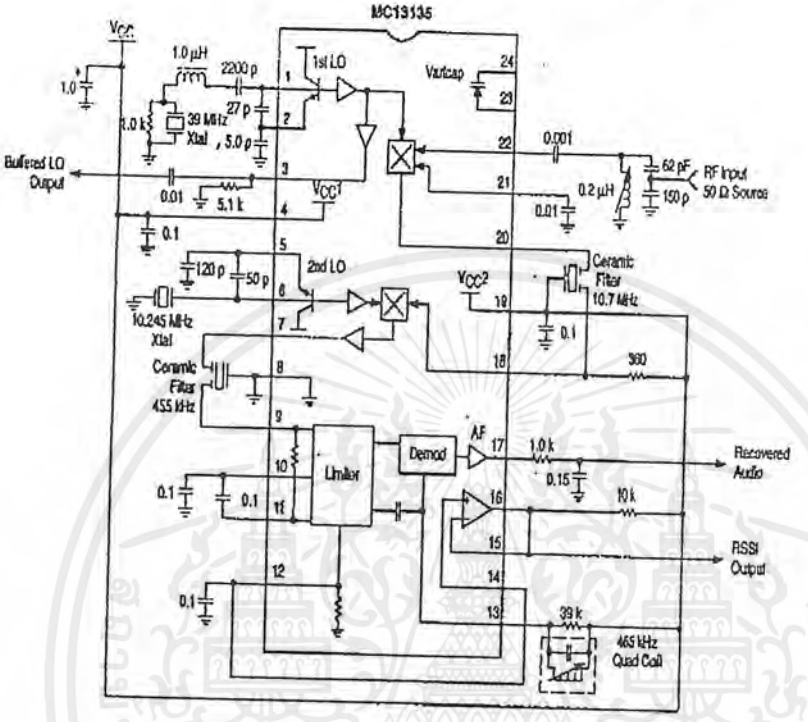
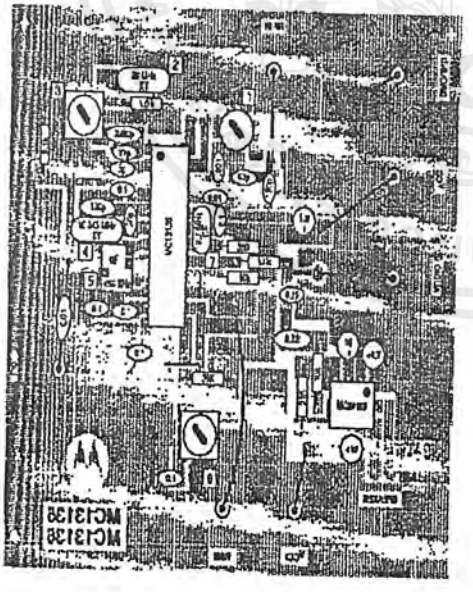
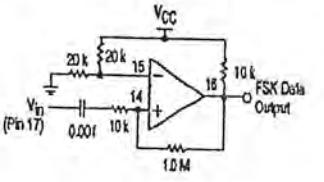


Figure 17b. PC Board Component View



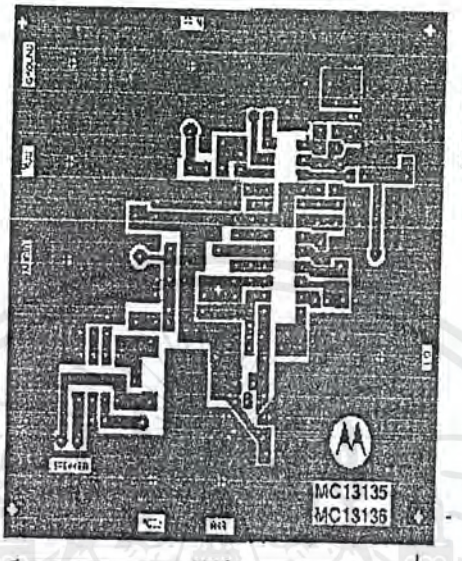
NOTES: 1. 0.2 µH tunable (unshielded) inductor
2. 39 MHz Series mode resonant
3rd Overtone Crystal
3. 1.5 µH tunable (shielded) inductor
4. 10.245 MHz Fundamental mode crystal,
32 pF load
5. 455 kHz ceramic filter, muRata CFU 455D
or equivalent
6. Quadrature coil, Toko 7MC–6128Z (7mm)
or Toko RMC–2A6587HM (10mm)
7. 10.7 MHz ceramic filter, muRata SFE10.7MJ–A
or equivalent

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



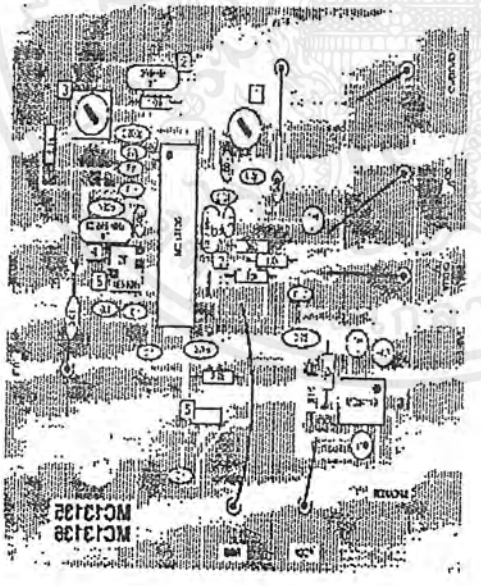
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 18. PC Board Solder Side View



(Circuit Side View)

Figure 18. PC Board Component View



NOTES:
1. 0.2 µH Toroid (unshielded inductor
2. 39 MHz Series mode resonant 3rd Overtone Crystal
3. 1.5 µH Toroid (shielded) Inductor
4. 13.245 MHz Fundamental mode crystal, 32 pF load
5. 455 kHz ceramic filter, muRata CFL-455B or equivalent
6. Ceramic discriminator, muRata CDB455C34 or equivalent
7. 10.7 MHz ceramic filter, muRata SFE10.7MJ-A or equivalent

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

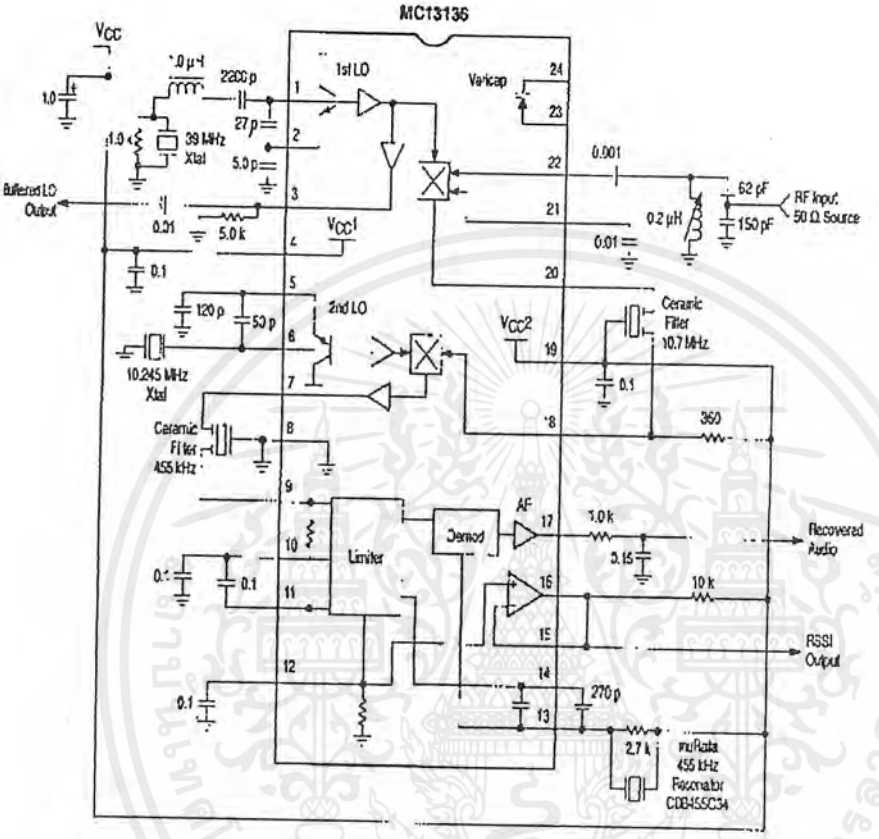
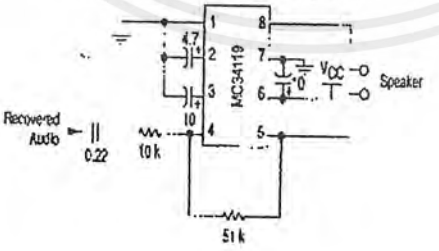


Figure 20b. Optional Audio Amplifier Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

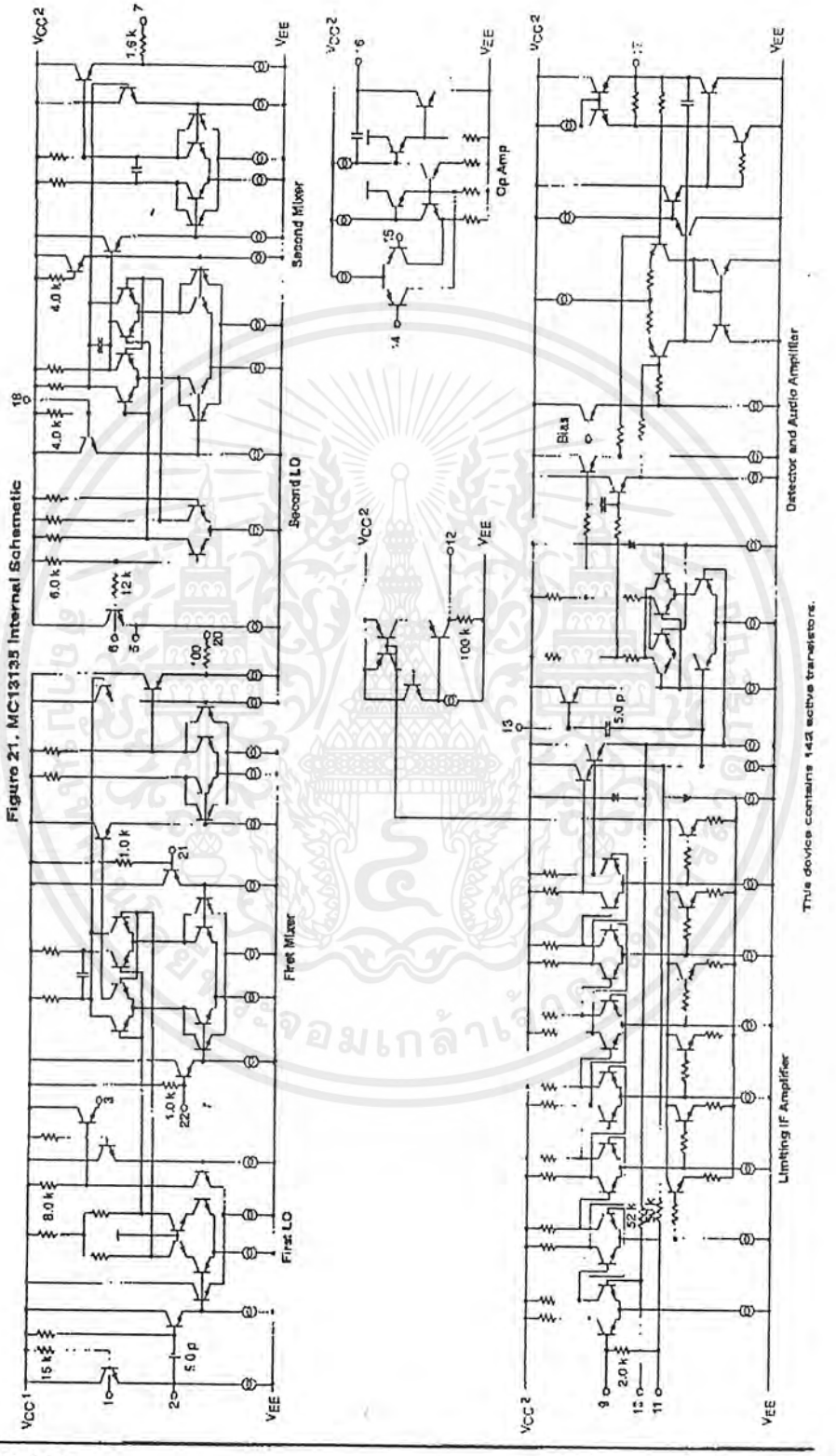
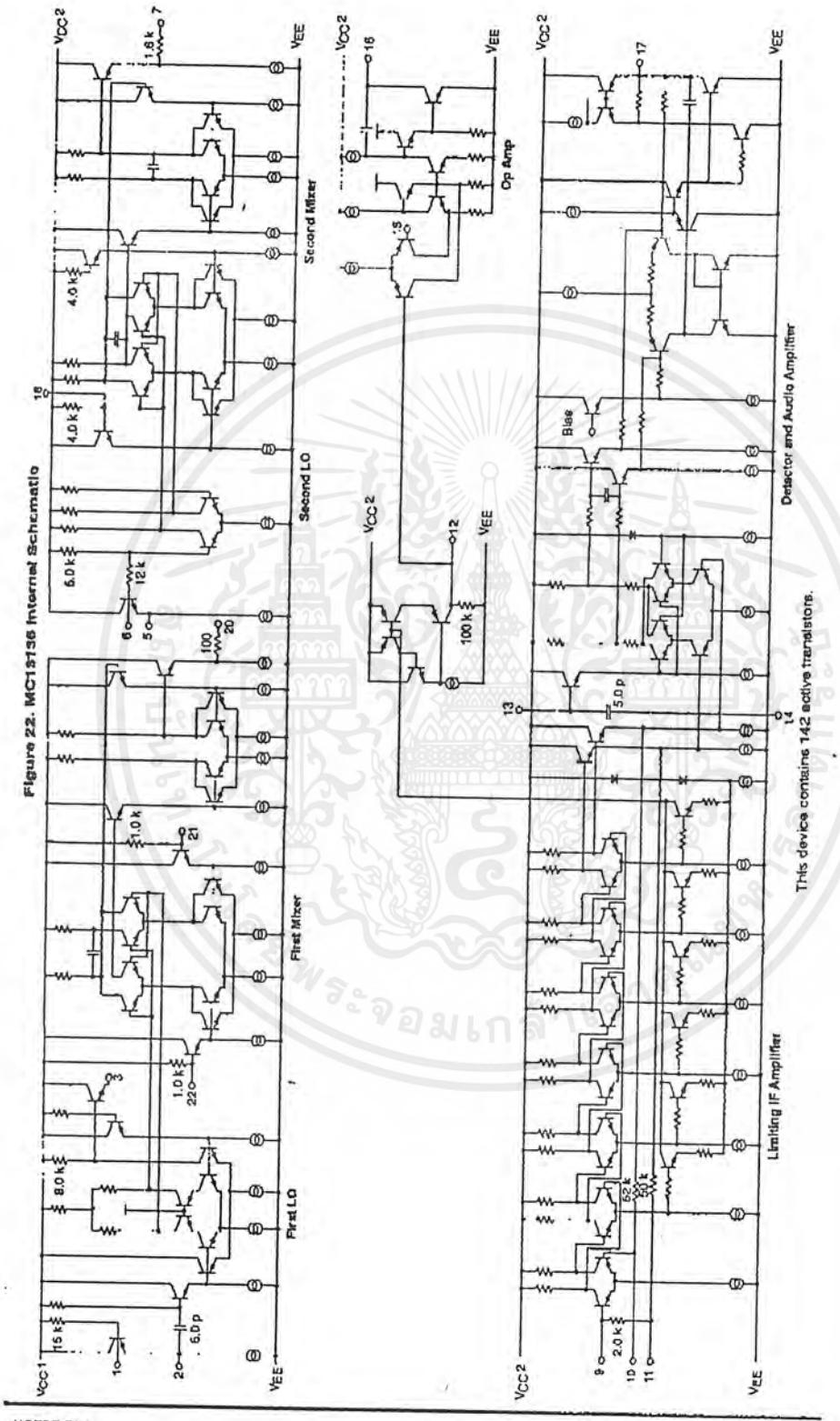


Figure 21. MC13135 Internal Schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ดีต้องขอขอบคุณ ผศ. นิภา ลีลารุจิ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ทุกท่านที่ให้คำแนะนำและการแก้ปัญหาในการทำโครงงานนี้ และต้องขอขอบคุณ คุณอัจฉริยะ กานิล ที่ช่วยเหลือด้านอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบและบันทึกผลการทดลองในโครงงานนี้

ผู้จัดทำ

นายอนุสรณ์ ละอองแก้ว 40013036

นายสมชาย ชุมยวง 40013056

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ และ พิชัย ภักดีพานิชเจริญ. ระบบสื่อสารวิทยุ. กรุงเทพฯ : หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกเซ็นเตอร์

บุญชัด เนติศักดิ์. ทฤษฎีและปฏิบัติเครื่องรับวิทยุ AM/FM. พิมพ์ครั้งที่ 1 กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น,2540

สุชาติ กังวารจิตต์. หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น,2541

Miller, Gary M. **Modern Electronic Communication.** 5th ed. New Jersey : Prentice Hall,1996

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้