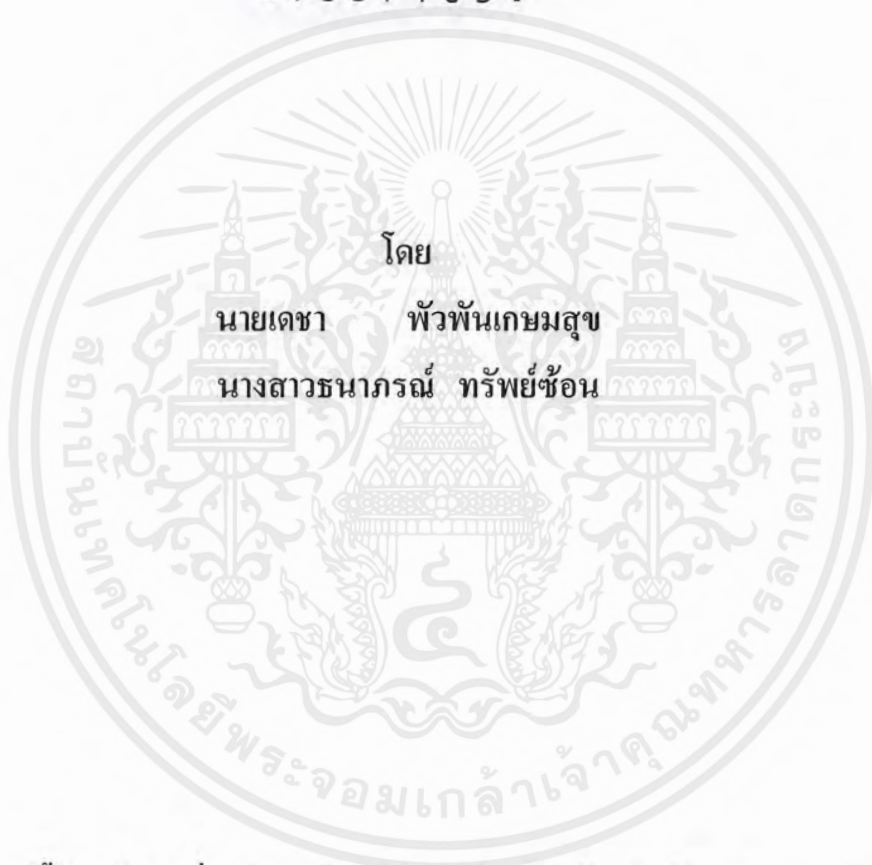


เครื่องกำเนิดสัญญาณ  
SIGNAL GENERATOR



โดย  
นายเดชา พัวพันเกษมสุข  
นางสาวธนาภรณ์ ทรัพย์ช้อน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2542

เลขที่.....  
เลขทะเบียน 37103  
วัน, เดือน, ปี - 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องกำเนิดสัญญาณ  
SIGNAL GENERATOR

โดย

นายเดชา พัวพันเกษมสุข 39014178

นางสาวชนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน 39014219

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทศ วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องกำเนิดสัญญาณ

**SIGNAL GENERATOR**

ผู้จัดทำ

1. นายเดชา พัวพันเกษมสุข 39014178

2. นางสาวธนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน 39014219



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร. ทองทอด วานิชศรี)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# เครื่องกำเนิดสัญญาณ

## SIGNAL GENERATOR

โดย นายเดชา พัวพันเกษมสุข 39014178

นางสาวธนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน 39014219

อาจารย์ที่ปรึกษา คร.ทองทศ วานิชศรี

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรออกแบบสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณ ซึ่งเครื่องกำเนิดสัญญาณนี้จะผลิตสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่สามารถปรับขนาดของสัญญาณและความถี่ที่ใช้งานได้ในช่วง 1-100 เมกกะเฮิรตซ์ มีรีโซลูชันเท่ากับ 10kHz นอกจากนี้ยังสามารถผลิตสัญญาณมอดูเลชันแบบดิจิทัลได้เช่น 2พีเอสเค และ 2 เอฟเอสเค เป็นต้น.

### ABSTRACT

This project designs and constructs signal generator. The signal generator produces sinusoidal signal that can adjust amplitude and frequency range 0-100 MHz. The resolution is 10 kHz. Furthermore it can produce digital modulated signal such as 2 PSK signal and 2 FSK signal etc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญชื่อเรื่อง

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	3
	2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป	3
	2.1.1 วงจรเฟสล็อกคูลูป(Phase Locked Loop : PLL)	5
	2.1.2 การทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกคูลูป	11
	2.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูลูปแบบพรีสเกลเลอร์สอง โมดูลัส	15
	2.2 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน( VCO )	17
	2.3 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์(Loop filter)	22
	2.4 วงจรมิกเซอร์	27
	2.5 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิธกว้าง ( Wide-Band Amplifier Circuit)	29
	2.6 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC)	33
	2.7 หลักการการมอดูเลตแบบบีทีเอสเค(BPSK)	40
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	43
	3.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่	43
	3.1.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน	43
	3.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส	44
	3.1.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส	46
	3.1.4 วงจรลูปฟิลเตอร์	47
	3.2 วงจรมิกเซอร์ ( Mixer )	50
	3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Low Pass Filter : LPF )	50
	3.4 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	52
	3.5 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	54
	3.5.1 วงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน	54
	3.5.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	55
	3.6 วงจรมอดูเลตความถี่ทีเอสเค	56
	3.7 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอสเค	56
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	59
	4.1 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	59
	4.1.1 ผลการทดลองของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	59
	4.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส	61
	4.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer ) 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.1.4 วงจรรูปฟิลเตอร์	64
4.1.5 วงจรรวมสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	64
4.2 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 – 300 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
4.2.1 ผลการทดลองของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
4.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส	68
4.2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	68
4.2.4 วงจรรูปฟิลเตอร์	69
4.2.5 วงจรรวมสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	69
4.3 วงจรมิกเซอร์	71
4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	73
4.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10 เมกกะเฮิร์ตซ์	73
4.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 30 เมกกะเฮิร์ตซ์	74
4.4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	75
4.4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	76
4.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	78
4.6 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ	81
4.6.1 วงจรลดทอนขนาด	81
4.6.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	82
4.6.3 วงจรดีเทกเตอร์ระดับแรงดัน	82
4.7 การมอดูเลททูเอฟเอสเคและเอฟเอ็ม	86
4.8 การมอดูเลทบีพีเอสเคและเอเอ็ม	89
<b>บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป</b>	<b>96</b>
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยวิธีสังเคราะห์ความถี่	2
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป	3
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป	5
รูปที่ 2.3 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน	6
รูปที่ 2.4 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุทไม่เท่ากัน	6
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูลูป	11
รูปที่ 2.6 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย	12
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสล็อกคูลูป	13
รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุทเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้นสเต็ปฟังก์ชัน (Step Function)	13
รูปที่ 2.9 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูลูปแบบพริสแมทเตอร์สองโมดูลัส	15
รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	17
รูปที่ 2.11 วงจรวงจรรีโชนแนนซ์แบบอนุกรม	17
รูปที่ 2.12 วงจรวงจรรีโชนแนนซ์แบบขนาน	18
รูปที่ 2.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier)	19
รูปที่ 2.14 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน	19
รูปที่ 2.15 วงจรเฟทออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator)	20
รูปที่ 2.16 วงจรคอลลพิทออสซิลเลเตอร์	20
รูปที่ 2.17 คอลลพิทออสซิลเลเตอร์ปรับค่าได้ตามแรงดัน	21
รูปที่ 2.18 วงจรลูปอันดับที่ 1	22
รูปที่ 2.19 วงจรลูปอันดับที่ 2	23
รูปที่ 2.20 วงจรลูปอันดับที่ 3	25
รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมหลักการทํางานของวงจรมิกเซอร์	27
รูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอด	28
รูปที่ 2.23 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	28
รูปที่ 2.24 วงจรลูปป้อนกลับแบบมัลติเพิล (Multiple feedback loop)	29
รูปที่ 2.25 พิจารณาความต้านทานขาออก	30
รูปที่ 2.26 การพิจารณาความต้านทานขาเข้า	31
รูปที่ 2.27 ให้เห็นถึงส่วนป้อนกลับ	32
รูปที่ 2.28 วงจร เอจีสซี ที่ใช้ในเครื่องรับวิทยุแบบเอเอ็ม	33
รูปที่ 2.29 วงจร เอจีสซี อย่างง่าย	34
รูปที่ 2.30 (ก) วงจร เอจีสซี ชนิดที่ผลิตไฟจากสัญญาณพาหะ	34
รูปที่ 2.30 (ข) วงจร เอจีสซี ชนิดที่ผลิตไฟจากสัญญาณเสียง	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.31 วงจร เอจิจี อย่างง่าย	35
รูปที่ 2.32 ลักษณะการควบคุมอัตราขยายของเครื่องรับโดยวงจร เอจิจี ชนิดต่างๆ	37
รูปที่ 2.33 วงจรเอจิจีแบบฟอร์เวิร์ด	37
รูปที่ 2.34 โครงสร้างของพินไดโอด	38
รูปที่ 2.35 การทำงานของไดโอด	39
รูปที่ 2.36 รูปที่คลื่นของกรณีสัญญาณพีเอสเคแบบ 2 ระดับ	40
รูปที่ 2.37 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล	41
รูปที่ 2.38 พีเอสเคของสัญญาณบีพีเอสเค	41
รูปที่ 2.39 (ก)สัญญาณข้อมูลดิจิทัล	41
(ข)สัญญาณเอฟเอสเค	41
รูปที่ 2.40 สเปกตรัมสัญญาณเอฟเอสเค	42
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรสังเคราะห์ความถี่	43
รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน	44
รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีช่วงความถี่ที่ต้องการที่ 200-300 เมกกะเฮิรตซ์	44
รูปที่ 3.4 วงจรหารเฟสเฟสเลอร์ไอซีเบอร์ SA701	45
รูปที่ 3.5 วงจรหารเฟสเฟสเลอร์ไอซีเบอร์ MC12033A	45
รูปที่ 3.6 บล็อกของวงจรเฟสล็อก	46
รูปที่ 3.7 วงจรลูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิรตซ์	48
รูปที่ 3.8 วงจรลูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิรตซ์	49
รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์	50
รูปที่ 3.10 วงจรภายในไอซีเบอร์ TUF-5	50
รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่มีจำนวนคาปาซิเตอร์มากกว่าอินดักเตอร์	51
รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่มีจำนวนคาปาซิเตอร์มากกว่าอินดักเตอร์	51
รูปที่ 3.13 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง	53
รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมวงจรเอจิจี	54
รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลย์ของพินไดโอด	54
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน	55
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน	55
รูปที่ 3.18 วงจรมอดูเลตความถี่พีเอสเค	56
รูปที่ 3.19 วงจรรวมของเครื่องกำเนิดสัญญาณ	57
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ ของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิรตซ์	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆของวงจรวีซีโอ ที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	61
รูปที่ 4.3	สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรรีเสกเตอร์	61
รูปที่ 4.4	สัญญาณที่ได้จากคริสตออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ ของ MC 145152	62
รูปที่ 4.5	รูปสัญญาณที่ได้จากขาล็อกคิเทค(Lock Detect) ของ MC 145152	62
รูปที่ 4.6	รูปสัญญาณที่ได้จากขา $\phi_R$ $\phi_V$ ของ MC 145152	63
รูปที่ 4.7	สัญญาณที่ได้จากขาเอ็มซี(MC) ของ MC 145152	63
รูปที่ 4.8	กระแสไฟตรงซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปฟิลเตอร์	64
รูปที่ 4.9	สัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	64
รูปที่ 4.10	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	65
รูปที่ 4.11	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์มีค่าสเปกตรัมเท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์	65
รูปที่ 4.12	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันคัมมูล่าต่างๆ ของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 4.13	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆของวงจรวีซีโอ ที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	67
รูปที่ 4.14	สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจรวีซีโอและวงจรรีเสกเตอร์	68
รูปที่ 4.15	กระแสไฟตรงซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปฟิลเตอร์	69
รูปที่ 4.16	สัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ด้วยเฟสล็อก ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	69
รูปที่ 4.17	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์ ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	70
รูปที่ 4.18	สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรมอดูเลเตอร์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ความถี่ 250 เมกกะเฮิร์ตซ์ มีค่าสเปกตรัมเท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์	70
รูปที่ 4.19	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์และความถี่	
รูปที่ 4.20	สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ RF ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	71
รูปที่ 4.21	สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ LO ความถี่ 300 เมกกะเฮิร์ตซ์	72
รูปที่ 4.22	สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ IF จากวงจรมิกเซอร์	72
รูปที่ 4.23	กราฟผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์	73
รูปที่ 4.24	กราฟผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	75
รูปที่ 4.25	กราฟผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	76
รูปที่ 4.26	สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ IF ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	77
รูปที่ 4.27	สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ IF ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	77

รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และขนาดของสัญญาณ ของวงจรถ่ายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	79
รูปที่ 4.29 สเปกตรัมสัญญาณ IF เมื่อผ่านวงจรถ่ายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	80
รูปที่ 4.30 สเปกตรัมสัญญาณ IF เมื่อผ่านวงจรถ่ายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	80
รูปที่ 4.31 สัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.32 สัญญาณความถี่ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.33 สัญญาณความถี่ 20 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.34 สัญญาณความถี่ 30 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.35 สัญญาณความถี่ 40 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.36 สัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	84
รูปที่ 4.37 สัญญาณความถี่ 60 เมกกะเฮิร์ตซ์	85
รูปที่ 4.38 สัญญาณความถี่ 70 เมกกะเฮิร์ตซ์	85
รูปที่ 4.39 สัญญาณความถี่ 80 เมกกะเฮิร์ตซ์	85
รูปที่ 4.40 สัญญาณความถี่ 90 เมกกะเฮิร์ตซ์	85
รูปที่ 4.41 สัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	85
รูปที่ 4.42 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 50 กิโลเฮิร์ตซ์	86
รูปที่ 4.43 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 300 กิโลเฮิร์ตซ์	86
รูปที่ 4.44 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 800 กิโลเฮิร์ตซ์	87
รูปที่ 4.45 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์	87
รูปที่ 4.46 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 100 กิโลเฮิร์ตซ์	88
รูปที่ 4.47 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 1 เมกกะเฮิร์ตซ์	88
รูปที่ 4.48 สเปกตรัมสัญญาณบีพีเอสเคโดยมีสัญญาณพาห้ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์	89
รูปที่ 4.49 สเปกตรัมสัญญาณบีพีเอสเคโดยมีสัญญาณพาห้ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	89
รูปที่ 4.50 สัญญาณบีพีเอสเคโดยมีสัญญาณพาห้ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.51 สเปกตรัมสัญญาณเอเอ็มโดยมีคลื่นพาห้ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์	90
รูปที่ 4.52 สเปกตรัมสัญญาณเอเอ็มโดยมีคลื่นพาห้ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	91
รูปที่ 4.53 สัญญาณเอเอ็มแบบดับเบิลไซด์แบนด์ซันเพลสเคเรียร์ความถี่คลื่นพาห้ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	91
รูปที่ 4.54 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ 0 dBm	92
รูปที่ 4.55 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -10 dBm	92
รูปที่ 4.56 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -20 dBm	92
รูปที่ 4.57 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm	93
รูปที่ 4.58 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ 0 dBm	93
รูปที่ 4.59 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -10 dBm	93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่4.60สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -20 dBm	94
รูปที่4.61สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm	94
รูปที่4.62สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ 0 dBm	94
รูปที่4.63สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -10 dBm	95
รูปที่4.64สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -20 dBm	95
รูปที่4.65สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm	95



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์	50
ตารางที่ 3.2 แสดงค่าคาปาซิเตอร์และอินดักเตอร์ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	51
ตารางที่ 4.1 แสดงผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์	60
ตารางที่ 4.2 แสดงผลของวงจรวีซีโอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์	66
ตารางที่ 4.3 แสดงผลวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยการโปรแกรมค่า N และ A	71
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ LO , ความถี่ IF และกำลังส่งที่ได้	73
ตารางที่ 4.5 แสดงผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์	75
ตารางที่ 4.6 แสดงผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์	76
ตารางที่ 4.7 แสดงผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์	77
ตารางที่ 4.8 แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง	78
ตารางที่ 4.9 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866	79
ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองวงจรลดทอนขนาด	81
ตารางที่ 4.11 แสดงผลการทดลองวงจรดีเทกเตอร์ระดับแรงดัน	82
ตารางที่ 4.12 ผลการทดลองวงจรเอจิสซี	83

## บทที่ 1

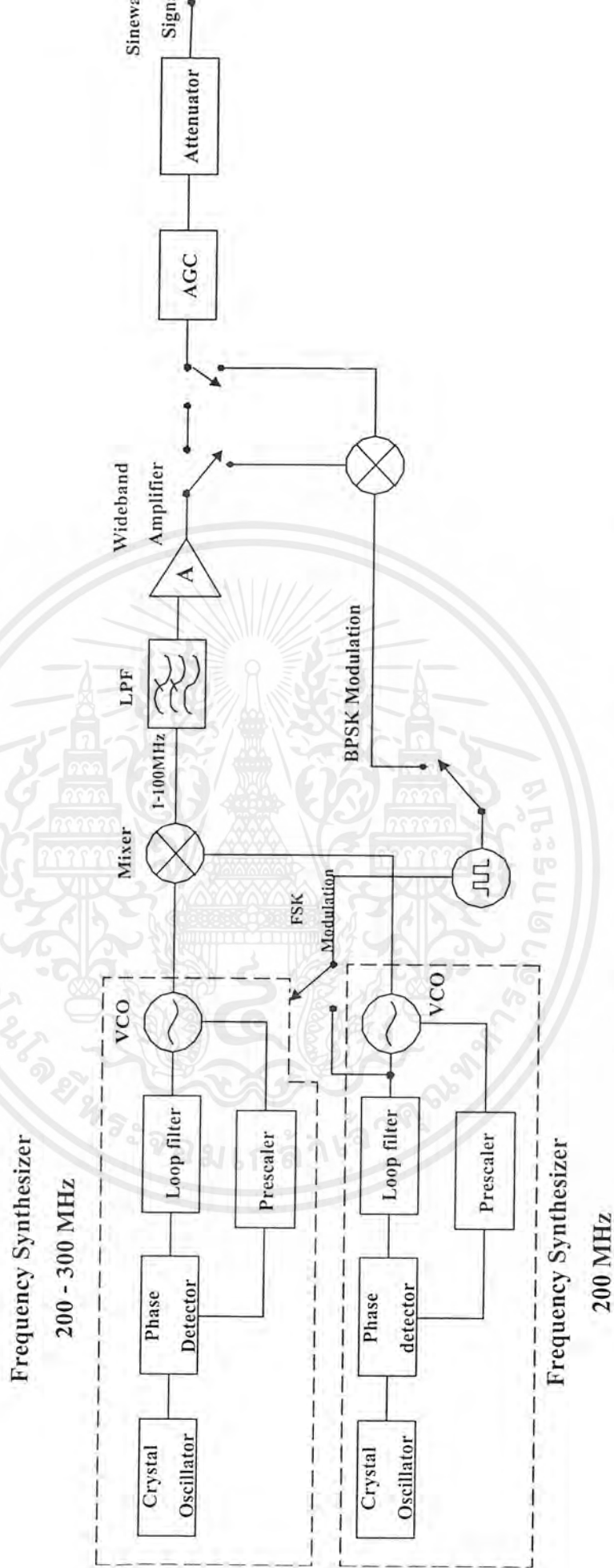
### บทนำ

เครื่องกำเนิดสัญญาณเป็นอุปกรณ์ที่มีความจำเป็นตัวหนึ่งในห้องทดลองทางอิเล็กทรอนิกส์ มีหน้าที่ในการให้กำเนิดสัญญาณเพื่อใช้ในการทดสอบวงจรไฟฟ้าที่เราทำการสร้างขึ้น โดยทำหน้าที่เป็นสัญญาณอินพุตเข้าสู่วงจร เนื่องจากในความเป็นจริงการที่เราจะนำสัญญาณอินพุตที่แท้จริง อาทิเช่น สัญญาณเสียง สัญญาณโทรศัพท์ หรือ สัญญาณมอดูเลตต่าง ๆ นั้นมีความยุ่งยากกว่ามาก จึงใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณเป็นตัวสร้างสัญญาณอินพุตขึ้นแทน ซึ่งเครื่องกำเนิดสัญญาณนี้สามารถเปลี่ยนความถี่และสามารถเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณได้ ทำให้การจะนำสัญญาณไปทดลองมีความสะดวกสบายมากขึ้น อีกทั้งยังสามารถผลิตสัญญาณที่มีความถี่สูงได้ ซึ่งเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่สูงที่ขายกันนั้นมีราคาค่อนข้างแพงและหาได้ยากตามห้องทดลอง

โครงการนี้จึงเป็นการออกแบบและสร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยจะใช้วิธีสังเคราะห์ความถี่โดยจะให้กำเนิดสัญญาณรูปไซน์ มีความถี่ 1 – 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ สามารถปรับขนาดสัญญาณได้ และยังสามารถทำการมอดูเลตแบบดิจิทัลได้อีกด้วย

เครื่องกำเนิดสัญญาณจะประกอบด้วย วงจรสังเคราะห์ความถี่ ( Synthesizer ) 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ และวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถปรับ ได้ตั้งแต่ 200 – 300 เมกกะเฮิร์ตซ์ แล้วนำสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ทั้งสองมาผ่านวงจรมิกเซอร์ ( Mixer ) จากนั้นนำสัญญาณไปเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Low pass filter ) เพื่อกรองเอาเฉพาะสัญญาณความถี่ IF ซึ่งมีความถี่อยู่ที่ช่วง 1 – 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ และกำจัดความถี่ฮาร์โมนิกสูงๆทิ้งไป โดยวงจรกรองความถี่ผ่านจะมีหลายชุด แต่ละชุดจะมีช่วงความถี่ที่ออกออฟแตกต่างกันไป ขึ้นอยู่กับความถี่ที่เราต้องการใช้งาน และจะทำการเพิ่มขนาดของสัญญาณที่ได้มาด้วยวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง ( Wideband Amplifier ) สัญญาณที่จะนำมาใช้งานสามารถทำการปรับแต่งขนาดได้โดยใช้วงจรลดทอนสัญญาณ ( Attenuator ) สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปไซน์

ในส่วนของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นจะนำสัญญาณที่ต้องการมอดูเลต ( Modulating Signal ) จากภายนอกเข้ามามอดูเลตกับคลื่นพาหะ ( Carrier ) ที่สร้างได้จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยการมอดูเลตแบบต่างๆ จะเป็นดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อก โดอะแกรมเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยวิธีสังเคราะห์ความถี่

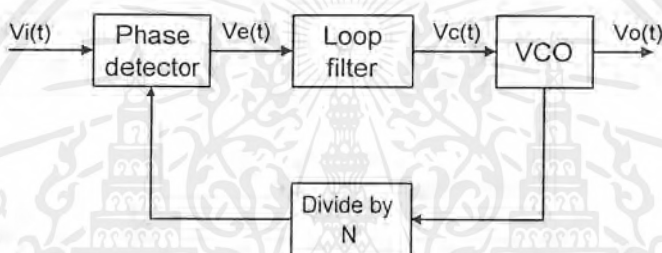
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

### 2.1 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

เฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์ ( Phase lock loop synthesizer ) เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิดโปรแกรมได้ ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูลูป ซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูปซินธิไซเซอร์แสดงดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส ( Phase Detector : PD )
2. ลูปฟิลเตอร์ ( Loop Filter : LF )
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ( Programmable Divider )
4. วงจรหารความถี่ที่สามารถโปรแกรมได้ ( Programmable Divider )



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้เฟสล็อกคูลูป

การทำงานคร่าวๆ สามารถอธิบายได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage)  $V_c(t)$  จะเท่ากับศูนย์ วิซีโอ จะทำงานโดยตั้งความถี่ไว้ที่  $f_0$  กับความถี่ของวิซีโอ ถ้าเกิดความแตกต่างของสัญญาณทั้งสอง เนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา  $V_c(t)$  แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ ขยายแล้วป้อนให้กับวิซีโอ ในกรณีนี้แรงดันควบคุม  $V_c(t)$  จะไปบังคับความถี่ของ วิซีโอ ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่  $f_0$  กับความถี่  $f_r$  ถ้าความถี่  $f_r$  ใกล้เคียงกับความถี่  $f_0$  จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูลูปซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาท์พุทของวิซีโอที่ถูกหาร โดย N จะทำให้วิซีโอซิงโครไนส์ หรือ ล็อก (lock) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อก ความถี่ของวิซีโอจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

$$f_r = f_d \quad (2.1)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

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

ดังนั้นความถี่ที่เอาท์พุทจะได้เป็น

$$f_r = N f_d \quad (2.3)$$

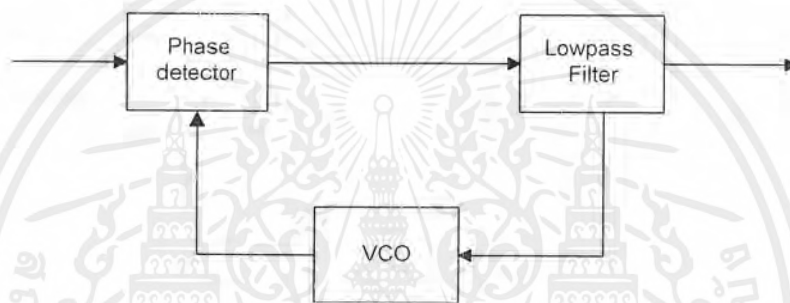
### 2.1.1 วงจรเฟสล็อกคูลูป(Phase Locked Loop : PLL)

วงจรเฟสล็อกคูลูปเป็นหลักการทางการป้อนกลับที่น่าสนใจและนำมาประยุกต์ในวงจรต่างๆ มากมาย เช่น การสังเคราะห์ความถี่, การคูณความถี่(Frequency multiplication) และ เอฟเอ็ม/เอเอ็ม ดีมอดูเลชัน (FM/AM demodulation) เนื่องจากในปัจจุบันวงจรเฟสล็อกคูลูปจะอยู่ในรูปของวงจรรวมที่สามารถหาได้ในตลาดทั่วไป

วงจรเฟสล็อกคูลูป จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ได้แก่

1. ส่วนเปรียบเทียบเฟส (Phase detector : PD)
2. ฟิลเตอร์
3. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ

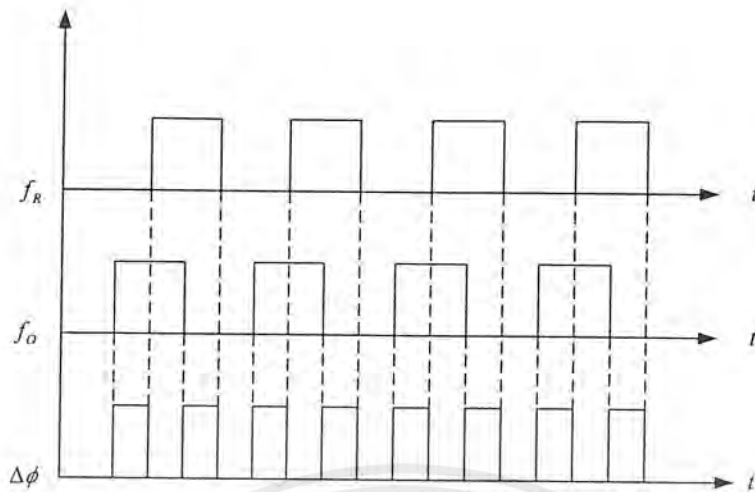
(Voltage controlled oscillator : VCO)



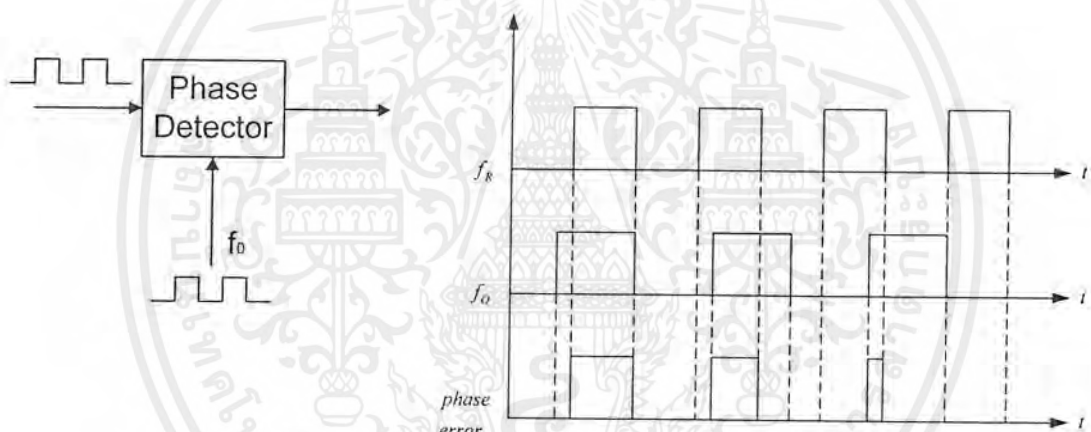
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อกคูลูป

แต่ละส่วนจะมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะได้อธิบาย ดังนี้

1. **เฟสดีเทคเตอร์** ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลของเฟสที่ต่างกัน เรียกว่า ความผิดพลาดเฟส(Phase Error) ความผิดพลาดเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น  $\pi/2$  เฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าเกวเวอร์ชัน เกน ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่เท่ากัน



รูปที่ 2.4 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุทไม่เท่ากัน

เฟสดีเทคเตอร์ จะมีใช้กัน 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1. เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม(square wave) ต่างๆทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟสอินพุทในช่วงหนึ่งตั้งแต่  $0 - \pi$

2. เฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอบสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับการนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของสัญญาณวงจรวีซีโอ เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้างระหว่างขอบของสัญญาณอินพุททั้งสองของเฟสดีเทคเตอร์ และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของขนาดแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทคเตอร์ชนิดนี้คือการมีเอาต์พุทที่ไม่ขึ้นกับควิตีไซเคิล (duty cycle)

ของสัญญาณอินพุต และการไม่มีการกระเพื่อม(Ripple)ที่เอาต์พุตเหมือนในกรณีของเฟสดีเทคเตอร์แบบที่ 1

2. ลูปฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทคเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรวมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดจากความถี่เฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาต์พุตสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออก ทำให้ระบบสามารถจับ(Capture)สัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาคาร์ล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรมายขยายสัญญาณ (amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้นเอาต์พุตของวงจรมายนี้จะป้อนให้แก่วงจรวีซีโอ

4. วงจรรอสซิชิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันหรือวงจรวีซีโอ ทำหน้าที่ผลิตความถี่สัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตด้วยคอนเวอร์ชันแกน ระดับของแรงดันนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ลือกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรวีซีโอเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน เนื่องจากวงจรรอสซิชิลเลเตอร์เป็น วงจรผลิตความถี่สัญญาณจึงเป็นส่วนที่จำเป็นสำหรับวงจรเฟสล็อกคลุป์ วงจรวีซีโอไม่จำเป็นต้องมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นกับแรงดันไฟฟ้าที่มาควบคุมมากนักในกรณีทั่วไป แต่ถ้าไม่เป็นเชิงเส้นมากเกินไปแล้วอัตราขยายรอบก็จะเป็นเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณด้วย ฉะนั้นจึงต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพของลูปด้วย

การทำงานของระบบเฟสล็อกคลุป์สามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทคเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต  $V_i(t)$  กับความถี่ของวงจรวีซีโอ และทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดัน  $V_e(t)$  และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปควบคุมอินพุตของวงจรวีซีโอ ในรูปของแรงดันควบคุมเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรวีซีโอ

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกคลุป์ ความผิดพลาดของแรงดันจะผ่านลูปฟิลเตอร์  $V_e(t)$  ในไฟดเบิ้ลคลุป์จะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรวีซีโอจะทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง ซึ่งเราเรียกว่าความถี่ฟรีรันนิ่งของวีซีโอ

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็น ไฟฟ้ากระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกคลุป์และสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อินพุตใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งพอเพียง การไฟดเบิ้ลของเฟสล็อกคลุป์จะทำให้ได้ความผิดพลาดของแรงดันไปขับวงจรวีซีโอให้มีความถี่ขึงโคร ในสักับความถี่อินพุตซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกคลุป์มีความถี่เอาต์พุตลือกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกคลุป์สามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูปดังนี้

#### 1. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะลือก ( $\omega_R \neq \omega_0$ )

เราสมมุติสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_0$  เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์มีค่าเป็น

$$V_i(t) = E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \quad (2.1)$$

$$V_0(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \phi_0) \quad (2.2)$$

ถ้าเฟสดีเทคเตอร์มีคุณสมบัติเป็นอนาล็อกมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเฟสดีเทคเตอร์เป็น

$$V_c(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_0)t + \theta_i + \phi_0] \quad (2.3)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้เป็น

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_0)t + \theta_i - \phi_0] \quad (2.4)$$

เนื่องจาก  $V_i$  และ  $V_0$  ไม่ซิงโครนัสกัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์  $V_d$  จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ  $K_d$  และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่างสัญญาณ  $V_i$  และ  $V_0$  คือ  $\omega_i$  และ  $\omega_0$  มีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  จะไม่สามารถผ่านลูปฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า  $V_c$  และค่าเฟดแบ็คของลูปจะไม่มีผลอะไรคือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใดๆ ภายในลูป แรงดันเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง ดังนั้น  $\omega_0$  และ  $\phi_0$  จะมีค่าเป็นอิสระอย่างสมบูรณ์ต่อ  $\omega_i$  และ  $\theta_i$  จะพูดได้ว่าลูปไม่อยู่ในสถานะล็อก แต่ถ้า  $\omega_i - \omega_0 = \pm \omega$  มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของลูปซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูปและการเฟดแบ็คจะมีผลทำให้ระบบเข้าสู่สถานะล็อกได้

## 2. เมื่อระบบเข้าสู่สถานะล็อก ( $\omega_i = \omega_0$ )

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ มีความถี่ซิงโครนัสกับสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุต  $V_d$  จะมีค่าเป็น

$$V_0 = E_0 \cos(\omega_i t - \psi_0) \quad (2.5)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับเวลา ซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_0 = (\omega_i - \omega_0)t + \psi_0 \quad (2.6)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์หรือความผิดพลาดของสัญญาณจะกลายเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง มีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.7)$$

ลูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_d$  ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_c = K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.8)$$

วงจรวีซีโอจะเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดมอดูเลตความถี่ ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ( $\omega_{ms}$ ) จะเป็นฟังก์ชันเชิงเส้นกับสัญญาณควบคุมอินพุต  $V_c$  โดยความถี่เชิงมุมที่ศูนย์กลางเป็นดังนี้

$$\omega_{ms} = \frac{d(\omega_0 t + \phi_0)}{dt} = \omega_0 + K_0 V_c \quad (2.9)$$

$$\frac{d(\phi_0)}{dt} = K_0 V_d$$

เมื่อ  $K_0$  เป็นความไวในการมอดูเลตของวงจรวีซีโอ

แทนค่าสมการ (2.4) ลงใน (2.5) จะได้

$$\omega_i - \omega_0 = K_d K_0 \cos(\theta_i - \psi_0) \quad (2.10)$$

$$\psi_0 = \theta_i - \cos^{-1}[(\omega_i - \omega_0) / K_d K_0] \quad (2.11)$$

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์  $V_d$  สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_0) / K_0 \quad (2.12)$$

ส่วนประกอบไฟฟ้ากระแสลับของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต  $V_d$  จะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแรงดันควบคุมให้กับอินพุตของวงจรวีซีโอ

จากสมการ(2.12)จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง  $V_d$  จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรวีซีโอมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรวีซีโอคือ  $\omega_0$  ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต  $\omega_i$  นั่นคือ

$$\omega_{msl} = \omega_0 + K_0 V_d = \omega_0 + (\omega_i - \omega_0) = \omega_i \quad (2.13)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น  $\omega_i - \omega_0$  มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ  $K_d K_0$  อย่างมาก สมการ (2.12) จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_0 \cong \cos^{-1} 0 = \pi/2 \quad (2.14)$$

จากสมการ(2.14) หมายความว่า ถ้าความถี่ออฟเซทระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณวงจรวีซีโอจะมีค่าน้อยเมื่อลูบไม่อยู่ในสภาวะล็อก และสัญญาณวงจรวีซีโอจะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  เมื่อลูบอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสควอดรอนเจอร์จะสอดคล้องกับ  $\omega_i = \omega_0$  ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า  $\psi_0$  ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต  $\theta_0$  ดังนั้น

$$\theta_0 = \psi_0 - \pi/2 \quad (2.15)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} V_d &= K_d \cos(\theta_i - \psi_0) \\ &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d \sin(\theta_i - \theta_0) \end{aligned} \quad (2.16)$$

และจากสมการ (2.14) และ (2.15) จะได้ค่าความผิดพลาดเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_0 = \sin^{-1} (\omega_i - \omega_0) / K_d K_0 \quad (2.17)$$

เมื่อผลต่างของเฟส  $\theta_i - \theta_0$  มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d (\theta_i - \theta_0) \cong K_d \theta_e \quad (2.18)$$

เมื่อ  $\theta_e = \theta_i - \theta_0$  เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้ เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรวีซีโอจะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุต  $90^\circ$  คือ  $[\theta_i - (\theta_0 + \pi/2)]$  ลักษณะของเฟสควอดรอนเจอร์ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต  $V_i$  กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวีซีโอ คือ  $V_0$  ในลักษณะของควอดรอนเจอร์ คือ

$$\begin{aligned} V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_0) - \pi/2] \\ &= K_d (\theta - \pi/2) \end{aligned} \quad (2.19)$$

สัญญาณเฟส  $V_d$  นี้จะผ่านลูบฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับอินพุตที่ควบคุมวงจรวีซีโอเพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเปลี่ยนจาก  $\omega_0$  ไปเป็น  $\omega_i$  และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned} V_d &= (\omega_i - \omega_0) / K_0 \\ \omega_i &= \omega_0 + K_0 V_d \end{aligned} \quad (2.20)$$

จากสมการ (2.16) และ(2.17) จะหาค่าของความผิดพลาดเฟส  $\theta_c$  ได้เป็น

$$\theta_i = \pi/2 + [(\omega_i + \omega_0)] / K_d K_0 \quad (2.21)$$

จากสมการ (2.15) จะสังเกตได้ว่าเมื่อ  $\omega_0 = \omega_i$  ซึ่งจะได้ว่าแรงดันไฟฟ้าของวงจรวีซีโอจะมีเฟสควอดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจาก  $90^\circ$  เมื่อ  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางสูงกว่า  $\omega_0$  มุมของเฟสจะเพิ่มขึ้นจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่าสูงสุด  $180^\circ$  ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อกและถ้า  $\omega_i$  เคลื่อนไปทางต่ำกว่า  $\omega_0$  มุมเฟสจะลดลงจาก  $90^\circ$  ไปสู่ค่า  $0^\circ$  ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุทเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ระบบเฟสล็อกจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสถานะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า  $\theta_c$  ให้มากขึ้นตามเวลา  $\theta_c$  ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ความผิดพลาดของแรงดันไฟฟ้า  $V_d$  ไปทำให้ความถี่ของวงจรวีซีโอเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุท โดย  $V_d$  จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่างความถี่สัญญาณอินพุท  $\omega_i$  กับความถี่รีเฟอเรนซ์  $\omega_0$  ของวงจรวีซีโอ แต่ถ้าจะสามารถแทรกคั้งได้นั้นจะต้องมีความผิดพลาดเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกมีเฟสอินพุทเปลี่ยนแปลงเป็นสเตปเท่ากับ  $\Delta\omega = \omega_i - \omega_0$  ต้องการควบคุมแรงดันเพื่อทำให้วงจรวีซีโอมีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ  $\Delta\omega$  ดังนั้น  $V_c$  จะมีค่าเป็น

$$V_c = \Delta\omega / K_0 \quad (2.22)$$

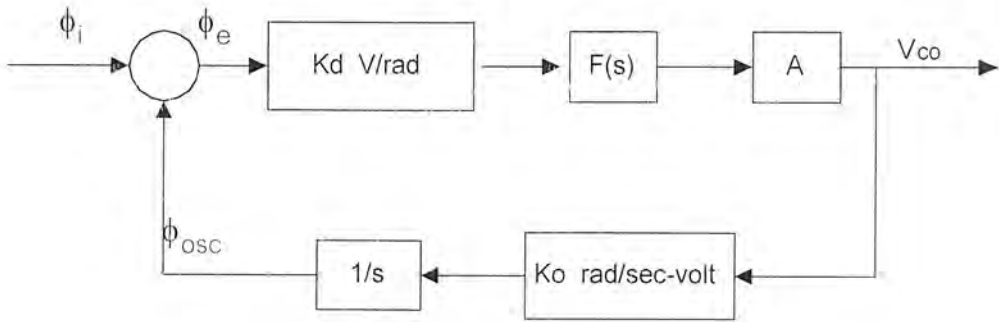
เมื่อลูปเข้าสู่สถานะคงที่  $V_c = V_d F(s)$  เมื่อ  $F(s)$  คือ อัตราขยายต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงของลูปฟีดแบ็คสัญญาณ  $V_c$  จะทำให้ลูปเข้าสู่สถานะล็อกดังเดิม ดังนั้นความผิดพลาดเฟสจะต้องเป็น

$$\begin{aligned} \theta - \frac{\pi}{2} &= V_d K_d \\ &= \Delta\omega / K_0 K_d F(s) \end{aligned} \quad (2.23)$$

เมื่อความผิดพลาดเฟสมีค่าเพิ่มขึ้นลูปจะสามารถปรับตัวเองให้มีความถี่เอาต์พุทแทรกตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุทได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสถานะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นเชิงเส้น โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับแบบทั่วไปด้วยลาปราช ทรานส์ฟอร์ม และสมการคิฟเฟอเรนเชียล

### 2.1.2 การทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกคูล



รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกคูล

จากรูปที่ 2.5

$K_d$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสดีเทกเตอร์

$F(s)$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

$A$  = อัตราการขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

$K_o$  = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.24)$$

จาก

$$\omega = s\theta \quad (2.25)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.26)$$

และ

$$\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.27)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส  $\phi_{osc}$  ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก  $1/s$  เพื่อเปลี่ยน  $\omega_{osc}$  ให้เป็น  $\phi_i$

$$\text{จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน} \quad = \frac{A}{1 + AF} \quad (2.28)$$

เมื่อ  $A$  = อัตราการขยายไปข้างหน้า

$F$  = อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.5 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

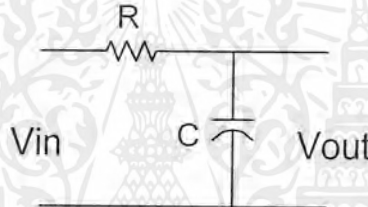
$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \quad (2.29)$$

$$= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) s K_o} \quad (2.30)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเป็นเฟส จากสมการ (2.24) และ (2.25) เราจะได้ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s \phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2.31)$$

ถ้าวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.6 วงจรฟิลเตอร์อย่างง่าย

จากรูปที่ 2.6

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1}{1 + sRC} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_c} \end{aligned} \quad (2.32)$$

เมื่อ  $\omega_c = 1/RC$

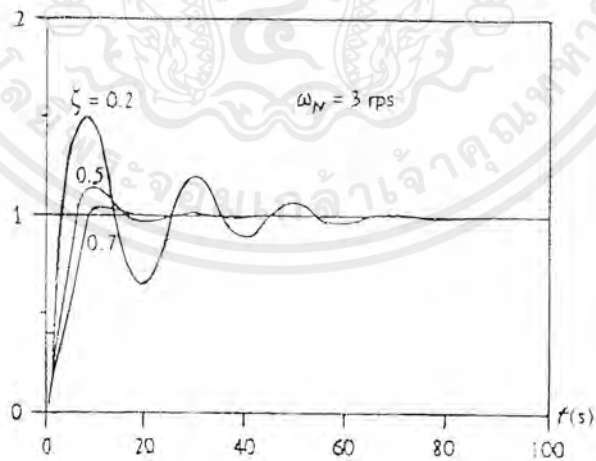
แทนค่าสมการ (2.32) ลงในสมการ (2.31)

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \\
 &= \frac{1}{K_o} \left[ \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta s}{\omega_n} + 1} \right] \\
 \omega_n &= \sqrt{K_v} \omega_1 \\
 \zeta &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \quad \text{เมื่อ } K_v = K_o K_d A
 \end{aligned}
 \tag{2.33}$$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน H(s) นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองความถี่ของระบบเฟสลอคคู่



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นฟังก์ชันแบบลำดับขั้นสตีปฟังก์ชัน

จะสังเกตเห็นว่าหากแบนด์วิธของฟิลเตอร์  $\omega$  ลดลงหรือค่า  $K$  เพิ่มขึ้น ค่า  $\zeta$  ของลูปลดลงผลตอบสนองทางความถี่ของลูปลจะเป็นพีค และผลตอบสนองต่อสตีปของลูปลในช่วงเริ่มต้นชั่วขณะ จะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีคในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่ง หรือให้ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปลมีการรบกวนเกิดขึ้นชั่วขณะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบเฟสล็อกคูลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้  $\xi$  มีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  จะได้

$$\omega = 2K_f \quad (2.34)$$

และความถี่ที่คัทออฟ -3 dB แบบควิวิตซ์ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_f} \omega_1 = \sqrt{2} K_f \quad (2.35)$$

วงจรเฟสล็อกคูลูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไปจะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแบนด์วิทต์ของลูปแคบๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกคูลูปสามารถดำรงการล็อกไว้ได้ กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดย พิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ  $\pi$  น้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ จะได้พิสัยการล็อก  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$  เท่ากับ

$$\Delta\omega = (\theta_c - \pi/2) K_0 K_d F(s) \quad (2.36)$$

$$\text{แทนค่า } \theta_{c\max} = \pi \text{ และ } \theta_{c\min} = 0$$

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2) K_0 K_d F(s) \quad (2.37)$$

$$2\Delta\omega_1 = \pm \pi K_0 K_d F(s)$$

เมื่อ  $2\Delta\omega_1$  คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า  $\omega_1$  เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง  $\omega_0$  มาก โดยมีความไม่สอดคล้องกับสมการที่ (2.37) สภาวะสมดุลของการชิงโครนัสจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้ และลูปจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสภาวะคิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุตเพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกคูลูปสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัทออฟของลูปฟิลเตอร์  $\omega_L$  และพิสัยล็อก  $\Delta\omega_L$  จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

ในกรณีทั่วไป  $\Delta\omega_L \gg \omega_1$

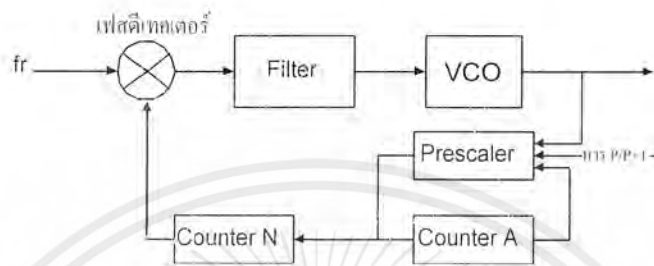
$$\Delta\omega_c = \pm \sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \quad (2.38)$$

$$2\Delta\omega_c = 2\sqrt{\omega_1 \Delta\omega_L} \quad (2.39)$$

ในกรณีทั่วไป  $\Delta\omega_L \gg \omega_1$

### 2.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัสซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ  $f_c$  เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.9 ใช้พรีสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง  $P$  กับ  $P+1$  เราเรียกพรีสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “ พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ” วงจรรับหาร  $N_c$  ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.9 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เหตุผลที่ใช้พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และใช้กับวงจรรับ  $N$  ทรานซิสเตอร์ที่ทีแอล(TTL)และซีเอ็มอส(CMOS)ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน วีเอชเอฟ(VHF) ยูเอชเอฟ(UHF) ได้

ส่วนสำคัญของวงจร คือ พรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูลอีซีแอล(ECL) มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า(prescale)ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ  $P$  และ  $P+1$  เช่นหาร 64/65 เอาท์พุทของพรีสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พรีสเกลเลอร์หารด้วย  $P$  หรือ  $P+1$  สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพรีเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนี้พรีสเกลเลอร์ให้  $P+1$  เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อน หลังลงไปเรื่อยๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริมเมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พรีสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย  $P$  และ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพรีเซตด้วยตัวเลขข้อมูล(ความถี่)ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พรีเซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น  $N$  และเคาน์เตอร์เสริมเป็น  $A$  เริ่มแรกให้พรีสเกลเลอร์อยู่ให้สภาวะหาร  $P+1$  ซึ่งจะยังคงหารด้วย  $P+1$  ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็น จำนวนไซเคิลของ VCO ที่ผ่านไปเท่ากับ  $P+1$  คูณด้วย  $A$  ไซเคิล

หลังจากนั้นพรีสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น  $P$  โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์  $A$  ในขณะที่เคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว  $A$  ยังเหลืออยู่  $N-A$  นั่นคือต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวีซีโอ ที่ผ่านไปเท่ากับ  $P$  คูณด้วย  $N-A$

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} N_t &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \tag{2.40}$$

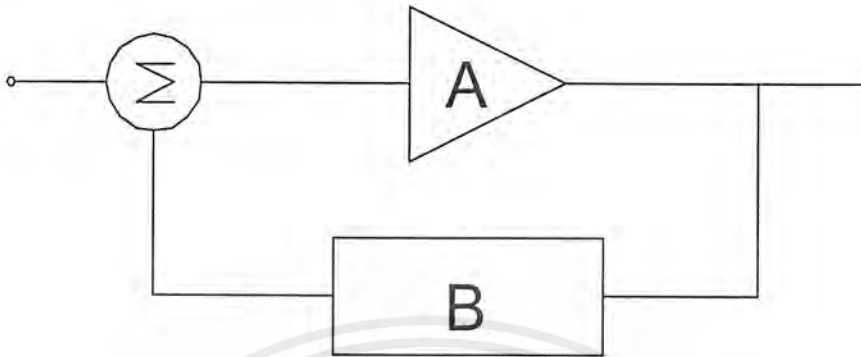
ความถี่ของ VCO จะเท่ากับ  $PN+A$  เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{\text{SYNTH}} = F_{\text{REF}}(PN+A) \tag{2.41}$$



2.2 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ตามแรงดัน

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์อาศัยหลักการของการป้อนกลับแบบบวก ( positive feedback ) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.10



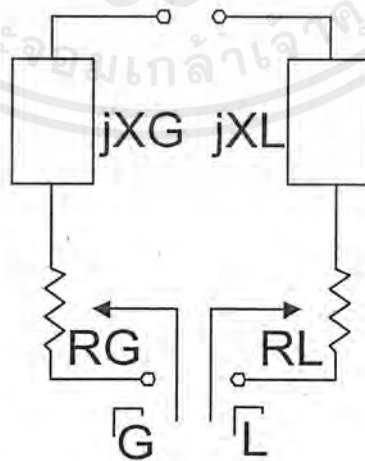
รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก โดย A คือ เกน(Gain) ของวงจรถยายในส่วนของฟอร์เวิร์ด พาท(Forward Path) B คือ อัตราส่วนป้อนกลับ(Feedback Ratio)ในส่วนย้อนกลับ

วงจรจะออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อ ( Barkhausen Criterion )

1.  $|AB| = 1$  และ
2.  $\angle AB = 360^\circ$

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

วงจรถยาย ( A ) จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ การเรโซแนนซ์แบบอนุกรม(Series Resonance)



รูปที่ 2.11 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

■ ในสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลต

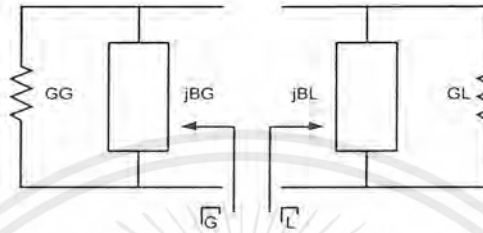
$|G_G| > G_L$  เมื่อ  $G_G$  มีค่าเป็น เนกาทีฟ คอนดักแตนซ์ (Negative Conductance)

■ ในสภาวะเรโซแนนซ์ (Steady State)

$$R_G + R_L = 0$$

$$X_G + X_L = 0$$

การเรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

■ ในสภาวะเริ่มต้นของการออสซิลเลต

$|G_G| > G_L$  เมื่อ  $G_G$  มีค่าเป็น เนกาทีฟ คอนดักแตนซ์

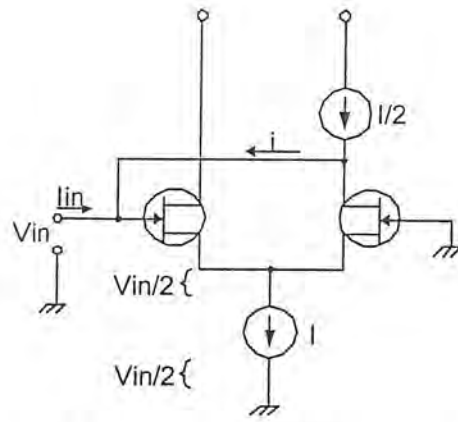
■ ในสภาวะเรโซแนนซ์

$$G_G + G_L = 0$$

$$B_G + B_L = 0$$

เราต้องการวงจรที่มีการสูญเสียต่ำแต่มีค่า Q (Quality Factor) สูงๆ

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จะอาศัยหลักการของ เนกาทีฟ รีซิสแตนซ์ (Negative Resistance) มาอธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกตัวอย่างมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิง เนกาทีฟ รีซิสแตนซ์ เช่นเดียวกัน เริ่มต้นจาก



รูปที่ 2.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Amplifier)

หา อินพุทรีซิสแตนซ์ (Input Resistance)

$$i = g_m \frac{V_i}{2}$$

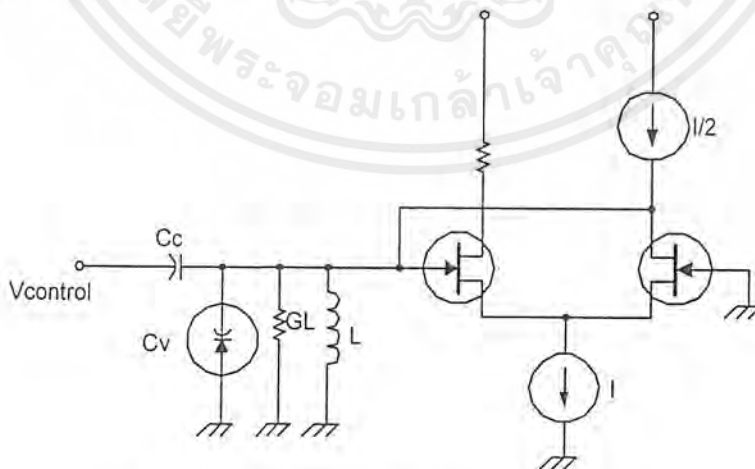
เมื่อสมมติให้ อินพุทรีซิสแตนซ์ ของ เฟท (FET) และคอนสแตนท์เคอร์เรนท์ (Constant Current) มีค่ามากๆ ดังนั้น  $V$  ที่ตกคร่อม

$$V_{gs} \approx V_{in}/2$$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = \frac{-2}{g_m}$$

$$R_{in} = \frac{-2}{g_m}$$

ดังนั้นหากทำการใช้ เรโซเนเตอร์ ทางด้านอินพุทของออสซิลเลเตอร์ ( $V_{in}$ ) เพื่อเลือกความถี่ และใช้ วาริแคป แทนตัวเก็บประจุ จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน ตามรูปที่ 2.14 ไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC 1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.14 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดัน

เงื่อนไขการทำงานของวงจรประเภทนี้ คือ

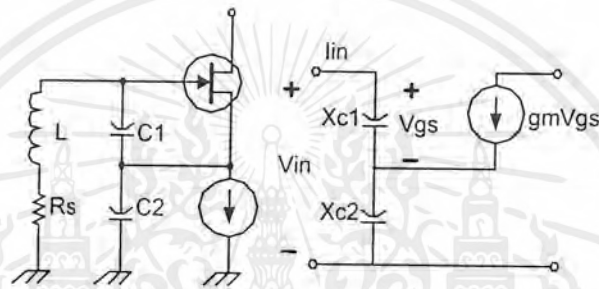
$$|G_G| > G_L$$

$$\frac{g_m}{2} > G_L$$

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

$$Q = \frac{R_L}{j\omega L} = R_L j\omega C$$

เฟต(FET)

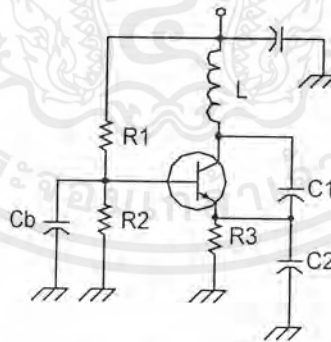


รูปที่ 2.15 วงจร เฟตออสซิลเลเตอร์(FET Oscillator)

$$V_{in} = i_m(X_{C1} + X_{C2}) + g_m V_{gs} X_{C2}$$

$$V_{gs} = V_{X_{C1}} = i_m X_{C1}$$

วงจรคอลลิตออสซิลเลเตอร์(Collpit Oscillator)



รูปที่ 2.16 วงจรคอลลิตออสซิลเลเตอร์

อาศัยหลักการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]}} \tag{2.42}$$

เมื่อ  $R_3$  มากกว่า  $X_{C2}$  มากๆ

และ 
$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$$

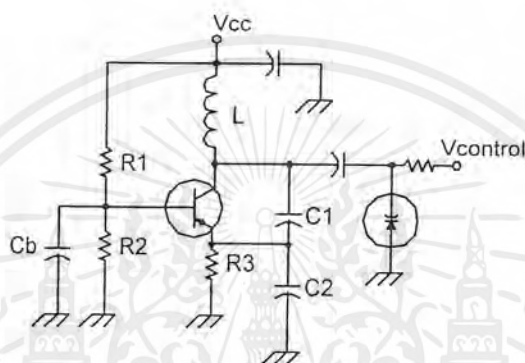
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $g_m = \frac{I_C}{V_T}$  ;  $V_T \approx 25 \text{ mV}$  ที่  $25^\circ\text{C}$

ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \tag{2.43}$$

หากต้องการทำออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้โดยใช้แรงดันสามารถใช้วารีแคปในการทำงาน โดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.17 ทำหน้าที่บล็อคล ดิจี ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากๆ ที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า  $0.1 \mu\text{F}$



รูปที่ 2.17 คอลพิทออสซิลเลเตอร์ ปรับค่าได้ตามแรงดัน

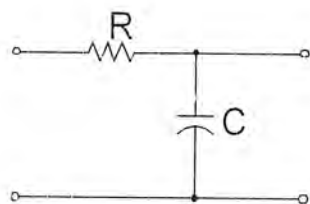
ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[ \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \parallel C_v \right]}} \tag{2-44}$$

เอาท์พุทสามารถเหนี่ยวนำกระแสที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้หรืออาจดึงจากขาคอลเลคเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้เนื่องจาก ค่าเนกาทีฟ รีซิสแตนซ์ น้อยกว่า โปสิทีฟ รีซิสแตนซ์ ( Load ) และที่สำคัญ Q และ L ควรค่ามาก ๆ เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสีย(Loss)ในวงจรมากซึ่งอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

### 2.3 การออกแบบวงจร ลูปฟิลเตอร์(Loop filter)

#### ลูปอันดับที่ 1



รูปที่ 2.18 วงจรลูปอันดับที่ 1

$$F(S) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.45)$$

จะได้ทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปปิด (Closed Loop Transfer Function) คือ

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_f (1/S\tau + 1)}{S + K_f (1/S\tau + 1)} \\ &= \left( \frac{K_f}{S(S\tau + 1) + K_f} \right) \\ &= \frac{K_f / \tau}{S^2 + S/\tau + K_f / \tau} \end{aligned} \quad (2.46)$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.47)$$

จะได้ว่า

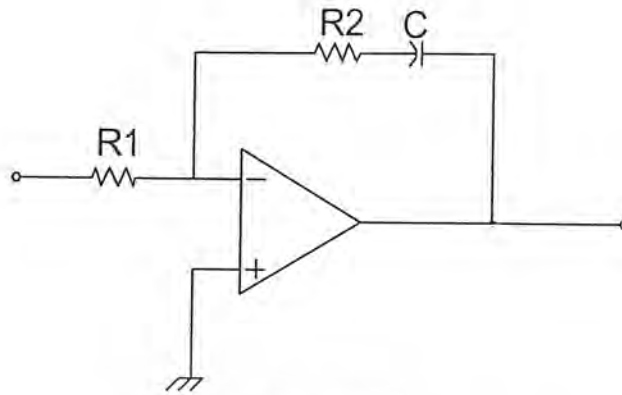
$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_f}{\tau} \\ 2\zeta\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\ \zeta &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_f}} \end{aligned} \quad (2.48)$$

เมื่อ

$\omega_n$  = ความถี่ธรรมชาติ (Natural Angular Frequency)

$\zeta$  = แดมปีงแฟกเตอร์ (Damping Factor)

## รูปอันดับที่ 2



รูปที่ 2.19 วงจรรูปอันดับที่ 2

$$\begin{aligned}
 F(S) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 T(S) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\
 &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1) / S\tau_1}{S + K_V (S\tau_2 + 1) / S\tau_1} \\
 &= \frac{K(S\tau + 1) / \tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

เทียบกับทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.51}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau_1} \\
 2\xi\omega_n &= K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \\
 \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}} \\
 &= \frac{\tau_2}{2} \omega_n
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉะนั้นสามารถปรับค่า  $\omega_n$  และ  $\xi$  เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้  
 โบทพล็อต(Bode Plot) จากทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปเปิด(Open – loop Transfer Function)

$$\begin{aligned} T'(S) &= \frac{K_f F(S)}{S} \\ &= \frac{K_f (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1} \end{aligned} \quad (2.53)$$

แทน  $S = j\omega$  จะได้

$$T'(S) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.54)$$

เมื่อ

$$\tau_1 = \frac{K_f}{\omega_n^2} \text{ และ } \tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

$$\left| \tau'(j\omega) \right| = \frac{K_f}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.55)$$

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

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right) = \tan^{-1}\left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right) - 180^\circ \quad (2.56)$$

กำหนดให้

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

$$\left| T'(jX) \right| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.57)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.58)$$

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

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.59)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.60)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \quad (2.61)$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}\left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}\right) \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ ส่วนเฟส (Phase margin)

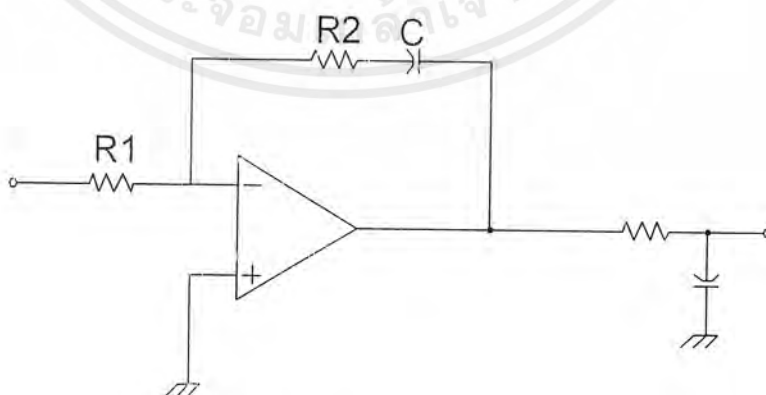
$$\begin{aligned}\theta_{PM}(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1}\left(2\xi\sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}}\right)\end{aligned}\quad (2.63)$$

แบนด์วิดท์ -3 dB

$$\begin{aligned}|T(j\omega)| &= \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \\ |T(j\omega)| &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}}\end{aligned}\quad (2.64)$$

$$\begin{aligned}|T_n(j\omega)| &= \frac{1}{\sqrt{2}} \\ &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2}} \\ (\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2 \omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2 \omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_B^2 - \omega_n^4 &= 0 \\ \omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2} \\ \omega_{bandwidth} &= \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}}\end{aligned}\quad (2.65)$$

รูปอันดับ 3



รูปที่ 2.20 วงจรรูปอันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.66)$$

เมื่อ  $\tau_1 = R_1 C_1$

$$\tau_2 = R_2 C_2$$

$$\tau_3 = R_3 C_3$$

จะได้ ทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปเปิด

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S + \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + S K_V \tau_2 + K_V} \\ &= K_V \left( \frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left( \frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_V \tau_2}{\tau_1 \tau_3} S + \frac{K_V}{\tau_1 \tau_3}} \right) \end{aligned} \quad (2.67)$$

ทรานซ์เฟอร์ฟังก์ชันของลูปเปิด

$$\begin{aligned} T'(S) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\ &= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S \cdot S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \end{aligned} \quad (2.68)$$

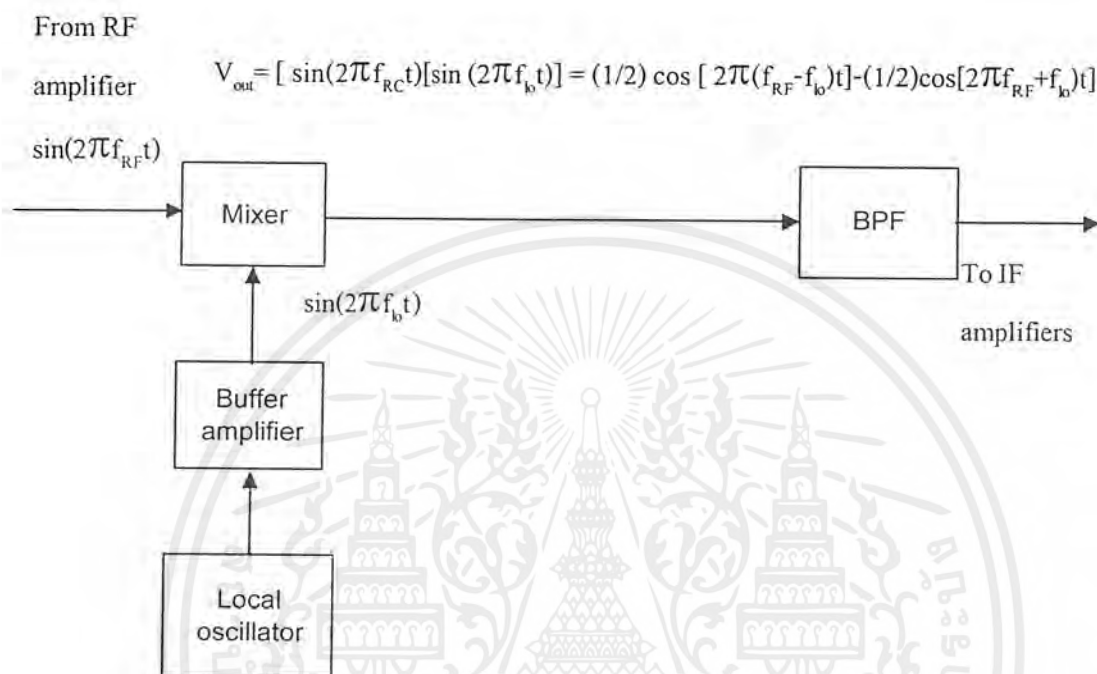
$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.69)$$

การหาเสถียรภาพโดยวิธีโบดจะมีส่วนเฟส

$$\begin{aligned} \phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \end{aligned} \quad (2.70)$$

## 2.4 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการความถี่คอนเวอร์เตอร์(down converter) ความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่ IF



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.21 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกมิกซ์ (mix) ซึ่งกับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์นอนลิเนียร์ จริงๆแล้ว วงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบนอนลิเนียร์ ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาท์พุทของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF}t)(\sin 2\pi f_{LO}t) \quad (2.71)$$

เมื่อ  $f_{RF}$  = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

$f_{LO}$  = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

สามารถแปลงสมการ โดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาท์พุทของมิกเซอร์เป็นดังนี้

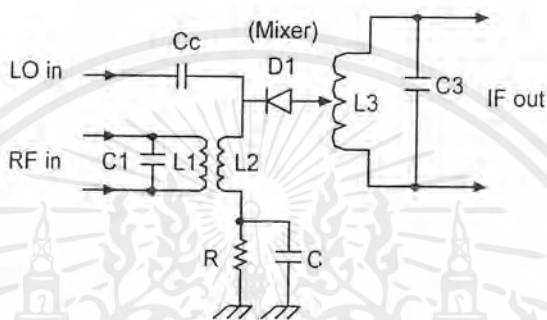
$$V_{out} = 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.72)$$

ค่า  $(f_{RF} - f_{LO})$  คือ ค่าความถี่ IF (intermediate frequency)

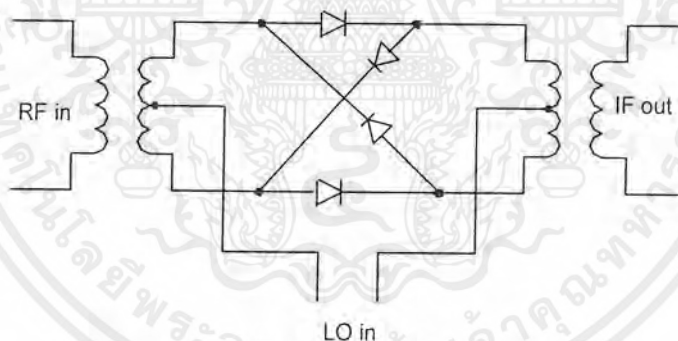
ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้อุปกรณ์นอนลิเนียร์เช่นทรานส์ซิสเตอร์หรือเฟท มากกว่าไดโอด เพราะวงจรแบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาท์พุทจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบ คลอส โปรดักท์(cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

( net loss ) ต่อสัญญาณเรียกว่า ความสูญเสียคอนเวอร์ชัน (conversion loss) เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้น และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่า การสูญเสียคอนเวอร์ชัน จะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอดดังในรูป 2.22 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่ยอมรับกันมากคือ วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ ดังในรูป 2.23 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบ FM และ AM บางที่อาจเรียกว่า บาลานซ์ มอดูเลเตอร์ ( balanced modulators) หรือ โปรดักต์ดีเทกเตอร์ ( product detector ) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์ มิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่น คือ ลดทอนสัญญาณรบกวน ( noise reduction) และ กำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ ( carrier suppression )



รูปที่ 2.22 วงจรมิกเซอร์แบบ ซิงเกิล ไดโอด



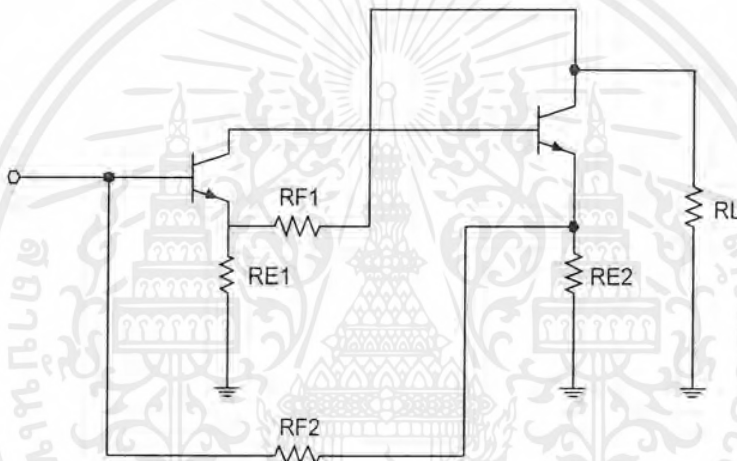
รูปที่ 2.23 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้าง (Wide-Band Amplifier Circuit)

สำหรับวงจขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้างส่วนใหญ่จะใช้กระบวนการป้อนกลับ โดยตัวต้านทานที่ต่อที่ขาอีมิเตอร์ที่ไม่ได้ต่อกับพาสไว์จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบอนุกรม จะใช้ตัวต้านทานอนุกรมและขนานในการป้อนกลับ ซึ่งวงจขยายจะมีกำลังขยายคงที่ที่ 1-2 กิกะเฮิรตซ์ มีความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออกใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ในช่วงความถี่ที่กล่าวมาการใช้ตัวต้านทานป้อนกลับจะไม่ซับซ้อนแต่จะลดความสามารถทางนอยส์ลงไป วงจขยายสัญญาณแบนด์วิทกว้างที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำจะใช้วงจรป้อนกลับที่ทำจากคูปกรณ์ที่ไม่มีการสูญเสียเท่านั้น เช่น รีแอกเตอร์ (Reactor)

ในการนำทรานซิสเตอร์มาใช้ในวงจขยายสัญญาณและทำให้ทรานซิสเตอร์เป็นเชิงเส้นนั้น ต้องทำให้มีรูปเกนมากจึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ดังนี้



รูปที่ 2.24 วงจรรูปป้อนกลับแบบมัลติเฟด (Multiple feedback loop)

พิจารณาหาความต้านทานขาออก

$$v_2 = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} v \quad (2.73)$$

$$\begin{aligned} v_3 &= g_{m2} V_4 \frac{R_{E2} (R + R_{F2})}{R_{E2} + R + R_{F2}} \cdot \frac{R}{R + R_{F2}} \\ &= g_{m2} V_4 \frac{R_{E2} R}{R_{E2} + R + R_{F2}} \end{aligned}$$

$$v_2 = v_3$$

$$\frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} v = g_{m2} V_4 \frac{R_{E2} R}{R_{E2} + R_{F2} + R}$$

$$g_{m2} V_4 = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \cdot \frac{R_{E2} + R_{F2} + R}{R_{E2} R} v \quad (2.74)$$

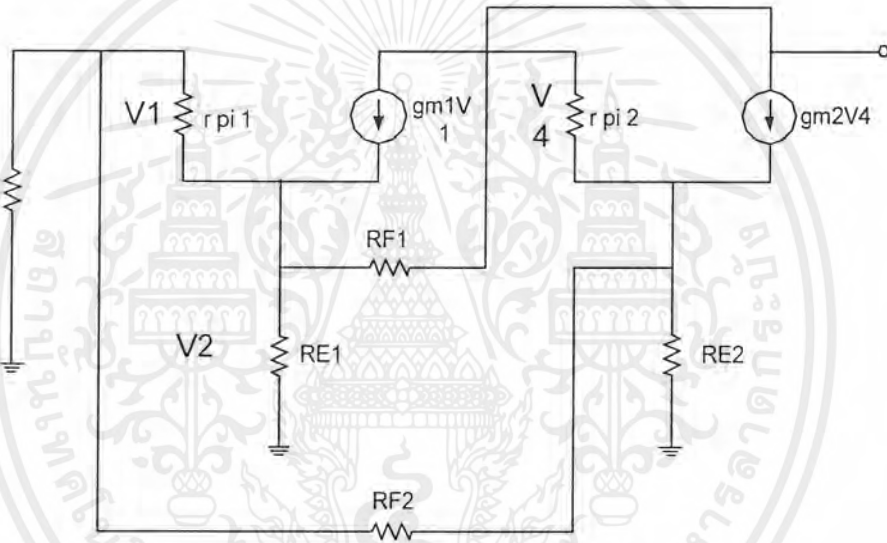
$$\frac{1}{R_o} = \frac{i}{v}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{v} \left( \frac{v}{R_{F1} + R_{E1}} + g_{m2} V_4 \right) \\
\frac{1}{R_o} &= \frac{1}{R_{F1} + R_{E1}} + \frac{R_{E2} R_{F2} R}{R_{E2} R} \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \\
&= \frac{R_{E2} R + (R_{E2} + R_{F2} + R) R_{E1}}{R_{E2} R (R_{E1} + R_{F1})} \\
R_o &= \frac{R_{E2} R (R_{E1} + R_{F1})}{R_{E2} R + (R_{E2} + R_{F2} + R) R_{E1}} \quad (2.75)
\end{aligned}$$

หรือเขียนได้ว่า

$$R_o = \frac{(R_{E1} + R_{F1}) R_{E2} R}{R_{E1} (R_{F2} + R_{E2} + R)} \parallel (R_{F1} + R_{E1}) \quad (2.76)$$



รูปที่ 2.25 พิจารณาความต้านทานขาออก

พิจารณาความต้านทานขาเข้า

$$v_2 = g_{m2} V_4 \frac{R(R_{E1} + R_{F1})}{(R + R_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \quad (2.77)$$

$$v_2 = v$$

$$i = g_{m2} V_4 \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_{F2}}$$

$$i = v \frac{(R + R_{E1} + R_{F1})(R_{E1} + R_{F1})}{R(R_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_{F2}} \quad (2.78)$$

$$R_i = \frac{v}{i}$$

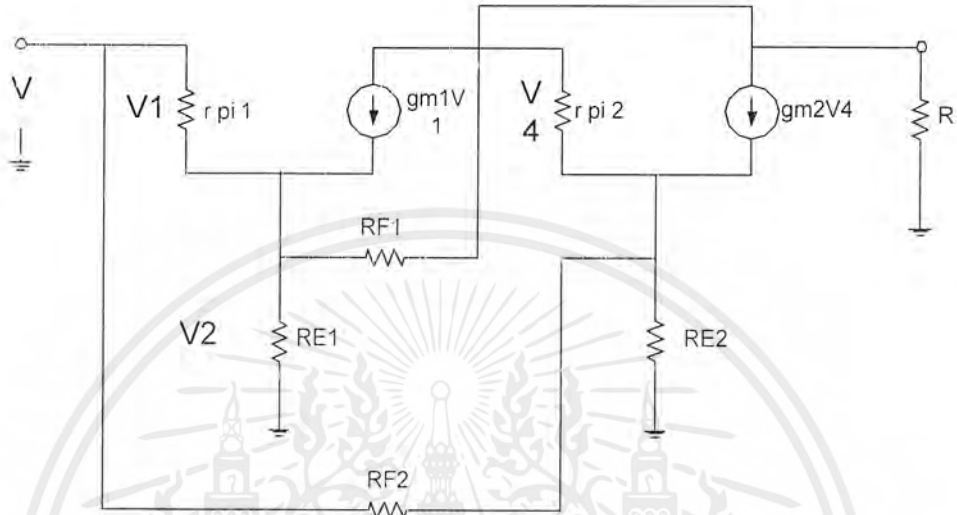
$$= \frac{R R_{E1}}{(R + R_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{E2} + R_{F2}}{R_{E2}} \quad (2.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีกระแสอีกส่วนหนึ่ง คือ  $\frac{V}{R_{F2} + R_{E2}}$

ดังนั้น

$$R_i = \frac{RR_{E1}}{(RR_{E1} + R_{F1})} \frac{R_{F2} + R_{E2}}{R_{E2}} // (R_{F2} + R_{E2}) \quad (2.79)$$



รูปที่ 2.26 การพิจารณาความต้านทานขาเข้า

การคำนวณหาอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณแบบตัววัดที่กว้าง

การคำนวณหาอัตราขยายของวงจรขยายสัญญาณแบบตัววัดที่กว้างสามารถคำนวณหาได้จาก ทฤษฎีของการป้อนกลับแบบลบ

จาก เกนวงปิด (Closed Loop Gain)  $= \frac{A}{1 + AB}$

เมื่อ A คือ อัตราขยายวงรอบแบบเปิด (Open-Loop Gain)

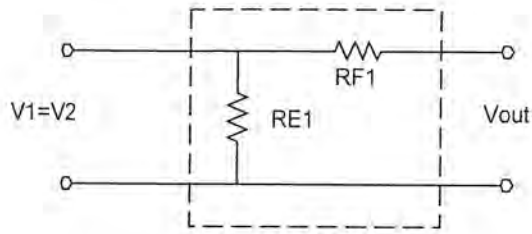
B คือ อัตราส่วนย้อนกลับ (Feedback Ratio)

ถ้าอัตราขยาย (A) มีค่ามากแล้วสามารถประมาณหาอัตราขยายวงรอบแบบเปิดได้คือ

$$\begin{aligned} \text{เกนวงปิด} &= \frac{A/A}{1/A + B} \\ &= \frac{1}{1/A + B} \\ &\approx \frac{1}{B} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาอัตราส่วนป้อนกลับจากรูป



รูปที่ 2.27 ให้เห็นถึงส่วนป้อนกลับ

หา B จาก

$$B = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{F1}} \quad \text{เมื่อ } r_{\pi} \text{ มีค่ามากๆ}$$

ดังนั้น

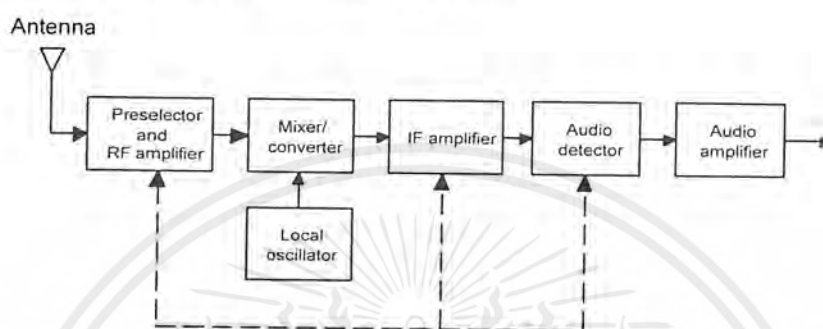
$$\begin{aligned} \text{เกนลูปปิด} &= \frac{1}{R_{E1}/(R_{E1} + R_{F1})} \\ &= \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} \end{aligned}$$

แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ของวงจรขยายถูกกำหนดจากอัตราขยาย โดยมีความสัมพันธ์แบบ แปรผกผัน องค์ประกอบที่ต้องคำนึงอีกอย่างคือ  $f_t$  (แบนด์วิดท์ของอัตราขยายกระแส) ของทรานซิสเตอร์ จะพบว่า จากการคำนวณไม่ได้มีองค์ประกอบของทรานซิสเตอร์มาเกี่ยวข้องเลย ดังนั้นแบนด์วิดท์ของวงจรจึงขึ้นกับ  $f_t$  ของทรานซิสเตอร์ เช่น BFR90 มี  $f_t$  ที่ 5 กิกะเฮิร์ตซ์ ถ้าออกแบบให้อัตราขยายเท่ากับ 10 ดังนั้นแบนด์วิดท์สูงสุดของวงจรจะประมาณ 500 เมกกะเฮิร์ตซ์ เท่านั้น

## 2.6 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control : AGC)

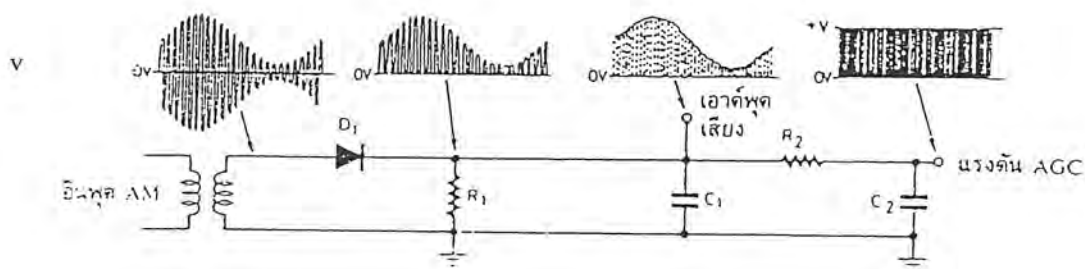
ในการจูนรับสัญญาณปกติเราจะรับสัญญาณจากบางสถานีได้อ่อน บางสถานีได้แรง การที่ระดับสัญญาณที่รับได้เปลี่ยนแปลงเช่นนี้ทำให้วงจรทำงานผิดพลาด เช่น เกิดโอเวอร์โวลด์ในวงจร RF หรือ วงจรดีเทคเตอร์ ดังนั้นเราจะต้องควบคุมอัตราขยายของสัญญาณมิให้ขยายมากในกรณีที่รับสัญญาณแรง และขยายเพิ่มขึ้นในกรณีที่รับสัญญาณได้อ่อน วิธีการนี้เรียกว่า การควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) หรือ เอจีซี ด้วยเหตุนี้เอาต์พุตก่อนป้อนให้วงจรภาคถัดไปจะมีระดับสัญญาณประมาณเท่ากันทั้งในกรณีที่รับสัญญาณแรงและสัญญาณอ่อน



รูปที่ 2.28 วงจรเอจีซีที่ใช้ในเครื่องรับวิทยุแบบเอเอ็ม

วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ(AGC) เป็นวงจรที่ช่วยให้การเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณ RF ที่รับได้ ถ้าระดับสัญญาณอินพุตที่รับได้อ่อน โดยควบคุมให้เกนของเครื่องรับเพิ่มขึ้นหรือลดลงโดยอัตโนมัติ และจะลดเกนลงโดยอัตโนมัติเช่นกันถ้ารับสัญญาณได้แรงเกินไป เนื่องจากถ้าระดับสัญญาณอินพุตที่รับได้อ่อน มันจะถูกนอยส์ภายในเครื่องรับกลบจนไม่สามารถดีเทคสัญญาณคืนได้ แต่ถ้าระดับสัญญาณแรงเกินไปจะทำให้สัญญาณเกิดการผิดเพี้ยน หรือสัญญาณเกิดการอิ่มตัว(Saturation) ได้

วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติโดยทั่วไปจะประกอบด้วย วงจรขยายที่สามารถควบคุมอัตราขยายได้ด้วยแรงดัน วงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ดีเทคสัญญาณไปตรงไปควบคุมวงจรขยาย การควบคุมอัตราขยายวงจรนี้ใช้หลักการดีเทคสัญญาณทำนองเดียวกับการคิมอดสัญญาณเอเอ็ม แต่มีจุดประสงค์เพื่อวัดความแรงของสัญญาณที่รับได้ วงจรดีเทคเตอร์โดยทั่วไปจะใช้ไดโอดต่อเข้ากับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็นวงจรฟิลเตอร์ ดังรูปที่ 2.29 การเพิ่ม  $R_2$  และ  $C_2$  เพื่อให้สัญญาณที่ดีเทคได้มีความสม่ำเสมอมากขึ้น เพราะเป็นการกรองความถี่ต่ำถึงสองครั้ง แรงดันไปตรงที่ดีเทคได้จะมีค่ามากขึ้นตามระดับความแรงของสัญญาณที่รับได้ ถ้ารับสัญญาณได้แรงขนาดของไฟ เอจีซี ก็จะมาก ถ้าสัญญาณอ่อนไฟ เอจีซี จะน้อยไฟเอจีซีจะเป็นแรงดันที่นำไปควบคุมอัตราขยายของวงจร ถ้ากลับขั้วไดโอดเราจะได้ไฟเอจีซี เป็นลบแทน

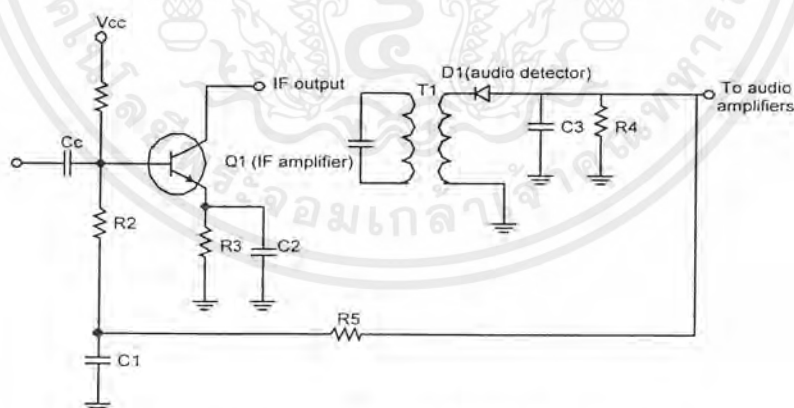


รูปที่ 2.29 วงจรเอจิจีอย่างง่าย

หลักการผลิตไฟ เอจิจี แบ่งเป็น 2 วิธี คือ

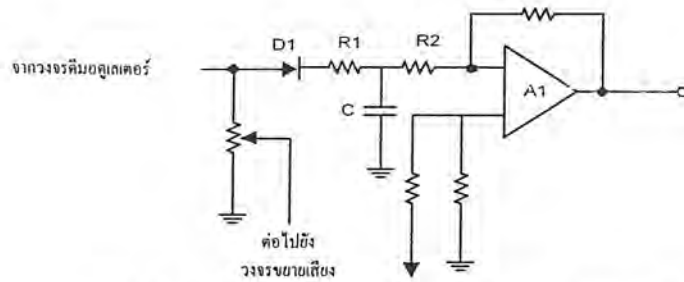
1. วิธีผลิตจากสัญญาณพาหะ (Carrier derived AGC)
2. วิธีผลิตจากสัญญาณเสียง (Audio derived AGC)

เครื่องรับส่วนใหญ่จะใช้วิธีผลิตจากสัญญาณพาหะ ซึ่งเหมาะกับการรับสัญญาณเอเอ็ม เพราะไฟเอจิจี จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับความแรงของสัญญาณพาหะ ดังตัวอย่างเช่นรูปที่ 2.30 (ก) วงจรที่ผลิตไฟเอจิจี จากสัญญาณพาหะ สัญญาณ RF จากวงจรขยาย IF จะผ่านเรกติฟายโดยไดโอด  $D_1$  และ ขยายด้วยวงจร A, ส่งไฟไปแอสไปควบคุมวงจรขยายต่างๆ ในที่นี้ไฟเอจิจี จะลดลงเมื่อรับสัญญาณได้แรงขึ้น ถ้าหากเราต้องการให้ไฟ AGC นี้มีค่าคงตัวเวลา 2 ค่า เพื่อให้การทำงานได้เรียบและไม่มีการกระเพื่อม ค่าคงตัวเวลาที่เลือกใช้จะต้องให้ AGC ทำงานได้รวดเร็วหรือมี เวลาแอกแทค(attack time) เร็ว และ เอจิจี คินตัว(หยุดทำงาน) ช้า หรือมี เวลาดีเลย์(delay time) นาน ในที่นี้ไฟ เอจิจี จะเกิดจากการประจุสัญญาณผ่าน  $R_1$  กับ  $C_1$  ส่วนการคายประจุจะผ่าน  $R_2$  ถ้าต้องการให้ เอจิจี ทำงานเร็วและปล่อยชำระจะต้องเลือกให้ค่า  $R_1$  มีค่ามากกว่า  $R_2$  มากๆ



รูปที่ 2.30 (ก) วงจร เอจิจี ชนิดที่ผลิตไฟจากสัญญาณพาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



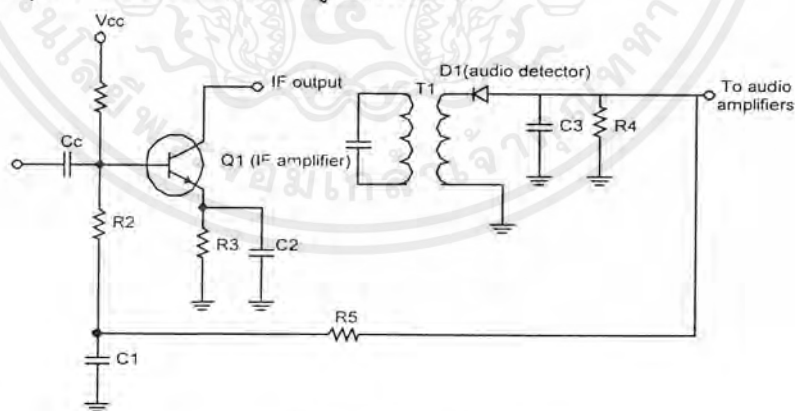
รูปที่ 2.30(ข) วงจรเอจีซี ชนิดที่ผลิตไฟจากสัญญาณเสียง

ในรูปที่ 2.30(ข) เป็นวงจร เอจีซี ที่ผลิตไฟ เอจีซี จากสัญญาณเสียง วงจร เอจีซี ชนิดนี้ก็เหมือนกับ วงจร เอจีซี ชนิดแรก แต่ในกรณีนี้เราใช้สัญญาณเสียงเป็นอินพุทแทน ค่าคงตัวเวลาที่เลือกใช้ก็อาศัย หลักการเดียวกัน ในที่นี้ไฟเอจีซี จะลดลงเมื่อสัญญาณเสียงดังหรือแรงขึ้น ถ้าเราต้องการให้เป็นไปใน ทางตรงข้ามคือ ไฟเอจีซี เพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณแรงขึ้น เราสามารถทำได้โดยการกลับขั้วของไดโอด

วงจรเอจีซี มีหลายชนิดได้แก่ วงจรเอจีซีอย่างง่าย(Simple AGC) วงจรเอจีซีแบบดีเลย์ (Delayed AGC) วงจรเอจีซีแบบฟอร์เวิร์ด (Forward AGC) เป็นต้น

#### 1. วงจรเอจีซีอย่างง่าย

เป็นนิยมใช้อย่างมากในเครื่องรับเอเอ็มแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรม ดังรูปที่ 2.28 หลักการทำงาน คือ วงจรเอจีซีจะตรวจระดับสัญญาณที่รับได้แล้วส่งสัญญาณกลับไปยัง ภาควงจรขยาย RF หรือวงจรวชยตยง IF เพื่อปรับอัตราขยายให้เหมาะสมกับระดับสัญญาณโดยอัตโนมัติ โดยใช้หลักการของวงจรถูกกลับแบบลบ (Negative Feedback) จุดประสงค์เพื่อให้เครื่องรับสามารถ ดีเทคหรือตีมอดูเลทสัญญาณออกมาได้เท่ากัน ถึงแม้ว่าสัญญาณจะถูกส่งมาจากแต่ละสถานีซึ่งมีกำลังส่ง และระยะต่าง ๆ กันก็ตาม วงจรเอจีซีจะผลิตแรงดันเพื่อใช้ปรับอัตราขยายของเครื่องรับและรักษากำลังงาน ของสัญญาณ IF ที่อินพุทของเอเอ็มดีเทคเตอร์ ให้อยู่ในระดับคงที่



รูปที่ 2.31 วงจรเอจีซีอย่างง่าย

ในรูปที่ 2.31 แสดงโครงสร้างของวงจรเอจีซีอย่างง่าย ซึ่งเห็นว่าวงจรเอจีซี จำเป็นต้องมีวงจร ดีเทคหรือตีมอดูเลทสัญญาณ แต่บ่อยครั้งที่เราสามารถให้แรงดันเอจีซีคอเรคชัน ที่ได้จากเอาท์พุทของ วงจรออดิโอดีเทคเตอร์ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรง ที่มีขนาดเฉลี่ยเท่ากับขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณ พาหะในขณะที่ยังไม่ได้มอดูเลท ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะเพิ่มขึ้นแรงดันนี้จะเพิ่มขึ้น และถ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอมพลิจูดของสัญญาณพาหะลดลง แรงดันเอจิจีก็จะลดลงด้วย ดังนั้นวงจรดังในรูป 2.31 ทำงานเป็นวงจรดีเทคเตอร์แบบลบ (Negative Peak Detector) ผลิตแรงดันไฟลบ (Negative Voltage) ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะเข้ามามากเกินไปก็จะดีเทคได้แรงดันไฟลบได้มาก แรงดันเอจิจีนี้จะถูกส่งกลับยังวงจรขยายในภาค IF เพื่อควบคุมแรงดันไบอัสที่ขาเบสของ  $Q_1$  เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะเพิ่มขึ้นแรงดันที่ขาเบสของ  $Q_1$  จะเป็นบวกน้อยลง ทำให้กระแสอิมิตเตอร์ไหลน้อยลง ค่าความต้านทานภายใน ( $r_c$ ) มีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้อัตราขยายของวงจร ( $r_c/r_e$ ) ลดลงเป็นเหตุให้แอมพลิจูดของสัญญาณถูกลดขนาดลง แต่ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะมีขนาดลดลง แรงดันเอจิจีจะเป็นลบน้อยลง กระแสอิมิตเตอร์จะเพิ่มขึ้น ค่า  $r_c$  ลดลงและอัตราขยายเพิ่มขึ้น ในส่วนตัวเก็บประจุ  $C_1$  ทำหน้าที่บายพาสสัญญาณออกดีโอป้องกันการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟ เอจิจี เนื่องจากการมอดูเลทจากผลกระทบของอัตราขยายของทรานซิสเตอร์

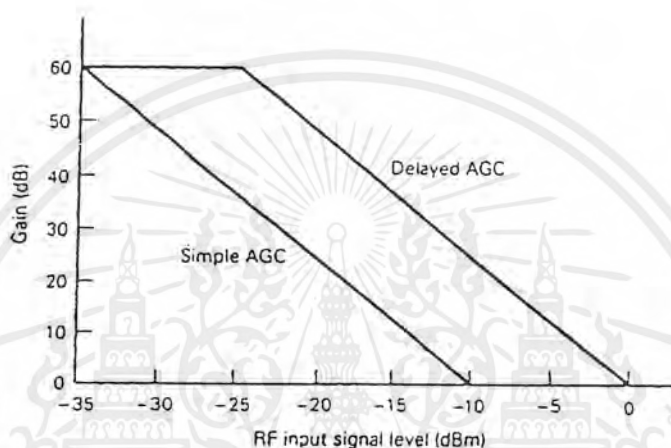
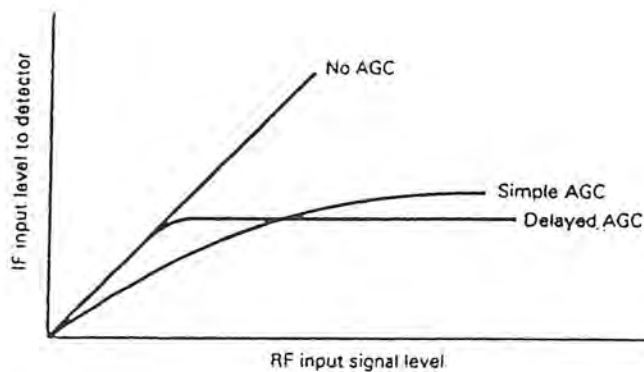
## 2. วงจรเอจิจีแบบดีเลย์

วงจรเอจิจีอย่างง่ายนิยมใช้กันมากในเครื่องรับวิทยุโดยทั่วไป แต่การทำงานของวงจร เอจิจีอย่างง่ายนั้น เอจิจีไบอัสจะเริ่มเพิ่มขึ้นเมื่อระดับสัญญาณที่รับได้เกินว่าเทอร์มอลนอยส์ (Thermal Noise) ของเครื่องรับ ทำให้วงจรมีปฏิกิริยาตอบโต้ช้า แต่การทำงานของวงจรเอจิจีแบบดีเลย์นี้จะทำการป้องกันแรงดันไฟป้อนกลับที่ยังวงจรขยาย RF และวงจรขยาย IF เมื่อระดับสัญญาณ RF เกินระดับที่กำหนด แรงดัน เอจิจี ก็จะมีการเปลี่ยนแปลงให้เหมาะสมให้สัญญาณมีระดับเท่ากัน

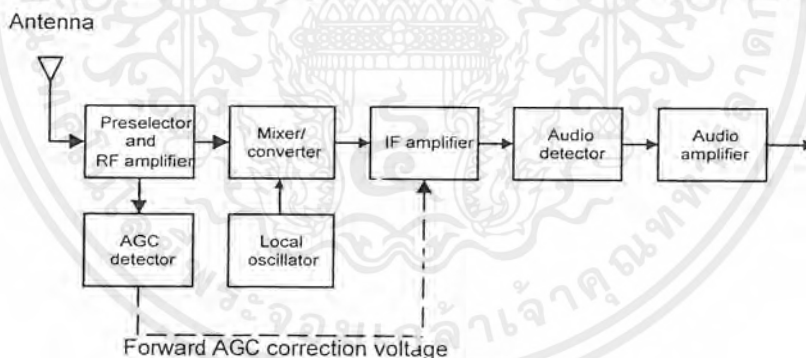
จากรูปที่ 2.32 เป็นกราฟแสดงลักษณะการควบคุมอัตราขยายของเครื่องรับโดยวงจร เอจิจีชนิดต่างๆจะเห็นว่าวงจรเอจิจีแบบดีเลย์ ค่าอัตราขยายของเครื่องรับจะไม่เปลี่ยนแปลงจนกระทั่งสัญญาณอินพุทที่เข้ามาเกินกว่าระดับที่กำหนด แต่เอจิจีอย่างง่ายเครื่องรับจะมีการเปลี่ยนแปลงโดยตลอด ถ้าสัญญาณมีการเพิ่มขึ้นหรือลดลง

## 3. วงจรเอจิจีแบบฟอร์เวิร์ด

ปัญหาของวงจรเอจิจีทั้งสองแบบที่กล่าวมา คือ แรงดันควบคุมป้อนกลับได้มาจากการดีเทคระดับสัญญาณพาหะ โดยที่ภาควงจรเอจิจีจะอยู่หลังส่วนวงจรขยายซึ่งบางครั้งอาจทำให้วงจรทำงานได้ช้าเกินไปหรือควบคุมไม่ทันถ้าระดับสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว แต่ถ้าหากเราใช้วิธีการฟอร์เวิร์ดเอจิจี ซึ่งจะทำการดีเทคสัญญาณที่เข้ามาในภาคแรกก่อน แล้วจึงส่งแรงดันนี้ไปควบคุมวงจรขยายซึ่งอยู่ภาคถัดมาดังรูปที่ 2.33 ทำให้วงจรขยายปรับอัตราขยายรอรับได้ทันกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ทันที



รูปที่ 2.32 ลักษณะการควบคุมอัตราขยายของเครื่องรับ โดยวงจรเอจีซีชนิดต่างๆ

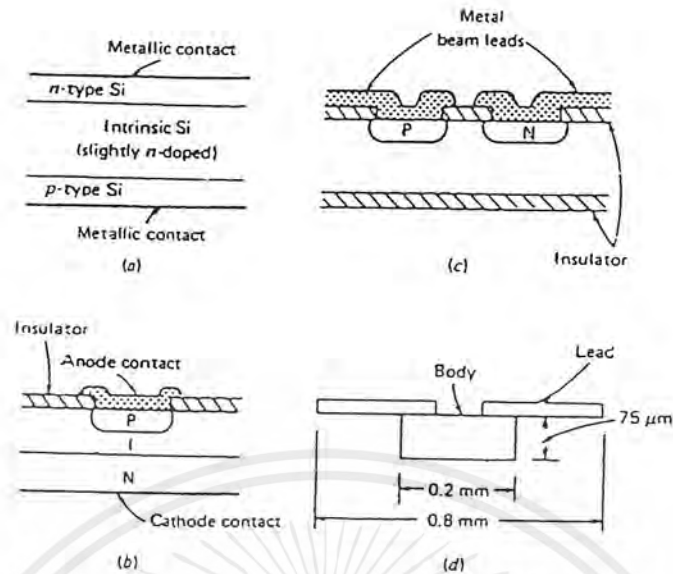


รูปที่ 2.33 วงจรเอจีซีแบบฟอร์เวิร์ด

### พินไดโอด (Pin Diode)

พินไดโอดเป็นไดโอดที่มีโครงสร้าง 3 ส่วน คือ ชั้น P และชั้น N สารกึ่งตัวนำที่ใช้จะเป็นซิลิคอน ส่วนชั้น I จะเป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ใกล้เคียงกับอินทริเนติก (Intrinsic) คือ ไม่มีทั้งอิเล็กตรอนและโฮล อยู่ภายใน จึงเป็นชั้นที่มีความต้านทานเชิงไฟฟ้าสูงมาก โครงสร้างเป็นดังรูปที่ 2.34 พินไดโอดนี้ในสภาพที่มีไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias) อิเล็กตรอนที่อยู่ในชั้น N และ โฮลที่อยู่ในชั้น P จะถูกดูดเข้าหาอิเล็กโทรด ทำให้เกิดชั้นที่ปลอดภ้ยจากอิเล็กตรอนและ โฮลกว้างขึ้นจากความกว้างของชั้น I ในสภาพไบอัสย้อนกลับนี้ สัญญาณไมโครเวฟซึ่งมีระดับต่ำเมื่อเทียบกับแรงดันไบอัส ก็จะมองเห็นพินไดโอดเหมือนคาปาซิเตอร์ตัวหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 โครงสร้างของพินไดโอด

ในกรณีที่มีการไบอัสไปด้านหน้า อิเล็กตรอนในชั้น N และโฮลในชั้น P จะแพร่เข้าสู่ชั้น I รวมตัวสูญหายไปบนชั้น I แต่เนื่องจากอายุของอิเล็กตรอนและโฮลในชั้น I จะยาวกว่าค่าของสัญญาณไมโครเวฟมาก ดังนั้นเมื่อมองจากสัญญาณไมโครเวฟก็เห็นเหมือนกับมีความต้านทานต่ออนุกรมอยู่ โดยที่ความต้านทานนี้มีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามความหนาแน่นของพาหะมีอยู่ในชั้น I ซึ่งหมายถึง จะมีการเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันไบอัสที่คร่อมชั้นไดโอดอยู่ จากปรากฏการณ์ที่กล่าวมานี้ทำให้พินไดโอดมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ควบคุมได้ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไบอัส

พินไดโอดมีคุณสมบัติหลายประการดังนี้คือ

1. มีค่าสเตรย์คาปาซิแตนซ์ต่ำ
2. มีค่าอินดักแตนซ์ต่ำ
3. ทนต่อแรงดันย้อนกลับได้สูง
4. ค่าความต้านทานจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณ RF
5. ทำงานเป็นความต้านทานบริสุทธิ์ในย่านความถี่ RF
6. ค่าความต้านทานที่มองจากสัญญาณ RF จะเปลี่ยนแปลงได้ในช่วงไม่กี่โอห์มจนถึงหลายๆ กิโลโอห์มเมื่อเปลี่ยนแรงดันไบอัส

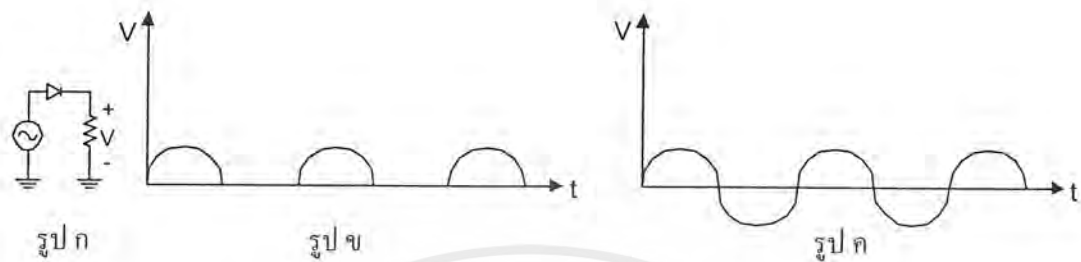
จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นนี้ทำให้พินไดโอดสามารถใช้งานในย่านความถี่ไมโครเวฟลักษณะต่อไปนี้คือ ใช้เป็นตัวลดทอนสัญญาณแบบปรับค่าได้ ใช้เป็นสวิตช์และใช้เป็นชิ้นส่วนในวงจรมอดูเลเตอร์ เป็นต้น

#### ข้อดีที่ไดโอด

ที่ความถี่ต่ำการทำงานของไดโอดเรียงกระแสสามารถเปลี่ยนสถานะไปมาระหว่างนำกระแสและไม่นำกระแส ตามการเปลี่ยนแปลงการไบอัสของไฟที่ป้อนให้มันได้ดังรูป 2.35(ข) เพราะการเปลี่ยนแปลงไบอัสเป็นไปอย่างช้าๆ แต่ที่ความถี่สูงขึ้น(มากกว่า 1 เมกกะเฮิรตซ์) การเปลี่ยนสถานะไปสู่การหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสที่มันไม่สามารถทำได้เร็วขึ้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสย้อนกลับในช่วงเริ่มต้นของการไบอัสกลับดังรูป 2.35(ค) การนำกระแสในช่วงไบอัสกลับจะมากขึ้นจนในที่สุด ไดโอดจะทำงานเป็นตัวเรียงกระแสไม่ได้



รูปที่ 2.35 การทำงานของไดโอด

การไบอัสตรงให้กับไดโอด จะเกิดอิเล็กตรอนอิสระวิ่งข้ามรอยต่อและหลังจากนั้นอีกช่วงเวลาสั้นๆ อิเล็กตรอนอิสระเหล่านี้จะไปรวมตัวกับโฮล เวลาในช่วงสั้นๆ นี้เรียกว่า ช่วงชีวิต (Life Time) ซึ่งหมายความว่า จะมีช่วงระยะเวลาสั้นๆ เวลาหนึ่งที่มีอิเล็กตรอนอิสระถูกสะสมไว้ในสาร P (อิเล็กตรอนวิ่งจากสาร N มาสาร P) ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า ประจุสะสม (Charge Storage) ในช่วงเวลาที่มีอิเล็กตรอนอิสระเกิดขึ้นนี้ เราไบอัสกลับให้กับไดโอดในทันที เช่นการป้อนความถี่สูงๆ ให้กับไดโอด อิเล็กตรอนอิสระนี้จะวิ่งย้อนกลับได้ ช่วงเวลาที่ยอมให้เกิดกระแสย้อนกลับประมาณเท่ากับช่วงชีวิต ถ้าช่วงชีวิตยิ่งมากเท่าไรเวลาที่เกิดกระแสย้อนกลับนี้ก็จะยิ่งมาก

ขอตักไดโอดใช้โลหะเช่น แพลททินัม , เงิน เป็นต้นด้านหนึ่งของไดโอดแล้วได้ปซิลิกอนที่เป็นสาร N ไปที่อีกด้านหนึ่งของไดโอด เมื่อไดโอดไม่ได้ถูกไบอัสอิเล็กตรอนอิสระในสาร N จะอยู่ในวงโคจรรอบนิวเคลียสเป็นวงที่เล็กกว่าอิเล็กตรอนอิสระที่โคจรในโลหะ ค่าความแตกต่างของวงโคจรนี้เรียกว่า ขอตักแบร์เรียร์ (Schottky Barrier) เมื่อได้รับไบอัสตรงอิเล็กตรอนอิสระในสาร N จะมีระดับพลังงานที่สูงขึ้น แล้วขึ้นไปอยู่ในวงโคจรที่สูงพอจะวิ่งข้ามรอยต่อไปยังด้านที่เป็นโลหะได้ แต่โลหะนั้นไม่มีโฮลจึงไม่มีทั้งเขตปลอดพาหะ และ ประจุสะสม ดังนั้นช่วงชีวิตมีค่าประมาณศูนย์ ด้วยเหตุนี้ขอตักไดโอดจึงสามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่าไดโอดเรียงกระแสทั่วไปมาก

ขอตักไดโอดสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่า 300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ขอตักไดโอดสามารถทำงานเรียงกระแสรูปซายน์แบบครึ่งคลื่นได้อย่างสมบูรณ์ แม้ว่าความถี่ที่ใช้งานจะเป็น 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันสามารถทำงานที่ความถี่สูงมาก จึงถูกนำไปใช้เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในวงจรดิจิทัลความเร็วสูง เช่นตระกูล STTL (Schottky Transistor Logic) ซึ่งมีความเร็วในการทำงานของวงจรพวกนี้ถูกกำหนดด้วยความเร็วในการสวิตช์เปิดและปิด

## 2.7 หลักการการมอดูเลตแบบ บีพีเอสเค(BPSK)

การมอดูเลชันแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาห้หรือที่เรียกชื่อย่อว่าพีเอสเค นั้น เป็นการนำเอาสัญญาณดิจิทัลมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาห้ ในกรณีของสัญญาณดิจิทัลแบบ M ระดับเฟสของสัญญาณพาห้ก็จะถูกแบ่งเป็น M ค่า เพื่อใช้แทนสัญญาณแต่ละระดับ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะเขียนได้ในรูป

$$X_c(t) = A_c \sum_k \cos(\omega_c t + \phi_k) P(t - kD) \quad (2.80)$$

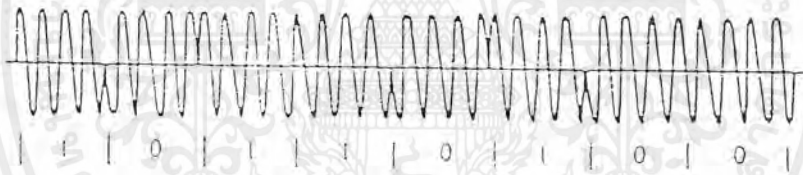
โดยที่

$$\phi_k = \frac{\pi(2a_k + 1)}{M} \quad a_k = 0, 1, 2, 3, \dots, M-1 \quad (2.81)$$

และ  $p(t-kD)$  แสดงสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเป็น 1 และกว้างเท่ากับ D ลักษณะของสัญญาณพีเอสเคในสมการที่ (2-80) แสดงว่าเฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณดิจิทัลและขนาดของสัญญาณพาห้จะไม่เปลี่ยนแปลง ในกรณีที่สัญญาณ 2 ระดับ เฟสของสัญญาณ 0 กับ 1 ก็จะอยู่ตรงข้ามกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.36

ถ้าทำการกระจาย  $\cos(\omega_c t + \phi_k)$  ในสมการที่ 2.80 จะพบว่าสมการที่ 2.80 นี้สามารถเขียนได้ในรูปของสัญญาณอินเฟสและควอดราเจอร์เฟสดังนี้

$$x_c(t) = A_c \sum_k p(t - kD) \cos \phi_k \cos \omega_c t - A_c \sum_k p(t - kD) \sin \phi_k \sin \omega_c t \quad (2.82)$$

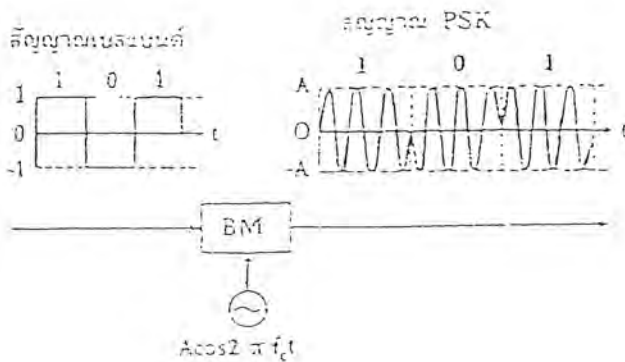


รูปที่ 2.36 รูปที่คลื่นของกรณีสัญญาณพีเอสเคแบบ 2 ระดับ

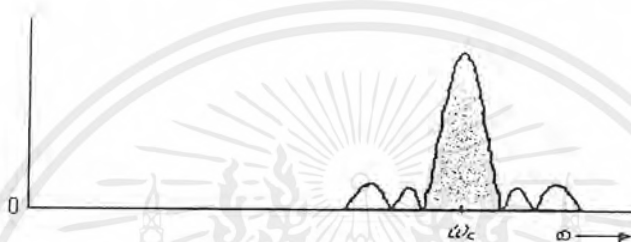
### หลักการของ ไบนารีพีเอสเค(Binary PSK)มอดูเลเตอร์

มอดูเลเตอร์จะทำการมอดูเลตสัญญาณพีเอสเคจะใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมดุล สมมติว่าสัญญาณดิจิทัลอยู่ในรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีแอมพลิจูด(Amplitude) เท่ากับ 1 สำหรับรหัส 1 และมีแอมพลิจูดเท่ากับ -1 สำหรับรหัส 0 เมื่อคลื่นสี่เหลี่ยม(Square wave)นี้ถูกผสมคลื่นโดยสัญญาณพาห้  $A \cos 2\pi f_c t$  ผ่านวงจรมอดูเลเตอร์แบบสมดุล สัญญาณพีเอสเคที่ได้แสดงดังรูปที่ 2.36

สัญญาณพีเอสเคสำหรับรหัส 1 จะเป็น  $S(t) = 1 * A \cos 2\pi f_c t = A \cos 2\pi f_c t$  ส่วนสัญญาณพีเอสเคสำหรับรหัส 0 จะเป็น  $S(t) = -1 * A \cos 2\pi f_c t = -A \cos 2\pi f_c t$  ซึ่งสามารถเขียน  $-A \cos 2\pi f_c t = A \cos(2\pi f_c t + \pi)$  ตามหลักการนี้แสดงว่าสำหรับรหัส 0 เฟสของสัญญาณพาห้จะเปลี่ยนไป 180 องศา ซึ่งเห็นได้จากรูปที่ 2.37



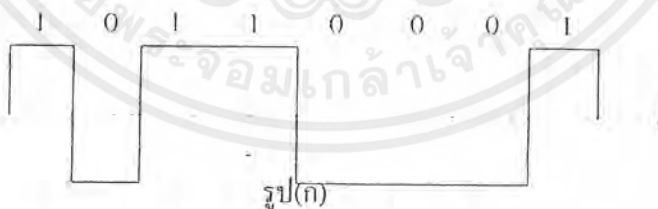
รูปที่ 2.37 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล



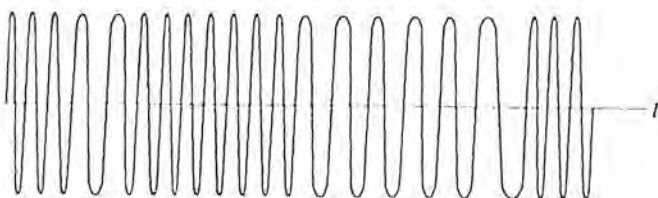
รูปที่ 2.38 พีเอสเคของสัญญาณบีทีเอสเค

2.7 หลักการของไบนารีเฟสเค (Binary FSK) มอดูเลเตอร์

ถ้าคลื่นพาห้ที่มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูล  $y(t)$  ถูกส่งโดยการมอดูเลตความถี่ เราเรียกแบบการส่งสัญญาณนี้ว่า เฟรียควนซีชิฟต์คีย์อิง (frequency-shift keying) หรือที่นิยมเรียกย่อว่า เอฟเอสเค (FSK) ซึ่งสัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นดังรูปที่ 2.39 ตามวิธีการส่งสัญญาณเช่นนี้ รหัส 1 จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นความถี่คลื่นพาห้ภายในเท่ากับ  $\omega_{c1}$  และรหัส 0 จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห้ภายในเท่ากับ  $\omega_{c0}$  ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณ  $y(t)$  จะถูกฝากไปกับค่าความถี่คลื่นพาห้ภายในคลื่นพัลส์นี้



รูป(ก)

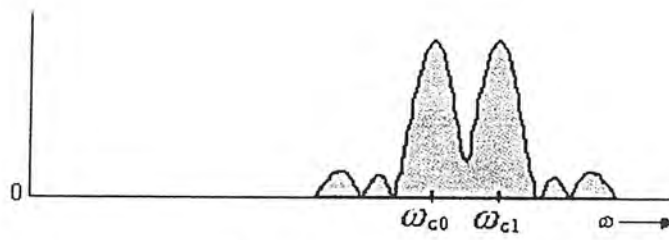


รูป(ข)

รูปที่ 2.39 (ก)สัญญาณข้อมูลดิจิทัล

(ข)สัญญาณเอฟเอสเค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 สเปกตรัมสัญญาณ FSK



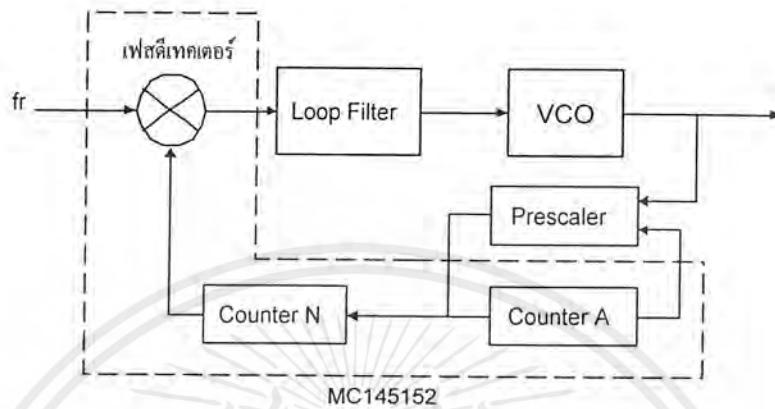
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

## การคำนวณและการสร้าง

## 3.1 วงจรสังเคราะห์ความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรมงจรสังเคราะห์ความถี่

มีส่วนที่สำคัญดังนี้คือ

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรเฟรสเกตเตอร์แบบสอง โมดูลัส
3. วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)
4. วงจรลูปฟิลเตอร์

### 3.1.1 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน

ออกแบบวงจรวีซีโอ แบบ คอลพิทออสซิลเลเตอร์ โดยใช้ เจเฟท เบอร์ J310 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอทท์พุท หรือ  $I_D$  กับแรงดันที่ใช้ควบคุมการเปลี่ยนแปลงหรือ  $V_{GS}$  เป็นไปตามสมการกฎกำลังสอง

$$I_{DS} = I_{DSS} [1 - (V_{GS}/V_p)]^2 \quad (3.1)$$

การคำนวณหาจุด Q ของวงจรวีซีโอ จะใช้สมการกฎกำลังสอง และสมการโหลดไลน์ (Load Line) ของไบอัสตัวเอง (self-bias) คือ

$$V_{GS} = -I_D * R_s \quad (3.2)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆของเจเฟท เบอร์ J310 จาก คาต้าชีท ดังนี้

$$I_{DSS} = 40 \text{ mA}$$

$$V_p = -4 \text{ V}$$

$$R_s = 100 \text{ โอห์ม}$$

ทำการแก้สมการเพื่อหาจุด Q ดังนั้นจะได้ค่าต่างดังนี้

$$I_{DQ} = 15.278 \text{ mA}$$

$$V_{GSQ} = -1.5278 \text{ V}$$

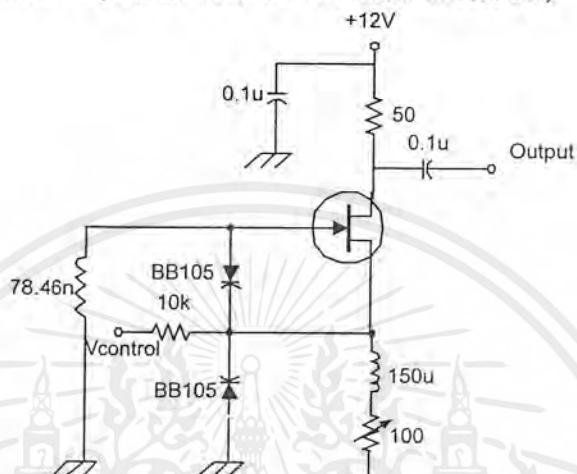
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และคำนวณหาค่า  $L$ ,  $C_1$  และ  $C_2$  ได้จากสมการ

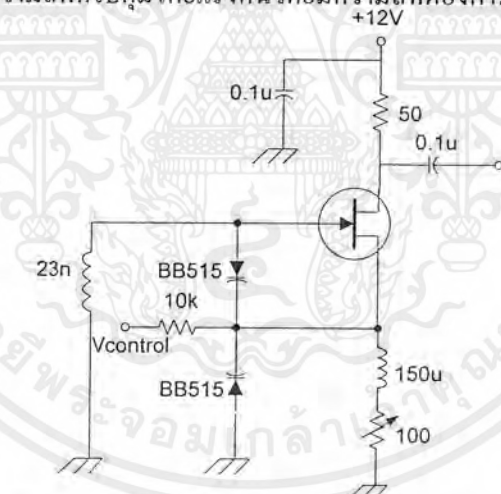
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (3.4)$$

โดย  $f$  คือ ความถี่ที่ต้องการ ( 200 เมกกะเฮิรตซ์ และ 300 เมกกะเฮิรตซ์ )



รูปที่3.2 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 200 เมกกะเฮิรตซ์

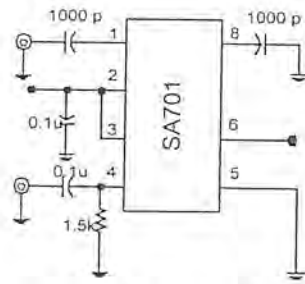


รูปที่3.3 วงจรกำเนิดความถี่ที่ควบคุมโดยแรงดัน โดยมีช่วงความถี่ที่ต้องการที่ 200-300 เมกกะเฮิรตซ์

### 3.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

เป็นวิธีที่จะทำให้ระบบสังเคราะห์ความถี่ผลิตความถี่สูงมากได้อีกวิธีหนึ่ง โดยในวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิรตซ์ ใช้ไอซีเบอร์ SA701 ซึ่งจะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน หมายถึงมีการทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ครั้ง ด้วยค่า 2 ค่าสลับกันไปในไอซีตัวเดียว ซึ่งไอซีตัวนี้จะหารได้ 2 ค่า คือ 64 และ 65 นิยมเรียกไอซีชนิดนี้ว่า พรีสเกลเลอร์ชนิดสองโมดูลัส ( dual modulus prescaler )

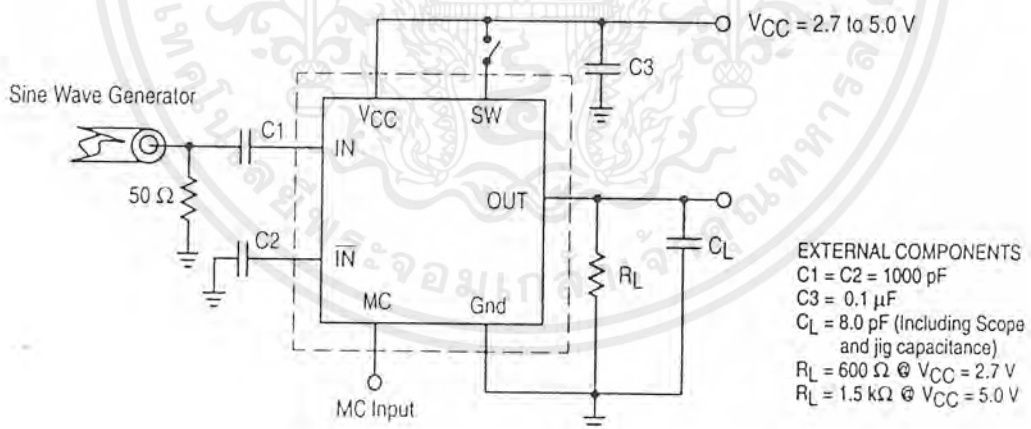
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรหารเฟสแกลเลอรีไอซีเบอร์ SA701

จากรูปวงจรให้ป้อนไฟเลี้ยง 5 โวลต์ ให้แก่วงจร โดยต่อเข้าที่ขา 2 ส่วนขา 3 จะเป็นตัวเลือกโหมดการหารซึ่งเราสามารถเลือกได้โดยใส่สัญญาณ ระดับสูง(high) หรือ ระดับต่ำ(low) (ดูรายละเอียดใน data sheet) ในวงจรจะเลือกการหาร 64/65 ส่วนขา 6 จะต่อกับไอซี 145152-2 เพื่อเป็นตัวโปรแกรมว่าขณะนั้นเฟสแกลเลอรีหารด้วยค่าอะไร (64 หรือ 65) ขา 1 จะนำสัญญาณที่ได้จากวงจรวีซีโอ เข้ามาเป็นอินพุตของตัวไอซี โดยสัญญาณที่จะป้อนให้วงจรเฟสแกลเลอรีนั้นควรมีกำลังงานประมาณอยู่ในช่วง  $-5$  dBm ถึง  $0$  dBm ดังนั้นเอาท์พุทจากวงจร VCO จะต้องต่อผ่านวงจรลดทอนสัญญาณก่อน เพื่อให้ power ลดลงก่อนที่จะต่อเข้าไปเป็นอินพุตให้แก่ไอซี

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกะเฮิรตซ์ จะใช้ไอซีเบอร์ MC12033A หลักการจะเช่นเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น



รูปที่ 3.5 วงจรหารเฟสแกลเลอรีไอซีเบอร์ MC12033A

เอาท์พุทของวงจรเฟสแกลเลอรีที่ออกทางขา 4 ซึ่งจะต่อเข้าไปเป็นอินพุตให้แก่วงจรเปรียบเทียบเฟสต่อไปนั้น จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม และมีความถี่เป็นไปตามสมการดังนี้

$$f_{out} = \frac{f_{in}}{n} \quad (3.5)$$

$$n = 64 \text{ เมื่อ } MC = 0$$

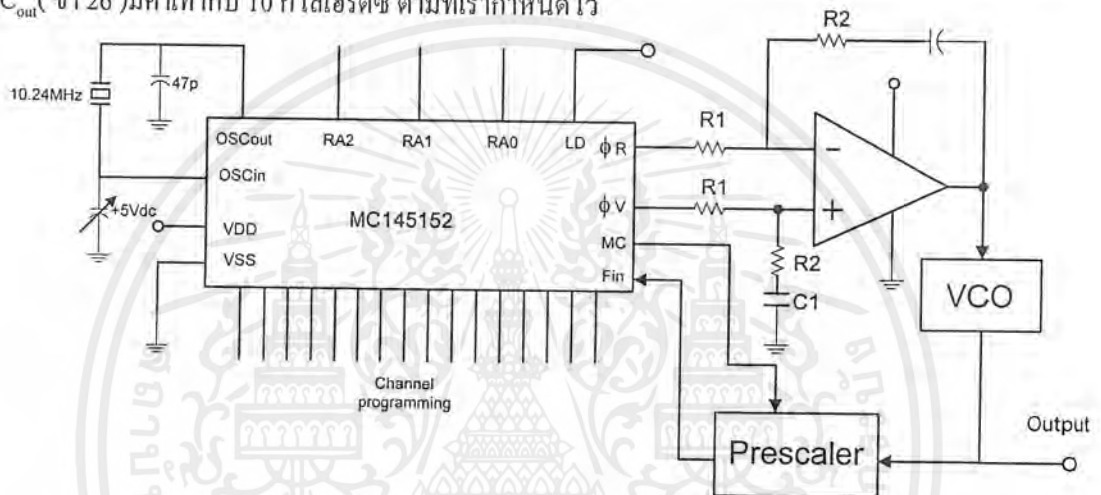
$$n = 65 \text{ เมื่อ } MC = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.3 วงจรเปรียบเทียบเฟส

เป็นวงจรที่ใช้เพื่อเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากวงจรวีซีโอกับเฟสของความถี่อ้างอิงโดย วงจรสังเคราะห์ความถี่จะสามารถผลิตความถี่ได้ตรงตามความถี่ที่เราต้องการก็ต่อเมื่อเฟสของทั้งสองส่วนนี้เท่ากัน ในการทดลองนี้จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ซึ่งเป็นไอซีที่สามารถโปรแกรมได้ 16 บิต โดย 10 บิตบนจะกำหนดจาก N เคา์เตอร์ และ 6 บิตล่างจะกำหนดจาก A เคา์เตอร์

การออกแบบเรากำหนดให้ภายในไอซีมีความถี่อ้างอิง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งในส่วนความถี่อ้างอิงนี้ จะใช้คริสตัลอสซิลเลเตอร์ 10.24เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นตัวอ้างอิงโดยเราจะสามารถหารความถี่ของ คริสตัล ออสซิลเลเตอร์ให้มีความถี่เท่ากับความถี่อ้างอิงที่เราต้องการคือ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้โดยการกำหนดค่า RA0 , RA1 , RA2 ซึ่งจะต่อเข้ากับขา 4 , 5 , 6 ของตัวไอซีเป็นค่า 1 0 1 ก็จะทำให้ได้ค่าความถี่อ้างอิงออกที่ขา OSC<sub>out</sub> (ขา 26) มีค่าเท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตามที่เรากำหนดไว้



รูปที่ 3.6 บล็อกของวงจรเฟสล็อกคูลูป

การที่เราจะโปรแกรมให้วงจรสามารถผลิตความถี่ที่เราต้องการนั้น สามารถคำนวณได้จาก

สมการ

$$N_t = NP + A \quad (3.6)$$

โดยที่  $N_t$  คือ ความถี่ที่เราต้องการ หารด้วยค่าความถี่อ้างอิง

$N$  คือ ตัวโปรแกรม  $N_0 - N_9 = 10$  บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 63-1023

$A$  คือ ตัวโปรแกรม  $A_0 - A_5 = 6$  บิต ซึ่งเป็นตัวหารตั้งแต่ 0-63

$P$  คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์

ยกตัวอย่างการออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ จะได้ค่าต่างๆดังนี้

$$N_t = 200 \text{ MHz} / 10 \text{ kHz} = 20000$$

$$P = 64$$

$$N = 312$$

$$A = 32$$

ค่า  $N$  และ  $A$  นี้เราจะป้อนโดยการโปรแกรมจากดิพสวิทช์ ( DIP Switch ) ดังนั้นจึงต้องทำการแปลงให้เป็นค่าในเลขฐานสองก่อน คือ

$$N = 312 = 0100111000$$

$$A = 32 = 100000$$

( สำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 MHz ก็ใช้วิธีเดียวกัน )

โดย  $N$  จะเป็น 10 บิตบน และ  $A$  จะเป็น 6 บิตล่าง ซึ่งเมื่อเรียงกันจะได้เป็น 0100111000100000 โดยตัวเลขด้านขวามือสุดคือค่า  $A_0$  ซึ่งจะต้องต่อขา 23 ของไอซี และตัวแรกด้านซ้ายมือสุดจะเป็นค่า  $N_9$  ซึ่งจะต้องต่อขา 20 ของตัวไอซี ( ซึ่งการนับจะนับจากขวาไปซ้ายโดยเริ่มจาก  $A_0$  ไปจนถึง  $A_5$  และ ต่อด้วย  $N_0$  จนถึง  $N_9$  ตามลำดับ ) และต้องป้อนไฟเลี้ยง 5 โวลต์ให้แก่วงจร โดยต่อขา  $V_{DD}$  ( ขา 3 ) ส่วนขา  $VSS$  ( ขา 2 ) จะต่อลงกราวด์ สัญญาณอินพุตจากพริสเกลเลอร์จะถูกขับปลิงเข้ามาทางขา  $f_{in}$  ( ขา 1 ) สัญญาณอินพุตนี้จะเป็นเหมือนสัญญาณนาฬิกา เข้าไปทริกให้หารด้วย  $N$  และ  $A$  ขา  $\phi_R$  ( ขา 7 ) และขา  $\phi_V$  ( ขา 8 ) นั้นจะต่อเข้าเป็นอินพุตของวงจรรูปฟิลเตอร์ซึ่งถ้าความถี่  $f_V$  มากกว่า  $f_R$  หรือถ้าเฟสของ  $f_V$  นำอยู่จะทำให้  $\phi_V$  เป็นสัญญาณระดับสูงตลอด แต่ก็จะมีช่วงหนึ่งที่เป็นสัญญาณระดับต่ำ คือช่วงที่ทั้งสองเป็นสัญญาณระดับต่ำพร้อมกัน ซึ่งความต่างเฟสของ ขา  $\phi_R$  และขา  $\phi_V$  จะถูกเปลี่ยนเป็นค่าไฟตรงเพื่อส่งไปชดเชยที่วงจรวีซีโอ ให้ผลิตความถี่ได้ตรงตามที่เรากำลังต้องการ

ส่วนขา  $MC$  ( ขา 9 ) นั้นจะต่อไปยังวงจรรีเฟสเกลเลอร์เพื่อกำหนดว่าขณะนั้นพริสเกลเลอร์จะต้องการหารด้วยค่าอะไร โดยสัญญาณที่ออกจากขา  $MC$  จะเป็นสัญญาณสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยเริ่มต้นจะมีระดับสัญญาณต่ำกว่าเคาน์เตอร์  $A$  จะนับลดลงไปด้วย เพราะฉะนั้นเมื่อ  $A$  นับลดลงจนเป็น 0 แล้ว  $N$  จะต้องนับอีก (  $N-A$  ) ครั้งจึงเท่ากับ 0 และ  $MC$  จะกลับไปเป็นสัญญาณระดับต่ำอีกครั้งเมื่อเคาน์เตอร์ถูกรีเซ็ตด้วยค่าโปรแกรมไว้อีกครั้ง

ขา  $LD$  ( Lock Detector Output ) ขา 28 จะเป็นขาที่ใช้ในการตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่สามารถผลิตความถี่ ได้ตรงตามที่เรากำลังต้องการหรือไม่ โดยถ้าสัญญาณที่ขานี้เป็นสัญญาณระดับสูงก็แสดงว่า  $f_R$  และ  $f_V$  เฟสและความถี่ตรงกันแล้ว นั่นคือวงจรนี้สามารถผลิตความถี่ที่เราต้องการได้อย่างถูกต้อง และ เทียงตรงแล้ว ( รายละเอียดของขาต่างๆของไอซีสามารถดูได้จาก คาต้าชีท )

### 3.1.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 MHz

ใช้ ออปแอมป์เบอร์ 358 ซึ่งวงจรนี้ซึ่งวงจรนี้จะนำเอาสัญญาณ  $\phi_V$  และ  $\phi_R$  จากวงจรเปรียบเทียบเฟสต่อเข้ามาเป็นอินพุต โดย  $\phi_V$  ต่อเข้ามาขา 3 และ  $\phi_R$  ต่อเข้ามาขา 2 เพื่อทำการเปรียบเทียบเฟสและแปลงค่าความแตกต่างออกมาเป็นไฟตรงเพื่อต่อไปชดเชยให้แก่วงจรวีซีโอ เพื่อให้วงจรวีซีโอ สามารถผลิตความถี่ได้ตรงที่เราต้องการ และวงจรนี้ยังทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกด้วย

การคำนวณค่าต่างๆที่ต่อในวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{NCR_1}}$$

$$K_{VCO} = 37.12105 \text{ Mrad/V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.706$$

$$f_b = 0.01f_s = 001 \times 10 \times 10^3 = 100\text{Hz}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{((2\xi^2 + 1)^2 + 1)}}} = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(1)^2 + 1 + \sqrt{(2(1)^2 + 1)^2 + 1}}}$$

$$= 287.69 \text{ rad/sec}$$

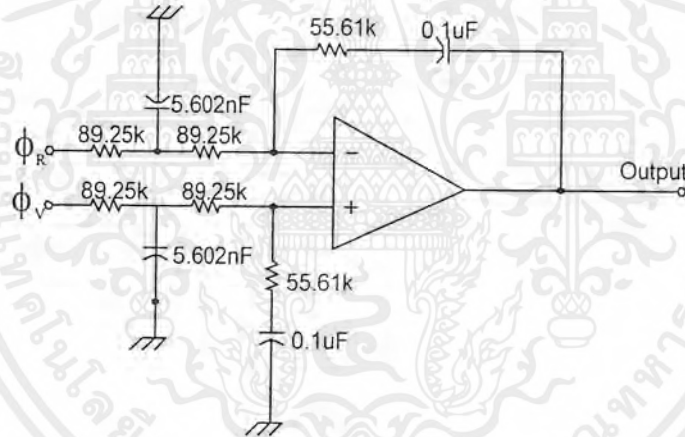
$$N_i = \frac{200\text{MHz}}{10\text{kHz}} = 20,000$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_i} = 178.506\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 55.61\text{k}\Omega$$

$$C_c = \frac{1}{10R_1 f_b} = 5.602\text{nF}$$

เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูป



รูปที่ 3.7 วงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรตั้งคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิรตซ์

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_\phi K_{VCO}}{CNR_1}}$$

$$K_{VCO} = 37.7619\text{Mrad/V}$$

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.796$$

$$f_b = 0.01f_s = 001 \times 10 \times 10^3 = 100\text{Hz}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{((2\xi^2 + 1)^2 + 1)}}} = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(1)^2 + 1 + \sqrt{(2(1)^2 + 1)^2 + 1}}}$$

$$= 287.69 \text{ rad/sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

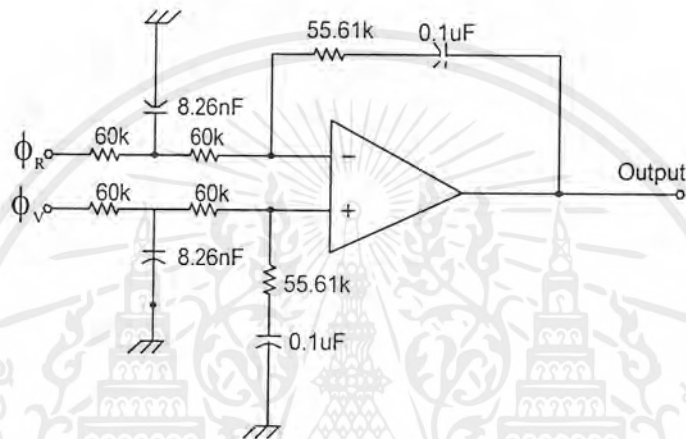
$$N_t = \frac{300\text{MHz}}{10\text{kHz}} = 30,000$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} = 121.06\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\xi}{\omega_n C_1} = 55.615\text{k}\Omega$$

$$C_c = \frac{1}{10R_1 f_b} = 8.2604\text{nF}$$

เพราะฉะนั้นจะได้วงจรตามรูป

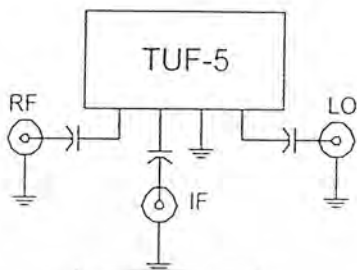


รูปที่ 3.8 วงจรลูปฟิลเตอร์

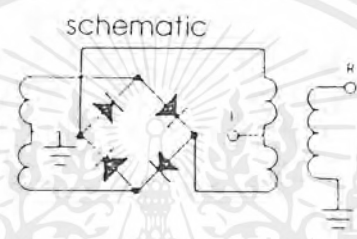
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรมิกเซอร์

ใช้ไอซีเบอร์ TUF-5 โดยให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่ RF และให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่ LO ต่อวงจรดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรมิกเซอร์



รูปที่ 3.10 วงจรภายในไอซีเบอร์ TUF-5

จะได้เอาที่พุด IF ออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของ RF และ LO เท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาที่พุดจากวงจรนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อกรองเอาฮาร์โมนิคต่างๆ ทิ้งไป

### 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF)

โดยเราจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัทเทอร์เวิร์ท (Butterworth Filter) ซึ่งมีคุณสมบัติทางความถี่ตอบสนองที่ราบเรียบ โดยเลือกค่า Q ได้พอสมควร

เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์ (คิดเสมือนนำความต้านทาน 1 โอห์มหันไปต่อ) จะได้

$$A_k = 2 \sin[(2k - 1)\pi/2n]$$

โดย n = จำนวนอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

$A_k$  = ค่ารีแอคแตนซ์ ที่แต่ละค่าของ k

N	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$
2	1.4142	1.4142					
3	1.0000	2.0000	1.0000				
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450
N	$L_1$	$C_2$	$L_3$	$C_4$	$L_5$	$C_6$	$L_7$

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $n$  เป็นจำนวนออร์เดอร์

จากการ scaling จะได้ว่า

$$L_{new} = \frac{K_m}{K_f} L_{old}$$

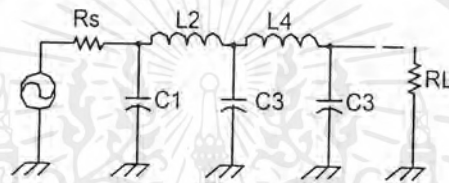
$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old}$$

เมื่อ  $K_m$  คือ ค่าที่กำหนด (ในที่นี้ให้เท่ากับ 50)

$K_f$  คือ  $2\pi f_c$

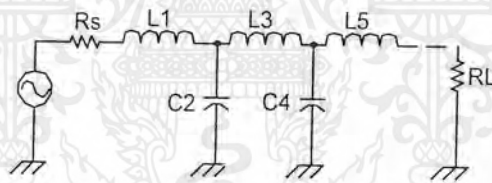
ในการต่อวงจรเราสามารถเลือกต่อได้ 2 แบบคือ

1. แบบที่มีจำนวน C มากกว่า L ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่มีจำนวน C มากกว่า L

2. แบบที่มีจำนวน L มากกว่า C ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบที่มีจำนวน L มากกว่า C

ในการทดสอบเลือกต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ออร์เดอร์ที่ 7 แบบที่มีจำนวน C มากกว่า L โดยใช้ค่าความถี่คutoff ( $f_c$ ) หลายค่าเพื่อให้เหมาะสมกับความถี่ที่จะเลือกใช้ ซึ่งสามารถคำนวณค่าต่าง ๆ ได้ดังนี้

$f_c$	$C_1$	$L_2$	$C_1$	$L_2$	$C_1$	$L_2$	$C_1$
10MHz	141.6pF	1uH	573.5pF	1.59uH	573.5pF	1uH	141.6pF
30MHz	47.21pF	330.77nH	191.18pF	530.51nH	191.18pF	330.77nH	47.21pF
50MHz	28nF	198nH	114.7pF	318.3nH	114.7pF	198nH	28pF
100MHz	14.164pF	99.23nH	56.6pF	159.15nH	56.6pF	99.23nH	14.164pF

ตารางที่ 3.2 ค่า คาปาซิแตนซ์ และ ค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณแบบตัววิดท์กว้าง

ควรทำการเลือกทรานซิสเตอร์ที่จะใช้งานก่อน ในที่นี้เลือกใช้ BFR 90 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

$$f_t = 5 \text{ GHz ที่ } I_c = 14 \text{ mA}_{dc}$$

$$V_{CEO} = 15 \text{ V}_{dc}$$

$$I_{c \text{ max}} = 30 \text{ mA}_{dc}$$

$$\text{พาวเวอร์ดิสซิเพชัน} = 180 \text{ mW}$$

การออกแบบเลือกให้วงจรมีกำลังขยายเท่ากับ 20 dB หรือ 10 เท่า จะได้ว่า

$$\text{Gain} = \frac{R_{E1} + R_{F1}}{R_{E1}} = 10$$

การวิเคราะห์ทางเอซี

$$\text{เลือก } R_{E1} = 10 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{ได้ } R_{F1} = 90 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{เลือก } R_{E2} = 210 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{และ } R_{F2} = 3000 \text{ โอห์ม}$$

$$\text{ดังนั้น } R_{in} = 50.95 \text{ โอห์ม}$$

$$R_{out} = 53.59 \text{ โอห์ม}$$

การวิเคราะห์ทางดีซี

เลือกให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 รับภาระน้อยกว่าตัวที่ 2 โดยกำหนดให้  $V_{CC} = 12$  โวลต์ และ

$$\beta = 113 \text{ เท่า (จากการวัดจริง)}$$

$$I = 10 \text{ mA}_{dc}$$

$$I = 15 \text{ mA}_{dc}$$

กำหนด  $V_{C2} = 7.5$  โวลต์

ได้  $V_{E1} = 0.1$  โวลต์ ทำให้  $V_{B1} = 0.8$  โวลต์

$$V_{E2} = 3.15 \text{ โวลต์ ทำให้ } V_{B2} = 3.85 = V_{C1}$$

เป็นผลให้  $R_{C1} = 815$  โอห์ม

$$R_{C2} = 300 \text{ โอห์ม}$$

เลือก RFC โขด  $\approx 560 \mu\text{H}$

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

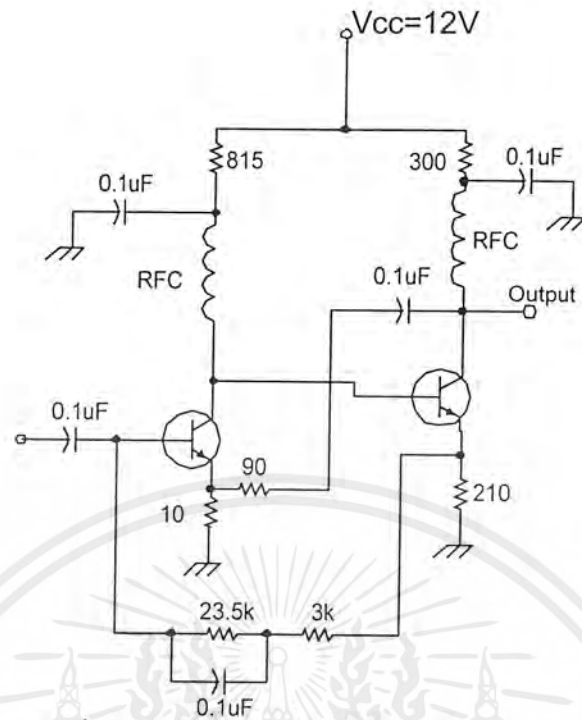
$$C_o = 0.1 \mu\text{F}$$

ทำการบายพาส RF ด้วย ค่าตัวเก็บประจุ  $= 0.1 \mu\text{F}$

$$C_p = 0.1 \mu\text{F} \text{ บายพาสเอซี}$$

$$C_D = 0.1 \mu\text{F} \text{ กันดีซี ให้ ไซอัส ง่ายขึ้น}$$

ดังนั้น รูปวงจรมอบรูปไว้ดังรูป

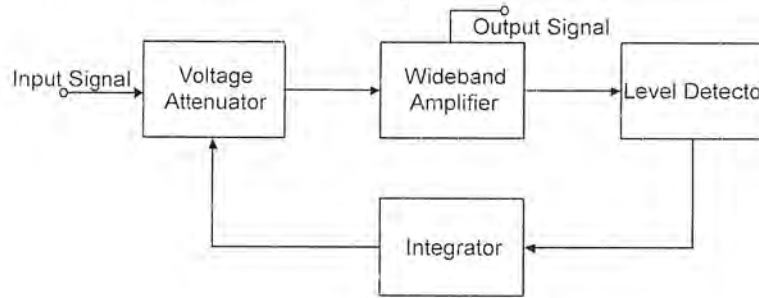


รูปที่ 3.13 วงจรขยายสัญญาณแบนด์วิดท์กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

วงจรเอจีซีประกอบด้วยบล็อกไดอะแกรมที่สำคัญดังต่อไปนี้

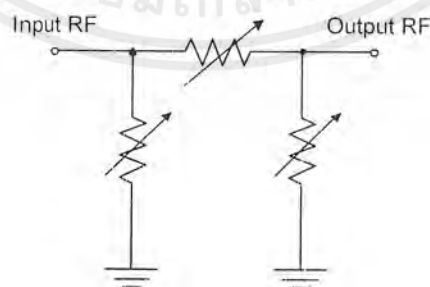


รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมวงจรเอจีซี

หลักการการทำงานของระบบคือสัญญาณอินพุตที่ได้มาจากวงจรส่วนหน้านั้นมีขนาดไม่เท่ากันจะถูกปรับขนาดของแอมพลิจูดด้วยวงจรลดทอนสัญญาณ ซึ่งจะทำการลดทอนสัญญาณในอัตราที่ไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับแรงดันที่มาควบคุม แรงดันที่มาควบคุมนั้น ได้มาจากการตีเทคนิคนาของสัญญาณอินพุตนั่นเอง แต่สัญญาณที่เข้าวงจรตีเทคนิคระดับแรงดันจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะตีเทคนิคนาออกเป็นไฟตรงได้ จึงต้องขยายสัญญาณก่อนเข้าวงจรตีเทคนิคระดับแรงดันด้วยวงจขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างแรงดันไฟตรงที่ตีเทคนิคนาออกมาได้จะถูกกรองให้เรียบสม่ำเสมอและปรับระดับแรงดันด้วยวงจรอินทิเกรตเอทีเออีครั้งหนึ่ง การทำงานของระบบจะเป็นดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.14

#### 3.5.1 วงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน

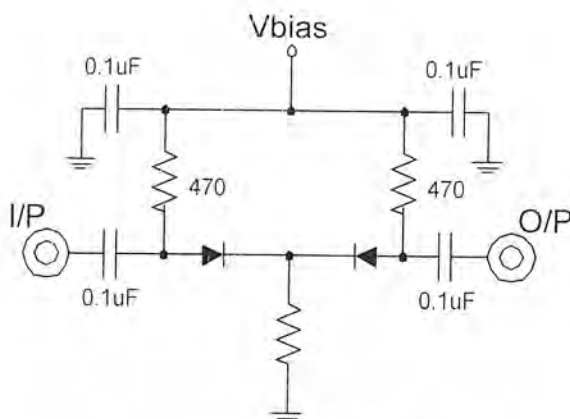
วงจรลดทอนสัญญาณที่นำมาใช้ในโครงงานนี้ จะใช้คุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของพินไดโอดโดยการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงที่ไบอัสให้ ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมความต้านทานของพินไดโอดได้โดยการปรับกระแสจอร์สมมูลย์ของพินไดโอด ดังรูปที่ 3.15 จะเห็นว่ามึลักษณะเหมือนกับวงจรลดทอนสัญญาณซึ่งต่อกันแบบพาย ( $\pi$ -Network) ซึ่งการทำงานของวงจรคือ พินไดโอดจะทำหน้าที่เสมือนตัวต้านทานที่แปรค่าได้ เมื่อป้อนกระแสไบอัสแก่ไดโอด ความต้านทานของวงจรจะเปลี่ยนแปลงและทำให้ปริมาณการลดทอนเปลี่ยนแปลงด้วย ฉะนั้นเราจึงสามารถปรับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ RF ที่ป้อนเข้าที่อินพุตได้โดยการปรับกระแสไบอัสตรง



รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลย์ของวงจรลดทอนโดยใช้พินไดโอด

วงจรที่ออกแบบใช้งานใช้พินไดโอดเบอร์ HSMP3804(D4L)ต่อวงจรดังรูปที่ 3.16 สัญญาณอินพุตจะเข้าที่ด้านหนึ่งของพินไดโอด และสัญญาณเอาต์พุตออกอีกด้านหนึ่ง โดยที่สัญญาณเอาต์พุตจะถูกลดทอนขนาดไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับขนาดไฟไบอัส ถ้าไฟที่ไบอัสมากการลดทอนจะน้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรลดทอนสัญญาณที่ควบคุมด้วยแรงดัน

เนื่องจากประสิทธิภาพของวงจรลดทอนแบบนี้จะให้ระดับเอาต์พุตที่มีกำลังต่ำๆ แต่สามารถตอบสนองการทำงานในช่วงความถี่ VHF หรือ UHF ได้ดี ขนาดของสัญญาณไม่ถูกลดทอนไปตามความถี่

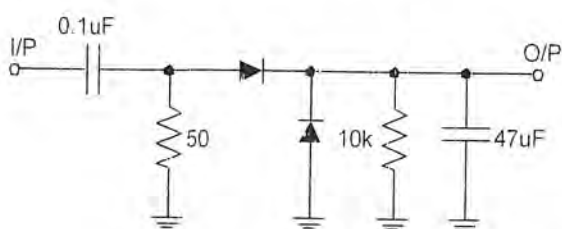
### 3.5.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง

เราสามารถนำวงจรขยายความถี่ช่วงกว้างที่ออกแบบไว้แล้วในภาคขยายสัญญาณ IF มาใช้งานได้ (ขั้นตอนการออกแบบและรูปวงจรได้กล่าวไว้แล้วสามารถดูได้ที่หัวข้อ 3.4 ภาคขยายสัญญาณ IF) โดยใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง 2 ชุด ซึ่งมีอัตราขยายชุดละประมาณ 12 dBm ต่อเข้าด้วยกัน ดังนั้นอัตราขยายรวมจะมีค่าประมาณ 24 dBm เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตมีขนาดสูงพอที่จะนำไปดีเทคได้ การเกิดการรบกวนกับวงจร AGC ในการดึงสัญญาณออกไปใช้งาน ลักษณะการต่อเป็นดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.14

### 3.5.3 วงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน

วงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดันจะทำหน้าที่ดีเทคแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อใช้เป็นแรงดันไบอัสส่งกลับไปควบคุมวงจรลดทอนสัญญาณ การดีเทคไฟตรงสัญญาณอินพุตที่จะเข้ามายังวงจรดีเทคเตอร์ควรมีขนาดสัญญาณมากกว่า 0 dBm วงจรดีเทคเตอร์จึงจะทำงานได้ดังนั้นสัญญาณที่มาจากวงจรขยายความถี่ช่วงกว้างควรมีค่ามากกว่า 0 dBm ขึ้นไป

วงจรดีเทคเตอร์ที่ใช้ในวงจรนี้ จะใช้ช็อกกี้แบร์เรียร์ไดโอด (Schottky-barrier diode) เบอร์ HSMS2822(C2L) เป็นตัวดีเทคสัญญาณเนื่องจากสามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดจะมีค่าประมาณ 0.3 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นว่ามันสามารถทำงานได้ดี เมื่อสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีขนาดน้อยๆ



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน

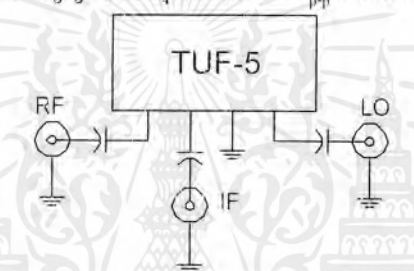
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดสัญญาณไฟตรงที่ตีเทคได้จะถูกขยายด้วยวงจขยายสัญญาณ โดยใช้ LM358 แล้วจึงส่งไป วงจรอินทิเกรเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิง แล้วกรองผ่านวงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งเป็นเหมือนวงจร ความถี่ต่ำผ่านได้เป็นแรงดันไฟเอซซี่ ส่งไปไบอัสให้วงจรลดทอนสัญญาณให้ปรับขนาดสัญญาณอินพุทที่ เข้ามาให้เหมาะสม เอาท์พุทที่ออกที่ตำแหน่งเอาท์พุทของวงจขยายความถี่ช่วงกว้างสเตรจแรกจึงมีขนาด เท่ากัน ไม่ว่าสัญญาณที่เข้าที่วงจรลดทอนจะมีขนาดใหญ่หรือเล็กก็ตาม ดังวงจรที่แสดงอยู่ในรูปที่3.14

### 3.6 วงจรมอดูเลทความถี่พีเอสเค

วงจรมอดูเลทพีเอสเคจะเอาสัญญาณพาหะมาจากสัญญาณเอาท์พุทของวงจรเอซซี่ โดยจะมีสวิทช์ เลือกว่า ต้องการให้ ได้สัญญาณไซน์ (pure sinusoidal) หรือต้องการสัญญาณมอดูเลทพีเอสเค สวิทช์จะถูก เลือกให้สัญญาณพาหะเข้าที่วงจรมอดูเลทพีเอสเค

วงจรมอดูเลทพีเอสเคในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ TUF-5 ต่อเป็นวงจรมอดูเลทพีเอสเค ดังรูปที่3.18 โดย รับสัญญาณพาหะมาจากเอาท์พุทของวงจควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ และ สัญญาณอินพุทที่จะเข้ามา มอดูเลทจากภายนอก ซึ่งกำหนดให้รับสัญญาณอินพุทขนาด  $12 V_{pp}$  ความถี่ 1-20 กิโลเฮิรตซ์

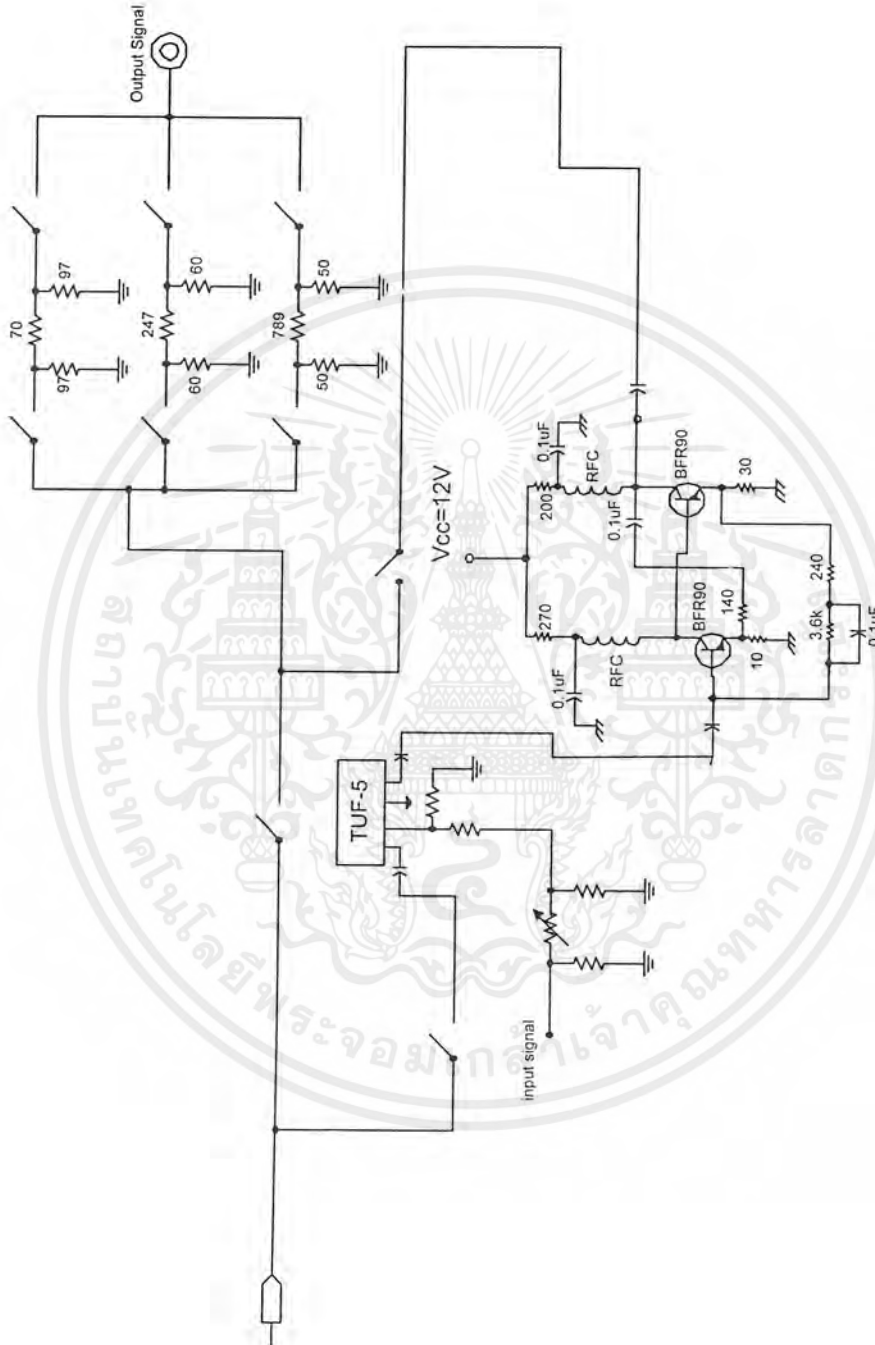


รูปที่ 3.18 วงจรมอดูเลทความถี่พีเอสเค

### 3.7 วงจรมอดูเลทความถี่เอฟเอ็ม

การมอดูเลทความถี่เอฟเอ็มในโครงการนี้ จะทำการมอดูเลทโดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ ทำได้ โดยใช้หลักการที่ว่า วิธีโอจะเปลี่ยนความถี่เนื่องจากแรงดันควบคุม ถ้าเราป้อนสัญญาณเข้าไปรวมกับ แรงดันควบคุมที่วงจรสังเคราะห์ความถี่200 เมกกะเฮิรตซ์ ก็จะสามารถทำการมอดูเลทความถี่เอฟเอ็มได้ โดยจะกำหนดให้สัญญาณที่เข้ามามอดูเลทมีแรงดัน  $1 V_{pp}$  และมีความถี่ 1-20 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะนำ สัญญาณที่เข้ามามอดูเลทไปผ่านวงจรลดทอนที่มีค่าลดทอนค่าต่างๆซึ่งเราสามารถเลือกค่าได้ทำให้เรา สามารถปรับค่าความถี่เบี่ยงเบนได้หลายขนาด ด้วยหลักการนี้ถ้าเราทำการป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมเข้าไปจะ ทำให้เราได้สัญญาณเอฟเอสเคออกมาได้





รูปที่ 3.19 วงจรรวมของเครื่องกำเนิดสัญญาณ(ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูปจะประกอบด้วยวงจรร้อยภายในระบบ 3 ส่วนด้วยกัน คือ

##### 4.1.1 วงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่

##### 4.1.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสหาร 127 และ 128

##### 4.1.3 เฟสดีเทคเตอร์และโมดูลัสคอนโทรลเลอร์ (Phase detector and Modulus controller)

- Crystal 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์
- LD
- $\phi_R, \phi_V$
- MC

##### 4.1.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

##### 4.1.5 วงจรรวมสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป (PLL Frequency Synthesizer) 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

##### 4.1.1 ผลการทดลองของวงจรวีซีโอ ที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

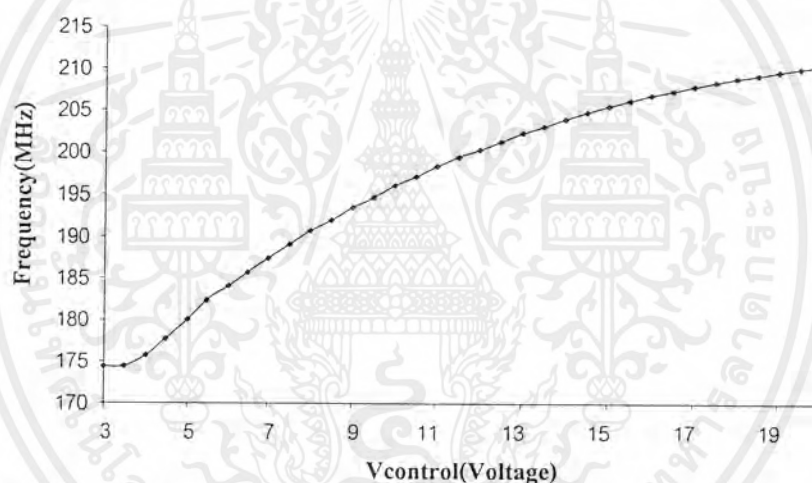
ผลการทดลองจะอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และกำลังงานที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูปที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ อีกทีหนึ่ง โดยมีผลการทดลองดังนี้

แรงดันควบคุม (Vc)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
0	169.16	0
0.5	178.054	3
1	183.283	4
1.5	184.96	6
2	187.341	6.8
2.5	189.884	7.72
3	193.267	8.18
3.5	197.821	8.41
4	201.603	8.39
4.5	204.486	8.41
5	207.269	8.41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

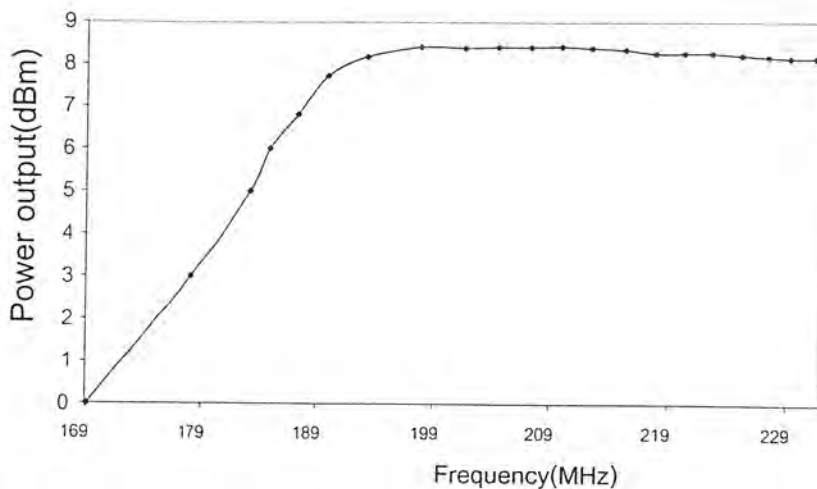
5.5	209.906	8.43
6	212.426	8.39
6.5	215.307	8.35
7	217.823	8.26
7.5	220.265	8.26
8	222.578	8.26
8.5	225.118	8.21
9	227.371	8.17
9.5	229.237	8.14
10	231.401	8.14

ตารางที่ 4.1 ผลของวงจรวีซีไอที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์



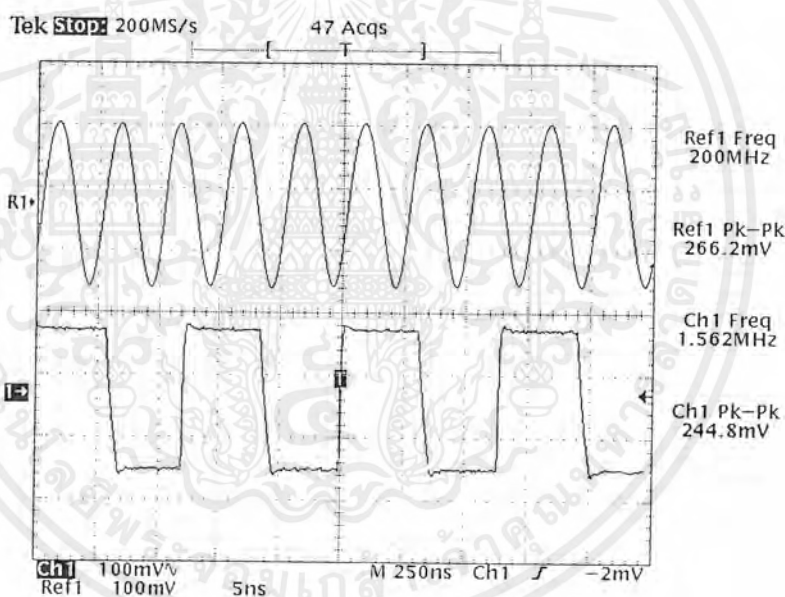
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ ของวงจรวีซีไอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆของวงจรวีซีไอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

#### 4.1.2 วงจรพรีสเกลเดอร์แบบสองโมดูลัส



รูปที่ 4.3 สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจร วีซีไอ และวงจรพรีสเกลเดอร์

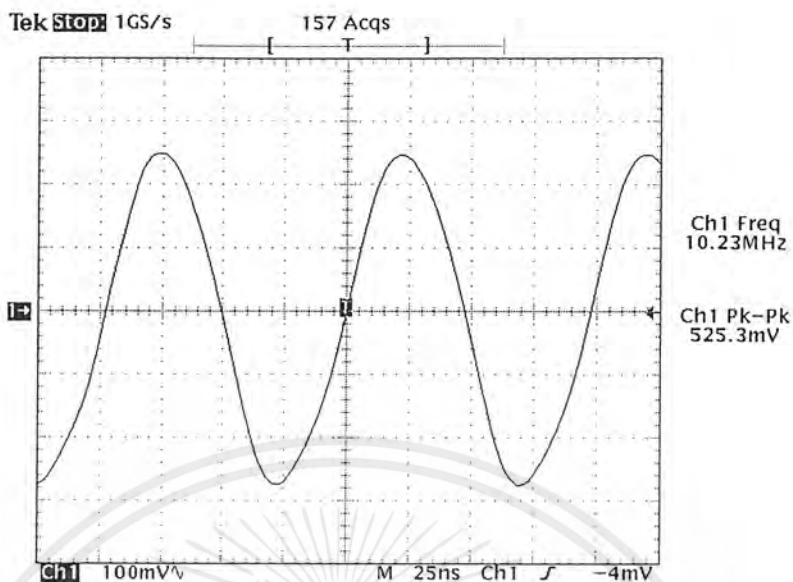
Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจร วีซีไอ

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเดอร์

#### 4.1.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

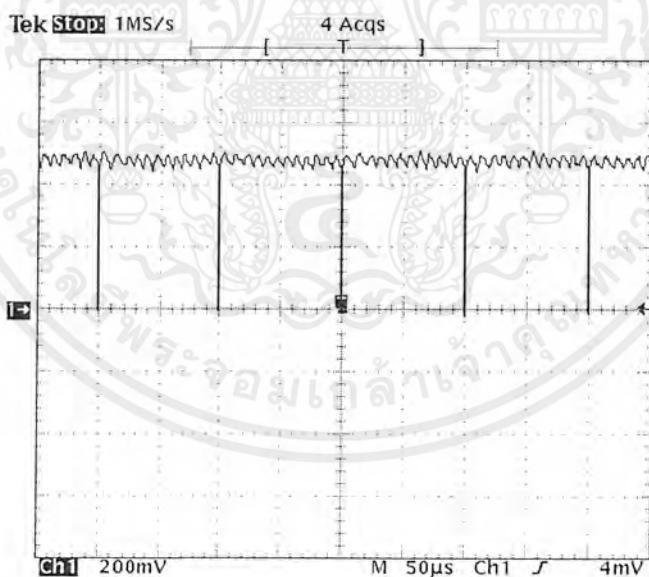
วงจรในส่วนของ วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้ไอซีเบอร์ MC 145152 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วน ๆ ตามขาต่าง ๆ เมื่อทำการล๊อคความถี่แล้วมีดังนี้

คริสตอล 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ ของ MC 145152

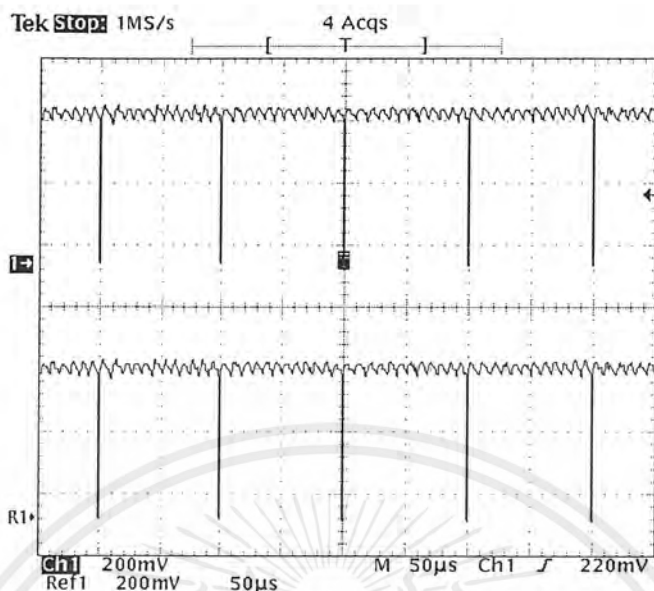
LD



รูปที่ 4.5 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect ของ MC 145152

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_R, \phi_V$

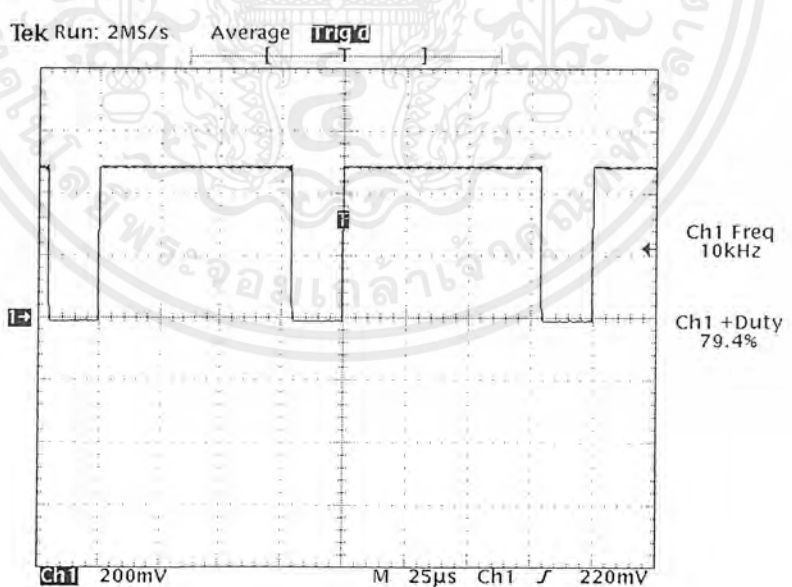


รูปที่ 4.6 รูปสัญญาณที่ได้จากขา  $\phi_R, \phi_V$  ของ MC 145152

เมื่อ Ch1 : สัญญาณ  $\phi_R$

Ref1 : สัญญาณ  $\phi_V$

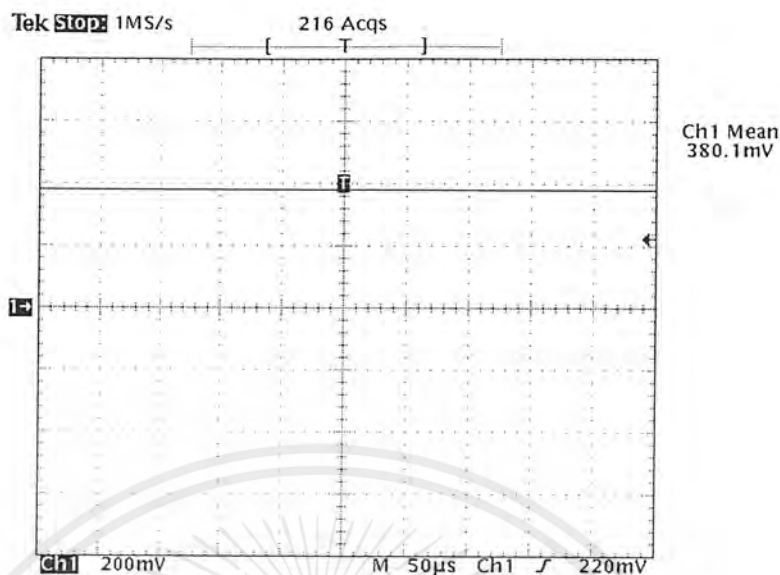
MC



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ได้จากขา MC ของ MC145152-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

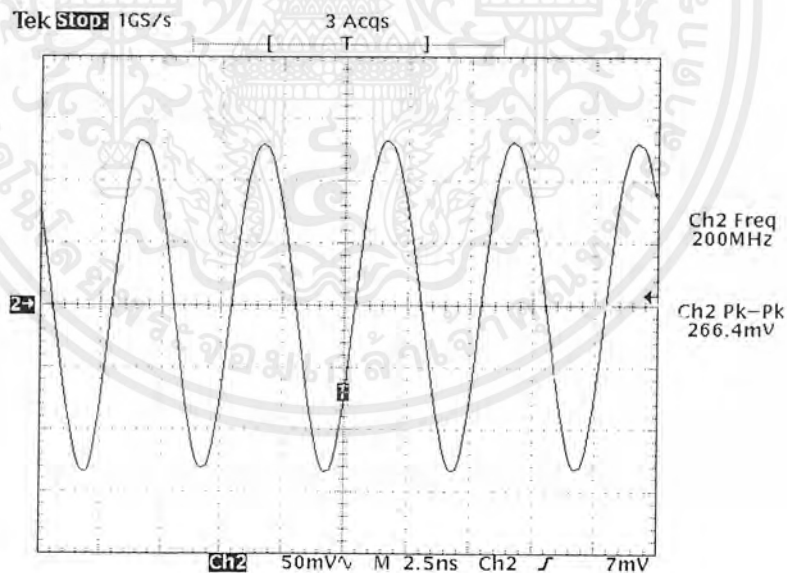
#### 4.1.4 วงจรรูปฟิลเตอร์



รูปที่ 4.8 กระแสไฟตรงซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปฟิลเตอร์

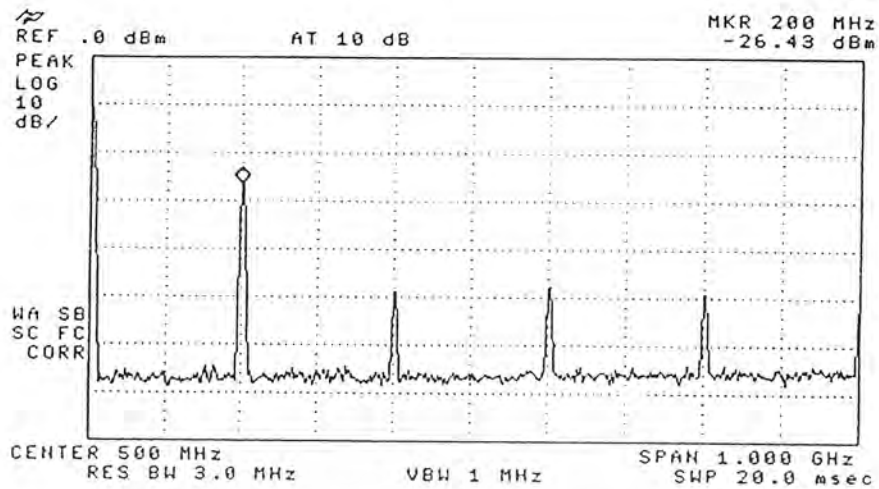
#### 4.1.5 วงจรรวมสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองดังนี้

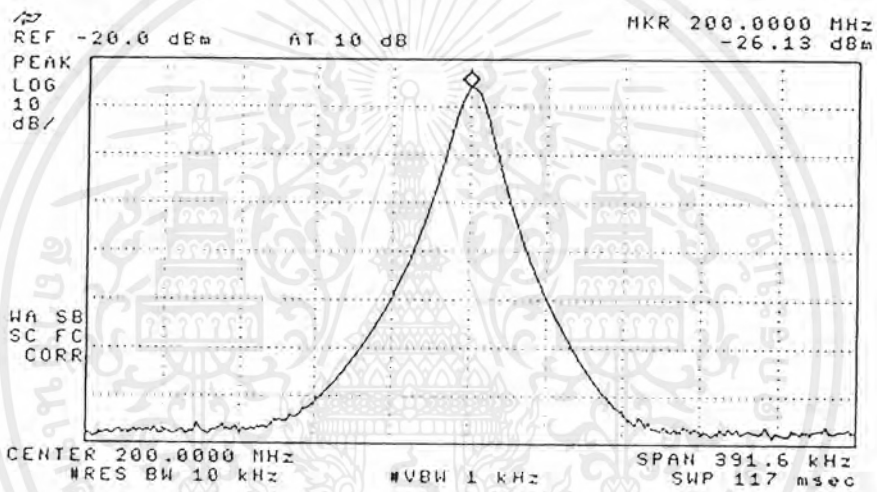


รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูปความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์  
มีค่าสเปน(span)เท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

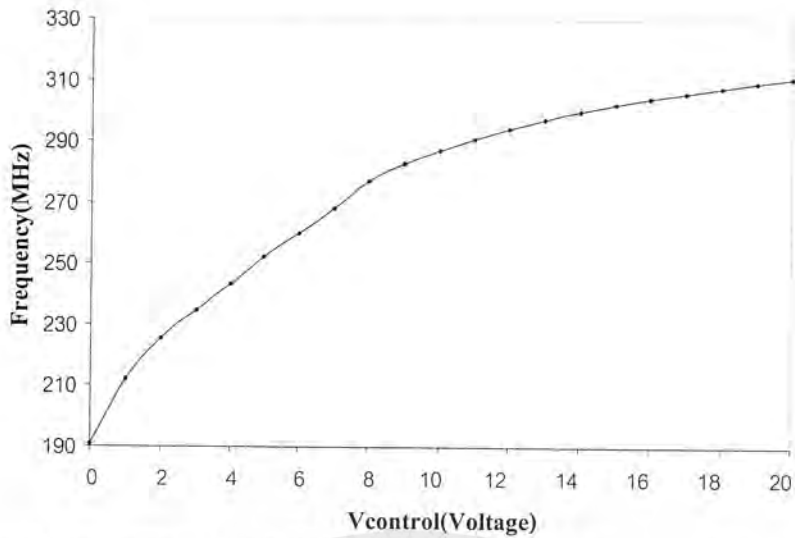
#### 4.2.ผลการทดลองของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์

##### 4.2.1ผลการทดลองของวงจรวีซีโอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์

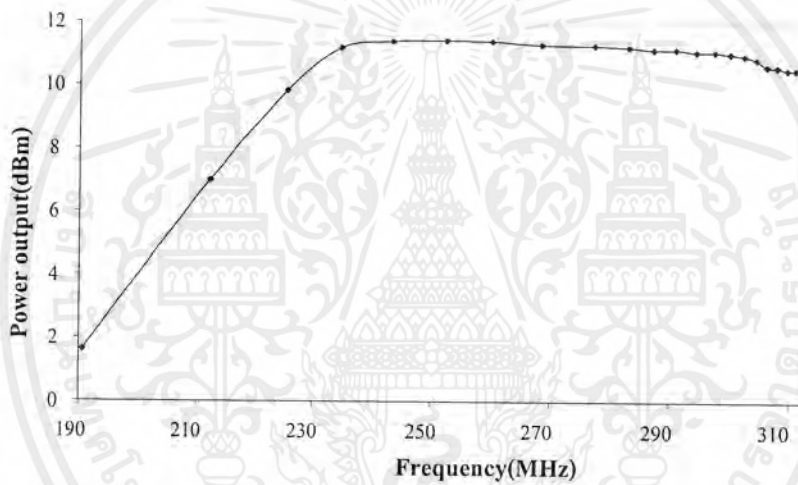
แรงดันควบคุม (Vc)	ความถี่ที่ได้ (MHz)	กำลังงานที่ได้ (dBm)
0	190.64	1.64
1	212.1	6.99
2	225.49	9.82
3	234.57	11.18
4	243.33	11.39
5	252.33	11.41
6	260.05	11.39
7	268.29	11.28
8	277.2	11.26
9	282.95	11.21
10	287.14	11.14
11	290.89	11.14
12	294.26	11.07
13	297.33	11.07
14	299.93	9.94
15	302.22	9.94
16	304.25	9.87
17	306.03	9.84
18	307.76	9.84
19	309.4	9.8
20	310.84	9.78

ตารางที่4.2 ผลของวงจรวีซีโอ ที่ใช้ในการสังเคราะห์ความถี่  
200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



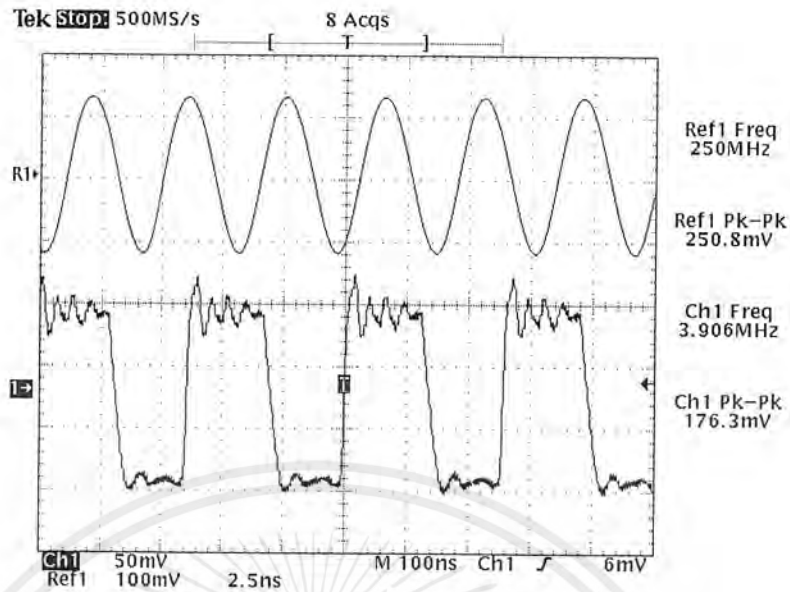
รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ระดับแรงดันควบคุมค่าต่างๆ ของวงจรวีซีไอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานที่ความถี่ค่าต่างๆ ของวงจรวีซีไอที่จะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส



รูปที่ 4.14 สัญญาณเปรียบเทียบจากวงจร วิซีโอ และวงจรพรีสเกลเลอร์

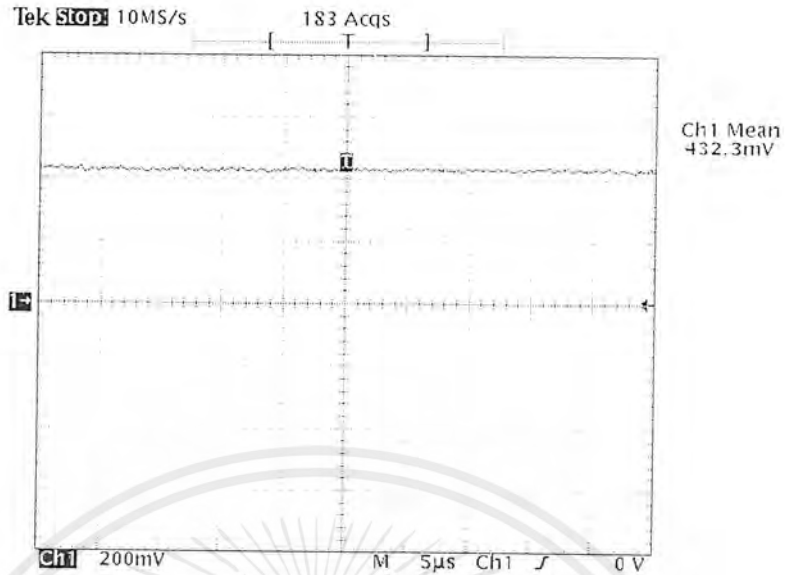
Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรวิซีโอ

Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์

#### 4.2.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์

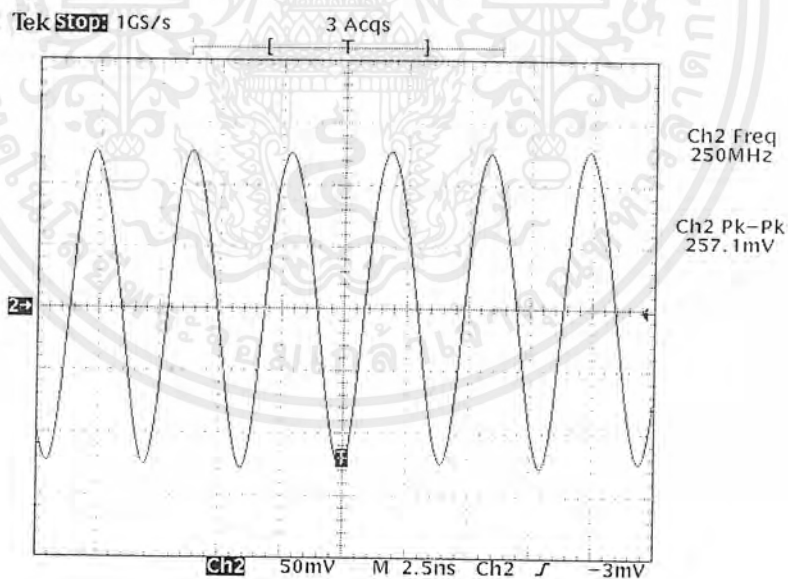
วงจรในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วน ๆ ตามขาต่าง ๆ เมื่อทำการล๊อคความถี่แล้วในส่วนของสัญญาณคริสตอล 10.24 เมกกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณ LD, สัญญาณ  $\phi_R$ ,  $\phi_V$ , สัญญาณ MC จะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

#### 4.2.4 วงจรรูปฟิลเตอร์



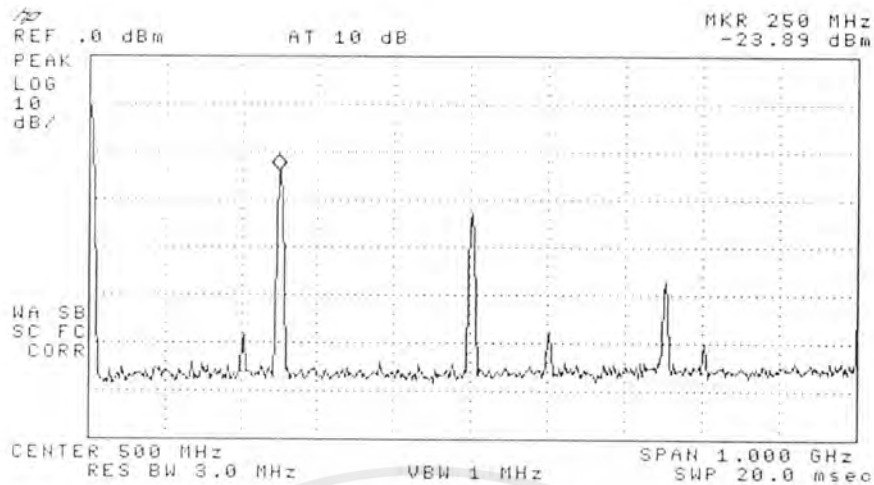
รูปที่ 4.15 กระแสไฟตรงซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรรูปฟิลเตอร์

4.2.5 วงจรรวมสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูป 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์  
รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ได้ผลการทดลองดังนี้

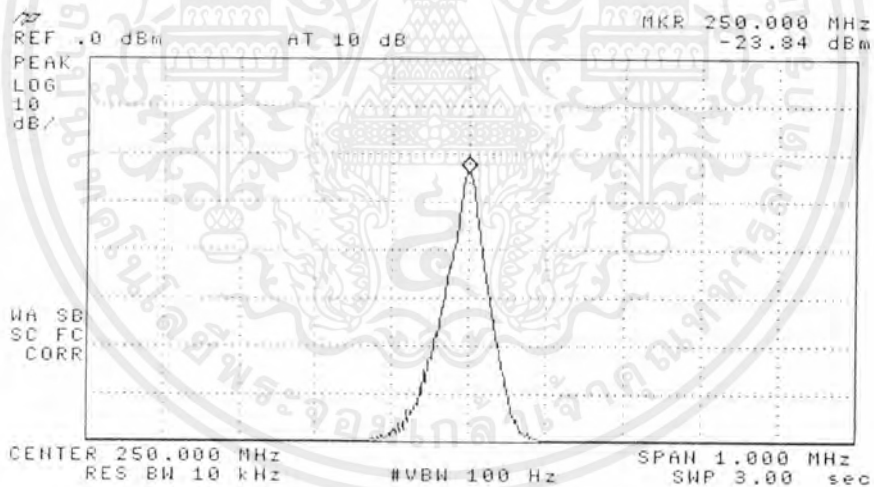


รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูปความถี่  
200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ความถี่ 250 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ 250 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ความถี่ 250 เมกกะเฮิร์ตซ์ มีค่าสเปกแทน เท่ากับ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์

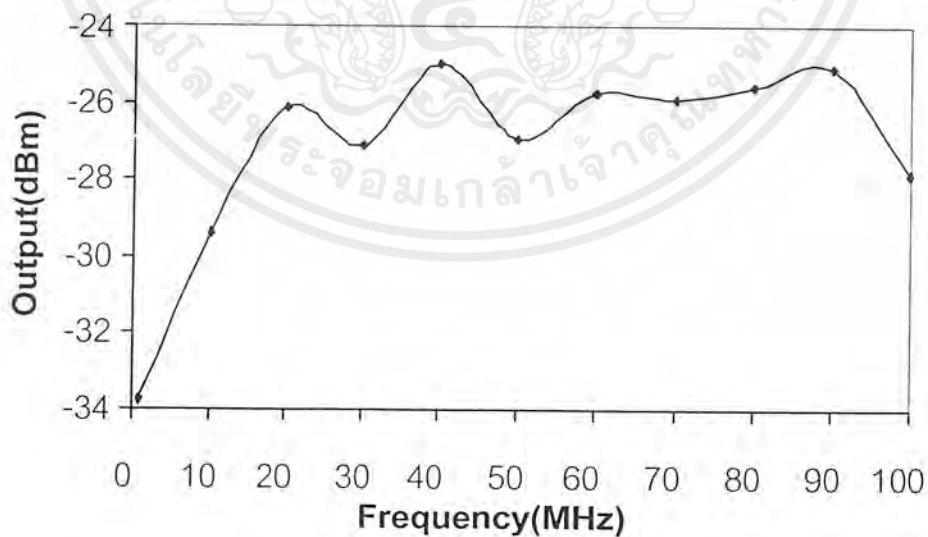
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3 วงจรมิกเซอร์

นำสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ ป้อนเข้าขา RF (ขา 1 ของ ไอซี TUF-5) โดยมีกำลังส่ง -4.68 dBm และนำสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ป้อนเข้าขา LO (ขา 4) จะได้อาห์พุทออกทางขา IF (ขา 3) ดังนี้

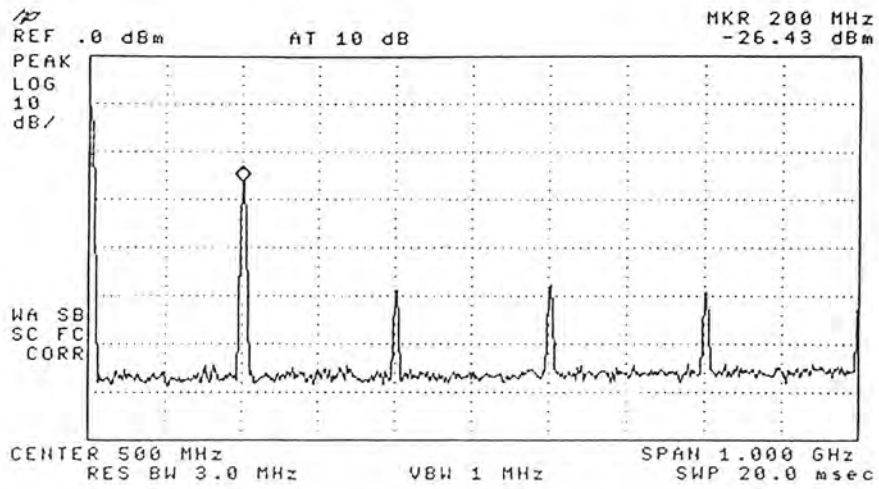
LO (MHz)	IF (MHz)	Power(dBm)
201.00	1.00	-33.75
210.00	10.00	-29.39
220.00	20.00	-26.13
230.00	30.00	-27.11
240.00	40.00	-23.70
250.00	50.00	-26.92
260.00	60.00	-25.73
270.00	70.00	-25.87
280.00	80.00	-25.58
290.00	90.00	-25.08
300.00	100.00	-27.85

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ LO , ความถี่ IF และกำลังส่งที่ได้

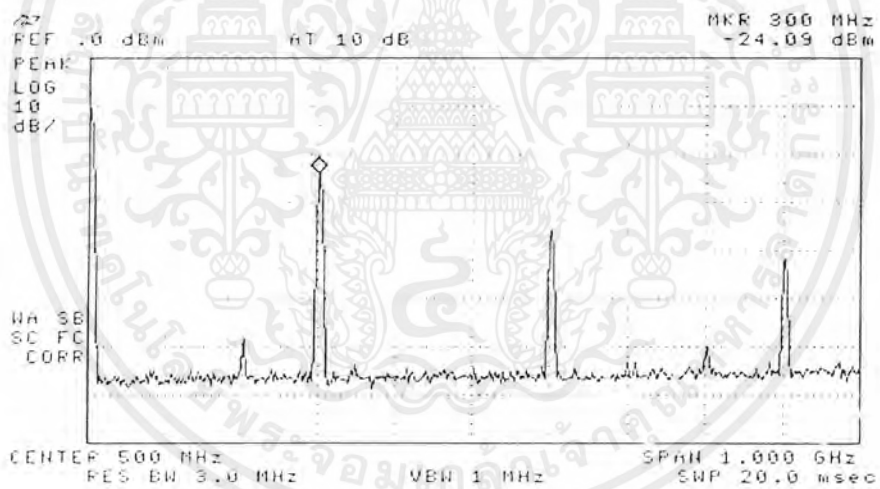


รูปที่ 4.19 กราฟสัญญาณเอาต์พุทของวงจรมิกเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

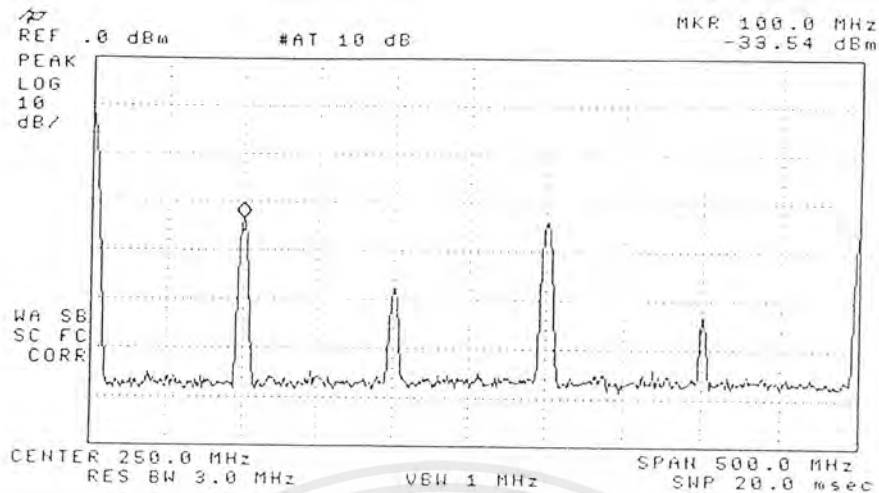


รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ RF ความถี่ 200 เมกกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ LO ความถี่ 300 เมกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ IF จากวงจรมิกเซอร์

#### 4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

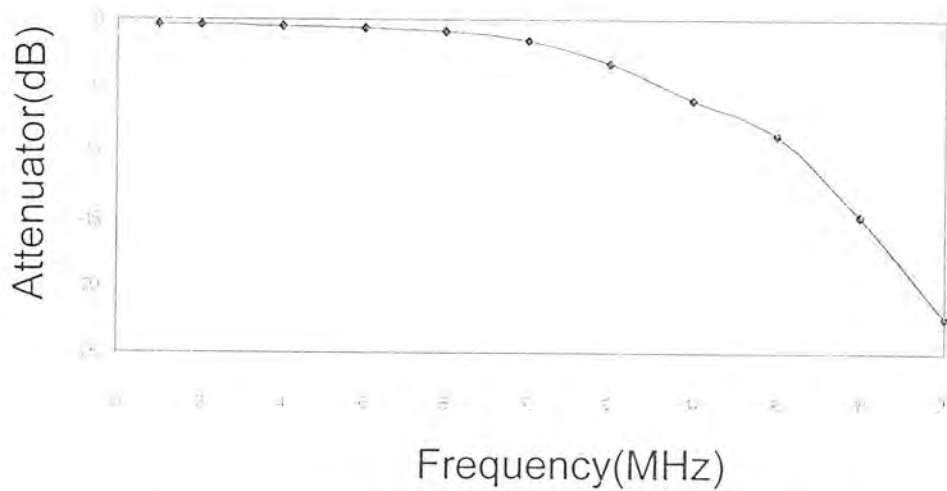
จากการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในบทที่ 3 ทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณอินพุต ขนาด  $1 V_{pp}$  แต่เปลี่ยนความถี่ ได้ผลการทดลองดังนี้

##### 4.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 10 เมกกะเฮิร์ตซ์

ความถี่สัญญาณอินพุต (MHz)	แรงดันไฟฟ้าสัญญาณเอาต์พุต (mVolt)	อัตราการลดทอน (dB)
1	960	-0.35458
2	960	-0.35458
4	945	-0.49136
6	928	-0.64904
8	904	-0.87663
10	835	-1.56627
12	686	-3.27352
14	500	-6.0206
16	368	-8.68304
18	182	-14.7986
20	76	-22.3837

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 กราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 10 เมกกะเฮิร์ตซ์

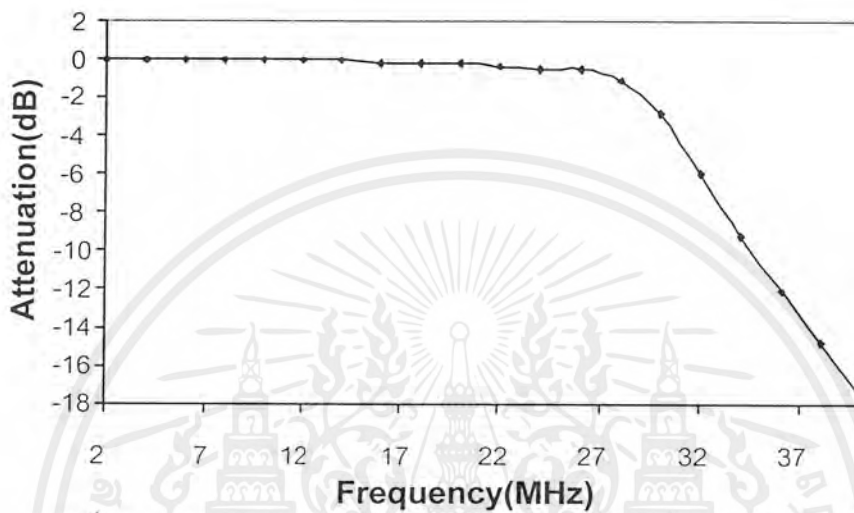
#### 4.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 30 เมกกะเฮิร์ตซ์

ความถี่สัญญาณอินพุต (MHz)	แรงดันไฟฟ้าสัญญาณเอาต์พุต (mVolt)	อัตราการลดทอน (dB)
2	992	-0.06977
4	992	-0.06977
6	992	-0.06977
8	992	-0.06977
10	992	-0.06977
12	992	-0.06977
14	992	-0.06977
16	976	-0.211
18	976	-0.211
20	976	-0.211
22	960	-0.35458
24	944	-0.50056
26	944	-0.50056
28	880	-1.11035
30	720	-2.85335
32	500	-6.0206
34	344	-9.26883

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

36	249	-12.076
38	182	-14.7986
40	134	-17.4579

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 30 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.24 กราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 30 เมกกะเฮิร์ตซ์

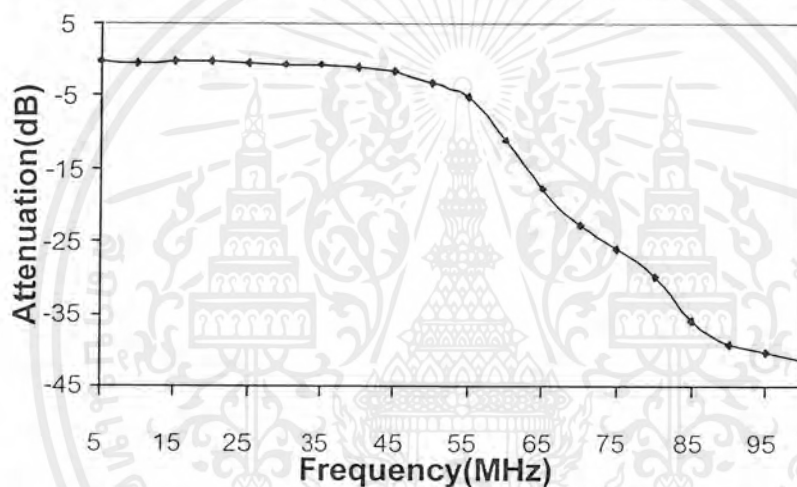
#### 4.4.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 50 เมกกะเฮิร์ตซ์

ความถี่สัญญาณอินพุท (MHz)	แรงดันไฟฟ้าสัญญาณเอาต์พุท (mVolt)	อัตราการลดทอน (dB)
5	984	-0.1401
10	960	-0.35458
15	968	-0.28249
20	968	-0.28249
25	952	-0.42726
30	944	-0.50056
35	944	-0.50056
40	904	-0.87663
45	835	-1.56627
50	686	-3.27352
55	559	-5.05176

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

60	280	-11.0568
65	130	-17.7211
70	74	-22.6154
75	50	-26.0206
80	32	-29.897
85	16	-35.9176
90	11	-39.1721
95	9.6	-40.3546
100	8.4	-41.5144

ตารางที่ 4.6 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff 50 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.25 กราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์

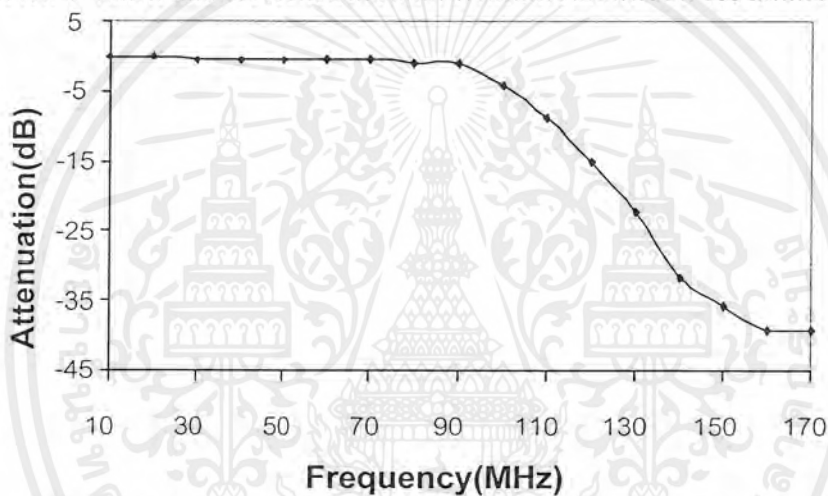
#### 4.4.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 100 เมกกะเฮิร์ตซ์

ความถี่สัญญาณอินพุต (MHz)	แรงดันไฟฟ้าสัญญาณเอาต์พุต (mVolt)	อัตราการลดทอน (dB)
10	992	-0.06977
20	992	-0.06977
30	945	-0.49136
40	928	-0.64904
50	936	-0.57448
60	960	-0.35458
70	960	-0.35458

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

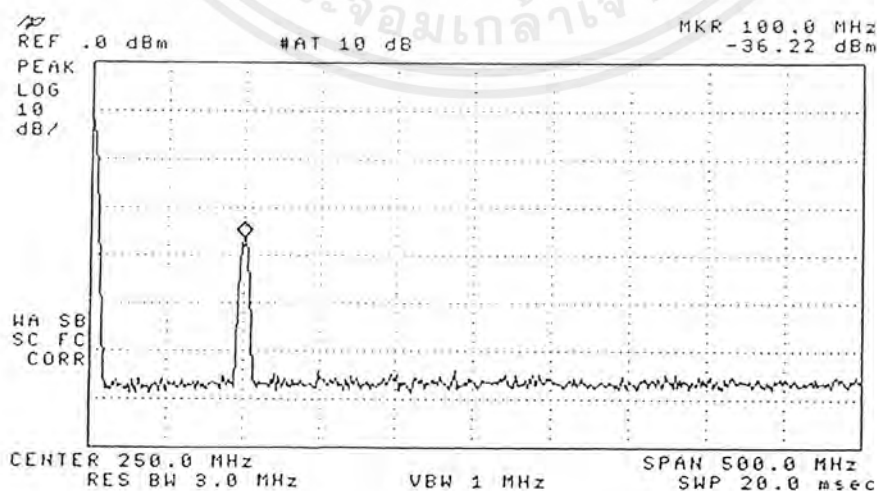
80	904	-0.87663
90	904	-0.87663
100	620	-4.15217
110	368	-8.68304
120	172	-15.2894
130	76	-22.3837
140	26	-31.7005
150	16	-35.9176
160	11	-39.1721
170	11	-39.1721

ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff 100 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.26 กราฟผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์

เมื่อนำสัญญาณ IF ดังรูปที่ 4.14 มาผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน เพื่อกรองฮาร์โมนิกที่ไม่ต้องการทิ้งไป จะได้ผลดังรูป



รูปที่ 4.27 สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ IF ที่ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

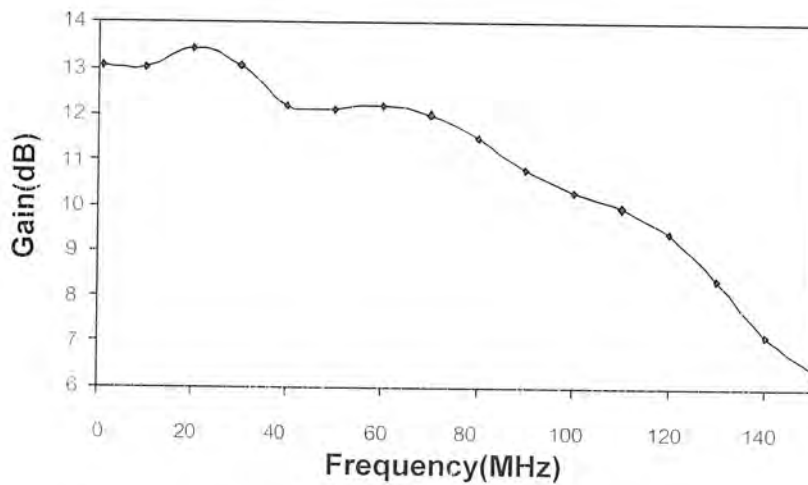
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง

วงจรที่สร้างขึ้นในบทที่ 3 ทำการสร้างวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง 2 แบบ คือ แบบใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFR90 และแบบที่ใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866 ซึ่งจะแสดงคุณสมบัติดังตารางและรูปภาพดังนี้ ผลการทดลองจากการป้อนอินพุตขนาด  $-20$  dBm

ความถี่ (MHz)	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต(dBm)	อัตราขยาย(dB)
1	-6.95	13.05
10	-6.99	13.01
20	-6.56	13.44
30	-6.95	13.05
40	-7.82	12.18
50	-7.89	12.11
60	-7.79	12.21
70	-7.99	12.01
80	-8.49	11.51
90	-9.21	10.79
100	-9.67	10.33
110	-10.03	9.97
120	-10.6	9.4
130	-11.61	8.39
140	-12.86	7.14
150	-13.62	6.38

ตารางที่ 4.8 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง  
ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ BFR90

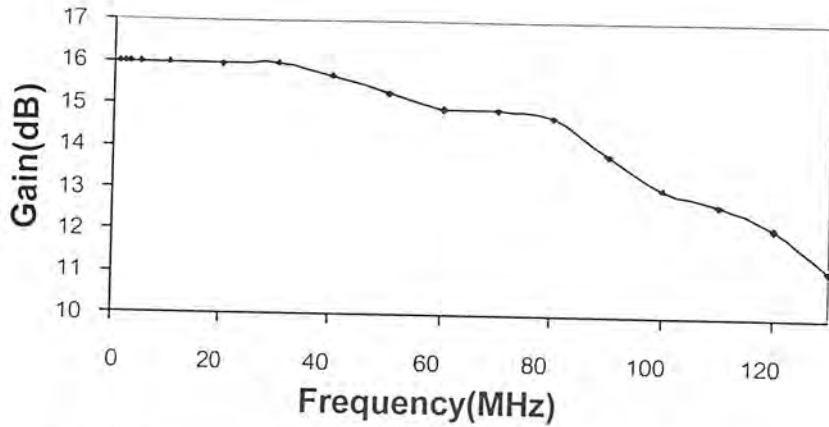


รูปที่ 4.28 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายสัญญาณของวงจรรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างที่ใช้ทรานซิสเตอร์ BFR90

ความถี่ (MHz)	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต (dBm)	อัตราขยาย (dB)
1	-4	16
2	-4	16
3	-4	16
5	-4	16
10	-4.01	15.99
20	-4.02	15.98
30	-4.15	15.85
40	-4.29	15.71
50	-4.7	15.3
60	-5.08	14.92
70	-5.09	14.91
80	-5.28	14.72
90	-6.16	13.84
100	-6.96	13.04
110	-7.32	12.68
120	-7.86	12.14
130	-8.86	11.14

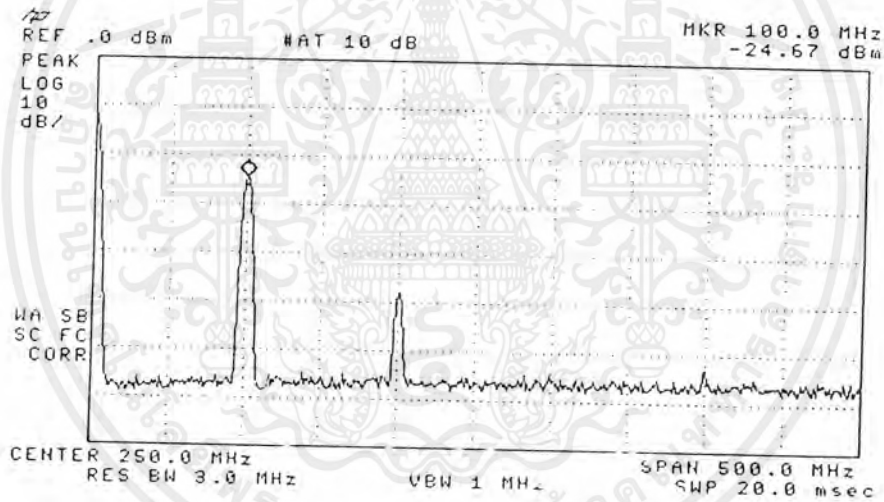
ตารางที่ 4.9 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราขยายสัญญาณของวงจรถยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866

เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งมีกำลังส่ง  $-13.54$  dBm มาผ่านวงจรถยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างจะได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.30 สเปกตรัมสัญญาณ IF เมื่อผ่านวงจรถยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างนั้นมีขนาดสัญญาณไม่คงที่ จึงทำสัญญาณเข้าวงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติต่อไป

#### 4.6 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ

จากบล็อกไดอะแกรมในบทที่ 3.14 วงจรควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วนดังนี้ คือ

1. วงจรลดทอนขนาด
2. วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง
3. วงจรตีเทคเตอร์ระดับแรงดัน
4. วงจรอินทิเกรเตอร์

##### 4.6.1 วงจรลดทอนขนาด

วงจรลดทอนขนาดของสัญญาณจะทำให้การลดทอนขนาดของสัญญาณที่ได้โดยเป็นไปตามแรงดันไฟฟ้าที่ไบอัสเข้าไปในวงจร ซึ่งผลการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณอินพุทขนาด  $-10$  dBm แล้วเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้าที่ไบอัส ผลการทดลองจะเป็นดังตารางที่ 4.10 โดยขนาดของสัญญาณเอาต์พุทมีหน่วยเป็น dBm

แรงดัน (V)	ความถี่ (MHz)							
	1	5	10	20	40	60	80	100
0	-49.15	-47.32	-43.56	-40.34	-38.93	-36.17	-36.12	-35.26
0.5	-28.22	-29.06	-28.24	-27.01	-26.13	-25.47	-25.62	-25.35
1	-21.38	-21.8	-21.75	-20.72	-20.55	-20	-19.95	-20.61
1.5	-17.87	-17.8	-18.04	-17.65	-17.83	-17.43	-17.58	-18.27
2	-15.37	-15.66	-16.06	-15.81	-16.17	-15.77	-15.89	-16.72
2.5	-13.62	-14.17	-14.71	-14.62	-14.91	-14.6	-14.73	-15.6
3	-12.4	-13.14	-13.68	-13.64	-14.02	-13.8	-13.81	-14.76
3.5	-11.51	-12.34	-12.94	-12.91	-13.26	-13.07	-13.14	-14.01
4	-10.89	-11.7	-12.23	-12.27	-12.62	-12.45	-12.55	-13.48
4.5	-10.43	-11.19	-11.77	-11.76	-12.14	-12	-12.09	-13
5	-10.09	-10.76	-11.28	-11.31	-11.66	-11.53	-11.72	-12.54
5.5	-9.81	-10.36	-10.94	-10.95	-11.24	-11.18	-11.27	-12.27
6	-9.54	-10	-10.6	-10.63	-10.9	-10.83	-10.94	-11.89
6.5	-9.33	-9.72	-10.28	-10.32	-10.62	-10.52	-10.68	-11.58
7	-9.14	-9.45	-10.08	-9.99	-10.34	-10.27	-10.4	-11.35

ตารางที่ 4.10 ผลการทดลองวงจรลดทอนขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6.2 วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้าง

หลังจากนำสัญญาณผ่านวงจรลดทอนขนาดแล้วจะทำให้สัญญาณมีขนาดต่ำลง ซึ่งทำให้วงจรดีเทคเตอร์ไม่สามารถทำงานได้ และสัญญาณที่จะเป็นเอาต์พุตก็มีขนาดต่ำเกินไป จึงทำสัญญาณเข้าวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างในส่วนนี้จะใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2N3866 ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

#### 4.6.3 วงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน

วงจรนี้จะทำการดีเทคสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณความถี่ช่วงกว้างก่อนที่จะป้อนเข้าไปเป็นสัญญาณเปรียบเทียบกับวงจรอินทิเกรเตอร์ ทำการทดลองโดยป้อนสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเท่ากัน แล้ววัดระดับแรงดันไฟตรงที่ดีเทคได้ในหน่วยมิลลิโวลต์ เมื่อความถี่เปลี่ยนไป ผลการทดลองแสดงในตารางที่ 4.11

อินพุต (dBm)	ความถี่(MHz)							
	1	5	10	20	40	60	80	100
+12	2190	820	727	635	624	613	571	534
+10	1748	625	539	478	467	455	435	400
+8	1347	473	412	355	351	342	334	294
+4	790	258	207	192	181	179	165	132
0	444	114.4	95.8	84.2	83.6	82.5	77.2	68.4
-4	233	43.7	34.6	33.5	32.9	31.3	30	25.2
-8	112	11.9	11.3	11	10.9	10.6	10.2	8.9
-10	67	4.9	4.6	5.4	6.2	6.4	5.1	5.2
-12	39	3	2.6	3.5	4.1	3.8	4.4	4.7

ตารางที่ 4.11 แสดงผลการทดลองวงจรดีเทคเตอร์ระดับแรงดัน

เมื่อทำการรวมวงจรทั้งเป็นวงจรควบคุมอัตราขยายแรงดัน จะได้ผลการทดลองดังนี้

อินพุต (dBm)	เอาต์พุตที่ความถี่ต่างๆ(dBm)							
	1MHz	5MHz	10MHz	20MHz	40MHz	60MHz	80MHz	100MHz
12	-2.13	3.18	4.36	5.2	5.67	6.02	6.84	6.94
10	-2.13	3.26	4.39	5.15	5.6	5.92	6.72	6.85
8	-2.16	3.33	4.39	5.08	5.48	5.88	6.56	6.71
4	-2.18	3.42	4.32	4.9	5.32	5.63	6.07	6.25
0	-2.2	3.38	4.15	4.67	5.02	5.32	5.26	4.96

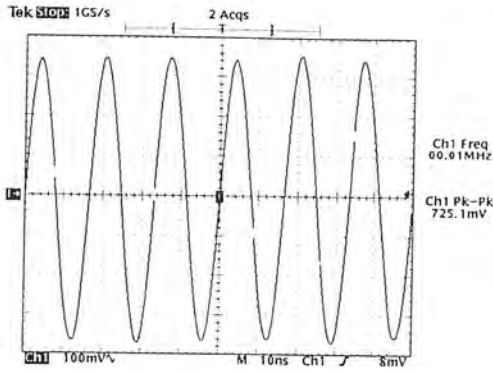
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-4	-2.25	3.11	3.8	4.27	4.4	4.55	3.6	2.48
-8	-2.34	2.57	3.07	3.05	2.98	2.83	0.7	-1.1
-10	-2.39	1.99	2.31	1.97	1.81	1.57	-1.24	-3.02
-12	-2.48	1.08	1.19	0.62	0.41	0.16	-6.72	-5.11

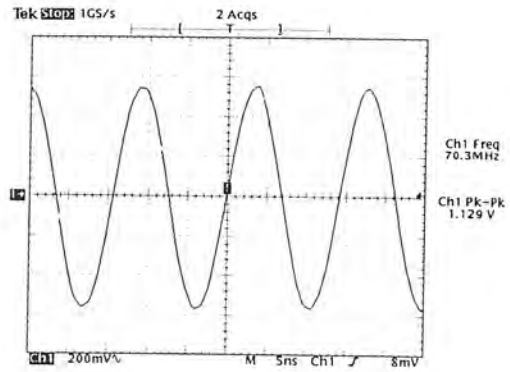
ตารางที่ 4.12 ผลการทดลองวงจรเอชซี



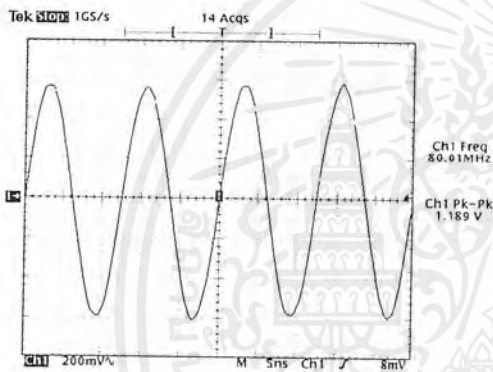
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



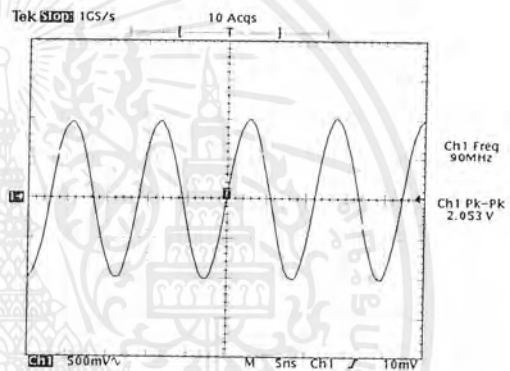
รูปที่4.37 สัญญาณความถี่ 60 เมกกะเฮิร์ตซ์



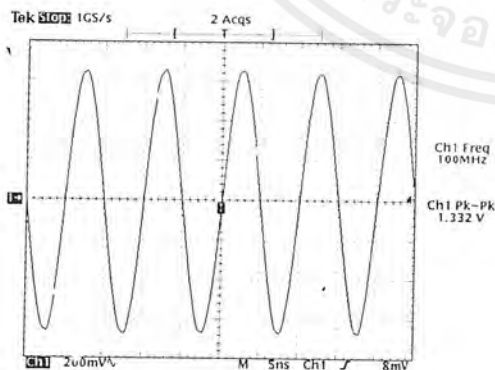
รูปที่4.38 สัญญาณความถี่ 70 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่4.39 สัญญาณความถี่ 80 เมกกะเฮิร์ตซ์



รูปที่4.40 สัญญาณความถี่ 90 เมกกะเฮิร์ตซ์

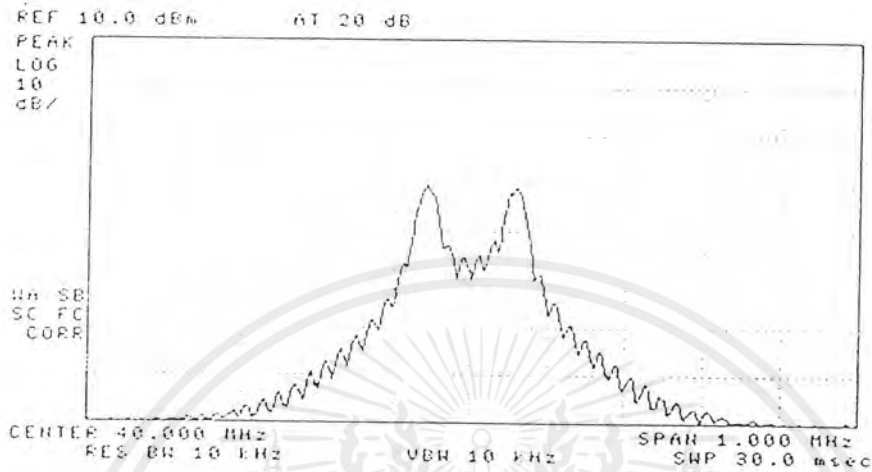


รูปที่4.41 สัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์

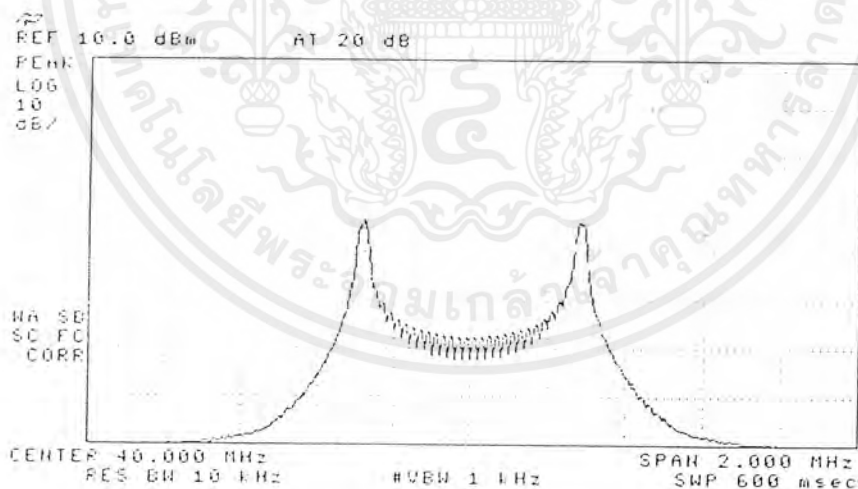
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 การมอดูเลททูลูอเฟอสเคและเอฟเอ็ม

การมอดูเลททางความถี่ทำได้โดยทำสัญญาณจากภายนอกมาทำการมอดูเลท โดยจะมีขนาดสัญญาณ  $1\text{ V}_{\text{rms}}$  และมีคามถี่ 10 กิโลเฮิรตซ์ โดยสามารถปรับค่าความถี่เบี่ยงเบนต่างๆ เมื่อป้อนสัญญาณสลับขั้วจะได้ดังรูป

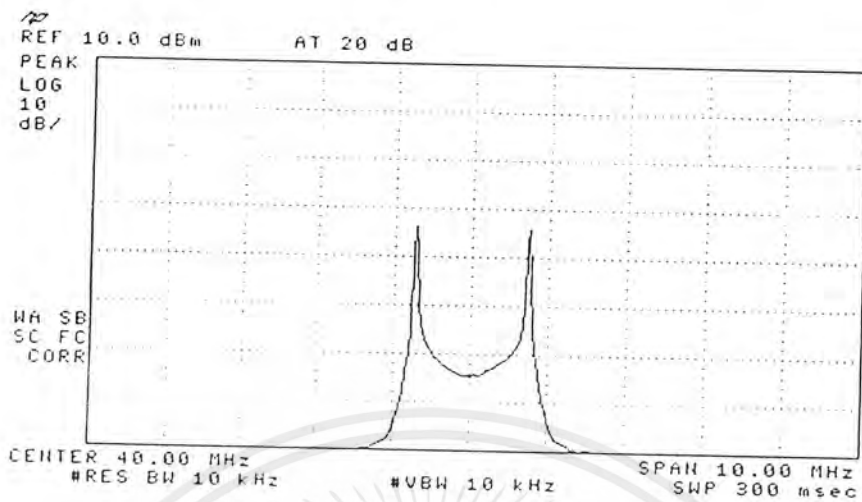


รูปที่ 4.42 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 50 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.43 สเปกตรัมของสัญญาณเอฟอสเคโดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 300 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



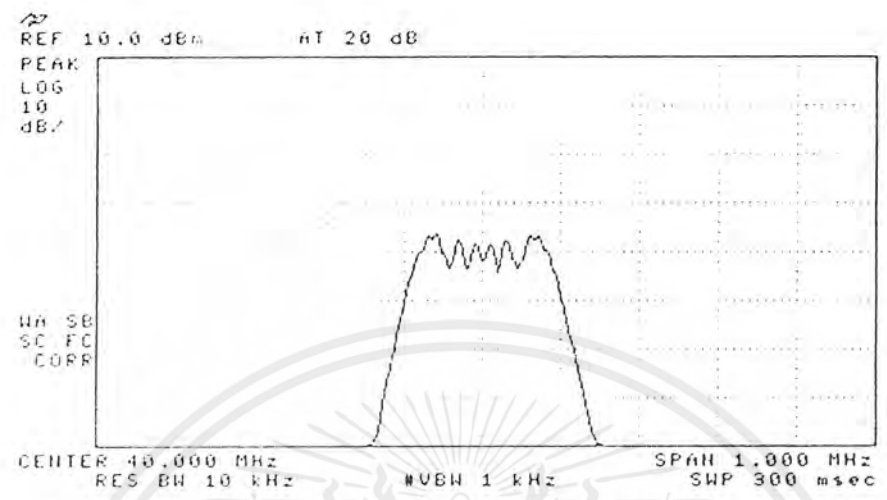
รูปที่ 4.44 สเปกตรัมของสัญญาณเอพอสเค โดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 800 กิโลเฮิร์ตซ์



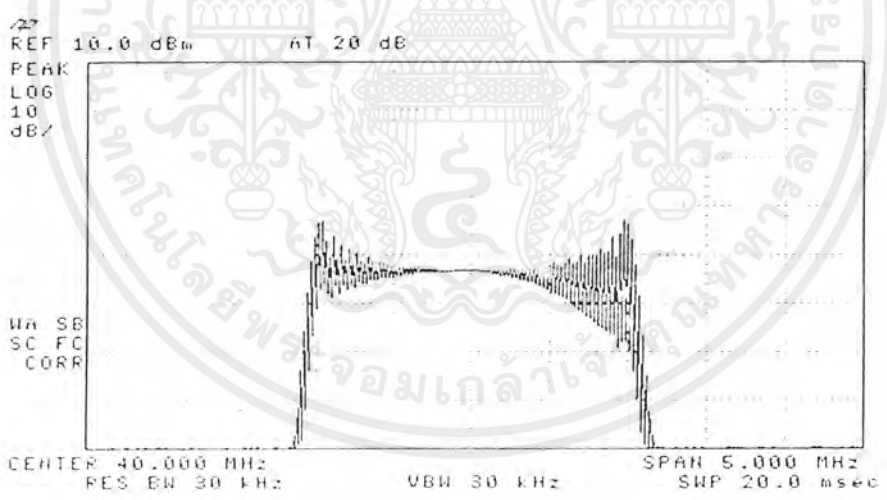
รูปที่ 4.45 สเปกตรัมของสัญญาณเอพอสเค โดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 1.5 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าใช้สัญญาณขาเข้าเป็นอินพุทจะได้สเปกตรัมสัญญาณดังนี้



รูปที่ 4.46 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม โดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 100 กิโลเฮิร์ตซ์



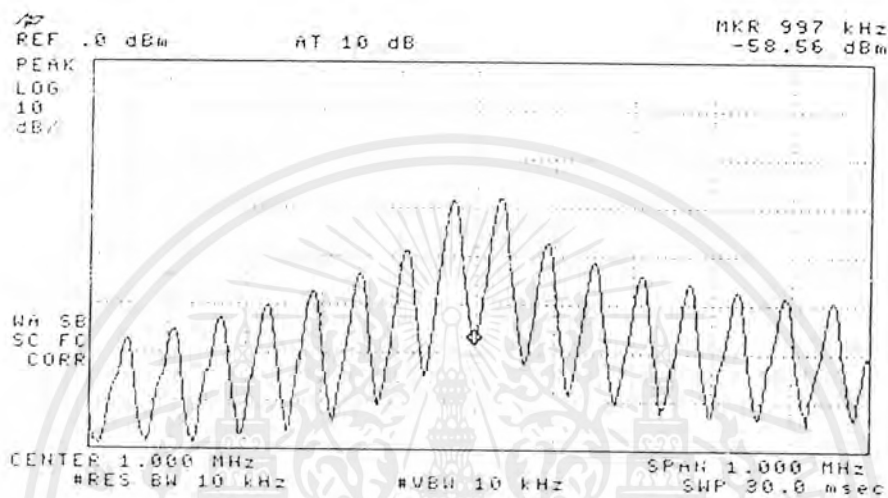
รูปที่ 4.47 สเปกตรัมของสัญญาณเอเอ็ม โดยมีค่าความถี่เบี่ยงเบน 1 เมกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

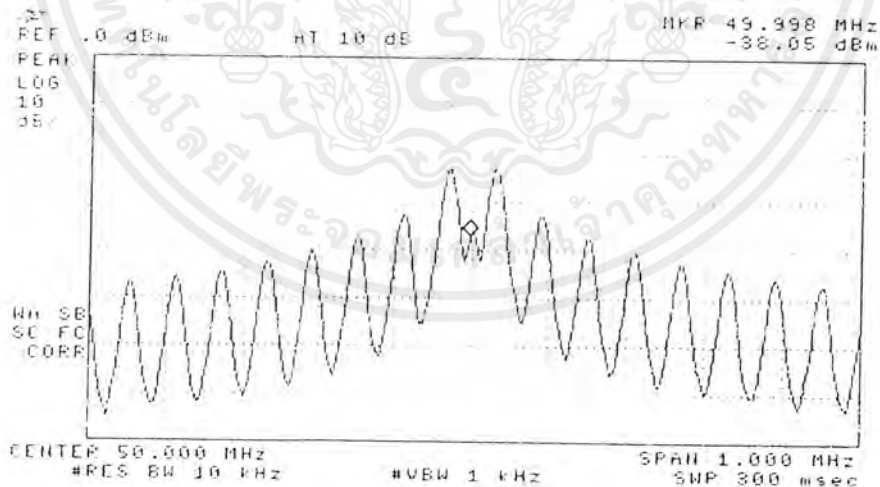
#### 4.8 การมอดูเลทบีบีเอสเคและเอเอ็ม

ในการมอดูเลทบีบีเอสเคและเอเอ็มนี้สามารถทำได้โดยนำสัญญาณภายนอกเข้าไปผ่านวงจรคูณสัญญาณจะคูณสัญญาณกับสัญญาณคลื่นพอร์ที่เครื่องกำเนิดความถี่ผลัดขึ้น สัญญาณที่นำไปป้อนจะมีขนาดสัญญาณ  $2V_{pp}$

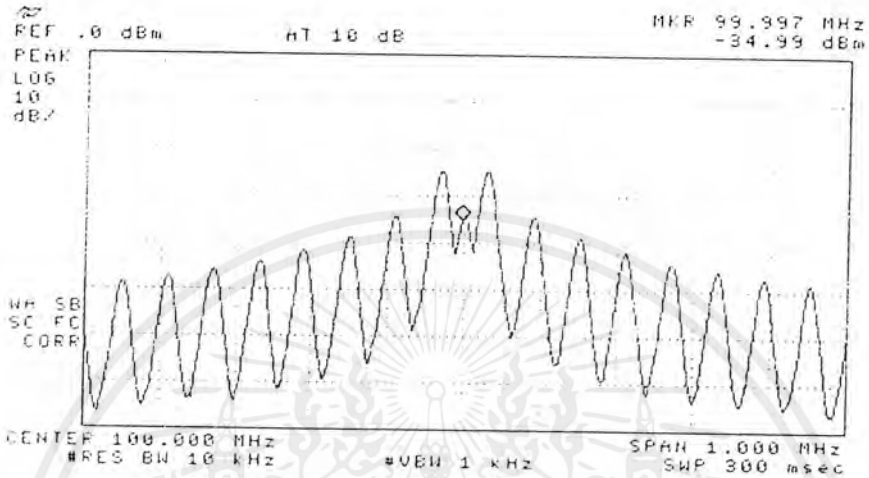
เมื่อนำสัญญาณที่เหลี่ยมป้อนเข้าวงจรคูณสัญญาณโดยมีความถี่ 30 กิโลเฮิร์ตซ์จะได้สเปกตรัมดังรูป



รูปที่ 4.48 สเปกตรัมสัญญาณบีบีเอสเค โดยมีสัญญาณพาห้ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์

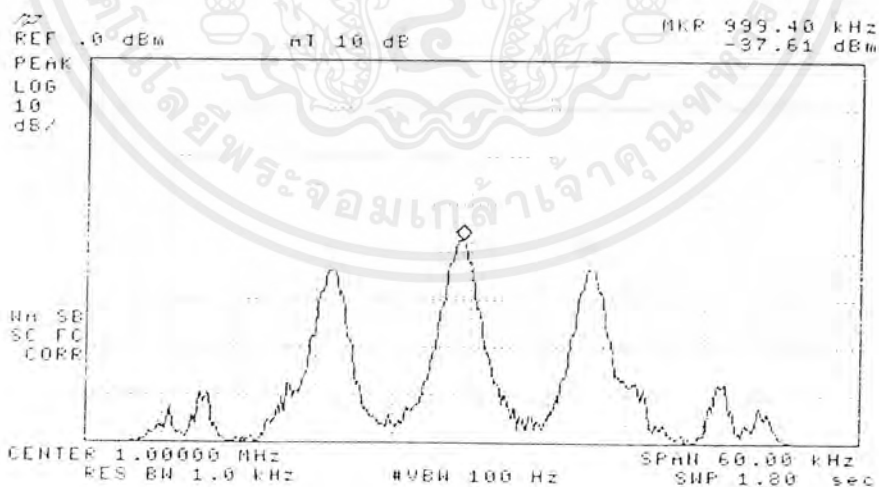


รูปที่ 4.49 สเปกตรัมสัญญาณบีบีเอสเค โดยมีสัญญาณพาห้ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์



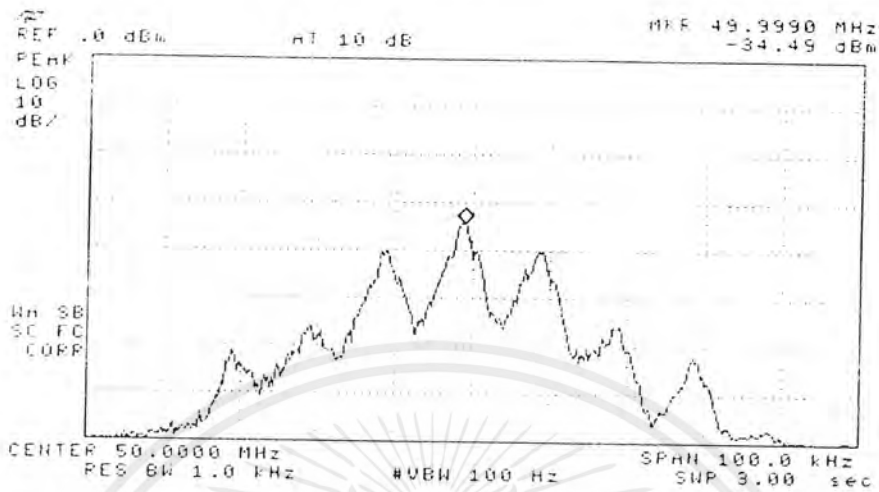
รูปที่ 4.50 สัญญาณบีฟิเอสเค โดยมีสัญญาณพาห์ 100 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อนำสัญญาณขาอินพุตที่มีความถี่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าวงจรคูณสัญญาณ จะได้รูปสัญญาณและสเปกตรัมดังรูป

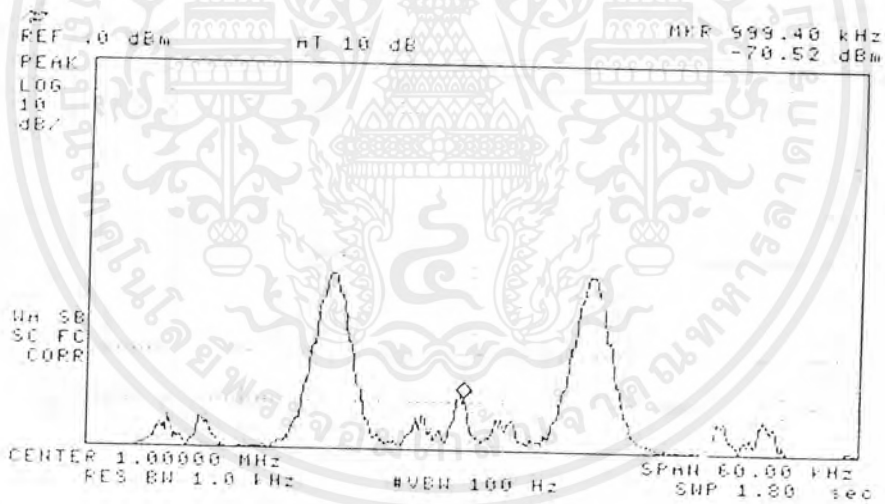


รูปที่ 4.51 สเปกตรัมสัญญาณเอเอ็ม โดยมีคลื่นพาห์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

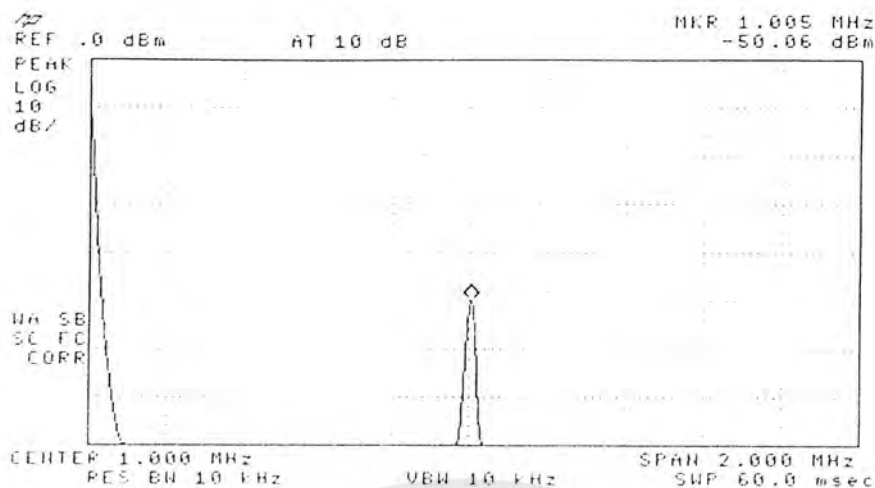


รูปที่ 4.52 สเปกตรัมสัญญาณเอเอ็ม โดยมีคลื่นพาห์ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์

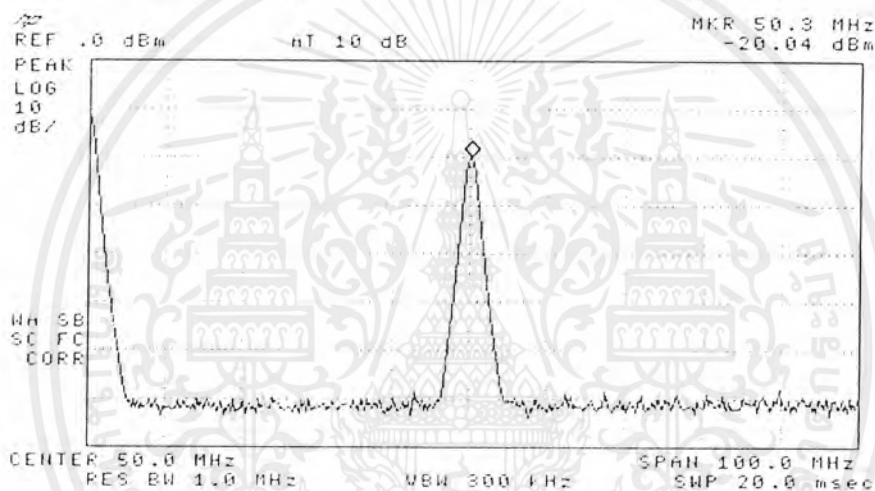


รูปที่ 4.53 สัญญาณเอเอ็มแบบดับเบิลไซด์แบนด์ซัพเพลสแควเรียร์ความถี่คลื่นพาห์ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์

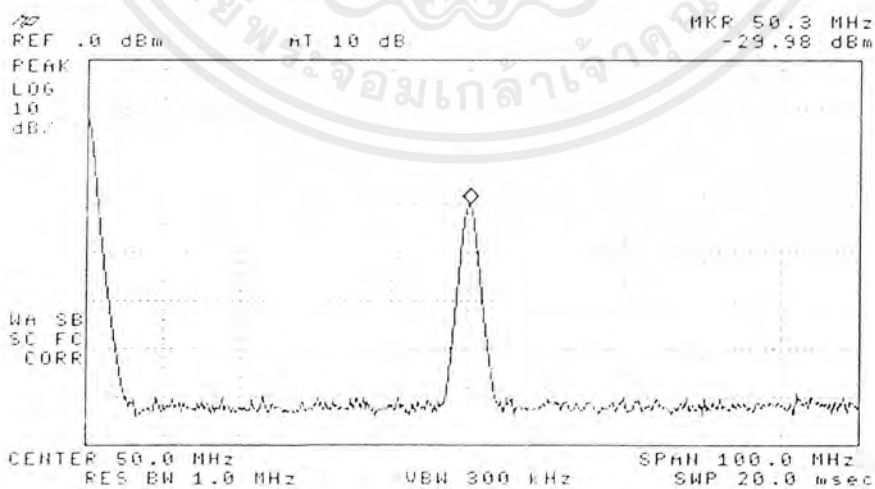
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.57 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 1 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm

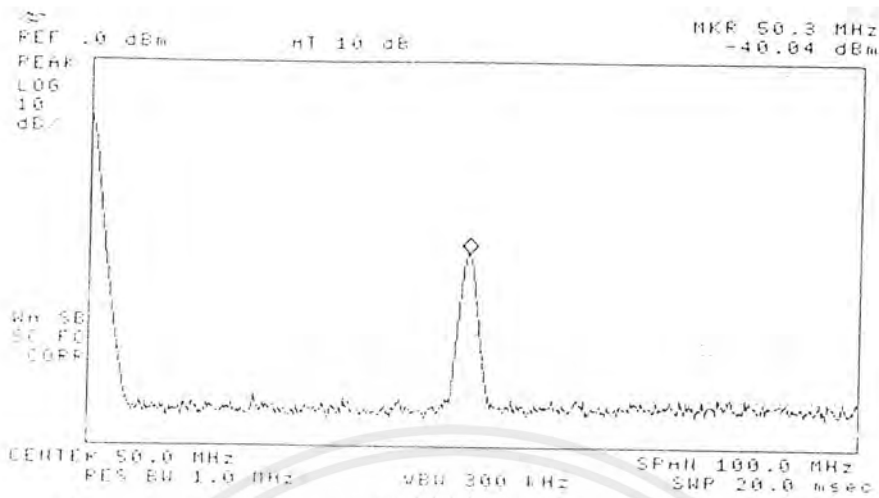


รูปที่ 4.58 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ 0 dBm

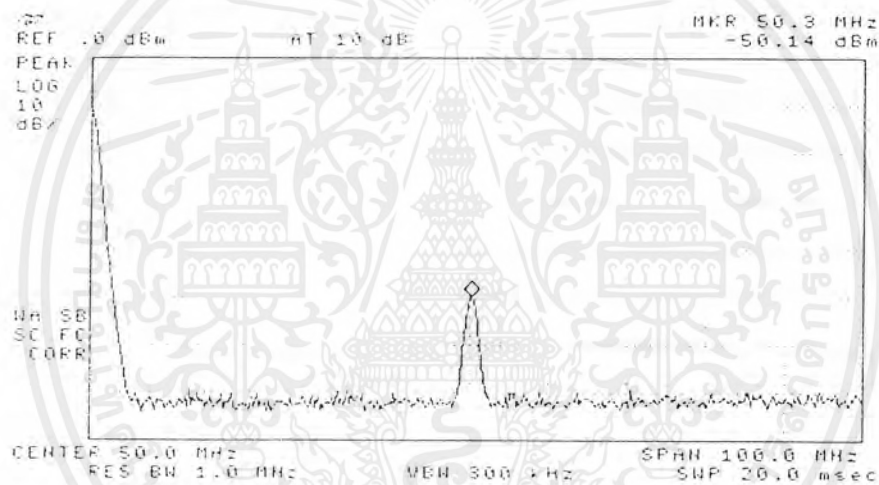


รูปที่ 4.59 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -10 dBm

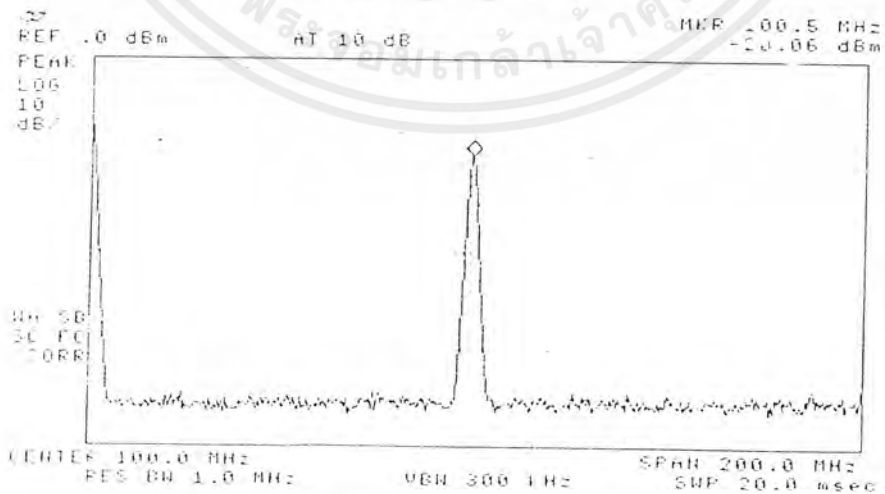
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.60 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -20 dBm

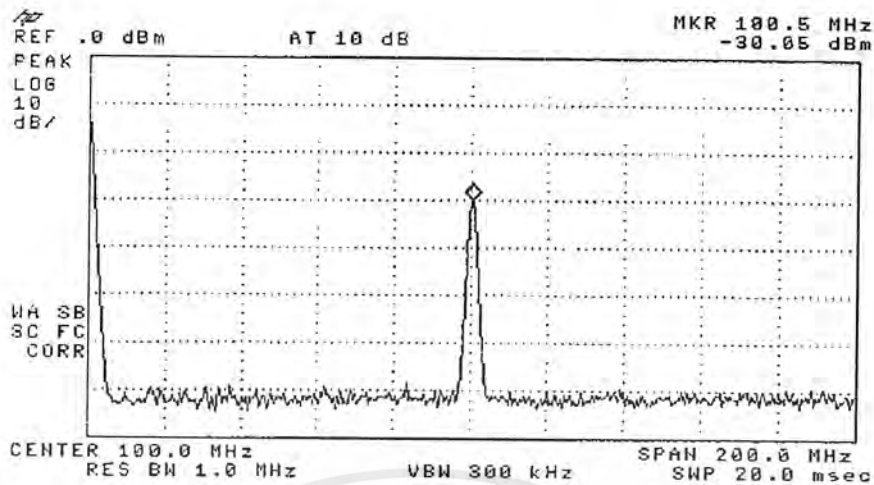


รูปที่ 4.61 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 50 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm

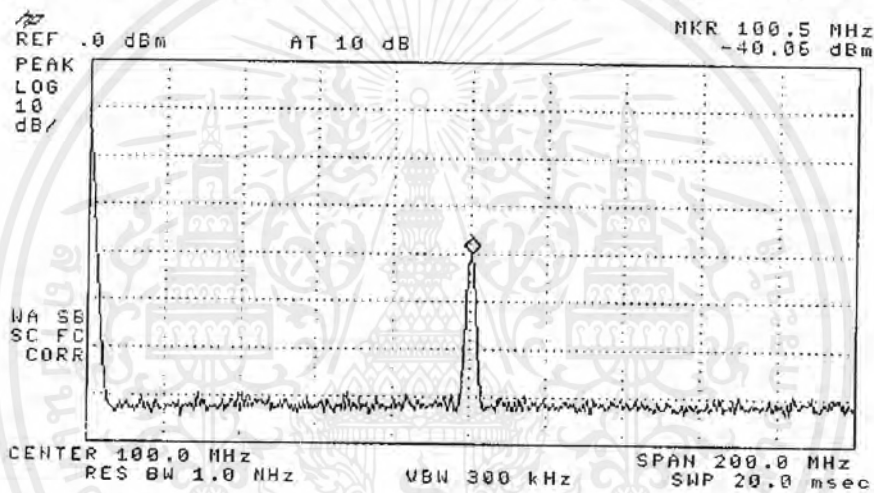


รูปที่ 4.62 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ 0 dBm

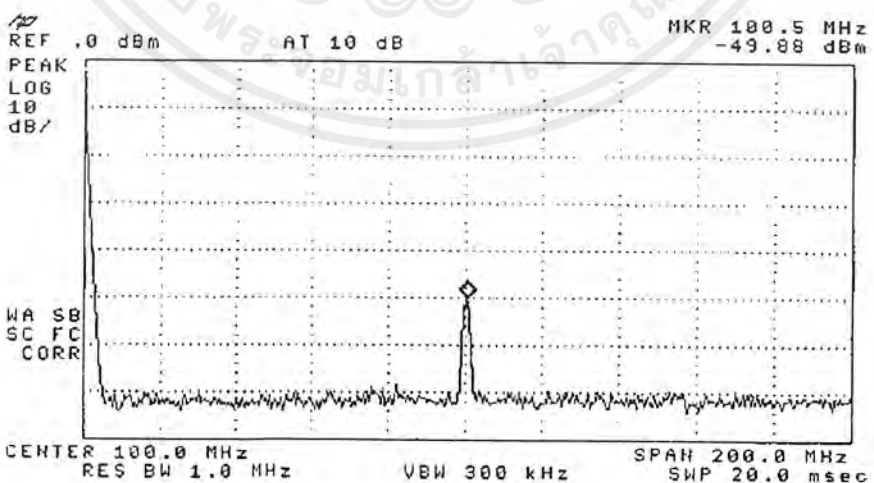
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.63 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -10 dBm



รูปที่ 4.64 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -20 dBm



รูปที่ 4.65 สเปกตรัมสัญญาณความถี่ 100 เมกกะเฮิร์ตซ์ ที่ระดับสัญญาณ -30 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญาบัตรนี้เป็นการออกแบบ และ สร้างเครื่องกำเนิดสัญญาณ โดยนำหลักการของระบบ เฟสล็อกคูลูปมาใช้เพื่อที่จะผลิตความถี่ที่มีความเที่ยงตรง และได้ออกแบบให้เครื่องกำเนิดสัญญาณรูปชานนี้ ได้ตั้งแต่ 1-100 MHz ปรับความถี่และขนาดของสัญญาณได้ นอกจากนี้ยังสามารถมอดูเลตแบบคิจิตอลได้ เครื่องกำเนิดสัญญาณนี้ประกอบด้วยส่วนหลักๆดังนี้คือ

1. ส่วนการสังเคราะห์ความถี่
2. ส่วนผสมสัญญาณ
3. ส่วนกรองสัญญาณ
4. ส่วนขยายสัญญาณ
5. ส่วนควบคุมกำลังส่ง
6. ส่วนมอดูเลททีเอสเค
7. ส่วนมอดูเลทเอฟเอ็มและเอฟเอสเค

ในส่วนสังเคราะห์สัญญาณจะต้องสังเคราะห์สัญญาณที่มีความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์ และ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ หลังจากที่ได้ความถี่ทั้ง 2 แล้ว นำไปเข้าส่วนผสมสัญญาณเพื่อให้ได้ความถี่ที่เราต้องการ สัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจากส่วนนี้กำลังงานจะมีค่าลดลงอย่างมากจึงต้องนำเข้าวงจรขยายสัญญาณ ความถี่ช่วงกว้างเพื่อให้สัญญาณมีขนาดใหญ่ขึ้น แล้วนำเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาความถี่ที่ไม่ต้องการออก จากนั้นนำเข้าส่วนควบคุมกำลังส่ง (วงจร AGC) เพื่อให้สัญญาณที่ออกมามีกำลังส่งที่ใกล้เคียงกันมากที่สุด และเข้ากลุ่มวงจรกรองความถี่อีกครั้ง สามารถเลือกทำการมอดูเลทได้ทั้งทีเอสเค, เอฟเอ็มและเอฟเอสเค โดยสัญญาณที่นำไปมอดูเลทจะมาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณภายนอก

ปัญหาที่พบคือในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่เป็นส่วนที่ทำงานเนื่องจากขาดประสิทธิภาพ โดยเฉพาะวงจรสังเคราะห์ความถี่ 200-300 เมกกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งมีช่วงความถี่ที่กว้างมากทำให้วงจรวีซีโอขาด คุณลักษณะไปบ้างสัญญาณที่ออกมาจึงไม่ดีเท่าที่ควรมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นทำให้การแก้ไขลำบาก หากต้องการรูปสัญญาณน้อยกว่าเดิมจำเป็นต้องออกแบบวงจรวางเลย์เอาท์ใหม่ ซึ่งเมื่อมีปัญหาเรื่อง สัญญาณรบกวนในส่วนนี้ทำให้สัญญาณชานนี้บางความถี่ที่ออกมาไม่ใช่ชานนี้บริสุทธิ์ ขนาดสัญญาณไม่ คงที่ การแก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวนเป็นเรื่องที่ยากและละเอียดอ่อนมากเนื่องจากสัญญาณรบกวนเกิดจาก หลายสาเหตุ วิธีแก้ไข เช่น การกราวด์ดิ้ง (Grounding) การชิลด์ (Shielding) เป็นต้น ซึ่งต้องใช้วิธีที่เหมาะสมกับวงจรและสาเหตุที่เกิด

ปัญหาอื่นๆที่พบคือ ขาดประสิทธิภาพการทำงานทำให้ในบางวงจรต้องออกแบบ และทำการต่อ วงจรหลายรอบ และความรู้ด้านนี้ไม่เพียงพอทำให้สัญญาณที่ได้ไม่ดีเท่าที่ควร



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ IF(MHz)	โปรแกรม N	โปรแกรม A	ความถี่ IF(MHz)	โปรแกรม N	โปรแกรม A
1	0100111010	000100	34	0101100100	101000
2	0100111011	101000	35	0101101111	001100
3	0100111101	001100	36	0101110000	110000
4	0100111110	110000	37	0101110010	010100
5	0101000000	010100	38	0101110011	111000
6	0101000001	111000	39	0101110101	011100
7	0101000011	011100	40	0101110111	000000
8	0101000101	000000	41	0101111000	100100
9	0101000110	100100	42	0101111010	001000
10	0101001000	001000	43	0101111011	101100
11	0101001001	101100	44	0101111101	010000
12	0101001011	010000	45	0101111110	110100
13	0101001100	110100	46	0110000000	011000
14	0101001110	011000	47	0110000001	111100
15	0101001111	111100	48	0110000011	100000
16	0101010001	100000	49	0110000101	000100
17	0101010011	000100	50	0110000110	101000
18	0101010100	101000	51	0110001000	001100
19	0101010110	001100	52	0110001001	110000
20	0101010111	110000	53	0110001011	010100
21	0101011001	010100	54	0110001100	111000
22	0101011010	111000	55	0110001110	011100
23	0101011100	011100	56	0110010000	000000
24	0101011110	000000	57	0110010001	100100
25	0101011111	100100	58	0110010011	001000
26	0101100001	001000	59	0110010100	101100
27	0101100010	101100	60	0110010110	010000
28	0101100100	010000	61	0110010111	110100
29	0101100101	110100	62	0110011001	011000
30	0101100111	011000	63	0110011010	111100
31	0101101000	111100	64	0110011100	100000
32	0101101010	100000	65	0110011110	000100
33	0101101100	000100	66	0110011111	101000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ IF(MHz)	โปรแกรม N	โปรแกรม A	ความถี่ IF(MHz)	โปรแกรม N	โปรแกรม A
67	0110100001	001100	84	0110111011	111000
68	0110100010	110000	85	0110111101	010100
69	0110100100	010100	86	0110111110	111000
70	0110100101	111000	87	0110000000	011100
71	0110100111	011100	88	0111000010	000000
72	0110101001	000000	89	0111000011	100100
73	0110101010	100100	90	0111000101	001000
74	0110101100	001000	91	0111000110	101100
75	0110101101	101100	92	0111001000	010000
76	0110101111	010000	93	0111001001	110100
77	0110110000	110100	94	0111001011	011000
78	0110110010	011000	95	01111001100	111100
79	0110110011	111100	96	01111001110	100000
80	0110110101	100000	97	0111010000	00010
81	0110110111	000100	98	0111010001	101000
82	0110111000	101000	99	0111010011	001100
83	0110111010	001100	100	0111010100	110000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ สามารถทำสำเร็จได้ ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือ ของบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.ทองทศ วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นางสาวพิมพ์ มานะกิจจงกล
3. นายณฤทธิ์ ญิงชนิสรา
4. นายคณภูมิ พูลผล
5. นายศิริชัย ชารวุฒิกุล เอื้อเพื่อเครื่องสแกนเนอร์
6. นางสาวภัทริยา ชลากรกุล เอื้อเพื่อเครื่องพรีนเตอร์

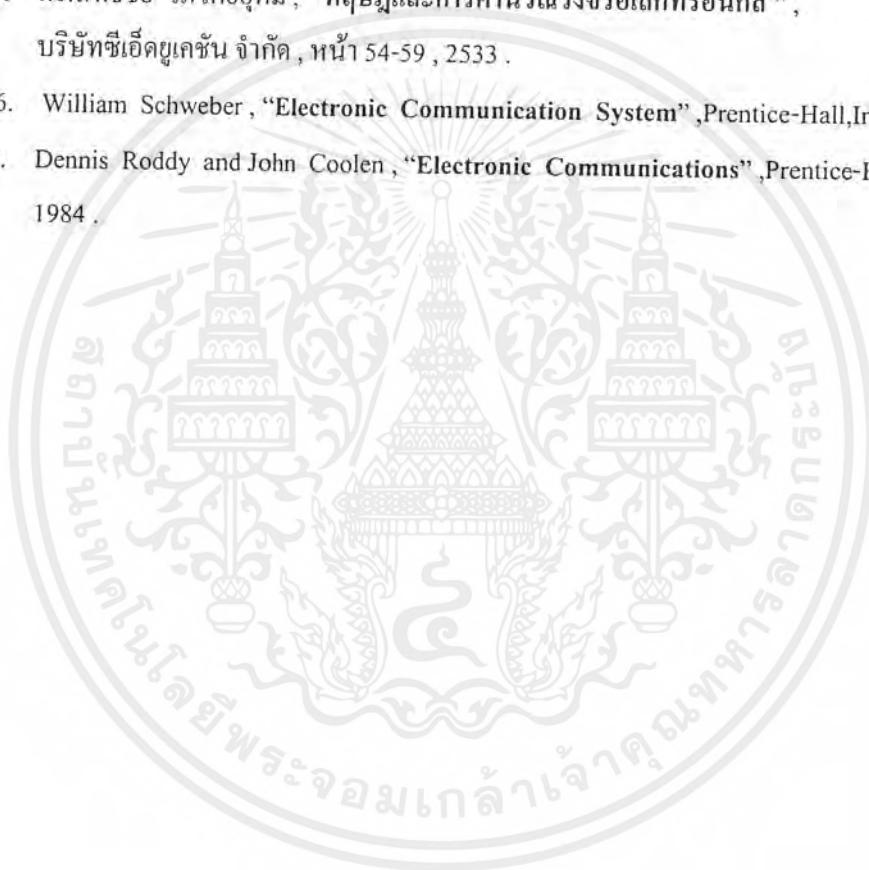
ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. David R. Smith , “ **Digital Transmission Systems** ” , Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1985 .
2. Denton J. Daily , “ **Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits Theory and Applications** ” , McGraw – Hill International Editions., 1962 .
3. Frank R. Dungan , “ **Electronic communication system**” , Delmar Publishers Inc., 1987.
4. รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ , “ **วิศวกรรมการสื่อสาร** ” , อักษรสยามการพิมพ์ , หน้า 7-16 , 2530 .
5. ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม , “ **ทฤษฎีและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์** ” , บริษัทซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด , หน้า 54-59 , 2533 .
6. William Schweber , “ **Electronic Communication System** ” , Prentice-Hall, Inc., 1996 .
7. Dennis Roddy and John Coolen , “ **Electronic Communications** ” , Prentice-Hall, Inc., 1984 .



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้