

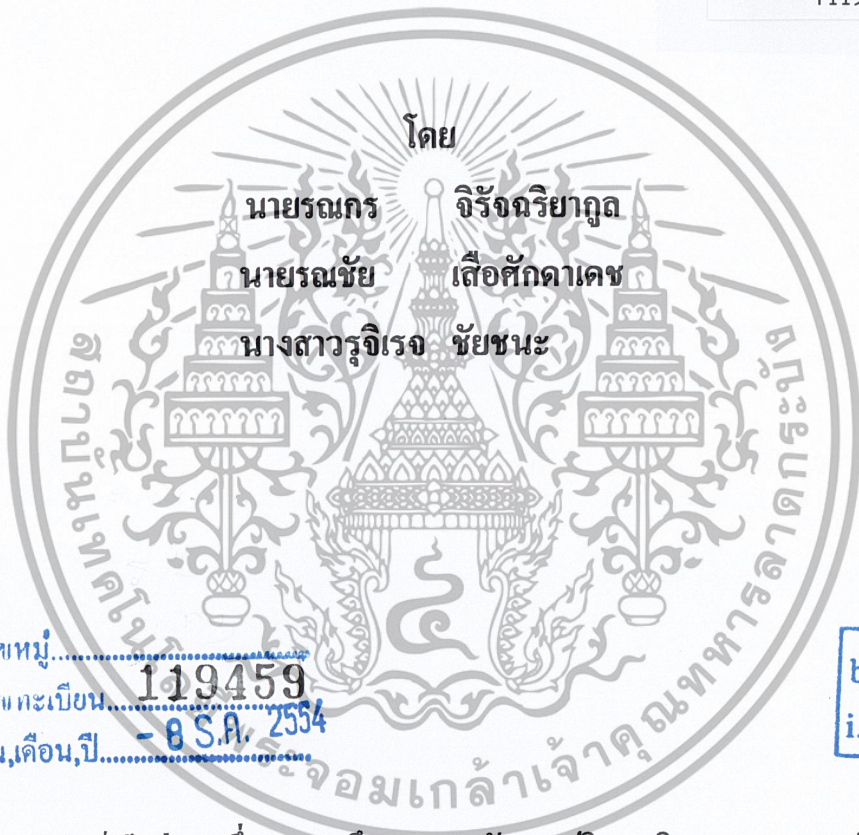
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิด

CCTV TRANSMITTER AND RECEIVER



T119459



เลขหมู่.....
ภาคเขียน..... 119459
วัน,เดือน,ปี..... - 8 S.A. 2554

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

ปฏิญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิด
CCTV TRANSMITTER AND RECEIVER

โดย

นายรณกร จิระจรรย์กุล 50011264

นายรณชัย เลือศักดิ์ดาเดช 50011265

นางสาวรุจิเรจ ชัยชนะ 50011319

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

ผ่านการตรวจรับงานแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันฯ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หักสิทธิ์ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิด

CCTV TRANSMITTER AND RECEIVER

ผู้จัดทำ

1. นายรณกร จิรัจฉาญต 50011264
2. นายรณชัย เตื้อศักดิ์คาเดช 50011265
3. นางสาวรุจิเรจ ชัยชนะ 50011319

.....
(รองศาสตราจารย์ ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้จะสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือและชี้แนะจากหลายท่าน ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาศาสตราจารย์ ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ และ รองศาสตราจารย์ ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์ รวมทั้ง ดร. ปานวิทย์ ชูระนุติ ที่ให้คำปรึกษาที่ดีตลอดเวลาในการทำโครงการนี้ อีกทั้งยังคอยช่วยเหลือในด้านต่างๆ เป็นอย่างดี และขอขอบคุณบิดา มารดา ที่คอยดูแลเลี้ยงดูและส่งเสริมค่าเล่าเรียน ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ที่คอยช่วยให้คำแนะนำในการทำงาน ตลอดจนขอขอบพระคุณภาควิชาโทรคมนาคมที่ให้โอกาสคณะผู้จัดทำได้ทำโครงการนี้



นายธกร จิรัจฉายกุล
นายธมชัย เตื้อศักดิ์เดช
นางสาวรุจิเรจ ชัยชนะ

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิด

CCTV TRANSMITTER AND RECEIVER

โดย นายรณกร จิระจรรย์ยากุล 50011264
 นายรณชัย เสือศักดิ์เดช 50011265
 นางสาวรุจิเรจ ชัยชนะ 50011319

อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.วิภา แสงพิลิตธี

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอเครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดโดยใช้การมอดูเลตทางความถี่ ในส่วนของภาคส่งจะนำภาพที่ได้จากกล้องวงจรปิดไปทำการขยาย แล้วนำไปมอดูเลตกับคลื่นพาห้ที่ความถี่ 119.25 MHz เพื่อส่งออกอากาศโดยใช้เสาอากาศ สำหรับด้านรับจะรับสัญญาณมาทำการขยาย แล้วนำไปทำให้เป็นความถี่ปานกลางต่อจากนั้นนำไปทำการดีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณภาพเดิมที่มาจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดแล้วนำไปแสดงผลทางหน้าจอภาพ

ABSTRACT

This project presents CCTV transmitter and receiver using FM signals. The transmitter takes video signal from the CCTV. The video signal is amplified and modulated to carrier frequency of 119.25 MHz. The modulated signal is then transmitted by an antenna. The receiver consists of a RF amplifier, a mixer IF amplifier and a demodulator. Finally, the original video signal of CCTV is displayed on a monitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VII
สารบัญตาราง	XI
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ประโยชน์ของโครงการ	2
1.4 ขอบเขตของปริิญาานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 กล้องโทรทัศน์วงจรปิด (CCTV Camera)	3
2.2 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ	4
2.2.1 สัญญาณ โทรทัศน์ขาวดำ หรือสัญญาณส่องสว่าง(Luminance Signal)	4
2.2.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	5
2.2.3 สัญญาณเบดลิ่ง (Blanking Signal)	6
2.2.4 สัญญาณอิกวอลไลซิง(Equalizing Signal)	6
2.2.5 สัญญาณ โครมา (Chroma Signal)	7
2.2.6 สัญญาณเบิสต์ (Burst Signal)	8
2.3 พื้นฐานของระบบโทรทัศน์	9
2.3.1 หลักการแพร่ภาพเบื้องต้น	9
2.3.2 การสแกนภาพ	10
2.3.3 ระบบการส่งสัญญาณ โทรทัศน์ในประเทศไทย	11
2.3.4 เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้อง	11
2.4 การมอดูเลตแบบอนาล็อก	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4.1 การมอดูเลตแบบ FM (Frequency Modulation)	12
2.4.2.1 คุณสมบัติที่สำคัญของสัญญาณ FM	13
2.4.2.2 วงจรที่ทำให้เกิดสัญญาณ FM	13
2.4.2.3 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างโดยตรง	14
2.4.3 ข้อแตกต่างระหว่างสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็ม	15
2.5 การขยายกำลัง	15
2.5.1 ประเภทของวงจรขยายกำลัง	15
2.5.2 การเพี้ยนของวงจรขยาย (Amplifier Distortion)	19
2.6 วงจรขับกำลังและการแมตช์หลายสเตจ(Driver Amplifier And Interstage Matching)	20
2.7 อิมพีแดนซ์แมตช์ (Impedance Matching)	21
2.8 เครื่องรับวิทยุระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์	22
2.9 การดีมอดูเลตสัญญาณ	24
2.9.1 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	24
2.9.2 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope Detector)	26
2.9.3 การแยกแยะความถี่(Frequency discriminator)	27
2.9.4 โครงข่ายแมตช์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching network)	31
2.9.5 สตับขนาน (Shunt stub)	31
2.9.6 สตับแบบอนุกรม (Series stub)	33
2.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลุ๊ป	34
2.10.1 การวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	34
2.10.2 วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป	38
2.10.3 วงจรการสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลุ๊ปแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส	48
2.10.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่แรงดัน(Voltage Controlled Oscillator:VCO)	49
2.10.4.1 เรโซแนนซ์แบบอนุกรม(Series Resonance)	50
2.10.4.2 เรโซแนนซ์แบบขนาน(Parallel Resonance)	51
2.11 การออกแบบวงจร Loop Filter	51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	80
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	80
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง	84
4.1.1 วงจร Voltage Control Oscillator (VCO) ที่ความถี่ 119.25 MHz	84
4.1.2 วงจร Power Amplifier	87
4.2 ผลการทดลองทางภาครับ	87
4.2.1 วงจร RF Amplifier	87
4.2.2 ผลการทดลองวงจรตั้งความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูบ	88
4.2.2.1 วงจร Voltage Control Oscillator (VCO) ที่ความถี่ 129.95 MHz	88
4.2.2.2 ผลการทดลองวงจรพรีสเกลเดอร์สองโมดูลัส	90
4.2.2.3 ผลการทดลองวงจรเฟสดีเทคเตอร์และวงจรรูปฟิลเตอร์	91
4.2.3 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์	93
4.2.4 ผลการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์	94
4.2.5 ผลการทดลอง IF Amplifier	96
4.2.6 ผลการทดลองของสัญญาณภาพ	99
บทที่ 5 สรุปและข้อเสนอแนะ	102
5.1 สรุปผลการทดลอง	102
5.2 แนวทางการพัฒนา	103
บรรณานุกรม	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 หลอดวิดิคอน (Vidicon Tube) ขนาด ๑ นิ้ว, ๒/๓ นิ้ว และ ๑/๒ นิ้ว	3
รูปที่ 2.2 แผ่นรับภาพหรือ CCD (Charge Coupled Device) เริ่มตั้งแต่ขนาด ๑/๓ นิ้ว, ๑/๒ นิ้ว, ๒/๓ นิ้ว, ๑ นิ้ว	4
รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณลুমินแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม	5
รูปที่ 2.4 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	6
รูปที่ 2.5 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	7
รูปที่ 2.6 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา	8
รูปที่ 2.7 พื้นฐานการส่งและรับสัญญาณ	10
รูปที่ 2.8 หลักการสแกนภาพ	10
รูปที่ 2.9 การมอดูเลตทางความถี่	12
รูปที่ 2.10 หลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาหะ	14
รูปที่ 2.11 วงจรขยายคลาส A แบบต่อโหนดโดยตรง	16
รูปที่ 2.12 กราฟแสดงเส้น โหนด	16
รูปที่ 2.13 การสวิงของสัญญาณเอาต์พุต	17
รูปที่ 2.14 การกลับเฟสหรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ	18
รูปที่ 2.15 วงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ	19
รูปที่ 2.16 การเพี้ยนของวงจรรขยาย	20
รูปที่ 2.17 ระบบขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์	21
รูปที่ 2.18 การต่ออิมพีแดนซ์แมตซ์ชิงเน็ตเวิร์ค	21
รูปที่ 2.19 การแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์	22
รูปที่ 2.20 ส่วนประกอบของเครื่องรับวิทยุระบบซูเปอร์เฮเทอโรโรดาไนน์	23
รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐาน	25
รูปที่ 2.22 วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ R-L	25
รูปที่ 2.23 วงจรจูนเดี่ยว	26
รูปที่ 2.24 วงจรจูน 3 ความถี่	26
รูปที่ 2.25 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Envelope)	27
รูปที่ 2.26 การตรวจจับสัญญาณวงจรรวม (Envelope)	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
รูปที่ 2.27 คุณสมบัติของวงจรแยกแยะความถี่ในอุดมคติ	28
รูปที่ 2.28 การประมาณวงจรแยกแยะความถี่	28
รูปที่ 2.29 ไดอะแกรมของดีเทคเตอร์ที่ใช้วิธีการตรวจสอบการผ่านศูนย์ของคลื่นพาห์	30
รูปที่ 2.30 สัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆ ในวงจรดีมอดูเลตโดยการตรวจสอบการผ่านศูนย์	30
รูปที่ 2.31 สตัปขนาน	31
รูปที่ 2.32 สตัปอนุกรม	33
รูปที่ 2.33 แผนภาพบล็อกของระบบเฟสล็อกัลูปเบื้องต้น	34
รูปที่ 2.34 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกัลูป	38
รูปที่ 2.35 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน	39
รูปที่ 2.36 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน	39
รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกัลูป	45
รูปที่ 2.38 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	46
รูปที่ 2.39 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกัลูปแบบพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	48
รูปที่ 2.40 บล็อกไดอะแกรมระบบป้อนกลับแบบบวก	50
รูปที่ 2.41 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	50
รูปที่ 2.42 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	51
รูปที่ 2.43 วงจรลูปอันดับที่ 1	51
รูปที่ 2.44 วงจรอันดับที่ 2	52
รูปที่ 2.45 วงจรลูปอันดับที่ 3	55
รูปที่ 2.46 ผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมสองสัญญาณเข้าด้วยกัน	58
รูปที่ 2.47 กระบวนการผสมสัญญาณอาร์เอฟ	59
รูปที่ 2.48 สัญลักษณ์ของวงจรผสมอาร์เอฟ	59
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่ง	66
รูปที่ 3.2 วงจร colpitts oscillator	67
รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 119.25 MHz	67
รูปที่ 3.4 วงจร Power Amplifier	68
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมวงจรภาครับ	69
รูปที่ 3.6 วงจร RF Amplifier	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.7 วงจรมิกเซอร์	70
รูปที่ 3.8 วงจร colpitts oscillator	71
รูปที่ 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 129.95 MHz	72
รูปที่ 3.10 วงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12016	72
รูปที่ 3.11 การโปรแกรมตัวหารความถี่	74
รูปที่ 3.12 โครงสร้างวงจรรูปฟิลเตอร์	75
รูปที่ 3.13 Loop Filter ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป	77
รูปที่ 3.14 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป	78
รูปที่ 3.15 วงจรขยายสัญญาณความถี่ปานกลาง	79
รูปที่ 3.16 วงจรดีมอดูเลเตอร์	79
รูปที่ 4.1 สเปกตรัมของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 119.25 MHz	84
รูปที่ 4.2 สเปกตรัมของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 119.25 MHz	85
รูปที่ 4.3 VCO Characteristic	86
รูปที่ 4.4 มอดูเลตความถี่สัญญาณพาห้ 119.25 MHz กับสัญญาณภาพจากกล้อง	86
รูปที่ 4.5 สเปกตรัมของวงจร Power Amplifier	87
รูปที่ 4.6 สัญญาณอินพุตของวงจร RF Amplifier	87
รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร RF Amplifier	88
รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 129.95 MHz	88
รูปที่ 4.9 VCO Characteristic	90
รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	90
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอ และวงจรพรีสเกลเลอร์	91
รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 129.95 MHz	92
รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และสัญญาณที่ขา LD	92
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูปด้วยเครื่อง Spectrum analyzer ขณะทีล็อกแล้ว	93
รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์	93
รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ได้จากการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์ เมื่อทำการ sweep	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ได้จากการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์	98
รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของเซรามิกซ์ฟิลเตอร์ เมื่อทำการ Sweep	98
รูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของ IF Amplifier	99
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณภาพ	100
รูปที่ 4.21 แสดงแบนด์วิทซ์ของสัญญาณภาพ	100
รูปที่ 4.22 สัญญาณภาพที่ได้จากทีวีจูนเนอร์	101
รูปที่ 4.23 สัญญาณภาพที่ได้จากทีวีจูนเนอร์	101



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทย	11
ตารางที่ 2.2 การเปรียบสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็ม	15
ตารางที่ 3.1 ค่าในการโปรแกรม	73
ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างค่า N และ A ในความถี่ต่างๆ	75
ตารางที่ 4.1 ตารางบันทึกผลค่าความถี่ที่ออสซิลเลตเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต	85
ตารางที่ 4.2 ตารางบันทึกผลค่าความถี่ที่ออสซิลเลตเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต	89
ตารางที่ 4.3 แสดงวงจรตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์	94
ตารางที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลอง IF Amplifier	96



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ปัจจุบันนี้ระบบรักษาความปลอดภัยเป็นสิ่งหนึ่งที่สำคัญมาก ความก้าวหน้าของเทคโนโลยีปัจจุบันทำให้เกิดการพัฒนาในด้านต่างๆ อีกทั้งยังอำนวยความสะดวกให้กับมนุษย์ผู้คิดค้นและใช้เทคโนโลยี แต่ในความสะดวกสบายนั้นยังไปด้วยภัยอันตรายต่างๆ ที่ตามมาจากการที่สังคมเจริญก้าวหน้าอย่างรวดเร็ว จึงจำเป็นจะต้องมีสิ่งที่ใช้รักษาความปลอดภัย เนื่องจากสังคมที่กำลังพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว มีอันตรายรอบด้านจากโจรผู้ร้ายที่มีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งการนำกล้องโทรทัศน์วงจรปิดเข้ามาช่วยในการรักษาความปลอดภัยเป็นอีกตัวหนึ่งที่สามารถช่วยในการจับกุมผู้ร้ายได้เนื่องจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดนั้นจะทำการตรวจสอบและบันทึกเหตุการณ์ต่างๆ เพื่อนำมาตรวจสอบดูภายหลังได้และมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย มีความสะดวกในการใช้งานอีกด้วย

ในระบบกล้องโทรทัศน์วงจรปิดนั้นจำเป็นที่จะมีการต่อสายสัญญาณระหว่างกล้องโทรทัศน์วงจรปิดกับเครื่องรับ เพื่อนำสัญญาณภาพที่รับมาได้ส่งไปแสดงผลยังเครื่องรับ ถึงจะมีความสะดวกในการใช้งานหากระยะทางระหว่างเครื่องรับมีระยะทางมาก การติดตั้งตามอาคารตึกสูงหลายจุดหรือการติดตั้งตามสะพานลอย ถนนที่เปลี่ยวเสี่ยงต่อการเกิดอาชญากรรม ซึ่งการติดตั้งจะมีความยากลำบากนอกจากนี้หากต้องการที่จะปรับเปลี่ยนตำแหน่งที่วางกล้องหลังจากที่ได้ติดตั้งไว้แล้ว ก็จะต้องทำการติดตั้งไว้แล้ว ก็จะต้องทำการติดตั้งสัญญาณใหม่ ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากและเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มมากขึ้น ด้วยเหตุผลต่างๆ เหล่านี้ทำให้เกิดแนวคิดที่จะสร้างโครงการ ระบบโทรทัศน์วงจรปิดไร้สายขึ้น ซึ่งไม่มีความจำเป็นต้องเดินสายนำสัญญาณภาพจากกล้องมายังจุดรับภาพ ทำให้สะดวกในการติดตั้งหรือการปรับเปลี่ยนตำแหน่งที่ติดตั้งของกล้องภายหลังได้

1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 ศึกษาวงจรส่งเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูลูป

1.2.2 ศึกษาการรับส่งคลื่นสัญญาณวิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1.2.3 เพื่อออกแบบวงจรและสร้างเครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดได้

1.3 ประโยชน์ของโครงการ

- 1.3.1 สามารถออกแบบและสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกรุป
 1.3.2 สามารถออกแบบและสร้างวงจรมอดูเลตและดีมอดูเลตทางความถี่ได้
 1.3.3 สามารถสร้างระบบรับ-ส่งข้อมูลสัญญาณภาพจากกล้อง CCTV แบบไร้สายได้

1.4 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1.4.1 ออกแบบและสร้างเครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดในย่านความถี่วิทยุโดยแบ่งระบบออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นภาคส่งและส่วนที่เป็นภาครับ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรสังเคราะห์ความถี่ วงจรมอดูเลเตอร์ วงจรขยายกำลังย่านความถี่วิทยุ วงจรดีมอดูเลเตอร์ วงจรกรองความถี่

1.4.2 นำเครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดไปทำการทดสอบหาค่ากำลังของเครื่องส่ง ความไวในการรับสัญญาณของเครื่องรับเพื่อกำหนดระยะทางที่สามารถรับ-ส่งได้ วัดคุณภาพของสัญญาณภาพที่ได้จากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดโดยการวัดค่า SNR (signal to noise ratio)

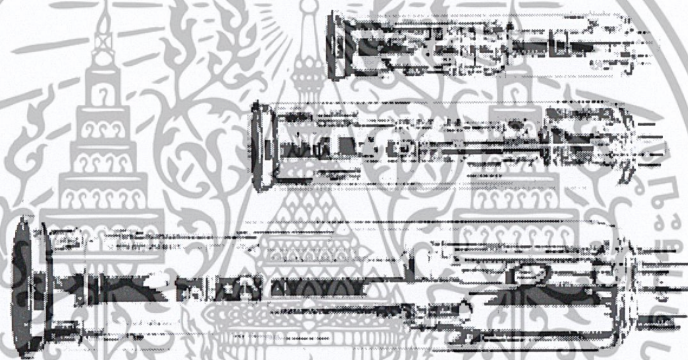
1.4.3 ภาพที่ได้จากกล้องโทรทัศน์วงจรปิดจะถูกนำมาแสดงผลทางหน้าจอภาพพร้อมกันนั้นจะถูกนำมาแสดงผลทางจอคอมพิวเตอร์ โดยใช้ทีวีจูนเนอร์

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล้องโทรทัศน์วงจรปิด (CCTV Camera)

กล้องโทรทัศน์วงจรปิด(CCTV Camera)ทำหน้าที่แปลงสัญญาณภาพให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยมีอุปกรณ์ชิ้นหนึ่งเป็นตัวรับภาพ ในอดีต ใช้หลอดเป็นตัวรับภาพ หรือสร้างภาพ เรียกว่า หลอด วิดิคอน (Vidicon Tube) เริ่มตั้งแต่ขนาด ๑ นิ้ว, ๒/๓ นิ้ว และ ๑/๒ นิ้ว ต่อมาได้มีการพัฒนา เป็น แผ่นรับภาพ หรือ CCD (Charge Coupled Device) เริ่มตั้งแต่ ขนาด ๒/๓ นิ้ว , ๑/๒ นิ้ว, ๑/๓ นิ้ว ๑/๔ นิ้ว ยังไม่สิ้นสุด

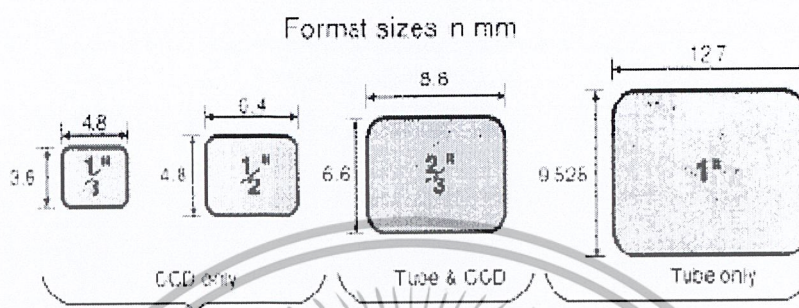


รูปที่ 2.1 หลอดวิดิคอน (Vidicon Tube) ขนาด ๑ นิ้ว, ๒/๓ นิ้ว และ ๑/๒ นิ้ว [7]

กล้องโทรทัศน์วงจรปิด มีทั้งขาว/ดำ (Monochrome) และสี (Color) ความสามารถในการทำงาน หรือ การใช้งานจะแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับความต้องการของงานตาม แด่วัตถุประสงค์ในการเลือกใช้งานเช่น ความไวแสง (Sensitivity) หมายถึงปริมาณแสงน้อยที่สุด ที่จะสามารถมองเห็นภาพได้ กล้องโทรทัศน์วงจรปิด จะสามารถรับภาพได้ จะต้องมิแสงส่องไปที่วัตถุและสะท้อนออกมาจากวัตถุนั้น กล้องแต่ละรุ่น แต่ละผู้ผลิต จะมีความไวแสงแตกต่างกันไป ดังนั้น ในการเปรียบเทียบความไวของกล้องแต่ละกล้อง ควรจะเปรียบเทียบที่มาตรฐานเดียวกัน เช่น กล้องตัวหนึ่งที่ 30 IRE F1.2 มีความไวแสง 0.64 Lux แต่เมื่อไปเทียบที่ 50 IRE F1.2 จะมีความไวแสงเป็น 2.0 Lux เป็นต้น. ความคมชัดของภาพ (Resolution) กล้องที่ใช้งานโดยทั่วไป จะมีความคมชัดของภาพที่ ๓๓๐ เส้น สำหรับกล้องสี ที่ ๓๘๐ เส้น สำหรับกล้องขาว/ดำ แต่การใช้งานในบางกรณีก็มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความจำเป็นที่ต้องการกล้อง ที่ให้รายละเอียดของภาพสูงกว่าปกติ ก็จะต้องเลือกใช้กล้อง ที่มีความคมชัดของภาพสูง (High Resolution) เช่น ๕๘๐ เส้นสำหรับกล้องขาว/ดำ หรือ ๔๘๐ เส้นสำหรับกล้องสี เป็นต้น



รูปที่ 2.2 แผ่นรับภาพหรือ CCD (Charge Coupled Device) เริ่มตั้งแต่ขนาด ๑/๓ นิ้ว, ๑/๒ นิ้ว, ๒/๓ นิ้ว, ๑ นิ้ว [7]

นอกจากนี้ ยังมีกล้องโทรทัศน์วงจรปิด แบบอื่นๆ อีกที่สามารถจะเลือกใช้ให้เหมาะสมกับความต้องการ เช่น กล้องโดม (Dome Camera) จะเป็นกล้องที่มีลักษณะภายนอก (ตัวกล้อง) เป็นรูปทรงกลม บางชนิดหมุนได้รอบตัว ก้ม-เงยได้ กำลังเป็นที่นิยมใช้งานในขณะนี้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการติดตั้งภายในอาคาร โดยนำไปติดไว้กับฝ้า หรือผนังอาคาร ดูเรียบร้อยสวยงาม มีขนาดกะทัดรัด ไม่มีอุปกรณ์ต่อพ่วงให้ดูรุงรัง การติดตั้งง่าย และยังเป็น การพรางตา สำหรับคนทั่วไป ว่าที่นี่มีกล้องโทรทัศน์วงจรปิด

2.2 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ

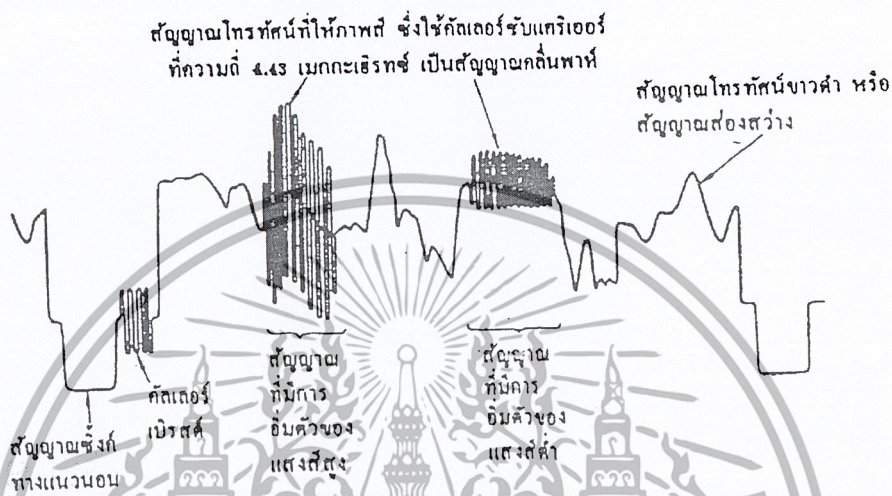
สัญญาณภาพโทรทัศน์มีองค์ประกอบที่เป็นสัญญาณต่างๆ มีหน้าที่ต่างกันไป ซึ่งจะกล่าวถึงในที่นี้ จะอ้างอิงสัญญาณภาพที่เป็นระบบ PAL โดย อธิบายได้เพียงสังเขป

2.2.1 สัญญาณโทรทัศน์ขาวดำ หรือ สัญญาณส่องสว่าง(Luminance Signal)

สัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณที่มีระดับแรงดันแปรเปลี่ยนไปตามความสว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิดท์ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4 MHz สำหรับ FCC) ในการส่งโทรทัศน์สี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั้นจำเป็นต้องส่งสัญญาณความถี่สูงเพื่อทำให้เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำสามารถรับและสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นหน้าจอได้ และส่งเข้าไปเครื่องรับโทรทัศน์สี เพื่อให้ไปหักล้างกับสัญญาณความถี่ R-Y,B-Y,และ G-Y ก็จะเหลือเฉพาะสัญญาณแม่สี คือ R,B,G ตามลำดับ ลักษณะของสัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณภาพสีรวมดังแสดงรูปที่ 2.3

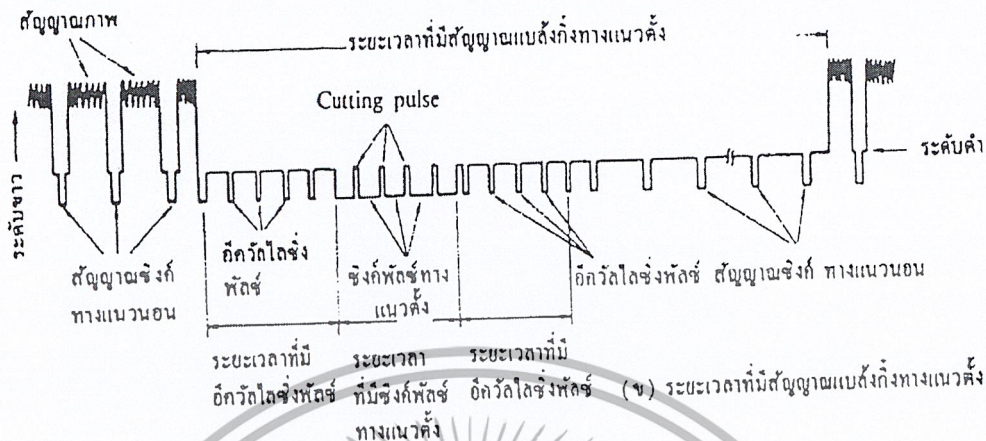


รูปที่ 2.3 แสดงสัญญาณลูมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม [6]

2.2.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ ประกอบด้วยสัญญาณต่างๆดังนี้

สัญญาณซิงโครไนซ์(Synchronize Signal) เป็นสัญญาณควบคุมลำอิเล็กตรอนเพื่อให้การสแกนทั้งทางด้านส่งและด้านรับสัญญาณภาพเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งแนวนอนและแนวตั้งแยกออกเป็น

- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน(Horizontal Synchronize) มีความถี่ 15,625 Hz ในระบบ CCIR (15,625 Hz ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณภาพส่วนนี้จะทำให้ภาพที่ปรากฏทางจอโทรทัศน์สั่นได้
- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง(Vertical Synchronize) มีความถี่ 50 Hz ในระบบ CCIR (60 Hz FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณภาพนี้จะทำให้ภาพเลื่อน



รูปที่ 2.4 แสดงรูปร่างของสัญญาณเชิงตั้งที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์ [6]

2.2.3 สัญญาณแบล็งกิง (Blanking Signal)

เมื่อนำอิเล็กตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวอนแล้วจะเกิดการสะบัดกลับตามแนวอน เรียกว่าการ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพ ดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งสัญญาณ แบล็งกิงนี้ออกมาพร้อมกับสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำอิเล็กตรอนให้ทางจอภาพรู้ว่าช่วงไหนไม่ต้องการทำการยิงอิเล็กตรอนก็จะตัดออฟการทำงานขอป็นอิเล็กตรอนช่วงนั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดตามแนวอนเท่ากับ 12 μsec ส่วนเวลาที่ใช้ในการสะบัดตามแนวตั้งจะใช้เวลา 1600 μsec

2.2.4 สัญญาณอีควัลไลซิง(Equalizing Signal)

เพื่อให้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับโทรทัศน์สีเหมือนกับทางสถานีส่งแล้วนั้นต้องทำการส่งรายละเอียดและความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบด้วยแม่สีทางแสง คือ แดง เขียว และน้ำเงิน แต่ถ้าส่งสัญญาณทั้งสามสีออกไปในระบบการส่งโดยตรงนั้น จะต้องใช้คลื่นพาห์ในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกัน ซึ่งจะทำให้ Bandwidth ของสัญญาณรวมกว้างเกินไปดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะทำหน้าที่

เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้น คือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนดังนี้

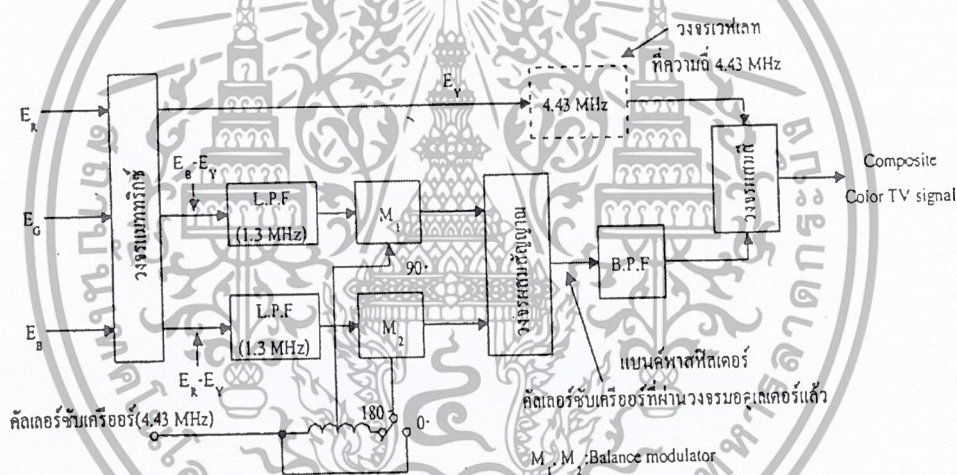
$$R-Y = 0.7R - 0.59G - 0.1B \quad (2.1)$$

$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.3R \quad (2.2)$$

ส่วนสัญญาณสีเขียวจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากแม่สีทั้งสามประกอบกับอยู่ด้วยอัตราส่วน

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B \quad (2.3)$$

จะเห็นว่าอัตราส่วนจะเป็นสีเขียวจะมากที่สุด ซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่า ถ้าต้องการส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงและสีน้ำเงินเพื่อนำมาทำการสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่าซึ่งจะเหมาะสมกว่าซึ่งสัญญาณสีเขียวจะสามารถสร้างคืนกลับมาได้ที่เครื่องรับโทรทัศน์สี ซึ่งวิธีการสร้างสัญญาณต่าง ๆ นั้นแสดงดังรูปที่ 2.5



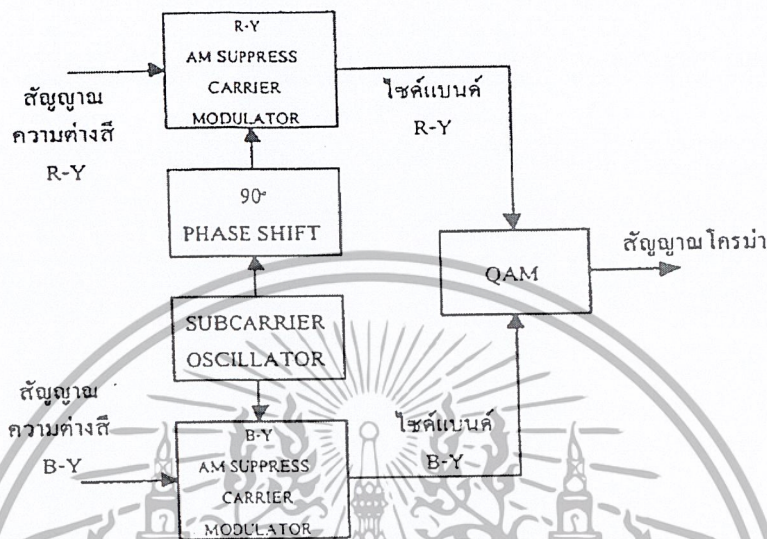
รูปที่ 2.5 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม [6]

2.2.5 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณภาพโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การรับส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้ป้อนออกไปกับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSBSC ด้วย Subcarrier 4.43 MHz เพียงความถี่เดียวแต่สัญญาณแต่สัญญาณความสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณดังนั้น เพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับ Subcarrier ความถี่เดียวกันได้จึงใช้วิธีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผสมสัญญาณแบบQAMโดยการทำให้Shift Phase ของ Subcarrier ไป 90 องศาแล้วใช้มอดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับ Subcarrier เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y อยู่จะนำสัญญาณ 90 องศา สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า “สัญญาณโครมา



รูปที่ 2.6 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา [6]

แนวคิดในการใช้ Subcarrier 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณภาพของระบบ PAL นั้นมีแบนด์วิธประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มไปหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่สัญญาณสี(สัญญาณ โครมา)เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่เนื่องจากว่าสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิกต่างๆตลอดย่าน 5 MHz แต่ว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิกจะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนั่นเอง โดยต้องมีแบนด์วิธของสัญญาณสีรวมแล้วไม่ทำให้เลขความถี่ 5 MHz จึงเลือกใช้ความถี่ที่ 4.43 MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการดังกล่าวนี้ว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกลงไปมีแบนด์วิธประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulation และ Ring Modulator

2.2.6 สัญญาณเบิสต์(Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า Subcarrier ออสซิลเลเตอร์(Subcarrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้าง Subcarrier ให้มีความถี่

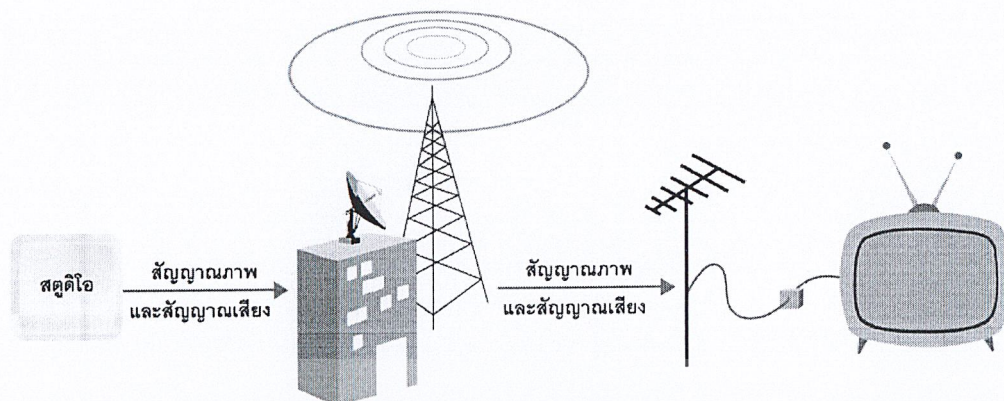
และเฟสตรงกับ Subcarrier ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคสัญญาณความถี่ที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี “ซิงโครนัสดีเทคชั่น”(Synchronous Detection) สัญญาณเบสที่จะเป็นตัวควบคุมให้ Subcarrier ออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับสร้าง Subcarrier ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับ Subcarrier

2.3 พื้นฐานของระบบโทรทัศน์

2.3.1 หลักการแพร่ภาพเบื้องต้น

การมองเห็นภาพเคลื่อนไหวเกิดจากการที่เห็นภาพนิ่งที่มีความแตกต่างกันเล็กน้อยซ้อนเรียงกันตั้งแต่ ๑๖ ภาพต่อวินาทีขึ้นไป ซึ่งจะทำให้สายตาของมนุษย์จับการเปลี่ยนแปลงของภาพไม่ทันทำให้มองเห็นเป็นภาพเคลื่อนไหวได้ จากหลักการดังกล่าวได้ถูกนำมาใช้ในการแพร่ภาพโทรทัศน์เนื่องจากการแพร่ภาพ คือ การส่งภาพและเสียงออกไปในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้เครื่องรับสามารถรับภาพเสมือนภาพเคลื่อนไหวและเสียงได้อย่างต่อเนื่อง

หลักในการแพร่ภาพเบื้องต้นคือการส่งสัญญาณภาพในรูปสัญญาณเอ.เอ็ม. และส่งสัญญาณเสียงในเอฟ.เอ็ม. โดยที่เครื่องส่งจะทำการเปลี่ยนภาพที่อยู่ในรูปพลังงานแสงให้เป็นพลังงานทางไฟฟ้า(สัญญาณภาพ) แล้วทำการขยายให้มีกำลังมากขึ้น จากนั้นจึงนำไปผสมสัญญาณกับสัญญาณวิทยุและสัญญาณซิงโครไนซ์ที่จะช่วยทำให้สัญญาณดังกล่าวสอดคล้องหรือร่วมจังหวะกันได้แล้วแพร่กระจายออกสู่อากาศ ในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนที่เครื่องรับจะทำการแยกสัญญาณภาพที่ผสมมาคับสัญญาณวิทยุกับสัญญาณซิงโครไนซ์ให้กลายเป็นภาพปรากฏที่หน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ ดังรูปที่ 2.7 โดยการที่เครื่องรับ และเครื่องส่งจะทำงานตรงจังหวะกันได้นั้น เกิดจากสัญญาณซิงโครไนซ์ ที่ได้ทำการผสมสัญญาณ เข้ากับสัญญาณภาพ และสัญญาณวิทยุก่อนส่ง เพราะสัญญาณ ซิงโครไนซ์เป็นสัญญาณที่ทำให้การสแกนเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งในแนวตั้งและแนวนอน



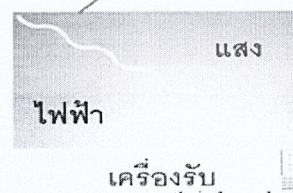
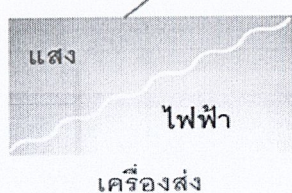
รูปที่ 2.7 พื้นฐานการส่งและรับสัญญาณ [6]

2.3.2 การสแกนภาพ

ภาพโทรทัศน์ที่บันทึกไว้หรือแสดงออกทางหน้าจอจะถูกแบ่งออกเป็นส่วนเล็กๆ เรียกว่า จุดภาพหรือพิกเซล ซึ่งพิกเซลเหล่านี้จะถูกเปลี่ยนจากข้อมูลแสง (ความสว่างของภาพ) ให้เป็นค่าทางไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณภาพ และแทนสีแดง สีเขียว สีน้ำเงินในภาพโดยใช้ลำแสงสแกนตามแนวนอนที่ละเส้นจากด้านซ้ายไปด้านขวา และจากด้านบนลงด้านล่าง สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะส่งไปแสดงผลที่เครื่องรับที่ละเส้นแบบเส้นต่อเส้น ซึ่งเครื่องรับจะใช้สัญญาณภาพเป็นสัญญาณควบคุมลำอิเล็กตรอนเพื่อเขียนภาพที่หน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ตามภาพที่ส่งมาดังกล่าวการทำงานเบื้องต้นของรูปที่ 2.8

ภาพต้นฉบับ

ภาพต้นฉบับ



รูปที่ 2.8 หลักการสแกนภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 ระบบการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทย

ตารางที่ 2.1 ย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์ในประเทศไทย

ช่องความถี่ใช้งาน	ย่านความถี่
ช่อง ๒-๖	VHF ๕๑-๖๘ เมกะเฮิรตซ์
สถานีวิทยุ FM	VHF ๘๘-๑๐๘ เมกะเฮิรตซ์
ช่อง ๗-๑๓	VHF ๑๗๔-๑๓๐ เมกะเฮิรตซ์
ช่อง ๑๔-๖๕	UHF ๔๗๐-๘๐๖ เมกะเฮิรตซ์

2.3.4 เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้อง

ก) เทคโนโลยีดาวเทียมมีความเกี่ยวข้องกับ การแพร่ภาพโทรทัศน์ ในส่วนของการส่งสัญญาณโทรทัศน์ ผ่านดาวเทียม สามารถใช้เป็นสถานีทวนสัญญาณและกระจายสัญญาณได้ กว้างขวางและครอบคลุมพื้นที่ได้มากกว่าการแพร่ภาพภาคพื้นดิน

ข) สายอากาศเป็นอุปกรณ์ชนิดหนึ่งที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณโทรทัศน์ด้วยวิทยุโดยมีระยะทางจำกัด

ค) การผสมสัญญาณเป็นหลักการผสมสัญญาณภาพกับสัญญาณคลื่นวิทยุและสัญญาณซิงโครไนซ์เพื่อทำการส่งออกไปในรูปสัญญาณเอ.เอ็ม. และการผสมสัญญาณเสียงกับคลื่นพาห้เสียงเพื่อส่งออกไปในรูปสัญญาณเอฟ.เอ็ม.

ง) คลื่นไมโครเวฟ เป็นคลื่นวิทยุที่ใช้สำหรับการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์ในระยะทางไกล เนื่องจากสามารถกำหนดทิศทางการส่งได้แน่นอนรวมทั้งใช้ในการส่งสัญญาณระหว่างสถานีภาคพื้นดินกับดาวเทียม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ) คลื่นวิทยุ เป็นคลื่นที่กระจายไปได้ทุกทิศทาง ใช้ในการรับ-ส่งสัญญาณโทรทัศน์อย่างแพร่หลาย สามารถส่งออกไปได้ในระยะทางไกลแต่เมื่อผ่านสิ่งกีดขวางกำลังในการส่งก็จะลดลงอย่างมาก

2.4 การมอดูเลตแบบอนาล็อก

2.4.1 การมอดูเลตแบบ FM (Frequency Modulation)

ระบบส่งสัญญาณภาพแบบไร้สายเป็นการนำหลักการการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มมาประยุกต์เพื่อใช้ส่งสัญญาณภาพ ในระบบดังกล่าวจะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดสัญญาณ วงจรมอดูเลต การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation, FM) หลักการมอดูเลตแบบ FM การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation) หรือเรียกย่อ ๆ ว่า FM ซึ่งรูปคลื่นของสัญญาณที่แสดงการมอดูเลตแบบ FM แสดงดังรูปแสดงการมอดูเลตทางความถี่ โดยที่สัญญาณข่าวสารซึ่งเข้าไปมอดูเลตแสดงในรูปที่ 2.9 (ก.) ส่วนของสัญญาณคลื่นพาห้ก่อนถูกมอดูเลตแสดงรูปที่ 2.9 (ข.) และสัญญาณคลื่นพาห้หลังจากมอดูเลตแบบ FM แล้วแสดงในรูปที่ 2.9 (ค.)



รูปที่ 2.9 การมอดูเลตทางความถี่ [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.9 (ค.) เป็นสัญญาณ FM จะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณเอฟเอ็มอยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามาออกเลตมีค่าทางบวกสูงสุดของความถี่คลื่นพาห้จะเพิ่มความถี่ขึ้นสูงสุด (นั่นคือ สัญญาณมอดูเลตจะมีความถี่สูงสุดนั่นเอง) ที่เวลา t_1 ที่เวลา t_2 สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาห้ก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางตามเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าลดลงต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบพาห้จะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อเวลาสัญญาณมอดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่ของพาห้ที่จะกลับมายังความถี่กลางดังเดิมเช่นกัน ในส่วนของช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะใช้แบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาห้จะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตและคลื่นพาห้ยังคงอยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์ ความถี่เบี่ยงเบน (Frequency Deviation) หรือดีวีเอชเอ็นคือช่วงความถี่ที่คลื่นพาห้เบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเช่น ตัวอย่างพาห้มีความถี่ 100 MHz ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 MHz และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1 MHz สลับไปมาเช่นนี้หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับบวกลบ 0.1 MHz หรือ 100 kHz อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเลต เช่น ถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเลตมีความถี่ 1,000 Hz อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาทีถ้าสัญญาณที่เข้ามาออกเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 kHz โดยคงค่าแอมพลิจูดเท่าเดิมช่วงความถี่เบี่ยงเบนยังคงเท่าเดิมคือเท่ากับ ± 100 kHz แต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มเป็น 10,000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเลตเป็น ตัวกำหนดอัตราการเบี่ยงเบนความถี่ ส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน

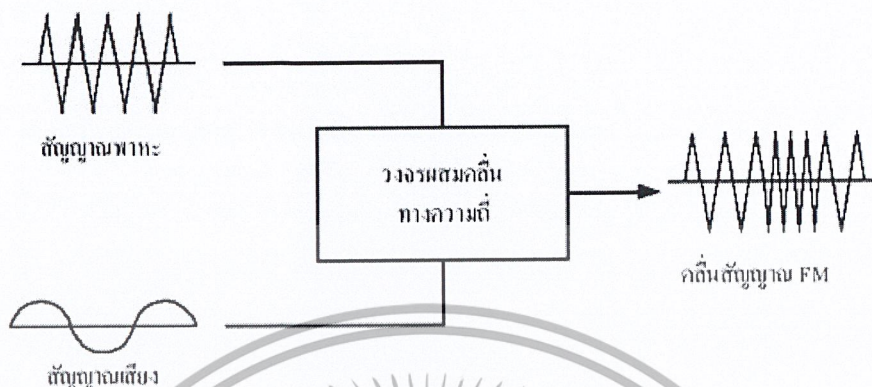
2.4.2.1 คุณสมบัติที่สำคัญของสัญญาณ FM

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอดแต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาออกเลต
2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาออกเลต
3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบนเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามาออกเลต

2.4.2.2 วงจรที่ทำให้เกิดสัญญาณ FM

หลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาห้แสดงใน รูปที่ 2.10 แสดงการมอดูเลตทางความถี่โดยที่สัญญาณเสียงมีความแรงเท่ากันแต่มีความถี่ต่างกันเมื่อทำการผสมกับคลื่นพาห้แบบเอฟเอ็มความถี่คลื่นพาห้จะมีช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากความถี่ปกติกว้างหรือแคบถ้า

สัญญาณข่าวสารมีความถี่ต่ำช่วงการเปลี่ยนแปลงความถี่คลื่นพาห้จะกว้าง ถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่สูงถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่สูงช่วงการเปลี่ยนแปลงของคลื่นพาห้แคบ



รูปที่ 2.10 หลักการผสมสัญญาณข่าวสารกับคลื่นพาห้ [2]

2.4.2.3 การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์กว้างโดยตรง

วิธีการผลิตสัญญาณเอฟเอ็มโดยตรง ก็คือการใช้สัญญาณ $m(t)$ มาควบคุมเปลี่ยนค่าความเหนี่ยวนำ L หรือค่าความจุ C ของวงจรควบคุมความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเมื่อค่า L หรือ C ของวงจรจูน (Tune Circuit) เปลี่ยนไป จะทำให้ค่าความถี่ของการออสซิลเลต คือ $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ เปลี่ยนไปด้วย และสำหรับการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ค่อนข้างน้อย ๆ กล่าวคือ $\Delta\omega \ll \omega_c$ ค่าส่วนกลับรากที่สอง (Square Root) สามารถประมาณได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงชนิดเชิงเส้น ทำให้ได้การเปลี่ยนแปลงของ ω_c เป็นไปตามค่าสัญญาณอินพุต $m(t)$ อย่างเชิงเส้นได้ มีวิธีการหลายวิธีที่จะทำให้ค่า L และ C ของวงจรจูนนั้นเปลี่ยนแปลงไปตามค่าสัญญาณ $m(t)$ วิธีทั่วไป เมื่อ ω_c อยู่ในย่านความถี่ไม่ต่ำมาก อาจทำได้โดยการใช้ $m(t)$ ไปควบคุมแรงดันกลับ (Reverse-Biased Voltage) ของไดโอดที่เรียกว่า วารีแคป (Variable Capacitance Diode) หรือวาเรกเตอร์ไดโอด (Varactor Diode) ซึ่งจะทำให้ค่า C ของไดโอดนั้นเปลี่ยนแปลงไปตาม $m(t)$ แม้ว่าเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้อาจมีค่าค่อนข้างน้อยแต่การเพิ่มค่าเปอร์เซ็นต์ของความถี่ที่เบี่ยงเบนนี้ ทำได้ด้วยวิธีทำการมอดูเลตที่ความถี่สูง และใช้การย้ายความถี่ด้วยหลักการเฮเทอโรไดนาม์ (Heterodyne) ลงมาสู่ความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 ข้อแตกต่างระหว่างสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็ม

ข้อแตกต่างระหว่างสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็มสามารถแสดงดัง ตารางเปรียบเทียบสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็ม เพื่อที่จะให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบสัญญาณเอฟเอ็มและเอเอ็ม

Nonlinear modulation	Linear modulation
1.แอมพลิจูดของคลื่นพหุมีค่าคงที่	1. แอมพลิจูดของคลื่นพหุเปลี่ยนแปลงตามการมอดูเลต
2.ความถี่ของคลื่นพหุเปลี่ยนแปลงตามมอดูเลต	2.ความถี่ของคลื่นพหุหามีค่าคงที่
3.แอมพลิจูดของแรงดันข้อมูลเป็นตัวกำหนดความถี่ของคลื่นพหุ	3. แอมพลิจูดของแรงดันข้อมูลเป็นตัวกำหนดแอมพลิจูดของคลื่นพหุ
4.ความถี่ของการข้อมูลคืออัตราการเบี่ยงเบนความถี่ในคลื่นพหุ	4.ความถี่ของการข้อมูลคืออัตราการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของคลื่นพหุ
5. ใช้ความถี่ IF ที่ 10.7 MHz	5. ใช้ความถี่ IF ที่ 455 kHz
6.ด้านรับมีการเพิ่ม SNR ได้ดีกว่า	6. ที่ด้านรับทำให้ noise เข้ามารบกวนมาก
7. สเตปครัมควบคุมได้ยาก	7. สเตปครัมกำหนดได้ค่อนข้างแน่นอน

2.5 วงจรขยายกำลัง

เนื่องจากกระแสวิงและสิ่งกีดขวางที่มีจะทำให้กำลังส่งของเครื่องส่งลดลงตามระยะทาง และสิ่งกีดขวาง ส่งผลให้ความชัดเจนของสัญญาณลดลงไปด้วยอีกทั้งทำให้คุณภาพของภาพที่ได้ไม่ชัดเจนตามไปด้วย วงจรขยายจึงเป็นอีกสิ่งหนึ่งที่ทำเป็นอย่างยิ่ง

2.5.1 ประเภทของวงจรขยายกำลัง วงจรขยายกำลังแบ่งเป็น 5 คลาส คือ

1. คลาส A (Class A) คือวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ตลอดไซเคิลหรือ 1 คาบเวลาของสัญญาณอินพุตแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือแบบต่อโหนดโดยตรงซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 25% และแบบต่อโหนดกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 50 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

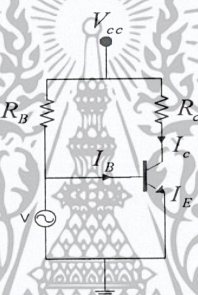
2. คลาส B (Class B) คือวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ครึ่งไซเคิลของสัญญาณอินพุตมีประสิทธิภาพ กำลังของการขยาย 78.5%

3. คลาส AB (Class AB) คือวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ในช่วงระหว่างครึ่งไซเคิลกับเต็มไซเคิลหรือมากกว่าครึ่งไซเคิลแต่ไม่เกิน 1 ไซเคิลมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 50%

4. คลาส C (Class C) คือวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าครึ่งไซเคิล

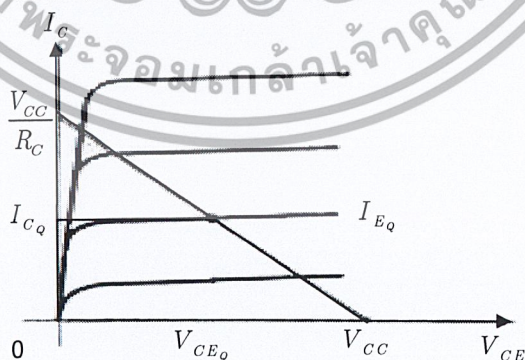
5. คลาส D (Class D) คือวงจรขยายที่ใช้กับสัญญาณพัลส์ดิจิทัล (Pulse Digital Signal) โดยวงจรจะเปิด (On) เฉพาะสัญญาณช่วงสั้นแต่จะปิด (Off) เมื่อเกิดสัญญาณช่วงยาวและมีประสิทธิภาพกำลังของการขยายสูงกว่า 90%

1) วงจรขยายคลาส A (Series Class A Amplifier)



รูปที่ 2.11 วงจรขยายคลาส A แบบต่อโหลดโดยตรง [7]

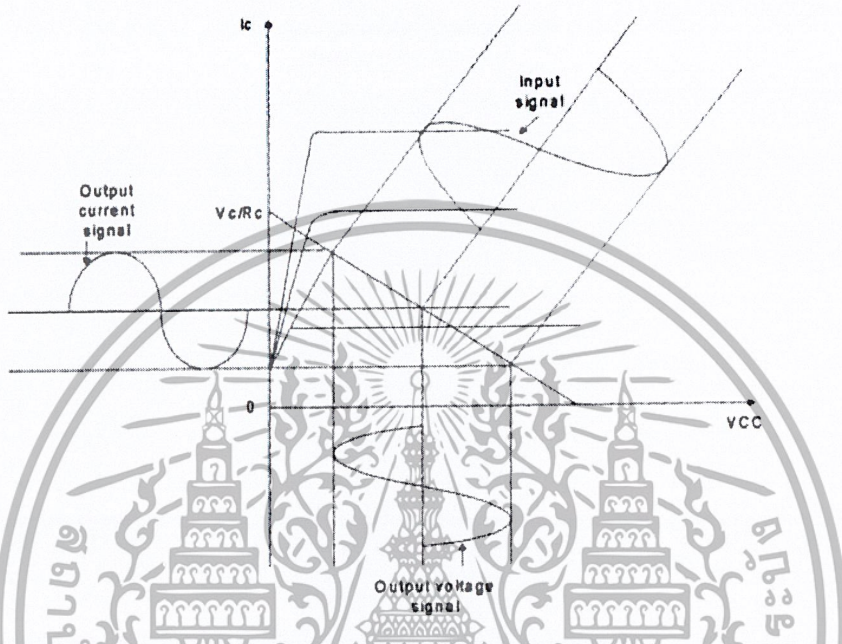
จากรูปที่ 2.11 เป็นวงจรขยายที่มีการไบแอสทรานซิสเตอร์ตลอดไซเคิลหรือ 1 คาบเวลาของสัญญาณอินพุตแบ่งออก เป็น 2 ประเภทคือ แบบต่อโหลดโดยตรงซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย 25% และแบบต่อโหลดกับหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีประสิทธิภาพกำลังของการขยาย



รูปที่ 2.12 กราฟแสดงเส้นโหลด [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

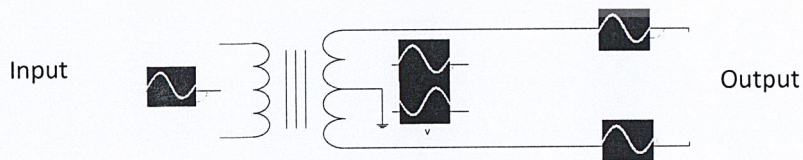
รูปที่ 2.12 แสดงให้เห็นเส้นโหลด ที่เกิดจากค่า V_{cc} และ R_c สังเกตว่าจุดตัดระหว่าง I_b กับเส้นโหลด DC เป็นตัวกำหนดจุดทำงาน (จุด Q) ของวงจร เมื่อจ่ายสัญญาณอินพุต AC ให้กับวงจรขยายในรูปที่ 2.11 จะทำให้ I_b สวิงรอบจุด Q เป็นผลให้สัญญาณกระแสเอาต์พุต (I_c) กับแรงดันเอาต์พุต (V_{cc}) ทำให้เกิดการสวิงดังรูปที่ 2.13



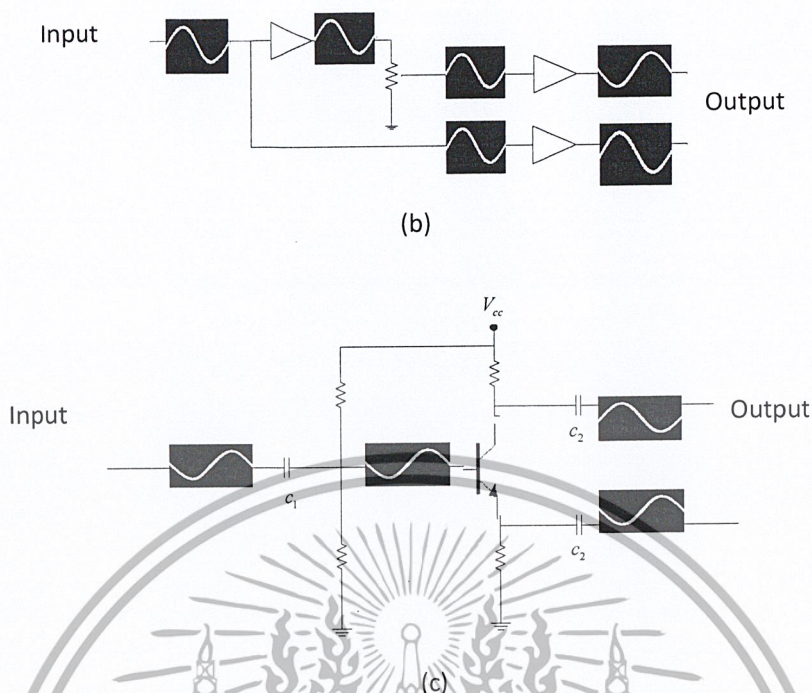
รูปที่ 2.13 การสวิงของสัญญาณเอาต์พุต [7]

2) วงจรขยายคลาส B (Class B Amplifier Circuits)

การต่อวงจรขยายแบบคลาส B ทำได้หลายแบบ พิจารณาแบบที่นิยมกันคือ วงจรผลัดคั้งแบบใช้หม้อแปลงไฟฟ้า, วงจรสมมาตรเชิงคู่ประกอบและวงจรผลัดคั้งแบบเหมือน คู่ประกอบสัญญาณอินพุตของวงจรบางประเภทเป็นสัญญาณที่มีขั้วหรือเฟสตรงข้ามกัน 2 สัญญาณ การกลับเฟสหรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณทำได้หลายวิธีดังรูปที่ 2.14



(a)



รูปที่ 2.14 การกลับเฟสหรือขั้วของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ [7]

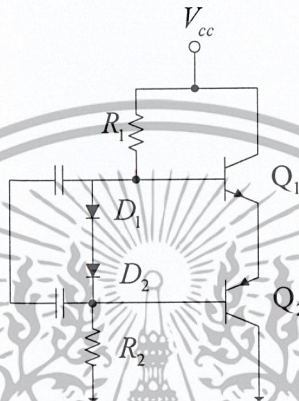
รูปที่ 2.14 (a) การกลับเฟสโดยใช้หม้อแปลงแบบแทปกึ่งกลาง (Center tapped) ถ้าหม้อแปลงมีการต่อแทป กึ่งกลางอย่างแท้จริงสัญญาณอินพุตทั้งสองของวงจร ผลักคิ่งจะมีเฟสตรงข้ามกันและมีขนาดเท่ากัน

รูปที่ 2.14 (b) การกลับเฟสโดยใช้ทรานซิสเตอร์ที่มีเอาต์พุตจากขั้ว E อินเฟสกับสัญญาณอินพุต ส่วนสัญญาณเอาต์พุตจากขั้ว C มีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต ถ้าอัตราขยายของสัญญาณอินพุตทั้งสองมีค่าใกล้กับ 1 จะได้ขนาดของสัญญาณเท่ากันด้วย

รูปที่ 2.14 (c) การกลับเฟสโดยให้ออปแอมป์หลายสเตจ สังเกตว่าออปแอมป์สเตจหนึ่งสร้างอัตราขยายกลับเฟสที่เป็น Unity ส่วนอีกสเตจหนึ่งสร้างอัตราขยายไม่กลับเฟสที่เป็น Unity เพื่อให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต 2 สัญญาณที่มีขนาดเท่ากันแต่มีเฟสตรงข้ามกัน

3) วงจรขยายคลาส AB

วงจรขยายคลาส B เป็นวงจรขยายที่มีไบอัสทรานซิสเตอร์ครึ่งไซเคิล (หรือ 180 องศา) ของสัญญาณอินพุตซึ่งอาจทำให้เกิดการเพี้ยนที่ช่วงต่อสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ปัญหา ดังกล่าวจะลดลงถ้าตัดแปลงวงจรขยายคลาส B ให้ไบอัสทรานซิสเตอร์มากกว่า 180 องศาของ สัญญาณอินพุตเราเรียกวงจรนี้ว่าวงจรขยายคลาส AB



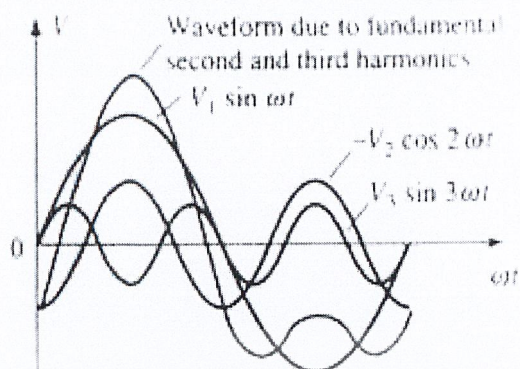
รูปที่ 2.15 วงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบ [7]

จากรูปที่ 2.15 เป็นวงจรแบบสมมาตรเชิงคู่ประกอบแต่มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด 2 ตัวช่วยในการไบอัสทรานซิสเตอร์ กล่าวคือใช้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดช่วยในการไบอัสระหว่างขา B และ E ของ Q_1 และ Q_2 ให้นำกระแสได้เล็กน้อยขณะไม่มีสัญญาณอินพุต ลักษณะเช่นนี้ทำให้เกิดการไบอัสทรานซิสเตอร์มากกว่า 180 องศาของสัญญาณอินพุตซึ่งหมายถึง การเพี้ยนที่ช่วงต่อของสัญญาณเอาต์พุตย่อมมีค่าลดลง

2.5.2 การเพี้ยนของวงจขยาย (Amplifier Distortion)

สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่แท้จริงมีความถี่เดียวสัญญาณนี้เป็นแรงดันไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงเป็นบวกและลบในปริมาณเท่ากันสัญญาณใด ๆ ที่เปลี่ยนแปลงน้อยกว่า 360 องศาต่อ 1 ไซเคิลแสดงว่ามี การเพี้ยนเกิดขึ้นจึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตดังรูปที่ 2.16 (ยกเว้นขนาด) การเพี้ยนเกิดขึ้นได้ในการทำงานของวงจขยายทุกคลาสเพราะคุณลักษณะของ อุปกรณ์บางอย่างไม่เป็นเชิงเส้นเช่นทรานซิสเตอร์กำลังเป็นต้นหรืออาจเกิดจากองค์ประกอบของ วงจรและการตอบสนองของอุปกรณ์ต่อสัญญาณอินพุตที่ความถี่ต่างกันอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



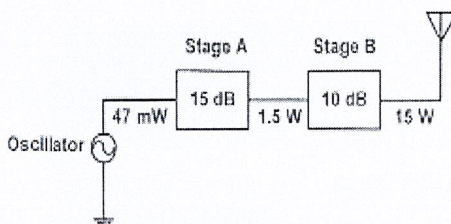
รูปที่ 2.16 การเขียนของวงจรมาย [7]

การเขียนของรูปคลื่นในแต่ละคาบเวลาอธิบายได้จากการวิเคราะห์โดยอนุกรมฟูรีเยร์ (Fourier Series) ซึ่งเป็นวิธีการอธิบายรูปคลื่นที่เป็นคาบเวลาในเทอมขององค์ประกอบความถี่เดิมหรือความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) และองค์ประกอบความถี่ย่อย องค์ประกอบส่วนหลังนี้เราเรียกว่าองค์ประกอบฮาร์โมนิกหรือเรียกสั้น ๆ ว่าฮาร์โมนิก จากรูปสมมติว่าสัญญาณมีความถี่พื้นฐาน 1 kHz ดังนั้นสัญญาณที่เป็นอยู่กับสัญญาณความถี่พื้นฐานหรือสัญญาณย่อยที่มีความถี่ 2 kHz (เกิดจาก $2 \times 1 \text{ kHz}$) เป็นฮาร์โมนิกที่สอง, สัญญาณย่อยที่มีความถี่ 3 kHz (เกิดจาก $3 \times 1 \text{ kHz}$) เป็นฮาร์โมนิกที่สามและสัญญาณย่อยที่มีความถี่ 4 kHz (เกิดจาก $4 \times 1 \text{ kHz}$) เป็นฮาร์โมนิกที่สี่ เป็นต้น

2.6 วงจรขับกำลังและการแมตชิงหลายสเตจ (Driver Amplifier And Interstage Matching)

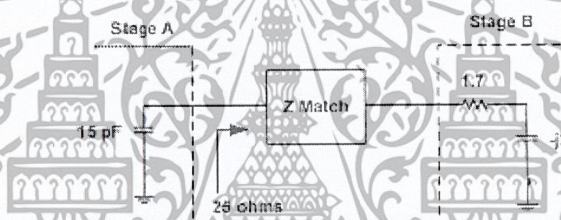
รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถแสดงได้ดังรูป 2.17 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของเพาเวอร์เอาต์พุต จากวงจรมายอันดับสุดท้าย คือ 15 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราขยาย 10 dB และสเตจก่อนหน้านี้ทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 dB สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์ นั้นเป็นความสามารถในการขับแรงดันกำลังจากภายในออสซิลเลเตอร์เอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์ [7]

การตรวจสอบการแมตช์กันระหว่างสเตทของสเตทเอและสเตทบีบ่อยครั้งเกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั่นคือความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรขยายซึ่งเกี่ยวกับการไหลของทรานซิสเตอร์ โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์การออกแบบวงจรขยายกำลังนั้นเราสนใจในโพลีคริสตแอสแตทซ์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะขยายอัตราขยายกำลังของแต่ละสเตท นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบ



รูปที่ 2.18 การต่ออิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งเนตเวิร์ค [7]

ในรูปที่ 2.18 จะอธิบายตรงจุดนี้ จะสมมติทรานซิสเตอร์ของสเตทบีนั้นมีอินพุตอิมพีแดนซ์คือ $Z=1.7-j2.7$ โอห์ม บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตช์ซึ่งเนตเวิร์คจากสเตทบีขึ้นไปยังระดับ 25 โอห์มที่สเตทเอต้องการนอกจากนี้การแมตช์ซึ่งเนตเวิร์คต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ที่ 15 พิโคฟาร์ัดของสเตทเอ

2.7 อิมพีแดนซ์แมตช์ (Impedance Matching)

เมื่อเรากำหนดค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ เราต้องคำนวณวงจรแมตช์ซึ่งเพื่อให้ได้การส่งกำลังงานมากที่สุด โดยสามารถคำนวณได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_s = Q_p = \sqrt{\left(\frac{R_p}{R_s} - 1\right)}$$

$$Q_s = \frac{X_s}{R_p}$$

โดยที่

Q_s = ค่าของ Q ส่วนอนุกรม

Q_p = ค่าของ Q ของส่วนขนาน

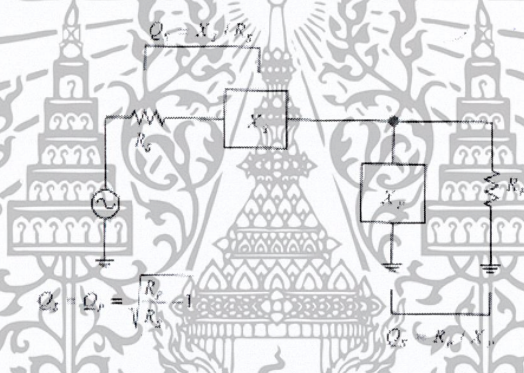
R_p = ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_p = ค่าของรีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_s = ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_s = ค่าของรีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่า X_p และอาจเป็นไปได้ทั้งค่าปฏิกิริยาและอินดักทีฟ X_s

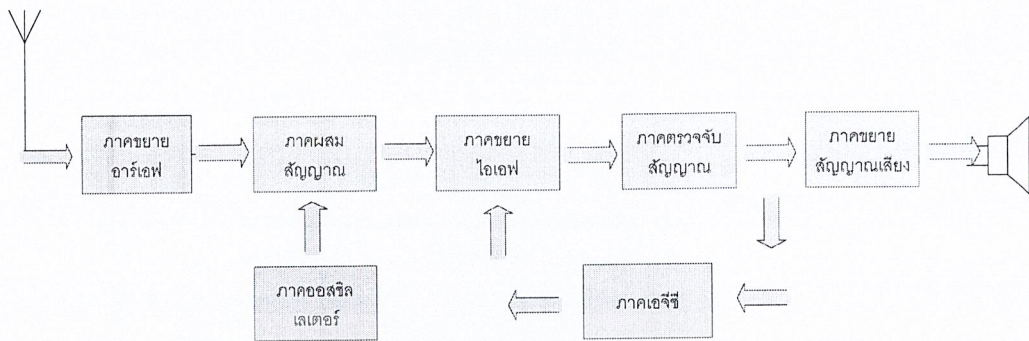


รูปที่ 2.19 การแมตซ์อิมพีแดนซ์ [7]

2.8 เครื่องรับวิทยุระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

ในกรณีที่เครื่องรับถูกสร้างขึ้นเพื่อรับสัญญาณจากสถานีวิทยุเพียงสถานีเดียวก็จะไม่เกิดปัญหาอะไรนักในการออกแบบสร้าง แต่ถ้าเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงจะต้องสร้างขึ้นเพื่อรับสัญญาณอาร์เอฟได้ตลอดในย่านความถี่ที่กว้างมาก เพราะต้องรับสัญญาณจากหลายสถานี การออกแบบวงจรขยายอาร์เอฟ ให้มีอัตราขยายสูง และมีแบนด์วิดท์ที่กว้างนั้นทำได้ลำบากและไม่ประหยัด เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้ จึงได้เกิดการประดิษฐ์เครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (superheterodyne) ขึ้น เครื่องรับแบบนี้มีส่วนประกอบดังแสดงได้ในรูป 2.20 ซึ่งมีการทำงานดังต่อไปนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 ส่วนประกอบของเครื่องรับวิทยุระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ [2]

ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุของเครื่องรับในระบบนี้ได้ถูกสร้างขึ้นให้สามารถทำการปรับเปลี่ยนย่านความถี่ที่จะทำการขยายสัญญาณได้ ทั้งนี้เพื่อให้สามารถเลือกรับสัญญาณที่ส่งมาจากสถานีวิทยุต่างๆได้ตามต้องการ สัญญาณที่นำเข้ามานี้จะถูกนำไปผสม(mixing)กับสัญญาณที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ภายในเครื่องรับที่เรียกว่า ออสซิลเลเตอร์ท้องถิ่น(local oscillator)วงจรออสซิลเลเตอร์จะถูกออกแบบมาเพื่อให้ออสซิลเลตด้วยความถี่ที่สัมพันธ์กับความถี่ของคลื่นพาห้ของสถานีวิทยุที่เครื่องรับได้รับเข้ามา ซึ่งหมายความว่าเมื่อเราทำการปรับเทียบ(tuning)หาสถานีวิทยุตามต้องการนั้น ความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้จะถูกปรับเปลี่ยนอย่างสัมพันธ์ตามไปด้วย คำว่าสัมพันธ์ที่ใช้ในที่นี้หมายความว่า ความแตกต่างของความถี่ที่เกิดจากออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับ(local oscillator)กับความถี่ของคลื่นพาห้ของสถานีวิทยุที่รับเข้ามานั้นจะมีค่าคงที่อยู่เสมอ ทั้งนี้ก็เพื่อที่จะให้ได้สัญญาณผลลัพธ์จากวงจรผสมสัญญาณ(mixing) หรือวงจรแปลงความถี่(frequency convertor) นั้นมีย่านความถี่คงที่เสมอ ไม่ว่าคลื่นความถี่ของสถานีวิทยุที่รับเข้ามานั้นจะเปลี่ยนแปลงไปเช่นไร

สัญญาณที่ได้ออกมาจากวงจรภาคผสมสัญญาณนี้เรียกว่า สัญญาณไอเอฟ (IF:intermediate frequency)และเพราะค่าความถี่ของสัญญาณไอเอฟนี้ไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของคลื่นพาห้จากสถานีวิทยุของเครื่องรับได้รับเข้ามา จึงทำให้สัญญาณไอเอฟที่ได้มีอยู่ในช่วงความถี่ที่คงที่และมีแบนด์วิดท์ที่แน่นอน ดังนั้นทำให้เราสามารถออกแบบภาคขยายของสัญญาณไอเอฟที่มีกำลังขยายมากๆได้ง่าย สัญญาณภาคขยายไอเอฟนี้ จะถูกนำไปคิมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตเข้าไปเดิมนั้นกลับคืนมา และจากนั้นก็ส่งสัญญาณเสียงที่ได้ต่อไปที่ภาคขยายสัญญาณเสียงเพื่อไปใช้ขับลำโพงวิทยุต่อไป

ข้อดีของเครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์นี้คือ ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุนี้ไม่จำเป็นต้องมีกำลังขยายมากก็ใช้ได้ ในเครื่องรับวิทยุราคาถูกๆ ภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุนี้จะเหลือเพียงวงจรถ่วง(tuning circuit)ซึ่งเป็นวงจรรีโซแนนซ์(resonant circuit)ธรรมดาเท่านั้น ในระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์นี้ ภูเขาสำคัญอยู่ตรงที่ได้มีการสร้างความถี่ไอเอฟขึ้นมา ซึ่งการผสมสัญญาณเพื่อให้ได้สัญญาณไอเอฟนั้นเรียกว่า การเฮเทอโรไดน์ ประกอบกับการออกแบบความถี่จากการผสมสัญญาณนี้ถูกทำให้มีความถี่อยู่เหนือความถี่เสียงที่เรียกว่า ซูเปอร์โซนิก ดังนั้นเครื่องรับแบบนี้จึงได้ชื่อว่า เครื่องรับระบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ประเด็นหลักของการผลิตสัญญาณไอเอฟออกมา ก็เพราะสัญญาณ ไอเอฟที่สร้างขึ้นมานี้จะมีค่าความถี่อยู่ในย่านความถี่แคบๆ ที่มีความแน่นอน ดังนั้นจึงทำให้การออกแบบวงจรถ่วงความถี่ไอเอฟนี้ทำได้ง่ายดังกล่าวนั้นแล้ว

เรื่องที่ควรกล่าวส่งท้ายในหัวข้อเรื่องหนึ่งก็คือ ค่าความถี่ไอเอฟ ที่ใช้สำหรับเครื่องรับวิทยุกระจายเสียงแบบเอเอ็มและเอฟเอ็ม โดยทั่วไปนั้น คือความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

2.9 การคิมอดูเลตสัญญาณ

ในส่วนของระบบรับสัญญาณภาพไร้สายจะเป็นส่วนที่รับและนำสัญญาณเอฟเอ็มมาทำการคิมอดูเลต เพื่อให้ได้สัญญาณภาพที่ต้องการ

2.9.1 การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

การคิมอดูเลตเอฟเอ็มอย่างง่าย จะใช้วงจรที่ทำอนุพันธ์ตามอุดมคติ (Ideal Differentiator) ร่วมกับวงจรจับกรอบสัญญาณ ซึ่งค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรที่อนุพันธ์ คือ $H(\omega) = j\omega$ และคุณสมบัติที่เห็นได้ชัดก็คือ ขนาดของ $H(\omega)$ แปรผันเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์กับความถี่ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณเอฟเอ็มผ่านวงจรทำอนุพันธ์แล้วก็จะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีค่าเปลี่ยนตามความถี่ ซึ่งก็คือได้เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้นี้ไปผ่านวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณก็จะได้สัญญาณข่าวสารออกมาตามต้องการ ลักษณะสมการโดยทั่วไปของคลื่นเอฟเอ็ม เมื่อทำการอนุพันธ์แล้วจะได้ผลลัพธ์ คือ

$$\frac{d\theta_{FM}(t)}{dt} = -A_c \left\{ \omega_c + K_f m(t) \right\} \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right\} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

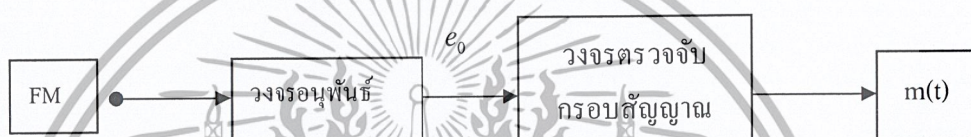
ปกติการมอดูเลตความถี่นั้น จะใช้ค่า $\omega_c \gg k_f m(t)$ ดังนั้นกรอบ $E(t)$ จึงเหมือนสัญญาณเอฟเอ็ม

$$E(t) = \left\{ 1 + \frac{k_f}{\omega_c} m(t) \right\} \quad (2.5)$$

และค่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาห้คือ

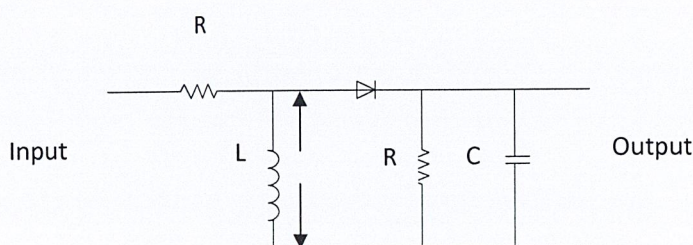
$$\omega_c + k_f m(t) \quad (2.6)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรทำอนุพันธ์ทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นเอฟเอ็มเป็นเอเอ็มที่มีความถี่ของคลื่นพาห้เปลี่ยนแปลงอยู่เป็นเอฟเอ็มเช่นเดิม ดังนั้นจึงสามารถนำมาทำการตรวจจับสัญญาณ $m(t)$ ออกมาเป็น เอนเวโลป $E(t)$ ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรทำอนุพันธ์ได้ ระบบเดิมมอดูเลตสัญญาณมีรูปแบบดัง รูปที่ 2.21



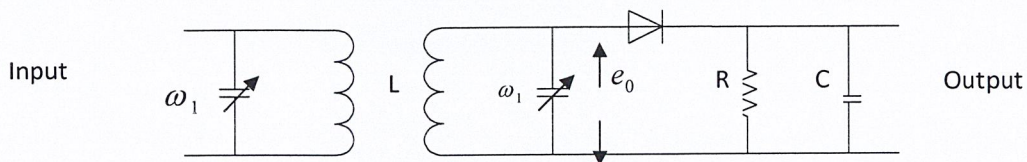
รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐาน [7]

พฤติกรรมของวงจรอนุพันธ์ตามอุดมคติอาจจะประมาณ โดยวงจรประกอบจากตัวความต้านทานและขดลวดเหนี่ยวนำ (RL) หรือวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งเมื่อนำมาต่อกับวงจรตรวจจับ กรอบสัญญาณ จะได้วงจรดิสคริมิเนตความถี่ (Discriminate Circuit) ดังแสดงในรูปที่ 2.22 และรูปที่ 2.27 ตามลำดับ วงจรดิสคริมิเนตความถี่เหล่านี้ รู้จักกันในนามของ วงจรตรวจจับความชัน (Slope Detector) แม้ว่าวงจรตรวจจับความชันทั้งสองนี้จะทำได้โดยง่ายแต่มันก็มีข้อจำกัดในการใช้งาน คือ ความเป็นเชิงเส้นของอัตราการแปลงความถี่เป็นแรงดันนั้น มีช่วงแคบมาก การแก้ไขให้ดีขึ้นอาจทำได้โดยการใช้วงจรจูน 3 ความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.28 วงจรนี้จะมีคุณสมบัติในการแปลงความถี่เป็นแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นในย่านความถี่ที่กว้างขึ้นและมีข้อดีที่ค่าเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่าความถี่คลื่นพาห้

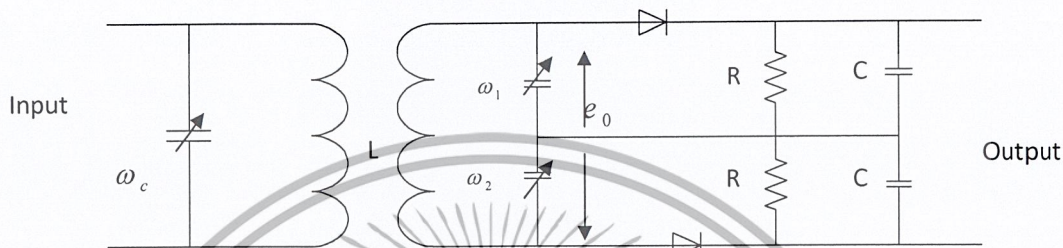


รูปที่ 2.22 วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ R-L [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 วงจรจูนเดียว [7]



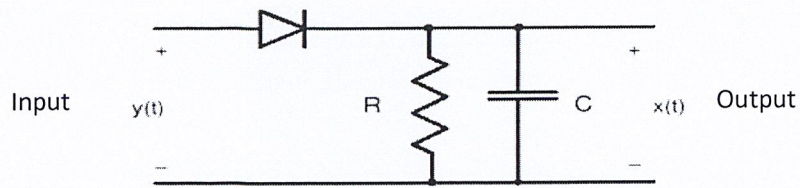
รูปที่ 2.24 วงจรจูน 3 ความถี่ [7]

วงจรดิสคริเมเนตความถี่นั้นสามารถทำได้ในอีกหลายรูปแบบซึ่งอาจอาศัยวิธีการประยุกต์ใช้การตัดข้ามของสัญญาณผ่านค่าศูนย์หรือวิธีการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันซึ่งมีความแม่นยำสูงก็ได้ หรืออาจใช้การเลียนแบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ก็ได้เช่นกัน

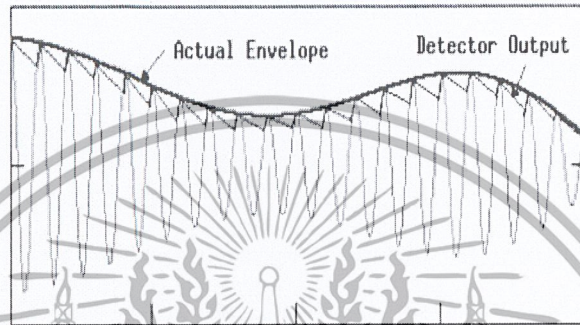
2.9.2 การตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope Detector)

วงจรตรวจจับสัญญาณ คือ วงจรที่ให้เอาต์พุตมีลักษณะเป็นไปตามกรอบหรือแนวทางเดินของยอดคลื่นของสัญญาณอินพุต วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณแบบง่ายจะเป็นวงจรชนิดไม่เชิงเส้น การทำงานของวงจรนี้ สามารถอธิบายได้ คือเมื่อมีสัญญาณอินพุตดังแสดงในรูปที่ 2.21 เข้าสู่วงจรนั้นขณะที่สัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นในทางบวก ไดโอด D จะนำกระแสทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นคร่อม C ตามค่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งถึงค่าพีค (Peak) หรือยอดของสัญญาณ แต่เมื่ออินพุตลดลงก็จะทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าทางอาโนดของ D ต่ำกว่าค่าแคร์โทด ในสถานการณ์เช่นนี้ไดโอด D จะหยุดนำกระแสและก็ไม่ให้ C คายประจุผ่านตัวมันได้ ดังนั้นการคายประจุของ C จึงมีทางเดียวคือคายประจุผ่าน R อย่างช้าจนกระทั่งถึงเวลาที่อินพุตจะมีค่ากลับเป็นบวกและมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าแรงดันไฟฟ้าคร่อม C ไดโอดจึงนำกระแสอีกครั้ง ทำให้เอาต์พุตเป็นไปตามค่าของสัญญาณอินพุตอีกไปจนถึงค่ายอดคลื่นพหุถัดมา รูปสัญญาณที่ตรวจจับกรอบสัญญาณได้ดังแสดงในรูปที่ 2.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Envelope) [2]



รูปที่ 2.26 การตรวจจับสัญญาณวงจรถ่าย (Envelope) [2]

2.9.3 วิธีการแยกแยะความถี่ (Frequency discrimination)

การตีความของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบเชิงมุมเป็นการสร้างสัญญาณขึ้นในลักษณะที่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณที่ถูกส่งมา ดังนั้นบางทีจึงเรียกว่าเป็นการแยกแยะความถี่ (Frequency discrimination) สำหรับวงจรแยกแยะความถี่ในอุดมคติหากอินพุตคือ

$$x_{mc}(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \tag{2.7}$$

เอาที่พุดควรจะได้

$$y_d(t) = k_d \frac{d\phi(t)}{dt} \tag{2.8}$$

เมื่อ k_d ความไวของการแยกแยะ (Discriminator sensitivity)

ในกรณีของการมอดูเลตความถี่ซึ่ง

$$\phi(t) = k_f \int_{-\infty}^t m(\xi) d\xi \tag{2.9}$$

จะทำให้ได้

$$y_d(t) = k_d \frac{d\phi(t)}{dt} = k_d \frac{d\left\{k_f \int m(\xi) d\xi\right\}}{dt} = k_d k_f m(t) \tag{2.10}$$

และในกรณีการมอดูเลตเชิงเฟสซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi(t) = k_p m(t) \quad (2.11)$$

จะทำให้ได้

$$y_d(t) = k_d \frac{d\phi(t)}{dt} = k_d \frac{d\{k_p m(t)\}}{dt} = k_d k_p \frac{dm(t)}{dt} \quad (2.12)$$

เมื่อทำการอินทิเกรต $k_d k_p \frac{m(t)}{dt}$ ก็จะได้สัญญาณ

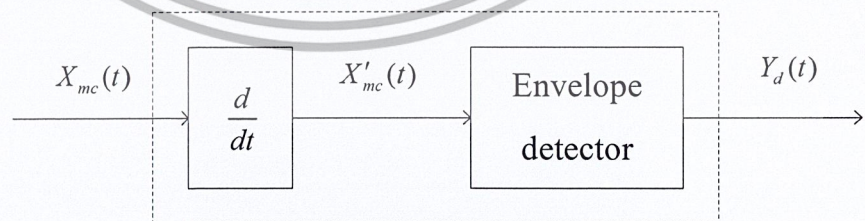
$$\bar{m}(t) = \int y_d(t) dt = \int k_d k_p \frac{dm(t)}{dt} dt = k_d k_p m(t) \quad (2.13)$$

เมื่อที่ได้เป็นสัดส่วนโดยตรงกับและจะเห็นได้ว่าการดิมอดูเลตสัญญาณเชิงเฟสนั้นสามารถทำได้โดยการดิมอดูเลตเชิงความถี่ก่อนแล้วตามด้วยการหาปริพันธ์สัญญาณที่ได้



รูปที่ 2.27 คุณสมบัติของวงจรแยกแยะความถี่ในอุดมคติ [2]

วงจรแยกแยะความถี่นี้สามารถที่จะอนุมานได้อย่างง่ายดายด้วยวงจรหาอนุพันธ์แล้วตามด้วยวงจรถีเทคกรอบสัญญาณ(Envelope detector) ดังรูป



Frequency discriminator

รูปที่ 2.28 การประมาณวงจรแยกแยะความถี่ [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาก

$$x'_{mc} = A_c \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.14)$$

จะได้

$$x'_{mc}(t) = A_c \left[\omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt} \right] \sin(\omega_c + \phi(t)) \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) ดังกล่าวนี้ การทำการหอนุพันธ์จะทำให้ได้สัญญาณซึ่งประกอบด้วย ส่วนที่เป็นการมอดูเลตเชิงขนาด และส่วนที่เป็นการมอดูเลตเชิงมุมโดยกรอบสัญญาณก็คือ

$$A_c \left[\omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt} \right] \quad (2.16)$$

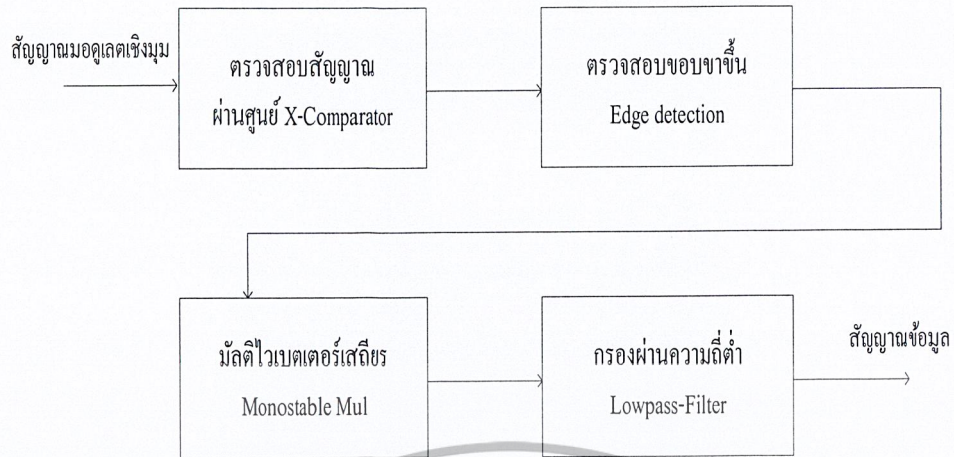
และหารเทียบพอร์มกับความถี่ขณะใดๆของ $x(t)$ หรือ $\omega_i(t)$ โดยที่

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_c + \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (2.17)$$

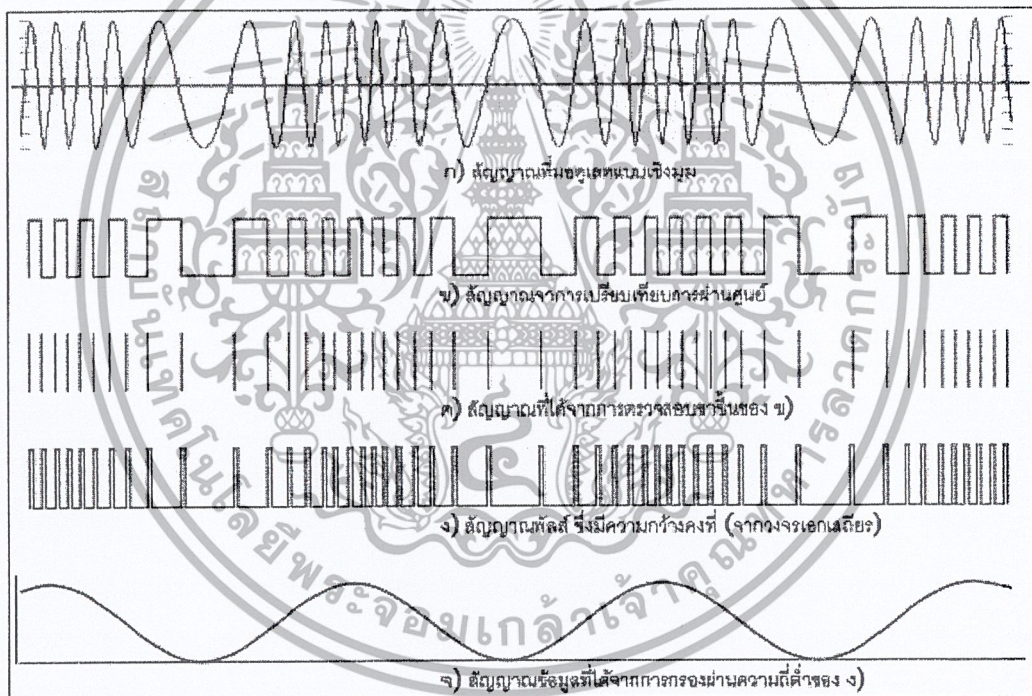
ดังนั้น

$$y_d(t) = \omega_i(t) \quad (2.18)$$

วิธีการตรวจสอบการผ่านตำแหน่งผ่านศูนย์ (Zero-crossing Detection) ความถี่ของพาหะที่ เปลี่ยนตามสัญญาณข้อมูลจะทำให้ตำแหน่งที่ผ่านระดับแรงดันศูนย์ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงไป ด้วยจากแนวคิดนี้จึงสามารถที่จะสร้างวงจรตีมอดูเลเตอร์ โดยการใช้ตำแหน่งผ่านศูนย์ ดังกล่าว เรียกว่า วงจรเปรียบเทียบแรงดันจะตรวจสอบว่าแรงดันมากกว่าศูนย์หรือไม่ หากมากกว่าก็จะทำให้ แรงดันสูง หากแรงดันต่ำกว่าก็ตรงกันข้าม วงจรตรวจสอบขอบขาขึ้น (Leading edge detector ,Differentiator) จะทำให้สัญญาณพัลส์แคบๆเมื่อสัญญาณส่วนอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงพัลส์ ดังกล่าวจะถูกทำให้กว้างขึ้นและมีช่วงเวลา "on" คงที่ ด้วยวงจร มัลติไวเบเรเตอร์แบบเอกเสถียร (Monostable multivibrator) ค่าเฉลี่ยของแรงดันพัลส์ที่ได้ จะหาได้โดยการใช่วงจรกรองผ่านความถี่ ต่ำ หากสัญญาณพัลส์อยู่ชิดกันมาก (ความถี่สูง) ก็จะทำให้ค่าแรงเฉลี่ยสูงตามไปด้วย



รูปที่ 2.29 ไตอะแกรมของดีเทกเตอร์ที่ใช้วิธีการตรวจสอบการผ่านศูนย์ของคลื่นพาห์ [7]



รูปที่ 2.30 สัญญาณ ณ ตำแหน่งต่างๆในวงจรดีมอดูเลตโดยการตรวจสอบการผ่านศูนย์ [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

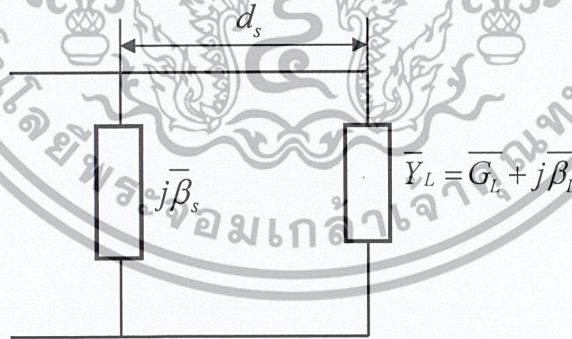
2.9.4 โครข่ายแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance matching network)

สายส่งสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสียทางไฟฟ้าถูกเชื่อมต่ออิมพีแดนซ์ Z_L ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจะมีค่าคงที่เพียงแต่เฟสของการสะท้อนจะมีค่าอยู่ในช่วง ± 180 องศา ในสมิตชาร์ตจุดบนวงกลมจะใช้แทนออร์มัลไลซ์โพลด์ซึ่งเป็นการเคลื่อนที่ออกจากโพลด์ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เปลี่ยนไป การเคลื่อนที่นี้จะเป็นการเคลื่อนที่ตามเข็มนาฬิกาบนวงกลม VSWR จะทำให้ส่วนจริงของออร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับ 1 บนเส้นวงกลม ณ จุดนี้เองการเพิ่มหรือต่ออุปกรณ์ที่มีคาร์เรแอกแตนซ์หรือสายส่งสตับ (Transmission line stub) จะสามารถลดการสะท้อนกลับของสัญญาณหรือเป็นการลดค่า VSWR ลงได้ สายส่งสัญญาณที่มีความยาวจำกัดที่มีการเปิดปลายสายหรือปิดปลายสายเราเรียกว่าสตับ ซึ่งกระทำตัวเสมือนเป็นอุปกรณ์รีแอกแตนซ์

2.9.5 สตับขนาน (Shunt stub)

พิจารณาสายส่งสัญญาณ แบบไม่มีการสูญเสีย มีอิมพีแดนซ์ลักษณะเท่ากับ Z_0 มีโพลด์แอดมิตแตนซ์ค่า Y_L ดังรูปที่ 2.31 ค่าออร์มัลไลซ์อิมพีแดนซ์ที่ระบบทำงานเท่ากับ d_s จากระนาบโพลด์จะหาค่าได้จากสมการ

$$\bar{Y}_m = \frac{\bar{Y}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \bar{Y}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.19)$$



รูปที่ 2.31 สตับขนาน [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำให้แมตซ์ที่ระยะ d_s นั้นคือส่วนจริงของอินพุตแอดมิตแตนซ์จะต้องมีค่าเท่ากับแอดมิตแตนซ์ คุณลักษณะของสายส่ง (Characteristic admittance) เป็นส่วนจริงของสมการที่ (2.19) จะต้องมีค่าเป็นจริง ต้องทราบ หาระยะทาง d_s เพื่อห้ค่าส่วนจินตภาพของ Y_m ดังนั้น

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{\overline{\beta}_L \pm \sqrt{\overline{\beta}_L^2 - A(1 - \overline{G}_L)}}{A} \right) \quad (2.20)$$

เมื่อ

$$A = \overline{G}_L(\overline{G}_L - 1) + \overline{\beta}_L^2 \quad (2.21)$$

ส่วนจินตภาพของนอร์มัลไลซ์อินพุตแอดมิตแตนซ์ที่ระยะห่าง $-d_s$ มีค่าดังนี้

$$\overline{\beta}_m = \frac{[\overline{\beta}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \overline{\beta}_L \tan(\beta d_s)] - \overline{G}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\overline{G}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \overline{\beta}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.22)$$

เมื่อเงื่อนไขการแมตซ์เป็นดังนี้

$$\overline{\beta}_s = -\overline{\beta}_m \quad (2.23)$$

เพราะฉะนั้น ตัวเหนี่ยวนำที่ต่อขนานต้องต่อเข้าไปที่ระยะ d_s หากว่าอินพุตแอดมิตแตนซ์อยู่ในสภาวะเป็นตัวเก็บประจุ

ในทางตรงข้าม อุปกรณ์ที่จะต่อเชื่อมต้องเป็นตัวเก็บประจุหากว่า Y_m มีสภาวะเป็นอินดักทีฟที่ระยะ d_s ซึ่งในที่นี้เราสามารถใส่สายส่งสัญญาณที่มีค่าชั้สแอดมิตแตนซ์ ตามสมการที่ 2.20 ที่มีปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสายหรือปิดปลายสาย เราเรียกสายส่งสัญญาณแบบนี้ว่าสตัดป์ ถ้าให้ I_s แทนตามยาวของสตัดป์ปลายสายซึ่ง

$$I_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\overline{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\overline{\beta}_m) \quad (2.24)$$

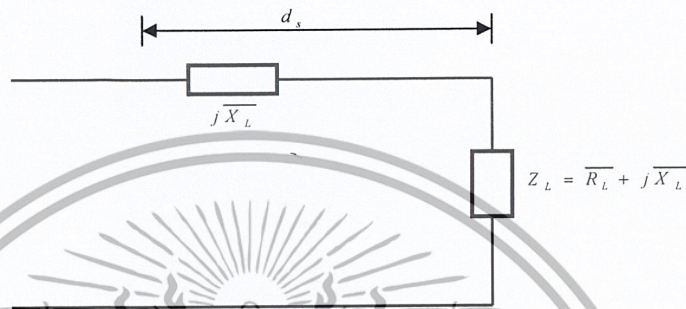
ในทางตรงกันข้าม ถ้าที่ปลายด้านหนึ่งเปิดปลายสาย จะได้สมการดังนี้

$$I_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\overline{\beta}_s) = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\overline{\beta}_m) \quad (2.25)$$

2.9.6 สตัปแบบอนุกรม (Series stub)

ถ้าอุปกรณ์รีแอคทีฟที่ต้องเข้าไปในลักษณะอนุกรม ตามรูป 2.32 จะได้ว่านอร์มัลไลซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ระยะ d_s มีค่าดังนี้

$$\overline{Z}_{in} = \frac{\overline{Z}_L + j \tan(\beta d_s)}{1 + j \overline{Z}_L \tan(\beta d_s)} \quad (2.26)$$



รูปที่ 2.32 สตัปอนุกรม [7]

ในกรณีที่แมตซ์ที่ระยะ d_s ดังนั้นส่วนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง ตัวอย่างเช่น ส่วนจริงในสมการที่ 2.22 จะต้องมีค่าเท่ากับ 1 เงื่อนไขนี้เป็นเงื่อนไขที่ใช้สำหรับหาระยะ d_s ค่ารีแอคแตนซ์ X_s จะถูกต่อเข้าไปในลักษณะอนุกรมที่ระยะ d_s เพื่อหักล้างส่วนจินตภาพ Z_{in} ซึ่ง

$$d_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1} \left(\frac{X_L \pm \sqrt{X_L^2 - A(1 - R_L)}}{A_Z} \right) \quad (2.27)$$

เมื่อ

$$A_Z = \overline{R}_L(\overline{R}_L - 1) + \overline{X}_L^2 \quad (2.28)$$

ส่วนจินตภาพของนอร์มัลไลซ์อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ระยะ d_s หาได้จากสมการ

$$\overline{X}_{in} = \frac{[\overline{X}_L + \tan(\beta d_s)] \times [1 - \overline{X}_L \tan(\beta d_s)] - \overline{R}_L^2 \tan(\beta d_s)}{[\overline{R}_L \tan(\beta d_s)]^2 + [1 - \overline{X}_L \tan(\beta d_s)]^2} \quad (2.29)$$

มีเงื่อนไขในการแมตซ์ที่ระยะ d_s ส่วนรีแอคทีฟของ X_{in} จะต้องถูกกำจัดออกไปโดยการต่ออุปกรณ์ที่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม กล่าวคือ

$$\overline{X}_s = -\overline{X}_{in} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุจะถูกต่อเข้าไปแบบอนุกรมถ้าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอินดักทีฟ ในทางตรงกันข้ามการต่อตัวเหนี่ยวนำเข้าไปแบบอนุกรมหากว่าอินพุตอิมพีแดนซ์อยู่ในสถานะคาปาซิทีฟ มีความยาวของสตัปแบบเปิดสายค่าเท่ากับ

$$I_s = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(-\overline{X_s}) = \frac{1}{\beta} \cot^{-1}(\overline{X_{in}}) \quad (2.31)$$

ความยาวของสตัปแบบสัปดาห์สายค่าเท่ากับ

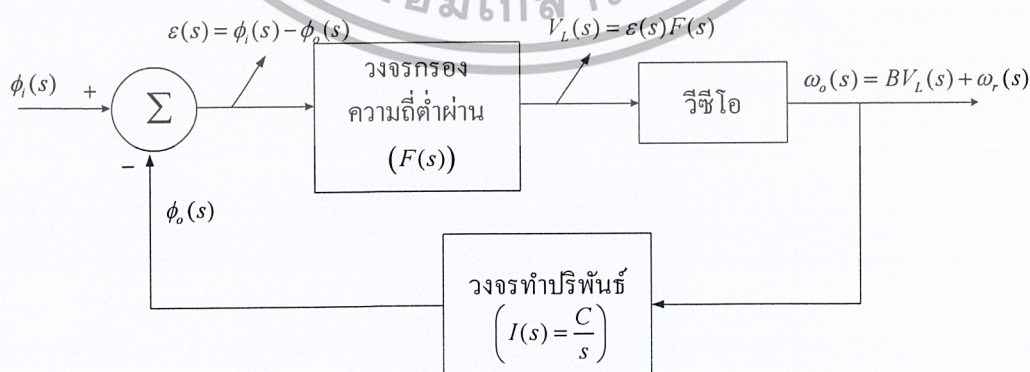
$$I_s = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(\overline{X_s}) = \frac{1}{\beta} \tan^{-1}(-\overline{X_{in}}) \quad (2.32)$$

จะสังเกตว่าที่ตำแหน่ง d_s และความยาว I_s ทุกๆ ความยาวที่เพิ่มขึ้น $\lambda/2$ ก็จะทำให้เกิดการแมตช์ได้ อย่งไรก็ดีแม้ว่าความยาวที่ต้องการที่ทำให้เกิดการแมตช์นั้นมีหลายค่า แต่ระยะของความยาวที่สั้นที่สุดจะเป็นระยะที่ควรเลือกนำไปใช้ในการแมตช์

2.10 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป

2.10.1 การวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกกลูป

ระบบเฟสล็อกกลูปนับได้ว่าเป็นระบบการป้อนกลับแบบลบ(negative feedback)ที่สำคัญมากระบบหนึ่ง ที่ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานหลายประเภท เช่น ใช้ในระบบการสื่อสารนำไปใช้สร้างการมอดูเลตและการดีมอดูเลตของสัญญาณเอพเอ็มที่มีเสถียรภาพทางความถี่สูง และในระบบควบคุมที่ใช้ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ นอกจากนี้แล้วยังใช้เป็นหลักการพื้นฐานของมอเตอร์เซอร์โวอีกด้วย สำหรับระบบการทำงานพื้นฐานของเฟสล็อกกลูปแสดงได้ดังรูป 2.33



รูปที่ 2.33 แผนภาพบล็อกของระบบเฟสล็อกกลูปเบื้องต้น [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$\phi_i(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของฟังก์ชันอินพุต $\phi_i(t)$

$\phi_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของฟังก์ชันเอาต์พุต $\phi_o(t)$

$\varepsilon(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของผลต่างของเฟสอินพุตกับเฟสเอาต์พุต $\varepsilon(t)$

$V_L(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของเอาต์พุตตัวกรองลูป (loop filter) $v_L(t)$

$\omega_o(s)$ คือ การแปลงลาปลาซของความถี่เอาต์พุตของวีซีโอ(VCO)

$F(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวกรองลูป

$\omega_r(s)$ การแปลงลาปลาซของความถี่เอาต์พุตวีซีโอ เมื่อ $v_L(t) = 0$

$I(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวทำปรีฟันซ์

เมื่อหาค่าความสัมพันธ์ของสัญญาณตามตำแหน่งต่างๆในแผนภาพบล็อกได้เป็นดังนี้

$$\varepsilon(s) = \phi_i(s) - \phi_o(s) \quad (2.33)$$

$$V_L(s) = \varepsilon(s)F(s) \quad (2.34)$$

$$\omega_o(s) = BV_L(s) + \omega_r(s) \quad (2.35)$$

$$\phi_o(s) = \omega_o(s) \frac{C}{s} \quad (2.36)$$

เมื่อนำค่า $\varepsilon(s)$ จากสมการ(2.33)แทนลงไป(2.34)ก็จะได้

$$V_L(s) = F(s)[\phi_i(s) - \phi_o(s)] \quad (2.37)$$

แทนค่า $V_L(s)$ จาก (2.47) ลงใน (2.35)จะได้ว่า

$$\omega_o(s) = BF(s)[\phi_i(s) - \phi_o(s)] + \omega_r(s) \quad (2.38)$$

ต่อจากนั้นแทนค่า $\omega_o(s)$ จาก(2.38)ลงไป(2.36)ก็จะได้

$$\phi_o(s) = \frac{C}{s} BF(s)[\phi_i(s) - \phi_o(s)] + \frac{C}{s} \omega_r(s) \quad (2.39)$$

ทำการจัดเทอม

$$\phi_o(s) + \frac{CBF(s)}{s} \phi_o(s) = \frac{C}{s} \omega_r(s) \quad (2.40)$$

และ

$$\phi_o(s) \left[1 + \frac{CBF}{s} \right] = \frac{C}{s} \omega_r(s) + \frac{C}{s} \omega_r(s) \quad (2.41)$$

หรือ

$$\phi_o(s)[s + CBF(s)] = CBF(s)\phi_i(s) + C\omega_r(s) \quad (2.42)$$

ถ้ากำหนดให้ตัวกรองความถี่ต่ำที่ใช้เป็นตัวกรองลูปมีค่าฟังก์ชันถ่ายโอนเป็นดังนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{A}{1+Gs} \quad (2.43)$$

โดยที่ A คือ อัตรา

การขยายคิซี และ G คือ ความถี่ตัด เมื่อแทน $F(s)$ จาก (2.53) ลงไปใน (2.52) ก็จะได้ว่า

$$\phi_0(s) \left[s + \frac{ABC}{1+Gs} \right] = \frac{ABC}{1+Gs} \phi_i(s) + C\omega_r(s) \quad (2.44)$$

เมื่อจัด(2.44) ใหม่จะได้เป็น

$$\begin{aligned} \phi_0(s) [s + Gs^2 + ABC] &= ABC\phi_i(s) + (1+Gs)C\omega_r(s) \\ Gs^2\phi_0(s) + s\phi_0(s) + ABC\phi_0(s) &= ABC\phi_i(s) + C\omega_r(s) + GCs\omega_r(s) \end{aligned} \quad (2.45)$$

เมื่อแปลงกลับลาปลาซของ (2.45) จะได้

$$G \frac{d^2}{dt^2} \phi_0(t) + \frac{d}{dt} \phi_0(t) + ABC\phi_0(t) = ABC\phi_i(t) + C\omega_r(t) + CG \frac{d}{dt} \omega_r(t) \quad (2.46)$$

เนื่องจาก $\omega_r(t)$ เป็นค่าคงที่ ดังนั้นเทอม $\frac{d}{dt} \omega_r(t) = 0$ ซึ่งก็จะเขียน(2.56) ได้ใหม่เป็น

$$G \frac{d^2}{dt^2} \phi_0(t) + \frac{d}{dt} \phi_0(t) + ABC\phi_0(t) = ABC\phi_i(t) + C\omega_r(t) \quad (2.47)$$

จาก(2.47) พบว่าความสัมพันธ์ของระบบเฟสล็อกจะอยู่ในรูปของสมการอนุพันธ์ ดังนั้นถ้าสมมติให้ $\phi_i(t)$ เป็นเฟสอินพุตที่เป็นเชิงเส้นกับเวลาดังแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\phi_i(t) = \omega_r(t) + \theta_i \quad (2.48)$$

ถ้าต้องการหาค่าคำตอบของ(2.47)ซึ่งก็คือค่า $\phi_0(t)$ จะต้องแก้สมการอนุพันธ์ โดยสมการอนุพันธ์จะให้คำตอบสมบูรณ์ที่ประกอบไปด้วยคำตอบที่เรียกว่าเป็นผลการตอบสนองทางธรรมชาติหรือคำตอบแบบเอกพันธ์และคำตอบที่เรียกว่าผลการตอบสนองบังคับหรือคำตอบแบบเฉพาะ โยที่ระบบเฟสล็อกจะเสถียรภาพหรือไม่ขึ้นอยู่กับผลตอบสนองทางธรรมชาติ ดังนั้นถ้าให้ $\phi_{oh}(t)$ คือ ผลตอบสนองธรรมชาติสามารถเขียน (2.47) ได้ใหม่เป็น

$$G \frac{d^2}{dt^2} \phi_{oh}(t) + \frac{d}{dt} \phi_{oh}(t) + ABC\phi_{oh}(t) = 0 \quad (2.49)$$

สามารถนำมาเขียนสมการคุณลักษณะ(characteristic equation) ได้เป็นดังนี้

$$Gm^2 + m + ABC = 0 \quad (2.50)$$

โดยที่

$$m = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4ABCG}}{2G} \quad (2.51)$$

เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_1 = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4ABCG}}{2G}$$

และ

$$m_2 = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - 4ABCG}}{2G}$$

ดังนั้น

$$\phi_{oh} = C_1 e^{m_1 t} + C_2 e^{m_2 t} \quad (2.52)$$

โดยที่ C_1 และ C_2 เป็นค่าคงที่ที่สามารถหาได้จากเงื่อนไขเบื้องต้น

สำหรับการหาค่าผลการตอบสนองบังคับ ในที่นี้ให้เขียน $\phi_{of}(t)$ และเนื่องจากฟังก์ชันเฟสอินพุต กำหนดให้เป็นดังแสดงใน(2.62)เพราะฉะนั้นค่าคำตอบจากฟังก์ชันอินพุตสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\phi_{of}(t) = at + b \quad (2.53)$$

เมื่อนำค่า $\phi_{of}(t)$ จาก(2.53)แทนลงไปใน(2.47)

$$G \frac{d^2}{dt^2}(at + b) + \frac{d}{dt}(at + b) + ABC(at + b) = ABC(\omega_r t + \theta_i) + C\omega_r$$

เพราะฉะนั้น

$$ABC(at + t) + a = ABC(\omega_r t + \theta_i) + C\omega_r \quad (2.54)$$

ใช้หลักการเทียบพจน์ทางด้านซ้ายและขวาของ(2.54)ก็จะได้ว่า

$$ABCat = ABC\omega_r t$$

ดังนั้น

$$a = \omega_r \quad (2.55)$$

และ

$$a + ABCb = ABC\theta_i + C\omega_r$$

$$ABCb = ABC\theta_i + C\omega_r - a$$

$$b = \theta_i + \frac{\omega_r}{AB} - \frac{a}{ABC}$$

$$= \theta_i + \frac{\omega_r}{AB} - \frac{\omega_r}{ABC} \quad (2.56)$$

ดังนั้นเมื่อแทนค่า a และ b จาก(2.55) และ(2.56)ลงไปใน(2.52)ก็จะได้ว่า

$$\phi_{of}(t) = \omega_r t + \theta_i + \frac{\omega_r}{AB} - \frac{\omega_r}{ABC} \quad (2.57)$$

ดังนั้นค่า $\phi_0(t)$ ซึ่งเป็นผลการตอบสนองสมบูรณก็จะได้เป็น

$$\phi_0(t) = \phi_{oh}(t) + \phi_{of}(t)$$

$$= C_1 e^{m_1 t} + C_2 e^{m_2 t} + \omega_r t + \theta_i + \frac{C\omega_r - \omega_r}{ABC}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า m_1 และ m_2 ทำให้ค่า $C_1 e^{m_1 t} + C_2 e^{m_2 t}$ ลู่เข้าสู่ค่าที่จำกัดค่าหนึ่ง ซึ่งก็จะทำให้ระบบมีเสถียรภาพ ดังนั้นคำตอบของ $\phi_o(t)$ ณ ที่เวลาคงตัว ก็จะเหลือแต่เพียง $\phi_{of}(t)$ เพียงอย่างเดียว ดังนั้นถ้าสนใจคำตอบขณะเวลาที่เวลาคงตัว $\phi_{os}(t)$ ก็จะได้คำตอบเป็นดังนี้

$$\phi_{os}(t) = \phi_{os}(t) = \omega_i t + \theta_i + \frac{C\omega_r - \omega_i}{ABC} \quad (2.58)$$

ดังนั้นความต่างเฟส $\varepsilon(t)$ ของระบบจาก (2.33) ก็จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= \phi_i(t) - \phi_{os}(t) \\ &= \omega_i t + \theta_i - \left[\omega_i t + \theta_i + \frac{C\omega_r - \omega_i}{ABC} \right] \\ &= \frac{\omega_i - C\omega_r}{ABC} \end{aligned} \quad (2.59)$$

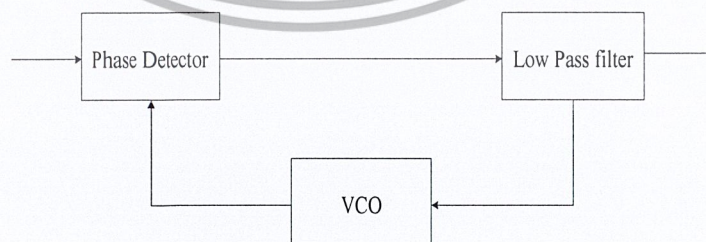
จาก(2.59)และ(2.33) แสดงให้เห็นว่า ถ้าระบบเฟสล็อกมีเสถียรภาพแล้ว ค่าความถี่ของเอาท์พุทที่เวลาคงตัวจะต้องมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต

2.10.2 วงจรเฟสล็อก (PLL : Phase Lock Loop)

วงจรเฟสล็อกเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจและนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesis), การคูณความถี่ (Frequency multiplication) และ เอฟเอ็ม/เอเอ็มดีมอดูเลชัน (FM/AM demodulation) เนื่องจากในปัจจุบัน วงจรเฟสล็อกจะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ในตลาดทั่วไป

วงจรเฟสล็อก จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (PD : Phase Detector)
2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (Voltage Controlled Oscillator)



รูปที่ 2. 34 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อก [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบายดังนี้

1. เฟสดีเทคเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่า ความผิดพลาดเฟส (Phase error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi / 2$ เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันแกนลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูป



รูปที่ 2.35 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน [7]

รูปที่ 2.36 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน [7]

1.1 เฟสดีเทคเตอร์จะใช้กัน 2 แบบคือแบบที่ 1 และแบบที่ 2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม(Square wave) ต่างๆ ทั้งทางอนาลอกหรือทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดิจิตอล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วงหนึ่ง ตั้งแต่ $0 - \pi$

1.2 เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือของสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า(Lead) หรือตามหลัง(Lag) ของสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณ วงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุตเหมือนในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วยสัญญาณความถี่ที่ได้เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีก

1.1 วงจรขยายสัญญาณ(Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณ ไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีเอ็นเอที่พุทของวงจรมีแรงดันที่ป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ (VCO) ที่ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันที่ป้อนให้เอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรวีซีโอเป็นวงจรมีความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าเป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วยการทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเฟสล็อกความถี่ของแรงดันจะผ่าน ลูปฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในฟีดแบ็กจะมามีค่าเป็น ศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอถ้าสัญญาณ อินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุต ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียงการฟีดแบ็กของเฟสล็อกจะทำได้ความถี่ของแรงดัน ไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ซิงโครไนส์กับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกมี เอาท์พุทล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปล็อกนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ($\omega_i \neq \omega_o$)

เราสมมุติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.60)$$

$$V_o = E_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.61)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาลอกมัลติพลายเออร์จะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.62)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.63)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครไนส์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุม ระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และมีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะสามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ทำให้ค่า และค่าฟีดแบ็กของลูปไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่า เป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ ϕ_i จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสภาวะล็อก แต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่า น้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการฟีดแบ็กจะมีผลทำให้ ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่ระบบล็อก ($\omega_i = \omega_o$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวีซีโอ มีความถี่ซิงโครไนส์กับสัญญาณอินพุต V_i กับ สัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.65)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.66)$$

ลูปฟิลเตอร์ จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.67)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรวจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็น

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t + \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (2.68)$$

$$\frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_d \quad (2.69)$$

เมื่อ K_o เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ แทนค่าสมการ (2.68) ลงใน (2.69) จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.70)$$

$$\psi_o = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o] \quad (2.71)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.72)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ (2.72) จะเห็นได้ชัดว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.73)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_o$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_o K_d$ อย่างมาก สมการ (2.10) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.74)$$

จากสมการ (2.34) หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจรวีซีโอจะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_o ด้วยค่าเฟสเอทพุท ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (2.75)$$

แรงดันไฟฟ้าเอทพุทของเฟสดีเทคเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi / 2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) \end{aligned} \quad (2.76)$$

จากสมการ (2.10) และ (2.7) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.77)$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_o$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_c \quad (2.78)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอ จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุท คือ $[\theta_i = (\theta + \pi / 2)]$ ดังนั้นเฟสดีเทคเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอทพุทที่เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุท V_i กับสัญญาณเอทพุทของวงจรวีซีโอ คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi / 2] \\ &= K_d [\theta - \pi / 2] \end{aligned} \quad (2.79)$$

สัญญาณเฟส V_d นี้จะผ่านลูบฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุทที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขความถี่ของวีซีโอเปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.80)$$

$$\omega_i = \omega_o + K_o V_d$$

จากสมการ (2.25) และ (2.26) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_c = \pi / 2 + (\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.81)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.4) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i = \omega_0$ แรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจาก 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนทางสูงกว่า ω_0 มุมของเฟสขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคตการ์ลิกและถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_0 มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0 ที่ล่างสุดของพิคตการ์ลิก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุท ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_0 ของวงจรวีซีโอ แต่จะสามารถแทรกคั้งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเต็ปเท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$ ลูปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

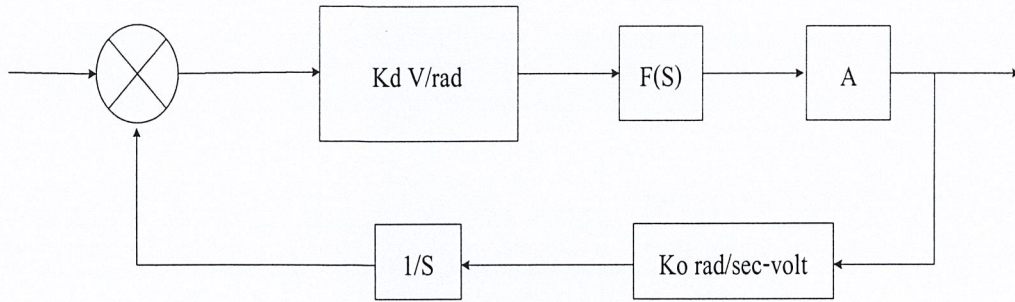
$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.82)$$

เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่ $V_c = V_d F(s)$ เมื่อ $F(s)$ คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟิลเตอร์สัญญาณ V_c จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกคงเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \pi/2 &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega - K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.83)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อกเราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบย้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการดิฟเฟอเรนเชียล



รูปที่ 2.37 บล็อกไดอะแกรมของทรานเฟอร์ฟังก์ชันของเพนดูลัม [4]

จากรูปที่ (2.37) K_d = ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันของเพนดูลัม

$F(s)$ = ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันของคูปิลเตอร์

A = อัตราขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

K_o = ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.84)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.85)$$

จาก $\omega = s\theta$ (2.86)

และ

$$\theta = \omega / s \quad (2.87)$$

เนื่องจากเอาท์พุทวงจรรวชิ โฉจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุทที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส θ_{osc} ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น θ_i

จากทรานส์ฟอร์มฟังก์ชัน $\frac{A}{1-AF}$ (2.88)

เมื่อ

A = อัตราขยายไปด้านข้าง

F = อัตราขยายป้อนกลับ

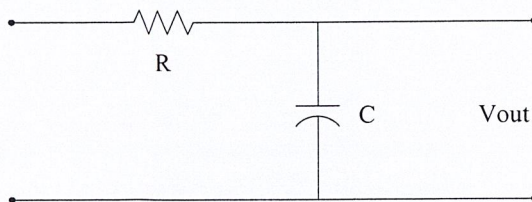
จากรูป 2.38 ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชัน คือ

$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.89)$$

$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \quad (2.90)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ(2.52) และ (2.53) เราจะได้ทราנסฟอร์มฟังก์ชัน คือ



รูปที่ 2.38 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย [4]

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} = \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)AK_o} \tag{2.91}$$

จากรูปที่ 2.38

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1}{1 + s/\omega_i} \tag{2.92}$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.91) ลงในสมการ (2.90)

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{2\xi s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right] \tag{2.93}$$

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1}$$

$$\xi = 1/2\sqrt{\omega_1 / K_v}$$

เมื่อ $K_v = K_o K_d A$

เราสามารถจะนำทราנסฟอร์มฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิดธ์ของลูปลิเตอร์ ω ลดลงหรือค่า K เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูปลิเตอร์ลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลิเตอร์จะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสแต็ปของลูปลิเตอร์ในช่วงเริ่มต้นช่วงจะเกิดการออสซิลเลท ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุตและเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบที่เร็วเมื่อลูปลิเตอร์มีการรบกวนเกิดขึ้นช่วงการออกแบบระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์ให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.35)$$

และความถี่คutoff ที่ระดับสัญญาณ แบนด์วิดธ์ของลูปลิเตอร์จะได้

$$\omega_n = \sqrt{K_v} \omega_1 = \sqrt{2} K_v \quad (2.94)$$

วงจรเฟสล็อกลูปลิเตอร์ที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อให้จะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดธ์ของลูปลิเตอร์แคบๆ เพื่อจำกัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์วิดธ์ความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์สามารถล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของผิดพลาดเฟสซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_+ - \omega_-$ เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e \pi / 2) K_o K_d F(s) \quad (2.95)$$

เมื่อ $\theta_{e\max} = \theta_{emin} = \pi$

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= (\pm\pi / 2) K_o K_d F(s) \\ 2\Delta\omega_L &= (\pm\pi) K_o K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.96)$$

เมื่อ $\Delta\omega$ คือ พิสัยการล็อกเราสังเกตได้ว่าถ้า ω_c เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มากโดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.74) สภาวะสมดุลของการซิงโครไนส์จะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูปลิเตอร์จะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุตการวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสภาวะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับความถี่อินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกลูปลิเตอร์สามารถล็อกกับความถี่อินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoffของลูปลิเตอร์ ω_c และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้สัจแคปเจอร์ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoffของลูปลิเตอร์เท่ากับ

กรณีทั่วไป $\Delta\omega_L \gg \omega_c$,

$$\Delta\omega_c = \pm\sqrt{\omega_c \Delta\omega_L} \quad (2.97)$$

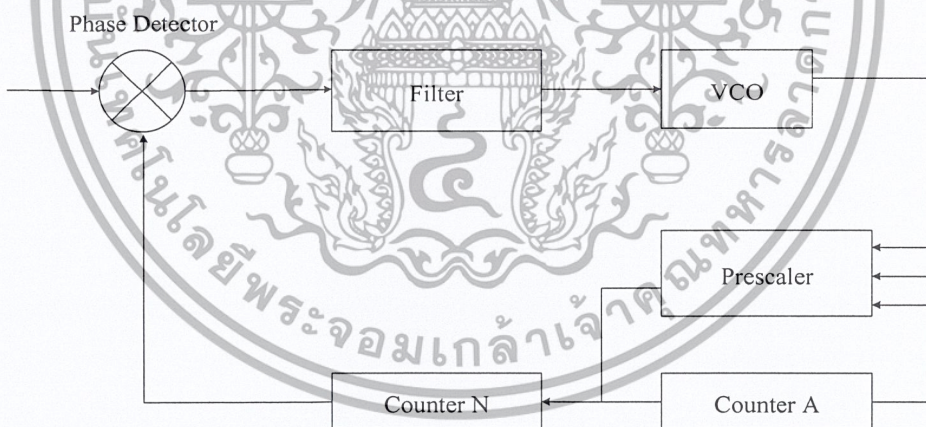
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2\Delta\omega_e = \pm 2\sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \quad (2.98)$$

2.10.3 วงจรการสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละเท่ากับกับความถี่อ้างอิงวงจรในเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.44 พรีสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรนับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P และ P+1 เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรนับหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลงและให้ใช้กับวงจรหาร N ตระกูลที่ทีแอลและซีเอ็มอสได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่านวีเอชเอฟและยูเอชเอฟได้ ส่วนสำคัญของวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็น ไอซีตระกูลอีซีแอล(ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้สองค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของพรีสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูลที่ทีแอลสองตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลักอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม



รูปที่ 2.39 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส [4]

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรีสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพรีสเกลเลอร์ให้ตัวเคาน์เตอร์เสริมและในขณะที่ให้พรีสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อนหลังไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมกับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อ

แกนเตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้เปลี่ยนสเกลเลอร์หารเป็น P และแกนเตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อแกนเตอร์หลักและแกนเตอร์เสริมถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพีรีเซตตัวเลขข้อมูล(ความถี่)ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พีรีเซตเข้าแกนเตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าพีรีเซตให้แกนเตอร์หลัก

สมมติพีรีเซตให้แกนเตอร์หลักเป็น N และแกนเตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พีรีสเกลเลอร์อยู่ในสภาวะหาร P+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนแกนเตอร์เสริมนับลงเป็นศูนย์นั้น คือเวลาที่ในการนับของแกนเตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นไซเคิลของวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากพีรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P แล้วโดยสัญญาณบังคับจากแกนเตอร์ A ในขณะที่แกนเตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับแกนเตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวีซีโอที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย N-A ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$Nt = (P+1) + P(N - A) \tag{2.99}$$

$$= PN + A$$

ความถี่ของวีซีโอจะเท่ากับ PN+A เท่ากับความถี่อ้างอิง

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN + A) \tag{2.100}$$

โดยที่ N = ค่าของตัวหารของวงจรถึงเพราะห้ความถี่

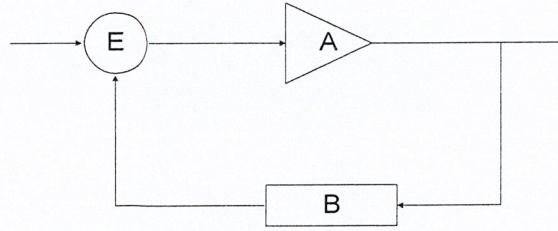
P = ค่าตัวหารเริ่มต้นของวงจรพีรีสเกลเลอร์

M = ตัวเลขที่พีรีเซตเคาท์เตอร์หลัก

A = ตัวเลขพีรีเซตให้กับเคาท์เตอร์เสริม

2.10.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่แรงดัน (Voltage Controlled Oscillator: VCO)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.40 บล็อกไดอะแกรมระบบป้อนกลับแบบบวก [4]

A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

B คือ อัตราขยายในส่วนของป้อนกลับ

วงจรออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ(Barkhausen Criterion)

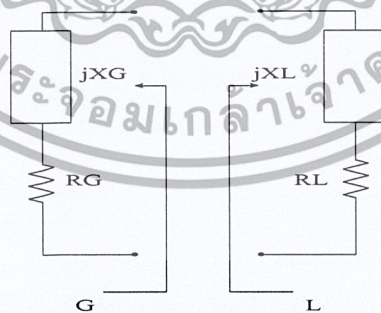
$$1. |AB| = 1$$

$$2. \angle AB = 360^\circ$$

ดังนั้น $A_{total} = \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่า = 1 เมื่อเกิดการออสซิลเลต

วงจรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบคือ

2.10.4.1 เรโซแนนซ์แบบอนุกรม(Series Resonance)



รูปที่ 2.41 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม [7]

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์(Negative conductance)

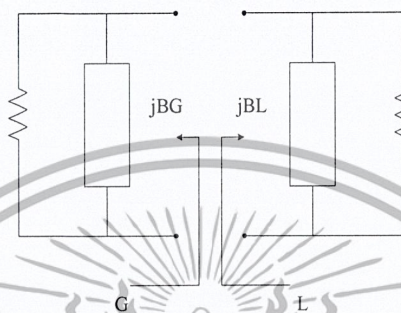
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

2.10.4.2 เรโซแนนซ์แบบขนาน(Parallel Resonance)



รูปที่ 2.42 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน [7]

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นลบที่พิกัดเดกแทนซ์ (Negative conductance)

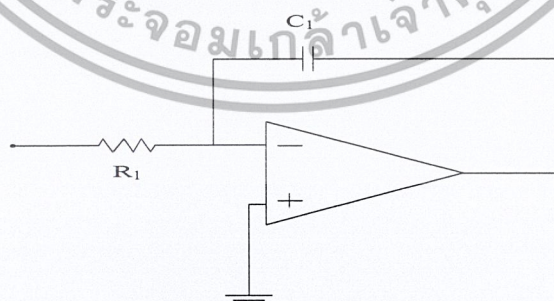
สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

2.11 การออกแบบวงจร Loop Filter

รูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.43 วงจรรูปอันดับ 1 [7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{1}{S\tau + 1} \quad (2.101)$$

จะได้ Close Loop Transfer Function คือ

$$T(s) = \frac{K_v(1/S\tau + 1)}{S + K_v(1/S\tau + 1)} \quad (2.102)$$

เทียบกับทรานเฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n}{S + \omega_n} \quad (2.103)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n = K_v(1/S\tau + 1) \quad (2.104)$$

เมื่อ

ω_n = Natural Angular Frequency

ζ = Damping factor

รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.44 วงจรอันดับที่ 2 [7]

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\ &= SR_2C + 1 \\ &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \end{aligned} \quad (2.105)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

$$\begin{aligned}\tau_1 &= R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_2\end{aligned}$$

จาก

$$T(s) = \frac{K_V F(s)}{S + K_V F(s)} \quad (2.106)$$

$$\begin{aligned}&= \frac{K_V \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_2}}{S^2 + K \frac{\tau_2}{\tau_1} S + K_V / \tau_1}\end{aligned}$$

เทียบกับทรานเฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.107)$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau_1} \\ 2\xi\omega_n &= K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \\ \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}}\end{aligned} \quad (2.108)$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่าและเป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จาก Open Loop Transfer Function

$$\begin{aligned}T'(s) &= \frac{K_V F(s)}{S} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1}\end{aligned} \quad (2.109)$$

แทน $S = j\omega$ จะได้ว่า

$$\begin{aligned}T(S) &= \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \\ \tau_1 &= \frac{K_V}{\omega_n^2}, \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}\end{aligned} \quad (2.110)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|\tau'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.111)$$

$$\left| \tau' \frac{(j\omega)}{\omega_n} \right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2}$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.112)$$

กำหนดให้

$$X = \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)$$

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.113)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.114)$$

คำนวณหาค่า x ในขณะที่ $\left| T' \left(\frac{j\omega_1}{\omega_n} \right) \right| = 1$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.115)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.116)$$

หารากคำตอบ

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \quad (2.117)$$

แทนค่า X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1} \left(\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \quad (2.118)$$

ได้ phase margin

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left(\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (2.119)$$

แบนด์วิดท์ที่ระดับสัญญาณ -3 Db

$$\begin{aligned} |T(j\omega)| &= \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \\ |T(j\omega)| &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}} \end{aligned} \quad (2.120)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
|T_B(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\
&= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2}} \\
(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi\omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\
\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 - \omega_n^4 &= 0 \\
\omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 \pm \sqrt{(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 + 4\omega_n^4}}{2}
\end{aligned} \tag{2.121}$$

รูปอันดับที่ 3



$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \cdot \frac{1}{S\tau_3 + 1} \tag{2.122}$$

เมื่อ

$$\tau_1 = R_1C_1$$

$$\tau_2 = R_2C_2$$

$$\tau_3 = R_3C_3$$

จะได้ Close Loop Transfer Function

$$\begin{aligned}
T(s) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\
&= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1(S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)}
\end{aligned} \tag{2.123}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S^3\tau_1\tau_3 + S^2\tau_1 + SK_V\tau_2 + K_V}$$

$$= K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_2\tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3}S^2 + \frac{K_V\tau_2}{\tau_1\tau_3}S + \frac{K_V}{\tau_1\tau_3}} \right)$$

จะได้ Open- Loop Transfer Function

$$T'(s) = \frac{K_V F(S)}{S}$$

$$= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1(S\tau_3 + 1)} \quad (2.124)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega) - 180^\circ \quad (2.125)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธี BODE จะมีส่วนเพื่อเฟส (Phase margin)

$$\phi_M(j\omega) = \phi(j\omega) + 180^\circ$$

$$\tan^{-1}(\tau_2\omega) - \tan^{-1}(\tau_3\omega) \quad (2.126)$$

2.12 การขยาย RF (Radio Frequency Amplifier)

เครื่องรับสมัยใหม่บางเครื่องจะไม่มีภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุ (RF : Radio frequency) ระหว่างเสาอากาศ กับภาคผสมสัญญาณ ทำให้ขาดการกำจัดสัญญาณนอกแถบคลื่น มีความไวในการรับต่ำ และเกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย ภาคผสมสัญญาณจะกำเนิดสัญญาณรบกวนภายใน และเมื่อเปรียบเทียบภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุจะมีอัตราที่ขยายน้อยกว่า ดังนั้นที่จุดประสงค์ที่แท้จริงของภาคขยายสัญญาณความถี่วิทยุก็คือการรับสัญญาณที่เข้ามาและเอาชนะสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในภาคผสมสัญญาณ ช่วงของระดับสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ต้องการเพื่อส่งเข้าไป ยังมีภาคผสมสัญญาณ จำเป็นต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ อัตราการขยายภาคนี้อาจจะเพียงพอในการขยายสัญญาณต่ำ หรืออ่อนที่สุดจากเสาอากาศ และจะต้องมีระดับที่สูงกว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในภาคผสมสัญญาณและในตัวเอง ปกติภาคนี้อัตราขยายประมาณ 10 dB

โดยจะทำงานเหมือนกับเครื่องรับวิทยุ AM คือจะทำหน้าที่รับสัญญาณวิทยุในย่าน FM 88 MHz. – 108 MHz. เข้ามาและเลือกรับสัญญาณ FM เพียงสถานีเดียวโดยวงจรจูน RF และขยายสัญญาณ RF นั้นให้แรงขึ้น เพื่อให้มีกำลังสูง เหมาะที่จะส่งไปบีท (Beat) หรือผสมในภาคมิกเซอร์ (Mixer) โดยข้อแตกต่างสำคัญของภาคขยาย RF ของเครื่องรับ AM และ FM คือ วิทยุ FM ใช้ความถี่

สูงกว่า AM ดังนั้นการเลือกอุปกรณ์มาใช้ในวงจรขยายจะต้องหาอุปกรณ์ที่ให้การตอบสนองความถี่ในย่าน FM ได้ และต้องขยายช่องความถี่ที่กว้างของ FM ได้

2.13 การผสมสัญญาณ

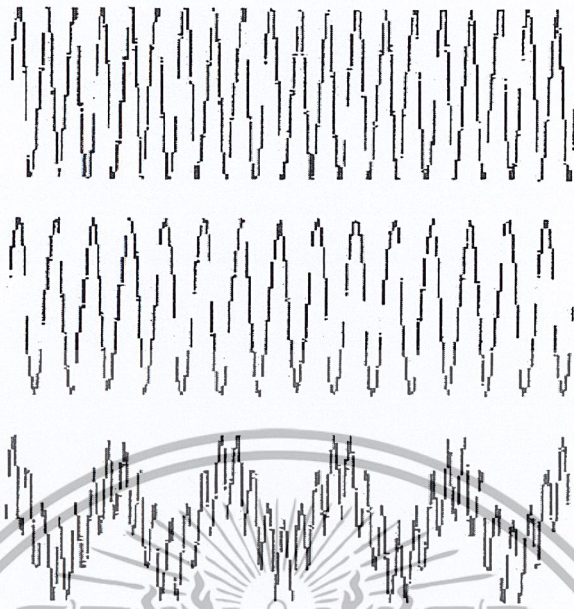
2.13.1 วงจรผสมสัญญาณความถี่วิทยุ และการศึกษาการผสมสัญญาณความถี่วิทยุ

โดยทั่วไป การศึกษา และข้อมูลพื้นฐานของอาร์เอฟ (RF : radio frequency) มิกเซอร์ (mixer) กับเทคนิคการผสมสัญญาณอาร์เอฟ เป็นกระบวนการที่สำคัญที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยี และการออกแบบอาร์เอฟ

การผสมสัญญาณ อาร์เอฟ เป็นหนึ่งในกระบวนการสำคัญที่เกี่ยวข้องกับเทคโนโลยี และการออกแบบอาร์เอฟ การผสมสัญญาณ อาร์เอฟ เป็นการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ จากความถี่หนึ่ง ไป เป็นอีกความถี่ที่แตกต่าง

2.13.2 พื้นฐานการผสมสัญญาณ

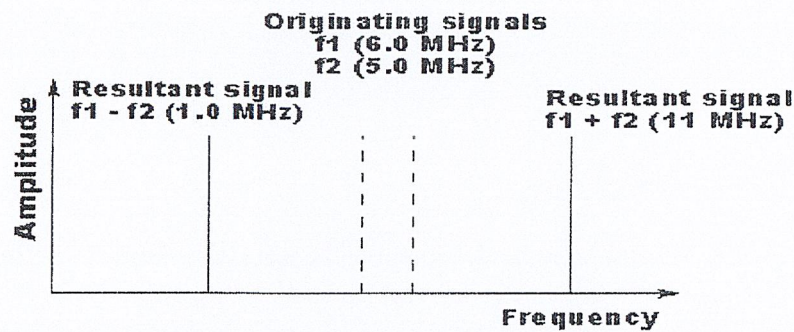
การผสมสัญญาณอาร์เอฟไม่เหมือนกับการผสมสัญญาณเสียงที่เป็นการรวมสัญญาณเข้าด้วยกันแบบเชิงเส้นเพื่อให้ได้เสียงที่หลากหลาย การผสมสัญญาณความถี่วิทยุ หรืออาร์เอฟนั้น เป็นกระบวนการที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสามารถแปลงความถี่ในช่วงหนึ่งของสัญญาณหนึ่งๆ กับสัญญาณอื่นๆได้ที่ทางขาออก กระบวนการนี้เป็นความสัมพันธ์ของสัญญาณ สองสัญญาณที่นำมาคูณกัน ในช่วงเวลาขณะหนึ่ง และที่ขาออกคือรูปแบบของสัญญาณที่ซับซ้อน อันประกอบไปด้วยผลิตภัณฑ์ของสองสัญญาณทางขาเข้า



รูปที่ 2.46 ผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมสองสัญญาณเข้าด้วยกัน [5]

ในรูปที่ 2.46 รูปที่อยู่บนสุดสองรูปแสดงให้เห็นถึงสัญญาณขาเข้าที่เข้าสู่วงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟ และรูปล่างสุดแสดงให้เห็นถึงทางด้านขาออกของวงจรผสมของสัญญาณอาร์เอฟ จากรูปสัญญาณทางด้านขาออก มันคือภาพจินตนาการของสัญญาณที่มีความถี่แตกต่างกันนั้น แต่นั่นก็เป็นความจริง

เมื่อสองสัญญาณเข้าสู่วงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟ และถูกผสมเข้าด้วยกัน สัญญาณใหม่ที่ปรากฏคือผลรวม และผลต่างของสองสัญญาณทางด้านขาเข้า นั่นคือถ้าความถี่ทางด้านขาเข้าคือ f_1 และ f_2 สัญญาณใหม่ที่ปรากฏนั่นก็คือ (f_1+f_2) และ (f_1-f_2) ตัวอย่างเช่น ถ้าสองสัญญาณนั้นสัญญาณหนึ่งคือ 5 MHz และสัญญาณอีกอันหนึ่งคือ 6 MHz ถูกผสมเข้าด้วยกัน สัญญาณใหม่ที่ได้จะมีความถี่ที่ 11 MHz และ 1 MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.46



รูปที่ 2.47 กระบวนการผสมสัญญาณอาร์เอฟ [5]

เมื่ออยู่ในวงจร วงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟมักจะแสดงด้วยวงกลม ที่มีเครื่องหมายกากบาทอยู่ข้างใน ดังที่แสดงในรูปด้านล่าง ซึ่งสามารถเห็นได้ว่า มันมีสองขาเข้า และหนึ่งขาออก ดังที่แสดงดังรูปที่ 2.48



รูปที่ 2.48 สัญลักษณ์ของวงจรผสมอาร์เอฟ [5]

2.13.3 การคำนวณวงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟ

มันสามารถอธิบายหลักการทำงานอย่างง่าย ๆ ของวงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟด้วยคณิตศาสตร์รูปแบบของคลื่นสองคลื่นทางขาเข้า ถูกแสดงด้วยคลื่นไซน์ธรรมดา และคลื่นทั้งสองได้ถูกลูกเข้าด้วยกัน โดยการอธิบายอย่างละเอียดของรูปแบบคลื่นที่ได้จากการคูณ ซึ่งใช้พื้นฐานของกระบวนการทางตรีโกณมิติ มันสามารถบอกได้ว่า ขาออกที่ได้คือ

ถ้ารูปแบบของคลื่นทางขาเข้าคือ :

$$V1=A \sin (2 \pi f1 t)$$

$$V2=B \sin (2 \pi f2 t)$$

จากนั้นจำเป็นต้องใช้หลักตรีโกณมิติในการคำนวณ :

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin(a) \times \sin(b) = \frac{1}{2} [\cos(A-B) - \cos(A+B)]$$

ใช้หลักตรีโกณมิติกับสัญญาณทางค่านาเข้า นั่นคือ คุณสมบัติของสัญญาณทางค่านาเข้า เข้าด้วยกันกันในวงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟ ขาออกที่ได้คือ :

$$V_1 \times V_2 = (A \times B) / 2 [\cos(2\pi \{f_1 - f_2\} t) - \cos(2\pi \{f_1 + f_2\} t)]$$

จากสมการที่ปรากฏ พบว่ามีสองเทอม : $\{f_1 - f_2\}$ และ $\{f_1 + f_2\}$ ซึ่งได้แสดงให้เห็นถึงผลรวมและผลต่างของความถี่ ดังได้ที่แสดงไว้ในสมการด้านบน

วงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟเป็นส่วนประกอบพิเศษที่มีประโยชน์ต่อทุกการออกแบบอาร์เอฟ หรืออุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับอาร์เอฟ วงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟถูกใช้อย่างกว้างขวางในส่วนประกอบของวงจรดีสครีต หรืออาจถูกซื้อเป็นวงจรสำเร็จรูปสำหรับวงจรอาร์เอฟ ในส่วนของวงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟเหล่านี้ โดยทั่วไปจะมีประสิทธิภาพในการทำงานสูง และช่วยประหยัดเวลาในการออกแบบ หรือสร้างวงจรผสมสัญญาณอาร์เอฟตามประสิทธิภาพในระดับที่ต้องการ

2.14 คุณสมบัติทั่วไปของสัญญาณรบกวน

ในธรรมชาติจะมีปริมาณทางกายภาพหลายอย่างที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาโดยกฎเกณฑ์ที่แน่นอนไม่ได้ ในเรื่องของสัญญาณไฟฟ้าก็เช่นกัน สัญญาณบางชนิดเกิดเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามธรรมชาติละอาจจะรบกวนสัญญาณข่าวสารที่ต้องการให้เกิดความผิดเพี้ยนหรือไม่ชัดเจนไปได้ เราเรียกสัญญาณ เช่นนี้ว่า สัญญาณรบกวน (noise) ถ้าจะกล่าวโดยทั่วไป สัญญาณรบกวน ก็คือสัญญาณที่เราไม่พึงปรารถนา ไม่ว่าจะเกิดจากสาเหตุที่มีกฎเกณฑ์ หรือไร้กฎเกณฑ์ตามยถากรรม จะเกิดขึ้นตามธรรมชาติ หรือจะเกิดขึ้นจากการกระทำของมนุษย์ โดยความจงใจหรือไม่จงใจก็ตาม ถ้าหากเป็นสัญญาณที่เราไม่พึงต้องการ ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับสัญญาณที่ต้องการแล้วเราจะจัดว่ามันเป็นสัญญาณรบกวนทั้งสิ้น

เนื่องจากสัญญาณรบกวนมีคุณสมบัติโดยทั่วไปที่เดาอารายไม่ได้ (random) กล่าวคือ คุณสมบัติรบกวนทั่วไปคือสัญญาณสุ่มดังนั้นการที่จะบอกอะไรถึงสัญญาณรบกวนนั้นจึงบอกคุณสมบัติที่เป็นค่าสถิติเท่านั้นจากนั้นจึงอาศัยคุณสมบัติเหล่านั้นมาเชื่อมโยงกันคุณสมบัติทางสถิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เราควรรู้ไว้ เมื่อเริ่มศึกษาคุณสมบัติของสัญญาณรบกวน ได้แก่ ค่าเฉลี่ย (Average value) กำลังเฉลี่ย (mean square value) และค่าความแปรปรวน (variance) สมมติให้สัญญาณ $n(t)$ เป็นฟังก์ชันของเวลาที่ใช้แทนสัญลักษณ์รบกวน ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในเชิงสถิติ

2.14.1 ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน $n(t)$ เขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ $\overline{n(t)}$ มีการนิยามดังนี้ คือ

$$\overline{n(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} n(t) dt \quad (2.127)$$

เส้นตรงขีดเหนือค่าฟังก์ชันใดๆ เป็นเครื่องหมายแสดงว่า นั่นคือ ค่าเฉลี่ยของฟังก์ชันนั้นต่อเวลา ค่าเฉลี่ย $\overline{n(t)}$ นี้บอกให้รู้ถึงคุณสมบัติทางกายภาพของสัญญาณรบกวน $n(t)$ นั่นว่ามีระดับไฟตรงที่เป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนนั้นอยู่เป็นค่าเท่าใด

ในการหาค่าเฉลี่ยทางปฏิบัติ ค่าระยะเวลา T จะใช้เพียงค่าระยะเวลายาวนานค่าหนึ่งเท่านั้น ซึ่งถ้าค่าระยะเวลานี้นานพอสมควรแล้ว ค่า $\overline{n(t)}$ ที่หามาได้ก็จะใช้ประมาณบอกถึงค่าเฉลี่ยได้ใกล้เคียงกับค่าทางทฤษฎี

2.14.2 ค่ากำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

ค่ากำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน $\overline{n^2(t)}$ หาได้ดังนี้ คือ

$$\overline{n^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |n(t)|^2 dt \quad (2.128)$$

ค่าเฉลี่ยตาม (2.128) แสดงถึงปริมาณทางกายภาพ คือ ค่ากำลังเฉลี่ย (average power) หรือค่ากำลังประสิทธิภาพ (effective power) ทั้งหมดของสัญญาณนั้นมีค่าเท่าไร

2.14.3 ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน

ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน σ_n^2 หาได้จากนิยามดังต่อไปนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sigma_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \{n(t) - \overline{n(t)}\}^2 dt \quad (2.129)$$

เนื่องจาก $n(t) - \overline{n(t)}$ นั้น แสดงถึงส่วนของ $n(t)$ ที่เบี่ยงเบนไปจากค่าเฉลี่ย $\overline{n(t)}$ ดังนั้นค่า $\{n(t) - \overline{n(t)}\}$ จึงมีความหมายแทนปริมาณส่วนที่เป็นไฟสลับของสัญญาณรบกวน $n(t)$ ที่ซึ่งซ่อนอยู่บนค่าระดับไฟตรงเฉลี่ย $\overline{n(t)}$ ด้วยเหตุนี้ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน σ_n^2 จึงแสดงให้เห็นถึงกำลังเฉลี่ยของส่วนที่เป็นไฟสลับของสัญญาณรบกวน $n(t)$ และค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_n ของสัญญาณรบกวน $n(t)$ จะบอกให้เราถึงค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ของสัญญาณรบกวน $n(t)$ นั้นค่าทางสถิติตามสมการ (2.135)~(2.137) นั้นมีความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้ คือ

$$\overline{n^2(t)} = \sigma_n^2 + \{\overline{n(t)}\}^2 \quad (2.130)$$

ความสัมพันธ์ของสมการ (1.124) นี้ สามารถพิสูจน์ได้โดยอาศัยการบวก $\overline{n(t)}$ เข้าไปกับ $n(t)$ แล้วลบ $\overline{n(t)}$ ออกพร้อมๆกัน ซึ่งจะไม่ทำให้ค่าของ $n(t)$ เปลี่ยนไป แล้วอาศัยสมการ (2.132) และทำการกระจายพจน์จะได้ผลลัพธ์ดังต่อไปนี้ คือ

$$\overline{n^2(t)} = \overline{\{n(t) - \overline{n(t)}\} + \overline{n(t)}}^2 \quad (2.131)$$

$$= \overline{\{n(t) - \overline{n(t)}\}^2 + 2\overline{n(t)}\{n(t) - \overline{n(t)}\} + \{\overline{n(t)}\}^2} \quad (2.132)$$

$$= \overline{\{n(t) - \overline{n(t)}\}^2} + 2\overline{n(t)}\overline{\{n(t) - \overline{n(t)}\}} + \overline{\{\overline{n(t)}\}^2}$$

เนื่องจาก $\{n(t) - \overline{n(t)}\}$ มีค่าเท่ากับศูนย์ เพราะฉะนั้นโดยอาศัยค่าจำกัดความของ σ_n^2 ตามสมการ (2.127) สามารถสรุปผลจากสมการบนได้ว่า คือสมการ (2.131)

สมการ (2.130) มีความหมายในทางกายภาพว่า กำลังเฉลี่ยทั้งหมดของสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับกำลังเฉลี่ยของส่วนที่เป็นไฟสลับของสัญญาณรบกวน รวมกับกำลังของส่วนที่เป็นไฟตรงของสัญญาณรบกวนนั้น

2.14.4 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio)

เพราะเราไม่สามารถจะคาดการณ์ว่า สัญญาณรบกวนนั้นที่เวลาต่างๆจะมีค่าเป็นเท่าไร

ดังนั้นเมื่อเราต้องการจะวิเคราะห์เกี่ยวกับสัญญาณรบกวน จึงสมควรที่จะพิจารณาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนเหล่านั้นที่เป็นไปตาม สมการ (2.127)-(2.129) มาเป็นเกณฑ์ในการช่วยวิเคราะห์สัญญาณรบกวนนั้น เรื่องสำคัญที่ควรพิจารณาเมื่อทำปฏิบัติการเกี่ยวกับสัญญาณที่มีกำลังอยู่ในระดับต่ำก็คือ เราจะพบว่าสัญญาณรบกวนมักจะเข้ามามีอิทธิพลครอบงำสัญญาณนั้น การที่จะบอกว่าสัญญาณนั้นถูกรบกวน โดยสัญญาณรบกวนมากน้อยเท่าใดนั้นอย่างหนึ่งก็คือ ใช้ค่าอัตราส่วนต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) ซึ่งนิยมเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์ $\frac{S}{N}$ และนิยมเรียกย่อว่า เอสเอ็นอาร์ (SNR) เป็นตัวช่วยแสดงให้เรารู้ถึงค่าความแตกต่างระหว่างค่ากำลังของสัญญาณทั้งสองนั้น ค่าเอสเอ็นอาร์นั้น ถูกนิยามว่า คือค่าอัตราส่วนของกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ $\overline{s^2(t)}$ ต่อค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน $\overline{n^2(t)}$ ซึ่งเขียนเป็นสมการ ได้ดังนี้

$$\frac{S}{N} \triangleq \frac{\overline{s^2(t)}}{\overline{n^2(t)}} \quad (2.133)$$

ค่าเอสเอ็นอาร์นี้ ปกติมักนิยมแสดงค่าในหน่วย เดซิเบล (decibel) ซึ่งเขียนย่อว่า dB การแปลงค่าเอสเอ็นอาร์ ตามสมการ (2.133) ให้มีหน่วยเป็นเดซิเบลทำได้ดังนี้

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{dB} = 10 \log \left(\frac{\overline{s^2(t)}}{\overline{n^2(t)}} \right) \quad (2.134)$$

ค่าเอสเอ็นอาร์นี้เป็นค่าแสดงถึงคุณภาพของสัญญาณที่กำลังพิจารณาว่า มีระดับกำลังสูงกว่าระดับกำลังของสัญญาณรบกวนที่ปนอยู่กับสัญญาณนั้นมากน้อยเท่าไร แต่อย่างไรก็ดีค่าเอสเอ็นอาร์นี้ไม่สามารถใช้แสดงให้รู้ถึงความดีเลวของระบบในแง่ที่จะแสดงให้รู้ว่าระบบ เช่น เครื่องขยายสัญญาณนั้นมีการก่อกำเนิดสัญญาณรบกวนจากภายในตัวเครื่องขยายสัญญาณออกมาปนกับสัญญาณที่ต้องการมากหรือน้อยอย่างไร เพื่อความสะดวกในการแสดงคุณสมบัติดังกล่าว จึงได้มีการนิยามใช้ค่าดัชนีตัวใหม่ที่สามารถจะบอกให้เรารู้ถึงคุณสมบัติของเครื่องขยายสัญญาณในทัศนะดังกล่าวได้ ค่าที่ถูกนิยามขึ้นนี้มีชื่อว่า ค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (noise figure) ของเครื่องขยายสัญญาณ ซึ่งเรียกย่อว่าค่า เอ็นเอฟ (NF) โดยมีนิยามดังนี้คือ ค่าเอ็นเอฟ หมายถึง ค่าอัตราส่วนของกำลังเฉลี่ยรวมทั้งหมดของสัญญาณรบกวนที่ปรากฏออกมาที่เอาท์พุทของเครื่องขยายสัญญาณ $\overline{n_0^2(t)}$ ต่อค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน $\overline{n_s^2(t)}$ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของกำลังสัญญาณที่กำลังเอาท์พุท ที่เกิดขึ้นเพียงลำพังจากกำลังสัญญาณรบกวนที่แหล่งกำเนิด (source) อินพุท ที่ถูกขยายด้วยปฏิบัติการของเครื่องขยายสัญญาณ โดยตรง โดยยังไม่รวมถึงส่วนของกำลังของสัญญาณรบกวนเอาท์พุท $\overline{n_0^2(t)}$ ที่เกิดขึ้นจากสาเหตุอื่นๆภายในตัวเครื่องขยายสัญญาณนั้น กล่าวคือ

$$NF = \frac{\overline{n_{T_0}^2(t)}}{\overline{n_{S_0}^2(t)}} \quad (2.135)$$

และ

$$\overline{n_{T_0}^2(t)} = \overline{n_{S_0}^2(t)} + \overline{n_{A_0}^2(t)} \quad (2.136)$$

จากสมการ (2.145) และสมการ (2.146) จะได้

$$NF = \frac{\overline{n_{S_0}^2(t)} + \overline{n_{A_0}^2(t)}}{\overline{n_{S_0}^2(t)}} \quad (2.137)$$

หรือ

$$NF = 1 + \frac{\overline{n_{A_0}^2(t)}}{\overline{n_{S_0}^2(t)}} \quad (2.138)$$

สมการ (2.138) บอกให้เราเห็นว่า เมื่อระบบที่กำลังพิจารณานั้นเป็นระบบที่ไม่ก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นภายในตัวเองคือ $\overline{n_{A_0}^2(t)} = 0$ แล้วจะได้ค่า $NF = 1$ แต่ถ้าระบบนั้นมีคุณภาพต่ำลงคือ $\overline{n_{A_0}^2(t)} \neq 0$ แล้วค่าเอ็นเอฟของระบบนั้นจะมีค่ามากกว่า 1

เมื่อพิจารณาสมการ (2.135) อีกครั้ง โดยพิจารณาว่า $\overline{n_{S_0}^2(t)}$ เกิดมาจากการปฏิบัติการของระบบต่อสัญญาณรบกวนที่มีที่อินพุตเท่านั้น ดังนั้นถ้าให้ $s_i^2(t)$ คือ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของระบบและให้ปฏิบัติการของระบบ คือ การขยายกำลังสัญญาณมีค่าเป็น k เท่า เราก็จะจัดรูปสมการ (2.135) ได้ใหม่เป็น

$$NF = \frac{\overline{n_{T_0}^2(t)}}{k\overline{n_{S_0}^2(t)}} \quad (2.139)$$

และโดยการตั้งข้อสังเกตว่า ถ้าอัตราการขยายกำลังสัญญาณ k เท่านี้ ได้มาจากอัตราส่วนของกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ $\overline{n_{T_0}^2(t)}$ ที่เอาที่พุดต่อกำลังเฉลี่ยสัญญาณ $\overline{s_i^2(t)}$ ที่อินพุต กล่าวคือ

$$k = \frac{\overline{s_0^2(t)}}{\overline{s_i^2(t)}} \quad (2.140)$$

เราจะเขียนสมการ (2.149) ใหม่ได้เป็น

$$NF = \frac{\frac{\overline{s_i^2(t)}}{n_{s_i}^2(t)}}{\frac{\overline{s_0^2(t)}}{n_{T_0}^2(t)}} \quad (2.141)$$

หรือ

$$NF = \frac{\left[\frac{S}{N} \right]_i}{\left[\frac{S}{N} \right]_0} \quad (2.142)$$

เมื่อ $\left[\frac{S}{N} \right]_i$ และ $\left[\frac{S}{N} \right]_0$ คือค่าเอสเอ็นอาร์ที่อินพุต และเอาต์พุต ของระบบตามลำดับ

ดังนั้นจึงกล่าวนิยามค่าเอ็นเอฟในอีกในหนึ่งได้ว่า คืออัตราส่วนของค่าเอสเอ็นอาร์ ที่อินพุตต่อค่าเอสเอ็นอาร์ที่เอาต์พุตของระบบ ซึ่งจะเห็นได้ว่า การกำหนดนิยามค่าเอ็นเอฟตามสมการ (2.139) หรือสมการ (2.138) นั้น ทำให้เห็นชัดถึงความหมายที่ซ่อนลึกอยู่ในตัวจำกัดความของเอ็นเอฟได้อย่างดี แต่ค่าเอ็นเอฟที่ถูกดัดแปลงให้อยู่ในรูปสมการ (2.142) นั้น ทำให้เรารู้ถึงวิธีการที่จะวัดค่าเอ็นเอฟในทางปฏิบัติได้อย่างสะดวก

ในบางครั้ง ค่าเอ็นเอฟนั้น จะแสดงค่าในหน่วยเดซิเบลซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้ คือ

$$NF|_{dB} = 10 \log_{10}(NF) \quad (2.143)$$

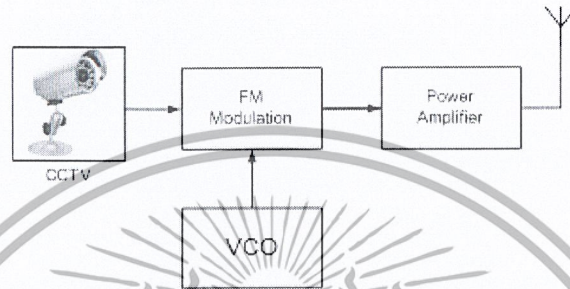
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์

3.1 การออกแบบวงจร

3.1.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง

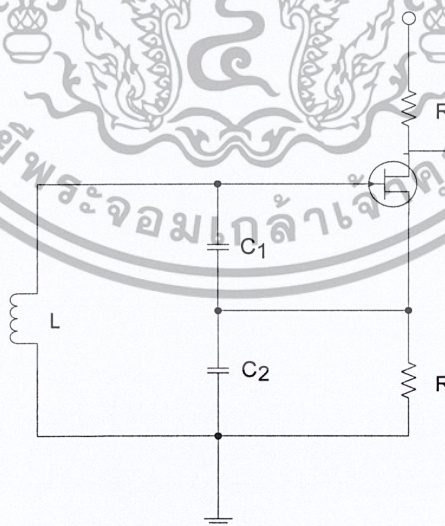


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรภาคส่ง

3.1.1.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่

119.25 MHz

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจร oscillator ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้วงจร colpitts oscillator ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.2 วงจร colpitts oscillator

จากวงจรดังรูปที่ 3.2 สามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลทได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

โดยที่ f คือ ความถี่ออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ 119.25 MHz

L คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

C_T คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจรซึ่งดูจากคาตาชีท

ค่า C_T ของ varicap ดูจากคาตาชีทมีค่า 30pF-70pF

คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจรซึ่งดูจากคาตาชีท

ค่า C_T ของ varicap ดูจากคาตาชีทมีค่า 30pF-70pF

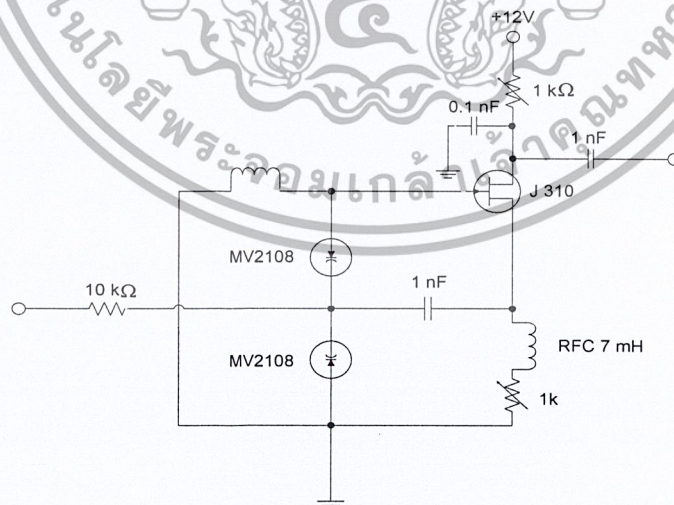
$$C_{T_{\min}} = \frac{30 \text{ pF} \times 30 \text{ pF}}{30 \text{ pF} + 30 \text{ pF}} = 15 \text{ pF}$$

ทำให้สามารถคำนวณค่าของขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 119.25 \times 10^6)^2 \times 15 \times 10^{-12}} = 118.74 \text{ nH}$$

จากนั้นนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อตัววารีแคปหรือวารีแคปเรกเตอร์ไดโอดเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 119.25 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.2 การออกแบบวงจร Power Amplifier

การคำนวณวงจรขยายกำลังที่ใช้ที่นี่จะเป็นการไบอัสแบบแบ่งแรงดันจะขยายสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมอดูเลเตอร์ให้มีขนาดใหญ่พอที่จะส่งไปในสายอากาศต่อไป

$$V_{BB} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{cc}$$

$$V_{BB} = \left(\frac{5k\Omega}{10k\Omega + 5k\Omega} \right) 12 = 4V$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = \frac{(5k\Omega)(10k\Omega)}{5k\Omega + 10k\Omega} = 3.33k\Omega$$

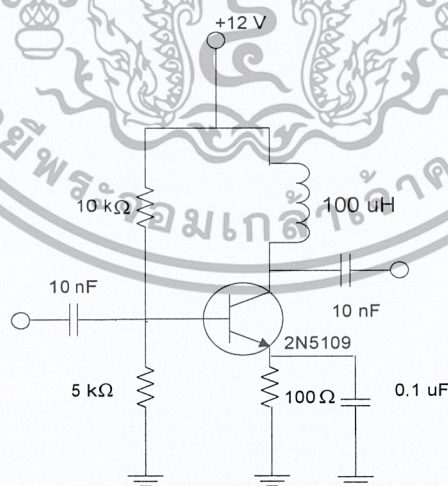
$$I_c \approx I_E = \frac{4 - 0.7}{100 + \frac{3.33k\Omega}{\beta + 1}} = 25.83mA$$

$$P = IV$$

$$P = (25.83 \times 10^{-3} A)(12V) = 0.31$$

$$P(dBm) = 10 \log \left(\frac{P}{10^{-3}} \right)$$

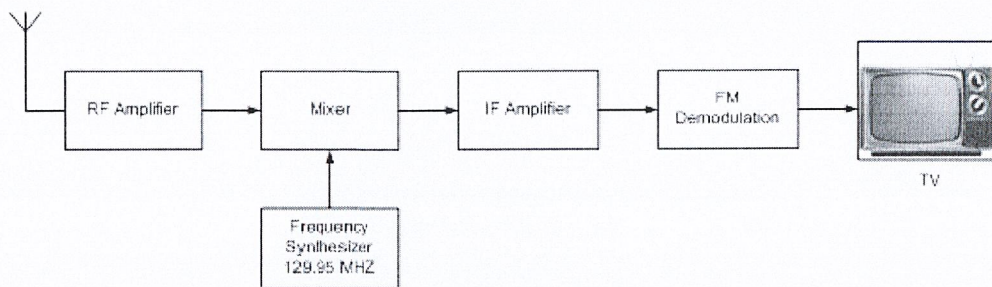
$$P(dBm) = 10 \log \left(\frac{0.31}{10^{-3}} \right) = 24.91dBm$$



รูปที่ 3.4 วงจร Power Amplifier

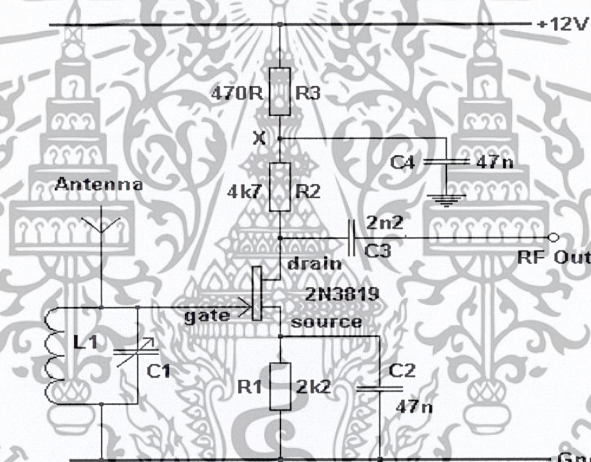
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรภาครับ



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมวงจรมวงจรถูก

3.1.2.1 การออกแบบวงจร RF Amplifier



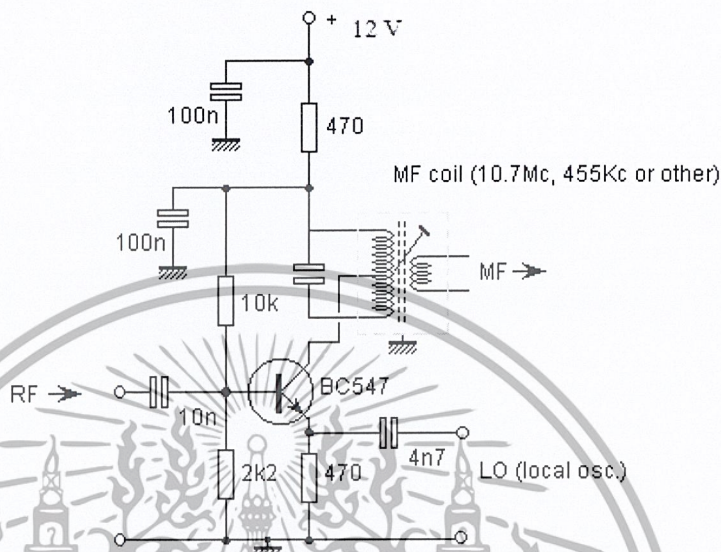
รูปที่ 3.6 วงจร RF Amplifier

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรขยายกำลัง ซึ่งทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณที่ได้รับมาจากสายอากาศ ฝั่งรับ โดยขนาดของสัญญาณที่รับมาได้ นั้นเป็นสัญญาณที่อ่อนมาจากเครื่องส่งที่ไกลให้มี สัญญาณที่แรงขึ้น และทำให้มีขนาดของสัญญาณรบกวนลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.2 การออกแบบวงจรมิกเซอร์

BIPOLAR TRANSISTOR MIXER



รูปที่ 3.7 วงจรมิกเซอร์

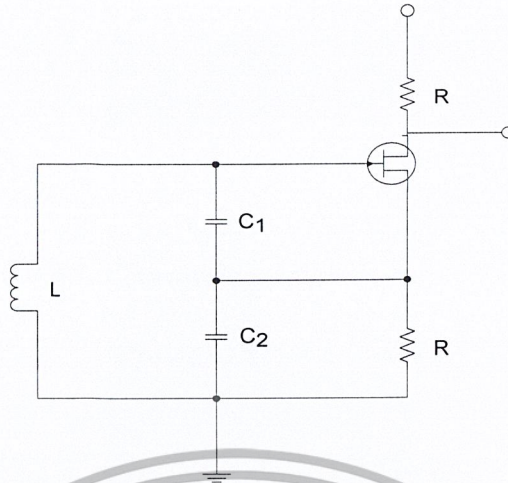
วงจรมิกเซอร์ ทำหน้าที่ในการรวมสัญญาณ RF ที่รับมาจากวงจรรขยายสัญญาณรอบกวนต่ำทางขา RF กับสัญญาณคลื่นพาห์ 129.95 เมกะเฮิรตซ์ ที่มาจากวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบใช้เฟสล็อกซึ่งสัญญาณที่ถูกบ้อนเข้าที่ขา LO ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะออกมาทางขา IF เพื่อส่งออกไปยังทรานส์มิตต่อไป

3.1.2.3 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่

129.95 MHz

ในการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 129.95 MHz โดยทำการผลิตความถี่ที่มีความแรงคงที่ขึ้นมาซึ่งเป็นความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยความถี่ที่ผลิตขึ้นจะสูงกว่าความถี่ RF รับเข้ามาเท่ากับความถี่ IF คือ 10.7 MHz. โดยความถี่ที่รับเข้ามา 119.25 MHz. เพราะฉะนั้นความถี่ OSC. ที่จะผลิตขึ้นมาจะมีค่า $119.25 \text{ MHz.} + 10.7 \text{ MHz.} = 129.95 \text{ MHz.}$ จากนั้นการออกแบบสร้างวงจร oscillator ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจร colpitts oscillator ดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจร colpitts oscillator

จากวงจรดังรูปที่ 3.8 สามารถคำนวณหาค่าความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

โดยที่ f คือ ความถี่ออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ 129.95 MHz

L คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

C_T คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจรซึ่งดูจากคาตาต้าซีท

ค่า C_T ของ varicap ดูจากคาตาต้าซีทมีค่า 30pF-70pF

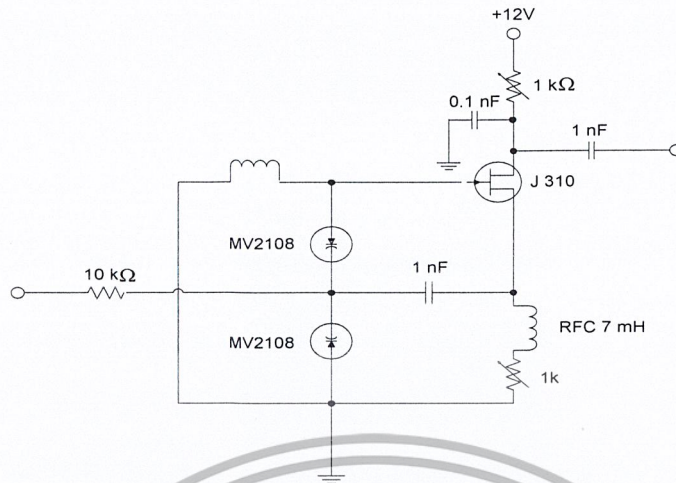
$$C_{T_{\min}} = \frac{30\text{ pF} \times 30\text{ pF}}{30\text{ pF} + 30\text{ pF}} = 15\text{ pF}$$

ทำให้สามารถคำนวณค่าของขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_T}$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 129.95 \times 10^6)^2 \times 15 \times 10^{-12}} = 100\text{ nH}$$

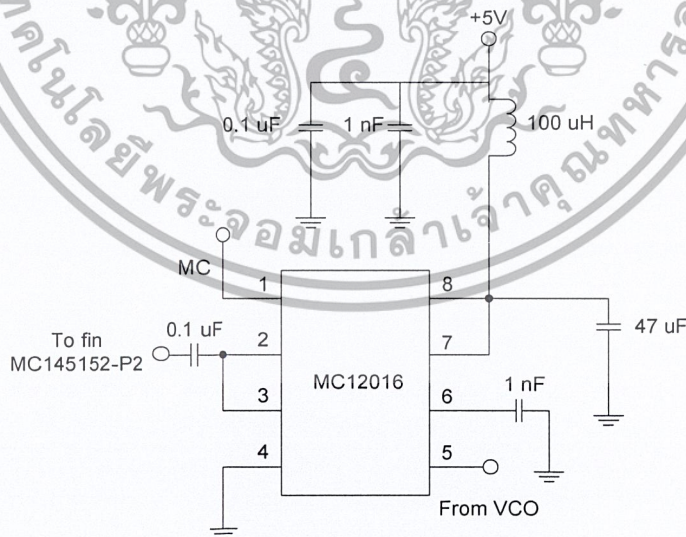
จากนั้นนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อตัววาริแคปหรือวาร์เรกเตอร์ไดโอดเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 129.95 MHz

3.1.2.4 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เป็นวิธีที่จะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความถี่สูงมากได้อีกวิธีหนึ่ง โดยในวงจรนี้จะใช้ไอซีเบอร์ MC12016 ซึ่งจะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ครั้ง ด้วยค่า 2 ค่าสลับกันไปในไอซีตัวเดียว ซึ่งไอซีนี้จะหารได้ 2 ค่า คือ 40 และ 41 นิยมเรียกไอซีชนิดนี้ว่า พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส (dual modulus prescaler)



รูปที่ 3.10 วงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12016

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.5 การกำหนดความถี่อ้างอิง

ส่วนของความถี่อ้างอิงจะใช้ Crystal oscillator 10.24 MHz เป็นตัวผลิตความถี่อ้างอิงและสามารถทำการหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA0 ,RA1 ,RA2 ซึ่งเป็นวงจรหารความถี่อีกตัวที่อยู่ภายใน IC เบอร์ MC 145152-P2 การโปรแกรมค่าต่างๆในการหารดูได้จากตาราง

ตารางที่ 3.1 ค่าในการโปรแกรม

Reference Address Code			Total Divider Value
RA2	RA1	RA0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

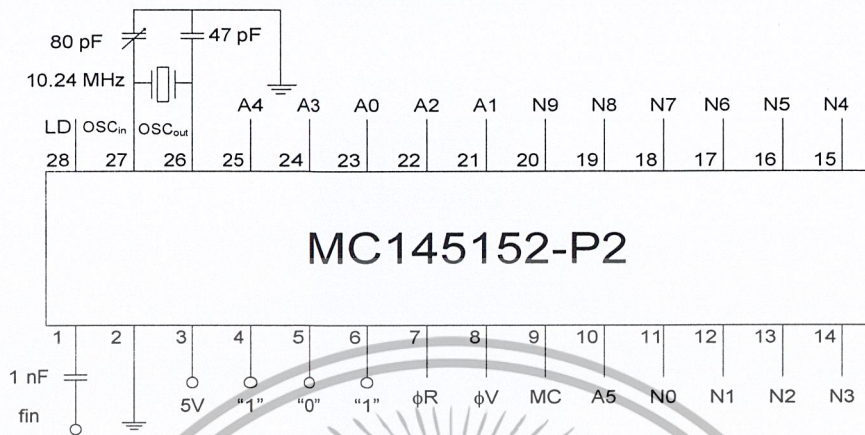
ในการทำโปรแกรมด้วยค่า “1 0 1” ซึ่งเท่ากับทำการหารด้วย 1024 ดังนั้นความถี่อ้างอิงที่ป้อนแก่ IC เบอร์ MC145152-P2 คือ

$$f_{ref} = \frac{10.24 \times 10^6}{1024} = 10 \text{ kHz}$$

3.1.2.6 วงจรเฟสดีเทคเตอร์และโปรแกรมหารความถี่

เป็นวงจรที่ใช้เพื่อเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้รับจากวีซีโอ กับเฟสของความถี่ที่อ้างอิง โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามความถี่ที่ต้องการก็ต่อเมื่อเฟสของทั้งส่วนนี้เท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-P2 ซึ่งเป็นไอซีที่

สามารถโปรแกรมได้ 16 บิต โดย 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคาน์เตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคาน์เตอร์



รูปที่ 3.11 การโปรแกรมตัวหารความถี่

ทำการหาอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_f) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจร VCO (f_{veo}) กับความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} N_f &= \frac{f_{veo}}{f_{ref}} \\ &= \frac{129.95 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} \\ &= 12,995 \text{ Hz} \\ N_f &= NP + A \end{aligned}$$

โดยที่ N คือ ตัวโปรแกรม N0-N9=10 bit หารตั้งแต่ 0-1023

A คือ ตัวโปรแกรม A0-A5=6 bit หารตั้งแต่ 0-63

P คือ ตัวหารของ prescaler 15 หรือ 41

$$N_f = 12995$$

$$P = 40$$

$$N = 324$$

$$A = 35$$

แปลงค่า N เป็นเลขฐานสองได้ 0101000100

แปลงค่า A เป็นเลขฐานสองได้ 100011

จากนั้นจึงนำค่าของ N และ A ที่เป็นเลขฐานสองโปรแกรมตัวหารต่อไป

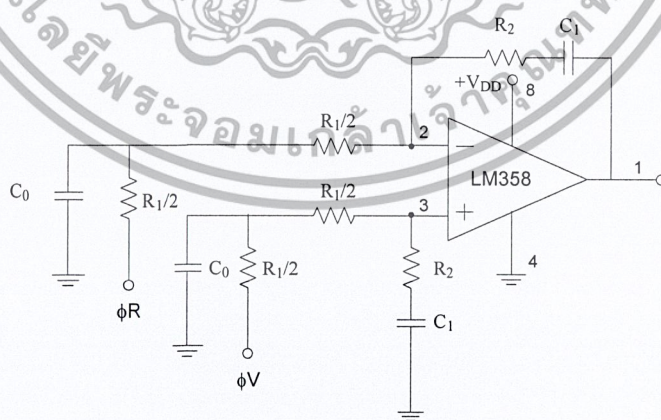
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างค่า N และ A ในความถี่ต่างๆ

ความถี่(MHz)	N(ฐานสิบ)	N(ฐานสอง)	A(ฐานสิบ)	A(ฐานสอง)
88.5	221	011011101	10	001010
89.5	223	011011111	30	011110
91.5	228	011100100	30	011110
93.5	233	011101001	30	011110
96	240	011110000	0	000000
98.5	246	011110110	10	001010
103.5	258	100000010	30	011110
106.5	266	100001010	10	001010
108.5	271	100001111	10	001010
112.25	280	100011000	25	011001
129.95	324	101000100	35	100011

3.1.2.7 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

ในการออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์โดยใช้ออปแอมป์เบอร์ LM 358 โดยทำการออกแบบและการคำนวณดังนี้(ตามคำแนะนำในคาตาลีของโมโตโรล่า)



รูปที่ 3.12 โครงสร้างวงจรรูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการคำนวณ กำหนดให้

$$f_0 = 119.25 \text{ MHz}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}$$

$$f_b = 0.01 f_s$$

$$f_{rc} = 20 f_b$$

$$\delta = 0.8$$

$$V_{DD} = 8 \text{ V}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$

$$K_{vco} = \frac{2\pi \Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}}}$$

$$N_r = \frac{f_0}{f_s}$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_r}$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{C_1 \omega_n}$$

$$C_0 = \frac{4}{2R_1 f_{rc}}$$

สามารถคำนวณค่าต่างๆใน Loop Filter ได้ดังนี้

$$f_0 = 129.95 \text{ MHz}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}$$

$$f_b = 100$$

$$f_{rc} = 2000$$

$$\delta = 0.8$$

$$K_\phi = 1.27$$

$$V_{DD} = 8 \text{ V}$$

$$C_1 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$K_{vco} = 23.562$$

$$\omega_n = 287.697$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

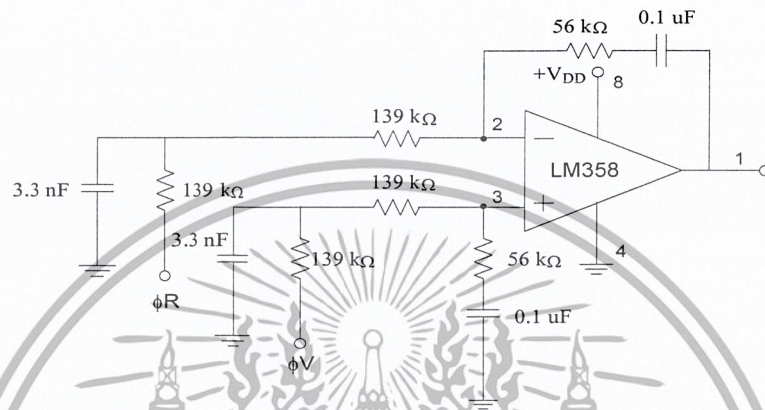
$$N_1 = 12995$$

$$R_1 = 278k\Omega$$

$$R_1 / 2 = 139k\Omega$$

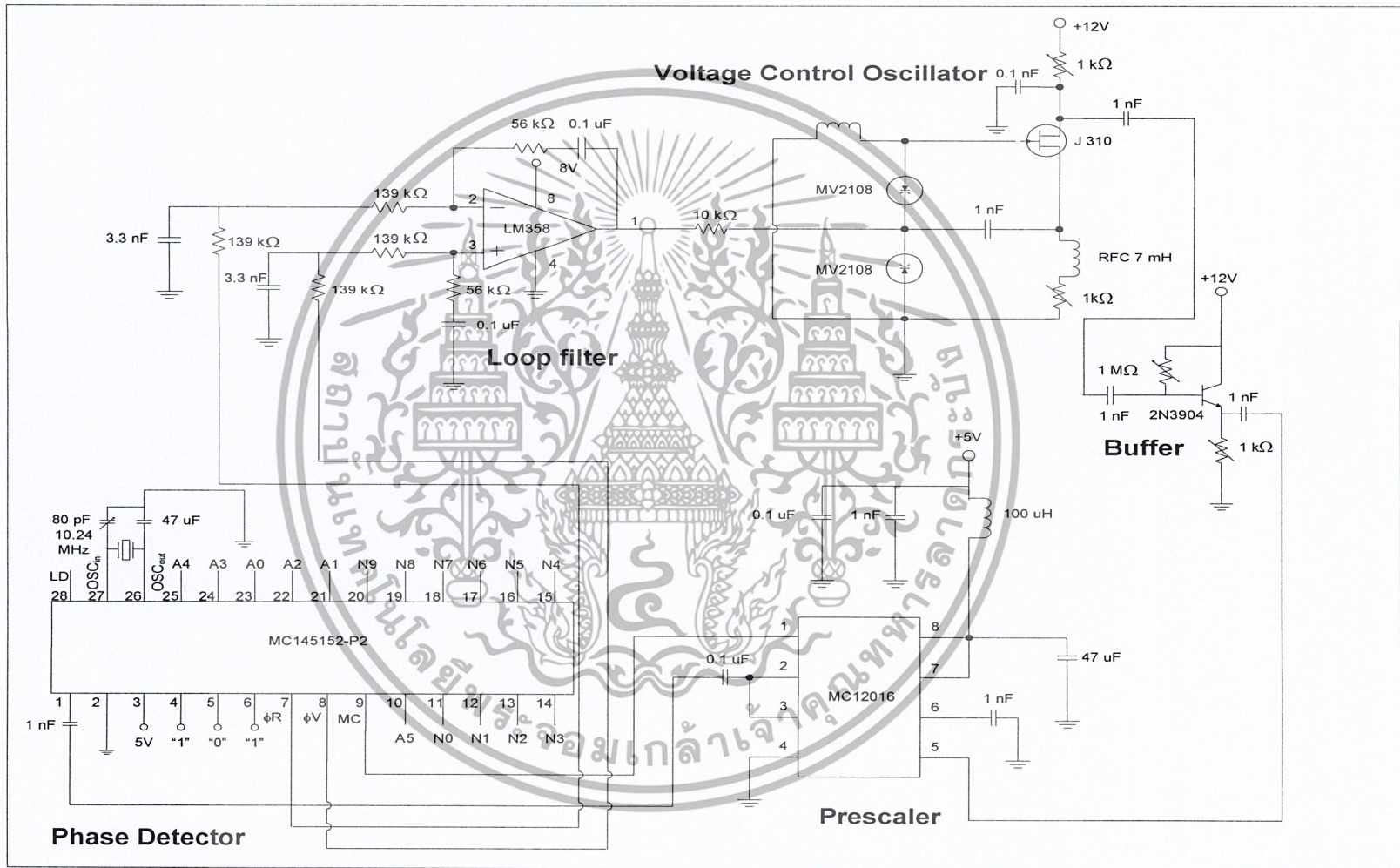
$$R_2 = 55.61k\Omega$$

$$C_0 = 3.6nF$$



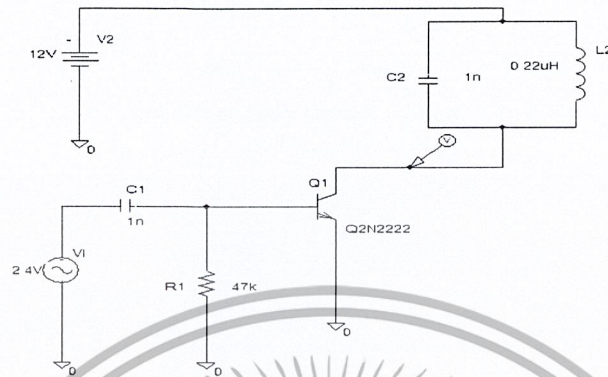
รูปที่ 3.13 Loop Filter ของวงจรตั้งความถี่ด้วยเฟสล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรรวมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูปฝั่งรับ

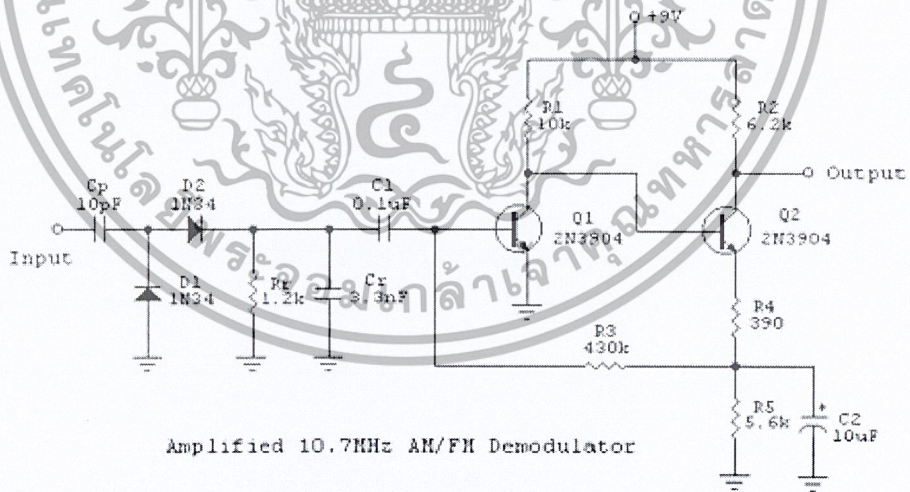
3.1.2.8 วงจรขยายสัญญาณความถี่ปานกลาง



รูปที่ 3.15 วงจรขยายสัญญาณความถี่ปานกลาง

เนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์มีระดับสัญญาณที่เบาจึงต้องทำการขยาย เพื่อให้ระดับสัญญาณที่แรงขึ้นเพื่อง่ายต่อการตีมอดูเลชั่น

3.1.2.9 วงจรตีมอดูเลเตอร์



Amplified 10.7MHz AM/FM Demodulator

รูปที่ 3.16 วงจรตีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

- 3.2.1 Oscilloscope
- 3.2.2 Power Supply
- 3.2.3 Function Generator
- 3.2.4 Spectrum Analyzer
- 3.2.5 Multimeter

3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

3.3.1 การจัดเก็บผลการทดลองด้านส่ง

3.3.1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 119.25 MHz
ขั้นตอนการทดลอง

1. สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 119.25 MHz ดังรูปที่ 3.2
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.2
3. ป้อนสัญญาณเป็นสัญญาณไฟ DC ที่ขาอินพุทของวงจร
4. วัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทเพื่อดูการทำงานของวงจร
5. plot กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Input Voltage และ Frequency ได้
กราฟ VCO Characteristic

3.3.1.2 วงจร Power Amplifier

ขั้นตอนการทดลอง

1. ออกแบบวงจรดังรูป 3.4
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.2
3. ป้อนสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ 119.25 MHz เข้าที่ขา Base
4. วัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา Collector โดยใช้เครื่อง Spectrum Analyzer

3.3.2 การจัดเก็บผลการทดลองด้านรับ

3.3.2.1 วงจร RF Amplifier

ขั้นตอนการทดลอง

1. ออกแบบวงจรดังรูป 3.4
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.6
3. ป้อนสัญญาณอินพุตที่ขา Gate
4. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา Drain

3.3.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 129.95 MHz

ขั้นตอนการทดลอง

1. สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 129.95 MHz ดังรูปที่ 3.9
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.9
3. ป้อนสัญญาณเป็นสัญญาณไฟ DC ที่ขาอินพุตของวงจร
4. วัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตเพื่อดูการทำงานของวงจร
5. plot กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Input Voltage และ Frequency ได้กราฟ VCO Characteristic

3.3.2.3 วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

ขั้นตอนการทดลอง

1. สร้างวงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12016 ดังรูปที่ 3.10
2. ต่อไฟเลี้ยง +5V และกราวด์ดังรูปที่ 3.10
3. ต่อขา เข้ากับขา 9 (MC) ของไอซีเบอร์ MC145152-P2
4. ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ MC12016
5. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 2 ของไอซีเบอร์ MC12016 เพื่อดูการทำงานของวงจร

3.3.2.4 วงจรเฟสดีเทคเตอร์และโปรแกรมหารความถี่

ขั้นตอนการทดลอง

1. สร้างวงจรวงจرفาสดีเทคเตอร์และโปรแกรมหารความถี่ จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-P2 ดังรูปที่ 3.11
2. ต่อไฟเลี้ยงและกราวด์ที่ดังรูปที่ 3.11
3. ป้อนสัญญาณอินพุท(มาจากขา2ของวงจرفรีสเกลเลอร์)ที่ขา1ของไอซีเบอร์ MC145152-P2
4. วัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา7(ϕ_R) ขา 8(ϕ_V) และ ขา 28 (LD)เพื่อดูการทำงานของวงจร

3.3.2.5 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

ขั้นตอนการทดลอง

1. สร้างวงจรรูปฟิลเตอร์ โดยใช้ไอซี LM358 ดังรูปที่ 3.14
2. ต่อไฟเลี้ยง+8Vที่ขา 8 และกราวด์ที่ขา14
3. ป้อนสัญญาณอินพุท ϕ_R (มาจากขา7ของไอซี MC145152-P2) ที่ขา2ของไอซีเบอร์ LM358และป้อนสัญญาณอินพุท ϕ_V (มาจากขา8ของไอซี MC145152-P2) ที่ขา3ของไอซีเบอร์LM358
4. วัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา 1 เพื่อดูการทำงานของวงจร

3.3.2.6 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่ปานกลาง

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรดังรูปที่ 3.15 แล้วป้อนไฟเลี้ยง 9 volt ผลิตความถี่ 119.25 MHz ด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณที่ทำไว้ แล้วบันทึกผลได้ตามรูปที่ 3.14
2. ป้อนความถี่ 119.25 MHz จากวงจรกำเนิดสัญญาณเป็นสัญญาณอินพุทให้กับวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ แล้วใช้สายนำสัญญาณ
3. วัดสัญญาณทางค่านเอาต์พุทของวงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุแล้วบันทึกผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ทำการติดตั้งสายอากาศที่ภาคส่ง และภาครับ เพื่อส่งสัญญาณความถี่ 119.25 MHz จากภาคส่ง มาเป็นสัญญาณอินพุตของภาครับ โดยใช้สายนำสัญญาณ วัตต์สัญญาณอินพุตที่รับมาจากสายอากาศภาครับ แล้วบันทึกผล

5. ใช้สายนำสัญญาณวัตต์สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ วิทยุของภาครับ แล้วบันทึกผล

3.3.2.6 การออกแบบ RF Amplifier

ขั้นตอนการทดลอง

1. ออกแบบวงจรดังรูป 3.6
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.6
3. ป้อนสัญญาณ input ที่ขา Gate
4. วัดสัญญาณ output ที่ขา Drain

3.2.3.7 การออกแบบมิกเซอร์

ขั้นตอนการทดลอง

1. ออกแบบวงจรดังรูป 3.7
2. ต่อไฟเลี้ยง +12V และกราวด์ดังรูปที่ 3.7
3. ป้อนสัญญาณ RF เข้าที่ input 1
4. ป้อนสัญญาณ local oscillator เข้าที่ input 2
5. วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก MF Coil

3.3.2.8 การออกแบบวงจรดีมอดูเลเตอร์

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.16 เพื่อทำเป็นวงจรผสมสัญญาณ โดยใช้ไบโพลาร์ ทรานซิสเตอร์
2. ป้อนไฟเลี้ยงความต่างศักย์ 9 V แก่วงจรผสมสัญญาณ
3. นำสัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณ 119.25 MHz กับวงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ 129.95 MHz แล้วป้อนเป็นสัญญาณอินพุตของวงจรผสมสัญญาณ
4. ใช้สายวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรผสมสัญญาณ แล้วบันทึกผล

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

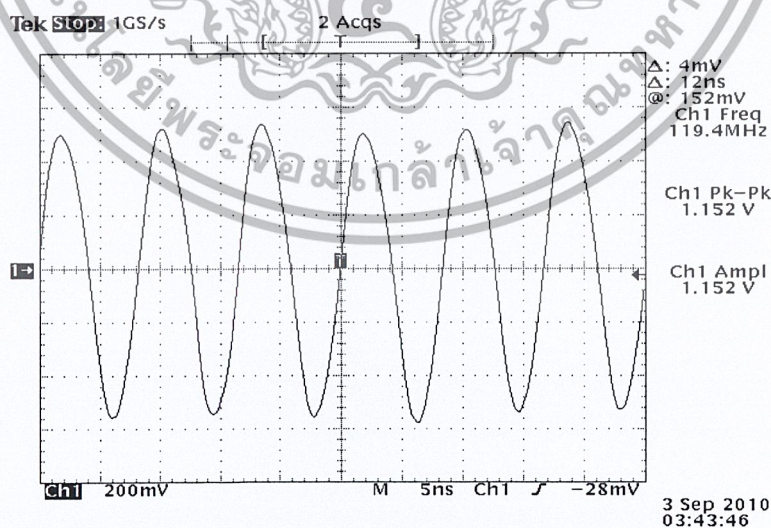
จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัติวงจรนั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ได้ผลตอบสนองที่ตรงกับทางทฤษฎีเสียทีเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 โดยทำการแบ่งผลการทดลองออกเป็น 2 ส่วน คือ ภาคส่งและภาครับ โดยระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วนดังนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน(VCO)
2. วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส
3. วงจรเปรียบเทียบเฟส
4. วงจรลูปฟิลเตอร์

4.1 ผลการทดลองทางภาคส่ง

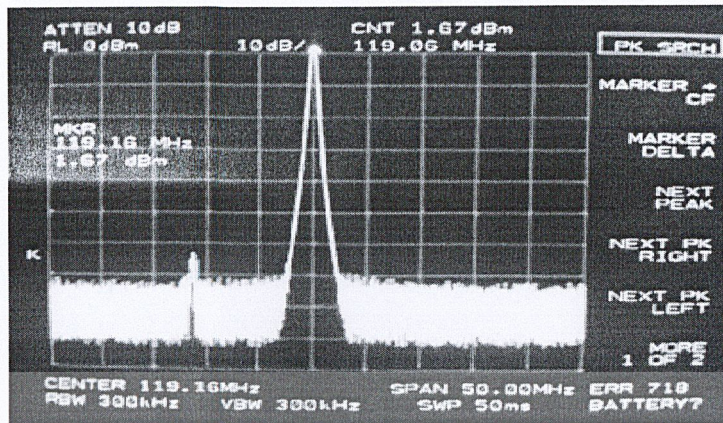
4.1.1 วงจร Voltage Control Oscillator (VCO) ที่ความถี่ 119.25 MHz

ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 119.25 MHz (ตามรูปที่ 4.1) วัดสัญญาณเอาต์พุตจะได้ตามรูป



รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 119.25 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 สเปกตรัมของวงจรรอสซิลเลเตอร์ความถี่ 119.25 MHz

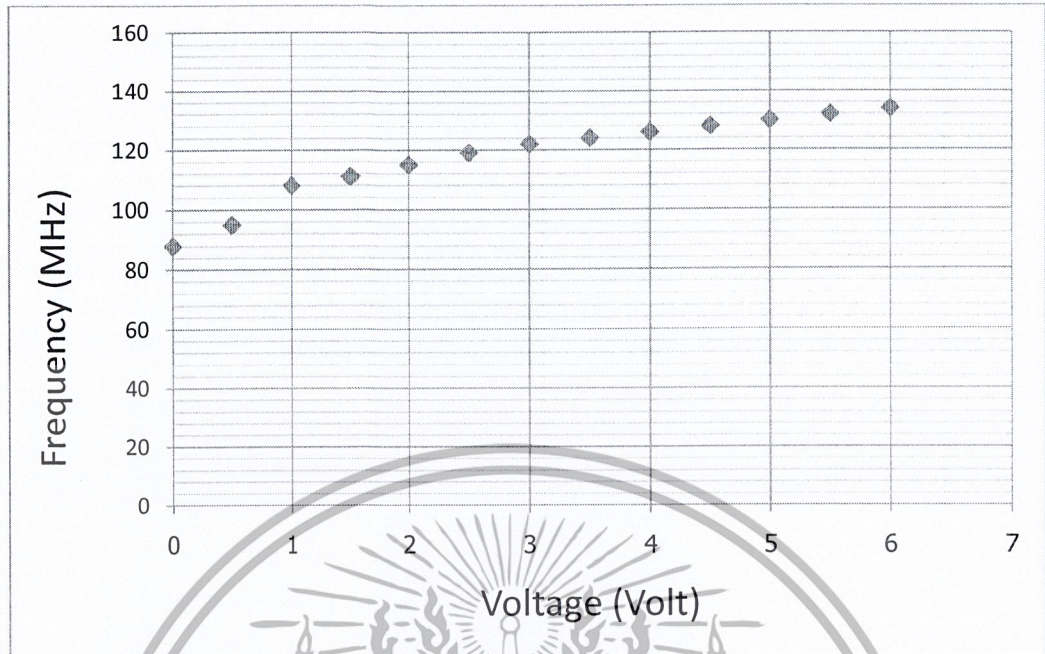
จากการทดลองวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน เมื่อบันทึกค่าความถี่ที่ออสซิลเลท โดยเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตที่เข้าวริเคปเป็นค่าต่างๆ ได้ผลดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตารางบันทึกผลค่าความถี่ที่ออสซิลเลทเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต

Volt(V)	Frequency(MHz)	V_{pp}
1	108	3.99
1.5	111	4.52
2	115	3.99
2.5	119	3.59
3	122	3.47
3.5	124	3.13
4	126	2.95
4.5	128	2.73
5	130	2.57
5.5	132	2.48
6	134	2.39

จากตารางที่ 4.1 นำค่าที่ได้มาทำการ plot กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Input Voltage และ Frequency ได้กราฟ VCO Characteristic ดังรูปที่ 4.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

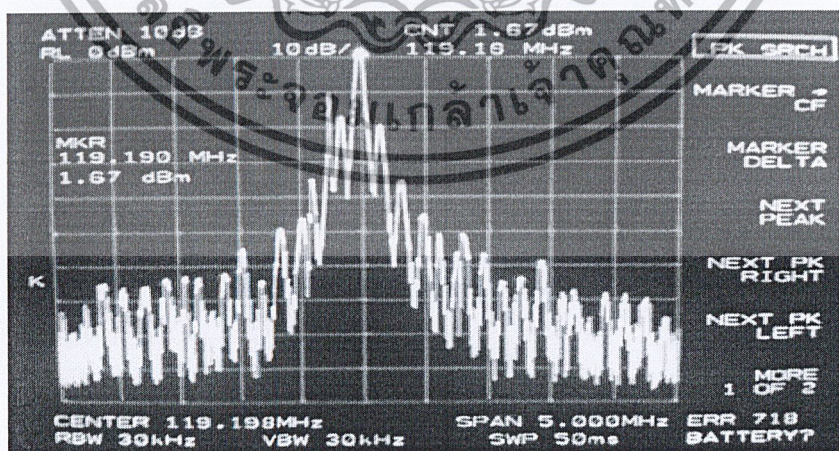


รูปที่ 4.3 VCO Characteristic

จากนั้นทำการคำนวณหาค่า K_{VCO} โดยทำการเลือกจุด (1, 108) และ (6, 134) บนกราฟ VCO Characteristic โดยที่ค่าความชันของกราฟจะนำไปหาคอนโวลูชันแกนที่จะนำไปใช้ในการออกแบบรูปฟิลเตอร์ได้ดังนี้

$$K_{VCO} = 2\pi\Delta f / \Delta V$$

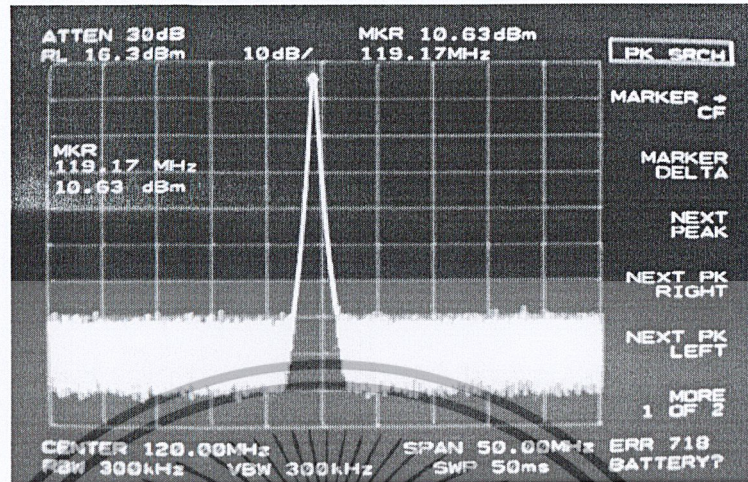
$$= 32.656 \times 10^6 \text{ ไร่เดียน/โวลต์}$$



รูปที่ 4.4 มอดูเลตความถี่สัญญาณพาห้ 119.25 MHz กับสัญญาณภาพจากกล้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 วงจร Power Amplifier

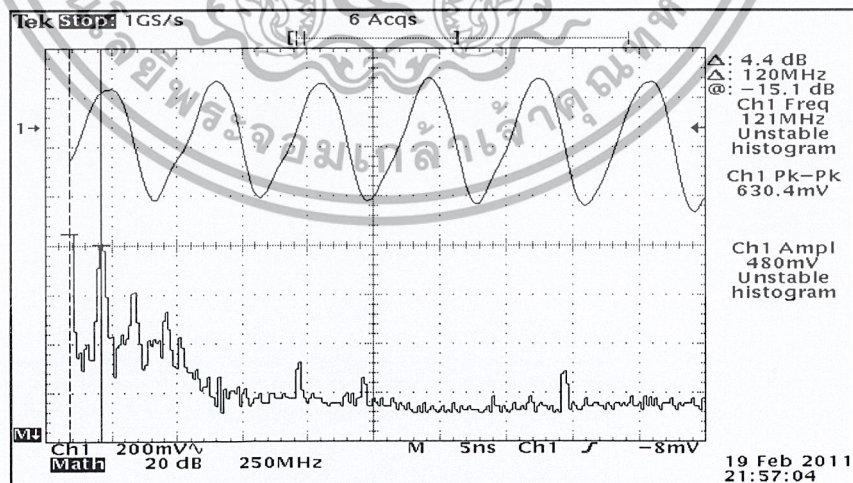


รูปที่ 4.5 สเปกตรัมของวงจร Power Amplifier

จากสเปกตรัมที่ได้สามารถวัดกำลังส่งของวงจร Power Amplifier ได้ที่ 10.63 dBm

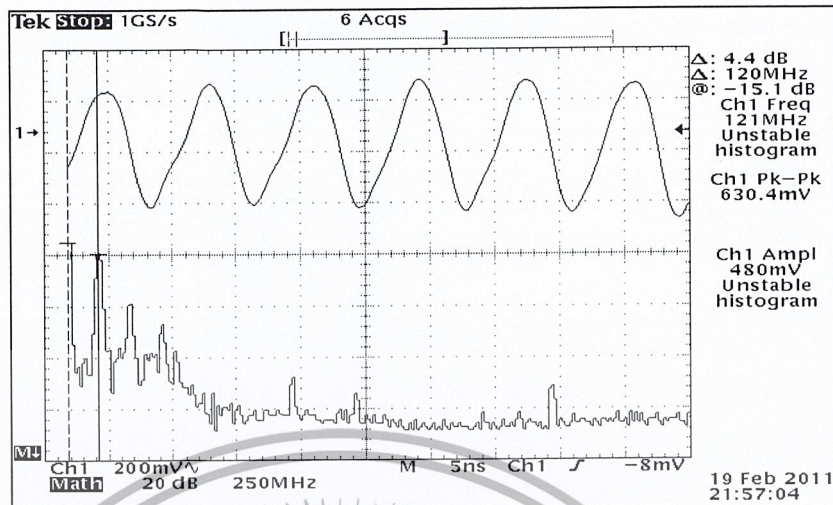
4.2 ผลการทดลองทางด้านรับ

4.2.1 วงจร RF Amplifier



รูปที่ 4.6 สัญญาณอินพุตของวงจร RF Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร RF Amplifier

จากสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตที่ปรากฏสามารถคำนวณอัตราขยายได้

$$Gain = \frac{816mV}{680.4mV}$$

$$Gain = 1.2$$

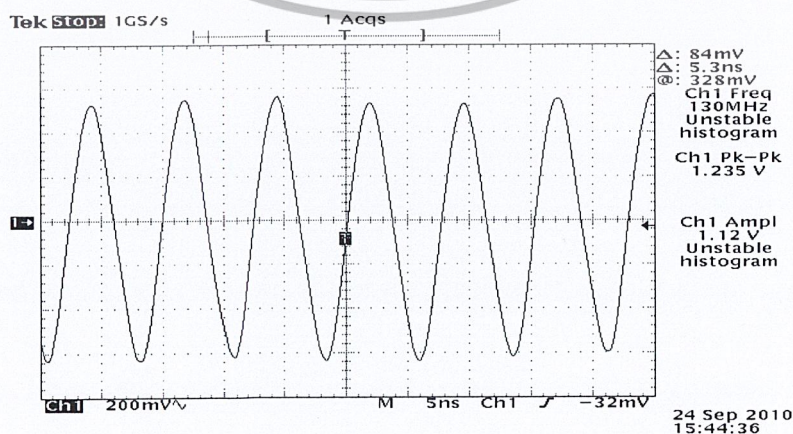
$$Gain_{(dB)} = 20 \log(1.2)$$

$$Gain_{(dB)} = 1.58dB$$

4.2.2 ผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกคูล

4.2.2.1 วงจร Voltage Control Oscillator (VCO) ที่ความถี่ 129.95 MHz

ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 129.95 MHz (ตามรูปที่ 4.8) วัดสัญญาณเอาต์พุตจะได้ตามรูป



รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 129.95 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

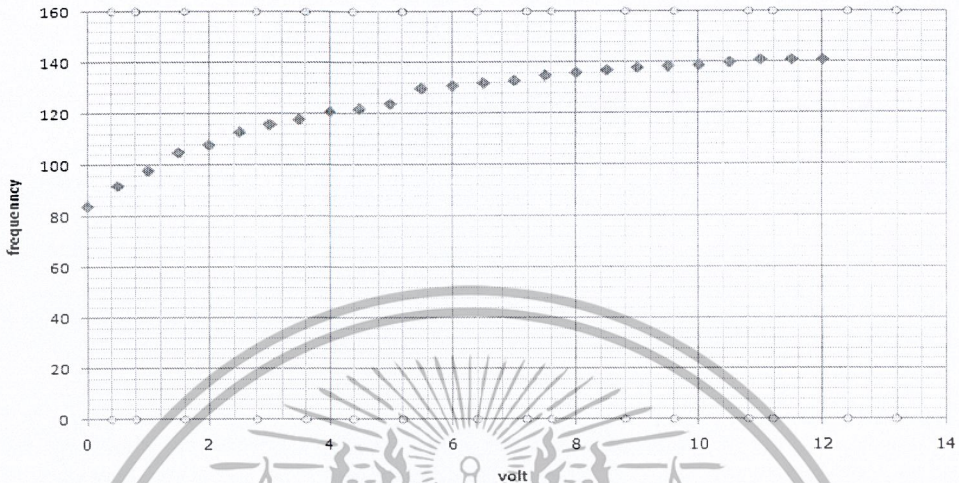
จากการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน เมื่อบันทึกค่าความถี่ที่ออสซิลเลต โดยเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตที่เข้าวารีแคปเป็นค่าต่างๆ ได้ผลดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ตารางบันทึกผลค่าความถี่ที่ออสซิลเลตเมื่อเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุต

Voltage (volt)	Frequency (MHz)
0	84
0.5	92
1	98
1.5	105
2	108
2.5	113
3	116
3.5	118
4	121
4.5	122
5	124
5.5	130
6	131
6.5	132
7	133
7.5	135
8	136
8.5	137
9	138
9.5	138.5
10	139
10.5	140
11	141
11.5	141
12	141

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.2 นำค่าที่ได้มาทำการ plot กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Input Voltage และ Frequency ได้กราฟ VCO Characteristic ดังรูปที่ 4.9



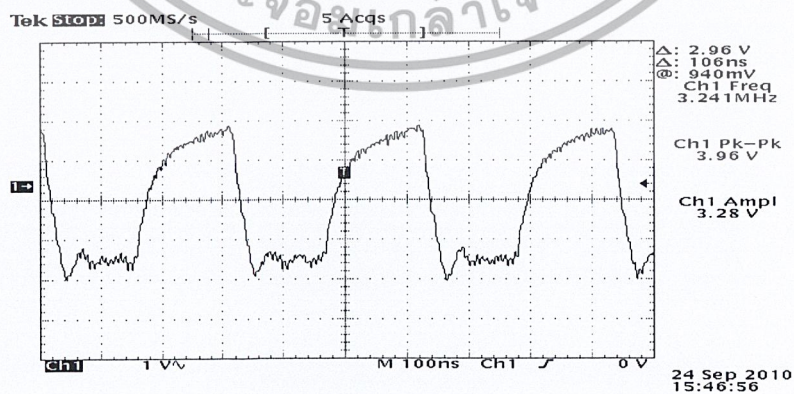
รูปที่ 4.9 VCO Characteristic

จากนั้นทำการคำนวณหาค่า K_{VCO} โดยทำการเลือกจุด (4, 121) และ (8, 136) บนกราฟ VCO Characteristic โดยที่ค่าความชันของกราฟจะนำไปหาคอนเวกชันแทนที่จะนำไปใช้ในการออกแบบลูปฟิลเตอร์ได้ดังนี้

$$K_{VCO} = 2\pi\Delta f / \Delta V$$

$$= 23.562 \times 10^6 \text{ ไร่เคียน/โวลต์}$$

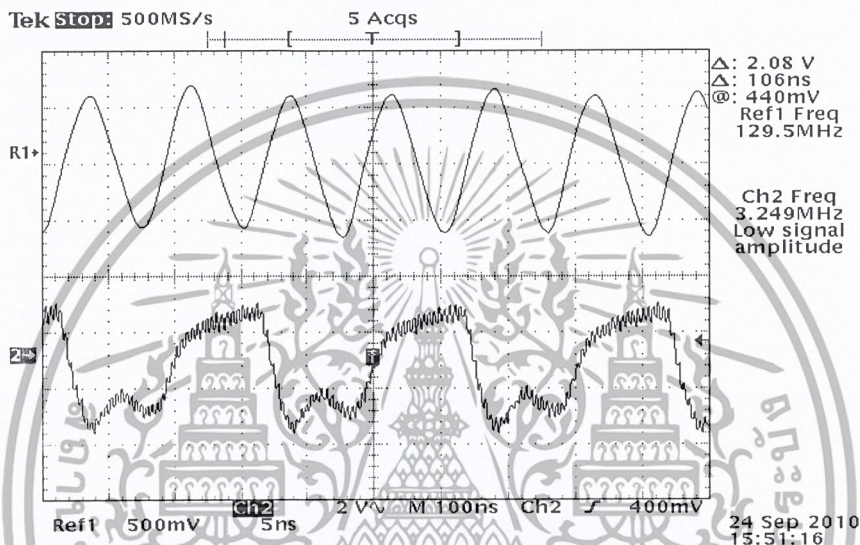
4.2.2.2 ผลการทดลองวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส



รูปที่ 4.10 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำเอาที่พุดของวงจร VCO ต่อเข้ากับวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส โดยวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัสจะหารความถี่ที่ได้จาก VCO ด้วยตัวหาร 40/41 ได้ค่าเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ 3.243MHz ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณไว้ 3.248 MHz ตามรูปที่ 4.10 และสัญญาณจากวงจรวีซีโอเปรียบเทียบกับวงจรพรีสเกลเลอร์ตามรูปที่ 4.11 โดยเมื่อนำความถี่สัญญาณจากวงจรวีซีโอหารด้วยความถี่พรีสเกลเลอร์จะได้ค่าตัวหารของพรีสเกลเลอร์ คือ 40 ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้



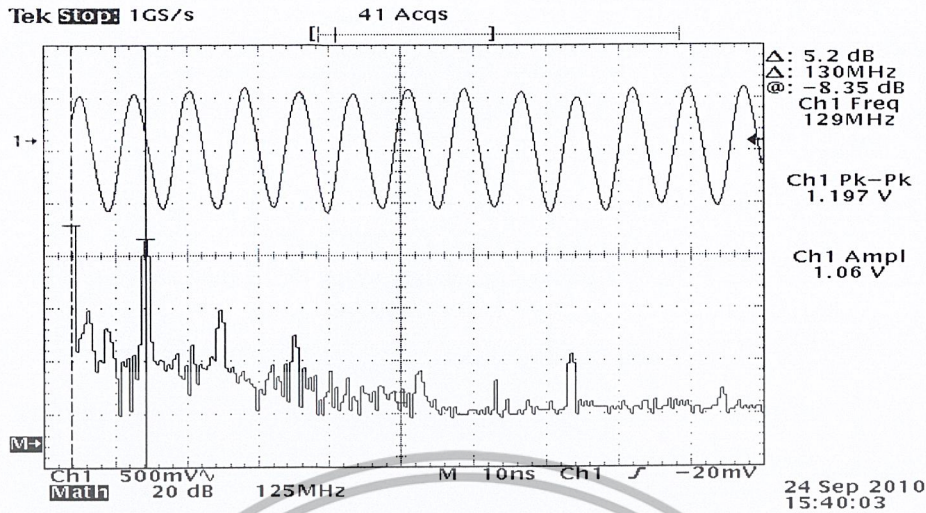
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอ และวงจรพรีสเกลเลอร์

Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรวีซีโอ

Ref2 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์

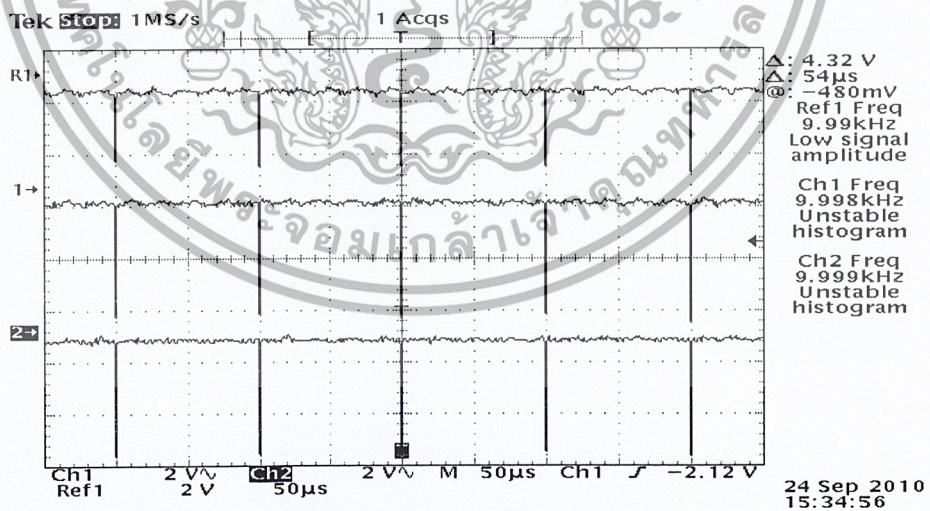
4.2.2.3 ผลการทดลองวงจรเฟสดีเทกเตอร์และวงจรรูปฟิลเตอร์

จากนั้นนำสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัสต่อเข้ากับวงจรเฟสดีเทกเตอร์และวงจรรูปฟิลเตอร์ เมื่อทำการโปรแกรมค่า N และ เคาท์เตอร์ A ไว้แล้วให้ล๊อคที่ความถี่ 129.95 MHz ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 129.95 MHz

จากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ล็อกแล้ว สามารถตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่นี้อยู่ในสถานะล็อกจริงหรือไม่ โดยถ้าระบบอยู่ในสถานะล็อกเฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวีซีโอจะต้องเท่ากัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ ϕ_L (ขาที่ 8 ของไอซีเบอร์ MC 145152-P2) และขา ϕ_R (ขาที่ 7 ของไอซีเบอร์ MC 145152-P2) จะต้องอยู่ในสถานะ High จะมีเพียงช่วงเวลาสั้นเท่านั้นที่สัญญาณในสถานะ Low และสัญญาณที่ขา LD (Lock Detect) คือขาที่ 28 ของไอซีเบอร์ MC 145152-P2 จะต้องอยู่ในสถานะ High ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์และสัญญาณที่ขา LD

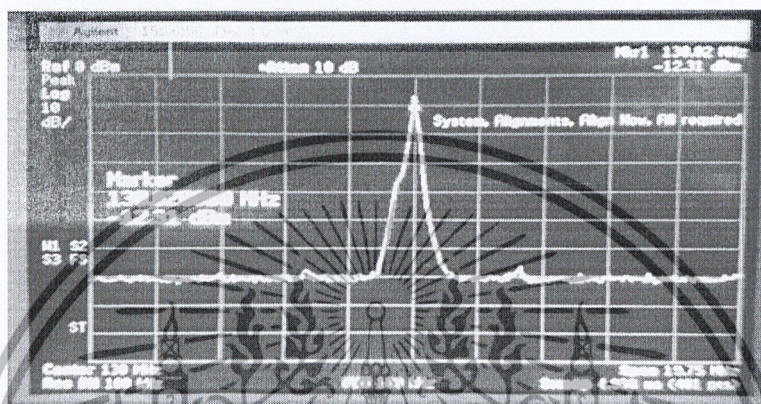
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุต ϕ_R ที่ขา 7

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุต ϕ_V ที่ขา 8

Ch2 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ขา LD

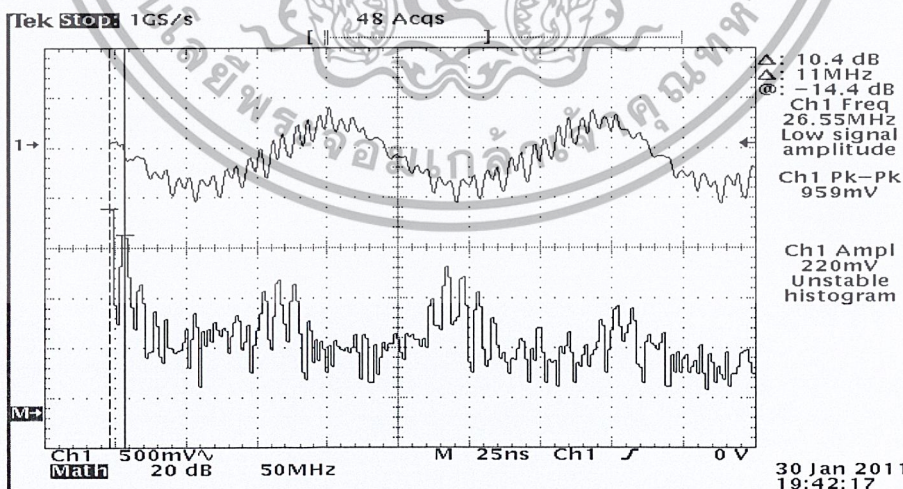
ทำการวัดสเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกด้วยเครื่อง Spectrum analyzer ขณะที่ยึดแล้ว



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกด้วยเครื่อง Spectrum analyzer ขณะที่ยึดแล้ว

4.2.3 ผลการทดลองวงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์ของทางภาครับทำหน้าที่ลดความถี่ที่รับมาได้ให้เป็นความถี่กลาง (IF) ที่ 10.7MHz เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการรวมสัญญาณ 2 สัญญาณที่มาจากวงจร local oscillator ซึ่งเป็นวงจรเฟสล็อกูปที่ความถี่ 129.95 MHz และวงจร RF Amplifier จากนั้นลดความถี่ลงให้เหลือที่ 11 MHz เพื่อนำไปขยายและทำการดีมอดูเลชันต่อไป

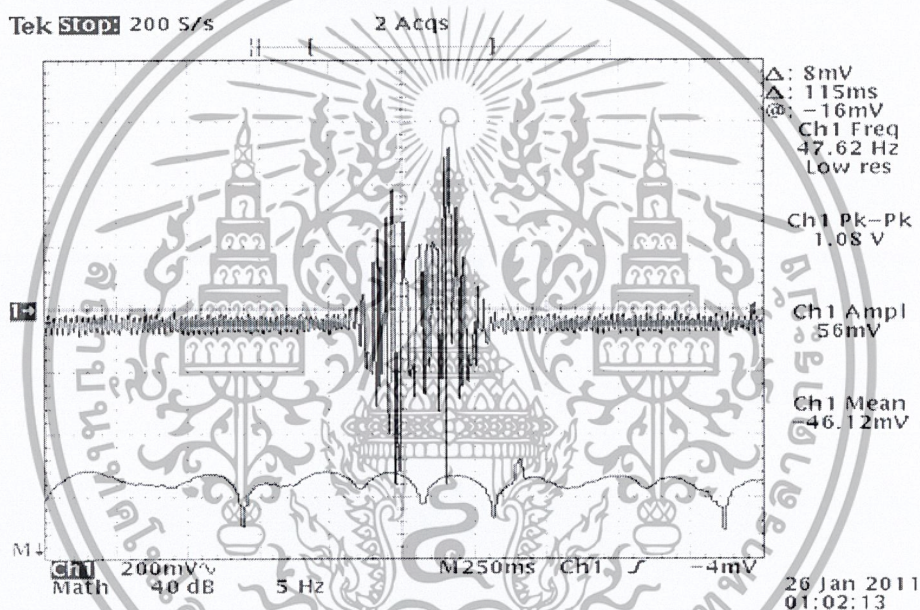
4.2.4 ผลการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์

ตารางที่ 4.3 แสดงวงจรผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองเซรามิกซ์ฟิลเตอร์

F(MHz)	Vo(mv)
0.500	31
0.600	24
0.700	24
0.800	24
0.900	24
1	24
2	24
3	24
4	27
5	24
6	24
7	24
8	24
9	24
10	24
10.1	24
10.2	24
10.3	24
10.4	180
10.5	993

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10.6	554
10.7	850
10.8	440
10.9	74
11	40
12	40
13	40
14	8
15	8



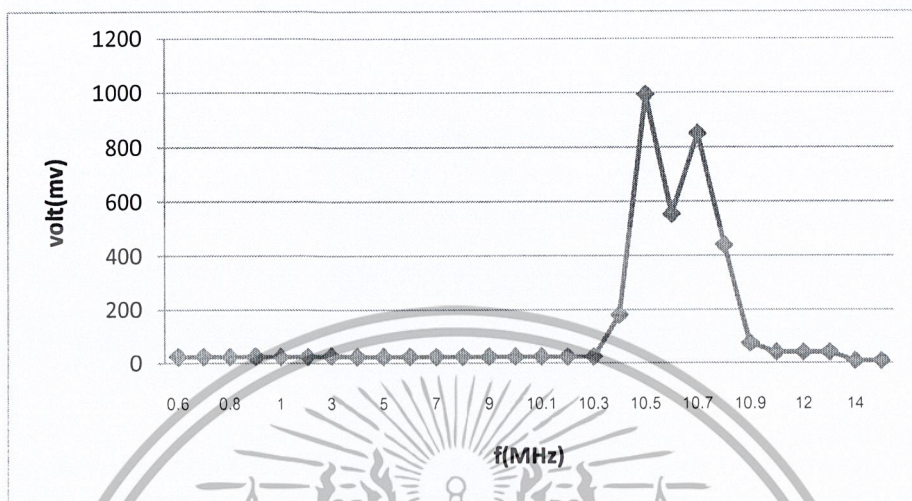
รูปที่ 4.16 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของเซรามิกซ์ฟิลเตอร์เมื่อทำการ Sweep

ทำการ Sweep Generator โดยกำหนด Start frequency ที่ 100 kHz , Stop frequency ที่ 15 MHz, Sweep time 4 S จากการ Sweep Generator ทำให้ทราบว่าเซรามิกซ์ฟิลเตอร์เป็น bandpass filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้ไปเขียนกราฟผลตอบสนองทางความถี่ได้กราฟดังรูปที่

4.17



รูปที่ 4.17 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของเซรามิกซ์ฟิลเตอร์

$$f_0 = 10.7 \text{ MHz}$$

$$BW \approx 32 \text{ kHz}$$

4.2.5 ผลการทดลอง IF Amplifier

ตารางที่ 4.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลอง IF Amplifier

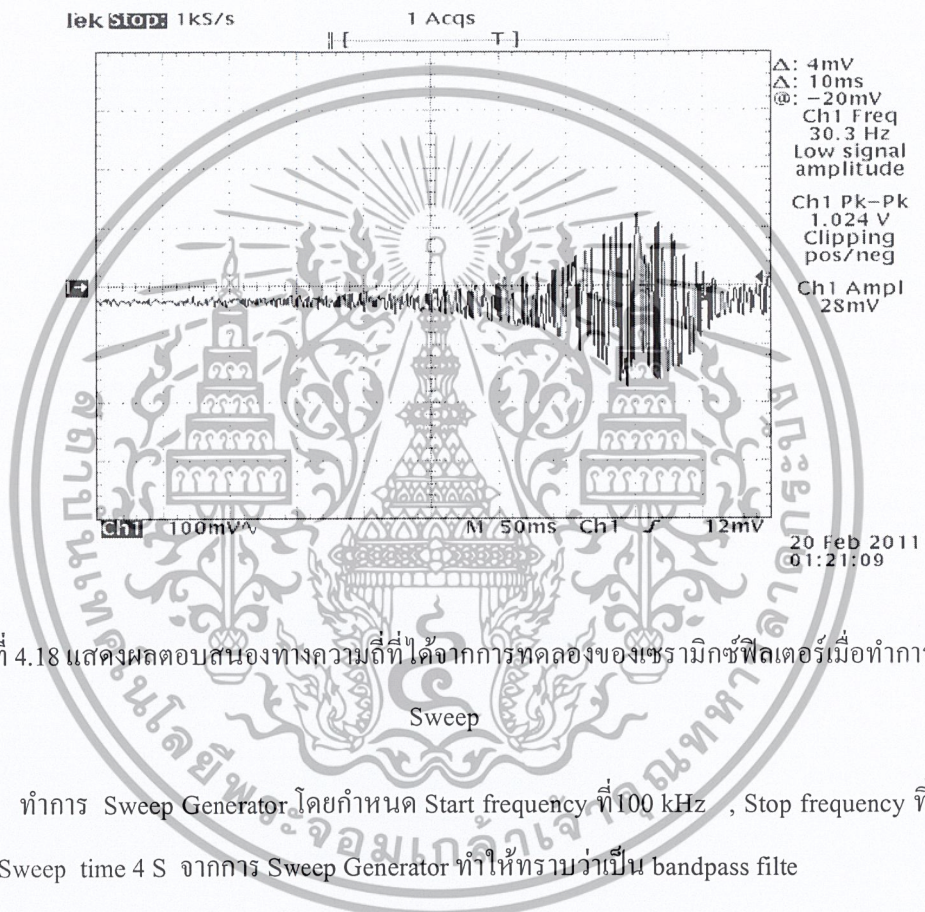
f(MHz)	Volt(V)
1	0
2	0
3	0
4	0
5	0
6	0
7	0
8	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9	0
10	0
10.1	0
10.2	0
10.3	0
10.4	0
10.5	0
10.6	0
10.61	0
10.62	0.48
10.63	2
10.64	4.96
10.65	7.52
10.66	9.2
10.67	10.33
10.68	11.2
10.69	11.4
10.7	10.33
10.71	9.2
10.72	7.75
10.73	6.17
10.74	3.77
10.75	2.8
10.76	2
10.77	1.4
10.78	1.03
10.79	0.78
10.8	0
10.9	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11	0
12	0
13	0
14	0
15	0



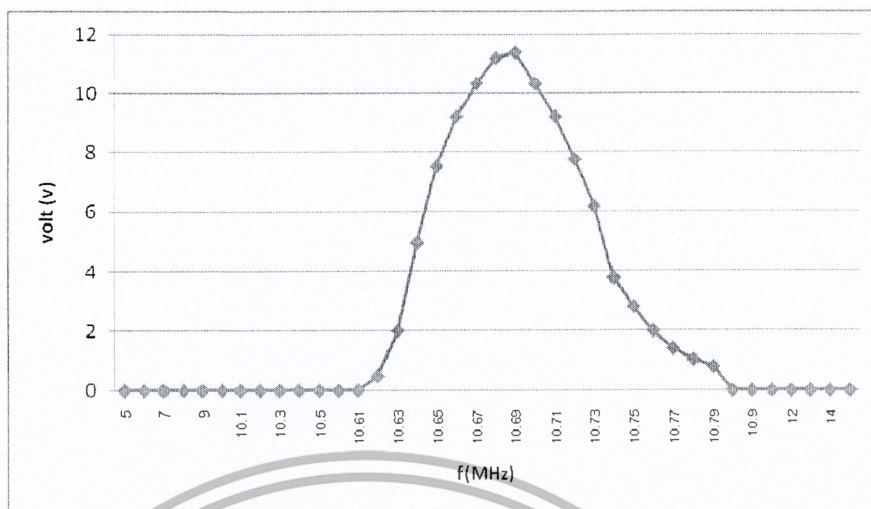
รูปที่ 4.18 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของเซรามิกซ์ฟิลเตอร์เมื่อทำการ

Sweep

ทำการ Sweep Generator โดยกำหนด Start frequency ที่ 100 kHz , Stop frequency ที่ 15 MHz, Sweep time 4 S จากการ Sweep Generator ทำให้ทราบว่าเป็น bandpass filter

จากนั้นนำผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้ไปเขียนกราฟผลตอบสนองทางความถี่ได้กราฟดังรูปที่ 4.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการทดลองของ IF Amplifier

$$Gain = \frac{11.04V}{2.4V}$$

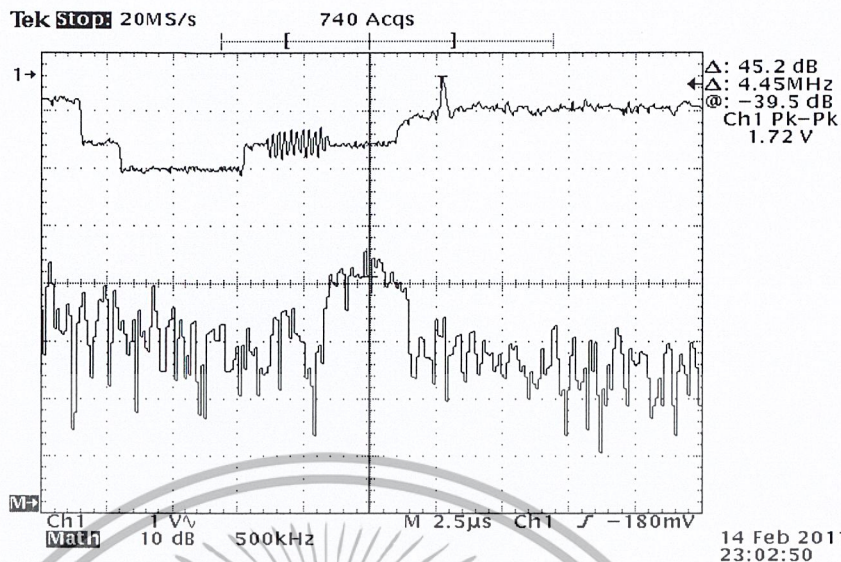
$$Gain = 4.6$$

$$Gain_{(dB)} = 20 \log(4.6)$$

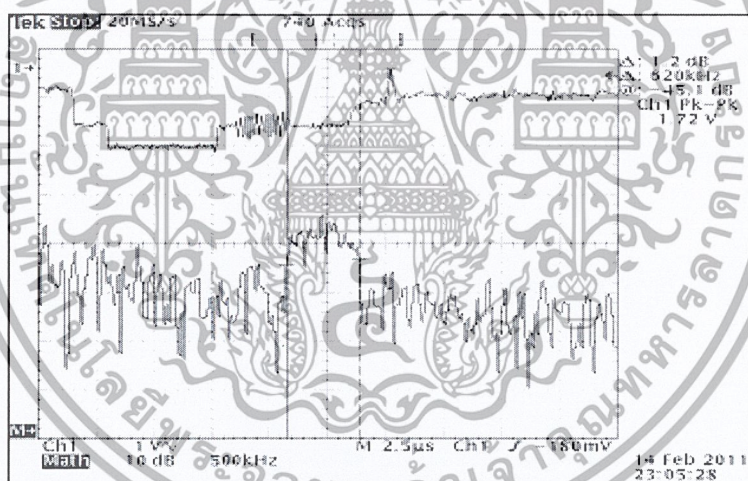
$$Gain_{(dB)} = 13.25dB$$

4.2.6 ผลการทดลองของสัญญาณภาพ

ทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณภาพก่อนส่งออกอากาศ โดยวัดจากสัญญาณเอาต์พุตของกล้อง โดย CH1 เป็นสัญญาณภาพมีขนาด 1.72 V ส่วน Math เป็น Spectrum ของสัญญาณภาพระบบ PAL ซึ่งสามารถวัดความถี่ของสัญญาณภาพได้ 4.45 MHz ขนาด -39.5 dB



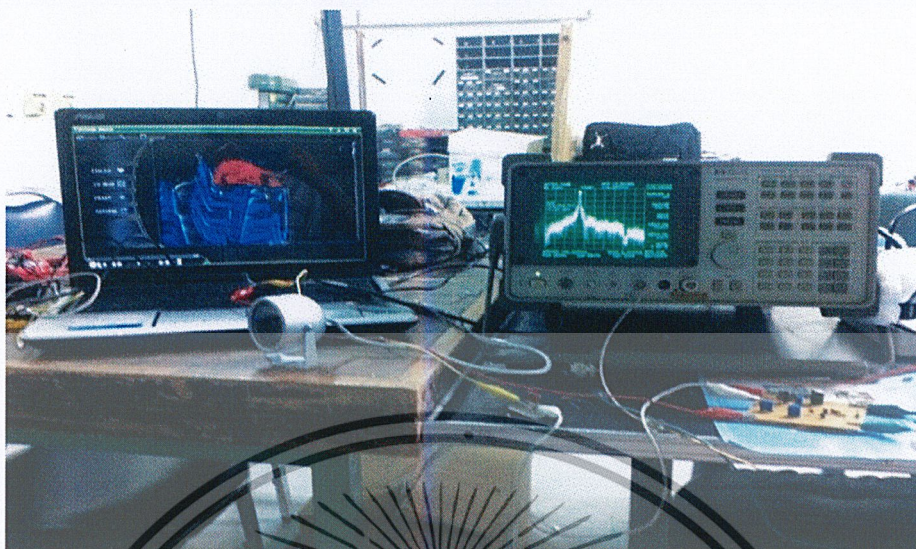
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณภาพ



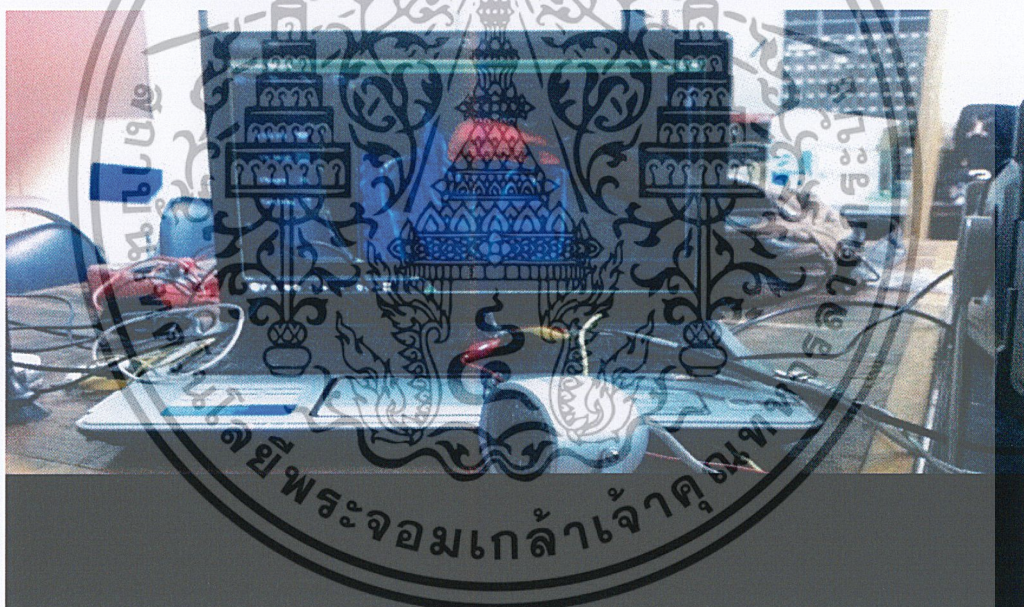
รูปที่ 4.21 แสดงแบนด์วิทของสัญญาณภาพ

ทำการวัดสเปกตรัมของสัญญาณภาพก่อนส่งออกอากาศโดยวัดจากสัญญาณเอาต์พุทของกล้อง โดย CH1 เป็นสัญญาณภาพมีขนาด 1.72 V ส่วน Math เป็น Spectrum ของสัญญาณภาพระบบ PAL ที่เกิดขึ้น มี Bandwidth ของสัญญาณภาพ 620 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 สัญญาณภาพที่ได้รับจากทีวีจูนเนอร์



รูปที่ 4.23 สัญญาณภาพที่ได้จากทีวีจูนเนอร์

จากรูปที่ 4.22 และรูปที่ 4.23 เป็นการส่งสัญญาณส่งสัญญาณภาพที่ความถี่ 119.25 MHz โดยใช้ TV TUNER เป็นตัวรับสัญญาณภาพซึ่งตรงกับช่อง 12 ของ TV TUNER จากสัญญาณภาพที่ปรากฏแสดงให้เห็นว่าสัญญาณภาพถูกส่งมาจากเครื่องส่งโดยทดสอบรับด้วย TV TUNER

จากรูปที่ 4.22 สเปกตรัมที่ปรากฏแสดงให้เห็นว่าสัญญาณภาพที่ปรากฏออกมาจาก TV TUNER เป็นการดิมอดูเลชันแบบเอฟเอ็มที่มีเอเอ็มแทรกเข้ามาด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

การทำงานของเครื่องวงจรปิดไร้สายนั้นได้แบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นภาคส่งและส่วนที่เป็นภาครับ โดยส่วนที่เป็นภาคส่งประกอบไปด้วย

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันซึ่งทำหน้าที่ในการผลิตคลื่นพาห้ความถี่ 119.25 MHz

2. วงจร Power Amplifier ทำหน้าที่ขยายกำลังเพื่อเพิ่มกำลังส่งทำให้สามารถส่งได้ไกลขึ้น

โดยภาคส่งนั้นสามารถส่งสัญญาณภาพโดยใช้ทีวีจูนเนอร์ เป็นตัวรับซึ่งตรงกับช่อง 12 ของทีวีจูนเนอร์ โดยมีกำลังส่ง 10.63 dBm สามารถรับสัญญาณภาพได้ในระยะ 5 เมตร

ในส่วนของภาครับประกอบไปด้วย

1. วงจร RF Amplifier ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณที่ได้รับมาจากสายอากาศฝั่งรับ โดยขนาดของสัญญาณที่รับมาได้นั้นเป็นสัญญาณที่อ่อนมาจากเครื่องส่งที่ไกลให้มีสัญญาณที่แรงขึ้นและทำให้มีขนาดของสัญญาณรบกวนลดลง

2. วงจร local oscillator ประกอบไปด้วย

- 2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมแรงดัน ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ถูกควบคุมด้วยแรงดัน DC

- 2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส ทำหน้าที่ในการหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์

- 2.3 วงจรเฟสดีเทคเตอร์เป็นวงจรที่ใช้เพื่อเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้รับจากวิธีโอ กับเฟสของความถี่อ้างอิง โดยวงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามความถี่ที่ต้องการก็ต่อเมื่อเฟสของทั้งส่วนนี้เท่ากัน

- 2.4 วงจรลูปีลิตเตอร์ ทำหน้าที่เป็นวงจรรองสัญญาณ AC เพื่อได้แรงดัน DC ไปควบคุมวงจร VCO

3. วงจรมิกเซอร์ ทำหน้าที่ในการรวมสัญญาณ 2 สัญญาณที่มาจากวงจรกับสัญญาณที่ได้

local oscillator และวงจร RF Amplifier เพื่อส่งต่อไปยัง IF Amplifier และวงจรดีมอดูเลเตอร์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนเครื่องรับไม่สามารถดึงเอาสัญญาณภาพออกมาได้ เนื่องจากเซรามิกฟิลเตอร์ ไม่สามารถกรองความถี่ที่ 11MHz ออกจากวงจรมิกเซอร์ได้ เนื่องจากระดับแรงดันที่ 11MHz ของเซรามิกฟิลเตอร์ มีระดับแรงดันเท่ากับศูนย์

5.2 แนวทางการพัฒนา

1. สร้างสายอากาศของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณภาพจากกล่องโทรทัศน์วงจรปิด
2. สร้างเครื่องรับสัญญาณภาพจากกล่องโทรทัศน์วงจรปิด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] SAMUEL Y. LIAO. “Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design” UNITED STATE: PRENTICE_HALL INTERNATIONAL INE. ,1987.
- [2] วิวัฒน์ กิรานนท์, “วิศวกรรมสื่อสาร ” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2546.
- [3] ปราโมทย์ วาดเขียน, “สัญญาณและระบบต่อเนื่องขั้นสูงทางอิเล็กทรอนิกส์ ” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2552.
- [4] จีรสุตา โกษิยาภรณ์, “ วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551.
- [5] สุชาติ กังวารจิตต์. “ หลักการทำงานเครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร ” . บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , 2521.
- [6] บุญชัย เนติศักดิ์. “ทฤษฎีและปฏิบัติเครื่องรับโทรทัศน์ เล่ม 1” . บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , 2541.
- [7] ยศวิน เลอวัฒนาภิจารย์,เลอสรרך กิรสมุทรานนท์. “ระบบส่งสัญญาณภาพวีดีโอแบบไร้สาย.” ปพ.ภ 668ร ,โทรคมนาคม วิศวกรรมศาสตร์,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2552.
- [8] Wikipedia, สายอากาศ. Online.เข้าถึงได้จาก:th.wigipedia.org/wiki/สายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้