

วิทยุรับส่งสำหรับฟังล่ามแปลภาษา
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ถ้าหากจำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 55490
วัน,เดือน,ปี 10 พ.ค. 2548



วิทยุรับส่งสำหรับฟังล่ามแปลภาษา
FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2546


ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง วิทยุรับ – ส่ง สำหรับฟังลุ่มแปลภาษา

ผู้จัดทำ

นาย ชัยวัฒน์ สมศักดิ์ 44015190

นาย เพชร จังมานะกุล 44015208

 อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. ประภากร สุวรรณะ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิทยุรับส่งสำหรับฟังลำมแปลภาษา

นาย ชัยวัฒน์ สมศักดิ์ 44015190

นาย เพชร จังมานะกุล 44015208

ผศ.ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

บทคัดย่อ

วิทยุ เอฟเอ็ม สำหรับฟังลำมแปลภาษานี้ได้ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อใช้ในการประชุมนานาชาติ เพื่อให้ผู้เข้าร่วมประชุมสามารถเลือกรับฟังภาษาที่ต้องการฟังจากลำมได้ โดยผู้เป็นลำมจะแปลเป็นภาษาสากล เช่น อังกฤษ สเปน เยอรมัน เป็นต้น แล้วจะส่งข้อมูลแบบไร้สายไปยังผู้ฟังผ่านทางเครื่องส่งวิทยุในย่านความถี่วิทยุ เอฟเอ็ม ซึ่งสามารถรับ-ส่งสัญญาณได้ 15 ช่องสัญญาณ

โดยเครื่องรับวิทยุจะเปลี่ยนความถี่สูงเป็นความถี่กลาง 2 ครั้ง (Double Conversion Narrow Band FM Receiver) เพื่อให้การเลือกรับช่องสัญญาณมีความถูกต้องเที่ยงตรงมากขึ้นและใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพื่อให้ได้ความถี่ที่มีความเที่ยงตรงสูงในการใช้เลือกย่านความถี่ทางด้านส่งและรับ ในโครงการนี้เพื่อให้ได้เครื่องรับมีขนาดเล็กเครื่องรับมีขนาดเล็กและสามารถใช้งานได้สะดวก จึงได้ออกแบบให้วงจรนี้ทำงานที่แหล่งจ่ายแรงดัน 3 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FM RADIO FOR LANGUAGE TRANSLATOR

Mr.Petch Jangmanakul 44015208

Assist.Prof.Prapakorn Suwana (Advisor)

Educational 2546

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 15 channels

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

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริยญาณิพนธ์ครั้งนี้ไม่อาจสำเร็จได้หากไม่ได้ อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ ที่คอยช่วยเหลือ และ ให้คำปรึกษาพร้อมทั้งถ่ายทอดประสบการณ์ รวมทั้งแนะนำวิธีการแก้ปัญหาให้เราเป็นอย่างดี จึงขอขอบพระคุณท่านอาจารย์เป็นอย่างสูง

ผู้จัดทำ

ชัยวัฒน์ สมศักดิ์

เพชร (จิ๋ม) หะกวด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ	II
ABSTRACT	III
กิจกรรมประกาศ	IV
สารบัญ	V
สารบัญรูป	VIII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ	1
1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	5
2.1 พื้นฐานระบบเครื่องรับส่งวิทยุ	5
2.2 แถบความถี่ของวิทยุระบบเอฟเอ็ม (FM Radio Frequency Band)	5
2.3 การผสมคลื่นแบบ เอฟเอ็ม(FM: frequency modulation)	6
2.4 สมการคลื่น FM (FM Wave Equation)	7
2.5 ไซด์แบนด์ FM	8
2.6 แบนวิดท์ของสัญญาณ FM	9
บทที่ 3 พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM	11
3.1 การสร้างสัญญาณ FM	11
3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง	11
3.1.1.1 วาเรคเตอร์ไดโอด(Varactor Diode)	11
3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดูเลเตอร์ (Reactance Modulator)	13
3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม	15
3.2 ภาคปริเอมพาสิส (Preamplifier)	15
3.3 สายอากาศ	16
บทที่ 4 เครื่องรับระบบ FM	19
4.1 ภาค โลคอสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator)	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1	ชนิดวงจรรออสซิลเลเตอร์	21
4.1.2	คริสตอลออสซิลเลเตอร์	22
4.1.3	วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)	23
4.2	วงจรมอดูเลชัน IF	24
4.2.1	วงจรมอดูเลชันสัญญาณ IF แบบใช้เซรามิกฟิลเตอร์	24
4.3	ลิมิตเตอร์	25
4.4	การควบคุมความถี่อัตโนมัติ	26
4.5	ภาค FM ดีเทกเตอร์ (FM Detector)	27
4.5.1	หลักการของควอดราเจอร์ดีเทกเตอร์ (Quadrature detector)	28
บทที่ 5	ระบบส่งเคราะห์ความถี่	30
5.1	พื้นฐานของเฟสล็อกคูล	30
5.2	การทำงานของระบบเฟสล็อกคูล	33
บทที่ 6	การสร้างและการทดลอง	38
6.1	เครื่องรับ	38
6.1.1	ภาคโลคออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1	40
6.1.2	วงจรถักกำเนิดความถี่ควบคุมแรงดัน (Voltage Control Oscillator)	40
6.1.3	วงจรมอดูเลชันและวงจรมอดูเลชัน N และ R (Phase Detector and Divider N,R)	40
6.1.4	วงจรมอดูเลชันความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF)	41
6.1.5	วงจรมอดูเลชัน Matching and Band – Reject	42
6.1.6	ภาคเครื่องรับ FM (FM Receiver)	42
6.1.7	วงจรมอดูเลชันขยายเสียง (Power Amplifier)	45
6.2	เครื่องส่ง	46
6.2.1	วงจรถักกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลชันความถี่	48
6.2.2	วงจรมอดูเลชัน 8 Prescaler	49
6.2.3	Phase Detector	49
6.2.4	Passive Loop LPF	52
บทที่ 7	การทดลองและผลการทดลอง	56
7.1	ผลการทดลองวงจรมอดูเลชัน VCO ของภาครับ	56
7.2	ผลการทดลองวงจรมอดูเลชันโลคออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของภาครับ	57

7.3 ผลการทดลองของวงจรเครื่องรับวิทยุ	62
7.4 ผลการทดลองความไวในการรับสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับ	64
7.5 วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ	66
7.6 ผลการทดลองวงจร VCO ของภาคส่ง	68
7.7 ผลการทดลอง ภาคหาร 8 พรีสเกลเลอร์	70
บทที่ 8 บทสรุปและวิจารณ์	72
8.1 บทสรุป	72
8.2 บทวิจารณ์	73



สารบัญรูป

รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับวิทยุ	1
รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่งแบบ 6 ช่องสัญญาณ	3
รูปที่ 2.1 แถบความถี่วิทยุระบบ FM	6
รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณพาหะมอดคูเลทกับสัญญาณเสียง	7
รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนในระบบวิทยุ FM	8
รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดคูเลทค่าต่างๆ	10
รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์และกราฟคุณสมบัติของวาเรคเตอร์ไดโอด	12
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรคิมคูเลเตอร์ที่ใช้วาเรคเตอร์ไดโอด	12
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรีแอคแตนซ์	13
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรีแอคแตนซ์มอดคูเลเตอร์	14
รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรปริเอมพาซิส	15
รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างวงจรมอดคูเลเตอร์ a) วงจรปริเอมพาซิส b) วงจรคีมพาซิส	16
รูปที่ 3.7 (ก) สายอากาศแบบ (Dipole)	16
(ข) สายอากาศแบบ โมโนโพล	
(ค) เส้นผ่านศูนย์กลางของสายอากาศ	
รูปที่ 3.8 กราฟแสดงค่ารีซิสแตนซ์ (R_p) ของสายอากาศแบบไดโพล	17
รูปที่ 3.9 กราฟแสดงค่ารีแอคแตนซ์ (X_a) ของสายอากาศไดโพล	18
รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow Band FM	19
รูปที่ 4.2 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบใช้คริสตอล	22
รูปที่ 4.3 แสดงวงจร วีซีโอ	23
รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์	24
รูปที่ 4.5 วงจรขยาย IF โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์	25
รูปที่ 4.6 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิมิเตอร์	25
รูปที่ 4.7 แสดงการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM	26
รูปที่ 4.8 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย	27
รูปที่ 4.9 องค์ประกอบของคลื่น FM	28
รูปที่ 4.10 หลักการของ ควอดราเจอร์ทีเทคเตอร์	29
รูปที่ 5.1(a) บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคัล	30
(b) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ	
(c) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคัล	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองทรานเซียนของเฟสล็อกคูลูป	32
อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง	
รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของดิจิทัลเฟสล็อกคูลูป	33
รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรส่วนภาครับสัญญาณ	38
รูปที่ 6.2 แสดงวงจร โลกอลออสซิลเลเตอร์	39
รูปที่ 6.3 แสดงวงจร Band pass filter & Band – reject	42
รูปที่ 6.4 แสดงวงจรภาคเครื่องรับวิทยุ	44
รูปที่ 6.5 แสดงวงจรขยายเสียง	45
รูปที่ 6.6 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจรภาคส่งแบบ 6 ช่องสัญญาณ	46
รูปที่ 6.7 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลทความถี่	48
รูปที่ 6.8 วงจรหารความถี่ (+ 8 Prescaler)	49
รูปที่ 6.9 Passive LPF	54
รูปที่ 7.1 กราฟแสดงผลการทำลองของ VCO	57
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของ VCO และเอาท์พุทของ Frequency Double	57
รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณความถี่อ้างอิงในวงจรเฟสล็อกคูลูป	58
รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากโลกอลออสซิลเลเตอร์	59
ของช่องที่ 1 ได้ความถี่เท่ากับ 71.63 MHz	
รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณของโลกอลออสซิลเลเตอร์ของช่องที่ 15	59
จะได้อความถี่เท่ากับ 71.79 MHz	
รูปที่ 7.6 แสดงสัญญาณของโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 3	60
มีความถี่เท่ากับ 71.95 MHz	
รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณของโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 6	60
มีความถี่เท่ากับ 72.15 MHz	
รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณของโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 8	61
มีความถี่เท่ากับ 72.35 MHz	
รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณโลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 10	61
มีความถี่เท่ากับ 72.55 MHz	
รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณที่ทางออกของวงจร RF MIXER ที่ 1 (ขา 18 ของไอซี MC 13135)	62
รูปที่ 7.11 แสดงสัญญาณที่วัดจาก โลกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 2	63
รูปที่ 7.12 แสดงสัญญาณที่วัดได้จาก IF ที่ 2	64
รูปที่ 7.13 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกคลื่นพาห้	65

โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 40 dBu

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.14 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกมาจากคลื่นพาห้ โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 30 dBu	65
รูปที่ 7.15 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกมาจากคลื่นพาห้ โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 20 dBu	66
รูปที่ 7.16 แสดงกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่อแรงดันคอนโทรล	69
รูปที่ 7.17 แสดงสัญญาณความถี่ RF min ที่เอาท์พุทขา C ผ่านส่วนของการแมทชิงแล้ว	69
รูปที่ 7.18 แสดงสัญญาณความถี่ RF max ที่เอาท์พุทขา C ผ่านส่วนของการแมทชิงแล้ว	70
รูปที่ 7.19 แสดงสัญญาณที่ความถี่ RF ต่ำเมื่อถูกหาร 8 $82.325 \div 8 = 10.29$ MHz	70
รูปที่ 7.20 แสดงสัญญาณที่ความถี่ RF สูงเมื่อถูกหาร 8 $83.245 \div 8 = 10.405$ MHz	71
รูปที่ 7.21 สัญญาณความถี่ 4 MHz ที่ถูกผลิตโดยคริสตอล	71



สารบัญตาราง

ตารางที่ 6.1 ตารางแรงดัน VCO	51
ตารางที่ 6.2 ตารางการคำนวณ	52
ตารางที่ 6.3 ตารางหารความถี่	53
ตารางที่ 7.1 แสดงค่าของการเปลี่ยนความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟตรง	56
ตารางที่ 7.2 แสดงความผิดพลาดของวงจรสังเคราะห์ความถี่	67
ตารางที่ 7.3 แสดงค่าของความถี่เมื่อทำการปรับแรงดันไฟตรง	68

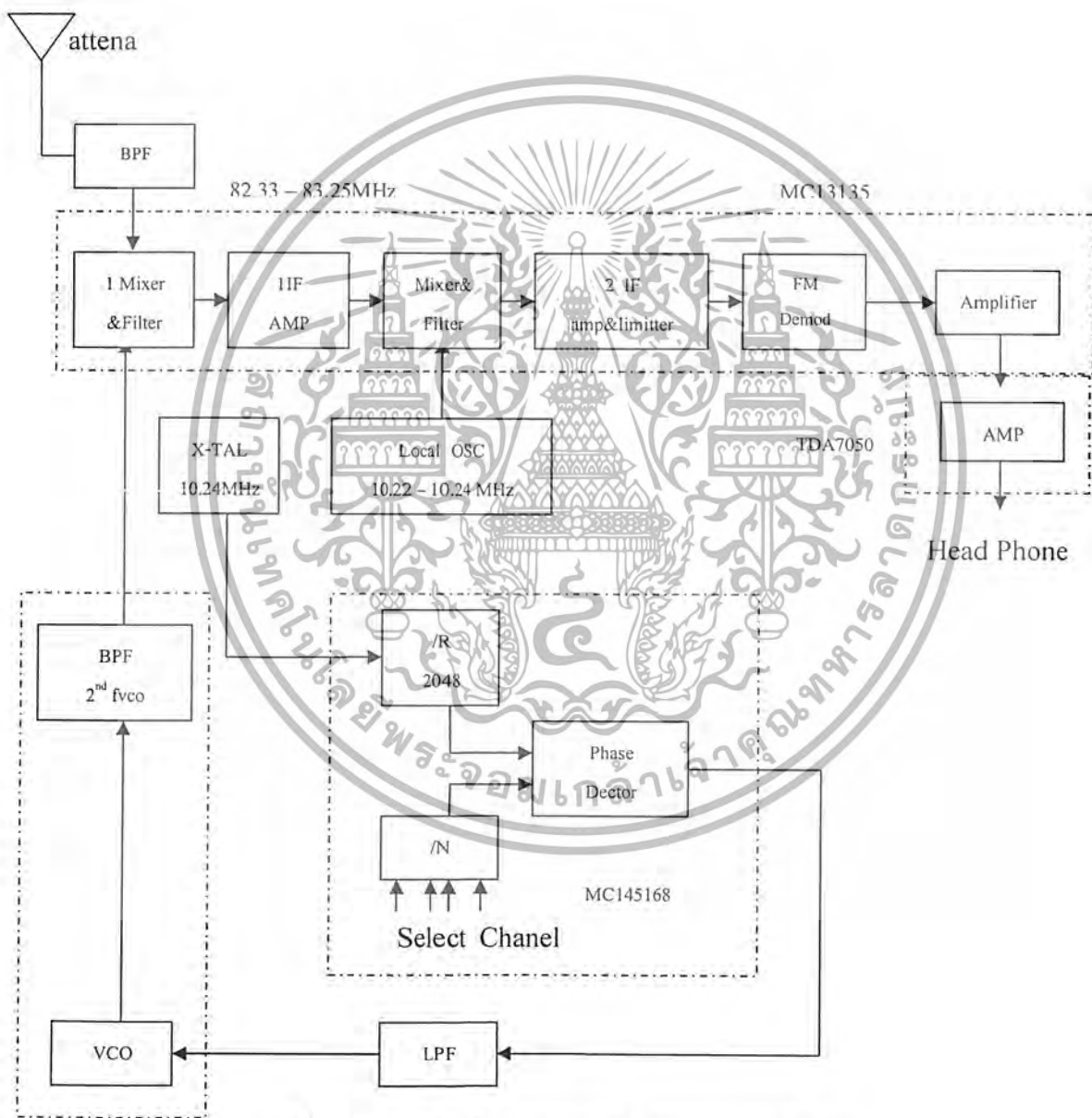


บทที่ 1

บทนำ

โครงการนี้เป็นการศึกษาการทำงานของทั้งเครื่องรับและเครื่องส่งวิทยุ โดยที่ภาครับสัญญาณสามารถเลือกรับสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งได้ถึง 16 ช่องสัญญาณแต่ในส่วนของเครื่องส่งในโครงการนี้ที่สร้างขึ้นมาสามารถส่งได้ 6 ช่องสัญญาณซึ่งการทำงานคร่าวๆ มีดังนี้

1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุ



รูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของภาครับวิทยุ

35.7 – 36.4 MHz

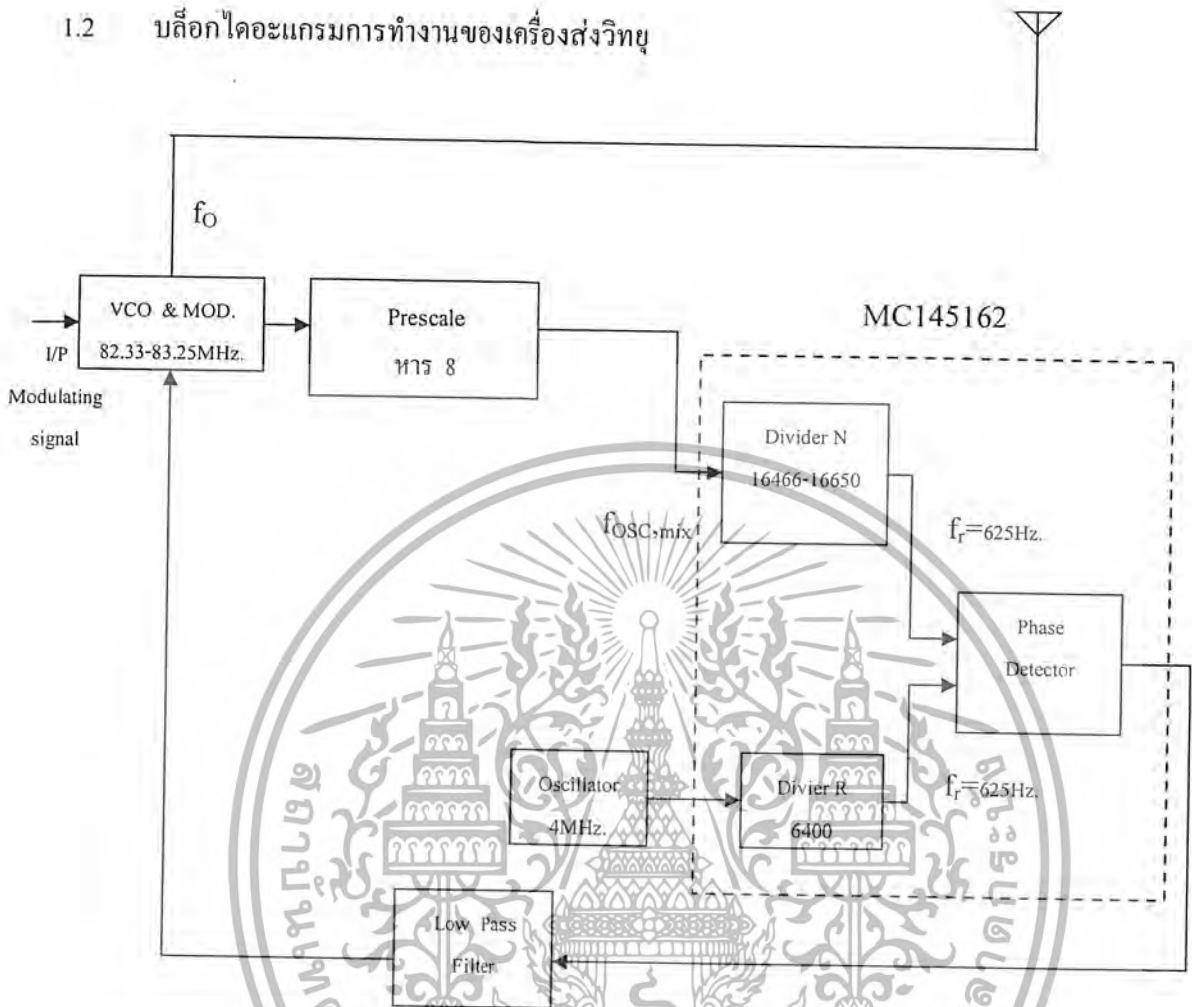
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณที่เครื่องรับ ได้รับเข้ามาในแต่ละช่องจะมีความถี่ของคลื่นพหุมีค่าประมาณ 82.33MHz - 83.25MHz โดยเครื่องรับและส่ง จะส่งสัญญาณใช้หลักการสวิตซ์เลือกช่องสัญญาณที่ต้องการรับฟังจากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่ได้มาทำการดีเทค(Detected)เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่เราต้องการ บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องรับวิทยุในส่วนของโครงงานนี้แสดงดังในรูปที่ 1.1

จากรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณ โดยเมื่อรับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศ แล้วนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน(band pass filter)เพื่อกรองเอาเฉพาะแถบความถี่ใน ช่อง 82.33MHz - 83.25MHz ออกมา จากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้มารวมกันกับสัญญาณความถี่ที่ได้จาก ภาคโกลดอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ที่ภาคมิกเซอร์ภาคแรกซึ่งในส่วนของภาคโกลดอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 นี้จะเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ (frequency synthesisor)สามารถเลือกรับช่องสัญญาณได้โดยการสวิตซ์เลือกความถี่ที่ภาควงจรมิกเซอร์สังเคราะห์ความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้จากภาคมิกเซอร์ภาคแรกก็จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 10.7 MHz เท่านั้นที่ผ่านไปได้แล้วก็จะส่งต่อไปยังภาค IF ภาคแรกเพื่อทำการขยายสัญญาณ IF ให้แรงขึ้น แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปรวมกับสัญญาณความถี่ที่ได้จากภาคโกลดอสซิลเลเตอร์ที่ภาคมิกเซอร์ภาคที่ 2 เมื่อผ่านการรวมสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณไปผ่านฟิลเตอร์เพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ 455KHz ซึ่งจะถูกส่งต่อไปยังภาคคิมอดูเลทแล้วก็จะได้สัญญาณเสียงออกมาจากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่ได้ไปขยายสัญญาณให้แรงขึ้นแล้วส่งต่อไปยังลำโพง



1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องส่งวิทยุ



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่งแบบ 6 ช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 มีลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ วงจร VCO จะผลิตความถี่ (82.0 – 84.0 MHz) ซึ่งมีย่านความถี่ที่กว้างกว่าย่านความถี่ที่ใช้งานจริง (82.33 – 83.25) เพื่อให้วงจรเฟสล็อกสามารถทำงานได้ปกติเมื่อมีการเปลี่ยนค่าหาร N ไปที่วงจร VCO จะรวมวงจรมอดูเลเตอร์ (Frequency Modulator) ไว้ด้วยกันซึ่งเป็นแบบ FM ทางตรง (Direct FM) ความถี่เบี่ยงเบน 4KHz สัญญาณจาก VCO จะถูกส่งไปที่วงจรพรีสเกลเลอร์เพื่อทำการหารความถี่ในช่วงใช้งานลง การที่เราจำเป็นต้องลดความถี่ VCO ลงเนื่องจากว่าความถี่อินพุตที่ใช้ทำงานของวงจรเฟสล็อกชนิดนี้มีค่าไม่เกิน 20MHz เพราะไอซีเฟสล็อกชิปเบอร์ MC 145162 จะสามารถทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า 20 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ นำไปขยายเพื่อเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณให้เหมาะสมกับอินพุตของวงจรเฟสล็อกภายในไอซีเบอร์ MC 145162 จะมีวงจรหารความถี่(หาร N)เพื่อหารความถี่ที่มาจากพรีสเกลเลอร์ วงจรหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลอสซิลเลเตอร์ 4 MHz (หาร R)เพื่อนำไปเป็นสัญญาณในการเปรียบเทียบเฟส วงจรเปรียบเทียบเฟสจากความถี่อ้างอิง(f_{ref}) ซึ่งกำหนดไว้ที่ 625Hz จำนวนหาร R จะกำหนดไว้ที่ 6400 และวงจรหาร N จะถูกกำหนดโดยการส่งข้อมูลแบบอนุกรม โปรแกรม 16 bit เพื่อตั้งจำนวนหารและในโครงการนี้จะกำหนดตัวหาร N ในช่วง 16466–16650 เพื่อลดความถี่ลงให้เหมาะสมกับตัวหารภายในไอซี กับ ความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ส่วนการทำงานของวงจรเปรียบเทียบเฟสคือ เมื่อความถี่ A มากกว่า B หรือนำหน้า B แล้ววงจรเปรียบเทียบเฟสจะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบ แล้วเมื่อผ่านวงจรผ่านความถี่ต่ำ(Low pass filter) จะได้แรงดันไฟฟ้าใกล้เคียง DC ออกมา แล้วไปควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO ให้ผลิตความถี่ลดลงและวงจรเปรียบเทียบเฟสจะวนกลับไปทำการเปรียบเทียบเฟสไปจนกว่าความถี่อินพุตจะเท่ากับความถี่อ้างอิงและในทำนองเดียวกันเมื่อ(ความถี่ A) น้อยกว่า(ความถี่ B) แรงดันไฟที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ VCO ผลิตความถี่เพิ่มขึ้น จนในที่สุดเมื่อวงจรเฟสล็อกอยู่ในสภาวะล็อก คือ ความถี่อินพุต(ของเฟสล็อกเตอร์)และความถี่อ้างอิงมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะไปควบคุมให้ VCO ผลิตค่าความถี่ที่ทำให้เกิดสภาวะล็อกนั้นให้คงที่ไว้จากนั้นก็จะถูกส่งไปยังภาคขยายกำลัง (Power Amp) ซึ่งเป็นภาคสุดท้ายเพื่อเพิ่มกำลังและส่งออกอากาศเพื่อให้อาณาเขตส่งออกไปในระยะทางไกลๆ ได้



บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 พื้นฐานระบบเครื่องรับส่งวิทยุ

หลักการการทำงานของเครื่องรับส่งวิทยุอย่างง่ายโดยทั่วไป ในที่นี้เราแสดงไว้เฉพาะการติดต่อทางเดียวจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับเท่านั้นจะประกอบด้วยส่วนสำคัญคือ เครื่องส่งเครื่องรับ สายอากาศและสัญญาณข่าวสารเมื่อสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารถูกป้อนเข้าที่อินพุทของเครื่องส่งเครื่องส่งก็จะนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดูเลทกับคลื่นพาห้ แล้วขยายสัญญาณให้แรงขึ้นและทำการส่งออกไปยังสายอากาศ คลื่นสัญญาณเอพเอ็มก็จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งไปยังเครื่องรับ เมื่อเครื่องรับ รับสัญญาณเข้ามาทางสายอากาศเครื่องรับก็จะทำการดีเทก(Detector) เอาเฉพาะสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกมาทางเอาต์พุทของเครื่องรับ

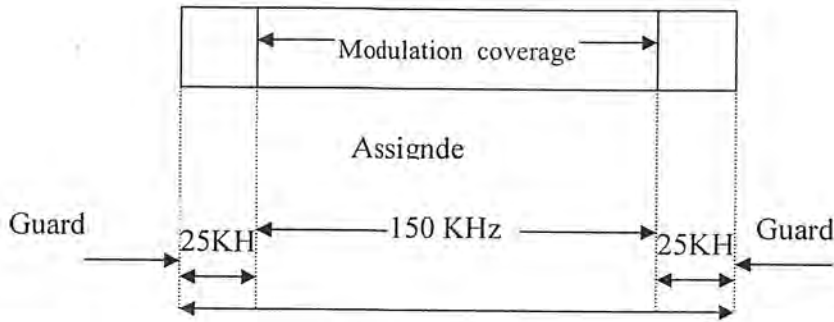
ที่เครื่องส่ง สัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาห้ความถี่สูงจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลทซึ่งทำหน้าที่มอดูเลทสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาห้ความถี่สูง สัญญาณพาห้ที่ถูกมอดูเลทแล้วจะต้องผ่านการขยายให้มิกำลังมากขึ้นแล้วจึงป้อนแก่สายอากาศส่ง เพื่อให้สามารถส่งไปได้ไกลโดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ชัดเจนคลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งโดยมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะเลือกรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายให้คลื่นนั้นมีกำลังแรงขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีมอดูเลท ทำหน้าที่แปลงคลื่นพาห้ที่มอดูเลทกลับมากขึ้นเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม

ข้อสังเกตในระบบวิทยุคือ ถ้ามีเครื่องส่งหลายเครื่องอยู่ในพื้นที่ใกล้เคียงกันเราจะต้องใช้คนละความถี่เราสามารถให้ความถี่เครื่องส่งซ้ำกัน ได้ก็ต่อเมื่อเครื่องส่งแต่ละเครื่องอยู่ห่างไกลกันและไม่ทำให้เกิดการรบกวนทั้งนี้เพราะคลื่นวิทยุจะมีความแรงลดลงที่ระยะห่างไกลจากเครื่องส่งมากขึ้น

2.2 แถบความถี่ของวิทยุระบบเอพเอ็ม (FM Radio Frequency Band)

ย่านความถี่ของการกระจายเสียงในระบบเอพเอ็มจะอยู่ในช่วง 88 – 108 MHz ซึ่งกำหนดโดย FCC ในปี 1945 ซึ่งแต่ละสถานีสามารถมีความถี่เบี่ยงเบน(Frequency Deviation)ได้ 75 KHz หรือก็คือมีการเปลี่ยนแปลงได้ 150 KHz และในแต่ละสถานีจะมีการ์ดแบนด์ (Guard Band) ข้างละ 25KHz ดังนั้นในแต่ละสถานีจึงทำให้มีความกว้างของแถบความถี่(Band width) ทั้งหมด 200KHz ในพื้นที่เดียวกันสามารถตั้งกระจายเสียงระบบ FM ที่ย่านความถี่อยู่ระหว่าง 88 – 108 MHz ได้มากที่สุดถึง 100 สถานีแถบความถี่ของวิทยุ FM แสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แถบความถี่วิทยุระบบ FM

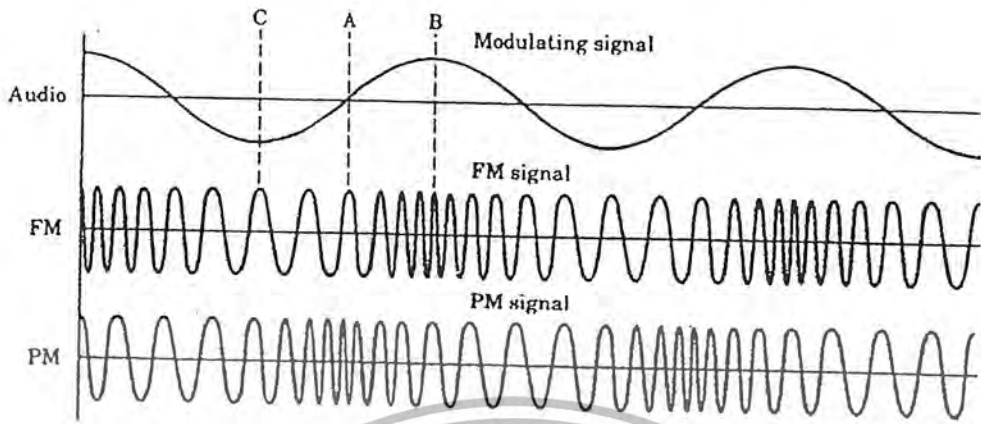
2.3 การผสมคลื่นแบบ เอฟเอ็ม(FM: frequency modulation)

การผสมคลื่นทางความถี่หรือที่เรียกว่าการผสมคลื่นแบบ FM ขนาดของสัญญาณพาหะจะมีค่าคงที่ตลอดเวลาในขณะที่ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลข่าวสาร (Modulating Signal) ที่เข้ามามอดูเลตโดยขนาดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารจะไปทำให้ความถี่พาหะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อขนาดของสัญญาณข้อมูลข่าวสารเพิ่มความถี่ของสัญญาณพาหะก็จะเพิ่มขึ้นถ้าขนาดของสัญญาณข้อมูลลดลงความถี่พาหะก็จะลดลงด้วย

ความถี่เบี่ยงเบน(Frequency Deviation)คือการเปลี่ยนแปลงคลื่นพาหะที่เกิดจากสัญญาณข้อมูลข่าวสารความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดจะเกิดจากขนาดสูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตความถี่ของ สัญญาณมอดูเลตติงจะกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่พาหะมากกว่าหรือค้ำกว่าความถี่ศูนย์กลางเช่น สัญญาณมอดูเลตติง 4KHz ทำให้ความถี่พาหะเลื่อนขึ้นลงจากศูนย์กลาง 4000 รอบต่อวินาทีที่เรียกว่าอัตราการเบี่ยงเบน (Frequency Deviation Rate)สัญญาณเอฟเอ็มแสดงได้ดังรูป ที่2.2 ในรูป a แสดงความถี่ของสัญญาณพาหะขณะที่ไม่มีการมอดูเลตส่วนในรูป b แสดงสัญญาณมอดูเลตติงซึ่งความถี่ค้ำกว่าความถี่พาหะขณะที่สัญญาณมอดูเลตติงเริ่มเพิ่มสู่ค่าบวก ความถี่ของสัญญาณพาหะเพิ่มขึ้นและความถี่ของสัญญาณพาหะจะมีค่าสูงสุดที่ขนาดของสัญญาณมอดูเลตติงมีค่าสูงสุดและเมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตติงเริ่มลดลงเข้าสู่ศูนย์ ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเริ่มเข้าสู่ความถี่ศูนย์กลางและเมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตติงเริ่มลดลงเป็นลบความถี่ของสัญญาณพาหะจะลดลงและมีค่าต่ำสุด เมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตติงมีค่าเป็นลบสูงสุดเมื่อขนาดของสัญญาณมอดูเลตติงเริ่มเพิ่มเข้าสู่ศูนย์ความถี่ของสัญญาณพาหะจะเริ่มเพิ่มขึ้นเข้าสู่ความถี่ศูนย์กลาง

ตัวอย่าง ความถี่พาหะ 50MHz ขนาดสัญญาณมอดูเลตติงทำให้ความถี่พาหะเปลี่ยนแปลงได้สูงสุด 200KHz ความถี่พาหะจะเริ่มเพิ่มขึ้นเป็น50.2 MHz และลดลงเป็น 49.8MHz ความถี่เบี่ยงเบนคือ $50.2 - 49.8 = 200\text{KHz}$ ความถี่ของสัญญาณมอดูเลตติงจะเป็นตัวกำหนดอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาหะ แต่ไม่มีผลกระทบต่อจำนวนการเบี่ยงเบนของพาหะ ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณพาหะมอดดูเลทกับสัญญาณเสียง

2.4 สมการคลื่น FM (FM Wave Equation)

เราสามารถสมมติให้ทั้งสัญญาณที่นำมามอดดูเลทเป็นสัญญาณไซน์ทั้งคู่ เมื่อนำสัญญาณมอดดูเลทแล้วเราสามารถเขียนเป็นสมการคลื่นของ FM ได้คือ

$$V_{FM}(t) = V_c \sin\left\{2\pi f_c t + m_f \sin(2\pi f_m t)\right\} \quad (2.1)$$

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

ในการคำนวณหาองค์ประกอบความถี่ (Frequency spectrum) ของคลื่นสัญญาณพาหะจะได้คำตอบเป็น Bessel Function คือ

$$\begin{aligned}
 V_{FM}(t) = & V_c \left\{ J_0(m_f) \sin(\omega_c t) \right. \\
 & + V_c J_1(m_f) \sin(\omega_c + \omega_m)t - \sin(\omega_c - \omega_m)t \\
 & + V_c J_2(m_f) \sin(\omega_c + 2\omega_m)t + \sin(\omega_c - 2\omega_m)t \\
 & + V_c J_3(m_f) \sin(\omega_c + 3\omega_m)t - \sin(\omega_c - 3\omega_m)t \\
 & + V_c J_4(m_f) \sin(\omega_c + 4\omega_m)t + \sin(\omega_c - 4\omega_m)t \\
 & \left. + V_c J_n(m_f) \sin(\omega_c + n\omega_m)t + (-1)^n \sin(\omega_c - n\omega_m)t \right\} \quad (2.2)
 \end{aligned}$$

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$J_0(m_f)$ คือ ขนาดของคลื่นพาหะ

$J_n(m_f)$ คือ ขนาดของไซด์แบนด์คู่ที่ n

ค่าของ $J_n(m_f)$ สามารถคำนวณหาได้จาก

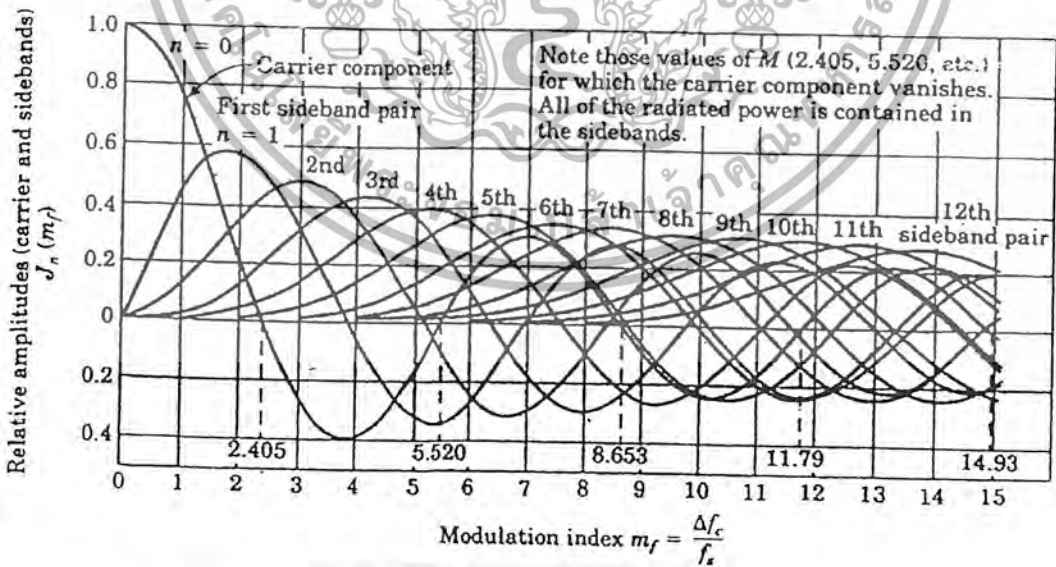
$$J_n(m_f) = (mf)n - (mf/2)^2 + (mf/2)^4 - (mf/2)^6 + \dots \quad (2.3)$$

จะเห็นว่าคลื่น FM ประกอบไปด้วยไซด์แบนด์ จำนวนอนันต์คู่ ขนาดของไซด์แบนด์คู่ที่ n ต่างๆ จะขึ้นอยู่กับค่าของดัชนีการมอดูเลต (Modulation index)

อย่างไรก็ตามไซด์แบนด์คู่ที่ห่างจากคลื่นพาห่มากๆ จะมีค่าต่ำจนสามารถพิจารณาตัดทิ้งได้คลื่น FM จะถูกพิจารณาเป็น Band width Limited Signal ได้

2.5 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ในระบบ AM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณไซน์จะเกิดไซด์แบนด์ 2 ตัวคือ USB และ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดูเลตด้วยสัญญาณรูปไซน์ จะเกิดไซด์แบนด์จำนวนอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมาย ความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากความถี่กลางมากๆ ก็จะมีขนาดเล็กมากไม่ต้องคำนึงถึง



รูปที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงของพาหะและไซด์แบนในระบบวิทยุ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีขนาดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาขนาดไว้คงที่เสมอซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายอยู่ในไซด์แบนด์ความถี่ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตเนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดไซด์แบนด์ที่สำคัญและขนาดของพาหะกันไซด์แบนด์ต่างๆ

ในรูปที่ 2.3 แสดงกราฟแอมพลิจูดของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆจะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์แล้วจะมีเฉพาะคลื่นพาหะอย่างเดียวเท่ากับ (1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้นขนาดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่ขนาดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีกคลื่นพาหะก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นอีก(เป็นลบ แสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็น 3.1 ขนาดของพาหะจะเท่ากับ 0.3 หน่วย) สังเกตว่าที่จุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์นั้นก็มีหลายจุด

2.6 แบนวิดท์ของสัญญาณ FM

จากที่กล่าวมาแล้วว่าคลื่น FM ประกอบไปด้วยไซด์แบนด์จำนวนคู่นั้นด์และไซด์แบนด์ที่อยู่ห่างจากคลื่นพาหะมากๆ จะมีค่าต่ำจนตัดทิ้งได้สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียวหรือนิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (tone modulation) นั้นอาจคำนวณหาความกว้างของแถบความถี่ของคลื่น FM โดยใช้กฎของคาร์สัน (Carson's Rule)

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

หรืออาจจะเขียนใหม่เป็น

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

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

ตัวอย่าง

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

จะเห็นว่าแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต กล่าวคือถ้า ดัชนีการมอดูเลตมีค่าน้อยก็จะทำให้แบนด์วิดท์มีค่าน้อย ในทางกลับกันถ้าดัชนีการมอดูเลตมีค่ามากก็จะทำให้แบนด์วิดท์กว้างด้วย

อย่างไรก็ดีกฎของคาร์สันนี้จะใช้ได้กรณีที่เมื่อมี $\Delta f_c \ll f_m$ เมื่อเงื่อนไขไม่เป็นจริง คือในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (wide band FM) หรือแบนด์ปานกลางได้มีการเสนอว่าควรใช้

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

หรือ

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

ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพจากกฎคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นกว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

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

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

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



รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของระดับพลังงานของดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ

จากรูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมขนาดของไซด์แบนด์ต่างๆของคลื่น FM และแสดงให้เห็นถึงความกว้างของแถบความถี่ของคลื่น FM

บทที่ 3 พื้นฐานเครื่องส่งระบบ FM

หลักการง่าย ๆ ของเครื่องส่งระบบอแดมก็คือการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์แล้วนำสัญญาณเสียงไปทำการมอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์จากนั้นก็ให้นำสัญญาณที่มอดูเลทแล้วส่งไปยังอากาศขยายสัญญาณเพื่อให้สัญญาณแรงพอที่จะส่งออกอากาศ

3.1 การสร้างสัญญาณ FM

การสร้างสัญญาณ FM นั้นสามารถแบ่งได้กว้างๆ เป็น 2 แบบ ด้วยกันคือ แบบทางตรง(direct method) กับแบบทางอ้อม(indirect method)แบบทางตรงนั้นจะหมายถึงการนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง สำหรับแบบทางอ้อมนั้นจะเป็นวิธีการที่อาศัยวงจรหลาย ๆ อย่าง ประกอบกัน

3.1.1 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง

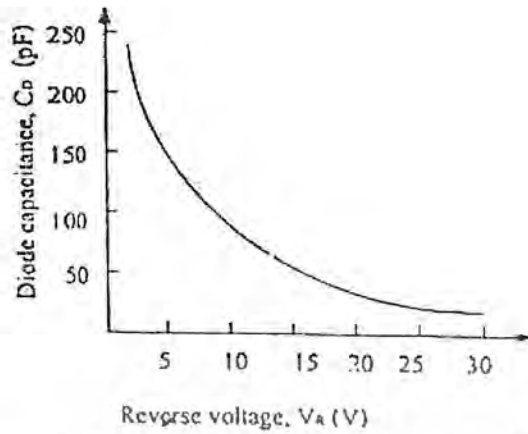
การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรงนั้นเป็นการนำเอาสัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรงซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ก็มี Reflex Klystron และ gun Diode ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ความถี่ออสซิลเลทออกมาจะเปลี่ยนแปลงแรงดันไบอัสก็จะทำให้ได้สัญญาณ FM ออกมาโดยตรงสำหรับความถี่ในย่านต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้นมักจะใช้วาเรกเตอร์ (Varactor) ซึ่งจะมีคุณสมบัติเฉพาะ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามของระดับแรงดันไบอัสย้อนกลับที่ต่อคร่อมอยู่ ดังนั้นจึงใช้วาเรกเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรโรแนนซ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์

วิธีนี้มีข้อดีคือ ทำได้ง่ายและค่าความถี่เบี่ยงเบนที่ได้สูงพอสมควรแต่ก็มีข้อเสียคือ ค่า f_c จะดริฟ (drift) ได้ง่ายจึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมความถี่ f_c ให้ค่าคงที่ ซึ่งก็จะทำให้วงจรมีความยุ่งยากมากขึ้น

3.1.1.1 วาเรกเตอร์ไดโอด(Varactor Diode)

วาเรกเตอร์ไดโอด สามารถใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ FM แบบทางตรงซึ่งเมื่อให้ไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) กับวาเรกเตอร์ไดโอด จะทำให้เกิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่บริเวณรอยต่อพีเอ็นและจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันไบอัสย้อนกลับแสดงในรูปที่ 3.1

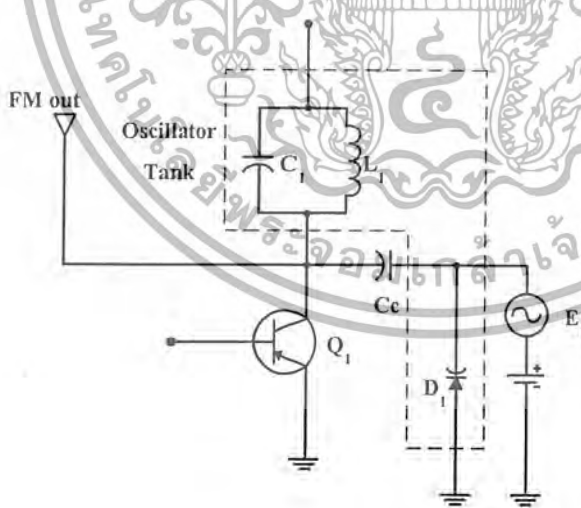
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 แสดงสัญลักษณ์และกราฟคุณสมบัติของวาเรกเตอร์ไดโอด

ในรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงวงจรวาเรกเตอร์ไดโอดมอดูเลเตอร์ซึ่งอาจจะมองได้ว่า C_1 ต่อขนานกับ L_1 และค่าคาปาซิแตนซ์ของ D_1 ซึ่งเป็นรูปแบบของวงจรรีโซแนนซ์ กับปลิงคาปาซิเตอร์ จะทำหน้าที่แยกสัญญาณไฟตรงและอาจจะมองได้ว่ามีความถี่ที่สูง

เมื่อสัญญาณข่าวสารถูกต่อเข้ากับวาเรกเตอร์ไดโอดจะทำให้วาเรกเตอร์ไดโอดได้รับไบแอสย้อนกลับมีค่าต่าง ๆ ซึ่งทำให้เกิดจันชันคาปาซิแตนซ์ (Junction Capacitance) มีค่าแตกต่างกันหลายค่าเปลี่ยนแปลงสัญญาณข่าวสารดังนั้นความถี่ที่กำเนิดขึ้นจึงเป็น ลักษณะของสัญญาณ FM

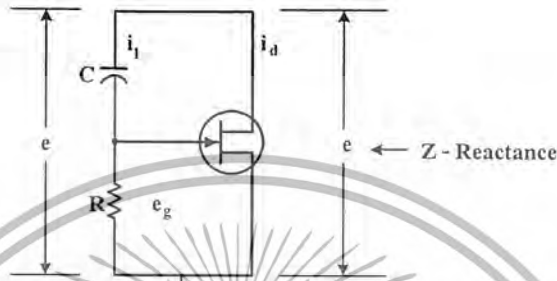


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาเรกเตอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.2 รีแอกแตนซ์ มอดูเลเตอร์ (Reactance Modulator)

วาเรคเตอร์ไดโอดคอมมอดูเลเตอร์ สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า รีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งถูกประยุกต์มาเพื่อใช้งานกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟซึ่งมีลักษณะคล้ายกับวาริเอเบิลรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์ ซึ่งเป็นที่นิยมมากในการใช้งานเป็นตัวกำเนิด FM ซึ่งอาจอธิบายได้ว่า อุปกรณ์ประเภทแอกทีฟที่มีลักษณะคล้ายกับรีแอกแตนซ์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์

พิจารณา JFET ในรูป 3.3 อิมพีแดนซ์ (Z) ที่มองเข้าไปในขาเกตของ JFET สามารถแสดงการทำงานได้ดังนี้

สมมติว่ากระแสมีค่าน้อยมากจนเข้าใกล้ศูนย์ จะได้สมการ ดังนี้

$$e_g = i_g R \tag{3.1}$$

เมื่อ i_g หาได้จาก

$$i_g = \frac{e}{R - jX_C} \tag{3.2}$$

แทนค่าสมการ 3.1 ในสมการ 3.2 จะได้

$$e_g = \frac{R \cdot e}{R - jX_C} \tag{3.3}$$

ดังนั้น กระแสเดรน i_d คือ

$$i_d = g_m e_g \tag{3.4}$$

เมื่อ g_m คือ ทรานส์คอนดักแตนซ์ ของ JFET ดังนั้นจะได้

$$i_d = \frac{g_m \cdot R \cdot e}{R - jX_C} \tag{3.5}$$

ดังนั้น อิมพีแดนซ์ (Z) ที่มองเข้าไประหว่างขาเกตกับกราวด์จะได้

$$Z = \frac{e}{I_d} = \frac{e}{\frac{e}{g_m \cdot R \cdot e} \cdot e} = \frac{e}{\frac{e}{R - jX_C}} \tag{3.6}$$

สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$Z = \frac{R - jX_C}{g_m R} = \frac{1}{g_m} - \frac{jX_C}{g_m R} \tag{3.7}$$

ถ้าค่าของ R และ C เมื่อค่า $R \ll X_C$ สมการที่ 7 จะสามารถเขียนได้ว่า

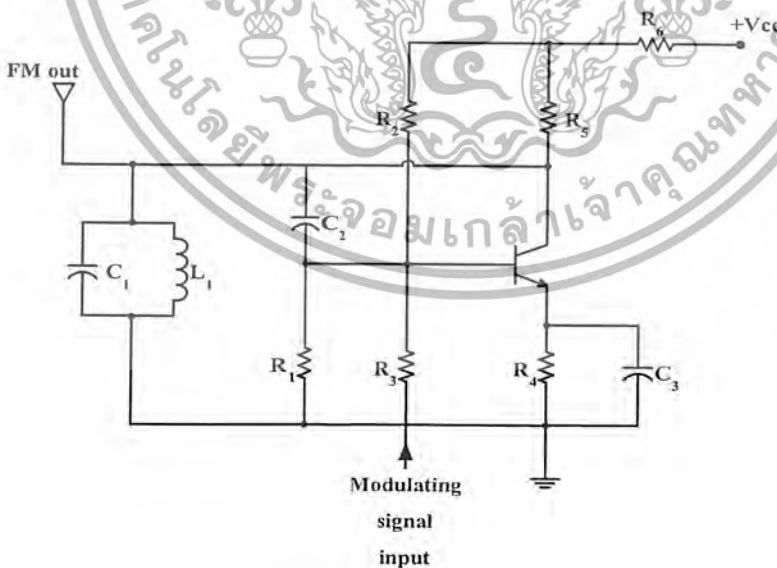
$$Z = -\frac{jX_C}{g_m R} = \frac{-j}{2fg_m RC} \tag{3.8}$$

สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$Z = \frac{-j}{2fC_{eq}} \tag{3.9}$$

เมื่อ $C_{eq} = g_m RC$

ดังนั้นอิมพีแดนซ์ (Z) จะมีลักษณะคล้ายกับค่าคาปาซิแตนซ์ ถ้านำสัญญาณมอดูเลตติ้ง ต่อเข้ากับขาเกตของ JFET ดังในรูปที่ 3.3 จำนวนของคาปาซิแตนซ์จะมีหลายค่า เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณ FM จำเป็นต้องใช้หลักการคั้งกล่าโดคเม็ททอวเจอร์ LC Tank เข้าไประหว่างขาคอนและกราวด์ ก็สามารถใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ FM แสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรีแอกแตนซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

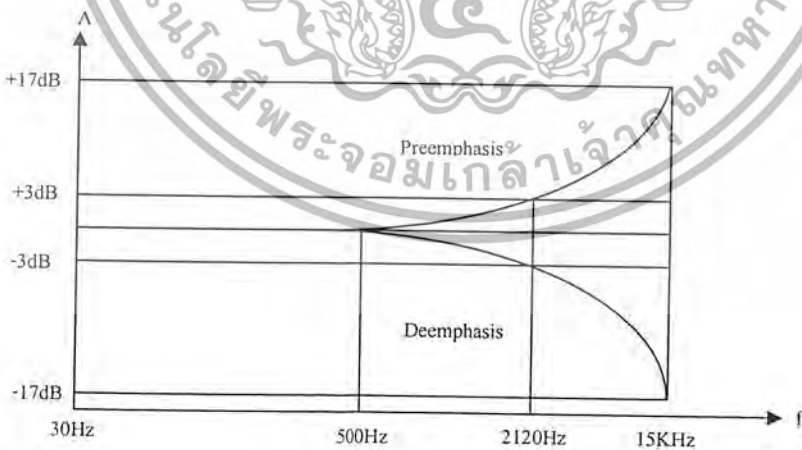
3.1.2 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม

โดยทั่วไปจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์สัญญาณที่เข้ามามอดูเลทและส่วนที่เป็นบาลานมอดูเลเตอร์ เฟสชิฟเตอร์และวงจรถ่ายทำหน้าที่เป็นเฟสมอดูเลเตอร์ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ผ่าน วงจรส่วนนี้จะเป็นสัญญาณ FM

การมอดูเลทแบบนี้จะมีข้อจำกัดที่ค่าความถี่เบี่ยงเบนค่าต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่จะได้จะเป็นสัญญาณ FM แบบแบนวิทแคบ กรณีที่ต้องการสัญญาณ FM แบบแบนวิทกว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้นคือใช้วงจรถ่ายความถี่เข้าช่วยซึ่งจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห้สูงขึ้นพร้อม ๆ กับทำให้ค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงขึ้น

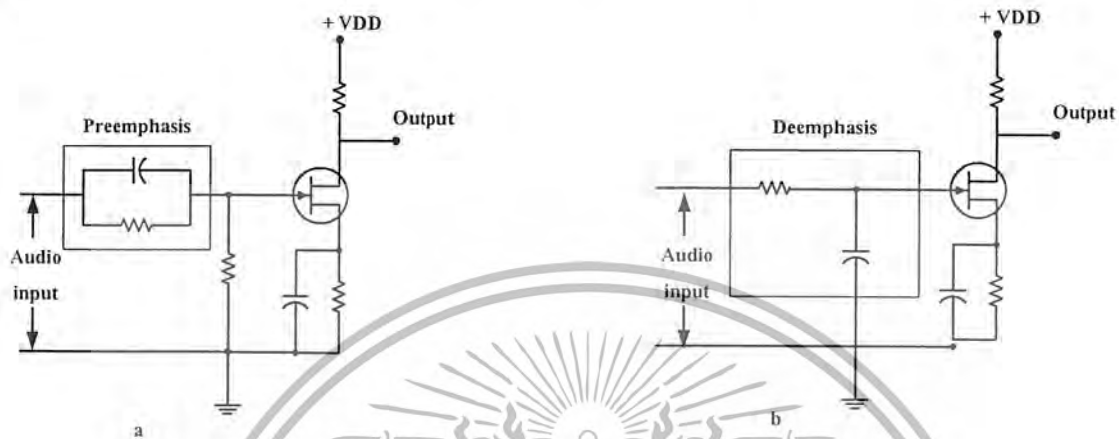
3.2 ภาคปริเอมพาซิส (Preemphasis)

ปริเอมพาซิส ที่หน้าที่เป็นวงจรถ่ายสัญญาณข้อมูลข่าวสารหรือสัญญาณเสียงความถี่สูง ซึ่งสัญญาณเสียงที่ความถี่นี้สามารถถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน(noise) ได้ง่ายดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรถ่ายปริเอมพาซิส เพื่อขยายสัญญาณที่ความถี่สูงก่อนที่จะนำไปที่มอดูเลทดังนั้นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณมอดูเลตติ้งและสัญญาณรบกวน (S/N) จะมีค่าเปลี่ยนแปลงเพราะว่าสัญญาณรบกวน มีค่าเท่าเดิมซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรถ่ายปริเอมพาซิสมักจะอยู่ทางด้านภาคส่งดังนั้นเพื่อให้สัญญาณข่าวสารไม่ผิดเพี้ยนไปจากเดิมจำเป็นจะต้องมีวงจรถ่ายที่ทำหน้าที่ให้สัญญาณเสียงความถี่สูงกลับมาเหมือนเดิม เหมือนกับตอนที่ยังไม่ผ่านวงจรถ่ายปริเอมพาซิส ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างสัญญาณรบกวน(S/N) จะมีค่าคงที่



รูปที่ 3.5 แสดงคุณสมบัติของวงจรถ่ายปริเอมพาซิส

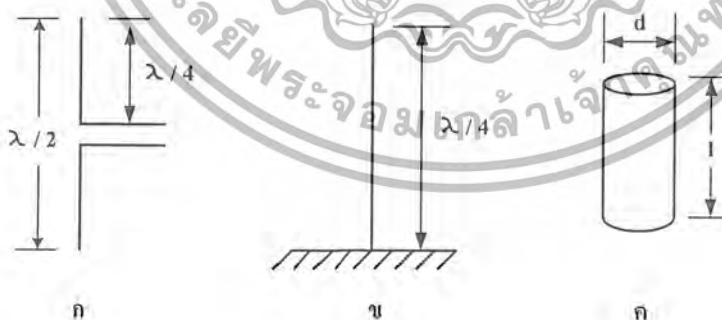
ซึ่งโดยปกติแล้ววงจรดีเอมฟาซิส (deemphasis) จะอยู่ระหว่างดีเทคเตอร์ และ วงจรขยายสัญญาณเสียงในเครื่องรับซึ่งจะทำให้สัญญาณเสียงความถี่สูงมีค่าไม่ผิดเพี้ยนคุณสมบัติของวงจรดีเอมฟาซิสแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างวงจรเอมฟาซิส a) วงจรปรีเอมฟาซิส b) วงจรดีเอมฟาซิส

3.3 สายอากาศ

สายอากาศทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่น โดยสายอากาศถือว่าเป็นภาคสุดท้ายของเครื่องส่ง สายอากาศมีด้วยกันหลายชนิดซึ่งข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไปซึ่งจะกล่าวเฉพาะบางชนิดที่ใช้ในโครงการ ดังนี้ (อิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบต่างๆสายอากาศ)



รูปที่ 3.7 (ก) สายอากาศแบบ (Dipole) และ(ข) สายอากาศแบบ โมโนโพล (ค) เส้นผ่านศูนย์กลางของสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็นฟังก์ชันของความยาวสายอากาศอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแบบ Monopole จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของสายอากาศแบบ Dipole

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

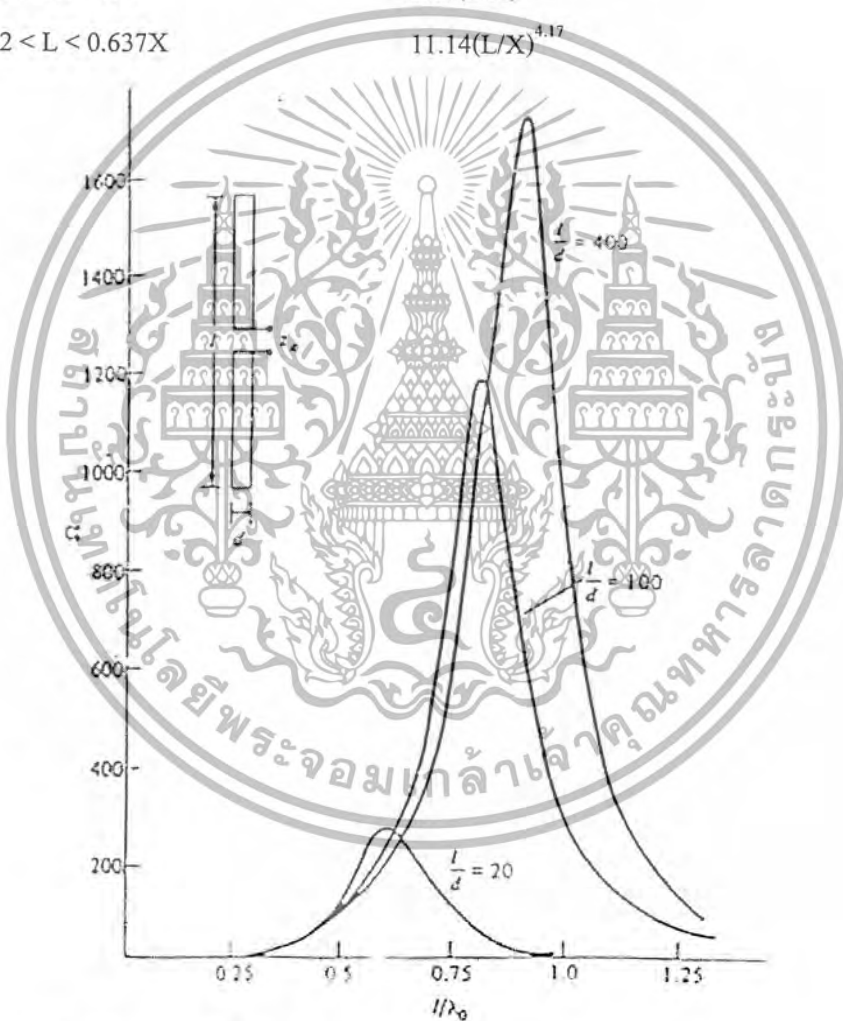
$$Z_b = Z_a/2 \quad ; \quad \text{อิมพีแดนซ์สายอากาศแบบ Monopole}$$

สูตรการคำนวณอินพุท รีซิสแตนซ์ของสายอากาศแบบ Dipole

ความยาวของสายอากาศ	อินพุทรีซิสแตนซ์	
$0 < L < X/4$	$20(L/X)^2$	(3.10)

$X/4 < L < X/2$	$24.7(L/X)^{2.4}$	(3.11)
-----------------	-------------------	--------

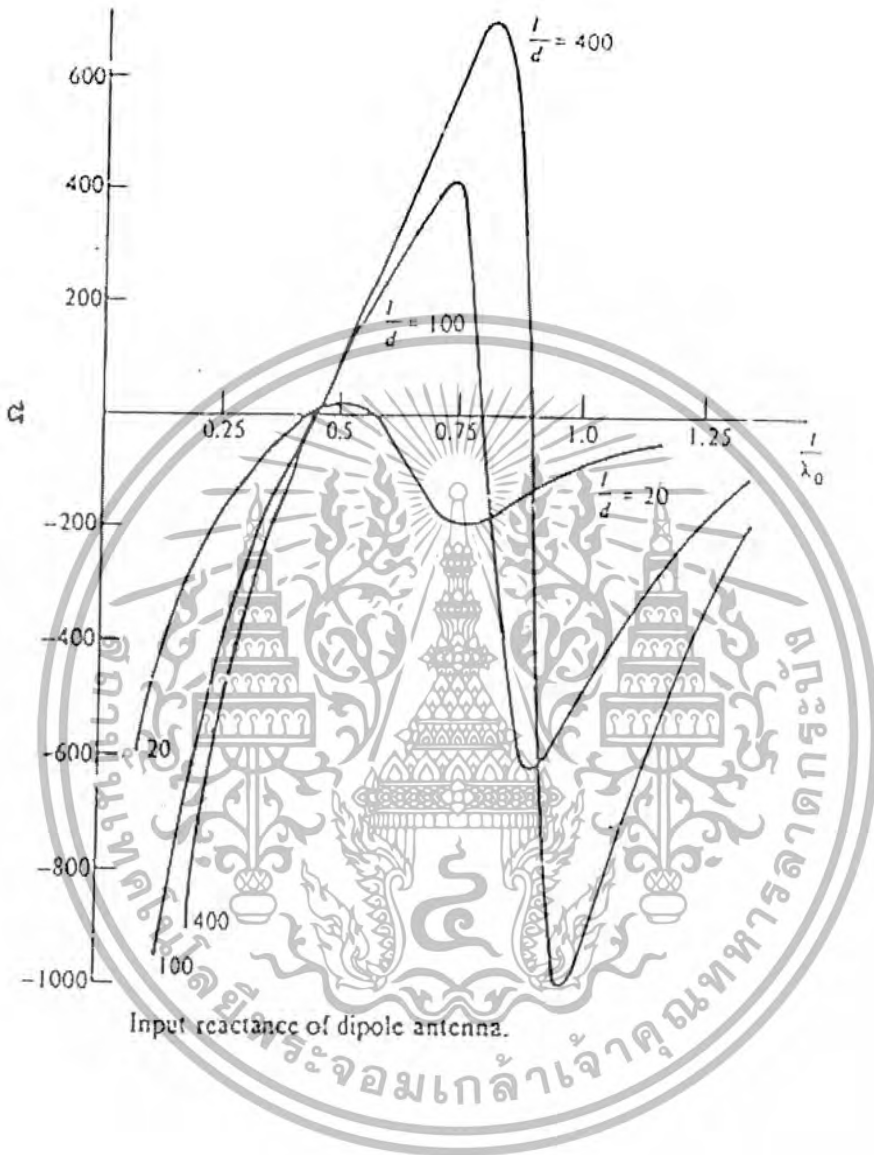
$X/2 < L < 0.637X$	$11.14(L/X)^{4.17}$	(3.12)
--------------------	---------------------	--------



Input resistance of dipole antenna

รูปที่ 3.8 กราฟแสดงค่ารีซิสแตนซ์ (R_a) ของสายอากาศแบบไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงค่ารีแอกแตนซ์ (X_a) ของสายอากาศไดโพล

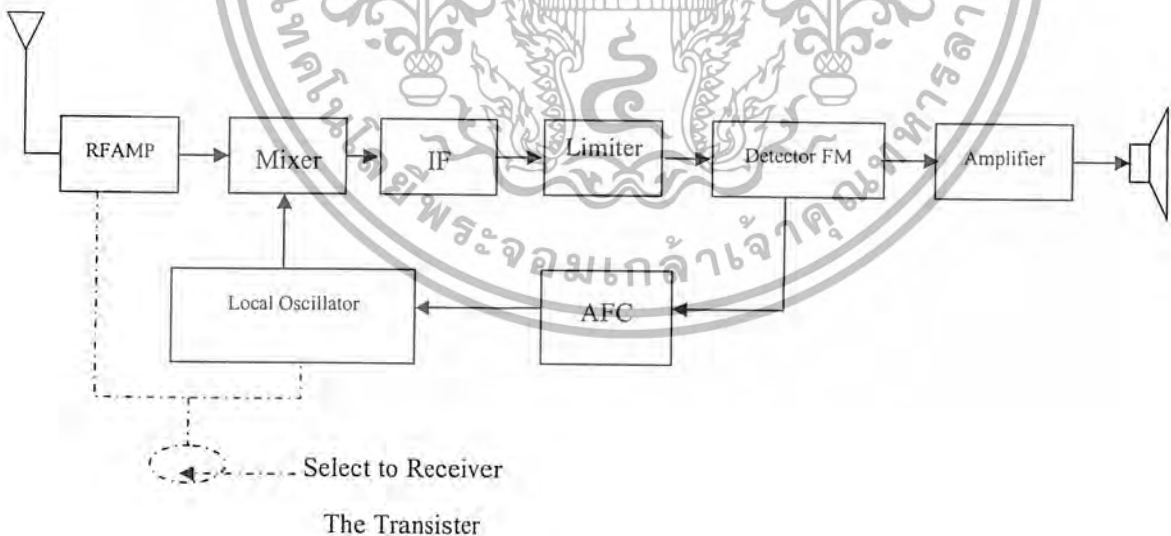
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

เครื่องรับระบบ FM

สมมุติว่าเราจูนเครื่องรับไว้ที่ 100MHz ถูกรบกวนจากคลื่นอื่นที่ใกล้เคียงกับความถี่ 100MHz วงจรขยาย RF ก็จูนไว้ที่ 100MHz ส่วนโลคอลออสซิลเลเตอร์จะจูนไว้ที่ 110.7MHz เมื่อผ่านกรรมวิธีของเฮตเตอร์โรคายนี่ในวงจรมิกเซอร์ ผลต่างของความถี่จะปรากฏที่อินพุทของวงจรขยาย IF เท่ากับ 110.7 MHz ลบด้วย 100MHz ซึ่งจะเท่ากับ 10.7 MHz ดังนั้นสัญญาณที่ความถี่ IF นี้จะถูกขยายและกำจัดแบนวิดท์ให้ความกว้างเพียงพอที่จะรับสัญญาณ FM และแคบเพียงพอที่จะกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการอื่น ๆ ทิ้งไป

สำหรับการทำงานเครื่องรับระบบแบนแคบเอฟเอ็ม (Narrow Band FM) จะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้ เมื่อรับสัญญาณผ่านเข้ามาทางเสาอากาศแล้วจะทำการขยายสัญญาณให้มีความแรงขึ้นแล้วจึงนำมารวมกับสัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีเฟสตรงกันแรกเป็นควมรบกวนความถี่ (Image Frequency) ซึ่งจะได้รับค่าความถี่ 10.7 MHz จากนั้นจะทำการขยายแล้วส่งผ่านไปยังวงจรมิกเซอร์ภาคที่ 2 ซึ่งเป็นการรวมกันกับสัญญาณความถี่จากโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 10.245MHz จะได้สัญญาณความถี่กลางในระบบ FM โดยจะมีความถี่ IF เท่ากับ 455 KHz และที่มิกเซอร์ภาคที่ 2 นี้จะทำงานในลักษณะเป็นการควบคุมแถบความถี่ใช้งาน (Bandwidth) ให้แคบลงเพื่อลดการรบกวนกันของสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณ จากนั้นจะทำการขยายแล้วจึงนำไปตีโมดูลเพื่อให้สัญญาณที่ทำการส่งมาต่อไป



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ Narrow Band FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพาหะของสัญญาณ FM ที่ส่งมาจากเครื่องส่งมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz (โดยความถี่ FM เท่ากับ 100MHz คงเดิม โลกคอลลอสซิลเลเตอร์คงเดิม และ IF คงเดิม)สัญญาณ IF จะมีความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ ± 50 KHz ด้วยดังนั้นสัญญาณที่มามีคุณลักษณะมาบนพาหะจะอยู่ในสัญญาณ IF โดยไม่มีความเพี้ยน แม้ว่าความถี่ของสัญญาณ FM ลดทอนจาก 100MHz ลงมาเหลือแค่เพียง 10.7 MHz

จากบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับวิทยุเอฟเอ็มสามารถอธิบายการทำงานของแต่ละบล็อกคร่าว ๆ ได้ดังนี้

เสาอากาศ(Antenna) จำเป็นมากสำหรับเครื่องรับ FM ทำหน้าที่รับวิทยุ FM จากสถานีต่าง ๆ ความถี่ระหว่าง 88 – 108 MHz ให้มีความแรงเท่าๆ กันทุกสถานีเสาอากาศจึงต้องรับคลื่นในแบนด์กว้างตลอดย่าน FM

ภาคขยาย RF (RF AMP) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่ที่รับมาจากสายอากาศโดยเลือกขยายทีละหนึ่งความถี่ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรจูนสัญญาณอินพุทที่รับเข้ามาจากสายอากาศและจูนสัญญาณเอาต์พุทที่ส่งให้ภาคมิกเซอร์ซึ่งการจูนต้องใช้ความถี่ค่าเดียว ตัวขยายสัญญาณ RF สมัยก่อนใช้หลอดสุญญากาศ ปัจจุบันใช้ทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตและในบางรุ่นใช้ IC การขยายสัญญาณ RF จะทำให้สัญญาณที่รับได้มีขนาดแรงขึ้นความไวของเครื่องรับดีขึ้น และ กำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไปในเครื่องรับที่ไม่ต้องการคุณภาพมากนักก็จะตัดภาคนี้ออก สัญญาณที่ออกจากภาคขยาย RF นี้เป็นสัญญาณความถี่ของสถานีที่ต้องการรับ และส่งออกไปเข้าภาคมิกเซอร์เพียง 1 ความถี่เท่านั้น อัตราการขยายของภาคขยาย RF จะถูกควบคุมโดยวงจร AGC

ภาคออสซิลเลเตอร์ หรือ โลกคอลลอสซิลเลเตอร์ (local oscillator) ทำหน้าที่ผลิตความถี่ RF ขึ้นมา 1 ความถี่ เพื่อที่จะส่งไปผสม (Mixer) กับคลื่นที่รับมาจากภาคขยาย RF ในภาคมิกเซอร์ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาจะสูงกว่าความถี่ที่ได้รับมาจากภาคขยาย RF อยู่ 10.7 MHz นั่นคือความถี่จะอยู่ในช่วง 98.7 – 118.7 MHz ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์ผลิตขึ้นมาต้องลงที่เสมอเมื่อถูกควบคุมโดยวงจร AFC

ภาคมิกเซอร์ (Mixer) ทำหน้าที่รับคลื่นจากภาคขยาย RF และออสซิลเลเตอร์มาผสมกันตามกระบวนการซูเปอร์เฮตเทอร์โรไดน์ โดยใช้ผลต่างของออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณจากภาคขยาย RF มีค่า 10.7 MHz ถูกจูนออกทางเอาต์พุทมิกเซอร์

ภาคขยาย RF ออสซิลเลเตอร์ และมิกเซอร์เมื่อรวมกันเรียกว่า ภาคฟรอนท์เอนด์(Front end) อาจบรรจุไว้ในกล่องโลหะชิลด์เพื่อป้องกันความถี่อื่นรบกวน

ภาคขยายสัญญาณความถี่ IF (IF AMP) โดยรับสัญญาณจาก IF จากเอาต์พุทของภาคมิกเซอร์ด้วยความถี่ 10.7 MHz มาทำการขยายซึ่งเครื่องอาจมีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้ง การขยายสัญญาณ IF อาจ

ใช้หลอดสูญญากาศ ทราโนซิสเตอร์หรือ ไอซี ในเครื่องรับที่มีการขยายสัญญาณ IF หลาย ๆ ครั้ง การขยาย IF ครั้งสุดท้ายจะทำหน้าที่เป็นลิ้มิตเตอร์ด้วยก็ได้

ภาคลิ้มิตเตอร์ (limiter) เนื่องจากในระบบ FM ความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณเบสแบนด์ส่วนทางด้านขนาดมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติ ขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้มักจะมีขนาดไม่คงที่ เนื่องจากมีสัญญาณรบกวน ดังนั้นจึงต้องมีส่วนของลิ้มิตเตอร์เอาไว้เพื่อตัดเอาสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป ซึ่งสัญญาณที่ได้เป็นรูปสแควร์ จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปเข้าวงจรกรองความถี่ผ่านซึ่งจะยอมให้เฉพาะสัญญาณพื้นฐาน (Fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านเท่านั้นซึ่งจะทำให้ได้เป็นสัญญาณไซน์ออกมามีอีกครึ่งหนึ่ง

ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM detector) ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณ IF ของ FM ความถี่ 10.7MHz การดีเทค FM มีหลายวิธีบางวิธีต้องเพิ่มวงจรลิ้มิตเตอร์เพื่อตัดแต่งสัญญาณ FM ให้มีแอมป์ริจูดเท่ากันเสียก่อนวงจรรุ่นใหม่ ๆ จะใช้ IC ดีเทคเตอร์สัญญาณ ที่ได้จะส่งไปเข้าวงจรขยายเสียงต่อไปผลของการดีเทคเตอร์จะได้สัญญาณบางส่วนไปสร้างสัญญาณ AFC

ภาค AFC (automatic frequency control) ทำหน้าที่ควบคุมความถี่ของวงจรรอสซิชเลเตอร์ให้พอดีคล็อกกับคลื่น RF ตลอดเวลาเพราะถ้าออสซิชเลเตอร์ผลิตความถี่ไม่สัมพันธ์กับคลื่น RF สัญญาณเสียงที่ได้รับฟังจะจางหายไปชัดเจนซึ่งคล้ายกับรับไม่ตรงสถานีสัญญาณแรงดันไฟ AFC ได้มาจากภาค FM ดีเทคเตอร์

4.1 ภาคโลคอลออสซิชเลเตอร์ (Local Oscillator)

ภาคโลคอลออสซิชเลเตอร์เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณขึ้นมาเพื่อป้อนให้แก่วงจรภาคมิกเซอร์ ซึ่งในส่วนของวงจร โลคอลออสซิชเลเตอร์ก็คือวงจรกำเนิดสัญญาณอย่างหนึ่งนั่นเอง

4.1.1 ชนิดวงจรรอสซิชเลเตอร์

วงจรรอสซิชเลเตอร์แบ่งออกได้เป็น วงจรรอสซิชเลเตอร์คลื่นรูปซายน์และวงจรรอสซิชเลเตอร์ที่ไม่ใช้คลื่นซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยมพัลส์ เป็นต้น วงจรรอสซิชเลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นรูปคลื่นซายน์ (sine - wave oscillator) ซึ่งจะทำให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ชนิดของการออสซิชเลทแบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรรอสซิชเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

- วงจรรอสซิชเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (HARTLEY OSCILATOR)
- วงจรรอสซิชเลเตอร์แบบ โคลพิทท์ (COLPITTS OSCILATOR)
- วงจรรอสซิชเลเตอร์แบบแคลบพ์ (CLAPP OSCILATOR)
- วงจรรอสซิชเลเตอร์แบบคริสตอล (CRYSTAL OSCILATOR)

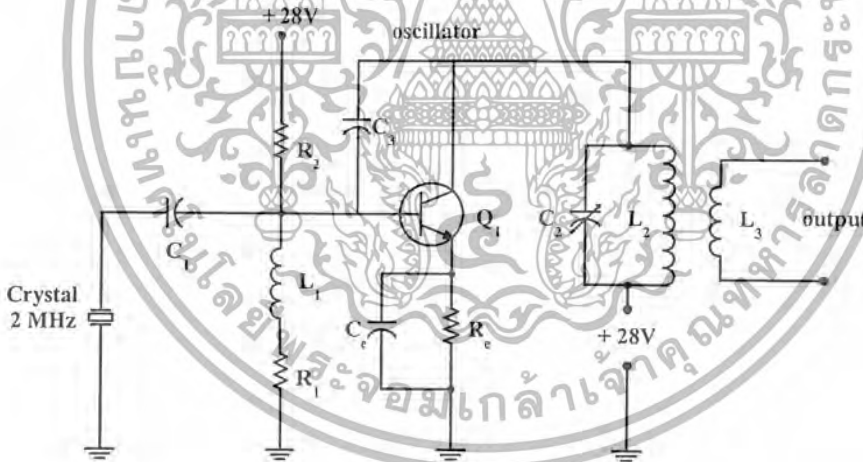
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะขอกล่าวเฉพาะที่เกี่ยวข้องที่เกี่ยวข้องกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคริสตอลเนื่องจากว่าใช้ใน
โครงการนี้

4.1.2 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จะใช้ผลึกควอทซ์ ใช้ในกรณีที่ต้องการความเที่ยงตรงสูงในการควบคุม
ความถี่ที่ความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์คริสตอลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นออสซิลเลเตอร์แบบคอลลออสซิล
เลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจร LC แต่มีค่า Q สูงกว่า โดยทั่วไปจะใช้ประกอบในอุปกรณ์ที่สามารถ
พกติดตัวได้เช่นวิทยุมือถือ โดยใช้ได้ในทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับความถี่ที่ผลึกมาจากคริสตอลออสซิล
เลเตอร์จะมีความถี่เพี้ยนน้อยกว่า 1Hz. ต่อ 10^6 Hz.

วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้คริสตอล ในรูปที่ 4.2 แสดงวงจรที่ใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ในการกำหนด
ค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์วงจรจะป้อนกลับผ่าน C_1 ซึ่งเป็นคาปาซิเตอร์ในระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับ
ขาเบส ในวงจรเบสโวลท์เตจดีไวเดอร์ R_1, R_2 ป้อนแรงดันไฟเวิร์คจากแหล่งจ่ายไฟ +28 V C_1 เป็นตัว
ป้องกันไฟตรงจากขาเบสไม่ให้ผ่านไปยังคริสตอล RF ไซค์ L_1 เป็นค่าอิมพีแดนซ์ค่าสูงของเอาท์พุทของ
คริสตอลที่ต่อกับขาเบสในวงจรอิมิตเตอร์ร่วมที่ ขา E จะมี R_e และมี C_e เป็นบายพาสคาปาซิเตอร์โดยจะ
ช่วยเพิ่มอัตราขยายของวงจรให้มากขึ้น



รูปที่ 4.2 แสดงออสซิลเลเตอร์แบบใช้คริสตอล

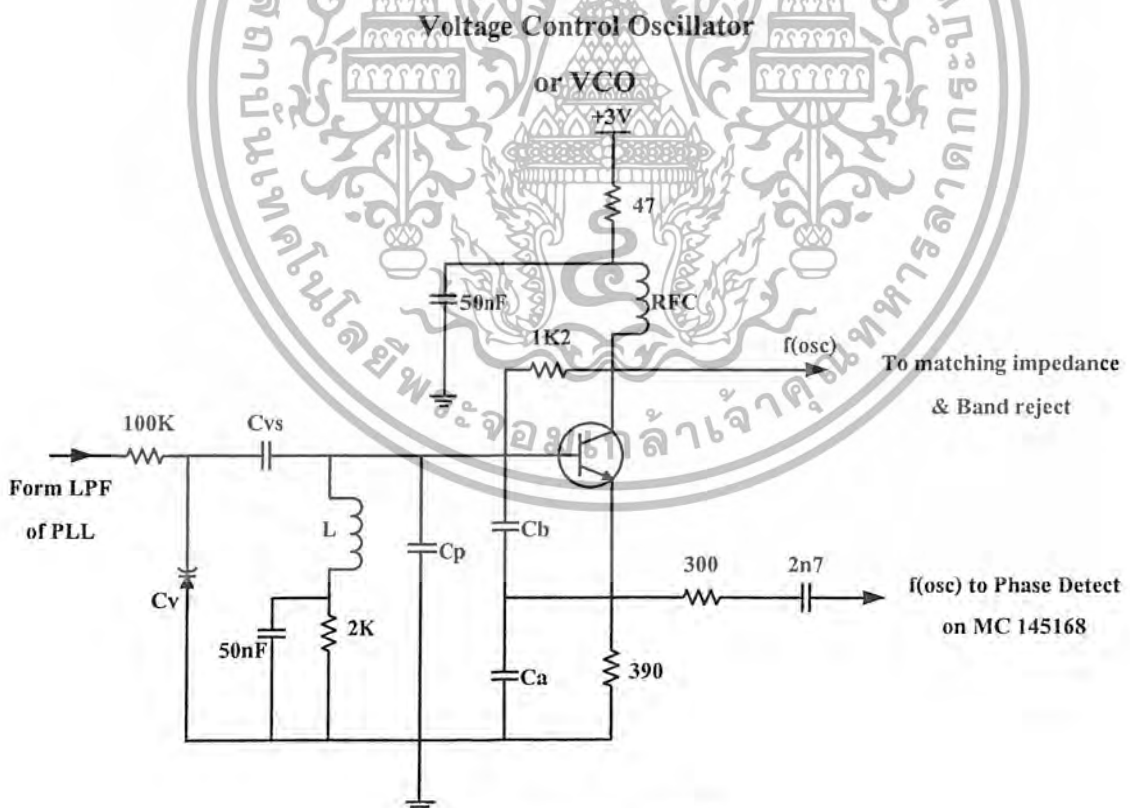
วงจร LC เป็นตัวคัปปลิงสัญญาณเอาท์พุทของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ร่วมกับ L_3 ไปสู่วงจรใน
ภาคถัดไป ส่วนวงจรคอลลอเลกเตอร์ RF ไซค์ L_1 เป็นตัวป้อนแรงดันแบบขนานจากแหล่งจ่ายไฟ
+ 28V ให้แก่ออสซิลเลเตอร์ส่วน L_2, L_3 ทำหน้าที่คัปปลิงสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรออสซิลเลเตอร์ไปสู่วงจร
ภาคถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คริสตอลมีความถี่ของสัญญาณที่สามารถออกสวิตช์ออกมาได้ที่ความถี่ที่แน่นอนค่า หนึ่งๆ โดยทั่วไปมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 – 30 MHz สำหรับที่ต้องการความถี่อาจต่อร่วมกับวงจรทวีคูณความถี่ซึ่งอาจเป็นวงจรคูณความถี่ 2 เท่า และ 3 เท่าก็ได้วงจรขยายดังรูปใช้วงจร LC เพื่อปรับความถี่ของสัญญาณให้ได้ความถี่ฮาร์มอนิกของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ สำหรับในกรณีที่ต้องการลดความถี่ลงให้ต่อร่วมกับวงจรหารความถี่ โดยความถี่เข้าที่พู่ทงของคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะถูกหารให้มีค่าน้อยลงจนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ

4.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

วงจร (VCO) คือ วงจรที่ทำหน้าที่กำเนิดความถี่จะใช้แรงดันไฟตรงไปทำการควบคุมให้อุปกรณ์กำเนิดความถี่ประพุดิตนเป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไป และผลิตความถี่ต่างๆ ออกมาได้ตามแรงดันที่มาควบคุมเช่น วงจรวีซีโอ ที่ใช้แรงดันไฟตรงมาควบคุมให้วาริแคปประพุดิตนเป็นตัวเก็บประจุโดยมีค่าเปลี่ยนแปลงได้ตามแรงดันไฟตรงและผลิตความถี่ออกมา



รูปที่ 4.3 แสดงวงจร วีซีโอ

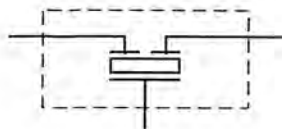
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรขยาย IF

วงจรรักษาขยายสัญญาณ IF ของเครื่องรับวิทยุ FM มีไว้เพื่อขยายสัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz ให้มีขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณสูงขึ้นอย่างเพียงพอและเหมาะสมกับการดีเทคให้ได้สัญญาณเสียงที่มีคุณภาพดี สัญญาณ IF ของ FM เป็นคลื่นผสมทางความถี่ IF 10.7 MHz กับสัญญาณเสียง 20 – 20000Hz ดังนั้นความถี่ IF 10.7MHz จึงเบี่ยงเบนตามความถี่เสียงซึ่งในระบบ FM ได้มีการกำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด ± 75 KHz และมีช่องว่างระหว่างสถานีบนและสถานีล่างข้างละ 25 KHz ดังนั้นช่วงแบนวิดของการส่ง FM จึงมีสถานี 200 KHz เมื่อเรานำสัญญาณจากสถานีที่รับเข้ามาผ่านคอนเวอร์เตอร์สัญญาณ IF 10.7MHz ที่ได้จะต้องเบี่ยงเบนจากความถี่กลาง 10.7 MHz ไป ± 100 KHz ด้วยเช่นกัน วงจรขยาย IF ที่ดีนอกจากจะให้อัตราขยายสูงแล้วจะต้องมีแบนวิดที่กว้างถึง 200KHz จึงทำให้ได้สัญญาณทางออกทางเอาท์พุทครบถ้วน

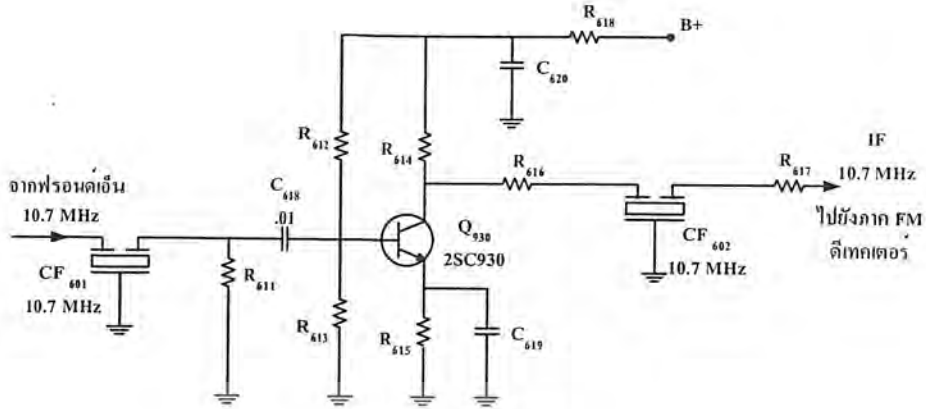
4.2.1 วงจรขยายสัญญาณ IF แบบใช้เซรามิกฟิลเตอร์

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสำหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งความถี่เฉพาะเช่น หม้อแปลง IF ของเครื่องรับวิทยุและ IF ของเครื่องรับโทรทัศน์เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารจำพวกเพียโซอิเล็กทริก ซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัวเมื่อป้อนสัญญาณความถี่เข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้นหากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ทางด้านเอาท์พุทก็จะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่าง ความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์ เช่น 455 KHz สำหรับภาค IF ของเครื่องรับ AM ความถี่ 10.7 MHz สำหรับเครื่องรับ FM และความถี่อื่นๆ ที่ใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์ เช่น 5.5 MHz , 4.5 MHz , 38.9 MHz เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มากเนื่องจากไม่ต้องจูนหรือปรับแต่งความถี่แต่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ สัญญาณที่เข้ามาจะสูญเสียภายในตัวเซรามิกฟิลเตอร์ สัญญาณที่ออกทางเอาท์พุทจะถูกลดทอนลงไปประมาณ 30 เเปอร์เซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขา ใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียก ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขา เป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์ เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป



รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์

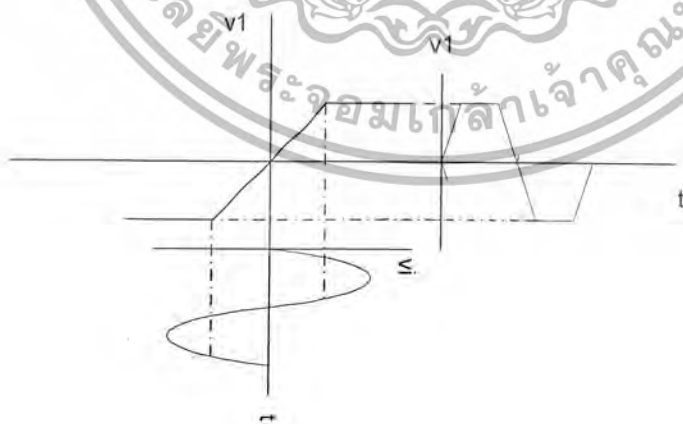
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรขยาย IF โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์

4.2 ลิ้มิตเตอร์

ในระบบเอฟเอ็มความถี่ของคลื่นพาห้จะเปลี่ยนแปลงสัญญาณเบสแบนด์ส่วนทางด้านขนาดจะคงที่เสมอฉะนั้นเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของคลื่นพาห้แสดงว่าจะต้องเกิดจากสัญญาณรบกวน (noise) ดังนั้นในเครื่องรับ FM จะต้องมีส่วนของลิ้มิตเตอร์เพื่อให้แรงดันทางด้านเข้าที่พหุสัมพันธ์กับแรงดันทางด้านอินพุตดัง รูปที่ 4.8 ถ้าสัญญาณทางด้านอินพุตมีขนาดต่ำกว่าของลิ้มิตเตอร์สัญญาณทางเข้าที่พหุจะแปรตามสัญญาณทางด้านอินพุตทุกประการอย่างไรก็ตามปกติขนาดของคลื่นพาห้จะมีความมากกว่าระดับจำกัดของตัวลิ้มิตเตอร์ดังนั้นผลของการผ่านลิ้มิตเตอร์จะได้รูปคลื่นทางด้านเข้าที่พหุเป็นรูปคลื่นสแควร์ (square)



รูปที่ 4.6 ลักษณะของคลื่นเมื่อผ่านลิ้มิตเตอร์

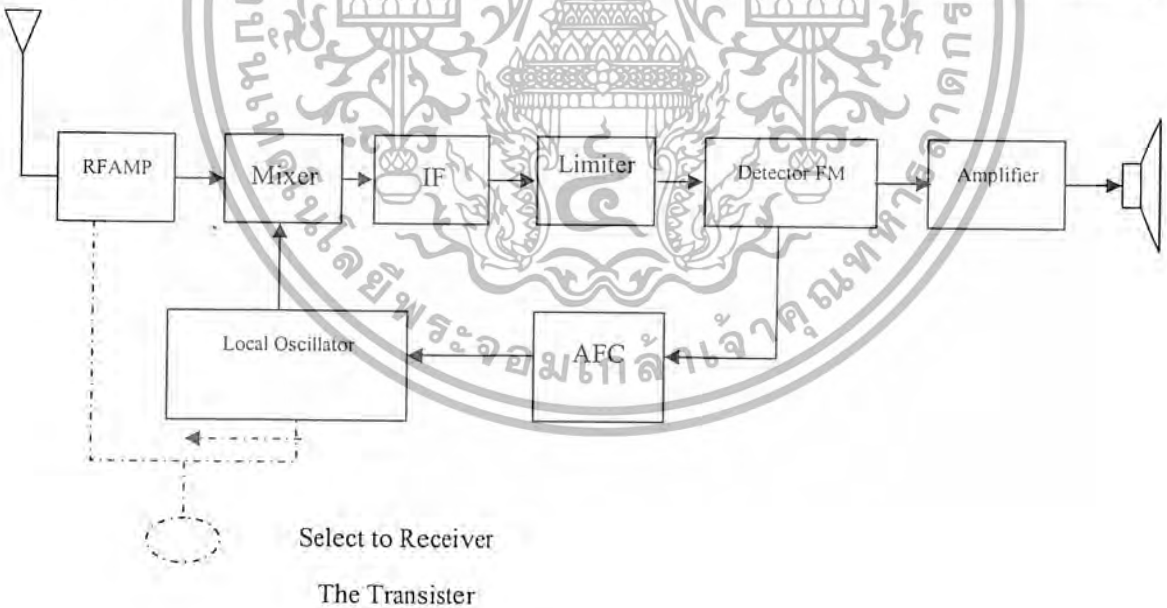
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคลื่นสแควร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ที่ยอมให้ความถี่พื้นฐาน(fundamental) ของคลื่นสแควร์ผ่านได้เท่านั้นจะได้สัญญาณทางด้านเข้าที่พุทของวงจรกรองความถี่เป็นคลื่นไซน์

4.4 การควบคุมความถี่อัตโนมัติ

เมื่อเครื่องรับ FM ทำงานในย่านความถี่ VHF (เช่น 88 – 108 MHz) ความถี่ของวงจรโลกอสซิลเลเตอร์จะต้องมีเสถียรภาพสูงมิฉะนั้นจะเกิดความเพี้ยนในคอนตีมอด เช่น สมมติว่าเครื่องรับทำงานที่ 100 MHz ความถี่ เกิดเปลี่ยนไป 0.1 เปอร์เซนต์ จะทำให้ความถี่ IF เปลี่ยนไป 100KHz สัญญาณ FM จะตกเลยนอกแบนด์วิดท์ไปเลย วิธีการรักษาเสถียรภาพทางความถี่ก็คือใช้แรงบังคับความถี่อย่างไรก็ตามใช้แรงบังคับความถี่ไม่ค่อยสะดวกนักในเครื่องรับวิทยุกระจายเสียง FM เพราะเราจำเป็นต้องปรับจูน(เลือกสถานี)ความถี่อยู่บ่อย ๆ โดยไม่ต้องเปลี่ยนแร่ความถี่ใหม่แต่สำหรับเครื่องรับส่งวิทยุ(สื่อสาร) เราใช้แร่ได้เพราะช่องความถี่ใช้งานไม่มาก สำหรับการควบคุมให้ความถี่ของโลกอสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับกระจายเสียง FM ให้มีเสถียรภาพเราต้องใช้วิธีพิเศษเพื่อให้ออสซิลเลเตอร์ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุทวิธีนี้เรียกว่า การควบคุมความถี่อัตโนมัติ(Automatic Frequency Control หรือ AFC)

หลักการของ AFC ก็คือใช้วาเรคเตอร์เป็นส่วนหนึ่งในวงจรเท็งก์ของโลกอสซิลเลเตอร์ค่าความจุของวาเรคเตอร์จะควบคุมโดยการให้ไบอัสจากแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากการที่ออสซิลเลเตอร์มีความถี่เลื่อนไป แรงดันคลาดเคลื่อน นำมาจากเข้าที่พุทของวงจรดีสคริมิเนเตอร์(หรือวงจรเรโซตีเทคเตอร์)



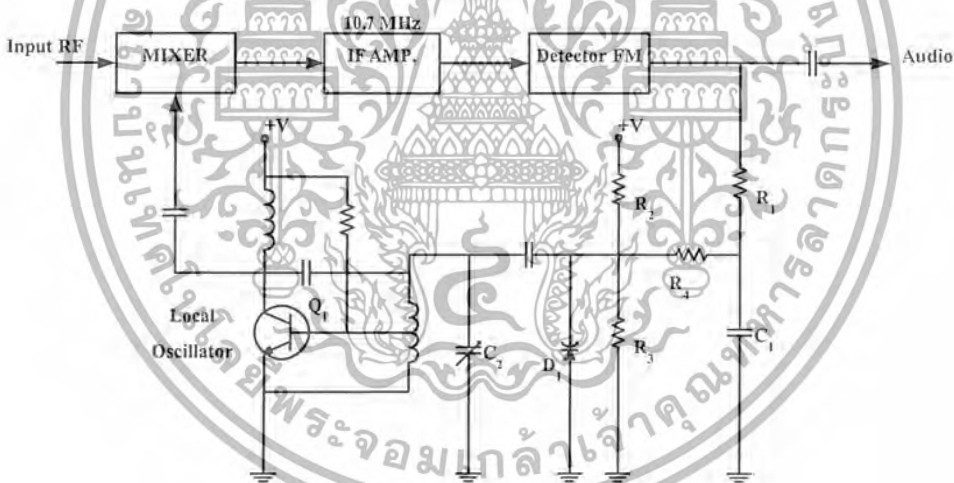
รูปที่ 4.7 แสดงการควบคุมความถี่ AFC ของเครื่องรับ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อออสซิลเลเตอร์มีความถี่ที่ถูกต้อง เอาท์พุทจากดิสคริเมเนเตอร์จะเป็นศูนย์ เมื่อความถี่ของออสซิลเลเตอร์เลื่อนสูงขึ้นหรือต่ำลงแรงดันคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นบวกหรือลบ การเป็นบวกหรือลบนี้จะแสดงความคลาดเคลื่อนทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์จะมีค่ามากหรือน้อย

อย่างไรก็ตามเอาท์พุทจากวงจรดิสคริเมเนเตอร์จะมีสัญญาณเสียงปนอยู่ด้วย ดังนั้นก่อนที่จะป้อนมาให้ออสซิลเลเตอร์ เราจะต้องเอาส่วนที่เป็นสัญญาณเสียงออกไปเสียก่อน สัญญาณเสียงนี้เรากรองทิ้งไปโดยใช้ฟิลเตอร์ชนิด Low pass เพื่อให้ได้เฉพาะแรงดัน DC และความถี่ต่ำๆใกล้เคียงกับ DC มาป้อนให้วาเร็กเตอร์

จากตัวอย่างวงจรในรูปที่ 4.8 Q_1 เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์ C_2 เป็นวงจรจูนซึ่งมี D_1 เป็นวาเร็กเตอร์ต่อขานานเป็นส่วนหนึ่งของวงจรจูนด้วย เอาท์พุทจากวงจรดีมอด FM ที่ป้อนสัญญาณไปให้วงจรของเสียงและป้อนให้วงจร AFC ด้วย สัญญาณเสียงจะถูกกรองด้วยฟิลเตอร์ R_1, C_1 เหลือแต่ เฉพาะแรงดันคลาดเคลื่อนที่มีความถี่ต่ำมากๆ มาเสริม หรือ ดัด กับ แรงดันไบอัสให้แก่วาเร็กเตอร์ วงจรที่ไปออสซิให้แก่วาเร็กเตอร์ประกอบด้วย R_2, R_3 สำหรับ R_1 ทำหน้าที่กั้นระหว่างฟิลเตอร์กับออสซิลเลเตอร์ เมื่อ วาเร็กเตอร์มีความจุเปลี่ยน จะมีผลทำให้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย



รูปที่ 4.8 แสดงวงจร AFC อย่างง่าย

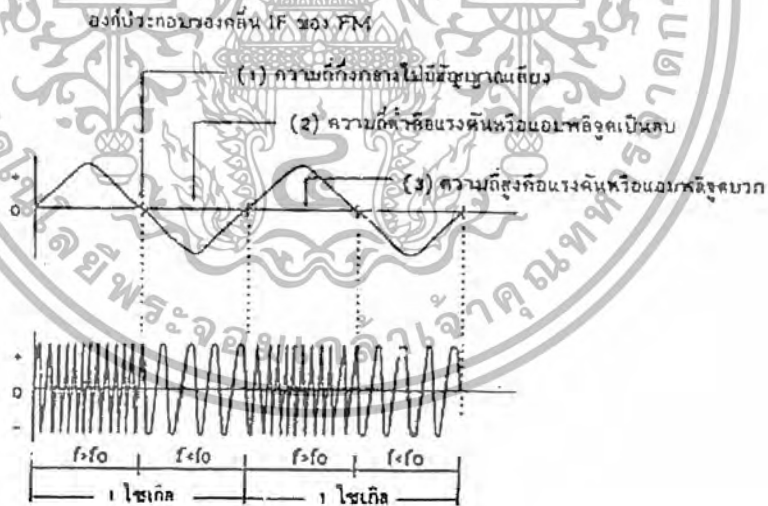
สังเกตว่าการทำงานของวงจรในรูปที่ 4.8 นี้ก็เหมือนกับวงจรเฟสล็อกูปนั้นเอง แต่ในกรณีนี้ วงจรดีมอด FM ทำหน้าที่เป็นเฟสดีเทคเตอร์ R_1, C_1 ทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ส่วน Q_1 กับ D_1 เป็น VCO และวงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่แปลงและลดทอนความถี่ RF กับออสซิลเลเตอร์ ให้มีความถี่ต่ำลงเป็น 10.7 MHz.

4.5 ภาค FM ดีเทคเตอร์ (FM Detector)

องค์ประกอบของคลื่น FM จากรูปที่ 4.9 ประกอบด้วย

1. สัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz. (f_0) คือสัญญาณปกติ ขณะที่ยังไม่มีมอดูเลทกับสัญญาณเสียง
2. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนต่ำกว่า 10.7MHz. ($f < f_0$) คือสัญญาณเสียงที่มอดูเลทมาเป็นช่วงลบ
3. ช่วงสัญญาณ IF เบี่ยงเบนสูงกว่า 10.7 MHz. ($f > f_0$) คือสัญญาณเสียงที่มอดูเลทมาเป็นช่วงบวก
4. การเบี่ยงเบนความถี่ของ IF ทั้งทางด้านสูงและทางด้านต่ำ จะเกิดขึ้นเป็นระยะๆ ซ้ำ กัน หมายถึง ไซเคิลของคลื่นเสียง

มาตรฐานการมอดูเลทแบบ FM ยอมให้ความถี่เบี่ยงเบนได้ ± 75 KHz. และมีการ์ดแบนด์ (Guard band) อีกด้านละ 25 KHz. รวมเป็น ± 100 KHz. นั่นคือสัญญาณ IF มีความถี่ 10.7 MHz. เบี่ยงเบนสูงสุดคือ 10.8 MHz. และความถี่ต่ำสุดคือ 10.6 MHz.



รูปที่ 4.9 องค์ประกอบของคลื่น FM

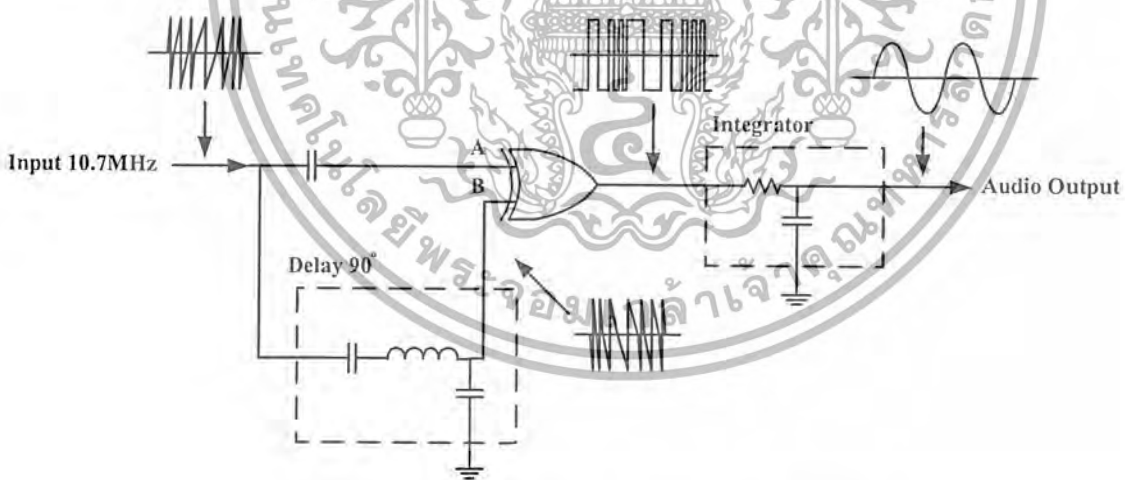
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5.1 หลักการของควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์ (Quadrature detector)

ควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์เป็นการดีเทคเตอร์สัญญาณ FM โดยใช้หลักการของวงจรเปรียบเทียบเฟส ซึ่งการใช้งานจริงจะทำได้เป็นไอซีสำเร็จรูป

หลักการของควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์คือ เอาสัญญาณ IF ของ FM มาแยกเป็น 2 สัญญาณ สัญญาณแรกใช้งานได้โดยตรง ส่วนอีกสัญญาณผ่านวงจรดีเลย์ (Delay) เพื่อหน่วงเวลาสัญญาณให้เข้าไป 90 องศา สัญญาณทั้งสองจะถูกนำมารวมกันโดยใช้วงจรเปรียบเทียบเฟสแบบ 2 อินพุต ซึ่งจะทำการเอาท์พุทเป็น 1 ออกมา ขณะที่อินพุตทั้งสองเป็น 1 พร้อมกัน สัญญาณเอาท์พุทจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความกว้างแปรตามค่าเบี่ยงเบนของ FM เมื่อเอาสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างขนาดต่างๆ มาผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ จะได้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นคายอดเจ็ดยูปร่างเดียวกับสัญญาณที่มอดูเลทจากเครื่องส่ง

จากรูปที่ 4.10 สัญญาณ IF ความถี่ 10.7 MHz. เบี่ยงเบนตามขอบเขตของ FM บวกลบ 75 KHZ. สูงสุด สัญญาณ IF นี้จะส่งเข้าอินพุต A ของวงจรเปรียบเทียบเฟสโดยตรงและสัญญาณ IF อีกส่วนหนึ่งผ่านวงจรดีเลย์ให้ช้าลง 90 องศา แล้วป้อนเข้าอินพุต B ของวงจรเปรียบเทียบเฟส สัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นทางเอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบเฟส ซึ่งจะเกิดเฉพาะที่อินพุต A และ B มีเฟสบวกเหมือนกัน จึงเกิดเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม



รูปที่ 4.10 หลักการของ ควอดราเจอร์ดีเทคเตอร์

แล้วนำสัญญาณนี้เข้าอินทิเกรเตอร์เพื่อรวมสัญญาณพัลส์ให้เป็นคลื่นตามลักษณะของสัญญาณเสียงหรือข้อมูลข่าวสารที่มอดูเลทมา

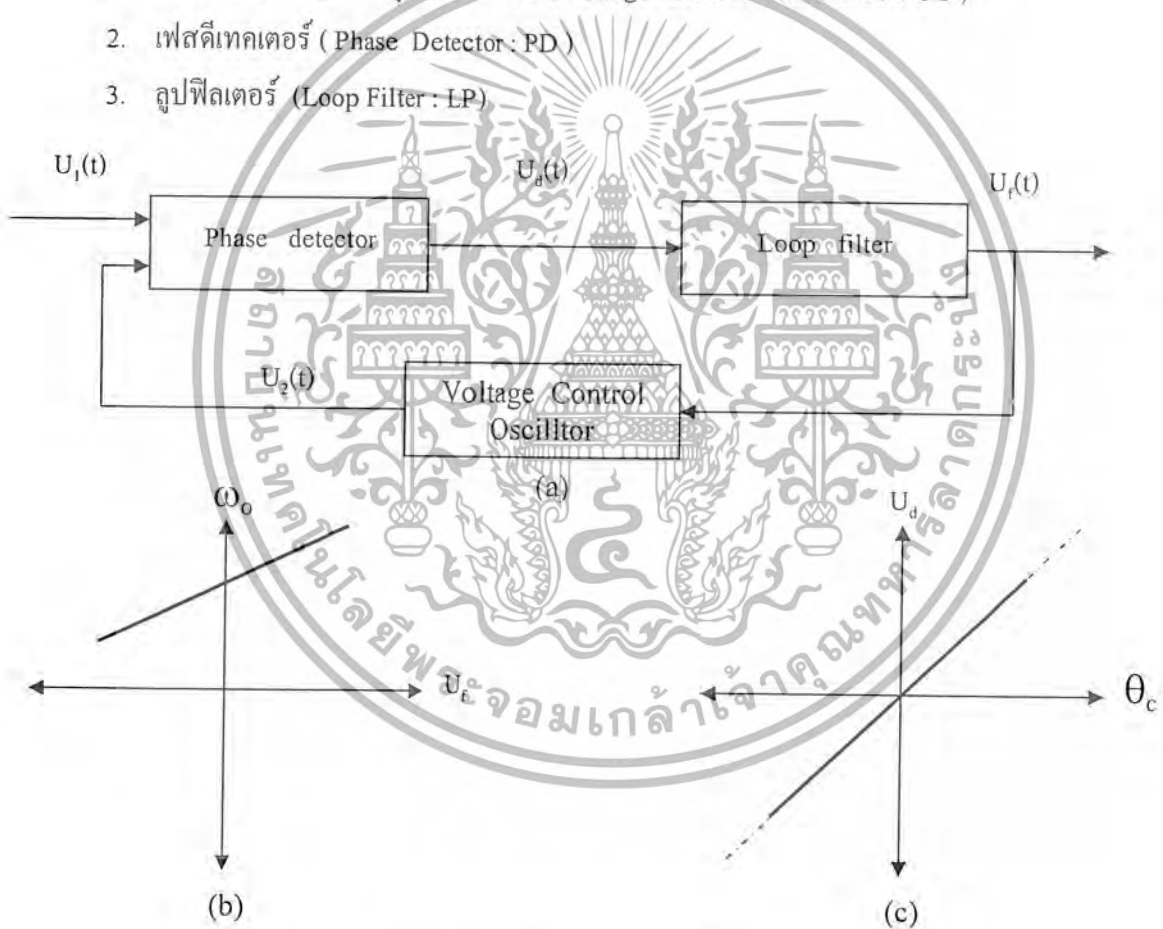
บทที่ 5
ระบบสังเคราะห์ความถี่

5.1 พื้นฐานของเฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปคือวงจรที่ทำการซิงโครไนซ์ (synchronize) ความถี่หรือเฟสของสัญญาณเอาต์พุต (ที่ผลิตโดยออสซิลเลเตอร์) กับสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณอินพุตเมื่อซิงโครไนซ์กับแล้ว ซึ่งมักจะเรียกว่าอยู่ในสถานะล็อก (lock state) ความแตกต่างระหว่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจากออสซิลเลเตอร์กับสัญญาณอ้างอิงจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือน้อยมากๆ

บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป แสดงดังรูปที่ 5.1 ประกอบด้วยบล็อกการทำงานพื้นฐานดังนี้

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



รูปที่ 5.1 (a) บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป

(b) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ

(c) ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

ก่อนที่จะกล่าว หลักการทำงานของ PLL จะขอกำหนดสัญญาณต่างๆ ใน PLL ดังต่อไปนี้

- $U_1(t)$ คือสัญญาณอ้างอิง (หรือสัญญาณอินพุต)
- Ω_1 คือความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง
- $U_2(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของ VCO
- Ω_2 คือความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต
- $U_d(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์
- $U_f(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์
- θ_c คือความต่างเฟส (Phase error) ระหว่างสัญญาณ $U_1(t)$ กับสัญญาณ $U_2(t)$

จากบล็อกไดอะแกรม(รูปที่ 5.1)ของเฟสล็อกคูลูป VCO จะผลิตความถี่เชิงมุม ซึ่งกำหนดโดยสัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ หรือเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$\omega_2(t) = \omega_0 + K_o U_f(t) \quad (5.1)$$

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่เชิงมุมกลางของ VCO และ K_o คือ อัตราขยาย (Gain) ของ VCO ซึ่งมีหน่วยเป็น $s^{-1}V^{-1}$

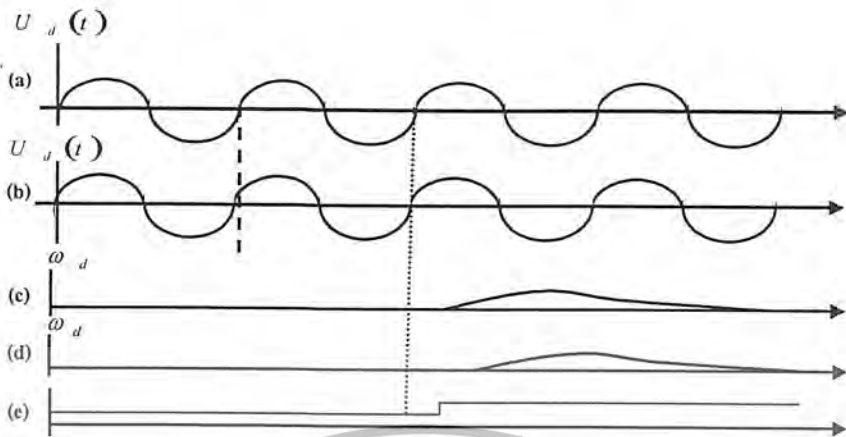
เฟสดีเทคเตอร์ (หรืออาจเรียกว่า เฟสคอมพาราเตอร์) จะทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของสัญญาณเอาต์พุตกับเฟสของสัญญาณอินพุตและทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต $U_d(t)$ ซึ่งเป็นสัดส่วนโดยประมาณกับความต่างเฟส เขียนเป็นสมการได้เป็น

$$U_d(t) = K_d \theta_c \quad (5.2)$$

เมื่อ K_d คือ Gain ของเฟสดีเทคเตอร์มีหน่วย $Vrad^{-1}$

สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นสัญญาณ AC ที่ขึ้นอยู่กับสัญญาณ DC แต่สัญญาณ AC เป็นสิ่งไม่ต้องการ (เราต้องการสัญญาณ DC ที่ไม่มีริบเบิลไปป้อนให้กับ VCO เพื่อผลิตความถี่คงที่ค่าหนึ่ง) ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่กำจัดสัญญาณ AC ออกไป ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้วงจรกรองความถี่ผ่านอันดับหนึ่ง (first order low pass filter)

การทำงานของเฟสล็อกคูลูปอันดับแรกสมมติให้ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต $U_1(t)$ เท่ากับความถี่กลางในสภาวะนี้ VCO จะทำงานโดยผลิตความถี่ที่ความถี่ปานกลางของมันและจะเห็นว่าความต่างเฟสเท่ากับศูนย์ สัญญาณเอาต์พุต $U_d(t)$ ของเฟสดีเทคเตอร์จะเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ U_f จะเท่ากับศูนย์ ซึ่งสภาวะที่ความถี่อินพุต เท่ากับความถี่กลางของ VCO นี้เป็นเงื่อนไขที่ทำให้ VCO ผลิตความถี่กลางของ VCO



รูปที่ 5.2 ผลการตอบสนองทรานเซียนของเฟสล็อกคิรอนเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง

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

สมมติ ในสภาวะเริ่มต้นความแตกต่างเฟส ไม่เท่ากับศูนย์สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ $U_d(t)$ ก็จะ ไม่เท่ากับศูนย์ หลังจากช่วงเวลาหนึ่งสัญญาณเอาต์พุตของคิรอนก็จะมีค่าๆ หนึ่ง (ที่ไม่เท่ากับศูนย์) ทำให้ VCO ผลิตความถี่ขึ้นมาค่าหนึ่งซึ่งในที่สุดจะทำให้ความถี่ต่างเฟส เท่ากับศูนย์

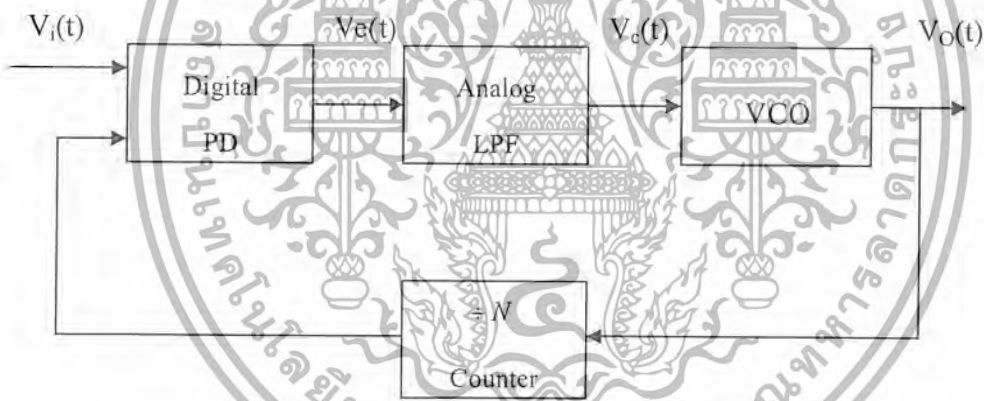
ต่อไปสมมติ ให้ความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่เวลา t_0 เป็นจำนวน $\Delta\omega$ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณอินพุตเริ่มที่จะนำ (leading) เฟสของสัญญาณเอาต์พุต และทำให้เกิดความต่างเฟสขึ้นและเพิ่มขึ้นตามเวลา ทำให้สัญญาณเอาต์พุต $U_d(t)$ ของเฟสดีเทคเตอร์เพิ่มขึ้นตามเวลาด้วยหลังจากช่วงเวลาหนึ่งที่กำหนดโดยคิรอนสัญญาณเอาต์พุต $U_v(t)$ ของคิรอนก็จะมีผลทำให้ VCO ผลิตความถี่สูงขึ้น ซึ่งจะทำให้ความถี่ต่างเฟสมีค่าน้อยลง หลังจากช่วงเวลาหนึ่ง VCO ก็จะผลิตความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตค่าความถี่ต่างเฟสในสภาวะล๊อคจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือค่าใดค่าหนึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของคิรอนที่ใช้ ดังนั้นจะเห็นว่าในขณะที่ VCO จะผลิตความถี่ซึ่งมากกว่าความถี่กลาง ω_1 ของ VCO เป็นจำนวน $\Delta\omega$ ซึ่งจะทำให้ สูดท้ายสัญญาณ $U_v(t)$ มีค่า

$U_f = \Delta\omega/K_o$ ถ้าความถี่กลางของสัญญาณอินพุตถูกมอดูเลททางความถี่ โดยสัญญาณความถี่ต่ำใดๆ แล้ว สัญญาณเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์จะเป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแล้ว ดังนั้นเราอาจใช้ PLL เป็น FM ดีเทคเตอร์ การพิจารณาต่างๆ ที่ผ่านมานี้แสดงให้เห็นว่า เฟสล็อกลูปไม่มีอะไรซับซ้อนเป็นเพียงแต่ระบบเซอร์โว (servo system) ซึ่งควบคุมเฟสของสัญญาณเอาต์พุต $U_2(t)$

ดังได้แสดงมาแล้วในรูปที่ 5.2 PLL จะทำให้เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับเฟสของสัญญาณอินพุตเสมอ ระบบนี้จะล๊อคอยู่ตลอดเวลา อย่างไรก็ตามในกรณีที่ความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปมากอย่างทันทีทันใด อาจทำให้ระบบไม่ล๊อคได้ซึ่งกลไกภายในของเฟสล็อกลูปจะพยายามกลับมาอยู่ในสภาวะล๊อคอีกครั้ง แต่จะล๊อคได้หรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับเงื่อนไขต่างๆ ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป โดยพื้นฐานมีปัญหา 2 อย่าง ที่จะต้องพิจารณาใน PLL คือ

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

5.2 การทำงานของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของดิจิทัลเฟสล็อกลูป

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะตามคุณสมบัติของรูปดังนี้
 - เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล๊อค ($\omega_r \neq \omega_o$)

จากเฟสล็อกลูปในรูปที่ 5.2 เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปไซน์ มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta) \tag{5.3}$$

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

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

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

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

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

เนื่องจาก VI และ VO ไม่ซิงโครไนซ์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ Vd จะเป็นสัญญาณรูปซายน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ Kd และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ VI และ VO คือ ω_1 และ ω_o มีค่าแตกต่างกันมากดังนั้นโวลต์เดจ Vd จะไม่สามารถผ่านฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า Vc และการปิดเบิ้ลคของลูปจะไม่มีผลอะไร คือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูปเอาต์พุตโวลต์เดจของ VCO จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_1 และ ϕ_1 พูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกแต่ถ้า $\omega_1 - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการปิดเบิ้ลคจะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

- เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ($\omega_1 = \omega_o$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุต VCO มีความถี่ซิงโครไนส์ กับสัญญาณอินพุต V_1 สัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_1 t - \Psi_o) \quad (5.7)$$

นอกจากนี้ค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุต จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_1 - \omega_o)t + \Psi_o \quad (5.8)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือสัญญาณเออร์รอร์จะกลายเป็นสัญญาณ DC มีค่าเท่ากับ

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

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณ DC Vd ผ่านได้ และมีค่าเท่ากับ

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

VCO จะเป็นฟรีควนซิมอคูเลท ออสซิลเลเตอร์ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของ วิซีโอ (ω_{ms}) จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับสัญญาณคอนโทรลอินพุต V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์

$$\omega_{ms} = \frac{d(\omega_o t + \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (5.11)$$

$$\text{เมื่อ } \frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_d$$

เมื่อ K_o เป็น คอนเวอร์ชันคอนสแตนท์ซึ่งหมายถึงความไวในการมอดดูเลชันของ VCO แทนค่าสมการ (5.10) ลงใน (5.11) จะได้

$$\begin{aligned} \omega_1 - \omega_o &= K_d K_o \cos(\theta_1 - \Psi_o) \\ \Psi_o &= \theta_1 - \cos^{-1}[(\omega_1 - \omega_o)/K_d K_o] \end{aligned} \quad (5.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_o} \quad (5.13)$$

ส่วนประกอบ DC ของเฟสดีเทคเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลต์เดจให้กับอินพุตของ VCO

จากสมการ (5.13) จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณ DC V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของ VCO คือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{ms} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (5.14)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_o$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_o$ อย่างมากสมการ (5.13) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \Psi_o = \cos^{-1} 0 = \frac{\pi}{2} \quad (5.15)$$

จากสมการ (5.15) หมายความว่าถ้าความถี่ออสซิลเลเตอร์ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณ VCO จะมีค่าน้อยเมื่อลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณ VCO จะมีค่าเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควดคราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า Ψ_o ด้วยเฟสเอาต์พุต θ_o ดังนั้น

$$\theta_i = \Psi_o - \frac{\pi}{2} \quad (5.16)$$

เอาต์พุตโวลต์เดจของเฟสดีเทคเตอร์เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \Psi_o) \\ &= K_d \cos\left(\theta_i - \Psi_o - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (5.17)$$

และจากสมการ 5.15 และ 5.16 จะได้ค่าเฟสเออเรอร์เป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1} \left(\frac{\omega_i - \omega_o}{K_d K_o} \right) \quad (5.18)$$

เมื่อผลต่างของเฟสมีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_i - \theta_o) = K_d \theta_c \quad (5.19)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูปเข้าสู่การล็อกสัญญาณของ VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต 90° คือ $[\theta_i - (\theta_o + \pi/2)]$ ลักษณะของเฟส ควดคราเจอร์ ดังนั้น เฟสดีเทคเตอร์จะให้เอาต์พุตโวลต์เดจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณอินพุตของ วีซีโอ คือ V_o ในลักษณะของควดคราเจอร์ คือ

$$V_d = K_d \left[(\theta_I - \theta_O) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (5.20)$$

$$= K_d \left[\theta_C - \frac{\pi}{2} \right] \quad (5.21)$$

สัญญาณ V_d นี้ผ่านรูปฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุทของ VCO เพื่อแก้ไขความถี่ของ วิซีโอ เปลี่ยนจาก ω_O ไปเป็น ω_I และดำรงการลอคให้คงอยู่ จะได้

$$V_d = (\omega_I - \omega_O) / K_O \quad (5.22)$$

$$\omega_I = \omega_O + K_O V \quad (5.23)$$

จากสมการ (5.20) จะสังเกตได้ว่า $\omega_I = \omega_O$ โวลต์เดจเอาท์พุทของ วิซีโอ จะมีเฟสควอดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุทโวลต์เดจ 90° เมื่อ ω_I เคลื่อนไปทางสูงกว่า ω_O มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิกัดการลอค และถ้า ω_I เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_O มุมของเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 0° ที่อยู่ล่างสุดของพิกัดการลอค

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะลอคได้โดยจะเพิ่มค่า θ_C ให้มากขึ้นตามเวลา θ_C ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณดีซีเออเรอร์โวลต์เดจ V_d ไปขับให้ความถี่ของวิซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทด้วย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุท ω_I กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_O ของวิซีโอ แต่ถ้าจะสามารถเทรกกิง (tracking) ได้นั้นจะต้องมีเฟสเออเรอร์น้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเตป เท่ากับ $\Delta\omega = \omega_I - \omega_O$ ต้องการควบคุมโวลต์เดจเพื่อไปขับวิซีโอให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_C จะมีค่าเป็น

$$V_C = \frac{\Delta\omega}{K_O} \quad (5.24)$$

เมื่อรูปเข้าสู่สภาวะคงที่ ค่า V_C คืออัตราขยายต่อสัญญาณดีซีของรูปฟิลเตอร์ สัญญาณจะทำให้รูปเข้าสู่สภาวะลอคดังเดิม ดังนั้นเฟสเออเรอร์จะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \frac{\Delta \omega}{K_o K_d F(s)} \end{aligned} \quad (5.2)$$

เมื่อเฟสเออเรอร์มีค่าเพิ่มขึ้นลูบจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้ดังเดิม

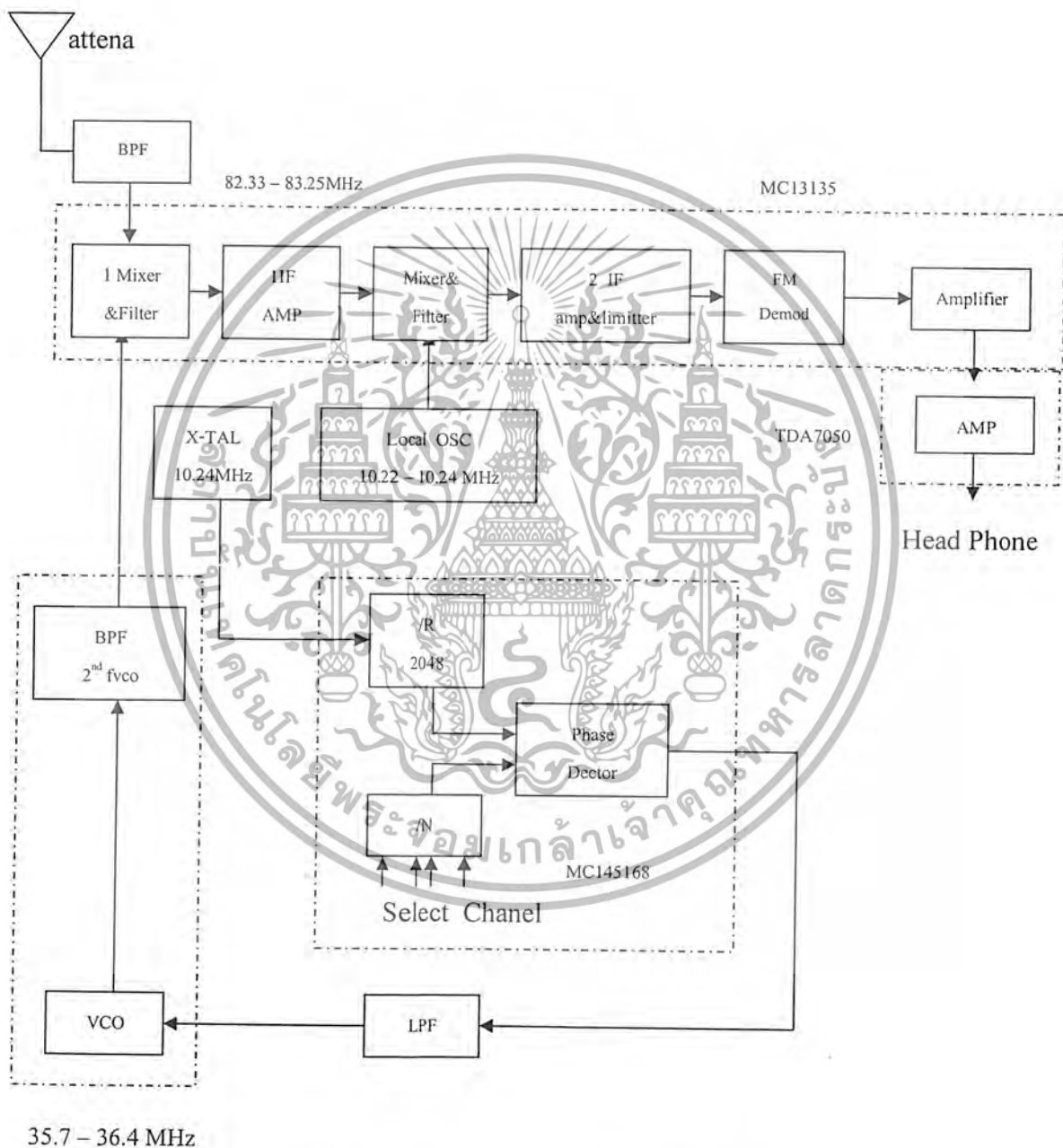
เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล๊อค เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล๊อคดูได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่ลิเนียร์ โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล



บทที่ 6

การสร้างและการทดลอง

6.1 เครื่องรับ

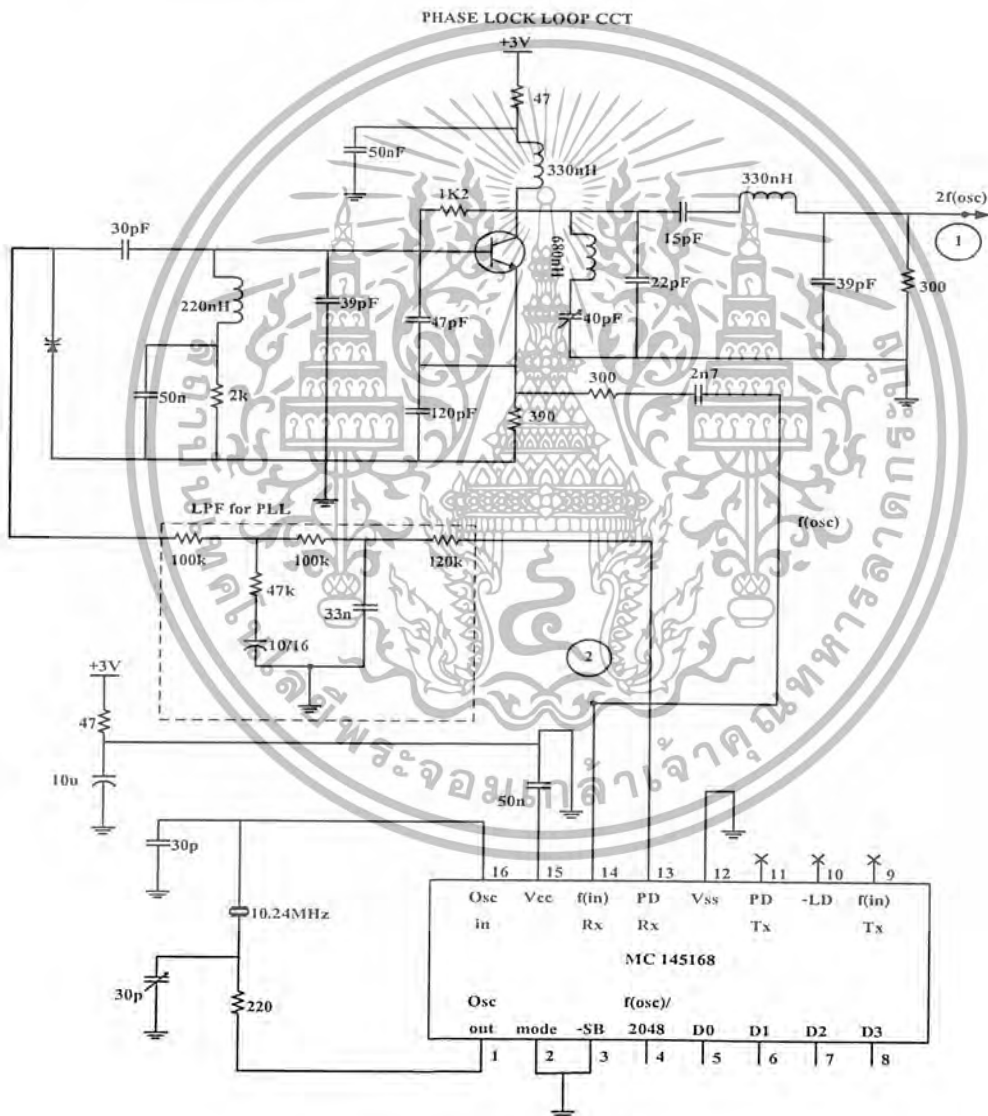


รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรส่วนภาครับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของโครงการนี้ได้ทำการสร้างและทดลองในส่วนของภาครับซึ่งประกอบด้วย

- วงจรภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 และ 2 (local oscillator)
- วงจรภาคมิกเซอร์ภาคที่ 1 และ 2
- วงจรขยายสัญญาณ RF (RF Amp) , วงจรขยายสัญญาณ IF (IF Amp) และวงจรเฟมดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)
- วงจรเอ็กแพนเดอร์ (Expander)
- วงจรขยายเสียง (Power Amplifier)



รูปที่ 6.2 แสดงวงจร โลคอลออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.1 ภาคโกลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1

ภาคโกลคอลลอสซิลเลเตอร์จะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) เพราะสามารถกำเนิดความถี่ได้เที่ยงตรงเนื่องจากใช้คริสตัลในการกำเนิดความถี่ที่อ้างอิงและสามารถเปลี่ยนค่าความถี่ได้ทำให้สามารถเลือกรับความถี่ได้ถึง 16 ช่อง โดยใช้ IC เบอร์ MC 145168 และ IC นี้ยังเป็นวงจรเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) ด้วย เราได้ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC535 เป็นตัวกำเนิดความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage control oscillator: VCO) แล้วทำการคูณความถี่ที่เอาท์พุทขึ้น 2 เท่า ซึ่งวงจร VCO นี้สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเพียง 3V ทำให้เครื่องรับวิทยุมีขนาดเล็กและกินไฟน้อย การใช้วงจรเฟสดีคอลลูปในการผลิตความถี่โกลคอลลอสซิลเลเตอร์จะประกอบด้วยวงจร VCO , วงจรเปรียบเทียบความต่างเฟส (phase detector), วงจรกรองความถี่ต่ำ (low pass filter) , วงจรหารความถี่ VCO (divider N) , วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง , วงจรหารความถี่อ้างอิง (divider R)

6.1.2 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมแรงดัน (Voltage Control Oscillator)

เราใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2SC 535 ผลิตความถี่และควบคุมความถี่ที่ผลิตโดยใช้วารีแคปซิโอดเบอร์ MV2109 ที่ควบคุมโดยแรงดันไบอัสกลับเพื่อให้วงจรสามารถกำเนิดความถี่ในย่าน 35.7 MHz – 36.4 MHz ที่แรงดันไบอัสกลับตั้งแต่ 0.5V – 2.25 V กรณีที่ใช้วงจร VCO กำเนิดความถี่ให้มีย่านความถี่กว้างกว่าความถี่ที่จะนำไปใช้งานเพราะในการเปลี่ยนความถี่ที่ห่างกันมาก ๆ ภายในวงจรเฟสดีคอลลูปจะทำให้แรงดันที่ไปควบคุม VCO ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำเกิด Over Shoot ซึ่งถ้า VCO ผลิตความถี่จากแรงดันกระแสเพิ่มที่เข้ามาไม่ได้ก็ทำให้วงจรเฟสดีคอลลูปไม่สามารถเข้าสู่สภาวะการล็อกได้ทำให้วงจร VCO ไม่สามารถกำเนิดความถี่ที่ต้องการได้

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

วงจรเฟสดีเทคเตอร์, วงจรหารความถี่อ้างอิง (divider R) และวงจรหารความถี่ VCO (divider N) จะอยู่ใน IC เบอร์ MC 145168 และจากรูปที่ 6.2 วงจรกำเนิดความถี่อ้างอิง (Reference frequency :) จะเกิดจากคริสตัลลอสซิลเลเตอร์ (X-Tal 10.24 MHz) ผ่านวงจรหารความถี่อ้างอิง (หารด้วย 2048) โดยสามารถวัดค่าได้ที่ขา 4 ของไอซีเบอร์ MC 145468 เราต้องปรับความถี่อ้างอิง 5KHz ให้พอดี เพราะถ้าไม่ได้ความถี่ =5KHz จะทำให้วงจรไม่เข้าสู่สภาวะล๊อคลูปในสภาวะล๊อคจะได้อีก

$$F_o/N = f_r \quad (6.1)$$

F_o = ความถี่ของ VCO

f_r = ความถี่จาก crystal /2048

N = ตัวหาร

$F_o = N f_r$

ถ้า f_r ไม่เท่ากับ 5KHz พอดีเราสามารถปรับให้ตรงได้โดยการปรับค่า C ปรับได้ที่ต้องร่วมอยู่กับคลิสตัดลออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้สามารถไปเพิ่มหรือลดความถี่ของคลิสตัดลออสซิลเลเตอร์ได้

อาหาร N สามารถโปรแกรมได้ถึง 4 bit หรือ 16 ช่อง สัญญาณโดยจำนวนหาร N สามารถดูข้อมูลได้จากตารางในดาต้าชีทใน Mode 0 เพราะไอซีเบอร์ MC 145168 จะเก็บค่าหาร N ไว้ใน ROM ที่อยู่ในตัวไอซี โดยช่องความถี่ที่ต้องการจะเลือกจะขึ้นอยู่กับการตั้งตัวหาร N ที่จะไปหารความถี่ของ VCO ที่ผลิตได้แล้วจะทำการเปรียบเทียบความต่างเฟสกับความถี่อ้างอิง 5KHz ถ้ามีความแตกต่างเฟสจะมีตัวเฟสดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นแบบ 3 state (PDF = Phase Frequency Detector) ผลิตแรงดัน DC ออกมาซึ่งมีสัญญาณ AC ซ้อนมาด้วยเราจึงต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงทิ้ง และเพื่อให้แรงดันไฟโกลีเคียงไฟ DC เพื่อไปไบแอสกลับให้กับวาริแคปไดโอดเพื่อให้สร้างความถี่ออกมาใหม่ซึ่งตัวเฟสดีเทคเตอร์นี้จะทำการเปรียบไปจนกว่าความแตกต่างเฟสจะเป็น 0 ซึ่งก็คือระบบเข้าสู่สภาวะล็อก

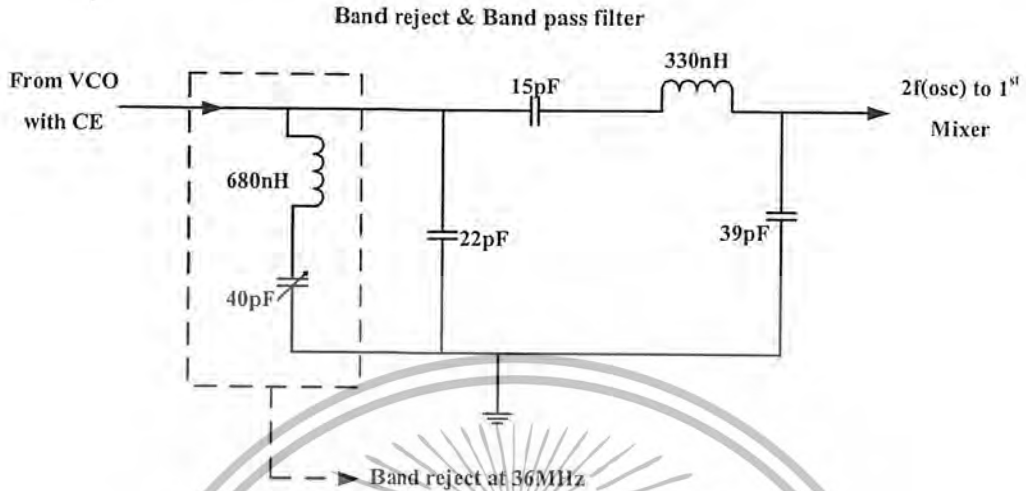
6.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF)

จากรูปที่ 6.2 จะใช้วงจร LPF ต่อที่ขา PDRX ของ MC 145168 ซึ่งเป็นชนิดพาสซีฟฟิลเตอร์ (passive filter) เพื่อกรองความถี่สูงทิ้งและควบคุม Over Shoot ของแรงดันจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์ไม่ให้มีค่าสูงเกินไปเพื่อไม่ให้วงจรเฟสดีเทคหลุดหลุดสภาวะล็อกได้

จากการทดลองวงจรเฟสดีเทคโดยการตรวจสอบการทำงานโดยใช้สเปกตรัมอนาลิเซอร์ (spectrum Analyzer) เพื่อดูสเปกตรัมและดูระบบอยู่ในสภาวะล็อก สเปกตรัมจะบริสุทธิ์ไม่มีสัญญาณรบกวนและสเปกตรัมที่ได้จะค่อนข้างนิ่งไม่เลื่อนไปก็คือ ความถี่ไม่เปลี่ยนหลังจากระบบเข้าสู่สภาวะล็อกแล้วและถ้าเปลี่ยนตัวหาร N สเปกตรัมจะต้องเลื่อนไปที่ความถี่ใหม่ที่ขึ้นอยู่กับตัวหาร N ในแต่ละช่องและทดลองเปลี่ยนช่องที่ให้ความถี่ต่ำสุดไปยังช่องที่ให้ความถี่สูงสุดถ้าวงจรเฟสดีเทคยังสามารถอยู่ในสภาวะล็อกได้ แสดงว่าวงจร LPF นั้นมี Over Shoot ต่ำ ซึ่งจะทำให้วงจรเฟสดีเทคทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพดีและความถี่ของวงจร VCO จะขึ้นอยู่กับจำนวนหาร N ในแต่ละช่องจากสมการที่ 6.1

6.1.5 วงจร Band pass and Band - Reject

เพื่อให้ความถี่ของ local - oscillator ได้ค่าตามที่เราร้องการนั้น เราใช้ความถี่ Harmonic ที่สองของความถี่ที่ผลิตได้จากภาค VCO มาใช้เพราะฉะนั้น เราจะใช้วงจร Band -reject เพื่อตัดความถี่ Harmonic ที่หนึ่ง ออกไปแล้วใช้วงจร BPF เพื่อให้รอกความถี่ Harmonic ที่สองนำไปเข้าภาค Mixer ต่อไป



รูปที่ 6.3 แสดงวงจร Band pass & Band - reject filter

6.1.6 ภาคเครื่องรับ FM (FM Receiver)

6.1.6.1 วงจรภาคมิกเซอร์ครั้งที่ 1

วงจรภาคเครื่องรับ FM จะใช้ IC เบอร์ MC 13135 ซึ่งเป็น ไอซีที่ใช้เป็นเครื่องรับวิทยุ แบบที่เปลี่ยนความถี่กลาง 2 ครั้ง (Dual Conversion FM Receiver) เพื่อให้การเลือกรับความถี่ (sensitivity) และความไว (sensitivity) ของเครื่องรับดีขึ้นเพราะในโครงงานนี้เครื่องรับเป็นแบบแบนแคบ(narrow Band FM) และเนื่องจากสัญญาณเสียงพูดของมนุษย์อยู่ในช่วง 300Hz - 4KHz ทำให้ต้องการความกว้างของแถบความถี่แคบไม่เกิน และเพื่อให้เครื่องรับวิทยุนี้สามารถเลือกรับสัญญาณคลื่นพาห้ได้ชัดและขจัดสัญญาณความถี่เงาได้ซึ่งมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของความถี่ IF (ความถี่กลาง) ถ้าความถี่คลื่นพาห้เท่ากับ 82 MHz -82.46MHz = 460KHz ถ้ามีความถี่เงาที่สายอากาศรับได้เท่ากับ 82.9MHz เพราะฉะนั้นความถี่ IF เท่ากับ 82.9 MHz - 82.46MHz เท่ากับ440 KHz จะเห็นว่าจะเกิดความถี่ IF 2 ค่าที่ความถี่คลื่นพาห้ใกล้เคียงกัน ถ้าใส่วงจรแถบความถี่ (BPF) ที่สายอากาศวงจร BPF ก็ไม่สามารถกรองสัญญาณเงาออกได้หมด แต่ถ้าเปลี่ยนความถี่ IF เป็น 10.7 MHz จะได้ความถี่เงาเป็นความถี่คลื่นพาห้บวกความถี่สองเท่าของ IF เท่ากับ 82MHz +21.7 MHz เท่ากับ 103.7MHz ซึ่งวงจรผ่านแถบความถี่สามารถกรองทิ้งได้เพราะจะผ่านความถี่เฉพาะ 83.3 MHz - 83.25MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.4 อินพุทของภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 ขา 1 ของไอซี MC13135 จะต่อแมชชิงอยู่ระหว่างขาขยายของภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ เพื่อการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดและทำให้วงจขยายของภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ไม่เกิดการออสซิลเลตและที่อินพุทอีกด้านหนึ่งที่ต้องกับสายอากาศจะต่อกับวงจรแมทชิงกับสายอากาศ ส่วนภาคมิกเซอร์ที่ 1 จะรวมความถี่ระหว่างคลื่นพาห์และความถี่โลคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ทำให้ได้ความถี่ IF เท่ากับ $10.7\text{MHz} + 100\text{KHz}$ ที่นำเซรามิกฟิลเตอร์ มาใช้เพราะต้องการให้ความไวมีค่าสูงๆ เพราะค่า Q ของเซรามิกฟิลเตอร์มีค่าสูงทำให้แบนวิทด์แคบจึงตัดสัญญาณรบกวนข้ามช่องได้ดี

จากการทดลอง วัดสัญญาณ(โดยใช้ ออสซิลโลสโคป) ที่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 MHz โดยป้อนสัญญาณความถี่ RF จากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ RF เท่ากับ 82.33 MHz ความแรง -40dBm ที่อินพุทของ RF Mixer และตั้งช่องหาร N เป็นช่อง 11 เพื่อให้ช่วงวงจรเฟสล็อกถูกลผลิตความถี่ 35.815 และเมื่อผ่านวงจรคูณ 2 จะได้ความถี่โลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 เท่ากับ 71.63 MHz ได้ความถี่ของสัญญาณ IF ที่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์เป็น 10.7 MHz แสดงว่าวงจร โลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 กำเนิดความถี่ถูกต้อง

6.1.6.2 วงจรภาคโลคอลลอสซิลเลเตอร์ภาคที่ 2 และภาคมิกเซอร์ที่ 2

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ 2 นี้จะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 MHz แต่เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นเซรามิกฟิลเตอร์ที่เข้าร่วมกันกับ IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์ซึ่งมีค่าเรโซแนนซ์เท่ากับ 462 MHz เนื่องจากเราไม่ได้ใช้ IF ทรานส์ฟอร์มเมอร์จึงได้เปลี่ยนความถี่โลคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ 2 จาก $10.24\text{ MHz} - 10.22\text{MHz} - 10.24\text{MHz}$ โดยการต่ออินพุตคั่นแดนซ์ อนุกรมกลับคาปาซิแตนซ์เปลี่ยนจาก $(jx_L - jx_C)$ ทำให้ X_C มีค่ามากกว่า X_L ดังนั้นคริสตอลจะผลิตความถี่เป็น $10.22\text{MHz} - 10.24\text{ MHz}$ เพราะค่า L เปลี่ยนไป

จากการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณความถี่คลื่นพาห์ที่ไม่มอดูเลตความแรงสัญญาณเท่ากับ -20 dBm อินพุทของ RF Mixer แล้วนำออสซิลโลสโคปไปวัดสัญญาณที่ผ่านเซรามิกฟิลเตอร์ 455 KHz แล้วปรับคาปาซิเตอร์ปรับค่าได้ที่ต่ออยู่กับภาค local oscillator ที่ 2 ให้ได้ขนาดสัญญาณสูงสุดและเมื่อลดความแรงของสัญญาณ RF ลดลง จะสามารถวัดสัญญาณได้ประมาณ -50dbm

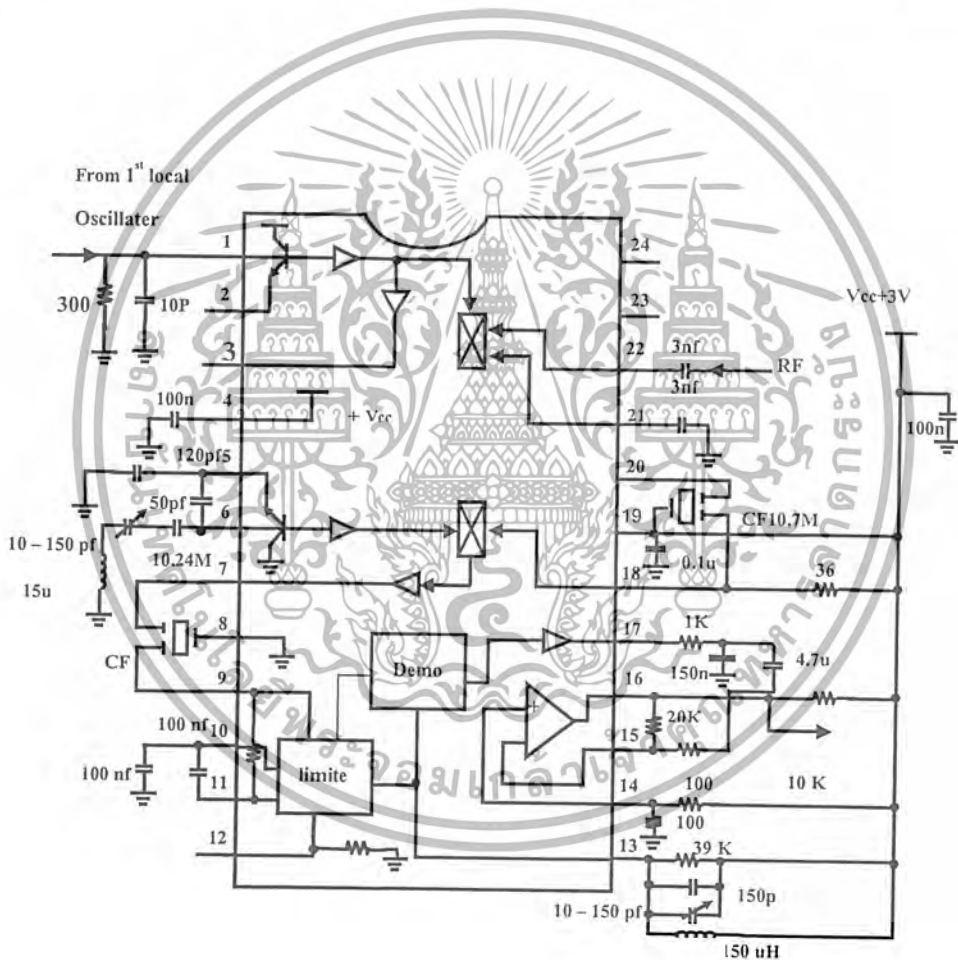
6.1.6.3 วงจรลิมิตเตอร์ (Limiter)

วงจรลิมิตเตอร์เป็นวงจรขยายสัญญาณมีค่า Gain สูงซึ่งในเบอร์ไอซี เบอร์ MC- 13135 มีค่าประมาณ 110 dB ทำให้วงจรขยายอิมิตัวทำให้สามารถตัดสัญญาณรบกวนได้เพราะสัญญาณรบกวนจะถูกรวมกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่เดินทางผ่านตัวกลางมาหรือ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับจะทำให้สัญญาณคลื่นพาห์เกิดการเปลี่ยนแปลงทางขนาดซึ่ง เมื่อผ่านวงจรลิมิตเตอร์จะทำให้การเปลี่ยนแปลงทางขนาดนั้นถูกตัดทิ้งไป ทำให้อัตราส่วนของสัญญาณคลื่นพาห์กับสัญญาณรบกวน (S/N) ดีขึ้นและวงจรลิมิตเตอร์

จะทำให้การเปลี่ยนแปลงทางขนาดสัญญาณความถี่ IF (455KHz) ได้ระดับของสัญญาณที่เหมาะสมต่อการแยกสัญญาณเสียงออกจากความถี่ IF ได้

6.1.6.4 วงจร FM ดิมอดูเลเตอร์

ในบางครั้งอาจเรียกว่าภาคดีเทคเตอร์ซึ่ง ไอซีเบอร์ MC13135 จะมีวงจรควอดราเจอร์ดิมอดูเลเตอร์ อยู่ในใน โดยมีการต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติมที่ขา 15 โดยต่อวงจรเรโซแนนซ์ความถี่ 455KHz แทน ควอดราเจอร์ทรานฟอเมอร์ส่วนสัญญาณที่ตีเทคได้จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำเพื่อรองความถี่กลางทิ้งแล้วนำไปขยายสัญญาณต่อโดยใช้ออปแอมป์ที่อยู่ใน ไอซีเบอร์ MC 13135 เพื่อให้มีระดับสัญญาณพอเหมาะ

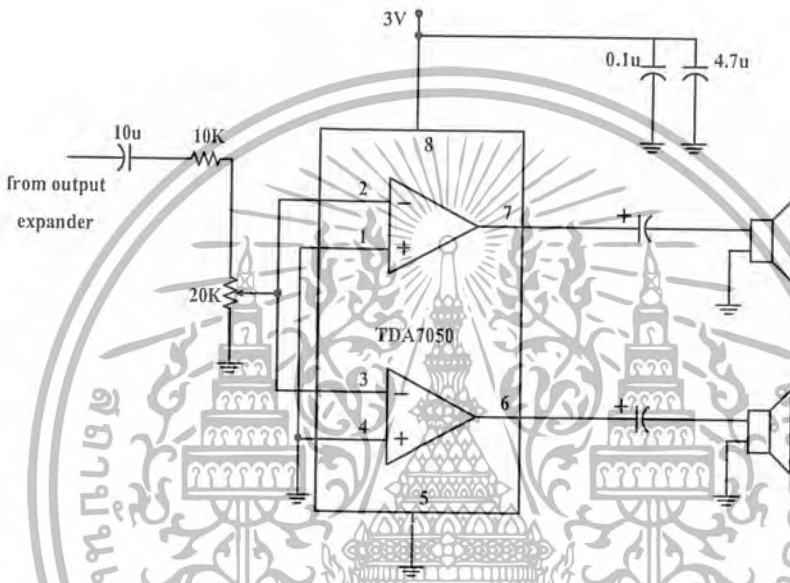


รูปที่ 6.4 แสดงวงจรภาคเครื่องรับวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.7 วงจรขยายเสียง (Power Amplifier)

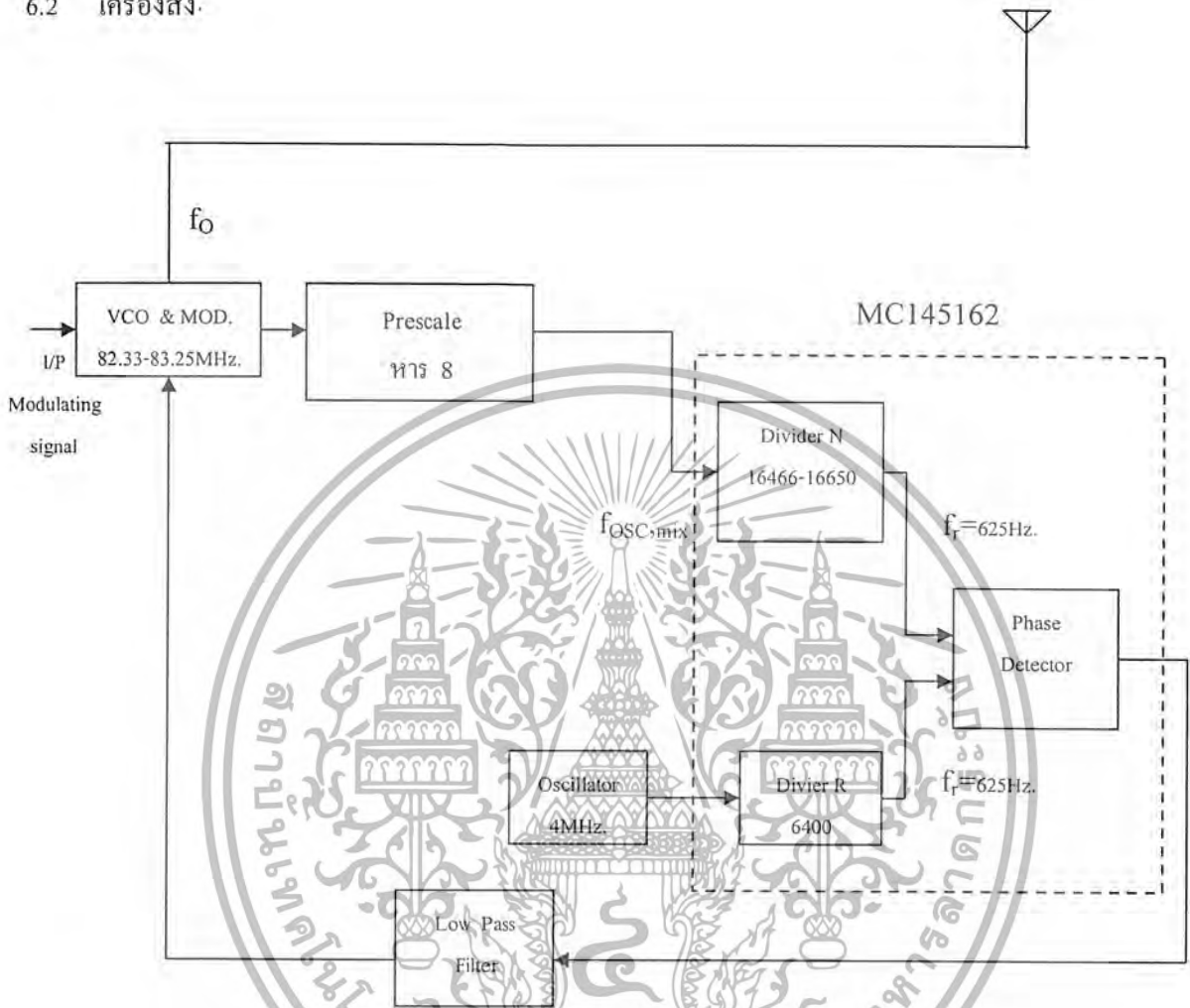
จากรูปที่ 6.6 ใช้ ไอซี เบอร์ TDA 7050 เป็นวงจรขยายกำลังที่มีอัตราขยายกำลัง 125 mW เนื่องจาก วงจรเครื่องรับวิทยุเป็นแบบ โมโนจึงต้องต่ออินพุตร่วมกันแต่ขยายออกทั้ง ด้านซ้ายและขวาและที่อินพุต ของวงจรขยายกำลังต่อตัวต้านทานปรับค่าเพื่อสามารถปรับระดับความแรงของสัญญาณเสียงที่เอาท์พุท



รูปที่ 6.5 แสดงวงจรขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 เครื่องส่ง



รูปที่ 6.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่งแบบ 6 ของสัญญาณ

จากรูปที่ 1.2 มีลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ วงจร VCO จะผลิตความถี่ (82.0 – 84.0 MHz) ซึ่งมีความถี่ที่กว้างกว่าย่านความถี่ที่ใช้งานจริง (82.33 – 83.25) เพื่อให้วงจรเฟสล็อกสามารถทำงานได้ปกติเมื่อมีการเปลี่ยนค่าหาร N ไปที่วงจร VCO จะรวมวงจรมอดูเลเตอร์ (Frequency Modulator) ไว้ด้วยกันซึ่งเป็นแบบ FM ทางตรง (Direct FM) ความถี่เบี่ยงเบน 4KHz สัญญาณจาก VCO จะถูกส่งไปที่วงจรเฟสล็อกเพื่อทำการหารความถี่ในช่วงใช้งานลง การที่เราจำเป็นต้องลดความถี่ VCO ลงเนื่องจากว่าความถี่อินพุตที่ใช้งานของวงจรเฟสล็อกชนิดนี้มีค่าไม่เกิน 20MHz เพราะไอซีเฟสล็อกเบอร์ MC 145162 จะสามารถทำงานที่ความถี่ต่ำกว่า 20 MHz

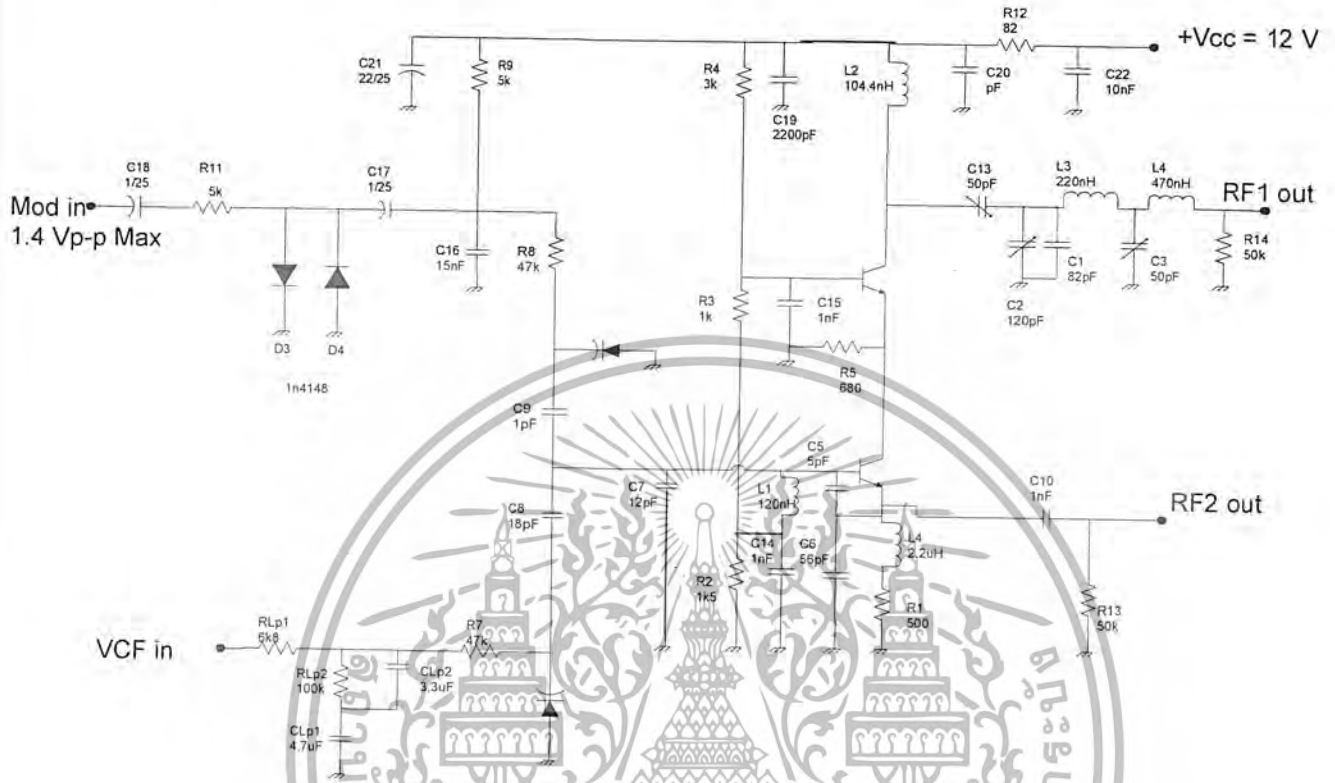
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ นำไปขยายเพื่อเพิ่มระดับความแรงของสัญญาณให้เหมาะสมกับอินพุตของวงจรเฟสล็อกกลุภายในไอซีเบอร์ MC 145162 จะมีวงจรหารความถี่(หาร N)เพื่อหารความถี่ที่มาจากพรีสเกลเลอร์ วงจรหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 4 MHz (หาร R)เพื่อนำไปเป็นสัญญาณในการเปรียบเทียบเฟส วงจรเปรียบเทียบเฟสจากความถี่อ้างอิง(f) ซึ่งกำหนดไว้ที่ 625Hz จำนวนหาร R จะกำหนดไว้ที่ 6400 และวงจรหาร N จะถูกกำหนดโดยการส่งข้อมูลแบบอนุกรม โปรแกรม 16 bit เพื่อตั้งจำนวนหารและในโครงการนี้จะกำหนดตัวหาร N ในช่วง 16466–16650 เพื่อลดความถี่ลงให้เหมาะสมกับตัวหารภายในไอซี กับ ความถี่อ้างอิง (fcf) ส่วนการทำงานของวงจรเปรียบเทียบเฟสคือ เมื่อความถี่ A มากกว่า B หรือนำหน้า B แล้ววงจรเปรียบเทียบเฟสจะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบ แล้วเมื่อผ่านวงจรผ่านความถี่ต่ำ(Low pass filter) จะได้แรงดันไฟฟ้าใกล้เคียง DC ออกมา แล้วไปควบคุมการกำเนิดความถี่ของ VCO ให้ผลิตความถี่ลดลงและวงจรเปรียบเทียบเฟสจะวนกลับไปทำการเปรียบเทียบเฟสไปจนกว่าความถี่อินพุตจะเท่ากับความถี่อ้างอิงและในทำนองเดียวกันเมื่อ(ความถี่ A) น้อยกว่า(ความถี่ B) แรงดันไฟที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบเฟสจะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้ VCO ผลิตความถี่เพิ่มขึ้น จนในที่สุดเมื่อวงจรเฟสล็อกอยู่ใ้ในสถานะล็อก คือ ความถี่อินพุต(ของเฟสดีเทกเตอร์)และความถี่อ้างอิงมีค่าเท่ากัน ซึ่งจะไปควบคุมให้ VCO ผลิตค่าความถี่ที่ทำให้เกิดสถานะล็อกนั้นให้คงที่ไว้จากนั้นก็จะถูกส่งไปยังสายส่งทำการเบทซิงค์สายอากาศแล้วแพร่กระจายออกอากาศ

ในส่วนของโครงการนี้ได้ทำการสร้างและทดลองในส่วนของภาคส่งซึ่งประกอบด้วยการทำงานของ Phase Lock Loop ซึ่งประกอบด้วย

- วงจรภาคโอดอลออสซิลเลเตอร์ภาคที่ 1 และมอดูเลเตอร์(FM Demodulator)
- วงจรพรีสเกลเลอร์
- วงจรโลพาส ฟิลเตอร์
- ภาคเฟสดีเทกเตอร์(ภายใน ไอซี MC145162)

6.2.1 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลทความถี่



รูปที่ 6.7 วงจรกำเนิดความถี่ควบคุมด้วยแรงดันและวงจรมอดูเลทความถี่

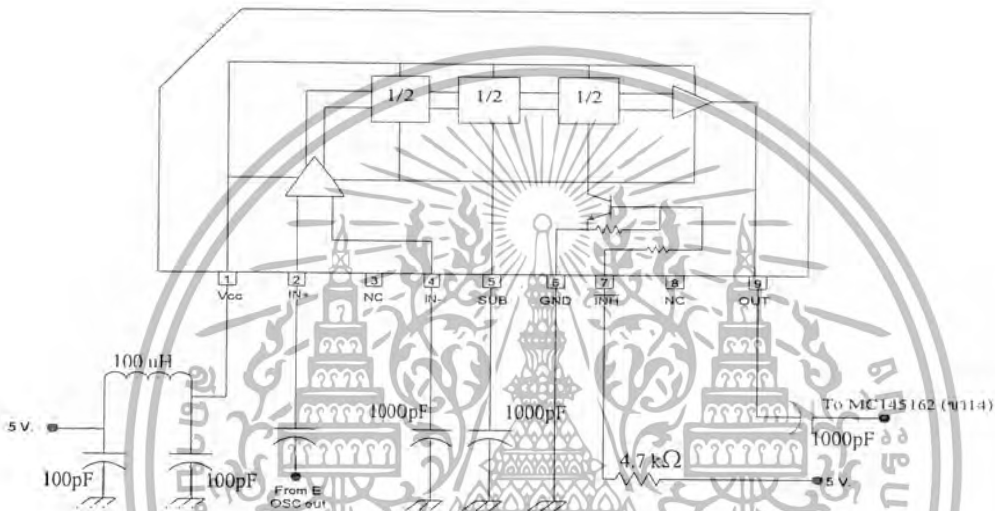
จากรูปที่ 6.7 ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ MPS 5179 ซึ่งมีการสร้างสัญญาณรบกวนต่ำ (low noise) โดยการจัดวงจรแบบโคพิทการควบคุมความถี่โดยใช้วาริแคปไดโอดเบอร์ MV2105 ที่ควบคุมด้วยแรงดันไบอัสกลับ 1 - 4.5 V. เพื่อให้ได้ความถี่ 82.00-83.5 MHz.

การทดลองเมื่อจ่ายแรงดันไฟตรงจากแหล่งจ่ายไฟเพื่อทดลองวัดความถี่ของ VCO และต่อ Dummy load $R = 10 \Omega$ อนุกรมกับ $C = 8 \text{ pF}$ ที่เอาท์พุทของวงจร VCO เพื่อลดผลของค่าคาปาซิเตอร์จากสายออสซิลโลสโคปเพื่อให้ได้ความถี่เอาท์พุทและแรงดันไฟตรงที่ควบคุม VCO อยู่ในช่วงที่ต้องการต้องปรับค่า L โดยเพิ่ม - ลด ความยาว หรือ จำนวนรอบของขดลวดและเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด (L1) และปรับแมทซิ่ง ($C = 25 \text{ pF}$) เพื่อให้ได้สัญญาณที่ดีที่สุดโดยการเปรียบเทียบขนาดของสเปกตรัมความถี่หลักและความถี่ ฮาร์โมนิกให้ได้ขนาดสเปกตรัมของฮาร์โมนิกต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 6.7 วาริแคบไดโอด เบอร์ BB105 ทำหน้าที่เป็น FM Modulator คือขนาดของสัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลตต้องมีค่าไม่เกิน 1.4 Vp-p เพื่อเปลี่ยนค่าคาปาซิเตอร์ของวาริแคบ (BB105) ทำให้ความถี่คลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงได้ทั้งด้านบวกและด้านลบจึงมีจุด DC ไบอัสที่ 2.4 V และ เพื่อให้ค่ารีแอกแตนซ์ของ C ให้เหมาะสมทำให้ได้ความถี่เบี่ยงเบน 4 kHz.

6.2.2 วงจร ทหาร 8 Prescaler



รูปที่ 6.8 วงจรหารความถี่ (+8 Prescaler)

จากรูปที่ 6.8 วงจรหาร 8 ปรีสเกลเลอร์ใช้ ไอซีเบอร์ LB3500 ทำหน้าที่ลดความถี่ของ VCO จาก 82.00 – 83.50 MHz. เป็น 10.00MHz- 11.50 MHz. เพราะว่าการให้ความถี่ไม่เกิน 20 MHz. โดยวงจรหารความถี่จะได้สัญญาณที่ถูกหารลง 8 เท่า

6.2.3 Phase Detector

เราจะใช้ IC เบอร์ MC145162 ในการเลือกช่องความถี่โดยจะรับความถี่ที่ถูกหาร 8 มาจากภาคปรีสเกลเลอร์

$$F_{out} = 82.325 - 83.245 M_{Hz} \tag{6.1}$$

$$F_{out} = F_{Ref} N_T \tag{6.2}$$

$$N_T = NP + A \tag{6.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Prescaie Factor $P = 8$, $A = 0$

$$N_{RANGE} = 16465 - 16649 \quad (6.4)$$

$$N_T = 131720 - 133192 \quad (6.5)$$

$$\bar{N} = \sqrt{N_{TMAX} \cdot N_{Tmin}} = 132500 \quad (6.6)$$

โดยจะใช้คริสตัล $F_{X-TAL} = 4.00M_{HZ}$ จะได้ความถี่อ้างอิง $F_{ref} = 625H_z$ นำค่าต่างๆเหล่านี้ไปออกแบบ การเลือกของสัญญาณ ให้กับ IC MC145168 ซึ่งมีค่าดังตาราง 1

PD Output : $\Delta V_{outPD} = 4.5V$ (6.7)

$$K_d = 0.3581V / Rad \quad (6.8)$$

Fvco min \approx 81.9 MHz at which 0.2 V

Fvco Max \approx 83.6 MHz at which 4.4 V

$$K_{vco} \approx \frac{2\pi\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} \approx 2.543M \frac{Rad / Sec}{V} \quad (6.9)$$

$$\Delta\omega_{MAX} atPD = 2\pi \left(\frac{f_{oMAX} or (f_{oMAX} - f_{oMIN})}{N_{Tmin}} - F_{Ref} \right) = 43.88 Rad / Sec \quad (6.10)$$

$$\Delta\omega_{MAX} atPD \leq \Delta\omega_{po} atPD < 2\pi F_{Ref} \quad (6.11)$$

$$Let \Delta\omega_{po} \approx 70.0 \frac{Rad}{Sec} \quad (6.12)$$

Let Damping $\delta \approx 1.14$

$$\omega_n = 3.695 Rad / Sec \quad (6.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ตารางแรงดันVCO

แรงดัน (Volt)	RF1		RF2	
	F(MHz)	V(Volt)	F(MHz)	V(Volt)
0	81.8	0.98	81.52	1.09
0.2	81.9	1.05	81.91	1.1
0.4	82.5	1.07	82.02	1.07
0.6	82.13	1.09	82.12	1.05
0.8	82.18	1.1	82.17	1.03
1	82.20	1.1	82.2	1.01
1.2	82.22	1.115	82.2	1.00
1.4	82.24	1.12	82.25	0.98
1.6	82.24	1.11	82.25	0.99
1.8	82.25	1.12	82.30	0.95
2	82.28	1.12	82.29	0.92
2.2	82.34	1.12	82.35	0.91
2.4	82.41	1.12	82.39	0.88
2.6	82.45	1.15	82.41	0.93
2.8	82.51	1.19	82.53	0.94
3	82.66	1.2	82.64	0.94
3.2	82.77	1.19	82.85	0.92
3.4	82.99	1.19	83.00	0.89
3.6	83.11	1.21	83.13	0.89
3.8	83.19	1.24	83.18	0.88
4	83.26	1.22	83.24	0.83
4.2	83.41	1.26	83.32	0.87
4.4	83.60	1.24	83.41	0.85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW_{fp} = \omega_n \left(1 + 2\delta^2 + \sqrt{(1 + 2\delta^2)^2 + 1} \right)^{1/2} = 10.01 \text{ Rad/Sec} \quad (6.14)$$

ตารางที่ 6.2 ตารางการคำนวณ

Only modulation is applied	Damping : δ	BW_{lp}	Damping : δ	BW_{lp}
$BW_{lp} \approx 5.31 \times 10^{-3} \omega_{Modmin}$	0.5	$1.817\omega_n$	0.81	$2.198\omega_n$
$BW_{lp} < \omega_{Modmin}$	0.7	$2.049\omega_n$	1.00	$2.482\omega_n$
$\omega_{Modmin} = 1885 \text{ Rad/Sec}$	0.707	$2.058\omega_n$	1.14	$2.708\omega_n$

$$\Delta F_L \text{ At output } \frac{\Delta\omega_L \text{ at PD} \times N_{Tmin}}{2\pi} \approx 1.110 \text{ MHz} \quad (6.15)$$

$$\text{Fast Locking time} \approx \frac{2\pi}{\omega_n} \approx 1.70 \text{ Sec} \quad (6.16)$$

6.2.4 Passive Loop LPF

ทำหน้าที่กรองความถี่สูงทิ้งไปเพื่อให้ได้แรงดันไฟตรงส่งไปควบคุม vco

$$K_d \approx 0.3581 \text{ V/Rad} \quad (6.17)$$

$$K_{vco} \approx 2.543 \text{ M Rad/Sec/V} \quad (6.18)$$

$$K = K_d \cdot K_{vco} \approx 910.7 \text{ KSec}^{-1} \quad (6.19)$$

$$F_{Ref} = 625.0 \text{ Hz} = 3927 \text{ Rad/Sec}$$

$$N_{min} = 131720 \quad N_{TMax} = 133192$$

$$\bar{N} = \sqrt{N_{TMAX} \cdot N_{Tmin}} = 132500$$

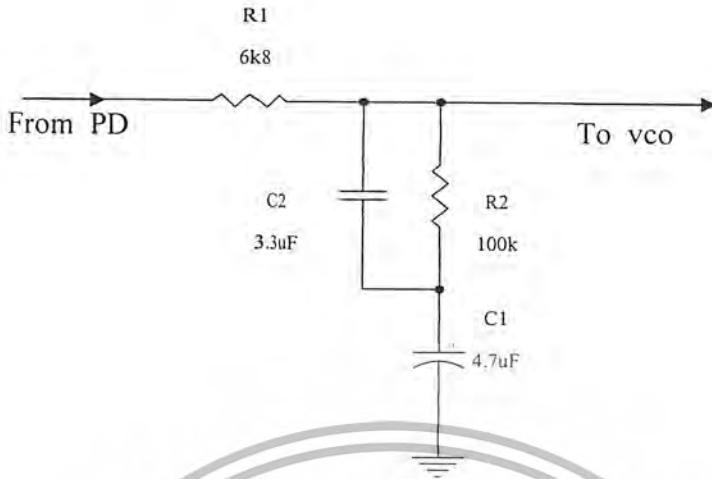
$$\omega_n = 3.695 \text{ Rad/Sec} \quad \delta \approx 1.14$$

ตารางที่ 6.3 ตารางหาความถี่

ช่อง ง	ความถี่ (MHz)	ค่า N	การเซตค่า N															
			N15 N14 N13			N11 N10 N9			N7 N6 N5			N3 N2 N1 N0						
			N12			N8			N4									
1	82.53	16506	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
2	82.57	16514	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0
3	82.65	16530	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
4	82.73	16546	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0
5	82.77	16554	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
6	82.85	16570	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
7	82.97	16594	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0
8	83.05	16610	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0
9	83.17	16634	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0
10	83.25	16650	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
11	82.33	16466	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
12	82.37	16474	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0
13	82.41	16482	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
14	82.45	16490	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0
15	82.49	16498	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0

ค่า R = 6400 , ความถี่อ้างอิง 625Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 Passive LPF

$\omega_{p2} \gg \omega_z$

$$F(s) = \frac{\omega_{p1}\omega_{p2}}{\omega_z} \cdot \frac{s + \omega_z}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2})} \tag{6.20}$$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{c_1(R_1 + R_2)} \tag{6.21}$$

$$\omega_z = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{c_1 R_2} \tag{6.22}$$

$$\omega_{p2} = \frac{1}{R_{\omega p2} C_2}; R_{\omega p2} = R_1 // R_2 \tag{6.23}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = \frac{K}{N_r \omega_n^2} = 0.5033 \text{Sec} \tag{6.24}$$

$$\tau_2 = \frac{2\delta}{\omega_n} - \frac{N_r}{K} = 0.4715 \tag{6.25}$$

$$\tau_1 = (\tau_1 + \tau_2) - \tau_2 = 31.82 \text{mSec} \tag{6.26}$$

Let $C_1 = 4.7 \mu F$

$R_1 = \tau_1 / c_1 = 6769 \Omega$

$R_1 = 6K8 \Omega$

$R_2 = \tau_2 / c_1 = 100.3K \Omega$

$R_2 = 100K \Omega$

$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_2} = 2.128 \text{ Rad/Sec}$

$\omega_{p1} = \frac{1}{c_1 (R_1 + R_2)} = 1.992 \text{ Rad/sec}$

$10\omega_z \leq \omega_{p2} \leq 0.1\omega_{Rcf}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_2 = \frac{1}{\omega_{p2} R_{op2}} = 3.156 \mu F \quad C_2 = 3.3 \mu F$$

$$R_{op2} = R_1 // R_2 = 6367 \Omega$$

$$\omega_2 = \frac{1}{C_2 R_{op2}} = 47.59 \text{ Rad/Sec}$$

$$N_{TMAX} \left\{ \begin{array}{l} \omega_n = \sqrt{\frac{K \omega_{p1}}{N_{TMAX}}} = 3.691 \text{ Rad/Sec} \\ \delta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K} \right) = 1.137 \end{array} \right.$$

$$N_{Tmin} \left\{ \begin{array}{l} \omega_n = \sqrt{\frac{K \omega_{p1}}{N_{Tmin}}} = 3.711 \text{ Rad/Sec} \\ \delta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K} \right) = 1.144 \end{array} \right.$$

LPF Gain

$$\text{DC Gain} = 0 \text{ dB}$$

$$\text{Gain at } \omega_{Ref} \approx \text{Gain}_{ox} + 20 \text{Log} \left[\frac{\omega_{p2}}{\omega_{Ref}} \right] \approx -38.90 \text{ dB}$$

$$\text{Gain at } \omega_z \approx 20 \text{Log} \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \approx -0.5714 \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

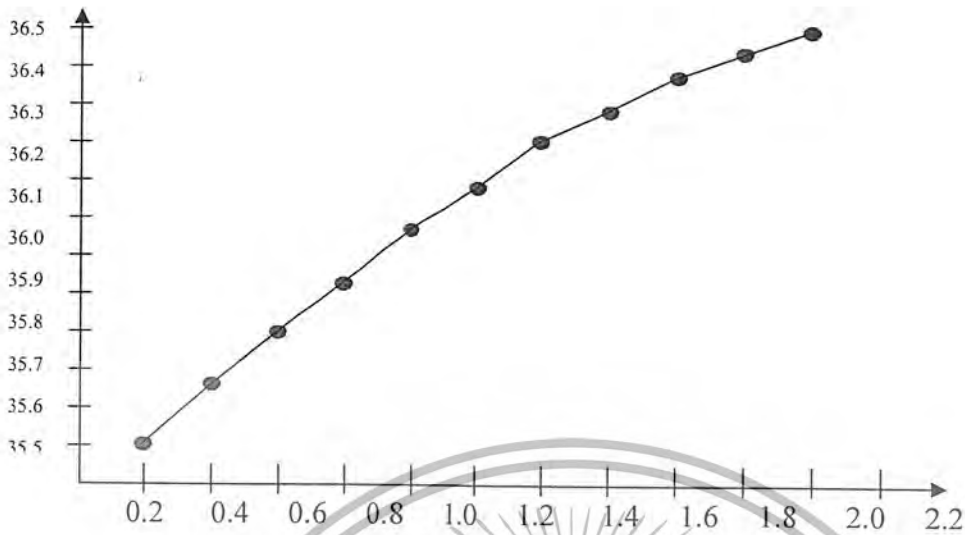
การทดลองและผลการทดลอง

7.1 ผลการทดลองวงจร VCO ของภาครับ

ทดลองโดยป้อนแรงดันไฟตรงเข้าที่โหนด 3 ในรูปที่ 6.2 แล้ววัดความถี่และขนาดของสัญญาณที่ โหนด 2 ในรูปที่ 6.2

ตารางที่ 7.1 แสดงค่าของการเปลี่ยนความถี่ที่ควบคุมด้วยแรงดันไฟตรง

Voltage control (Volts)	Output Voltage (mV.)	Frequency (MHz.)
0.2	189	35.4
0.4	182	35.58
0.6	195	35.7
0.8	182	35.73
1.0	180.6	35.83
1.2	177.7	35.99
1.4	176.2	36.07
1.6	174.1	36.19
1.8	173.1	36.24
2.0	169.8	36.42
2.2	169	36.48

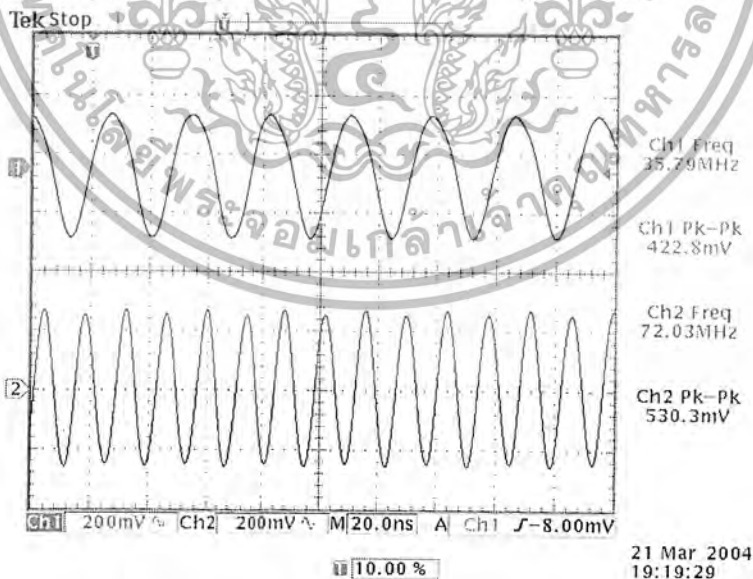


รูปที่ 7.1 กราฟแสดงผลการทดลองของวงจร VCO

7.2 ผลการทดลองวงจรโลกออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของภาครีบ

7.2.1 วงจร VCO และวงจร Frequency Double

วัดสัญญาณโดยใช้ออสซิลโลสโคป ใช้ CH1. วัดสัญญาณที่ภาคเอาต์พุตของ VCO ที่โหนด 1 ในรูปที่ 6.2 และใช้ CH2. วัดที่เอาต์พุตของ Frequency Double ที่โหนด 2 ในรูปที่ 6.2



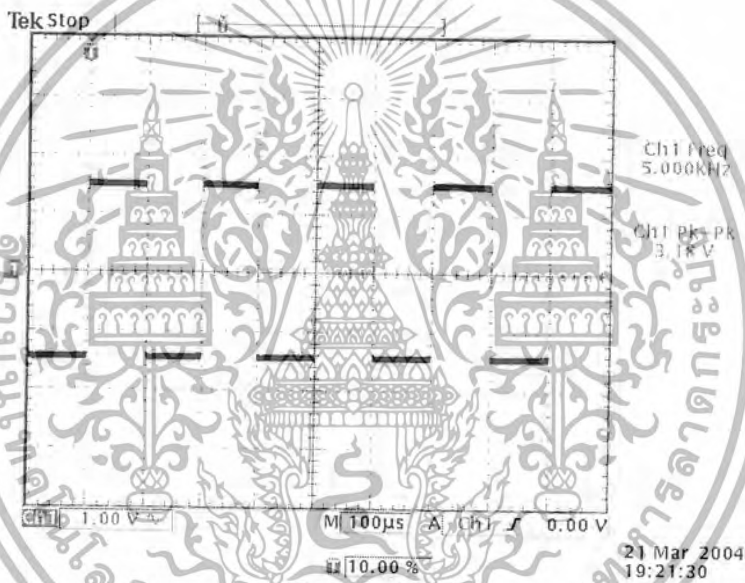
รูปที่ 7.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ VCO และเอาต์พุตของ Frequency Double

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

7.2.2 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป

โดยการทดสอบการล็อกความถี่ของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปโดยใช้เครื่อง spectrum analyzer โดยเมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อกแล้วจะมีสเปกตรัมที่บริสุทธิ์และสามารถเปลี่ยนความถี่ไปได้เมื่อเปลี่ยนช่องหรือเปลี่ยนหาร N จากการทดลองเมื่อระบบเฟสล็อกกลุ๊ปอยู่ในสภาวะล็อกแล้วใช้ออสซิลโลสโคปวัดที่ขา fosc/2048 (ขาที่ 4) ของ ไอซี MC 145168 จะได้ความถี่เท่ากับ 5KHz

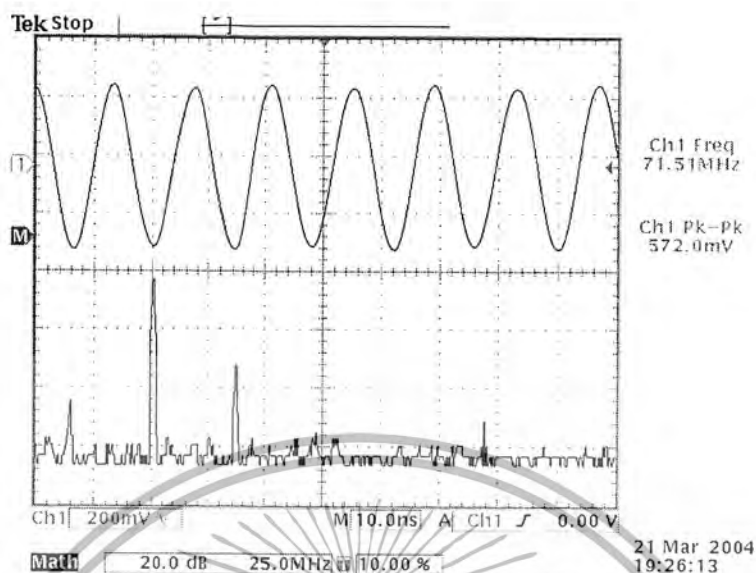


รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณความถี่อ้างอิงในวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป

จากรูปที่ 7.3 แสดงรูปคลื่นและฮาโมนิคของสัญญาณอ้างอิงจากคริสตัลออสซิลเลเตอร์หารด้วย 2048

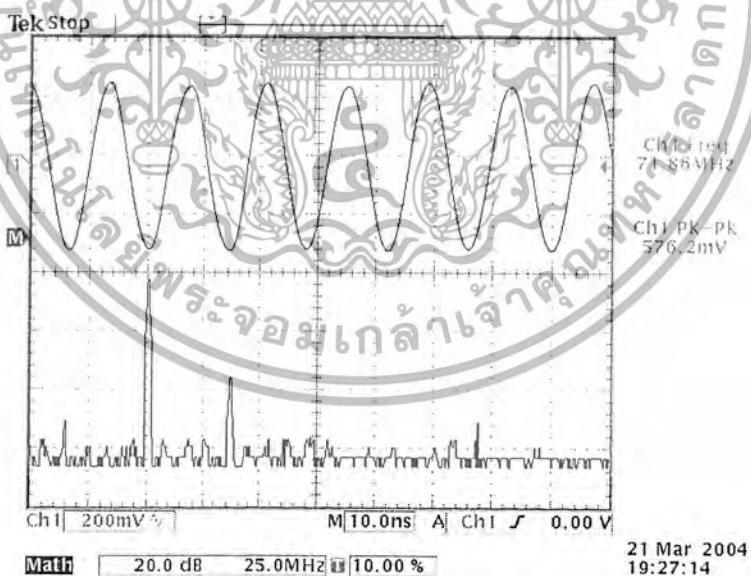
7.2.3 ทดลองวัดสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ 1

โดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ทางขาเข้าของโถกอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 (ขา 1 ของ MC 13135) แล้วปรับตัวคัปสวิทเลือกช่อง 11



รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณที่วัดได้จากโลกอสซิลเลเตอร์ ของช่อง 11 ได้ความถี่เท่ากับ 71.63MHz

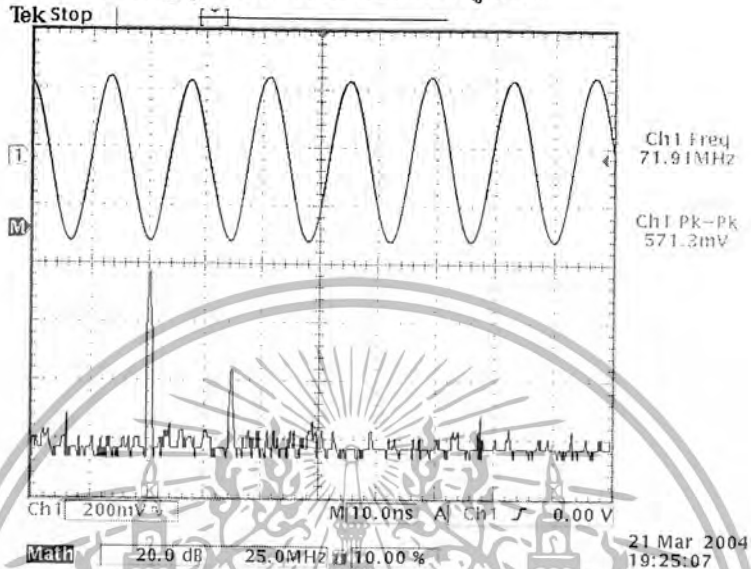
ในรูปที่ 7.4 เป็นการปรับคัวคลิพสวิทซ์ให้เป็นช่องที่ 11 แล้วจะได้ความถี่โลกอสซิลเลเตอร์เป็น 71.63 MHz และสามารถรับความถี่คลื่นพาห้จากเครื่องส่ง ได้คือ 82.33 MHz



รูปที่ 7.5 แสดงสัญญาณของโลกอสซิลเลเตอร์ของช่องที่ 15 จะได้ความถี่เท่ากับ 71.79 MHz

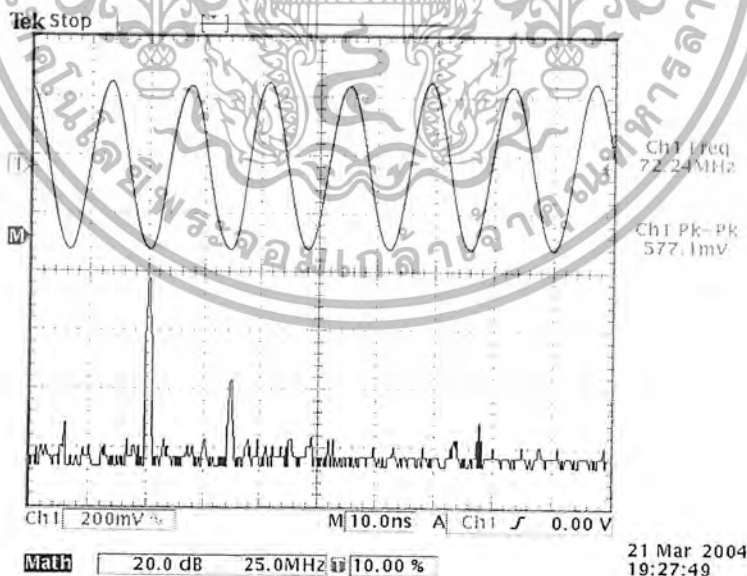
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.5 แสดงรูปคลื่นฮาร์โมนิกของสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุตของโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 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

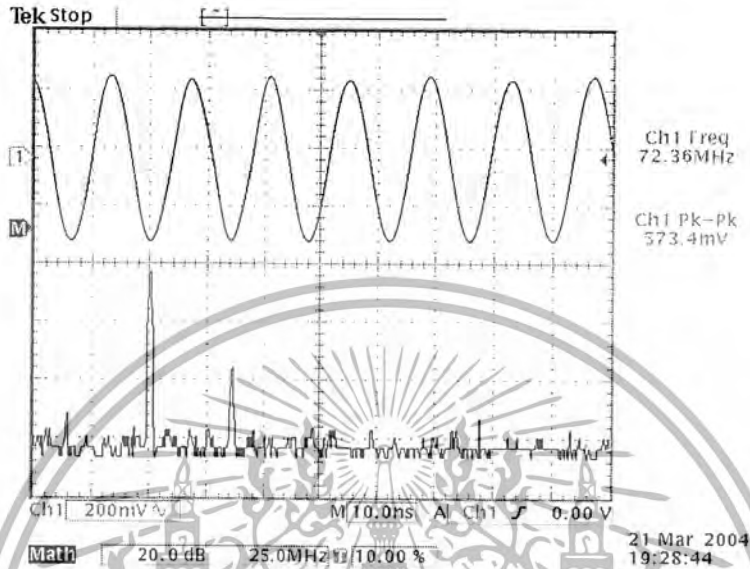
จากรูปที่ 7.6 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกของสัญญาณ โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวดิพลวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 3 ได้ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 71.92MHz



รูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณของ โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 6 มีความถี่เท่ากับ 72.15 MHz

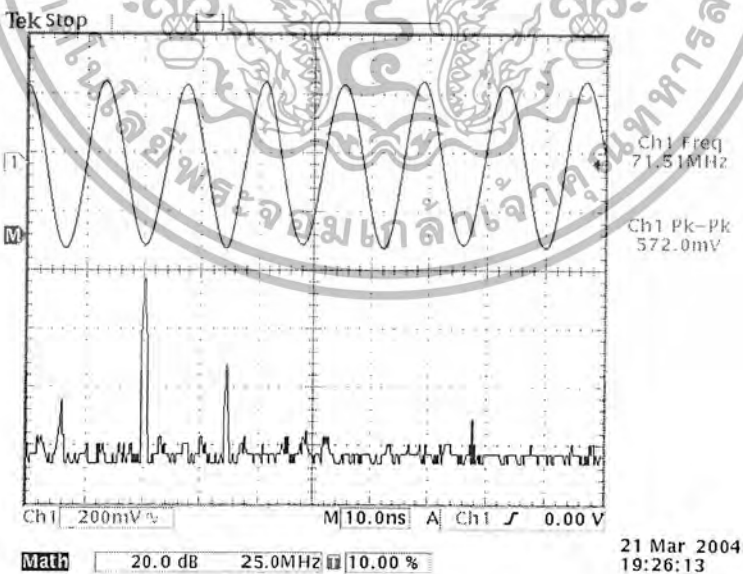
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.7 แสดงสัญญาณรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ โลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวคัปสวิทซ์ให้รับสัญญาณช่องที่ 6 ได้ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.2 MHz



รูปที่ 7.8 แสดงสัญญาณของโลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 8 มีความถี่เท่ากับ 72.35 MHz

จากรูปที่ 7.8 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ โลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับตัวคัปสวิทซ์ให้รับสัญญาณที่ช่อง 8 ได้ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.38 MHz



รูปที่ 7.9 แสดงสัญญาณ โลกอลอสซิลเลเตอร์ที่ 1 ของช่องที่ 10 มีความถี่เท่ากับ 72.55 MHz

จากรูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณ โคลออสซิลเลเตอร์ที่ 1 โดยปรับดิพลวิทซ์ ให้รับสัญญาณช่องที่ 10 ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับ 72.52 MHz

จากการทดลองเปลี่ยนช่องความถี่ของเฟสล็อกคูลูป คือการเปลี่ยนจำนวนหาร N ของไอซี เฟสล็อกคูลูป นั้นเอง ซึ่งจะเห็นว่าความถี่ที่ได้จากการบันทึกผลโดยใช้ฮอสซิลโลสโคป มีค่าไม่ตรงกับที่คำนวณไว้ เนื่องจากฮอสซิลโลสโคปมีการประมวลข้อมูลเป็นแบบสุ่มโดยการทดลองเราจะย้ายความถี่พาหะจากเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ให้มากกว่าความถี่ฮอสซิลเลเตอร์อยู่ 10.7 MHz และเมื่อผ่านความถี่มิกเซอร์ที่ 1 ของไอซี MC 13135 เราสามารถแยกสัญญาณเป็นสัญญาณความถี่กลางได้เท่ากับ 10.7 MHz ทุกช่อง

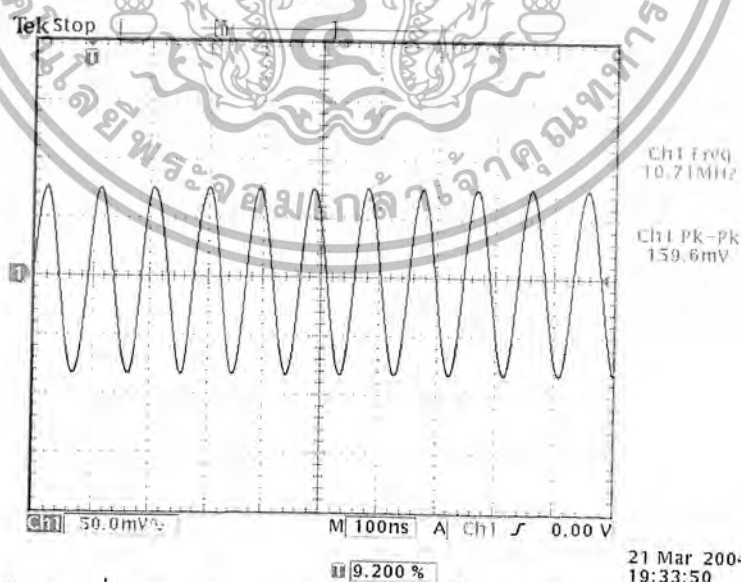
7.3 ผลการทดลองของวงจรเครื่องรับวิทยุ

การทำงานของเครื่องรับวิทยุโดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุป้อนสัญญาณให้กับเครื่องรับวิทยุ โดยการต่อสัญญาณจากเครื่องกำเนิดสัญญาณ RF เข้าที่จุดต่อสายอากาศโดยเลือกตั้งความถี่พาหะเป็น 82.33 MHz และตั้งช่องของจำนวนหาร N ไว้ที่ช่อง 11 สำหรับวงจรเฟสล็อกคูลูปเพราะฉะนั้นจะได้ความถี่ฮอสซิลเลเตอร์ที่ 1 เป็น 71.63 MHz

7.3.1 ผลการทดลองวงจร RF Mixer ที่ 1

โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณ RF ต่อเข้าที่ขา 22 ของ MC 13135 ซึ่งตั้งค่าได้ดังนี้

ความถี่ของคลื่นพาหะ 82.33MHz
 ความแรงของสัญญาณ RF 60 dBu
 มอดูเลชัน OFF

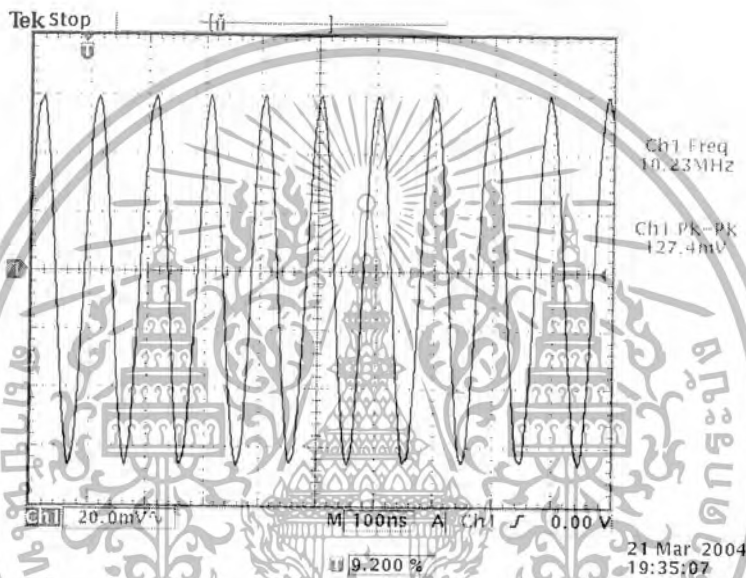


รูปที่ 7.10 แสดงสัญญาณที่ทางออกของวงจร RF MIXER ที่ 1 (ขา 18 ของไอซี MC 13135)

จากรูปที่ 7.10 เป็นรูปคลื่นที่ผ่านวงจรมิกเซอร์ที่ 1 แล้วกรองผ่านเฉพาะความถี่ $10.7\text{MHz} \pm 100\text{KHz}$ โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์

7.3.2 ผลการทดลองของวงจรถอดออสซิลเลเตอร์ที่ 2

โดยการใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 2 Local osc (ขา 15 ของไอซี MC 13135)



รูปที่ 7.11 แสดงสัญญาณที่วัดจากโอสซิลเลเตอร์ที่ 2

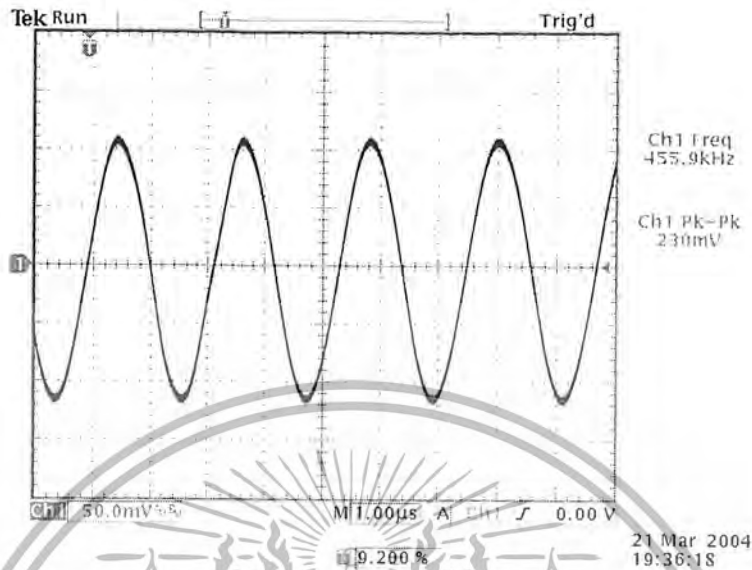
7.3.3 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์ที่ 2

โดยการใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ทางออกของวงจรมิกเซอร์ที่ 2 (ขา 9 ของไอซี MC 13135) และป้อนสัญญาณ RF ต่อเข้าที่ขา 22 ของ MC 13135 ซึ่งตั้งค่าดังนี้

ความถี่ของคลื่นพาห้ 82.33 MHz

ความแรงของสัญญาณ RF 20 dBm

มอดูเลชัน OFF

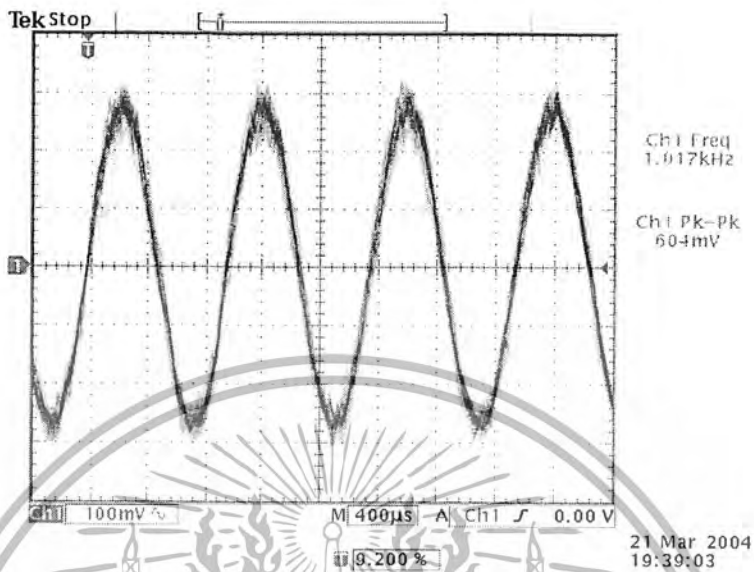


รูปที่ 7.12 แสดงสัญญาณที่วัดได้จาก IF ที่ 2

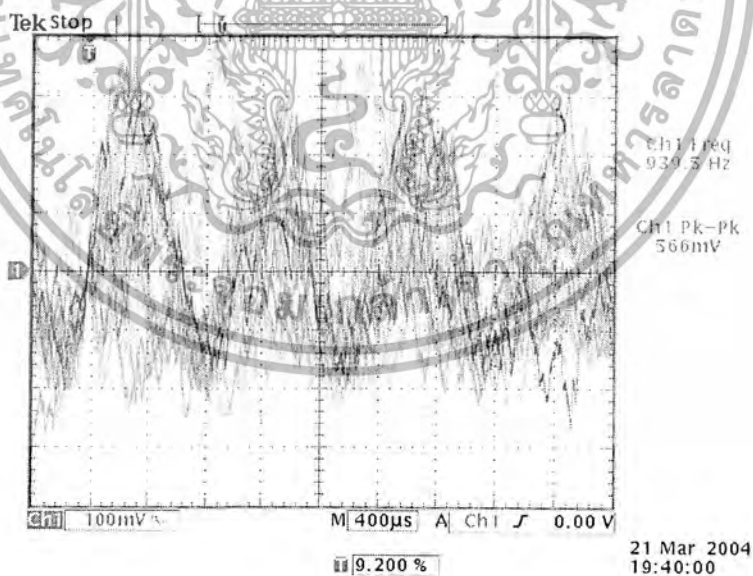
จากรูปที่ 7.12 แสดงรูปคลื่นและฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณที่วัดได้จากเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ 2 และผ่านวงจรกรองความถี่กลางที่ 2 ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 462 KHz โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์จากรูปจะพบว่าขนาดของฮาร์โมนิกส์จะมีเฉพาะขนาดของความถี่หลักเพราะเซรามิกฟิลเตอร์มีความกว้างของแถบสัญญาณของความถี่ผ่านแคบประมาณ 5KHz

7.4 ผลการทดลองความไวในการรับสัญญาณและความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้รับ

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

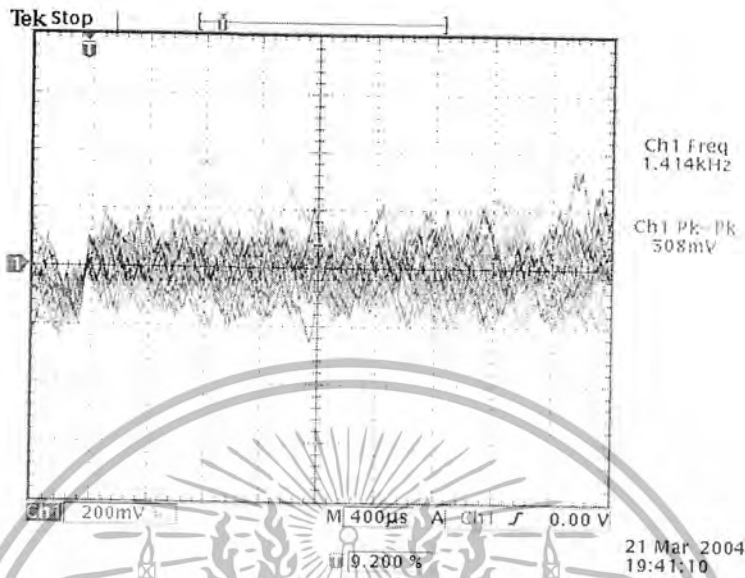


รูปที่ 7.13 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจกคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 40 dBu



รูปที่ 7.14 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกมาจากคลื่นพาห้โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 30 dBu

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.15 แสดงสัญญาณเสียงที่แยกออกจากคลื่นพาห์ โดยความแรงของสัญญาณ RF มีค่า 20 dBu

จากรูปที่ 7.13 – รูปที่ 7.15 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณเสียงที่ดีเทกได้และสามารถรับสัญญาณอินพุตที่สายอากาศได้ดีที่สุด 40 dBu ที่สามารถได้รูปคลื่นของสัญญาณเสียงที่อินพุตของวงจรดีเทกเตอร์หรือมีความไวในการรับสัญญาณได้เท่ากับ 40 dBu

7.5 วิเคราะห์ผลการทดลองของเครื่องรับวิทยุ

7.5.1 วิเคราะห์ความผิดพลาดของวงจร สังเคราะห์ความถี่ จากรูปสัญญาณโลกออสซิลเลเตอร์ที่ 1 ในรูปที่ 7.4 – 7.9

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

ตารางที่ 7.2 แสดงความผิดพลาดของวงจรสังเคราะห์ความถี่

ช่องสัญญาณ	ความถี่ คลื่นพาห์ (MHz)	ความถี่โลคอ ลอสซิมิลเ เตอร์ที่ 1 (MHz)	ความถี่ที่วัด ได้ (MHz)	% Error
11	82.33	71.63	71.51	0.167
15	82.49	71.79	71.86	0.097
3	82.65	71.95	71.91	0.055
6	82.85	72.15	72.24	0.124
8	83.05	72.35	72.36	0.013
10	83.25	72.55	72.51	0.055



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

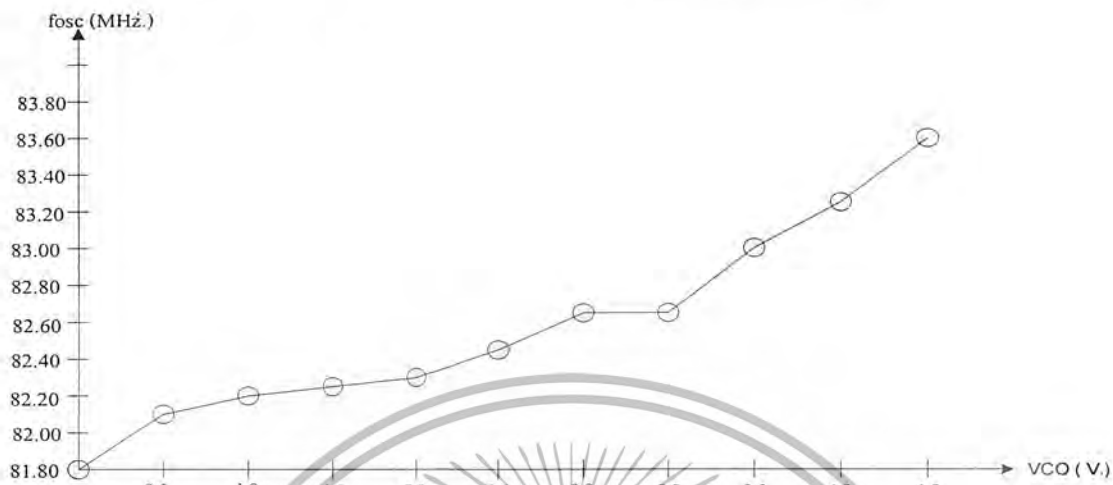
7.6 ผลการทดลองวงจร VCO ของภาคส่ง
การทดลองภาคกำเนิดความถี่

ตารางที่ 7.3 แสดงค่าของความถี่เมื่อทำการปรับแรงดันไฟตรง

แรงดัน (Volt)	RF1		RF2	
	F(MHz)	V(Volt)	F(MHz)	V(Volt)
0	81.8	0.98	81.52	1.09
0.2	81.9	1.05	81.91	1.1
0.4	82.5	1.07	82.02	1.07
0.6	82.13	1.09	82.12	1.05
0.8	82.18	1.1	82.17	1.03
1	82.20	1.1	82.2	1.01
1.2	82.22	1.115	82.2	1.00
1.4	82.24	1.12	82.25	0.98
1.6	82.24	1.11	82.25	0.99
1.8	82.25	1.12	82.30	0.95
2	82.28	1.12	82.29	0.92
2.2	82.34	1.12	82.35	0.91
2.4	82.41	1.12	82.39	0.88
2.6	82.45	1.15	82.41	0.93
2.8	82.51	1.19	82.53	0.94
3	82.66	1.2	82.64	0.94
3.2	82.77	1.19	82.85	0.92
3.4	82.99	1.19	83.00	0.89
3.6	83.11	1.21	83.13	0.89
3.8	83.19	1.24	83.18	0.88
4	83.26	1.22	83.24	0.83
4.2	83.41	1.26	83.32	0.87
4.4	83.60	1.24	83.41	0.85

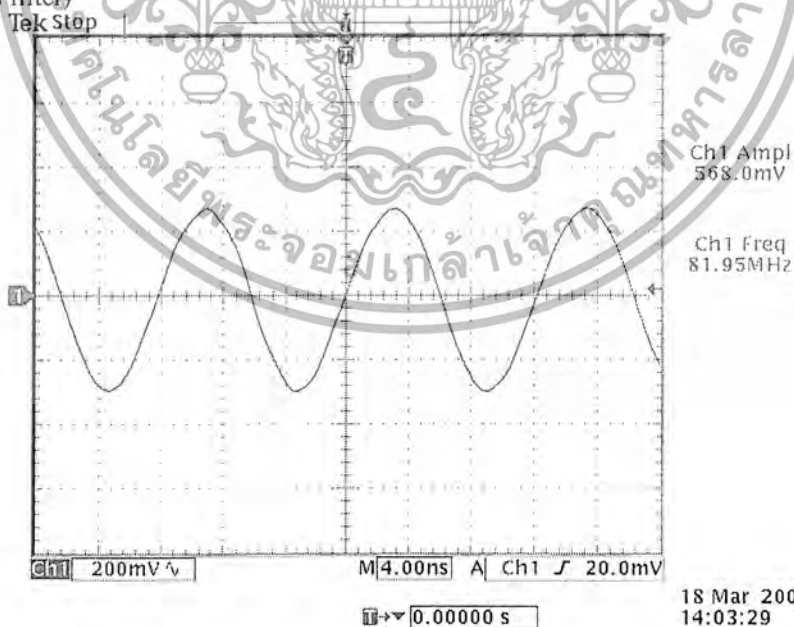
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่อแรงดันคอนโทรล



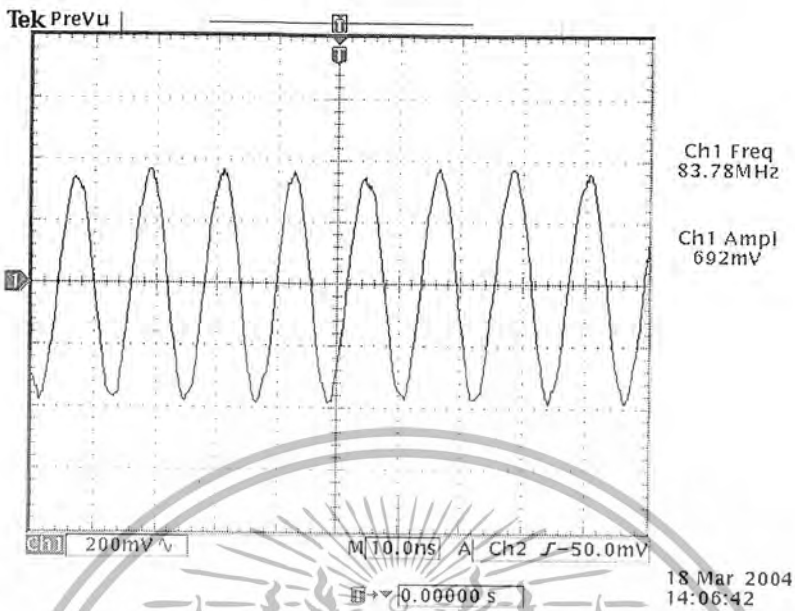
รูปที่ 7.16 แสดงกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่ต่อแรงดันคอนโทรล

จากรูปที่ 7.16 แสดงการเปลี่ยนแปลงของความถี่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงคอนโทรล (เมื่อต่อครบรูปแรงดันไฟตรงนี้จะได้จากสัญญาณเอาท์พุทของ เฟสล็อกเคอร์ ซึ่งผ่านการฟิลเตอร์เอาเฉพาะความถี่ต่ำผ่าน) สังเกตว่าในการปรับแต่งภาคกำเนิดความถี่นี้ควรที่จะทำให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นเชิงเส้นมากที่สุด เพื่อเพิ่มความสามารถในการ ล็อกของสัญญาณ(channel) ของ เฟส ล็อกคูล (Phase Lock Loop) ส่วนสำคัญที่จะให้ได้การเปลี่ยนแปลงที่เป็นเชิงเส้นอีกส่วนก็คือส่วน โวลท์พาส ฟิลเตอร์ (Low pass filter)



รูปที่ 7.17 แสดงสัญญาณความถี่ RF min ที่ เอาท์พุทขา C ผ่านส่วนของการแมทซ์จิ้งแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

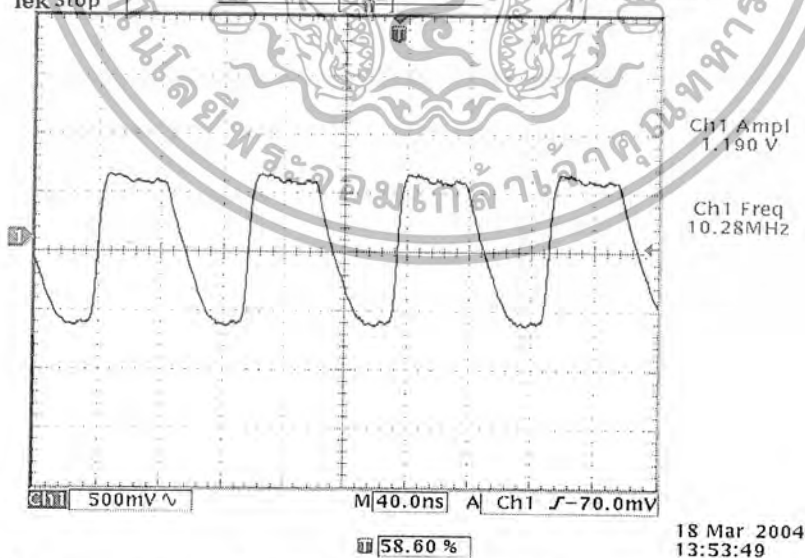


รูปที่ 7.18 แสดงสัญญาณความถี่ RF max ที่เอาต์พุตขา C ผ่านส่วนของกรเมทซึ่งแล้ว

7.7 ผลการทดลอง ภาคหรร 8 พรีสเกลเลอร์

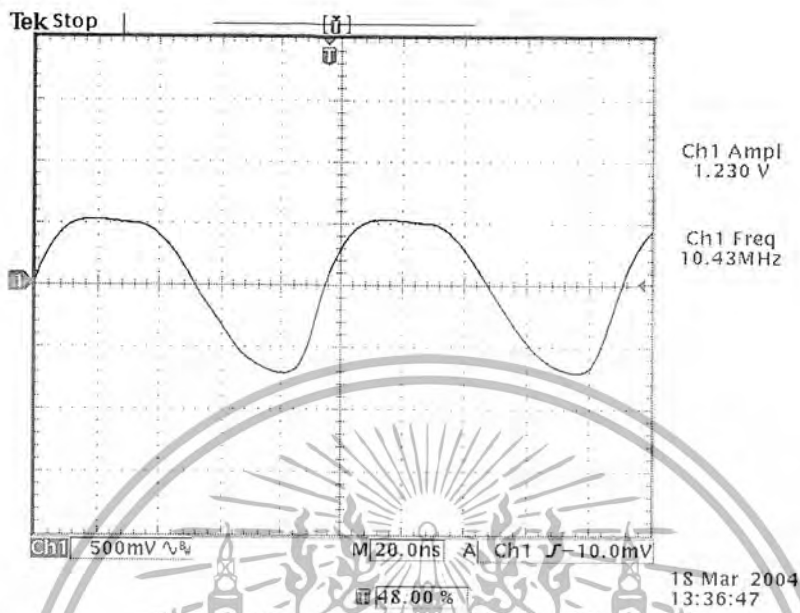
สัญญาณความถี่ที่ผลิตขึ้นมามีค่าอยู่ที่ 82.325 - 83.245 MHz ซึ่งเกินช่วงความถี่ใช้งานของไอซี MC 145162 จึงจำเป็นต้องหารความถี่ลง โดยเลือกใช้วงจรหาร 8

สัญญาณที่ความถี่ RF ค่าเมื่อถูกหาร 8 $82.325 \div 8 = 10.29$ MHz.



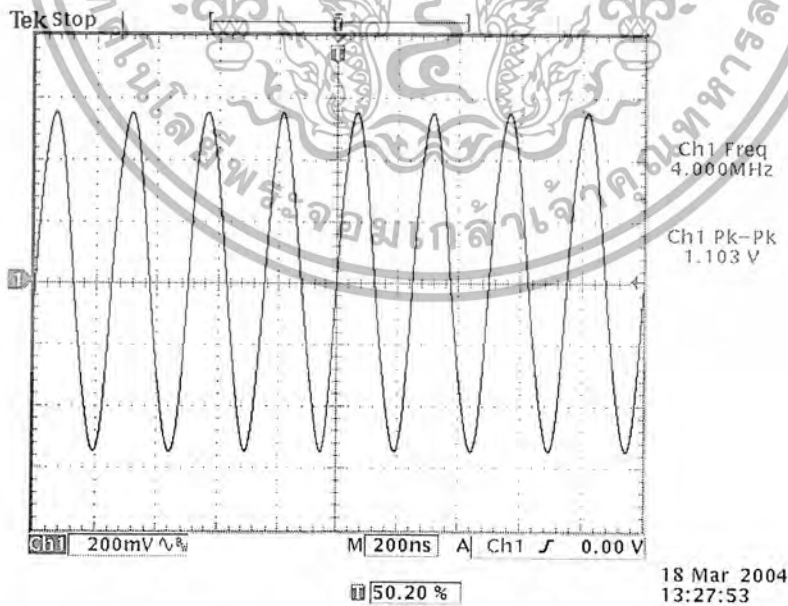
รูปที่ 7.19 แสดงสัญญาณที่ความถี่ RF ค่าเมื่อถูกหาร 8 $82.325 \div 8 = 10.29$ MHz.

สัญญาณที่ความถี่ RF สูงเมื่อถูกหาร 8 $83.245 \div 8 = 10.405 \text{ MHz}$



รูปที่ 7.20 แสดงสัญญาณที่ความถี่ RF สูงเมื่อถูกหาร 8 $83.245 \div 8 = 10.405 \text{ MHz}$.

สัญญาณความถี่ 4 MHz ที่ถูกผลิตโดยคริสตอล เพื่อนำความถี่เข้าส่วนหาร R ($4M \div 6400 = 625 \text{ Hz}$) เป็นความถี่อ้างอิง (frequency reference = 625 Hz.)



รูปที่ 7.21 สัญญาณความถี่ 4 MHz ที่ถูกผลิตโดยคริสตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

บทสรุปและวิจารณ์

8.1 บทสรุป

ในการออกแบบเครื่องรับส่งวิทยุสำหรับฟังลำมแปลภาษา นี้ ได้ทำการออกแบบทั้งในส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยในส่วนของเครื่องรับวิทยุ นั้น โครงงานนี้ได้ออกแบบให้ทำงานที่แหล่งจ่ายไฟเพียง 3 โวลต์ เพื่อให้มีขนาดเล็กและเบา เพื่อความสะดวกคล่องตัว โดยสามารถพกพาติดตัวได้เหมาะสมสำหรับเวลาเข้าร่วมประชุม โครงงานนี้ได้เลือกย่านความถี่ที่ใช้ในการรับและส่ง คือ 82.33-83.25 MHz ที่เลือกย่านความถี่นี้เพราะจะได้ไม่ถูกรบกวนจากวิทยุ FM กระจายเสียงท้องถิ่น (ย่านความถี่ 87.50-108 MHz) และไม่ทับแถบความถี่อื่นที่ใช้ในการสื่อสารสำคัญๆ เช่น การสื่อสารทางด้านการบิน ส่วนสัญญาณเบสแบนนั้น มีค่าตั้งแค้มมากกว่า 0 Hz ขึ้นไปจนถึง 4 KHz และมีความถี่เบี่ยงเบน 4 KHz ในการออกแบบในส่วนของภาครับได้ใช้ไอซีเบอร์ MC 13135 ซึ่งภายในประกอบด้วยภาคสำคัญๆ ในการทำเครื่องรับวิทยุไว้พร้อมแล้ว เช่น ภาคมิกเซอร์, ภาคนขยาย IF, ภาคลิมิตเตอร์ และภาคดีเทคเตอร์ ซึ่งทั้งหมดอยู่ใน ไอซี เพียงตัวเดียวจึงทำให้เครื่องรับวิทยุมีขนาดเล็กได้ และออกแบบวงจรได้ง่ายขึ้น โดยในไอซีเบอร์ MC 13135 นี้สามารถทำการเปลี่ยนความถี่คลื่นพาห์ ซึ่งเป็นความถี่สูงให้เป็นความถี่กลางได้ 2 ครั้ง ได้แก่ $10.7\text{ MHz} \pm 100\text{ KHz}$ และ $455\text{ KHz} \pm 5\text{ KHz}$ โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์เพื่อกรองให้ได้ความถี่กลางเพื่อให้การรับเลือกสัญญาณ (selectivity) และความไวในการรับสัญญาณ (sensitivity) ดีเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์มีค่า Q สูง ทำให้สามารถกรองความถี่ได้ดี ส่วนตัววงจร VCO ใช้ทรานซิสเตอร์ในการทำ ซึ่งมีราคาถูก (ทำให้ประหยัดค่าใช้จ่าย) และให้อาท์พุทที่มีกำลังงานสูงใช้ได้ และในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรเฟสล็อคลูปในการผลิตสัญญาณโคลอค ออสซิลเลเตอร์ เพื่อให้สามารถผลิตความถี่ได้อย่างถูกต้องเที่ยงตรง โดยในโครงงานนี้ภาครับสามารถทำการเปลี่ยนแปลงให้ผลิตความถี่ต่างกันได้ถึง 15 ความถี่ หรือ 15 ช่องสัญญาณ แต่ในโครงงานนี้จะใช้เพียง 6 ความถี่ หรือ 6 ช่องเท่านั้น โดยการนำไอซี เบอร์ MC 145168 มาใช้งานทั้งยังทำหน้าที่เป็น ตัวเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector) โดยรายละเอียดต่างๆ ของแต่ละภาคทั้งในเครื่องรับ ได้กล่าวไว้ในบทที่ 6

ส่วนเครื่องส่งจะใช้ IC MC145162 ในการเลือกช่องสัญญาณ โดยจะต้องทำการป้อนข้อมูลแบบ Serial จึงต้องใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์มาทำการป้อนคีย์สวิตช์ ทำให้ต้องทำการเขียนโปรแกรมมาทำการควบคุมการทำงานตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ เลือกช่องความถี่ตั้งแต่ 82.325-83.25MHz

8.2 บทวิจารณ์

ในการทดลองการต่อวงจรภาค VCO ซึ่งการปรับแต่งให้ได้ค่าความถี่ที่ต้องการทำได้ยากเนื่องจากถ้าค่าความถี่ของ VCO ที่ผลิตออกมาไม่ตรงจะมีผลทำให้เฟสล็อกถูกลบไม่สามารถทำการล็อกความถี่ได้หรือล็อกได้เฉพาะบางช่วงสัญญาณเท่านั้น ค่าอุปกรณ์บางค่าต้องเปลี่ยนแปลงไปบ้างเพราะเกิดการออกแบบ PCB ทำให้เกิดค่าพารามิเตอร์เพิ่มเข้ามา การปรับแต่งช่วงความถี่ $2fc$ ก็กระทำได้ยากถ้าปรับแต่งวงจร BPF ไม่ดีความถี่ฮาร์โมนิกที่ 1 และฮาร์โมนิกที่ 3 จะเข้ามาการรบกวนทำให้การปรับความถี่ที่ต้องการซึ่งต้องการให้อยู่ในช่วง 71.63 MHz - 72.55MHz นั้นกระทำได้ยากยิ่ง และการปรับแต่งวงจรความถี่สูงค่าที่ได้จากการปรับก็จะเกิดความผิดพลาดจากค่าคาปาซิเตอร์จากสายสโคปที่เราทำการวัด และนอกจากนี้ผลของการออกแบบ PCB ก็มีผล ซึ่งจากการทดลองซ้ำๆ เข้าได้ทำการออกแบบ PCB หลายครั้งซึ่งแต่ละครั้งก็ได้เกิดปัญหาใกล้เคียงกันแต่ผลที่ควรระวังมากในการออกแบบก็คือกราวด์ ซึ่งการออกแบบ PCB พื้นที่บางจุดต้องการทางเดินสัญญาณที่สั้นที่สุดเราก็ต้องทำการวางตั้งอุปกรณ์ให้ใกล้กันเพื่อลดระยะทางสายวงจรให้สั้นลงแต่ถ้าเราไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้เราก็ทำการขยายสายวงจรให้เส้นมีขนาดให้สั้นเพื่อลดค่าอินดักแตนซ์ในสายวงจรลง กราวด์และ VCC ของวงจรก็เป็นทางเดินสัญญาณถ้าเราทำให้สายวงจรยาวขึ้นก็เกิดค่าอินดักแตนซ์ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในวงจรผลของสัญญาณรบกวนก็จะไปทำการรบกวนวงจรในภาคต่อไปด้วยซึ่งจากการทดลองต้องทำการแก้ปัญหาโดยต้องออกแบบ PCB ใหม่ กำหนดการวางตัวอุปกรณ์ใหม่ เพิ่มพื้นที่กราวด์ให้มากขึ้น บางจุดที่เป็นทางเดินสัญญาณก็วางอุปกรณ์ให้ใกล้กันมากที่สุด

จากการทดลองภาคส่ง ได้ทำการส่งสัญญาณโดยใช้ function Generator เป็นสัญญาณ Mod ที่ความถี่ 1KHz เข้าไปยังวงจรภาคส่ง สัญญาณที่ส่งออกไปมีการแอมป์ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่เป็นรูปร่างคงที่ได้ ทั้งที่วงจรเฟสล็อกถูกลบก็ได้ทำการล็อกของเวลาที่ส่งแล้วก็ตาม แต่สัญญาณก็ยังคงมีการแกว่งเกิดขึ้น (เสวอากาศยังไม่ได้ทำการแมทซ์) ซึ่งได้ทำการแมทซ์เสวอากาศสัญญาณที่ถูกคิมอดออกจากรูปร่างของสัญญาณผิดเพี้ยนไป และระยะทางในการส่งทำได้ไม่ไกลนัก ผลกระทบอีกอย่างหนึ่งในการทำภาคส่งก็คือ เมื่อเราทำการแมทซ์เสวอากาศจะมีผลส่งมียังภาค VCO ทำให้ภาค VCO เกิดการหลุดล็อก

หนังสืออ้างอิง

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

Best,Roland E.,”Phase – Lock Loop : Design,Simulation,and Applicatin 4 Cd”.Newyork: McGraw – Hill,C1999

RoBert C.DiXon,”Radio Receiver Desing”,Newyork:Marcel Dekker, Inc.,1988

www.qustink.com

www.mot-sps.com

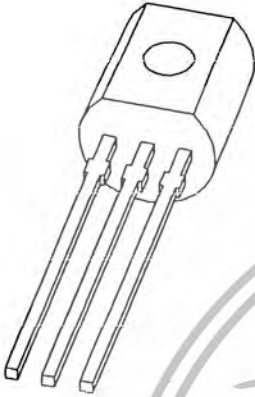




ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



MPSH10 NPN 1 GHz general purpose switching transistor

Product specification

1998 Aug 27

Supersedes data of September 1995

File under Discrete Semiconductors, SC14

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN 1 GHz general purpose switching transistor

MPSH10

FEATURES

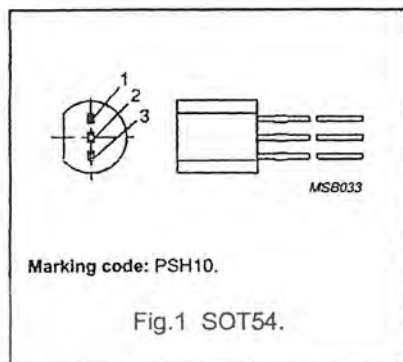
- Low cost
- High power gain.

DESCRIPTION

Silicon NPN general purpose transistor in a SOT54 (TO-92) package. PNP complement is the MPSH81.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	collector
2	emitter
3	base



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	–	30	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	25	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	3	V
P_{tot}	total power dissipation	$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$; note 1	–	1	W
T_j	junction temperature		–	150	$^\circ\text{C}$
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$	60	–	
C_{re}	collector-emitter feedback capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}$; $I_E = 0$; $f = 1\text{ MHz}$	–	0.7	pF
C_{rb}	collector-base feedback capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}$; $I_E = 0$; $f = 1\text{ MHz}$	0.35	0.65	pF
f_T	transition frequency	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$; $f = 100\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	650	–	MHz
τ_{bc}	collector-base time constant	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$; $f = 100\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	9	ps

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector lead, 4 mm from the body.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	–	30	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	25	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	3	V
I_C	collector current (DC)		–	40	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s = 25\text{ }^\circ\text{C}$; note 1	–	1	W
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		–	150	$^\circ\text{C}$

Note

1. T_s is the temperature at the soldering point of the collector lead, 4 mm from the body.

NPN 1 GHz general purpose switching transistor

MPSH10

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R_{thj-s}	thermal resistance from junction to soldering point	note 1	125	K/W
R_{thj-a}	thermal resistance from junction to ambient		250	K/W

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of the collector lead, 4 mm from the body.

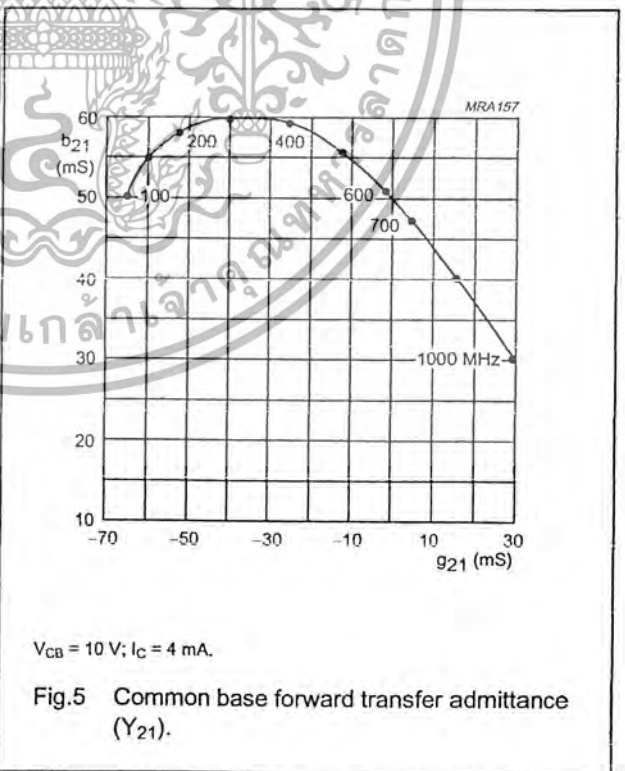
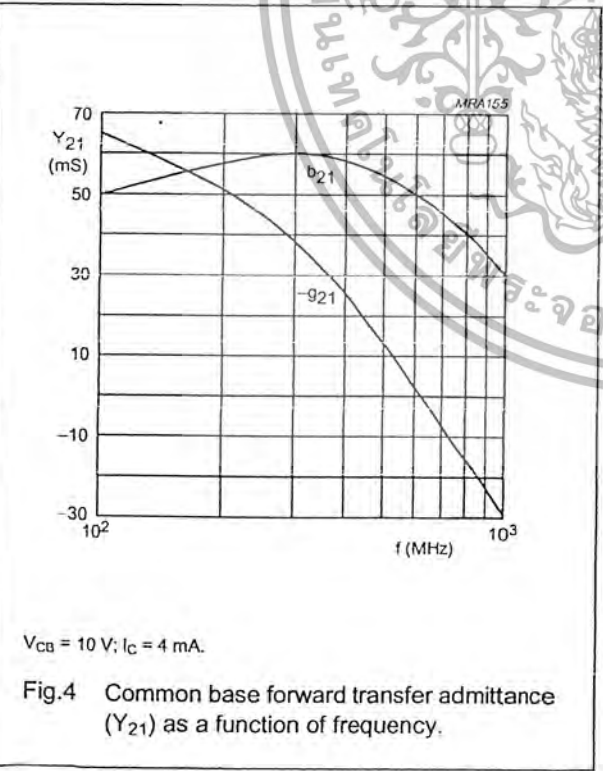
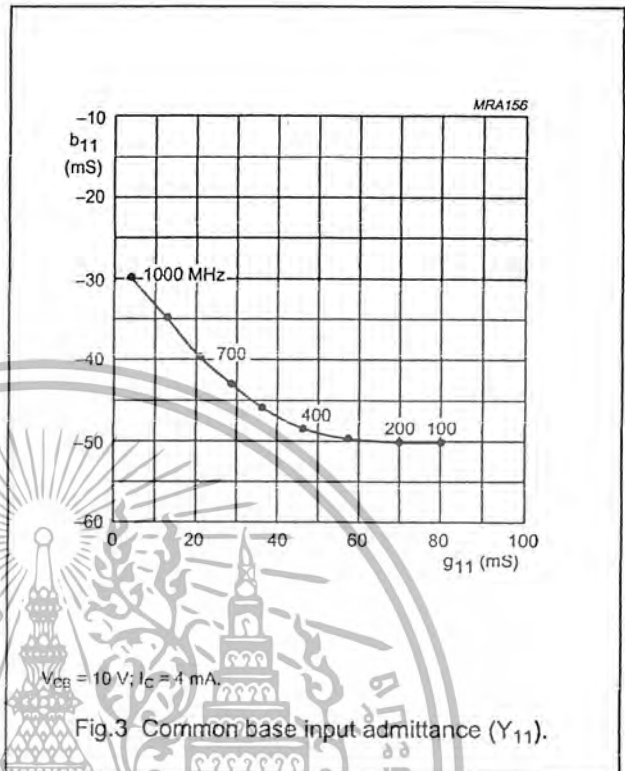
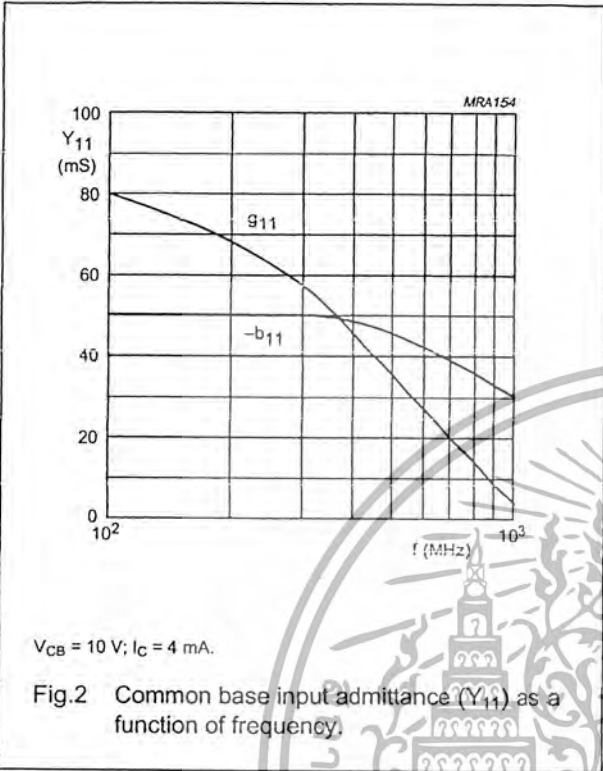
CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)CBO}$	collector-base breakdown voltage	open emitter; $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$; $I_E = 0$	30	–	V
$V_{(BR)CEO}$	collector-emitter breakdown voltage	open base; $I_C = 1\text{ mA}$; $I_B = 0$	25	–	V
$V_{(BR)EBO}$	emitter-base breakdown voltage	open collector; $I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$; $I_C = 0$	3	–	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 4\text{ mA}$; $I_B = 0.4\text{ mA}$	–	0.5	V
V_{BEon}	base-emitter ON voltage	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$	–	0.95	V
I_{CBO}	collector-base cut-off current	$V_{CB} = 25\text{ V}$; $I_E = 0$	–	100	nA
I_{EBO}	emitter-base cut-off current	$V_{CB} = 25\text{ V}$; $I_C = 0$	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$	60	–	
C_{re}	collector-emitter feedback capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}$; $I_E = I_C = 0$; $f = 1\text{ MHz}$	–	0.7	pF
C_{rb}	collector-base feedback capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}$; $I_C = I_C = 0$; $f = 1\text{ MHz}$	0.35	0.65	pF
f_T	transition frequency	$V_{CE} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$; $f = 100\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	650	–	MHz
τ_{bC}	collector-base time constant	$V_{CB} = 10\text{ V}$; $I_C = 4\text{ mA}$; $f = 100\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	9	ps

NPN 1 GHz general purpose switching transistor

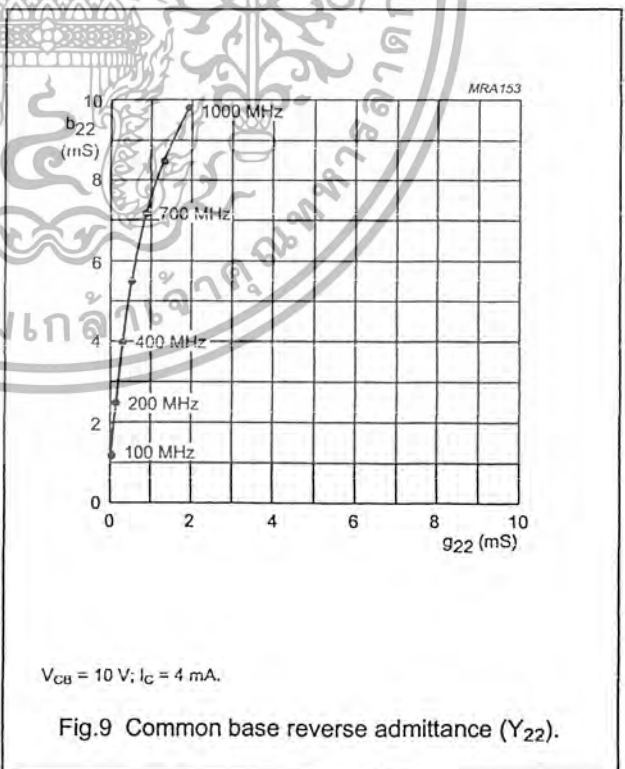
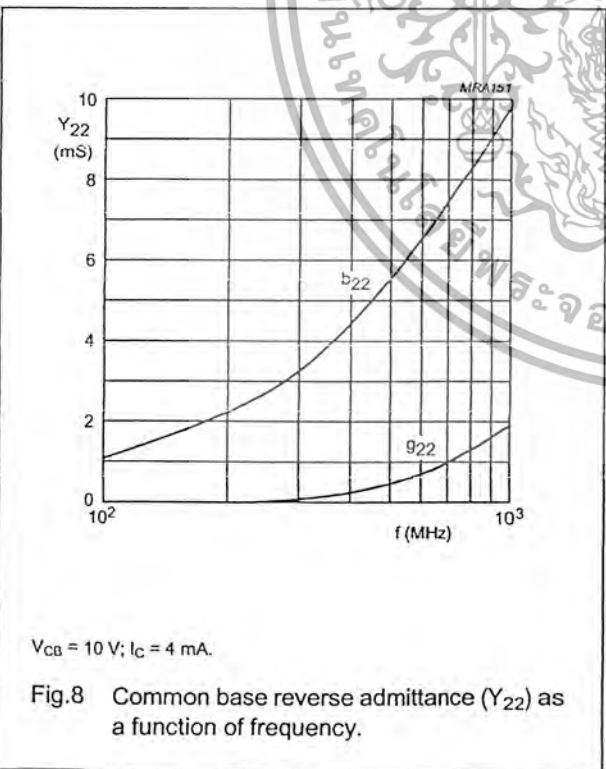
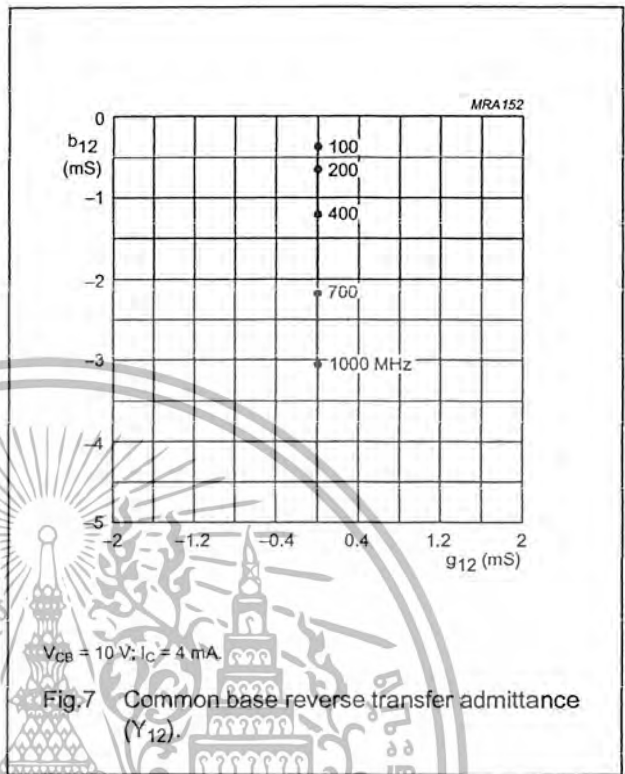
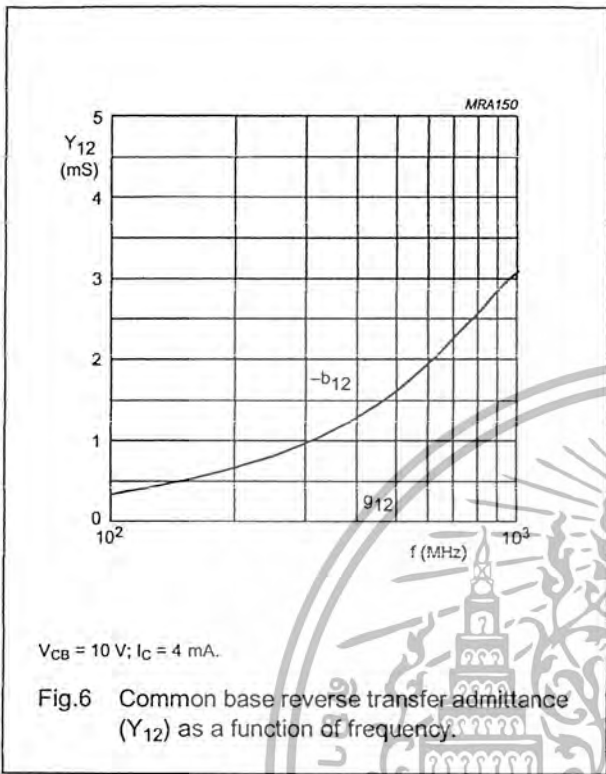
MPSH10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN 1 GHz general purpose switching transistor

MPSH10



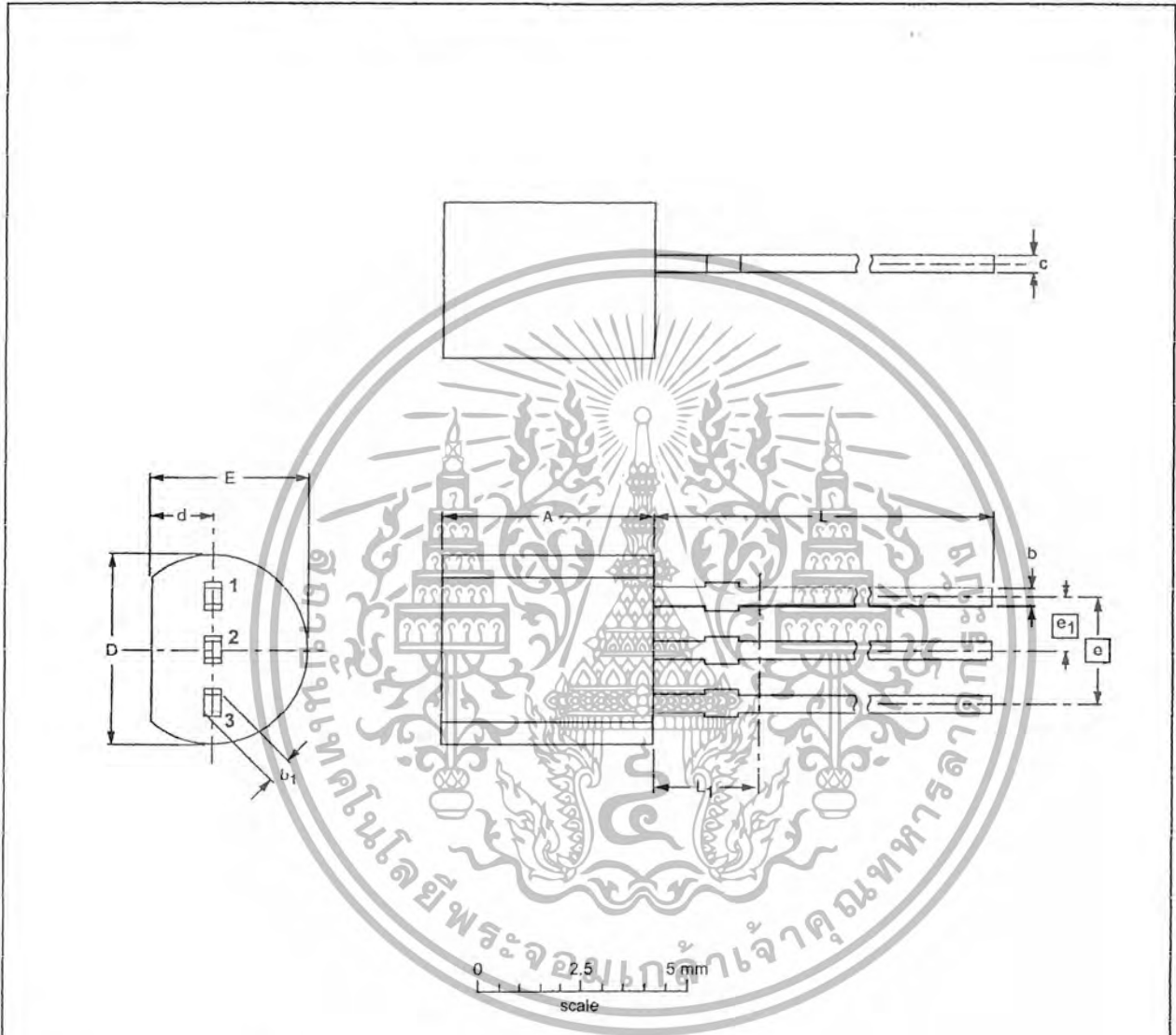
NPN 1 GHz general purpose switching transistor

MPSH10

PACKAGE OUTLINE

Plastic single-ended leaded (through hole) package; 3 leads

SOT54



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	b	b ₁	c	D	d	E	e	e ₁	L	L ₁ (¹)
mm	5.2 5.0	0.48 0.40	0.66 0.56	0.45 0.40	4.8 4.4	1.7 1.4	4.2 3.6	2.54	1.27	14.5 12.7	2.5

- Note
 1. Terminal dimensions within this zone are uncontrolled to allow for flow of plastic and terminal irregularities.

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT54		TO-92	SC-43		97-02-28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

60 MHz and 85 MHz Universal Programmable Dual PLL Frequency Synthesizers CMOS

The MC145162 is a dual phase-locked loop (PLL) frequency synthesizer especially designed for CT-1 cordless phone applications worldwide. This frequency synthesizer is also for any product with a frequency operation at 60 MHz or below.

The MC145162-1 is a high frequency derivative of the MC145162, for products with operating frequencies of 85 MHz or below.

The device features fully programmable receive, transmit, reference, and auxiliary reference counters accessed through an MCU serial interface. This feature allows this device to operate in any CT-1 cordless phone application. The device consists of two independent phase detectors for transmit and receive loops. A common reference oscillator, driving two independent reference frequency counters, provides independent reference frequencies for transmit and receive loops. The auxiliary reference counter allows the user to select an additional reference frequency for receive and transmit loops if required.

- Operating Voltage Range: 2.5 to 5.5 V
- Operating Temperature Range: -40 to +75°C
- Operating Power Consumption: 3.0 mA @ 2.5 V
- Maximum Operating Frequency:
 - MC145162 — 60 MHz @ 200 mV p-p, V_{DD} = 2.5 V
 - MC145162-1 — 85 MHz @ 250 mV p-p, V_{DD} = 2.5 V
- Three or Four Pins Used for Serial MCU Interface
- Built-In MCU Clock Output with Frequency of Reference Oscillator $\div 3/\div 4$
- Power Saving Mode Controlled by MCU
- Lock Detect Signal
- On-Chip Reference Oscillator Supports External Crystals to 16.0 MHz
- Reference Frequency Counter Division Range: 16 to 4095
- Auxiliary Reference Frequency Counter Division Range: 16 to 16,383
- Transmit Counter Division Range: 16 to 65,535
- Receive Counter Division Range: 16 to 65,535

MC145162 MC145162-1



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648

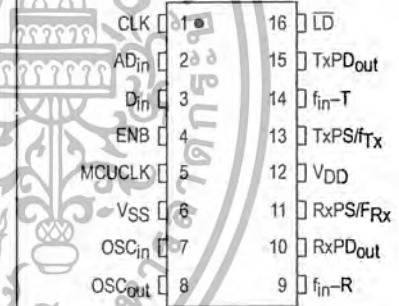


D SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751B

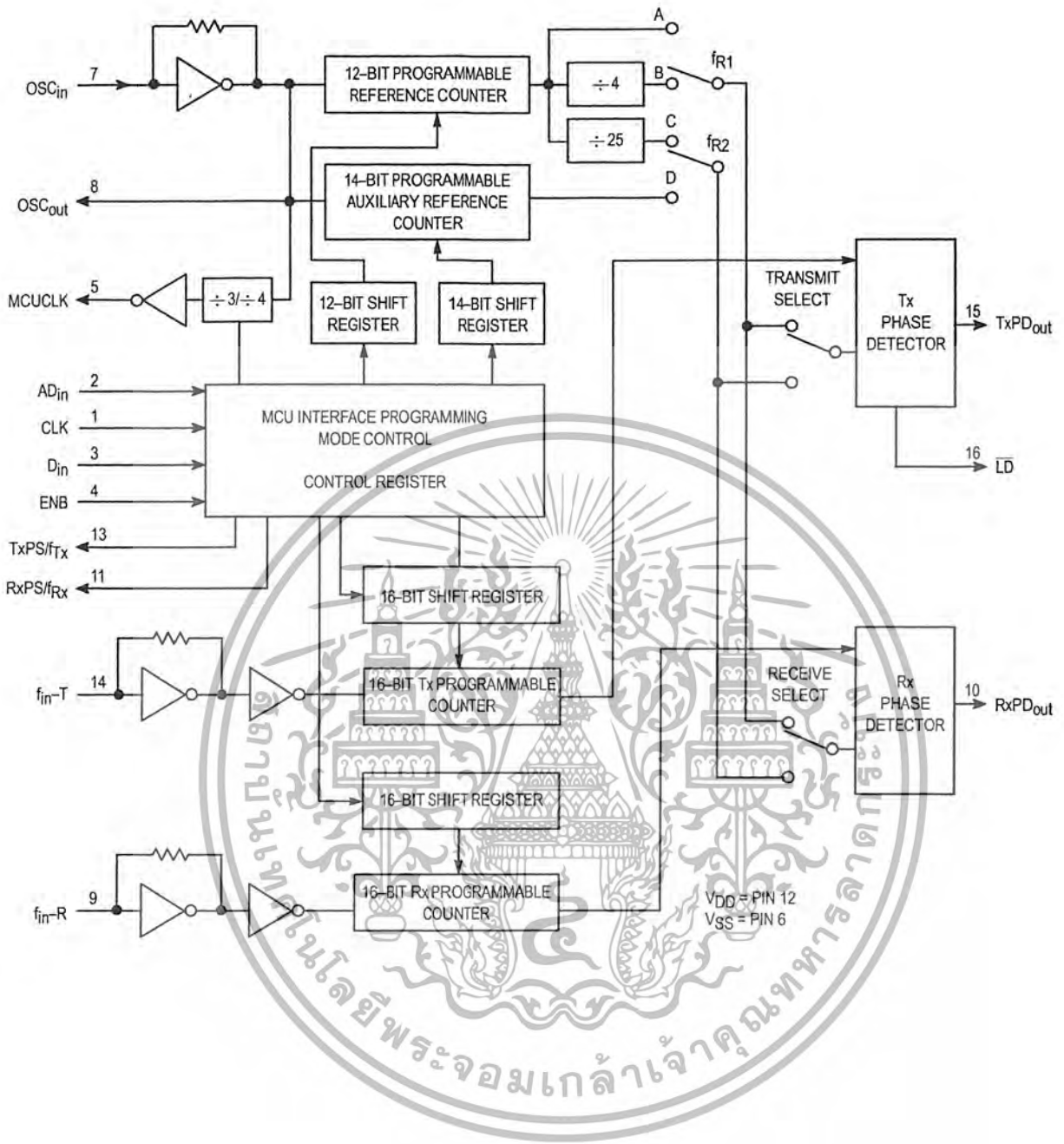
ORDERING INFORMATION

MC145162P	Plastic DIP
MC145162D	SOG Package
MC145162P1	Plastic DIP
MC145162D1	SOG Package

PIN ASSIGNMENT



BLOCK DIAGRAM



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

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

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

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

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

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

Symbol	Characteristic	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit
			Min	Max	
V _{DD}	Power Supply Voltage Range	—	2.5	5.5	V
V _{OL}	Output Voltage (I _{out} = 0)	0 Level	2.5	—	V
			5.5	—	
V _{OH}	(V _{in} = V _{DD} or 0)	1 Level	2.5	—	
			5.5	—	
V _{IL}	Input Voltage (V _{out} = 0.5 V or V _{DD} - 0.5 V)	0 Level	2.5	—	V
			5.5	—	
V _{IH}		1 Level	2.5	—	
			5.5	—	
I _{OH}	Output Current (V _{out} = 2.2 V V _{out} = 5.0 V)	Source	2.5	—	mA
			5.5	—	
I _{OL}	(V _{out} = 0.3 V V _{out} = 0.5 V)	Sink	2.5	—	
			5.5	—	
I _{IL}	Input Current (V _{in} = 0)	OSC _{in} , f _{in-T} , f _{in-R}	2.5	—	μA
			5.5	—	
		AD _{in} , CLK, D _{in} , ENB	2.5	—	
			5.5	—	
I _{IH}	(V _{in} = V _{DD} - 0.5)	OSC _{in} , f _{in-T} , f _{in-R}	2.5	—	30
			5.5	—	
		AD _{in} , CLK, D _{in} , ENB	2.5	—	
			5.5	—	
I _{OZ}	Three-State Leakage Current (V _{out} = 0 V or 5.5 V)	5.5	—	± 100	nA
C _{in}	Input Capacitance	—	—	8.0	pF
C _{out}	Output Capacitance	—	—	8.0	pF
I _{DD} (stdby)	Standby Current (All Counters are in Power-Down Mode with Oscillator On)	2.5	—	0.3	mA
		5.5	—	1.5	
I _{DD}	Operating Current MC145162: 200 mV p-p input at f _{in-T} and f _{in-R} = 60 MHz MC145162-1: 250 mV p-p input at f _{in-T} and f _{in-R} = 85 MHz with OSC = 10.24 MHz	2.5	—	3.0	mA
		5.5	—	10	

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $C_L = 50\text{ pF}$)

Symbol	Characteristic	Figure No.	V _{DD}	Guaranteed Limit		Unit	
				Min	Max		
t _{TLH}	Output Rise Time	1	2.5 5.5	— —	200 100	ns	
t _{THL}	Output Fall Time	1	2.5 5.5	— —	200 100	ns	
t _r , t _f	Input Rise and Fall Time	OSC _{in}	2	2.5 5.5	— —	5.0 4.0	μs
t _w	Input Pulse Width	CLK and ENB	3	2.5 5.5	80 60	— —	ns
f _{max}	Input Frequency Input = Sine Wave @ ≥ 200 mV p-p for MC145162 Input = Sine Wave @ ≥ 250 mV p-p for MC145162-1	OSC _{in} f _{in-R} , f _{in-T} f _{in-R} , f _{in-T}		2.5 – 5.5 2.5 – 5.5 2.5 – 5.5	— — —	16 60 85	MHz
t _{st}	Minimum Start-Up Time					10	ms
t _{su}	Setup Time	DATA to CLK ENB to CLK	5	2.5 5.5	100 200	— —	ns
t _h	Hold Time	CLK to DATA	5	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t _{rec}	Recovery Time	ENB to CLK	5	3.0 5.0	80 40	— —	ns
t _{su1}	Setup Time	ENB to CLK	4	2.5 – 5.5	80	—	ns
t _{h1}	Hold Time	CLK to ENB	4	2.5 – 5.5	600	—	ns
f	Phase Detector Frequency				dc	12.5	kHz
f _{MCUCLK}	Output Clock Frequency (OSC _{in} ÷ 3)	MCUCLK			dc	5.33	MHz



SWITCHING WAVEFORMS



Figure 1.



Figure 2.

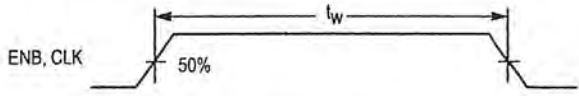


Figure 3.

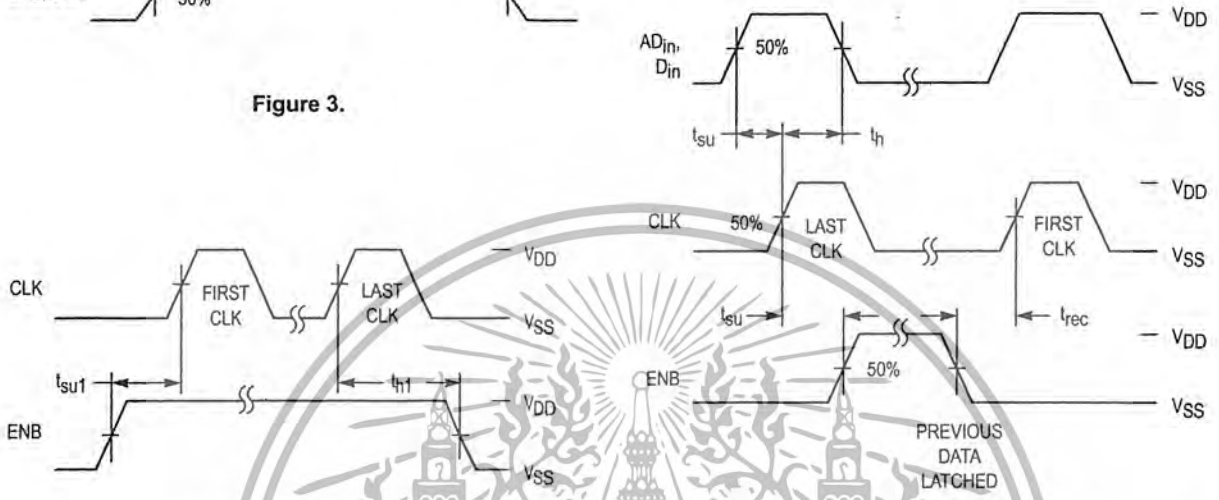


Figure 4. ENB High During Serial Transfer

Figure 5. ENB Low During Serial Transfer

PIN DESCRIPTIONS

INPUT PINS

OSC_{in} / OSC_{out} Reference Oscillator Input/Output (Pins 7, 8)

These pins form a reference oscillator when connected to an external parallel-resonant crystal. Figure 6 shows the relationship of different crystal frequencies and reference frequencies for cordless phone applications in various countries. OSC_{in} may also serve as input for an externally generated reference signal which is typically ac coupled.

MCUCLK System Clock (Pin 5)

This output pin provides a signal of the crystal frequency (OSC_{out}) divided by 3 or 4 that is controlled by a bit in the control register.

This signal can be a clock source for the MCU or other system clocks.

AD_{in}, D_{in}, CLK, ENB Auxiliary Data In, Data In, Clock, Enable (Pins 2, 3, 4)

These four pins provide an MCU serial interface for programming the reference counter, the transmit-channel counter, and the receive-channel counter. They also provide various controls of the PLL including the power saving mode and the programming format.

TxPS/f_{Tx}, RxPS/f_{Rx} Transmit Power Save, Receive Power Save (Pins 13, 11)

For a normal application, these output pins provide the status of the internal power saving mode operation. If the transmit-channels counter circuitry is in power down mode, TxPS/f_{Tx} outputs a high state. If the receive-channels counter circuitry is in power down mode, RxPS/f_{Rx} is set high. These outputs can be applied for controlling the external power switch for the transmitter and the receiver to save MCU control pins.

In the Tx/Rx channel counter test mode, the TxPS/f_{Tx} and RxPS/f_{Rx} pins output the divided value of the transmit channel counter (f_{Tx}) and the receive channel counter (f_{Rx}), respectively. This test mode operation is controlled by the

control register. Details of the counter test mode are in the Tx/Rx Channel Counter Test section of this data sheet.

f_{in-T}/f_{in-R} Transmit/Receive Counter Inputs (Pins 14, 9)

f_{in-T} and f_{in-R} are inputs to the transmit and the receive counters, respectively. These signals are typically driven from the loop VCO and ac coupled. The minimum input signal level is 200 mV p-p @ 60.0 MHz.

OUTPUT PINS

TxPD_{out}/RxPD_{out} Transmit/Receive Phase Detector Outputs (Pins 15, 10)

These are three-state outputs of the transmit and receive phase detectors for use as loop error signals (see Figure 7 for phase detector output waveforms). Phase detector gain is V_{DD}/4 π volts per radian.

Frequency f_v > f_R or f_v leading: output = negative pulse.

Frequency f_v < f_R or f_v lagging: output = positive pulse.

Frequency f_v = f_R and phase coincidence: output = high-impedance state.

NOTE: f_R is the divided-down reference frequency at the phase detector input and f_v is the divided-down VCO frequency at the phase detector input.

LD Lock Detect (Pin 16)

The lock detect signal is associated with the transmit loop. The output at a high level indicates an out-of-lock condition (see Figure 7 for the LD output waveform).

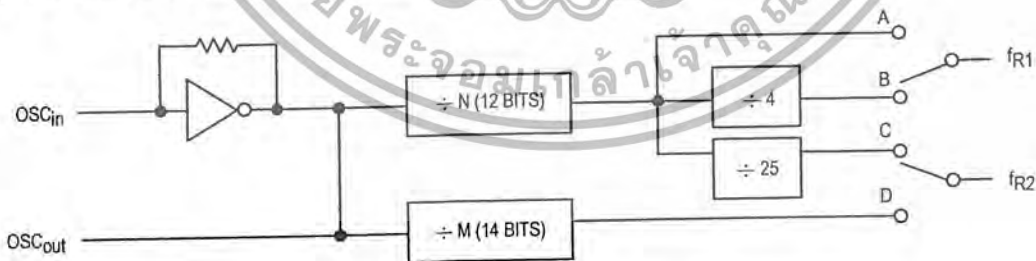
POWER SUPPLY

V_{DD} Positive Power Supply (Pin 12)

V_{DD} is the most positive power supply potential ranging from 2.5 to 5.5 V with respect to V_{SS}.

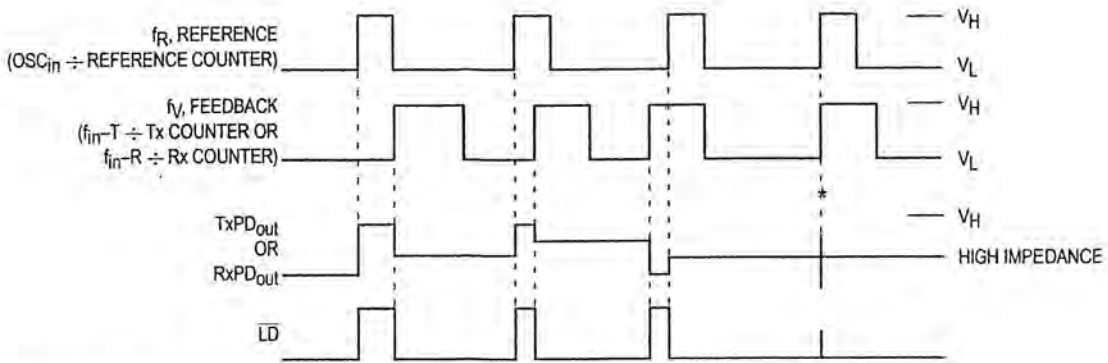
V_{SS} Negative Power Supply (Pin 6)

V_{SS} is the most negative supply potential and is usually connected to ground.



Crystal	÷ N Value	f _{R1} →B	f _{R2} →C
11.150 MHz	446	6.25 kHz	1.0 kHz
11.150 MHz	223	12.5 kHz	
10.240 MHz	512	5.0 kHz	
12.000 MHz	600	5.0 kHz	

Figure 6. Reference Frequencies for Cordless Phone Applications of Various Countries



V_H = High voltage level.

V_L = Low voltage level.

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

NOTE: The TxPD_{out} and RxPD_{out} generate error pulses during out-of-lock conditions. When locked in phase and frequency, the output is high impedance and the voltage at that pin is determined by the low-pass filter capacitor.

Figure 7. Phase Detector/Lock Detector Output Waveforms

MCU PROGRAMMING SCHEME

The MCU programming scheme is defined in two formats controlled by the ENB input. If the enable signal is high during the serial data transfer, control register/reference frequency programming is selected. If the ENB is low, programming of the transmit and receive counters is selected. During programming of the transmit and receive counters, both AD_{in} and D_{in} pins can input the data to the transmit and receive counters. Both counters' data is clocked into the PLL internal shift register at the leading edge of the CLK signal. It is not necessary to reprogram the reference frequency counter/control register when using the enable signal to program the transmit/receive channels.

In programming the control register/reference frequency scheme, the most significant bit (MSB) of the programming word identifies whether the input data is the control word or the reference frequency data word. If the MSB is 1, the input data is the control word (Figure 8). Also see Figure 8 and Table 1 for control register and bit function. If the MSB is 0, the input data is the reference frequency (Figure 9).

The reference frequency data word is a 32-bit word containing the 12-bit reference frequency data, the 14-bit auxiliary reference frequency counter information, the reference frequency selection plus, the auxiliary reference frequency counter enable bit (Figure 9).

If the AUX REF ENB bit is high, the 14-bit auxiliary reference frequency counter provides an additional phase reference frequency output for the loops. If AUX REF ENB bit is low, the auxiliary reference frequency counter is forced into

power-down mode for current saving. (Other power down modes are also provided through the control register per Table 2 and Figure 8.) At the falling edge of the ENB signal, the data is stored in the registers.

There are two interfacing schemes for the universal channel mode: the three-pin and the four-pin interfacing schemes. The three-pin interfacing scheme is suited for use with the MCU SPI (serial peripheral interface) (Figure 10), while the four-pin interfacing scheme is commonly used for general I/O port connection (Figure 11).

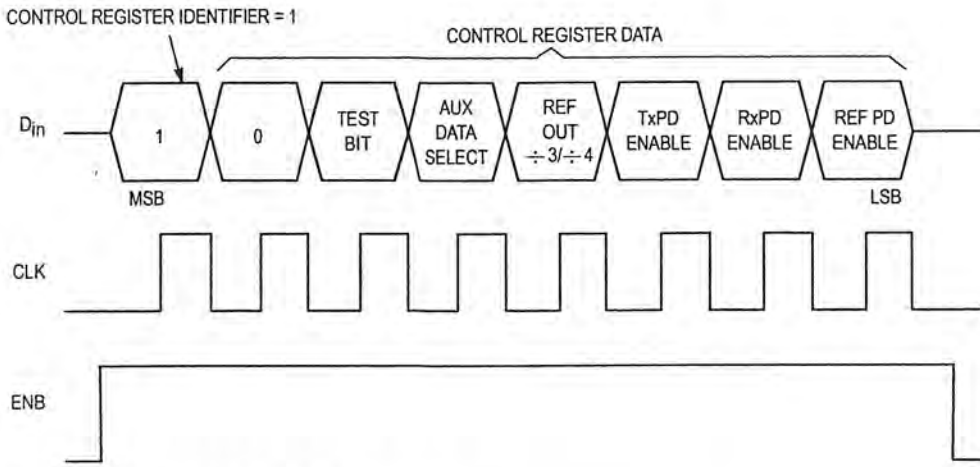
For the three-pin interfacing scheme, the auxiliary data select bit is set to 0. All 32 bits of data, which define both the 16-bit transmit counter and the 16-bit receive counter, latch into the PLL internal register through the data in pins at the leading edge of CLK. See Figures 12 and 13.

For the four-pin interfacing scheme, the auxiliary data select bit is set to 1. In this scheme, the 16-bit transmit counter's data enters into the AD_{in} pin at the same time as the 16-bit receive counter's data enters into the D_{in} pin. This simultaneous entry of the transmit and receive counters causes the programming period of the four-pin scheme to be half that of the three-pin scheme (see Figures 14 and 15).

While programming Tx/Rx Channel Counter, the ENB pin must be pulsed to provide falling edge to latch the shifted data after the rising edge of the last clock. Maximum data transfer rate is 500 kbps.

NOTE

10 ms should be allowed for initial start-up time for the oscillator to allow all registers to clear and enable programming of new register values.



NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

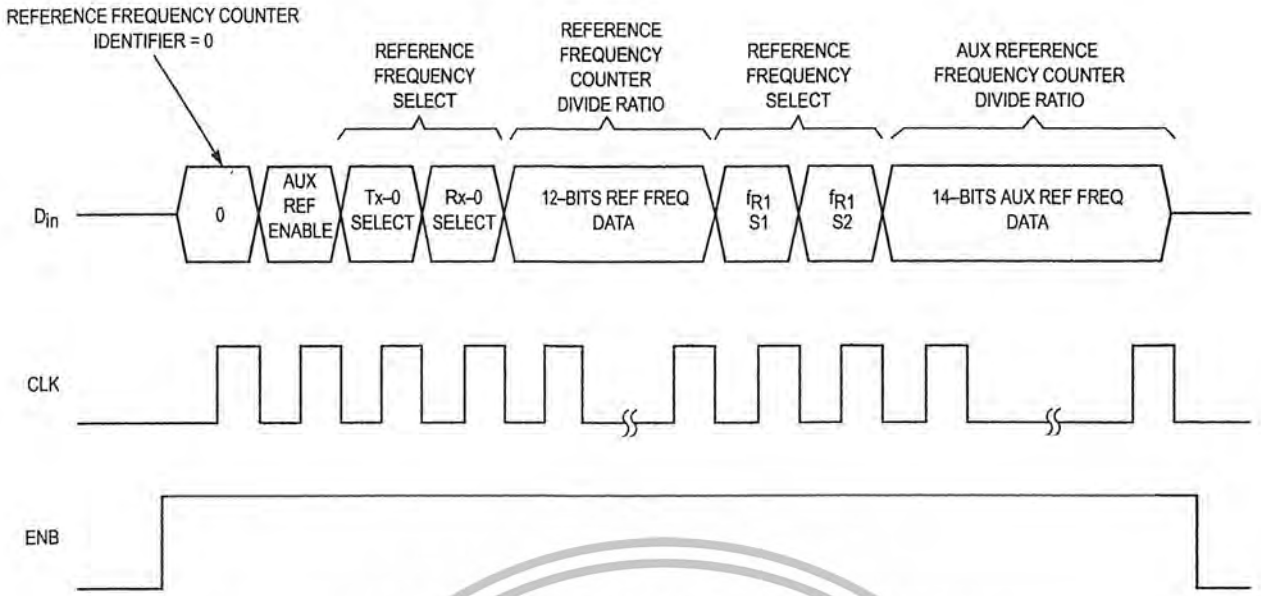
Figure 8. Programming Format of the Control Register

Table 1. Control Register Function Bits Description

Test Bit	Set to 1 for Tx/Rx channel counter test mode Set to 0 for normal application
Aux Data Select	Set to 1 for both AD _{in} and D _{in} pins inputting the transmit 16-bits data and receive 16-bits data respectively. Set to 0 for normal application interfacing with MCU serial peripheral interface. Does not use AD _{in} pin; tie AD _{in} to VSS.
REF _{out} ÷ 3/÷ 4	If set to 1, REF _{out} output frequency is equal to OSC _{out} ÷ 3. If set to 0, REF _{out} output is OSC _{out} ÷ 4.
TxPD Enable	If set to 1, the transmit counter, transmit phase detector, and the associated circuitry is in power-down mode. Tx PS/f _{Tx} is set "High".
RxPD Enable	If set to 1, the receive counter, receive phase detector, and the associated circuitry is in power-down mode. Rx PS/f _{Rx} is set "High".
Ref PD Enable	If set to 1, both 12-bit and 14-bit reference frequency counters are in power-down mode.

Table 2. Control Register Power Down Bits Function

TxPD Enable	RxPD Enable	REF PD Enable	Tx-Channel Counter	Rx-Channel Counter	Reference Frequency Counter
0	0	0	—	—	—
0	0	1	—	—	Power Down
0	1	0	—	Power Down	—
0	1	1	—	Power Down	Power Down
1	0	0	Power Down	—	—
1	0	1	Power Down	—	Power Down
1	1	0	Power Down	Power Down	—
1	1	1	Power Down	Power Down	Power Down



NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 9. Programming Format of the Auxiliary/Reference Frequency Counters

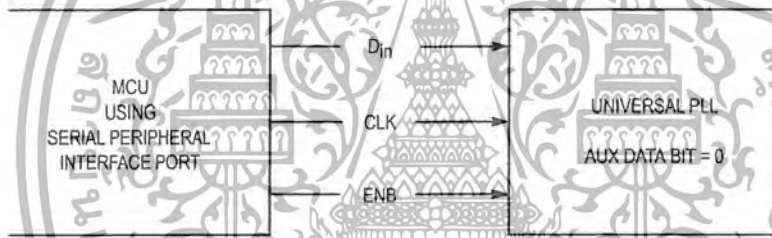


Figure 10. MCU Interface Using SPI

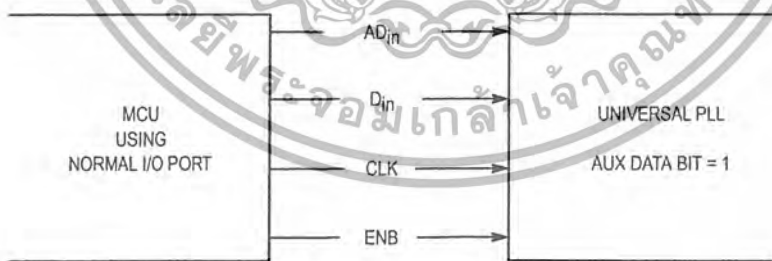
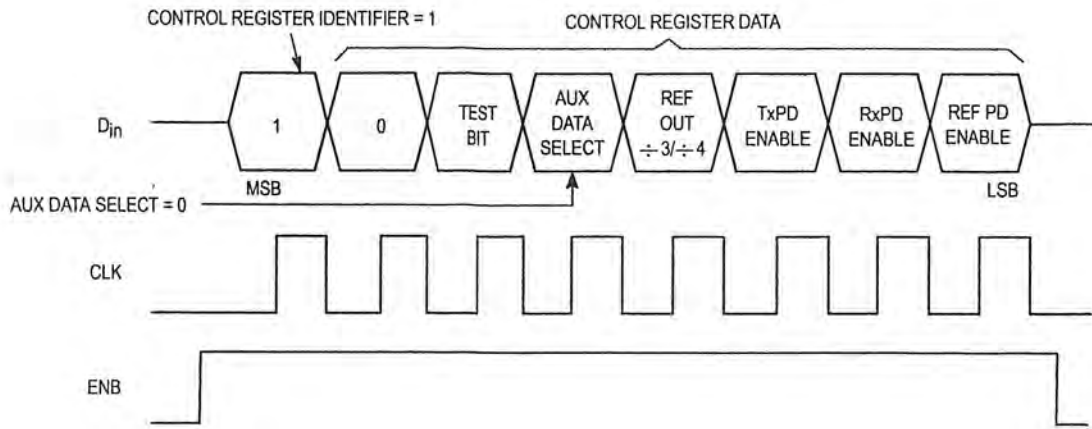
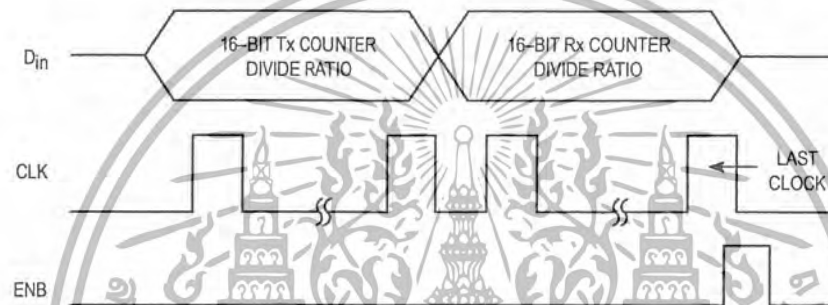


Figure 11. MCU Interface Using Normal I/O Ports with Both D_{in} and AD_{in} for Faster Programming Time



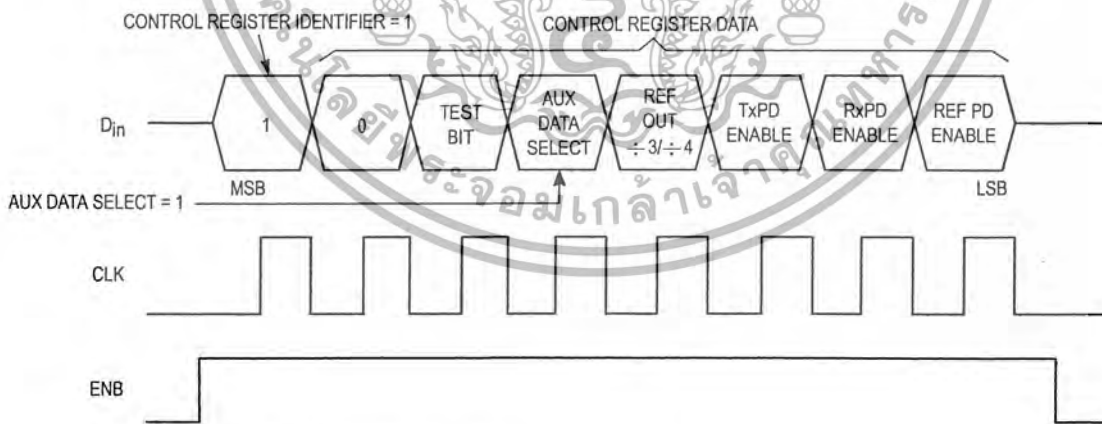
NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 12. Programming Format for Control Register (3-Pin Interfacing Scheme)



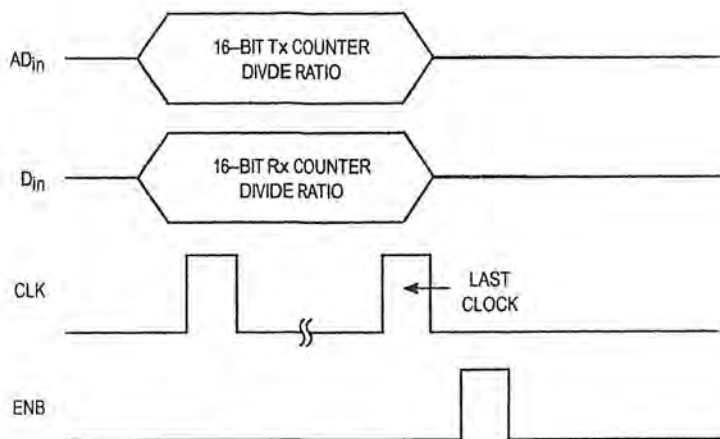
NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

Figure 13. Programming Format for Transmit and Receive Counters (3-Pin Interfacing Scheme)



NOTE: ENB must be high during the serial transfer.

Figure 14. Programming Format for Control Register (4-Pin Interfacing Scheme)



NOTE: ENB must be low during the serial transfer.

Figure 15. Programming Format for Transmit and Receive Counters (4-Pin Interfacing Scheme)

Table 3. Global CT-1 Reference Frequency Setting vs Channel Frequencies

Country	Channels Frequency	f _{R1}	f _{R2}
U.S.A.	46/49 MHz (10, 15, 25 Channels)	5.0 kHz	—
France	26/41 MHz	6.25 kHz/12.5 kHz	—
Spain	31/41 MHz	5.0 kHz	—
Australia	30/39 MHz	5.0 kHz	—
U.K.	1.7/47 MHz	6.25 kHz	1.0 kHz
New Zealand	1.7/34/40 MHz	6.25 kHz	1.0 kHz

REFERENCE FREQUENCY SELECTION AND PROGRAMMING

Figure 16 shows the bit function of the reference frequency programming word. The user can either select the "fixed" reference frequency for all channels accordingly or provide a specific reference frequency for a particular channel by using two reference frequency counters (e.g., for an application in France, the base set transmit channel common fixed reference frequency is 6.25 kHz or 12.5 kHz). (See Table 3 and Figure 6 for reference frequencies for various countries.) However, transmit channels 6, 8, and 14 can be set to 25 kHz, and channel 8 reference frequency can be set to 50 kHz. But this reference frequency may not be applied to the receiving side; therefore, the receiving side reference frequency must be generated by another reference frequency counter. The higher the reference frequency, the better the phase noise performance and faster the lock time, but the PLL consumes more current if both reference frequency counters are in operation.

In general, the 12-bit reference frequency counter plus the $\div 4$ and $\div 25$ module can offer all the reference frequencies

for global CT-1 transmit and receive channel requirements. Users can select their own reference frequency by introducing the additional 14-bit auxiliary reference frequency counter.

Again, the 14-bit auxiliary reference frequency counter can be shut down by the auxiliary reference enable bit in the reference counter programming word by setting the bit to 0. At this state, the f_{R2} is automatically connected to point C (the $\div 25$ block output), and f_{R1} can be connected to point A or B by setting the f_{R1}-S1 and f_{R1}-S2 bits in the reference counter program word. The 14-bit auxiliary reference frequency counter data will be in "Don't Care" state.

If the 14-bit auxiliary reference frequency counter is enabled (auxiliary reference enable = 1), then f_{R2} is automatically connected to point D (14-bit counter output), and f_{R1} can be selected to connect to point A, B, or C, depending on the bit setting of f_{R1}-S1 and f_{R1}-S2.

Table 4 and Figure 16 describe the functions of the auxiliary reference enable bit and the f_{R1}-S1 and f_{R1}-S2 bits selection.

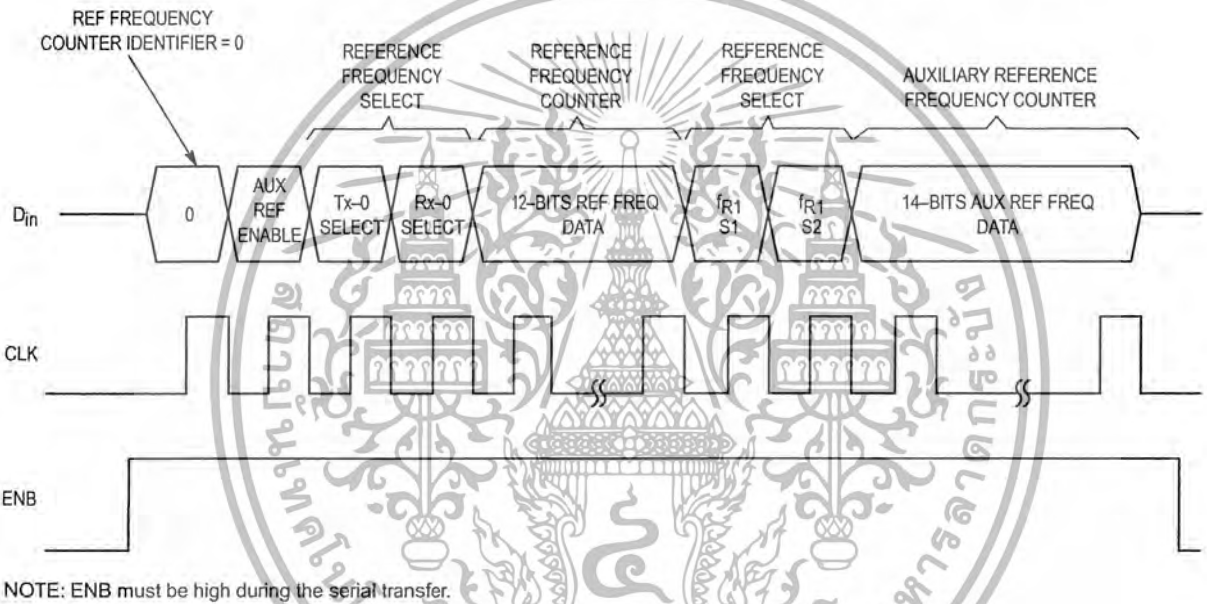
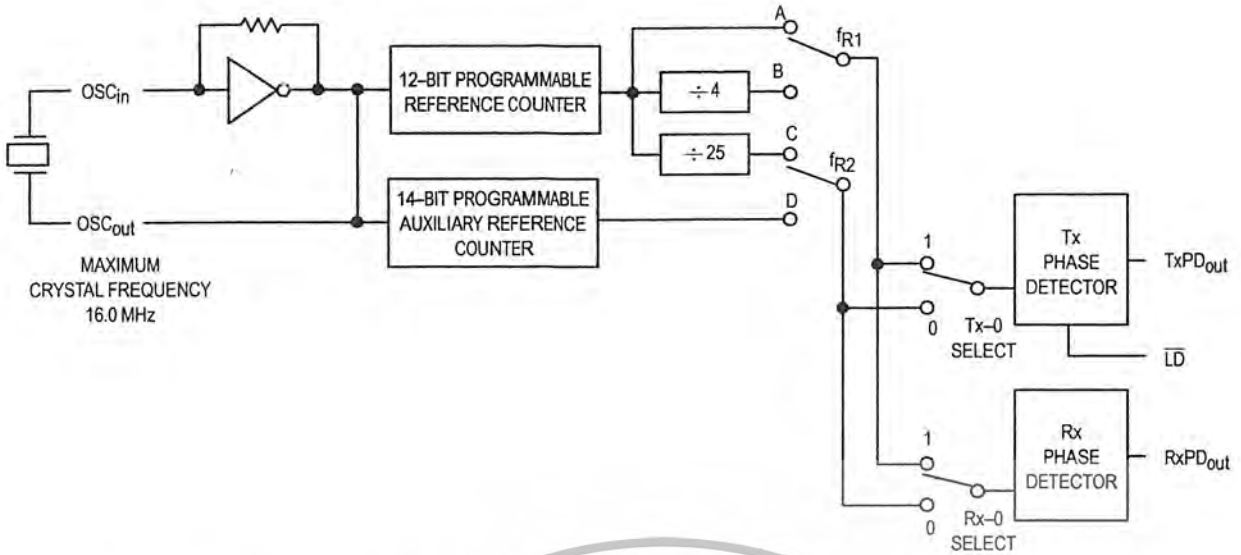


Figure 16. Reference Frequency Counter/Selection Programming Mode

Table 4. Bit Function and the Reference Frequency Selection Bit Setting of the Reference Frequency Counter Programming Word

AUX REF Enable	Auxiliary Reference Frequency Counter Mode	Module Select	f _{R1} S1	f _{R1} S2	f _{R1} Routing
0	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Disable	f _{R2} → C	0	0	N/A
			0	1	f _{R1} → A
			1	0	f _{R1} → B
			1	1	N/A
1	14-Bit Auxiliary Reference Frequency Counter Enable	f _{R2} → D	0	0	N/A
			0	1	f _{R1} → A
			1	0	f _{R1} → B
			1	1	f _{R1} → C

N/A = Not Applicable

POWER SAVING OPERATION

This PLL has a programmable power-saving scheme. The transmit and receive counters and the reference frequency counter can be powered down individually by setting the TxPD enable, RxPD enable, and Ref PD enable bits of the control register. The functions of the power down control bits are explained in Table 2 and the programming format is in Figure 8.

The output pins TxPS/f_{Tx} and RxPS/f_{Rx} output the status of the internal power saving setting. If the bit TxPD enable is set "high" (transmit counter is set to power-down mode), then the TxPS/f_{Tx} pin will also output a "high" state. This TxPS/f_{Tx} output can control an external power switch to switch off the transmitter, as shown in Figure 17. This scheme can be applied to the RxPS/f_{Rx} output to control the receiver power saving operation as required.

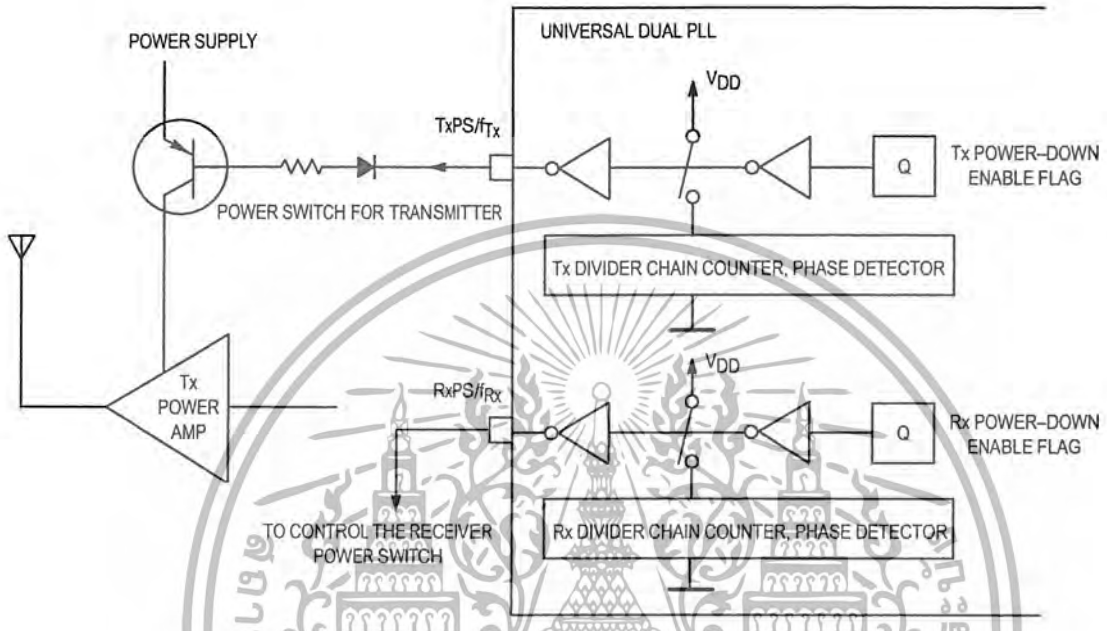


Figure 17. TxPS/f_{Tx} and RxPS/f_{Rx} Outputs to Control Power Switches of the Transmitter and the Receiver

Tx/Rx CHANNEL COUNTER TEST

In normal applications, the TxPS/f_{Tx} and the RxPS/f_{Rx} output pins indicate the power saving mode status. However, the user can examine the Tx and Rx channel counter outputs by setting the Test bit in the control register to 1. The final value

of the transmit-channel counter and the receive-channel counter multiplex out to TxPS/f_{Tx} and RxPS/f_{Rx} respectively. The user can verify the divided-down output waveform associated with the RF input level in the PLL circuitry implementation (Figure 18).

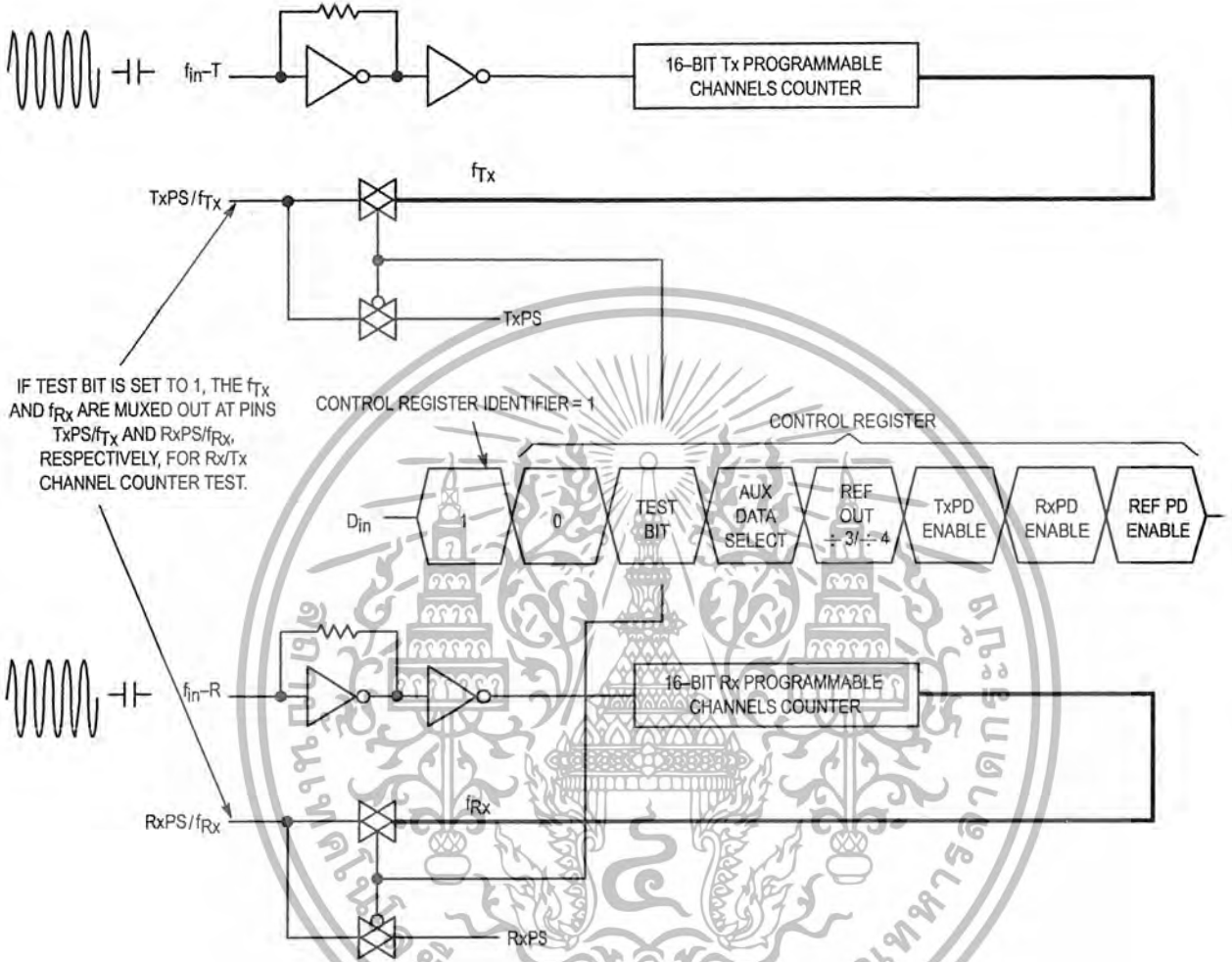


Figure 18. RF Buffer Sensitivity

Advance Information

Dual PLLs for 46/49 MHz

Cordless Telephones

CMOS

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

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

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

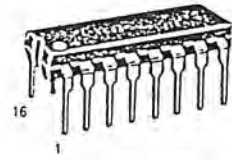
• Two Versions:

MC145168 — Up to 15-Channel ROM with 4-Bit Binary Code Input for Channel Pair Selection

MC145169 — Up to 15-Channel ROM with Serial Interface for Channel Pair Selection

- Custom 20-Channel ROM Versions of the MC145169 are Possible; Consult Factory

MC145168
MC145169



P SUFFIX
PLASTIC DIP
CASE 648



DW SUFFIX
SOG PACKAGE
CASE 751G

ORDERING INFORMATION

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

PIN ASSIGNMENTS

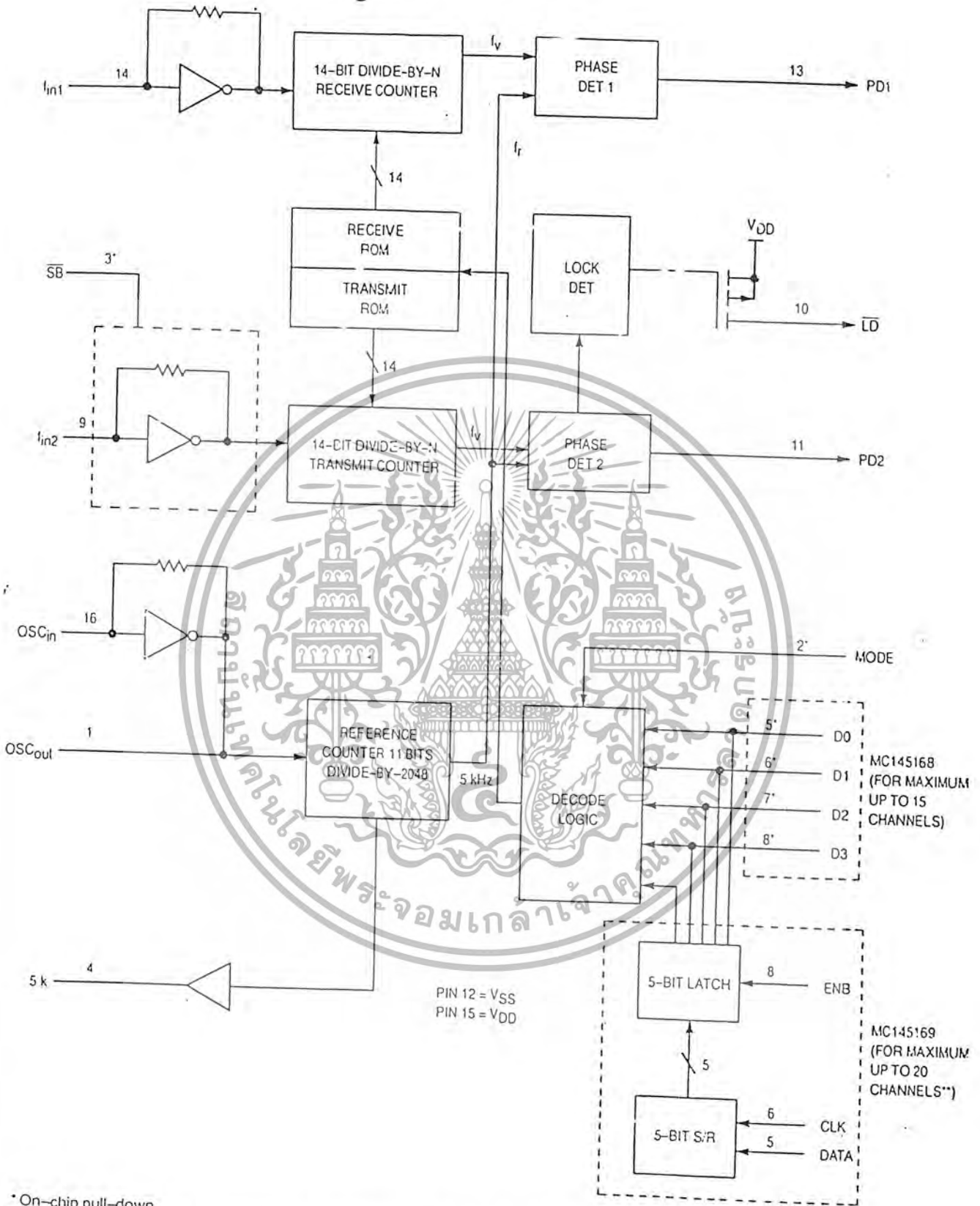


NC = NO CONNECTION

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BLOCK DIAGRAM



* On-chip pull-down.

** The standard MC145168 is 15 channels; see Tables 1 and 2. Custom versions up to 20 channels are possible.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Handset Frequencies of Each Corresponding Channel in a 46/49 MHz Cordless Phone for the Korean Market

Channels					RX Freq (MHz)	Receive (Note 3)		TX Freq (MHz)	Transmit		Mode
D3	D2	D1	D0	CH#		f_{in1} (MHz)	$\div N$		f_{in2} (MHz)	$\div N$	
0	0	0	1	1	46.610	35.915	7183	49.670	49.670	9934	0
0	0	1	0	2	46.630	35.935	7187	49.845	49.845	9969	0
0	0	1	1	3	46.670	35.975	7195	49.860	49.860	9972	0
0	1	0	0	4	46.710	36.015	7203	49.770	49.770	9954	0
0	1	0	1	5	46.730	36.035	7207	49.875	49.875	9975	0
0	1	1	0	6	46.770	36.075	7215	49.830	49.830	9966	0
0	1	1	1	7	46.830	36.135	7227	49.890	49.890	9978	0
1	0	0	0	8	46.870	36.175	7235	49.930	49.930	9986	0
1	0	0	1	9	46.930	36.235	7247	49.990	49.990	9998	0
1	0	1	0	10	46.970	36.275	7255	49.970	49.970	9994	0
1	0	1	1	11	46.510	35.815	7153	49.695	49.695	9939	0
1	1	0	0	12	46.530	35.835	7167	49.710	49.710	9942	0
1	1	0	1	13	46.550	35.855	7171	49.725	49.725	9945	0
1	1	1	0	14	46.570	35.875	7175	49.740	49.740	9948	0
1	1	1	1	15	46.590	35.895	7179	49.755	49.755	9951	0

NOTES:

- 0 = logic low, 1 = logic high.
- Power-up and illegal inputs are defaulted to channel 1 in the MC145169. Illegal inputs are defaulted to channel 1 in MC145168.
- First IF frequency of receive is 10.695 MHz; second IF is 455 kHz.
- $\div N = (f_{in}/f_{ref})$ where f_{in} is the VCO frequency and f_{ref} is the reference frequency (5.0 kHz).

Table 2. Base Frequencies of Each Corresponding Channel in a 46/49 MHz Cordless Phone for the Korean Market

Channels					RX Freq (MHz)	Receive (Note 3)		TX Freq (MHz)	Transmit		Mode
D3	D2	D1	D0	CH#		f_{in1} (MHz)	$\div N$		f_{in2} (MHz)	$\div N$	
0	0	0	1	1	49.670	38.975	7795	46.610	46.610	9322	1
0	0	1	0	2	49.845	39.150	7830	46.630	46.630	9326	1
0	0	1	1	3	49.860	39.165	7833	46.670	46.670	9334	1
0	1	0	0	4	49.770	39.075	7815	46.710	46.710	9342	1
0	1	0	1	5	49.875	39.180	7836	46.730	46.730	9346	1
0	1	1	0	6	49.830	39.135	7827	46.770	46.770	9354	1
0	1	1	1	7	49.890	39.195	7839	46.830	46.830	9366	1
1	0	0	0	8	49.930	39.235	7847	46.870	46.870	9374	1
1	0	0	1	9	49.990	39.295	7859	46.930	46.930	9386	1
1	0	1	0	10	49.970	39.275	7855	46.970	46.970	9394	1
1	0	1	1	11	49.695	39.000	7800	46.510	46.510	9302	1
1	1	0	0	12	49.710	39.015	7803	46.530	46.530	9306	1
1	1	0	1	13	49.725	39.030	7806	46.550	46.550	9310	1
1	1	1	0	14	49.740	39.045	7809	46.570	46.570	9314	1
1	1	1	1	15	49.755	39.060	7812	46.590	46.590	9318	1

NOTES:

- 0 = logic low, 1 = logic high.
- Power-up and illegal inputs are defaulted to channel 1 in the MC145169. Illegal inputs are defaulted to channel 1 in MC145168.
- First IF frequency of receive is 10.695 MHz; second IF is 455 kHz.
- $\div N = (f_{in}/f_{ref})$ where f_{in} is the VCO frequency and f_{ref} is the reference frequency (5.0 kHz).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้