

วิทยุรับส่งสำหรับฟังล่ามแปลภาษา

FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



โดย
นาย อติศร
นาย อติสรณ์
นาย เอกลาภ
บุญมีวิริยะ
อภิรมย์ชัยกุล
จรัญวาสน์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 50336
วัน,เดือน,ปี 29 เม.ย. 2547

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุรับส่งสำหรับฟังล่ามแปลภาษา

FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ปีการศึกษา 2545


ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วิทยุรับส่งสำหรับฟังล่อมแปลภาษา (ระบบ FM)

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|----------------|---------------|------|----------|
| 1. นาย อติศร | บุญมีวิริยะ | รหัส | 42010422 |
| 2. นาย อติสรณ์ | อภิรมณ์ชัยกุล | รหัส | 42010423 |
| 3. นาย เอกลาภ | จรัญวาสน์ | รหัส | 42010454 |



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. ประภากร สุวรรณะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุรับส่งสำหรับฟังลุ่มแปลภาษา

นาย อติสร	บุญมีวิริยะ	รหัส 42010422
นาย อติสรณ์	อภิรมย์ชัยกุล	รหัส 42010422
นาย เอกลาภ	จรัญวาสน์	รหัส 42010454
ผศ. ประภากร	สุวรรณะ	(อาจารย์ที่ปรึกษา)
ปีการศึกษา	2545	

บทคัดย่อ

วิทยุ เอฟ เอ็ม สำหรับฟังลุ่มแปลภาษานี้ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อใช้ในการประชุมนานาชาติ เพื่อให้ผู้เข้าร่วมประชุมสามารถเลือกรับฟังภาษาที่ต้องการฟังจากลุ่มได้ โดยผู้เป็นลุ่มจะแปลเป็นภาษาสากล เช่น อังกฤษ สเปน เยอรมันนี่ เป็นต้น แล้วจะส่งข้อมูลแบบไร้สายไปยังผู้ฟังผ่านทางเครื่องส่งวิทยุในย่านความถี่วิทยุ เอฟ เอ็ม ซึ่งสามารถรับ-ส่งสัญญาณได้ 6 ช่องสัญญาณ หรือ 6 ภาษา

โดยเครื่องรับวิทยุจะเปลี่ยนความถี่สูงเป็นความถี่กลาง 2 ครั้ง (Double Conversion Narrow band FM Receiver) เพื่อให้การเลือกรับช่องสัญญาณมีความถูกต้องเที่ยงตรงมากขึ้น และใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพื่อให้ได้ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงสูงในการใช้เลือกความถี่ทางด้านส่งและรับ ในโครงการนี้เพื่อให้เครื่องรับมีขนาดเล็กและสามารถใช้งานได้สะดวก จึงได้ออกแบบให้วงจรนี้ทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดัน 3 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Mr. Adisorn Bunmeviriya	42010422
Mr. Adisorn Apiromchaiyakul	42010423
Mr. Ekalap charanvas	42010454
Assist. Prof. Prapakorn Suwanna (Advisor)	
Educational 2545	

Abstract

FM Radio for Language Translator is developed for use in an international conference. The representatives from different are able to understand their language from translators by selecting channel receiver. The interpreters translate information for common languages such as English, Spanish, German so on. The information is transmitted by wireless communication in radio frequency. The transmitter and receiver are able to provide 6 channels or 6 languages.

Double Conversion Narrow band FM Receiver system is used as a receiver due to its high selectivity. Frequency Synthesizer circuit is used for frequency selection both the receiver and transmitter. The system is designed at 3 volts. Thus the receiver so small and can be use comfortable.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญานิพนธ์ครั้งนี้ไม่อาจทำได้หากไม่ได้ท่านอาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่คอยให้การช่วยเหลือและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งถ่ายทอดประสบการณ์ต่างๆ รวมทั้งแนะนำวิธีการแก้ไขปัญหาต่างๆให้เราเป็นอย่างดี จึงขอขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 บล๊อคไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ	1
1.2 บล๊อคไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	5
2.1 พื้นฐานระบบเครื่องรับส่งวิทยุ	5
2.2 แถบความถี่ของวิทยุระบบเอฟเอ็ม	5
2.3 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม	6
2.4 สมการคลื่น FM	7
2.5 ไซด์แบนด์ FM	8
2.6 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM	9
บทที่ 3 พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM	11
3.1 การสร้างสัญญาณ FM	11
3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง	11
3.1.1.1 วาแรคเตอร์ไดโอด	11
3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดูเลเตอร์	13
3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม	15
3.2 ภาคปริเอมพาซิส	15
3.3 สายอากาศ	16
บทที่ 4 เครื่องรับส่งระบบ FM	19
4.1 ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์	21
4.1.1 ชนิดวงจรออสซิลเลเตอร์	21
4.1.2 คริสตัลออสซิลเลเตอร์	22
4.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2	วงจรรขยาย IF	24
4.2.1	วงจรรขยายสัญญาณ IF แบบใช้ชรามิกฟิลเตอร์	24
4.3	ลิมิตเตอร์	25
4.4	การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	26
4.5	ภาค FM ดีเทคเตอร์	27
4.5.1	หลักการของควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์	28
บทที่ 5	ระบบสังเคราะห์ความถี่	30
5.1	พื้นฐานของเฟสล็อกคัล	30
5.2	การทำงานของระบบเฟสล็อกคัล	33
บทที่ 6	การสร้างและการทดลอง	38
6.1	ภาคเครื่องรับ	38
6.1.1	ภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1	40
6.1.2	วงจรถ้าเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน	40
6.1.3	วงเฟสดีเทคเตอร์และวงจรรหาร N และ R	40
6.1.4	วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	41
6.1.5	วงจรร Matching และ Band-Reject	42
6.1.6	ภาคเครื่องรับ FM	42
6.1.6.1	วงจรรภาคมิกเซอร์ครั้งที่ 1	42
6.1.6.2	วงจรรภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 และภาคมิกเซอร์ที่ 2	43
6.1.6.3	วงจรรลิมิตเตอร์	44
6.1.6.4	วงจรร FM ดีมอดูเลเตอร์	44
6.1.7	วงจรร Expander	46
6.1.8	วงจรรขยายเสียง	47
6.1	ภาคเครื่องส่ง	48
6.2.1	วงจรถ้าเนิดความถี่คลื่นพาหะ	49
6.2.1.1	วงจรถ้าเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน	51
6.2.1.2	วงจรร Balance Mixer	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

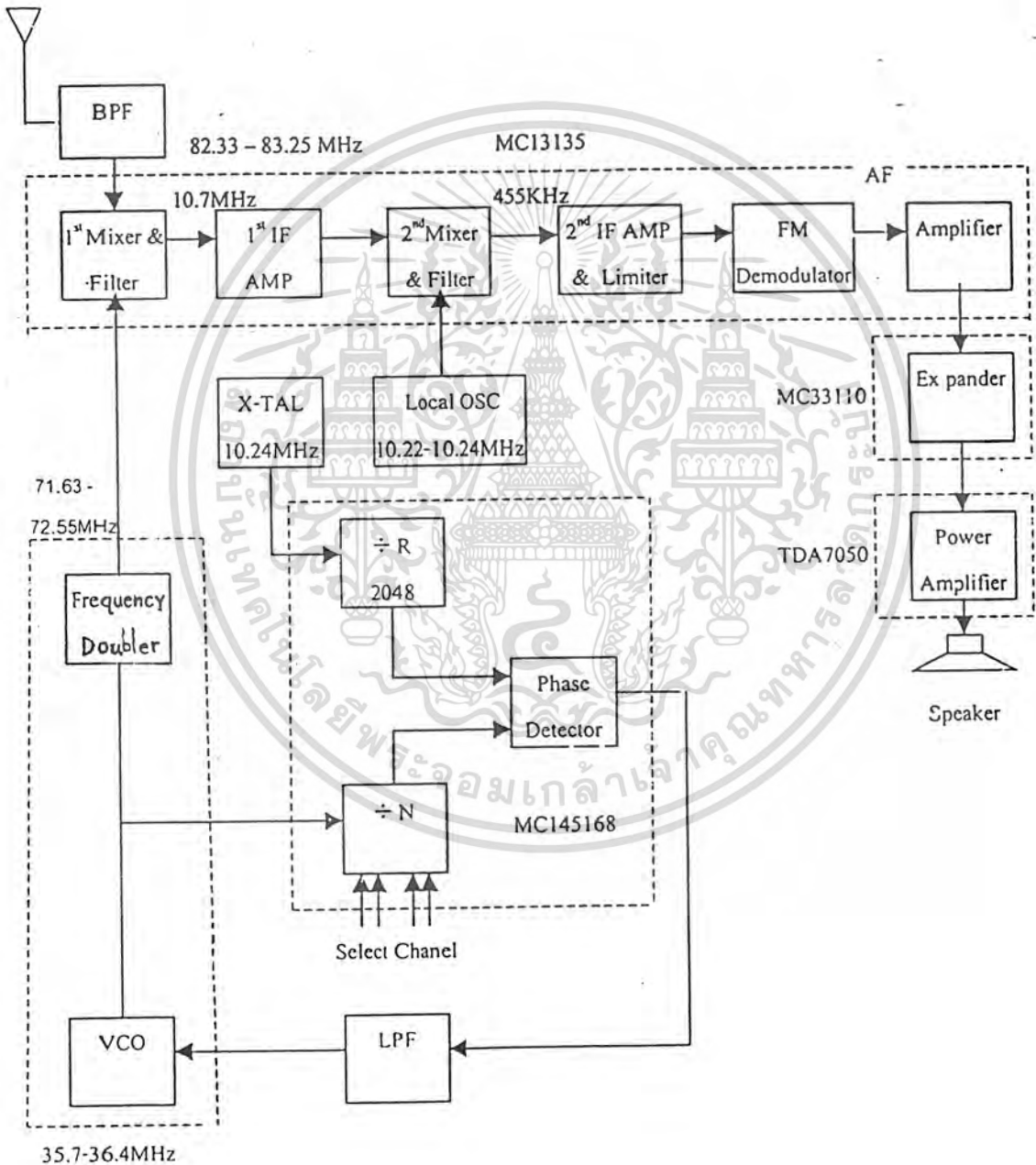
6.2.1.3	วงจรเปรียบเทียบเฟส	54
6.2.1.4	วงจรผ่านความถี่ต่ำ	56
บทที่ 7	การทดลองและผลการทดลอง	59
7.1	ผลการทดลองของวงจร VCO	59
7.2	ผลการทดลองของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของภาครับ	60
7.2.1	วงจร VCO และ วงจร Frequency Double	60
7.2.2	วงจรเฟสล็อกคูลูป	61
7.2.3	ทดลองวัดสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1	62
7.3	ผลการทดลองของวงจรเครื่องรับวิทยุ	65
7.3.1	ผลการทดลองของวงจร 1 st RF Mixer	65
7.3.2	ผลการทดลองของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2	66
7.3.3	ผลการทดลองของวงจร ภาคมิกเซอร์ที่ 2	67
7.4	ผลการทดลองความไวในการรับสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้	68
7.5	วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ	70
7.5.1	วิเคราะห์ความผิดพลาดของวงจรสังเคราะห์ความถี่	70
7.5.2	วิเคราะห์ความไวของเครื่องรับวิทยุ	71
7.6	การทดลองและผลการทดลองของเครื่องส่ง	73
7.6.1	ผลการทดลองของวงจร VCO	73
7.6.2	ผลการทดลองของวงจรเฟสล็อกคูลูป	74
บทที่ 8	บทสรุปและวิจารณ์	81
	หนังสืออ้างอิง	83
	ภาคผนวก	

บทที่ 1

บทนำ

โครงสร้างนี้เป็นการศึกษาการทำงานของทั้งเครื่องรับและวิทยุ โดยที่ภาครับสัญญาณสามารถเลือกรับสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้ถึง 16 ช่องสัญญาณ แต่ในส่วนของเครื่องส่งในโครงงานนี้ที่สร้างขึ้นมาสามารถส่งได้ 6 ช่องสัญญาณ ซึ่งการทำงานคร่าว ๆ อธิบายได้ดังนี้

1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ



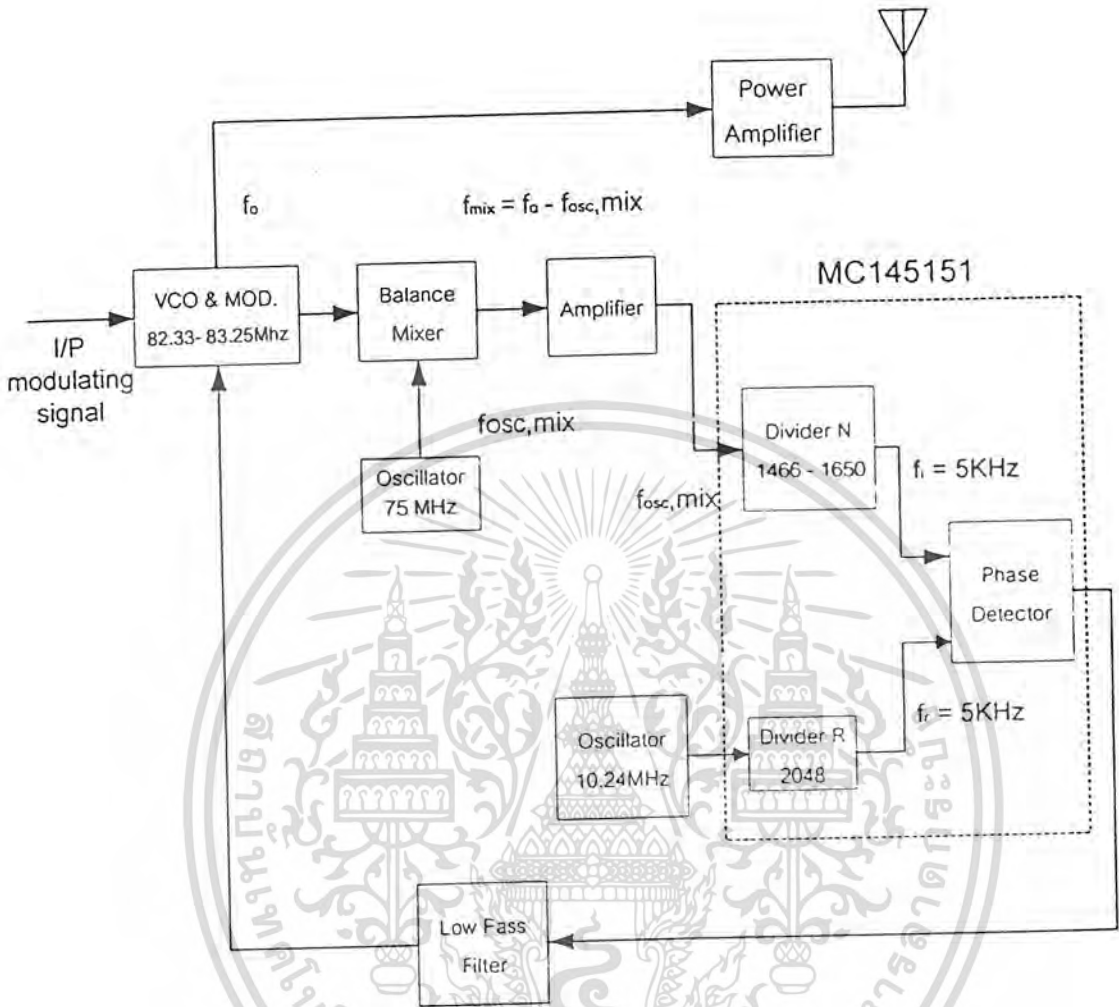
รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งความถี่ของสัญญาณที่เครื่องรับรับเข้ามาในแต่ละช่องจะมีความถี่ของคลื่นพาหามีค่าประมาณ 82.33 MHz, 82.53 MHz, 82.73 MHz, 82.97 MHz โดยเครื่องรับและส่งสัญญาณวิทยุจะใช้หลักการสวิตช์เลือกช่องสัญญาณที่ต้องการรับฟังจากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่ได้มาทำการดีเทค (Detected) เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่ต้องการ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุในส่วนของโครงงานนี้ แสดงดังรูปที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศจากแล้วก็จะนำสัญญาณนั้นมาผ่านวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (band pass filter) เพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ในช่วง 82.33MHz-83.25MHz ออกมา จากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้นั้นมารวมกับสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรก ซึ่งในส่วนของภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 นี้จะเป็นแบบวงจรถึงเคราะห์ความถี่ (frequency synthesizer) สามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิตช์เลือกความถี่ที่ภาควงจรถึงเคราะห์ความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้จากภาคมิกเซอร์แรก ก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้นที่ผ่านได้ แล้วจะส่งต่อไปยังภาคขยาย IF ภาคแรกเพื่อทำการขยายสัญญาณ IF ให้แรงขึ้น แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปรวมกับสัญญาณกับสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 ที่ภาคมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะทำให้การรวมความถี่ 10.7 MHz กับ ความถี่ในช่วง 10.22-10.24 MHz ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 455 KHz ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังภาคตีมอดูเลทแล้วก็จะได้สัญญาณเสียงออกมา จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วส่งต่อไปในส่วนของภาค Expander เพื่อขยายสัญญาณที่มีขนาดใหญ่กว่า 100 mVrms และลดทอนสัญญาณที่มีขนาดต่ำกว่า 100 mVrms ทำให้ลดทอนสัญญาณรบกวนได้ โดยขนาดของสัญญาณเอาพุทที่ได้จากวงจร Expander เท่ากับ $10(V_{in})^2$ และช่วงไดนามิคเรนจ์ (dynamic range) ของการ Expander จะขึ้นอยู่กับเครื่องส่งที่จะกดสัญญาณ (compress) มาด้วยแล้วจะนำสัญญาณที่ได้นี้ไปทำการขยายแล้วส่งต่อไปยังลำโพง

1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่งแบบ 6 ช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 มีลักษณะการทำงานดังนี้ วงจร VCO จะผลิตความถี่ (82.0 – 83.0 MHz) ซึ่งมีย่านความถี่มากกว่าย่านความถี่ที่ใช้งานจริง (82.33-83.25) เพื่อให้วงจรเฟสล็อกคู่ทำงานได้ปกติ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าหาร N ไป ที่วงจร VCO จะรวมวงจรมอดูเลเตอร์ (Frequency Modulator) ไว้ด้วยกันซึ่งเป็นแบบเฟเอ็มทางตรง (Direct FM) ความถี่เบี่ยงเบน 4 kHz สัญญาณจาก VCO จะถูกส่งไปที่วงจรถามิกเซอร์ (Balance Mixer) เพื่อมอดูเลทกับความถี่ 75 MHz ซึ่งได้จากวงจรความถี่ฮาร์โมนิกที่ 3 จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 25 MHz โดยวงจรถามิกเซอร์จะให้ความถี่ที่ทางออกเป็นความถี่ผลบวกและผลต่างของความถี่ที่เข้ามาหรือความถี่อินพุตแล้วกรองเอาแต่ผลต่างออกมาซึ่งค่าผลต่างก็คือ ค่าความถี่ของ VCO ที่ลดลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่เราจำเป็นต้องลดความถี่ VCO ลงเนื่องจากว่าความถี่อินพุตที่ใช้งานของวงจรถอสถิตีค ลูบชนิดนี้มีค่าไม่เกิน 20 MHz เพราะไอซีเฟสล็อคลูปเบอร์ MC145151-2 จะสามารถทำงานที่ความถี่ ต่ำกว่า 20 MHz

จากเอาต์พุตของวงจรมอดูเลชันจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) เพื่อให้ ความถี่ผ่านไปเฉพาะความถี่ผลต่าง แล้วนำไปขยายเพื่อเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณให้เหมาะ สมกับอินพุตของวงจรถอสถิตีคไอซีเบอร์ MC145151-2 ซึ่งจะมีวงจรมอดูเลชันความถี่อินพุต (หาร N) และวงจรมอดูเลชันความถี่อ้างอิงจากคริสตัลลอซซิลเลเตอร์ 10.24 MHz (หาร R) และวงจรถอสถิตีค เฟสจากความถี่อ้างอิง (f_r) ซึ่งจะกำหนดไว้ที่ 5 kHz เพราะฉะนั้นจะสามารถเปลี่ยนความถี่ได้ครั้งละ 5 kHz (step size = 5 kHz) จำนวนหาร R จะกำหนดไว้ที่ 2048 และวงจรมอดูเลชัน N จะสามารถ โปรแกรมนได้ 14 bit เพื่อตั้งจำนวนหารได้และในโครงงานนี้จะกำหนดหาร N ในช่วง 1466 – 1650 เพื่อให้ได้ความถี่ในย่าน 82.33 – 83.25 MHz ส่วนการทำงานของวงจรถอสถิตีคคือ เมื่อ ความถี่ f_i มากกว่า f_r หรือนำหน้า f_r แล้ววงจรถอสถิตีคเฟสจะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบแล้วเมื่อผ่าน วงจรผ่านความถี่ต่ำ (Low pass filter) จะได้แรงดันไฟโกล์เคียงไฟ DC ออกมาแล้วไปควบคุมการ กำเนิดความถี่ของ VCO ให้ผลิตความถี่ลดลงและวงจรถอสถิตีคเฟสจะวนลูปทำการเปรียบเทียบ เฟสไปจนกว่าความถี่อินพุตจะเท่ากับความถี่อ้างอิงและในทำนองเดียวกันเมื่อ f_i น้อยกว่า f_r แรงดัน ไฟที่ได้จากวงจรถอสถิตีคเฟสจะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ VCO ผลิตความถี่เพิ่มขึ้นจนในที่สุดเมื่อวงจรถอสถิตีค อยู่ในสภาวะล็อก คือ ความถี่อินพุตและความถี่อ้างอิงมีค่าเท่ากัน ซึ่งก็จะไปควบคุมให้ VCO ผลิตค่าความถี่ที่ทำให้เกิดสภาวะล็อกนั้นให้คงที่ไว้ จากนั้นก็จะถูกส่งไปยังภาคขยายกำลัง (Power Amp) ซึ่งเป็นภาคสุดท้ายเพื่อเพิ่มกำลังแล้วส่งออกอากาศเพื่อให้สามารถส่งออกไปในระยะ ทางไกลๆ ได้

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 พื้นฐานระบบเครื่องรับส่งวิทยุ

หลักการการทำงานของเครื่องรับส่งวิทยุอย่างง่ายโดยทั่วไป ในที่นี้เราแสดงไว้เฉพาะการติดต่อทางเดียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเท่านั้น จะประกอบด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศและสัญญาณข่าวสาร เมื่อสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารถูกป้อนเข้าที่อินพุทของเครื่องส่ง เครื่องส่งก็จะนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดดูเลทกับคลื่นพาห์ แล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้นและทำการส่งออกไปทางสายอากาศ คลื่นของสัญญาณเอฟเอ็มก็จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับ เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศเครื่องรับก็จะทำการตีเทค (Detector) เอาเฉพาะสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกมาทางเอาต์พุทของเครื่องรับ

ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงจะถูกส่งไปยังวงจรมอดดูเลทซึ่งทำหน้าที่มอดดูเลทสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูง สัญญาณพาหะที่ถูกมอดดูเลทแล้วจะต้องผ่านการขยายให้มิกำลังมากขึ้น แล้วจึงป้อนแก่สายอากาศส่ง เพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกล โดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจน คลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งโดยมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะเลือกรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายให้คลื่นนั้นมีกำลังแรงขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรมอดดูเลท ทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่มอดดูเลท กลับมากขึ้น เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

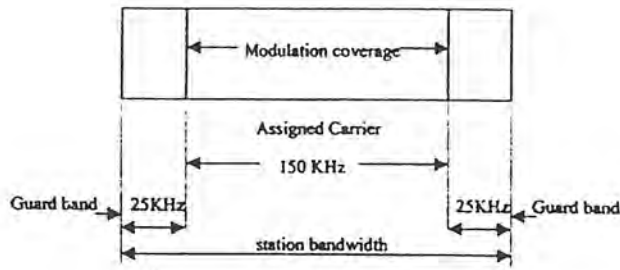
ข้อสังเกตในระบบวิทยุคือ ถ้ามีเครื่องส่งหลายเครื่องอยู่ในพื้นที่ใกล้เคียงกัน เราจะต้องใช้คนละความถี่ เราสามารถใช้ความถี่เครื่องส่งซ้ำกันได้ก็ต่อเมื่อเครื่องส่งแต่ละเครื่องอยู่ห่างไกลกัน และไม่ทำให้เกิดการรบกวน ทั้งนี้เพราะคลื่นวิทยุจะมีความแรงลดลงที่ระยะห่างไกลจากเครื่องส่งมากขึ้น

2.2 แถบความถี่ของวิทยุระบบเอฟเอ็ม (FM Radio Frequency Band)

ย่านความถี่ของการกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็มจะอยู่ในช่วง 88-108 MHz ซึ่งกำหนดโดย FCC ในปี 1945 ซึ่งแต่ละสถานีสามารถมีความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) ได้ ± 75 KHz หรือก็คือมีการเปลี่ยนแปลงได้ 150 KHz และในแต่ละสถานีจะมีการด์แบนด์

(Guard Band) ข้างละ 25 KHz ดังนั้นในแต่ละสถานีจึงทำให้มีความกว้างของแถบความถี่ (Band width) ทั้งหมด 200 KHz ในพื้นที่เดียวกันสามารถตั้งกระจายเสียงระบบ FM ที่ย่านความถี่อยู่ระหว่าง 88-108 MHz ได้มากที่สุดถึง 100 สถานีแถบความถี่ของวิทยุระบบ FM แสดงได้ดังรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แถบความถี่วิทยุระบบ FM

2.3 การผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม (FM: frequency modulation)

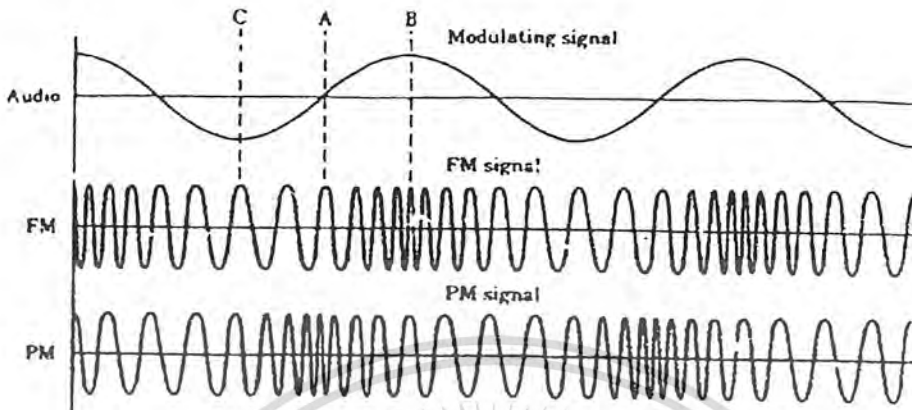
การผสมคลื่นทางความถี่หรือที่เรียกว่าการผสมคลื่นแบบเอฟเอ็ม ขนาดของสัญญาณพาหะ จะมีค่าคงที่ตลอดเวลา ในขณะที่ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสาร (Modulating Signal) ที่เข้าไปมอดดูเลท โดยขนาดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารจะไปทำให้ความถี่ของสัญญาณพาหะเปลี่ยนแปลง เมื่อขนาดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารเพิ่มความถี่ของสัญญาณพาหะก็จะเพิ่มขึ้น ถ้าขนาดของสัญญาณข้อมูลลดลงความถี่พาหะก็จะลดลงด้วย

ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) คือ การเปลี่ยนแปลงคลื่นพาหะที่เกิดจากสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดจะเกิดจากขนาดสูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลท ความถี่ของสัญญาณมอดดูเลตติงจะกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่พาหะมากกว่าหรือต่ำกว่าความถี่ศูนย์กลาง เช่น สัญญาณมอดดูเลตติง 4 KHz ทำให้ความถี่พาหะเลื่อนขึ้นลงจากศูนย์กลาง 4000 รอบต่อวินาที เรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบน (Frequency Deviation Rate) สัญญาณเอฟเอ็มแสดงได้ดังรูปที่ 2.2 ในรูป a แสดงความถี่ของสัญญาณพาหะขณะที่ไม่มีการมอดดูเลท ส่วนในรูป b แสดงสัญญาณมอดดูเลตติง ซึ่งความถี่ต่ำกว่าความถี่พาหะ ขณะที่สัญญาณมอดดูเลตติงเริ่มเพิ่มสู่ค่าบวก ความถี่ของสัญญาณพาหะเพิ่มขึ้นและความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีค่าสูงสุดที่ขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงมีค่าสูงสุด และเมื่อขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงเริ่มลดลงเข้าสู่ศูนย์ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเริ่มเข้าสู่ความถี่ศูนย์กลาง และเมื่อขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงเริ่มลดลงเป็นลบความถี่ของสัญญาณพาหะจะลดลงและมีค่าต่ำสุดเมื่อขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงมีค่าเป็นลบสูงสุด เมื่อขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงเริ่มเพิ่มเข้าสู่ศูนย์ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเริ่มเพิ่มขึ้นเข้าสู่ความถี่ศูนย์กลาง

ตัวอย่าง ความถี่พาหะ 50 MHz ขนาดของสัญญาณมอดดูเลตติงทำให้ความถี่พาหะเปลี่ยนแปลงได้สูงสุด 200 KHz ความถี่พาหะจะเพิ่มขึ้นเป็น 50.2 MHz และลดลงเป็น 49.8 MHz ความถี่

เบี่ยงเบนคือ $50.2 - 49.8 = \pm 200$ KHz ความถี่ของสัญญาณมอดดูเลตติงจะเป็นตัวกำหนดอัตราการเอกลสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะ แต่ไม่มีผลกระทบต่อจำนวนการเบี่ยงเบนของพาหะ ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณมอดดูเลท



รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณพาหะมอดดูเลทกับสัญญาณเสียง

2.4 สมการคลื่น FM (FM Wave Equation)

เราอาจสมมติให้ทั้งสัญญาณที่นำมามอดดูเลทเป็นสัญญาณไซน์ทั้งคู่ เมื่อนำสัญญาณมามอดดูเลทแล้วเราสามารถเขียนเป็นสมการคลื่นของ FM ได้คือ

$$v_{FM}(t) = v_c \sin \{ (2\pi f_c t) + m_f \sin(2\pi f_m t) \} \quad (2.1)$$

- เมื่อ $v_{FM}(t)$ = คลื่นของสัญญาณพาหะ
- v_c = ขนาดของสัญญาณพาหะ
- f_c = ความถี่ของสัญญาณพาหะ
- f_m = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดดูเลท

ในการคำนวณหาองค์ประกอบความถี่ (Frequency spectrum) ของคลื่นของสัญญาณพาหะ จะได้คำตอบเป็น Bessel Function คือ

$$v_{FM}(t) = v_c \{ J_0(m_f) \sin(\omega_c t) + J_1(m_f) \sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t + J_2(m_f) \sin(\omega_c + 2\omega_m)t + \sin(\omega_c - 2\omega_m)t + J_3(m_f) \sin(\omega_c + 3\omega_m)t - \sin(\omega_c - 3\omega_m)t + J_4(m_f) \sin(\omega_c + 4\omega_m)t + \sin(\omega_c - 4\omega_m)t + J_n(m_f) \dots \} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$J_0(m_f)$ คือ ขนาดของคลื่นพาหะ

$J_n(m_f)$ คือ ขนาดของไซด์คู้ที่ n

ค่าของ $J_n(m_f)$ สามารถคำนวณหาได้จาก

$$J_n(m_f) = \frac{(m_f)^n}{2} \left[1 - \frac{(m_f/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(m_f/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(m_f/2)^6}{3!(n+3)!} + \dots \right] \quad (2.3)$$

จะเห็นว่าคลื่น FM ประกอบไปด้วย ไซด์แบนด์ จำนวนอนันต์คู่ ขนาดของ ไซด์แบนด์คู่ที่ n ต่าง ๆ จะขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีการมอดดูเลท (Modulation index)

อย่างไรก็ตามไซด์แบนด์คู่ที่ห่างจากคลื่นพาหะมาก ๆ จะมีค่าต่ำจนสามารถพิจารณาตัดทิ้งได้ คลื่น FM จะถูกพิจารณาเป็น Band width Limited Signal ได้

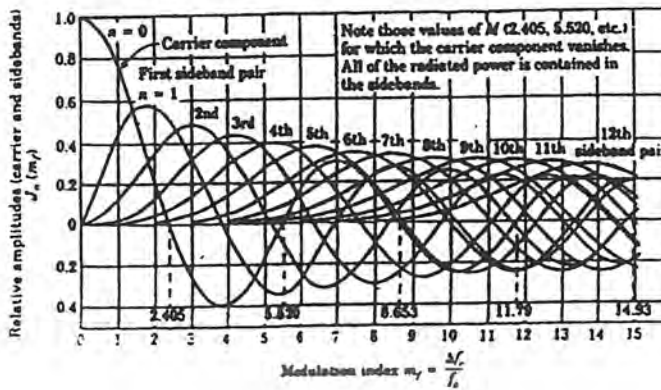
m	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$	$J_4(m)$	$J_5(m)$	$J_6(m)$	$J_7(m)$	$J_8(m)$	$J_9(m)$	$J_{10}(m)$
0	1.000	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.2	0.999	0.099	0.005	—	—	—	—	—	—	—	—
0.4	0.980	0.198	0.019	0.001	—	—	—	—	—	—	—
0.6	0.912	0.296	0.043	0.004	—	—	—	—	—	—	—
0.8	0.848	0.388	0.075	0.010	0.001	—	—	—	—	—	—
1.0	0.765	0.440	0.114	0.019	0.002	—	—	—	—	—	—
2.0	0.223	0.576	0.252	0.128	0.034	0.007	0.001	—	—	—	—
3.0	-0.260	0.339	0.486	0.309	0.132	0.043	0.011	0.002	—	—	—
4.0	-0.397	-0.066	0.364	0.430	0.281	0.132	0.049	0.019	0.004	—	—
5.0	-0.177	-0.327	0.046	0.364	0.391	0.261	0.131	0.053	0.018	0.005	0.001
6.0	0.150	-0.276	-0.242	0.114	0.357	0.362	0.245	0.129	0.056	0.021	0.006
7.0	0.300	-0.004	-0.301	-0.167	0.157	0.347	0.339	0.233	0.128	0.058	0.023
8.0	0.171	0.234	-0.113	-0.291	-0.105	0.185	0.337	0.320	0.223	0.126	0.060
9.0	-0.090	0.245	0.144	-0.180	-0.265	-0.065	0.204	0.327	0.305	0.214	0.124
10.0	-0.245	0.045	0.254	0.054	-0.219	-0.234	-0.014	0.216	0.317	0.281	0.207

ตารางที่ 2.1 ตารางแสดงค่า Bessel Function

2.5 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ ในระบบ

AM ถ้าเรามอดดูเลทด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์ 2 ตัว คือ USB และ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดดูเลทด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนนับอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมาก ๆ มักจะมีขนาดเล็กมากไม่ต้องคำนึงถึง



รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนด์ในวิทยุระบบ FM

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีขนาดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษารูปคลื่นที่เสถียร ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดดูเลท เนื่องจากดัชนีการมอดดูเลทเป็นตัวกำหนดไซด์แบนด์ที่สำคัญและขนาดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่าง ๆ

ในรูปที่ 2.3 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดดูเลทค่าต่าง ๆ จะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดดูเลทเป็นศูนย์แล้วจะมีเฉพาะคลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์ เมื่อดัชนีการมอดดูเลทเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น ขนาดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่ขนาดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดดูเลทเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดดูเลทเพิ่มขึ้นอีก คลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก (เป็นค่าลบ แสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อ ดัชนีการมอดดูเลท เป็น 3.1 ขนาดของพาหะจะเท่ากับ 0.3 หน่วย) สังเกตว่าที่จุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นมีหลายจุด

2.6 แบนด์วิธของสัญญาณ FM

จากที่กล่าวมาแล้วว่าคลื่น FM ประกอบไปด้วยไซด์แบนด์จำนวนคู่อนันต์ และไซด์แบนด์คู่นี้ห่างจากคลื่นพาหะมาก ๆ จะมีค่าต่ำจนตัดทิ้งได้ สำหรับการมอดดูเลทสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดดูเลทขึ้น (tone modulation) นั้นอาจจะคำนวณหาค่าความกว้างของแถบความถี่ของคลื่น FM โดยใช้กฎของคาร์สัน (Carson's Rule)

$$BW = 2(\Delta f_c + f_m) \quad (2.4)$$

หรืออาจจะเขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW = 2f_m(m_r+1) \quad (2.5)$$

ซึ่งแถบความถี่ที่คำนวณได้จาก Carson' Rule จะครอบคลุม % power spectrum ประมาณ 98% ของกำลังไฟฟ้าคลื่น FM

ตัวอย่าง

วิทยุกระจายเสียง FM ความถี่สูงสุดของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร คือ 15KHz และ Δf_c คือ ± 75 KHz จะมี band width(BW) = $2(75\text{KHz}+15\text{KHz})=180$ KHz

จะเห็นได้ว่าแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดดูเลท กล่าวคือถ้า ดัชนีการมอดดูเลทมีค่าน้อยก็ จะทำให้แบนด์วิดท์มีค่าน้อย ในทางกลับกันถ้าดัชนีการมอดดูเลทมีค่ามากก็จะทำให้แบนด์วิดท์กว้าง ด้วย

อย่างไรก็ดีกฎของคาร์สันนี้จะใช้ได้ดีในกรณี que เมื่อ $\Delta f_c \ll f_m$ เมื่อเงื่อนไขไม่เป็นจริง คือใน กรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (wide band FM) หรือแบนด์ปานกลางได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW = 2(\Delta f_c + 2f_m) \quad (2.6)$$

หรือ

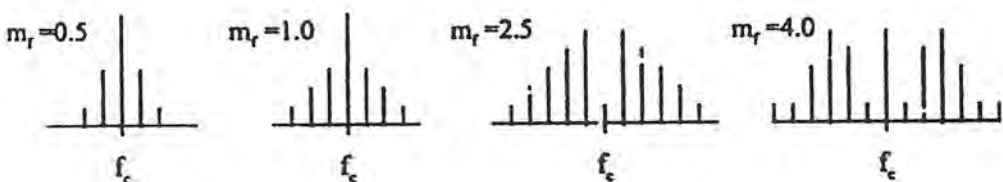
$$BW = 2f_m(m_r+2) \quad (2.7)$$

ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพจากกฎคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW = 2f_m(m_r+k) \quad (2.8)$$

โดย $k=1$ เมื่อ m_r มีค่าน้อยและ $k=2$ เมื่อ m_r มีค่ามาก

ระบบ FM ที่ใช้งานกับวิทยุโทรคมนาคมมีค่า $m_r < 1$ อาจเรียกว่า Narrow FM ส่วนในกรณีของ $m_r > 1$ จะถูกเรียกว่า Wide Band FM



รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดดูเลทค่าต่าง ๆ

จากรูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมขนาดของไซด์แบนด์คู่ต่าง ๆ ของคลื่น FM และแสดงให้เห็นถึง

เอกสาร ความกว้างของแถบความถี่ของคลื่น FM เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM

หลักการง่าย ๆ ของเครื่องส่งระบบเอฟเอ็มก็คือการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์แล้วนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์ จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่มอดูเลทแล้วส่งต่อไปยังภาคขยายสัญญาณเพื่อให้สัญญาณแรงพอที่จะส่งออกอากาศ

3.1 การสร้างสัญญาณ FM

การสร้างสัญญาณ FM นั้นสามารถแบ่งได้กว้าง ๆ เป็น 2 แบบด้วยกัน คือ แบบทางตรง (direct method) กับแบบทางอ้อม (indirect method) แบบทางตรงนั้นจะหมายถึงการนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง สำหรับแบบทางอ้อมนั้น จะเป็นวิธีการที่อาศัยวงจรหลาย ๆ อย่างประกอบกัน

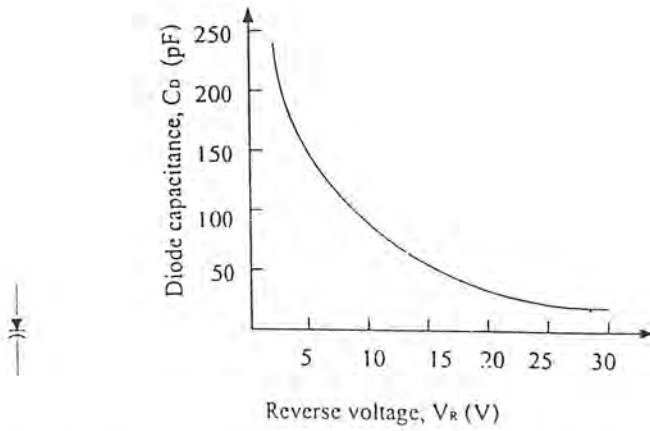
3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง

การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรงนั้นเป็นการนำเอาสัญญาณที่จะเข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง ซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ได้ก็มี รีเฟล็กซ์ไคลสตรอน (Reflex Klystron) และกันนีไดโอด (Gun Diode) ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เป็นต้น ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ความถี่ออสซิลเลทออกมาจะเปลี่ยนแปลงแรงดันไบอัสก็ทำให้ได้สัญญาณ FM ออกมาโดยตรง สำหรับความถี่ในย่านต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้น มักจะใช้วาแรคเตอร์ (Varactor) ซึ่งจะมีคุณสมบัติเฉพาะ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของแรงดันไบอัสย้อนกลับที่ตกคร่อมอยู่ ดังนั้นจึงใช้วาแรคเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์

วิธีนี้มีข้อดี คือ ทำได้ง่ายและค่าความถี่เบี่ยงเบนที่ได้จะสูงพอสมควร แต่ก็มีข้อเสีย คือ ค่า f_c จะดริฟท์ (drift) ได้ง่าย จึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมที่ f_c ให้ค่าคงที่ ซึ่งก็ทำให้วงจรมีความยุ่งยากมากขึ้น

3.1.1.1 วาแรคเตอร์ไดโอด (Varactor Diode)

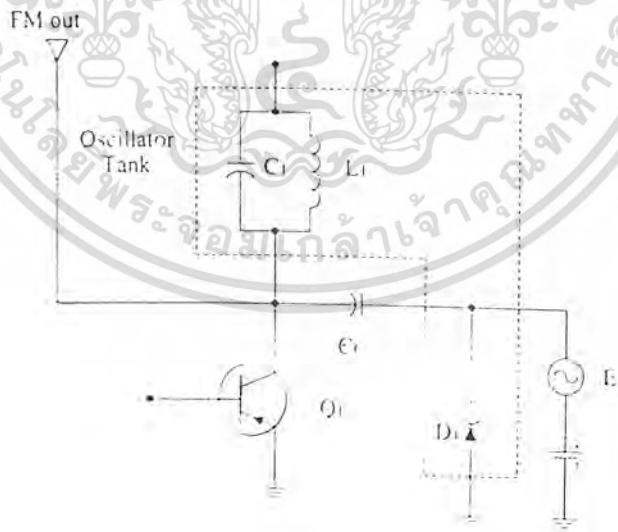
วาแรคเตอร์ไดโอด สามารถใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ FM แบบทางตรงซึ่งเมื่อให้ไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) กับวาแรคเตอร์ไดโอด จะทำให้เกิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่บริเวณรอยต่อพีเอ็นและจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไบอัสย้อนกลับแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์และกราฟคุณสมบัติของวาเรคเตอร์ไดโอด

ในรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงวงจรวาเรคเตอร์ ไดโอด มอดูเลเตอร์ ซึ่งอาจมองได้ว่า C_j ต่อขนานกับ L , และค่าคาปาซิแตนซ์ของ D_j ซึ่งเป็นรูปแบบของวงจรเรโซแนนซ์ คัปปลิงคาปาซิแตนซ์ (C_c) จะทำหน้าที่แยกสัญญาณไฟตรงและอาจมองได้ว่าจะลดวงจรที่มีความถี่สูง

เมื่อสัญญาณข่าวสารถูกต่อเข้ากับวาเรคเตอร์ไดโอด จะทำให้วาเรคเตอร์ไดโอดได้รับไบอัสย้อนกลับมีค่าต่าง ๆ ซึ่งทำให้เกิดจังก์ชันคาปาซิแตนซ์ (Junction Capacitance) มีค่าแตกต่างกันหลายค่าเปลี่ยนแปลงสัญญาณข่าวสาร ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดขึ้นจึงเป็นลักษณะของสัญญาณ FM

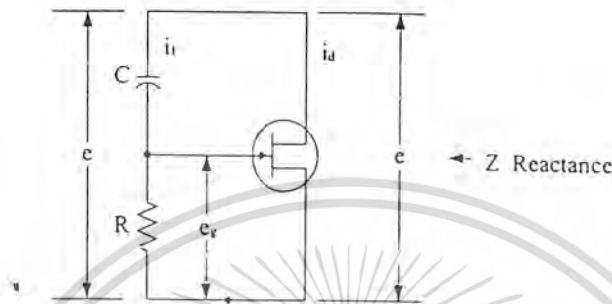


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาเรคเตอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดดูเลเตอร์ (Reactance Modulator)

วาเรคเตอร์ไดโอดมอดดูเลเตอร์ สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า รีแอกแตนซ์มอดดูเลเตอร์ ซึ่งถูกประยุกต์มาเพื่อใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟซึ่งมีลักษณะคล้ายกับวาเอเบิลรีแอกแตนซ์มอดดูเลเตอร์ซึ่งเป็นที่นิยมมากในการใช้งานเป็นตัวกำเนิด FM ซึ่งอาจอธิบายได้ว่า อุปกรณ์ประเภทแอกทีฟมีลักษณะคล้ายกับรีแอกแตนซ์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์

พิจารณา JFET ในรูป 3.3 อิมพีแดนซ์ (z) ที่มองเข้าไปในขาเดรนของ JFET สามารถแสดงการทำงานได้ดังนี้

สมมุติว่ากระแสมีค่าน้อยมากจนเข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการ ดังนี้

$$e_g = i_1 R \quad (3.1)$$

เมื่อ i_1 หาได้จาก

$$i_1 = \frac{e_g}{R - jX_c} \quad (3.2)$$

แทนค่าสมการ 3.1 ในสมการ 3.2 จะได้

$$e_g = \frac{R X_c e_d}{R - jX_c} \quad (3.3)$$

ดังนั้น กระแสเดรน i_d คือ

$$i_d = g_m e_g \quad (3.4)$$

เมื่อ g_m คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ ของ JFET ดังนั้นจะได้

$$i_d = \frac{g_m R X_c e_d}{R - jX_c} \quad (3.5)$$

ดังนั้น อิมพีแดนซ์ (z) ที่มองเข้าไประหว่างขาเดรนกับกราวด์จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$z = \frac{e}{I_d} = \frac{e}{g_m X R X_c} \quad (3.6)$$

$$R - jX_c$$

สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$z = \frac{R - jX_c}{g_m R} = \frac{1}{g_m} - \frac{jX_c}{g_m R} \quad (3.7)$$

ถ้าค่าของ R และ C, เมื่อค่า $R \ll X_c$ สมการที่ 7 จะสามารถเขียนได้ว่า

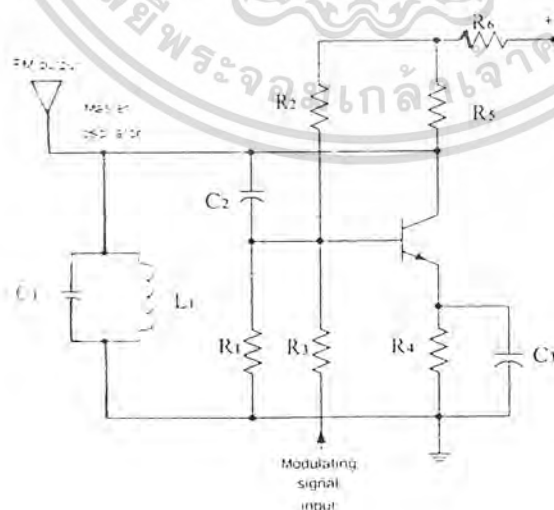
$$z = \frac{-jX_c}{g_m R} = \frac{-j}{2 f C_{eq} g_m R} \quad (3.8)$$

สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$z = \frac{-j}{2 f C_{eq}} \quad (3.9)$$

$$\text{เมื่อ } C_{eq} = g_m R C$$

ดังนั้น อิมพีแดนซ์ (z) จะมีลักษณะคล้ายกับค่าคาปาซิแตนซ์ ถ้านำสัญญาณมอดูเลตติ้ง ต่อเข้ากับขาเกตของ JFET ดังในรูปที่ 3.3 จำนวนของคาปาซิเตอร์จะมีหลายค่า เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณมอดูเลตติ้งเพราะค่า g_m ของ JFET จะเปลี่ยนไปตามแรงดันที่ขาเกต ซึ่งในการกำเนิดสัญญาณ FM จำเป็นต้องใช้หลักการดังกล่าว โดยเมื่อต่อวงจร LC Tank เข้าไประหว่างขาเดรนและกราวด์ ก็จะสามารถใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ FM แสดงในรูป 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรแอคแตนซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

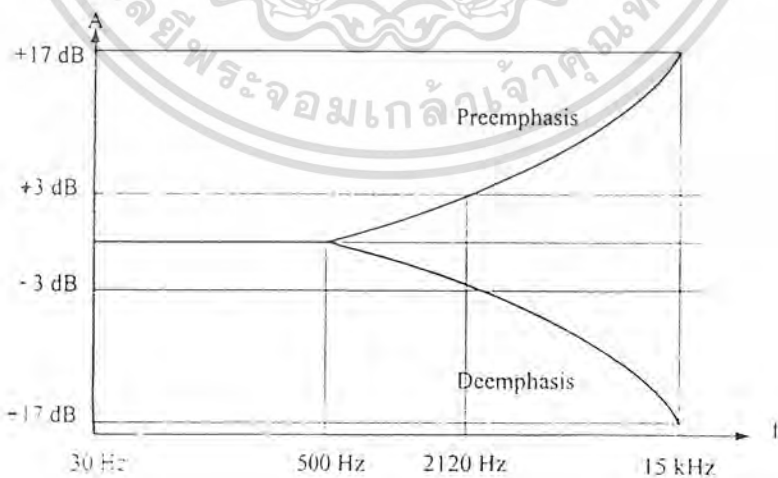
3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม

โดยทั่วไปจะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ในการอินทิเกรตสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตและส่วนที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ เฟสชิฟเตอร์และวงจรจะทำหน้าที่เป็น เฟสมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ผ่านวงจรส่วนนี้จะเป็นสัญญาณ FM

การมอดูเลตแบบนี้จะมีข้อจำกัดที่ค่าความถี่เบี่ยงเบนมีค่าต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ FM แบบแบนดิวิดท์แคบ กรณีที่ต้องการสัญญาณ FM แบบแบนดิวิดท์กว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้นคือ ใช้วงจรคูณความถี่เข้าช่วยซึ่งจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้สูงขึ้นพร้อม ๆ กับทำให้ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น

3.2 ภาคปริเอมพาซิส (Preemphasis)

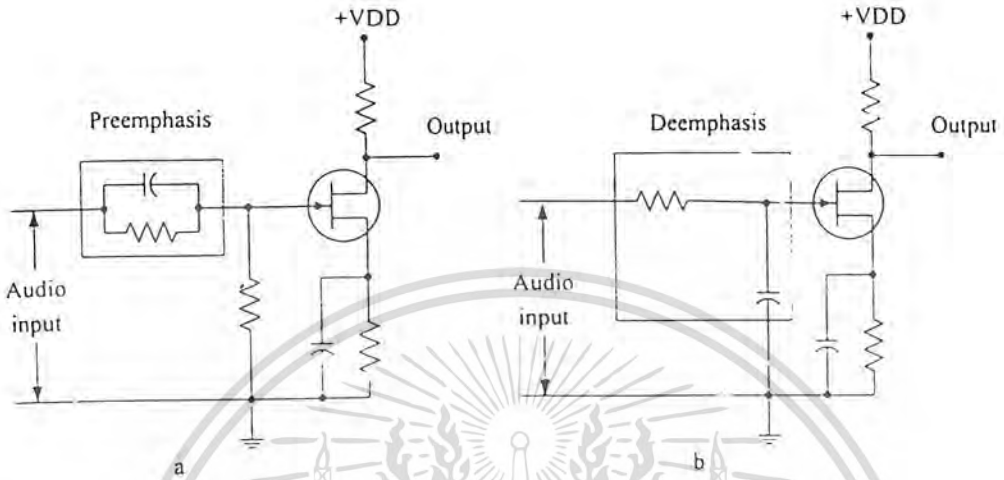
ปริเอมพาซิสทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณข้อมูลข่าวสารหรือสัญญาณเสียงความถี่สูง ซึ่งสัญญาณเสียงที่ความถี่นี้สามารถถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (noise) ได้ง่ายดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรปริเอมพาซิสเพื่อขยายสัญญาณเสียงที่ความถี่สูงก่อนที่จะนำไปทำมอดูเลต ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณมอดูเลตตั้งและสัญญาณรบกวน (S/N) จะมีค่าเปลี่ยนแปลง เพราะว่าสัญญาณรบกวน (noise) มีค่าเท่าเดิมซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรปริเอมพาซิสมักจะอยู่ทางด้านภาคส่ง ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณข่าวสารไม่ผิดเพี้ยนไปจากเดิมจำเป็นจะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่ทำให้สัญญาณเสียงความถี่สูงกลับคืนเหมือนเดิม เหมือนกับตอนที่ยังไม่ผ่านวงจรปริเอมพาซิส ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างสัญญาณรบกวน (S/N) จะมีค่าคงที่



รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรปริเอมพาซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

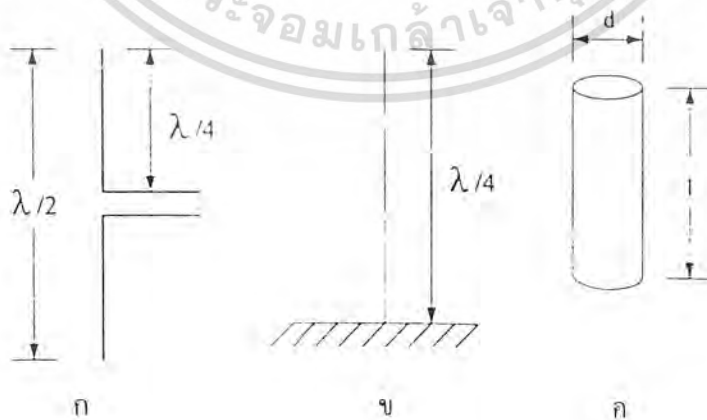
ซึ่งโดยปกติแล้ววงจรดีเอมฟาซิส (deemphasis) จะอยู่ระหว่างดีเทคเตอร์และวงจรมอดูเลชันเสียงในเครื่องรับ ซึ่งจะทำให้สัญญาณเสียงความถี่สูงมีค่าไม่ผิดเพี้ยน คุณสมบัติของวงจรมอดูเลชัน (emphasis) แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างวงจรมอดูเลชัน a) วงจรปรีเอมฟาซิส b) วงจรดีเอมฟาซิส

3.3 สายอากาศ

สายอากาศทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่น โดยสายอากาศถือว่าเป็นภาคสุดท้ายของเครื่องส่ง สายอากาศมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไป ซึ่งจะกล่าวเฉพาะบางชนิดที่ใช้ในโครงการ ดังนี้ (อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบต่าง ๆ สายอากาศ)



รูปที่ 3.7 (ก) สายอากาศแบบ Dipole และ (ข)สายอากาศแบบโมโนโพล (ค) เส้นผ่านศูนย์กลาง

ความยาวของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

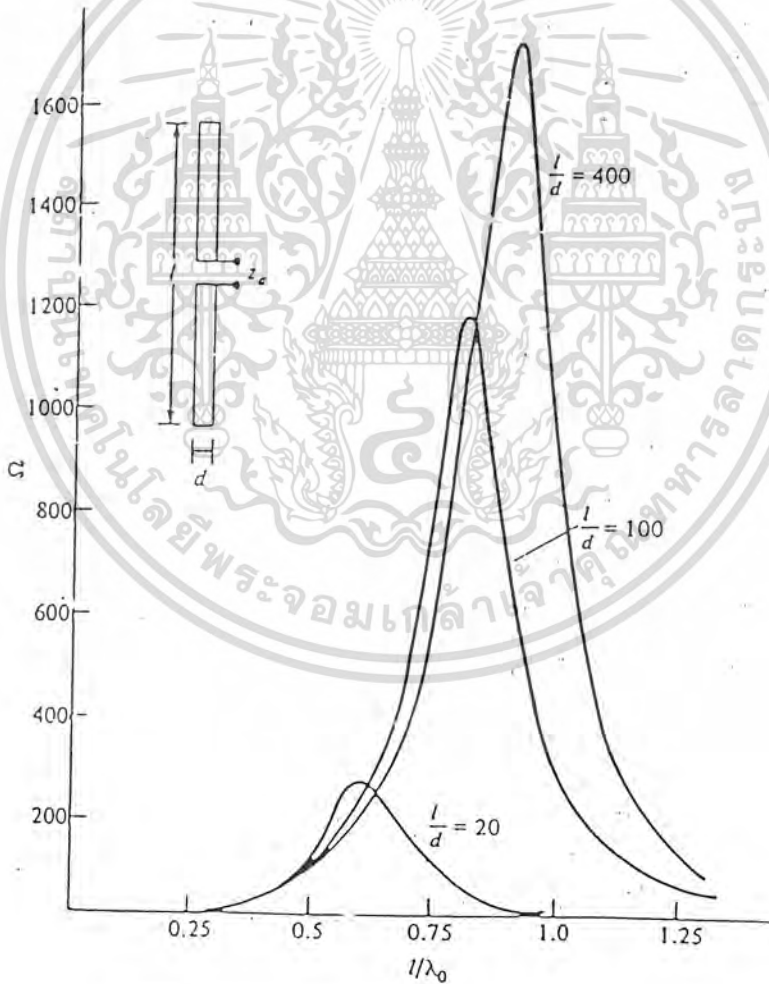
เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความยาวสายอากาศอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบ Monopole จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบ Dipole

$$Z_a = R_a + X_a ; \text{อิมพีแดนซ์สายอากาศ Dipole}$$

$$Z_b = Z_a/2 ; \text{อิมพีแดนซ์สายอากาศแบบ Monopole}$$

สูตรการคำนวณอิมพีทริซิสแตนซ์ของสายอากาศแบบ Dipole

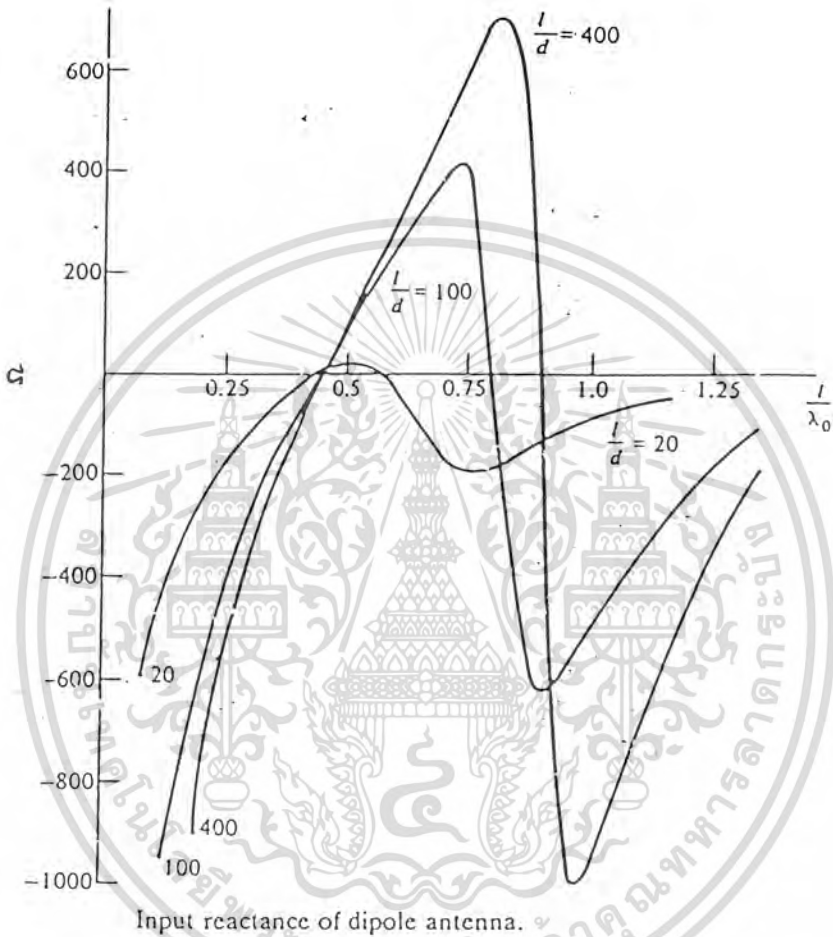
ความยาวของสายอากาศ	อิมพีทริซิสแตนซ์	
$0 < L < X/4$	$20 (L/X)^2$	(3.10)
$X/4 < L < X/2$	$24.7 (L/X)^{2.4}$	(3.11)
$X/2 < L < 0.637X$	$11.14 (L/X)^{4.17}$	(3.12)



Input resistance of dipole antenna.

รูปที่ 3.8 กราฟแสดงค่ารีซิสแตนซ์ (R_a) ของสายอากาศแบบไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงค่ารีแอกแตนซ์ (X_a) ของสายอากาศแบบไดโพล

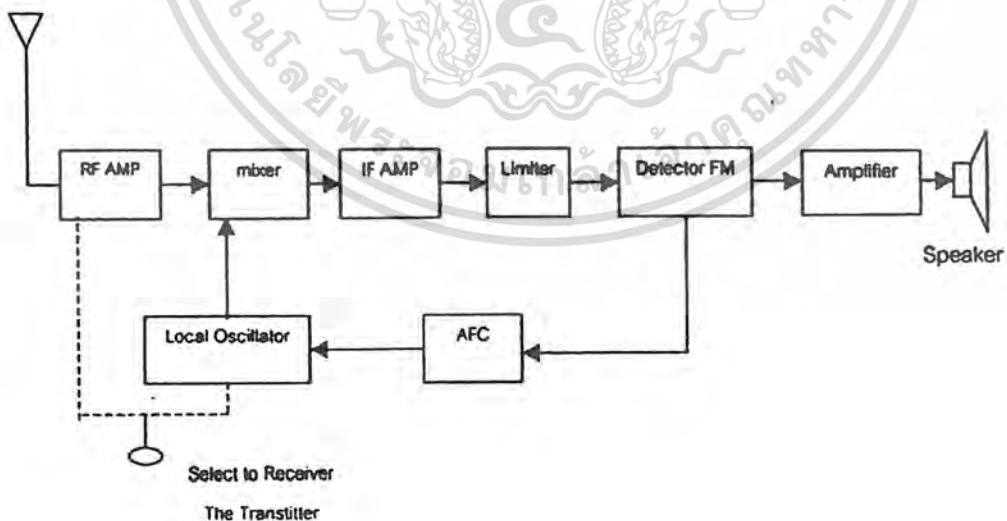
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

เครื่องรับระบบ FM

สมมติว่า เราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100 MHz ลูกบิดหน้าปัดจะเลื่อนไปตรงกับความถี่ 100 MHz (บนหน้าปัด) วงจรขยาย RF จะจูนไว้ที่ 100 MHz ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7 MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีของเฮตเทอโรไดนาโมในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุทของวงจรขยาย IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100 MHz ซึ่งจะเท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณความถี่ที่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนด์วิดท์ให้กว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป

สำหรับการทำงานของเครื่องรับระบบ แบนด์แคบเอฟเอ็ม (Narrow band FM) จะประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มิกเซอร์ภาคแรกเป็นการป้องกันความถี่เงา (Image Frequency) ซึ่งจะได้ความถี่กลาง 10.7 MHz จากนั้นจะผ่านการขยายแล้วจะส่งผ่านไปยังมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งจะเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245 MHz จะทำให้ได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ AM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 KHz และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปติ่มอดดูเลทเพื่อให้ได้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow band FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100 MHz คงเดิม โลกคอลลอซซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม) สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz ด้วย ดังนั้นสัญญาณที่มอดดูเลทมาบนพาหะจะยังอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยนแม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM จะลดทอนจาก 100 MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz จากบล็อคไดอะแกรมของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละบล็อคคร่าว ๆ ได้ดังนี้

เสาอากาศ (Antenna) จำเป็นมากสำหรับเครื่องรับ FM ทำหน้าที่รับวิทยุ FM จากสถานีต่าง ๆ ความถี่ระหว่าง 88 – 108 MHz ให้มีความแรงเท่า ๆ กันทุกสถานี เสาอากาศจึงต้องรับคลื่นในแบนด์กว้างตลอดย่าน FM

ภาคขยาย RF (RF AMP) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่รับมาจากสายอากาศโดยเลือกขยายที่ละ 1 ความถี่ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรจูนสัญญาณอินพุทที่รับมาจากเสาอากาศและจูนสัญญาณเข้าที่พุทที่ส่งให้ภาคมิกเซอร์ ซึ่งการจูนต้องได้ความถี่ค่าเดียว ตัวขยายสัญญาณ RF สมัยก่อนใช้หลอดสูญญากาศ ปัจจุบันใช้ทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตและในบางรุ่นใช้ ไอซี การขยายสัญญาณ RF จะทำให้สัญญาณที่รับมาได้มีขนาดแรงขึ้น ความไวของเครื่องรับดีขึ้นและกำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป ในเครื่องรับที่ไม่ต้องการคุณภาพมากนักอาจจะตัดภาคนี้ออก สัญญาณที่ออกจากภาคขยาย RF นี้เป็นสัญญาณความถี่ของสถานีที่ต้องการรับ และส่งออกไปเข้าภาคมิกเซอร์เพียง 1 ความถี่เท่านั้น อัตราการขยายของภาคขยาย RF จะถูกควบคุมโดยวงจร AGC

ภาคออสซิลเลเตอร์ หรือ โลกคอลซิลเลเตอร์ (local oscillator) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ RF ขึ้นมา 1 ความถี่ เพื่อที่จะส่งไปผสม (mixer) กับคลื่นที่รับมาจากภาคขยาย RF ในภาคมิกเซอร์ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาจะสูงกว่าความถี่ที่รับมาจากภาคขยาย RF อยู่ 10.7 MHz นั่นคือความถี่จะอยู่ในช่วง 98.7 – 118.7 MHz ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาต้องคงที่เสมอซึ่งถูกควบคุมโดยวงจร AFC

ภาคมิกเซอร์ (mixer) ทำหน้าที่รับคลื่นจากภาคขยาย RF และออสซิลเลเตอร์มาผสมกันตามกระบวนการซูเปอร์เฮตเตอร์โรดายนี่ โดยใช้ผลต่างของออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณจากภาคขยาย RF มีค่า 10.7 MHz ถูกจูนออกทางเข้าที่พุทของมิกเซอร์

ภาคขยาย RF ออสซิลเลเตอร์และมิกเซอร์ เมื่อรวมกันเรียกว่า ภาคฟรอนเอนด์ (Front end) อาจบรรจุไว้ในกล่องโลหะซีลด์ เพื่อป้องกันความถี่อื่นรบกวน

ภาคขยายสัญญาณความถี่ IF (IF AMP) โดยรับสัญญาณ IF จากเข้าที่พุทของภาคมิกเซอร์ด้วยความถี่ 10.7 MHz มาทำการขยายซึ่งเครื่องอาจมีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้ง การขยายสัญญาณ IF อาจใช้หลอดสูญญากาศ ทรานซิสเตอร์หรือไอซี ในเครื่องรับที่มีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้งในการขยาย IF ครั้งสุดท้ายอาจจะทำหน้าที่เป็น ลิมิเตอร์ ด้วยก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคลิมิตเตอร์ (limiter) เนื่องจากในระบบ FM ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงตาม สัญญาณเบสแบนด์ ส่วนทางด้านขนาดจะมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้ มักจะมีขนาดไม่คงที่เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงต้องมีส่วนของลิมิตเตอร์เอาไว้เพื่อตัดเอา สัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเป็นรูปสแควร์จากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรกรองแถบความถี่ผ่านซึ่งจะยอมให้เฉพาะสัญญาณพื้นฐาน (fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ได้เป็นสัญญาณไซน์ออกมาอีกครั้งหนึ่ง

ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM detector) ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณ IF ของ FM ความถี่ 10.7 MHz การดีเทค FM มีหลายวิธี บางวิธีต้องเพิ่มวงจรลิมิตเตอร์ เพื่อตัดแต่งสัญญาณ FM ให้มีแอมพลิจูดเท่ากันเสียก่อนวงจรรุ่นใหม่ ๆ จะใช้ IC ดีเทคเตอร์สัญญาณที่ได้จะส่งไปเข้าวงจรขยายเสียงต่อไป ผลของการดีเทคเตอร์จะได้สัญญาณบางส่วนไปสร้างเป็นสัญญาณ AFC

ภาค AFC (automatic frequency control) ทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของวงจรรอซซิลเลเตอร์ ให้พอดีล็คกับคลื่น RF ตลอดเวลา เพราะถ้าออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ไม่สัมพันธ์กับคลื่น RF สัญญาณเสียงที่รับฟังจะจางหายไม่ชัดเจนซึ่งคล้ายกับรับไม่ตรงสถานี สัญญาณแรงดันไฟ AFC ได้มาจากภาค FM ดีเทคเตอร์

4.1 ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator)

ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณขึ้นมาเพื่อป้อนให้แก่วงจรพิกมิกเซอร์ ซึ่งในส่วนของโลคอลออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรมกำเนิดสัญญาณอย่างหนึ่งนั่นเอง

4.1.1 ชนิดวงจรรอซซิลเลเตอร์

วงจรรอซซิลเลเตอร์ แบ่งออกได้เป็น วงจรรอซซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ และวงจรรอซซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยมพัลส์ เป็นต้น วงจรรอซซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นคลื่นรูปซายน์ (sine-wave oscillator) ซึ่งจะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลา โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรรอซซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ จะแบ่งได้เป็น

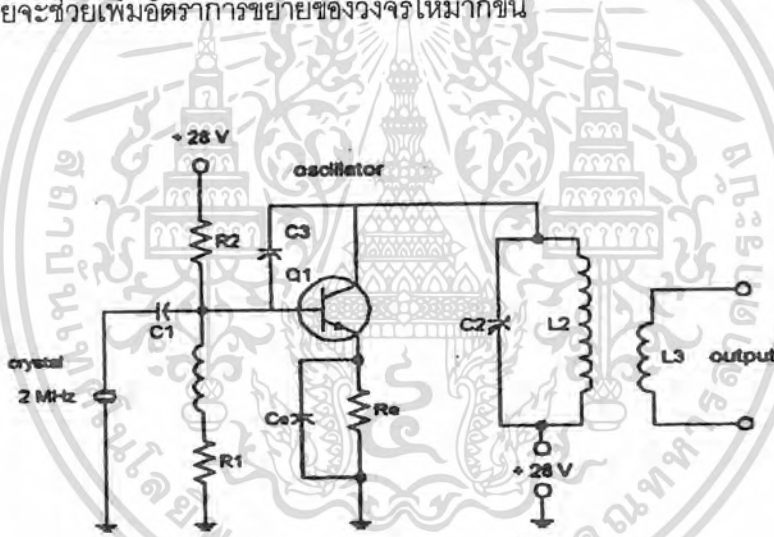
- วงจรรอซซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (HARTLEY OSCILLATOR)
- วงจรรอซซิลเลเตอร์แบบโคลพิทท์ (COLPITTS OSCILLATOR)
- วงจรรอซซิลเลเตอร์แบบแคลบ์ (CLAPP OSCILLATOR)
- วงจรรอซซิลเลเตอร์แบบคริสตอล (CRYSTAL OSCILLATOR)

ซึ่งจะขอกกล่าวเฉพาะที่เกี่ยวข้องกับวงจรรอซซิลเลเตอร์แบบคริสตอล เนื่องจากว่าใช้มากในโครงงานนี้

4.1.2 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จะใช้ผลึกควอทซ์ ใช้ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์คริสตอลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นอินดิวเตอร์แมคคานิคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจร LC แต่มีค่า Q สูงกว่า โดยทั่วไปจะใช้ประกอบในอุปกรณ์ที่สามารถพกติดตัวได้เช่นวิทยุมือถือ โดยใช้ได้ทั้งในเครื่องส่งและเครื่องรับ ความถี่ที่ผลิตจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะมี ความผิดพลาดเพียงน้อยกว่า 1 Hz ต่อ 10^6 Hz

วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้คริสตอล ในรูปที่ 4.2 แสดงวงจรที่ใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ ในการกำหนดความถี่ของออสซิลเลเตอร์วงจรจะป้อนกลับผ่าน C_3 ซึ่งเป็นค่าคาปาซิแตนซ์ภายในระหว่างขาคอลเล็กเตอร์กับขาเบส ในวงจรเบสโวลเทจดีไวเดอร์ R_1, R_2 ป้อนแรงดันฟอร์เวิร์ดจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V C, เป็นตัวป้องกันไฟตรงจากขาเบสไม่ให้นำไปยังคริสตอล RF ใช้อินดิวเตอร์ L_1 เป็นอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเข้าที่พุทของคริสตอลที่ต่อกับขาเบส ในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่ขา E จะมี R_e และมี C_e เป็นบายพาสคาปาซิเตอร์โดยจะช่วยเพิ่มอัตราขยายของวงจรให้มากขึ้น



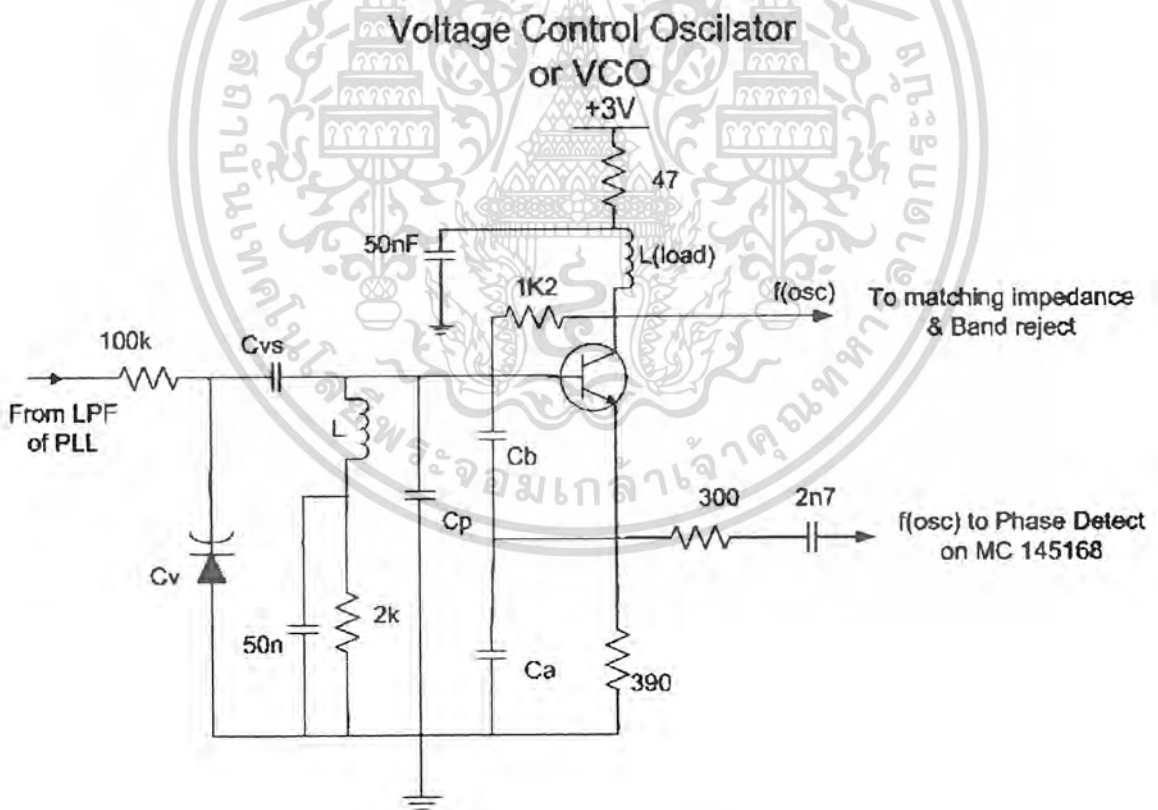
รูปที่ 4.2 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบใช้คริสตอล

วงจร LC เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเข้าที่พุทของออสซิลเลเตอร์ร่วมกับ L_2 ไปสู่วงจรในภาคถัดไป ส่วนวงจรคอลเล็กเตอร์ RF ใช้อินดิวเตอร์ L_1 เป็นตัวป้อนแรงดันแบบขนานจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V ให้แก่ออสซิลเลเตอร์ ส่วน L_2, L_3 ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณเข้าที่พุทจากวงจรออสซิลเลเตอร์ไปสู่วงจรภาคถัดไป

คริสตอลมีความถี่ของสัญญาณที่สามารถออกสปีดออกมาได้ที่ความถี่ที่แน่นอนค่าหนึ่ง ๆ โดยทั่วไปมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 – 30 MHz สำหรับที่ต้องการความถี่อาจต่อร่วมกับวงจรที่ความถี่ซึ่งอาจเป็นวงจรรزونความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าก็ได้ วงจรขยายดังรูปใช้วงจร LC เพื่อปรับความถี่ของสัญญาณให้ได้ความถี่ฮาร์มอนิกของคริสตอลอสซิลเลเตอร์ สำหรับในกรณีที่ต้องการลดความถี่ลงให้ต่อร่วมกับวงจรหารความถี่ โดยความถี่เข้าที่พุทของออสซิลเลเตอร์จะถูหารให้มีค่าน้อยลงจนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ

4.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

วงจรวีซีโอ (VCO) คือ วงจรที่ทำหน้าที่กำเนิดความถี่จะใช้แรงดันไฟตรงไปทำการควบคุมให้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ประพุดิตนเป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไป และผลิตความถี่ต่าง ๆ ออกมาได้ตามแรงดันที่มาควบคุม เช่น วงจร วีซีโอ ที่ใช้แรงดันไฟตรงมาควบคุมให้วาริแคปประพุดิตนเป็นตัวเก็บประจุ โดยมีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตามแรงดันไฟตรงและผลิตความถี่ออกมาได้



รูปที่ 4.3 แสดงวงจรวีซีโอ

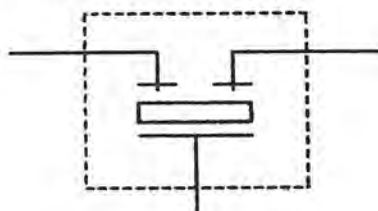
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรขยาย IF

วงจรรวมขยายสัญญาณ IF ของเครื่องรับวิทยุ FM มีไว้เพื่อขยายสัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz ให้มีขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณสูงขึ้นอย่างเพียงพอ และเหมาะสมกับการตีเทคให้ได้ สัญญาณเสียงที่มีคุณภาพดี สัญญาณ IF ของ FM เป็นคลื่นผสมทางความถี่ IF 10.7 MHz กับ สัญญาณเสียง 20 – 20000 Hz ดังนั้นความถี่ IF 10.7 MHz จึงเบี่ยงเบนตามความถี่เสียงซึ่งในระบบ FM ได้มีการกำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนได้สูงสุด ± 75 KHz และมีช่องว่างระหว่างสถานีบนและสถานี ล่างข้างละ 25 KHz ดังนั้นช่วงแบนด์วิดท์ของการส่ง FM จึงมีสถานี 200 KHz เมื่อเรานำสัญญาณ จากสถานีที่รับเข้ามาผ่านคอนเวอร์เตอร์สัญญาณ IF 10.7 MHz ที่ได้จะต้องเบี่ยงเบนจากความถี่ กลาง 10.7 MHz ไป ± 100 KHz ด้วยเช่นกันวงจรขยาย IF ที่ติดนอกจากจะให้อัตราขยายสูงแล้วจะ ต้องมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 200 KHz จึงจะทำให้ได้สัญญาณออกทางเอาต์พุตครบถ้วน

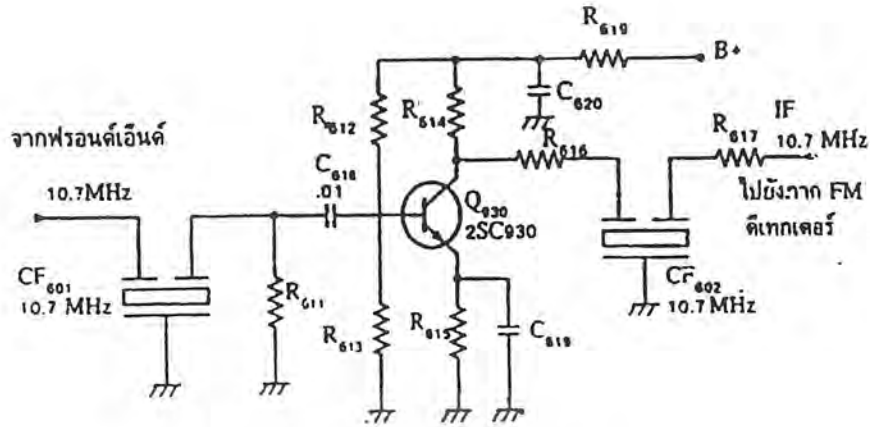
4.2.1 วงจรขยายสัญญาณ IF แบบใช้เซรามิกฟิลเตอร์

เซรามิกฟิลเตอร์ (ceramic filter) เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลง IF ของเครื่องรับวิทยุและ IF ของเครื่องรับโทรทัศน์เซรามิกฟิลเตอร์ทำ จากสารจำพวกเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์ เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณความถี่เข้าไปใน เซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้น หากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมี ความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ด้านเข้าที่พุทก็จะมีสัญญาณออกมา ตัวอย่าง ความถี่ของเซรา มิกฟิลเตอร์ เช่น 455 KHz สำหรับภาค IF ของเครื่องรับ AM ความถี่ 10.7 MHz สำหรับเครื่องรับ FM และความถี่อื่น ๆ ที่ใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์ เช่น 5.5 MHz, 4.5 MHz, 38.9 MHz เป็นต้น เซรามิก ฟิลเตอร์มีขนาดเล็ก สามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและ ประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องจูนหรือปรับแต่งความถี่ แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาส ซีฟขยายสัญญาณไม่ได้สัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในตัวเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ออกทาง เอาต์พุตจะถูกลดทอนลงไปประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขา ใช้สำหรับส่งผ่าน สัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์(coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขา เป็นตัวบายพาส ฟิลเตอร์ เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป



รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์

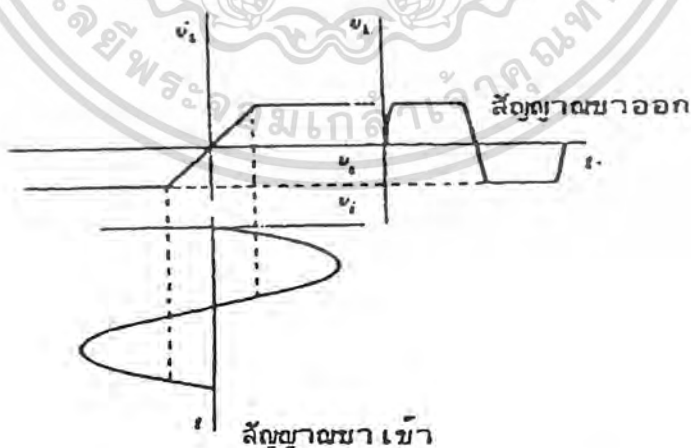
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรขยาย IF โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์

4.3 ลิ้มิตเตอร์

ในระบบเคฟเอ็มความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงสัญญาณเบสแบนด์ ส่วนทางด้านขนาดจะคงที่เสมอฉะนั้นการเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของคลื่นพาห้แสดงว่าจะต้องเกิดจากสัญญาณรบกวน (noise) ดังนั้นในเครื่องรับ FM จึงต้องมีส่วนของลิ้มิตเตอร์เพื่อให้แรงดันทางด้านเข้าที่พหุสัมพันธ์กับแรงดันทางด้านอินพุตดัง รูปที่ 4.8 ถ้าสัญญาณทางด้านอินพุตมีขนาดต่ำกว่าของลิ้มิตเตอร์ (limiting level) สัญญาณทางด้านเข้าที่พหุจะแปรตามสัญญาณทางด้านอินพุต ทุกประการ อย่างไรก็ตามปกติขนาดของคลื่นพาห้จะมีค่ามากกว่าระดับจำกัดของตัวลิ้มิตเตอร์ ดังนั้นผลของการผ่านลิ้มิตเตอร์จะได้รูปคลื่นทางด้านเข้าที่พหุเป็นรูปคลื่นสแควร์ (square)



รูปที่ 4.6 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิ้มิตเตอร์

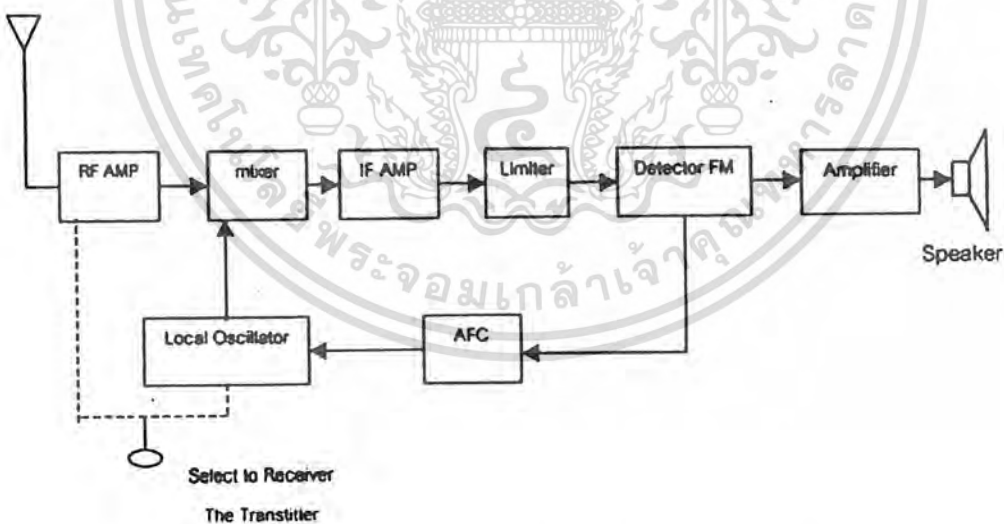
เมื่อคลื่นสแควร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐาน (fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านได้เท่านั้นจะได้สัญญาณทางด้านเข้าที่พหุของวงจรกรองความถี่เป็นคลื่นไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88-108 MHz) ความถี่ของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูง มิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในตอมอดมอด เช่น สมมติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 MHz ความถี่เกิดเปลี่ยนไป (Drift) 0.1 เปอร์เซ็นต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100 KHz สัญญาณ FM จะตกเลยนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพความถี่ก็คือใช้แรงบังคับความถี่ อย่างไรก็ตามใช้แรงบังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน (เลือกสถานี) ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแรงบังคับความถี่ใหม่ แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ (สื่อสาร) เราใช้แรงได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพ เราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ลือคกับความถี่ของสัญญาณอินพุท วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ (Automatic Frequency Control หรือ AFC)

หลักการของ AFC ก็คือใช้วาแรกเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรเทงค์ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ ค่าความจุของวาแรกเตอร์จะควบคุมโดยการให้ไบแอสจากแรงดันคลาดเคลื่อน เนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนมีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อนนำมาจากเอาท์พุทของวงจรดีสคริเมเนเตอร์ (หรือวงจรเรโซตีเทคเตอร์)



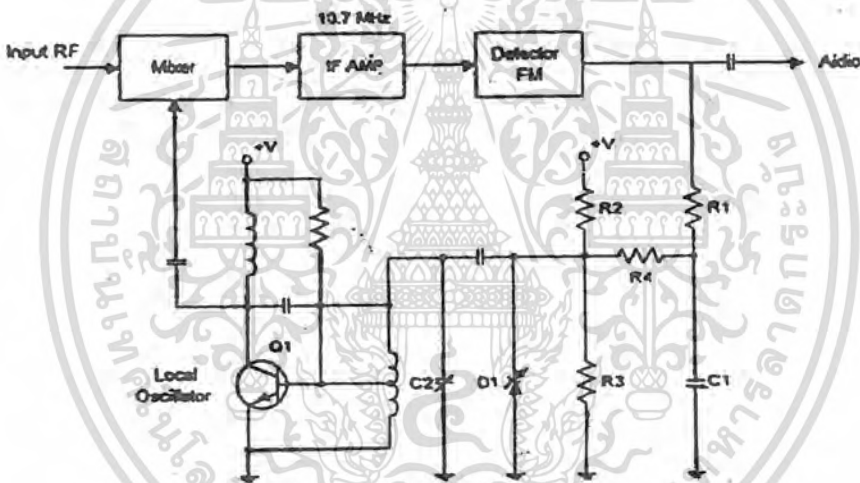
รูปที่ 4.7 แสดงวิธีการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาท์พุทจากดีสคริเมเนเตอร์จะเป็นศูนย์ เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลง แรงดันคลาดเคลื่อนจามีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่าจะมีค่ามากหรือน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามเอาท์พุทจากวงจรดีสคริมิเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนที่เป็นสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิดโลพาส เพื่อให้ได้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำ ๆ ใกล้เคียง ๆ กับ DC มาป้อนให้วอแรกเตอร์

จากตัวอย่างวงจรในรูปที่ 4.8 Q₁ เป็นโคคอลลออสซิลเลเตอร์ C₂ เป็นวงจรถูบซึ่งมี D₁ เป็นวอแรกเตอร์ต่อขานานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรถูบด้วย เอาท์พุทจากวงจรถูบ FM ป้อนสัญญาณไปให้วงจรถูบเสียง และป้อนให้วงจรถูบ AFC ด้วย สัญญาณเสียงจะถูกกรองด้วยฟิลเตอร์ R₁C₁ เหลือแต่เฉพาะแรงดันคลาดเคลื่อนที่มีความถี่ต่ำมาก ๆ มาเสริมหรือลดกับแรงดันไบอัสให้แก่วอแรกเตอร์ วงจรถูบไบอัสให้แก่วอแรกเตอร์ประกอบด้วย R₂R₃ สำหรับ R₄ ทำหน้าที่กั้นระหว่างฟิลเตอร์กับออสซิลเลเตอร์ เมื่อวอแรกเตอร์มีความจุเปลี่ยน จะมีผลทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย



รูปที่ 4.8 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย

สังเกตว่าการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 นี้ก็เหมือนกับวงจรถูบเฟสล็อกคูลูปนั่นเอง แต่ในกรณีนี้ วงจรถูบ FM ทำหน้าที่เป็นเฟสดีเทคเตอร์ R₁C₁ ทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ ส่วน Q₁ กับ D₁ เป็น VCD และวงจรถูบมิชเชอร์ทำหน้าที่แปลงและลดทอนความถี่ RF กับออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่ต่ำลง เป็น 10.7 MHz

4.5 ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM detector)

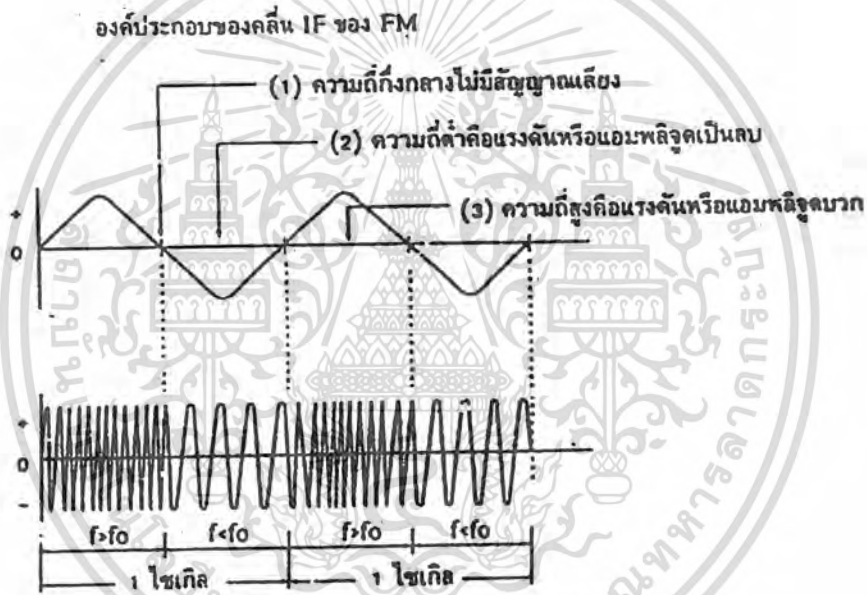
องค์ประกอบของคลื่น FM จากรูปที่ 4.9 ประกอบด้วย

1. สัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz (f_0) คือสัญญาณปกติ ขณะที่ยังไม่มีการมอดดูเลทกับสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนต่ำกว่า 10.7 MHz ($f < f_0$) คือสัญญาณเสียงที่มอดดูเลทมา เป็นช่วงลบ
3. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนสูงกว่า 10.7 MHz ($f > f_0$) คือสัญญาณเสียงที่มอดดูเลทมา เป็นช่วงบวก
4. การเบี่ยงเบนความถี่ของ IF ทั้งทางด้านสูงและต่ำ จะเกิดขึ้นเป็นระยะๆ ซ้ำๆ กัน หมายถึงไซเคิลของคลื่นเสียง

มาตรฐานการมอดดูเลทแบบ FM ยอมให้ความเบี่ยงเบนได้ $\pm 75\text{KHz}$ และมีการ์ดแบนด์ (Guard band) อีกด้านละ 25 KHz รวมเป็น $\pm 100\text{KHz}$ นั่นคือสัญญาณ IF มีความถี่ 10.7 MHz เบี่ยงเบนสูงสุดคือ 10.8 MHz และความถี่ต่ำสุดคือ 10.6 MHz



4.5.1 หลักการของควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์ (quadrature detector)

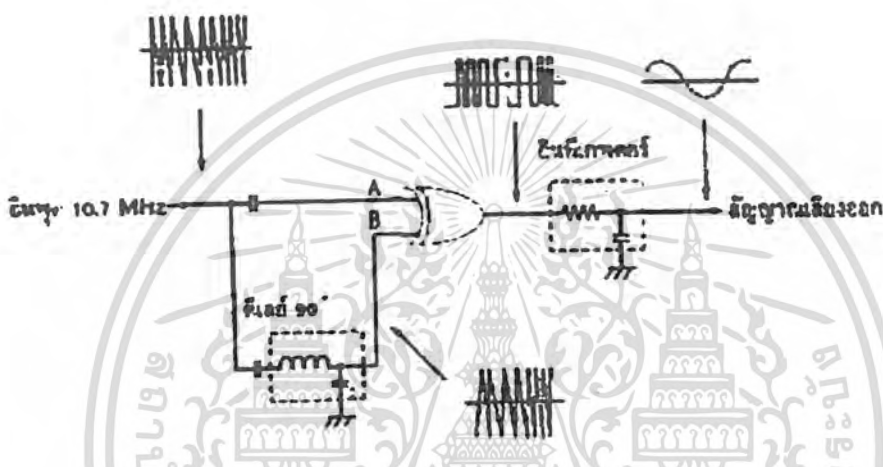
ควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์เป็นการดีเทคเตอร์สัญญาณ FM โดยใช้หลักการของวงจรเปรียบเทียบเฟส ซึ่งการให้งานจริงจะทำเป็นไอซีสำเร็จรูป

หลักการของควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์คือ เอาสัญญาณ IF ของ FM มาแยกเป็น 2 สัญญาณ สัญญาณแรกใช้งานได้โดยตรง ส่วนอีกสัญญาณผ่านวงจรถิเลย์ (delay) เพื่อหน่วงเวลา สัญญาณให้เข้าไป 90 องศา สัญญาณทั้งสองจะถูกนำมารวมกันโดยใช้วงจรเปรียบเทียบเฟสแบบ 2 อินพุตซึ่งจะทำให้เอาท์พุทเป็น 1 ออกมา ขณะที่อินพุตทั้งสองเป็น 1 พร้อมกัน สัญญาณเอาท์พุทจะมีความถี่เป็นพัลส์ที่เหลี่ยมที่มีความกว้างแปรตามค่าเบี่ยงเบนของ FM เมื่อเอาสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่

เอกละเอียดเช่นเอกละเอียดที่เห็นบนเว็บไซต์ที่บอกไว้ข้างบนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเว็บไซต์ประจำโรงเรียนดำเนินการแก้ไข ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว้างขนาดต่าง ๆ มาผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ จะได้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นค่ายอดเฉลี่ยรูปร่างเดียวกับสัญญาณที่มอดดูเลทจากเครื่องส่ง

จากรูปที่ 4.10 สัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz เบี่ยงเบนตามขอบเขตของ FM บวกลบ 75 KHz สูงสุด สัญญาณ IF นี้จะส่งเข้าอินพุท A ของวงจรเปรียบเทียบเฟสโดยตรงและสัญญาณ IF อีกส่วนหนึ่งผ่านวงจรดีเลย์ให้ช้าลง 90 องศาแล้วป้อนเข้าอินพุท B ของวงจรเปรียบเทียบเฟส สัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นทางเข้าที่พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส ซึ่งจะเกิดเฉพาะที่อินพุท A และ B มีเฟสบวกเหมือนกัน จึงเกิดเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม



รูปที่ 4.10 หลักการของ FM ควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์

แล้วนำสัญญาณนี้เข้าอินทิเกรเตอร์เพื่อรวมสัญญาณพัลส์ให้เป็นคลื่นตามลักษณะของสัญญาณเสียงหรือข้อมูลข่าวสารที่มอดดูเลทมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

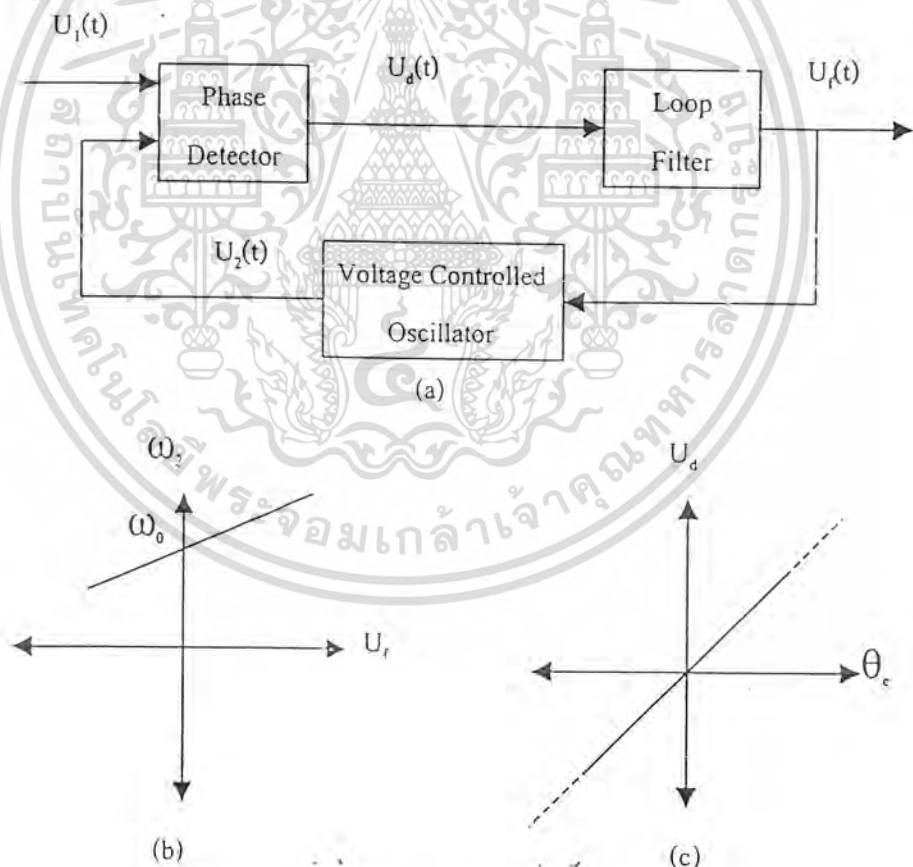
บทที่ 5 ระบบสังเคราะห์ความถี่

5.1 พื้นฐานของเฟสล็อกกลุ๊ป

เฟสล็อกกลุ๊ปคือวงจรที่ทำกรซิงโครไนซ์ (synchronize) ความถี่หรือเฟสของสัญญาณเข้าที่พืท (ที่ผลิตโดยออสซิลเลเตอร์) กับสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณอินพุท เมื่อซิงโครไนซ์กับแล้วซึ่งมักจะเรียกว่าอยู่ในสภาวะล็อก (lock state) ความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณเข้าที่พืทจากออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือน้อยมาก ๆ

บล็อกไดอะแกรมของ PLL แสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยบล็อกการทำงานพื้นฐานดังนี้

1. ออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator:VCO)
2. เฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector:PD)
3. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter:LP)



รูปที่ 5.1 (a) บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลุ๊ป

(b) ทรานเฟอ์ฟังก์ชันของ VCO

(c) ทรานเฟอ์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก่อนที่จะกล่าว หลักการทำงานของ PLL จะขอกำหนดสัญญาณต่าง ๆ ใน PLL ดังต่อไปนี้

- $U_1(t)$ คือสัญญาณอ้างอิง (หรือสัญญาณอินพุต)
- Ω_1 คือความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง
- $U_2(t)$ คือสัญญาณเข้าที่พืทของ VCO
- Ω_2 คือความถี่ของสัญญาณเข้าที่พืท
- $U_o(t)$ คือสัญญาณเข้าที่พืทของเฟสดีเทคเตอร์
- $U_i(t)$ คือสัญญาณเข้าที่พืทของลูปฟิลเตอร์
- Θ_c คือความต่างเฟส (phase error) ระหว่างสัญญาณ $U_1(t)$ กับสัญญาณ $U_2(t)$

จากบล็อคไดอะแกรมของเฟสล็อกลูป VCO จะผลิตความถี่เชิงมุม ซึ่งกำหนดโดยสัญญาณเข้าที่พืทของลูปฟิลเตอร์ หรือเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\omega_2(t) = \omega_0 + K_0 U_i(t) \quad (5.1)$$

เมื่อ ω_0 คือความถี่เชิงมุมกลางของ VCO และ K_0 คือ อัตราขยาย (Gain) ของ VCO ซึ่งมีหน่วยเป็น $S^{-1}V^{-1}$ สมการ.....สามารถพลอตเป็นกราฟได้ดังรูป

เฟสดีเทคเตอร์ (หรืออาจเรียกว่า เฟสคอมพาราเตอร์) จะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณเข้าที่พืทกับเฟสของสัญญาณอินพุตและทำให้เกิดสัญญาณเข้าที่พืท $U_o(t)$ ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยประมาณกับความต่างเฟส เขียนเป็นสมการได้เป็น

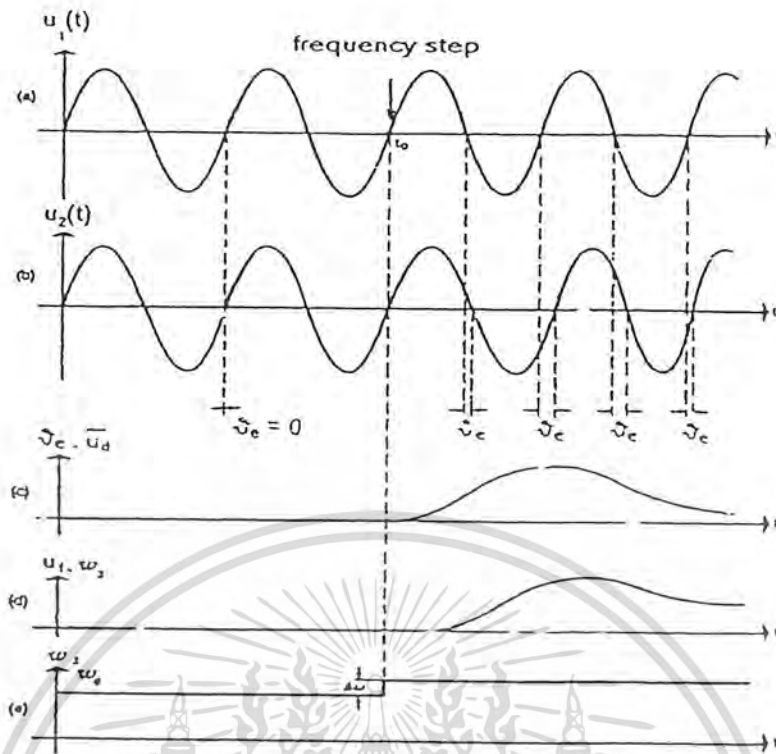
$$U_o(t) = K_1 \theta_e \quad (5.2)$$

เมื่อ K_1 คือ Gainของเฟสดีเทคเตอร์มีหน่วย $V \text{ rad}^{-1}$

สัญญาณเข้าที่พืทของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นสัญญาณ AC ที่ข้อยู่บนสัญญาณ DC แต่สัญญาณ AC เป็นสิ่งไม่ต้องการ (เราต้องการสัญญาณ DC ที่ไม่มีริบเปิลไปป้อนให้กับ VCO เพื่อผลิตความถี่ที่คงที่ค่าหนึ่ง) ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่กำหนดสัญญาณ AC ออกไป ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้วงจรกรองความถี่ผ่านอันดับที่หนึ่ง (first order low pass filter)

การทำงานของเฟสล็อกลูปอันดับแรกสมมติให้ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต $U_1(t)$ เท่ากับความถี่กลาง ในสภาวะนี้ VCO จะทำงานโดยผลิตความถี่ที่ความถี่กลางของมันและจะเห็นว่าความต่างเฟส เท่ากับศูนย์ สัญญาณเข้าที่พืท $U_o(t)$ ของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้นสัญญาณเข้าที่พืทของลูปฟิลเตอร์ U_i จะเท่ากับศูนย์ ซึ่งสภาวะที่ความถี่อินพุต เท่ากับความถี่กลางของ VCO นี้เป็นเงื่อนไขที่ทำให้ VCO ผลิตความถี่กลางของ VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองทรานเซียนของเฟสล็อกลูปอื่นเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

- สัญญาณอ้างอิง
- สัญญาณเข้าที่พุด $U_1(t)$ VCO
- สัญญาณ $U_d(t)$ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา
- ความถี่เชิงมุมของ VCO ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา
- ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง

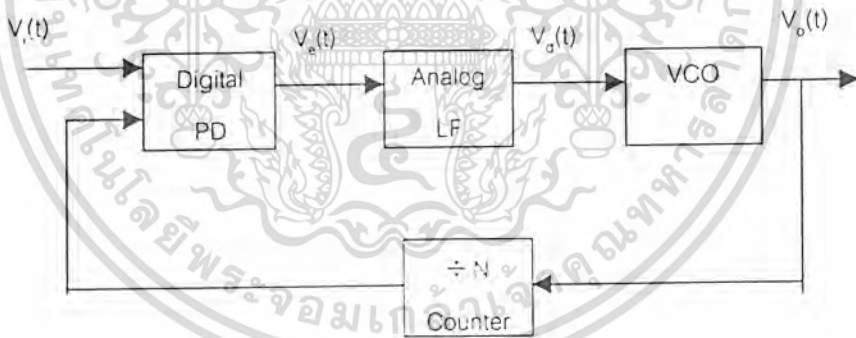
สมมติในสถานะเริ่มต้นความต่างเฟสไม่เท่ากับศูนย์สัญญาณเข้าที่พุดของเฟสดีเทคเตอร์ $U_d(t)$ ก็จะไม่เท่ากับศูนย์ หลังจากช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณเข้าที่พุดของลูปฟิลเตอร์ก็จะมีค่า ๆ หนึ่ง ๆ (ที่ไม่เท่ากับศูนย์) ทำให้ VCO ผลิตความถี่ขึ้นมาค่าหนึ่ง ซึ่งในที่สุดจะทำให้ความต่างเฟส เท่ากับศูนย์ต่อไปสมมติให้ความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่เวลา t_0 เป็นจำนวน $\Delta\omega$ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณอินพุตเริ่มที่จะนำ (leading) เฟสของสัญญาณเข้าที่พุด และทำให้เกิดความต่างเฟสขึ้นและเพิ่มขึ้นตามเวลา ทำให้สัญญาณเข้าที่พุด $U_d(t)$ ของเฟสดีเทคเตอร์เพิ่มขึ้นตามเวลาด้วย หลังจากช่วงเวลาหนึ่งที่กำหนดโดยลูปฟิลเตอร์สัญญาณเข้าที่พุด $U_d(t)$ ของลูปฟิลเตอร์ก็จะเพิ่มขึ้นและมีผลทำให้ VCO ผลิตความถี่สูงขึ้น ซึ่งจะทำความต่างเฟสมีค่าน้อยลง หลังจากช่วงเวลาหนึ่ง VCO ก็จะมีผลิตความถี่ที่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตค่าความต่างเฟสในสภาวะลอคจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือค่าใดค่าหนึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของลูปฟิลเตอร์ที่เอกซารนี้เป็นเอกซารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ ดังนั้นจะเห็นว่าในขณะที่ VCO จะผลิตความถี่ซึ่งมากกว่าความถี่กลาง ω_c ของ VCO เป็นจำนวน $\Delta\omega$ ซึ่งจะทำให้สุดท้ายสัญญาณ $V_1(t)$ มีค่า $V_1 = \Delta\omega / K_o$ ถ้าความถี่กลางของสัญญาณอินพุตถูกมอดูเลททางความถี่ โดยสัญญาณที่ต่ำใด ๆ แล้ว สัญญาณเข้าที่พุทของลูบฟิลเตอร์จะเป็นสัญญาณที่ถูกตีมอดูเลทแล้ว ดังนั้นเราอาจใช้ PLL เป็น FM ดีเทคเตอร์ การพิจารณาง่าย ๆ ที่ผ่านมานี้แสดงให้เห็นว่า เฟสล็อกคูลูปไม่มีอะไรซับซ้อนเป็นเพียงแต่ระบบเซอร์โว (servo system) ซึ่งควบคุมเฟสของสัญญาณเข้าที่พุท $V_2(t)$

ดังได้แสดงมาแล้วในรูปที่ 5.2 PLL จะทำให้เฟสของสัญญาณเข้าที่พุทเท่ากับเฟสของสัญญาณอินพุตเสมอ ระบบนี้จะล๊อคอยู่ตลอดเวลา อย่างไรก็ตามในกรณีที่ความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปมากอย่างทันทีทันใด อาจทำให้ระบบไม่ล๊อคได้ซึ่งกลไกภายในของเฟสล็อกคูลูปจะพยายามกลับมาอยู่ในสภาวะล๊อคอีกครั้ง แต่จะล๊อคได้หรือไม่ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่าง ๆ ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป โดยพื้นฐานมีปัญหา 2 อย่าง ที่จะต้องพิจารณาใน PLL คือ

1. PLL อยู่ในสภาวะล๊อคตั้งแต่เริ่มต้นเงื่อนไขใดที่จะทำให้ PLL ยังคงล๊อคต่อไป
2. ในสภาวะแรก PLL ไม่ได้ล๊อคเงื่อนไขใดที่จะทำให้ PLL ล๊อคอีกครั้ง

5.2 การทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูป



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของดิจิตอลเฟสล็อกคูลูป

การทำงานของระบบเฟสล็อกคูลูปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะตามคุณสมบัติของรูป ดังนี้

- เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล๊อค ($\omega_r \neq \omega_o$)

จากเฟสล็อกคูลูปในรูปที่ 5.2 เราสมมติสัญญาณ V_1 และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_1(t) = E_1 \cos(\omega_1 t + \theta) \tag{5.3}$$

$$V_o(t) = E_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \tag{5.4}$$

ถ้าเฟสเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเตอร์ เราจะได้สัญญาณเข้าที่พุทของเฟส

ดีเทคเตอร์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c(t) = K_d \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_0] + K_d \cos(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 + \theta_0 \quad (5.5)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \theta_1 - \theta_0] \quad (5.6)$$

เนื่องจาก V_1 และ V_0 ไม่ซิงโครไนส์กัน ดังนั้นสัญญาณเข้าที่พู่ทของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นซายน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_1 และ V_0 คือ ω_1 และ ω_0 มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลต์เตจ V_d จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และการฟีดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป เข้าที่พู่ทโวลต์ของ VCO จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟิรริงหนึ่ง ดังนั้น ω_0 และ θ_0 จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_1 และ θ_1 พูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_1 - \omega_0 = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็คจะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

- เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ($\omega_1 = \omega_0$)

ในกรณีที่สัญญาณเข้าที่พู่ท วิธีโอ มีความถี่ซิงโครไนส์กับสัญญาณอินพุท V_1 สัญญาณเข้าที่พู่ท V_0 จะมีค่าเป็น

$$V_0 = E_0 \cos(\omega_1 t + \psi_0) \quad (5.7)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเข้าที่พู่ท จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\theta_0 = (\omega_1 - \omega_0)t + \psi_0 \quad (5.8)$$

และสัญญาณเข้าที่พู่ทของเฟสดีเทคเตอร์หรือสัญญาณเออเรอร์จะกลายเป็นสัญญาณดีซี มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_1 - \psi_0) \quad (5.9)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณดีซี V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_1 - \psi_0) \quad (5.10)$$

วิธีโอจะเป็นฟรีควนซีมอดูเลตคอสซิลเลเตอร์ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวิธีโอ (ω_{inst}) จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับสัญญาณคอนโทรลอินพุท V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\omega_{\text{ins}} &= \frac{d(\omega_0 t + \Phi_0)}{Dt} = \omega_0 + K_0 V_d \\ \frac{d(\Phi_0)}{dt} &= K_0 V_d\end{aligned}\quad (5.11)$$

เมื่อ K_0 เป็นคอนเวอร์ชันคอสแทนที่ซึ่งหมายถึงความไวในการมอดูเลชันของ วิซีโอ แทนค่าสมการ (5.10) ลงใน (5.11) จะได้

$$\begin{aligned}\omega_1 - \omega_0 &= K_d K_0 \cos(\theta_1 - \psi_0) \\ \psi_0 &= \theta_1 - \cos^{-1}[(\omega_1 - \omega_0)/K_d K_0]\end{aligned}\quad (5.12)$$

ดังนั้นสัญญาณเอ้าท์พุทของเฟสดีเทคเตอร์เอ้าท์พุท V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_1 - \omega_0)/K_0 \quad (5.13)$$

ส่วนประกอบดีซีของเฟสดีเทคเตอร์เอ้าท์พุท V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลต์เดจให้กับอินพุทของวิซีโอ

จากสมการ (5.13) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณดีซี V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวิซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ วิซีโอ คือ ω_0 ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุท ω_1 นั่นคือ

$$\omega_{\text{inst}} = \omega_0 + K_0 V_d = \omega_0 + (\omega_1 - \omega_0) = \omega_1 \quad (5.14)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_1 - \omega_0$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_0$ อย่างมากสมการ (5.13) จะมีค่าเป็น

$$\theta_1 - \psi_0 = \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (5.15)$$

จากสมการ (5.15) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซทระหว่างสัญญาณอินพุทและสัญญาณวิซีโอ จะมีค่าน้อยเมื่อรูปไม่อยู่ในสภาวะลอคและสัญญาณ วิซีโอ จะมีค่าเฟสต่างกับสัญญาณอินพุท 90° เมื่อรูป อยู่ในสภาวะลอคหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_1 = \omega_0$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_0 ด้วยค่าเฟสเอ้าท์พุท θ_0 ดังนั้น

$$\theta_1 = \psi_0 - \pi/2 \quad (5.16)$$

เอ้าท์พุทโวลต์เดจของเฟสดีเทคเตอร์เขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned}V_d &= K_d \cos(\theta_1 - \psi_0) \\ &= K_d \cos(\theta_1 - \psi_0) - \pi/2 \\ &= K_d \sin(\theta_1 - \theta_0)\end{aligned}\quad (5.17)$$

และจากสมการ 5.15 และ 5.16 จะได้ค่าเฟสเออโรร์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_1 - \theta_0 = \sin^{-1} (\omega_1 - \omega_0) / K_d K_0 \quad (5.18)$$

เมื่อผลต่างของเฟสมีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_1 - \theta_0) = K_d \theta_c \quad (5.19)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_1 - \theta_0$ แต่เนที่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การลอค สัญญาณของวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท 90° คือ $[(\theta_1 - \theta_0) + \pi / 2]$ ลักษณะของเฟสควอดดราเจอร์ ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาท์พุทโวลต์เดจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท V_i กับสัญญาณอินพุทของวีซีโอคือ V_0 ในลักษณะของควอดดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d[(\theta_1 - \theta_0) - \pi / 2] \\ &= K_d (\theta_1 - \pi / 2) \end{aligned} \quad (5.20)$$

สัญญาณ V_d นี้จะผ่านลูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของ วีซีโอ เพื่อแก้ไขให้ ความถี่ของ วีซีโอ เปลี่ยนจาก ω_0 ไปเป็น ω_1 และดำรงการลอคให้คงอยู่จะได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_1 - \omega_0) / K_0 \\ \omega_1 &= \omega_0 + K_0 V \end{aligned} \quad (5.21)$$

จากสมการ (5.17) และ (5.18) จะหาค่าของเฟสเออเรียร์ ได้เป็น

$$\theta_1 = \pi / 2 + [(\omega_1 - \omega_0)] / K_d K_0 \quad (5.22)$$

จากสมการ (5.20) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_1 = \omega_0$ โวลต์เดจเอาท์พุทของ วีซีโอ จะมีเฟสควอดดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลต์เดจ 90° เมื่อ ω_1 เคลื่อนไปทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคัดการลอค และถ้า ω_1 เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมของเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 0° ที่อยู่ล่างสุดของพิคัดการลอค

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้า ๆ ระบบเฟสลอคลูปจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะลอคได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณดีซีเออเรียร์โวลต์เดจ V_d ไปขับให้ความถี่ของวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทโดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุท ω_1 กับความถี่พรีรันนิ่ง ω_0 ของวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถเทรคคิง (tracking) ได้นั้นจะต้องมีเฟสเออเรียร์น้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกคูลูปมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเตป เท่ากับ $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$ ลูปต้องการควบคุมโวลต์เดจเพื่อไปจับวีซีโอให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_0 \quad (5.23)$$

เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่ ค่า V_c คืออัตราขยายต่อสัญญาณดีซีของลูปฟิลเตอร์ สัญญาณจะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นเฟสเออเรียร์จะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \Theta - \pi/2 &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_0 K_d F(s) \end{aligned} \quad (5.24)$$

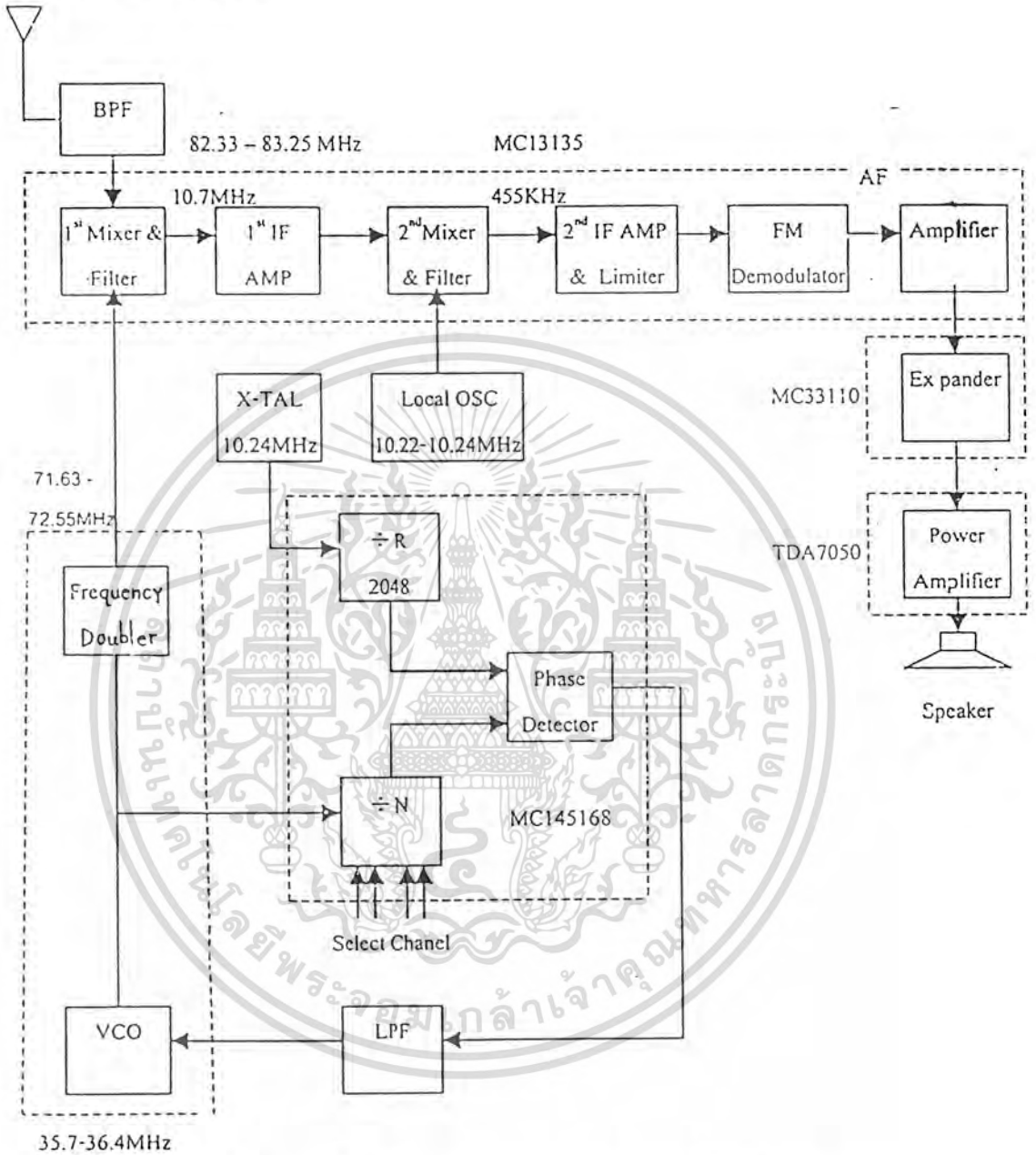
เมื่อเฟสเออเรียร์มีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกคูลูปได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่ลิเนียร์โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล



บทที่ 6
การสร้างและการทดลอง

6.1 ภาคเครื่องรับ

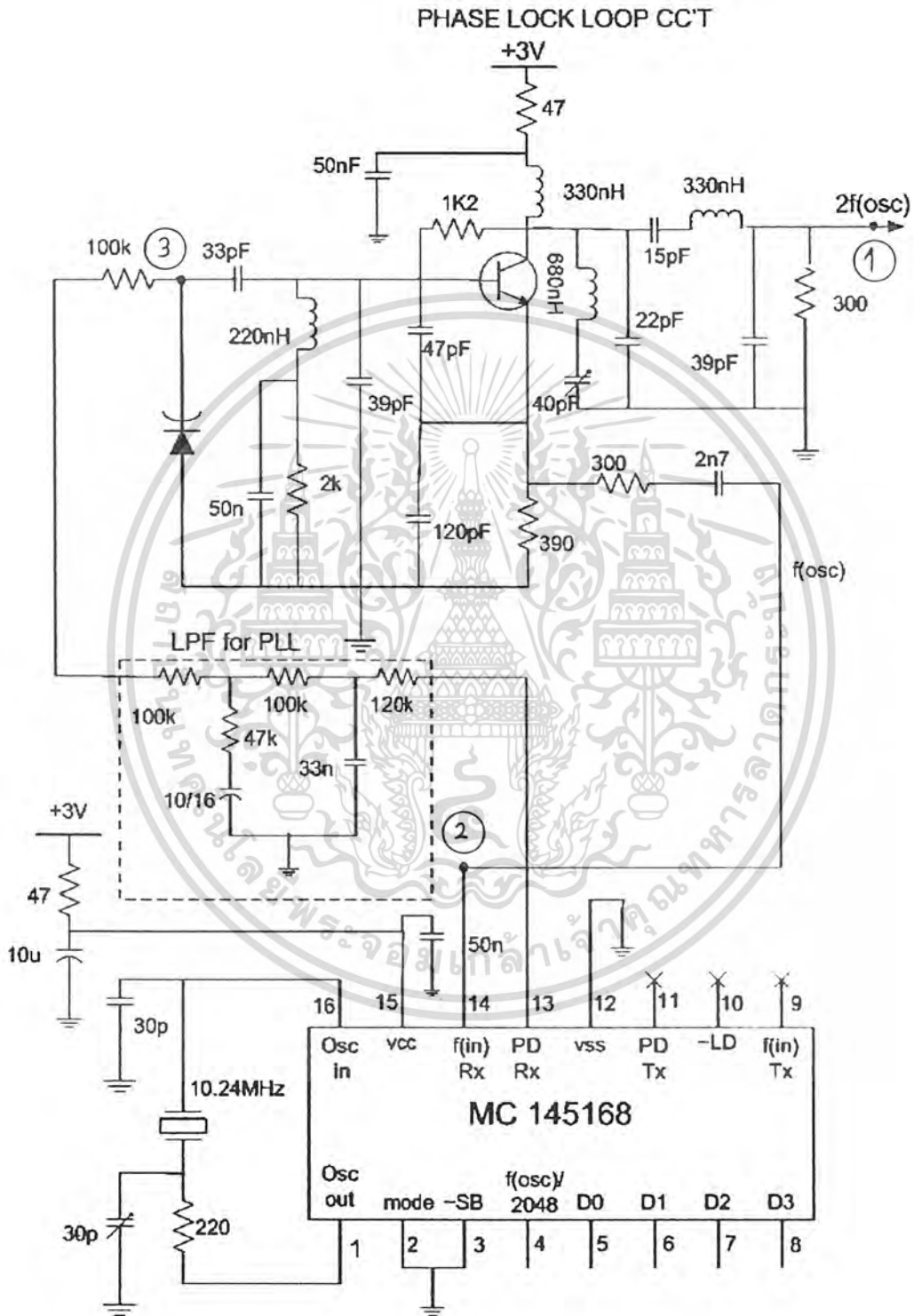


รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรส่วนภาครับสัญญาณ
 ในส่วนของโครงงานนี้ได้ทำการสร้างและทดลองในส่วนของภาครับ ซึ่งประกอบด้วย
 - วงจรภาคโคคลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 และ 2 (1st, 2nd local oscillator)
 - วงจรภาคมิกเซอร์ ภาคที่ 1 และ 2 (1st, 2nd Mixer)
 - วงจรภาคขยายสัญญาณ RF (RF Amp), วงจรขยายสัญญาณ IF (IF Amp)
 และ วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-วงจรเอ็กซ์แพนเดอร์ (Expander)

-วงจรขยายเสียง (Power Amplifier)



รูปที่ 6.2 แสดงวงจรไลคคอลลอสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.1 ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 (1st local oscillator)

ภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์จะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพราะสามารถกำเนิดความถี่ได้เที่ยงตรงเนื่องจากใช้คริสตัลในการกำเนิดความถี่อ้างอิงและสามารถเปลี่ยนค่าความถี่ได้ทำให้สามารถเลือกรับความถี่ได้ถึง 16 ช่อง โดยใช้ไอซีเบอร์ MC145168 และ IC นี้ยังเป็น วงจรเฟสดีเทคเตอร์(Phase Detector) ด้วย เราได้ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC535 เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage control oscillator : VCO) แล้วทำการคูณความถี่ที่เอาท์พุทขึ้น 2 เท่า ซึ่งวงจร VCO นี้สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเพียง 3 V ทำให้เครื่องรับวิทยุมีขนาดเล็กและกินไฟน้อย การใช้วงจรเฟสดีคัลูปในการผลิตความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์จะประกอบด้วย วงจร VCO , วงจรเปรียบเทียบความแตกต่างเฟส (phase detector) , วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) , วงจรหารความถี่ VCO(divider N) , วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง , วงจรหารความถี่อ้างอิง (divider R)

6.1.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)

เราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC535 ผลิตความถี่และควบคุมความถี่ที่ผลิตโดยใช้วาริแคปไดโอด เบอร์ MV2109 ที่ควบคุมโดยแรงดันไบอัสกลับเพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดความถี่ในย่าน 35.7 MHz – 36.4 MHz ที่แรงดันไบอัสกลับตั้งแต่ 0.5 V – 2.25 V การที่ใช้วงจร VCO กำเนิดความถี่ให้มีย่านความถี่กว้างกว่าความถี่ที่จะนำไปใช้งาน เพราะในการเปลี่ยนความถี่ที่ห่างกันมาก ๆ ภายในวงจรเฟสดีคัลูปจะทำให้แรงดันที่ไปควบคุม VCO ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำเกิด Over Shoot ซึ่งถ้า VCO ผลิตความถี่จากแรงดันกระเพื่อมที่เข้ามาไม่ได้ก็จะทำให้วงจรเฟสดีคัลูปไม่สามารถเข้าสู่สภาวะลอคได้ทำให้วงจร VCO ไม่สามารถกำเนิดความถี่ที่ต้องการได้

6.1.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์และวงจรรหาร N และ R (Phase Detector and Divider N,R)

วงจรเฟสดีเทคเตอร์ , วงจรรหารความถี่อ้างอิง (divider R) และวงจรรหารความถี่ VCO(divider N) จะอยู่ใน IC เบอร์ MC 145168 และจากรูปที่ 6.2 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง (Reference frequency : f_{ref}) จะได้จากคริสตัลออสซิลเลเตอร์(X-Tal 10.24MHz) ผ่านวงจรรหารความถี่อ้างอิง(หารด้วย 2048) โดยสามารถวัดค่าได้ที่ขา 4 ของไอซีเบอร์ MC 145468 เราต้องปรับความถี่อ้างอิง 5 KHz ให้ได้พอดี เพราะถ้าไม่ได้ความถี่ $f_{ref} = 5$ KHz จะทำให้วงจรไม่เข้าสู่สภาวะลอคได้และเมื่อเฟสดีคัลูปอยู่ในสภาวะลอคจะได้

$$f_0 / N = f_c \quad (6.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f_0	=	ความถี่ของ VCO
f_r	=	ความถี่จาก crystal / 2048
N	=	ตัวหาร
f_0	=	Nf_r

ถ้า f_r ไม่เท่ากับ 5 KHz พอดี เราสามารถปรับให้ตรงได้โดยการปรับค่า C ปรับค่าได้ที่ต่อรวมอยู่กับคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้สามารถไปเพิ่มหรือลดความถี่ของคริสตัลลออสซิลเลเตอร์ได้

วงจรรหาร N สามารถโปรแกรมได้ถึง 4 bit หรือ 16 ช่อง สัญญาณ โดย จำนวนหาร N สามารถดูได้จากข้อมูลในตารางในดาต้าชีทใน Mode 0 เพราะไอซีเบอร์ MC145168 จะเก็บค่า หาร N ไว้ใน ROM ที่อยู่ในตัวไอซี โดยช่องความถี่ที่ต้องการจะเลือกจะขึ้นอยู่กับการตั้งตัวหาร N ที่จะไปหารความถี่ของ VCO ที่ผลิตได้ แล้วจะทำการเปรียบเทียบความต่างเฟสกับความถี่อ้างอิง (f_{ref}) 5 KHz ถ้ามีความต่างเฟสจะทำให้ตัวเฟสดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นแบบ 3 state (PFD = Phase Frequency Detector) ผลิตแรงดัน DC ออกมาซึ่งมีสัญญาณ AC ซ้อนมาด้วยเราจึงต้องผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงทิ้งและเพื่อให้ได้แรงดันไฟใกล้เคียงไฟ DC เพื่อไปไบอัสกลับให้กับวาริแคปไดโอด เพื่อให้สร้างควมถี่ออกมาใหม่ ซึ่งตัวเฟสดีเทคเตอร์นี้จะทำการเปรียบเทียบไปจนกว่าความแตกต่างเฟสจะเป็น 0 ซึ่งก็คือ ระบบเข้าสู่สภาวะลอค

6.1.4 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF)

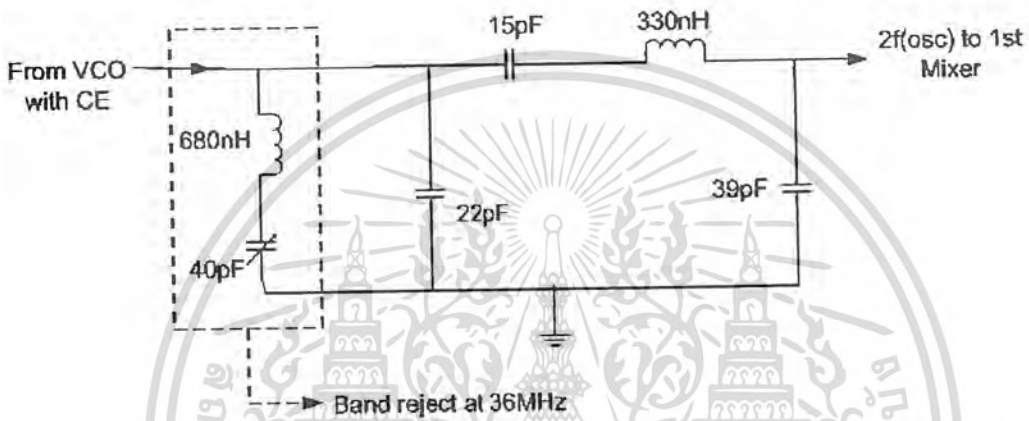
จากรูปที่ 6.2 จะใช้วงจร LPF ต่อที่ขา PD.RX ของ MC 145168 ซึ่งเป็นชนิดพาสซีฟฟิลเตอร์ (passive filter) เพื่อกรองความถี่สูงทิ้งและควบคุม over shoot ของแรงดันจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์ไม่ให้มีค่าสูงเกินไปเพื่อไม่ให้วงจรเฟสล็อคหลุดสภาวะลอคได้

จากการทดลองวงจรเฟสล็อคโดยการตรวจสอบการทำงานโดยใช้สเปคตรัมอานาไลเซอร์ (spectrum Analyzer) เพื่อดูสเปคตรัมและถ้าระบบอยู่ในสภาวะลอค สเปคตรัมจะบริสุทธิ์ไม่มีสเปคตรัมของสัญญาณรบกวนและสเปคตรัมที่ได้ต้องไม่เลื่อนไปคือความถี่ไม่เปลี่ยนหลังจากระบบสู่สภาวะลอคแล้วและถ้าเปลี่ยนตัวหาร N สเปคตรัมจะต้องเลื่อนไปที่ความถี่ใหม่ที่ขึ้นอยู่กัตัวหาร N ในแต่ละช่องและทดลองเปลี่ยนช่องที่ให้ควมถี่ต่ำสุดไปยังช่องที่ให้ควมถี่สูงสุดถ้าวงจรเฟสล็อคยังสามารถอยู่ในสภาวะลอคได้ แสดงว่าวงจร LPF นั้นมี Over shoot ต่ำ ซึ่งจะทำให้วงจรเฟสล็อคทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพดีและความถี่เอ้าท์พุทของวงจร VCO จะขึ้นอยู่กัจำนวนหาร N ในแต่ละช่องจากสมการที่(6.1)

6.1.5 วงจร Matching and Band-reject

เพื่อให้ความถี่ของ local-oscillator ได้ค่าตามที่เรากำลังต้องการนั้น เราใช้ความถี่ Harmonic ที่สองของความถี่ที่ผลิตได้จากภาค VCO มาใช้ เพราะฉะนั้น เราจะใช้วงจร Band-reject เพื่อตัดความถี่ Harmonic ที่หนึ่งออกไป แล้วใช้ วงจร Matching เพื่อทำให้กำลังงาน (power) ของความถี่ Harmonic ที่สองมีค่าสูงสุดเพื่อให้มีค่าแรงมากพอที่จะนำไปเข้าภาค Mixer ต่อไป

Matching Impedance & Band reject



รูปที่ 6.3 แสดงวงจร Matching impedance & Band-reject

6.1.6 ภาคเครื่องรับ FM (FM Receiver)

6.1.6.1 วงจรภาคมิกเซอร์ครั้งที่ 1 (1st Mixer)

วงจรภาคเครื่องรับ FM จะใช้ไอซี เบอร์ MC13135 ซึ่งเป็นไอซีที่ใช้เป็นเครื่องรับวิทยุ แบบที่เปลี่ยนความถี่กลาง 2 ครั้ง (Dual Conversion FM Receiver) เพื่อให้การเลือกรับความถี่ (selectivity) และความไว (sensitivity) ของเครื่องรับดีขึ้น เพราะในโครงงานนี้เป็นเครื่องรับวิทยุแบบแบนแคบ (narrow band FM) และเนื่องจากสัญญาณเสียงพูดของมนุษย์อยู่ในช่วง 300 Hz-4 KHz ทำให้ต้องการความกว้างของแถบความถี่แคบไม่เกิน ± 5 KHz และเพื่อให้เครื่องรับวิทยุนี้สามารถเลือกรับสัญญาณคลื่นพาห์ได้ดีและขจัดสัญญาณความถี่เงาได้ซึ่งมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ IF (ความถี่กลาง) ถ้าความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 82 MHz จะได้ความถี่โลคออลออสซิเลเตอร์เท่ากับ 82.460 MHz และความถี่ IF เท่ากับ $82 \text{ MHz} - 82.460 \text{ MHz} = 460 \text{ KHz}$ ถ้ามีความถี่เงาที่สายอากาศรับได้เท่ากับ 82.900 MHz เพราะฉะนั้นความถี่ IF เท่ากับ $82.900 \text{ MHz} - 82.460 \text{ MHz}$ เท่ากับ 440 KHz จะเห็นว่าจะเกิดความถี่ IF 2 ค่า ที่ความถี่คลื่นพาห์ใกล้เคียงกัน ถ้าใส่วงจรผ่านแถบความถี่ (BPF) ที่สายอากาศวงจร BPF ก็ไม่สามารถกรองสัญญาณเงาได้หมด แต่ถ้าเปลี่ยนความถี่ IF เป็น 10.7 MHz จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ความถี่เงาเป็นความถี่คลื่นพาห้บวกความถี่สองเท่าของ IF เท่ากับ $82 \text{ MHz} + 21.7 \text{ MHz}$ เท่ากับ 103.7 MHz ซึ่งวงจรผ่านแถบความถี่สามารถกรองทิ้งได้เพราะจะผ่านความถี่เฉพาะ $83.3 \text{ MHz} - 83.25 \text{ MHz}$

จากรูปที่ 6.4 อินพุทของภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 (1st local oscillator) (ขา1) ของไอซี MC 13135 จะต่อแมทชิง (Matching) อยู่ระหว่างขาขยายของโลคอลออสซิลเลเตอร์ เพื่อการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดและทำให้วงจรขยายของภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ไม่เกิดการออสซิลเลท (oscillate) และที่อินพุทอีกด้านหนึ่งที่ต่อกับสายอากาศจะต่อกับวงจรแมทชิงกับสายอากาศ ส่วนภาค Mixer ที่ 1 จะรวมความถี่ระหว่างความถี่คลื่นพาห้และความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ทำให้ได้ความถี่ IF เท่ากับ 10.7 MHz ผ่านเซรามิคฟิลเตอร์ $10.7 \text{ MHz} \pm 100 \text{ KHz}$ ที่นำเซรามิคฟิลเตอร์มาใช้เพราะต้องการให้ความไว (sensitivity) มีค่าสูงๆ เพราะค่า Q ของเซรามิคฟิลเตอร์มีค่าสูง ทำให้แบนวิธ (Band width) แคบ จึงตัดสัญญาณรบกวนข้ามช่องได้ดี

จากการทดลอง วัดสัญญาณ (โดยใช้ ออสซิลโลสโคป) ที่ผ่านเซรามิคฟิลเตอร์ 10.7 MHz โดยป้อนสัญญาณความถี่ RF จากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ RF เท่ากับ 82.33 MHz ความแรง -40 dBm ที่อินพุทของ RF Mixer และตั้งช่องหาร N เป็นช่อง 11 เพื่อให้ช่วงเฟสล็อกคูลูป ผลิตความถี่ 35.815 และเมื่อผ่านวงจรคูณ 2 จะได้ความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 เท่ากับ 71.63 MHz ได้ความถี่ของสัญญาณ IF ที่ผ่านเซรามิคฟิลเตอร์เป็น 10.7 MHz แสดงว่าวงจร โลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 กำเนิดความถี่ถูกต้อง

6.1.6.2 วงจรภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 และภาคมิกเซอร์ที่ 2

วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2 นี้ จะใช้คริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 MHz แต่เนื่องจากเซรามิคฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นเซรามิคฟิลเตอร์ที่ใช้ร่วมกันกับ IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ซึ่งมีค่าเรโซแนนซ์เท่ากับ 462 MHz เนื่องจากเราไม่ได้ใช้ IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์ จึงได้เปลี่ยนความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2 จาก 10.24 MHz เป็น $10.22 \text{ MHz} - 10.24 \text{ MHz}$ โดยการต่ออินดักแตนซ์ (Inductance) อนุกรมกับคาปาซิเตอร์ปรับค่าได้และอนุกรมกับคริสตัลออสซิลเลเตอร์ โดยเมื่อเราปรับค่าคาปาซิเตอร์จะทำให้อินดักแตนซ์ เปลี่ยนจาก $(jX_L - jX_C)$ ทำให้ X_L มีค่ามากกว่า X_C ดังนั้น คริสตัลจะผลิตความถี่เป็น $10.22 \text{ MHz} - 10.24 \text{ MHz}$ เพราะค่า L เปลี่ยนไป

จากการทดลอง เมื่อป้อนสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ที่ไม่ได้มอดดูเลท (Modulate) ความแรงสัญญาณเท่ากับ -20 dBm อินพุทของ RF Mixer แล้วนำออสซิลโลสโคป (oscilloscope) ไปวัดสัญญาณที่ผ่านเซรามิคฟิลเตอร์ 455 KHz แล้วปรับคาปาซิเตอร์ปรับค่าได้ที่ต่ออยู่กับภาค local oscillator ที่ 2 ให้ได้ขนาดสัญญาณสูงสุด และเมื่อลดความแรงของสัญญาณ RF ลดลง จะสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

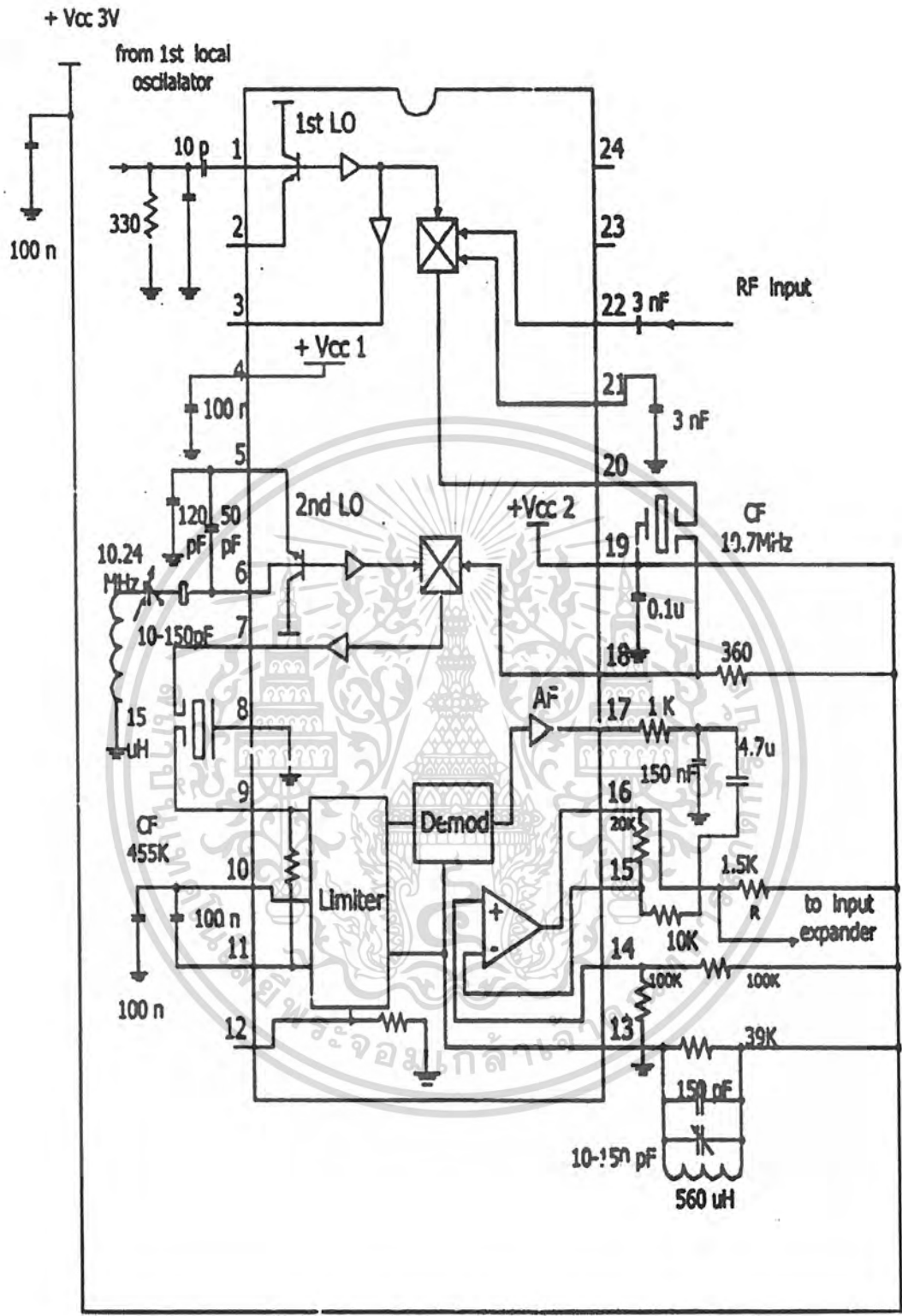
วัดสัญญาณได้ประมาณ -50 dBm จากการลองเปลี่ยนเซรามิคเตอร์ 455 KHz โดยใช้เซรามิคฟิลเตอร์ของบริษัท Murata เบอร์ SFU 455 B จะได้ความแรงของสัญญาณเพิ่มขึ้น โดยอาจเป็นเพราะอุปกรณ์เกิดแมทซิ่ง (matching) กันเอง

6.1.6.3 วงจรลิมิตเตอร์ (Limiter)

วงจรลิมิตเตอร์เป็นวงจรรขยายสัญญาณที่มีค่า Gain สูงซึ่งในไอซีเบอร์ 13135 มีค่า ประมาณ 110 dB ทำให้วงจรรขยายอิ่มตัว (Saturation) ทำให้สามารถตัดสัญญาณรบกวนได้ เพราะสัญญาณรบกวน (noise) จะถูกรวมกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่เดินทางผ่านตัวกลางมาหรือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับจะทำให้สัญญาณคลื่นพาห์เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาด (Amplitude Modulation) ซึ่งเมื่อผ่านวงจรลิมิตเตอร์จะทำให้การเปลี่ยนแปลงทางขนาดนั้นถูกตัดทิ้งไป ทำให้อัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์ต่อสัญญาณรบกวน (S/N) ดีขึ้น และวงจรลิมิตเตอร์จะทำให้ขนาดสัญญาณของความถี่ IF (455 KHz) ได้ระดับของสัญญาณที่เหมาะสมต่อการแยกสัญญาณเสียงออกจากความถี่ IF ได้

6.1.6.4 วงจร FM ติมอดดูเลเตอร์

ในบางครั้งอาจเรียกว่าภาคดีเทคเตอร์ ซึ่งไอซีเบอร์ MC 13135 จะมีวงจรควอดราเจอร์ติมอดดูเลเตอร์อยู่ภายในโดยมีการต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติมที่ขา 15 (Quadrature Input) โดยต่อวงจรเรโซแนนซ์ความถี่ 455 KHz แทน ควอดราเจอร์ทรานส์ฟอร์เมอร์ ส่วนสัญญาณที่ดีเทคได้จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อกรองความถี่กลางทิ้ง แล้วนำไปขยายสัญญาณต่อโดยใช้ออปแอมป์ที่อยู่ภายในไอซีเบอร์ MC 13135 เพื่อให้มีระดับสัญญาณพอเหมาะแก่วงจร Expander



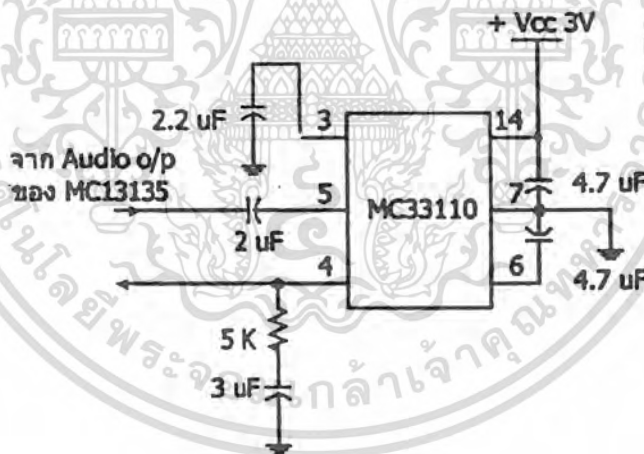
รูปที่ 6.4 แสดงวงจรภาคเครื่องรับวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.7 วงจร Expander

วงจร Expander ใช้สำหรับขยายสัญญาณที่มีความแรงสูง ๆ เพราะที่เครื่องส่งจะกดขนาดของสัญญาณที่มีความแรงสูง ๆ ลงเพื่อไม่ให้ความถี่เบี่ยงเบนมีค่าสูงเกินไป จากรูปที่ 6.5 ใช้ไอซีเบอร์ MC 33110 ซึ่งมีวงจรภายในเป็น Compress และ Expander ซึ่งในเครื่องรับวิทยุจะใช้วงจร Expander โดยขนาดของสัญญาณอินพุทของวงจร Expander จะได้รับการขยายเพิ่มขึ้นเมื่อมีขนาดมากกว่า $100 \text{ mV}_{\text{rms}}$ และจะลดทอนสัญญาณที่มีขนาดสัญญาณต่ำกว่า $100 \text{ mV}_{\text{rms}}$ ตามสมการ (6.2) และ V_{in} มีหน่วยเป็น V_{rms} ทำให้ลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากจึงทำให้ขนาดของสัญญาณรบกวนรบกวนมีค่าต่ำ

$$V_{\text{out}} = 10 \times (V_{\text{in}})^2 \quad (6.2)$$

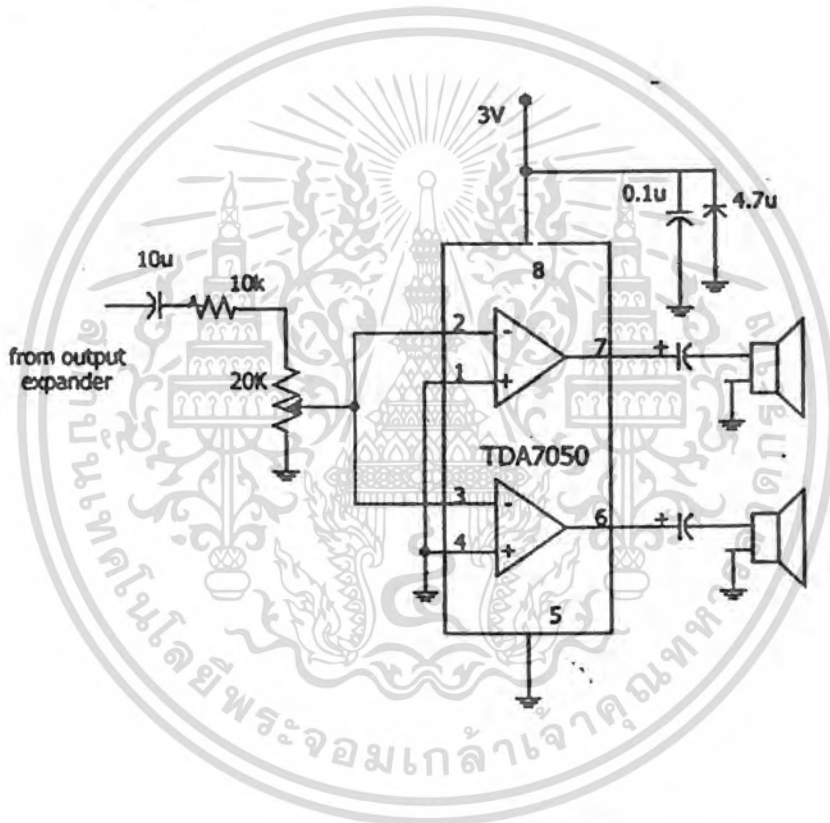


รูปที่ 6.5 แสดงวงจร Expander

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.8 วงจรขยายเสียง (Power Amplifier)

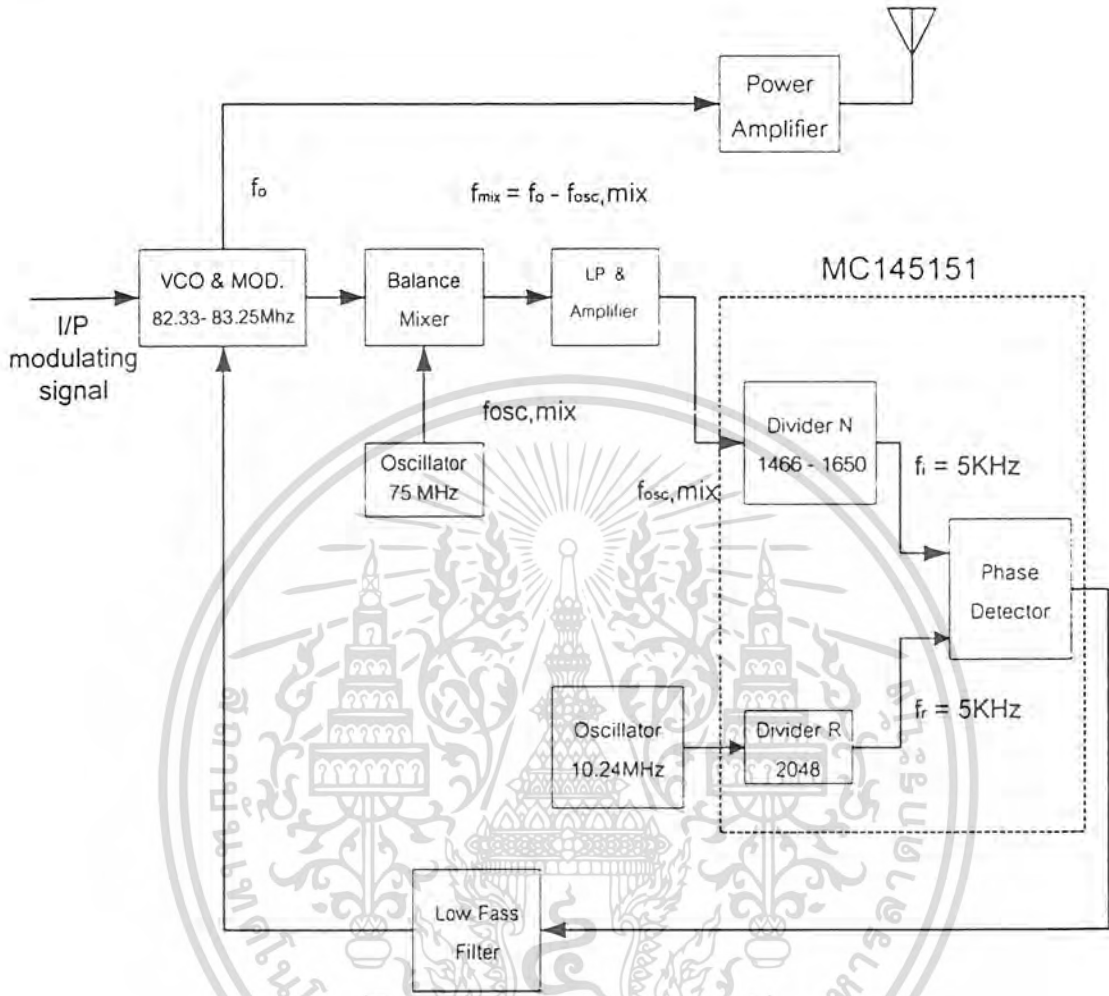
จากรูปที่ 6.6 ใช้ ไอซีเบอร์ TDA 7050 เป็นวงจขยายกำลังที่มีอัตราขยายกำลัง 125 mW เนื่องจากวงจรเครื่องรับวิทยุเป็นแบบโมโนจึงต้องต่ออินพุตพร้อมกันแต่ขยายออกทั้งด้านซ้ายและขวา และที่อินพุตของวงจขยายกำลังก็ต่อตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อสามารถปรับระดับความแรงของ สัญญาณเสียงที่เอาท์พุทได้



รูปที่ 6.6 แสดงวงจขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ภาคเครื่องส่ง



รูปที่ 6.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่ง

รูปที่ 6.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่ง ซึ่งสามารถส่งได้ 6 ช่องสัญญาณ จากรูปที่ 6.7 มีลักษณะการทำงานดังนี้ วงจร VCO จะผลิตความถี่ (82.0 – 83.0 MHz) ซึ่งมีย่านความถี่มากกว่าย่านความถี่ที่ใช้งานจริง (82.33-83.25) เพื่อให้วงจรเฟสล็อกสามารถทำงานได้ปกติ เมื่อมีการเปลี่ยนค่าหาร N ไป ที่วงจร VCO จะรวมวงจรมอดูเลเตอร์ (Frequency Modulator) ไว้ด้วยกันซึ่งเป็นแบบเอฟเอ็มทางตรง (Direct FM) ความถี่เบี่ยงเบน 4 kHz สัญญาณจาก VCO จะถูกส่งไปที่วงจรถอกลอดสซิเลเตอร์ (Balance Mixer) เพื่อมอดูเลทกับความถี่ 75 MHz ซึ่งได้จากวงจรความถี่ฮาร์โมนิกที่ 3 จากคริสตอลออสซิเลเตอร์ความถี่ 25 MHz โดยวงจรถอกลอดสซิเลเตอร์จะให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ที่ทางออกเป็นความถี่ผลบวกและผลต่างของความถี่ที่เข้ามาหรือความถี่อินพุตแล้วกรองเอาแต่ผลต่างออกมาซึ่งค่าผลต่างก็คือ ค่าความถี่ของ VCO ที่ลดลงไป

การที่เราจำเป็นต้องลดความถี่ VCO ลงเนื่องจากว่าความถี่อินพุตที่ใช้งานของวงจรถอสถิตอคลูปชนิดนี้มีค่าไม่เกิน 20 MHz เพราะไอซีเฟสล็อคลูปเบอร์ MC145151-2 จะสามารถทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า 20 MHz

จากเอาต์พุตของวงจรถอสถิตอคลูปจะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) เพื่อให้ความถี่ผ่านไปเฉพาะความถี่ผลต่าง แล้วนำไปขยายเพื่อเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณให้เหมาะสมกับอินพุตของวงจรถอสถิตอคลูปไอซีเบอร์ MC145151-2 ซึ่งจะมีวงจรรองความถี่อินพุต (หาร N) และวงจรรองความถี่อ้างอิงจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 MHz (หาร R) และวงจรถอสถิตอคลูปเฟสจากความถี่อ้างอิง (f_r) ซึ่งจะกำหนดไว้ที่ 5 kHz เพราะฉะนั้นจะสามารถเปลี่ยนความถี่ได้ครั้งละ 5 kHz (step size = 5 kHz) จำนวนหาร R จะกำหนดไว้ที่ 2048 และวงจรรองความถี่อินพุต (หาร N) จะสามารถโปรแกรมได้ 14 bit เพื่อตั้งจำนวนหารได้และในโครงงานนี้จะกำหนดหาร N ในช่วง 1466 – 1650 เพื่อให้ได้ความถี่ในย่าน 82.33 – 82.25 MHz ส่วนการทำงานของวงจรถอสถิตอคลูปเฟสคือ เมื่อความถี่ f_r มากกว่า f_c หรือนำหน้า f_c แล้ววงจรถอสถิตอคลูปเฟสจะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบแล้วเมื่อผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ (Low pass filter) จะได้แรงดันไฟใกล้เคียงไฟ DC ออกมาแล้วไปควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO ให้ผลิตความถี่ลดลงและวงจรถอสถิตอคลูปเฟสจะวนลูปทำการเปรียบเทียบเฟสไปจนกว่าความถี่อินพุตจะเท่ากับความถี่อ้างอิงและในทำนองเดียวกันเมื่อ f_r น้อยกว่า f_c แรงดันไฟที่ได้จากวงจรถอสถิตอคลูปเฟสจะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ VCO ผลิตความถี่เพิ่มขึ้นจนในที่สุดเมื่อวงจรถอสถิตอคลูปอยู่ในสภาวะลอค คือ ความถี่อินพุตและความถี่อ้างอิงมีค่าเท่ากัน ซึ่งก็จะไปควบคุมให้ VCO ผลิตค่าความถี่ที่ทำให้เกิดสภาวะลอคนั้นให้คงที่ไว้ จากนั้นก็จะถูกส่งไปยังภาคขยายกำลัง (Power Amp) ซึ่งเป็นภาคสุดท้ายเพื่อเพิ่มกำลังแล้วส่งออกอากาศเพื่อให้ออกไปได้ในระยะเวลาทางไกลๆ ได้

6.2.1 วงจรถอสถิตอคลูปความถี่คลื่นพาห้ (Radio frequency carrier)

โครงงานนี้จะใช้วงจรถอสถิตอคลูปเพื่อกำเนิดความถี่ของคลื่นพาห้ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ คือ วงจรถอสถิตอคลูปควบคุมด้วยแรงดัน, วงจรถอสถิตอคลูปเฟส และ วงจรรองความถี่ต่ำ

เนื่องจากเครื่องรับส่งวิทยุนี้เป็นแบบแบนด์แคบ (Narrow Band FM) ดังนั้นความถี่ของคลื่นพาห้ต้องมีความเที่ยงตรง และจากการใช้วงจรถอสถิตอคลูปเมื่อระบบอยู่ในสภาวะลอค ความถี่จะขึ้นอยู่กับความถี่อ้างอิง (f_r) ซึ่งจะใช้คริสตัลเป็นตัวกำเนิดความถี่ทำให้ความถี่คลื่นพาห้เที่ยงตรง และการเปลี่ยนช่องความถี่ก็สามารถทำได้ง่ายโดยการโปรแกรมเปลี่ยนจำนวนหาร N ซึ่งอยู่ในรูปเลข

ฐาน 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากหลักการของวงจรเฟสล็อกคูลูปเมื่ออยู่ในสภาวะลอคความถี่อินพุตทั้งสองของวงจรเปรียบ เทียบเฟสจะมีค่าเท่ากัน

จาก $f_i = f_r$ (6.3)

$f_i =$ ความถี่ O/P จากวงจรหาร N

$f_r =$ ความถี่ O/P จากวงจรหาร R

ให้ $f_r = 5 \text{ kHz}$

$f_i = \frac{f_{mix}}{N}$ (6.4)

จาก $f_{mix} = f_{vco} - f_{osc, mix}$ (6.5)

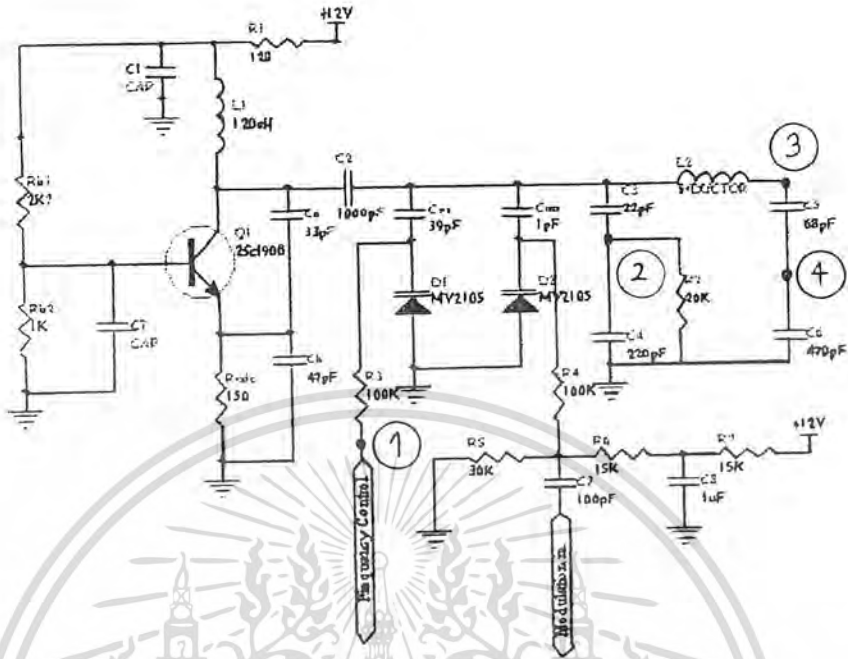
$\frac{(f_{vco} - f_{osc, mix})}{N} = f_r$

$f_{vco} = N f_r + f_{osc, mix}$ (6.6)

และจาก $f_{osc, mix} = 75 \text{ MHz}$

ดังนั้นความถี่ที่ได้จากวงจรเฟสล็อกคูลูปจะขึ้นอยู่กับความถี่ออสซิลเลเตอร์ 75 MHz ด้วยเพราะ ฉะนั้นความถี่ 75 MHz จะต้องมีความถี่ตรง

6.2.1.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลตความถี่



รูปที่ 6.8 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลตความถี่

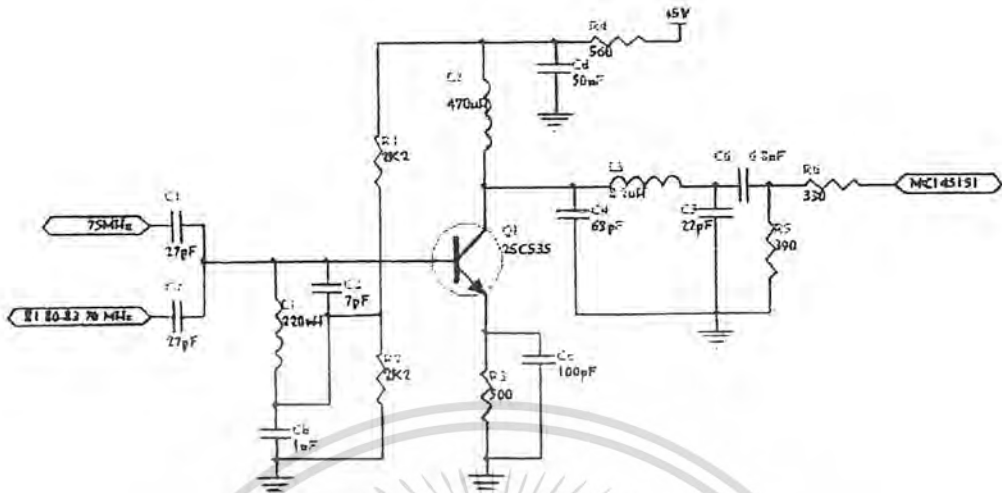
จากรูปที่ 6.8 ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC1906 ซึ่งมีการสร้างสัญญาณรบกวนต่ำ (low noise) โดยการจัดวงจรแบบโคพิทการควบคุมความถี่โดยใช้วารีแคปไดโอดเบอร์ MV2105 ที่ควบคุมด้วยแรงดันไบอัสกลับ 2V-10V เพื่อให้ได้ความถี่ที่โหนด 4 ในรูปที่ 6.8 เป็น 82.33 – 83.25 MHz แล้วต่อไปยังอินพุทของวงจรมอดูเลตความถี่ต่อไป

จากการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันไฟตรงจากแหล่งจ่ายไฟเข้าที่โหนด 1 ในรูปที่ 6.7 เพื่อทดลองวัดความถี่ของ VCO โดยต่อ Dummy load 50Ω ที่โหนด 3 ในรูปที่ 6.8 เพื่อแทนการแผ่รังสีเสาอากาศ (ในความเป็นจริง) เพื่อให้ได้ความถี่เอาท์พุทและแรงดันไฟตรงที่ควบคุม VCO อยู่ในช่วงที่ต้องการต้องปรับค่า L โดยเพิ่มหรือลดความยาวหรือจำนวนรอบของขดลวดและเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวด (L_1) และใช้การแมทชิง เพื่อให้ได้สัญญาณที่ดีที่สุดโดยการเปรียบเทียบขนาดของสเปกตรัมความถี่หลักและความถี่ฮาร์โมนิกให้ได้ขนาดสเปกตรัมของฮาร์โมนิกต่ำที่สุด

จากรูปที่ 6.8 วารีแคปไดโอด เบอร์ MV2105 ทำหน้าที่เป็น FM Modulator โดยขนาดของสัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลตต้องมีค่าไม่เกิน $2V_{pp}$ เพื่อเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ของตัววารีแคป (MV2105) ทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลง เนื่องจากค่ารีแอคแตนซ์เปลี่ยนไปและเพื่อให้สัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงได้ทั้งด้านบวกและด้านลบจึงมีจุด DC ไบอัสที่ 6 V และเพื่อให้ค่ารีแอคแตนซ์ของ

เอกสารนี้เหมาะสมเพื่อทำให้ได้ความถี่เบี่ยงเบน 4 kHz
ไม่วารณี่ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.1.1 วงจร Non-Linear Mixer



รูปที่ 6.9 วงจร Non-linear Mixer

จากรูปที่ 6.9 วงจร Non-linear Mixer นี้ได้ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC535 ทำหน้าที่ลดความถี่ของ VCO จาก 82.33-83.25 MHz เป็น 7.33 MHz – 8.25 MHz ทั้งนี้เนื่องจากว่าต้องการให้ความถี่ไม่เกิน 20 MHz เพื่อป้องกันให้กับวงจรเฟสล็อกูปที่ใช้ไอซีเบอร์ MC145151-2 ซึ่งจะทำงานที่ความถี่ไม่เกิน 20 MHz โดยวงจรบาลานซ์มิกเซอร์จะให้สัญญาณเอาท์พุทเป็นความถี่ผลบวกและผลต่าง ($f_{vco} - f_{osc}$), ($f_{vco} + f_{osc}$, mix) และเมื่อผ่านวงจรผ่านความถี่ต่ำจะได้เฉพาะความถี่ผลต่าง เราได้ให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ของมิกเซอร์นี้ เท่ากับ 75 MHz โดยใช้วงจรควมถี่ขึ้น 3 เท่า จากคริสตัล 25 MHz เพื่อให้ให้ความถี่คลื่นพาหามีค่าเที่ยงตรงที่สุด ต้องปรับให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 75 MHz ให้ตรงที่สุด จากสมการที่ 6.6 สามารถปรับความถี่ออสซิลเลทของ Mixer ให้ตรงได้โดยเปลี่ยนค่า L ที่ต่ออนุกรมอยู่กับคริสตัล 25 MHz เพื่อเปลี่ยนค่า reactance ของวงจร resonance และใช้สเปกตรัมวัดความถี่ f_{vco} โดยใช้หลักการแพร่กระจายคลื่น

สมการความถี่ออสซิลเลทของ Mixer

$$f_{osc, mix} = f_{vco} - Nf_r \quad (6.7)$$

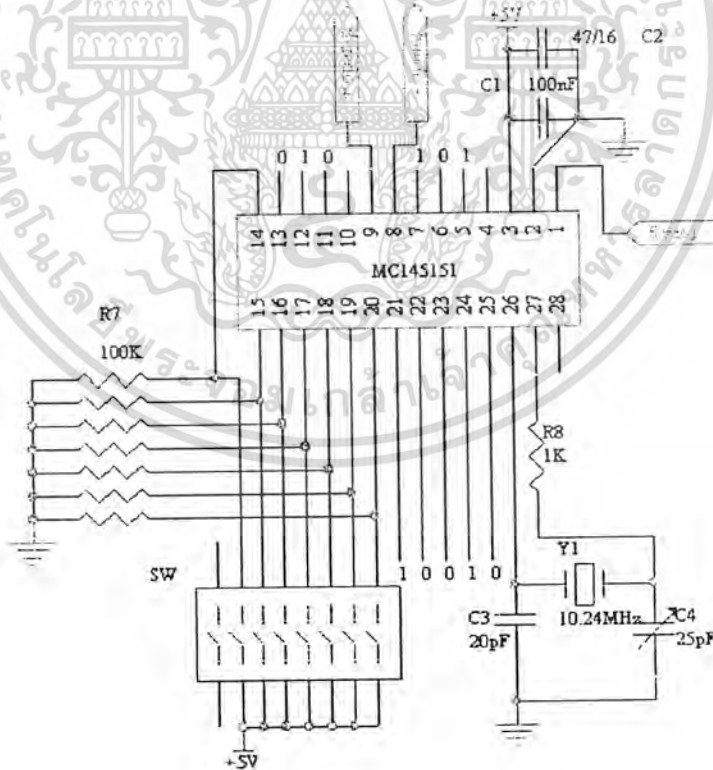
และในการเปลี่ยนค่า L เนื่องจาก L มีค่า คงที่ จึงต้องใช้ C ปรับค่าได้ต่ออนุกรมด้วย เพื่อเปลี่ยนค่ารีแอคแตนซ์ของ L

สำหรับในส่วนของ LPF สำหรับวงจร MIXER จะใช้วิธีการของ Tchebyshev เนื่องจาก slope มีความชันมากจึงลดผลของความถี่สูงได้ดี โดย $n=3, R_s = \infty$ (ผลจาก RFC) ซึ่งเมื่อนำมา denormalize แล้วจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.1.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส

จากรูปที่ 6.11 เป็นวงจรเปรียบเทียบเฟสโดยใช้ไอซีเบอร์ MC145151-2 ซึ่งมีวงจรหารความถี่อินพุท (หาร N) ซึ่งสามารถโปรแกรมจำนวนการหารได้ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้จำนวนหาร N ในช่วง 1466-1650 จากการกำหนด step size เท่ากับ 5 kHz และมีวงจร (หาร R) ความถี่อ้างอิงซึ่งสามารถตั้งค่าได้ในโครงงานนี้ เพื่อให้ความถี่อ้างอิงเท่ากับ 5 kHz ดังนั้นจากวงจรคริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24 MHz ต้องตั้งค่าหารความถี่อ้างอิงให้เท่ากับ 2048 หรือจากดาด้าชีท ให้เซท $R_0=1, R_1=0, R_2=1$ จากสมการที่ 6.6 เพื่อให้ได้ความถี่พาหีมีค่าเพียงตรงที่สุด (ความถี่ VCO) จะต้องปรับค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์ให้ได้ 10.24 MHz พอดี โดยการปรับที่คาปาซิเตอร์ปรับค่าได้ที่ต่ออยู่กับคริสตัล 10.24 MHz จนได้ค่าที่เที่ยงตรง จากนั้นก็นำเอาที่พุทของวงจรออสซิลเลเรอร์ (ที่ขา คอลเลคเตอร์ของ 2SC535) ไปต่อผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใน IC MC145151 (ขา oscillator input หรือ ขา 27) และใช้เครื่องมือวัดความถี่ (Frequency counter) วัดที่ขา 9 และ 8 ของ MC 145151) ซึ่งเป็นสัญญาณเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส (Φ_R และ Φ_V) แล้วนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอกทีฟฟิลเตอร์ (Active filter) ต่อไป



จากรูปที่ 6.11 เป็นวงจรเปรียบเทียบเฟสโดยใช้ไอซีเบอร์ MC145151-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

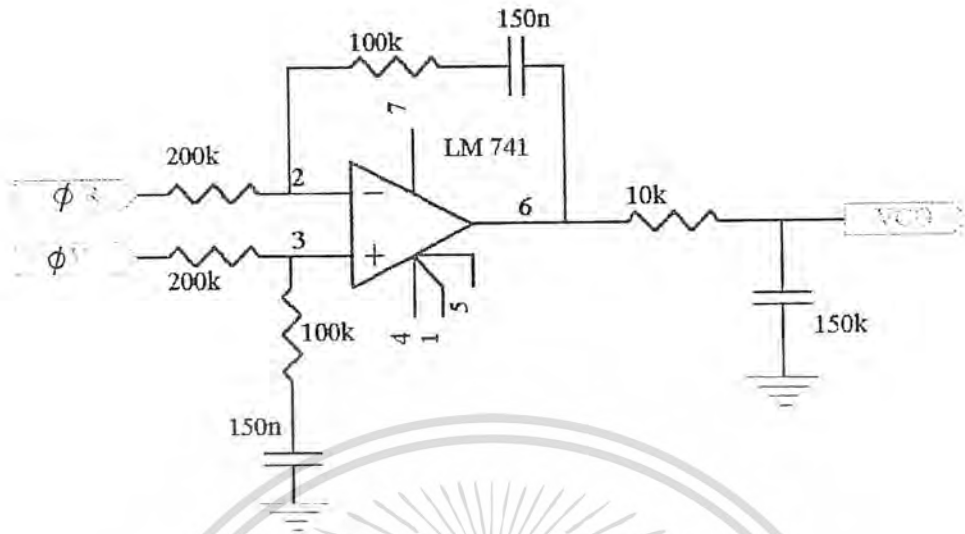
ตารางที่ 6.1 แสดงการตั้งค่าหาร N ของวงจรเฟสล็อกคูลสำหรับเครื่องส่ง 6 ช่อง

ช่อง	ความถี่ RF	$\div N$	$N_{13}, N_{12}, N_{11}, N_{10}, N_9, N_8, N_7,$ $N_6, N_5, N_4, N_3, N_2, N_1, N_0$	ความถี่ออกสทิ- เลเตอร์ ภาค MIXER (MHz)	ความถี่เข้าที่- พุดของMIXER (MHz)
1	82.33	1466	0 0 1 0 0 1 1 0 1 1 1 0 1 0	75.0	7.33
2	82.49	1498	0 0 1 0 0 1 1 1 0 1 1 0 1 0	75.0	7.49
3	82.65	1530	0 0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 1 0	75.0	7.65
4	82.85	1570	0 0 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0	75.0	7.85
5	83.05	1610	0 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	75.0	8.05
6	83.25	1650	0 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 0 1 0	75.0	8.25

จากตารางที่ 6.1 การตั้งค่าหาร N พบว่าบิต $N_0, N_1, N_2, N_{10}, N_{11}, N_{12}, N_{13}$ จะเหมือนกันทั้ง 6 ช่อง
ดังนั้น ใช้สวิตช์เพื่อเปลี่ยนบิต 7 บิตเท่านั้น คือ $N_3, N_4, N_5, N_6, N_7, N_8, N_9$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.1.4 วงจรผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)



รูปที่ 6.10 วงจรผ่านความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 6.10 แสดงวงจร Active Low Pass Filter ซึ่งจะกรองความสูงทิ้งและทำให้ได้แรงดันไฟตรงเรียบมากที่สุด (V_{out}) เพื่อไปทำให้ VCO กำเนิดความถี่เพียงความถี่เดียว เพราะถ้าวงจร VCO กำเนิดความถี่หลายความถี่ไม่คงที่ก็อาจทำให้ระบบล้มเหลวได้ เนื่องจากโครงงานนี้เป็นเครื่องรับส่งวิทยุ FM แบบแบนด์แคบ

จากการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถ้าระยะทางจากวงจร LPF มายังวงจร VCO มากจะทำให้ขนาดของสัญญาณรบกวนซึ่งมาจากวงจร VCO มีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วยส่วนระบบเฟสล็อกถ้าระบบล็อกการตรวจสอบการทำงานโดยไซสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์ (Spectrum Analyzer) สเปกตรัมจะมีความถี่เดียว (pure spectrum)

จาก Transfer function ของวงจร Low pass filter ชนิดนี้

$$F(s) = \frac{-1(1+s\tau_2)}{s\tau_1} \quad (6.8)$$

$$\tau_1 = \frac{K_d K_{VCO}}{N_{mean} \omega_n^2} = R_1 C_1 \quad (6.9)$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} = R_2 C_1 \quad (6.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_d = \frac{\Delta V_D}{4\pi} \text{ for 3 stater PFD} \quad (6.11)$$

K_d = ค่าคงที่ของเฟสดีเทคเตอร์

$$K_{VCO} = \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \quad (6.12)$$

K_{VCO} = ค่าคงที่ของ VCO

ω_n = Natural frequency; $\omega_n \leq 2\pi f_{ref} / 10$

f_{ref} = คือความถี่ที่ทางเข้าของเฟสดีเทคเตอร์

$$\omega_n = \frac{\Delta\omega_{po}}{11.55(\xi + 0.5)}; \text{ PFD} \quad (6.13)$$

ให้ $\Delta\omega_{po} = 3000 \text{ Rad/sec}$

$\xi = 1.14$; ξ คือ damping factor

$$\Delta\omega_{max} \text{ at PD} = \frac{2\pi |(f_{o,max} - f_{o,min}) - f_{ref}|}{N_{Tmin}} \quad (6.14)$$

$\Delta\omega$ at PD คือ Frequency step at PD i/p

$$\Delta\omega_{po} \text{ at PD} \leq \Delta\omega_{po,max} \text{ at PD} < 2\pi f_{ref} \quad (6.15)$$

$\Delta\omega_{po}$ = Dynamic limit of stable operation of the PLL

เฟสดีเทคเตอร์จะไม่ลื้อคถ้าการเปลี่ยนแปลงความถี่ ($\Delta\omega$) มากกว่า $\Delta\omega_{po}$ ที่อินพุทของเฟสดีเทคเตอร์

จากการทดลองโครงงานนี้ ย่านความถี่ที่อินพุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส คือ

(82.325 \rightarrow 83.245 MHz) - 75.0 MHz เท่ากับ 7.325 \rightarrow 8.245 MHz

และค่าหาร N อยู่ในช่วง 1465 \rightarrow 1649 และ ความถี่อ้างอิงเท่ากับ 10.24 MHz \div 2048

เท่ากับ 5 kHz

$$N_{max} = \sqrt{N_{max} \cdot N_{min}} \quad (6.16)$$

$$\Omega_{p2} = \text{pole frequency} = 1/R_3 R_2 \quad (6.17)$$

$$\Omega_z = \text{zero frequency} = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (6.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองวัดคุณสมบัติ VCO

$$f_{VCO,min} = 81.82 \text{ MHz ที่แรงดัน } 2.0 \text{ V}$$

$$f_{VCO,mix} = 83.69 \text{ MHz ที่แรงดัน } 10 \text{ V}$$

จากสมการที่ 6.12

$$K_{VCO} = 1.626 \text{ MV } \frac{\text{Rad/sec}}{\text{V}}$$

$$K_d = 0.7162 \text{ V/Rad}$$

จากสมการที่ 6.14

$$\Delta\omega_{max} = 3946 \text{ Rad/sec}$$

ให้ $\Delta\omega_{po} = 3000 \text{ Rad/sec}$ และ $\xi = 1.14$

ดังนั้น จากสมการที่ 6.13

$$\omega_n = 158.4 \text{ R/sec}$$

จากสมการ (6.9)

$$\tau_1 = R_1 C_1 = 29.87 \text{ msec}$$

จากสมการ (6.10)

$$\tau_2 = R_2 C_1 = 14.40 \text{ msec}$$

กำหนดให้ $C_1 = 0.15 \mu\text{F}$

$$R_1 = \tau_1 / C_1 = 200 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = \tau_2 / C_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

จากการกำหนดให้ $10\omega_z \leq \omega_{p2} \leq 0.1\omega_{Ref}$ เพื่อที่จะลดทอนสัญญาณความถี่สูงให้เข้าใกล้ศูนย์มากที่สุด

กำหนดให้ $\omega_{p2} = 666.7 \text{ R/s}$

ให้ $C_2 = 0.15 \mu\text{F}$

ดังนั้นจะได้

$$\omega_{p2} = 1/\tau_3 = 1/R_3 C_2$$

จะได้

$$R_3 = 10 \text{ K}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

การทดลองและผลการทดลอง

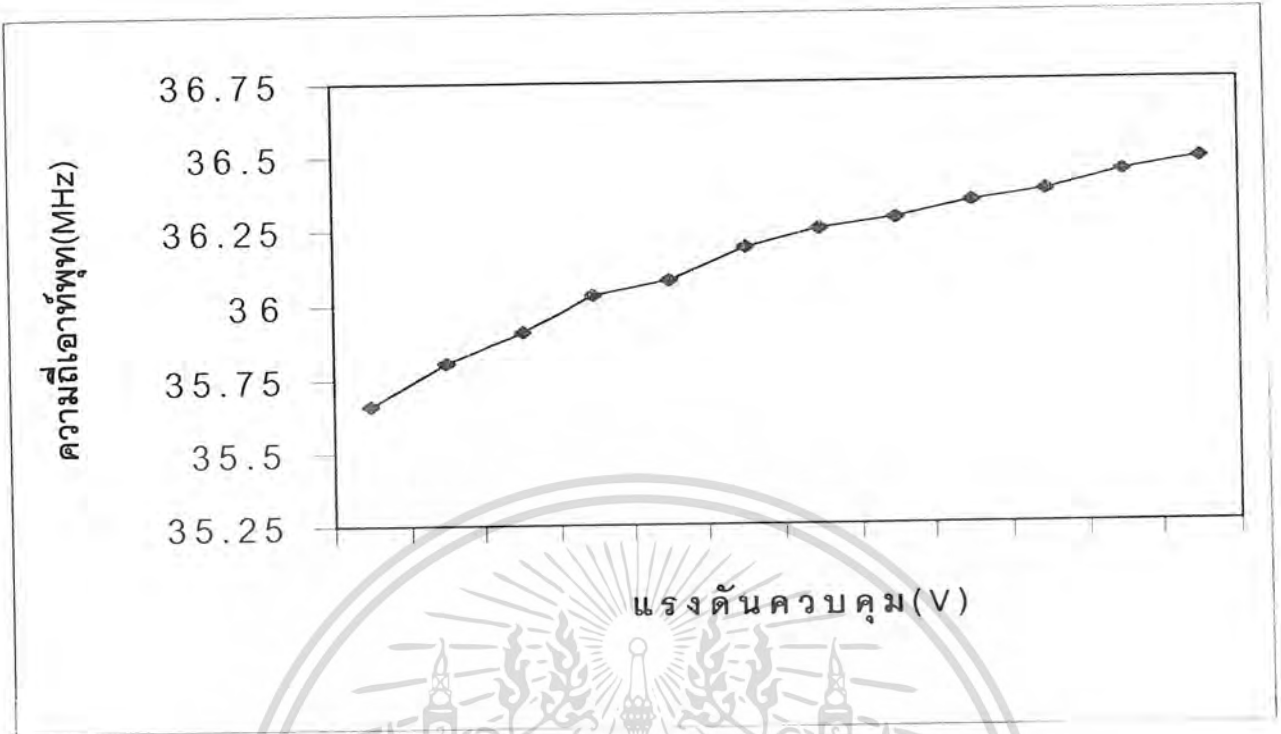
7.1 ผลการทดลองวงจร VCO ของภาครับ

ทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงเข้าที่โหนด 3 ในรูปที่ 6.2 แล้ววัดความถี่และขนาดของสัญญาณที่โหนด 2 ในรูปที่ 6.2

ตารางที่ 7.1 แสดงผลการทดลองวงจร VCO ของภาครับ

แรงดันควบคุม VCO (Volts)	ความถี่เข้าที่พู่ท (MHz)	แรงดันแอมพลิจูดของ VCO (mVpp)
0.0	35.66	233
0.2	35.80	233
0.4	35.91	233
0.6	36.03	239
0.8	36.08	244
1.0	36.19	250
1.2	36.25	254
1.4	36.29	256
1.6	36.34	256
1.8	36.38	257
2.0	36.44	258
2.2	36.48	260

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

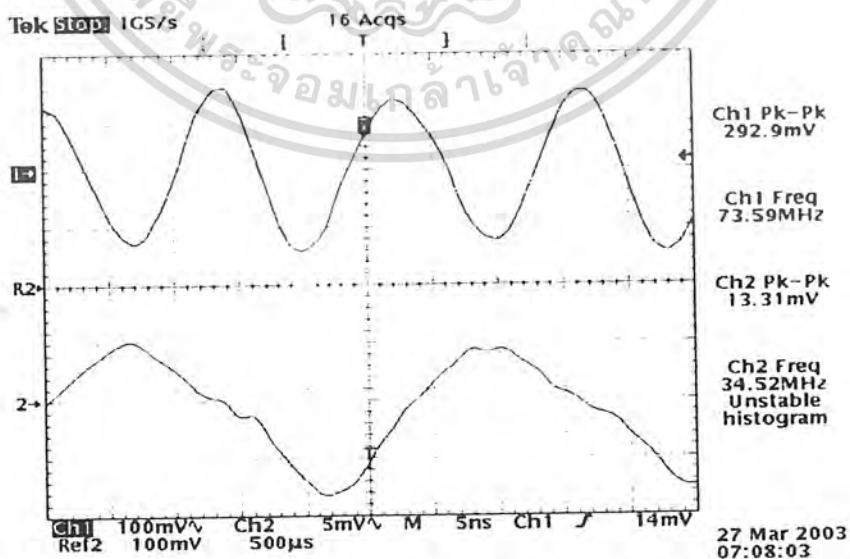


รูปที่ 7.1 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจร VCO

7.2 ผลการทดลองวงจรโลกออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของภาครับ

7.2.1 วงจร VCO และ วงจร Frequency Double

โดยใช้ออสซิลโลสโคปโดยใช้ CH1. วัดสัญญาณที่ภาคเอาต์พุตของ VCO ที่ โหนด 1 ในรูปที่ 6.2 และใช้ CH2. ของออสซิลโลสโคปวัดที่เอาต์พุตของ Frequency Double ที่ โหนด 2 ในรูปที่ 6.2



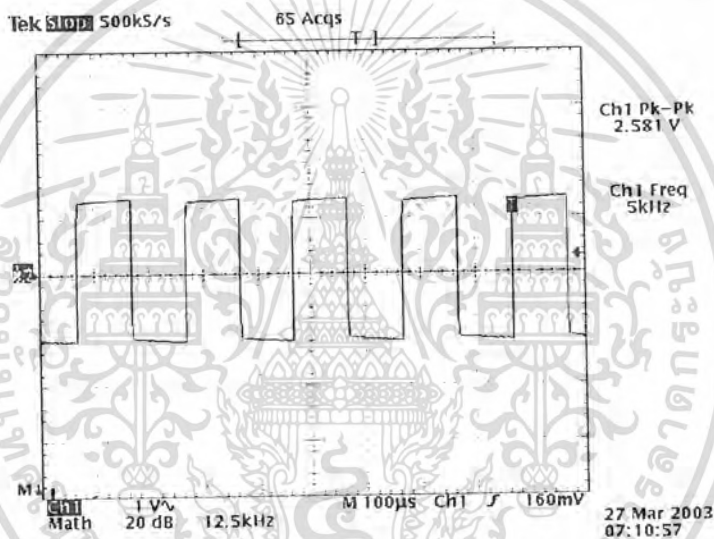
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ VCO และเอาต์พุตของ Frequency Double

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.2 ใช้ CH.1 ของออสซิลโลสโคปแสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจร VCO ที่ตั้งช่องเครื่องรับวิทยุไว้ที่ช่อง 11 (หาร N แล้วได้เท่ากับ 71.63) และ CH.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรทวีคูณความถี่สองเท่าของความถี่จาก VCO (frequency double)

7.2.2 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป

โดยการทดสอบการล็อกความถี่ของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป โดยใช้เครื่อง spectrum analyzer โดยเมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อกแล้วจะมีสเปกตรัมที่บริสุทธิ์และสามารถเปลี่ยนความถี่ไปได้เมื่อเปลี่ยนช่องหรือเปลี่ยนหาร N จากการทดลองเมื่อระบบเฟสล็อกกลุ๊ปอยู่ในสภาวะล็อกแล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดที่ขา $f_{osc}/2048$ (ขาที่ 4) ของ ไอซี MC 145168 จะได้ความถี่เท่ากับ 5 KHz

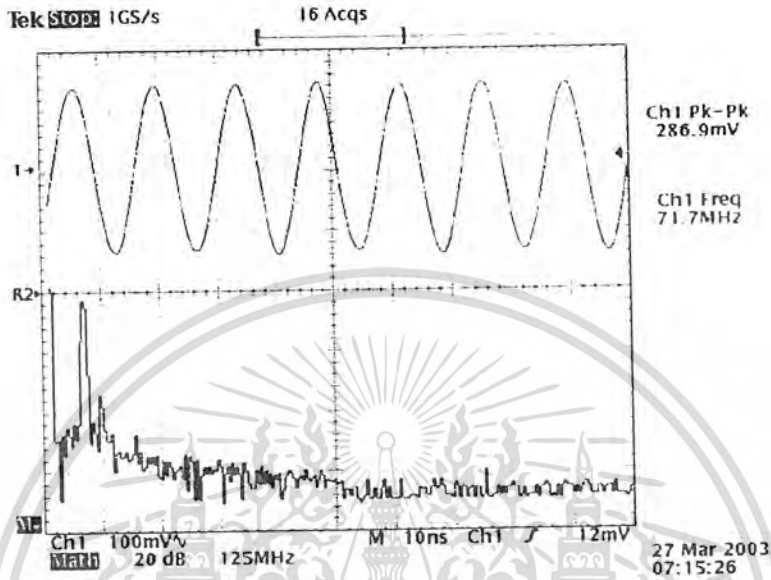


รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณความถี่อ้างอิงในวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป

จากรูปที่ 7.3 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกของสัญญาณอ้างอิงจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์ หารด้วย 2048

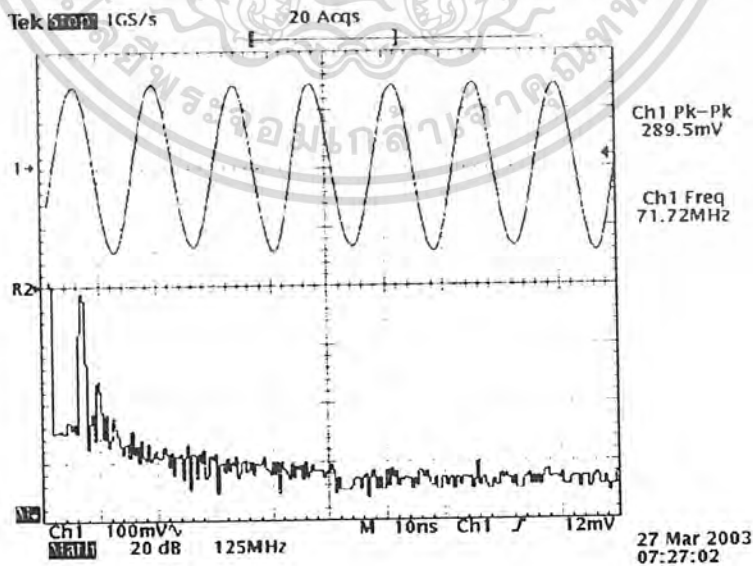
7.2.3 ทดลองวัดสัญญาณโคคลอสซิลเลเตอร์ที่ 1

โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ทางเข้าของโคคลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 (ขา 1 ของ MC 13135) แล้วปรับตัวดิปลิวท์เลือกช่อง 11



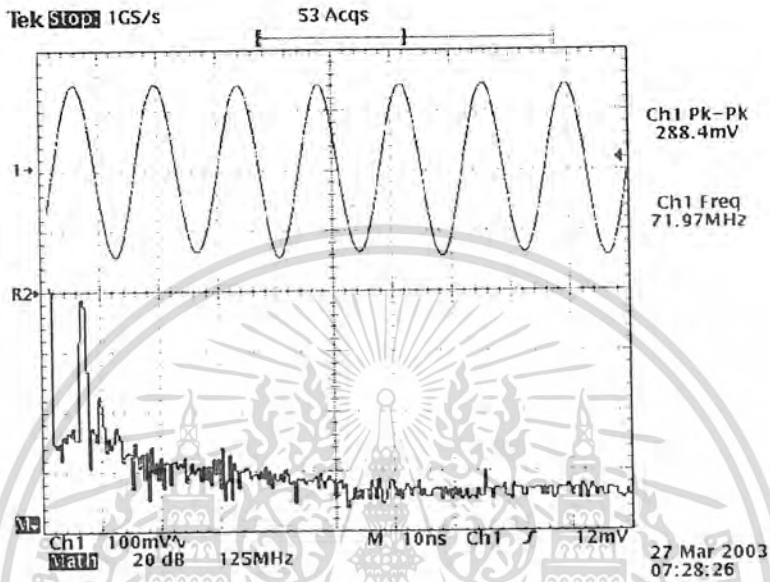
รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากโคคลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 11 ได้ความถี่เท่ากับ 71.63 MHz

ในรูปที่ 7.4 เป็นการปรับตัวดิปลิวท์ให้เป็นช่องที่ 11 แล้วจะได้ความถี่โคคลอสซิลเลเตอร์เป็น 71.63 MHz และสามารถรับสัญญาณความถี่คลื่นพาห้จากเครื่องส่งได้ คือ 82.33 MHz



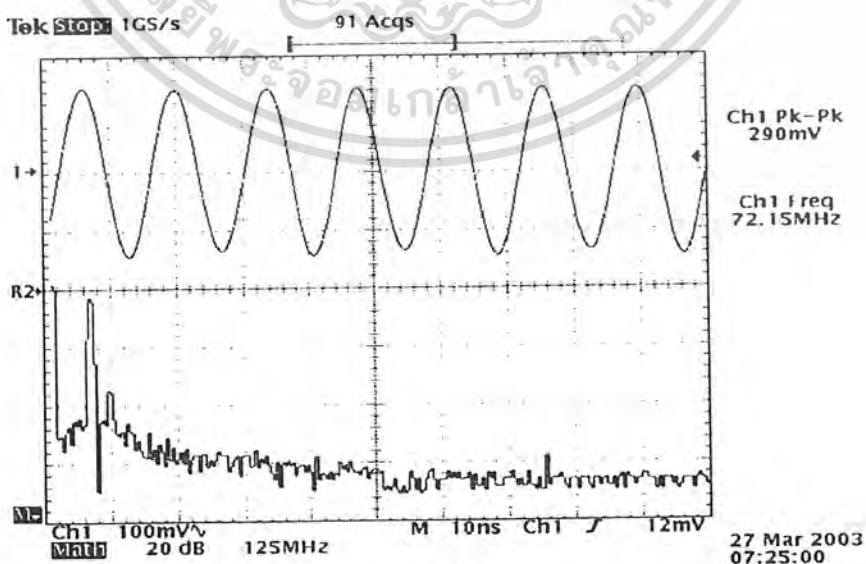
รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณของโคคลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 15 จะได้ความถี่ เท่ากับ 71.79 MHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกของสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยขนาดของฮาร์โมนิกที่ 2 มีค่าต่ำกว่าฮาร์โมนิกที่ 1 อยู่ 30 dB หรือขนาดความแรงของสัญญาณมากกว่าสัญญาณรบกวนอยู่ 15 เท่า ทำให้ได้สัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ที่ 1 ถูกต้อง



รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณของโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 3 มีความถี่เท่ากับ 71.95 MHz

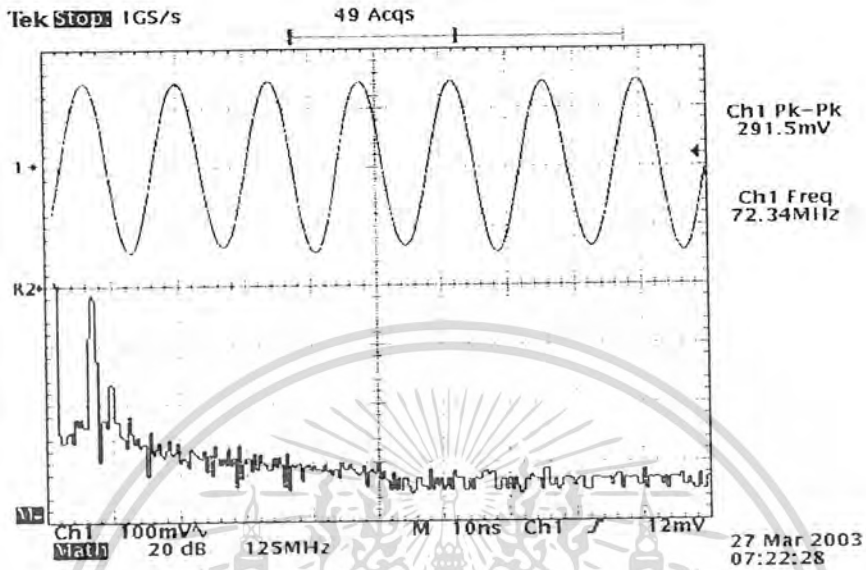
จากรูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกของสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวดิพลวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 3 ได้ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 71.92 MHz



รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณของโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 6 มีความถี่เท่ากับ 72.15 MHz

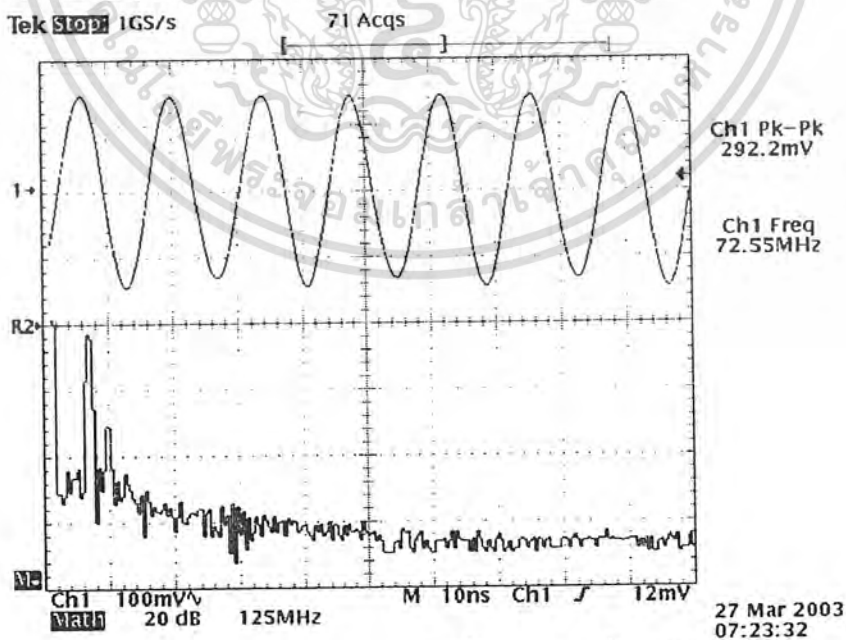
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.7 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณโลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวดิปสวิทช์ให้รับสัญญาณช่องที่ 6 ได้ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.2 MHz



รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณของโลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 8 มีความถี่เท่ากับ 72.35 MHz

จากรูปที่ 7.8 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณโลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวดิปสวิทช์ให้รับสัญญาณช่องที่ 8 ได้ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.38MHz



รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณของโลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 10 มีความถี่เท่ากับ 72.55 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับ ดิปลิวทิวิตีให้รับสัญญาณช่องที่ 10 ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.52 MHz

จากการทดลองเปลี่ยนช่องความถี่ของวงจรเฟสล็อกกลูบ คือ การเปลี่ยนจำนวนหาร N ของ ไอซี เฟสล็อกกลูบ นั้นเอง ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ที่ได้จากการบันทึกผลโดยใช้ออสซิลโลสโคปมีค่าไม่ตรงกับที่คำนวณไว้ เนื่องจากออสซิลโลสโคปมีการประมวลข้อมูลเป็นแบบสุ่ม โดยในการทดลองเราจะจ่าย ความถี่พาหะจากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ให้มากกว่าความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์อยู่ 10.7 MHz และเมื่อผ่านวงจรมิกเซอร์ที่ 1 ของไอซี MC13135 เราจะสามารถแยกสัญญาณเป็นสัญญาณ ความถี่กลางได้เท่ากับ 10.7 MHz ทุกช่อง

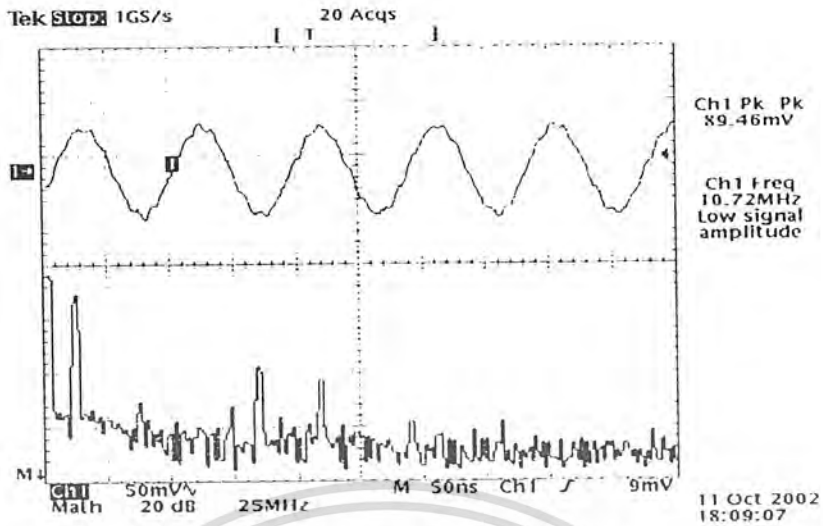
7.3 ผลการทดลองของวงจรเครื่องรับวิทยุ

การทำงานของเครื่องรับวิทยุโดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุป้อนสัญญาณให้กับ เครื่องรับวิทยุ โดยการต่อสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ RF เข้าที่จุดต่อสายอากาศ โดยเลือกตั้ง ความถี่คลื่นพาหะเป็น 82.33 MHz และตั้งช่องของจำนวนหาร N ไว้ที่ช่อง 11 สำหรับวงจรเฟสล็อกกลูบ เพราะฉะนั้นจะได้ความถี่โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 เป็น 71.63 MHz

7.3.1 ผลการทดลองของวงจร RF Mixer ที่ 1

โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้าที่ขา 22 ของ MC13135 ซึ่งตั้งค่าดังนี้

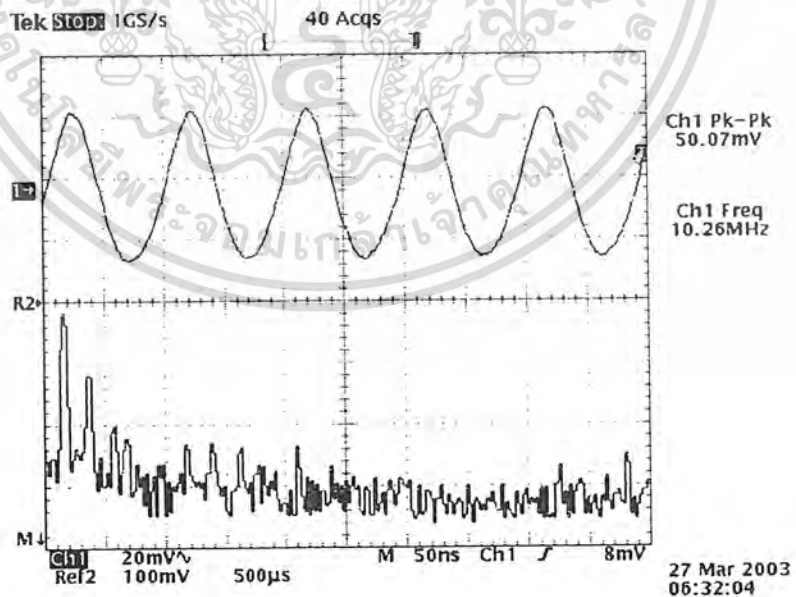
ความถี่ของคลื่นพาหะ	:	82.33 MHz
ความแรงของสัญญาณ RF	:	60 dBu
มอดดูเลชัน	:	OFF



รูป 7.10 แสดงสัญญาณที่ทางออกของวงจร RF Mixer ที่ 1 (ขา 18 ของ ไอซี MC 13135)

จากรูปที่ 7.10 เป็นรูปคลื่นที่ผ่านวงจรมิกเซอร์ที่ 1 แล้วกรองผ่านเฉพาะความถี่ $10.7 \text{ MHz} \pm 10 \text{ KHz}$ โดยใช้ เซรามิกฟิลเตอร์

7.3.2 ผลการทดลองของวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2 โดยการใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 2nd local osc. (ขา 5. ของไอซี MC 13135)



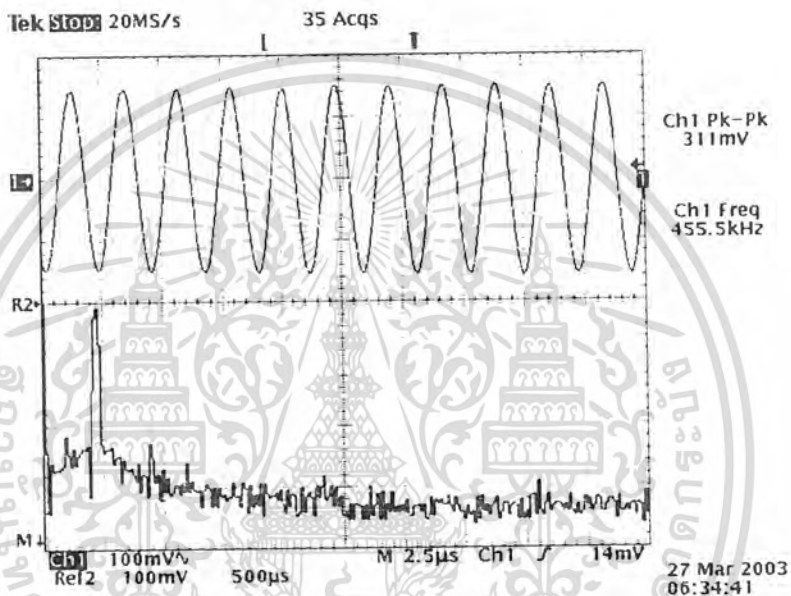
รูปที่ 7.11 แสดงสัญญาณที่วัดจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3.3 ผลการทดลองของวงจรภาคมิกเซอร์ที่ 2 (2nd Mixer)

โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ทางออกของวงจรมิกเซอร์ที่ 2. (ขา 9 ของ ไอซี MC 13135) และป้อนสัญญาณ RF ต่อเข้าที่ขา 22 ของ MC13135 ซึ่งตั้งค่าดังนี้

ความถี่ของคลื่นพาห้	:	82.33 MHz
ความแรงของสัญญาณ RF	:	20 dBm
มอดดูเลชั่น	:	OFF

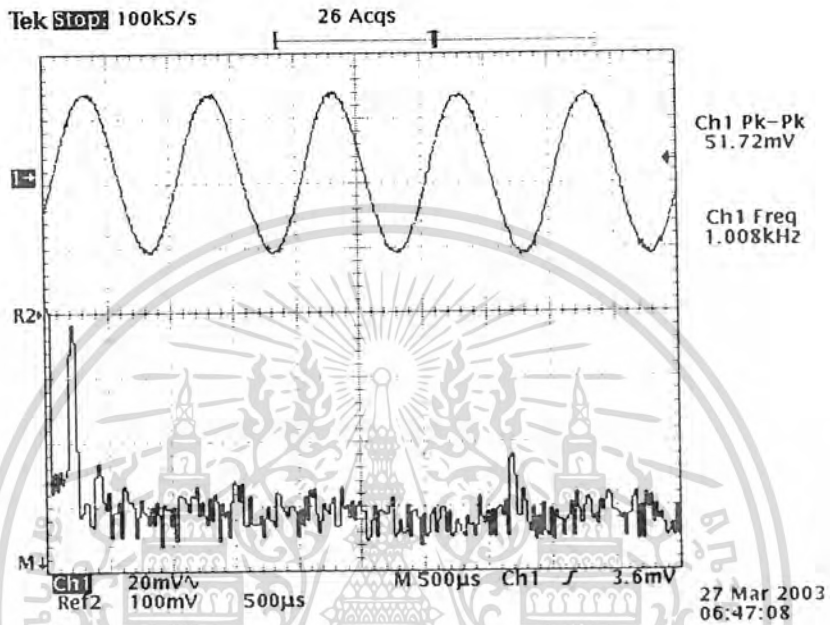


รูปที่ 7.12 แสดงสัญญาณที่วัดจาก IF ที่ 2

จากรูปที่ 7.12 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุทของวงจรมิกเซอร์ที่ 2 และผ่านวงจรกรองความถี่กลางที่ 2 ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 455 kHz โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ จากรูปจะพบว่า ขนาดฮาร์โมนิกส์จะมีเฉพาะขนาดของความถี่หลักเพราะเซรามิกเตอร์มีความกว้างของแถบสัญญาณความถี่ผ่าน (Band width) แคบประมาณ ± 5 KHz

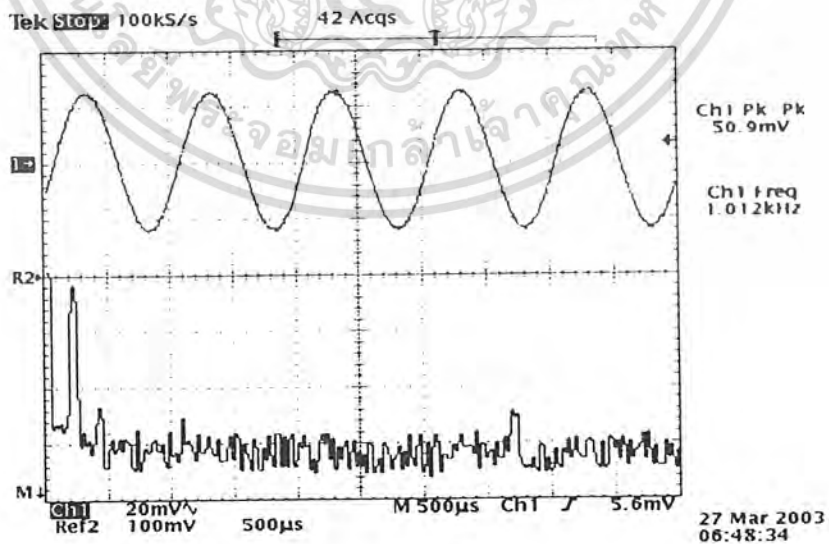
7.4 ผลการทดลองความไวในการรับสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับได้

โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้ากับสายอากาศโดยใช้ความถี่คลื่นพาห้ 82.33 MHz มอดดูเลชั่นด้วยความถี่ 1 KHz แบบ FM โดยมีความถี่เบี่ยงเบน ± 3.5 KHz และปรับระดับความแรงของสัญญาณ RF ค่าต่าง ๆ แล้ววัดสัญญาณที่ทางออกของวงจร Detector (ขา 17 ของ MC 13135)



รูปที่ 7.13 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF

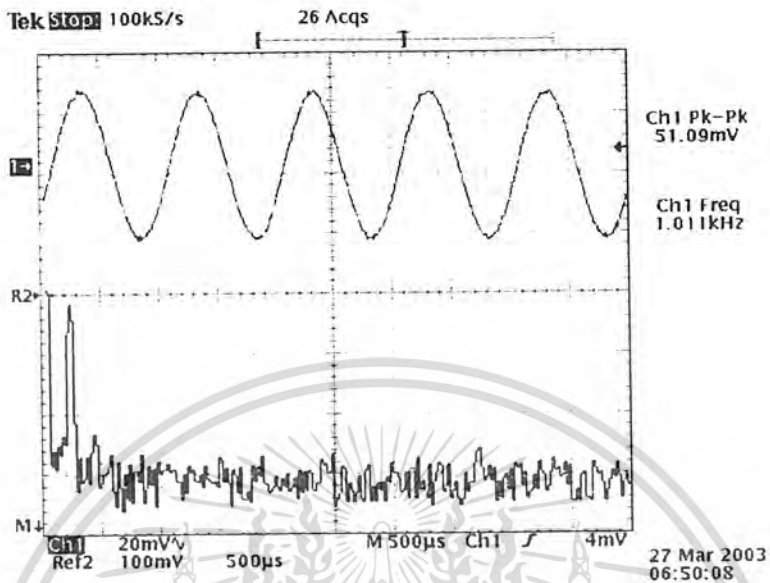
มีค่า 60d



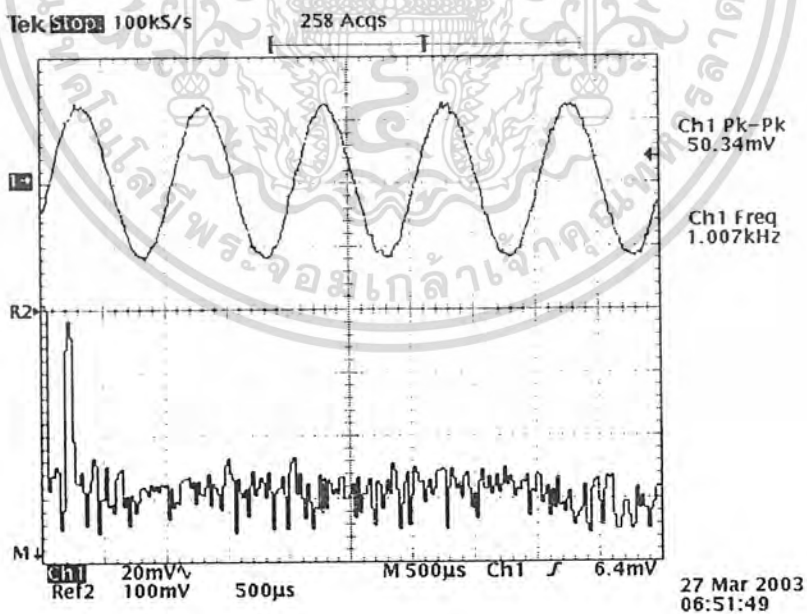
รูปที่ 7.14 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า

50dBu

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

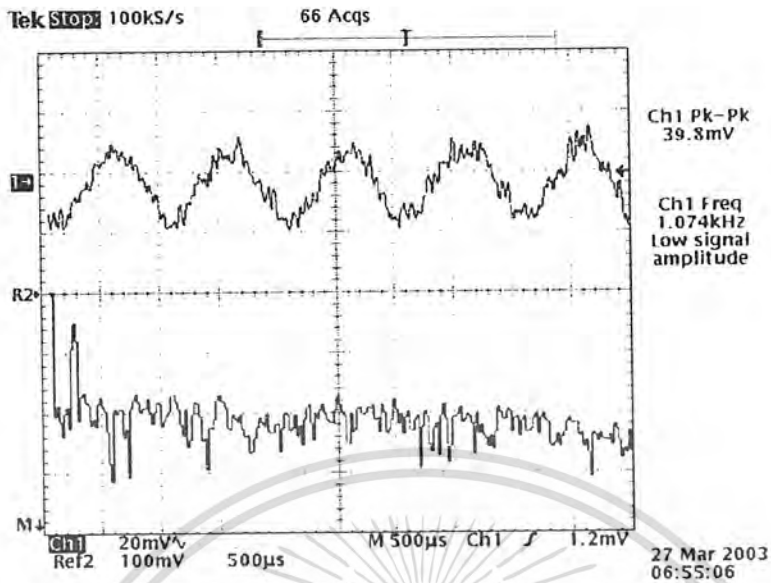


รูปที่ 7.15 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 40dBu



รูปที่ 7.16 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 30dBu

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.17 แสดงสัญญาณที่แยกออกจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 20dBu

จากรูปที่ 7.13 – รูปที่ 7.17 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณเสียงที่ดีที่สุดได้และสามารถรับสัญญาณอินพุทที่สายอากาศได้ดีที่สุด 20dBu ที่สามารถได้รูปคลื่นของสัญญาณเสียงที่อินพุทของวงจรดีเทคเตอร์หรือมีความไวในการรับสัญญาณได้เท่ากับ 20 dBu

7.5 วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ

7.5.1 วิเคราะห์ความผิดพลาดของวงจรสังเคราะห์ความถี่

จากรูปสัญญาณ โคลออลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ในรูปที่ 7.4 - 7.9

$$\text{ค่าจากการคำนวณ} = \frac{(\text{ค่าจากการคำนวณ} - \text{ค่าจากการวัด}) \times 100}{\text{ค่าจากการคำนวณ}} \quad (7.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 7.2 แสดงค่าความผิดพลาดของวงจรสังเคราะห์ความถี่

ช่องสัญญาณ	ความถี่คลื่นพาห์ (MHz)	ความถี่โลคัลลอส ซีลเลเตอร์ที่ 1 (MHz)	ความถี่ที่วัดได้ (MHz)	% Error
11	82.33	71.63	71.63	0.000
15	82.49	71.79	71.83	0.055
3	82.65	71.95	71.92	0.041
6	82.85	72.15	72.20	0.069
8	83.05	72.35	72.38	0.041
10	83.25	72.55	72.52	0.041

7.5.2 วิเคราะห์ค่า Distortion ของเครื่องรับวิทยุ

จากรูปที่ 7.13, 7.14, 7.15, 7.16 และ 7.17 สามารถนำมาคำนวณหาค่า %Total Harmonic Distortion (%THD) ได้ โดยให้ขนาดของฮาร์โมนิกที่ 1 (Fundamental) เป็น 0 dB

ขนาดของฮาร์โมนิกต่างๆ ที่วัดได้เป็นหน่วย dB จะพิจารณาขนาดของฮาร์โมนิกต่างๆ เปรียบเทียบกับขนาดของโมนิกส์ที่ 1 โดยให้ขนาดของฮาร์โมนิกที่ 1 เป็น 0 dB หรือ 1Vrms และพิจารณา ขนาดของฮาร์โมนิกอื่นอยู่ในหน่วยเดียวกัน

$$V_n \text{ (dB)} = \frac{20 \log V_n \text{ (rms)}}{V_{ref} \text{ (rms)}}$$

$$V_n \text{ (rms)} = V_{ref} \text{ (rms)} \cdot 10^{V_n \text{ (dB)} / 20}$$

$V_n \text{ (dB)}$ คือ ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิกต่าง ๆ มีหน่วย dB

$V_n \text{ (rms)}$ คือ ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิกต่าง ๆ มีหน่วย rms

$V_{ref} \text{ (rms)}$ คือ ขนาดแรงดันของฮาร์โมนิกที่ 1 ให้เท่ากับ 1 Vrms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถคำนวณหา Harmonic Distortion ได้ตามนิยาม

$$\%THD = \frac{V_n(\text{rms})_{\text{TOTAL}}}{V_{\text{fund}}(\text{rms})_{\text{TOTAL}}} \quad (7.2)$$

โดยที่ $V_n(\text{rms})_{\text{TOTAL}} = \sqrt{V_1^2(\text{rms}) + V_2^2(\text{rms}) + \dots + V_n^2(\text{rms})}$
 และ $V_{\text{fund}} = 1 V_{\text{rms}}$

ตารางที่ 7.3 ค่าของ THD ที่ความแรงของสัญญาณ RF ค่าต่าง ๆ

ความแรงของสัญญาณ RF (dBm)	ขนาดของสัญญาณที่รับได้ (mVp-p)	% THD (%)
0	345.9	2.6
-10	343.7	2.6
-20	346.5	2.6
-30	344.4	2.6
-40	181.8	3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6 การทดลองและผลการทดลองของเครื่องส่ง

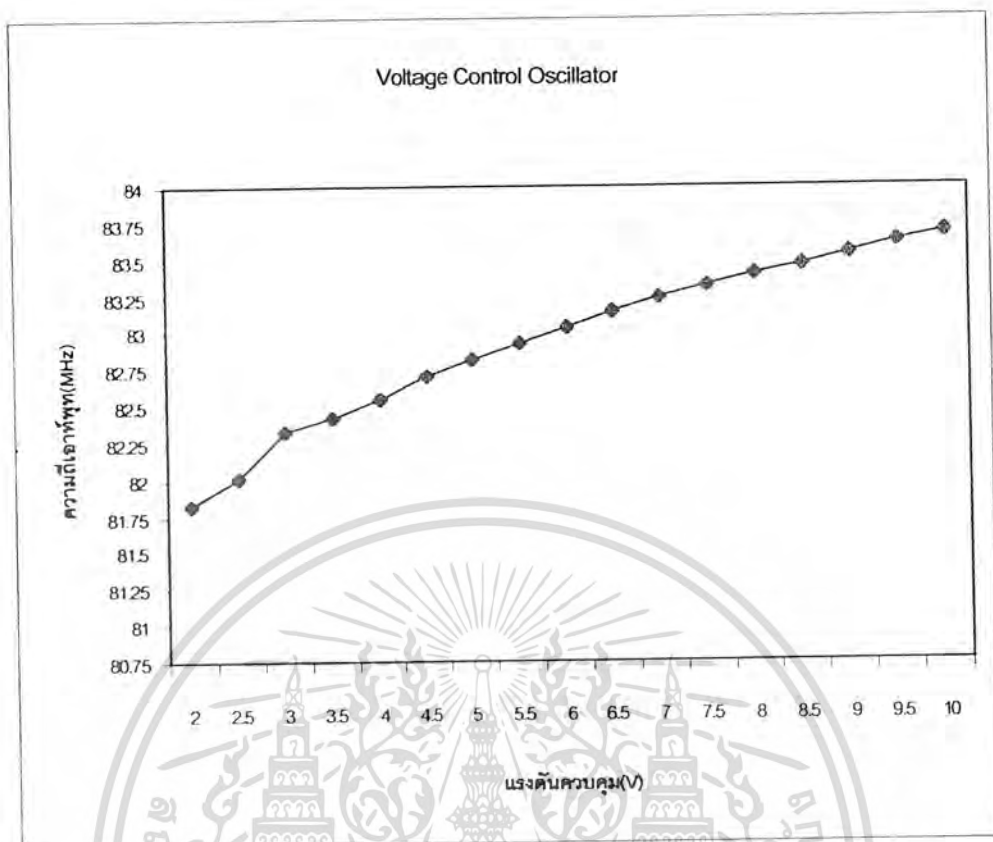
7.6.1 ผลการทดลองวงจร VCO ของภาคส่ง

ทดลองโดยการป้อนแรงดันไฟตรงที่วาริแคปไดโอด(โหนด 1 ในรูปที่ 6.8)แล้ววัดความถี่และขนาดสัญญาณที่โหนด 2 ในรูปที่ 6.8 โดยที่ต่อ Dummy load ไว้ที่โหนด 3 ในรูปที่ 6.8

ตารางที่ 7.4 แสดงผลการทดลองของวงจร VCO ของเครื่องส่ง

แรงดันควบคุม VCO (Volt)	ความถี่เข้าที่พู่ (MHz)	แรงดันเข้าที่พู่ของ VCO(mV)
2.0	81.82	767
2.5	82.02	767
3.0	82.33	767
3.5	82.42	767
4.0	82.55	767
4.5	82.70	767
5.0	82.82	767
5.5	82.93	767
6.0	83.04	766
6.5	83.15	765
7.0	83.24	760
7.5	83.32	756
8.0	83.40	754
8.5	83.47	750
9.0	83.54	745
9.5	83.62	744
10.0	83.69	740

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

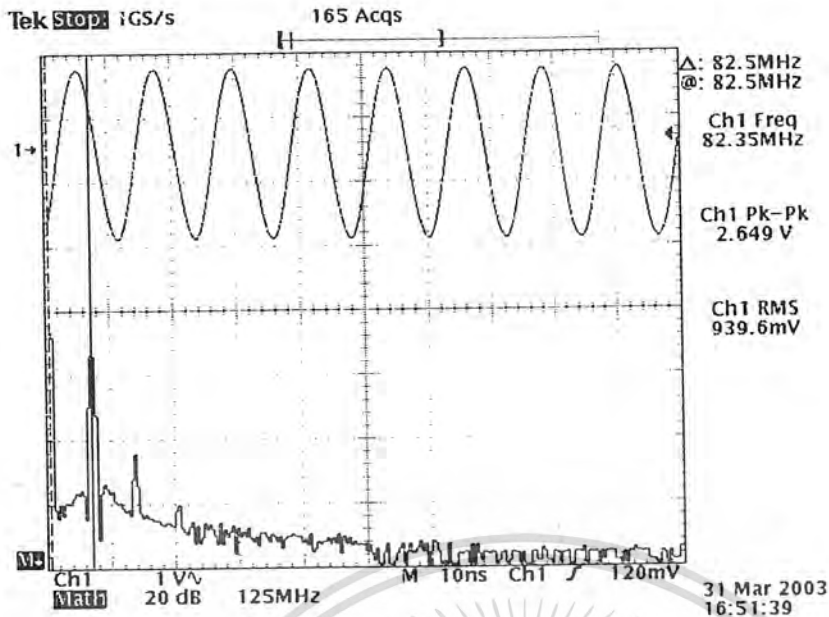


รูปที่ 7.18 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เอาต์พุตของ VCO และแรงดันที่ใช้ควบคุมตัว VCO

จากรูปที่ 7.18 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความถี่เอาต์พุตของ VCO และแรงดันที่ใช้ควบคุม VCO ซึ่งมีลักษณะกราฟเป็นเชิงเส้นจึงทำให้การควบคุมความถี่ของวงจรเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อกได้ดี

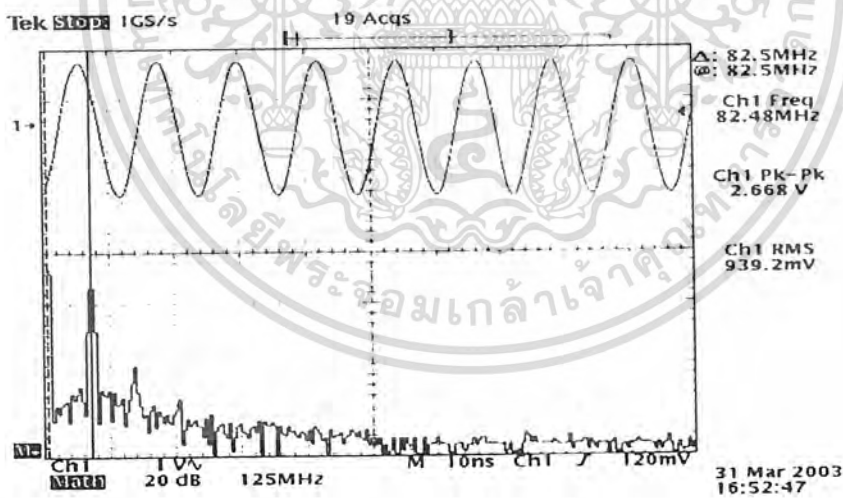
7.6.2 ผลการทดลองของวงจรเฟสล็อก

ผลการทดลองของวงจรเฟสล็อก เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เพื่อใช้ผลิตความถี่คลื่นพาห์ในโครงการนี้ โดยวัดที่โหนด 2 ในรูปที่ 6.8



รูปที่ 7.19 แสดงสัญญาณความถี่ของคลื่นพาห้ของที่ 1 ซึ่งมีความถี่ เท่ากับ 82.325 MHz

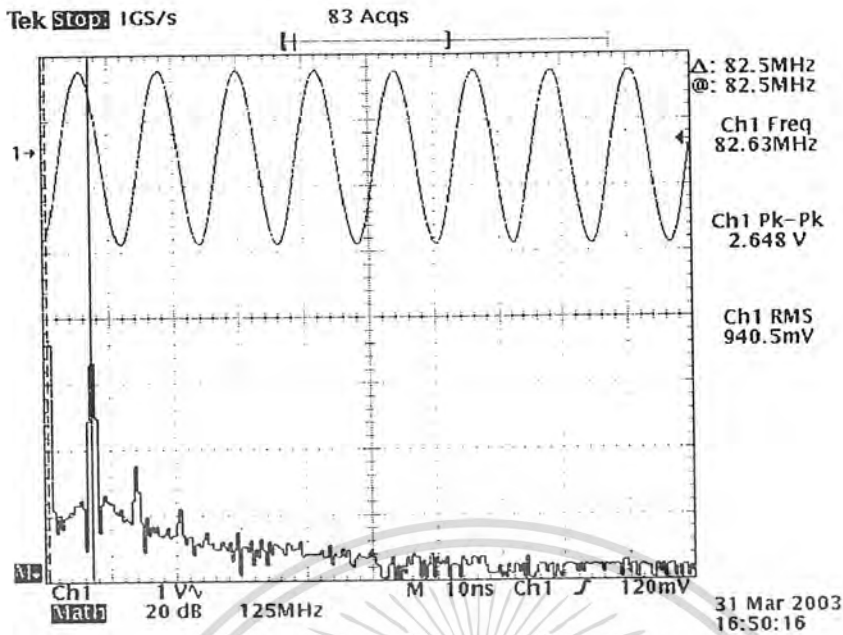
ในรูปที่ 7.19 แสดงสัญญาณคลื่นพาห้ที่ยังไม่ได้มอดูเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 82.325 MHz โดยการตั้งค่าหาร N เป็น 1465 โดยการโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1



รูปที่ 7.20 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ของที่ 3 มีความถี่ เท่ากับ 82.485 MHz

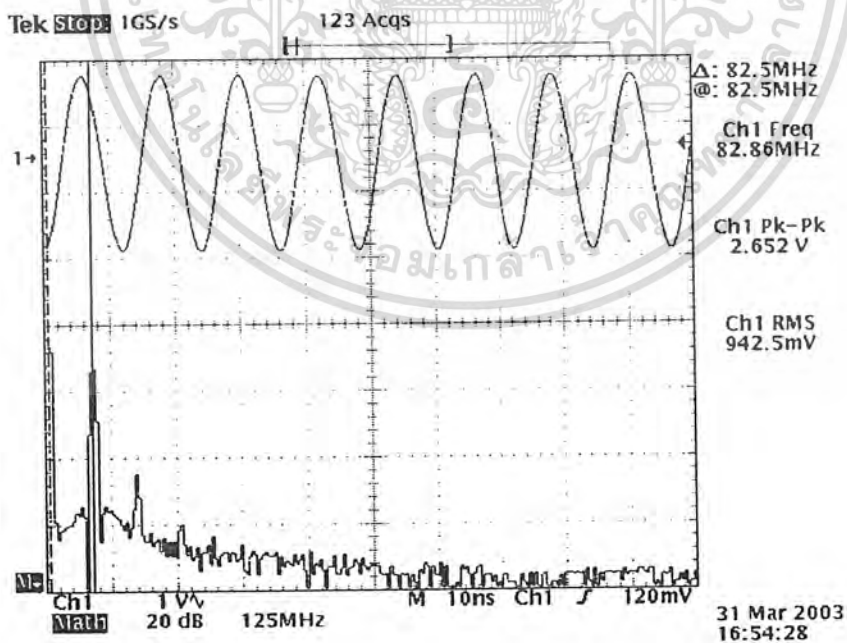
ในรูปที่ 7.20 ความถี่คลื่นพาห้เท่ากับ 82.485 MHz โดยตั้งค่าหาร N เป็น 1497 โดยโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.21 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ช่องที่ 3 มีความถี่ เท่ากับ 82.645 MHz

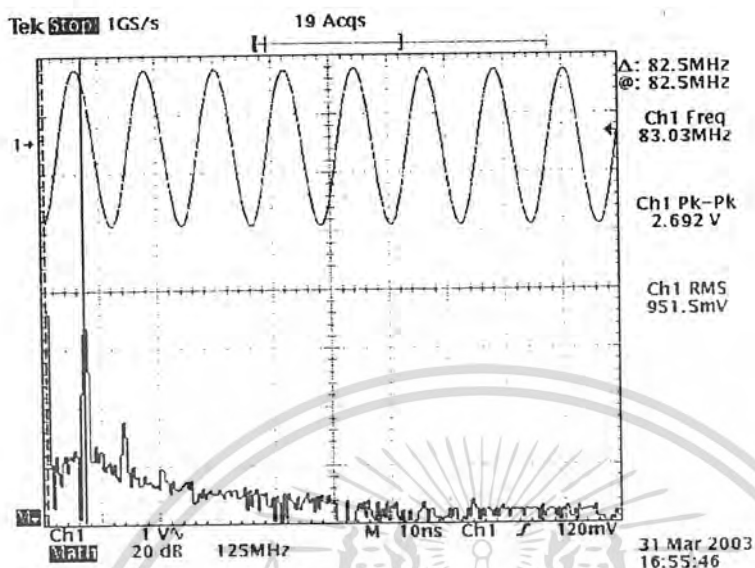
ในรูปที่ 7.21 ความถี่คลื่นพาห้เท่ากับ 82.645 MHz โดยตั้งค่าหาร N เป็น 1529 โดยโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1



รูปที่ 7.22 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ช่องที่ 3 มีความถี่ เท่ากับ 82.845 MHz

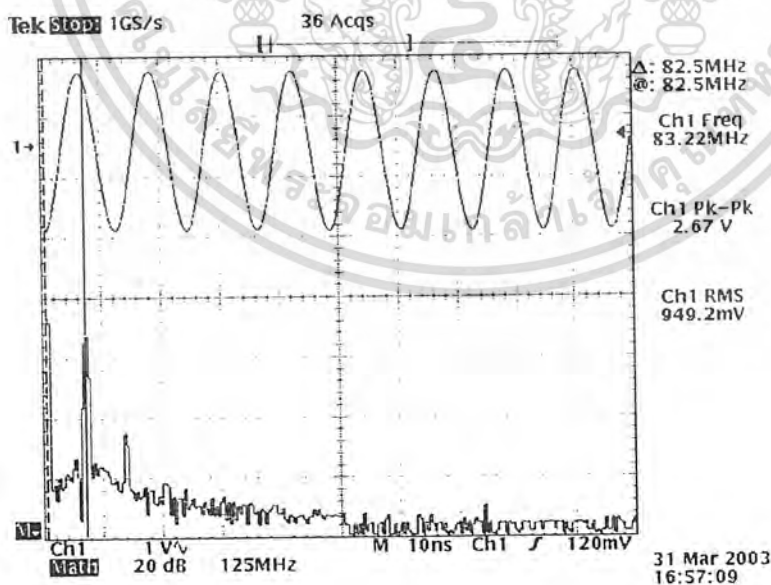
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.22 ความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 82.845 MHz โดยตั้งค่าหาร N เป็น 1569 โดยโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1



รูปที่ 7.23 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ช่องที่ 3 มีความถี่ เท่ากับ 83.045 MHz

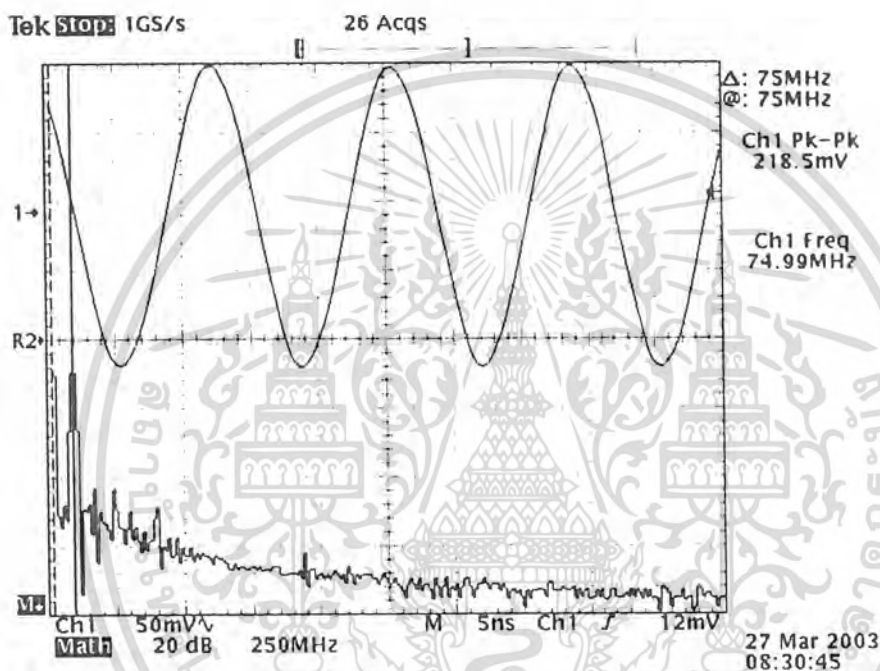
จากรูปที่ 7.23 ความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 83.045 MHz โดยตั้งค่าหาร N เป็น 1609 โดยโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1



รูปที่ 7.24 แสดงสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ช่องที่ 3 มีความถี่ เท่ากับ 83.245 MHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 7.24 ความถี่คลื่นพาห์เท่ากับ 83.245 MHz โดยตั้งค่าหาร N เป็น 1649 โดยโปรแกรมเลขไบนารีตามตารางที่ 6.1

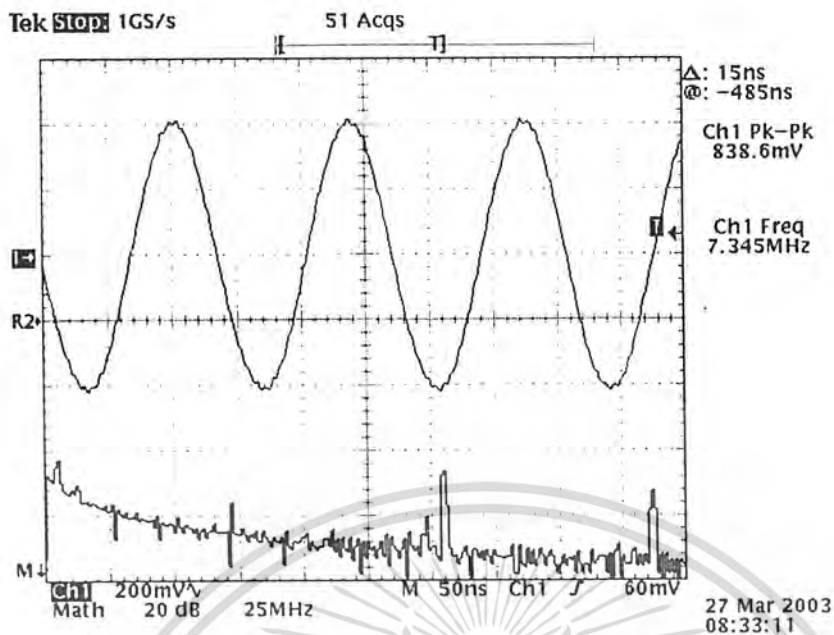
จากรูปที่ 7.19 ถึง 7.24 แสดงคลื่นพาห์ของเครื่องส่งที่ใช้ในโครงการนี้ จำนวน 6 ชุด โดยที่เข้าที่พ่วงจร VCO จะอยู่กับดัมมี่โหลด (Dummy) 50 Ω ไม่ มีวงจรพาวเวอร์แอมป์ฟลายเออร์และความถี่คลื่นพาห์ยังไม่ได้อัดดูเลทกับสัญญาณเสียง จากรูปจะเห็นว่าขนาดของความถี่ฮาร์โมนิกจะต่ำกว่าขนาดของความถี่หลัก (Fundamental Frequency) เป็น -40 dB ทำให้ได้สัญญาณคลื่นพาห์ที่มีสัญญาณรบกวนต่ำหรือขนาดความแรงของสัญญาณที่ต้องการมากกว่าสัญญาณรบกวนเป็น 20 เท่า



รูปที่ 7.25 แสดงสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จากวงจร Mixer มีความถี่เท่ากับ 75 MHz

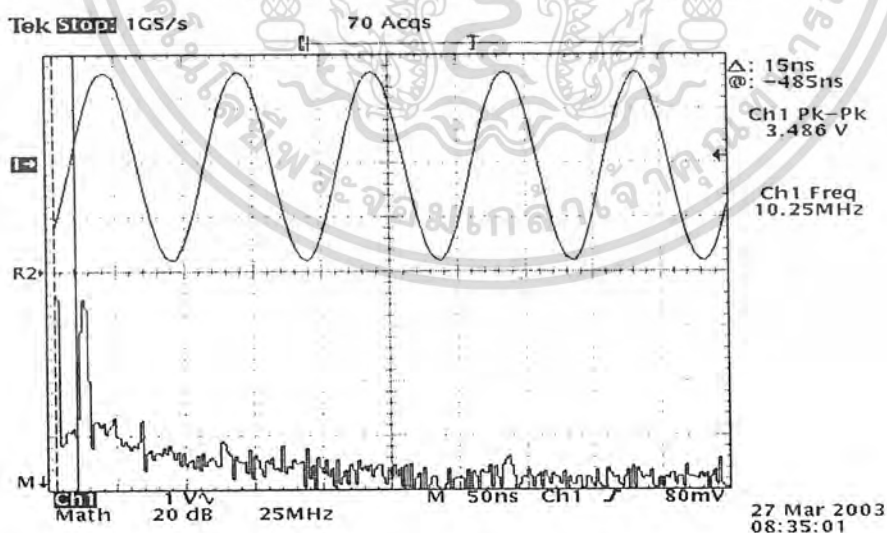
จากรูปที่ 7.25 การวัดสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ของ Mixer ซึ่งได้จากการคูณ 3 เท่าจากความถี่ของคริสตัล 25 MHz โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดที่ขา Oscillator output (ขา 7 ของ MC10116) ของวงจร Mixer จากรูปจะได้ความถี่เท่ากับ 75 MHz เพราะว่าออสซิลโลสโคปไม่สามารถแสดงผลความถี่ในหลักต่ำ ๆ เป็น kHz ได้ตรง และแสดงผลจากค่าเฉลี่ยความถี่ของสัญญาณ และเพื่อปรับค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์ให้ได้เท่ากับ 75 MHz โดยไม่มีผลของค่าคาปาซิเตอร์จากสายสโคปได้ใช้สเปกตรัมที่วัดความถี่ที่สามารถแสดงผลในหน่วย KHz ได้อย่างเที่ยงตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.26 แสดงสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจร Non-linear Mixer

จากรูปที่ 7.26 สัญญาณของเอาต์พุตของวงจร Non-linear Mixer ที่ผ่านวงจรขยายเพื่อเพิ่มความแรงของสัญญาณ จะเห็นว่ามี noise ความถี่สูงรบกวนด้วยและที่ภาค O/P ของวงจรขยายไม่มีวงจร Matching ซึ่งจะช่วยลดทอนสัญญาณความถี่สูงด้วย



รูปที่ 7.27 แสดงสัญญาณความถี่ออกซิลเลเตอร์ของความถี่อ้างอิงมีค่าเท่ากับ 10.24 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.27 ใช้ฮอสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ output ของวงจร Oscillator ในไอซีเบอร์ MC145151 (ขา 26) เพื่อลดผลของสายสโคปต่อวงจรฮอสซิลเลเตอร์จึงได้ต่อผ่านบัฟเฟอร์เพื่อให้ได้ความถี่อ้างอิงที่อินพุทของวงจรเปรียบเทียบเฟสได้เท่ากับ 5 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์

8.1 บทสรุป

ในการออกแบบเครื่องรับส่งวิทยุสำหรับรับฟังลุ่มแปลภาษาได้ ได้ทำการออกแบบทั้งในส่วน
ของเครื่องรับและเครื่องส่ง โดยในส่วนของเครื่องรับวิทยุ นั้น ในโครงงานนี้ได้ออกแบบให้ทำงานที่
แหล่งจ่ายไฟเพียง 3 V เพื่อให้มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา เพื่อความสะดวกคล่องตัวโดยสามารถพก
ติดตัวได้ เหมาะสำหรับเวลาเข้าร่วมประชุม โดยโครงงานนี้ได้เลือกย่านความถี่ที่ใช้ในการรับและส่งคือ
82.33 MHz – 83.25 MHz ที่เลือกย่านความถี่นี้เพราะจะได้ไม่ถูกรบกวนจากวิทยุ FM กระจายเสียง
ท้องถิ่น(ย่านความถี่ประมาณ 87.50 MHz – 108 MHz) และไม่ทับแถบความถี่อื่นที่ใช้การสื่อสาร
สำคัญๆ เช่น การสื่อสารทางการบิน ส่วนสัญญาณเบสแบนด์นั้นมีค่าตั้งแต่ มากกว่า 0 Hz ขึ้นไป
จนถึง 4 KHz และมีความถี่เบี่ยงเบน ± 4 KHz ในการออกแบบในส่วนของภาครับได้ใช้ IC เบอร์ MC
13135 ซึ่งภายในประกอบด้วยภาคสำคัญๆ ในการทำเครื่องรับวิทยุไว้พร้อมแล้ว เช่น ภาคมิกเซอร์ ,
ภาคขยาย IF , ภาคลิมิตเตอร์ และ ภาคดีเทคเตอร์ ซึ่งทั้งหมดอยู่ใน IC เพียงตัวเดียวจึงทำให้เครื่องรับ
วิทยุมีขนาดเล็กได้และออกแบบวงจรได้ง่ายขึ้น โดยใน IC เบอร์ MC 13135 นี้สามารถทำการเปลี่ยน
ความถี่คลื่นพาห้ ซึ่งเป็นความถี่สูงให้เป็นความถี่กลาง ได้ 2 ครั้ง ได้แก่ $10.7 \text{ MHz} \pm 100 \text{ KHz}$ และ
 $455 \text{ KHz} \pm 5 \text{ KHz}$ โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์เพื่อกรองให้ได้ความถี่กลาง เพื่อให้การรับเลือกสัญญาณ
(selectivity) และความไวในการรับสัญญาณ (sensitivity) ดีเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์มี
ค่า Q สูงทำให้สามารถกรองความถี่ได้ดี ส่วนตัว VCO ทั้งในภาครับและส่งนั้น ก็ได้ใช้ทรานซิสเตอร์ใน
การผลิต ซึ่งมีราคาถูก(ทำให้ประหยัดค่าใช้จ่าย) และให้เอาท์พุทที่มีกำลังงาน(power)สูงใช้ได้ และใน
โครงงานนี้ทั้งภาครับและส่งได้ใช้วงจรเฟสล็อกในการผลิตสัญญาณโลคอลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้
สามารถผลิตความถี่ได้อย่างถูกต้องเที่ยงตรง โดยในโครงงานนี้ภาครับสามารถทำการเปลี่ยนแปลงให้
ผลิตความถี่ต่างกันได้ถึง 16 ความถี่ หรือ 16 ช่องสัญญาณ แต่ในโครงงานนี้จะใช้เพียง 6 ความถี่ หรือ
6 ช่องเท่านั้น โดยการนำ IC เบอร์ 145168 มาใช้งาน ทั้งยังทำหน้าที่เป็น ตัวเฟสดีเทคเตอร์ (Phase
Detector) อีกด้วย แต่ในภาคส่งจะใช้ IC เบอร์ 145151 ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่จะผลิตโดยใน
โครงงานนี้จะใช้เพียง 6 ความถี่ หรือ 6 ช่องเท่านั้น และ IC ตัวนี้ก็เป็น ตัวเฟสดีเทคเตอร์ ด้วยเช่นกัน
โดยรายละเอียดต่างๆของแต่ละภาคทั้งในเครื่องรับและภาคส่ง ได้กล่าวไว้แล้วใน บทที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 บทวิจารณ์

1. ในการทดลองของวงจร VCO เป็นไปค่อนข้างลำบากเพราะเป็นวงจรที่ทำงานที่ความถี่สูงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้มาก และการต่อกราวด์นั้น ตัวกราวด์ควรมีพื้นที่ขนาดมากกว่า 5 mm. เพื่อลดผลของอิมพีแดนซ์ที่กราวด์ ในการทดลองวัดผลของวงจร VCO ไม่สามารถทดลองบนโพโรโตบอร์ดได้ ส่วนในภาคส่ง VCO นั้นจะเป็นแบบ common base เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็น pure sine มากที่สุด

2. เนื่องจากวิทยุในภาค RF มีความถี่สูง ทำให้ในการใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเกิดการผิดเพี้ยนขึ้นในการทดลองจริง ๆ ทางผู้จัดทำจึงได้พยายามรวมผลของคาปาซิเตอร์ในโพโรโตบอร์ดในการออกแบบวงจรเพื่อความถูกต้องและความสะดวกในการวัดการทดลองแล้วก็ควรใช้สายโพรบที่มีค่าความจุต่ำๆ

3. เนื่องจากวงจรเฟสล็อกูปที่ใช้ผลิตความถี่โคออลออสซิเลเตอร์นั้นสามารถเปลี่ยนช่องความถี่เพื่อเลือกความถี่ได้จึงต้องทำการเปลี่ยนแปลงดิฟเฟอเรนเชียล จำนวน 4 บิต จึงทำให้ไม่สะดวกในการใช้งาน และเพราะวงจรนี้ทำงานที่ไฟเลี้ยง 3 V จึงทำให้หาอุปกรณ์อื่นแทนยาก

4. เนื่องจากผู้จัดทำยังไม่ได้ใช้เสาอากาศ จึงยังไม่ได้ทำการแมทชิงอิมพีแดนซ์ กับ เสาอากาศ เพื่อเพิ่มกำลังในการรับ-ส่งสัญญาณ แต่ก็ได้ทดลองโดยการใช้นวดทองแดง(ยาวประมาณ 6 นิ้ว) แทนสายอากาศในการรับและส่งดู ซึ่งผลคือสามารถรับ-ส่งสัญญาณได้ประมาณ 8-10 เมตร แล้วทางผู้จัดทำได้ทำการคำนวณ power ของภาคส่งไว้ โดยต่อ Dummy Load 50Ω แทนสายอากาศ แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตได้ V_{p-p} ประมาณ 900mV(rms) ก็จะหา กำลังส่ง (power) ได้เท่ากับ $(900 \text{ m})^2/50$ คือเท่ากับ 16.2mW

4. จากผลการทดลอง เครื่องรับนี้สามารถรับสัญญาณ RF จากเครื่องกำเนิดความถี่ RF แล้วยังคงดีเทคสัญญาณเบสแบนด์ออกมาได้ ที่ขนาดความแรงของสัญญาณ RF ต่ำสุด คือ 60 dBu จึงแสดงให้เห็นว่า เครื่องรับนี้มี sensitivity ที่ดี คือ สามารถรับสัญญาณที่มาจากเครื่องส่งได้ดีแม้ที่ความแรงต่ำๆ(ไม่ต่ำกว่า 60 dBu) และยังคงดีเทคสัญญาณเบสแบนด์ออกมาได้

5. จากผลการทดลองในตารางที่ 7.3 เครื่องรับนี้มีค่า % Total Harmonic Distortion (%THD) ต่ำ (เฉลี่ยที่ 2.78) จึงแสดงให้เห็นว่ามี Harmonic Distortion รบกวนน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

Robert J. Schoenbeck, "Electronic Communication" , 2nd Edition, Maxwell Macmillan International, Newyork 1992

Best, Roland E., "Phase-Lock Loops : Design, Simulation, and Application 4th cd", Newyork: McGraw-Hill, C1999

Robert C.Dixon, "Radio Receiver Desing", Newyork : Marcel Dekker, Inc., 1988

www.qstink.com

www.mot-sps.com



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

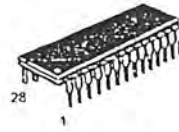
MC145151-2

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

The MC145151-2 is programmed by 14 parallel-input data lines for the counter and three input lines for the R counter. The device features consist of reference oscillator, selectable-reference divider, digital-phase detector, and 4-bit programmable divide-by-N counter.

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

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



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 710



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751F

ORDERING INFORMATION

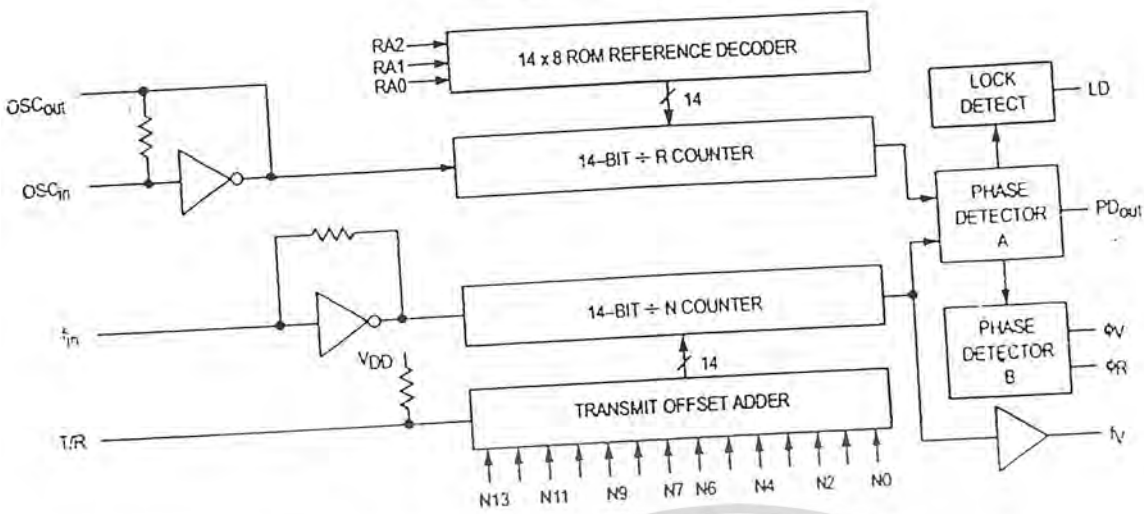
MC145151P2 Plastic DIP
MC145151DW2 SOG Package

PIN ASSIGNMENT

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



MC145151-2 BLOCK DIAGRAM



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

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

Frequency Input (Pin 1)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

OSCin, OSCout Reference Oscillator Input/Output (Pins 27, 26)

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

OUTPUT PINS

PDout Phase Detector A Output (Pin 4)

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

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

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

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

MC145151-2 through MC145158-2

MOTOROLA

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϕ_R, ϕ_V
Phase Detector B Outputs (Pins 8, 9)

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

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

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

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

f_V
N Counter Output (Pin 10)

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

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

LD
Lock Detector Output (Pin 28)

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

POWER SUPPLY

VDD
Positive Power Supply (Pin 3)

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

VSS
Negative Power Supply (Pin 2)

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

TYPICAL APPLICATIONS

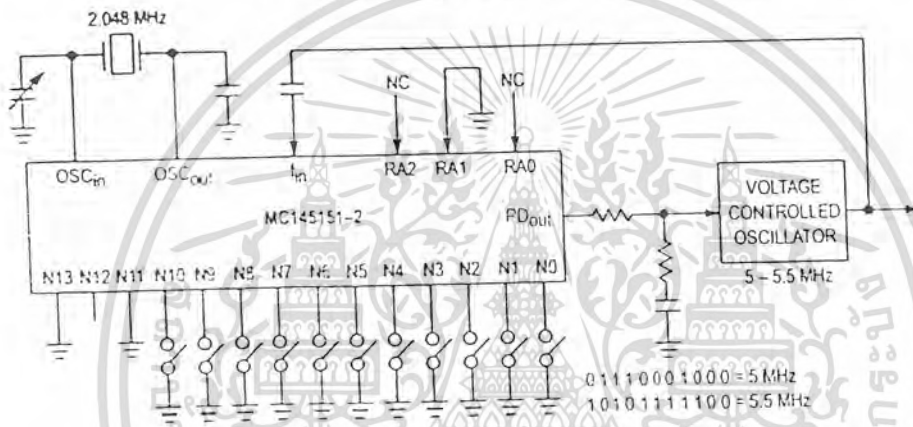
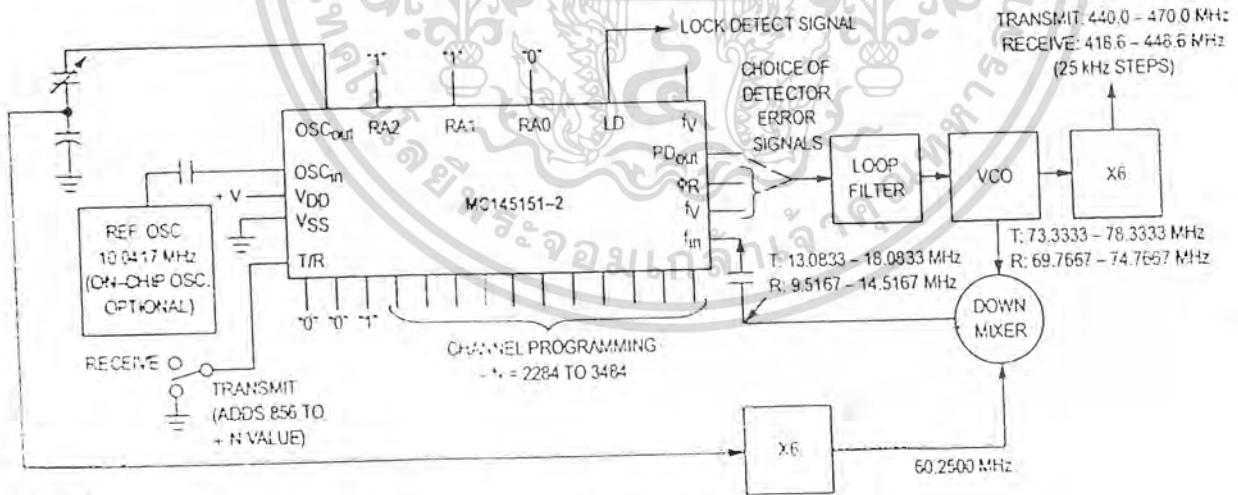


Figure 1. 5 MHz to 5.5 MHz Local Oscillator Channel Spacing = 1 kHz



NOTES:

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

Figure 2. Synthesizer for Land Mobile Radio UHF Bands

MC145151-2 Data Sheet Continued on Page 23

MC14515X-2 FAMILY CHARACTERISTICS AND DESCRIPTIONS

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

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

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

†Power Dissipation Temperature Derating:
 Plastic DIP: - 12 mW/°C from 65 to 85°C
 SOG Package: - 7 mW/°C from 65 to 85°C

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

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

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

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

(continued)

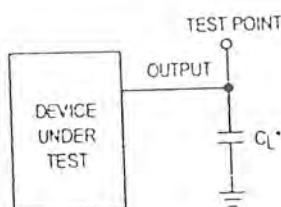
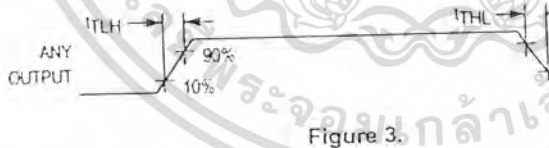
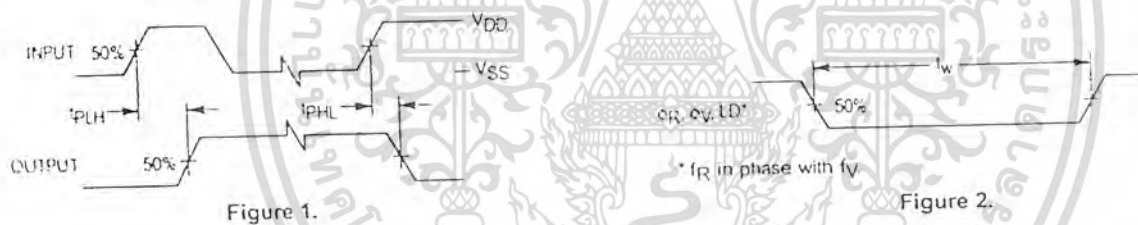
DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($C_L = 50$ pF, Input $t_r = t_f = 10$ ns)

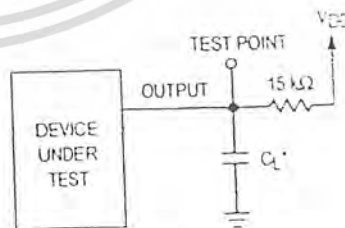
Symbol	Parameter	V _{DD} V	Guaranteed Limit 25°C	Guaranteed Limit - 40 to 85°C	Unit
t _{LH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, f _{in} to MC (Figures 1 and 4)	3	110	120	ns
		5	60	70	
		9	35	40	
t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, ENB to SW1, SW2 (Figures 1 and 5)	3	160	180	ns
		5	80	95	
		9	50	60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

SWITCHING WAVEFORMS



* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 4. Test Circuit



* Includes all probe and fixture capacitance.

Figure 5. Test Circuit

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

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

SWITCHING WAVEFORMS

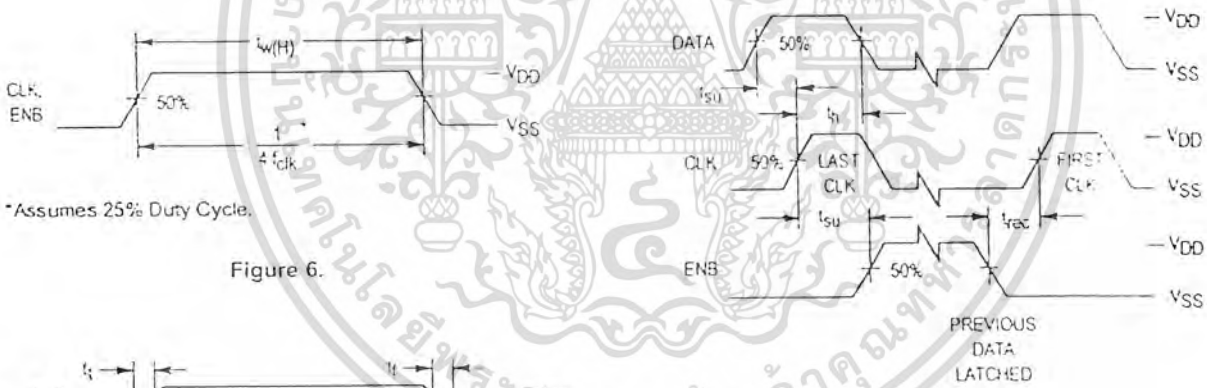


Figure 6.

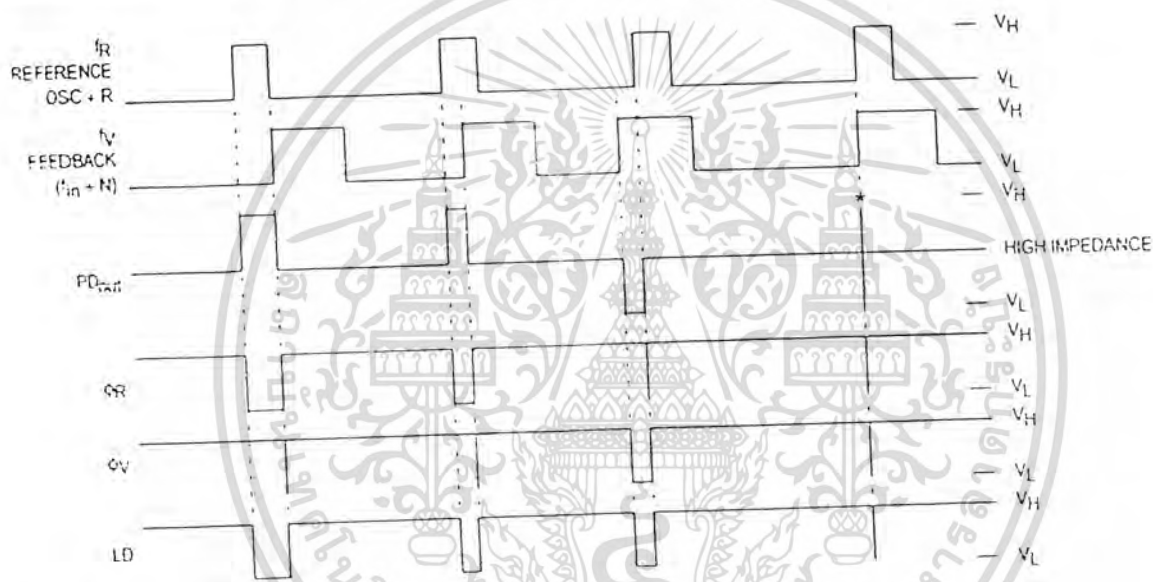
Figure 7.

Figure 8.

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

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

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



V_H = High Voltage Level.
V_L = Low Voltage Level.

* At this point, when both f_R and f_Y are in phase, the output is forced to near mid-supply.
NOTE: The PD_{out} generates error pulses during out-of-lock conditions. When locked in phase and frequency the output is high and the voltage at this pin is determined by the low-pass filter capacitor.

Figure 9. Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms

MATCHING NETWORK DESIGNS WITH COMPUTER SOLUTIONS

Prepared by:
Frank Davis

INTRODUCTION

One of the problems facing the circuit design engineer is the design of high-frequency matching networks. Careful design of a network that will accomplish the required matching, harmonic attenuation, bandwidth, etc., and yield components of practical size can result in many hours spent with pencil and slide rule.

The design of matching networks for high frequency circuits involves an infinite number of possibilities, and a complete tabulation of possible network solutions would be virtually impossible. However, it is often necessary to design matching networks with a $50 + j0$ ohm impedance at one port. This, combined with a restricted range of impedance values to be matched, imposed by network and device limitations, makes practical a tabulation of some of the more commonly used networks. These design solutions are given in this report.

The network solutions included in this report have the limitation that one terminating impedance must be $50 + j0$ ohms. These networks are often used for matching in transistor RF power amplifier circuits that have a 50-ohm source or load. When the network does not have a 50-ohm termination at either port, the mathematical procedure given for each network in Appendix I can be used for the solution.

COMPONENT CONSIDERATIONS

Four networks are presented in this report with solutions in the form of computer tabulations. Each network has its own limitations. Although the network configuration is normally up to the discretion of the design engineer, it is sometimes necessary to use one configuration in preference to another in order to obtain component values that are more realistic from a practical standpoint.

Component selection in the UHF and VHF frequency ranges becomes a major problem, and the network configuration to obtain realistic component values is of vital importance to the design engineer. Design calculations for matching networks can become completely meaningless unless the components for the network are measured at the operating frequency.

For example, a 100 pF silver mica capacitor that meets all specifications at 1 MHz can have as much capacitance as 300 pF at 100 MHz. At some frequency, the capacitor's series lead inductance will finally tune out the capacitance, thus leaving the capacitor net inductive.

Values of inductance in the low nanohenry range are also difficult to obtain, since the inductance of a one-inch straight piece of #20 solid tinned wire is approximately 20 nH.

Component tolerances have no meaning at VHF frequencies and above unless they are specified at the operating frequency. It cannot be over-emphasized that components must be measured at the operating frequency.

NETWORK SOLUTIONS

The resistor and capacitor shown in the box labeled "device to be matched" represent the complex input

or output impedance of a transistor. These complex impedances have been represented in series form in some cases and parallel form in others, depending on which form is most convenient for network calculation. The resultant impedance of the network, when terminated with $50 + j0$ ohms, must be equal to the conjugate of the impedance in the box. The computer tabulations provide this solution.

Network A (see Figure 1) is applicable only when the "device to be matched" has a series real part of less than 50 ohms. As we can see from the computer tabulation, as the series real part approaches 50 ohms, the reactance of C_1 approaches infinity. However, in RF power amplifiers, we normally find that the series real part of both the input and the output is less than 50 ohms, making this matching network applicable to most RF power amplifier stages. Where the terminating impedance is other than 50 ohms, the mathematical procedure for the network solution is given in Appendix I.

Network B (see Figure 2) is the Pi network widely used in vacuum tube transmitters. As is apparent from the computer tabulation, this network is often impractical for use where R_1 is small. For values of R_1 less than 50 ohms, the inductance of L becomes impractically small while the capacitance of both C_1 and C_2 become very large. Where the Pi network configuration must be used to match low values of impedance, a double Pi network, in which the Q of the first section is very low, can be utilized to yield practical components.

Network C has been solved in two forms (see Figure 3). Both of these networks have the limitation that R_1 must be less than 50 ohms. However, it must be stressed that this network configuration quite often yields the most practical components where low values of R_1 must be matched.

Network D (see Figure 4) is a "Tee" network. This network is useful for matching impedance less than or greater than 50 ohms. It has been observed in laboratory tests that this network configuration also yields very high collector efficiencies when used for output matching in transistor RF power amplifier stages.

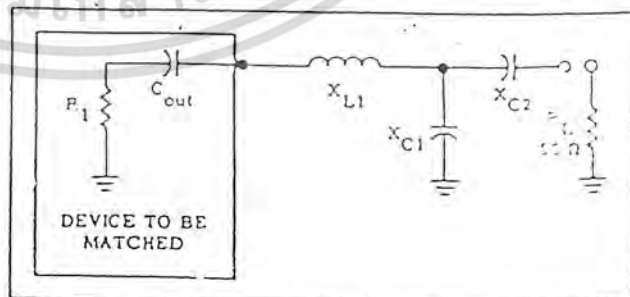


FIGURE 1 — NETWORK A

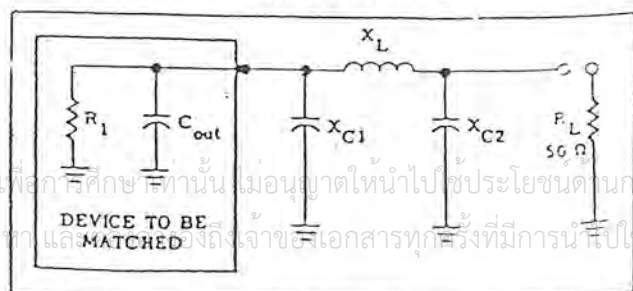


FIGURE 2 — NETWORK B

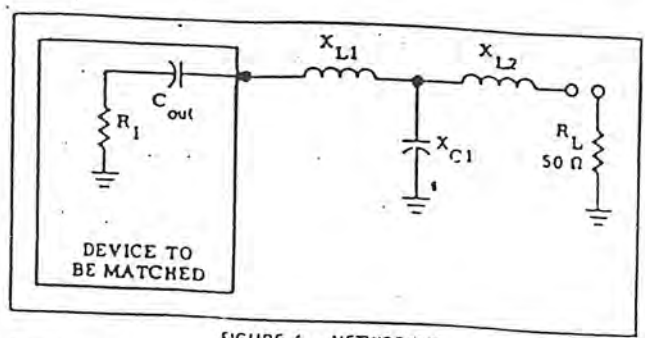
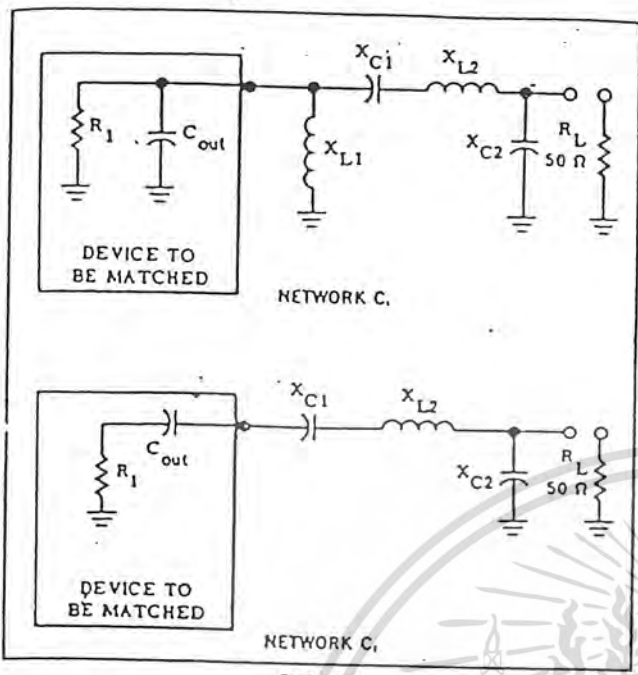


FIGURE 4 - NETWORK D

SUMMARY

Four computer-solved networks have been presented. The mathematical procedure for the solution of each network has been given in Appendix I. Although the networks have found major use in matching solid-state RF power amplifier stages, they are also applicable to any circuit where the individual network's limitations are fulfilled.

*For the derivation of the equations used, refer to Electronic Circuit Analysis, Volume 1, "Passive Networks," Philip Cutler.

FIGURE 3

APPENDIX I

To convert a parallel resistance and reactance combination to series:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p/X_p)^2}$$

$$X_s = R_s \frac{R_p}{X_p}$$

To convert a series resistance and reactance combination to parallel:

$$R_p = R_s [1 + (X_s/R_s)^2]$$

$$X_p = \frac{R_p}{X_s/R_s}$$

To solve network A:

1. Select a Q
 - $X_{L1} = QR_1 + X_{Cout}$
 - $X_{C2} = AR_L$
 - $X_{C1} = \frac{(B/A)(B/Q)}{(B/A) - (B/Q)} \cdot \frac{B}{Q - A}$
- where $A = \sqrt{\left(\frac{R_1(1+Q^2)}{R_L}\right) - 1}$
- $B = R_1(1+Q^2)$

To solve network B:

1. Select a Q
 - $X_{C1} = R_1/Q$
 - $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_1/R_L}{(Q^2+1) - (R_1/R_L)}}$
 - $X_L = \frac{QR_1 + (R_1 R_L / X_{C2})}{Q^2 + 1}$

To solve network C₁:

1. Select a Q
 - $X_{L1} = X_{Cout}$
 - $X_{C1} = QR_1$
 - $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_1}{R_L - R_1}}$
 - $X_{L2} = X_{C1} \cdot \left(\frac{R_1 R_L}{X_{C2}}\right)$

To solve network C₂:

1. Select a Q
2. L_1 is not used in this network
 - $X_{C1} = QR_1$
 - $X_{C2} = R_L \sqrt{\frac{R_1}{R_L - R_1}}$
 - $X_{L2} = X_{C1} \cdot \left(\frac{R_1 R_L}{X_{C2}}\right) + X_{Cout}$

To solve network D:

1. Select a Q
 - $X_{L1} = (R_1/Q) + X_{Cout}$
 - $X_{L2} = P_L B$
 - $X_{C1} = \frac{(A/Q)(A/B)}{(A/Q) + (A/B)} = \frac{A}{Q+B}$
- where $A = R_1(1+Q^2)$
- $B = \sqrt{\left(\frac{A}{R_L}\right) - 1}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FM Communications 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

MC13135 MC13136

DUAL CONVERSION NARROWBAND FM RECEIVERS



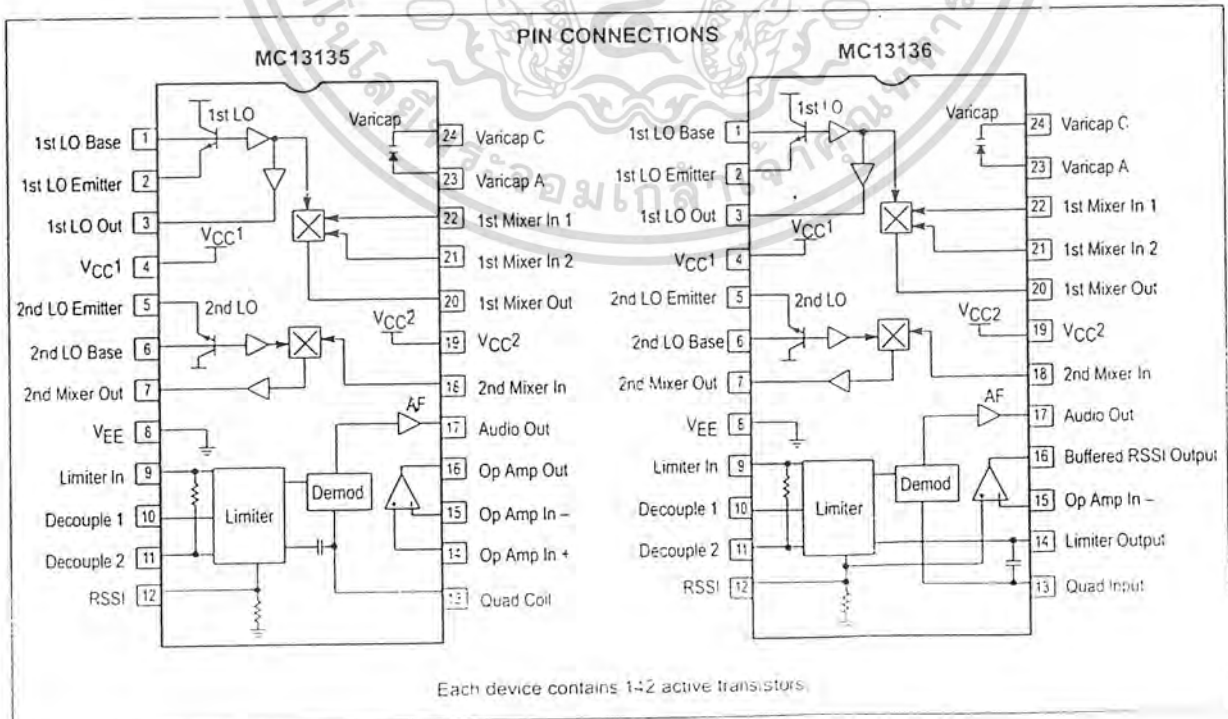
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724



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
MC13136DW		SO-24L



MC13135 MC13136

MAXIMUM RATINGS

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A=25°C, V_{CC}=4.0Vdc, f_o=49.7 MHz, f_{MOD}=1.0 kHz, Deviation=±3.0 kHz, f_{1st LO}=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	AFO	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	-	Z _O	-	330	-	Ω
Second Mixer Input Impedance	-	Z _I	-	4.0	-	kΩ
Second Mixer Output Impedance	-	Z _O	-	1.8	-	kΩ
Detector Output Impedance	-	Z _O	-	25	-	Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136 TEST CIRCUIT INFORMATION

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

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

Figure 1a. MC13135 Test Circuit

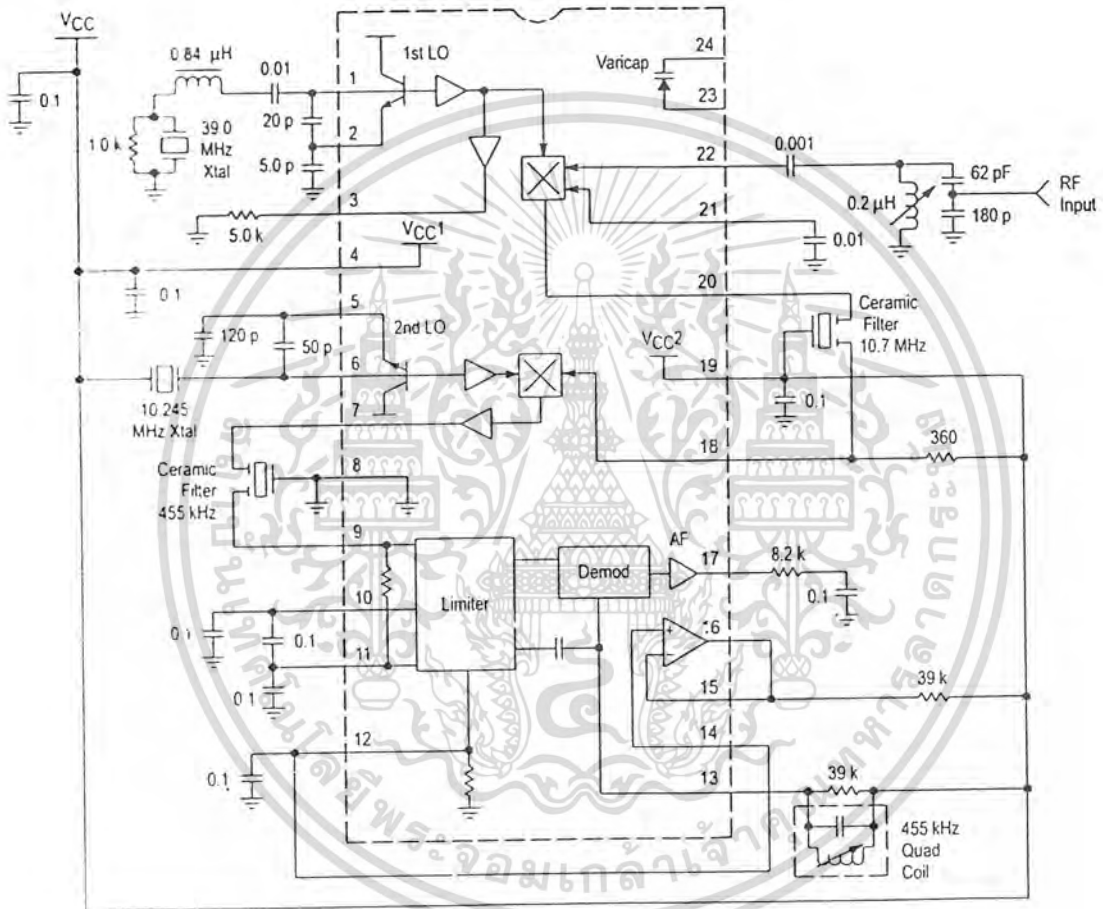
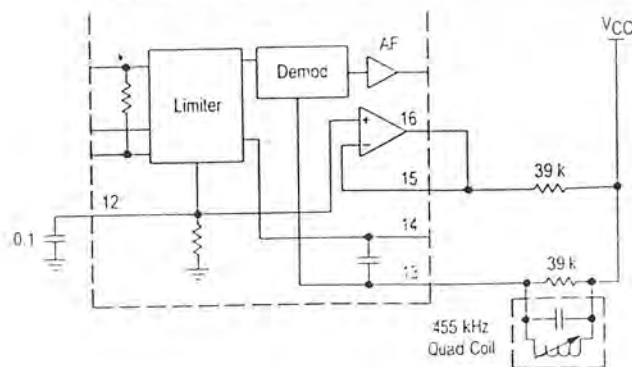


Figure 1b. MC13136 Quad Detector Test Circuit



MC13135 MC13136

Figure 2. Supply Current versus Supply Voltage

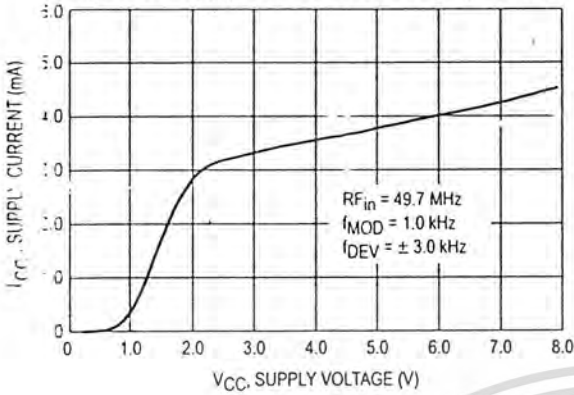


Figure 3. RSSI Output versus RF Input

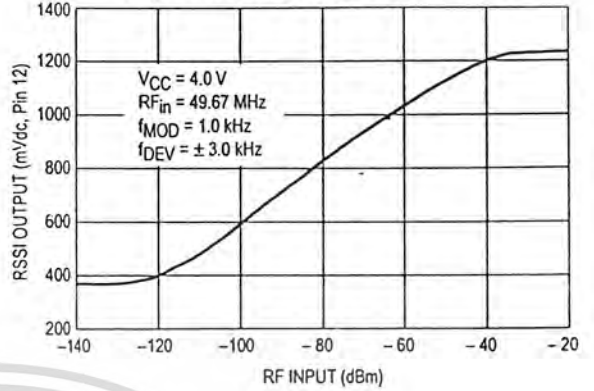


Figure 4. Varactor Capacitance, Resistance versus Bias Voltage

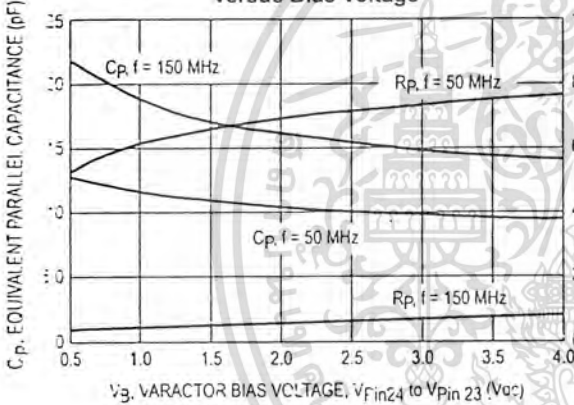


Figure 5. Oscillator Frequency versus Varactor Bias

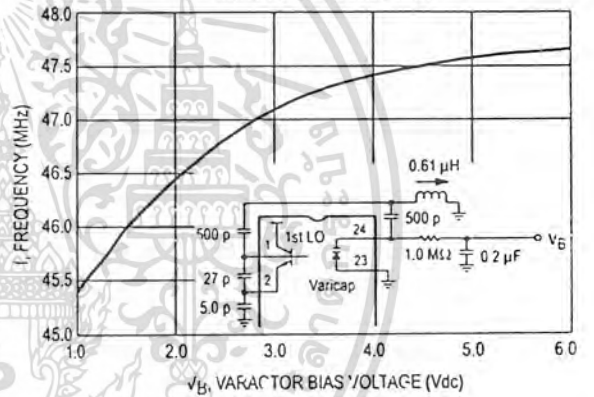


Figure 6. Signal Levels versus RF Input

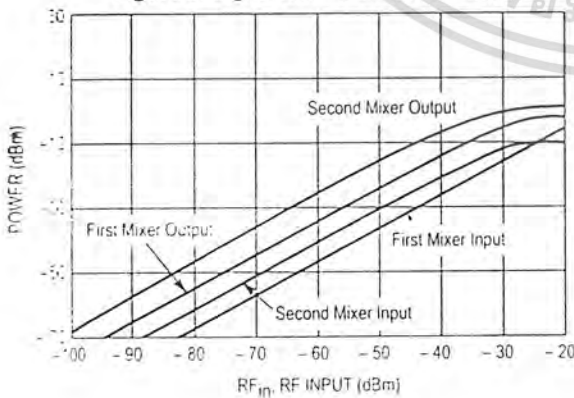
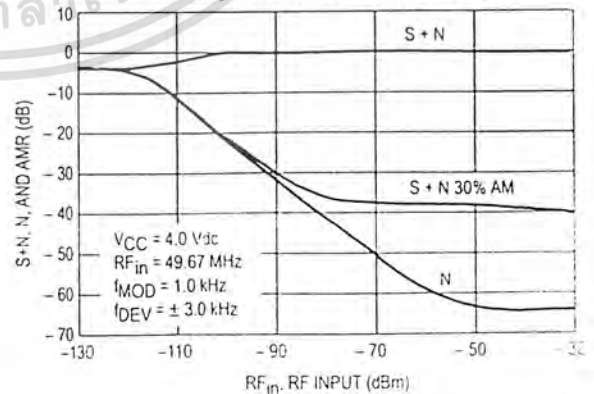


Figure 7. Signal + Noise, Noise, and AM Rejection versus Input Power



MC13135 MC13136

Figure 8. Op Amp Gain and Phase versus Frequency

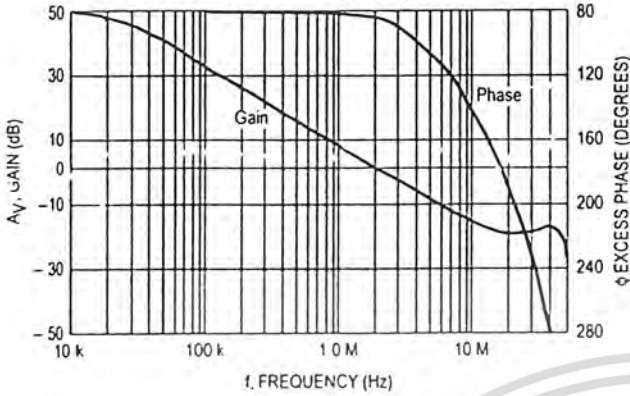


Figure 9. First Mixer Third Order Intermodulation (Unmatched Input)

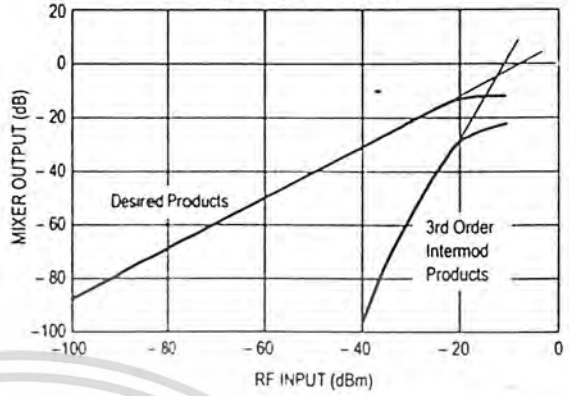


Figure 10. Recovered Audio versus Deviation for MC13135

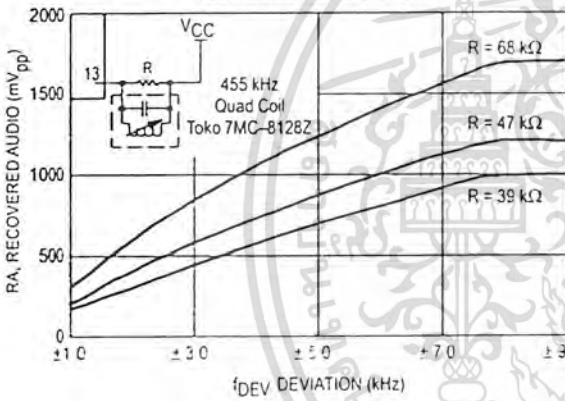


Figure 11. Distortion versus Deviation for MC13135

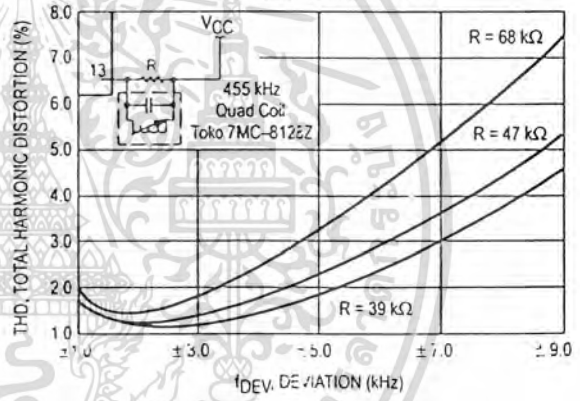


Figure 12. Recovered Audio versus Deviation for MC13136

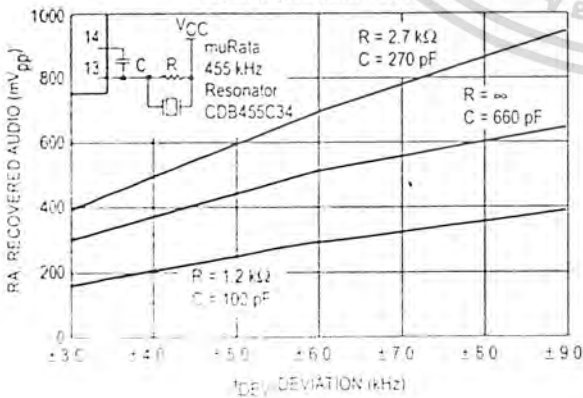
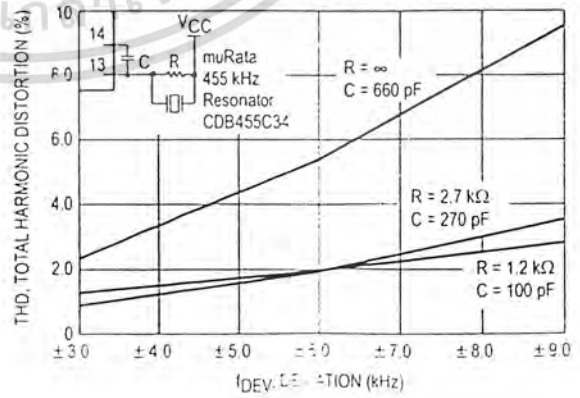


Figure 13. Distortion versus Deviation for MC13136



MC13135 MC13136 CIRCUIT DESCRIPTION

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

VCC

Two separate VCC 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.

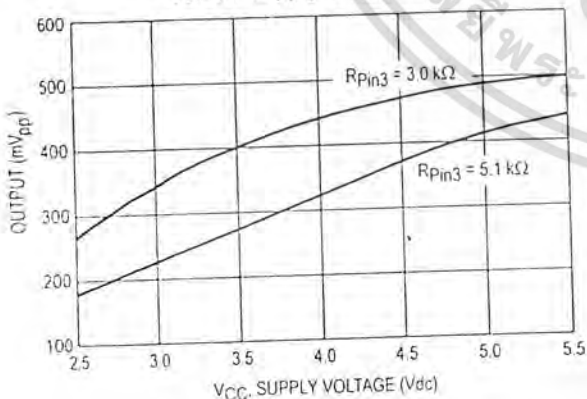
Local Oscillators

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 VCC = 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 at 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 330 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 CDB455034 ceramic discriminator which has been specially matched to the MC13136. Both the choice of discriminators and the external matching circuit will affect the distortion and recovered audio.

RSSI/Op Amp

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

MC13135 MC13136

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

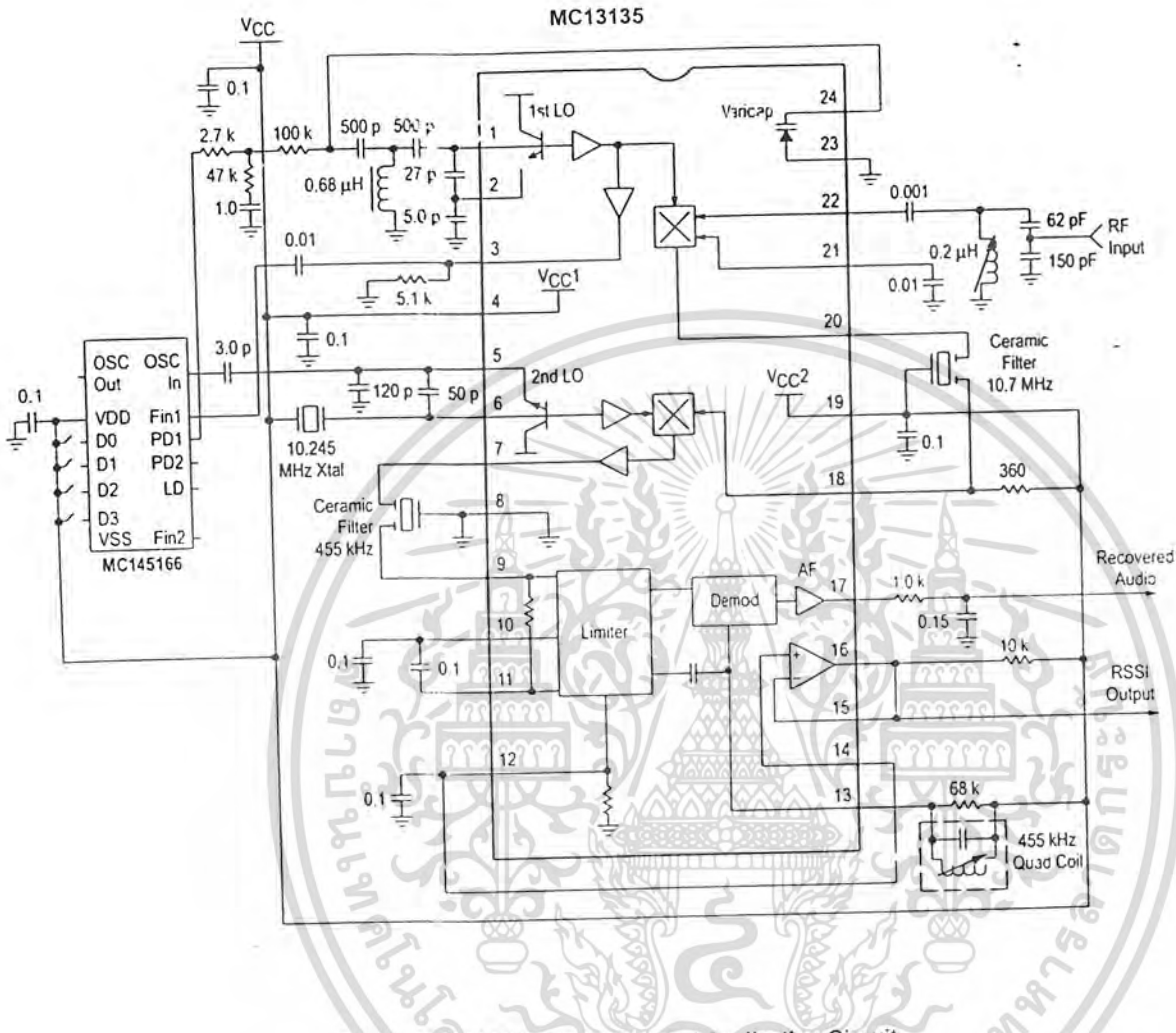
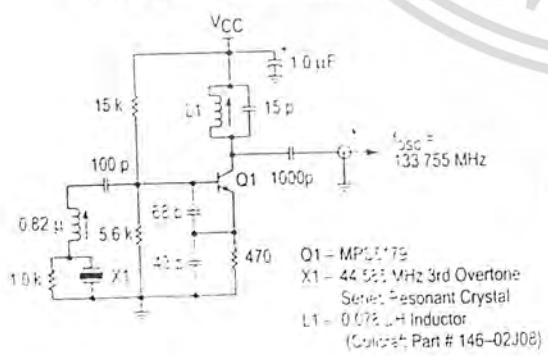
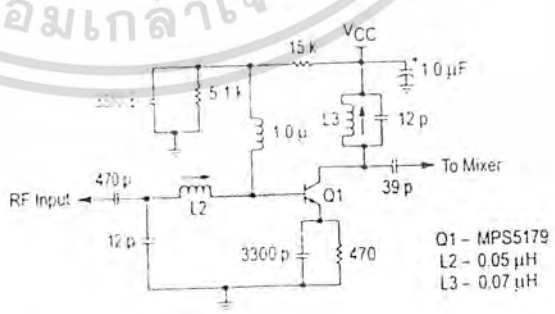


Figure 16. 144 MHz Single Channel Application Circuit

1st LO External Oscillator Circuit



Preamp for MC13135 at 144.455 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

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

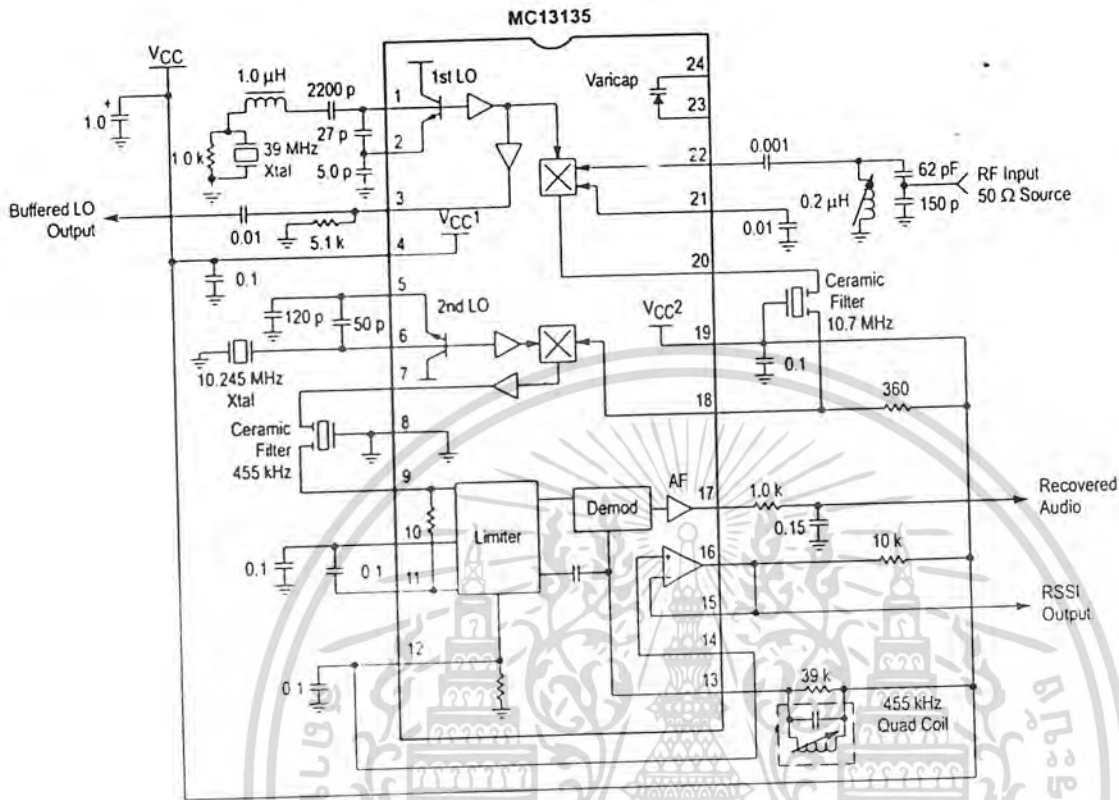
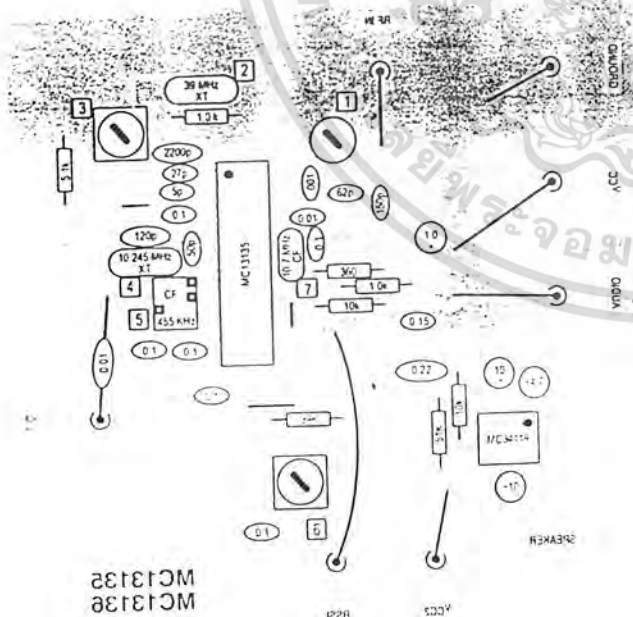
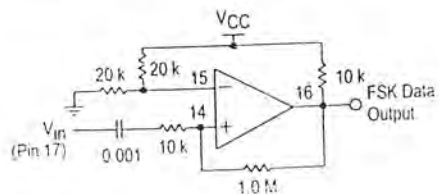


Figure 17b. PC Board Component View



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

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



MOTOROLA RF/IF DEVICE DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136

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

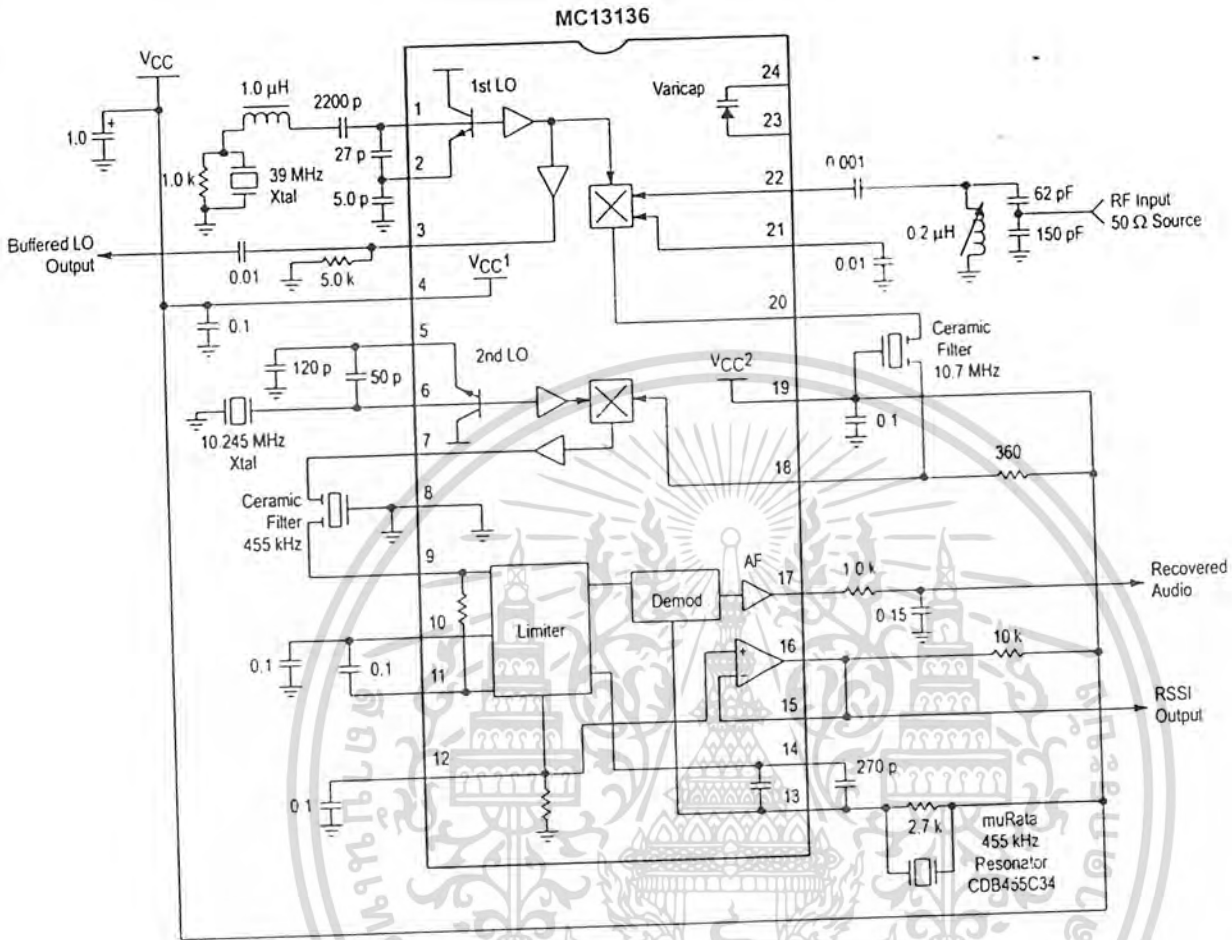
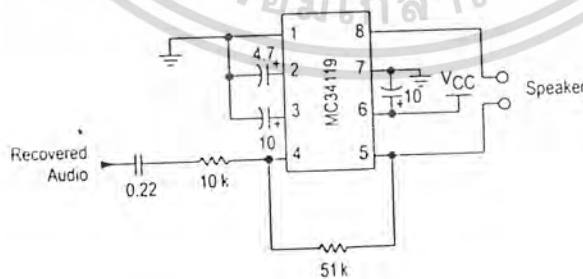
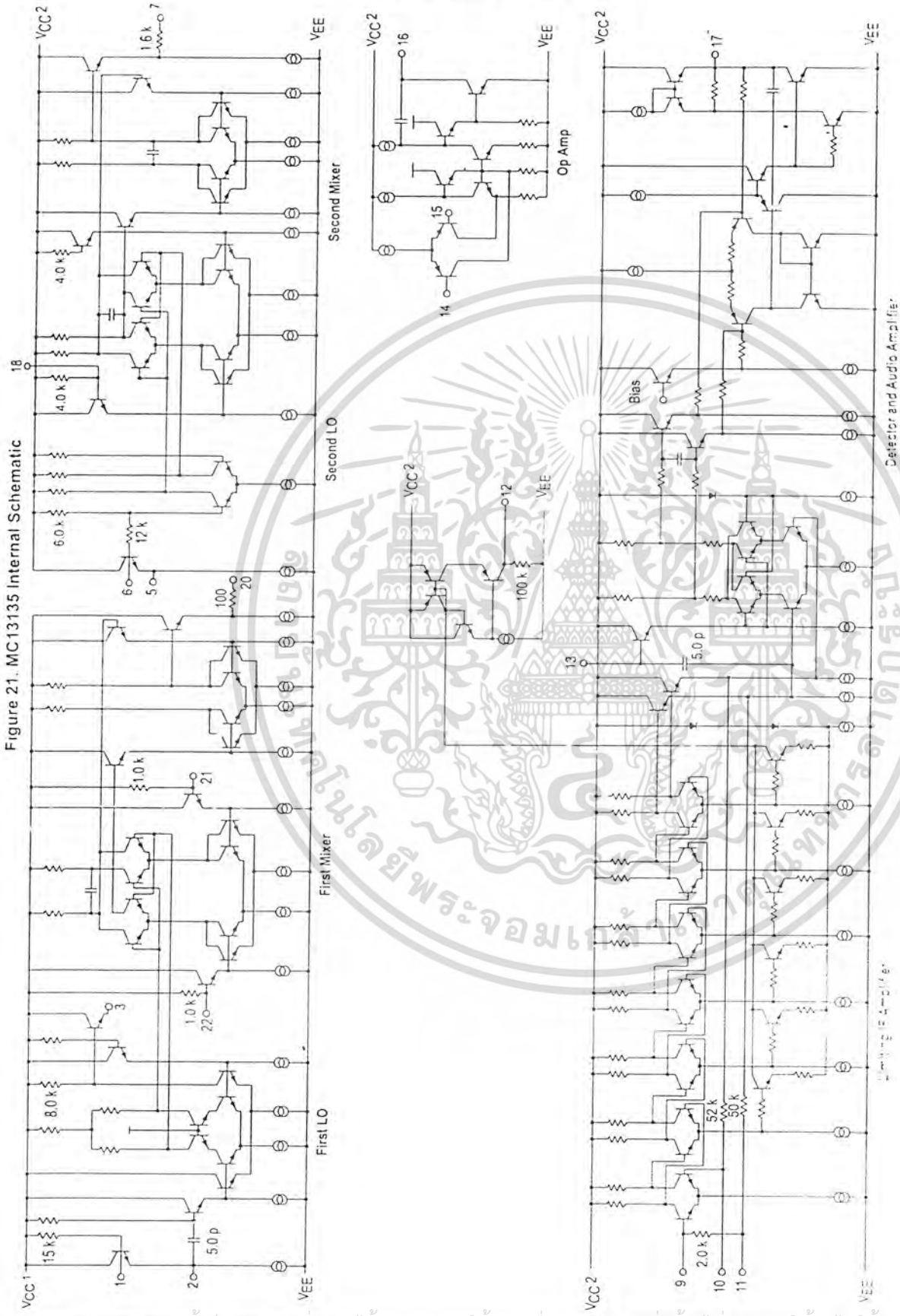


Figure 20b. Optional Audio Amplifier Circuit



MC13135 MC13136

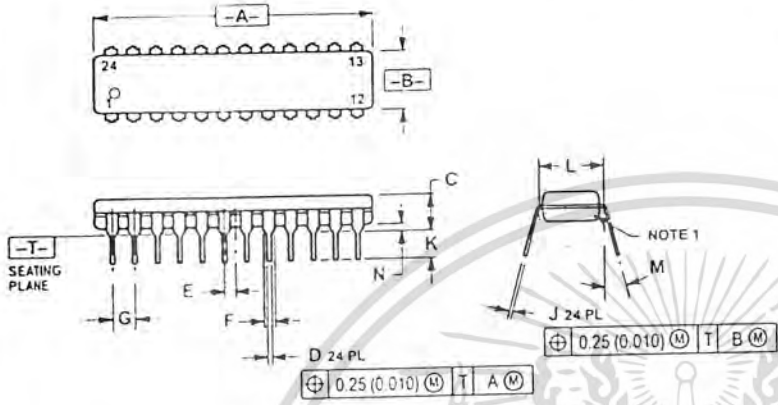
Figure 21. MC13135 Internal Schematic



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้วารณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC13135 MC13136
OUTLINE DIMENSIONS

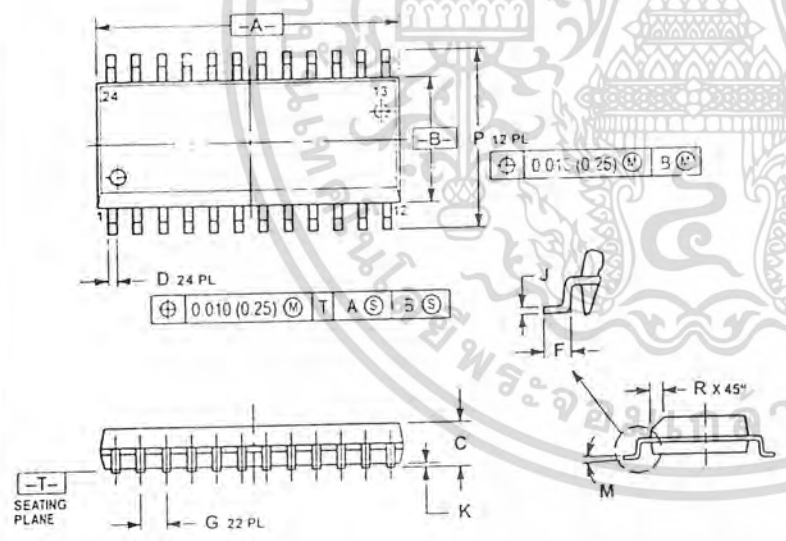
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 724-03
ISSUE D



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

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

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



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

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

MC13135 MC13136



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

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

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

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

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

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

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



MOTOROLA

MC13135/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้