สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องฟังล่ามแปลภาษา

TRANSLATOR HEADPHONE

โดย

นาย วัฒนา โม้ดา รหัส 39013205

นาย สุวินัย วิชารักษ์ รหัส 39013220

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภากร สุวรรณะ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 33981
วัน, เดือน, ปี 23 ก.ย. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2541

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องฟังล่ามแปลภาษา

ผู้จัดทำ

นาย วัฒนา โม้ดา รหัส 39013205

นาย สุวินัย วิชารักษ์ รหัส 39013220

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การทำโครงงานในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีด้วยอาจารย์ที่ปรึกษาที่ให้ทั้งแรงผลักดันและคำแนะนำตลอดจนแนวคิดในการทำงานแต่ละขั้นตอนรวมทั้งการแก้ปัญหาต่าง ๆ และโครงงานนี้คงจะไม่ประสบผลสำเร็จได้ถ้าขาดการเอื้อเฟื้อของรุ่นพี่ปริญญาโทที่คอยแนะนำในการทำงาน และเพื่อนที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือในการสร้างโครงงาน

ทางผู้จัดขอแสดงความขอบคุณทุกท่านมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องฟังล่ามแปลภาษา

นาย วัฒนา โม้ดา รหัส 39013205
นาย สุวินัย วิชารักษ์ รหัส 39013220
ผศ. ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันระบบสื่อสารได้ถูกประยุกต์ใช้ในระบบงานต่าง ๆ มากมาย ซึ่งในการประชุมก็เช่นกัน ในการประชุมนานาชาติได้เกิดปัญหาในด้านภาษาที่ใช้ในการสื่อสารกัน จึงทำให้การสื่อสารกันในการประชุมเป็นไปได้อย่างยากลำบาก โครงงานนี้จะช่วยให้การสื่อสารกันเป็นไปได้ดียิ่งขึ้น โครงงานนี้จะเป็นระบบสื่อสารทางเดียว เอฟเอ็ม 4 ช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นระบบหนึ่งที่สามารถประยุกต์ใช้ในการประชุมนานาชาติได้ โดยผู้เข้าร่วมประชุมสามารถเลือกที่จะฟังภาษาจากล่ามที่ต้องการได้ ระบบนี้จะประกอบด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่ (Phase Lock Loop : PLL) ในการควบคุมความถี่ทั้งทางด้านรับและด้านส่งสัญญาณ และระบบนี้ยังสามารถใช้เป็นพื้นฐานในการการสื่อสารทางเดียว 4 ช่องสัญญาณสำหรับงานอื่น ๆ ได้

รายงานฉบับนี้มีเนื้อหาเกี่ยวกับโครงงานทั้งในส่วนของภาคทฤษฎีและปฏิบัติ สำหรับการปฏิบัติจะเป็นขั้นตอนการสร้างโครงงานและปัญหาที่เกิดขึ้น โดยในรายงานเล่มนี้จะเป็นรายละเอียดเกี่ยวการทำโครงงานทั้งทางด้านรับและทางด้านส่ง ตลอดจนปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นและแนวทางการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น และมีผลการทดลองวัดคุณสมบัติและรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจร ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการพัฒนาระบบการสื่อสารและปรับปรุงให้โครงงานมีประสิทธิภาพมากขึ้นต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSLATOR HEADPHONE

Mr. Wattana Moda 39013205

Mr. Suwinai Wicharuk 39013220

Assist Prof. Prapakorn Suwana (Advisor)

Educational 2541

Abstract

The project is a simplex 4 channel FM wireless system. It can be applied for using in the international conference , the participants can select to channel for hearing to the language translated. The system consists of Phase Lock Loop (PLL) frequencies controlled FM transmitter and Receiver. The system also can be used in any simplex 4 channel wireless communication required basic.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	i
บทคัดย่อ	ii
ABSTRACT	iii
สารบัญ	iv
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ภาครับสัญญาณ	1
1.2 ภาคส่งสัญญาณ	2
บทที่ 2 การมอดูเลตทางความถี่	3
2.1 การมอดูเลตทางความถี่	3
2.2 ดัชนีการมอดูเลต	5
2.3 ไซด์แบนด์ FM	5
2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM	7
2.5 ระบบสื่อสาร	8
2.5.1 อุปกรณ์อินพุทและเอาท์พุท	8
2.5.2 เครื่องส่ง	9
2.5.3 ช่องทางสื่อสาร	9
2.5.4 ความถี่และความยาวคลื่น	9
2.6 มัลติเพลกซ์	9
บทที่ 3 ส่วนประกอบของเครื่องรับ FM	14
3.1 เครื่องรับ FM	14
3.2 วงจรขยาย IF	15
3.3 ลิมิตเตอร์	15
3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า	16
3.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	17
บทที่ 4 ระบบสังเคราะห์ความถี่	19
4.1 วิธีสังเคราะห์ความถี่	19
4.2 เฟสล็อกลูป	21
4.3 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

4.4 ระบบการสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับวิทยุ 23

4.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 25

4.6 วงจรต่าง ๆ ในเฟสล็อกลูป 27

4.7 วิธีการสังเคราะห์ความถี่ 33

4.8 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงงาน 36

บทที่ 5 การสร้างและการทำงานของวงจร 43

ภาครับสัญญาณ 43

ภาคส่งสัญญาณ 46

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง 51

ภาครับสัญญาณ 51

ภาคส่งสัญญาณ 56

บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ 63

ภาคผนวก

บรรณานุกรม

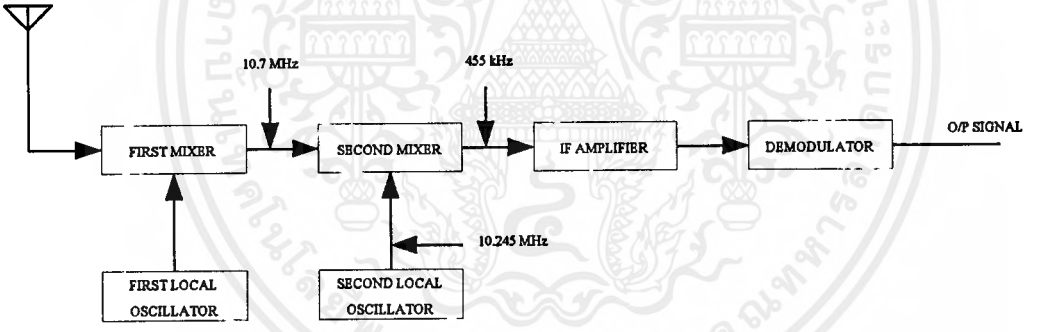
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในโครงงานนี้เป็นการศึกษาการทำงานของเครื่องรับส่ง โดยที่ในโครงงานนี้ภาคส่งจะส่งสัญญาณเสียงได้ 4 ช่องสัญญาณเสียง โดยที่ภาคส่งจะอาศัยการมัลติเพกซ์ (Multiplexed) โดยการรวมคลื่นพาหะ (Carrier) กับสัญญาณความถี่เสียง แล้วนำความถี่แต่ละช่องมารวมกันส่งไปยังเครื่องขยายและนำส่งออกอากาศต่อไป ส่วนในเครื่องรับจะใช้วิธีการสวิทช์เลือกรับว่าจะรับช่องใดแล้วแต่ต้องการ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้มาทำการดีมัลติเพกซ์ (Demultiplex) และดีเทค (Detected) เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่ต้องการ โดยในบทนี้จะเป็นการอธิบายหลักการทั่วๆ ไปของภาครับและภาคส่งโดยอาศัยบล็อกไดอะแกรมในการอธิบาย ส่วนในบทหลังจะกล่าวถึงทฤษฎีการรับส่ง ขั้นตอนการทำงานของวงจร และผลการทดลองทดสอบของภาครับและภาคส่ง

ภาครับสัญญาณ

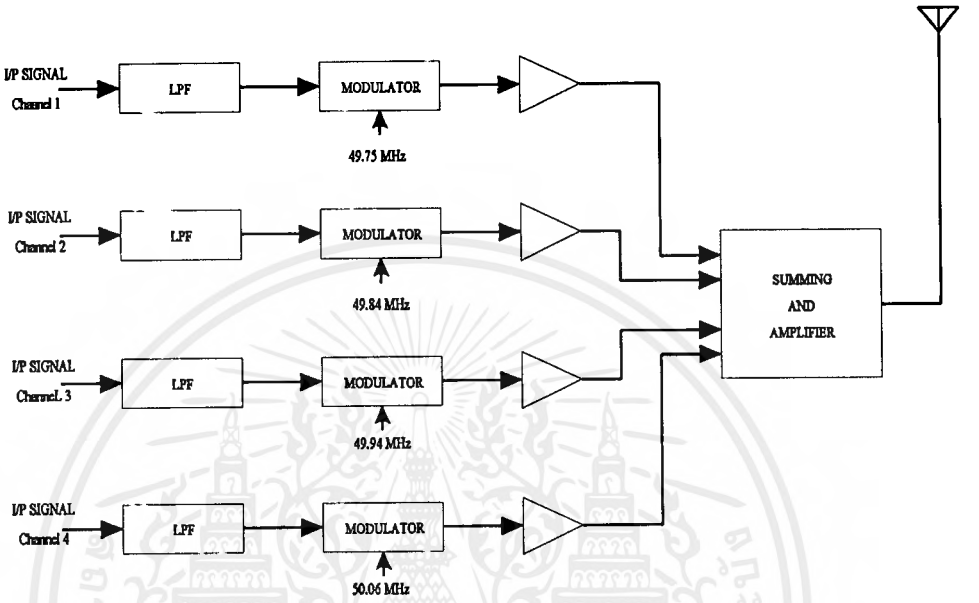


รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับ

จากรูปที่ 1.1 เป็นบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศก็จะนำมารวมกับความถี่ที่ได้จากโลคอลออสซิเลเตอร์ ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรกโดยในส่วนนี้จะสามารถเลือกรับช่องสสัญญาณได้โดยการสวิทช์เลือกความถี่โดยวงจรสังเคราะความถี่ เมื่อผ่านการรวมสัญญาณก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ เท่านั้นที่ผ่านมาได้แล้วก็ส่งไปยังภาคมิกเซอร์ภาคที่สองก็จะทำการรวมคววามถี่ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ กับความถี่ 10.245 เมกกะเฮิรตซ์จากโลคอลออสซิเลเตอร์ตัวที่สอง เมื่อผ่านการรวมสัญญาณก็จะนำไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ 455 กิโลเอิรตซ์ แล้วนำไปยังภาคดีมอดูเลตก็จะได้สัญญาณเสียงออกมา ส่วนลายละเอียดจะได้กล่าวในบทหลัง ๆ ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคส่งสัญญาณ



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 เป็นบล็อกไดอะแกรมภาคส่ง เมื่อป้อนอินพุทเข้าจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งจะการจำกัดขนาดของแบนด์วิทของสัญญาณที่ส่ง เนื่องจากภาครับตอบสนองความถี่ได้ไม่เกิน 5 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงเท่ากับ 5 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นก็ส่งไปยังภาคมอดูเลตเตอร์ เพื่อนำสัญญาณที่ป้อนมารวมกับสัญญาณพาหะ โดยในส่วนของความถี่พาหะนั้นผลิตมาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จากรูปจะเห็นว่าความถี่พาหะของแต่ละช่องสัญญาณประกอบด้วย 49.75 MHz, 49.84 MHz, 49.94 MHz, 50.06 MHz เรียงตามลำดับจากช่อง 1 ถึง 4 หลังจากนั้นก็จะส่งผ่านมายังส่วนของบัฟเฟอร์แล้วผ่านไปยังวงจรรวมสัญญาณและขยายแล้วส่งออกอากาศ จากบล็อกไดอะแกรมจะเห็นว่าการทำงานของบล็อกไดอะแกรมแต่ละช่องสัญญาณทำงานเหมือนกัน จะแตกต่างกันตรงสัญญาณพาหะของแต่ละช่องสัญญาณที่นำมามอดูเลตเท่านั้น ส่วนของลายละเอียดจะได้กล่าวในบทหลัง ๆ ต่อไป

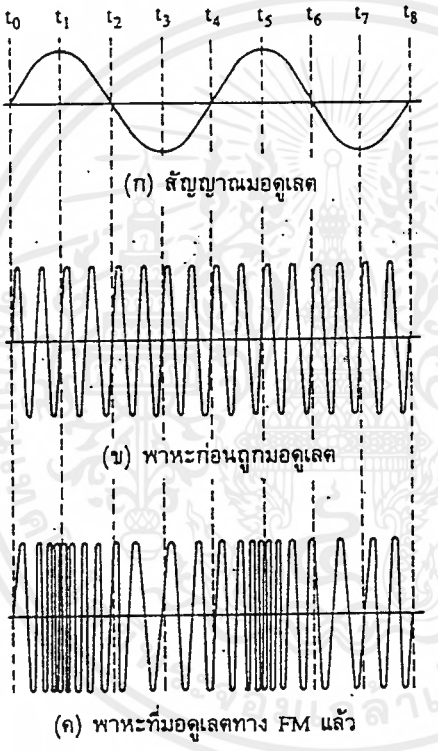
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การมอดดูเลตทางความถี่

2.1 การมอดูเลตทางความถี่

รูปคลื่นของสัญญาณ FM เกิดจากสัญญาณมอดูเลต ดังรูปที่ 2.1 (ก) เช่น สัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 2.1 (ข) สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูปที่ 2.1 (ค)



รูปที่ 2.1 การมอดูเลตทางความถี่

จากรูปที่ 2.1 (ค) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณ FM อยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุด นั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดสุดยอด (สัญญาณมอดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1

ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะสัญญาณก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางเดิม ในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมปลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงความถี่ที่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation) ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์ และเพิ่มสูงสุดเป็น 100.1 เมกะเฮิรตซ์ สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 0.1 เมกะเฮิรตซ์ หรือ 100 กิโลเฮิรตซ์

อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นโทน (สัญญาณเสียง) ความ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM เท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาที ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยงเบนก็จะยังเท่าเดิม คือเท่ากับ 100 กิโลเฮิรตซ์ แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบนตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงสุดจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป 50 กิโลเอิรตซ์

กล่าวโดยสรุป สัญญาณ FM มีคุณสมบัติที่สำคัญดังต่อเป็นนี้

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดูเลต
3. ช่วงความถี่ที่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

2.2 ดัชนีการมอดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดูเลต เรานิยมวัดกันเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น AM ทั้งด้านต่ำสุดและสูงสุด แต่ในระบบ FM เราวัดเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตโดยดูจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อใหม่ว่า ดัชนีการมอดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = Fd / Fm \qquad (\text{ของระบบ FM})$$

ในที่นี้ Fd คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

Fm คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าตัวเลขของดัชนีการมอดูเลตจะมีค่าแตกต่างจากเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งเมื่อคิดเป็นอัตราส่วนจะได้อยู่ระหว่าง 0 และ 1 ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ สมมติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 กิโลเฮิรตซ์ มอดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ค่าดัชนีการมอดูเลตจะเป็น

$$m = 75\ kHz / 1\ kHz = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามามอดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยมวัดเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Fd_{max}) ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต (Fm_{max}) ในระบบกระจายจะเท่ากับ

$$Fd_{max} / Fm_{max} = 75\ kHz / 15\ kHz$$

ในระบบ AM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้นการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูด (กรอบคลื่น) ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตสูงขึ้น การเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะจะเบี่ยงเบนได้มากขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียงแบบ FM กำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบเต็มที่ไม่เกิน 75 กิโลเฮิรตซ์ ถ้าเรามอดูเลตทำให้ความถี่ของพาหะเบี่ยงเบนไปเท่ากับ 75 กิโลเฮิรตซ์ แสดงว่าเรามอดูเลตเต็มที่ 100 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งเราเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\text{เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต} = (Fd / Fm_{max}) * 100$$

เมื่อ Fd คือ ความถี่เบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณที่เข้ามอดูเลต

Fd_{max} คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.3 ไซด์แบน FM

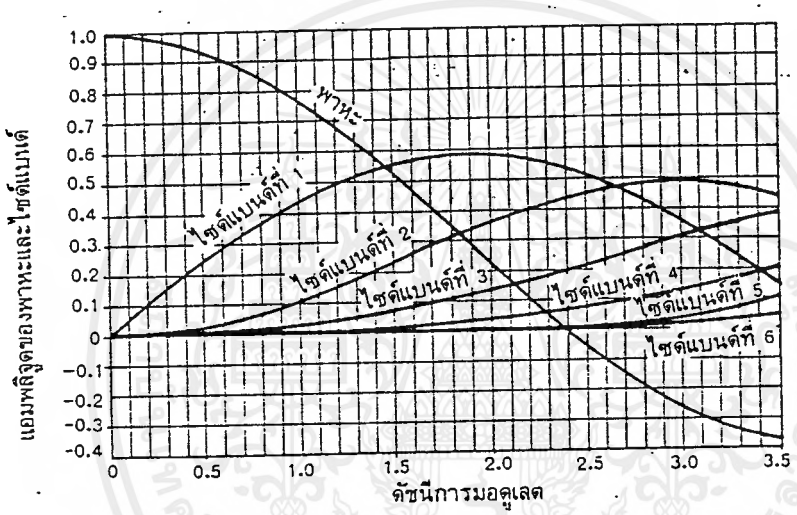
ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือไซด์แบน ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนจำนวน 2 ตัวคือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนจำนวนอนันต์ เนื่องจากเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนที่อยู่ห่างออกจากความถี่กลางมากๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

ในระบบ AM ไซด์แบนอาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดให้คงที่เสมอ ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆ

ในรูปที่ 2.3 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีแต่คลื่นอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์



รูปที่ 2.3.1 กราฟแสดงแอมพลิจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะมากขึ้นแต่แอมพลิจูดของพาหะจะเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ในไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะจะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบแสดงว่าเฟสตรงกันข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.3 หน่วย) สังเกตว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีอยู่หลายจุด

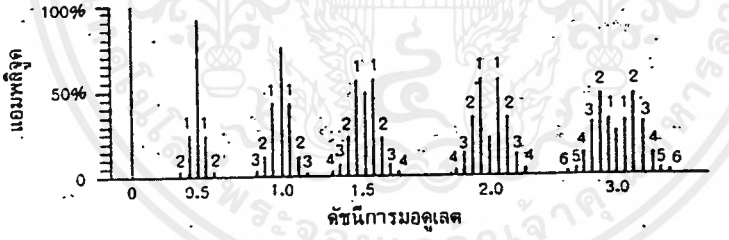
กราฟในรูปที่ 2.3.1 เขียนได้เป็นตารางดังแสดงในตารางที่ 2.1 เพื่อให้ดูง่ายขึ้น ในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมพลิจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดูเลต) ออกไปโดยไม่คำนึงถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมพลิจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์ทั้งคู่ถัดออกไปอันดับที่สองมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.03 หน่วย ไซด์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้นการกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.3.2

ตารางที่ 2.1 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่าง ๆ

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



รูปที่ 2.3.2 รูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ที่ค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0,0.5,1,1.5,2.0,3.0,ตามลำดับ

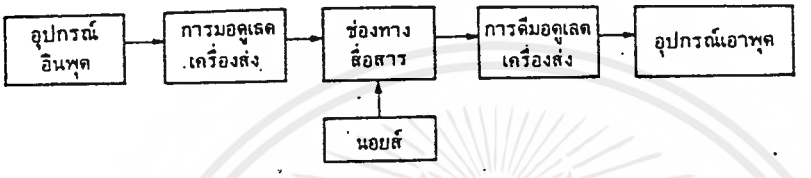
2.4 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซแบนด์ และ แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต โดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ Fc + Fm ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ Fc + 2 Fm,...ฯลฯ ฉนั้นแบนด์วิทด์ของคลื่น Fm ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือ แบนด์วิทด์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต แต่ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ Fd/Fm ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลตเราก็สามารถคำนวณหาแบนด์วิทด์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ระบบสื่อสาร

ในระบบสื่อสารไม่ว่าจะเป็นระบบใด ๆ ก็ตาม แผนผังพื้นฐานมักเหมือนกันดังในรูปที่ 2.5.1 ระบบสื่อสารโดยพื้นฐานจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์อินพุท (input device) เครื่องส่งสัญญาณสื่อสาร (Communication channel) หรือแชนแนล ซึ่งมักจะมีนอยส์มารบกวนเครื่องรับ และอุปกรณ์เอาต์พุต (output device)



รูปที่ 2.5 ระบบสื่อสารพื้นฐาน

2.1.5 อุปกรณ์อินพุตและเอาต์พุต

ความจริงอุปกรณ์อินพุตก็คือ อุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณไฟฟ้า ส่วนอุปกรณ์เอาต์พุตก็คืออุปกรณ์ที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับมาเป็นข่าวสารที่มีชื่อเรียกแตกต่างกันออกไปแล้วแต่การใช้งาน เช่น ในระบบวิทยุกระจายเสียง อุปกรณ์อินพุตอาจเป็นไมโครโฟน และอุปกรณ์เอาต์พุตจะเป็นลำโพง สำหรับไมโครโฟนทำหน้าที่แปลงคลื่นเสียงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และลำโพงทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากลับมาเป็นคลื่นเสียง

ในทำนองเดียวกันในระบบแพร่ภาพทางโทรทัศน์ อุปกรณ์อินพุตก็คือกล้องถ่ายโทรทัศน์ซึ่งเปลี่ยนพลังงานแสง (จากภาพ) ไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ส่วนข่าวสารที่รับหรือส่งระหว่างกัน แบ่งออกเป็น 3 พวกใหญ่ ๆ คือ

1.เสียงหรืออดิโอ (audio) ได้แก่ เสียงพูดในโทรศัพท์ เสียงเพลง หรือเสียงดนตรี ซึ่งต้องการคุณภาพเสียงดีในระบบวิทยุกระจายเสียง

2. ภาพ (picture) ได้แก่ ภาพนิ่งในระบบโทรสาร (facximile) และระบบส่งภาพระยะไกล (telephoto) ภาพยนต์ในระบบโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ข้อมูล (data) ส่วนใหญ่ส่งมาเป็นรหัสให้แก่เครื่องยนต์ เครื่องจักรเครื่องคอมพิวเตอร์ ฯลฯ ได้แก่ข้อมูลและคำสั่งในระบบโทรมาตร ตัวอักษรในระบบโทรพิมพ์หรือโทรเลข ข้อมูลคอมพิวเตอร์ในระบบสื่อสารคอมพิวเตอร์

2.5.2 เครื่องส่ง

เครื่องส่งทำหน้าที่รับสัญญาณไฟฟ้าจากอุปกรณ์อินพุต แล้วทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาหะความถี่สูง เครื่องส่งจะต้องมีแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่สูง (oscillator) และส่วนใหญ่มักจะมีภาคขยายอีกทีเพื่อให้สัญญาณที่ส่งออกอากาศที่มีกำลังแรงทำให้สื่อสารกันได้เร็วขึ้น

2.5.3 ช่องทางสื่อสาร

ช่องทางสื่อสารในที่นี้ได้แก่ บรรยากาศ อวกาศ (free space) หรือสาย ฯลฯ แต่ในที่นี้เราจะกล่าวถึงเฉพาะระบบวิทยุเท่านั้น ช่องทางสื่อสารของระบบวิทยุอาศัยการแผ่วิทยุออกไปโดยผ่านบรรยากาศซึ่งเป็นตัวกลาง เดินทางจากเครื่องส่งผ่านไปทางเครื่องรับ

2.5.4 ความถี่และความยาวคลื่น

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

2.6 การมัลติเพลกซ์ (Multiplex)

การมัลติเพลกซ์ คือการรวมสัญญาณช่องความถี่หลาย ๆ ช่องเข้าด้วยกัน แล้วส่งออกไปพร้อม ๆ กัน โดยแต่ละช่องจะไม่มีการรบกวนซึ่งกันและกัน การมัลติเพลกซ์แบ่งออกเป็น 2 ชนิดใหญ่ ๆ คือ การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลาหรือ TDM (Time Division Multiplex) และการมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ หรือ FDM (Frequency Division Multiplex) ซึ่งจะกล่าวต่อไป

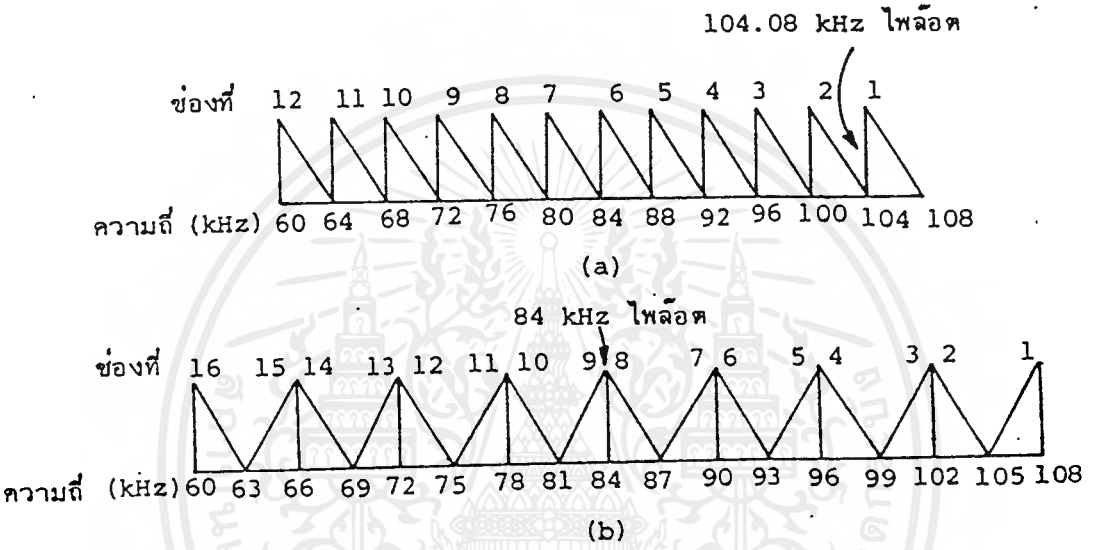
การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplex)

ปัจจุบันมีความจำเป็นในการส่ง โทรศัพท์ หรือ โทรเลข เป็นจำนวนหลาย ๆ ช่องจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง ในเมืองใหญ่ ๆ ของประเทศที่พัฒนาแล้วบางครั้งอาจจะส่งโทรศัพท์ โทรเลข หรือข้อมูลไปพร้อม ๆ กันเป็นจำนวนพันหรือหมื่นช่อง ถ้าใช้สายเคเบิ้ล 1 คู่ ต่อการสื่อสาร 1 ช่อง แล้วค่าใช้จ่ายจะสูงมาก ดังนั้นจึงมีการรวมเอาสัญญาณของทุก ๆ ช่องเข้าด้วยกัน และส่งไปในสายเส้นเดียวกันโดยไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน วิธีนี้เรียกว่า การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ หรือ FDM โดยการแบ่งความกว้างแบนด์ (Bandwidth) ให้พอกับจำนวนช่องที่ต้องการ แต่ละช่องก็จะมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่เฉพาะซึ่งห่างจากความถี่ช่องข้างเคียง อย่างไรก็ตามเพื่อความคล่องตัว ความประหยัด และความง่ายในการรับ-ส่ง จึงต้องแบ่งความถี่เป็นกลุ่ม ให้เป็นมาตรฐานก่อนที่ทุกช่องจะถูกส่งไป

การแบ่งความถี่เป็นกลุ่มนี้ กลุ่มที่เล็กที่สุดจะมี 12 ช่อง ช่องละ 4 KHz ใช้ความถี่จาก 60 ถึง 108 KHz ความถี่ไพล็อต (Pilot) เพื่อใช้ในการตรวจสอบเท่ากับ 104.08 KHz ในเคเบิ้ลใต้น้ำจะใช้ความถี่ของช่องน้อยกว่า 4 KHz จากรูปที่ 2.6.1 (b) แบ่งเป็น 16 ช่อง ช่องละ 3 KHz ทำให้ความกว้างแบนด์เท่ากับ 48 KHz เหมือนกับการส่ง 12 ช่อง

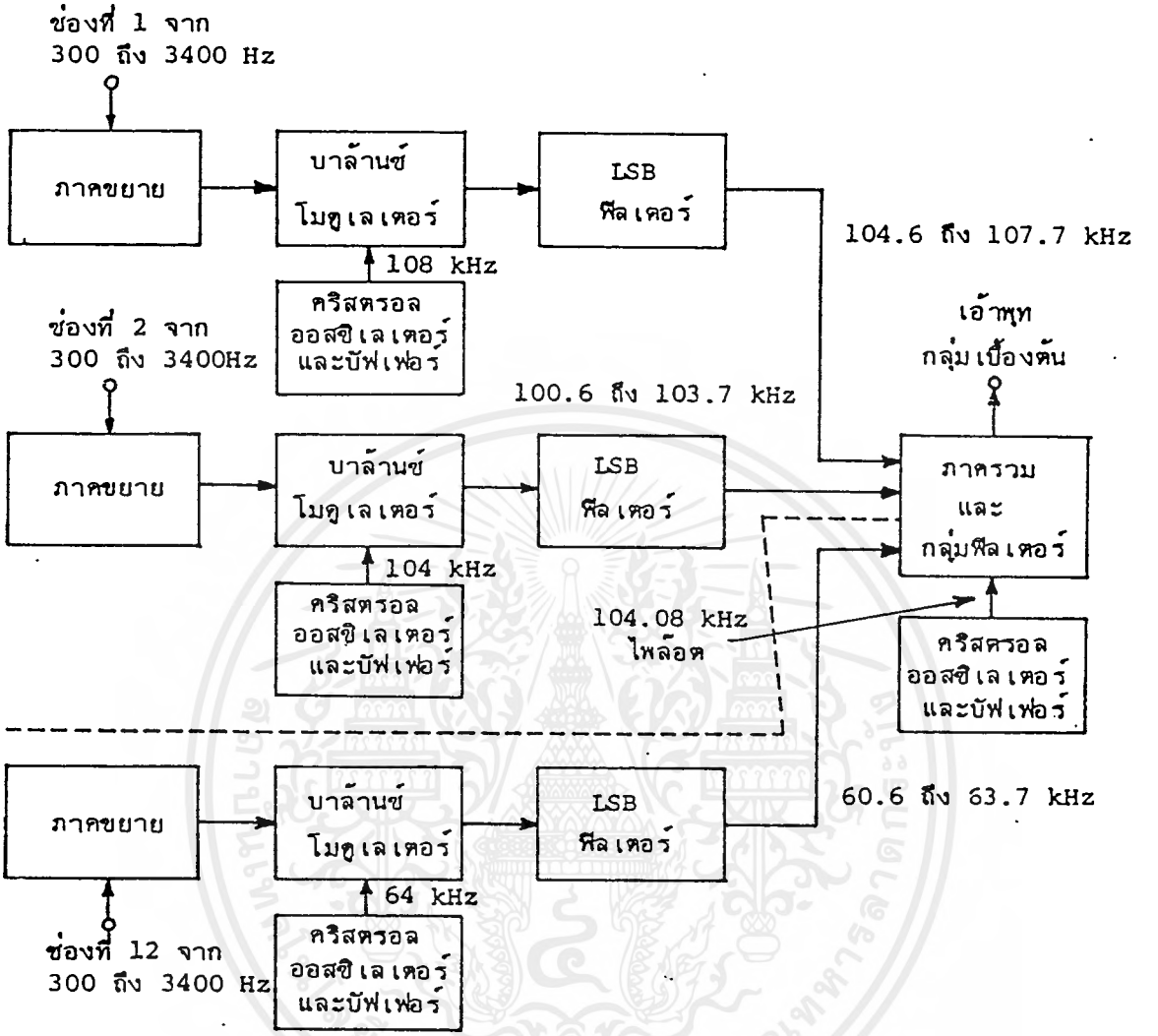


รูปที่ 2.6.1 การแบ่งกลุ่ม (a) สำหรับกลุ่ม 12 ช่อง (b) สำหรับกรุ๊ป 16 ช่อง

ในการรวมสัญญาณนั้นขอให้ดูจากรูปที่ 2 ซึ่งแสดงการรวมช่องสัญญาณต่าง ๆ โดยใช้วิธีการที่เหมือนกันตั้งแต่ช่อง 1 ถึงช่อง 12 เพียงแต่ความถี่เปลี่ยนไปเท่านั้น และความถี่ระหว่างช่องข้างเคียงจะห่างกัน 900 Hz

ตามรูปที่ 2.6.2 นี้ เป็นเพียงบล๊อคไดอะแกรมง่าย ๆ เท่านั้นเอง ในทางปฏิบัติจะมีการมอดูเลทเป็นกลุ่มย่อย ๆ 4 กลุ่ม ก่อนแล้วจึงรวมกลุ่มย่อย ๆ นี้เป็นกลุ่มเดียว ในการรวมกลุ่มแบบ 16 ช่องนี้ก็เป็นเช่นเดียวกัน

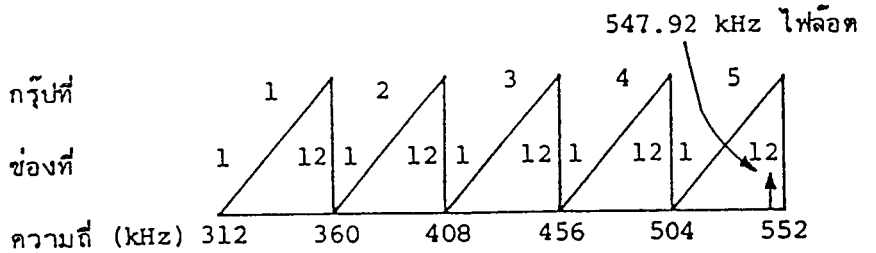
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6.2 การรวมช่องสัญญาณตั้งแต่ช่อง 1 ถึงช่อง 12

นอกจากนี้ยังมีการแบ่งกลุ่มที่ใช้ความถี่สูงขึ้นไปอีกเรียกว่า กลุ่มซุปเปอร์ ซึ่งประกอบด้วยกลุ่มย่อย 5 กลุ่ม ใช้ความถี่จาก 312 ถึง 552 KHz ความกว้างแบนด์เท่ากับ 240 KHz รูปที่ 2.6.3 แสดงถึงที่ตั้งของช่องและกลุ่มซุปเปอร์ โดยมีความถี่ไพล็อตเท่ากับ 547. 94 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6.3 การแบ่งช่องและกลุ่มของซุปเปอร์

กลุ่มซุปเปอร์นี้เมื่อมารวมกันจะเรียกว่า กล่มมาสเตอร์ (Master groups) และกลุ่ม ซุปเปอร์มาสเตอร์ (Supermaster groups) กลุ่มซุปเปอร์มาสเตอร์ หรือกลุ่มที่มีกลุ่มซุปเปอร์ 15 กลุ่ม จะประกอบด้วย 900 ช่องสัญญาณ หรือช่องกว้างแบนด์ประมาณ 4 MHz

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplex)

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลา คือการการใช้พัลซ์แคบ ๆ แต่ช่องห่างระหว่างพัลซ์มีมากและทำการมอตดูเลตแบบพัลซ์ ช่องว่างที่เว้นไว้นั้นสำหรับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดอื่น ตัวอย่างเช่น การส่งระบบ 24 ช่อง ซึ่งมีอัตราเร็วในการสุ่ม 8000 ครั้งต่อนาที จำนวน 8 บิท (256 ระดับการสุ่ม) ต่อการสุ่ม ช่วงกว้างพัลซ์ประมาณ 0.625 ms นั่นคือช่องว่างการสุ่มมีค่า 1/8000 = 0.000125 ms และช่วงที่ต้องการระหว่างกลุ่มคือ 8 * 0.625 = 5 ms ถ้าไม่ใช้ในการส่งโดยวิธีมัลติเพลกซ์ และส่งเพียง 1 ช่อง ในการส่งจะประกอบด้วย 8000 เฟรมต่อวินาที จะเห็นว่ามีการส่งสัญญาณเพียง 4 ms แรกเท่านั้น ที่เหลืออีก 120 ms ถูกทิ้งไว้ว่างเปล่าไม่มีประโยชน์ ดังนั้นการทำระบบนี้ทำให้เหลือที่ว่างระหว่างกลุ่มแยะมาก ในทางปฏิบัติจริงนั้นแต่ละ 125 μs จะมี 24 ช่อง สำหรับช่องที่ 25 ใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ในแต่ละเฟรม ประกอบด้วย 193 บิท หรือแต่ละช่องเท่ากับ 24 * 8 บวกกับอีก 1 สำหรับซิงค์ และเนื่องจากมี 8000 เฟรมต่อวินาที ดังนั้นอัตราเร็วของบิทคือ 1.544 mBit/sec

การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลาที่มีความเร็วต่ำนั้นจะใช้สวิทซ์หมุนไปรอบ ๆ ในกรณีที่มีความเร็วสูงจะใช้สวิทช์แบบอิเลคทรอนิคส์และสายดีเลย์ (Delay line) ในการแสกน วงจรสุ่มแต่ละวงจรของหนึ่งช่องจะได้รับการสัญญาณกระตุ้น (Trigger pulse) พร้อม ๆ กันเพื่อเลือกสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณเอาท์พุทที่ได้แต่ละช่องไปเข้าวงจรบวก (Adder) อย่างไรก็ตามเมื่อสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการสุ่มครั้งแรกไปถึงวงจรบวก สัญญาณการสุ่มครั้งต่อไปจะช้าไป 5 μsec โดยใช้วงจรดีเลย์หรือสายดีเลย์เอาท์พุทของการสุ่มที่สามจะช้าไป 10 μsec จนกระทั่งช่องที่ 24 จะช้าไป 115 μsec ด้วยวิธีนี้ช่วงห่างที่ใช้ 125 μsec จึงพอเหมาะในการส่งช่องแต่ละช่อง วิธีการนี้จะทำซ้ำด้วยตัวเองด้วยอัตรา 8000 ครั้งต่อวินาที

ในเครื่องรับเอาท์พุทจากดีเทคเตอร์จะส่งให้วงจร 24 วงจร และแอนด์เกท (gates) ในเวลาพร้อม ๆ กันเป็นวงจรง่าย ๆ ที่กำหนดให้มีหนึ่งเอาท์พุทออกมา และเมื่อมีอินพุทเข้าไป 2 หรือมากกว่าเอาท์พุทจะมีต่อเมื่อมีอินพุทเข้าทุก ๆ จุด

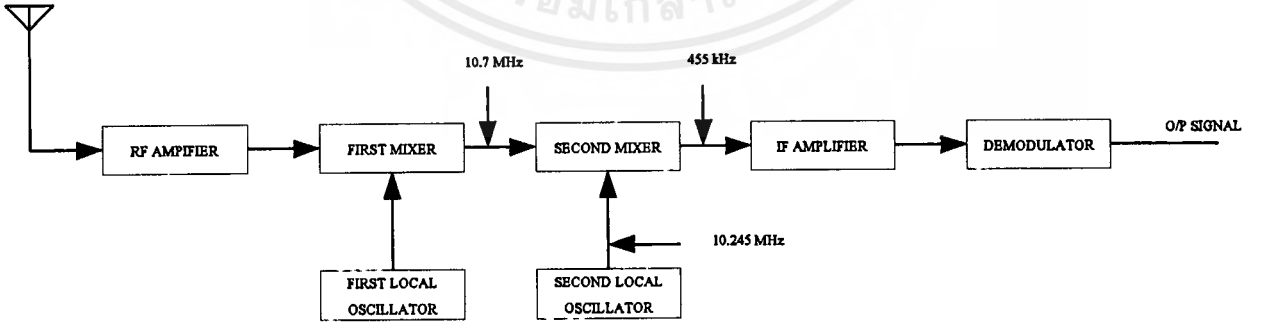
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
ส่วนประกอบของวงจรเครื่องรับระบบ FM

3.1 เครื่องรับ FM

แผนผังของเครื่องรับ FM มีความคล้ายคลึงกับเครื่องรับ AM มากจะแตกต่างกันก็แต่เฉพาะขบวนการดีเทคเท่านั้น สำหรับความถี่ IF มักจะใช้ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อกำจัดสัญญาณเงาและเพื่อให้แบนด์วิทด์ของวงจรกว้างพอที่จะรับสัญญาณ FM ได้ ความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีค่า $\pm$ 75 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ของเครื่องรับต้องมีค่า 150 กิโลเฮิรตซ์ เป็นอย่างน้อย ปกติมักจะเผื่อให้กว้างอีกเล็กน้อยเป็น 180 ถึง 200 กิโลเฮิรตซ์

สำหรับการทำงานของเครื่องรับระบบแบนด์แคบเอฟเอ็ม (narrow band FM)จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายให้มีสัญญาณแรงขึ้น แล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากโลอคลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งจะได้สัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจึงนำเข้าไปยังมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะเป็นการรวมกับสัญญาณความถี่จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ เอเอ็ม (AM)
โดยจะมีความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์ และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยาย แล้วจึงนำไปดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องรับ Narrow band FM

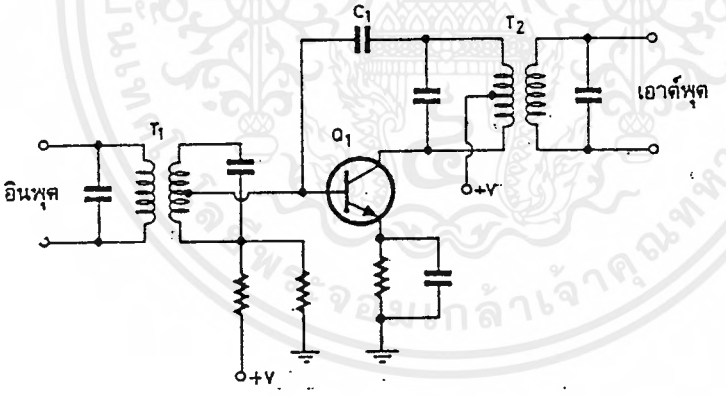
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพาหะ FM ที่ส่งจากเครื่องส่งมีความเบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิรตซ์ (โดยที่ความถี่ FM เท่ากับ 100 เมกะเฮิรตซ์คงเดิม โลคอลออสซิลเลเตอร์จะคงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 กิโลเฮิรตซ์ด้วย ฉะนั้นสัญญาณที่มอดูเลตมาบนพาหะจะยังอยู่ในรูปสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยน แม้ว่าความถี่สัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 เมกะเฮิรตซ์เหลือ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.2 วงจรขยาย IF

วงจรขยาย IF ก็คือวงจรขยาย RF นั่นเอง แต่วงจรขยาย IF ทำงานที่ความถี่คงที่ (ไม่ต้องปรับความถี่อีก) ดูตัวอย่างวงจนในรูปที่ 3.2 ความแตกต่างของวงจร IF กับ RF ในที่นี้อยู่ตรงที่หม้อแปลงดับเบิลจูน (dubble tune) มีวงจรเรโซแนนซ์ 2 ด้าน คือทางด้านเซกันดารี่ ช่วยให้มีค่าซีเลกติวิตี้ ตัวเก็บประจุ C1 ในวงจรทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกลับเพื่อสะเทินวงจรหรือหักล้าง (neutralize) มิให้เกิดการออสซิเลตขึ้น

เราสามารถออกแบบวงจรขยาย IF โดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดแบนด์พาส (BPF) เพื่อให้มีค่าซีเลกติวิตี้ที่ดีขึ้นแทนการใช้หม้อแปลงดับเบิลจูน เทคนิคอย่างนี้นิยมในเครื่องรับวิทยุสื่อสารเพราะสัญญาณที่รับมีแบนด์วิดท์แคบ



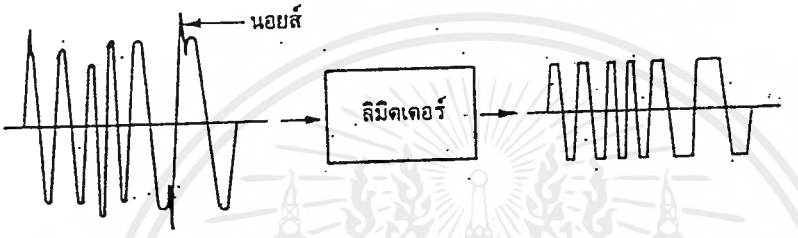
รูปที่ 3.2 วงจรขยาย IF

3.3 ลิมิตเตอร์

สัญญาณ FM (มีความถี่เท่ากับ IF) อาจจะมีนอยส์ปะปนมาด้วย วงจรลิมิตเตอร์จะทำหน้าที่ขลิบสัญญาณทั้งบวกและลบ รวมทั้งนอยส์ก็จะถูกกำจัดทิ้งไปด้วย (ดูรูปที่ 3.3) สังเกตว่าความถี่ของ FM ก่อนและหลังลิมิตเตอร์ไม่เปลี่ยนแปลง หลักการของวงจรลิมิตเตอร์นี้ก็คือ ป้อนสัญญาณที่มีแอมพลิจูดเกินช่วงทำงานของวงจร (overdrive) จนกระทั่งวงจรขยายอิ่มตัวหรือคัทออฟ ถ้าสัญญาณ IF ที่ป้อนมามีแอมพลิจูดน้อย เอาต์พุตจากลิมิตเตอร์จะมีนอยส์ปนออกมาทางออดิโอเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าป้อนแอมพลิจูดมาแรง ๆ นอยส์จะเงียบไป ปรากฏการณ์ที่นี้มีความสัมพันธ์กับ "quieting" ของภาคออดิโอเอาต์พุต (ความดังเสียงและค่าความไวของเครื่องรับ FM ด้วย เช่น สเปกระบุว่าสัญญาณที่ไม่ได้มอดูเลตมีแต่พาหะอย่างเดียว) ป้อนเข้าอินพุตของเครื่องรับ ทำให้นอยส์จากวงจรขยายเสียงลดลงไป 20 เดซิเบล การที่จะลดนอยส์ให้ได้ก็คือขยายสัญญาณอินพุต (IF) ให้มาก ๆ พอที่จะขับให้วงจรลิมิตเตอร์ขลิบสัญญาณเพื่อกำจัดนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ FM ตามหลักการของวงจรลิมิตเตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรลิมิตเตอร์จะขจัดนอยส์และการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดของสัญญาณ FM

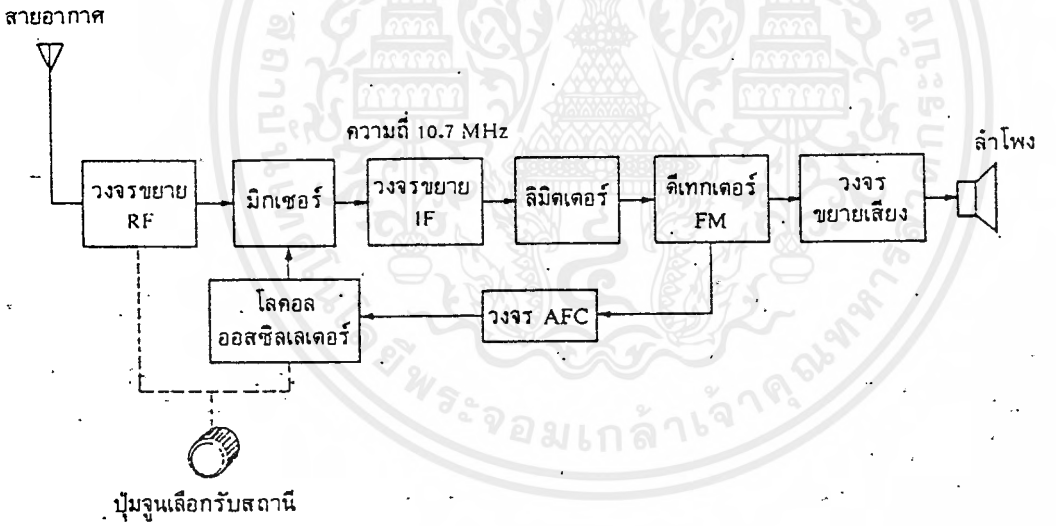
3.4 การจับสัญญาณที่แรงกว่า

ระบบ FM มีคุณสมบัติประจำตัวคือ สามารถกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการหรือนอยส์ที่ขี่มาบนสัญญาณ FM ได้ สมมติว่าใช้เครื่องรับ FM ในพื้นที่ซึ่งมีสัญญาณส่งออกอากาศพร้อม ๆ กันที่ความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน เช่น ในกรณีที่เครื่องรับวิทยุติดรถยนต์รับสัญญาณ FM ของสถานีหนึ่ง เมื่อขับรถผ่านมาอีกพื้นที่หนึ่ง มีสถานีส่งคลื่นที่มีความถี่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน สัญญาณที่รับเข้ามาได้จะกลายเป็นสัญญาณ FM ของสถานีใหม่และบางทีสัญญาณ FM ที่รับได้จะสลับไปสลับมาระหว่างสองสถานี ในกรณีเช่นนี้เครื่องรับ FM จะได้รับสัญญาณที่แรงกว่า ปรากฏการณ์นี้เรียกว่าการจับสัญญาณที่แรงกว่า (capture effect) ทั้งนี้เพราะสัญญาณที่อ่อนกว่าจะถูกกำจัดออกไป ในทำนองเดียวกันกับการกำจัดนอยส์ในระบบ FM ในบางกรณีที่สัญญาณทั้งคู่มีขนาดใกล้เคียงกัน เครื่องรับอาจรับอาจรับสัญญาณจากสถานีทั้ง 2 สถานีสลับไปสลับมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88 –108 เมกะเฮิรตซ์) โลคอลออสซิลเลเตอร์ จะต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในตอนดีมอดูเลต เช่น สมมติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 เมกะเฮิรตซ์ ความถี่เกิดเปลี่ยนไป (drift) 0.1 เปอร์เซ็นต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 กิโลเฮิรตซ์ สัญญาณ FM จะตกเลยนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ ก็คือใช้แร่บังคับความถี่อย่างไรก็ตามการใช้แร่บังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแร่บังคับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับวิทยุ (สื่อสาร) เราใช้แร่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มากสำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลคอลออสซิเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิเลเตอร์ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)



รูปที่ 3.5.1 วิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่อง FM

หลักการของ AFC ก็คือใช้วาแรกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรแทงค์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ค่าความจุของวาแรกเตอร์จะควบคุมโดยการไบอัสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนี้ต่อมาจากเอาต์พุตของวงจรดิสคริมิเนเตอร์ เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถูกต้อง เอาต์พุตจากดิสคริมิเนเตอร์จะเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

33981

เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวก หรือ ลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่ามากหรือน้อย

อย่างไรก็ตามเอาต์พุตจากวงจรดิสคริมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส (LPF) เพื่อให้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำใกล้เคียง DC มาป้อนให้วาแรกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ระบบสังเคราะห์ความถี่

เครื่องรับส่งวิทยุในปัจจุบันส่วนใหญ่นิยมใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่แทบทั้งสิ้น วงจรที่ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่เรียกว่า ซินธิไซเซอร์ ซึ่งแปลว่า สังเคราะห์ (ความถี่) วิธีสังเคราะห์ความถี่ทำให้วงการเครื่องรับส่งวิทยุเปลี่ยนโฉมหน้าไปอย่างมาก โดยเฉพาะรูปร่างของตัวเครื่องจะมีปุ่มควบคุมต่าง ๆ มากขึ้น เนื่องจากมีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น สามารถโปรแกรมเลือกความถี่ใช้งานได้มาก จึงทำให้เกิดความคล่องตัวในการสื่อสาร

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

วงการแรกที่นำระบบสังเคราะห์ความถี่มาใช้ในก็คือ วงการทหาร (military) และกิจการเดินอากาศ (aviation) แล้วจึงค่อย ๆ นำมาใช้ในวงการวิทยุสื่อสารทั่วไปตามลำดับ

วิธีการสังเคราะห์ความถี่แต่ละแบบมีความสลับซับซ้อนแตกต่างกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ (Frequency range) ช่วงห่างระหว่างขั้น (step size หรือ resolution) ในที่นี้จะขออธิบายเฉพาะการสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในเครื่องรับส่งวิทยุทั่วไป

4.1วิธีสังเคราะห์ความถี่

ความจริงวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็คือวงจรที่ทำหน้าที่ผลิตความถี่ขนาดพอเหมาะ และมีความถี่ตามที่เรากำหนด (คือสั่งหรือโปรแกรมได้) การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิทช์หรือกดปุ่ม แต่ในปัจจุบันนิยมสั่งงานด้วยคอมพิวเตอร์

ช่วงความถี่ของการใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอน แล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนไปทีละขั้น เรียกว่า เรโซลูชั่น (resolution)

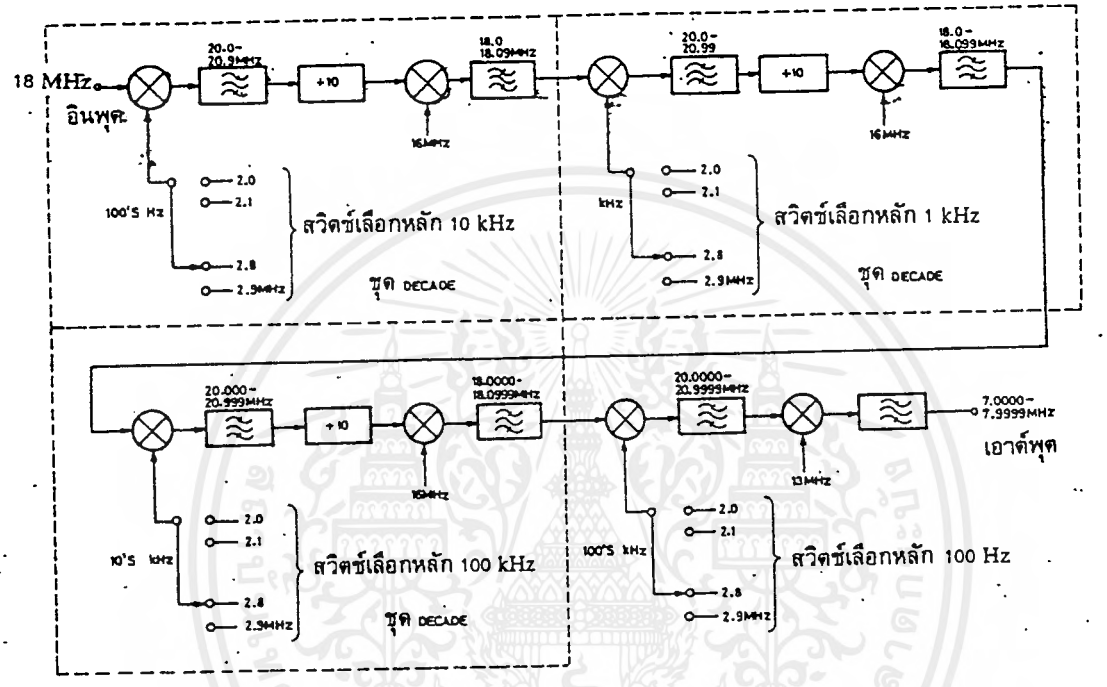
วิธีการสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธี คือ

1. วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง (direct synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ค่าความถี่ที่ต้องการ โดยปกติใช้แร่บังคับความถี่หลายชุด

2. วิธีการสังเคราะห์โดยอ้อม (indirect synthesis) วิธีนี้อาศัยเฟสล็อกลูป (phase lock loop เรียกย่อว่า PLL) รูปที่ 4.1 แสดงวิธีการสังเคราะห์ความถี่โดยตรง ในที่นี้เราต้องการให้เอาต์พุตมีความถี่อยู่ระหว่าง 7 ถึง 8 เมกะเฮิรตซ์ และเรโซลูชั่น 100 เฮิรตซ์ นั่นคือเราต้องสามารถตั้งความถี่ได้สัญญาณดังนี้ คือ 7.0000, 7.0001, 7.0002,..... จนถึง 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ สังเกตได้ว่าความถี่หลัก 10 ความถี่คือ 2.0, 2.1,... ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวกำหนดความถี่ ความถี่หลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังกล่าวนี้จะสามารถผลิตมาจากการผสมสัญญาณ 100 เฮิรตซ์ และพาหะ 2 เมกะเฮิรตซ์ จะเห็นว่าสวิทช์เลือกความถี่ทั้งสิบความถี่นี้ ก็คือสวิตช์ตั้งโปรแกรมเลือกความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นว่ามี 4 ตัว ตัวหนึ่งเลือกความถี่ขั้นละ 100 เฮิรตซ์ ตัวถัดไปเลือกขั้นละ 1 กิโลเฮิรตซ์ ตัวต่อไปจะเลือก 10 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้น 100 กิโลเฮิรตซ์ ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 ตัวอย่างวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรง

นอกจากความถี่ดังกล่าวแล้ว เราต้องอาศัยการผสมกับความถี่อื่นอีกด้วย จากรูปเราใช้ความถี่ 18 เมกะเฮิรตซ์ผสมกับความถี่ใดความถี่หนึ่งในความถี่หลักทั้งสิบความถี่ ผลรวมของการผสมจะผ่านฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ย่าน 20 ถึง 20.9 เมกะเฮิรตซ์ แล้วผ่านการหารด้วยสิบที่วงจรเคาน์เตอร์ เพื่อผสมกับความถี่ 16 เมกะเฮิรตซ์ แล้วกรองเอาเฉพาะที่เป็นความถี่ในย่าน 18 เมกะเฮิรตซ์ตามเดิม สังเกตว่าเอาต์พุตจากชุดนี้เราสามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ระหว่าง 18.00, 18.01,... ถึง 18.09 เมกะเฮิรตซ์ เอาต์พุตจากชุดแรกนี้ เมื่อป้อนเข้าชุดสัญญาณความถี่ระหว่าง 18.00 ถึง 18.09 เมกะเฮิรตซ์ไปผสมกับความถี่หลัก 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเราเลือกหรือโปรแกรมได้โดยการปิดสวิตช์ จากนั้นก็ผ่านการกรองและหารสิบแล้วผสมกับสัญญาณ 16 เมกะเฮิรตซ์ เอาต์พุตของชุดที่ 2 จุด A ก็จะตั้งความถี่ได้ระหว่าง 18.0000, 18.0001,.... ถึง 18.0009 เมกะเฮิรตซ์แล้ว ในชุดสุดท้ายเราทำแตกต่างจากเดิมโดยเมื่อผสมกับสัญญาณ 2.0 ถึง 2.9 เมกะเฮิรตซ์ เราก็นำไปผ่านการกรองเอา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

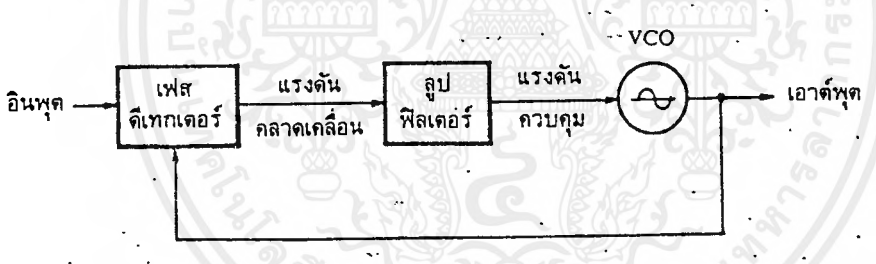
แต่เฉพาะสัญญาณระหว่าง 20 ถึง 20.9999 เมกะเฮิรตซ์ และผสมกับสัญญาณ 13 เมกะเฮิรตซ์ ก็จะได้เอาต์พุตเป็น 7.0000 ถึง 7.9999 เมกะเฮิรตซ์ตามต้องการ

จะสังเกตได้ว่าชุดผสมและหารความถี่ส่วนใหญ่จะซ้ำ ๆ กันอย่างไรก็ดีวิธีสังเคราะห์ความถี่โดยตรงไม่ค่อยเป็นที่นิยมนักเพราะความสิ้นเปลืองแร่ และต้องใช้การผสมคลื่นหลาย ๆ ครั้ง

วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยอ้อมหรือวิธีเฟสล็อกลูปนั้นเราอาศัยการกำเนิดสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งควบคุมความถี่ได้โดยปรับแรงดันที่เรียกว่า VCO สัญญาณจาก VCO จะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิงแล้วนำผลลัพธ์ความถี่คลาดเคลื่อนมแปลงเป็นแรงดัน ไปควบคุมการออสซิสเลตของ VCO อีกครั้งหนึ่ง

4.2 เฟสล็อกลูป

เฟสล็อกลูปเป็นระบบป้อนกลับที่บังคับให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปความถี่หรือเฟสของสัญญาณอ้างอิงภายนอก เฟสล็อกลูปประกอบด้วยภาคสำคัญ 3 ภาค คือ ภาคเทียบเฟสหรือเฟสดีเทกเตอร์(loop filter) และภาค vco ดูรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนผังของเฟสล็อกลูป

สมมุติว่ามีสัญญาณความถี่อ้างอิงภายนอกเป็นสัญญาณรายคาบเข้ามาที่อินพุต ภาคเทียบเฟสทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณจาก vco เอาต์พุตที่ได้จากภาคเฟสดีเทกเตอร์จะเป็นแรงดันที่มีแอมพลิจูดเป็นสัดส่วนกับผลต่างในเฟสของสัญญาณทั้งสองที่ทำการเปรียบเทียบ แรงดันผลต่างนี้ป้อนไปให้วงจรลูปฟิลเตอร์ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโลพาส กรองเอาแต่เฉพาะไฟกระแสตรง เพื่อส่งไปควบคุมการออสซิสเลตของ vco ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อก ความถี่ของ vco จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี อาจจะมีเฟสแตกต่างไป แต่ค่าเฟสที่แตกต่างนั้นจะมีค่าคงที่ ในกรณีที่มีเฟสไม่ตรงกันภาคเฟสดีเทกเตอร์จะจ่ายแรงดันคลาดเคลื่อน (error voltage) ไปควบคุมการทำงานของ vco เพื่อมิให้เฟสคลาดเคลื่อนจนกว่าจะเข้าสู่ภาวะล็อก เอาต์พุตของ vco จึงมีแอมพลิจูดคงที่เสมอ แต่ความถี่จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณอินพุต

เราสามารถนำเฟสล็อกลูปไปใช้สังเคราะห์(หรือผลิต) ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพเทียบเท่าสัญญาณอ้างอิงได้ วงจรนี้เรียกว่า วงจรสังเคราะห์ความถี่ ระบบสังเคราะห์ความถี่จะช่วยให้เราสามารถสังเคราะห์สัญญาณเอาต์พุต (จาก vco) ให้มีความถี่ต้องการได้หลายความถี่ โดยมีความเที่ยงตรงและเสถียรภาพสูงเทียบเท่าคริสตอลออสซิสเลเตอร์

ความจริงเฟสล็อกลูปยังมีประโยชน์อีก เช่น ในการมอดสัญญาณ FM (หรือ PM)เนื่องจากเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์มีค่าสัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะ

4.3 การใช้เฟสล็อกลูปในการสังเคราะห์ความถี่

ไม่ว่าระบบสังเคราะห์ความฟถี่จะมีความซับซ้อนเพียงใด เมื่อพิจารณาลึกลงไปแล้วจะพบว่ามีเฟสล็อกลูปเป็นรูปหัวใจในการสังเคราะห์เสมอ รูปที่ 4.3 เป็นตัวอย่างของระบบสังเคราะห์ความถี่อย่างง่าย ประกอบด้วย 5 ภาค คือ ภาค VCO เป็นออสซิลเตอร์กำเนิดสัญญาณเอาท์พุทของระบบสังเคราะห์ความถี่อ้างอิง คริสตอลออสซิลเตอร์ หรือสัญญาณอื่น ๆ (reference generator) ภาคกำเนิดความถี่ ฟิลเตอร์ซึ่งทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะความถี่ต่ำไปใช้

แผนผังในรูปที่ 4.3 จะเห็นได้ว่า สัญญาณอินพุทของภาคเทียบเฟสมาจาก 2 แหล่งคือ จาก VCO มีความถี่เท่ากับ F_o/N กับ F_R ซึ่งจะกรองเฉพาะความถี่ต่ำเท่านั้น เพื่อบังคับการออสซิลเลตของวงจร VCO ให้ทำการปรับแก้ความถี่ (หรือเฟส) ให้ตรง จนกว่าความถี่ของสัญญาณทั้งสองจะเท่ากัน

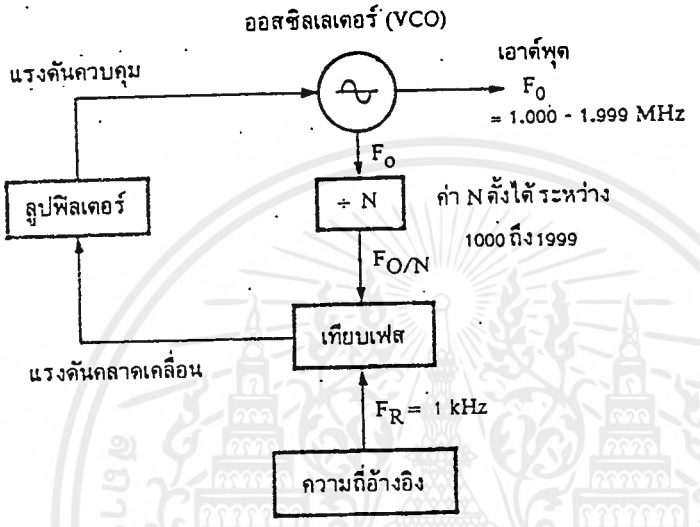
ในสภาวะล็อก (look) ความถี่ของ VCO เมื่อวงจรผ่านวงจรหาร N จะเท่ากับความถี่อ้างอิง (F_R) นั่นคือ

$$F = N * F_R$$

(คำนวณจาก $F_o/N = F_R$ ที่วงจรเทียบเฟส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวอีกนัยหนึ่งว่าเอาท์พุทจะมีความถี่เป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง สมมติว่า F_R = 1 กิโลเฮิรตซ์ N = 1000 จะได้ FO = 1 เมกกะเฮิรตซ์ ถ้า N เพิ่มทีละ 1 เป็น 1001,1002,1003 ค่า F_O จะเพิ่มทีละ 1 กิโลเฮิรตซ์ ได้ไปเรื่อย ๆ เป็น 1.001,1.002,1.003.....เมกะเฮิรตซ์ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 แผนผังของหน่วยสังเคราะห์ความถี่

ขอให้สังเกตว่าเฟสล็อกลูปดังกล่าว สามารถผลิตความถี่ได้แต่เฉพาะในช่วงความถี่วงจร VCO และวงจรหาร N สามารถทำงานได้เท่านั้น และตัวเลขในการหาร ย่อมเป็นเลขจำนวนเต็มเสมอ

4.4 ระบบสังเคราะห์ความถี่ในเครื่องรับส่งวิทยุ

ข้อดีที่เห็นได้ชัดของระบบสังเคราะห์ความถี่ก็คือ ทำให้จำนวนช่องใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างมหาศาลเครื่องรับส่งในสมัยก่อนมีจำนวนช่องในงานเพียงไม่กี่ช่อง แต่เครื่องรับส่งรุ่นใหม่มีจำนวนช่องใช้งานได้นับร้อยช่อง ทำให้สามารถเลือกใช้ความถี่ได้หลายความถี่ และเปลี่ยนความถี่ใช้งานได้สะดวกสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่นั้น หากเพิ่มจำนวนช่องใช้งานจะต้องใช้แร่เพิ่มเติมอีกหลายก้อน และนอกจากนั้นเมื่อเปลี่ยนความถี่ก็จะเป็นแร่ใหม่ ทำให้ไม่คล่องตัวในการใช้งาน

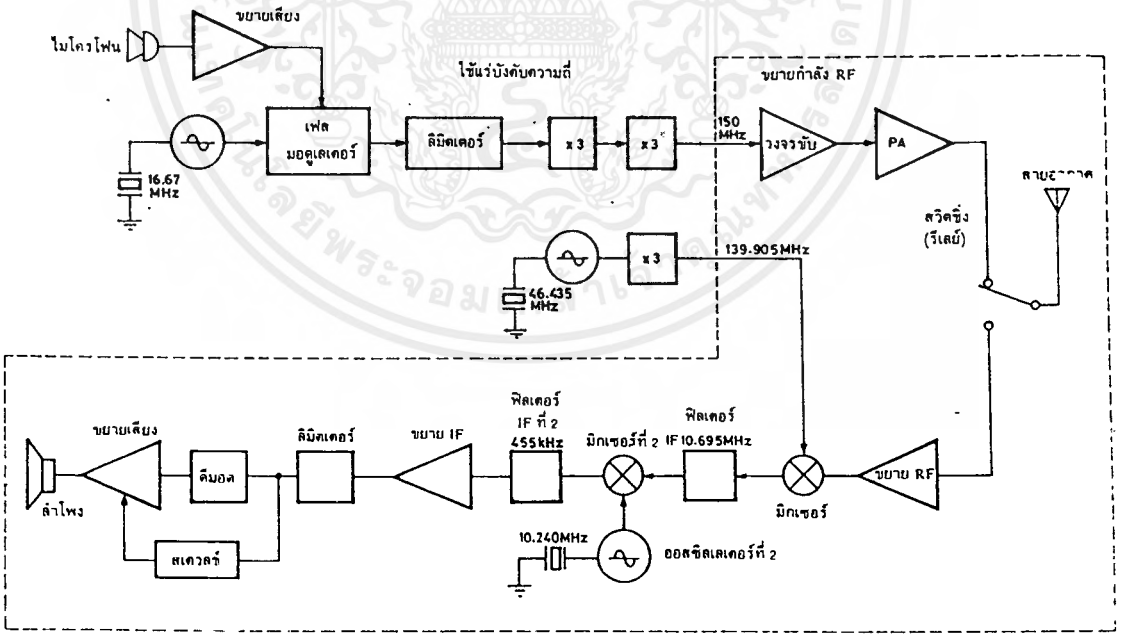
นอกจากนี้ระบบสังเคราะห์ความถี่ เป็นระบบที่ผสมเอาวงจรดิจิตอลเข้ามาใช้งานด้วย จึงทำให้การใช้งานเครื่องรับส่งวิทยุยิ่งสะดวกขึ้นไปอีก เพราะเมื่อเอาไมโครคอมพิวเตอร์มาต่อร่วมกับวงจร

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเคราะห์ความถี่เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรสังเคราะห์ความถี่แล้ว ยิ่งทำให้เครื่องรับส่งวิทยุมีความสามารถต่าง ๆ เพิ่มขึ้นได้อีกมากมาย ตัวอย่าง เช่น มีหน่วยจำความถี่ (memory) สามารถสแกน (SCAN) ความถี่ได้เครื่องรับส่งวิทยุประเภทนี้อาจจะมีแผงกดปุ่ม (keypad) เพื่อโปรแกรมสั่งงานได้จากภายนอกเครื่องและมีหน่วยดิสเพลย์ (display) แสดงความถี่ซึ่งอาจจะใช้ LCD หรือ LED การเปลี่ยนความถี่ของเครื่องบางรุ่นนิยมใช้แกนหมุนเป็นแผ่นบังแสง (optical wheel) ร่วมกับสวิตซ์ เพื่อให้เกิดความรู้สึกของการปรับจูนความถี่ แต่บางรุ่นก็ใช้สวิตช์ธัมวีล (thumb wheel) ธรรมดา

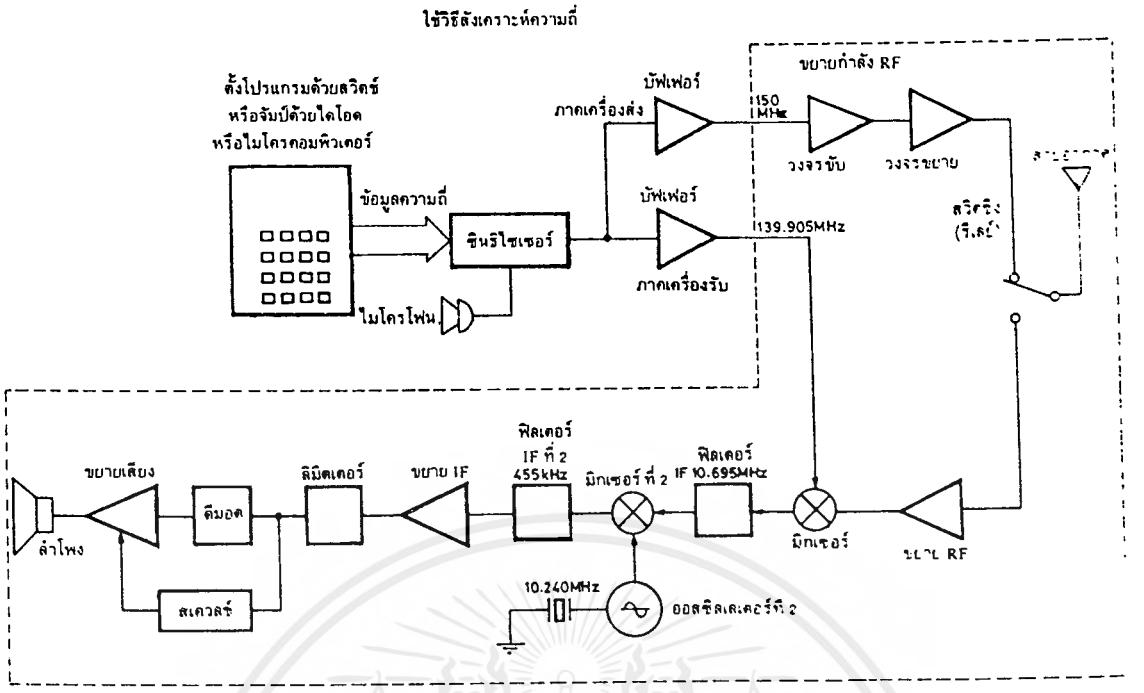
การตั้งความถี่ภายในเครื่อง ได้แก่ การตั้งโปรแกรมโดยใช้ไดโอดหรือจัมเปอร์ หรือใช้หน่วยความจำเช่น ROM,EPROM,RAM หรืออุปกรณ์อื่น ๆ แทน

ลองเปรียบเทียบระหว่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุ VHF/FM ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ กับชนิดที่ใช้การสังเคราะห์ความถี่ในรูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่าทั้ง 2 ชนิดแตกต่างกันตรงที่ภาคออสซิลเลเตอร์เป็นส่วนใหญ่นั่นคือหน่วยออสซิลเลเตอร์ทั้งภาครับและส่ง (ของชนิดสังเคราะห์ความถี่) กลายเป็นหน่วยสังเคราะห์ความถี่ ซึ่งสามารถรับคำสั่งหรือโปรแกรมได้จากภายนอก ขอให้สังเกตว่าในสภาวะส่งในรูปที่ 4.4 (ก) สัญญาณก่อนที่จะป้อนให้แก่ภาคขยายสุดท้าย (ขยายกำลัง) จะต้องเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการเหมือนกันคือ 150 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.4 (ก) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้แร่บังคับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 (ข) ตัวอย่างแผนผังของเครื่องรับส่งวิทยุที่ใช้ระบบสังเคราะห์ความถี่

และในสภาวะรับดังรูปที่4.4 (ข) ก็เช่นเดียวกัน สัญญาณป้อนหรืออินเจ็กชั่น (injection)เข้าที่มิกเซอร์ก็จะต้องเป็นความถี่เดียวกันคือ 139.905 เมกะเฮิรตซ์ เพื่อบีตให้เกิด IF เหมือนกัน นอกจากนี้การมอดูเลตสัญญาณ FM (ในกรณีระบบสังเคราะห์ความถี่) ก็สามารถกระทำที่วงจร VCO ของภาคสังเคราะห์ความถี่ได้เลย

4.5 คุณสมบัติของวงจรสังเคราะห์ความถี่

นอกจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องมีคุณสมบัติเกี่ยวกับช่วงความถี่ (frequency range) ที่ผลิตและเรโซลูชั่นระหว่างขั้นแล้ว คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ก็มีความสำคัญสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุอีกด้วย ดังจะอธิบายดังต่อไปนี้

โดยปกติวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถกำเนิดสัญญาณเพียงสัญญาณเดียว แต่เลือกความถี่ได้หลายค่า (ในช่วงความถี่ใช้งาน) และมีความละเอียดความถี่ขึ้นอยู่กับเรโซลูชั่น ในกรณีที่เราเปลี่ยนความถี่จากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง วงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องเปลี่ยนตามได้เร็วทันที กล่าวอีกอย่างคือล็อกความถี่ในเวลาอันรวดเร็ว นั่นคือ ช่วงเวลาล็อก (lock up time) สั้น คุณสมบัติการล็อกความถี่ใหม่ได้เร็วนั้นมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ โดยเฉพาะในระหว่างการเปลี่ยนจากสภาวะส่ง (รับ) มาเป็นสภาวะรับ (ส่ง) หรือในกรณีการสแกนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ดีจะต้องผลิตสัญญาณความถี่เดียว โดยปราศจากความถี่แปลกปลอมต่าง ๆ คุณสมบัตินี้เรียกว่า ความบริสุทธิ์ของสเปกตรัม (spectrum purity) นั่นคือความถี่ฮาร์มอนิกและสปิวเรียสต่าง ๆ จะต้องถูกจำกัดให้เหลือน้อยที่สุด นอกจากนี้นอยส์จากวงจรออสซิลเลเตอร์จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่มีความถี่ไม่บริสุทธ์ ไม่ใช่เพียงความถี่เดียวหรือความถี่ในช่วงความถี่ที่ต้องการ นอยส์ดังกล่าวนี้เรียกว่า เฟสนอยส์ (phase noise)

ความเที่ยงตรง (accuracy) และ เสถียรภาพ (stability) ทางความถี่ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ขึ้นอยู่กับสัญญาณอ้างอิง โดยทั่วไปสัญญาณอ้างอิงมักจะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดใช้แร่บังคับความถี่ ฉนั้นวงจรสังเคราะความถี่จะมีเสถียรภาพและความเที่ยงตรงทางความถี่เทียเท่าคริสตอลออสซิลเลเตอร์

(ก) เอาท์พุทมีเฟสนอยส์ (ข) เอาท์พุทที่บริสุทธ์

รูปที่ 4.5 เฟสนอยส์ปรากฏเป็นความถี่แปลกปลอมในบริเวณใกล้ ๆ กับความถี่เอาท์พุท

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้กับเครื่องรับส่งวิทยุในย่านความถี่ HF (3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์) ค่อนข้างมีความซับซ้อน เพราะการใช้งานในย่านความถี่นี้ เราต้องการเรโซลูชั่นละเอียดถึง 100 เฮิรตซ์ เป็นอย่างน้อย บางเครื่องทำให้ละเอียดถึง 10 เฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

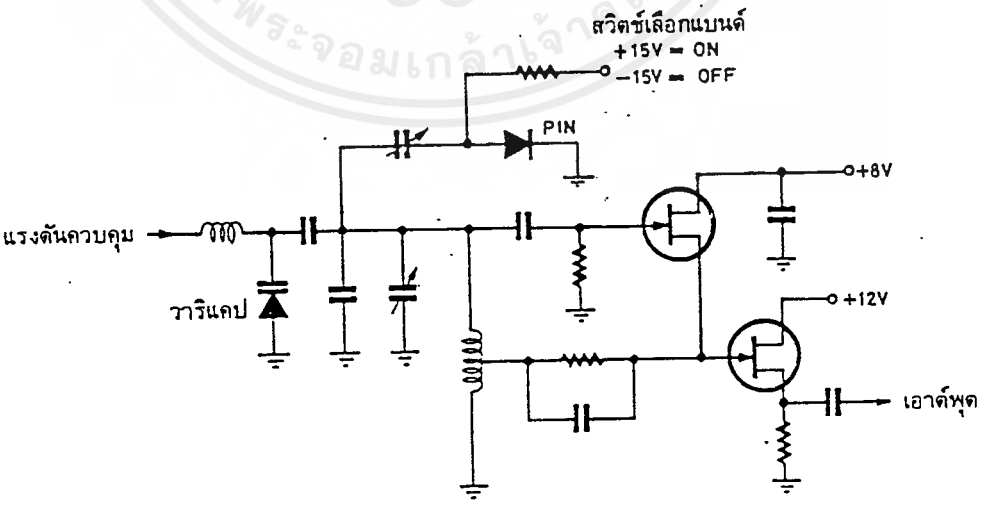
นอกจากนี้ช่วงความถี่ 3 ถึง 30 เมกะเฮิรตซ์ค่อนข้างกว้างมาก วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ครอบคลุมช่วงความถี่กว้าง ๆ และมีเรโซลูชั่นละเอียดเช่นนี้ จะต้องออกแบบเป็นพิเศษเพื่อให้มีคุณสมบัตินอยส์ที่ดีและช่วงเวลาล็อกสั้นรวดเร็ว โดยทั่วไปอัตราส่วนความถี่สูงสุดและต่ำสุดระหว่างช่วงความถี่ใช้งานจะมีค่าไม่เกิน 2 เท่า ในกรณีที่อัตราส่วนเกิน 2 เท่าเราต้องใช้วงจร VCO หลายชุดแล้วมีสวิตช์เลือกเพื่อป้องกันการล็อกความถี่ฮาร์มอนิก และเพื่อให้คุณสมบัตินอยส์ที่ดีสำหรับช่วงเลวลาล็อกรวดเร็วนั้น เราทำได้โดยใช้ลูปซ้อนกันหลายลูป (multiple loop)

4.6 วงจรต่าง ๆ ในเฟสล็อกลูป

วงจรสำคัญที่กำหนดเอาท์พุทก็คือ วงจร VCO โดยทั่วไปวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วาแรกเตอร์หรือวาริแคปเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูน คุณสมบัติที่สำคัญของวงจร VCO ที่ต้องคำนึงถึงก็คือ เฟสนอยส์ซึ่งเกิดในตัววาแรกเตอร์ ค่า Q เลื่อนไหลในวงจรจูน (drift) และคุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอกตีฟไม่คงที่

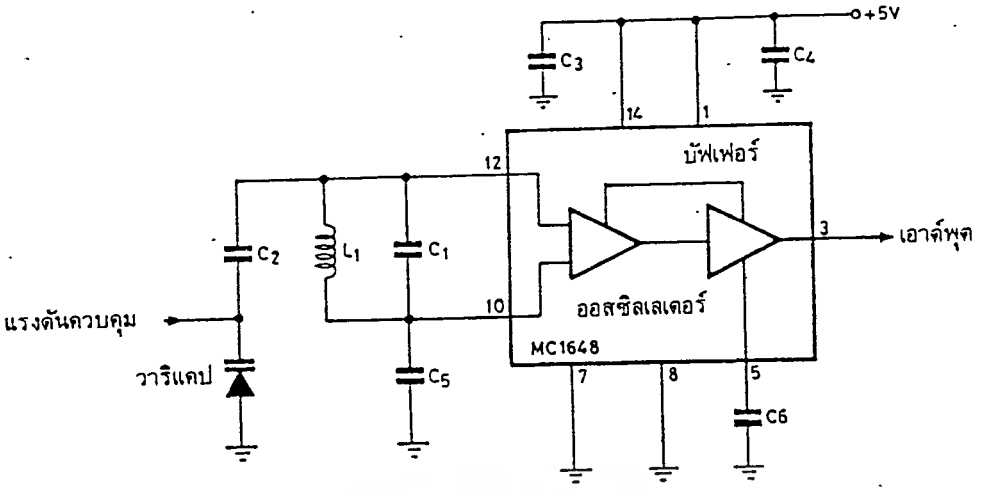
วงจร VCO นิยมใช้เฟทเนื่องจากมีนอยส์ต่ำและอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูง แต่บางครั้งอาจใช้ไอซี เช่น เบอร์ MC 1648 ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ ECL โดยจะให้เอาท์พุทประมาณ 900 มิลลิโวลท์ ซึ่งเพียงพอสำหรับเป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ แต่อย่างไรก็ดีคุณสมบัตินอยส์ย่อมสู้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้เฟทไม่ได้

สังเกตว่าความถี่ของวงจร VCO ถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแก่วาริแคปในวงจรจูน ถ้าแรงดันที่ไบแอสแก่วาริแคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่ VCO จะมีค่ามากขึ้น แต่ก็มีบางวงจรที่ทำให้ความถี่ VCO ลดลง แต่เป็นส่วนน้อย (เช่น ในกรณีที่ใช้วงจรขยายวินเวอร์เตอร์มาขยายแรงดันก่อน)



รูปที่ 4.6.1 วงจร VCO แบบใช้เฟท

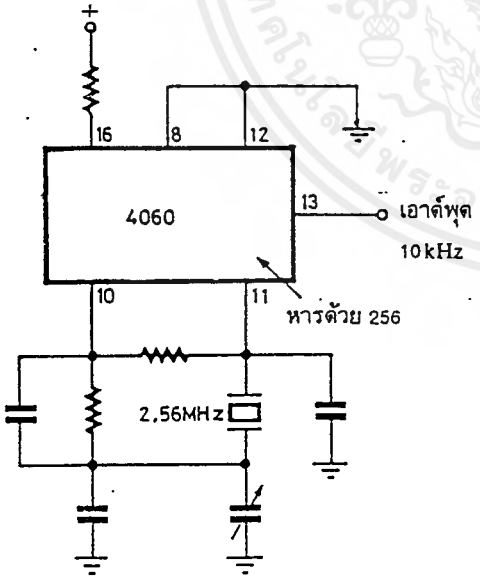
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



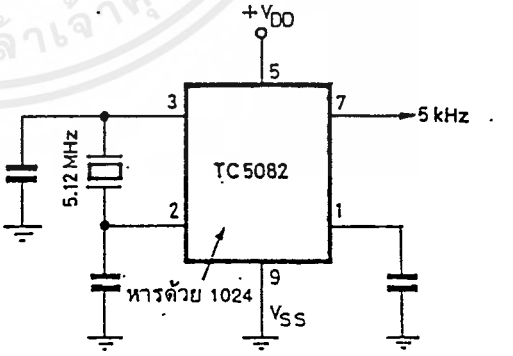
รูปที่ 4.6.2 วงจร VCO ชนิดเป็น IC ของโมโตโรล่าเบอร์ MC 1648

ในรูปที่ 4.6.2 จะเห็นว่าเราใช้ไดโอด PIN ในการสวิตช์แบนด์เพื่อเพิ่มความจุไฟฟ้าให้วงจร VCO สามารถทำงานในย่านความถี่กว้างขึ้น

ภาคความถี่อ้างอิงนิยมใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้แร่ความถี่ตายตัว ส่วนใหญ่เป็นไอซี ดูตัวอย่างในรูปที่ 4.6.3 (ก) แสดงวงจรออสซิเลเตอร์ซึ่งใช้แร่ความถี่ 2.56 เมกะเฮิรตซ์ แล้วหารออกมาเป็น 10 กิโลเฮิรตซ์ ทั้งวงจรออสซิลเลเตอร์และวงจรหารความถี่จะอยู่ภายในตัวไอซีทั้งหมด มีแต่เฉพาะ R และ C เท่านั้นที่ต่อภายนอก ส่วนรูปที่ 4.6.3 (ข) เป็นไอซีที่ใช้งานแบบเดียวกัน



(ก)วงจรออสซิลเลเตอร์อ้างอิงใช้ CMOS เบอร์ 4060



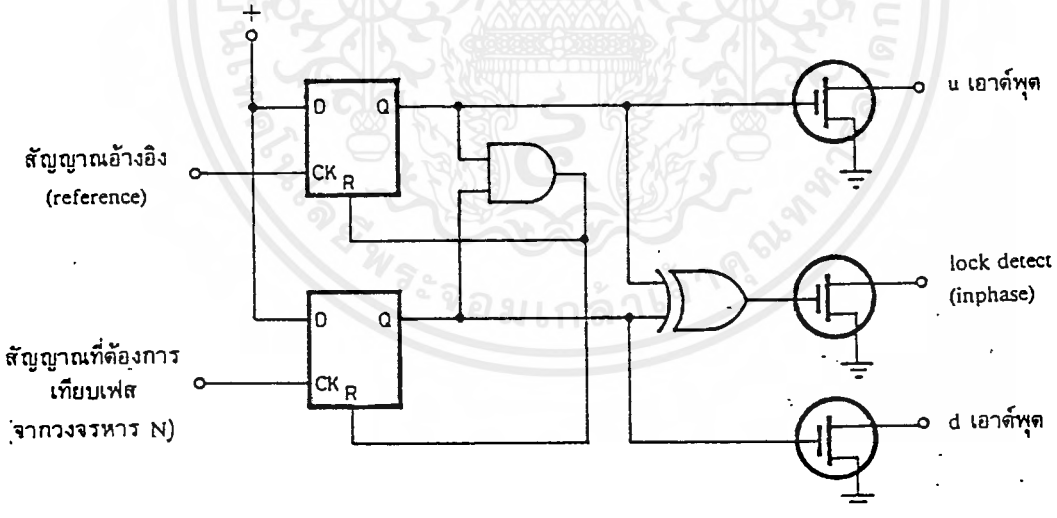
(ข) ตัวอย่าง IC ที่ใช้กำเนิดความถี่อ้างอิง เบอร์ TC 5082P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ออสซิลเลเตอร์อ้างอิงนี้ เป็นตัวกำหนดเรโซลูชั่นและเสถียรภาพของความถี่อ้างอิงที่ดีจึงทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ที่มีเสถียรภาพดีด้วย

ภาคเทียบเฟสส่วนใหญ่จะเป็นแบบดิจิตอล ซึ่งเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จาก VCO (หลังจากหาร N) เอาท์พุทที่ได้จากการเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์ที่มีวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) เปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 4.6.4 ซึ่งแสดงไอซีที่ทำหน้าที่เป็นวงจรดีเทคเตอร์เฟส วงจรนี้ประกอบด้วยเกต exclusive OR, D-fipflop ฯลฯ ปกติจะมีเอาท์พุทพิเศษแสดงสภาวะล็อกด้วย สภาวะล็อกในที่นี้หมายถึงสภาวะที่ความถี่หรือเฟสของสัญญาณจาก VCO (หาร N) กับสัญญาณอ้างอิงตรงกันพอดีล็อกเอาท์พุทนี้มีความสำคัญมาก เพราะจำเป็นต้องใช้หยุดการทำงานภาคเครื่องส่ง (ของเครื่องรับวิทยุ) ในกรณีที่มีความถี่ไม่ล็อก

วงจรเทียบเฟสนี้ความจริงแล้วจะเรียกว่า เทียบเฟสหรือเทียบความถี่ก็ได้ เนื่องจากเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ขึ้นอยู่กับผลต่างเฟสหรือความถี่ของสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ ผลลัพธ์ที่ได้จากเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นพัลส์ ซึ่งมีส่วนผสมของไฟ DC ปนอยู่ด้วย ส่วนที่เป็นไฟ DC นี้จะนำไปควบคุมความถี่ของ VCO ไม่ว่าความถี่ของ VCO จะห่างจากความถี่ที่ต้องการเท่าใด ช่วงความถี่ที่วงจรเฟสล็อกลูปสามารถแก้ไขได้เรียกว่า capture range

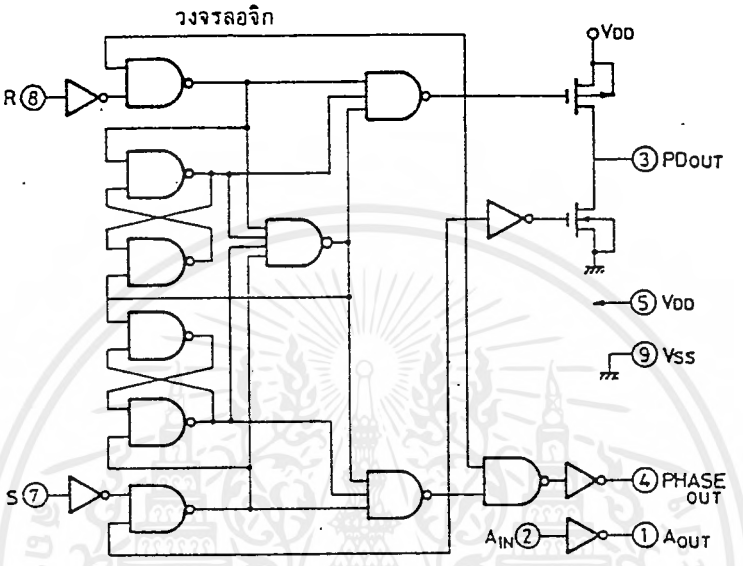


รูปที่ 4.6.4 ภาคดีเทคเตอร์แบบ IC ของ Plessey เบอร์ NT 8811

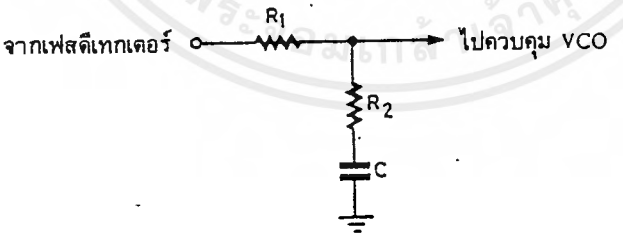
ตัวอย่างวงจรเฟสดีเทคเตอร์อีกแบบหนึ่งดังรูปที่ 4.6.5 ซึ่งมีหลักการคล้ายกับรูปที่ 4.6.4 แต่ซับซ้อนกว่า สังเกตว่ามีวงจรขยายอินเวอร์เตอร์อยู่ 1 ตัว ซึ่งเป็นวงจรอเนกประสงค์ เพื่อประโยชน์ในการสลับขั้วแรงดันควบคุมของ VCO ให้อัตราขยายมีความแรงขึ้น หรือใช้ควบคุมอื่น ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลูปฟิลเตอร์ เป็นวงจรฟิลเตอร์ชนิดโลพาสธรรมดา ทำหน้าที่กรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ต่ำมาควบคุมความถี่ของ VCO โดยทั่วไปใช้ลูปฟิลเตอร์ประเภทพาสซีพ (มีแต่ R กับ C หรืออาจใช้ฟิลเตอร์ชนิดแอกตีฟก็ได้) ดูรูปที่ 4.6.6 ลูปฟิลเตอร์นี้เป็นตัวกำหนดคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงความถี่ก่อน



รูปที่ 4.6.6 เฟสดีเทคเตอร์แบบ IC อีกแบบหนึ่งของ Toshiba เบอร์ 5081



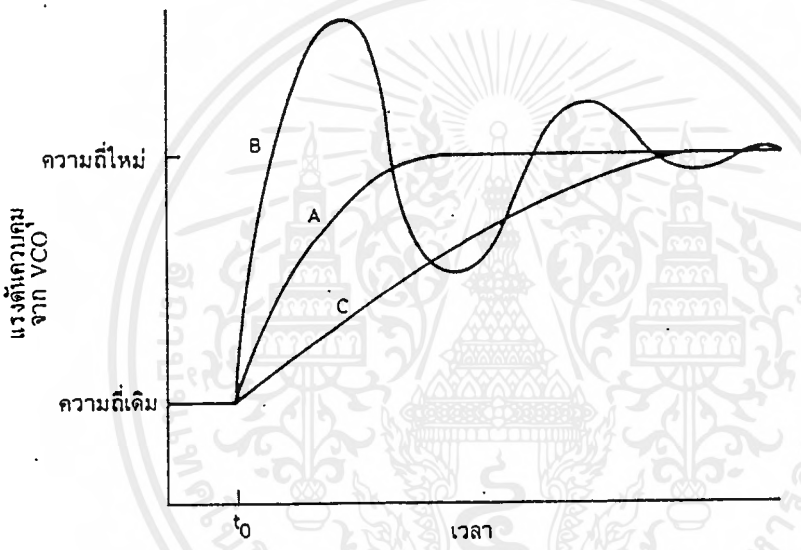
รูปที่ 4.6.6 ตัวอย่างวงจรลูปฟิลเตอร์

เข้าสู่สภาวะล็อกที่เรียกว่า คุณสมบัติชั่วครู่ (transient) ถ้าเลือกอัตราขยายลูป(loop gain) และค่าคงตัวเวลาของลูป (loop time constant) ไม่เหมาะสม ควรมถี่ของเฟสล็อกลูปจะไม่ล็อกและจะเปลี่ยนไปเปลี่ยนมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าคงตัวเวลาของลูปฟิลเตอร์จะต้องไม่มากเกินไป เพื่อว่าทุกครั้งที่เปลี่ยนความถี่เฟสล็อกลูปจะล็อกเอาไว้ โดยไม่มีการสะบัด (overshoot) หรือใช้เวลาเปลี่ยนแปลงความถี่อย่างรวดเร็ว แต่ค่าคงตัวเวลาก็ไม่ควรจะน้อยเกินไปจนกระทั่งความถี่สั่นหรือไม่นิ่ง (jitter) ดูรูปที่ 4.6.7 ซึ่งแสดงการเปลี่ยนความถี่ของ VCO จะเห็นว่าเส้นทางการเปลี่ยนสู่ความถี่ใหม่น้อยที่สุด เส้นทาง B เรียกว่าเส้นทาง under damped มีการสะบัดหรือออสซิลเลต เนื่องจากโอเวอร์ชูต เส้นทาง C เป็นเส้นทาง over damped ไม่มีโอเวอร์ชูตแต่เวลาที่ใช้ในการเข้าสู่ความถี่ใหม่จะช้า

เส้นทาง A เป็นเส้นทางที่ดีที่สุดในการออกแบบค่าคงตัวเวลาของวงจรลูปฟิลเตอร์เพราะใช้เวลาเปลี่ยนความถี่เร็วและไม่มีโอเวอร์ชูต



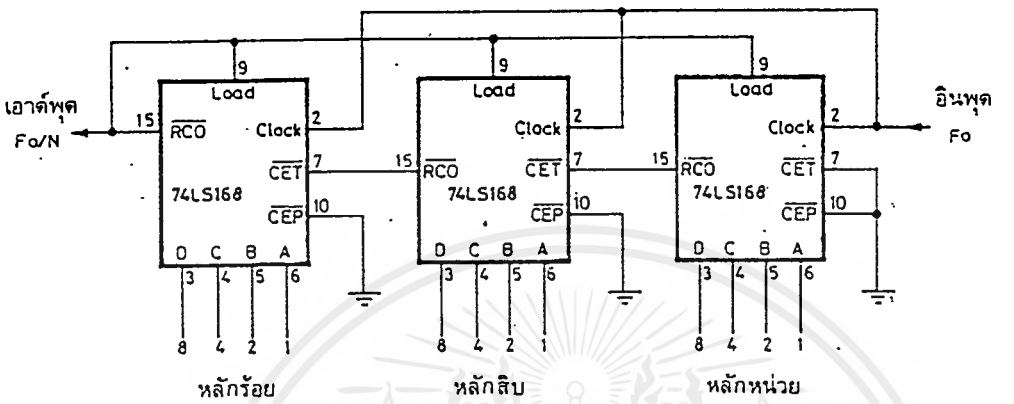
รูปที่ 4.6.7 คุณลักษณะ (dynamic characteristics) ในการเปลี่ยนความถี่ของเฟสล็อกลูป

ยังมีอีกภาคหนึ่งที่มีผลต่อช่วงเวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่ นั่นคือภาคหาร N เวลาที่ใช้ในการล็อกความถี่เมื่อ N มีค่าน้อยสุดจะไม่เท่ากับเมื่อ N มีค่ามากที่สุดวงจรหาร N เกิดจากวงจรนับฐานสิบ (decade counter) หลาย ๆ ชุดต่อมาร่วมกับเกตต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเลือกสั่งให้วงจรทำหน้าที่หารความถี่ได้ตามตัวเลขที่กำหนดไว้

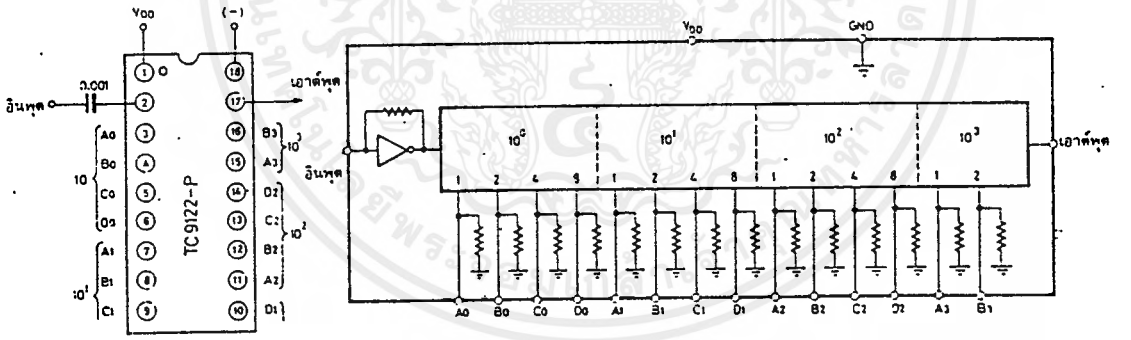
วงจรหาร N นี้เป็นตัวที่รับคำสั่งเกี่ยวกับความถี่ไปควบคุม VCO เพื่อให้กำเนิดสัญญาณตามความถี่ที่ต้องการตัว N จะเป็นตัวที่กำหนดย่านความถี่และจำนวนช่องความถี่ในวงจรรูปที่ 4.6.8 แสดงวงจรหารชนิดที่ใช้ไอซีตระกูล TTL ส่วนในรูปที่ 4.6.9 เป็นวงจรหาร N สำเร็จรูปในไอซีตัวเดียว สังเกตว่าลักษณะการป้อนข้อมูล N ให้กับวงจรหาร N เป็นแบบขนาน กล่าวคือข้อมูลแต่ละบิทจะป้อนเข้าพร้อม ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



รูปที่ 4.6.8 ตัวอย่าง programmable divider โดยใช้ IC ตระกูล TTL



รูปที่ 4.6.9 ตัวอย่างวงจรหาร N ชนิดความเร็วสูง เป็น IC ตัวเดียวเบอร์ Toshiba TC 9122

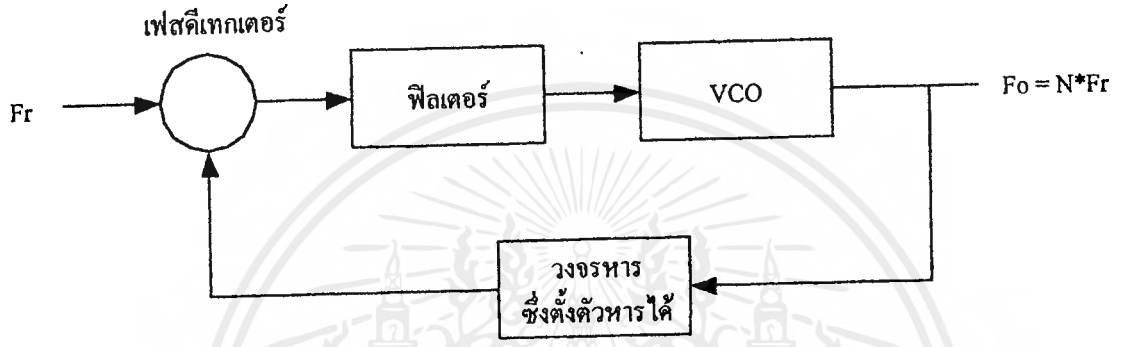
ปัญหาสำคัญของซินธิไซเซอร์อีกอย่างหนึ่งก็คือ วงจรหาร N (หรือวงจรหารที่ตั้งโปรแกรมได้) ไม่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 25 เมกะเฮิรตซ์ ได้ ฉะนั้นเราต้องหาทางลดทอนความถี่ที่ป้อนแก่วงจรหาร N ลงเพื่อให้วงจรลอจิกของวงจรหาร N ทำงานได้ วิธีต่าง ๆ ที่นิยมใช้ได้แก่ ใช้ความถี่จากออสซิลเตอร์พิเศษมามิกซ์กับ VCO ให้ความถี่ลดลงก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรหาร อีกวิธีหนึ่งก็คือใช้วิธีพรีสเกลแบบโมดูลัสหารล่วงหน้าโดยใช้ตัวหาร 2 ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 วิธีสังเคราะห์ความถี่

1. PLL แบบโดยตรง

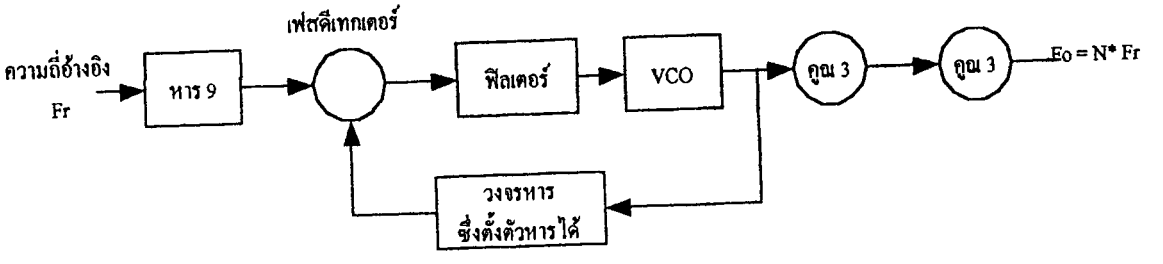
วิธีการสังเคราะห์ความถี่วิธีนี้ใช้ PLL แบบโดยตรงนับว่าเป็นวิธีที่ง่าย ความถี่เอาท์พุทมีค่าเป็น N เท่าของความถี่อ้างอิง ในที่นี้วงจร VCO ต้องสามารถทำงานได้ตลอดย่านความถี่เอาท์พุท ความถี่อาจขึ้นไปได้สูงถึง 200 เมกะเฮิรตซ์ อย่างไรก็ดี วงจรนับที่โปรแกรมตัวหาร N นั้นมีราคาแพง เราจึงจำเป็นต้องปรับปรุงวิธีสังเคราะห์ความถี่เป็นแบบอื่น



รูปที่ 4.7.2.1 PLL โดยตรง

2. PLL แบบคูณความถี่

จากรูปที่ 4.7.2.2 เราหารความถี่อ้างอิงลง 9 เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทคเตอร์และเอาท์พุทจาก VCO ก็คูณความถี่ขึ้นไป 9 เท่า วิธีนี้ช่วยลดความถี่การทำงานของวงจรหาร N ลง แต่ก็ทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ของ PLL ช้าลง เนื่องจากความถี่ใช้ในการเปรียบเทียบเฟสต่ำลง



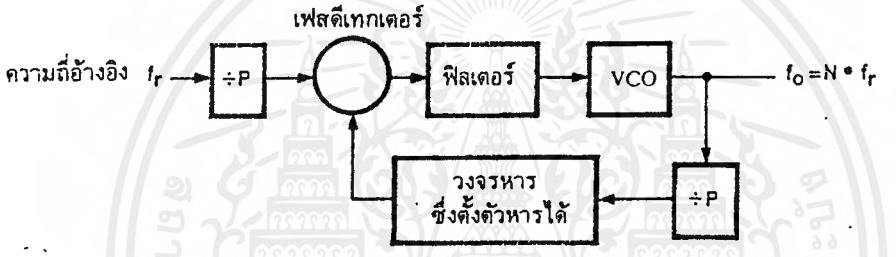
รูปที่ 4.7.2.2 PLL แบบคูณความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. PLL แบบพรีสเกลเลอร์

PLL ในรูปที่ 4.7.2.3 ใช้วิธีหารความถี่อ้างอิง FR ลง P เท่า ก่อนที่จะป้อนให้แก่วงจรเฟสดีเทคเตอร์ และใช้วิธีคูณความถี่ขึ้นไป P เท่าภายในลูป แทนที่จะคูณความถี่ภายนอกลูปดังเช่น PLL แบบคูณความถี่วงจร VCO ในกรณีนี้ต้องทำงานขึ้นไปถึงความถี่ใช้งาน โดยไม่ต้องมีวงจรมัลติพลาย

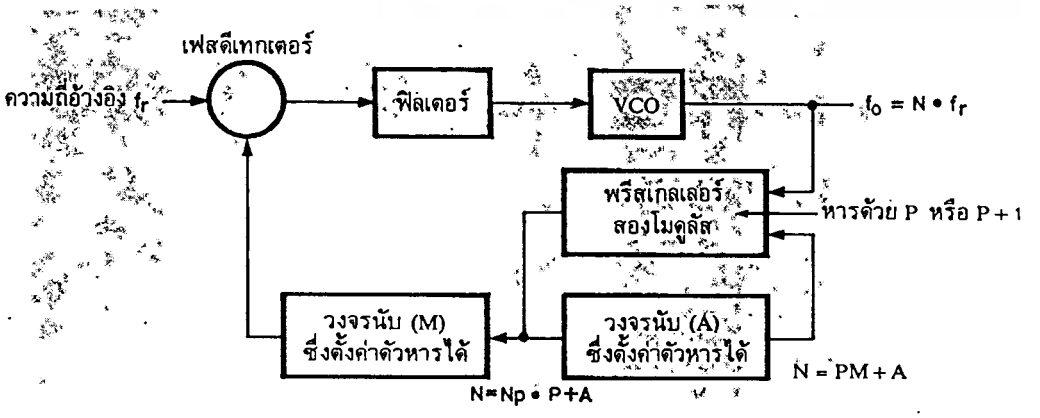
วงจรนับหาร P เป็นชุดฟลิบฟลอบธรรดา ซึ่งตัวหารกำหนดไว้ตายตัวและสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ เราเรียกว่า วงจรพรีสเกลเลอร์ ส่วนวงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้น ทำงานที่ความถี่ต่ำลงเช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 4.7.2.3



รูปที่ 4.7.2.3 PLL แบบพรีสเกลเลอร์

3. PLL แบบพรีสเกลเลอร์ สองโมดูลัส

PLL ในรูปที่ 4.7.2.4 ใช้พรีสเกลเลอร์เช่นเดียวกับ PLL ในรูปที่ 4.7.2.3 เว้นแต่วงจรพรีสเกลเลอร์นี้ไม่ใช่เป็นวงจรนับซึ่งหารค่าตายตัว P แต่เป็นวงจรนับหารซึ่งตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่า พรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (เลือกตัวหาร P ก็ได้ หรือจะเลือก P+1 ก็ได้) วงจรนับหาร N ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำลง

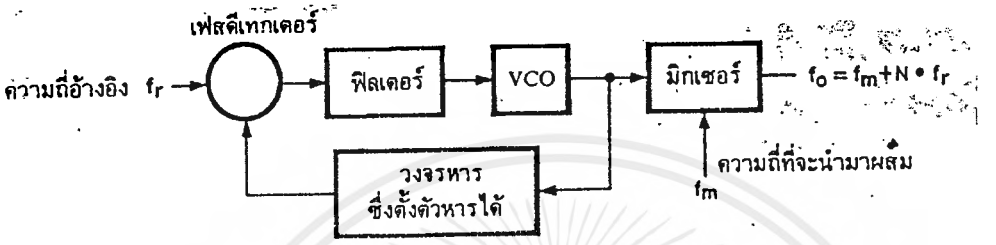


รูปที่ 4.7.2.4 PLL แบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. PLL แบบมิกซิ่งนอกลูป

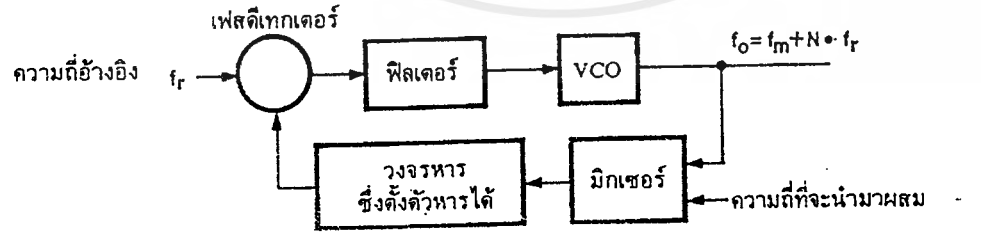
PLL ในรูปที่ 4.7.2.5 อาศัยความถี่หนึ่งเพื่อผสม (มิกซ์) กับความถี่ VCO ให้เอาท์พุทของ PLL มีความถี่สูงขึ้น ในที่นี้เราปรับชั้นความถี่ได้ชั้นละ FR เท่ากับความถี่อ้างอิง และความถี่เอาท์พุทเท่ากับผลรวมความถี่ที่นำมามิกซ์กับความถี่ VCO



รูปที่ 4.7.2.5 PLL แบบมิกซิ่งนอกลูป

5. PLL แบบมิกซิ่งในลูป

PLL ในรูปที่ 4.7.2.6 เป็นการมิกซ์อีกแบบหนึ่ง ซึ่งนำการมิกซ์มาไว้ในลูปสัญญาณ VCO และความถี่มิกซ์ FM จะบีทกันได้ความถี่ต่ำลง แล้วจึงป้อนสู่วงจรนับหาร N ความถี่เอาท์พุทเท่ากับผลรวมของความถี่ที่นำมามิกซ์ FM กับ ความถี่ VCO เช่นเดียวกับรูปที่ 4.7.2.5



รูปที่ 4.7.2.6 PLL แบบมิกซิ่งในลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 การสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ในโครงงาน

จากโครงงานที่ทำเป็นระบบเอฟเอ็มแบนด์แคบ (Narrow band FM) ซึ่งโครงงานจะมีประสิทธิภาพในการรับและส่งข้อมูลดี ถ้ามีความถี่ใช้งานคงที่และเป็นความถี่เดียว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อทำการล็อกความถีใช้งานเพียงความถี่เดียวและไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อเราทำการปิดเปิดเครื่องใหม่ โดยในโครงงานนี้จะใช้ไอซี MC145166 เป็นตัวสำคัญในการสังเคราะห์ความถี่ทั้งในด้านภาคารับและทางภาคส่งซึ่งรายละเอียดของไอซีกล่าวพอสังเขปคือ

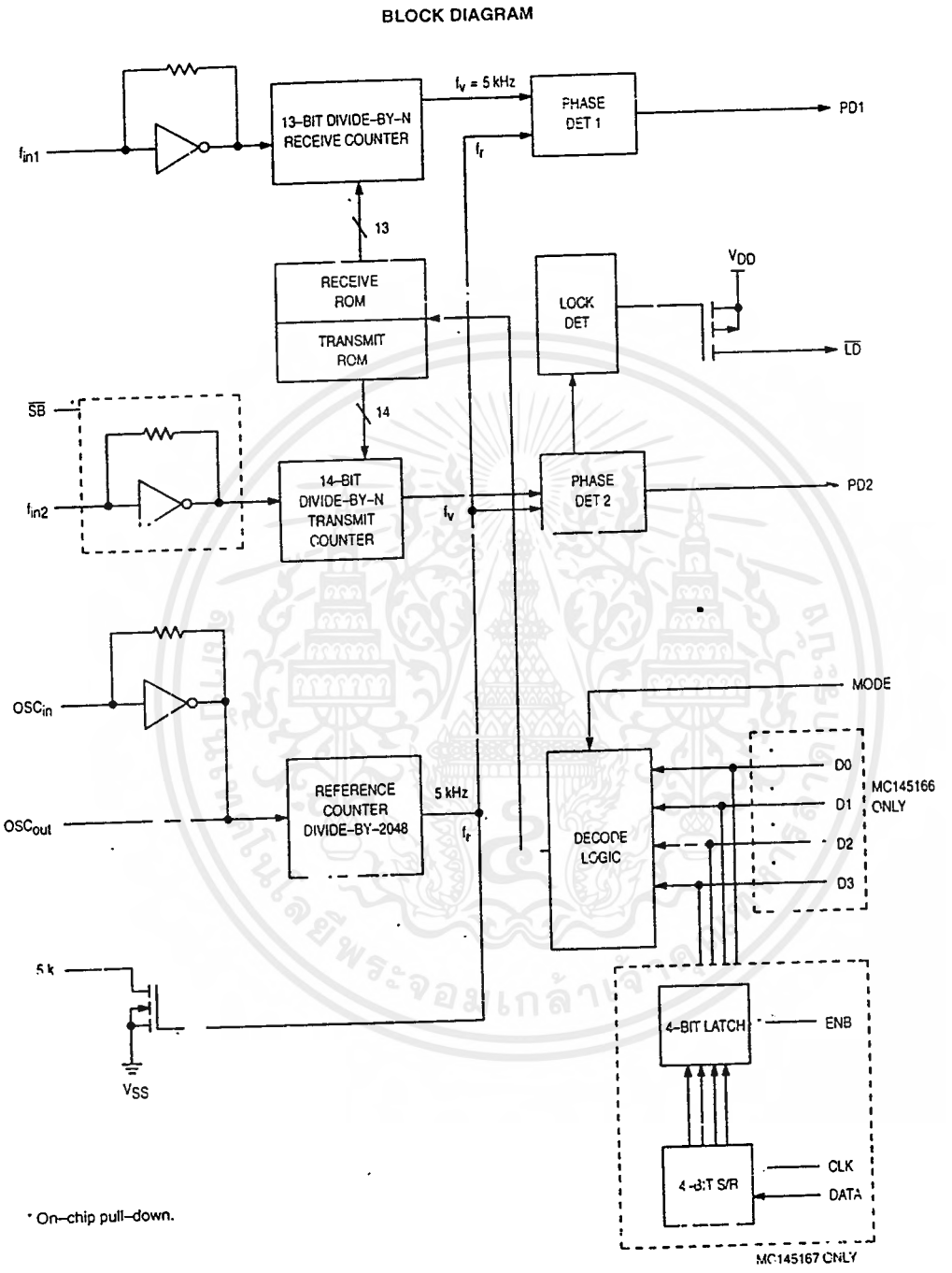
ไอซีเบอร์ MC 145166 ไอซีที่ใช้สังเคราะห์ความถี่ที่มีวงจรภายในตัวไอซีเป็นวงจรสังเคาะห์ความถี่คู่ (Dual Phase Lock Loop) ซึ่งเป็นการสะดวกมากใช้ใช้งานเป็นเครื่องรับและเครื่องส่งในตัวเดียวกันก็สามารถใช้ไอซีตัวเดียวก็สามารถใช้ล็อกความถี่ทั้งทางด้านส่งได้ ซึ่งไอซีตัวนี้จะใช้ในโทรศัพท์ไร้สายตามบ้านซึ่งมีความถี่ 46/49 เมกกะเฮิรตซ์ และมีช่องสัญญาณของความถี่ใช้งาน 10 ช่องสัญญาณ ซึ่งภายในวงจรภายในของไอซีจะมีส่วนการทำงานของภาครับและภาคส่งแยกจากกันโดยทั้งด้านรับและด้านส่งจะประกอบด้วยส่วนควบคุมเคาท์เตอร์สำหรับรอม (Programmable counter ROMs) และเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ซึ่งแยกจากกันทั้งภาครับและภาคส่ง ส่วนสัญญาความถี่อ้างอิงจะใช้จากออสซิลเลเตอร์ตัวเดียวกัน โดยทั้งทางด้านภาครับและทางภาคส่งจะใช้ความถี่เดียวกันคือ 5 กิโลเฮิรตซ์ สำหรับเปรียบเทียบกับสัญญาณเอาท์พุทของโลคอลออสซิลเลเตอร์เพื่อทำการล็อกความถี่ที่ต้องการโดยการกำหนดจากความถี่ของบช่องสัญญาณทั้ง 10 ช่องสัญญาณ และคุณสมบัติอื่นของไอซีมีดังนี้

- มี 10 ช่องสัญญาณสำหรับทั้งด้านรับและด้านส่งในการเลือกความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์
- สามารถควบคุมความถี่สูงสุดถึง 60 เมกกะเฮิรตซ์ ที่ แรงดันอินพุท 200 mVp-p
- ทำงานที่อุณหภูมิ – 40 ถึง 75 องศาเซลเซียส
- สามารถต่อวงจรออสซิลเลเตอร์จากคริสตอลด้านนอกไอซีเพื่อดีเทคการลอกสัญญาณ

สำหรับการทำงานของวงจรภายในของไอซีสามารถใช้บ๊อคไดอะแกรมอธิบายได้ดังนี้

จากรูปที่ 4.8.1 เมื่อรับสัญญาณเข้ามาที่ขา $f_{in\ 1}$ ซึ่งสัญญาณที่รับเข้ามาจะต้องมากกว่า 200 mVp-p วงจรสังเคราะห์ความถี่จึงจะทำการล็อกความถี่ เมื่อรับสัญญาณเข้ามาจะผ่านวงจรปัฟเฟอร์เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนบางส่วนที่มากับสัญญาณ จากนั้นจะส่งไปยังส่วนที่ทำการหาร N ซึ่งจะถูกหารโดย N ที่เกิดจากการเลือกช่องสัญญาณการทำงานซึ่งจะถูกกำหนดจากการป้อนข้อมูลที่เป็นไบนารี่ที่ D0 – D3 เป็นการกำหนดแอสเดสของรอมทางด้านรับโดยค่าความถี่ และค่า N ของแต่ละช่องสัญญาณสามารถดูได้ตาราง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรภายในไอซี MC145166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8.1 แสดงค่าต่าง ๆ ของช่องสัญญาณทั้ง 10 ช่องสัญญาณ

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

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

ตัวอย่างการทำงานก็คือเมื่อทำการเลือกช่อง 1 เป็นช่องใช้งาน และกำหนดโหมดการทำงานเป็น "1 " ดังนั้นสัญญาณที่รับเข้ามาที่ f_{in1} คือ 38.97 เมกกะเฮิรตซ์ สัญญาณจะถูกหารด้วย N คือ 7795 ซึ่งผลหารที่ได้มีค่า 5 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อจะนำไปเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง 5 กิโลเฮิรตซ์ เมื่อความถี่ที่ถูกหารด้วย N มีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง เฟสดีเทคเตอร์ก็จะให้แรงดันที่ PD 1 ประมาณครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟเลี้ยงซึ่งจะทำการล็อกความถี่ แต่ถ้าสัญญาณที่รับเข้ามาแล้วถูกหารด้วย N แล้วมีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิง แรงดันที่เอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์จะมีค่าประมาณแรงดันประมาณศูนย์เนื่องจากให้เอาท์พุทเป็นพัลล์ลบ ซึ่งไอซีจะไม่ล็อกความถี่ สัญญาณจาก PD1 ก็จะถูกส่งไปทำการควบคุมวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ให้ผลิตความถี่มีค่า 38.97 เมกกะเฮริตซ์ เพื่อที่จะทำให้วงจรทำการล็อกความถี่ ซึ่งเมื่อรับสัญญาณที่ถูกหารด้วย N แล้วมีค่าต่ำกว่าความถี่อ้างอิง เฟสดีเทคเตอร์ก็จะให้เอาท์พุทประมาณแรงดันไฟเลี้ยง เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาท์พุทเป็นพัลล์บวก แล้วจึงส่งไปควบคุมการทำงานของโลคอลออสซิลเลเตอร์ต่อไป

สำหรับโหมดทางด้านด้านส่งก็จะมีการทำงานเหมือนกันกับทางด้านรับคือ จะรับสัญญาณเข้ามาที่ f_{in2} โดยที่ขา f_{in2} จะทำงานเมื่อขา SB ได้รับการป้อนแรงดันเป็น "1" ที่เป็นเช่นนี้เพราะจะเป็นการประหยัดพลังงานเมื่อไอซีทำหน้าที่เป็นเครื่องรับเพียงอย่างเดียวก็จะทำให้สามารถประหยัดพลังงานได้ครึ่งหนึ่ง สำหรับแรงดันที่รับเข้ามาจะต้องมีค่ามากกว่า 200 mVp-p เช่นกันกับในด้านรับเพื่อที่จะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำงาน และการทำงานก็จะเหมือนกับการทำงานของทางด้านส่งทุกประการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนขาสำคัญของไอซีที่ถูกใช้งานก็มีดังนี้

- OSCin/OSCout (ขา 1 ,ขา 16)

จะเป็นขาที่ใช้สำหรับต่อเป็นสัญญาณอ้างอิงจากวงจรออสซิลเลเตอร์ภายนอก ซึ่งส่วนมากจะเป็นคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) สำหรับโทรศัพท์ไร้สายตามบ้านที่ใช้ความถี่ 46 / 49 เมกกะเฮิรตซ์จะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกกะเฮิรตซ์เป็นผลิตความถี่สำหรับใช้เป็นสัญญาณความถี่อ้างอิงของวงจรภายนอกต่อไป

- MODE (ขา 2)

เป็นขาสำหรับเลือกโหมดการทำงานของไอซีโดยจากบล๊อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรภายใน ขานี้จะทำหน้าที่ถอดรหัสลอจิกสำหรับเลือกแอสเดรสของรอม (ROM Address) เมื่อขานี้มีสถานะเป็น “1” ไอซีจะถูกกำหนดให้ทำงานในเบสโหมด (Base Mode) หรือตัวเครื่องโทรศัพท์ที่วางอยู่กับที่ของระบบ 46/49 เมกกะเฮิรตซ์ ซึ่งจะเป็นตัวส่งสัญญาณไปยังหูฟังซึ่งไม่มีสาย แต่เมื่อขานี้มีสถานะเป็น “0” ไอซีจะถูกกำหนดให้ทำงานในโหมดแฮนด์เซต (Handset Mode) ส่วนในโครงงานนี้ในด้านเครื่องส่งจะใช้โหมด “0” และในด้านเครื่องรับจะใช้โหมด “1” ซึ่งความถี่ผลต่างของด้านว่งและด้านรับจะเป็นความถี่กลางคือ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์ เช่น ในการใช้ช่อง 1 ในการรับส่งจะได้ความถี่ด้านส่งคือ 49.67 เมกกะเฮิรตซ์ ส่วนความถี่ทางด้านรับคือ 38.97 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นผลต่างที่ได้คือ 10.7 เมกกะเฮิรตซ์

- SB (ขา 3)

เป็นขาที่ใช้เพื่อเป็นการประหยัดพลังงานเมื่อไอซีทำงานในการรับสัญญาณเพียงอย่างเดียว การทำงานของขานี้ก็คือ เมื่อได้รับแรงดันเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง หรือเป็น “1” ลูปของการรับและการส่งข้อมูลในตัวไอซีจะถูกควบคุมการทำงานทั้งคู่ แต่เมื่อขานี้เป็น “0” ลูปของส่วนรับจะถูกควบคุมเพียงส่วนเดียว แต่โหมดการส่งจะไม่ถูกควบคุมจึงเป็นการประหยัดพลังงานลงครึ่งหนึ่ง

Data Input (D0-D3) (ขา 5 – ขา 8)

จะเป็นขาสำหรับอินพุทที่เป็นไบนารี่สำหรับเลือกเลือกช่องสัญญาณสำหรับรับและส่ง ซึ่งมีทั้งหมด 10 ช่องสัญญาณ เป็นการเลือกสัญญาณความถี่ที่จะทำการล็อกในการส่งและการรับ แต่เมื่อข้อมูลไบนารี่ที่ป้อนเข้ามามีค่ามากกว่า 1010 ไอซีจะกำหนดว่าเป็นการเลือกช่อง 10 เป็นช่องสัญญาณในการใช้งาน ซึ่งค่าความถี่แต่ละโหมดแต่ละช่องสัญญาณแสดงดังตารางที่ 4.8.1

สำหรับการเลือกช่องสัญญาณใช้งานในโครงงานนี้จะใช้เพียง 4 ช่องสัญญาณ เนื่องจากข้อจำกัดทางแถบความถี่ใช้งานของทางด้านภาครับสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้คือ 1 , 4, 7, 9ตามลำดับที่ต้องเลือกอย่างนี้เพราะต้องการจะลดผลของการรบกวนกันของสัญญาณพาหะเมื่อผ่านการมอดูเลตแล้วจะมีความกว้างของแถบความถี่ใช้งานมากขึ้นซึ่งจะก่อให้เกิดการรบกวนกันของสัญญาณ และระยะห่างทางความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณประมาณ 100 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้ได้รับการคุ้มครองลิขสิทธิ์ตามกฎหมาย ห้ามมิให้ทำซ้ำ ดัดแปลง เผยแพร่ หรือนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $f_{in\,1}$,$f_{in\,2}$ (ขา 14 ,ขา 9)

เป็นขาอินพุทของความถี่ที่จะนำมาเปรียบเทียบกับความถี่อ้างอิง โดยอินพุทจะถูกหารด้วย N (ค่าดังตาราง)ของการรับและการส่ง สัญญาณจะมาจากเอาท์พุทของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์หรือ VCO โดยจะมีขนาดของสัญญาณมากกว่า 200 mVp-p จึงจะทำให้วงจรสังเคราะห์ความถี่ทำงาน

- PD1,PD2 (ขา 13 , ขา 11)

เป็นขาเอาท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์ จะเป็นการสร้างสัญญาณความผิดพลาด (Error Signal) ซึ่งอัตราการขยายของเฟสดีเทคเตอร์ คือ VDD/4π โวลท์ต่อเรเดียน และ ผลจากการเปรียบเทียบเฟสมีดังนี้

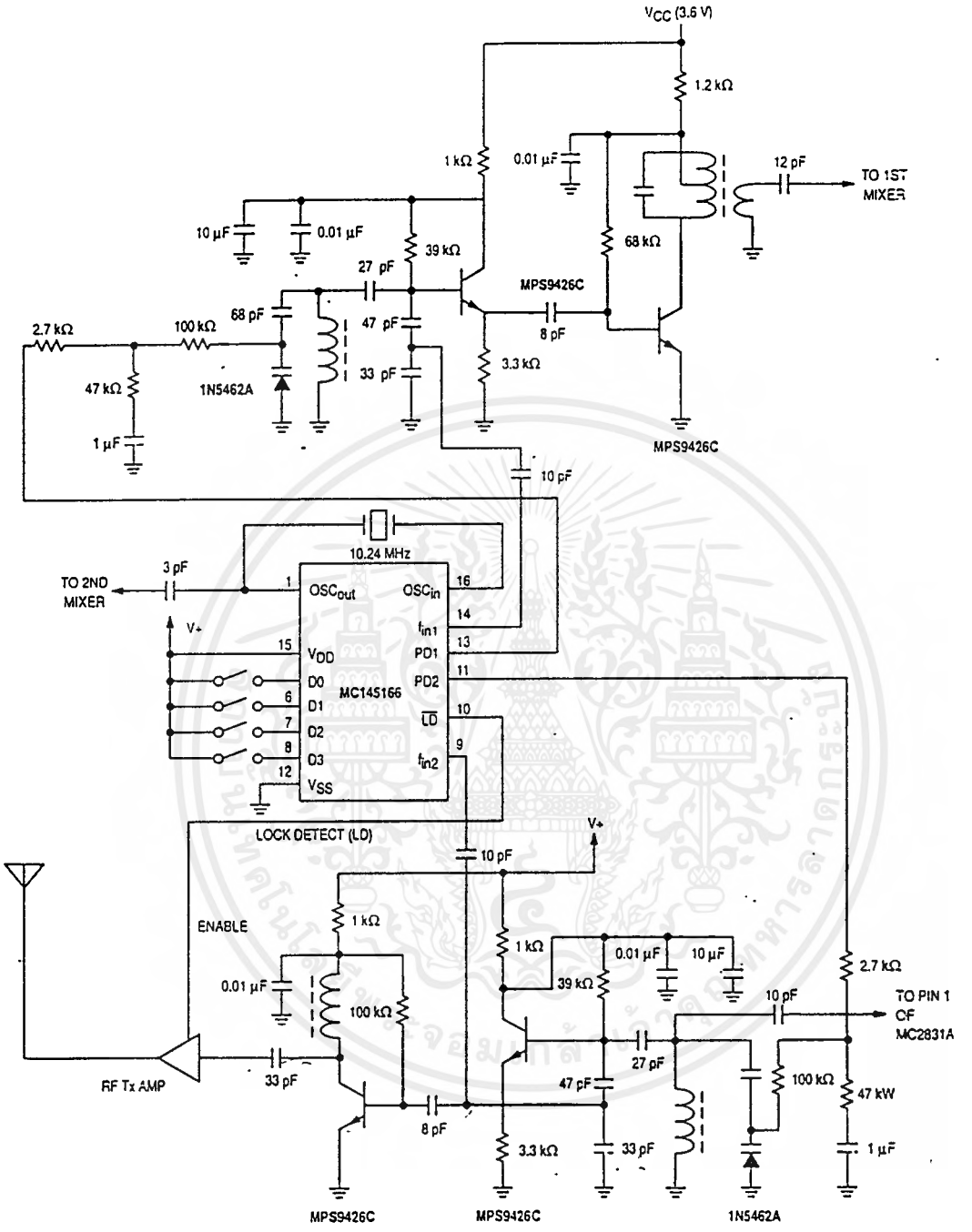
ถ้าความถี่ $f_v > f_r$ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นพัลล์ลบ

ถ้าความถี่ $f_v < f_r$ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นพัลล์บวก

ถ้าความถี่ $f_v = f_r$ เอาท์พุทที่ได้จะเป็นศูนย์ หรือมีอินพุทอืมพิแดนซ์สูง

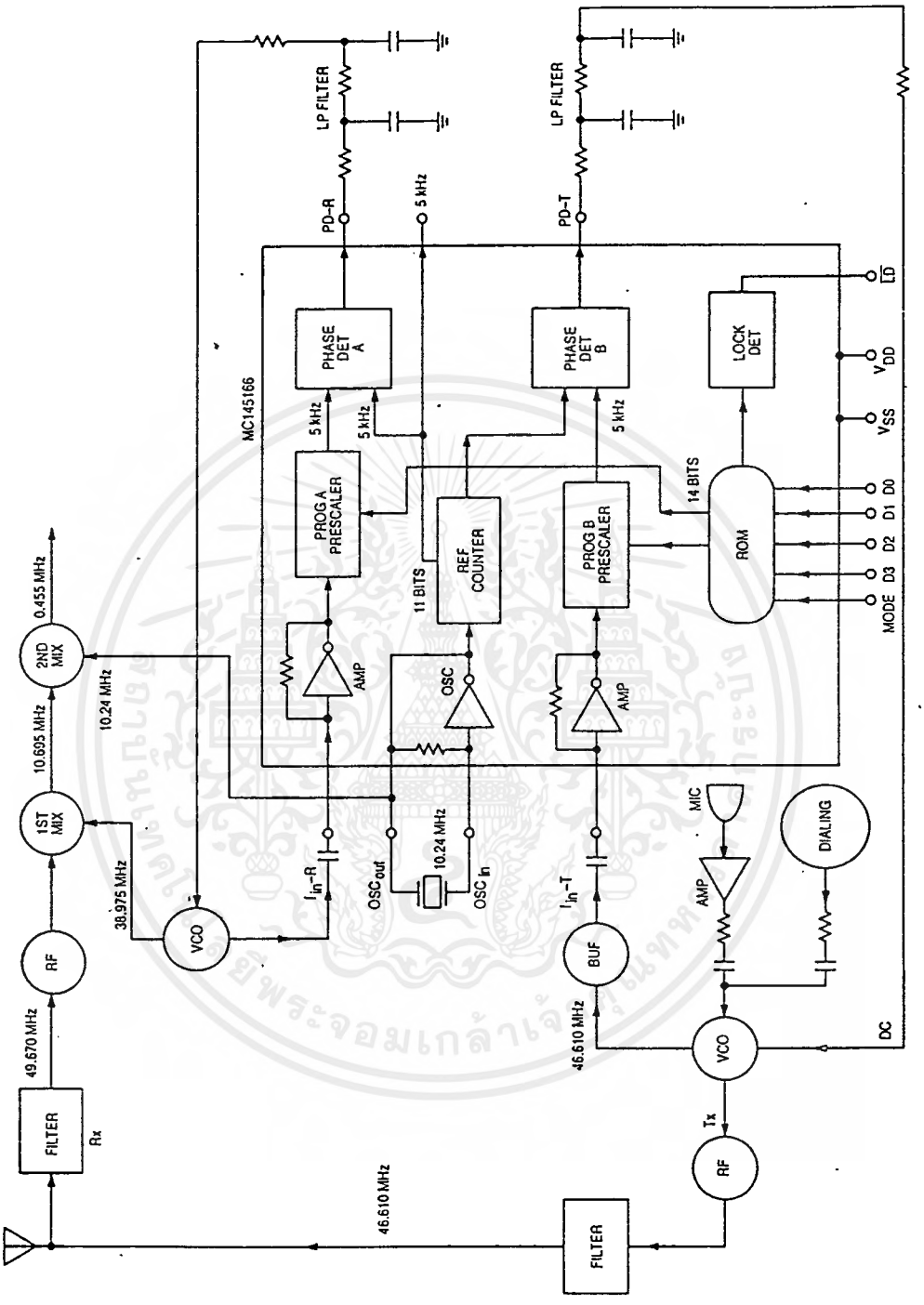
สำหรับรูปที่ 4.8.2 และรูปที่ 4.8.3 จะเป็นตัวอย่างวงจรใช้งานเบื้องต้น ซึ่งการทำงานจะเหมือนกันกับโรงงานที่ทำจึงจะขอกล่าวรายละเอียดในการสร้างโครงงานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8.2 แสดงวงจรใช้งานของไอซี MC 145166 เบื้องต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8.3 แสดงการบล็อกไดอะแกรมการใช้งานMC 145166 ในโทรศัพท์ไร้สายตามบ้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

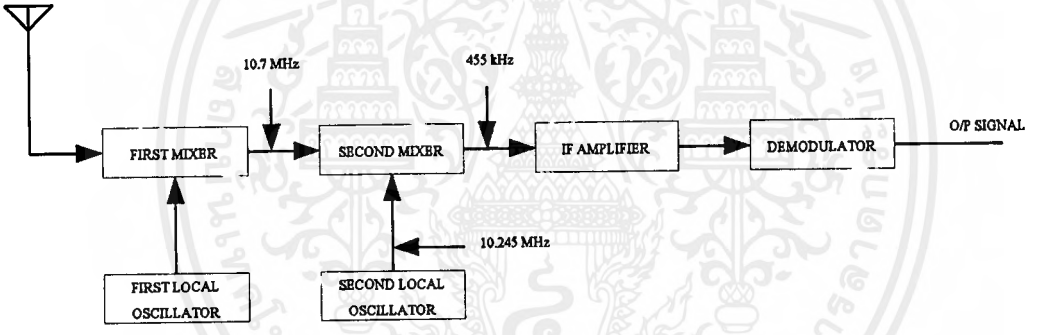
บทที่ 5

การสร้างและการทำงานของวงจร

คุณสมบัติที่ต้องการของโครงงานคือ ต้องการส่งสัญญาณเสียงให้ได้ 4 สัญญาณเสียง และในการเลือกรับแต่ละช่องสัญญาณจะอาศัยสวิทช์ในการเลือกรับฟังแต่ละช่องสัญญาณเสียง โดยในภาคส่งจะอาศัยการมัลติเพลกซ์ (Multiplexed) ซึ่งจะรวมสัญญาณความถี่เสียงกับสัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier) ที่ความถี่ต่าง แล้วผ่านการรวมสัญญาณ ทำการขยายจึงส่งออกอากาศต่อไป ส่วนภาครับจะใช้สวิทช์ในการเลือกรับสัญญาณช่องที่ต้องการ แล้วทำการดีมัลติเพลกซ์ (Demultiplex) และ ดีเทค (Detected) เป็นสัญญาณเสียงต่อไป

ภาครับสัญญาณ

สำหรับระบบภาครับสัญญาณของโครงงานสามารถสามารถอธิบายโดยใช้บล็อกไดอะแกรมดังนี้

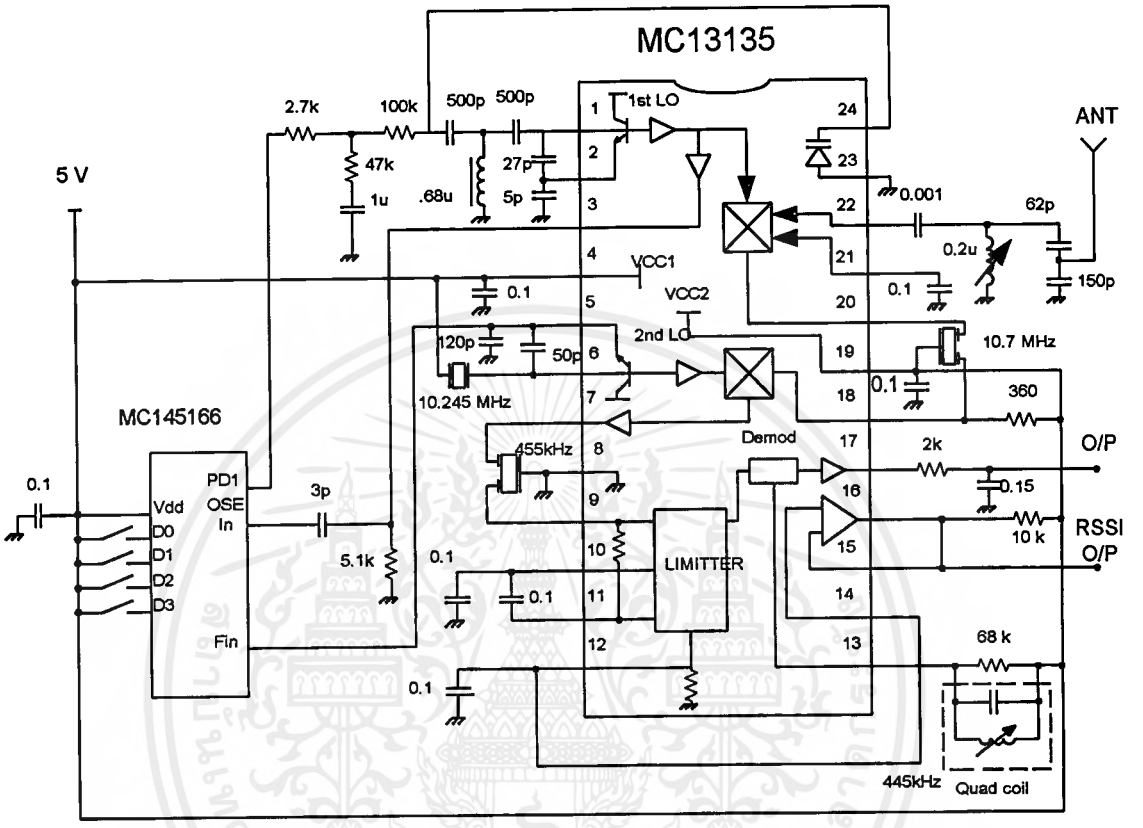


รูปที่ 5.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับสัญญาณ

เมื่อรับสัญญาณผ่านสายอากาศเข้ามาสัญญาณจะมารวมกับความถี่จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งสัญญาณออสซิลเลเอร์จะถูกกำหนดจากการเลือกช่องสัญญาณที่วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยจะมีสวิตช์ที่ใช้ในการเลือกความถี่หรือช่องสัญญาณเป็นการเลือกรับสัญญาณแต่ละช่องนั่นเอง เมื่อผ่านการรวมสัญญาณก็จะผ่านการฟิลเตอร์มีเฉพาะความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิรตซ์เท่านั้นที่ผ่านไปได้ ก็จะนำไปเข้ายังมิกเซอร์ตัวที่ 2 ซึ่งจะทำการรวมความถี่กลาง 10.7 เมกกะเฮิรตซ์กับ ความถี่จากโลคอนออสซิลเลเตอร์ตัวที่ 2 โดยจะมีความถี่ 10.245 เมกกะเฮิรตซ์ จากนั้นจะทำการฟิลเตอร์เฉพาะผลต่างของสัญญาณได้ความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์ แล้วจากนั้นจะผ่านการดีมอดูเลตเป็นสัญญาณที่ส่งมาต่อไป

สำหรับการทำงานของมิกเซอร์ตัวแรกจะเป็นการกำจัดความถี่เงา (Image Frequency) ส่วนมิกเซอร์ตัวที่ 2 จะเป็นการควบคุมแบนด์วิดท์ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรภาครับสัญญาณ

การทำงานของภาครับ

จากรูปวงจรเป็นการใช้ IC # MC 145166 และ IC # MC 13135 เพียง 2 ตัว ซึ่งจะเป็นการใช้ IC ทั้งตัวและใช้อย่างคุ้มค่าด้วย และวงจรทางเครื่องรับก็จะมีขนาดเล็กเหมาะกับการใช้งานอีกด้วย ซึ่งการทำงานของวงจรก็คือ

เมื่อรับสัญญาณจากการเลือกแต่ละช่องสัญญาณเข้ามา ขา 22 ของ MC 13135 โดยในการเลือกรับสัญญาณเราสามารถโปรแกรมเลือกรับสัญญาณความถี่ได้ถึง 10 ช่องสัญญาณความถี่ที่ IC # MC145166 สัญญาณที่เลือกรับเข้ามาจะส่งต่อไปยังมิกเซอร์ (Mixer) ซึ่งอยู่ภายใน IC # MC 13135 จะรวมกับสัญญาณที่ได้จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคแรก (จากวงจรภายใน) โดยในส่วนของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์จะใช้โคพิทออสซิลเลเตอร์ (Copitt oscillator) ในการกำเนิดความถี่ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมโดย MC 145166 โดยที่ $L_{68\ uH}$,C_{5pF} และ C_{27pF} เป็นตัวกำเนิดสัญญาณออสซิเลเตอร์ แล้วส่งไปเข้ามิกเซอร์ที่ขา 1 และอีกส่วนหนึ่งจะถูกส่งผ่านไปยัง IC # MC145166 โดยผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเข้าขา Fin1 (ขา 14) และจะส่งออกขา PD1(ขา 12) ไปทำการล็อกความถี่ โดยสัญญาณที่ส่งออกไปจะเป็น DC ไปควบคุมการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ Varicap ตัวควบคุมการให้กำเนิดความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่มิกเซอร์จะทำการรวมสัญญาณที่รับเข้ามา (RF) และสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ แล้วจะส่งสัญญาณที่ได้ออกที่ ขา 20 ผ่านการฟิลเตอร์ที่ความถี่ 10.7 Mhz โดย Ceramic Filter เพื่อให้ได้ความถี่ IF (10.7 Mhz) จะถูกส่งผ่านเข้าขา 18 เข้าไปยังมิกเซอร์ชุดที่ 2 โดยที่มิกเซอร์จะทำการรวมสัญญาณความถี่ IF กับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ชุดที่ 2 ซึ่งออสซิลเลเตอร์ชุดนี้จะใช้คริสตอลเป็นตัวกำเนิดความถี่ (Crystal Oscillator) และความถี่ที่เกิดขึ้นคือ 10.245 Mhz ส่งเข้าไปยังมิกเซอร์ที่อยู่ภายใน IC จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งออกที่ขา 7 ผ่านการกรองความถี่ 455 kHz โดย CeramicFilter และจะส่งเข้าขา 9 ต่อไป เพื่อทำการตัดส่วนที่เป็น Overshoot ทิ้งที่ภาคมิกเซอร์ จากนั้นจะผ่านการดีมอดูเลตโดย 455kHz Quadrature Coil ได้สัญญาณความถี่เสียง (AF) ที่ส่งมาแล้วผ่านการกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นสัญญาณเสียงส่งออกลำโพงต่อไป

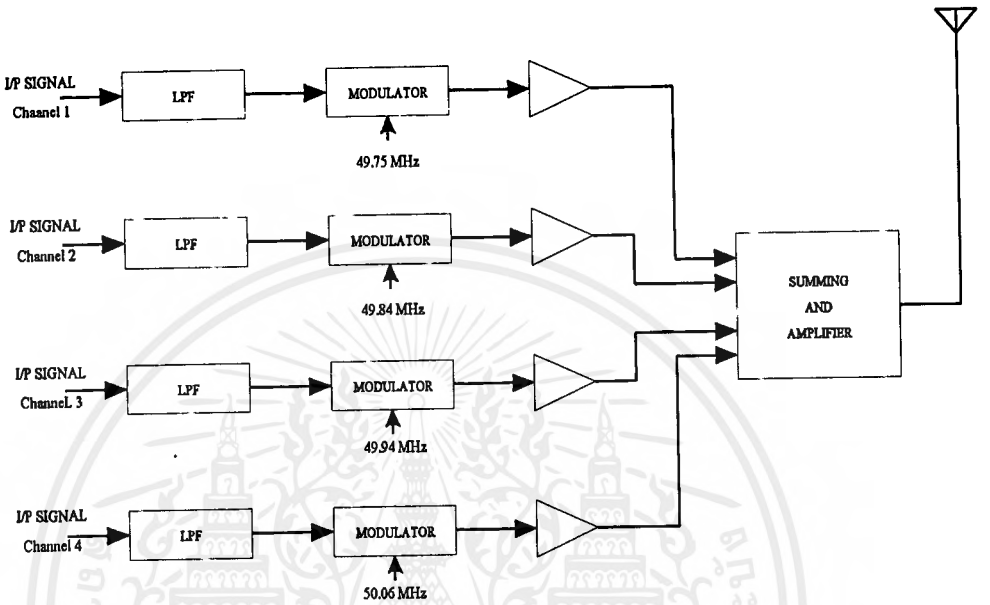
ส่วนในการเลือกรับสัญญาณแต่ละช่องนั้น สามารถทำได้โดยการโปรแกรมสวิทช์ในการเลือกความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ซึ่งตำแหน่งของสวิทช์และความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณที่ได้แสดงดังตาราง

	Channel				Mode 0		Mode 1	
					Transmit		Receive	
D3	D2	D1	D0	CH #	Fin2(MHz)	/N	Fin1(MHz)	/N
0	0	0	1	1	49.67	9934	38.975	7795
0	1	0	0	2	49.77	9954	39.057	7815
0	1	1	1	3	49.89	9978	39.195	7839
1	0	0	1	4	49.99	9998	39.295	7859

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคส่งสัญญาณ

จากการทำงานของระบบจะเห็นว่าเป็นระบบสื่อสารทางเดียว (Simplex) ในด้านส่งจะส่งสัญญาณได้ 4 ช่องสัญญาณ ซึ่งการทำงานของระบบทางด้านภาคส่งสามารถอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมดังนี้



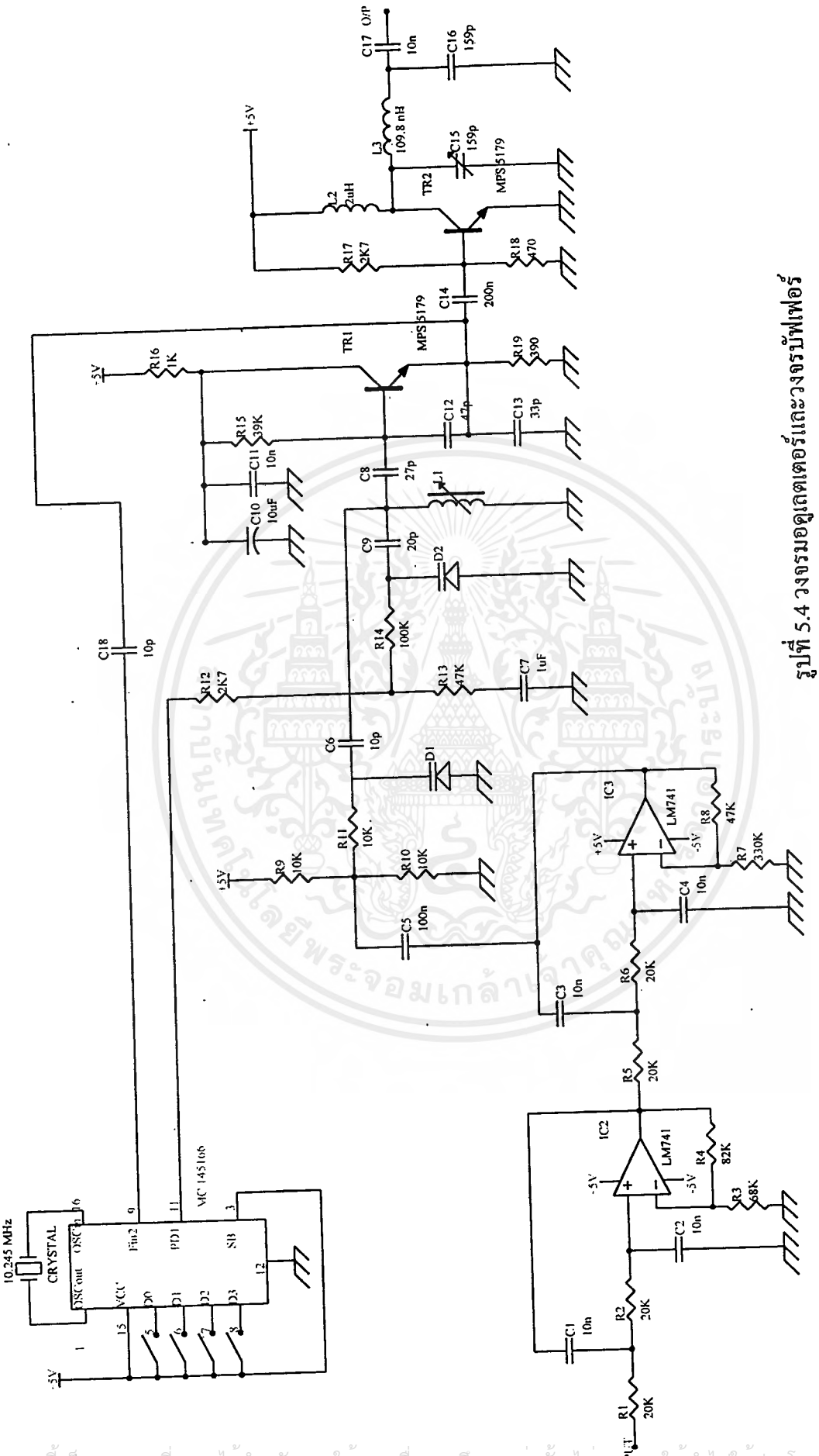
รูปที่ 5.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาคส่งสัญญาณ

เมื่อเราป้อนสัญญาณให้อินพุทแต่ละช่องสัญญาณ การทำงานของแตละช่องสัญญาณจะเหมือนกันทุกประการจะต่างกันเพียงแต่ความถี่พาหะที่นำมามอดูเลตเท่านั้น เมื่อทำการป้อนอินพุทจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งเป็นการจำกัดขนาดของแบนด์วิดของสัญญาณที่จะส่ง เนื่องจากภาครับตอบสนองความถี่ได้ไม่เกิน 5 กิโลเฮิตรซ์ ดังนั้นความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถีต่ำผ่านคือ 5 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะส่งไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณความถี่พาหะซึ่งผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ถูกควบคุมโดยวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยแต่ละช่องสัญญาณจะมีค่าความถี่พาหะต่างกัน เมื่อผ่านการมอดูเลตจะส่งผ่านบัฟเฟอร์ก่อนจะส่งเข้าวงจรรวมสัญญาณแล้วทำการขยายส่งออกเสาอากาศต่อไป

ที่ต้องผ่านวงจรบัฟเฟอร์ก่อนการรวมสัญญาณก็เพื่อเป็นการป้องกันไมห้สัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณทั้ง 4 ช่องสัญญาณกลับมารบกวนวงจรออสซิลเลเตอร์ซึ่งวงจรที่ใช้เป็นดังรูปที่ 5.4

จากรูปที่ 5.4 จะใช้ IC # MC 145166 เป็นสังเคราะห์ความถี่เหมือนวงจรทางด้านภาครับสัญญาณและใช้วงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์ในการผลิตความถี่เหมือนเดิม ซึ่งการทำงานของวงจรก็มีหลักการทำงานดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

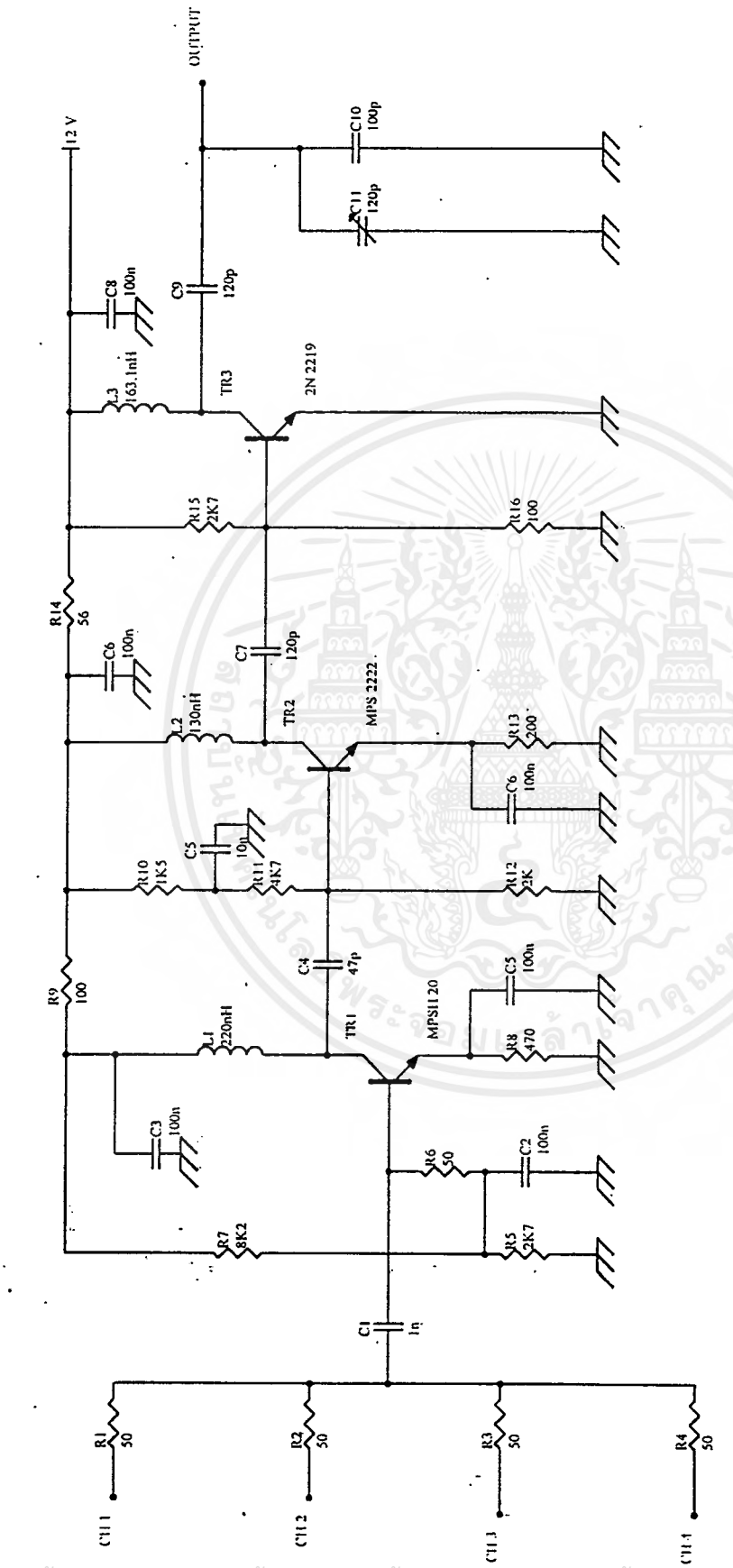


รูปที่ 5.4 วงจรมอดูเลตเตอร์และวงจรบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 5.4 ซึ่งเป็นวงจรทางด้านภาคส่งสัญญาณ เมื่อมีสัญญาณอินพุทที่จะทำการมอดูเลตซึ่งจะเป็นสัญญาณเสียง จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งเป็นการจำกัดช่วงความถี่ที่นำเข้ามามอดดูเลต เพราะเนื่องจากวงจรทางด้านภาครับสัญญาณจะมีการตอบสนองช่วงแบนด์วิดท์ประมาณ 5 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) อันดับ 4 (Order 4) จากนั้นจึงจะส่งผ่านสัญญาณไปยังวงจรส่วนมอดูเลต ซึ่งสัญญาณอินพุทที่ผ่านเข้าไปจะเป็นสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวาริแคป โดยเมื่อมีแรงดันตกคร่อมวาริแคปมีค่าสูงจะทำให้ค่าของตัวเก็บประจุของวาริแคปมีค่าน้อยลงซึ่งจะมีผลต่อสัญญาณคลื่นพาหะที่ผลิตจากวงจรโคพิทออสซิลเลเตอร์โดยมี L และ C 47pF และ 33 pF เป็นตัวกำเนิดความถี่ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ MPS 5179 เป็นตัวรักษาเสถียรภาพในการมอดดูเลตและทำการขยายสัญญาณและมอดดูเลตสัญญาณด้วย ซึ่งเมื่อค่าตัวเก็บประจุของวาริแคปมีค่าต่ำจะทำให้ความถี่ของสัญญาณพาหะมีความถี่สัญญาณสูงขึ้น ($f = 1/(2\pi\sqrt{LC})$) และเมื่อมีสัญญาณแรงดันตกคร่อมวาริแคปมีค่าต่ำค่าของตัวเก็บประจุจะมีค่าสูงทำให้ความถี่ของความถี่พาหะมีค่าลดลง ซึ่งเป็นหลักการของฟรีเควนซี่มอดูเลชั่น (Frequency Modulation) เมื่อสัญญาณผ่านการมอดูเลตโดยมีเอาท์พุทออกที่ขาอิมิตเตอร์ของ MPS 5179 จะส่งผ่านสัญญาณกลับไปเข้าวงจรสังเคราะห์ความถี่ IC # MC 145166 ที่ขา 9 (f_{in2}) เพื่อทำการล็อกความถี่ที่ต้องการส่งไปยังภาครับสัญญาณเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรในอีกทางหนึ่ง จากนั้นสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะถูกส่งมาควบคุมการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ให้ผลิตความถี่ที่ตั้งไว้ตามตาราง ซึ่งสามารถส่งได้ 10 ช่องสัญญาณ และในการส่งสัญญาณ 4 ช่องสัญญาณก็อาศัยการเลือกช่องตามตารางเป็นตัวกำหนดความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ ดังนั้นการทำงานและรูปแบบของวงจรมอดดูเลตของทั้ง 4 ช่องสัญญาณจะเหมือนกันจะต่างกันเฉพาะความถี่พาหะของช่องสัญญาณซึ่งสามารถเลือกโดยใช้วงจรสังเคราะความถี่ เมื่อสัญญาณผ่านการมอดดูเลตแล้วจะส่งผ่านไปยังวงจรขยายความถี่ย่านวิทยุ แต่ก่อนที่ทำการขยายจะมีการรวมสัญญาณทั้ง 4 ช่องสัญญาณ จะต้องมีวงจรบับเฟอร์เพื่อป้องกันการรบกวนระหว่างสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณทั้ง 4 ช่องสัญญาณ กับสัญญาณที่ส่วนมอดดูเลต โดยใช้ทรานซิสเตอร์ MPS 5179 เป็นส่วนสำคัญในวงจรและจะทำการขยายสัญญาณด้วย จากนั้นจะส่งผ่านไปยังวงจรรวมสัญญาณแล้วทำการขยายก่อนที่จะส่งออกเสาอากาศต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 วงจรรวมสัญญาณและวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.5 เป็นวงจรรวมสัญญาณและขยายสัญญาณ ซึ่งการรวมสัญญาณจะเป็นการรวมแบบพาสซีพ (Passive Multiplex) ซึ่งเป็นการรวมแบบไม่มีเงื่อนไขก็คือสัญญาณที่ผ่านเข้ามาจะถูกรวมทุกสัญญาณ แล้วจะถูกทำการขยายโดยวงจรขยายความถี่ย่านวิทยุซึ่งมี 3 ภาค โดยภาคแรกมีทรานซิสเตอร์ MPS 20 เป็นตัวขยายสัญญาณ จากนั้นส่งผ่าน C 47 pF ส่งผ่านไปยังภาคที่ 2 จะมีทรานซิสเตอร์ MPS 2222 เป็นตัวขยายสัญญาณ แล้วส่งผ่าน C 120 pF ส่งผ่านไปยังวงจรภาคสุดท้ายซึ่งมีทรานซิสเตอร์ 2N 2219 เป็นตัวขยายสัญญาณแล้วส่งผ่าน C 120 pF ส่งออกเสาอากาศต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

ภาครับสัญญาณ

จากโครงงานที่ทำวงจรทางด้านภาครับจะมีความสำคัญที่สุดเนื่องจากต้องมีความไวและความเที่ยงตรงสูง ดังนั้นจึงทำการทดลองวัดสัญญาณที่ตำแหน่งต่าง ๆ ของวงจรภาครับได้ผลดังนี้

1. ความถี่ที่เอาท์พุทของวงจร PHASE LOCKED LOOP IC# MC 145166

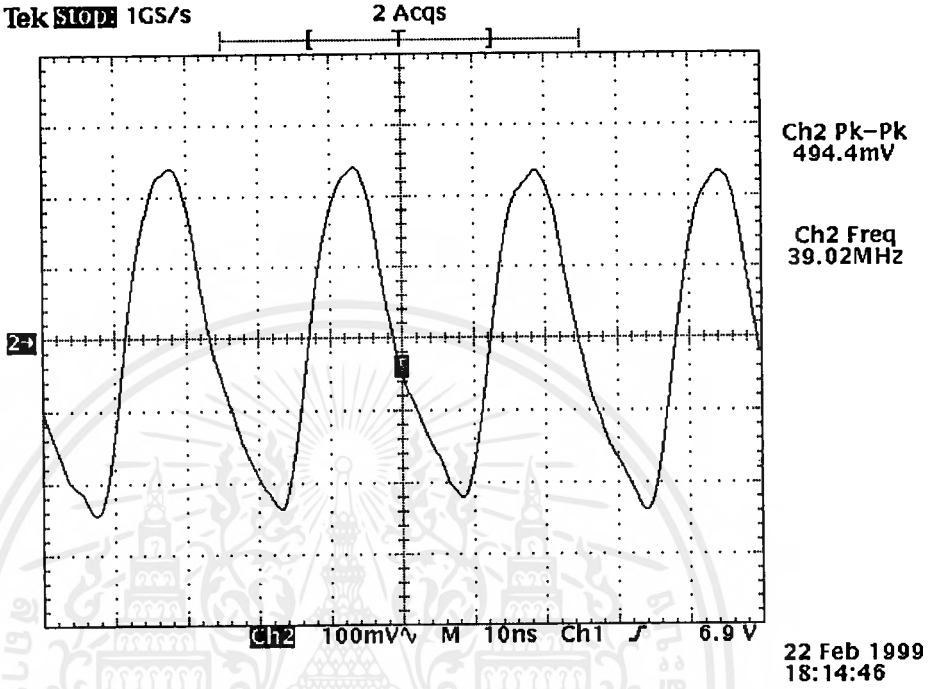
CH #	ความถี่ใน datasheet	ความถี่ที่วัดได้
1	38.975 MHz	39.02 MHz
2	39.075 MHz	39.12 MHz
3	39.195 MHz	39.24 MHz
4	39.275 MHz	39.34 MHz

2. ทดสอบการตอบสนองความถี่ของเครื่องรับเมื่อป้อนแรงดันอินพุตจาก RF Generator เข้าที่จุดต่อเสาอากาศ จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทเมื่อเปลี่ยนความถี่และขนาดของแรงดันอินพุทเป็นค่าต่าง ๆ ตามตาราง

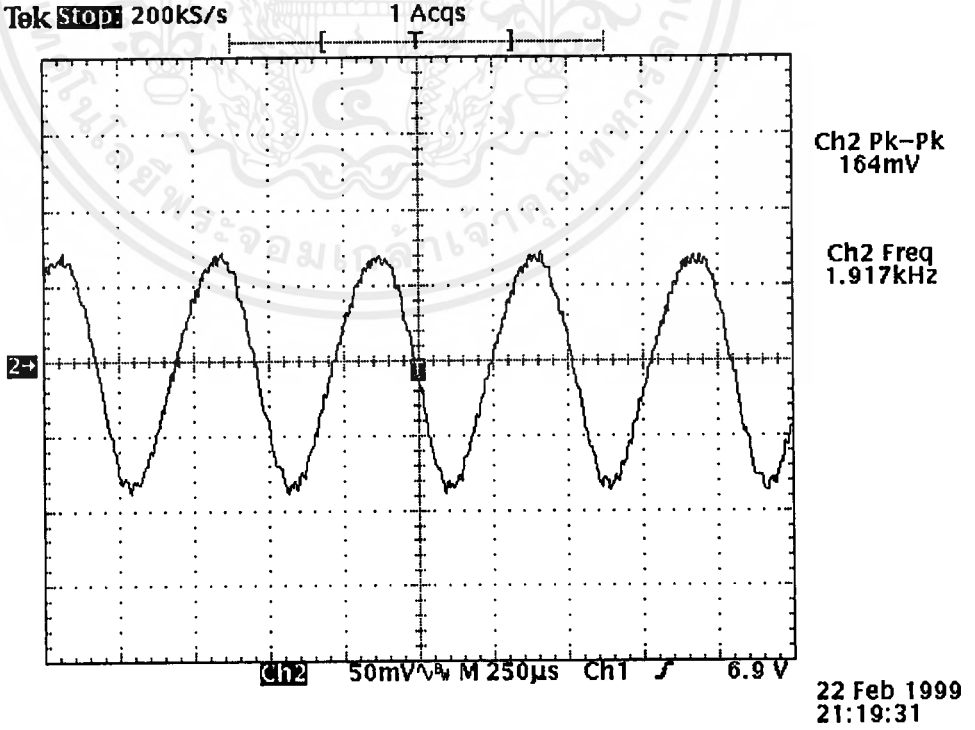
ความถี่อินพุท (Hz)	dBm ค่าต่าง ๆ					
	-20	-30	-40	-50	-60	-70
	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)	o/p (p-p)
200	320m	320m	320m	320m	310m	300m
500	220m	220m	220m	220m	220m	220m
1k	150m	150m	150m	150m	150m	150m
2k	80m	80m	80m	80m	80m	80m
3k	60m	60m	60m	60m	60m	60m
4k	52m	52m	52m	52m	52m	52m
5k	40m	40m	40m	40m	40m	40m
6k	32m	32m	32m	32m	32m	32m
7k	30m	30m	30m	30m	30m	30m
8k	28m	28m	28m	28m	28m	28m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ทดลองวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ เมื่อทำการรับสัญญาณจากช่องสัญญาณทั้ง 4 ช่อง สัญญาณได้ผลดังนี้

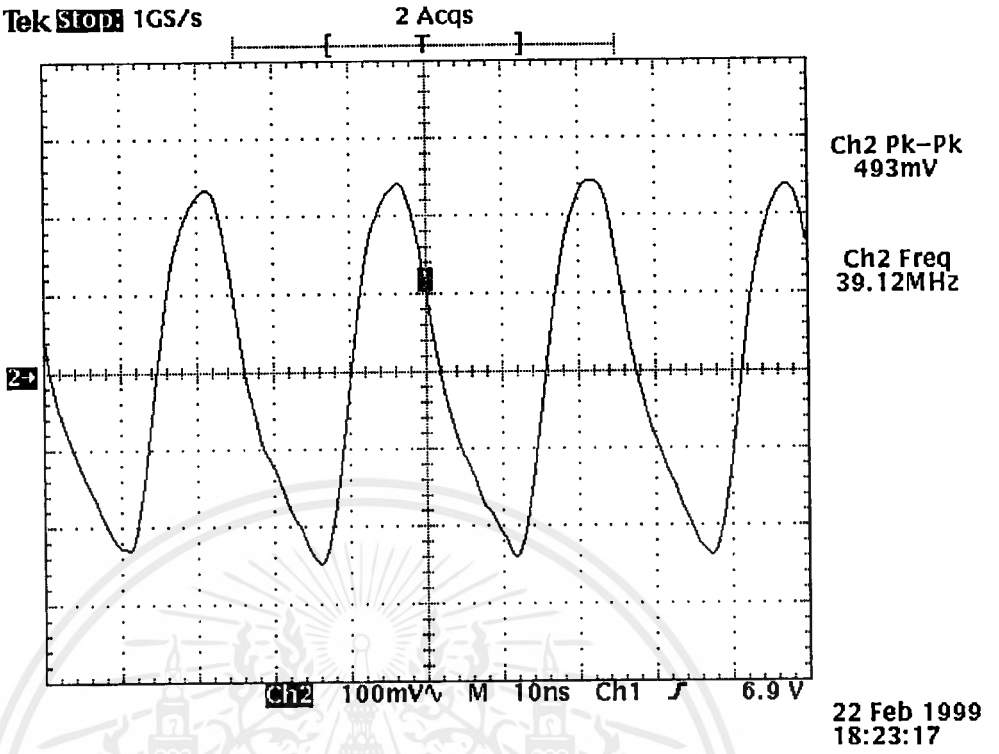


รูปที่ 6.1 สัญญาณที่ขา 3 ของ IC # MC13135 เมื่อเลือกรับ Channel 1

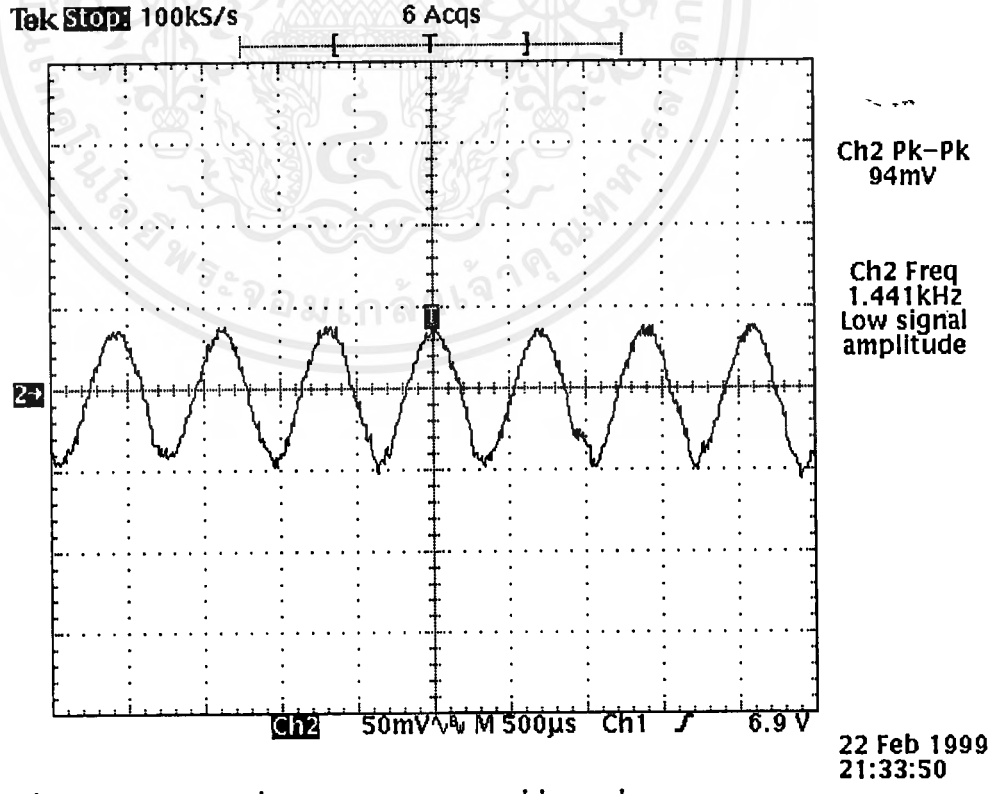


รูปที่ 6.2 สัญญาณที่เอาท์พุตของวงจรเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ขา 17 IC # MC 13135 เมื่อเลือกรับ Channel 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

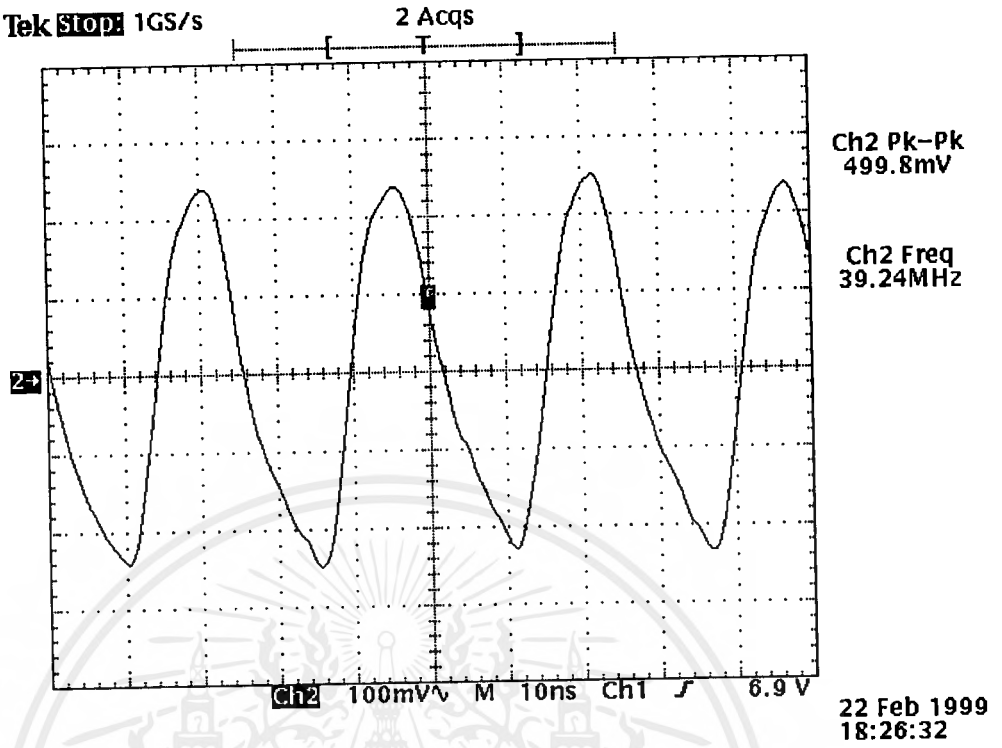


รูปที่ 6.3 สัญญาณที่ขา 3 ของ IC # MC13135 เมื่อเลือกรับ Channel 2

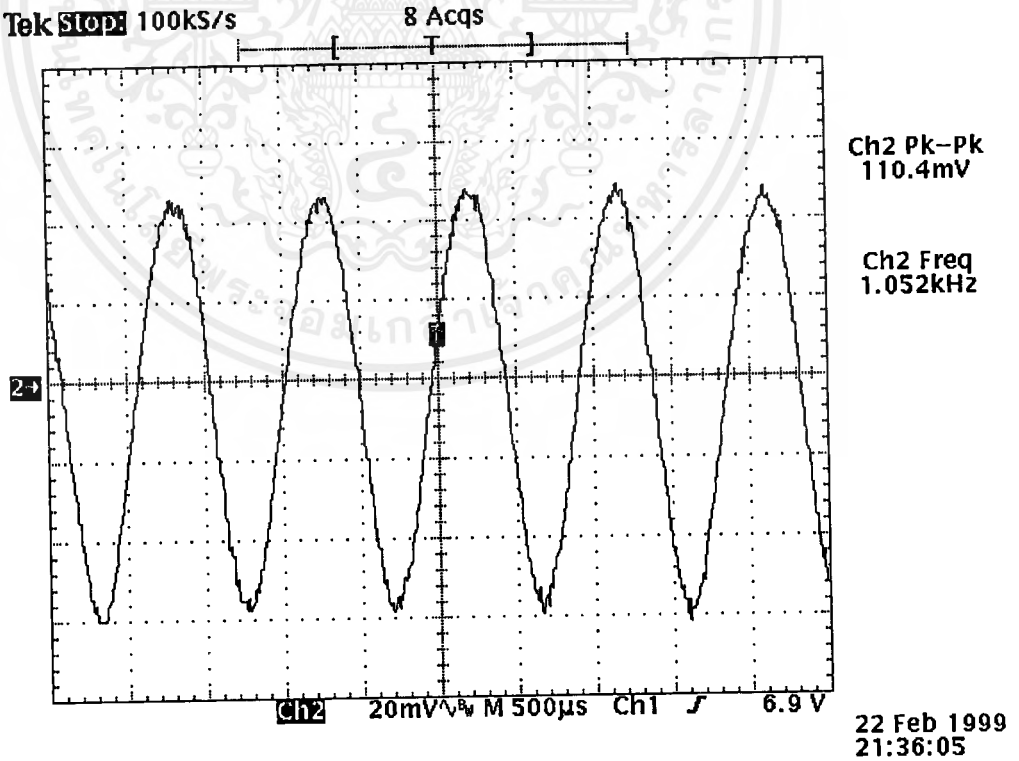


รูปที่ 6.4 สัญญาณที่เอาท์พุทของวงจรเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ขา 17 IC # MC 13135 เมื่อเลือกรับ Channel 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

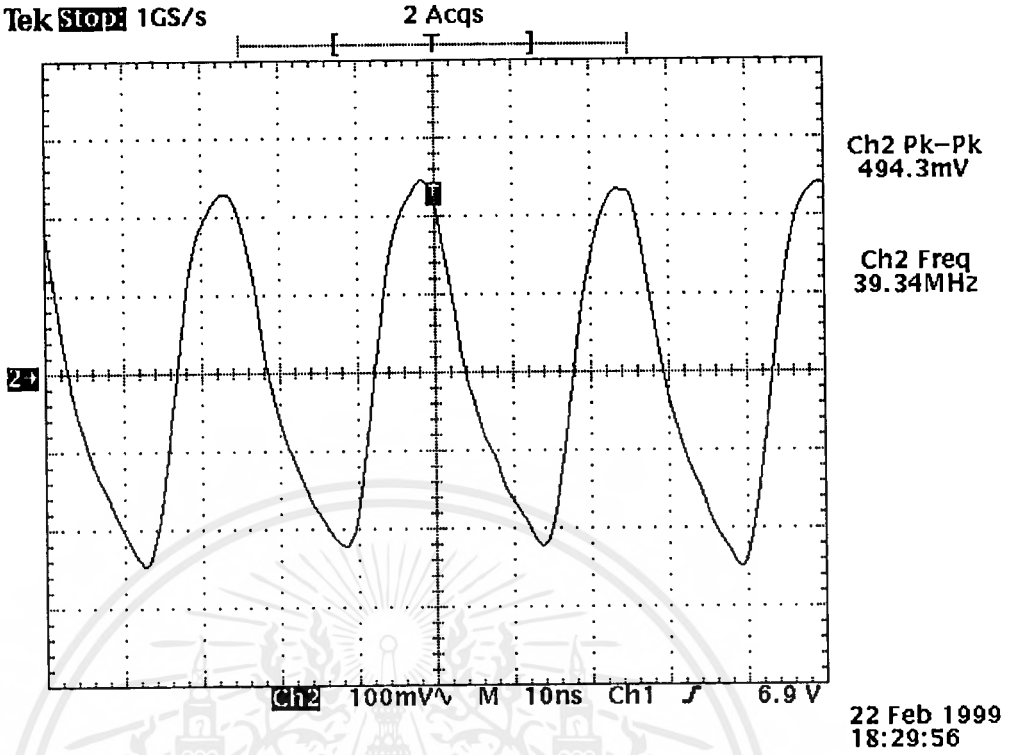


รูปที่ 6.5 สัญญาณที่ขา 3 ของ IC # MC13135 เมื่อเลือกรับ Channel 3

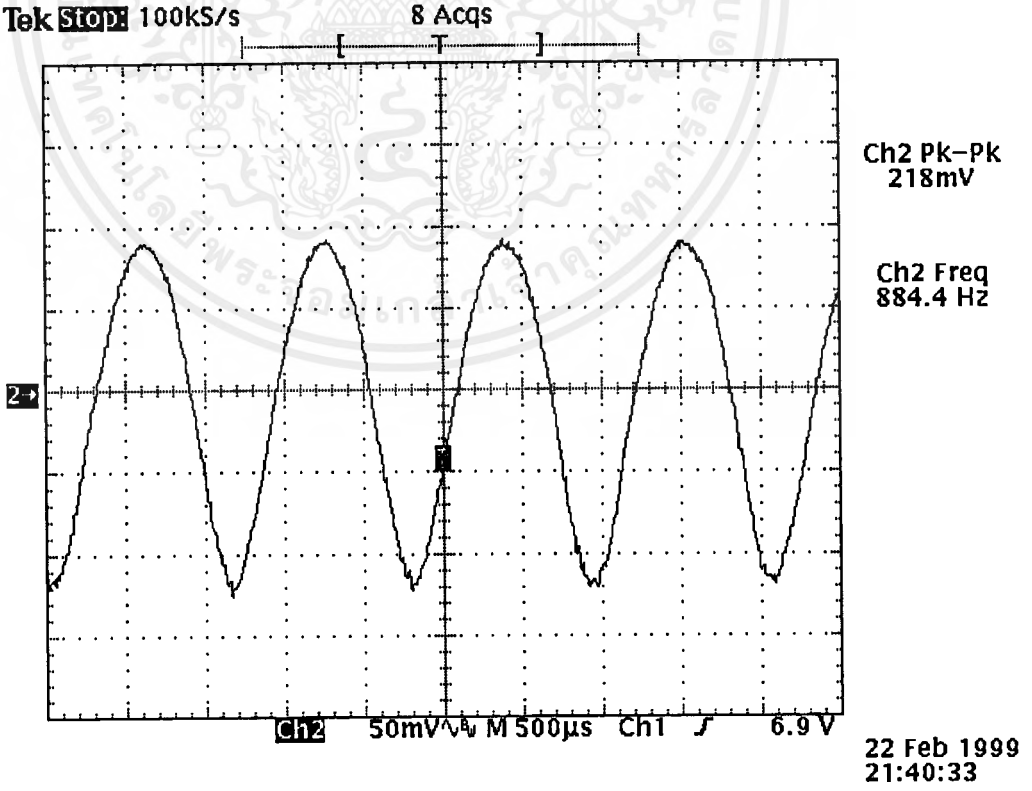


รูปที่ 6.6 สัญญาณที่เอาท์พุทของวงจรเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ขา 17 IC # MC 13135 เมื่อเลือกรับ Channel 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 สัญญาณที่ขา 3 ของ IC # MC13135 เมื่อเลือกรับ Channel 4



รูปที่ 6.8 สัญญาณที่เอาท์พุทของวงจรเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ขา 17 IC # MC 13135 เมื่อเลือกรับ Channel 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

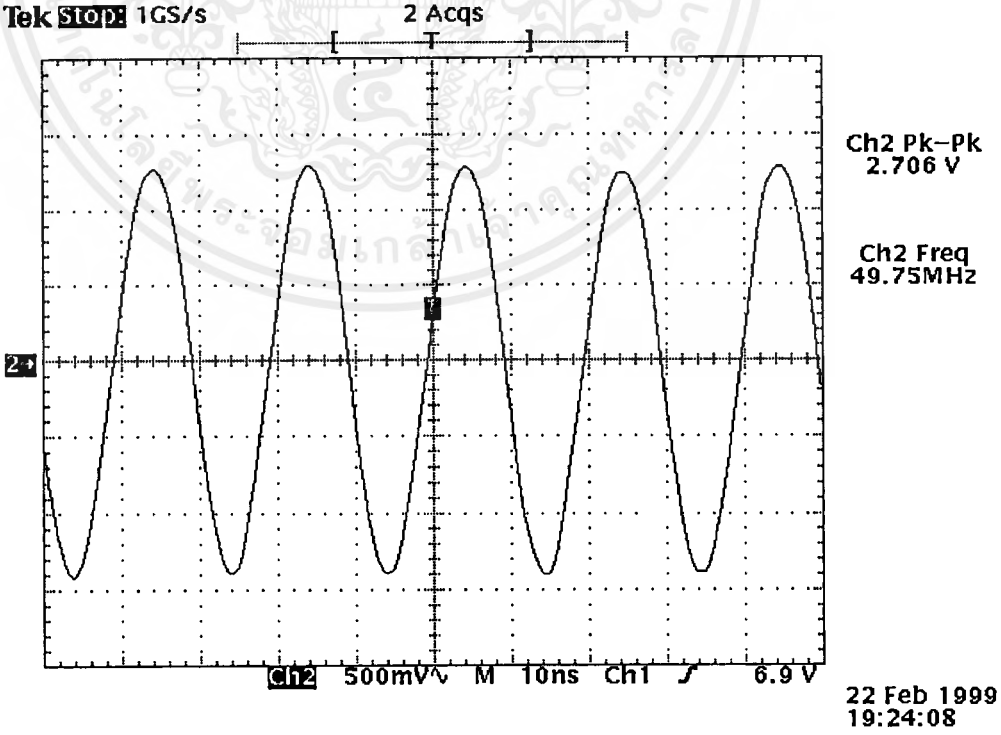
ภาคส่งสัญญาณ

ในภาคส่งสัญญาณเป็นส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่งของโครงงานนี้ ซึ่งต้องมีประสิทธิภาพในการสังเคราะห์ความถี่เพื่อให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการในการส่งในแต่ละช่องสัญญาณ ตลอดจนการมอดดูเลตและการขยายสัญญาณให้มีความแรงเพื่อส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับ ซึ่งผลการวัดค่าต่าง ๆ ทางด้านภาคส่งสัญญาณมีดังนี้

1. ความถี่ที่เอาท์พุทของวงจร PHASE LOCKED LOOP IC# MC 145166

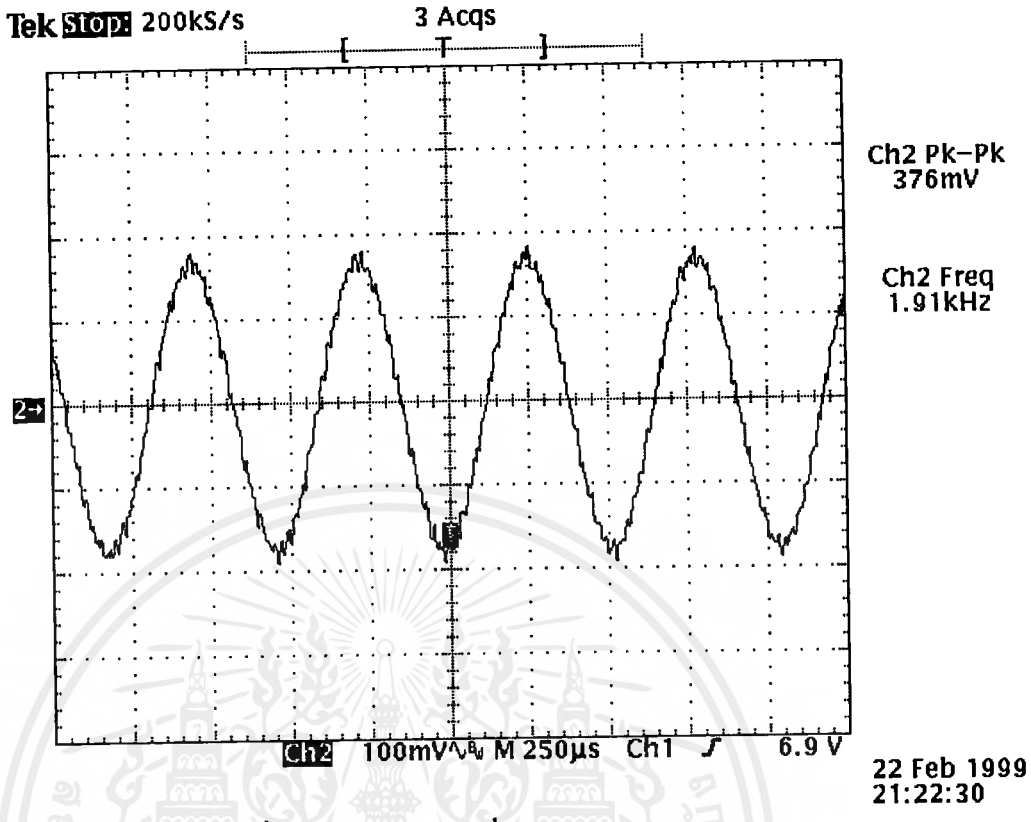
CH #	ความถี่ใน datasheet	ความถี่ที่วัดได้
1	49.75 MHz	49.67 MHz
2	49.84 MHz	49.77 MHz
3	49.94 MHz	49.89 MHz
4	50.06 MHz	49.99 MHz

3. วัดสัญญาณคลื่นพาหะของแต่ละช่องสัญญาณที่ส่งได้ดังนี้

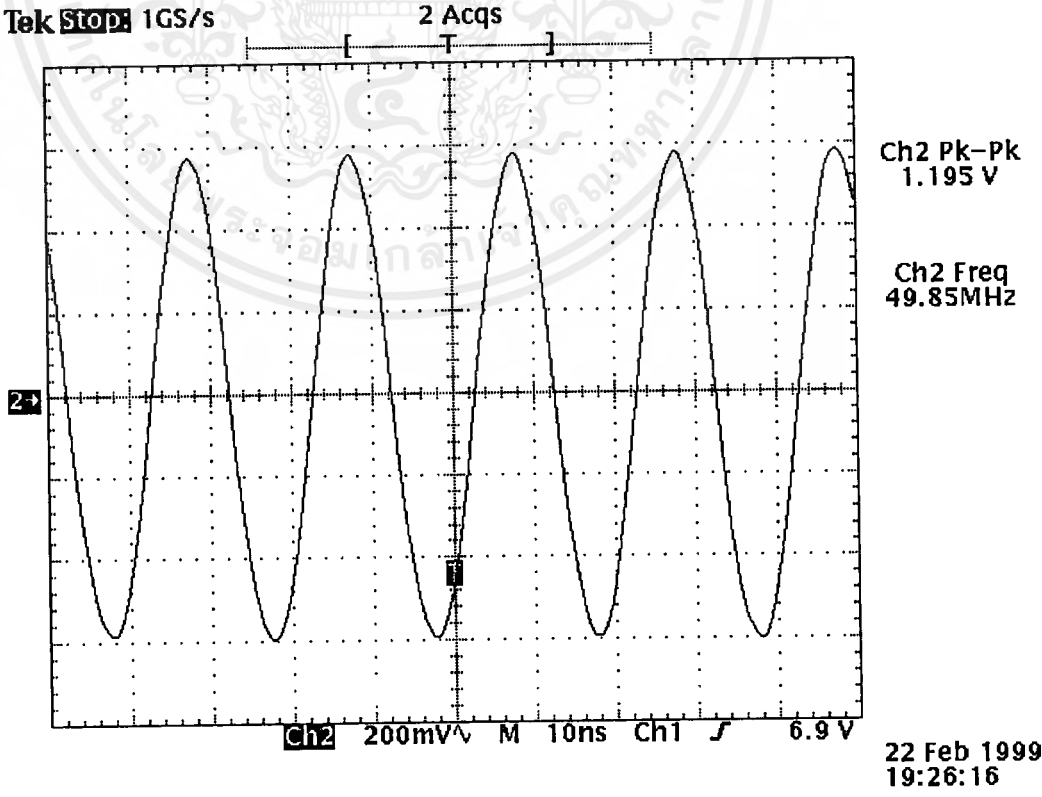


รูปที่ 6.9 สัญญาณความถี่คลื่นพาหะของเครื่องส่งของภาคส่ง Channel 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

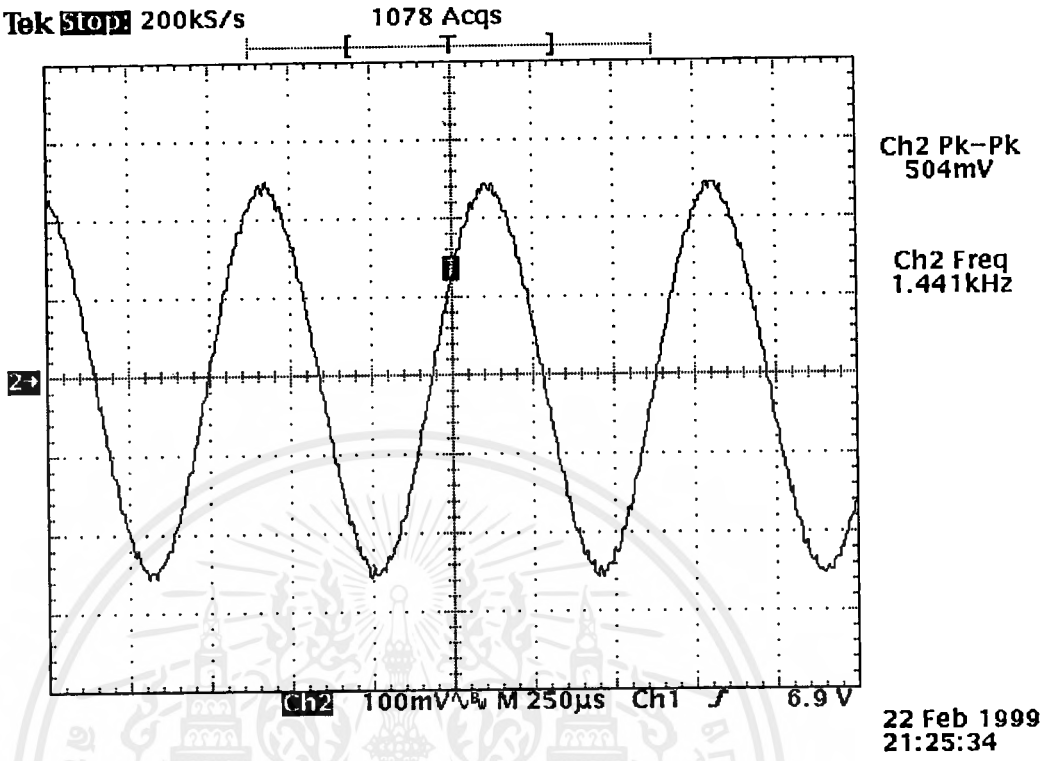


รูปที่ 6.10 สัญญาณอินพุทที่นำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะของ Channel 1

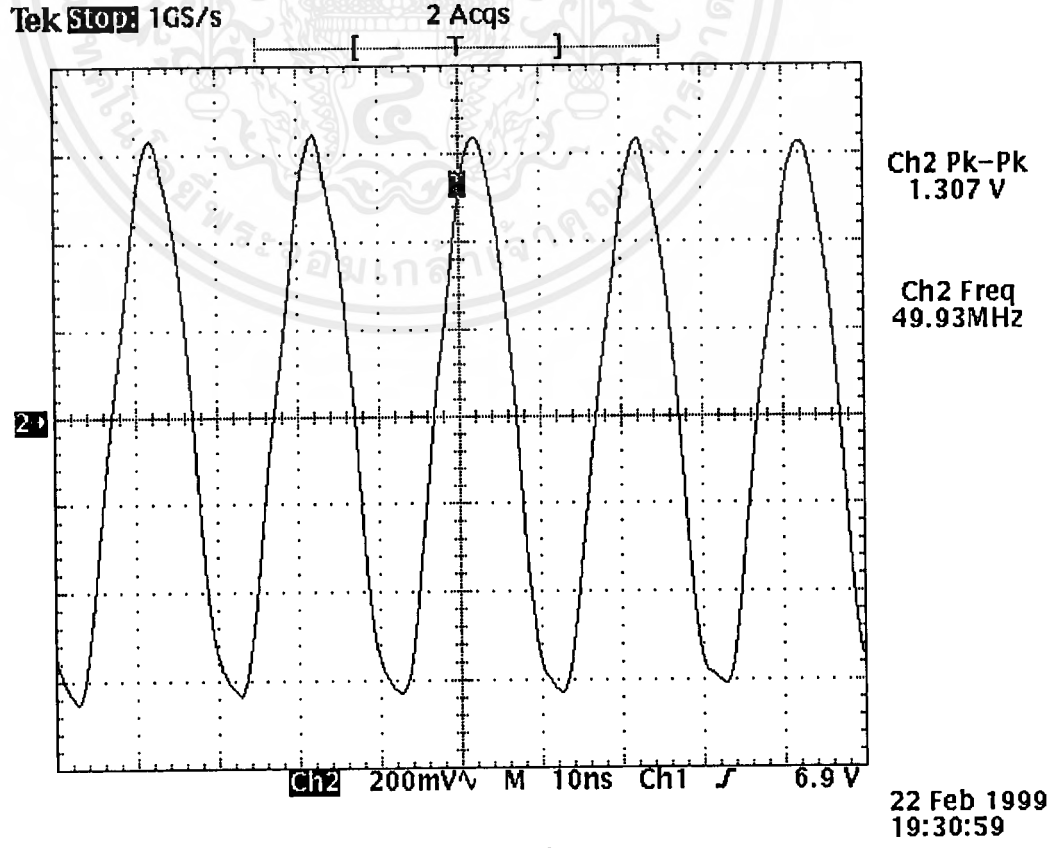


รูปที่ 6.11 สัญญาณความถี่คลื่นพาหะของเครื่องส่งของภาคส่ง Channel 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

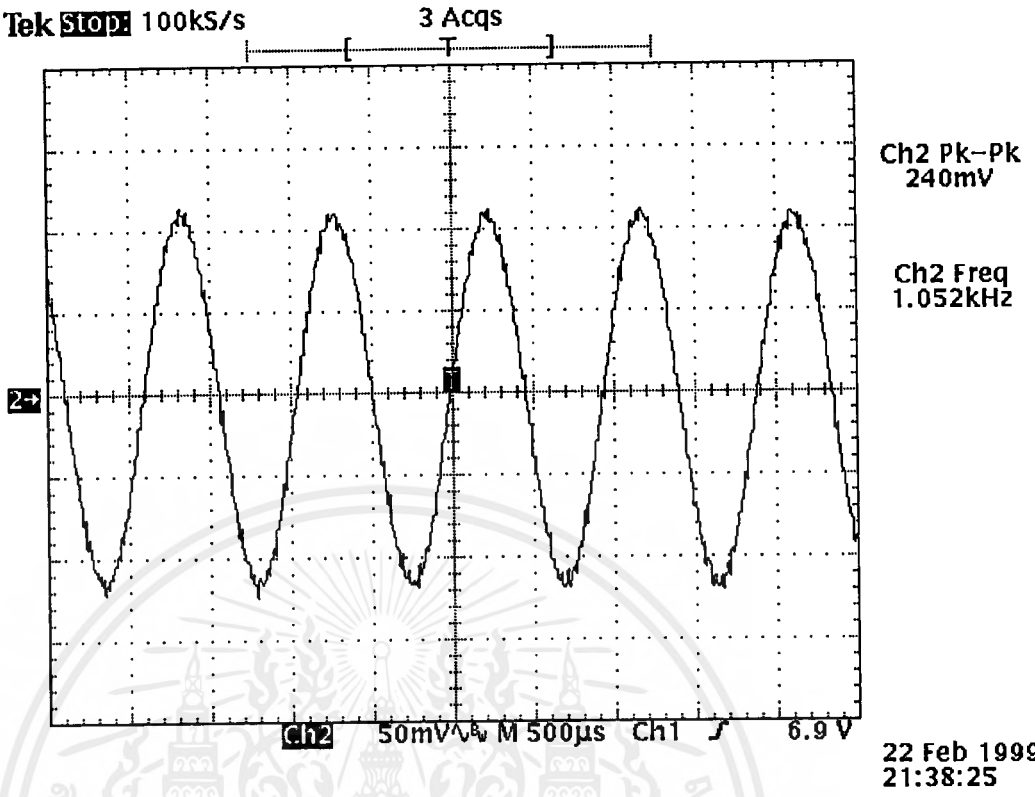


รูปที่ 6.12 สัญญาณอินพุทที่นำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะของ Channel 2

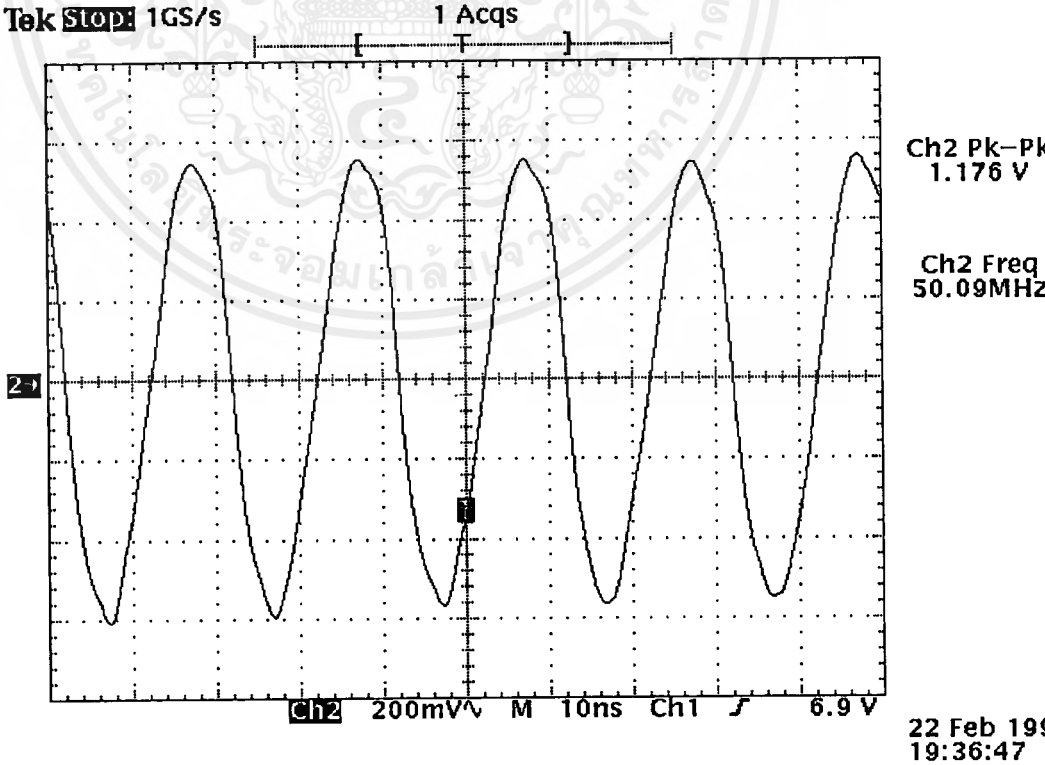


รูปที่ 6.13 สัญญาณความถี่คลื่นพาหะของเครื่องส่งของภาคส่ง Channel 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

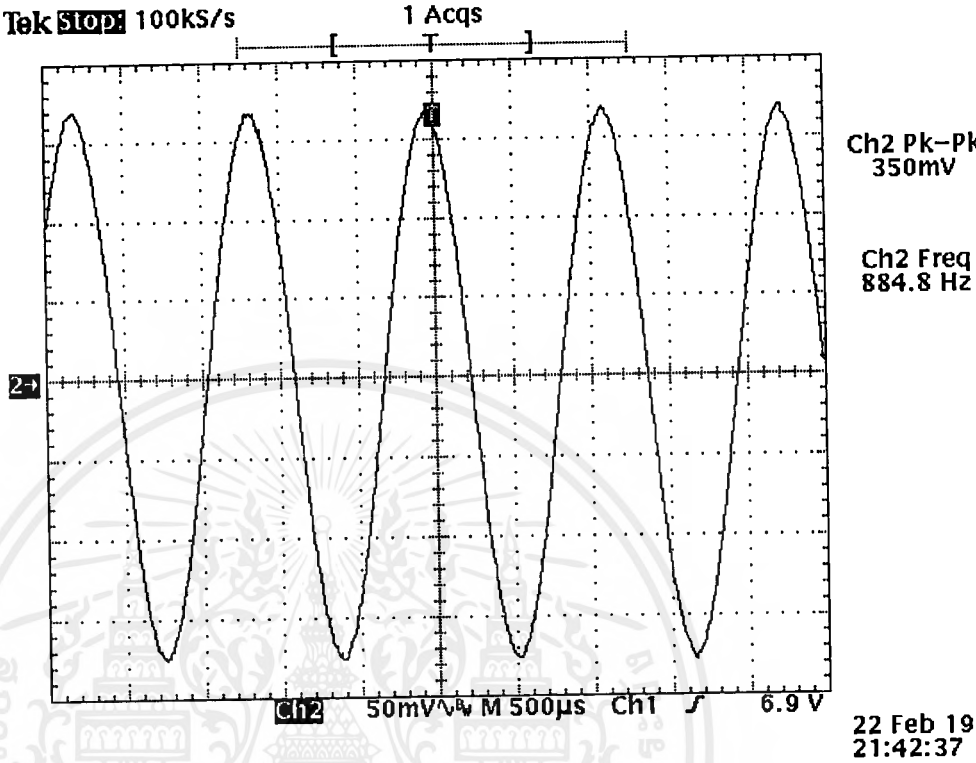


รูปที่ 6.14 สัญญาณอินพุทที่นำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะของ Channel 3



รูปที่ 6.15 สัญญาณความถี่คลื่นพาหะของภาคส่ง Channel 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 สัญญาณอินพุทที่นำไปมอดูเลตกับคลื่นพาหะของ Channel 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทดลองวัดความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลต และคำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลต เพื่อทำการหาผลของค่าแรงดันแรงดันอินพุทและความถี่ทางอินพุทที่มีผลต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ เพื่อที่จะกำหนดค่าแรงดันของสัญญาณอินพุทที่นำมามอดูเลตโดยไม่ทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่มอดูเลตไม่กว้างเกินไป เพราะจะทำให้สัญญาณแต่ละช่องรบกวนกัน ซึ่งมีขั้นตอนการทดลองดังนี้คือ

- ป้อนสัญญาณที่นำมามอดูเลตให้กับวงจรมอดูเลต
- ใช้เครื่องวัดสเปกตัมวัดสัญญาณทางเอาท์พุท แล้วทำการเปลี่ยนความถี่ และขนาดของสัญญาณอินพุทที่นำมามอดูเลตสังเกต และบันทึกค่าช่วงของแบนด์วิดท์ (โดยประมาณ)
- นำค่าแบนด์วิดที่ได้คำนวณหาค่าดัชนีการมอดูเลต

<u>ตารางผลการทดลอง</u>

- **ที่ความถี่อินพุท 800 Hz**

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (KHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100 m	15	7.5 KHz	9.357
200 m	30	15 KHz	18.75
400 m	60	30 KHz	37.5
800 m	120	60 KHz	75
1	150	75 KHz	93.75

- **ที่ความถี่อินพุท 1 KHz**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- **ที่ความถี่อินพุท 2 KHz**

ขนาด (Vp-p)	แบนด์วิด (KHz)	ความถี่เบี่ยงเบน	ดัชนีการมอดูเลต
100 m	15	7.5 KHz	3.75
200 m	30	15 KHz	7.5
400 m	60	30 KHz	15
800 m	120	60 KHz	30
1	150	75 KHz	37.5

- **ที่ความถี่อินพุท 5 KHz**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์

จากโครงงานที่ทำจะเห็นว่าเกี่ยวกับภาครับสัญญาณ ซึ่งเป็นภาคที่มีความสำคัญมากสำหรับระบบสื่อสารที่ต้องใช้สัญญาณความถี่สูงในการสื่อสารข้อมูล เพราะถ้าหากเครื่องรับมีประสิทธิภาพสูงทั้งในด้านความไว (sensitivity) และความเที่ยงตรง (accuracy) จะทำให้สามารถรับส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพและถูกต้องมากขึ้น แต่ในการสื่อสารด้วยความถี่สูงจะเห็นว่า ในการออกแบบหรือการประกอบวงจรจะเกิดปัญหาขึ้นมากมาย ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลองมีดังนี้

1. ความความผิดพลาดและการขาดแคลนอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างโครงงาน ส่วนมากจะเป็นตัวเก็บประจุที่มีค่าต่ำ ๆ ซึ่งจำเป็นจะต้องมีคุณภาพและค่าความผิดพลาดต่ำ แต่จากการสร้างโครงงานถ้าไม่มีตัวเก็บประจุค่าที่ต้องการจะใช้ค่าที่ใกล้เคียงหรือใช้ตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้แทน จึงทำให้สัญญาณที่ได้จากวงจรมีค่าผิดพลาดไปเล็กน้อย

2. เนื่องจากต้องใช้ความถี่สูงในการสื่อสาร ดังนั้นในการวัดและทดสอบวงจรให้ได้คุณสมบัติตามต้องการจึงต้องอาศัยเครื่องมือที่ใช้ในวัดและทดสอบที่มีประสิทธิภาพสูง แต่ในการทำโครงงานในลักษณะนี้มีหลายกลุ่มที่ต้องใช้เครื่องมือเดียวกัน จึงทำให้เกิดการขาดแคลนเครื่องมือในการทำงานเป็นผลให้การทำงานในการสร้างโครงงานช้า

3. จากการใช้ความถี่สูงในการสื่อสารนี้ ทำให้การปรับแต่งวงจรทำได้ยากต้องอาศัยความละเอียดในการสร้างวงจรสูง เช่น ในการสร้างวงจรจะทำในลายทองแดงเอนกประสงค์และในการวางอุปกรณ์ที่ต่อถึงกันให้อยู่ใกล้กันมากที่สุด เพื่อลดค่าคาปาซิเตอร์แฝงที่เกิดจากระยะการเดินทางของสัญญาณ และควรจะออกแบบให้วงจรมีพื้นที่กราวด์เพลนให้มากที่สุดเพื่อลดสัญญาณรบกวน

4. ในการรวมสัญญาณทางด้านภาคส่งจะเกิดปัญหาในการรวมสัญญาณ เนื่องจากการเดินสายสัญญาณหรือการวางตัวอุปกรณ์ไม่ดี ทำให้เสียเวลาในส่วนนี้มาก แต่ก็สามารถแก้ปัญญหาโดยการเดินสายและวางตัวอุปกรณ์ใหม่ให้ดีกว่าเดิม

5. ในการต่อวงจรขยายความถี่คลื่นวิทยุต้องอาศัยความละเอียดในการต่อและวางตัวอุปกรณ์สูงมากเพราะป้องกันการเกิอการออสซิเลต (Oscillate) จึงทำให้เสียเวลาในส่วนนี้อีกส่วนหนึ่ง แต่เมื่อสร้างเสร็จและผ่านการทดสอบก็จะเห็นว่าวงจรขยายที่ได้มีประสิทธิภาพพอสมควร

สำหรับเครื่องส่งยังมีประสิทธิภาพไม่ดีมากนัก แต่ก็ใช้ได้มนการส่งในระยะทางไม่ไกลมากนักเนื่องจากมีข้อจำกัดในการรวมสัญญาณและการมอดดูเลต เช่น เมื่อสัญญาณรวมกันแล้วจะเกิดสัญญาณฮาร์มอนิกส์ซึ่งจะทำใการขยายของวงจรขยามไม่ดีเท่าที่ควร ส่วนในการมอดดูเลตสัญญาณที่นำมามอดดูเลตจะต้องมีความแรงของสัญญาณไม่สูงมากนัก เนื่องจากจะทำให้ค่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนสูงทำให้เกิดการรบกวนกันในแต่ละช่องสัญญาณ ซึ่งจากการทดลองความแรงของสัญญาณที่นำมามอ

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูเลตจะมีค่าไม่ควรเกิน 500 mVp-p จึงจะให้สัญญาณที่ชัดเจน และไม่กวนช่องสัญญาณข้างเคียงด้วย ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องรับสัญญาณมีมากขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MC13135
MC13136

FM Communications Receivers

DUAL CONVERSION
NARROWBAND
FM RECEIVERS

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

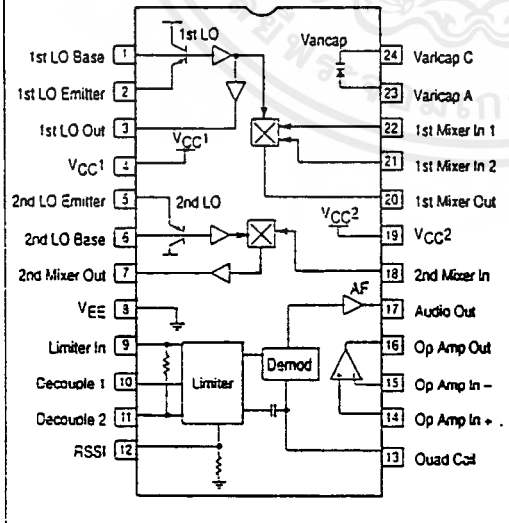
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
(SO–24L)

ORDERING INFORMATION

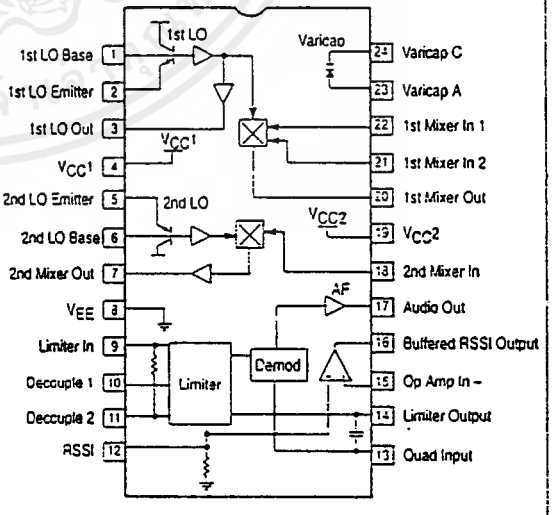
Device	Operating Temperature Range	Package
MC13135P	$T_A = -40$ to $+85$ C	Plastic DIP
MC13135DW		SO–24L
MC13136P		Plastic DIP
MC13136DW		SO–24L

PIN CONNECTIONS

MC13135



MC13136



Each device contains 142 active transistors.

© Motorola, Inc. 1995

Rev 2

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_o=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	–	Z_I	–	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.

Figure 1a. MC13135 Test Circuit

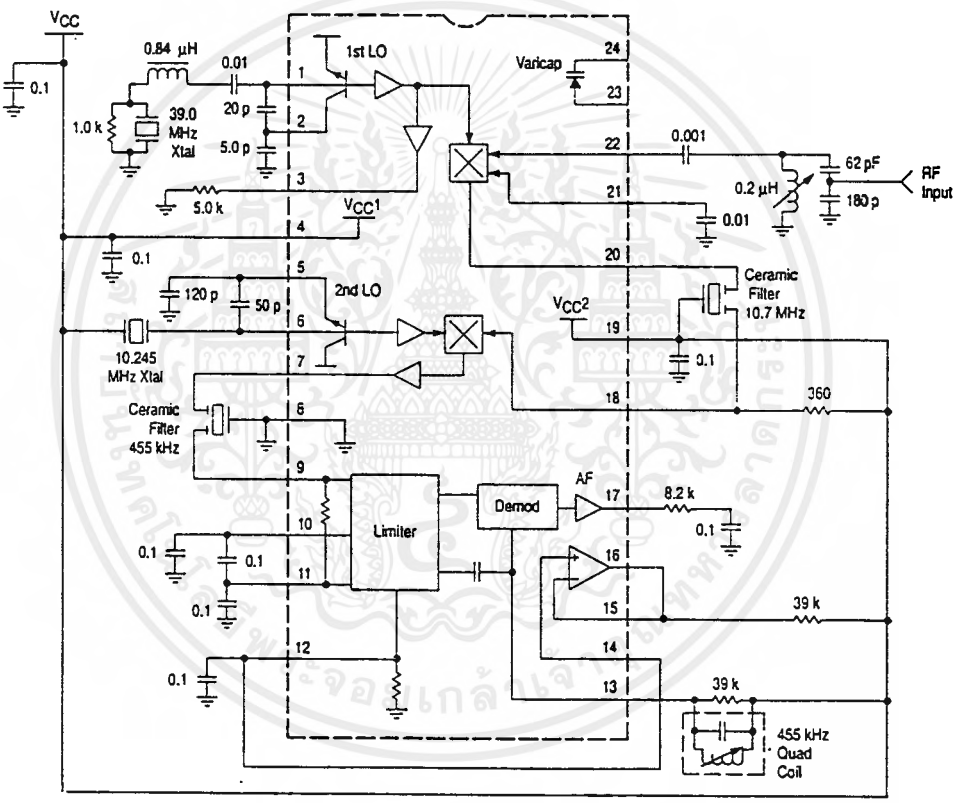
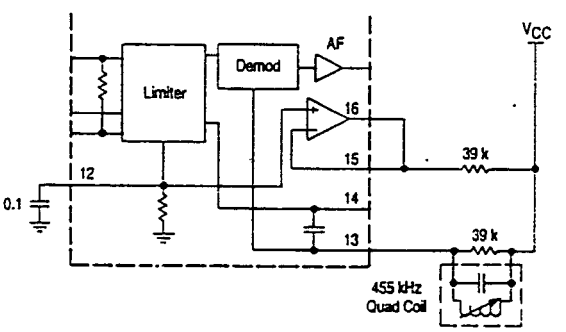


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

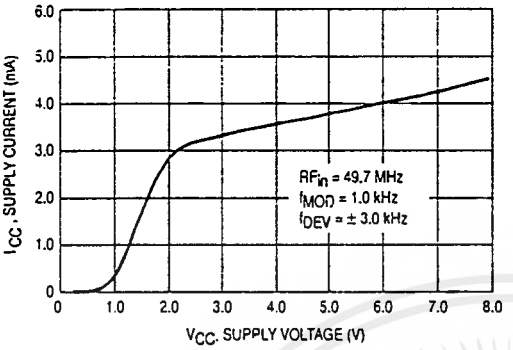


Figure 3. RSSI Output versus RF Input

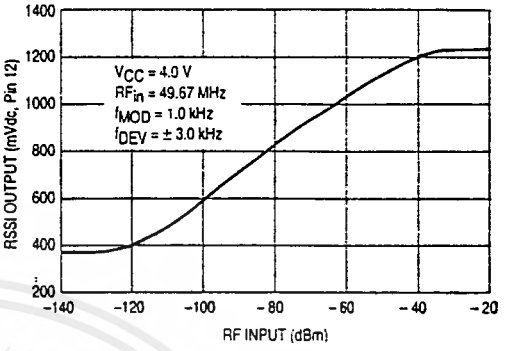


Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

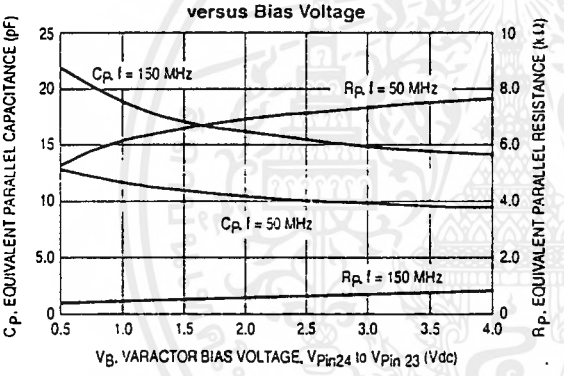


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

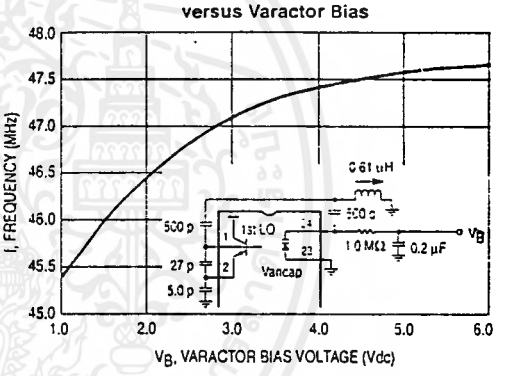


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

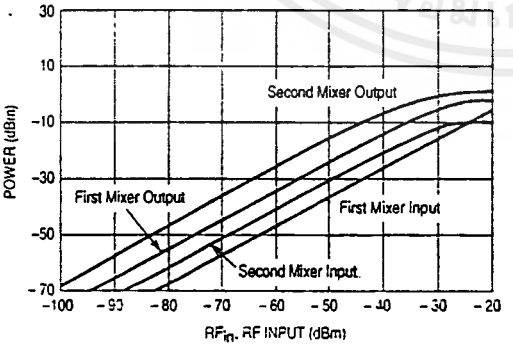
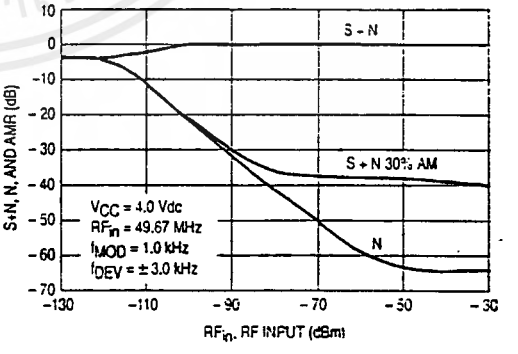


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 8. Op Amp Gain and Phase versus Frequency

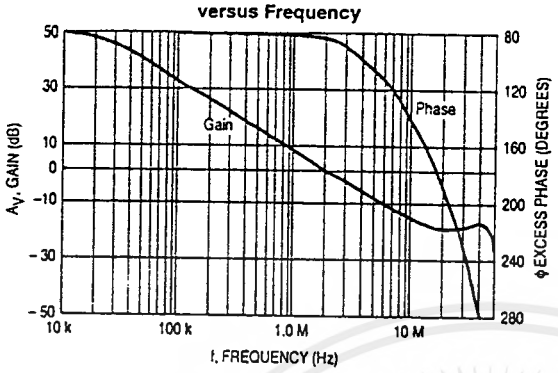


Figure 9. First Mixer Third Order Intermodulation (Unmatched Input)

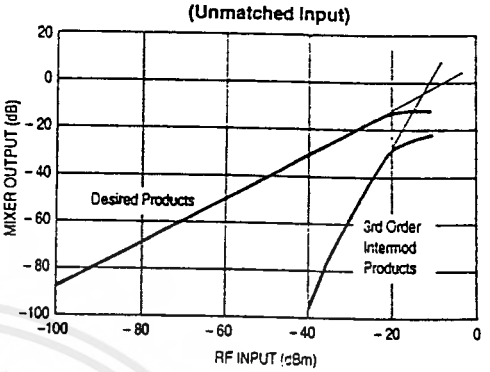


Figure 10. Recovered Audio versus Deviation for MC13135

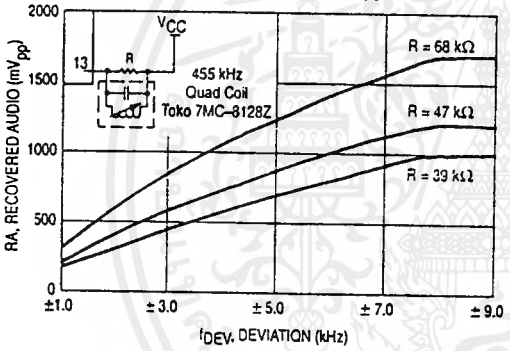


Figure 11. Distortion versus Deviation for MC13135

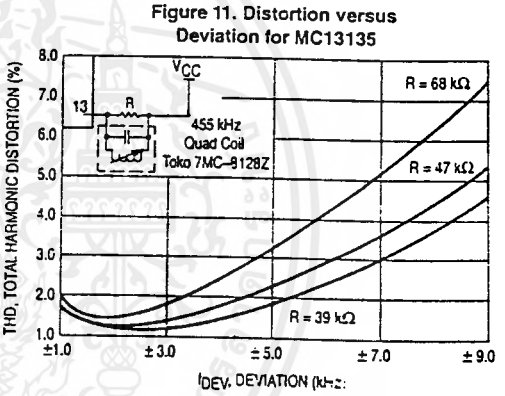


Figure 12. Recovered Audio versus Deviation for MC13136

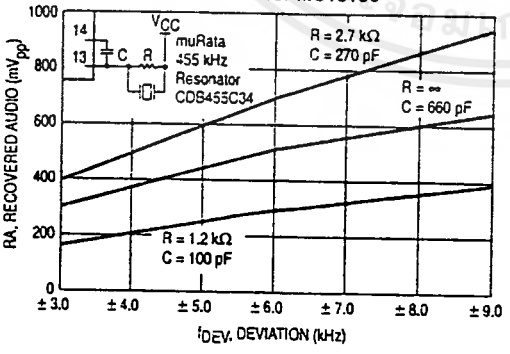
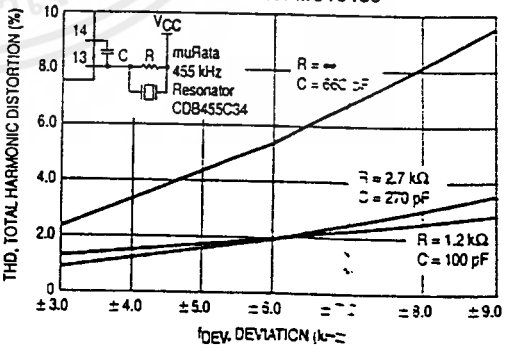


Figure 13. Distortion versus Deviation for MC13136



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCUIT DESCRIPTION

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

V_{CC}

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

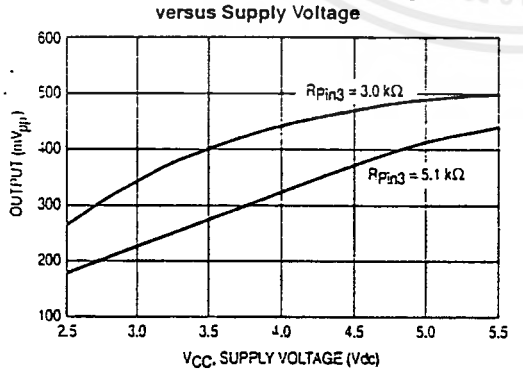
Local Oscillators

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

Buffer

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

Figure 14. Buffered LO Output Voltage versus Supply Voltage



Mixers

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

Limiting IF Amplifier and Detector

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

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

RSSI/Op Amp

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

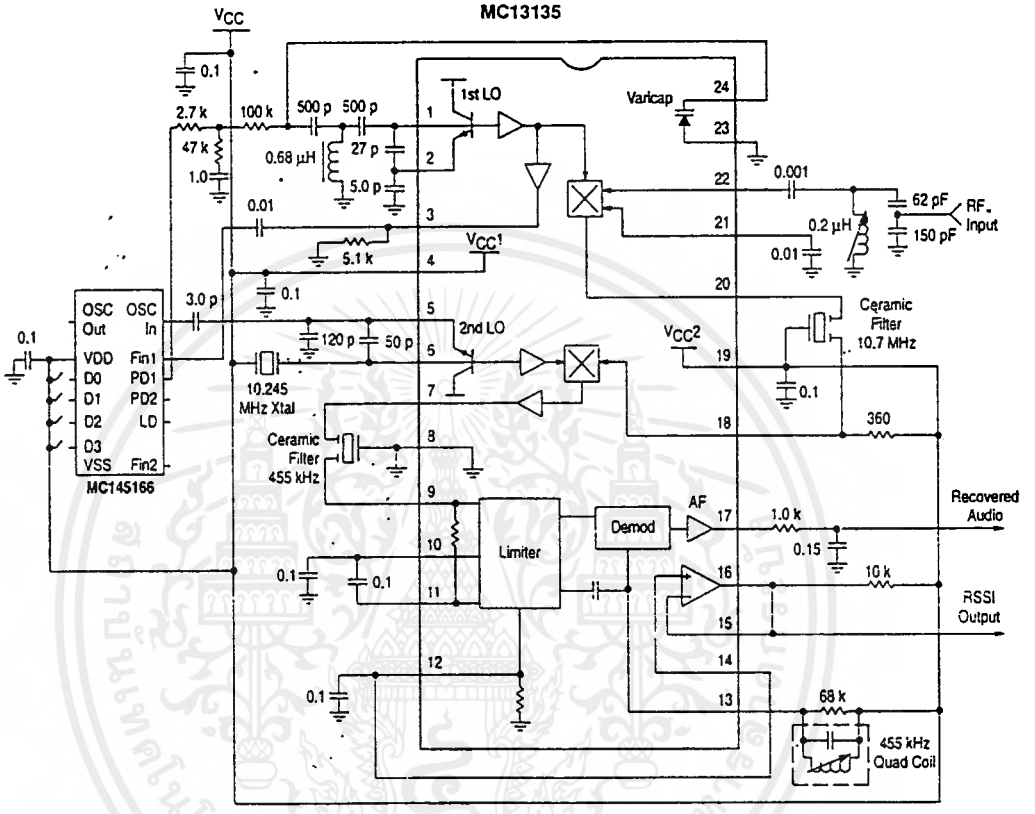
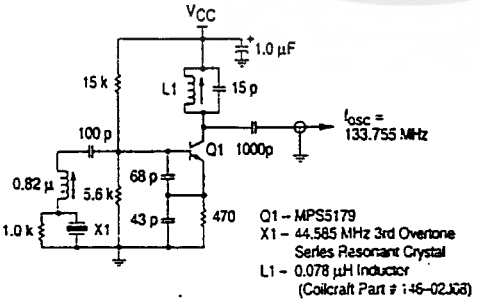
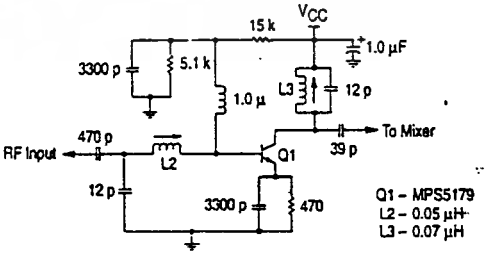


Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Preamp for MC13135 at 144.455 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

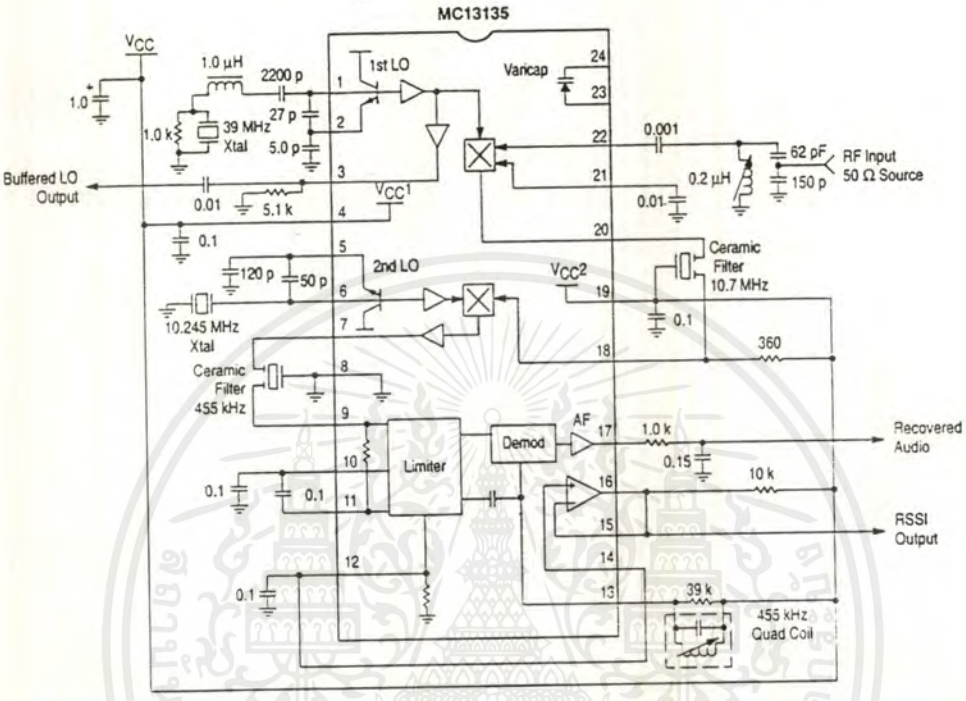
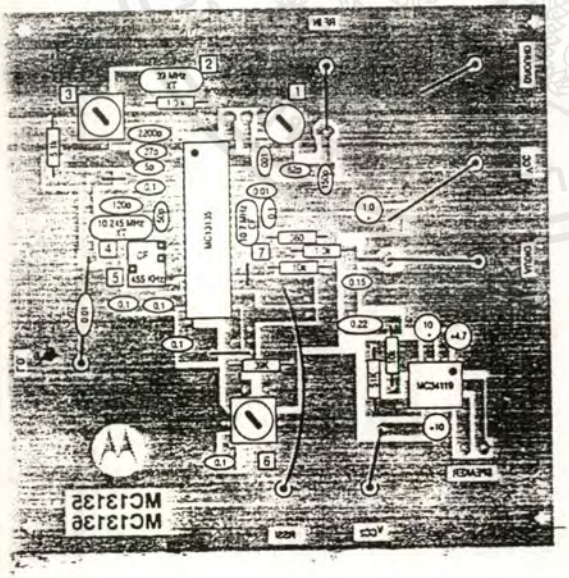
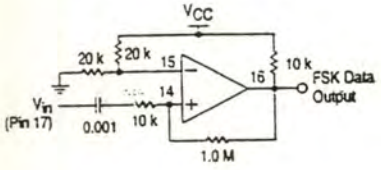


Figure 17b. PC Board Component View



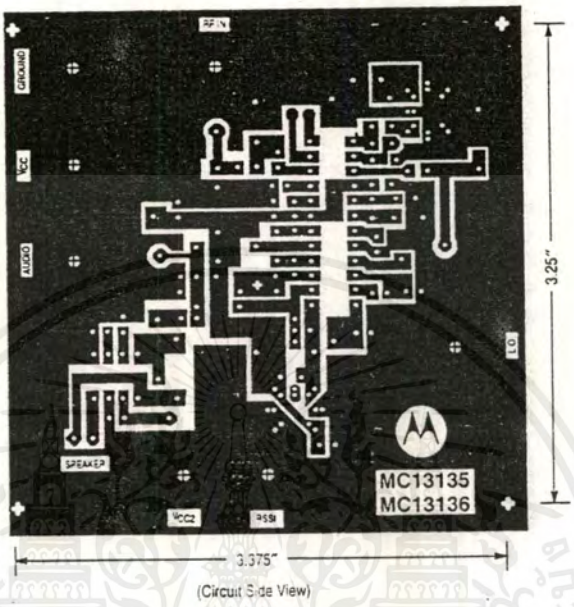
NOTES: 1. 0.2 µH tunable (unshielded) inductor
2. 39 MHz Series mode resonant 3rd Overtone Crystal
3. 1.5 µH tunable (shielded) inductor
4. 10.245 MHz Fundamental mode crystal, 32 pF load
5. 455 kHz ceramic filter, muRata CFU 455B or equivalent
6. Quadrature coil, Toko 7MC–8128Z (7mm) or Toko RMC–2A6597HM (10mm)
7. 10.7 MHz ceramic filter, muRata SFE10.7MJ–A or equivalent

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



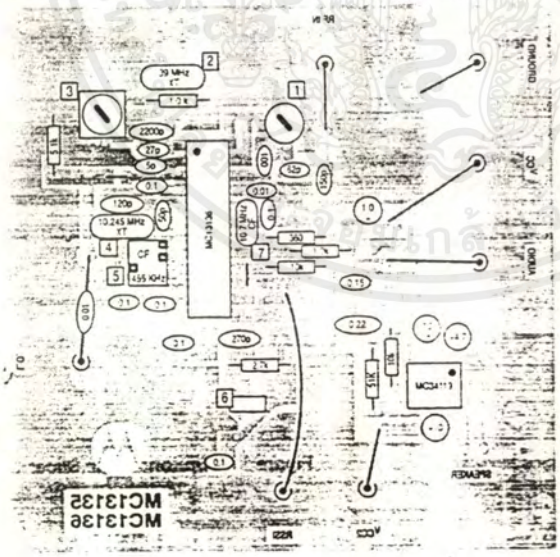
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 18. PC Board Solder Side View



(Circuit Side View)

Figure 19. 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 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

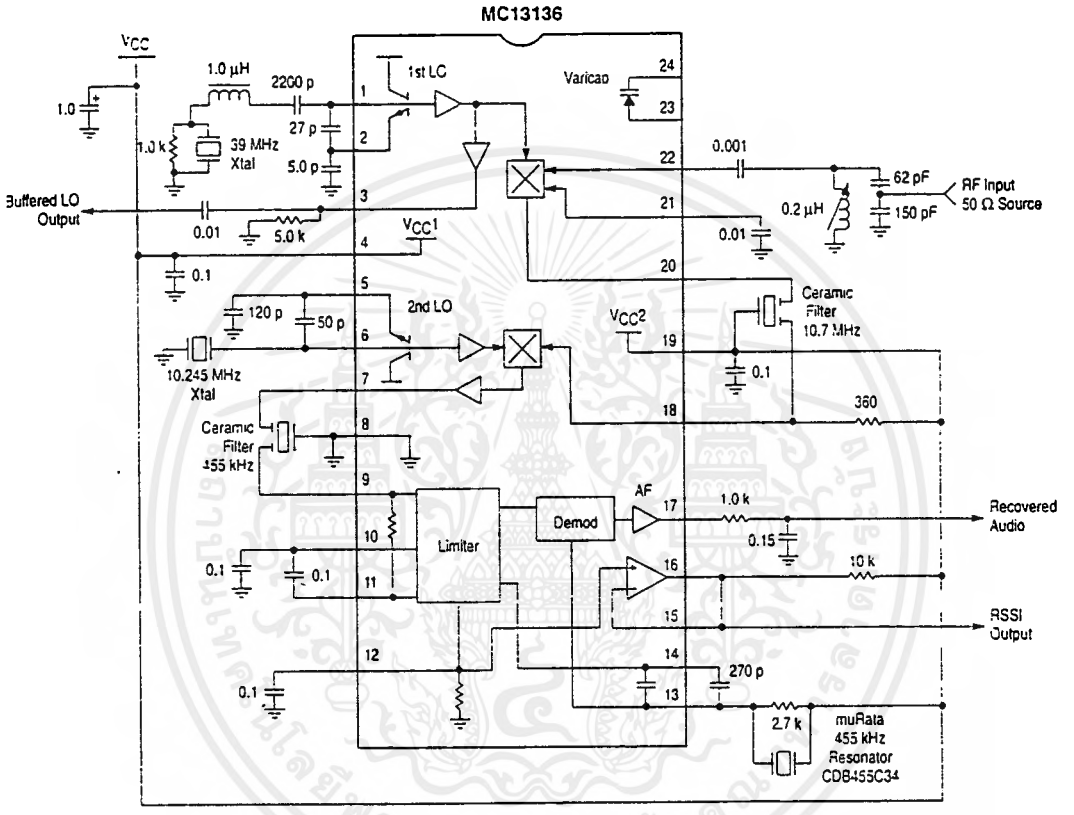
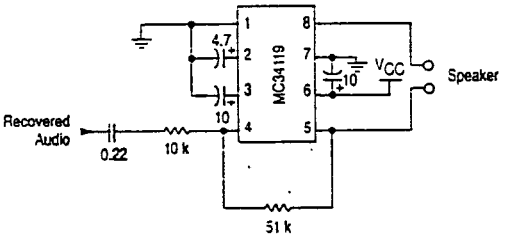
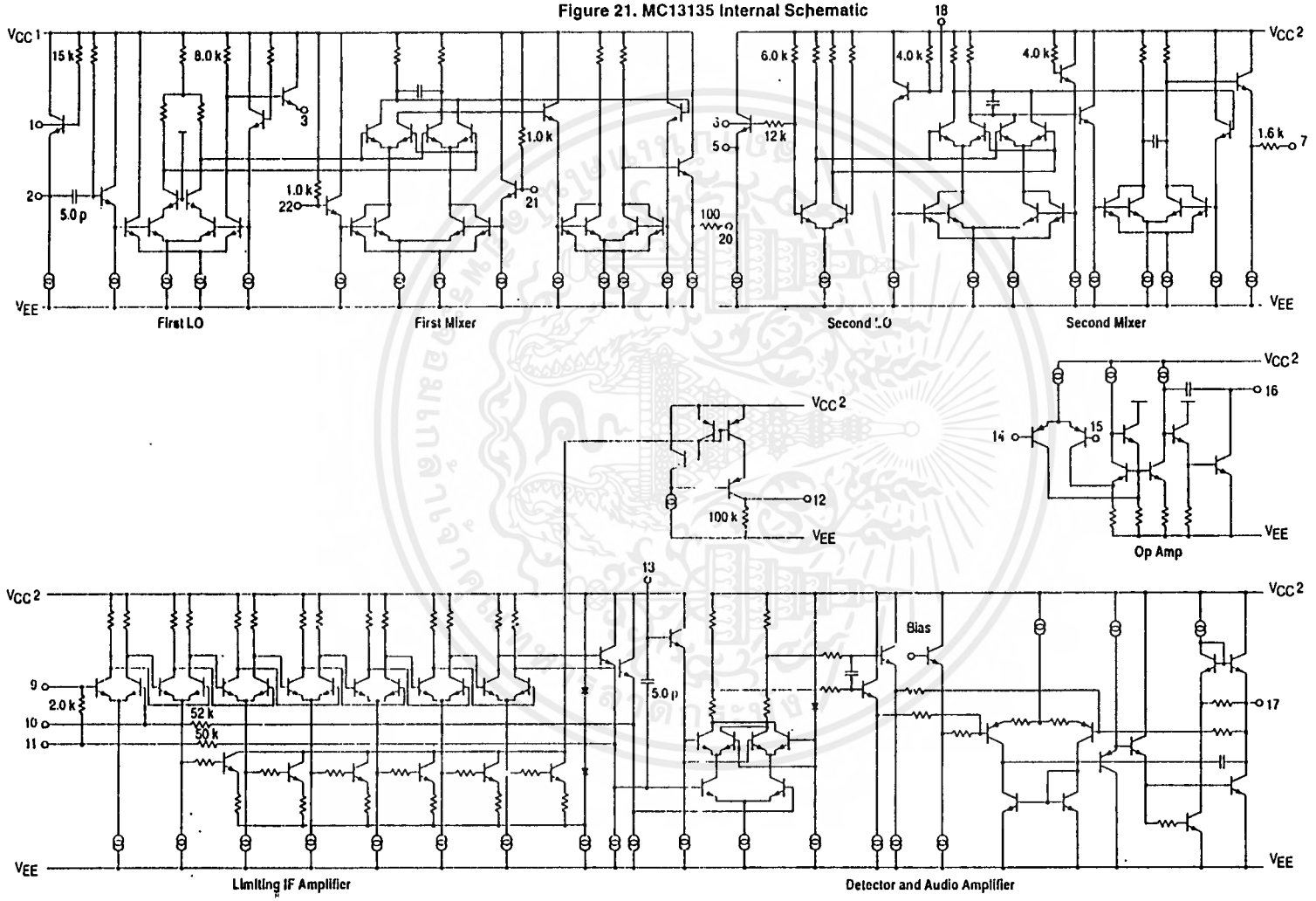


Figure 20b. Optional Audio Amplifier Circuit



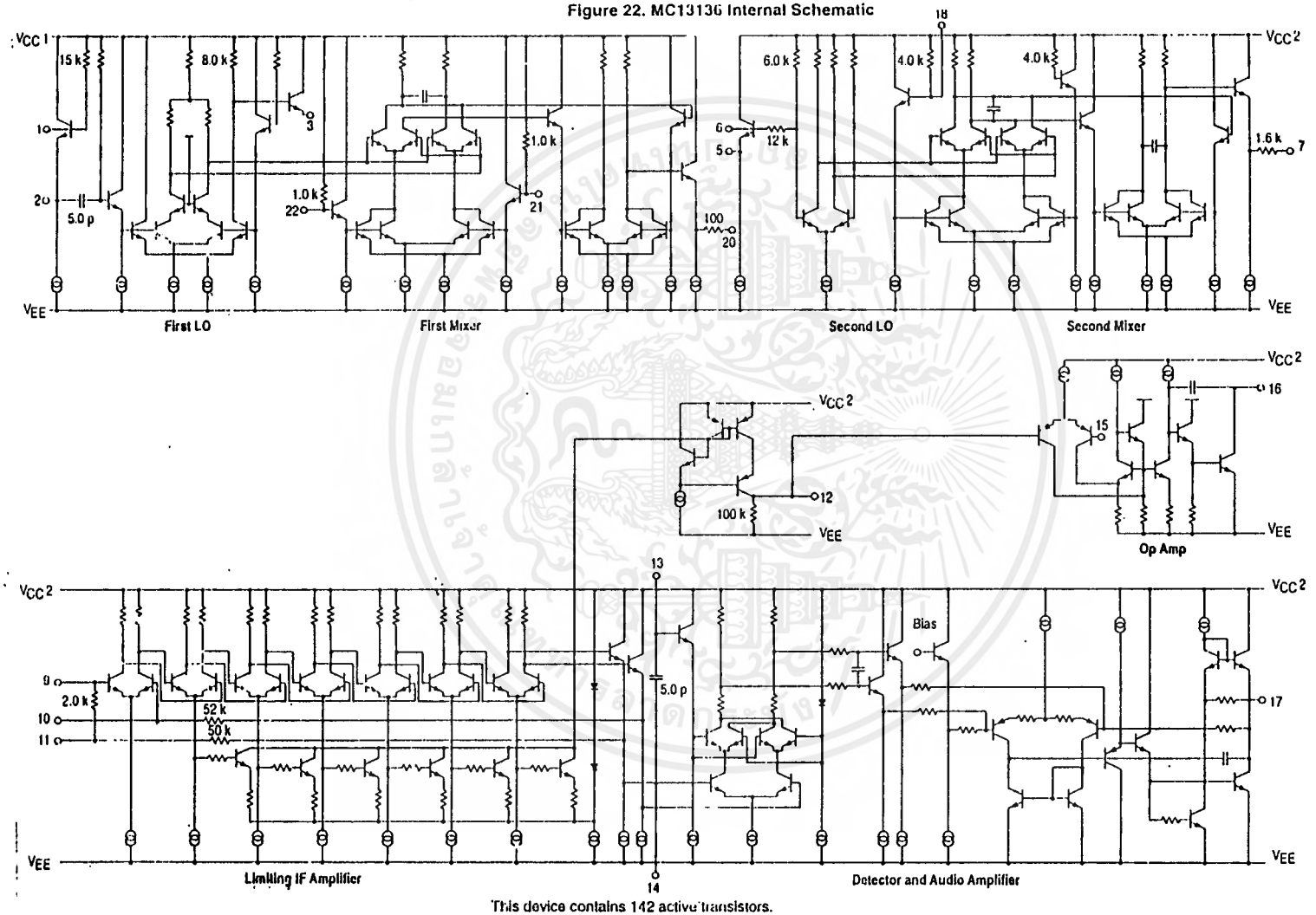
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 21. MC13135 Internal Schematic



This device contains 142 active transistors.

Figure 22. MC13136 Internal Schematic



This device contains 142 active transistors.

MC145166
MC145167

Advance Information

Dual PLLs for 46/49 MHz Cordless Telephones

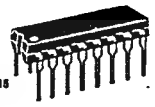
CMOS

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

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

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

- Synthesizes Up to Ten Channel Pairs
- Maximum Operating Frequency: 60 MHz @ V_{in} = 200 mV p–p
- Operating Temperature Range: – 40 to + 75°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

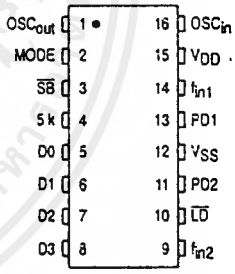
DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

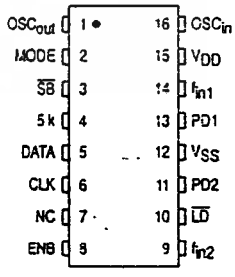
MC145166P	Plastic DIP
MC145166DW	SOG Package
MC145167P	Plastic DIP
MC145167DW	SOG Package

PIN ASSIGNMENTS

MC145166P
MC145166DW



MC145167P
MC145167DW

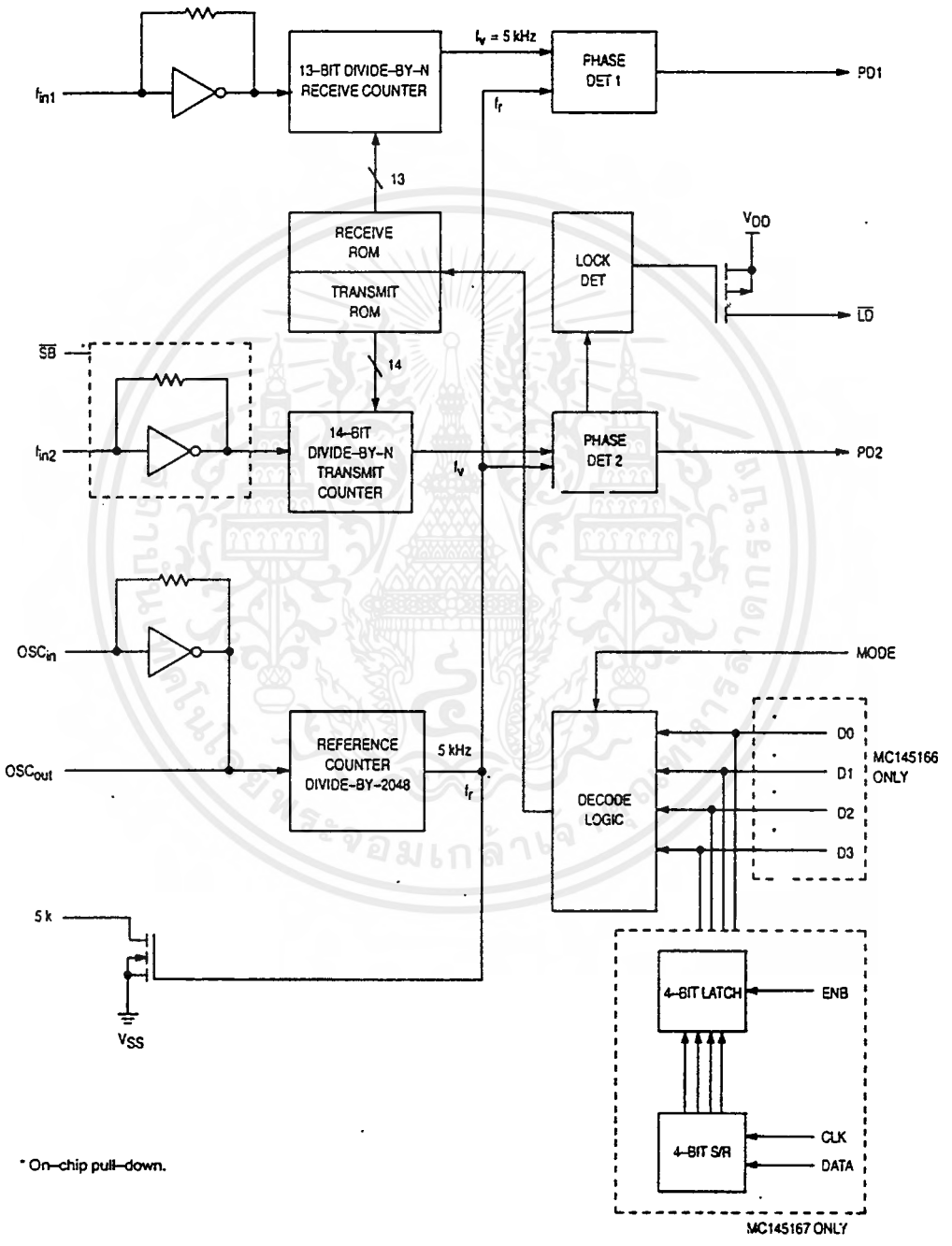


NC = NO CONNECTION

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

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.

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING WAVEFORMS

Figure 1.

Figure 2.

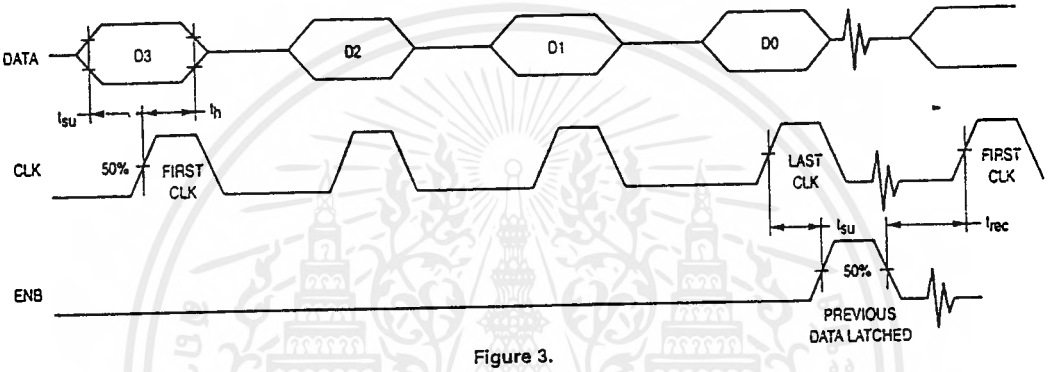


Figure 3.

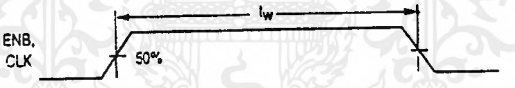


Figure 4.

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 $V_{DD}/4\ \pi$ volts per radian.

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

POWER SUPPLY

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	49.670	9934	35.915	7183	46.610	9322	38.975	7795
0	0	1	0	2	49.845	9969	35.935	7187	46.630	9326	39.150	7830
0	0	1	1	3	49.860	9972	35.975	7195	46.670	9334	39.165	7833
0	1	0	0	4	49.770	9954	36.015	7203	46.710	9342	39.075	7815
0	1	0	1	5	49.875	9975	36.035	7207	46.730	9346	39.180	7836
0	1	1	0	6	49.830	9966	36.075	7215	46.770	9354	39.135	7827
0	1	1	1	7	49.890	9978	36.135	7227	46.830	9366	39.195	7839
1	0	0	0	8	49.930	9986	36.175	7235	46.870	9374	39.235	7847
1	0	0	1	9	49.990	9998	36.235	7247	46.930	9386	39.295	7859
1	0	1	0	10	49.970	9994	36.275	7255	46.970	9394	39.275	7855

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

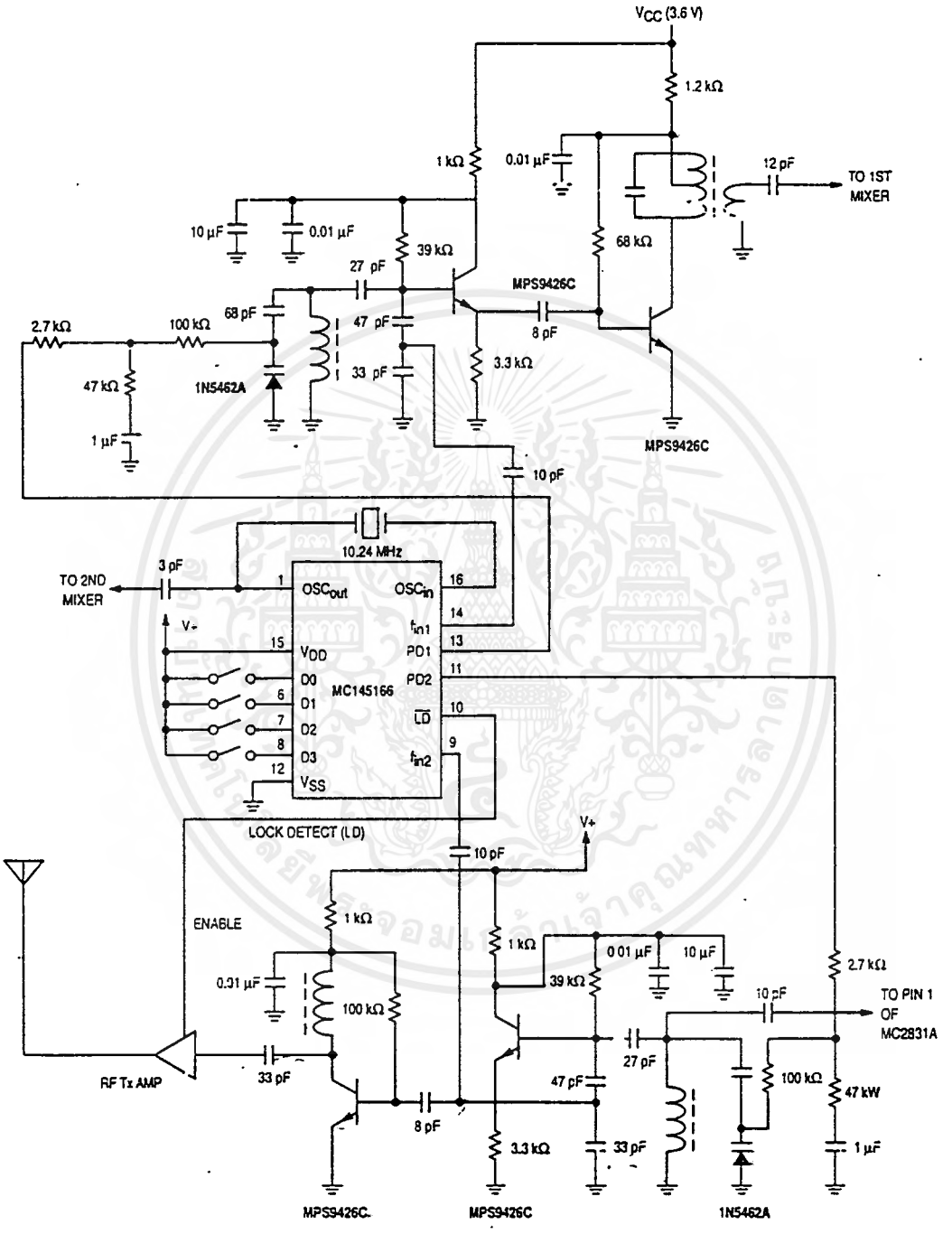


Figure 5. MC145166 Circuit Example

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

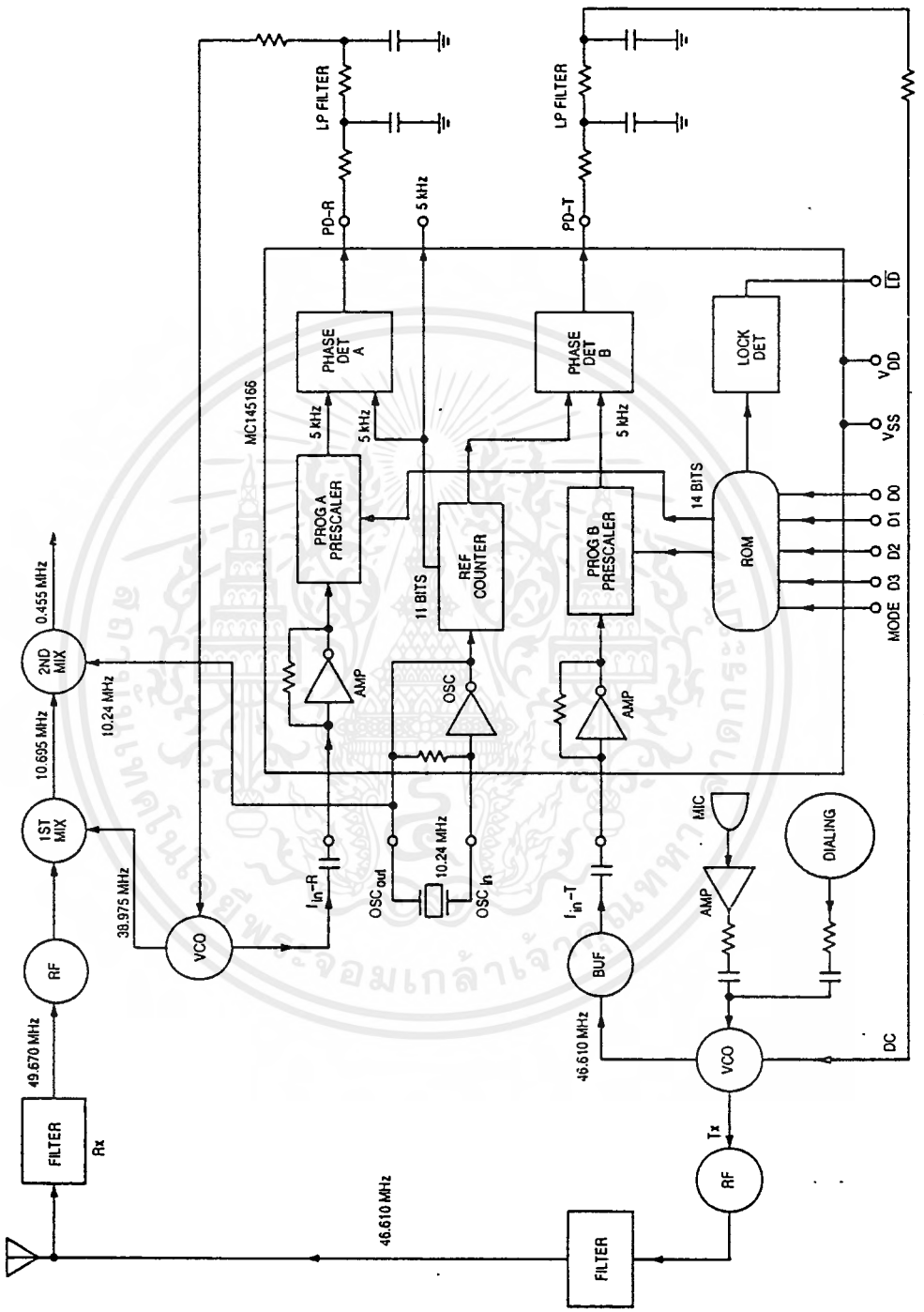


Figure 6. DPLL Application in 46/49 MHz Cordless Phone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

บรรเจิด ตันติกัลยาภรณ์ , เครื่องรับส่ง เล่ม 3 , ไอ.คิว. บุ๊คเซ็นเตอร์ จำกัด , พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ

สุชาติ กังวารจิตต์ , หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพ ฯ , พ.ศ. 2538

ILVYD TEME , THEORY AND PROBLEM OF ELECTRONIC COMMUNICATION , McGRAW- HILL , 1989

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้