

เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

RF SIGNAL GENERATOR



T119150



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 119150
วัน,เดือน,ปี..- 6 S.A. 2554

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

RF SIGNAL GENERATOR

โดย

นายศรีณย์ ประสงค์	50011529
นายศิริโรดม จักรคำ	50011571
นายศุกรีย์ อุทุมทอง	50011579

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. ทองทต วานิชศรี

ผศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ผ่านการตรวจรับงานแล้ว

ผ่านการตรวจรับแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

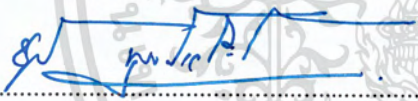
เรื่อง เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

RF SIGNAL GENERATOR

ผู้จัดทำ

1. นายศรัณย์ ประสงค์ 50011529
2. นายศิโรตม จักรคำ 50011571
3. นายศุภกริช อูทุมทอง 50011579


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. ทองทศ วานิชศรี)


..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม
(ผศ.ดร. ชuangค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปฏิญานิพนธ์นี้สำเร็จไปด้วยดี จากคำแนะนำของอาจารย์ผู้ควบคุมปฏิญานิพนธ์ ทั้งอาจารย์ทองทศ วาณิชศรี และอาจารย์ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ พี่ดูแลและแนะนำด้านการศึกษาข้อมูล และพี่ๆ ที่บริษัทอนันดาเทคโนโลยีที่ให้คำแนะนำในการจัดทำปฏิญานิพนธ์นี้

ขอขอบคุณอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆท่าน ที่ให้ความรู้ที่สามารถนำมาใช้ในการจัดทำปฏิญานิพนธ์ และในการดำเนินชีวิตประจำวัน

และสุดท้ายนี้ต้องขอบคุณบิดา มารดา ครู อาจารย์ และทุกๆท่าน ที่คอยให้กำลังใจและคอยสนับสนุนทุกอย่างทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

นายสรณ์ชัย ประสงค์
นายศิริโรคม จักรคำ
นายศุภกรีย์ อุทุมทอง
ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

RF SIGNAL GENERATOR

โดย	นายศรัณย์ ประสงค์	5001 1529
	นายศิโรตม จักรคำ	5001 1571
	นายศุภกรีย์ อุทุมทอง	5001 1579

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทศ วาณิชศรี
 ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นกรนำเสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุที่สามารถผลิตสัญญาณตั้งแต่ความถี่ 1.5 GHz ถึง 2.5 GHz โดยมีการควบคุมความถี่ผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีค่าความละเอียดในการปรับความถี่ 100 KHz และ กำลังส่งมีค่า -50 dBm ถึง +10 dBm โดยมีความละเอียดในการปรับ 1 dB ซึ่งเครื่องกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอมีขนาดเล็กที่สามารถนำไปทดสอบอุปกรณ์ส่งสัญญาณนอกสถานที่ได้ และเครื่องกำเนิดสัญญาณนี้อาศัยแหล่งจ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่

ABSTRACT

This thesis presents the design and implementation of RF signal generator that generate frequency from 1.5 to 2.5 GHz. The signal generator is controlled by a microcontroller with frequency resolution adjustment of 100 KHz and the output power can adjust from -50 dBm to +10 dBm with 1 dB resolution. The signal generator is small size and doing to operate by battery for convenient in outdoor application.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1	บทนำ
	1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1
	1.2 วัตถุประสงค์ 1
	1.3 ขอบเขตของโครงการ 1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง
	2.1 ระบบสื่อสารไร้สาย 2
	2.2 เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ 2
	2.3 ระบบส่งเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกดูป 3
	2.4 วงจรกรองความถี่ สำหรับความถี่วิทยุ (Lowpass filter) 28
	2.5 วงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (Automatic gain control:AGC) 33
บทที่ 3	การออกแบบและการจัดทำปริญญานิพนธ์
	3.1 การออกแบบ 35
	3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง 50
	3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง 51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4	
ผลการทดลอง	
4.1 ผลการทดสอบ Frequency synthesizer	52
4.2 ผลการทดสอบ Automatic gain control	54
4.3 ผลการทดสอบ Low pass filter	56
4.4 ผลการทดสอบ Digital attenuator	58
บทที่ 5	
สรุปผลและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผล	59
5.2 ข้อเสนอแนะ	59

บรรณานุกรม

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	3
2.2	3
2.3	5
2.4	5
2.5	12
2.6	14
2.7	17
2.8	18
2.9	19
2.10	20
2.11	20
2.12	22
2.13	25
2.14	26
2.15	28
2.16	29
2.17	29
2.18	30
2.19	30
2.20	31
2.21	31
2.22	32
2.23	32
2.24	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.25 กราฟคุณสมบัติของวงจร AGC แบบต่างๆ	34
3.1 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าความถี่กับแรงดันควบคุมของ IC V585ME28	36
3.2 วงจรลูปฟิลเตอร์	37
3.3 วงจร LPF ยังไม่คำนวณ	39
3.4 วงจร LPF ที่คำนวณได้	40
3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป	40
3.6 กราฟแสดงการกรองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป	41
3.7 วงจรพรีสเกลเลอร์สร้างโดย IC HMC432 และ PMB2314	41
3.8 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control: AGC)	42
3.9 แสดงวงจร Quad PIN Diode π Attenuator Circuit	43
3.10 วงจรลดทอนสัญญาณแบบพาส	44
3.11 วงจรขยาย	45
3.12 วงจรคอมพาราเตอร์	45
3.13 วงจร RF Detector	46
3.14 วงจร Digital Attenuation	46
3.15 วงจรสังเคราะห์ความถี่	47
3.16 วงจรสังเคราะห์ความถี่	47
3.17 ลายวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit วงจร Comparator	48

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18 ลายวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit วงจร Comparator	48
3.19 ลายวงจรของวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	49
3.20 วงจรของวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	49
3.21 วงจรรวมขณะทำการทดสอบ	50
4.1 ผลการทดสอบ วงจรสังเคราะห์ความถี่	52
4.2 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.135 GHz มี Phase Noise - 114 dBc/Hz@100 KHz offset	53
4.3 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.135 GHz มี Phase Noise - 130dBc/Hz @1MHz offset	53
4.4 กำลังเอาต์พุตสุดที่ -9.9 dBm	54
4.5 กำลังเอาต์พุตสูงสุดที่ 3.03 dBm	54
4.6 ผลการทดสอบ P_{in} เทียบกับ P_{out}	55
4.7 ผลการทดสอบวงจรสังเคราะห์ความถี่ เมื่อใส่วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	55
4.8 ผลการทดสอบอัตราการส่งผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	56
4.9 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	56
4.10 ผลการทดสอบการเกิดของ Harmonic ของวงจรสังเคราะห์ความถี่	57
4.11 ผลการทดสอบการเกิด Harmonic ของวงจรสังเคราะห์ความถี่เมื่อต่อกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	57
4.12 ผลการทดสอบ Digital Attenuator	58

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
3.1	ตารางกำหนดค่าตัวหาร	35
3.2	ตารางค่าความถี่กับแรงดันควบคุมของ IC V585ME28	36
3.3	Butterworth equal termination low-pass prototype element values ($R_s = R_L$)	37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

เนื่องจากในปัจจุบันในระบบสื่อสารมีการใช้ความถี่ในการสื่อสารอยู่หลายประเภทและความถี่ที่เป็นที่นิยมในปัจจุบันคือความถี่วิทยุความถี่สูงเช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ GSM จะใช้ความถี่ที่ 900 MHz 1800 MHz 1900 MHz ระบบ WCDMA ที่ความถี่ 2100 MHz และความถี่ในมาตรฐาน 802.11 a/b/g/n เป็นต้นซึ่งในการทดสอบสถานีฐานของระบบต่างๆต่อไปนี้เป็นที่จำเป็นต้องใช้ RF Signal Generator ขนาดพกพาและสามารถใช้งานโดยไม่จำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟจากภายนอกมาใช้งานซึ่งความถี่ที่ต้องการสร้าง RF Signal Generator คือ 1.5-2.5 GHz ซึ่งสามารถครอบคลุมระบบสื่อสารได้ถึง 5 แบบจึงเป็นที่มาของปริญญานิพนธ์นี้

1.2 วัตถุประสงค์

- 1) สร้าง RF Signal Generator ที่สามารถใช้งานได้ที่ความถี่ 1.5-2.5 GHz
- 2) สร้าง RF Signal Generator ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟจากแบตเตอรี่
- 3) สร้าง RF Signal Generator ที่มีขนาดพกพาได้

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่ใช้งานในย่านความถี่ 1.5-2.5GHz ที่มีขนาดเล็ก ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการทดสอบอุปกรณ์นอกสถานที่ได้โดยมีการควบคุมความถี่ผ่าน ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีค่าความละเอียดในการปรับความถี่ 100 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

2.1 ระบบสื่อสารไร้สาย

ในปัจจุบันนั้นระบบไร้สายในประเทศไทยนั้นมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เพราะเป็นระบบที่มีความสะดวกในการใช้งานซึ่งระบบที่ใช้ในประเทศไทยเรานั้นมีระบบอยู่หลาย ระบบ เช่น GSM 900 1800 1900 MHz และระบบ WCDMA 2100MHz เป็นต้นซึ่งระบบไร้สายนั้นจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ในการส่งสัญญาณซึ่งอุปกรณ์เหล่านั้นจำเป็นที่จะต้องมีการทดสอบอุปกรณ์ในการทดสอบประสิทธิภาพ อุปกรณ์ชิ้นหนึ่งก็คือ เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

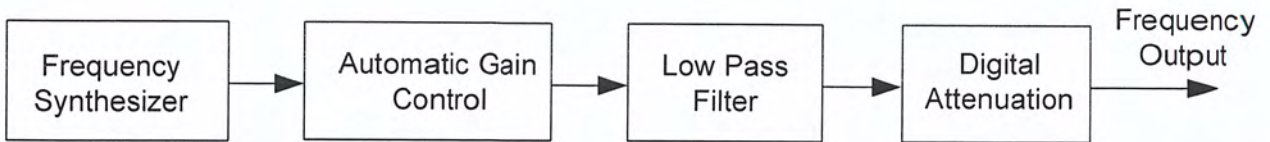
2.2 เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

เครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุนั้นจะต้องมีวงจรทั้งหมด 4 วงจรหลักคือ

1. วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesizer)
2. วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic gain control: AGC)
3. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)
4. วงจรลดทอนสัญญาณ (Attenuation)

ซึ่งในการออกแบบวงจรที่ใช้งานได้ที่ความถี่สูงในระดับ GHz นั้นจะต้องคำนึงถึงคือ ขนาดของอุปกรณ์และลายวงจร ต้องมีขนาดเล็กเพราะเมื่อความถี่สูงนั้นค่าความยาวคลื่นมีขนาดเล็กทำให้การสะท้อนเมื่ออุปกรณ์มีขนาดใหญ่ และกราวด์ซึ่งจำเป็นต้องมีไว้เพื่อดึงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อไม่ให้มีการรบกวนหรือสะท้อน ซึ่งหลักการที่กล่าวมาเป็นหลักการที่จำเป็นอย่างมากในการออกแบบลายวงจรเพื่อให้ผลที่ออกมาเป็นไปตามที่คาดหวัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

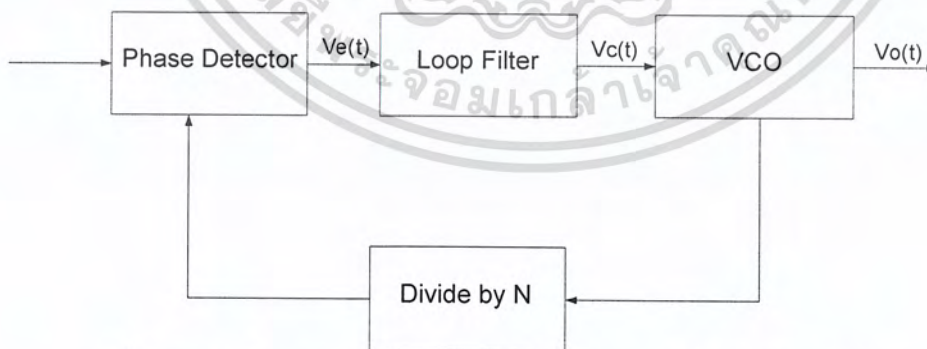


รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุ

2.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป (Phase lock loop synthesizer) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ โดยจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณที่มีขนาดพอเหมาะ และให้ความถี่ตรงตามที่เรากำลังต้องการ โดยการประยุกต์ใช้งานเฟสล็อกคูลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่ใช้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาเป็นตัวกำหนดความถี่และเฟสของวงจร บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูปแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งจะประกอบด้วยส่วนสำคัญดังนี้

1. Phase detector (PD)
2. Loop filter (LF)
3. Voltage control oscillator (VCO)
4. Divide By N



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถึงเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูปเป็นดังนี้ ในขณะที่ระบบยังไม่มีสัญญาณป้อนเข้ามา แรงดันควบคุม (Control voltage) $V_c(t)$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงาน โดยที่มีความถี่เท่ากับ f_0 กับความถี่ของ VCO และเมื่อเกิดความแตกต่างของความถี่ของสัญญาณทั้งสอง จะเกิดแรงดันที่คลาดเคลื่อนออกมา $V_c(t)$ แรงดันนี้จะผ่านวงจรถึงเฟสเพื่อกำจัดไฟฟ้าสลับ แล้วป้อนให้กับวงจรถึง VCO โดยที่แรงดันนี้จะเป็นแรงดันควบคุม $V_c(t)$ โดยที่จะไปควบคุมความถี่ที่ออกมาจาก VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างกันระหว่างความถี่ f_0 กับ f_R ถ้าความถี่ f_R ใกล้เคียงกับความถี่ f_0 จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับเข้าไปยังลูปเฟสจะเป็นความถี่เอาท์พุทของ VCO ที่ถูกหารโดย DIVIDE By N จะทำให้ VCO ล็อกกับสัญญาณอินพุทที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อก ความถี่ VCO จะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุทพอดี ในสภาวะล็อกจะได้อัตราความถี่ดังนี้

$$f_R = f_D \quad (2.1)$$

ความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_o / N \quad (2.2)$$

ความถี่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$f_o = Nf_d \quad (2.3)$$

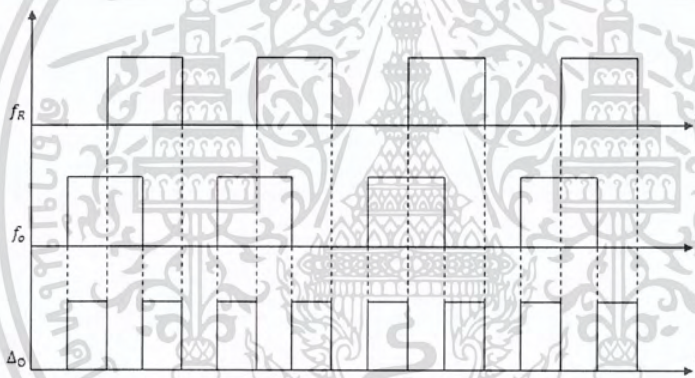
ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงแตกต่างกัน ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_c(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่าความถี่ฟรีรันนิ่งให้เท่าตัวได้เองทำให้เฟสล็อกคูลูปสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (Capture range) จะขึ้นกับขอบแบนด์ของเฟสล็อกคูลูปและอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมดของเฟสล็อกคูลูปที่มีการหารความถี่ชนิดโปรแกรมได้ภายในลูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากจากความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

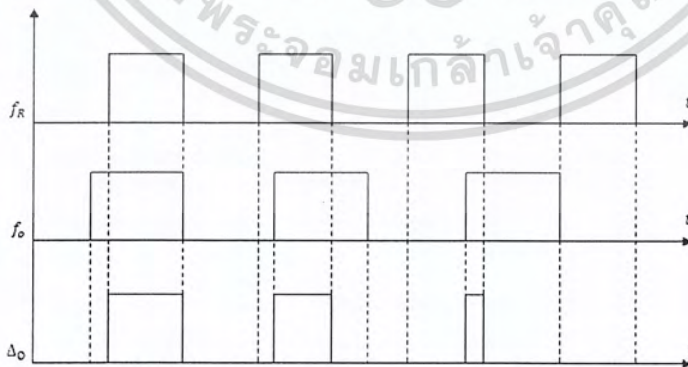
คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่ จะต้องผลิตสัญญาณขนาดเหมาะสมและได้ความถี่ตามที่กำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งาน และความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ที่ละขั้น ซึ่งเรียกว่าการ รีโซลูชัน (Resolution)

2.3.1 เฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector)

ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีเฟสที่ต่างกัน เรียกผลของความต่างกันนี้ว่า ความผิดพลาดของเฟส (Phase Error) โดยเฟสดีเทกเตอร์นี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนค่าความผิดพลาดนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่า คอเวอร์จันเกน โดยการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.3 และ 2.4



รูปที่ 2.3 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.4 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสดีเทคเตอร์มี 2 แบบ คือ

1. เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับสัญญาณแบบสี่เหลี่ยม (Square wave) ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 นี้จะมีความสัมพันธ์แบบเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุตในช่วง $0 - \pi$

2. เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบของสัญญาณโดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบ ขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณวงจร VCO เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์ และเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร VCO ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 คือ เอาท์พุตของวงจรไม่ขึ้นกับ ดิวตีไซเคิล (Duty cycle) ของสัญญาณขาเข้า และข้อดีอีกข้อคือสัญญาณขาออกจะไม่มีการกระเพื่อม (Ripple) เหมือนแบบที่ 1

2.3.2 ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter)

ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้อาท์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับร่วมมาด้วยสัญญาณความถี่ที่เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ (Capture) สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

- วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรงเพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาท์พุตของวงจรนี้ป้อนให้แก่วงจร VCO
- วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจร VCO ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาท์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้อาท์พุตของวงจร VCO เปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟส ล็อก ลูป วงจร VCO ไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงความเสถียรภาพของลูปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถอธิบายได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_i(t)$ กับความถี่ของวงจร VCO และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูฟฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจร VCO รูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจร VCO ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูฟฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในฟีดแบ็คจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจร VCO จะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลางซึ่งเราเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่งของ VCO ถ้าสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกและสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียงการฟีดแบ็คของเฟสล็อกจะมีเอาต์พุตที่ล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามลักษณะของรูปดังนี้

1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก

$$(\omega_i \neq \omega_o) \quad (2.4)$$

เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าเป็น

$$V_i = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.5)$$

$$V_o = E_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (2.6)$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกเป็นมัลติพลายเออร์จะได้รับสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] - K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.7)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.8)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่

เชิงมุมระหว่างสัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และมีความแตกต่างกันมากดังนั้นแรงดันไฟฟ้า V_d จะสามารถผ่านรูปฟิลเตอร์ได้ทำให้ได้ค่า V_d และค่าพีคเบ็คของรูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในรูป แรงดันเอาต์พุตของวงจร VCO จะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น ω_o และ ϕ_o จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ ω_i และ ϕ_i จะพูดได้ว่ารูปไม่อยู่ในสถานะล็อกแต่ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm\omega$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของรูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของรูปและการพีคเบ็คจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สถานะล็อกได้

2. เมื่อระบบเข้าสู่ระบบล็อก

$$(\omega_i - \omega_o) \quad (2.9)$$

ในกรณีสัญญาณเอาต์พุตของวงจร VCO มีความถี่ซึ่ง โครนัสกับสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t - \psi_o) \quad (2.10)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t - \psi_o \quad (2.11)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.12)$$

รูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.13)$$

วงจร VCO จะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรง (ω_{inst}) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต V_c โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็น

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t - \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_o \quad (2.14)$$

$$\frac{d(\phi_o)}{dt} = K_o V_o \quad (2.15)$$

เมื่อ K_o คือ ความไวในการมอดูเลตของวงจร VCO แทนค่าสมการ

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t - \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_o \quad (2.16)$$

ลงในสมการ

$$V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.17)$$

จะได้

$$(\omega_i - \omega_o) = K_d K_f \cos(\theta - \psi_o) \quad (2.18)$$

$$\psi_o = \theta_i \cos^{-1}[(\theta - \omega_o) / K_d V_d] \quad (2.19)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K \quad (2.20)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสสลับของเฟสดีเทคเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของ VCO

จากสมการ (2.19)

สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจร VCO มีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจร VCO คือ ω_0 ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_0 + K_o V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.21)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $(\omega_i - \omega_0)$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_o V_d$ อย่างมากสมการ (2.19) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.22)$$

จากสมการข้างต้นถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจร VCO จะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสถานะล็อกและสัญญาณวงจร VCO จะเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90° เมื่อลูบอยู่ในสถานะล็อกหรือเฟสควอดราเจอร์จะสอดคล้องกับ $(\omega_i - \omega_0)$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่าด้วยค่าเฟสเอทพุต θ_o ดังนี้

$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (2.23)$$

เมื่อ $\theta_c = \theta_i - \theta_o$ เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทคเตอร์แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจร VCO จะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุตคือ $[\theta_i - (\theta - \pi / 2)]$ ดังนั้นเฟสดีเทคเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอทพุตที่เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างระหว่างเฟสสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอทพุตของวงจร VCO คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$V_d = K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi / 2] \quad (2.24)$$

$$V_d = K_d [(\theta - \pi / 2)] \quad (2.25)$$

สัญญาณเฟส V_d ที่จะผ่านลูบฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจร VCO เพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจร VCO เปลี่ยนจาก ω_0 ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.26)$$

$$\omega_i = \omega_o + K_o V_d \quad (2.27)$$

จากสมการ $\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t - \psi_o$ และ $V_d = K_d \cos(\theta - \psi_o)$ จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส θ_c ได้เป็น

$$\theta_i = \pi / 2 + (\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \quad (2.28)$$

จากสมการ $\omega_{inst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i$ จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i - \omega_o$ แรงดันไฟฟ้าของวงจร VCO จะมีเฟสควอดราเจอร์คือมีเฟสต่างไป 90° เมื่อ ω_i เคลื่อนที่สูงกว่า ω_o มุมของเฟสขึ้นจาก 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิกัดการล็อกและถ้า ω_i เคลื่อนที่ไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0 ที่ด้านล่างสุดของพิกัดการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_c ให้มากขึ้นตามเวลา θ_c ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า V_d ไปให้ความถี่ของวงจร VCO เลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่รีรีนนิ่ง ω_o ของวงจร VCO แต่จะสามารถแทรกคิง (Tracking) ได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีอินพุตเปลี่ยนแปลงไปเป็นสเต็ปเท่ากับ $\Delta\omega = (\omega_i - \omega_o)$ อุปต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจร VCO มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_c จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_o \quad (2.29)$$

เมื่ออุปเข้าสู่สภาวะคงที่

$$V_c = V_d F(s) \quad (2.30)$$

เมื่อ $F(s)$ คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของอุปฟิลเตอร์

สัญญาณ V_c จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิมดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

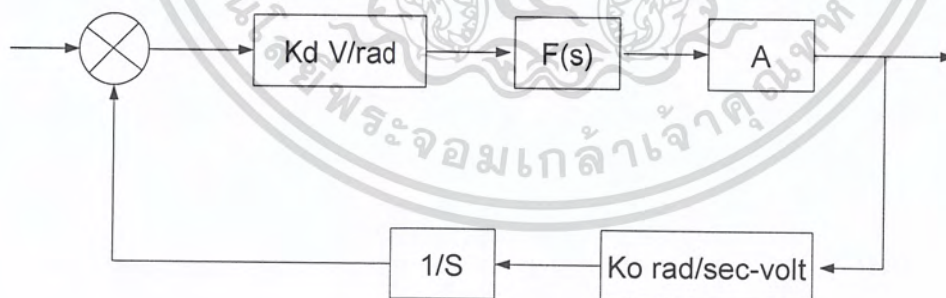
$$\theta - \pi/2 = V_d K_d \quad (2.31)$$

$$\theta - \pi/2 = \Delta\omega - K_o K_d F(s) \quad (2.32)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาท์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราจะสามารถวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกหลายๆได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคระบบการวิเคราะห์ระบบย้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปลาซทรานส์ฟอร์มและสมการคิฟเฟอร์เรนเซียล

2.3.3 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อก



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อก

โดยที่ K_d คือทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทคเตอร์

$F(s)$ คือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A คือ อัตราการขยายของวงจรถ่ายสัญญาณ

K_o คือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยความถี่แรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.33)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.34)$$

จาก

$$\omega = s\theta \quad (2.35)$$

และ

$$\theta = \omega / s \quad (2.36)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจร VCO จะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรงแต่เราต้องการค่าเฟส θ_{osc} ฉะนั้นต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น θ_i

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $\frac{A}{1+AF}$

เมื่อ A คือ อัตราขยายไปข้าง

F คือ อัตราขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.2 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.37)$$

$$\frac{V_o}{\theta_i} = \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) A K_o} \quad (2.38)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟสจากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.39)$$

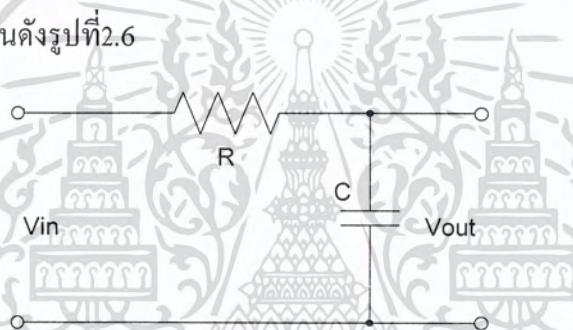
$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (2.40)$$

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} \quad (2.41)$$

$$H(s) = \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)AK_o} \quad (2.42)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.6

$$F(s) = \frac{V_o}{V_i} \quad (2.43)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + sRC} \quad (2.44)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + s/\omega_c} \quad (2.45)$$

เมื่อแทนค่าสมการ $F(s) = \frac{1}{1 + sRC}$ ลงในสมการ $H(s) = \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)AK_o}$ จะได้

$$H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{2\xi s}{\omega_n} + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \right] \quad (2.47)$$

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} \quad (2.48)$$

$$\xi = 1/2 \sqrt{\omega_1 / K_v} \quad (2.49)$$

เมื่อ $K_v = K_o K_d A$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(s)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้

เราจะสังเกตว่าหากแบนด์วิดธ์ของลูปฟิลเตอร์ ω ลดลงหรือค่า k เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูปลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปฟิลเตอร์จะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อส tep ของลูปในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะ จะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณ เอาท์พุตและเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะการ ออกแบบระบบเฟสล็อกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้

$$\omega = 2K_v \quad (2.50)$$

และความถี่ที่คัทออฟที่ระดับสัญญาณ 3 dB แบนด์วิดธ์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega = \sqrt{K_v \omega_1} = \sqrt{2K_v} \quad (2.51)$$

วงจรเฟสล็อกลูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการถี่กว้างเพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดธ์ของ ลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์พิกัดความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกลูปสามารถดำรงการถี่อก ไปได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการถี่อก” เราสามารถหาพิสัยการถี่อกได้โดยพิจารณาจากสมการ ของความผิดพลาดเฟสซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์จะได้ พิสัยการถี่อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_e - \pi/2)K_oK_dF(s) \quad (2.52)$$

$$\text{เมื่อ } \theta_{e\max} = \theta_{e\min} = \pi$$

$$\Delta\omega = (\pm\pi/2)K_oK_dF(s) \quad (2.53)$$

$$2\Delta\omega_L = (\pm\pi)K_oK_dF(s) \quad (2.54)$$

เมื่อ $\Delta\omega_L$ คือ พิสัยการลือก

เราสังเกตได้ว่า ถ้า $\Delta\omega_L$ เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับ $\theta = \omega/s$ สถานะสมดุลของการชิง โครนัสไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการลือกกับความถี่ของสัญญาณอินพุตการวิเคราะห์ถึงพิสัยการลือกระบบจะต้องมีสถานะเดิมลือกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ลือกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟส ลือกลูบสามารถลือกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คutoffของลูบฟิลเตอร์ ω_c และพิสัยการลือก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

กรณีทั่วไป $\Delta\omega_L \gg \omega_c$

$$\Delta\omega_e = \pm\sqrt{\omega_c\Delta\omega_L} \quad (2.55)$$

$$2\Delta\omega_e = \pm 2\sqrt{\omega_c\Delta\omega_L} \quad (2.56)$$

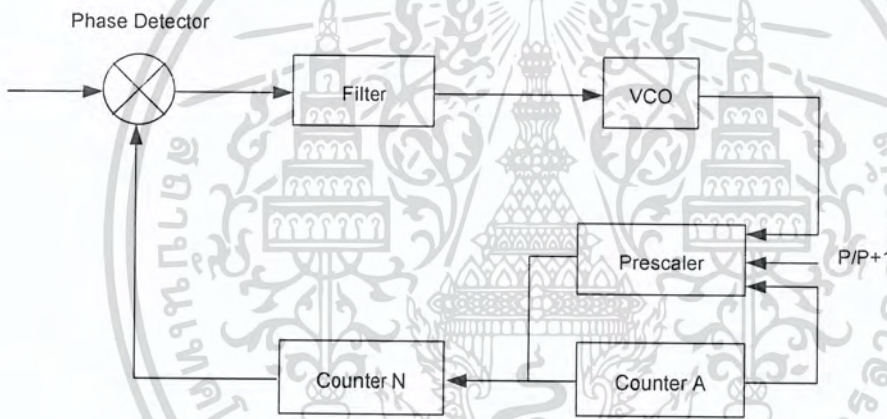
2.3.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสลือกลูบแบบพริสเกลสองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่กล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสลือกลูบแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นจะเท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสลือกลูบ

ในรูปที่ 2.4 ใช้เฟรียสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P และ P+1 เราเรียกเฟรียสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “เฟรียสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรรับหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่เฟรียสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลงและให้ใช้กับวงจรรับ N ทรูทูลที่ทีแอลและซิมอสได้ ทำให้สามารถส่งเคราะห์ความถี่ไปยังย่านวีเอชเอฟ (VHF) และ (UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจรรับคือเฟรียสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีทรูทูลอีซีแอล (ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงจะทำการหารล่วงหน้า (Prescale) ก่อนและทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกัน ในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่น หาร 64/65 เอาร์ทพุทของเฟรียสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรรับที่เตอร์ที่ทีแอล 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาร์ทเตอร์หลัก (Main Counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาร์ทเตอร์เสริม



รูปที่ 2.7 วงจรรับเคราะห์ความถี่เฟรียสเกลเลอร์แบบเฟรียสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เคาร์ทเตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้เฟรียสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือเฟรียเซตตัวเลขให้เคาร์ทเตอร์เสริมและในขณะนี้เฟรียสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหารเคาร์ทเตอร์เสริมจะนับก่อนหลังลงไปเรื่อยๆ เคาร์ทเตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อมๆ กับเคาร์ทเตอร์เสริม เมื่อเคาร์ทเตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้เฟรียสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และเคาร์ทเตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนถึงศูนย์ เมื่อเคาร์ทเตอร์หลักและเคาร์ทเตอร์เสริมถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกเฟรียเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่เฟรียเซตให้เคาร์ทเตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่เฟรียเซตให้เคาร์ทเตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พีริเซตให้เคาทเตอร์หลักเป็น N และเคาทเตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พีริสเกลเลอร์อยู่ในสถานะหาร P+1 ซึ่งยังคงหารด้วย P+1 ไปจนเคาทเตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ในการนับของเคาทเตอร์เสริมศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพีริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาทเตอร์ A ในขณะที่เคาทเตอร์หลักนับผ่านไป แล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาทเตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปกับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$N_i = (P+1) + P(N-A) \quad (2.57)$$

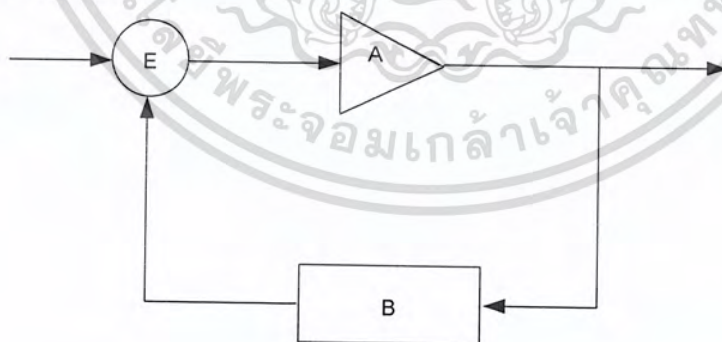
$$N_i = PN + A \quad (2.58)$$

ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ PN+A เท่าของความถี่อ้างอิง

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN + A) \quad (2.59)$$

2.3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่แรงดัน (Voltage controlled oscillator: VCO)

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

A คือ อัตราขยายของวงจรถยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B คือ อัตราขยายในส่วนของส่วนป้อนกลับ

วงจรรออสซิลเลทได้ก็ต่อเมื่อ (Barkhausen Criterion)

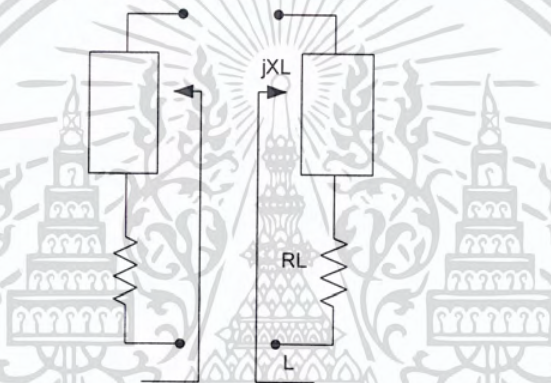
1. $|AB| = 1$

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

ดังนั้น $A_{total} = \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อมีการออสซิลเลท

วงจรรขยาย (A) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้เกิดวงจรรออสซิลเลทหลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลทจะถูกเลือกโดยวงจรรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

- เรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series resonance)



รูปที่ 2.9 วงจรรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ G_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

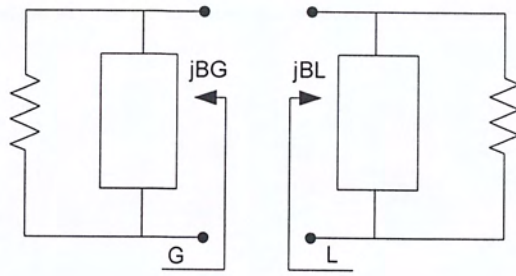
สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

- เรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับช่วงเริ่มต้นของออสซิลเลเตอร์

$$|G_G| > G_L$$

เมื่อ R_G มีค่าเป็นเนกาทีฟคอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

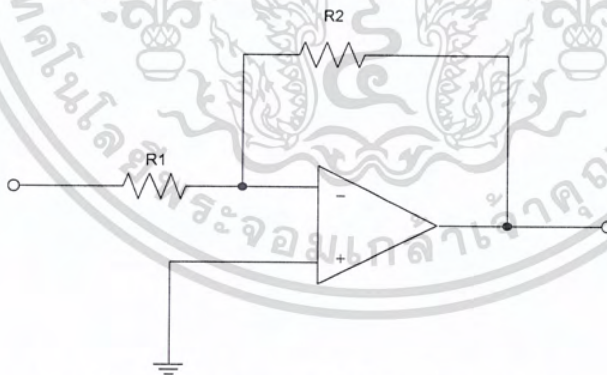
สำหรับช่วงเรโซแนนซ์หรือช่วงมีเสถียรภาพ

$$R_G + R_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

2.3.6 การออกแบบวงจร Loop filter

ระบบชนิดที่ 1 ลูปอันดับที่ 2 คือ วงจรกรองความถี่ลูปที่ไม่มี zero และมีเพียง pole เดียว



รูปที่ 2.11 วงจรระบบชนิดที่ 1 ลูปอันดับที่ 2

$$F(s) = \frac{1}{ST + 1}, \tau = RC \tag{2.60}$$

จะได้ Closed Loop Transfer Function คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{K_v(1/S_r + 1)}{S + K_v(1/S_r + 1)} \quad (2.61)$$

$$T(s) = \frac{K_v}{S(1/S_r + 1) + K_v} \quad (2.62)$$

$$T(s) = \frac{K_v / \tau}{S^2 + S/\tau + K_v / \tau} \quad (2.63)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.64)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_v}{\tau} \quad (2.65)$$

$$F(s) = \frac{1}{1 + SRC} \quad (2.66)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau} \quad (2.67)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{NRC}} \quad (2.68)$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \quad (2.69)$$

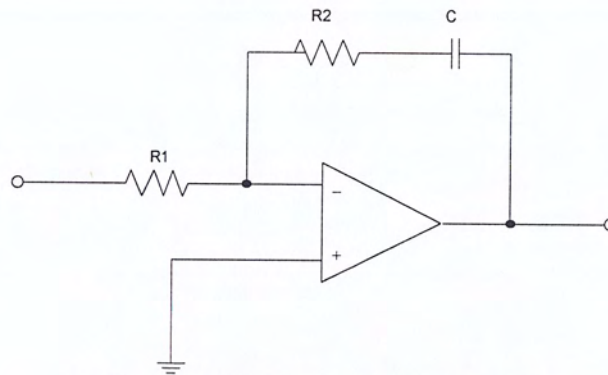
$$\xi = \frac{N\omega_n}{2K_\phi K_{VCO}} \quad (2.70)$$

เมื่อ ω_n คือ Natural Angular Frequency

ξ คือ Damping Factor

โดยทั่วไปจะเลือก $\xi = 0.5 - 1$ วงจรรูปฟิลเตอร์มีข้อเสียคือไม่สามารถปรับแต่งค่า ξ และ ω_n อิสระได้ ระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 วงจรระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 2

$$F(s) = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} \quad (2.71)$$

$$F(s) = \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \quad (2.72)$$

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \quad (2.73)$$

จาก

$$T(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S + K_V \cdot F(s)} \quad (2.74)$$

$$T(s) = \frac{K_V \cdot (S\tau_2 + 1) / S\tau_1}{S + (S\tau_2 + 1) / S\tau_1} \quad (2.75)$$

$$T(s) = \frac{K_V \cdot (S\tau_2 + 1) / \tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}} \quad (2.76)$$

เทียบกับสมการมาตรฐาน

$$T(s) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_V}{\tau_1} \quad (2.78)$$

$$2\xi\omega_n = K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (2.79)$$

$$\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}} = \frac{\tau_2}{2} \omega_n \quad (2.80)$$

สามารถปรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระกันได้

Open-loop Transfer Function

$$T'(s) = K_V \cdot \frac{F(s)}{S} \quad (2.81)$$

$$T'(s) = K_V \cdot \frac{(S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1} \quad (2.82)$$

$$F(s) = \frac{1 + SR_2C}{SR_1C} \quad (2.83)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{NR_1C}} \quad (2.84)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_n R_2 C}{2} \quad (2.85)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธีของ BODE

$$T'(j\omega) = K_V \cdot \frac{(S\tau_2 + 1)}{S^2\tau_1} \quad (2.86)$$

$$\tau_1 = \frac{K_V}{\omega_n^2} \quad (2.87)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T'(j\omega) = \frac{(2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1)}{(\frac{S}{\omega_n})^2} \quad (2.88)$$

$$\tau_2 = \frac{2}{\omega_n} \quad (2.89)$$

$$|T'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.90)$$

$$\left| T' \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) \right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2.91)$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.92)$$

กำหนดให้

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

$$|T'(j\omega)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.93)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1} (2\xi X) - 180^\circ \quad (2.94)$$

คำนวณหาค่า X ในขณะที่

$$\left| T' \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) \right| = 1 \quad (2.95)$$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.96)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.97)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.98)$$

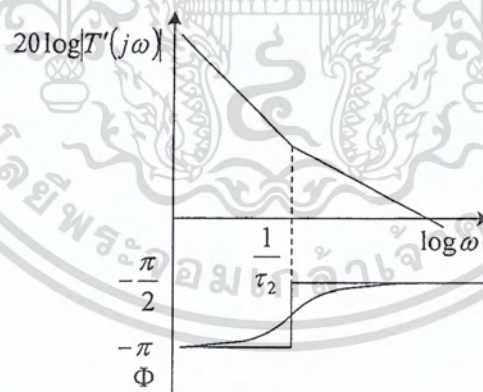
แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}(2\xi) \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} - 180^\circ \quad (2.99)$$

ได้ Phase Margin

$$\theta_M(jX) = \theta(jX) + 180^\circ \quad (2.100)$$

$$\theta_M(jX) = \tan^{-1}(2\xi) \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.101)$$



รูปที่ 2.13 แบนด์วิดธ์-3dB

$$T(j\omega) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.102)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \cdot \omega^2}} \quad (2.103)$$

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2\omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \cdot \omega_B^2}} \quad (2.104)$$

$$(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \cdot \omega_B^2 = 2(2\xi\omega_n)^2 \cdot \omega_B^2 + 2\omega_n^4 \quad (2.105)$$

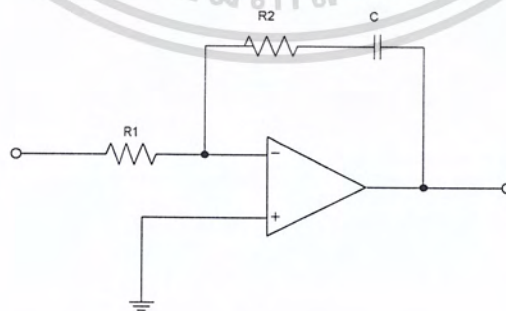
$$\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2) \cdot \omega_B^2 = 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \quad (2.106)$$

$$\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2) \cdot \omega_B^2 - \omega_n^4 = 0 \quad (2.107)$$

$$\omega_B^2 = \frac{(2 + 4\xi^2) \cdot \omega_n^2 \pm \sqrt{\omega_n^4(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2} \quad (2.108)$$

$$\omega_B = \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) + \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.109)$$

ระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 3



รูปที่ 2.14 วงจรระบบชนิดที่ 2 รูปอันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(s) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \cdot \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.110)$$

$$\tau_1 = R_1C_1, \tau_2 = R_2C_1, \tau_3 = R_3C_2 \quad (2.111)$$

Closed – Loop Transfer Function

$$T(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S + K_V \cdot F(s)} \quad (2.112)$$

$$T(s) = \frac{\frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1)}}{S + \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1)}} \quad (2.113)$$

$$T(s) = \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 \cdot (S\tau_3 + 1)) + K_V(S\tau_2 + 1)} \quad (2.114)$$

$$T(s) = \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S^3\tau_1\tau_3 + S^2\tau_1 + SK_V\tau_2 + K_V} \quad (2.115)$$

$$T(s) = K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_1\tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3}S^2 + \frac{K_V\tau_2}{\tau_1\tau_3}S + \frac{K_V}{\tau_1\tau_3}} \right) \quad (2.116)$$

Open – Loop Transfer Function

$$T'(s) = \frac{K_V \cdot F(s)}{S} \quad (2.117)$$

$$T'(s) = \frac{K_V(S\tau_2 + 1)}{S + S\tau_1(S\tau_3 + 1)} \quad (2.118)$$

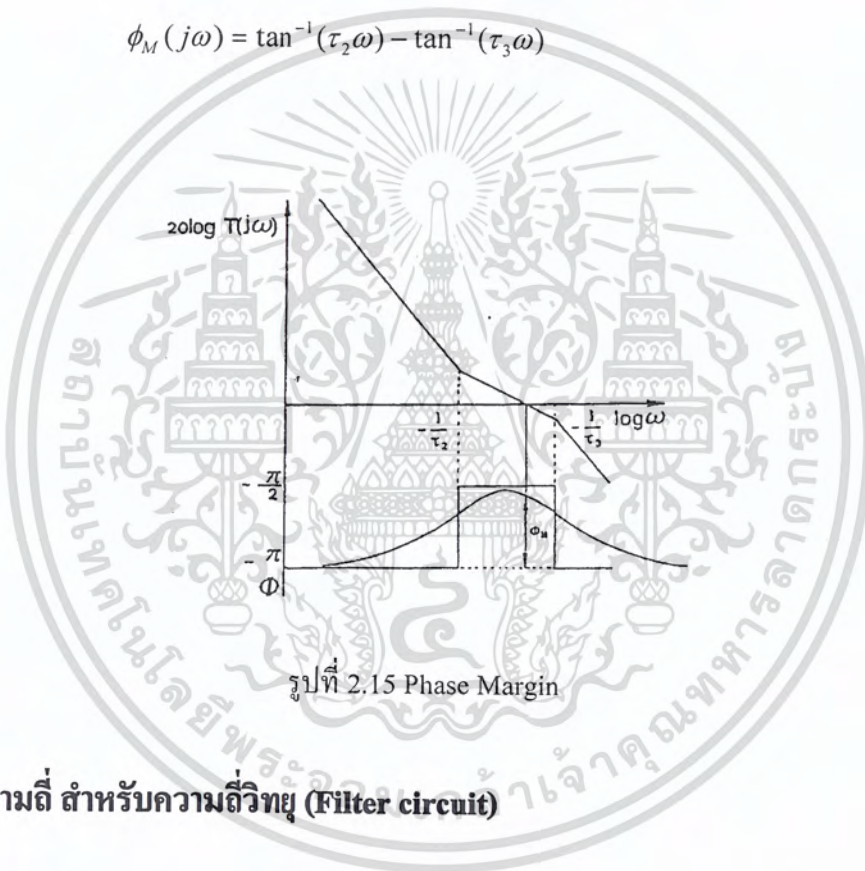
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \cdot \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \cdot \omega) - 180^\circ \quad (2.119)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธีของBODE จะได้Phase Margin

$$\phi_M(j\omega) = \phi(j\omega) + 180^\circ \quad (2.120)$$

$$\phi_M(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \quad (2.121)$$



2.4 วงจรกรองความถี่ สำหรับความถี่วิทยุ (Filter circuit)

วงจรกรองความถี่ในวงการวิทยุนั้นจะใช้สำหรับ กำหนดให้ความถี่ ผ่านไปได้หรือผ่านไม่ได้ อาจจะเป็น เฉพาะช่วงใดช่วงหนึ่ง หรือช่วงกว้าง ๆ ก็ได้ซึ่งจะประกอบขึ้นด้วย R (resistor) L (inductors) และ C (capacitors) โดยเอาคุณสมบัติประจำตัวของอุปกรณ์แต่ละชนิด คือ L จะยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้ง่าย ความถี่สูงผ่านยาก C ความถี่ต่ำผ่านยาก ความถี่สูงผ่านง่าย ส่วน R จะมีต้านทานทุกความถี่ให้มีระดับ สัญญาณลดลง วงจรกรองความถี่ จะมีทั้งแบบ passive และ active คำว่า passive นั้นหมายถึงวงจร Filter ที่ ไม่ต้องการไฟฟ้า ไม่มีการขยาย (Unpowered Components (R,L,C)) มีแต่การลดทอนสัญญาณลง การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

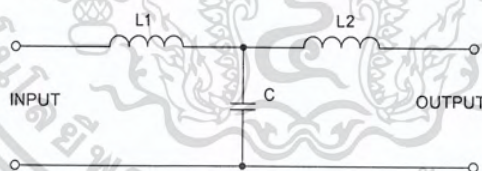
ลดทอนนี้เราจะเรียกว่า insertion loss ส่วนวงจรแบบ active นั้นจะมีวงจรมีขยายสัญญาณอยู่ภายในจำเป็นต้องใช้พลังงานไฟฟ้า มักจะใช้กันที่ความถี่ต่ำ ๆ เช่น ในวงจรเครื่องขยายเสียง

ชนิดของวงจรกรองความถี่มี 4 ชนิดคือ

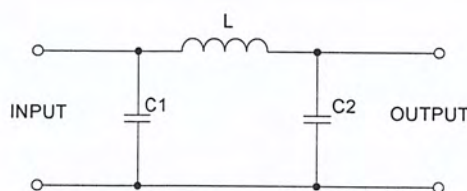
1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)
2. วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter)
3. วงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน (Band pass filter)
4. วงจรกรองช่วงความถี่ไม่ผ่าน (Band stop filter)

2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)

วงจรความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) นั้นมีลักษณะการต่อคือ ใช้ L อนุกรมกับวงจร และ C ขนานกับวงจร คุณสมบัติของวงจรก็คือเมื่อเราป้อนความถี่ ต่ำเข้าวงจร L จะมีค่า X_L ต่ำ C จะมีค่า X_C สูง ทำให้ความถี่ต่ำผ่าน L ได้สะดวกระดับสัญญาณ Output จึงผ่านได้มาก แต่เมื่อความถี่สูงกว่าจุดที่กำหนด ค่า X_L จะมากขึ้น ค่า X_C จะลดลงทำให้ความถี่ ผ่านขดลวด ได้ลดลง บางส่วนที่ผ่านไปได้ก็จะถูก C ดึงลงกราวด์ระดับสัญญาณ Output จึงผ่านได้น้อยมาก

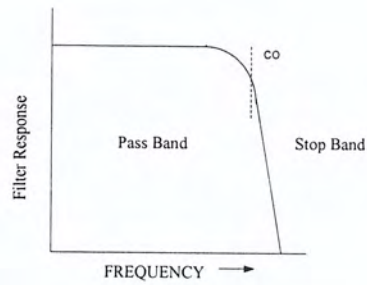


รูปที่ 2.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Ladder



รูปที่ 2.17 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Ladder

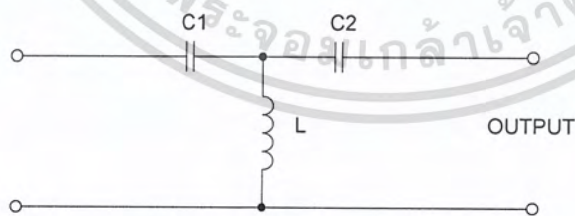
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 แสดงความถี่ที่ผ่านวงจร Low Pass Filter

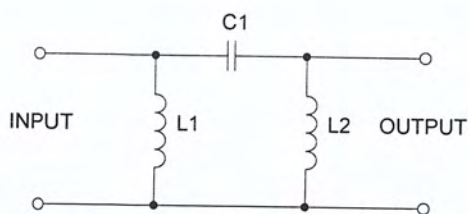
2.4.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter)

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter) วงจรนี้จะยอมให้ความถี่ที่สูงกว่ากำหนดผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าจะโดนจับลงกราวด์ จากรูปจะเห็นว่า C ต่ออนุกรมกับวงจร ส่วน L ต่อขนานกับวงจรเมื่อป้อนความถี่ต่ำกว่าเข้ามา C จะมีค่า X_C สูงทำให้สัญญาณผ่านไปได้ น้อย ส่วน L จะมีค่า X_L น้อยทำให้สัญญาณที่ผ่านมาจาก C ลงกราวด์ได้หมด แต่เมื่อความถี่สูงขึ้น C จะมีค่า X_C ลดลง สัญญาณจะผ่านได้มากขึ้น ส่วน L จะมีค่า X_L มากขึ้น สัญญาณก็จะลงกราวด์น้อยลง สัญญาณที่ออกไปยัง Output ก็มากขึ้น จนถึงระดับความแรงของสัญญาณประมาณ 70.7 % ของความแรงสูงสุดระดับนี้เองที่เราเรียกว่า ช่วงความถี่ Cut off เมื่อความถี่สูงกว่า ความถี่ นี้ C จะยอมให้สัญญาณผ่านได้สะดวกและค่า X_L จะต้านสัญญาณไม่ให้ลงกราวด์ ความถี่จึงผ่านไปที่จุด Output ได้ทั้งหมด

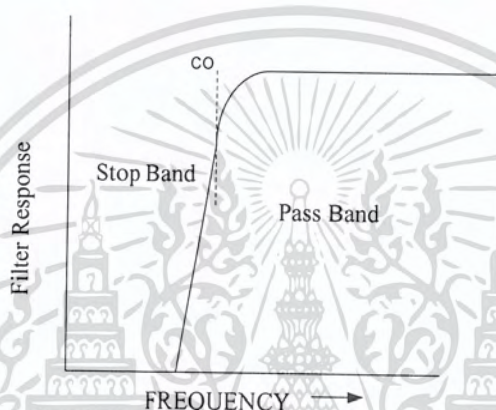


รูปที่ 2.19 วงจรกรองความถี่สูงแบบ Ladder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่สูงผ่านแบบ Ladder



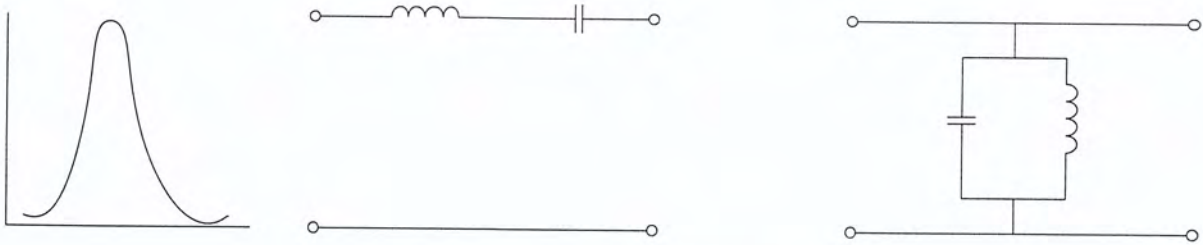
รูปที่ 2.21 แสดงความถี่ที่ผ่านวงจร High pass filter

2.4.3 วงจรกรองแบบความถี่ผ่านได้ (Band pass filter)

วงจรกรองความถี่ผ่าน (Band pass filter) จะยอมให้ความถี่เฉพาะช่วงที่กำหนดให้ผ่านได้ความถี่ นอกจากนี้จะโค่นตัดลงกราวด์เราสามารถสร้างวงจร band pass filter โดยการใช้วงจร Resonance

- ในรูปวงจรด้านซ้าย เราจะใช้วงจรวงจเรโซแนนท์แบบอนุกรมคุณสมบัติของวงจรนี้คือ ความต้านทานต่ำที่ความถี่เรโซแนนท์ทำให้สัญญาณผ่านไปได้ง่ายแต่สำหรับความถี่อื่น ๆ ทั้งสูงกว่าและต่ำกว่าจะไหลผ่านได้ยาก
- ในรูปวงจรด้านขวา เราจะใช้วงจรเรโซแนนท์แบบขนานต่อสัญญาณลงกราวด์คุณสมบัติของวงจรนี้คือ ความต้านทานสูงที่ความถี่เรโซแนนท์ความถี่อื่น ๆ จะถูกดึงลงกราวด์ (เพราะมีความต้านทานต่ำ) ส่วนความถี่เรโซแนนท์จะผ่านไปได้ (ไม่ถูกดึงลงกราวด์ เพราะความต้านทานสูง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

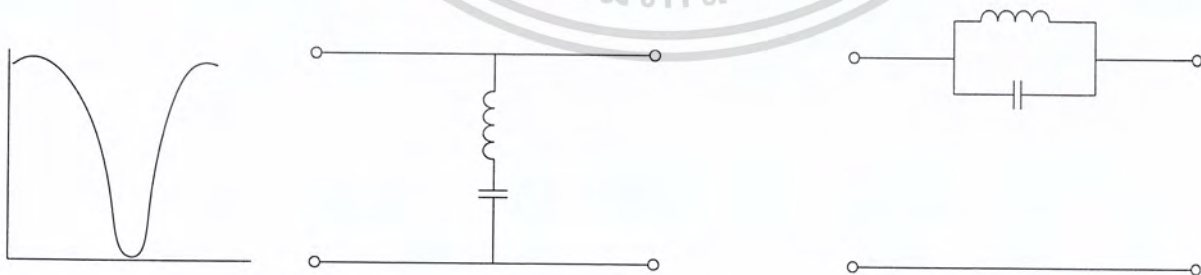


รูปที่ 2.22 กราฟแสดงผลและ วงจรกรองแบบความถี่ผ่าน

2.4.4 วงจรกรองความถี่ผ่านไม่ได้ (Band stop filter)

วงจรกรองความถี่แบบ Band stop filter จะยอมให้ความถี่อื่น ๆ ผ่านไปได้สะดวกแต่สำหรับความถี่ Resonance (ความถี่ที่จะกำจัด) จะโดนดึงลงกราวด์

- ในรูปวงจรด้านซ้าย เราจะใช้วงจรวงจเรโซแนนซ์แบบอนุกรมต่อลงกราวด์คุณสมบัติของวงจรนี้คือ ความต้านทานต่ำที่ความถี่เรโซแนนซ์ทำให้สัญญาณผ่านลงกราวด์ได้ง่ายจึงไม่มีสัญญาณออกทาง Output แต่สำหรับความถี่อื่น ๆ ทั้งสูงกว่าและต่ำกว่าวงจรจะมีความต้านทานสูงสัญญาณจะไม่ถูกดึงลงกราวด์สามารถผ่านวงจรนี้ไปได้อย่างสบาย
- ในรูปวงจรด้านขวา เราจะใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานแต่มาต่ออนุกรมกับวงจรคุณสมบัติของวงจรนี้คือความต้านทานสูงที่ความถี่เรโซแนนซ์สัญญาณจึงไม่สามารถผ่านไปได้ แต่พอความถี่อื่น ๆ จะมีความต้านทานต่ำสัญญาณสามารถผ่านไปได้



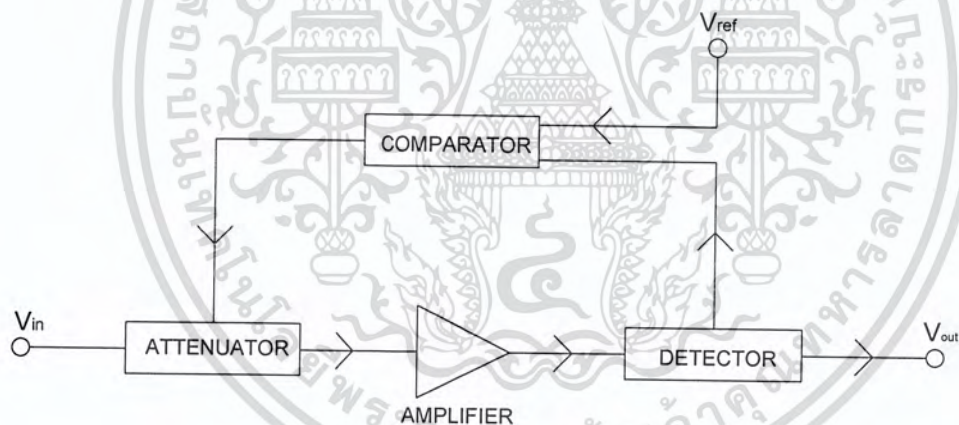
รูปที่ 2.23 กราฟและวงจรกรองช่วงความถี่ไม่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (Automatic gain control: AGC)

เนื่องจากในกระบวนการรับสัญญาณวิทยุของเครื่องรับสัญญาณที่รับได้ของแต่ละสถานีนั้นไม่เท่ากันเนื่องมาจากกระบวนการส่งสัญญาณและปัจจัยในการรับส่งสัญญาณต่างทำให้สัญญาณที่รับได้บางสถานีแรง บางสถานีสัญญาณที่รับได้ก็เบา ดังนั้นที่เครื่องรับสัญญาณจึงต้องมีการปรับอัตราขยายของวงจรตลอดเวลาเพื่อให้สัญญาณที่ส่งออกเอาต์พุตมีระดับของสัญญาณคงที่ซึ่งวงจรที่ทำหน้าที่ในการควบคุมการปรับอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณต่างๆในเครื่องรับวิทยุนี้เรียกว่าวงจรควบคุมอัตราขยายแบบอัตโนมัติ (Automatic gain control: AGC)

2.5.1 หลักการทำงานของ AGC



รูปที่ 2.24 แผนผังการทำงานของวงจร AGC

จากรูปที่ 2.20 เป็นบล็อกการทำงานของวงจร AGC เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาที่ภาคขยายสัญญาณภาคขยายก็จะทำการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุตของวงจร โดยจะมีสัญญาณเอาต์พุตบางส่วนถูกป้อนกลับมาเป็นสัญญาณควบคุมอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับมาเป็นสัญญาณควบคุมนี้จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทำได้โดยการใช้วงจรรองความถี่ต่ำผ่านร่วมกับวงจรเรียงกระแสซึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงนี้จะมีค่ามากหรือน้อยตามระดับความแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

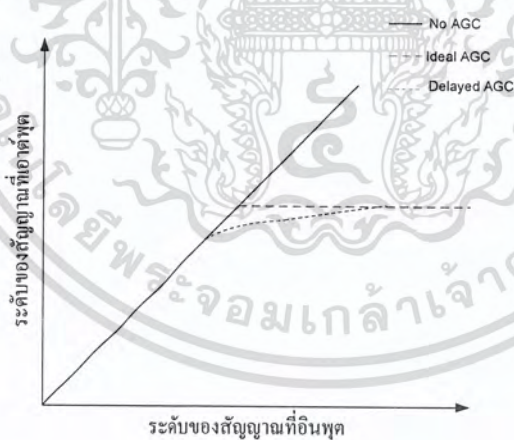
ของสัญญาณที่อินพุตแล้วทำการส่งสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้ไปยังวงจรขยายสัญญาณต่างๆ ในเครื่องรับวิทยุจากหลักการทำงานนี้ทำให้สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรเป็นสัญญาณที่ค่อนข้างจะคงที่ไม่มี การเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา

จากหลักการทำงานของ AGC ที่ได้อธิบายไปแล้วข้างต้นจะพบว่าหากเครื่องรับปราศจากวงจร AGC จะต้องพบกับปัญหาต่างๆ ในการรับสัญญาณดังนี้

1. ในการรับสัญญาณแต่ละสถานีมีความแรงไม่เท่ากันในการรับสัญญาณที่มีความแรงน้อยจะต้องทำการปรับความดังเพิ่มขึ้นหากเปลี่ยนสถานีอื่นอาจมีความแรงของสัญญาณมากทำให้สัญญาณที่รับได้มากขึ้นตามไปด้วยหากมีวงจร AGC จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณที่จะส่งออกที่เอาต์พุตให้มีความคงที่ไม่ว่าสัญญาณที่รับมามีระดับของสัญญาณมากหรือน้อยก็ตาม

2. สัญญาณที่รับได้อาจมีการจางหายหรือบางครั้งก็แรงขึ้นมาเองเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของสภาพบรรยากาศที่คลื่นเดินทางมาซึ่งหากมีวงจร AGC จะทำให้ระดับความดังของเครื่องรับคงที่

3. ในกรณีที่ใช้เครื่องรับวิทยุที่มีการเคลื่อนที่เช่นเครื่องรับในรถยนต์ซึ่งมีการเคลื่อนที่ไปมาสัญญาณที่รับได้มีความแรงไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับปัจจัยในการรับสัญญาณของแต่ละสถานีที่ในวงจร AGC จะทำการชดเชยระดับสัญญาณเอาต์พุตให้เท่ากันเสมอ



รูปที่ 2.25 กราฟคุณสมบัติของวงจร AGC แบบต่างๆ

ในทางอุดมคติวงจร AGC จะต้องรักษาระดับของสัญญาณที่เอาต์พุตให้คงที่ตลอดเวลาแต่ในทางปฏิบัตินั้น AGC จะสามารถรักษาระดับของสัญญาณที่เอาต์พุตได้เพียงช่วงการทำงานหนึ่งเท่านั้นดังจะเห็นได้จากกราฟคุณสมบัติของวงจร AGC แบบต่างๆ ที่แสดงในภาพที่ 2.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการจัดทำปริยญาณิพนธ์

3.1 การออกแบบ

3.1.1 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูป

ในการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกกลูปเราใช้ IC เบอร์ MC145152DW2 เพราะว่าภายใน IC มีวงจรตรวจจับเฟสและวงจรรหาร ซึ่งสามารถกำหนดค่าตัวหารภายใน IC ได้ถึง 2048 ซึ่งสามารถกำหนดได้โดยการปรับ R-Counter จากตารางที่ 3.1

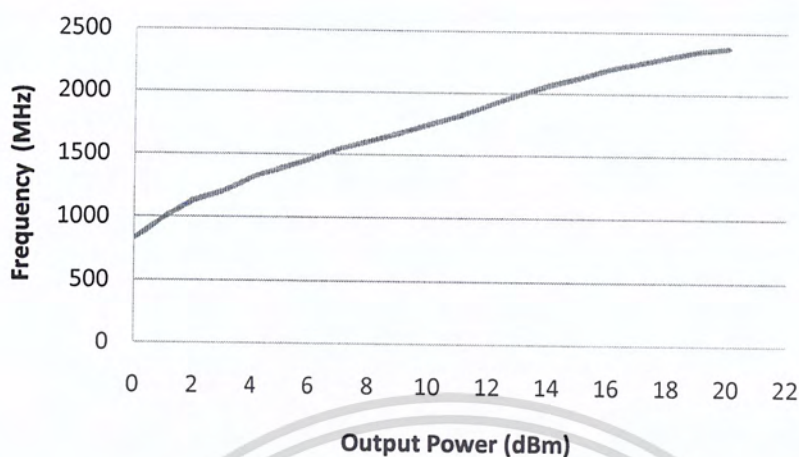
ตารางที่ 3.1 ตารางกำหนดค่าตัวหาร

Reference Address Code			Total Divide Value
RA0	RA1	RA2	
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

3.1.1.1 การออกแบบวงจรกำเนิดความถี่โดยใช้แรงดันในการควบคุม (VCO)

ในการออกแบบวงจร VCO นั้นเราจะใช้ VCO สำเร็จในการควบคุมโดยใช้ IC เบอร์ V585ME28 จากกราฟ ความถี่เทียบกับ แรงดันควบคุม จะได้ค่า K_{vco} เท่ากับ 70×10^6 rad/Volt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 กราฟแสดงการเปรียบเทียบค่าความถี่กับแรงดันควบคุมของ IC V585ME28

ตารางที่ 3.2 ตารางค่าความถี่กับแรงดันควบคุมของ IC V585ME28

แรงดัน (Voltage)	ความถี่ (MHz)
0	830
1	990
2	1130
3	1200
4	1315
5	1390
6	1459
7	1550
8	1610
9	1675
10	1750
11	1820
12	1910
13	1990

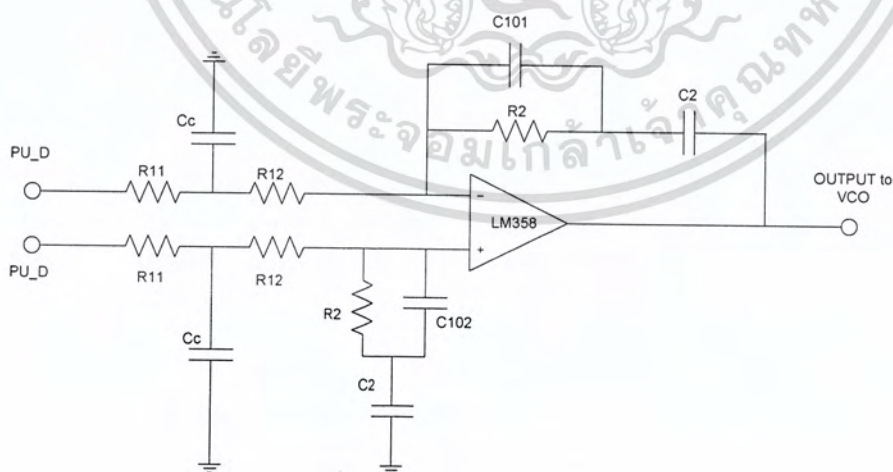
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ตารางค่าความถี่กับแรงดันควบคุมของ IC V585ME28(ต่อ)

แรงดัน (Voltage)	ความถี่ (MHz)
14	2070
15	2130
16	2200
17	2250
18	2300
19	2350
20	2375

3.1.1.2 การออกแบบวงจร ลูปฟิลเตอร์

วงจรลูปฟิลเตอร์เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ ซึ่งทำหน้าที่แยกสัญญาณไฟตรงออกมาเพื่อนำไปใช้ในการควบคุมความถี่เข้าที่พูดของวงจร VCO ในการออกแบบได้ใช้ข้อมูลจากค่าดัชนีของ IC MC145152DW2 จะให้วงจรเริ่มต้นของลูปฟิลเตอร์เพื่อนำไปปรับค่าให้ได้ค่าตามที่ต้องการ ดังวงจรรูปที่ 3.2 เป็นการปรับปรุงเพื่อให้ลูปฟิลเตอร์มีประสิทธิภาพที่ดี



รูปที่ 3.2 วงจรลูปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นเราจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Pi เนื่องจากจะใช้ตัวเก็บประจุ(C) เยอะกว่า ตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งเราสามารถหาตัวเก็บประจุได้ง่ายกว่าการพันค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งจะมีความยุ่งยาก

โดยสามารถคำนวณค่า L ได้จากสูตร

$$\frac{Z_o}{K_f} L_b = L_{new} \quad (3.1)$$

โดย

$$Z_o = 50\Omega$$

$$K_f = 2\pi f$$

$$L_b = \text{ค่า } L \text{ จากตารางที่}$$

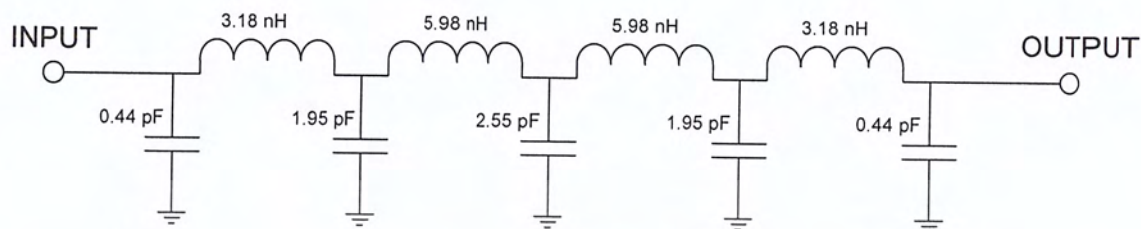
และสามารถหาค่า C ได้จาก

$$\frac{1}{Z_o K_f} C_b = C_{new} \quad (3.2)$$

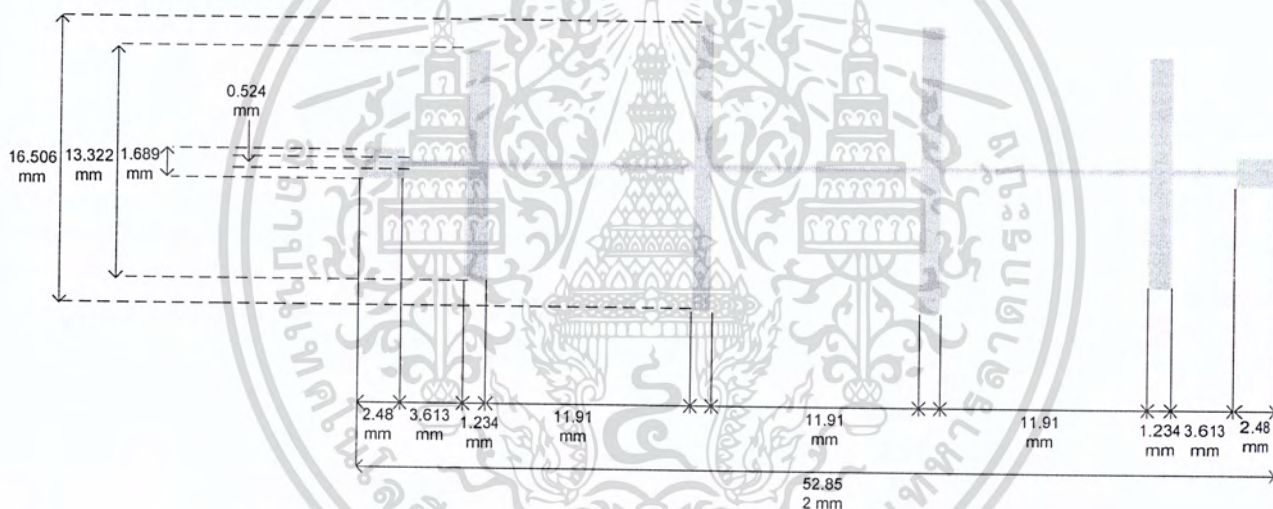
$$C_b = \text{ค่า } C \text{ จากตารางที่}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าด้านบน จะได้วงจรดังรูปที่ 3.4



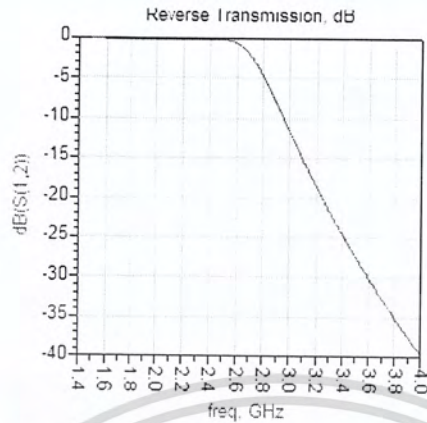
รูปที่ 3.4 วงจร LPF ที่คำนวณได้



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป

จากรูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป โดยใช้แผ่นโรเจอร์เป็นวัสดุในการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



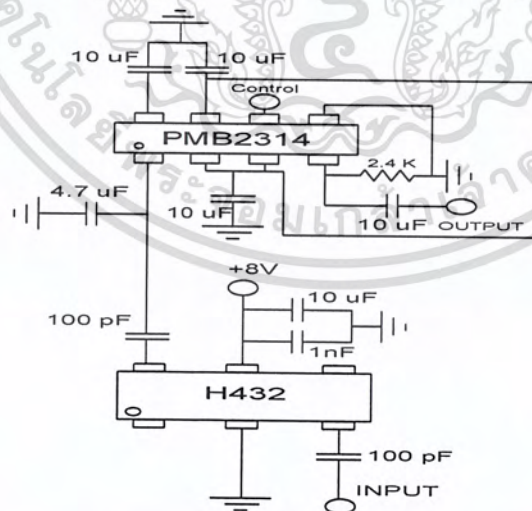
รูปที่ 3.6 กราฟแสดงการกรองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป

จากการ Simulation

จากรูปพบว่า ความถี่ตัดออฟที่ -3 dB ที่ได้จากการ Simulation อยู่ที่ความถี่ 2.73 GHz

3.1.3 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์

วงจรพรีสเกลเลอร์เป็นวงจรหารความถี่เพื่อให้ความถี่ที่ออกมาจากวงจร VCO ไม่เกินความถี่ที่ IC MC145152DW2 สามารถทำงานได้ ซึ่งความถี่ที่ IC MC145152DW2 สามารถทำงานได้ คือ ไม่เกิน 3 GHz

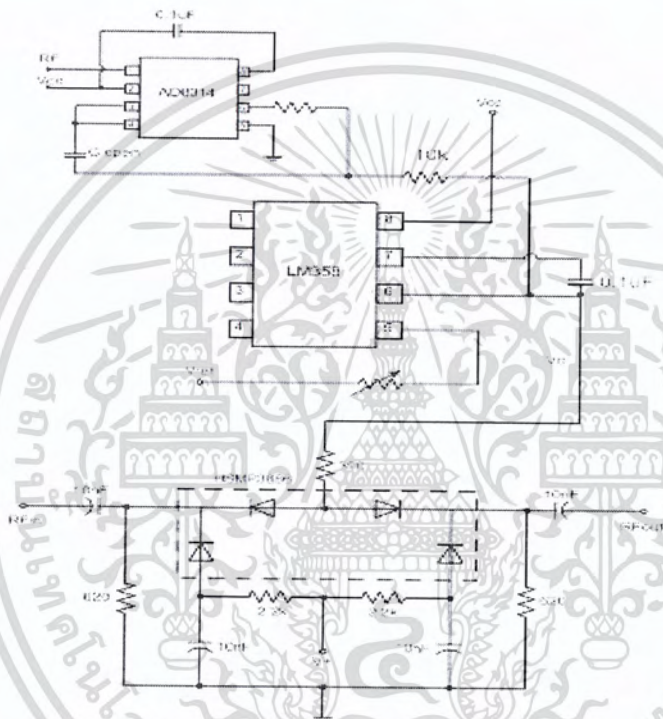


รูปที่ 3.7 วงจรพรีสเกลเลอร์สร้างโดย IC HMC432 และ PMB2314

จากรูปที่ 3.7 เป็นวงจรพรีสเกลเลอร์แบบหาร 2 โดยใช้ IC HMC432 และ PMB2314

3.1.4 การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic gain control:AGC)

การออกแบบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติประกอบด้วยวงจรลดทอน (Attenuator) ซึ่งใช้เป็น วงจร Analog Attenuation โดยใช้ไอซี HSMP3866 วงจรดีเทคเตอร์ โดยใช้ไอซี AD8314 ในการสร้าง วงจร และวงจรคอมพาราเตอร์ โดยใช้ไอซี LM358



รูปที่ 3.8 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic gain control: AGC)

วงจรงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติที่ใช้ในเครื่องกำเนิดสัญญาณนี้ประกอบไปด้วยจวงจรสำคัญดังนี้

1. วงจร Quad PIN Diode π Attenuator Circuit
2. วงจรลดทอนสัญญาณด้วยแรงดัน
3. วงจรขยาย (Gain Block)
4. วงจร Comparator
5. วงจร Detector

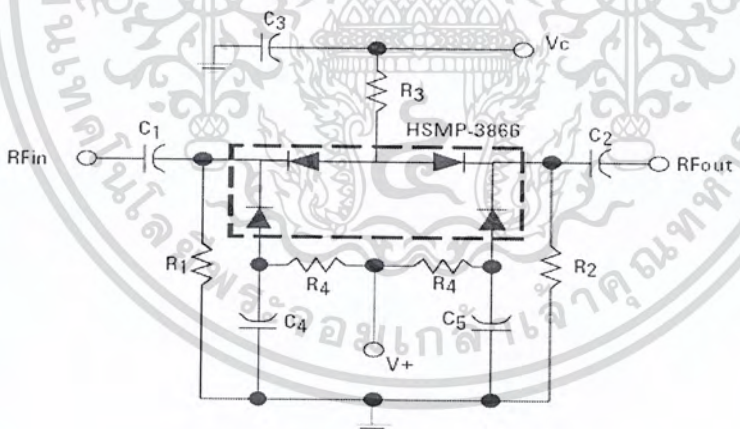
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของระบบคืออินพุตที่ได้มาจากวงจรส่วนหน้าจะเข้าสู่ PIN Diode จากนั้นส่งต่อไปยัง Gain Block เพื่อทำการขยายสัญญาณก่อนเข้าสู่ วงจรดีเทคเตอร์ เพื่อตรวจสอบสัญญาณที่ได้แล้วส่งต่อไปยัง วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ เพื่อทำการปรับสัญญาณ โดยใช้ Rref ในการปรับระดับแรงดันที่ต้องการ แล้วส่งต่อไปยัง PIN Diode เพื่อส่งต่อไปยังเอาท์พุท

3.1.4.1 วงจร Quad PIN Diode π Attenuator Circuit

PIN Diode จะทำหน้าที่เป็นเหมือนตัวต้านทานที่แปรค่าได้ เมื่อป้อนกระแสไบอัสที่ไดโอด ความต้านทานของวงจรจะเปลี่ยนแปลงและทำให้ปริมาณการลดทอนเปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นเราจึงสามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ RF ที่ป้อนเข้าไปที่อินพุตได้ โดยการปรับกระแสไบอัสไฟตรง

วงจรที่ออกแบบใช้งานพินไดโอดเบอร์ HM 3866 ต่อวงจรดังรูป 3.5 สัญญาณอินพุตจะเข้าที่ด้านหนึ่งของพินไดโอด และสัญญาณเอาท์พุทออกอีกด้านหนึ่ง โดยที่สัญญาณเอาท์พุทจะถูกลดทอนขนาดไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับขนาดไฟที่ไบอัส

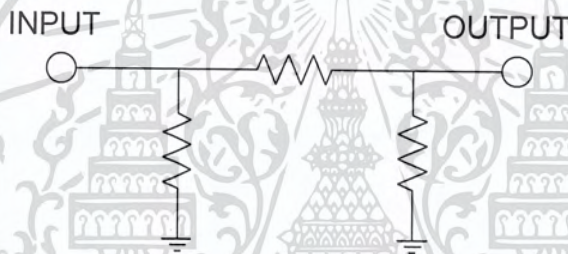


รูปที่ 3.9 แสดงวงจร Quad PIN Diode π Attenuator Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4.2 วงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน

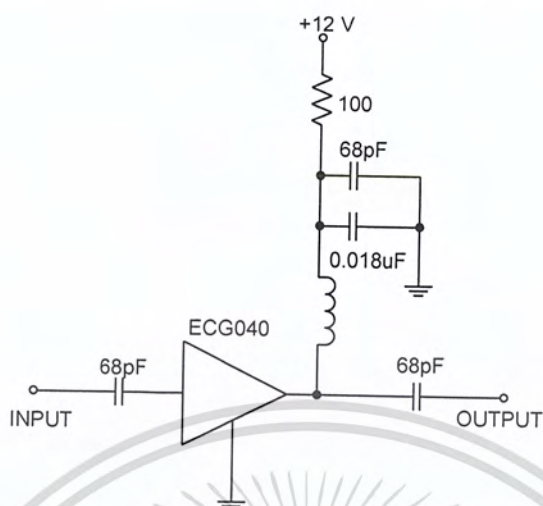
วงจรลดทอนสัญญาณที่นำมาใช้ จะใช้คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของพินไดโอด โดยการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงที่ไบอัสให้ ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมความต้านทานของพินไดโอดได้โดยการปรับกระแสจรมมูลของพินไดโอด จะเห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรลดทอนสัญญาณซึ่งต่อกันแบบพาย (π -Network) ซึ่งการทำงานของวงจรคือ พินไดโอดจะทำหน้าที่เสมือนตัวต้านทานที่แปรค่าได้ เมื่อป้อนกระแสไบอัสแก่ไดโอดความต้านทานของวงจรจะเปลี่ยนแปลงและทำให้ปริมาณการลดทอนเปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นเราจึงสามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ RF ที่ป้อนเข้าที่อินพุตได้โดยการปรับกระแสไบอัสตรง



รูปที่ 3.10 วงจรลดทอนสัญญาณแบบพาย

3.1.4.3 วงจรขยาย Gain Block

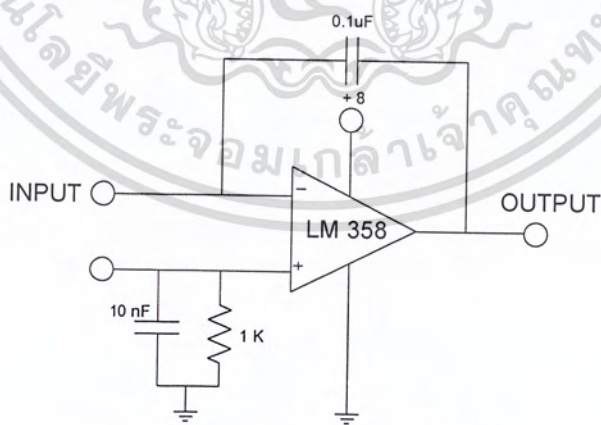
วงจขยายจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณ ที่ต่อจาก PIN Diode ก่อนเข้าสู่ดีเทคเตอร์โดยจะใช้ไอซี เบอร์ ECG006 เป็นตัวขยายสัญญาณ



รูปที่ 3.11 วงจรขยาย

3.1.4.4 วงจรคอมพาราเตอร์ (Comparator)

ขนาดสัญญาณไฟตรงที่ดีเทคโนโลยีจะถูกขยายด้วยวงจร Comparator โดยใช้ LM 358 เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง แล้วกรองผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งเป็นเหมือนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้เป็นแรงดัน AGC ส่งไปไบอัสให้วงจรมอดูเลชัน PIN Diode ปรับขนาดสัญญาณอินพุตเข้ามาให้เหมาะสม เอาท์พุทที่ออกจากตำแหน่งเอาท์พุทของวงจรมอดูเลชัน PIN Diode ช่วงแรกจึงมีขนาดเท่ากัน ไม่ว่าสัญญาณที่เข้าวงจร จะมีขนาดใหญ่หรือเล็กก็ตาม



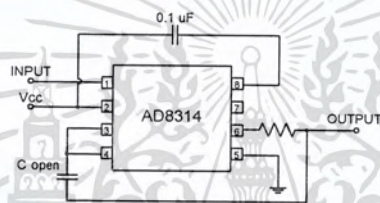
รูปที่ 3.12 วงจรคอมพาราเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4.5 วงจรดีเทคเตอร์ (Detector)

วงจรดีเทคเตอร์จะทำหน้าที่ดีเทคแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อใช้เป็นแรงดันไบอัสส่งกลับไปควบคุมวงจรลดทอนสัญญาณ การดีเทคสัญญาณไฟตรง สัญญาณอินพุตที่จะเข้ามายังวงสัญญาณควรมีขนาดสัญญาณมากกว่า 0 dBm วงจรดีเทคเตอร์จึงจะทำงานได้ ดังนั้นสัญญาณที่มาจากวงจรขยายควรมีความถี่ช่วงกว้างมีค่ามากกว่า 0 dBm ขึ้นไป

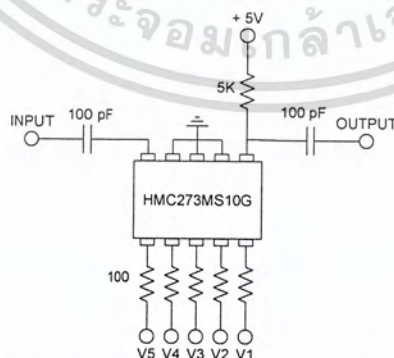
วงจรดีเทคเตอร์นี้จะใช้ IC เบอร์ AD8314 เป็นตัวดีเทคสัญญาณ เนื่องจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้



รูปที่ 3.13 วงจร RF Detector

3.1.5 การออกแบบวงจรลดทอน (Attenuator)

การออกแบบวงจร Digital Attenuation ได้ทำการเลือกใช้ IC HMC273MS10G ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปในการสร้างวงจร Digital Attenuation โดยเฉพาะ ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.14 วงจร Digital Attenuation

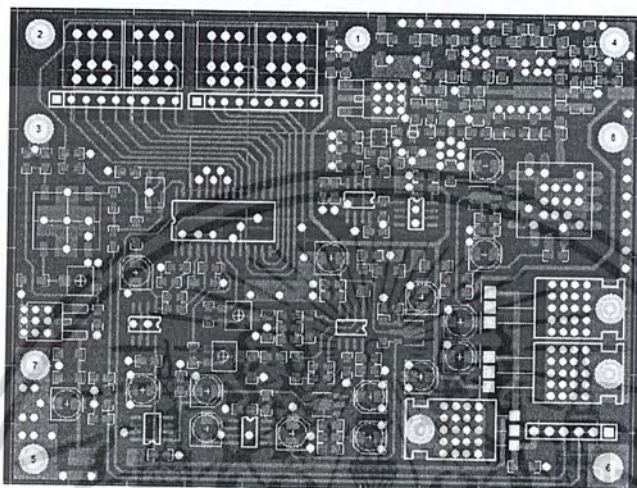
จากรูปที่ 3.14 เป็นวงจร Digital Attenuation โดยมีการป้อนคำสั่งเข้าที่ พอร์ต V1-V5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

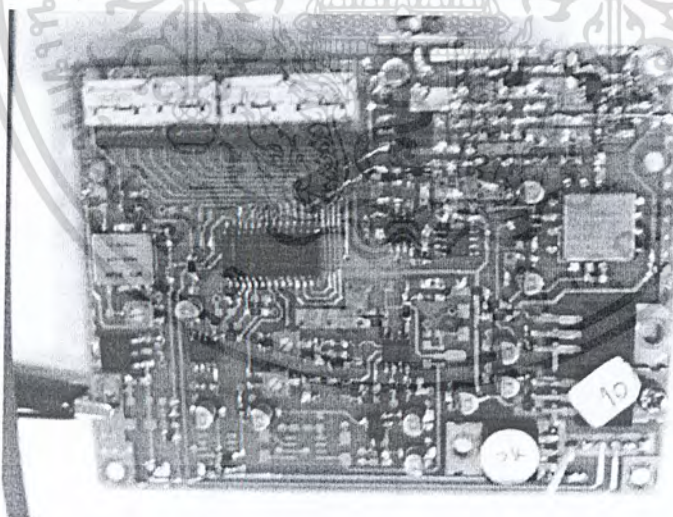
3.1.6 การออกแบบลายวงจร

การออกแบบลายวงจรของเครื่องกำเนิดสัญญาณ ได้แบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ

3.1.6.1 ลายวงจรของวงจรสังเคราะห์ความถี่



รูปที่ 3.15 วงจรสังเคราะห์ความถี่



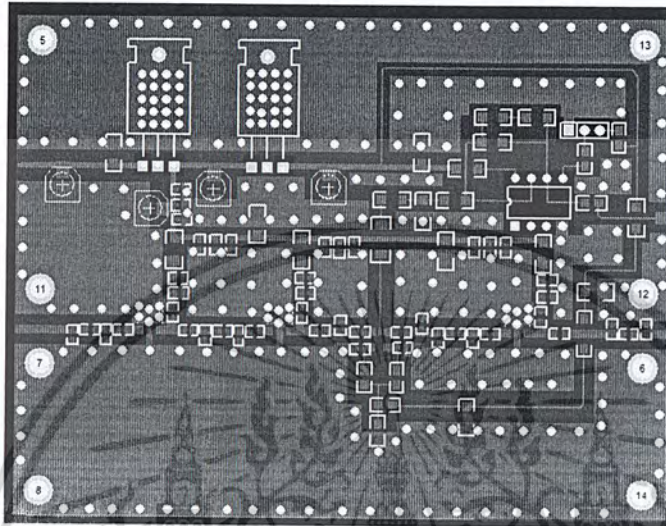
รูปที่ 3.16 วงจรสังเคราะห์ความถี่

จากรูปที่ 3.15 และ รูปที่ 3.16 เป็นลายวงจรและวงจรสังเคราะห์ความถี่ตามลำดับ ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ

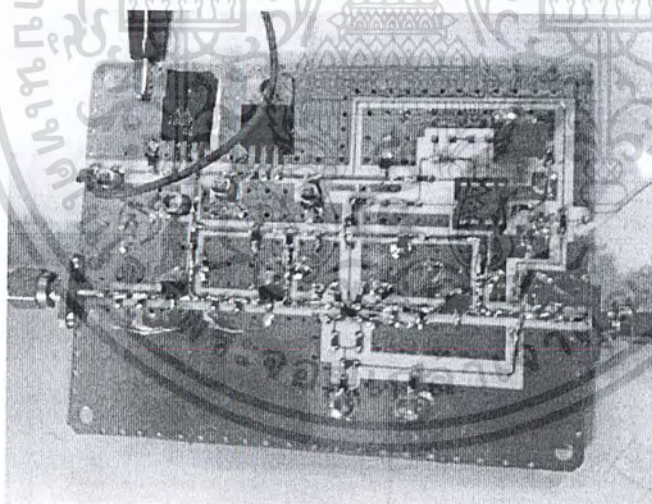
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.6.2 ลายวงจรของวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit

วงจร Comparator



รูปที่ 3.17 ลายวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit วงจร Comparator

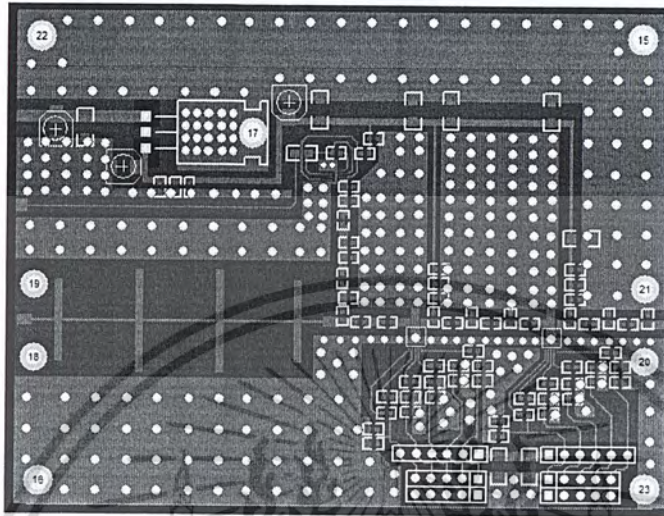


รูปที่ 3.18 ลายวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit วงจร Comparator

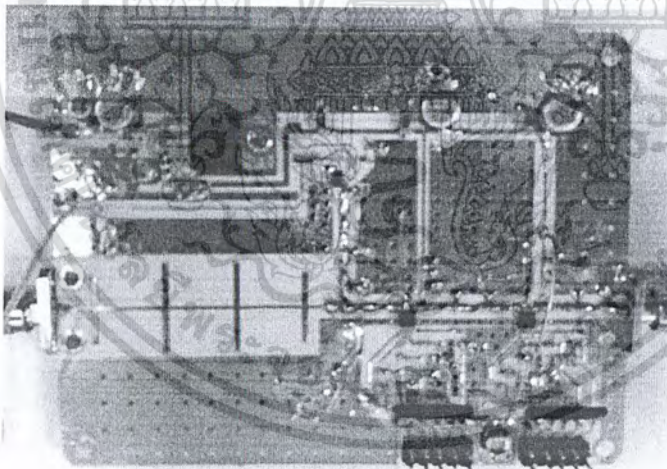
จากรูปที่ 3.17 และ รูปที่ 3.18 เป็นลายวงจรและวงจรขยาย วงจรQuad PIN Diode π Attenuator Circuit และวงจร Comparator ที่ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.6.3 ลายวงจรของวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



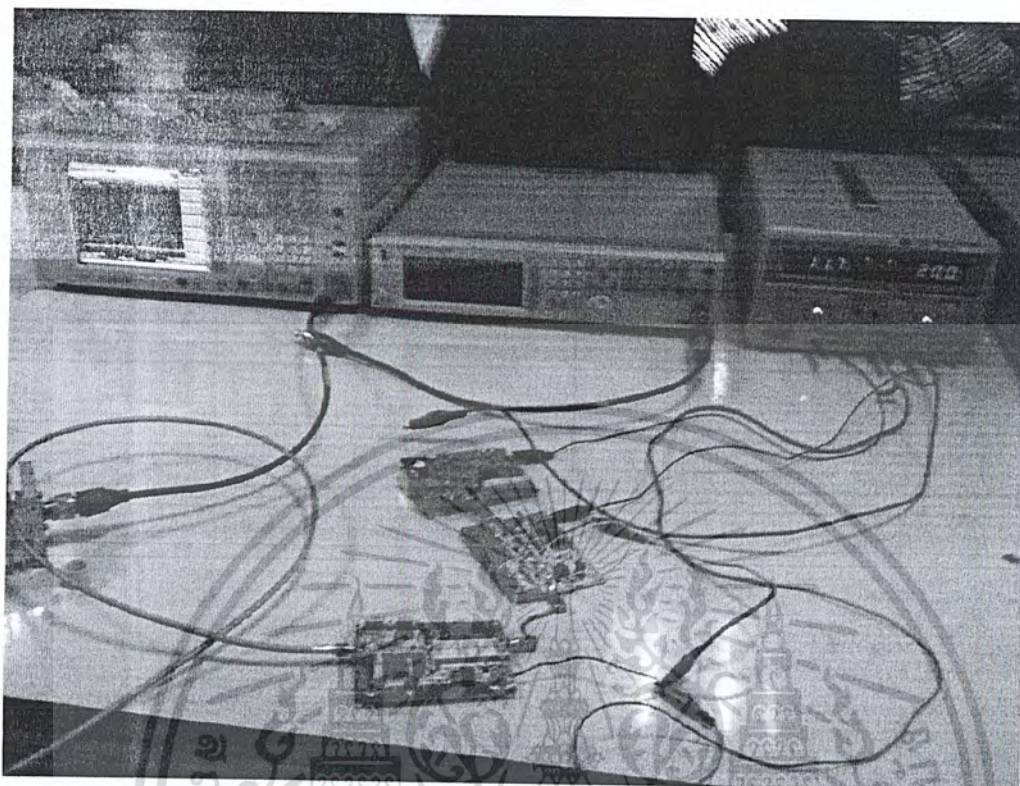
รูปที่ 3.19 ลายวงจรของวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 3.20 วงจรของวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 3.19 และ รูปที่ 3.20 เป็นลายวงจรและวงจร Digital Attenuation วงจร Detector วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่กรองความถี่ที่ต่ำกว่า 2.5 GHz ให้ผ่านไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 วงจรรวมขณะทำการทดสอบ

3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

1. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย(Network Analyzer)
2. เครื่องสเปกตรัม (Spectrum Analyzer)
3. เครื่องจ่ายไฟ(Power Supply)
4. เครื่องกำเนิดสัญญาณ(Signal Generator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การจับเก็บผลการทดลอง

3.3.1 การจับเก็บผลการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่

ในการจับเก็บผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ ป้อนไฟเลี้ยง +5 V แล้วต่อเข้าเครื่อง Spectrum Analyzer แล้วดูขนาดของสัญญาณและลองปรับถี่โดยการปรับ โรตารีสวิทช์จากความถี่ต่ำสุดที่วัดได้จนถึงความถี่สูงสุดแล้วทำการบันทึกผลการทดสอบ

3.3.2 การจับเก็บผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในการจับเก็บผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะทำโดยการนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ไปต่อเข้ากับเครื่อง Network Analyzer โดยต่อเข้าทั้งด้าน อินพุตและเอาต์พุต เข้าทั้ง 2 พอร์ต และทำการวัดค่า อัตราการส่งผ่าน และค่าการสูญเสียการย้อนกลับ แล้วทำการบันทึกผลการทดลอง และนำวงจรสังเคราะห์ความถี่ มาต่อแล้วทำการวัดค่า Harmonic ที่สามารถกรองออกไปได้

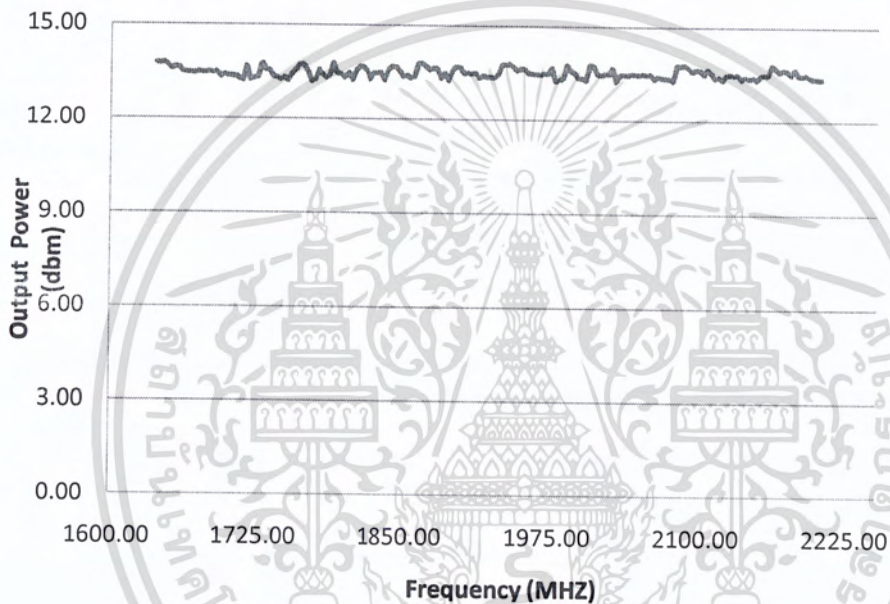
3.3.3 การจับเก็บผลการทดลองวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

ในการจับเก็บผลการทดลองของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ ป้อนไฟเลี้ยง +8 V แล้วต่อเข้าเครื่อง Spectrum Analyzer แล้วดูขนาดของสัญญาณและลองปรับค่าอัตราขยายที่วัดได้น้อยจนถึงอัตราขยายที่สูงสุดแล้วทำการบันทึกผลการทดสอบ

บทที่ 4

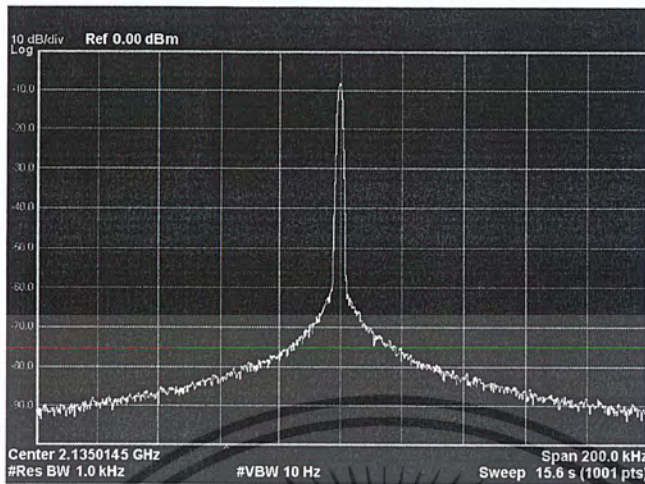
ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดสอบ Frequency Synthesizer

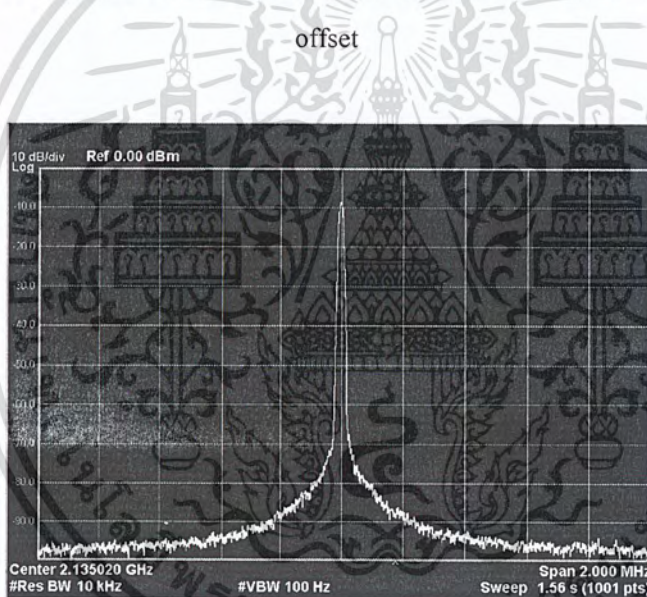


รูปที่ 4.1 ผลการทดสอบ วงจรสังเคราะห์ความถี่

จากผลการทดสอบวงจรสังเคราะห์ความถี่ ความถี่ที่สามารถผลิตได้จะอยู่ในช่วง 1.639 – 2.205 GHz และจะพบว่าระดับของพลังงานที่วงจรสังเคราะห์ความถี่ สามารถผลิตได้จะอยู่ที่ช่วง 13 dBm



รูปที่ 4.2 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.135 GHz มี Phase Noise -114 dBc/Hz @100 KHz

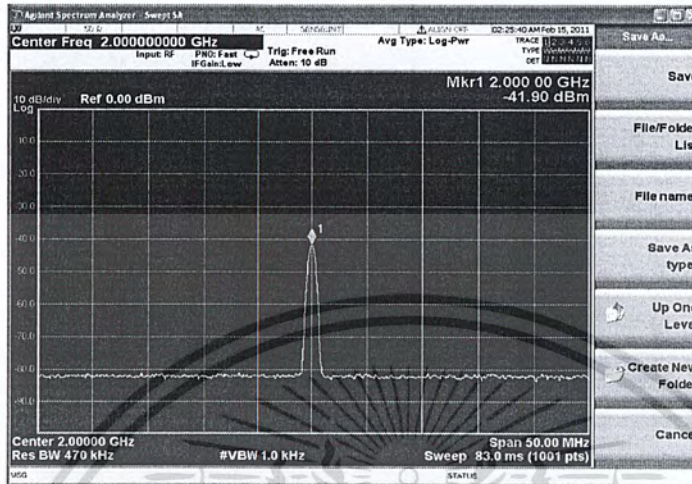


รูปที่ 4.3 ผลการวัดวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ความถี่ 2.135 GHz มี Phase Noise -130dBc/Hz @1 MHz offset

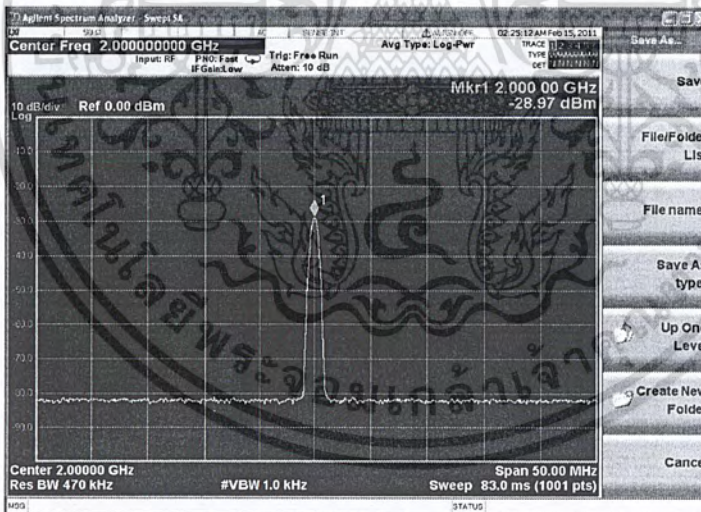
จากรูปที่ 4.2 กับ 4.3 แสดงระดับสัญญาณรบกวนทางเฟสที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุตค่าต่างๆของวงจรสังเคราะห์ความถี่ระบบเฟสล็อกคูลูป จากผลการทดลองพบว่าที่ความถี่เอาต์พุต 2.135 GHz วงจรมีระดับสัญญาณรบกวนทางเฟส -114 dBc/Hz และ -130dBc/Hz ที่ความถี่ออฟเซตจากสัญญาณเอาต์พุต 100 KHz และ 1 MHz ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดสอบ Automatic Gain Control



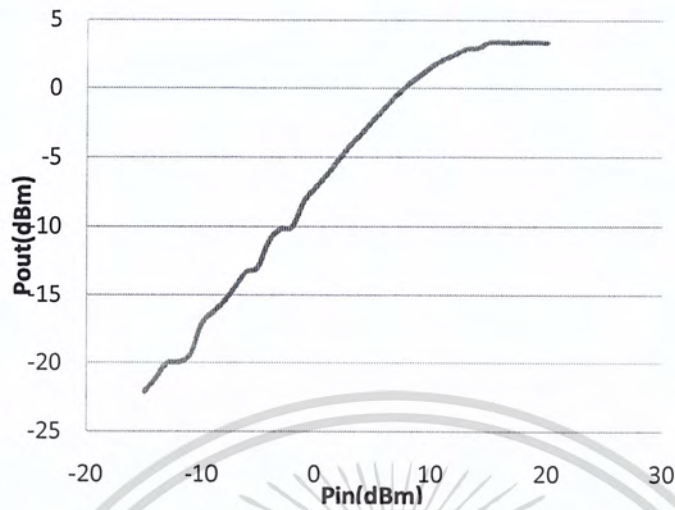
รูปที่ 4.4 กำลังเอาท์พุทสุดที่ -9.9 dBm



รูปที่ 4.5 กำลังเอาท์พุทสูงสุดที่ 3.03 dBm

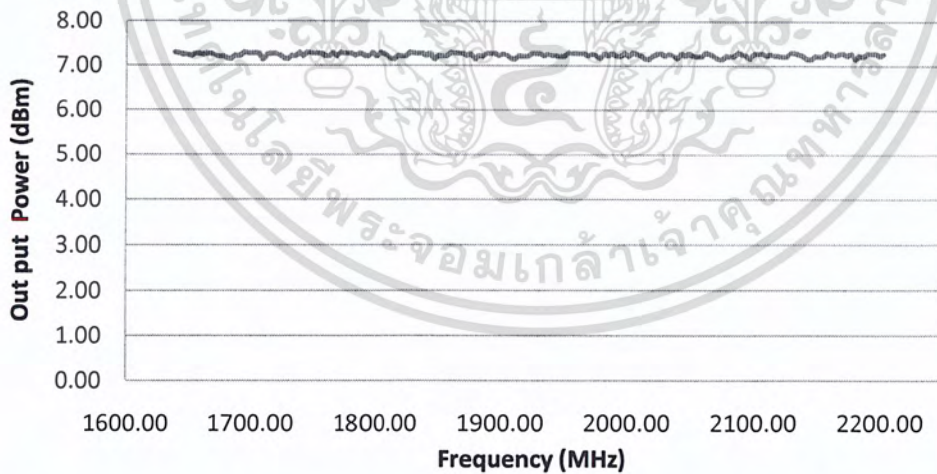
จากรูปที่ 4.4 และ 4.5 แสดงผลการทดสอบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ จากผลการทดสอบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ สามารถควบคุมได้กำลังเอาท์พุทต่ำสุดที่ -9.9 dBm และสูงสุดที่ 3.03 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 ผลการทดสอบ P_{in} เทียบกับ P_{out}

จากรูปที่ 4.6 เป็นค่ากำลังสูงสุดของวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ จะพบว่าเมื่อป้อนค่า P_{in} เพิ่มขึ้น ค่า P_{out} ก็จะเพิ่มขึ้นตามลำดับแต่เมื่อป้อนค่า P_{in} ที่มากกว่า 15 dBm ค่า P_{out} จะเริ่มเข้าสู่ค่าคงที่ที่ 3 dBm

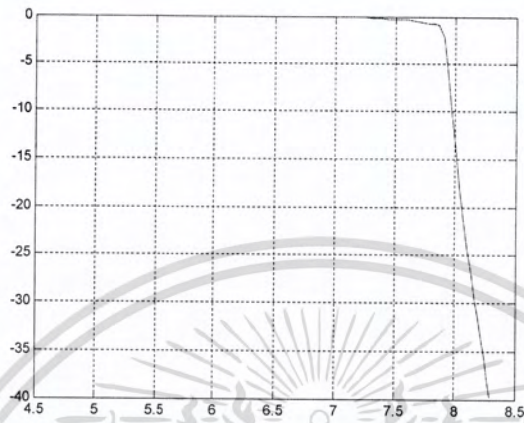


รูปที่ 4.7 ผลการทดสอบวงจรสังเคราะห์ความถี่ เมื่อใส่วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

จากผลการทดสอบเมื่อต่อวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ พบว่าค่าของระดับสัญญาณที่วัดได้ในช่วงความถี่ 1.639 – 2.205 GHz จะมีค่าอยู่ในช่วง 7 dBm

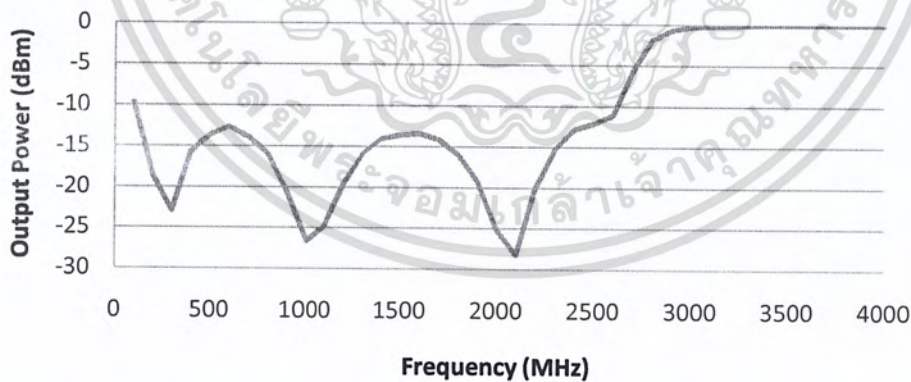
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดสอบ Low Pass Filter



รูปที่ 4.8 ผลการทดสอบอัตราการส่งผ่านของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

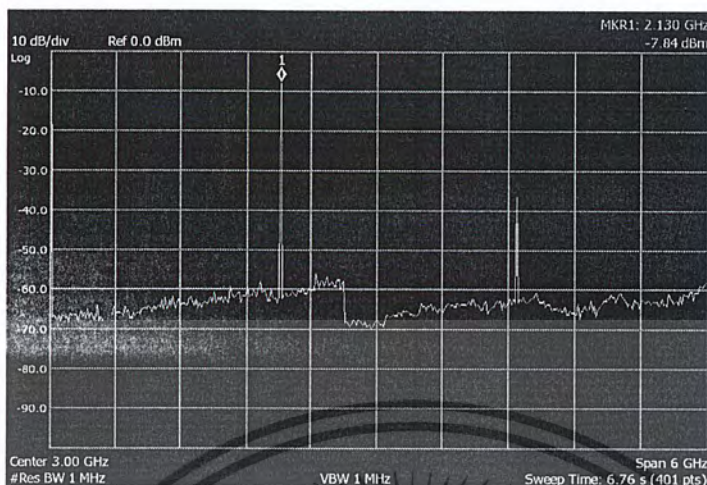
จากผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านด้วยเครื่อง Network Analyzer จะพบว่า ที่ความถี่ 2.5 GHz จะมีค่าอัตราการส่งผ่าน เท่ากับ -0.776 dB และความถี่คutoff ที่ -3 dB อยู่ที่ความถี่ 2.73 GHz



รูปที่ 4.9 ผลการทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

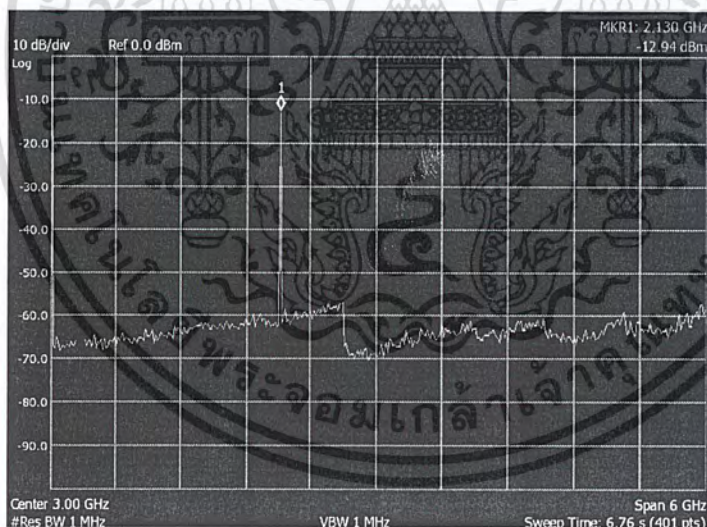
จากผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ด้วยเครื่อง Network Analyzer จะพบว่า ที่ความถี่ 2.5 GHz จะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ เท่ากับ -12.099 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบการเกิดของ Harmonic ของวงจรสังเคราะห์ความถี่

จากรูปที่ 4.10 จะมี Harmonic ที่เกิดขึ้นอยู่ที่ 2 ความถี่คือ 2.13 GHz มีค่า -7.84 dBm และ 4.35 GHz มีค่า -37.5 dBm ซึ่งเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว จะกรอง Harmonic ที่เกินความถี่ 2.5 GHz ออกไป

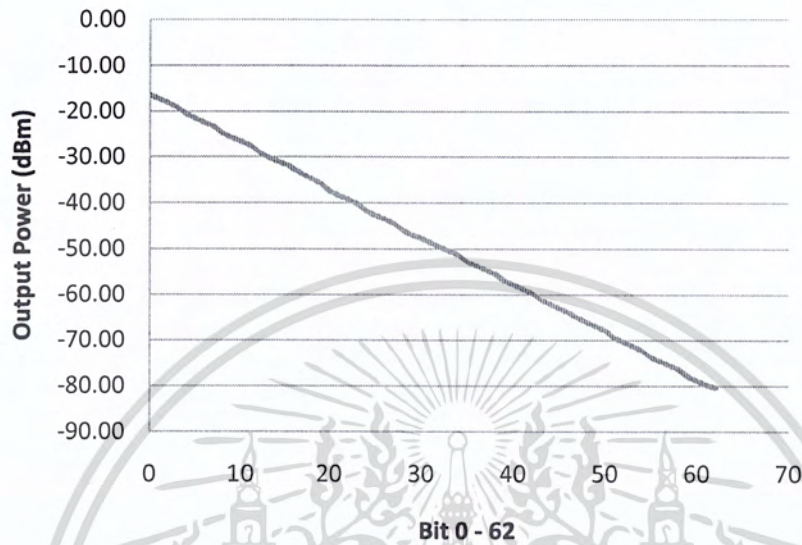


รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบการเกิด Harmonic ของวงจรสังเคราะห์ความถี่เมื่อต่อกับ
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากรูปที่ 4.11 จะพบว่าจะมี Harmonic ที่เกิดขึ้นอยู่ที่ความถี่ 2.13 GHz มีค่า -12.94 dBm ซึ่งเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้ว จะกรอง Harmonic ที่เกินความถี่ 2.5 GHz ออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดสอบ Digital Attenuator



รูปที่ 14.12 ผลการทดสอบ Digital Attenuator

จากรูปที่ 14.12 ผลการทดสอบ Digital Attenuator พบว่าเมื่อเพิ่มบิต ของวงจรขึ้นทีละ 1 จะพบว่า พลังงานเอาต์พุตจะลดลงที่ 1 dBm โดยที่บิต 0 มีค่ากับ -16.43 dBm และที่สุดท้ายคือบิต 62 มีค่าเท่ากับ -80.39 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

จากการทดสอบวัดผลเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุโดยใช้เครื่อง Network Analyzer และเครื่อง spectrum Analyzer สามารถสังเคราะห์ความถี่ได้ ระหว่าง 1.6 GHz – 2.2 GHz และปรับค่าความถี่ได้ทีละ 200 KHz โดยในเทอมนี้ได้เปลี่ยนวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยเปลี่ยนมาใช้ IC MC145152 ซึ่งสามารถที่จะปรับค่าความถี่ได้ทีละ 200 KHzซึ่งเมื่อเทอมที่แล้วเราใช้ IC PE3336 แล้วปรับได้ทีละ 5 MHz

และในเทอมนี้ได้มีการนำเอาวงจรต่างๆมาอยู่ในบอร์ดทั้งหมด 3 วงจรเพื่อที่จะมีขนาดเล็กเพื่อนำไปใช้งานภายนอกสถานที่

จากการทดลองข้างต้นจะพบว่าสามารถนำเครื่องกำเนิดสัญญาณย่านความถี่วิทยุไปใช้ในการทดสอบอุปกรณ์ในการแพร่กระจายสัญญาณแบบไร้สายตามสถานีฐาน หรืออุปกรณ์ต่างๆที่ใช้งานในช่วงความถี่ 1.6 GHz - 2.2 GHz ซึ่งครอบคลุมโทรศัพท์แบบ GSM ทั้ง 1800 MHz และ 1900 MHz และระบบ WCDMA 3G 2100 MHz ซึ่งเกือบที่จะครอบคลุมระบบไร้สายที่มีใช้ในประเทศไทย

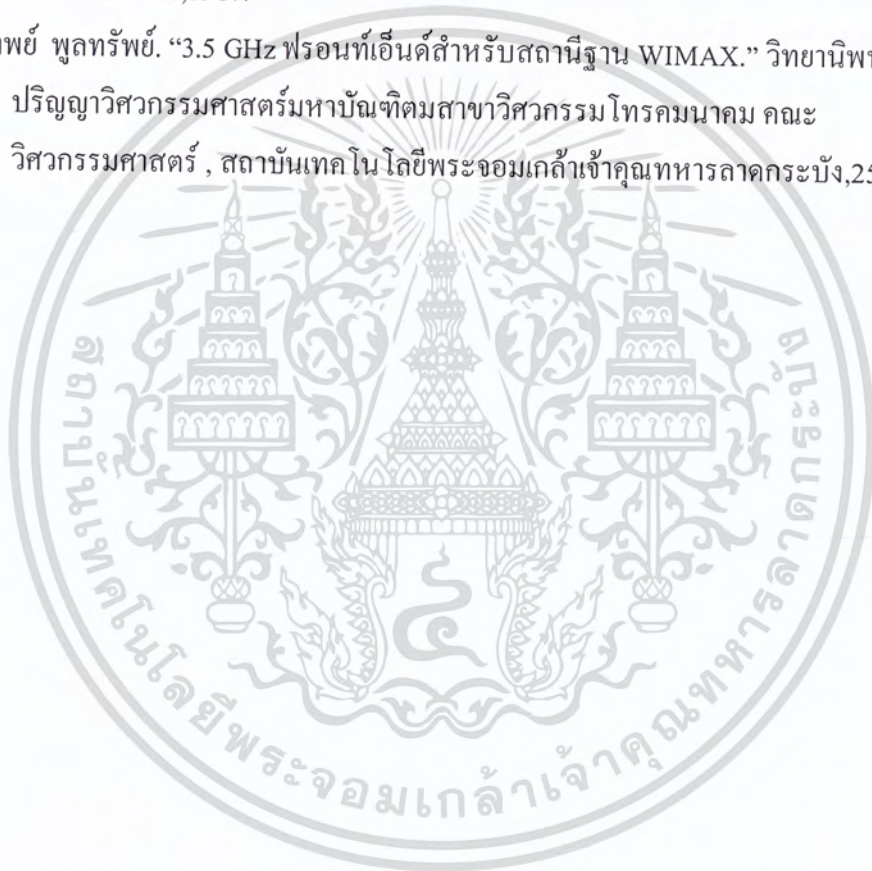
5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในภาควิชาควรจะมีอุปกรณ์ให้เพียงพอกับการใช้งานของนักศึกษา
2. ในการวัดผลของอุปกรณ์ผ่านทางเครื่อง Network Analyzerนั้นควรที่จะ calibrate เครื่องเพื่อที่จะให้ผลที่ได้ไม่ผิดเพี้ยนไปจากค่าความจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Chris Bowick, *RF Circuit Design*. 1st. Carmel,IN: Howard W.Sams&company ,1990.
- [2] Michal Odyniec, *RF And Microwave Oscillator Design*. Norwood ,MA: ARTECH HOUSE INC,2002.
- [3] Vadim Manassewitsch, *Frequency Synthesizers Theory And Design*.3rdUSA: Wiley-INTERscience,1987.
- [4] ดนัยภรณ์ พูลทรัพย์. “3.5 GHz ฟรอนท์เอ็นด์สำหรับสถานีฐาน WIMAX.” วิทยานิพนธ์ปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง,2551.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรสัณเคราะห์ความถี่

frequency(MHz)	dBm
1639.00	13.78
1642.20	13.76
1645.40	13.79
1648.60	13.70
1651.80	13.59
1655.00	13.65
1658.20	13.63
1661.40	13.50
1664.60	13.49
1667.80	13.48
1671.00	13.46
1674.20	13.50
1677.40	13.49
1680.60	13.48
1683.80	13.50
1687.00	13.48
1690.20	13.50
1693.40	13.34
1696.60	13.42
1699.80	13.38
1703.00	13.37
1706.20	13.36
1709.40	13.28
1712.60	13.23
1715.80	13.68
1719.00	13.25
1722.20	13.30
1725.40	13.35
1728.60	13.77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรตั้งคราะห์ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
1731.80	13.57
1735.00	13.55
1738.2	13.35
1741.40	13.34
1744.60	13.24
1747.80	13.34
1751.00	13.22
1754.20	13.44
1757.40	13.57
1760.60	13.73
1763.80	13.74
1767.00	13.52
1770.20	13.20
1773.40	13.25
1776.60	13.57
1779.80	13.42
1783.00	13.33
1786.20	13.38
1789.40	13.79
1792.60	13.46
1795.80	13.45
1799.00	13.33
1802.20	13.49
1805.40	13.25
1808.60	13.58
1811.80	13.69
1815.00	13.67
1818.20	13.56
1821.40	13.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรสังเคราะห์ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
1824.60	13.49
1827.80	13.48
1831.00	13.50
1834.20	13.25
1837.40	13.58
1840.60	13.69
1843.80	13.67
1847.00	13.56
1850.20	13.37
1853.40	13.42
1856.60	13.33
1859.80	13.38
1863.00	13.79
1866.20	13.79
1869.40	13.70
1872.60	13.59
1875.80	13.65
1879.00	13.63
1882.20	13.33
1885.40	13.49
1888.60	13.25
1891.80	13.58
1895.00	13.69
1898.20	13.67
1901.40	13.48
1904.60	13.50
1907.80	13.48
1911.00	13.50
1914.20	13.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรตั้งคราะห์ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
1917.40	13.42
1920.60	13.38
1923.80	13.37
1927.00	13.36
1930.20	13.48
1933.40	13.78
1936.60	13.76
1939.80	13.79
1943.00	13.70
1946.20	13.59
1949.40	13.65
1952.60	13.63
1955.80	13.50
1959.00	13.49
1962.20	13.48
1965.40	13.46
1968.60	13.50
1971.80	13.49
1975.00	13.68
1978.20	13.25
1981.40	13.30
1984.60	13.35
1987.80	13.77
1991.00	13.57
1994.20	13.55
1997.40	13.37
2000.60	13.36
2003.80	13.28
2007.00	13.78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้วง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรส่งเคราะห์ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
2010.20	13.76
2013.40	13.48
2016.60	13.46
2019.80	13.50
2023.00	13.49
2026.20	13.68
2029.40	13.25
2032.60	13.49
2035.80	13.48
2039.00	13.46
2042.20	13.50
2045.40	13.49
2048.60	13.48
2051.80	13.50
2055.00	13.48
2058.20	13.50
2061.40	13.34
2064.60	13.42
2067.80	13.38
2071.00	13.37
2074.20	13.36
2077.40	13.28
2080.60	13.78
2083.80	13.76
2087.00	13.79
2090.20	13.70
2093.40	13.59
2096.60	13.65
2099.80	13.63

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรส่งเคราะห์ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
2103.00	13.50
2106.20	13.67
2109.40	13.56
2112.60	13.37
2115.80	13.42
2119.00	13.33
2122.20	13.48
2125.40	13.50
2128.60	13.48
2131.80	13.50
2135.00	13.34
2138.20	13.42
2144.60	13.42
2147.80	13.33
2151.00	13.48
2154.20	13.50
2157.40	13.48
2160.60	13.79
2163.80	13.70
2167.00	13.59
2170.20	13.65
2173.40	13.63
2176.60	13.50
2179.80	13.67
2183.00	13.48
2186.20	13.46
2189.40	13.50
2192.60	13.42
2195.80	13.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับกรใช้วง เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงผลการทดสอบวงจรสักระยะที่ความถี่(ต่อ)

frequency(MHz)	dBm
2199.00	13.37
2202.20	13.36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 แสดงผลการทดสอบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

INPUT(dBm)	OUTPUTmax(dBm)	OUTPUTmax(dBm)
-15	-22.1	-25.55
-14	-21.15	-25.5
-13	-20.02	-25.45
-12	-19.92	-25.42
-11	-19.3	-25.37
-10	-17.17	-25.18
-9	-16.25	-25.06
-8	-15.32	-25.02
-7	-14.29	-25
-6	-13.31	-24.83
-5	-13.01	-24.81
-4	-11.09	-24.73
-3	-10.18	-24.5
-2	-10.03	-24.41
-1	-8.22	-24.22
0	-7.22	-25.72
1	-6.24	-25.8
2	-5.15	-25.01
3	-4.14	-31.25
4	-3.27	-30.3
5	-2.31	-29.36
6	-1.38	-28.23
7	-0.49	-27.37
8	0.28	-26.32
9	0.95	-25.34
10	1.6	-24.4
11	2.07	-23.37
12	2.47	-22.35
13	2.88	-21.42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้วงนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 แสดงผลการทดสอบวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (ต่อ)

INPUT(dBm)	OUTPUTmax(dBm)	OUTPUTmax(dBm)
16	3.4	-18.99
17	3.36	-18.35
17	3.35	-18.3
18	3.12	-18.14
19	3.21	-18.25
20	3.14	-18.14



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3 แสดงผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไมโครสตริป

frequency	s21	s11
MHz	dBm	dBm
100	-0.009	-9.739
200	-0.001	-18.623
300	-0.001	-22.986
400	-0.002	-15.703
500	-0.010	-13.587
600	-0.011	-12.642
700	-0.008	-13.858
800	-0.002	-15.944
900	-0.005	-20.456
1000	-0.006	-26.664
1100	-0.007	-24.785
1200	-0.008	-19.231
1300	-0.008	-15.855
1400	-0.009	-14.043
1500	-0.121	-13.581
1600	-0.231	-13.383
1700	-0.318	-14.134
1800	-0.331	-15.945
1900	-0.309	-19.241
2000	-0.335	-25.141
2100	-0.421	-28.284
2200	-0.502	-19.961
2300	-0.599	-15.208
2400	-0.702	-12.798
2500	-0.776	-12.099
2600	-0.925	-11.109
2700	-2.170	-5.752
2800	-5.457	-1.868

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3 แสดงผลการทดสอบวงจรรองความถี่ผ่านแบบไมโครสตริป (ต่อ)

frequency	s21	s11
MHz	dBm	dBm
2900	-10.060	-0.706
3000	-14.252	-0.324
3100	-17.856	-0.214
3200	-21.549	-0.126
3300	-24.424	-0.1
3400	-27.023	-0.0094
3500	-29.681	-0.006
3600	-31.695	-0.004
3700	-33.738	-0.003
3800	-35.734	-0.002
3900	-37.719	-0.001
4000	-39.785	-0.001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 แสดงผลการทดสอบวงจรลดทอนสัญญาณแบบดิจิทัล

Bit	Output power (dBm)
0	-16.43
1	-17.36
2	-18.19
3	-19.09
4	-20.60
5	-21.53
6	-22.53
7	-23.30
8	-24.80
9	-25.79
10	-26.63
11	-27.58
12	-29.07
13	-30.02
14	-30.85
15	-31.80
16	-32.99
17	-33.93
18	-34.80
19	-35.80
20	-37.47
21	-38.42
22	-39.24
23	-40.27
24	-41.74
25	-42.70
26	-43.50
27	-44.45
28	-45.93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 แสดงผลการทดสอบวงจรลดทอนสัญญาณแบบดิจิทัล(ต่อ)

Bit	Output power (dBm)
29	-46.97
30	-47.70
31	-48.59
32	-49.51
33	-50.44
34	-51.33
35	-52.80
36	-53.66
37	-54.61
38	-55.47
39	-56.86
40	-57.80
41	-58.74
42	-59.63
43	-61.11
44	-62.04
45	-62.99
46	-63.87
47	-65.02
48	-65.98
49	-66.89
50	-67.81
51	-69.45
52	-70.34
53	-71.26
54	-72.26
55	-73.72
56	-74.59
57	-75.48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 แสดงผลการทดสอบวงจรลดทอนสัญญาณแบบดิจิทัล(ต่อ)

Bit	Output power (dBm)
58	-76.30
59	-77.99
60	-78.81
61	-79.74
62	-80.39



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
1639.00	7.30
1642.20	7.28
1645.40	7.25
1648.60	7.25
1651.80	7.22
1655.00	7.27
1658.20	7.27
1661.40	7.25
1664.60	7.28
1667.80	7.27
1671.00	7.24
1674.20	7.20
1677.40	7.22
1680.60	7.17
1683.80	7.15
1687.00	7.23
1690.20	7.22
1693.40	7.30
1696.60	7.29
1699.80	7.28
1703.00	7.29
1706.20	7.28
1709.40	7.14
1712.60	7.25
1715.80	7.28
1719.00	7.27
1722.20	7.24
1725.40	7.17
1728.60	7.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
1731.80	7.23
1735.00	7.22
1738.20	7.30
1741.40	7.22
1744.60	7.30
1747.80	7.29
1751.00	7.28
1754.20	7.29
1757.40	7.23
1760.60	7.22
1763.80	7.30
1767.00	7.22
1770.20	7.30
1773.40	7.29
1776.60	7.28
1779.80	7.29
1783.00	7.23
1786.20	7.29
1789.40	7.23
1792.60	7.22
1795.80	7.30
1799.00	7.22
1802.20	7.30
1805.40	7.27
1808.60	7.24
1811.80	7.17
1815.00	7.15
1818.20	7.23
1821.40	7.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
1824.60	7.22
1827.80	7.30
1831.00	7.29
1834.20	7.28
1837.40	7.29
1840.60	7.23
1843.80	7.29
1847.00	7.15
1850.20	7.23
1853.40	7.22
1856.60	7.22
1859.80	7.30
1863.00	7.29
1866.20	7.28
1869.40	7.29
1872.60	7.23
1875.80	7.29
1879.00	7.15
1882.20	7.23
1885.40	7.22
1888.60	7.29
1891.80	7.28
1895.00	7.29
1898.20	7.23
1901.40	7.27
1904.60	7.24
1907.80	7.17
1911.00	7.15
1914.20	7.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
1917.40	7.22
1920.60	7.22
1923.80	7.29
1927.00	7.28
1930.20	7.29
1933.40	7.23
1936.60	7.27
1939.80	7.24
1943.00	7.23
1946.20	7.22
1949.40	7.22
1952.60	7.30
1955.80	7.29
1959.00	7.29
1962.20	7.28
1965.40	7.29
1968.60	7.23
1971.80	7.27
1975.00	7.24
1978.20	7.17
1981.40	7.29
1984.60	7.23
1987.80	7.29
1991.00	7.23
1994.20	7.22
1997.40	7.30
2000.60	7.22
2003.80	7.30
2007.00	7.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
2010.20	7.24
2013.40	7.17
2016.60	7.15
2019.80	7.23
2023.00	7.28
2026.20	7.29
2029.40	7.23
2032.60	7.27
2035.80	7.24
2039.00	7.17
2042.20	7.29
2045.40	7.23
2048.60	7.29
2051.80	7.23
2055.00	7.22
2058.20	7.22
2061.40	7.30
2064.60	7.27
2067.80	7.24
2071.00	7.17
2074.20	7.15
2077.40	7.23
2080.60	7.22
2083.80	7.22
2087.00	7.30
2090.20	7.27
2093.40	7.24
2096.60	7.17
2099.80	7.29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
2103.00	7.28
2106.20	7.29
2109.40	7.23
2112.60	7.27
2115.80	7.24
2119.00	7.23
2122.20	7.22
2125.40	7.22
2128.60	7.30
2131.80	7.30
2135.00	7.27
2138.20	7.24
2141.40	7.17
2144.60	7.15
2147.80	7.23
2151.00	7.22
2154.20	7.22
2157.40	7.30
2160.60	7.27
2163.80	7.24
2167.00	7.28
2170.20	7.29
2173.40	7.23
2176.60	7.29
2179.80	7.15
2183.00	7.23
2186.20	7.22
2189.40	7.29
2192.60	7.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5 แสดงผลการทดสอบเครื่องกำเนิดสัญญาณ (ต่อ)

frequency(MHz)	OutputPower(dBm)
2195.80	7.29
2199.00	7.23
2202.20	7.27



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้