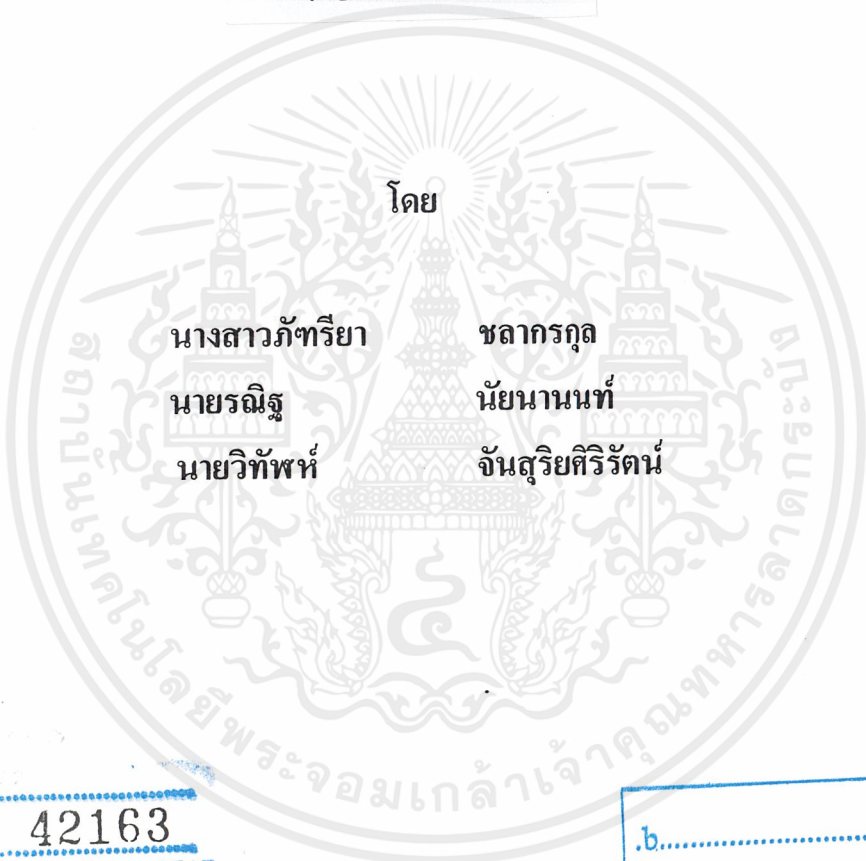


เครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล
DIGITAL RADIO RECEIVER



โดย

นางสาวภัทริยา

ชลากรกุล

นายรณัฐ

นัยนานนท์

นายวิฑ์พัทธ์

จันสุริยศิริรัตน์

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน... 42163
วัน, เดือน, ปี... 14 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล
DIGITAL RADIO RECEIVER

โดย

นางสาวภัทริยา	ชลากรกุล	40010544
นายรณิฐ	นัยนานนท์	40010628
นายวิทัฬห	จันสุริยศิริรัตน์	40010734

อาจารย์ที่ปรึกษา
ดร.ทองทศ วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **เครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล**
Digital Radio Receiver

ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|-------------------|----------|
| 1. นางสาวภัทริยา | ชลากรกุล | 40010544 |
| 2. นายรณิฐ | นัยนานนท์ | 40010628 |
| 3. นายวิทัฬห | จันสุริยศิริรัตน์ | 46010734 |

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. ทองทนต์ วานิชศรี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล

DIGITAL RADIO RECEIVER

โดย นางสาวกชกร ชลากรกุล 40010544
นายรณัฐ นัยนานนท์ 40010628
นายวิทัฬห จันสุริยศิริรัตน์ 40010734

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัลระบบเอ็มพี-3 ซึ่งเป็นเครื่องรับสัญญาณวิทยุผ่านความถี่ที่มีการเข้ารหัสแบบเอ็มพีค 2.5 เลเยอร์ 3 โดยทำการรับสัญญาณที่ความถี่ 1.4 จิกกะเฮิรตซ์ ด้วยการดีมอดูเลตแบบคิวพีเอสเค (QPSK)

ABSTRACT

This project designs and constructs a MP-3 Digital Radio receiver, which receives mpeg 2.5 layer 3 coded satellite signal, by receiving at 1.4 GHz frequency. And demodulating back by using QPSK method.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	6
2.1 หลักการของคิวพีเอสเค	6
2.2 สายอากาศแบบไมโครสตริป	12
2.2.1 โพลาริเซชันวงกลม	13
2.2.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป	14
2.3 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก	16
2.3.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	16
2.3.2 การคำนวณวงจขยายโดยใช้เฮสพารามิเตอร์	19
2.3.3 อิมพีแดนซ์แมชชิง	22
2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์	24
2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน	27
2.5.1 วาแรกเตอร์ไดโอด	27
2.5.2 ค่าคาปาซิแตนซ์ภายในรอยต่อพีเอ็น	28
2.6 ระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุป	31
2.6.1 ระบบเฟสล็อกกลุป	32
2.6.2 การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกกลุป	37
2.6.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุปแบบพริสเทลเลอร์สองโมดูลัส	41
2.7 วงจรมิกเซอร์	42
2.7.1 วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ไดโอด	43
2.7.2 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา	44
2.8 วงจรกรองความถี่ผ่าน	46
2.8.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริป	47
2.8.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ	54
2.8.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาสซีฟแบบบัตเทอร์เวิร์ท	54
2.8.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท	56
2.8.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแอกทีฟแบบเบสเสด	58
2.9 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	60
2.10 เครื่องรับแบบคอสหาส	62
2.11 วงจรเลื่อนเฟส	66
2.12 วงจรริงมอดูเลเตอร์	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
2.13	วงจรรูณสัญญาณ	68
2.13.1	บีเจที-คิฟเฟอร์นเซียลแพร์	68
2.13.2	การทำงานของบีเจที-คิฟเฟอร์นเซียลแอมพลิฟายเออร์ สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก	72
2.14	วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ	78
2.14.1	วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์ตติง	78
2.14.2	วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์ตติง	78
2.14.3	วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์ตติงกับไปอัสบวก	79
2.14.4	วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์ตติงกับไปอัสลบ	79
2.15	วงจรแปลงสัญญาณขานานเป็นอนุกรม	80
2.16	วงจรรู้นสัญญาณนาฬิกา	81
2.17	หลักการบีบอัดข้อมูลแบบเอ็มเป็ก	84
2.17.1	หลักการพื้นฐานและการใช้งาน	84
2.17.2	การเข้ารหัสแบบเอ็มเป็กโดยทั่วไป	85
2.17.3	รูปแบบข้อมูลเอ็มเป็กเลเยอร์ 3	87
2.18	วงจรถอดรหัสสัญญาณเอ็มเป็ก	88
2.18.1	ไอซีเบอร์ MAS 3507D	88
2.18.2	ไอซีเบอร์ DAC 3550A	95
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	101
3.1	การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป	101
3.2	การออกแบบวงจรถยายสัญญาณสัญญาณรบกวนต่ำ	102
3.3	การออกแบบวงจรถองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์	106
3.4	การออกแบบวงจรถองระหัดความถี่ที่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์	108
3.4.1	การออกแบบวงจรถองออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตาม แรงดันควบคุมความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์	108
3.4.2	การออกแบบวงจรถองพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	110
3.4.3	การออกแบบวงจรถองเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	110
3.4.4	การออกแบบวงจรถองฟิลเตอร์	111
3.5	การออกแบบวงจรถองมิกเซอร์แบบไฮบริด	114
3.6	การออกแบบวงจรถองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์	115
3.7	การออกแบบวงจรถองขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	115
3.8	การออกแบบวงจรถองระหัดความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	116

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.8.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	116
3.8.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	118
3.8.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	118
3.8.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์	119
3.9 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์	121
3.10 การออกแบบวงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์	122
3.11 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	122
3.12 วงจรเครื่องรับแบบคอสมทาส	124
3.12.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	124
3.12.2 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	125
3.12.3 การออกแบบวงจรริงมอดูเลเตอร์	126
3.12.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 64 กิโลเฮิร์ตซ์	126
3.12.5 การออกแบบวงจรบวกสัญญาณ	127
3.12.6 การออกแบบวงจรหักล้างสัญญาณ	128
3.12.7 การออกแบบวงจรคูณสัญญาณ	128
3.13 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรม	129
3.14 การออกแบบวงจรผู้สัญญาณนาฬิกา	129
3.15 การออกแบบวงจรลอครหัสสัญญาณเอ็มเป็ก	130
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	136
4.1 ผลการทดลองของสายอากาศแบบไมโครสตริป	136
4.2 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณสัญญาณรบกวนต่ำ	137
4.3 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิร์ตซ์	139
4.4 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิร์ตซ์	141
4.5 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์แบบไฮบริด	144
4.6 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	146
4.7 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	148
4.8 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	150
4.8.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	150
4.8.2 วงจรพรีสเกลเลอร์	152
4.8.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์	152
4.8.4 วงจรรูปฟิลเตอร์	154

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.9 ผลการทดลองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์	156
4.10 ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์	157
4.11 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	158
4.12 ผลการทดลองของวงจรเครื่องรับแบบคอสมทาส	161
4.12.1 ผลการทดลองของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ปรับค่าความถี่ได้ตาม แรงดันควบคุมที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	161
4.12.2 ผลการทดลองของวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา	163
4.12.3 ผลการทดลองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านชนิดแอกทิฟ แบบเบสเสลดอันดับที่ 8	163
4.12.4 ผลการทดลองของวงจรวกสัญญาณ	165
4.12.5 ผลการทดลองของวงจรคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	165
4.12.6 ผลการทดลองของวงจรคูณสัญญาณ	166
4.13 ผลการทดลองของวงจรผู้สัญญาณนาฬิกา	167
บทที่ 5 ผลวิจารณ์และบทสรุป	168
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูปร่าง

		หน้า
บทที่ 1	บทนำ	
รูปที่ 1.1	บริเวณพื้นที่ที่ลากลื่นควาเทียมครอบคลุมของทั้ง 3 ทวีป	1
รูปที่ 1.2	บล็อกโคอะแกรมของเครื่องรับวิทยุระบบดิจิทัลผ่านควาเทียม	5
บทที่ 2	ทฤษฎีและหลักการ	
รูปที่ 2.1	รหัส 4 คู่ของสัญญาณคิวพีเอสเค	6
รูปที่ 2.2	ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสและอินนิเชียลเฟสของเกรย์โคดที่ใช้ในคิวพีเอสเค	7
รูปที่ 2.3	วงจรมอดูเลตแบบคิวพีเอสเค	7
รูปที่ 2.4	เฟสของสัญญาณในช่องสัญญาณ I และ Q	8
รูปที่ 2.5	เวกเตอร์ผลลัพธ์ของสัญญาณคิวพีเอสเค	8
รูปที่ 2.6	สัญญาณคิวพีเอสเคถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/4$	9
รูปที่ 2.7	วงจรมอดูเลตสัญญาณคิวพีเอสเค	9
รูปที่ 2.8	การตีเทคต์สัญญาณคิวพีเอสเค โดยแบ่งออกเป็นสัญญาณบีพีเอสเค 2 สัญญาณ	10
รูปที่ 2.9	คีย์สปีคในการส่งสัญญาณ	11
รูปที่ 2.10	เวกเตอร์ของสัญญาณพีเอสเคและเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน	11
รูปที่ 2.11	การเปรียบเทียบขนาดของน็อยส์บอลที่ไม่ทำให้เกิดการผิดพลาดของบิต	12
รูปที่ 2.12	สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างต่างๆ	13
รูปที่ 2.13	ลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริป	13
รูปที่ 2.14	รูปแบบการเลือกจุดวัดผลของสายอากาศไมโครสตริป รูปวงกลมและสี่เหลี่ยมสำหรับโพราไรเซชันวงกลม	15
รูปที่ 2.15	การเลือกจุดวัดผลของสายอากาศไมโครสตริป รูปสี่เหลี่ยมสำหรับโพราไรเซชันวงกลม	16
รูปที่ 2.16	ค่าน็อยส์ฟีกเกอร์ต่ำสุดที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์	17
รูปที่ 2.17	S_{21} ของทานซิสเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์	18
รูปที่ 2.18	ความเป็นเชิงเส้นของวงจที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์	18
รูปที่ 2.19	ตัวอย่างวงจไบอัสทรานซิสเตอร์	19
รูปที่ 2.20	การแมชชิงอิมพีแดนซ์	23
รูปที่ 2.21	ตัวอย่างวงจแมชชิงอิมพีแดนซ์	23
รูปที่ 2.22	วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์	24
รูปที่ 2.23	วงจรมมูลของวงจรคอลพิทท์ออสซิลเลเตอร์	25
รูปที่ 2.24	วงจรมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด	28
รูปที่ 2.25	รอยต่อพีเอ็นชนิดเปลี่ยนแปลงทันที	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
รูปที่ 2.26	รอยต่อที่เอ็นชนิดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน	29
รูปที่ 2.27	บล็อกโคอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุ๊ป	31
รูปที่ 2.28	บล็อกโคอะแกรมของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป	32
รูปที่ 2.29	ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากันและไม่เท่ากัน	33
รูปที่ 2.30	บล็อกโคอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ๊ป	37
รูปที่ 2.31	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอย่างง่าย	38
รูปที่ 2.32	ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบเฟสล็อกกลุ๊ป	39
รูปที่ 2.33	ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสเตปฟังก์ชัน	40
รูปที่ 2.34	วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลุ๊ปแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส	41
รูปที่ 2.35	บล็อกโคอะแกรมการทำงานของวงจรมิกเซอร์	42
รูปที่ 2.36	วงจรมิกเซอร์แบบ ซิงเกิลไดโอด	43
รูปที่ 2.37	วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ไดโอด	43
รูปที่ 2.38	วงจรสมมูลของหม้อแปลงแบบขดลวดไฮบริด และทรานส์ฟอร์เมอร์ไครเรชันนัลคัปเปิลเลอร์	44
รูปที่ 2.39	ชนิดของโครงข่ายไฮบริด 90° และ 180°	45
รูปที่ 2.40	การผสมสัญญาณของโครงข่ายไฮบริด	45
รูปที่ 2.41	ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่าน	46
รูปที่ 2.42	เส้นไมโครสตริปแบบคัปปลิงตามขนาน	47
รูปที่ 2.43	วงจรของ paralleled coupled line ที่มองเป็น 4 พอร์ต	47
รูปที่ 2.44	(ก) ผลการกระจายของสนามไฟฟ้า โหมดคู่และโหมดคี่ ของเส้นไมโครสตริปแบบขนานตามยาว (ข) วงจรสมมูลที่คลื่นมองเห็นในแต่ละโหมด	48 48
รูปที่ 2.45	วงจรสมมูลระหว่าง Admittance inverters ซึ่งมีความยาว เป็นจำนวนคี่เท่าของ 1 ใน 4 ความยาวคลื่น	49
รูปที่ 2.46	วงจรสมมูลระหว่าง paralleled coupled line กับ Admittance inverters	49
รูปที่ 2.47	วงจรสมมูลของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบสองส่วน	50
รูปที่ 2.48	โครงสร้างของไมโครสตริปแบบยาว	52
รูปที่ 2.49	วงจรกรองแถบความถี่ผ่านลำดับที่ 3 ที่ได้ออกแบบไว้	54
รูปที่ 2.50	การทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ	54
รูปที่ 2.51	ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพาสซีฟแบบบัตเทอร์เวิร์ท	54
รูปที่ 2.52	กราฟคุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท	55
รูปที่ 2.53	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท	56
รูปที่ 2.54	การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นความถี่ช่วงผ่าน	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า	
รูปที่ 2.84	ระดับความดังเสียงที่เริ่มได้ยินที่ความถี่ต่างๆ	86
รูปที่ 2.85	ผลของการปิดกั้นเสียงความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์	86
รูปที่ 2.86	การปิดกั้นเสียงที่ไม่ได้ยินในย่านความถี่ย่อยของการเข้ารหัสเอ็มเป็ก	87
รูปที่ 2.87	รูปแบบข้อมูลเอ็มเป็กเลขเอร์ 3	87
รูปที่ 2.88	บิตต่างๆในส่วนหัวข้อมูล	88
รูปที่ 2.89	บล็อกโคอะแกรมของ MAS 3507D	89
รูปที่ 2.90	บล็อกโคอะแกรมของตัวถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มเป็ก	90
รูปที่ 2.91	รูปแบบของ I'S อินพุต	93
รูปที่ 2.92	รูปแบบของการเชื่อมต่อ SDO ในโหมด 16 บิต/แซมเปิล	94
รูปที่ 2.93	รูปแบบของการเชื่อมต่อ SDO ในโหมด 32 บิต/แซมเปิล	94
รูปที่ 2.94	บล็อกโคอะแกรมของไอซีเบอร์ DAC 3350A	95
รูปที่ 2.95	การประยุกต์ใช้งานของไอซีเบอร์ MAS 3507D และ DAC 3550A	95
รูปที่ 2.96	บล็อกโคอะแกรมของ DAC 3550A	96
รูปที่ 2.97	รูปแบบของ I'S อินพุต โหมด 16 บิต	97
รูปที่ 2.98	รูปแบบของ I'S อินพุต โหมด 32 บิต	97
รูปที่ 2.99	การตอบสนองความถี่ของอินเทอร์โพลเลชันฟิลเตอร์ ในช่วงความถี่ 0 ถึง 22 กิโลเฮิร์ตซ์	98
รูปที่ 2.100	เมตริกซ์การสวิตช์	98
รูปที่ 2.101	โพสท์ฟิลเตอร์ออปแอมป์, ดีเอ็มฟาซีออปแอมป์ และการต่อออก	99
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	
รูปที่ 3.1	สายอากาศแบบไมโครสตริปรูปลี่เหลี่ยมเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.47 จิกกะเฮิร์ตซ์	102
รูปที่ 3.2	วงจรรวมไอส์ทรานซิสเตอร์วงจรรขยายภาคที่ 1	103
รูปที่ 3.3	วงจรรวมไอส์ทรานซิสเตอร์วงจรรขยายภาคที่ 2	104
รูปที่ 3.4	วงจรรวมของวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	105
รูปที่ 3.5	วงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ออกแบบบน PCB	105
รูปที่ 3.6	วงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่กึ่งกลาง 1.472 จิกกะเฮิร์ตซ์	107
รูปที่ 3.7	วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ชนิดคอลเลกเตอร์ร่วม	108
รูปที่ 3.8	วงจรมูลกรรณะเสถียรของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์	108
รูปที่ 3.9	วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิร์ตซ์	109
รูปที่ 3.10	วงจรรีเสทเกิลเลอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12032	110
รูปที่ 3.11	บล็อกโคอะแกรมของไอซีเบอร์ MC145152-2	110
รูปที่ 3.12	วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อก ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิร์ตซ์	113

	หน้า	
รูปที่ 3.13	วงจрсังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212 - 1.252 จิกกะเฮิรตซ์	113
รูปที่ 3.14	การออกแบบวงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา	113
รูปที่ 3.15	วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา	114
รูปที่ 3.16	วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์โดยใช้ซอร์ฟิเตอร์	115
รูปที่ 3.17	วงจรสมมูลกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	115
รูปที่ 3.18	วงจรสมมูลกระแสสลับของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง	115
รูปที่ 3.19	วงจรมิกเซอร์สัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์	116
รูปที่ 3.20	วงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	117
รูปที่ 3.21	วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจрсังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	120
รูปที่ 3.22	วงจрсังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	120
รูปที่ 3.23	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 5	121
รูปที่ 3.24	วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิรตซ์	122
รูปที่ 3.25	วงจรรภายในไอซีเบอร์ TUF-5	122
รูปที่ 3.26	วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ TUF-5	122
รูปที่ 3.27	วงจรมิกเซอร์สัญญาณแถบความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	123
รูปที่ 3.28	วงจรรีจิสเตอร์แบบคอสทาส	124
รูปที่ 3.29	วงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์	125
รูปที่ 3.30	วงจรรีจิสเตอร์ 90 องศา	126
รูปที่ 3.31	วงจรรีจิมอดูเลเตอร์	126
รูปที่ 3.32	วงจรรองความถี่ต่ำแบบเบสเสลอันดับที่ 8 ที่ความถี่คัทออฟ 64 กิโลเฮิรตซ์	127
รูปที่ 3.33	วงจรมิกเซอร์สัญญาณ	128
รูปที่ 3.34	วงจรรีจิสเตอร์เฟอเรนเซียลแอมพลิไฟเออร์	128
รูปที่ 3.35	วงจรมิกเซอร์สัญญาณ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 1496	129
รูปที่ 3.36	วงจรมิกเซอร์สัญญาณแบบขนานเป็นอนุกรม	129
รูปที่ 3.37	วงจรมิกเซอร์สัญญาณนาฬิกา โดยใช้ไอซีเบอร์ 555	130
รูปที่ 3.38	วงจรมิกเซอร์สัญญาณข้อมูลเอ็มเป็ก	130
รูปที่ 3.39	วงจรรวม-1	131
รูปที่ 3.40	วงจรรวม-2	132
รูปที่ 3.41	วงจรรวม-3	133
รูปที่ 3.42	วงจรรวม-4	134
รูปที่ 3.43	วงจรรวม-5	135

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่าพารามิเตอร์ S11 ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์	136
รูปที่ 4.2	ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์	136
รูปที่ 4.3	VSWR ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์	137
รูปที่ 4.4	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่า S พารามิเตอร์ของวงจรถายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	137
รูปที่ 4.5	สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตของวงจรถายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	138
รูปที่ 4.6	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	138
รูปที่ 4.7	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราการขยายของวงจรถายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	139
รูปที่ 4.8	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่าพารามิเตอร์ S_{11} กับ S_{21} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์	139
รูปที่ 4.9	ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์	140
รูปที่ 4.10	ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{21} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์	140
รูปที่ 4.11	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์	142
รูปที่ 4.12	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์	142
รูปที่ 4.13	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถายสัญญาณออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.2095 จิกกะเฮิรตซ์	143
รูปที่ 4.14	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถายสัญญาณออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.2506 จิกกะเฮิรตซ์	143
รูปที่ 4.15	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ของวงจรมิกเซอร์	144
รูปที่ 4.16	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ของวงจรมิกเซอร์	145
รูปที่ 4.17	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราลดทอนของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	147
รูปที่ 4.18	สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	147

	หน้า
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยาย สัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	148
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราขยายของ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	149
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์	149
รูปที่ 4.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	151
รูปที่ 4.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	151
รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์	152
รูปที่ 4.25 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	153
รูปที่ 4.26 สัญญาณที่ขาล็อกคิตเทคต์ของ ไอซีเบอร์ MC145152-2 หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว	153
รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ขา MC ของ ไอซีเบอร์ MC145152-2	154
รูปที่ 4.28 สัญญาณที่ขา ϕ_R และ ϕ_V ของ ไอซีเบอร์ MC145152-2	154
รูปที่ 4.29 ระดับสัญญาณไฟกระแสดตรงที่ได้จากวงจรฟลิปเฟลอป	155
รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	155
รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์	156
รูปที่ 4.32 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราลดทอนของวงจรกรองความถี่ ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์	156
รูปที่ 4.33 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับที่ 5 ที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์	157
รูปที่ 4.34 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ของวงจรมิกเซอร์	157
รูปที่ 4.35 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ของวงจรมิกเซอร์	158
รูปที่ 4.36 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรขยาย สัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	159
รูปที่ 4.37 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราขยาย ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	160
รูปที่ 4.38 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	160
รูปที่ 4.39 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	161

	หน้า	
รูปที่ 4.40	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	162
รูปที่ 4.41	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	163
รูปที่ 4.42	สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเลื่อนเฟสของวงจรถ่ายเฟส 90 องศา	163
รูปที่ 4.43	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลอันดับที่ 8	164
รูปที่ 4.44	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรวกสัญญาณ	165
รูปที่ 4.45	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายเฟสเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์	165
รูปที่ 4.46	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณ	166
รูปที่ 4.47	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณ	166
รูปที่ 4.48	ผลการทดลองของวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา	167
บทที่ 5	บทวิจารณ์และบทสรุป	
รูปที่ 5.1	ผลการตอบสนอง S_{11} ของสายอากาศที่วัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์	170
รูปที่ 5.2	ช่วงความถี่ของสายอากาศที่ใช้งานได้	170
รูปที่ 5.3	VSWR ของสายอากาศที่วัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์	171
รูปที่ 5.4	ผลการซิมูเลตผลตอบสนอง S_{11} และ S_{21}	171
รูปที่ 5.5	อินพุตของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ	172
รูปที่ 5.6	เอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณรบกวนต่ำ	172
รูปที่ 5.7	กราฟแสดงความสัมพันธ์ของความถี่กับอัตราขยายของวงจรถ่ายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	173
รูปที่ 5.8	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	173
รูปที่ 5.9	ผลการซิมูเลตผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{21}	174
รูปที่ 5.10	ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} จากเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์	174
รูปที่ 5.11	ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{21} จากเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์	175
รูปที่ 5.12	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณที่ย่านความถี่ 1.48 จิกกะเฮิร์ตซ์	175
รูปที่ 5.13	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณที่ความถี่ 1.45 จิกกะเฮิร์ตซ์	176
รูปที่ 5.14	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณที่ความถี่ 2.9 จิกกะเฮิร์ตซ์	176
รูปที่ 5.15	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณ	177
รูปที่ 5.16	สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายสัญญาณที่รับสัญญาณจริง	177

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	
ตารางที่ 2.1 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านลำดับที่ 3	53
ตารางที่ 2.2 ค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท	56
ตารางที่ 2.3 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ทำการนอัมไลซ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดเบสเสล	60
ตารางที่ 2.4 ความกว้างของย่านความถี่วิกฤตย่านต่างๆ	87
ตารางที่ 2.5 การตั้งค่าสำหรับเมตริกซ์คิจิตอล	91
ตารางที่ 2.6 ความถี่สัญญาณพาเอาต์พุต	92
ตารางที่ 2.7 แสดงการกำหนดโหมคการทำงานเริ่มต้นผ่านทางขาอินพุตต่างๆ	95
ตารางที่ 2.8 แสดงโหมคการทำงาน	100
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	
ตารางที่ 3.1 S พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 5 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 3 \text{ V}_{DC}$	103
ตารางที่ 3.2 น้อยส์พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 5 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 3 \text{ V}_{DC}$	103
ตารางที่ 3.3 S พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 30 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 2 \text{ V}_{DC}$	104
ตารางที่ 3.4 น้อยส์พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 30 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 2 \text{ V}_{DC}$	104
ตารางที่ 3.5 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ผลตอบสนองแบบเชปีเชปการกระเพื่อม 0.1 dB	106
ตารางที่ 3.6 ค่าแอดมิตแตนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน	107
ตารางที่ 3.7 ค่านอัมไลซ์ของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท	121
ตารางที่ 3.8 ค่านอัมไลซ์ของตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบสเสลอันดับที่ 8	127
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212-1.252 จิกกะเฮิรตซ์	142
ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการลดทอน ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	146
ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	148
ตารางที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราขยาย ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิรตซ์	149
ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์	151

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
ตารางที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	158
ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราขยายของ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	159
ตารางที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่เอาต์พุต ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	162
ตารางที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับกำลังงานของ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลอันดับที่ 8	164



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

นับตั้งแต่เทคโนโลยีด้านการสื่อสารได้พัฒนา การติดต่อสื่อสารผ่านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้กลายเป็นส่วนหนึ่งของชีวิตประจำวันไม่ว่าจะเป็นด้านใดและในรูปแบบไหน เช่น วิทยุ โทรทัศน์ โทรศัพท์ เพจเจอร์ คอมพิวเตอร์ โทรศัพท์มือถือ อินเทอร์เน็ต ฯลฯ

วิทยุหรือเครื่องรับวิทยุเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับข้อมูลข่าวสารและความบันเทิงจากเสียงเพลงจากสถานีวิทยุต่างๆ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สามารถหาซื้อได้ง่ายและมีราคาเริ่มต้นที่ย่อมเยา แต่มีข้อจำกัดเรื่องขนาดของบริเวณที่สามารถรับคลื่นได้ เนื่องจากการเดินทางของคลื่นที่ส่งมาเป็นแบบไลน์ออฟไซต์ (Line of sight) ทำให้มีอุปสรรคในการส่งคลื่นระยะไกลๆ เช่น

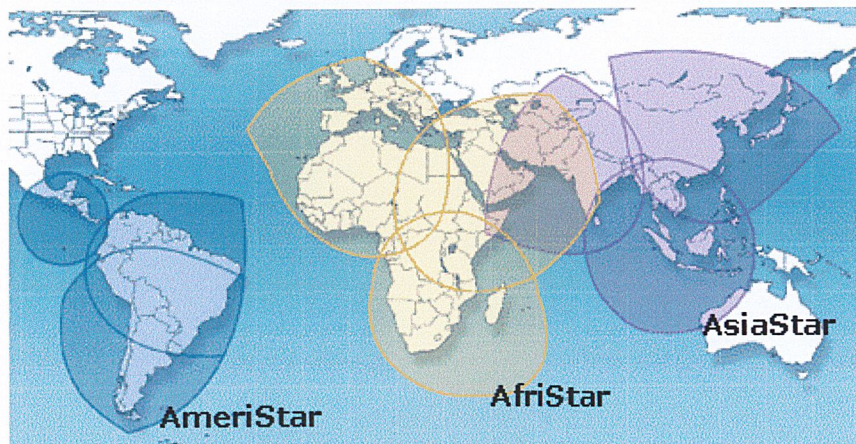
- กำลังงานของสถานีส่ง
- ความสูงของเสาส่ง
- สิ่งกีดขวางต่างๆ เช่น เทือกเขา ดึก ต้นไม้

ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำระบบสื่อสารดาวเทียมมาใช้ช่วยแก้ปัญหาต่างๆเหล่านี้ เพื่อให้มีบริเวณการกระจายสัญญาณครอบคลุมกว้างไกลยิ่งขึ้น

องค์การ Worldspace

เป็นการกระจายสัญญาณดิจิทัลโดยตรงจากดาวเทียมซึ่งอยู่สูงจากพื้นดิน 22,300 ไมล์ไปสู่เครื่องรับขนาดเล็กและสามารถพกพาได้เป็นครั้งแรก โดยองค์การได้ทำการส่งดาวเทียมทั้งหมด 4 ดวงเพื่อครอบคลุมบริเวณ 3 ทวีป โดยมีดาวเทียมต่างๆดังนี้

- “Afristar” ครอบคลุมทวีปแอฟริกาทั้งหมด และ ตอนล่างของทวีปยุโรป
- “Asiastar” ครอบคลุมทวีปเอเชียตอนกลางตลอดจนถึงตอนใต้ของทวีป
- “Ameristar” ครอบคลุมอเมริกาใต้ทั้งหมดและบางส่วนของอเมริกาเหนือ
- “Worldstar” สำหรับสำรองไว้กรณีที่มีดาวเทียมดวงใดดวงหนึ่งเสียหาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน **รูปที่ 1.1** บริเวณพื้นที่ที่ถ่วงคลื่นดาวเทียมครอบคลุมของทั้ง 3 ทวีป ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในดาวเทียมแต่ละดวงจะมีส่งลำคลื่นลงมาเป็นจำนวน 3 ลำคลื่น ดังรูปที่ 1.1 แต่ละลำคลื่นที่ส่งสามารถส่งช่องสัญญาณการกระจายเสียงได้กว่า 40 ช่อง และครอบคลุมพื้นที่ 14 ล้านตารางกิโลเมตร

ข้อมูลจะถูกเข้ารหัสตามมาตรฐานเอ็มเป็ก 2.5 เลเยอร์ 3 (MPEG 2.5 layer 3) ส่งขึ้นดาวเทียมด้วยความถี่ขาขึ้น 7025-7075 เมกะเฮิรตซ์โดยการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ (FDM : Frequency-Division Multiplexing) และดาวเทียมกระจายสัญญาณกลับมาด้วยความถี่ขาลง 1452-1492 เมกะเฮิรตซ์โดยการมัลติเพล็กซ์ทางเวลา (TDM : Time-Division Multiplexing) ทั้งนี้เพื่อให้แน่ใจว่าสามารถส่งช่องสัญญาณขาขึ้นเป็นจำนวนมากในทางขนานได้ โดยไม่มีความถี่ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของแต่ละช่องสัญญาณ และเพื่อให้เครื่องทวนสัญญาณของดาวเทียม (satellite transponder) แต่ละเครื่องสามารถทำงานได้เต็มประสิทธิภาพ

ส่วนการมอดูเลตสัญญาณนั้นจะทำการมอดูเลตแบบควอดเทอร์นารีเฟสชิฟต์คีย์อิง (quaternary phase shift keying) ซึ่งทำให้วงจรมีประสิทธิภาพการใช้วงจรดีกว่า การมอดูเลตแบบ COFDM ซึ่งใช้ในการส่งสัญญาณแบบวิทยุดิจิทัลบนพื้นดิน

เครื่องรับสัญญาณที่ใช้รับคลื่นที่ส่งมาจากดาวเทียมโดยตรงนั้น เป็นเครื่องรับสัญญาณระบบดิจิทัล ซึ่งมีคุณสมบัติสำคัญคือสามารถถอดรหัสการบีบอัดข้อมูลเสียงแบบเอ็มเป็ก (MPEG) ได้ ซึ่งการบีบอัดข้อมูลแบบนี้เป็นกระบวนการบีบอัดข้อมูลคุณภาพสูง เมื่อถอดรหัสแล้วยังได้ข้อมูลที่มีคุณภาพเหมือนต้นแบบ ซึ่งช่วยลดขนาดของข้อมูลได้อย่างมาก

โดยเครื่องรับสัญญาณจากดาวเทียมเว็ลด์สเปซมีความสามารถดังต่อไปนี้

- สามารถแสดงสถานะภาพของเครื่องรับได้ด้วยตัวอักษรและตัวเลข เช่น ชื่อของดาวเทียมที่กำลังติดต่ออยู่
- สามารถตั้งระบบให้อ้างอิงช่องสัญญาณที่จะใช้และติดต่อกลับได้
- เครื่องรับสามารถเลือกโปรแกรมในการทำงานได้ เช่น สามารถเลือกภาษาได้ หรือสามารถเลือกรูปแบบของเพลงได้
- มีอัตราเร็วข้อมูล 128 กิโลบิตต่อวินาที
- มีสายอากาศที่สามารถปรับได้เพื่อเลือกตำแหน่งที่รับสัญญาณได้ชัดที่สุด
- มีระบบเสียงแบบโมโนหรือสเตอริโอ
- มีการทำงานในย่านความถี่ L แบนด์ ในการรับสัญญาณจากดาวเทียม

ในโครงการนี้เลือกความสามารถพื้นฐานสร้างเครื่องรับวิทยุระบบดิจิทัลผ่านดาวเทียม ซึ่งประกอบส่วนสำคัญต่างๆดังนี้

1. สายอากาศ
2. วงจรขยายสัญญาณสัญญาณรบกวนต่ำ
3. วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
4. วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ
5. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. วงจรเครื่องรับแบบคอสทาส
7. วงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรม
8. วงจรตู้สัญญาณนาฬิกา
9. วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มเป็ก

บล็อกโคโอะแกรมของเครื่องรับวิทยุระบบดิจิทัลผ่านดาวเทียมแสดงได้ดังรูปที่ 1.2

และพื้นที่ในประเทศไทยสามารถเลือกรับสัญญาณจากช่องสัญญาณต่างๆ จากดาวเทียมAsiastar

ดังตารางที่ 1.1

AsiaStar

BCID	Broadcaster	Program Type	Language	North	South	West
TBA	BPPL (India) IndigoFEM		English/Hindi			X
TBA	BBPL (India) Indigo		English/Hindi			X
1010	AIR WS		Hindi/Gujurat			X
1055	CNR-1		test	X		
1056	CNR-3		test	X		
1200	BOB	Rock Music	English	X	X	X
1201	ULTRA POP	Music	English	X	X	X
1202	24x7	Pop Music	English	X	X	X
1203	POTION	Urban Music	English	X	X	X
1204	UP COUNTRY	Country Music	English	X	X	X
1205	MAESTRO	Classical Music	English	X	X	X
1206	RIFF	Jazz Music	English	X	X	X
1207	RITMO	Music	English	X	X	X
1208	EARZ	Childrens Ent.	English	X	X	X
1209	LETTERS	Word Ent.	English	X	X	X
1210	RM Radio (K)	Music	Kannada	-	-	X
1211	RM Radio (M)	Music	Malayalam	-	-	X
1212	KHANAK	Music	Hindi	-	-	X
1213	VRG	Music	Tamil	-	-	X
1214	Radio Mid Day	Music	Hindi English	-	-	X
1215	RadIndia		Hindi			X
1217	RBC	Music	Hindi	-	-	X
1218	INDIGO	Pop	Hinglish			X
1300	BBC AsiaW	News	English	-	-	X
1301	BBC AsiaE	News	English	-	X	-
1400	CNNI	News	English	X	X	X
1401	MTV Asia	Pop Music	English	-	X	-
1402	BLMBR EN (PR)	เพื่อการศึกษเท่านั้น	English	X	X	X

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ทางอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต

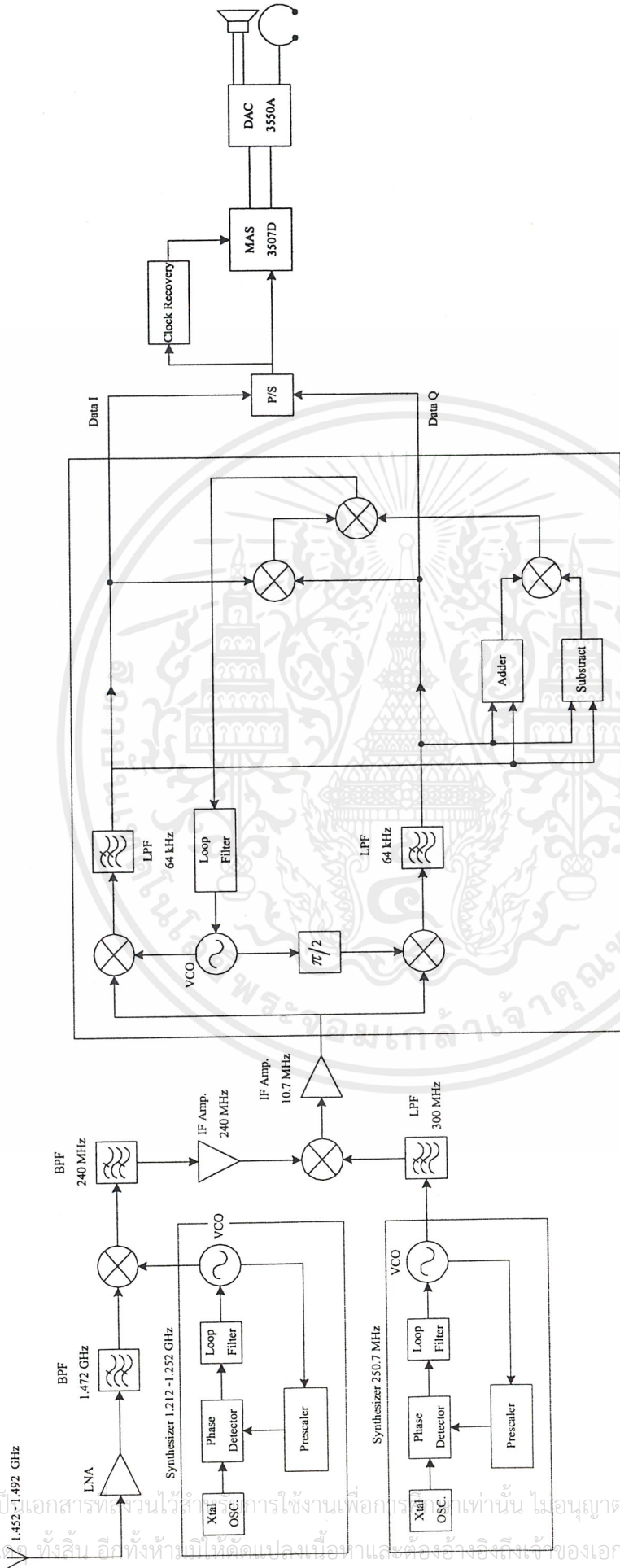
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1403	BLMBR JAP		Japanese	X	X	
1404	BNT Looktung	Pop Music	Thai	-	X	-
1405	BNT Radio XP	Pop Music	Thai	-	X	-
1406	RCS YES	Music	Mandarin	-	X	-
1407	RCS RIA	Pop Music	Malay	-	X	-
1408	Masima	Pop Music	Bahasa/English	-	X	-
1409	MBC-DZRH	News	Tagalog	X	X	-
1410	MBC-Natin	Music	Tagalog	X	X	-
1411	GOLD		Thai		X	
1412	Love		Thai		X	
1444	CEN	Religious	Korean/English	X	X	X
1515	Marine T	Weather	English	X	X	X

ตารางที่ 1.1 ช่องกระจายสัญญาณที่สามารถรับฟังได้ในทวีปเอเชีย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับวิทยุระบบดิจิทัลผ่านดาวเทียม

บทที่ 2

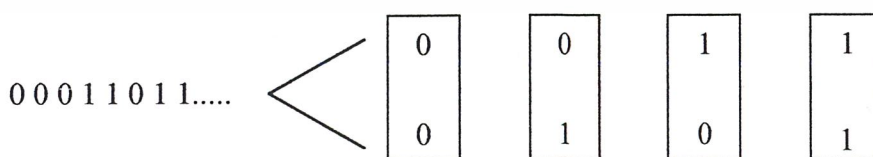
ทฤษฎีและหลักการ

2.1 หลักการของคิวิทีเอสเค

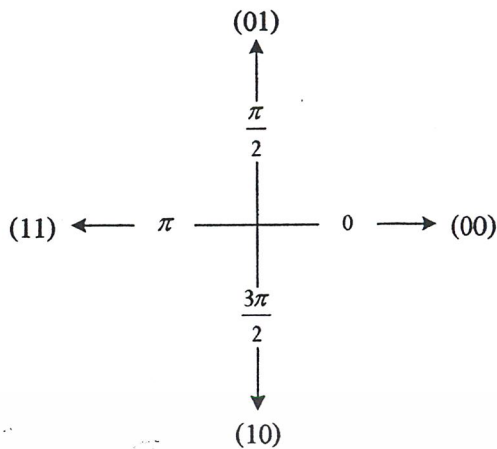
ควอดราเจอร์เฟสชิฟทีอิง (Quadrature Phase shift Keying : QPSK) หรือควอดเทอร์นารีเฟสชิฟทีอิงเป็นรูปแบบหนึ่งของการมอดูเลตสัญญาณในเชิงมุม (Angle Modulation) หรือการมอดูเลตที่มีการเปลี่ยนแปลงทางมุนนั่นเอง คิวิทีเอสเคเป็นเทคนิคหนึ่งของการแปลงสัญญาณ (Encode) แบบเอ็ม-อาร์เรย์ ที่มี $M = 4$ ซึ่งเอาต์พุตทั้ง 4 เฟสของสัญญาณคิวิทีเอสเคที่ออกมาจะมีความถี่เดียวกัน และเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่แตกต่างกันถึง 4 เฟส ดังนั้นจึงต้องมีเงื่อนไขของอินพุตที่จะนำไปมอดูเลตกับความถี่คลื่นพาห์ (Carrier frequency) อยู่ 4 เงื่อนไขด้วยกัน แต่สัญญาณดิจิทัลที่นำมาเป็นอินพุตเพื่อทำการมอดูเลตแบบคิวิทีเอสเคนั้นเป็นสัญญาณไบนารี (binary) ที่มีเงื่อนไขเพียง 2 เงื่อนไขเท่านั้น คือ “0” กับ “1” ดังนั้นในการที่จะทำสัญญาณไบนารีให้มีเงื่อนไขที่ต่างกันถึง 4 เงื่อนไข เราจะต้องจัดสัญญาณไบนารีเป็น 4 กลุ่ม คือ 00, 01, 10, 11 โดยแต่ละกลุ่มมีสัญญาณไบนารีอยู่ 2 บิต ซึ่งเราจะเรียกว่า ไดบิต (Dibit) และแต่ละไดบิตเมื่อนำไปทำการมอดูเลตแล้วจะได้เฟสที่มีความแตกต่างของเฟสออกมา 4 เฟสด้วยกัน

เพราะฉะนั้นสรุปได้ว่าเมื่อนำหนึ่งไดบิตไปทำการมอดูเลต เราจะได้เอาต์พุตออกมาหนึ่งเอาต์พุต ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตหรือที่เรียกว่า บอดเรต (Baud rate) นั้น จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของบิตเรต (Bit rate) ของอินพุตที่นำมามอดูเลตนั่นเอง

ในวิธีการคิวิทีเอสเคสัญญาณดิจิทัลที่จะส่งจะถูกแบ่งออกเป็นบล็อก และแต่ละบล็อกจะประกอบด้วยสัญญาณ 2 บิตซึ่งถูกส่งไปพร้อมๆกัน ดังนั้นจะมีการรวมรหัส 4 รูปแบบด้วยกันคือ 00, 01, 10 และ 11 ดังแสดงในรูปที่ 2.1 รหัสทั้ง 4 รูปแบบนี้จะถูกนำมาเทียบกับอินนิเชียลเฟส (initial phase) ในเกรย์โคดทั้ง 4 เฟสของสัญญาณคิวิทีเอสเค โดยเฟส 0 แทนรหัส 00, เฟส $\pi/2$ แทนรหัส 01, เฟส π แทนรหัส 11 และเฟส $3\pi/2$ แทนรหัส 10 ดังแสดงในรูปที่ 2.2 ถ้าพิจารณาเปรียบเทียบรหัสระหว่างสองเฟสข้างเคียงกัน หนึ่งในสองบิตจะเหมือนกันในทุกกรณี ดังนั้นโดยใช้เกรย์โคดจะมีเพียงบิตเดียวที่เกิดการผิดพลาดแม้ว่าสัญญาณที่รับได้จะถูกตีมอดูเลตผิดไปเป็นเฟสข้างเคียง



รูปที่ 2.1 รหัส 4 คู่ของสัญญาณคิวิทีเอสเค



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างรหัส และอินนิจิเยลเฟสของเกรย์โคดที่ใช้ในคิวพีเอสเค

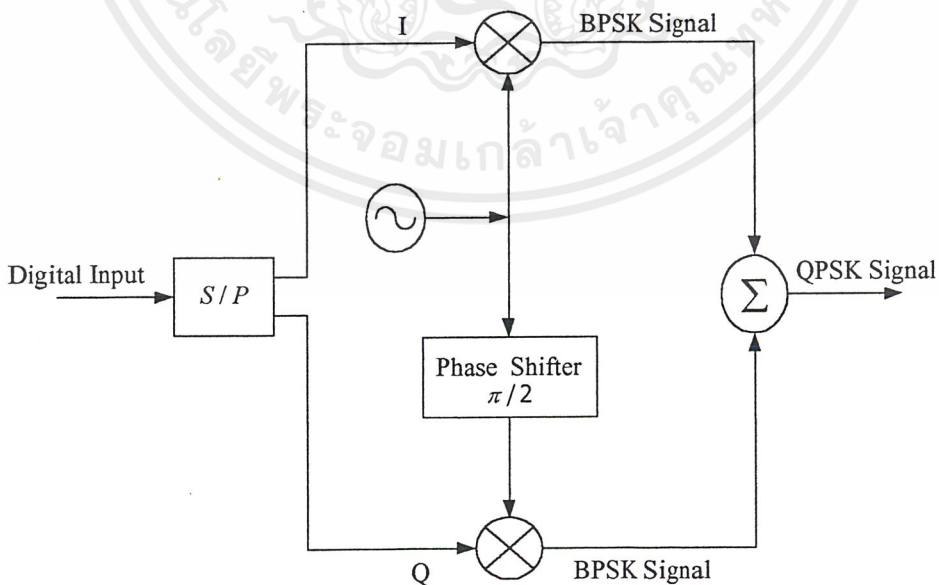
สมมติสัญญาณกำหนดโดย

$S(t) = A \cos 2\pi f_c t$ สำหรับรหัส 00

$S(t) = A \cos (2\pi f_c t + \pi / 2) = -A \cos 2\pi f_c t$ สำหรับรหัส 01

$S(t) = A \cos (2\pi f_c t + \pi) = -A \cos 2\pi f_c t$ สำหรับรหัส 11

$S(t) = A \cos (2\pi f_c t + 3\pi / 2) = -A \sin 2\pi f_c t$ สำหรับรหัส 10

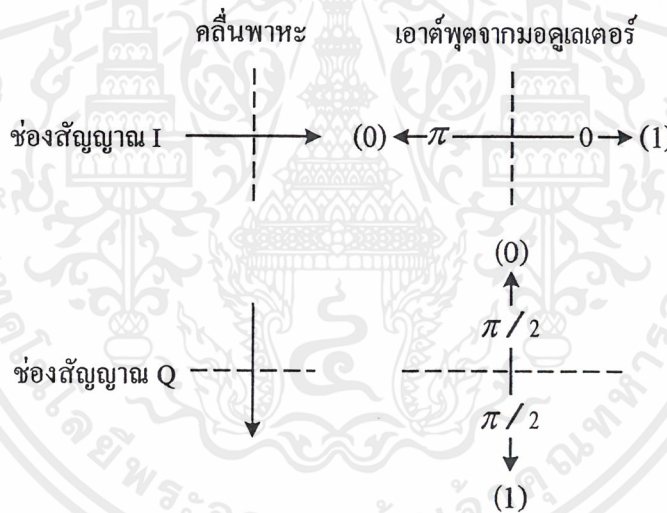


รูปที่ 2.3 วงจรมอดูเลตแบบคิวพีเอสเค

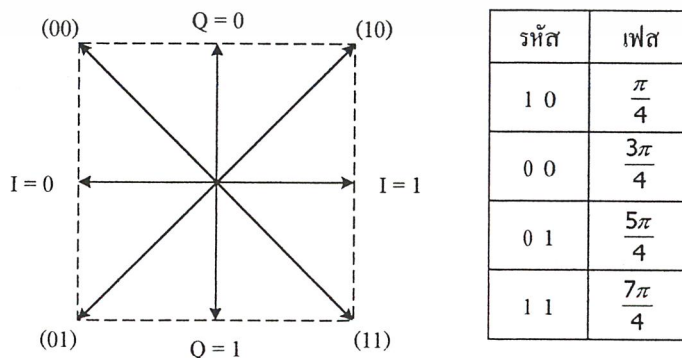
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 เป็นวงจรมอดูเลตแบบคิวิพีเอสเค วงจรนี้จะสร้างสัญญาณเกรย์โคคขึ้นมา โดยวงจรจะประกอบด้วยวงจรมอดูเลตแบบไบนารีเฟสชิฟติง (Binary Phase Shift Keying : BPSK) 2 วงจรคู่กัน สัญญาณดิจิทัลอินพุตจะถูกแยกไปทางช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q โดยตัวแปลงสัญญาณอนุกรมเป็นขนาน และจะถูกมอดูเลตแบบบีพีเอสเคด้วยวงจรถาถานซ์มอดูเลเตอร์ โดยคลื่นพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตทางช่องสัญญาณ I จะใช้เอาต์พุตของวงจรรอสซิงเลเตอร์โดยตรง ส่วนคลื่นพาหะที่ใช้สำหรับช่องสัญญาณ Q จะใช้เอาต์พุตของวงจรรอสซิงเลเตอร์ที่ถูกเลื่อนเฟสไป 90 องศาโดยผ่านวงจรเลื่อนเฟส สัญญาณมอดูเลตทั้งสองนี้จะมีคลื่นพาหะที่ต่างเฟสกัน 90 องศา

เมื่อรวมสัญญาณบีพีเอสเคจากช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q ก็จะได้สัญญาณคิวิพีเอสเคออกมา โดยเวกเตอร์ผลลัพธ์จากการรวมสัญญาณจะแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 สำหรับสัญญาณรหัส 10 เวกเตอร์ผลลัพธ์ของสัญญาณคิวิพีเอสเคจะแสดงด้วยความต่างเฟสเท่ากับ $\pi/4$, สัญญาณรหัส 00 จะแสดงด้วยความต่างเฟสเท่ากับ $3\pi/4$, สัญญาณรหัส 01 จะแสดงด้วยความต่างเฟสเท่ากับ $5\pi/4$ และสัญญาณรหัส 11 จะแสดงด้วยความต่างเฟสเท่ากับ $7\pi/4$ เมื่อเทียบกับคลื่นพาหะของช่องสัญญาณ I รหัสสัญญาณเหล่านี้เรียกว่า “ เกรย์โคค ”



รูปที่ 2.4 เฟสของสัญญาณในช่องสัญญาณ I และ Q



รูปที่ 2.5 เวกเตอร์ผลลัพธ์ของสัญญาณคิวิพีเอสเค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

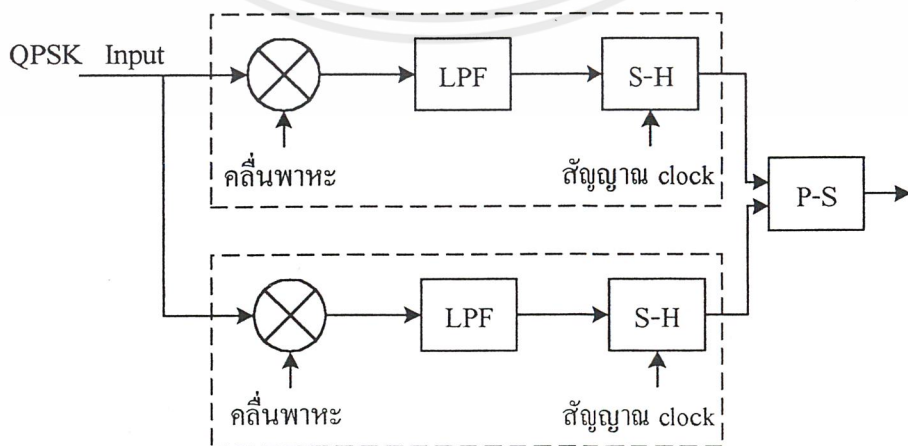
ถ้าเรามาพิจารณาหลักการของการคิมอดูเลตสัญญาณควิพีเอสเคด้วยการตีเทกต์แบบ โคฮีเรนท์ (coherent detection) โดยกำหนดสัญญาณควิพีเอสเคที่รับได้ให้แสดงด้วยเวกเตอร์ที่เป็นเส้นทึบ สัญญาณควิพีเอสเคนี้สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นผลลัพธ์ที่ได้จากการรวมสัญญาณบีพีเอสเคที่ตั้งฉากกันคู่หนึ่งซึ่งแสดงด้วยเส้นประ ดังนั้นการคิมอดูเลตสัญญาณควิพีเอสเคก็เท่ากับการคิมอดูเลตสัญญาณบีพีเอสเคสองสัญญาณดังกล่าวข้างต้น

การตีเทกต์สัญญาณควิพีเอสเคแบบ โคฮีเรนท์ จะทำได้โดยการใช้คลื่นพาหะอ้างอิงที่ตั้งฉากกันคู่หนึ่ง ซึ่งได้มาจากการเลื่อนเฟสของสัญญาณควิพีเอสเคที่รับได้ไปเท่ากับ $\pi/4$ ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 สัญญาณควิพีเอสเคถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/4$

ส่วนรูปที่ 2.7 เป็นวงจรสำหรับคิมอดูเลตสัญญาณควิพีเอสเค โดยการตีเทกต์แบบ โคฮีเรนท์ ซึ่งวงจรประกอบด้วยวงจรคิมอดูเลตสัญญาณบีพีเอสเคแบบ โคฮีเรนท์คู่หนึ่งที่ตั้งฉากกัน สัญญาณควิพีเอสเคที่รับได้จะถูกแบ่งออกเป็นขบวนสัญญาณ 2 ขบวนซึ่งจะถูกป้อนเข้าวงจรคูณสัญญาณ (multiplier) เพื่อคูณกับสัญญาณคลื่นพาหะอ้างอิงทางช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จากแต่ละช่องสัญญาณจะถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เพื่อกรองเอาความถี่ฮาร์โมนิกสูงๆ ออก หลังจากนั้นก็จะผ่านไปยังวงจรสร้างสัญญาณใหม่พร้อมด้วยสัญญาณนาฬิกา ดังนั้นสัญญาณจะถูกคิมอดูเลตแยกกันในช่องสัญญาณ I และ Q ขบวนสัญญาณที่ขนานกันนี้จะถูกรวมเข้าด้วยกันด้วยวงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรมเพื่อจัดรูปแบบสัญญาณให้เรียงเป็นอนุกรมตามเดิม

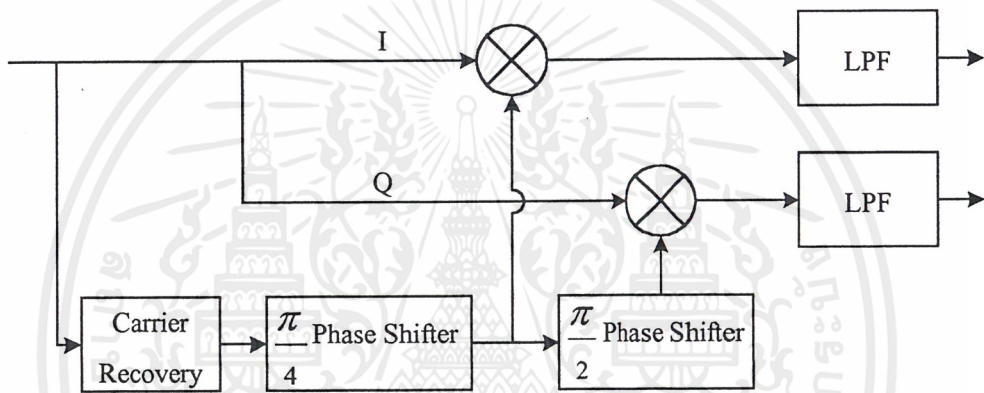


รูปที่ 2.7 วงจรคิมอดูเลตสัญญาณควิพีเอสเค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการตีเทคต์สัญญาณควิทีเอสแบบโคฮีเรนซ์จำเป็นต้องเลื่อนเฟสของของสัญญาณที่รับได้ไป $\pi/4$ เมื่อเทียบกับเฟสของคลื่นพาหะอ้างอิงทั้งคู่ เพื่อจุดประสงค์นี้จึงจำเป็นต้องใช้วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาหะ (carrier recovery), วงจรเลื่อนเฟส $\pi/4$ และวงจรเลื่อนเฟส $\pi/2$

ในวงจรคูณสัญญาณทางช่องสัญญาณ I คลื่นพาหะอ้างอิงจะได้มาจากการเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ไป $\pi/4$ โดยใช้วงจรเลื่อนเฟส $\pi/4$ ส่วนวงจรคูณสัญญาณของช่องสัญญาณ Q คลื่นพาหะอ้างอิงจะได้มาจากการนำเอาต์พุตของวงจรเลื่อนเฟส $\pi/4$ ไปผ่านวงจรเลื่อนเฟส $\pi/2$ อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นคลื่นพาหะอ้างอิงที่ใช้ในวงจรคูณสัญญาณของช่องสัญญาณ Q จะตั้งฉากกับคลื่นพาหะอ้างอิงที่ใช้ในช่องสัญญาณ I และโดยการตีเทคต์แบบ โคฮีเรนซ์ของสัญญาณควิทีเอสเคซึ่งใช้คลื่นพาหะอ้างอิงนี้ เราก็จะสามารถตีเทคต์สัญญาณบีทีเอสเค 2 สัญญาณซึ่งรวมกันมาจากคอนมอดูเลตให้แยกออกจากกันได้โดยวิธีโคฮีเรนซ์ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 การตีเทคต์สัญญาณควิทีเอสเคโดยแบ่งออกเป็นสัญญาณบีทีเอสเค 2 สัญญาณ

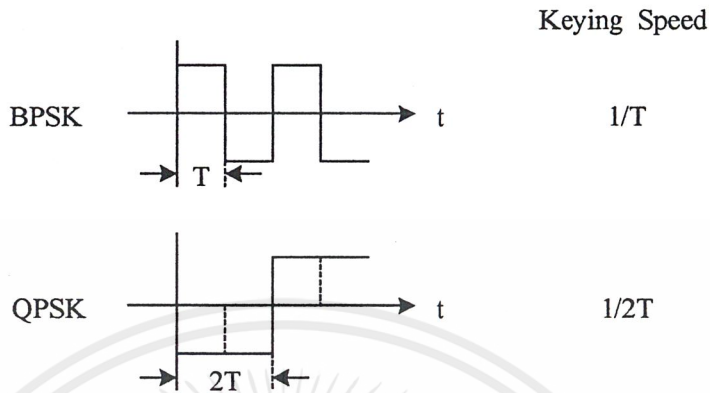
หลักการพื้นฐานของวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาหะจากสัญญาณควิทีเอสเคก็เหมือนกันกับกรณีของสัญญาณบีทีเอสเค กล่าวคือเฟสของคลื่นพาหะอ้างอิงที่ได้กลับมาจะต้องตรงกันกับหนึ่งในสี่เฟสของสัญญาณควิทีเอสเคที่รับได้ แต่เป็นไปได้ที่จะกำหนดว่าเฟสไหนในสี่เฟสเหล่านี้ที่ตรงกันกับเฟสของคลื่นพาหะอ้างอิงที่แท้จริง ซึ่งก็จะทำให้เกิดปัญหาของความผิดพลาดทางเฟสขึ้นในการมอดูเลตแบบควิทีเอสเค ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล หรือโดยใช้นิควีร์คเข้าช่วยเหมือนในกรณีของบีทีเอสเค

หากจะกล่าวถึงลักษณะของสัญญาณควิทีเอสเค สมมติว่าจำนวนบิตที่ต้องส่งในหนึ่งหน่วยเวลาถูกพิจารณาเป็นบิตเรต ซึ่งมีค่าเท่ากันทั้งในกรณีของบีทีเอสเคและควิทีเอสเค สำหรับกรณีควิทีเอสเค จำนวนบิตจะถูกส่ง 2 บิตในแต่ละครั้ง ดังนั้นความถี่ของการเปลี่ยนเฟสคลื่นพาหะจะขึ้นอยู่กับรหัส นั่นคือคือองสปีดจะมีค่าเท่ากับ $1/T$ สำหรับกรณีของบีทีเอสเค และจะมีค่าเท่ากับ $1/2T$ สำหรับกรณีของควิทีเอสเค

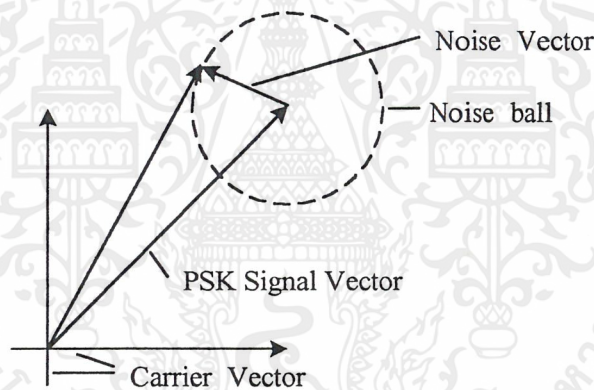
โดยทั่วไปแล้วแบนด์วิดท์ของสัญญาณพีสเคจะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับคือองสปีด ฉะนั้นเมื่อให้อัตราบิตเรตคงที่ คือองสปีดในกรณีของควิทีเอสเคจะเป็นครึ่งหนึ่งของบีทีเอสเค และแบนด์วิดท์ของสัญญาณควิทีเอสเคก็จะเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณบีทีเอสเคด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางตรงกันข้ามเมื่อให้แบนด์วิดท์เท่ากัน จำนวนบิตซึ่งสามารถส่งได้ในกรณีของคิวพีเอสเคจะเป็น 2 เท่าของบีพีเอสเค ดังนั้นจะเห็นได้ว่าบีพีเอสเคมีข้อดีกว่าถ้าพิจารณาจากผลในการใช้แบนด์วิดท์ของคลื่น

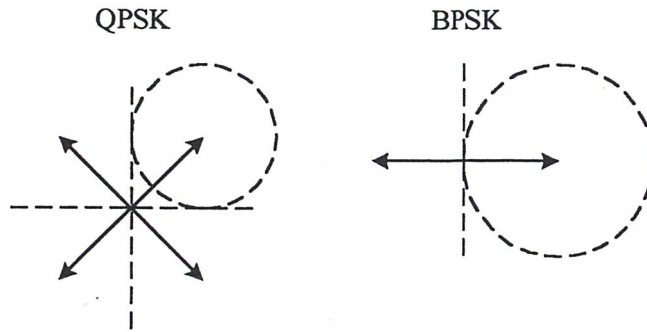


รูปที่ 2.9 คืออิงสปีดในการส่งสัญญาณ



รูปที่ 2.10 เวกเตอร์ของสัญญาณทีเอสเคและเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน

รูปที่ 2.10 แสดงเวกเตอร์โคออร์ดิเนตของสัญญาณทีเอสเคเมื่อมีสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนทำให้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเปลี่ยนไป ทิศทางของเวกเตอร์สัญญาณรบกวนจะสามารถเปลี่ยนไปได้ทุกทิศทาง เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนที่มีขนาดคงที่และหมุนไปในทุกทิศทางเป็นวงกลมนี้เรียกว่า “ น้อยส์บอล (noise ball) ” เมื่อเวกเตอร์ผลรวมระหว่างเวกเตอร์ของสัญญาณทีเอสเคและเวกเตอร์สัญญาณรบกวนข้ามเวกเตอร์ของสัญญาณพาหะไปทางใดทางหนึ่ง เฟสที่ส่งก็จะถูกตีมอดูเลตผิดไปเป็นเฟสข้างเคียง เพราะฉะนั้นเมื่อน้อยส์บอลมีค่ามาก การผิดพลาดของบิตก็จะเกิดขึ้น



รูปที่ 2.11 การเปรียบเทียบขนาดของนัยสับอลที่ไม่ทำให้เกิดการผิดพลาดของบิต

ลองเปรียบเทียบขนาดของนัยสับอลสูงสุดที่ไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตขึ้นในบีพีเอสเค และคิวพีเอสเค โดยที่ความยาวของเวกเตอร์สัญญาณมีขนาดเท่ากัน ซึ่งหมายความว่ากำลังส่งของคิวพีเอสเคและบีพีเอสเคมีกำลังส่งเท่ากัน เราจะเห็นว่าในกรณีของคิวพีเอสเคระยะห่างระหว่างเวกเตอร์สัญญาณ 2 เวกเตอร์จะสั้นกว่าในกรณีของบีพีเอสเค และขนาดของนัยสับอลที่จะไม่ทำให้เกิดการผิดพลาดของบิตในกรณีคิวพีเอสเคก็จะแคบกว่าด้วยดังแสดงในรูปที่ 2.11 ดังนั้นถ้ากำลังในการส่งสัญญาณเท่ากันและแบนด์วิดท์เท่ากันแล้ว อัตราการผิดพลาดของบิต (bit error rate) ในกรณีของคิวพีเอสเคก็จะสูงกว่ากรณีบีพีเอสเค แต่ถ้าจะให้อัตราการผิดพลาดของบิตเกิดขึ้นเท่ากันก็จำเป็นต้องให้กำลังในการส่งสัญญาณในกรณีคิวพีเอสเคมากกว่ากรณีบีพีเอสเค

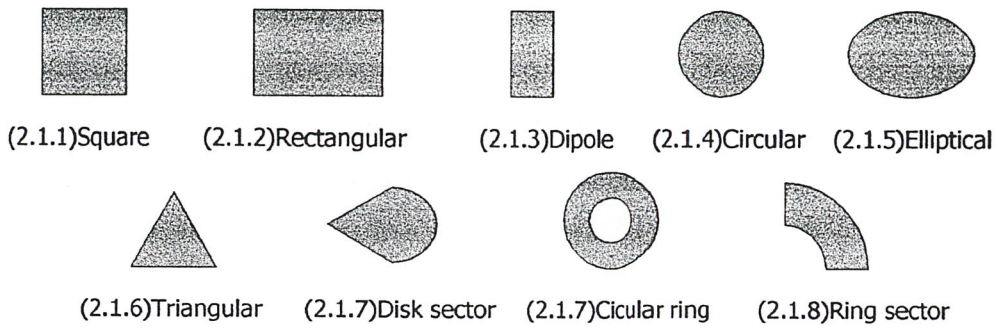
เพราะฉะนั้นคิวพีเอสเคจึงเหมาะสำหรับระบบสื่อสารดาวเทียม ซึ่งมีข้อจำกัดทางย่านความถี่มากกว่าข้อจำกัดทางกำลังในการส่งสัญญาณ

2.2 สายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

เป็นสายอากาศที่ใช้ในเครื่องบิน ดาวเทียม วิทยุเคลื่อนที่ การสื่อสารแบบไร้สาย และประยุกต์ใช้ในระบบอื่นๆ มากมาย เนื่องจากสายอากาศแบบไมโครสตริปนี้ ใช้เนื้อที่ในการติดตั้งน้อย ไม่ต้านลม ออกแบบง่าย สามารถสร้างได้จริง และมีราคาถูกเมื่อเทียบกับสายอากาศแบบอื่นๆ แต่ก็มีข้อจำกัดบ้างเช่นกัน เช่น มีประสิทธิภาพและกำลังต่ำ มีค่า Q สูงมาก หรือ แบนด์วิดท์แคบมากนั่นเอง

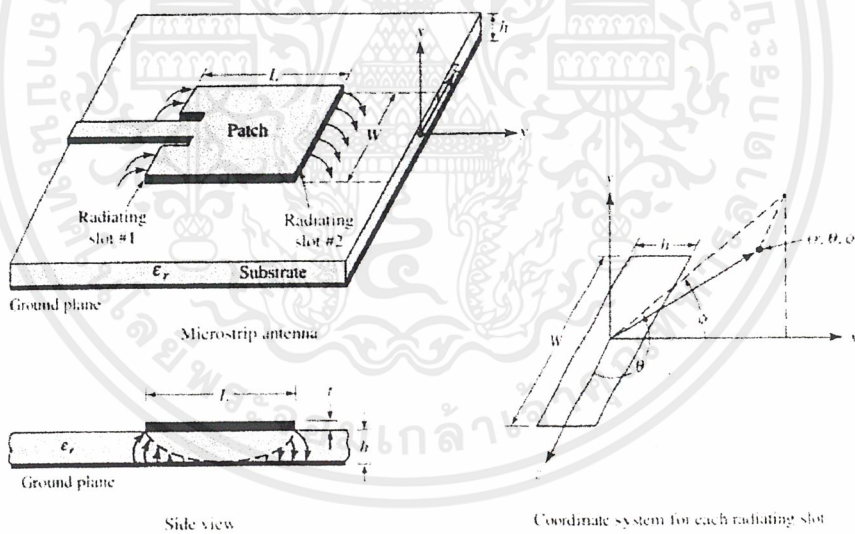
หากเราต้องการแบนด์วิดท์ไม่กว้างมาก เราสามารถเพิ่มประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ของสายอากาศได้โดยการเพิ่มความสูงของสารฉนวน การเพิ่มความสูงของสารฉนวนอาจทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศเพิ่มขึ้นถึง 90 เปอร์เซ็นต์และแบนด์วิดท์กว้างกว่าเดิม 35 เปอร์เซ็นต์ อย่างไรก็ตาม เมื่อเพิ่มความสูงของสารฉนวนมากขึ้น คลื่นผิว (surface wave) ก็จะถูกเหนี่ยวนำมากขึ้นซึ่งจะทำให้กำลังของคลื่นที่เราต้องการรับจริงๆ ลดลง

สายอากาศแบบไมโครสตริปอาจมีรูปร่างต่างๆ เช่น สี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม วงกลม วงรี วงแหวน ไคโพล ฯลฯ ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างต่างๆ

สายอากาศแบบไมโครสตริปดังในรูป 2.13 มีความหนาของสารฉั้บเสตรท(t)น้อยมากๆ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นในอากาศ (λ_0) การเลือกรูปร่างของไมโครสตริปจะขึ้นกับโพลาไรเซชันที่ต้องการรับ ค่า ϵ_r ที่ใช้ส่วนใหญ่อยู่ในช่วง 2.2-12 โดยส่วนมากจะเลือกค่า ϵ_r ก่อนไปในทางสูงเนื่องจากทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้นและแบนด์วิดท์กว้างขึ้นด้วย แต่การเพิ่มความสูงก็จะเป็นการเพิ่มขนาดไปด้วย



รูปที่ 2.13 ลักษณะของสายอากาศแบบไมโครสตริป

2.2.1 โพลาไรเซชันวงกลม (Circular Polarization)

สายอากาศที่ใช้สำหรับโพลาไรเซชันวงกลมคือสายอากาศรูปร่างวงกลมและรูปร่างสี่เหลี่ยม ซึ่งเราสามารถกำหนดโหมดของคลื่นที่รับได้ด้วย ดังในรูปที่ 2.14

2.2.2 ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมโพราไรเซชันวงกลม

ในขั้นต้นพิจารณารูปที่ 2.15 ว่าความยาว (L) และความกว้าง (W) มีค่าเกือบเท่ากัน จนทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมด TM^x010 และ TM^x001 เกือบเท่ากัน ในระนาบการกระจายคลื่นของสายอากาศโหมด TM^x010 จะมีการเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามไฟฟ้าระยะไกล E_y ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นตลอดแนวแกน y และ โหมด TM^x001 จะมีการเหนี่ยวนำทำให้เกิดสนามไฟฟ้าระยะไกล E_z ซึ่งมีความเป็นเชิงเส้นตลอดแนวแกน z

แสดงความเข้มของสนามไฟฟ้าได้จาก

$$E_y = c \frac{\sin\left(\frac{\pi}{L} y'\right)}{k^2 \left(1 - \frac{j}{Q_t}\right) - (k_y)^2} \quad (2.1)$$

$$E_z = c \frac{\sin\left(\frac{\pi}{W} z'\right)}{k^2 \left(1 - \frac{j}{Q_t}\right) - (k_z)^2} \quad (2.2)$$

$$k_y = \frac{\pi}{L} \quad (2.3)$$

$$k_z = \frac{\pi}{W} \quad (2.4)$$

เมื่อ c เป็นค่าคงที่ y' และ z' เป็นจุดวัดที่อยู่ในแนวเส้นแท่งมุมของสายอากาศดังรูปที่ 2.14

และ
$$Q_t = \frac{1}{\tan \delta_{eff}} \quad (2.5)$$

$$\frac{y'}{L} = \frac{z'}{W} \quad (2.6)$$

ดังนั้นอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามไฟฟ้าในทิศทางแพร่กระจายคลื่น E_y และ E_z คิดเป็น

$$\frac{E_y}{E_z} \approx \frac{k \left(1 - \frac{j}{2Q_t}\right) - k_y}{k \left(1 - \frac{j}{2Q_t}\right) - k_z} \quad (2.7)$$

เพื่อให้เป็นโพราไรเซชันวงกลมอัตราส่วนของขนาด E_y/E_z ต้องเป็น 1 และความต่างเฟสต้องเป็น ± 90 องศาเสมอ เหตุการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อ

$$k_y - k_z = \frac{k}{Q_t} \quad (2.8)$$

ความถี่ที่ใช้งานได้ของสายอากาศจะมีค่าในช่วง ความถี่เรโซแนนซ์ของโหมด TM^x010 และ TM^x001 หากขนาดของสายอากาศสอดคล้องกับสมการ 2.9

$$L = W \left(1 + \frac{1}{Q_t}\right) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

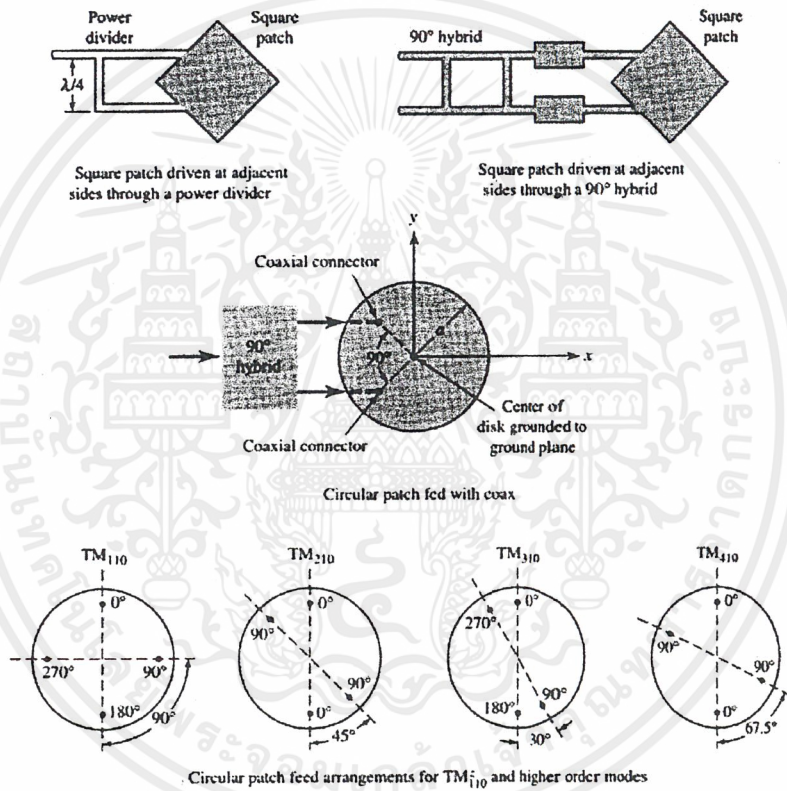
ได้ความถี่เรโซแนนท์ที่ f_1 และ f_2

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + 1/Q_t}} \tag{2.10}$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1 + 1/Q_t} \tag{2.11}$$

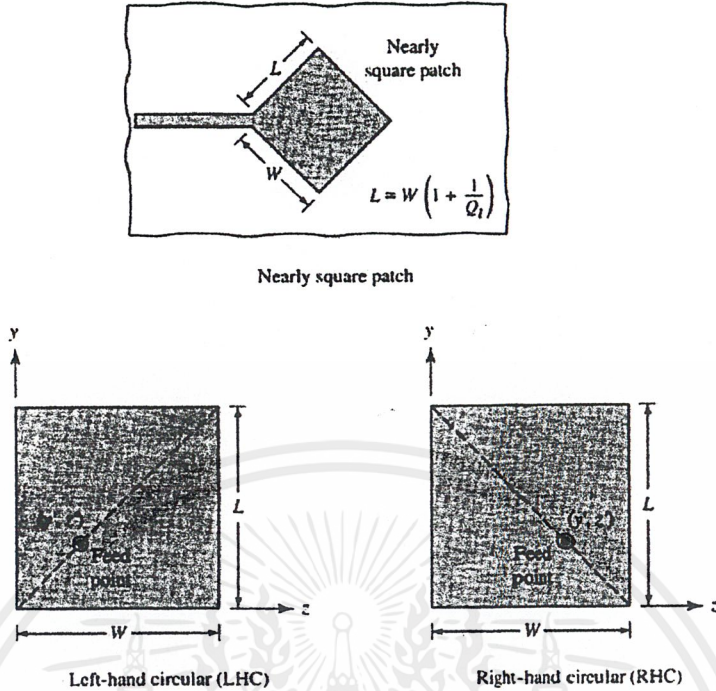
ได้อัตราส่วนของแบนด์วิดท์คิดเป็น

$$BW(\text{percent}) \approx 12 \frac{AR}{Q_t} \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.14 รูปแบบการเลือกจุดวัดผลของสายอากาศไมโครสตริป รูปวงกลมและรูปสี่เหลี่ยมสำหรับโพราไรเซชันวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 การเลือกจุดวัดของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมโพราไรเซชันวงกลม

2.3 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.3.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป

เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ $2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 V และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดคอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) นี่คือนสิ่งที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมินี้เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E

การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วย และการเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส - อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลง และเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นไม่มาก พิจารณาได้จากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE} I_C}{V_E}$$

โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์

I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของ โวลเตจเบส - อิมิตเตอร์

V_E คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเล็กเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้อัตราขยายของสัญญาณกระแสลบลดลง เพื่อไม่ให้อัตราขยายต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่

โดยทั่วไปสมมุติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน $\pm 50^\circ\text{C}$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้ I_C เปลี่ยนแปลงเพียง $\pm 5\%$

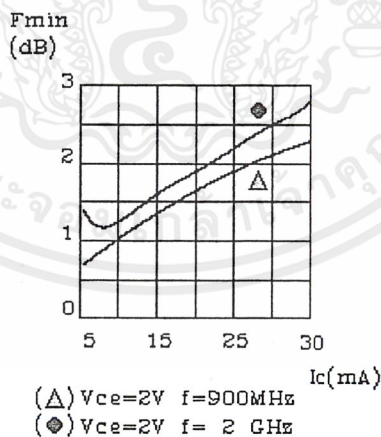
การเลือกทรานซิสเตอร์และจุดไบอัสของทรานซิสเตอร์จึงเป็นเรื่องสำคัญมาก มีผลกระทบต่ออัตราขยายและสัญญาณรบกวนของวงจร พิจารณาจากพารามิเตอร์ของการออกแบบของทรานซิสเตอร์ เช่น การกำหนดกระแสคอลเล็กเตอร์จะมีผลต่อค่าน้อยสปีกเกอร์ต่ำสุดของวงจร ดังรูป 2.16 แต่กระแสคอลเล็กเตอร์ก็มีผลในทางกลับกันต่ออัตราขยายสูงสุดของวงจร ดังรูป 2.17 และยังมีผลต่อความเป็นเชิงเส้นของอัตราขยายดังรูป 2.18 อีกด้วย

ความเป็นเชิงเส้นนั้นสามารถพิจารณาจากจุดเชิร์คคอร์เดอร์อินเตอร์เส็ป (Third Order Intercept Point : IP3) โดยความสัมพันธ์ของอินพุตของ IP3 (IIP3) และ เอาต์พุตของ IP3 (OIP3) คือ

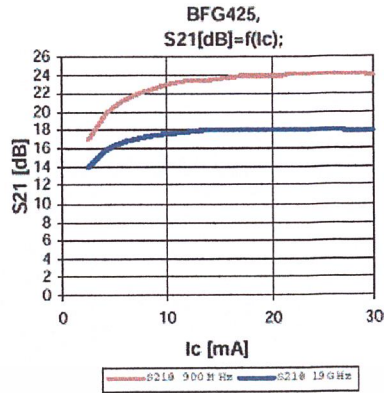
$$IIP3 = OIP3 - Gain(dBm) \tag{2.13}$$

$$OIP3 = 10 \times \log(V_{ce} \times I_c \times 5) \tag{2.14}$$

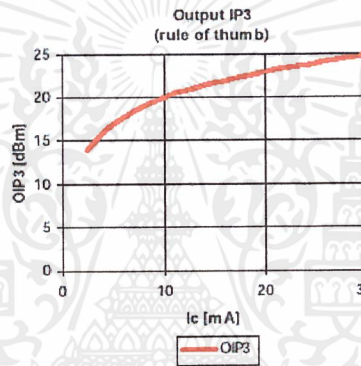
เมื่อ V_{ce} มีหน่วยเป็นโวลต์ และ I_c มีหน่วยเป็นมิลลิแอมป์



รูปที่ 2.16 ค่าน้อยสปีกเกอร์ต่ำสุดที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเล็กเตอร์



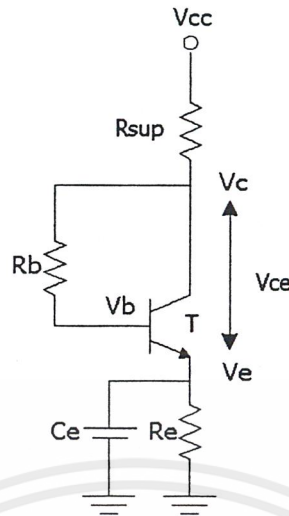
รูปที่ 2.17 S₂₁ (Forward transducer gain) ของทรานซิสเตอร์ที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์



รูปที่ 2.18 ความเป็นเชิงเส้นของวงจรที่เป็นฟังก์ชันของกระแสคอลเลกเตอร์

ตัวอย่างเช่น เราต้องการอัตราขยาย 15 dB เป็นอย่างน้อย พิจารณาจากรูป 2.18 กระแสคอลเลกเตอร์จะต้องมีค่า 10 มิลลิแอมป์เป็นอย่างน้อย เพื่อให้ได้ $IIP3$ 5 dBm และจากรูป 2.17 ที่ $V_{ce} = 2V$ กระแสคอลเลกเตอร์ 10 มิลลิแอมป์ น้อยส์ฟีกเกอร์มีค่าน้อยกว่า 2 ทั้งที่ 900 เมกะเฮิรตซ์และ 1.9 จิกกะเฮิรตซ์ และจากรูป 2.16 กระแสคอลเลกเตอร์ 10 มิลลิแอมป์ได้อัตราขยายเกือบ 16 dB

เมื่อได้กระแสคอลเลกเตอร์และ V_{ce} ที่เหมาะสม สามารถนำกระแสคอลเลกเตอร์ไปออกแบบการไบอัสได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

$$\begin{aligned}
 V_c &= V_{sup} - (I_{sup} \times R_{sup}) \\
 &= V_{ce} + (I_e \times R_e) \\
 &= (I_b \times R_b) + V_{be} + (I_e \times R_e)
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

หาค่า R_{sup}, R_c, R_b ได้ ส่วน C_e เลือกให้มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำๆ ที่ความถี่ใช้งาน

2.3.2 การคำนวณวงจรมายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S-parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}
 \tag{2.16}$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}
 \tag{2.17}$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะอันคอนชันนอลีสเตเบิล (unconditionally stable) ซึ่งหมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิด (source) และ โหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของแหล่งกำเนิด และ โหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรขยายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้ เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธี เช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

Maximum Available Gain (MAG)

เป็นอัตราขยายสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$MAG = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.18)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

Simultaneous Conjugate Match

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน โหลด-แหล่งกำเนิดของวงจรขยาย (load-source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมชชิงอิมพีแดนซ์กับวงจรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

1) หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*) \quad (2.19)$$

2) หาค่า B_2 :

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.20)$$

3) เราจะได้ค่าขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \quad (2.21)$$

การใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2 - มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจะใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

สัมประสิทธิ์การสะท้อนของแหล่งกำเนิด (source reflection coefficient)

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \quad (2.22)$$

นำค่า Γ_S ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์

โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \quad (2.23)$$

โดย

$$Z_S = \left[\frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right] \quad (2.24)$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.25)$$

โดย

$$Z_L = \left[\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right] \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณโดยกำหนดค่าอัตราขยายใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าอัตราขยายใด ๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีอัตราขยายคงที่ (a constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทซ์ชาร์ตซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

2. หาค่า D_2 :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.27)$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$$

4. หาค่า G :

$$G = \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.28)$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีอัตราขยายคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2G} \quad (2.29)$$

6. รัศมีของวงกลมซึ่งมีอัตราขยายคงที่คือ

$$p_o = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2G} \quad (2.30)$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทซ์ชาร์ตซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้อัตราขยายตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_S ซึ่งนำค่าต่างที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมทซ์อิมพีแดนซ์ต่อไป

วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอินสตาบิลิตี (ค่า K น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาเลือกค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

2. หาค่า C_1 :

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \quad (2.31)$$

3. หาค่า C_2 :

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^*$ นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.32)$$

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$p_{S1} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \quad (2.33)$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.34)$$

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$p_{S2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| \quad (2.35)$$

2.3.3 อิมพีแดนซ์แมชชิง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \quad (2.36)$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \quad (2.37)$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \quad (2.38)$$

โดยที่ Q_S คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

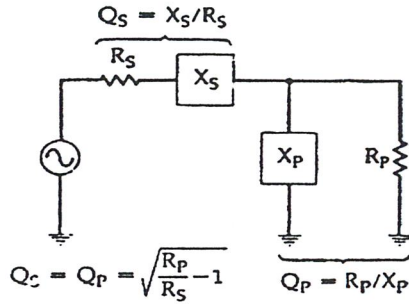
Q_P คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

R_P คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_P คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_S คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_S คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม



รูปที่ 2.20 การแมชชิงอิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส 100 Ω กับ ความต้านทานของโหลด 1000 Ω ที่ความถี่ 100 MHz
วิธีทำ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{1000}{100}} - 1 = \sqrt{9} = 3$$

จากสมการ $Q_S = \frac{X_S}{R_S}$
 $X_S = Q_S R_S = 300 \Omega$

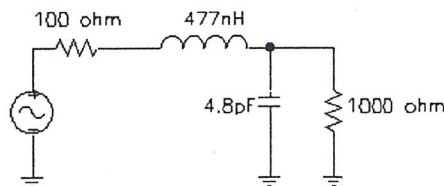
จากสมการ $Q_P = \frac{R_P}{X_P}$
 $X_P = \frac{R_P}{Q_P} = 333 \Omega$

เราเลือกให้ X_S เป็นอินดักทีฟและ X_P เป็นคาปาซิทีฟเนื่องจากค่านวมที่ 100 MHz จะได้ :

$$L = \frac{X_S}{\omega} = \frac{300}{2\pi (100 \times 10^6)} = 477 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{\omega X_P} = \frac{1}{2\pi (100 \times 10^6)(333)} = 4.8 \text{ pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจร

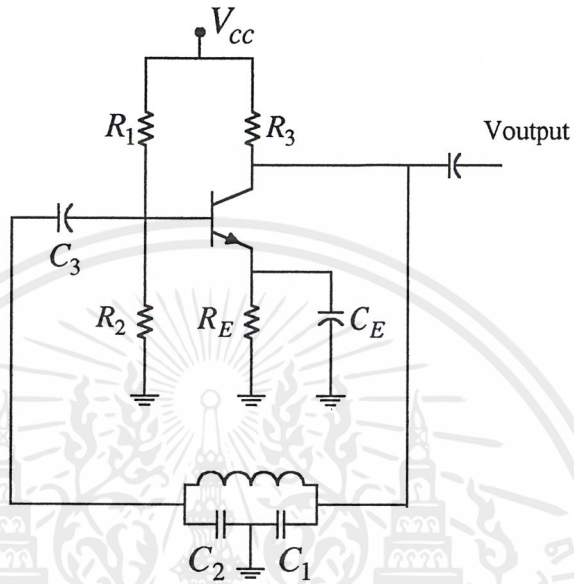


รูปที่ 2.21 ตัวอย่างวงจรแมชชิงอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ (Coplitts Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์เป็นวงจรที่มีลักษณะเด่นคือ มีคาพาซิทีฟโวลเตจดีไวเดอร์ สำหรับการป้อนกลับสัญญาณอยู่อย่างชัดเจน (วงจรโวลเตจดีไวเดอร์ คือ วงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ใช้งานกันบอยได้แก่ รีซิสเตอร์โวลเตจดีไวเดอร์)

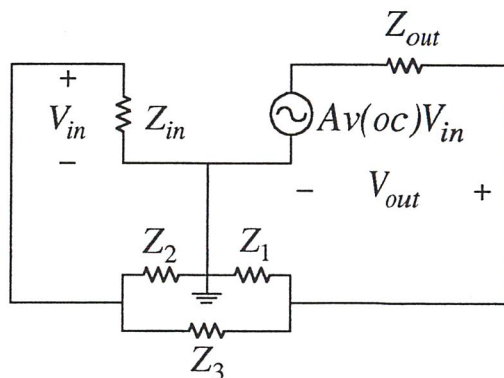


รูปที่ 2.22 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์

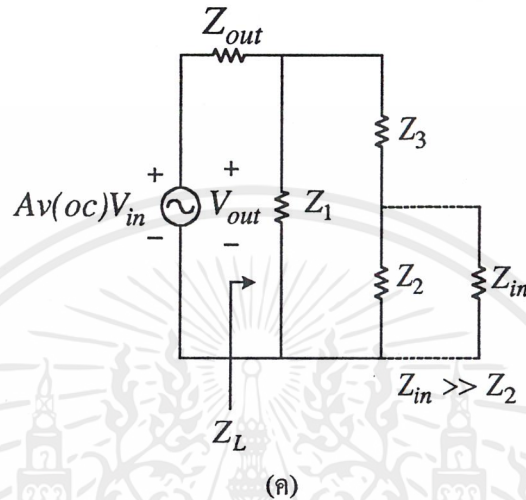
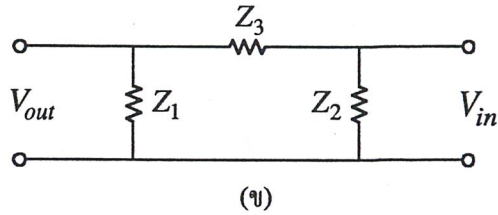
C_1 และ C_2 ประกอบกันขึ้นเป็นวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าอนุกรมกับคอยล์ ในส่วนของคอลเลกเตอร์และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_3 จะถูกป้อนกลับแบบบวกไปยังขาเบส

จุดต่อระหว่าง C_1 และ C_2 จะถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้นเปรียบเสมือนว่าวงจรคาพาซิทีฟโวลเตจดีไวเดอร์ตานั้นเป็นวงจรเทียบเท่ากับการแท้ปคอยล์ สำหรับสัญญาณของวงจรออสซิลเลเตอร์แรงดันไฟฟ้าและจะมีขั้วตรงข้ามกันเมื่อเทียบกับจุดกราวด์ การป้อนกลับแบบบวกของเอาต์พุตจะถูกคัปปลิงโดย C_3 ซึ่งในขณะเดียวกัน C_3 ก็จะทำให้การป้องกันสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตรงจากขาคอลเลกเตอร์ไม่ให้ผ่านไปสู่ขาเบสได้

สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.23



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของวงจรคอลลิตที่ออสซิลเลเตอร์

จากรูปที่ 2.23 (ข) สามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรป้อนกลับได้ดังนี้

$$V_f = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} V_{out} \quad (2.39)$$

ค่าอัตราการป้อนกลับของวงจรป้อนกลับ

$$\beta = \frac{V_f}{V_{out}}$$

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \quad (2.40)$$

จากรูป 2.23 (ค) เนื่องจากค่าของ $Z_{in} \gg Z_2$ สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์รวม (Z_L) ได้ดังนี้

$$Y_L = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2 + Z_3}$$

$$Z_L = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (2.41)$$

สามารถหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรสมมูลได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} A_{v(oc)} V_{in} \quad (2.42)$$

แทนค่า Z_L จากสมการ (2.41) ลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = \frac{\frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}}{\frac{[Z_1(Z_2 + Z_3)]}{Z_1 + Z_2 + Z_3} + Z_{out}} \cdot A_{v(oc)} V_{in} \quad (2.43)$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$A_v = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)A_{v(oc)}}{Z_1(Z_2 + Z_3) + Z_{out}(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \quad (2.44)$$

เมื่อเกิดความถี่รีโซแนนท์ค่าของลูปเกน $A\beta$ จะเท่ากับ 1 และค่าการเลื่อนเฟสจะเป็น 0 ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขเริ่มต้นของบาคเฮาเซน (Barkhausen Criterion)

$$A_v\beta = 1\angle 0^\circ \quad (2.45)$$

แทนค่าสมการ (2.40) และ (2.44) แทนลงในสมการ (2.45)

$$A_v\beta = \left(\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \right) \left(\frac{Z_1(Z_2 + Z_3)A_{v(oc)}}{Z_1(Z_2 + Z_3) + Z_{out}(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \right) = 1\angle 0^\circ$$

$$A_v\beta = \left(\frac{Z_1Z_2A_{v(oc)}}{Z_1(Z_2 + Z_3) + Z_{out}(Z_1 + Z_2 + Z_3)} \right) = 1\angle 0^\circ \quad (2.46)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์คือ ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ แทนลงในสมการ(2.45)

$$\frac{X_1X_2A_{v(oc)}}{X_1(X_2 + X_3) + j(X_1 + X_2 + X_3)Z_{out}} = 1\angle 0^\circ \quad (2.47)$$

จะเห็นว่าค่าที่ได้ต้องมีเฉพาะค่าจริงเท่านั้น ค่าจินตภาพจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงนำเงื่อนไขมา

หาค่าความถี่รีโซแนนท์ได้ โดยการแทนค่า $X_L = \omega L$ และ $X_C = -\frac{1}{\omega C}$

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

$$\frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} + \omega L_3 = 0$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_2 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (2.48)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_{eq}}}$$

$$\text{โดยที่ } C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (Voltage Control Oscillator)

โดยทั่วไปมักเรียกสั้น ๆ ว่า วิซีโอ (VCO) เป็นวงจรที่เป็นส่วนประกอบสำคัญของระบบการสื่อสารแอนะล็อกแทบทุกชนิด เป็นการแปลงจากสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง ไปเป็นสัญญาณคลื่นวิทยุซึ่งมันจะผลิตสัญญาณอาร์เอฟเอาต์พุต เป็นวงจรที่ใช้สำหรับการปรับแต่งความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้คาปาซิทีฟไดโอดแบบสารกึ่งตัวนำหรือที่เรียกว่า “ วาริแคป ” (varicap) หรือวาแรกเตอร์(varactor) คุณสมบัติของ ไดโอดชนิดนี้คือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะแปรผันตามค่าแรงดัน ไฟฟ้าย้อนกลับที่ป้อนให้แก่ตัวมัน ดังนั้นเมื่อวาแรกเตอร์ต่อคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรของออสซิลเลเตอร์จึงทำให้มีคุณสมบัติในการปรับความถี่ได้โดยการควบคุมระดับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไดโอด

2.5.1 วาแรกเตอร์ไดโอด

หรือโวลเตจวาริเอเบิลคาปาซิเตอร์ไดโอด (Voltage - Variable Capacitor diodes: VVCs) เมื่อรอยต่อพีเอ็นถูกป้อนแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับจะทำให้มีคุณสมบัติเป็นคาปาซิเตอร์ได้ พีและเอ็นเปรียบได้กับตัวนำสองแผ่นที่ประกบกันอยู่โดยมีย่านปลอดประจุของรอยต่อแทรกอยู่ ซึ่งย่านปลอดประจุนี้เปรียบเสมือนตัวต้านทาน เพราะไม่มีประจุไฟฟ้าอิสระใดๆเคลื่อนที่ผ่านไปได้ ค่าคาปาซิแตนซ์จะมีค่าลดลงเมื่อแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับที่ป้อนมีค่าสูงขึ้น แต่ความสัมพันธ์ระหว่างพีและเอ็นของวาแรกเตอร์ส่วนใหญ่ไม่ได้มีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้น

สาเหตุที่ค่าคาปาซิแตนซ์ลดลงเมื่อระดับแรงดันย้อนกลับสูงขึ้น เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับจะไปขยายย่านปลอดประจุในรอยต่อพีเอ็นให้กว้างขึ้น เมื่อแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับสูงขึ้นซึ่งเปรียบเสมือนว่าความต้านทานระหว่างแผ่นเพลตมีค่าสูงขึ้นนั่นเอง จึงทำให้ค่าคาปาซิแตนซ์ลดลง และเมื่อแรงดันไฟฟ้าลดลงย่านปลอดประจุก็จะลดลง ทำให้ค่าคาปาซิแตนซ์มากขึ้นเหมือนกับค่าคาปาซิเตอร์ทั่วไป ซึ่งค่าคาปาซิแตนซ์ของย่านปลอดประจุ (depletion layer capacitance) จะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับพื้นที่หน้าตัดและผกผันกับความกว้างของย่านปลอดประจุ และย่านปลอดประจุเป็นสัดส่วน โดยตรงกับค่าแรงดันย้อนกลับ ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ระหว่างค่าไดโอดคาปาซิแตนซ์กับค่าแรงดันย้อนกลับดังนี้

$$C_j = C \left(1 + \left| \frac{v_D}{v_f} \right| \right)^n \quad (2.49)$$

โดยที่ค่า C_0 คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เรายังไม่ได้จ่ายแรงดันย้อนกลับให้ (zero bias capacitance)

v_f คือ ค่าไดโอดเทิร์นออนโวลเตจ (diode turn - on voltage)

n เป็นเลขลบที่ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของการเจือสาร

สำหรับรอยต่อพีเอ็นแบบเปลี่ยนแปลงทันที (abruptly graded) ค่า n จะเท่ากับ $-1/2$ ดังนั้นจะได้คาปาซิแตนซ์เป็น

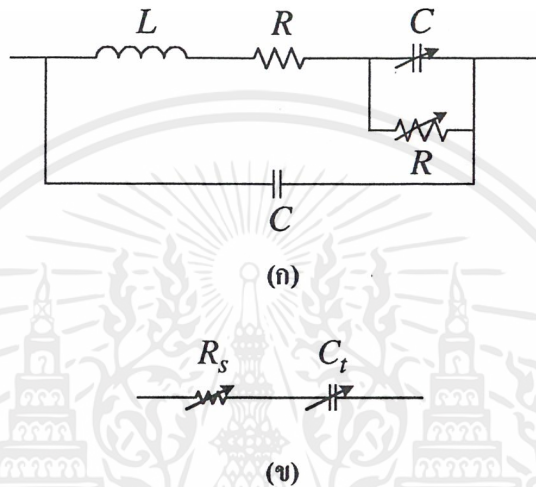
$$C_j = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \left| \frac{v_D}{v_f} \right|}} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่สำหรับวาแรกเตอร์ไดโอดโดยทั่วไป ค่า n อาจมีค่าได้มากถึง -3 หรือ -4 และปกติจะมีค่าย้อนกลับไปอัสคาพาซิแตนซ์ในช่วง 2 ถึง 100 pF

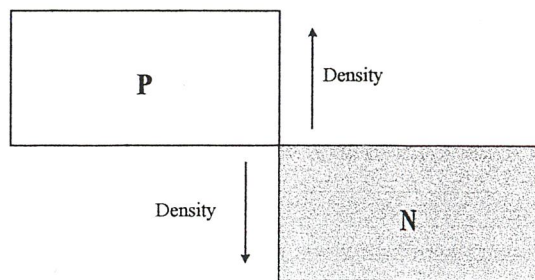
2.5.2 ค่าคาพาซิแตนซ์ภายในรอยต่อพีเอ็น

รอยต่อพีเอ็นเป็นพื้นฐานของไดโอดซึ่งพบใน โครงสร้างของทรานซิสเตอร์มอสเฟตและเจเฟตด้วยเหมือนกัน รอยต่อพีเอ็นนี้จะมีค่าคาพาซิแตนซ์ภายใต้เงื่อนไขทั้งการป้อนแรงดันไฟฟ้าแบบตรงและย้อนกลับ



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด

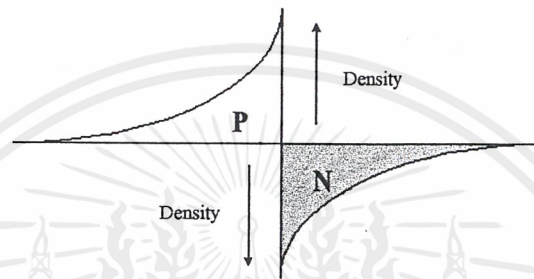
รูปที่ 2.24 แสดงวงจรสมมูลของวาแรกเตอร์ไดโอด C_J เป็นคาพาซิแตนซ์และรอยต่อ (Junction capacitance) ถูกขนาบโดย R_J ซึ่งเป็นค่าความต้านทานการรั่วไหลของรอยต่อ (Junction Reverse Leakage Resistance) R_S แทนค่าความต้านทานของวัสดุสารกึ่งตัวนำ L_S เป็นค่าแพคเกจอินดักแตนซ์ (package inductance) และเป็นค่าแพคเกจคาพาซิแตนซ์ (package capacitance) ปกติแล้ว L_S จะมีค่าน้อยมากและ R_J จะมีค่ามาก ซึ่งสามารถลดรูปแสดงวงจรของวาแรกเตอร์ไดโอดอย่างง่ายได้ตามรูปที่ 2.24 ซึ่งในกรณีค่าคาพาซิแตนซ์เท่ากับ $C_T = C_J + C_C$ ค่า Q สามารถมีค่าสูงถึง 600 ที่ความถี่สูงถึง 50 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากค่า Q เปลี่ยนตามแรงดันไบอัสและความถี่ตัวเลขนี้ใช้ในการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวาแรกเตอร์ที่ต่างกันเท่านั้น



รูปที่ 2.25 รอยต่อพีเอ็นชนิดเปลี่ยนแปลงทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.25 แสดงการเจือสารของรอยต่อพีเอ็นชนิดเปลี่ยนแปลงทันที โดโอดสารกึ่งตัวนำจะมีการเจือสารเสมอกันและเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจาก P - type ไป N - type ที่รอยต่อ ส่วนในรูปที่ 2.26 แสดงการเจือสารของอุปกรณ์ที่มีรอยต่อชนิดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน (hyperabrupt junction) ความหนาแน่นของการเจือสารจะเพิ่มมากขึ้นบริเวณใกล้รอยต่อ การเพิ่มความหนาแน่นนี้จะทำให้อ่านปลอดประจุแคบลง ซึ่งจะให้มีค่าคาปาซิแตนซ์ของรอยต่อมากขึ้นทำให้ความกว้างของย่านปลอดประจุมีความไวมากต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันย้อนกลับ และเนื่องจากสาเหตุนี้ทำให้สามารถมีค่า TR สูง ๆ ได้



รูปที่ 2.26 รอยต่อพีเอ็นชนิดเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน

ค่า TR (Capacitance Turning Ratio) เป็นค่าอัตราส่วนระหว่าง C_T ที่แรงดันย้อนกลับค่าน้อย ต่อค่า C_T ที่แรงดันย้อนกลับมีค่ามาก โดยจะขึ้นกับการเจือสารของอุปกรณ์ TR อาจมีค่าน้อยถึง 2 หรืออาจมากถึง 15 โดยค่าคาปาซิแตนซ์เนื่องจากรอยต่อ (junction capacitance) จะมีค่ามากกว่าค่าคาปาซิแตนซ์ตกค้าง (stray lead capacitance) ต้นกำเนิดค่าคาปาซิแตนซ์ภายในรอยต่อเกิดขึ้นภายใต้เงื่อนไขของการไบอัสย้อนกลับ ซึ่งสามารถเข้าใจได้โดยการพิจารณาคุณสมบัติทางกายภาพของรอยต่อพีเอ็นและบริเวณปลอดประจุ

ภายใต้เงื่อนไขของการไบอัสย้อนกลับจะเกิดสนามไฟฟ้าจากค่าแกนนไอออนบวกในด้านสารกึ่งตัวนำเอ็นของย่านปลอดประจุไปยังแกนนไอออนลบทางด้านสารกึ่งตัวนำพี โดยปรากฏการณ์นี้จะเหมือนกับเพลต 2 เพลตของคาปาซิเตอร์ทั่วไป โดยที่สนามไฟฟ้าจะเริ่มต้นจากประจุบวกทางเพลตด้านขวาไปสิ้นสุดบนประจุลบบนเพลตด้านซ้ายซึ่งสามารถเขียนค่าประจุได้เป็น

$$Q_+ = CV \quad \text{และ} \quad Q_- = -CV$$

โดยค่า C เป็นค่าเพลตคาปาซิแตนซ์ทั้งหมด

และค่าสนามไฟฟ้าระหว่างเพลตมีค่าเป็น

$$E = \frac{V}{d}$$

โดยค่า d เป็นค่าระยะห่างระหว่างเพลต

สำหรับรอยต่อพีเอ็นเมื่อไบอัสย้อนกลับตามรูป ค่าประจุทั้งหมดทางด้านขวาของย่านปลอดประจุ

จะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_+ = qN_D W_N A$$

โดยค่า N_D = ความเข้มข้นของผู้ให้ (donor concentration)

A = พื้นที่หน้าตัดของรอยต่อ

W_N = ความกว้างของครึ่งซีกขาของย่านปลอดประจุ

ในทำนองเดียวกันกับค่าประจุทั้งหมดทางด้านซ้ายของย่านปลอดประจุจะเท่ากับ

$$Q_- = -qN_A W_P A$$

โดยค่า N_A = แอคนเซปเตอร์คอนเซนเตรชัน (acceptor concentration)

W_P = ความกว้างของครึ่งซีกซ้ายของย่านปลอดประจุ

โดยที่ค่า Q_+ และ Q_- จะต้องมีขนาดเท่ากัน เพราะว่ามันไฟฟ้าจะเกิดขึ้นและสิ้นสุดในจำนวนประจุที่เท่ากัน

สำหรับโครงสร้างทางกายภาพ การเปลี่ยนค่าแรงดันที่จ่ายให้จะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนค่า Q_+ และ Q_- เมื่อ Δv เพิ่มขึ้น ประจุ $\pm \Delta Q = c \Delta v$ ไหลผ่านคาปาซิเตอร์เพลตและสนามไฟฟ้าระหว่างขั้วทั้งสองเพิ่มขึ้น เมื่อค่าแรงดันที่ไบอัสย้อนกลับที่รอยต่อพีเอ็นเพิ่มขึ้นเท่ากับ Δv_D การเพิ่มขึ้นของ Q_+ และ Q_- ซึ่งจะทำให้เหมาะสมโดยขยายย่านปลอดประจุ และเพิ่มสนามไฟฟ้าในย่านปลอดประจุ

สำหรับโครงสร้างของรอยต่อพีเอ็นชนิดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลัน การเปลี่ยน ΔQ ใน Q_+ และ Q_- ต่อหนึ่งหน่วยการเปลี่ยน Δv_D เขียนได้เป็น

$$\frac{\Delta Q}{\Delta v_D} \cong C_j = A \sqrt{\frac{q\epsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)(\phi_0 - v_D)}} \quad (2.51)$$

โดยที่ A = พื้นที่หน้าตัดของรอยต่อ

v_D = ค่าแรงดันไบอัสย้อนกลับ

ϵ = ค่าเพอิมิตีวิตี (permittivity) ของสารกึ่งตัวนำ

ϕ_0 = บิลท์อิน โวลเตจซึ่งเป็นพารามิเตอร์ของวัสดุสารกึ่งตัวนำ

โดยค่าไบอัสย้อนกลับที่รอยต่อคาปาซิแตนซ์ตามสมการที่ 2.51 เรียกว่า ค่าดีพลีชันคาปาซิแตนซ์ (depletion capacitance) ซึ่งค่าของมันมักจะแปรผกผันกับรากที่สองของ v_D

จากความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆของ C_j กับ v_D จะสามารถประมาณค่าไบอัสย้อนกลับที่รอยต่อคาปาซิแตนซ์ได้ โดยค่าคงที่สำหรับแรงดันเล็กๆ ใกล้เคียงกับไบอัสรอยต่อพีเอ็นสำหรับรอยต่อที่มีการเจือสารซึ่งลาดลงทีละน้อย (gradient doping) จะลาดลงมากกว่ารอยต่อแบบลาดชันฉับพลัน ค่าดีพลีชันคาปาซิแตนซ์จะเขียนได้เป็น

$$C_j = kj(\phi_0 - v_D)^{-n} \quad (2.52)$$

โดยที่ n เป็นตัวเลขระหว่าง 1/3 ถึง 4

kj เป็นค่าคงที่เหมือนกับเทอมแรกในวงเล็บของสมการแรก

เมื่อรอยต่อพีเอ็นได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าแบบตรง จะมีค่าคาปาซิแตนซ์เช่นเดียวกันแต่เรียก

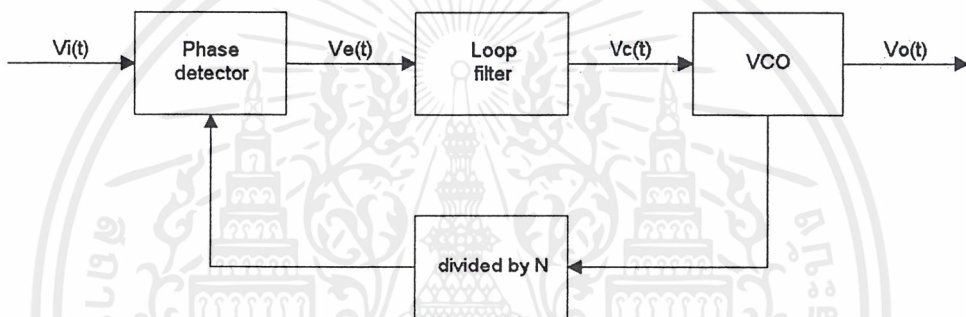
ว่าการเก็บประจุ (charge store) หรือค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดจากการแพร่ (diffusion capacitance)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในชื่อหรือเครื่องหมายการค้าของบริษัทผู้จัดทำหนังสือเรียนฉบับนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป (Phase Lock Loop Frequency Synthesizer)

ระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูปเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่ชนิด โปรแกรมได้ทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะ และให้มีความถี่ตามที่เรากำหนดโดยการประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลูปซึ่งเป็นระบบป้อนกลับที่มีการเปลี่ยนความถี่และเฟสของวงจรของออสซิลเลเตอร์ตามสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา บล็อกโคอะแกรมเบื้องต้นของระบบสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูปแสดงดังรูปที่ 2.27 ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 4 ส่วน ดังนี้

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



รูปที่ 2.27 บล็อกโคอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป

สามารถอธิบายการทำงานคร่าวๆ ได้ดังนี้ ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบแรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะทำงาน โดยตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 เรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่ง (Free Running Frequency) ถ้ามีสัญญาณเข้าไปในระบบเฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณอินพุต f_R กับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ถ้าความแตกต่างของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากความถี่ไม่ตรงกันจะเกิดแรงดันคลาดเคลื่อนออกมา $V_e(t)$ แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองผ่านวงจรฟิลเตอร์ขยายแล้วป้อนให้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่างความถี่ f_0 กับความถี่ f_R ให้ใกล้เคียงกับความถี่ f_0 จากการป้อนกลับของเฟสล็อกกลูป ซึ่งสัญญาณที่ป้อนกลับไปยังลูปฟิลเตอร์จะเป็นความถี่เอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ถูกหารโดย N จะทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันซิงโครไนซ์หรือล็อก(lock)กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุตพอดี

ในสภาวะล็อกความถี่จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_R = f_d \quad (2.53)$$

และความถี่ที่ได้จากการหาร

$$f_d = f_0 / N \quad (2.54)$$

ดังนั้นความถี่ที่เอาต์พุตจะได้เป็น

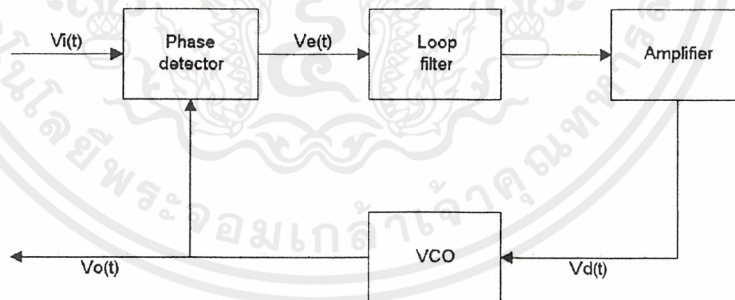
$$f_0 = Nf_I \quad (2.55)$$

แต่ในสภาวะล็อกความถี่ เฟสของสัญญาณทั้งสองจะยังคงต่างกันอยู่ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ที่จะไปคอยปรับความถี่ของวงจรรอสซิทิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจากค่าความถี่ฟรีรันนิ่งให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้นเฟสล็อกจะยังคงรักษาสภาพการล็อกอยู่ การที่ระบบสามารถที่ปรับตัวได้เองทำให้เฟสล็อกสามารถติดตามการล็อกกับระบบซึ่งจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน (capture range) จะขึ้นอยู่กับขอบของช่วงความถี่ของวงจรรองความถี่และอัตราขยายลูปปิดของระบบทั้งหมด เฟสล็อกที่มีกรการหารความถี่ชนิด โปรแกรม ได้ภายในรูปเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับการสังเคราะห์ความถี่ที่มีค่ามากกว่าความถี่อ้างอิงความถี่เดียว

คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะต้องผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงได้ทีละขั้น ซึ่งเรียกว่า รีโซลูชัน (resolution)

2.6.1 ระบบเฟสล็อก

ระบบเฟสล็อกเบื้องต้นแสดงได้ดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสล็อก

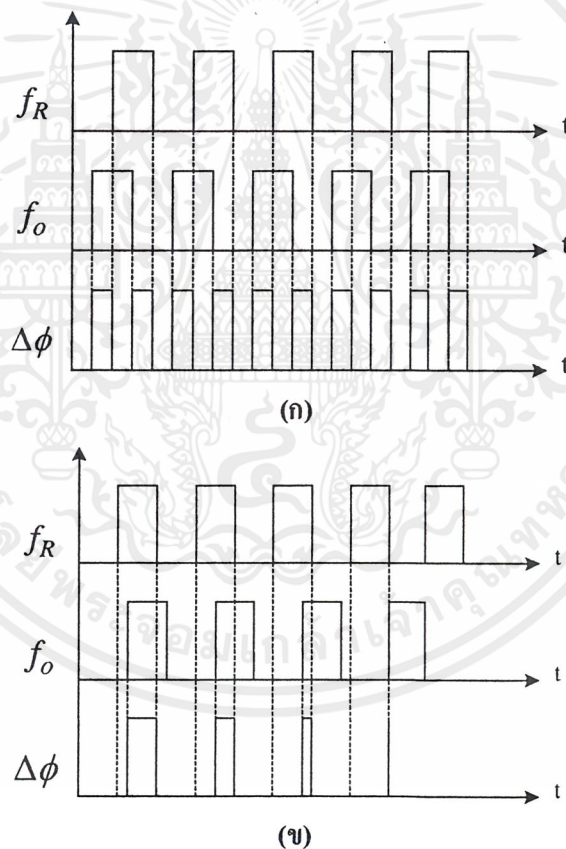
แต่ละส่วนมีผลต่อคุณสมบัติและการทำงานของระบบ ซึ่งหน้าที่ของแต่ละส่วนจะอธิบายได้ดังนี้

1. เฟสดีเทกเตอร์ (Phase detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีสองผลของเฟสที่ต่างกันเรียกว่าความคลาดเคลื่อนทางเฟส (Phase error) ความคลาดเคลื่อนทางเฟสนี้จะมีค่าน้อยที่สุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น $\pi/2$ เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนความคลาดเคลื่อนทางเฟสให้กลายเป็นระดับแรงดันด้วยค่าคอนเวอร์ชันเกน K_d (volt/radian) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.29

2. ลูปฟิลเตอร์ (Loop filter) ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่สูงที่ออกมาจากเฟสดีเทกเตอร์ เนื่องจากเฟสดีเทกเตอร์ให้เอาต์พุตเป็นสัญญาณไฟแรงดันกระแสตรงที่มีแรงดันกระแสสลับร่วมมาด้วย สัญญาณความถี่ที่เกิดจากความต่างเฟส ยิ่งต่างเฟสมากความถี่ยิ่งสูง ดังนั้นลูปฟิลเตอร์จึงช่วยกรองเอาสัญญาณความถี่สูงซึ่งแสดงว่ามีความต่างเฟสมากออกทำให้ระบบสามารถจับสัญญาณได้ในช่วงหนึ่งและช่วยให้ระบบรักษาการล็อกไว้ได้อีกด้วย

3. วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรงเพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรนี้จะป้อนให้แก่วงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

4. วงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator) จะทำหน้าที่ผลิตสัญญาณความถี่โดยการควบคุมระดับโวลท์เตจอินพุตด้วยคอนเวอร์ชันเกน K_O (radian/volt) ระดับโวลเตจนี้จะได้จากเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ ความถี่ที่ล็อกมาจากลูปฟิลเตอร์จะมีผลทำให้เอาต์พุตของวงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันเปลี่ยนความถี่ด้วยเช่นกัน



รูปที่ 2.29 ผลต่างเฟสเมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเท่ากันและไม่เท่ากัน

การทำงานของระบบเฟสล็อกลูปสามารถอธิบายอย่างคร่าว ๆ ได้ดังนี้ เฟสดีเทกเตอร์จะเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุต $V_I(t)$ กับความถี่ของวงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันและทำให้ได้แรงดันความคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ และกรองผ่านลูปฟิลเตอร์ไปยังคอนโทรลอินพุตของวงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันในรูปของแรงดันเพื่อควบคุมความถี่ของวงจรรอสซิโลเตเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามปกติเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตป้อนให้กับระบบเฟสล็อกกลูบ แรงดันความคลาดเคลื่อนที่ผ่าน
 ฟิลเตอร์ $V_d(t)$ ในระบบป้อนกลับจะมีค่าเป็นศูนย์ วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะ
 ทำงานที่ความถี่ศูนย์กลาง $\omega_0 = 2\pi f_0$ ซึ่งเราเรียกว่า ความถี่ฟรีรันนิ่งของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุม
 ความถี่ด้วยแรงดัน

ถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นแรงดันกระแสสลับป้อนให้กับระบบเฟสล็อกกลูบและสัญญาณดังกล่าวมี
 ความถี่อินพุต $\omega_R = 2\pi f_R$ ใกล้เคียงกับความถี่ฟรีรันนิ่งเพียงพอ การป้อนกลับของเฟสล็อกกลูบจะทำให้
 ได้แรงดันความคลาดเคลื่อน ไปขับวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันให้มีความถี่ซึ่งโครโนส
 กับความถี่อินพุต ซึ่งแสดงว่าระบบเฟสล็อกกลูบมีความถี่เอาต์พุตกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การทำงานของระบบเฟสล็อกกลูบสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะตามคุณสมบัติของลูบดังนี้

ก. เมื่อระบบไม่อยู่ในสภาวะล็อก ($\omega_R \neq \omega_0$)

จากเฟสล็อกกลูบในรูปที่ 2.28 เราสมมติสัญญาณ V_i และ V_o เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีค่า
 เป็น

$$\begin{aligned} V_i(t) &= E_i \cos(\omega_i t + \theta_i) \\ V_o(t) &= E_o \cos(\omega_o t + \phi_o) \end{aligned}$$

ถ้าเฟสดีเทกเตอร์มีคุณสมบัติเป็นแอนเนลิ่งมัลติพลายเออร์ เราจะได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟส
 ดีเทกเตอร์เป็น

$$V_e(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] + K_d \cos[(\omega_i + \omega_o)t + \theta_i + \phi_o] \quad (2.56)$$

เมื่อนำสัญญาณผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ว่า

$$V_d(t) = K_d \cos[(\omega_i - \omega_o)t + \theta_i - \phi_o] \quad (2.57)$$

เนื่องจาก V_i และ V_o ไม่ซิงโครไนซ์กัน ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d จะเป็น
 สัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงสุดเท่ากับ K_d และมีความถี่เชิงมุมเท่ากับความถี่เชิงมุมระหว่าง
 สัญญาณ V_i และ V_o คือ ω_i และ ω_o ซึ่งมีค่าแตกต่างกันมาก ดังนั้นโวลเตจ V_d จะไม่สามารถผ่านลูบ
 ฟิลเตอร์ได้ ทำให้ได้ค่า V_c และการป้อนกลับของลูบไม่มีผลอะไร คือไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงใด ๆ ภาย
 ในลูบ เอาต์พุตโวลเตจของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะมีค่าอยู่ที่ความถี่ฟรีรันนิ่ง แต่
 ถ้า $\omega_i - \omega_o = \pm \omega$ มีค่าน้อยกว่าแถบความถี่ของลูบซึ่งกำหนดได้โดยพารามิเตอร์ของลูบและการป้อน
 กลับจะมีผลขับให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้

ข. เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะล็อก ($\omega_i = \omega_o$)

ในกรณีที่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันมีความถี่ซึ่งโครโนส
 กับสัญญาณอินพุต V_i สัญญาณเอาต์พุต V_o จะมีค่าเป็น

$$V_o = E_o \cos(\omega_i t + \psi_o) \quad (2.58)$$

นอกจากนั้นค่าของเฟสของสัญญาณเอาต์พุต จะเป็นนิเียร์ฟังก์ชันกับเวลาซึ่งมีค่าเป็น

$$\phi_o = (\omega_i - \omega_o)t + \psi_o \quad (2.59)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์หรือสัญญาณความคลาดเคลื่อนจะกลายเป็นสัญญาณไฟ
 กระแสตรงมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.60)$$

รูปฟิลเตอร์จะยอมให้สัญญาณไฟกระแสตรง V_d ผ่านได้และมีค่าเท่ากับ

$$V_d = K_d \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.61)$$

วงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะเป็นฟรีควเอนซีโมดูลเตคเตคออกสซิทเลเตอร์ความถี่เชิงมุมที่เปลี่ยนอย่างทันทีทันใดของวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (ω_{inst}) จะเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับสัญญาณคอนโทรลอินพุต V_c โดยรอบความถี่เชิงมุมศูนย์กลาง

$$\omega_{inst} = \frac{d(\omega_o t + \phi_o)}{dt} = \omega_o + K_o V_d \quad (2.62)$$

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

เมื่อ K_o เป็นคอนเวอร์ชันคอนสแตนต์ซึ่งหมายถึงความไวในการมอดูเลชันของวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

แทนค่าสมการ 2.60 ลงใน 2.61 จะได้

$$\omega_i - \omega_o = K_d K_o \cos(\theta_i - \psi_o) \quad (2.63)$$

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

ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์ V_d สามารถเขียนได้เป็น

$$V_d = (\omega_i - \omega_o) / K_o \quad (2.64)$$

ส่วนประกอบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของเฟสดีเทกเตอร์เอาต์พุต V_d จะผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นคอนโทรลโวลเตจให้กับอินพุตของวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

จากสมการ 2.64 จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_d จะไปทำให้ความถี่เชิงมุมของวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันมีค่าเปลี่ยนไปจากศูนย์กลางของวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันคือ ω_o ไปเท่ากับความถี่เชิงมุมของสัญญาณอินพุต ω_i นั่นคือ

$$\omega_{inst} = \omega_o + K_o V_d = \omega_o + (\omega_i - \omega_o) = \omega_i \quad (2.65)$$

ถ้าความแตกต่างของความถี่เชิงมุมเริ่มต้น $\omega_i - \omega_o$ มีค่าน้อยกว่าผลคูณของ $K_d K_o$ อย่างมาก สมการ 2.64 จะมีค่าเป็น

$$\theta_i - \psi_o \cong \cos^{-1} 0 = \pi / 2 \quad (2.66)$$

จากสมการ 2.66 หมายความว่าถ้าความถี่ออฟเซตระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณจากวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะมีค่าน้อยเมื่อรูปไม่อยู่ในสภาวะล็อกและสัญญาณจากวงจรรอสซิทเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต 90 องศา เมื่อรูปอยู่ในสภาวะล็อกหรือเฟสคอคควาเจอร์จะสอดคล้องกับ $\omega_i = \omega_o$ ด้วยเหตุผลนี้จึงแทนค่า ψ_o ด้วยค่าเฟสเอาต์พุต θ_o ดังนั้น

$$\theta_o = \psi_o - \pi / 2 \quad (2.67)$$

เอาต์พุต โวลเตจของเฟสดีเทกเตอร์เขียนได้ใหม่เป็น

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= K_d \cos[(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\
 &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o)
 \end{aligned}
 \tag{2.68}$$

และจากสมการ 2.66 และ 2.67 จะได้ค่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสเป็น

$$\theta_i - \theta_o = \sin^{-1}(\omega_i - \omega_o) / K_d K_o \tag{2.69}$$

เมื่อผลต่างของเฟส $\theta_i - \theta_o$ มีค่าน้อยเพียงพอจะได้ว่า

$$V_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \cong K_d \theta_e \tag{2.70}$$

เมื่อ $\theta_e = \theta_i - \theta_o$ แต่เนื่องจากคุณสมบัติของเฟสดีเทกเตอร์แบบนี้เมื่อลูบเข้าสู่การล็อกสัญญาณของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะมีเฟสต่างไปจากสัญญาณอินพุตเดิม 90° คือ $[\theta_i - (\theta_o + \pi/2)]$ ซึ่งเป็นลักษณะของเฟสควอดราเจอร์ ดังนั้นเฟสดีเทกเตอร์จะให้เอาต์พุต โวลเตจที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต V_i กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน คือ V_o ในลักษณะของควอดราเจอร์ คือ

$$\begin{aligned}
 V_d &= K_d [(\theta_i - \theta_o) - \pi/2] \\
 &= K_d (\theta_e - \pi/2)
 \end{aligned}
 \tag{2.71}$$

สัญญาณเฟสเซ็นซิทีฟ V_d นี้จะผ่านลูบฟิลเตอร์ไปป้อนให้กับคอนโทรลอินพุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันเพื่อแก้ไขให้ความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันเปลี่ยนจาก ω_o ไปเป็น ω_i และดำรงการล็อกให้คงอยู่ได้

$$\begin{aligned}
 V_d &= (\omega_i - \omega_o) / K_o \\
 \omega_i &= \omega_o + K_o V_d
 \end{aligned}
 \tag{2.72}$$

จากสมการ 2.68 และ 2.69 จะหาค่าของความคลาดเคลื่อนทางเฟส θ_e ได้เป็น

$$\theta_i = \pi/2 + [(\omega_i - \omega_o)] / K_d K_o \tag{2.73}$$

จากสมการ 2.71 จะสังเกตได้ว่าเมื่อ $\omega_i = \omega_o$ โวลเตจเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะมีเฟสควอดราเจอร์ คือ มีเฟสต่างไปจากเฟสของสัญญาณอินพุตโวลเตจ 90° ไปสู่ค่าสูงสุด 180° ที่อยู่เหนือสุดของพิคการล็อก และถ้า ω_i เคลื่อนไปทางต่ำกว่า ω_o มุมเฟสจะลดลงจาก 90° ไปสู่ค่า 0° ที่ต่ำสุดของพิคการล็อก

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้า ๆ ระบบเฟสล็อกลูบจะสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงและอยู่ในสภาวะล็อกได้โดยจะเพิ่มค่า θ_e ให้มากขึ้นตามเวลา θ_e ที่เพิ่มขึ้นจะถูกเปลี่ยนไปเป็นความต่างศักย์ที่แปรผันตามความคลาดเคลื่อนทางเฟส V_d ไปขับให้ความถี่ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันเลื่อนไปเท่ากับความถี่ของสัญญาณอินพุต โดย V_d จะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างระหว่าง ความถี่สัญญาณอินพุต ω_i กับความถี่ฟรีรันนิ่ง ω_o ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน แต่ถ้าจะสามารถแทรกกิ่งได้นั้นจะต้องมีความคลาดเคลื่อนทางเฟสน้อย

สมมติว่าระบบเฟสล็อกลูบมีเฟสอินพุตเปลี่ยนแปลงเป็นลำดับเท่ากับ $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$ ลูบจะต้องการแรงดันควบคุมเพื่อไปขับวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันให้มีความถี่เลื่อนไปเท่ากับ $\Delta\omega$ ดังนั้น V_C จะมีค่าเป็น

$$V_C = \Delta\omega / K_o \tag{2.74}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

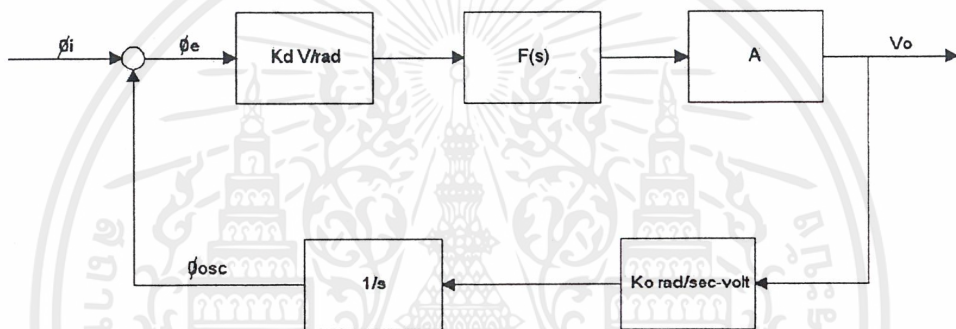
เมื่อลูปเข้าสู่สภาวะคงที่ $V_C = V_d F(s)$ เมื่อ $F(s)$ คืออัตราขยายต่อสัญญาณคิซิจของลูป
ฟิลเตอร์สัญญาณ V_C จะทำให้ลูปเข้าสู่สภาวะล็อกดังเดิม ดังนั้นความคลาดเคลื่อนทางเฟสจะต้องเป็น

$$\theta - \pi/2 = V_d K_d = \Delta\omega / K_o K_d F(s) \quad (2.75)$$

เมื่อความคลาดเคลื่อนทางเฟสมีค่าเพิ่มขึ้น ลูปจะสามารถปรับตัวเองให้ความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงของอินพุตได้ดังเดิม

เมื่อระบบอยู่ในสภาวะล็อก เราสามารถจะวิเคราะห์ระบบเฟสล็อกลูปได้ในลักษณะระบบป้อนกลับที่เป็นลิเนียร์ โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับทั่วไปด้วยการแปลงลาปลาซและสมการดิฟเฟอเรนเชียล

2.6.2 การหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.30 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป

จากรูปที่ 2.30

K_d = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของเฟสดีเทกเตอร์ (โวลต์/เรเดียน)

$F(s)$ = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของลูปฟิลเตอร์

A = อัตราขยายของวงจรรขยายสัญญาณ

K_o = ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (เรเดียน/โวลต์)

จาก
$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.76)$$

$$\omega = s\theta$$

$$\theta = \int \omega dt$$

และ

$$\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.77)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่าเฟส ϕ_{osc} เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ϕ_i

ฉะนั้นจึงต้องใส่บล็อก $\frac{1}{s}$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_{osc} ตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จากทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน} = \frac{A}{1+AF} \quad (2.78)$$

เมื่อ A = อัตราการขยายไปข้างหน้า

F = อัตราการขยายป้อนกลับ

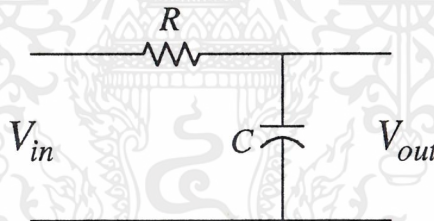
จากรูปที่ 2.30 ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันคือ

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{\theta_i} &= \frac{K_d F(s) A}{1 + K_d F(s) A \frac{K_o}{s}} \\ &= \frac{s K_d F(s) A}{s + K_d F(s) s K_o} \end{aligned} \quad (2.79)$$

โดยปกติเรามักจะให้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าจะเป็นเฟสจากสมการที่ 2.79 เราจะได้ ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s \phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s) A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2.80)$$

ถ้าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้เป็นดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.31

$$\begin{aligned} F(s) &= \frac{V_o}{V_i} \\ &= \frac{1/sC}{R + 1/sC} \\ &= \frac{1}{1 + sRC} \\ &= \frac{1}{1 + s/\omega_i} \end{aligned} \quad (2.81)$$

เมื่อ $\omega_1 = 1/RC$ แทนค่าสมการ 2.81 ลงในสมการ 2.80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

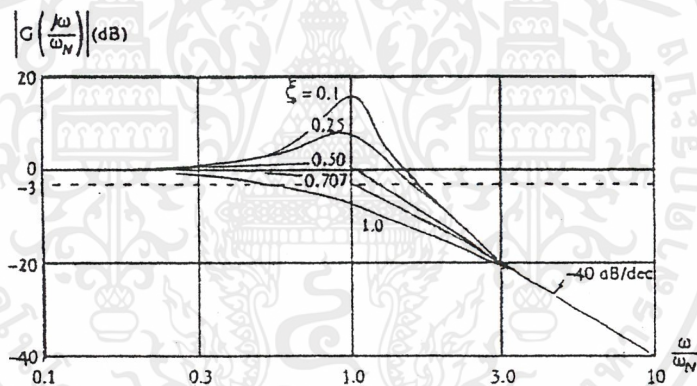
$$\begin{aligned}
 H(s) = \frac{V_o}{\omega_i} &= \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{K_v} + \frac{s^2}{\omega_1 K_v}} \right] \\
 &= \frac{1}{K_o} \left[\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \right]
 \end{aligned} \tag{2.82}$$

โดย $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}}$

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

เมื่อ $K_v = K_d K_o A$

เราสามารถจะนำทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(S)$ นี้ไปหาผลตอบสนองของระบบได้ดังนี้



รูปที่ 2.32 ผลตอบสนองทางความถี่ของระบบเฟสล็อกลูป

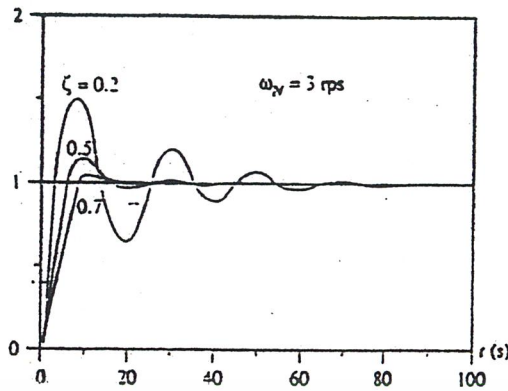
จะสังเกตเห็นได้ว่า หากแถบความถี่ของลูปฟิลเตอร์ ω_1 ลดลง หรือค่า K_v เพิ่มขึ้น ค่า ξ ของลูปลดลง ผลตอบสนองทางความถี่ของลูปจะเป็นพีก (peaking) และผลตอบสนองต่อสเปคของลูปในช่วงเริ่มต้นช่วงจะเกิดการออสซิลเลต ค่าพีกในผลตอบสนองทางความถี่จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดเพี้ยนในสัญญาณเอาต์พุต และเป็นสาเหตุให้เกิดการแกว่งหรือให้ ผลตอบสนองที่เลวเมื่อลูปมีการรบกวนเกิดขึ้นช่วง การออกแบบระบบเฟสล็อกลูปให้มีคุณสมบัติการทำงานให้ดีที่สุดจึงควรกำหนดให้ ξ มีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ จะได้ ω_1

$$\omega_1 = 2K_v \tag{2.83}$$

และความถี่ที่คัทออฟ -3 dB แถบความถี่ของลูปจะได้เป็น

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} = \sqrt{2K_v} \tag{2.84}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 ผลตอบสนองเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสเตปฟังก์ชัน

วงจรเฟสล็อกูปที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้างเพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ช่วงกว้าง นอกนั้นก็ต้องการให้ระบบมีแถบความถี่ของลูบแคบ ๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกย่านความถี่

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกูปสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุตเราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความคลาดเคลื่อนทางเฟส ซึ่งเราพบว่าความคลาดเคลื่อนทางเฟสจะมีค่าน้อยที่สุดเท่ากับศูนย์ และมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π ดังนั้นจากสมการที่ 2.75 จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_i - \omega_o$ เท่ากับ

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

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

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

$$2\Delta\omega_L = \pm\pi K_oK_dF(s) \quad (2.85)$$

เมื่อ $2\Delta\omega_L$ คือพิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω_i เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการ 2.85 สถานะสมดุลของการชิงโครโมสัจจะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อินพุตแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณา โดยจะอยู่ในสถานะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุต เพื่อกำหนดช่วงความถี่ซึ่งระบบเฟสล็อกูปสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า พิสัยแคปเจอร์ ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่ห่อของลูบฟิลเตอร์ ω_1 และพิสัยล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

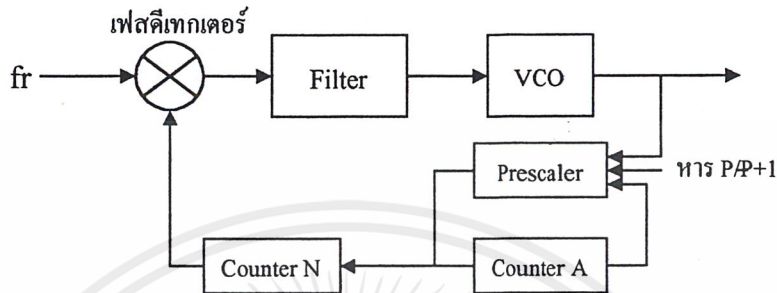
$$\Delta\omega_C = \pm\sqrt{\omega_1\Delta\omega_L}$$

$$2\Delta\omega_C \cong 2\sqrt{\omega_1\omega_L} \quad (2.86)$$

ในกรณีทั่วไป $\Delta\omega_L \gg \omega_1$

2.6.3 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ที่จะกล่าวถึงเป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูบแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัสซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_r เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกกลูบในรูปที่ 2.32 ใช้พริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรับที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ P+1 เราเรียกพริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส” วงจรรับหาร N_r ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ



รูปที่ 2.34 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกกลูบแบบพริสเกลเลอร์สองโมดูลัส

เหตุผลที่ใช้พริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้ได้กับวงจรรหาร N ตระกูล TTL และ CMOS ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน VHF, UHF ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล ECL มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ P+1 เช่น หาร 64/65 เอาต์พุตของพริสเกลเลอร์จะป้อนไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL สองตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก (main counter) ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้พริสเกลเลอร์หารด้วย P หรือ P+1 สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพริเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริม และในขณะนั้นพริสเกลเลอร์ให้ P+1 เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อนหลังลงไปเรื่อย ๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริม เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้พริสเกลเลอร์เปลี่ยนเป็นหารด้วย P และเคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนเป็นศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพริเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้นตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พริเซตให้เคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้พริสเกลเลอร์อยู่ในสถานะหาร P+1 ซึ่งจะยังคงหารด้วย P+1 ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมเป็นศูนย์คิดเป็นจำนวนไซเคิลของวงจรรอสซิงเคลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ผ่านไปที่เท่ากับ P+1 คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นพริสเกลเลอร์จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ในขณะนั้นเคาน์เตอร์หลักนับผ่านไปแล้ว A ยังเหลืออยู่ N-A นั่นคือ ต้องใช้เวลานับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็นจำนวนไซเคิลของวงจรรอสซิงเคลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ผ่านไปที่เท่ากับ P คูณด้วย N-A

ดังนั้นรวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

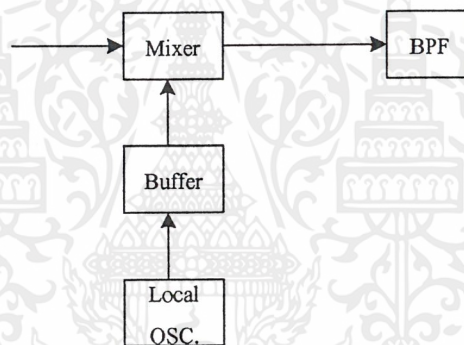
$$\begin{aligned} N_t &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \quad (2.87)$$

ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะเท่ากับ $PN+A$ เท่าของความถี่อ้างอิง หรือ

$$F_{synth} = F_{ref}(PN + A) \quad (2.88)$$

2.7 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ โดยจะใช้เพื่อทำหน้าที่ในการแปลงความถี่ของสัญญาณความถี่วิทยุที่มีความถี่สูง (Radio Frequency) ให้มีความถี่ลดลงเป็นความถี่กลาง (Intermediate Frequency) หรือเรียกว่า การแปลงความถี่ลง (down convert) ซึ่งใช้ในเครื่องรับ หรือใช้ในการแปลงสัญญาณความถี่ต่ำให้เป็นสัญญาณความถี่สูงหรือการแปลงความถี่ขึ้น (up convert) ซึ่งใช้ในเครื่องส่ง บล็อกไดอะแกรมของหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรมิกเซอร์

การทำงานของวงจรมิกเซอร์ สัญญาณความถี่วิทยุกับสัญญาณความถี่โลคอล (Local Oscillator Frequency) จะถูกผสมสัญญาณ (mix) ด้วยอุปกรณ์นอนลิเนียร์ หรืออาจกล่าวได้ว่าวงจรมิกเซอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณแบบนอนลิเนียร์ซึ่งทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์ เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่วิทยุและความถี่โลคอลซึ่งแสดงได้โดยสมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF}t)(\sin 2\pi f_{LO}t) \quad (2.89)$$

เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

สามารถแปลงสมการโดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

$$V_{out} = 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.90)$$

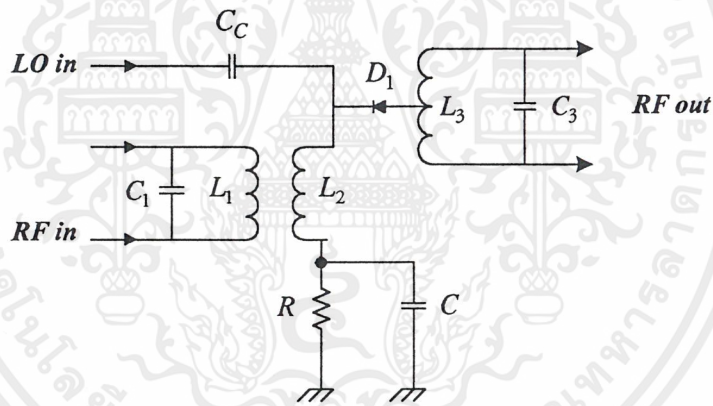
ค่า $(f_{RF} - f_{LO})$ คือ ค่าความถี่ IF (intermediate frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

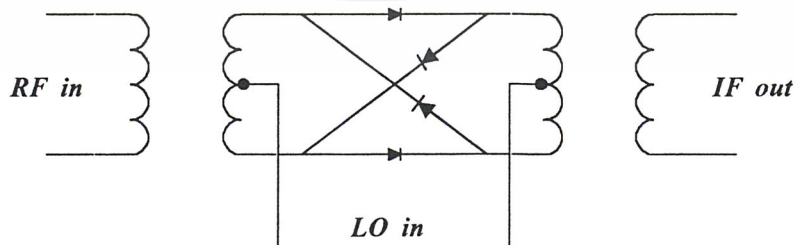
2.7.1 วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ไดโอด

การออกแบบวงจรมิกเซอร์สามารถใช้ได้ทั้งอุปกรณ์ลิเนียร์และอุปกรณ์นอนลิเนียร์ อุปกรณ์นอนลิเนียร์เช่น ทรานส์ซิสเตอร์หรือเฟท จะมีข้อดีที่สามารถขยายสัญญาณไปในตัวได้ด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบอุปกรณ์ลิเนียร์ที่ใช้ไดโอด สัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะเป็นความถี่แบบครอสโปรดักต์ (cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณหรือที่เรียกว่า ความสูญเสียคอนเวอร์ชัน (conversion loss) ต่ำเพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ และในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่กลางก็จะต่ำกว่าสัญญาณความถี่วิทยุ โดยทั่วไปค่าการสูญเสียคอนเวอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ 6 dB

วงจรมิกเซอร์ที่ใช้โดยทั่วไป เช่น วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอดดังแสดงในรูป 2.36 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากคือวงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ดังแสดงในรูป 2.37 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบเอฟเอ็มและเอเอ็ม บางที่อาจเรียกว่า “วงจรมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์” (balanced modulators) หรือ “โปรดักต์ดีเทกเตอร์” (product detector) โดยวงจรบาลานซ์มิกเซอร์จะมีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่นคือ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และ กำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



รูปที่ 2.36 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลไดโอด

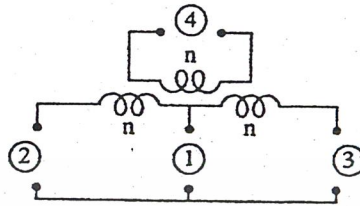


รูปที่ 2.37 วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ไดโอด

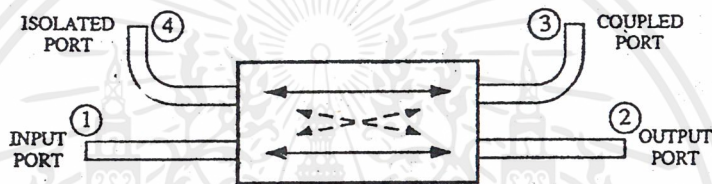
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 วงจรมิกเซอร์แบบซิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา (Single-balanced mixer employing 90° hybrid)

คัปเปิลเลอร์แบบไฮบริดไลน์ (Hybrid line coupler) มีคุณสมบัติคล้ายหม้อแปลงแบบขดลวดไฮบริด (hybrid-coil transformer) คือแต่ละพอร์ต (port) จะแยกกันโดยสิ้นเชิง ดังรูปที่ 2.36



(ก) หม้อแปลงแบบขดลวดไฮบริด



(ข) วงจรสมมูลของทรานส์ฟอร์เมอร์ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์

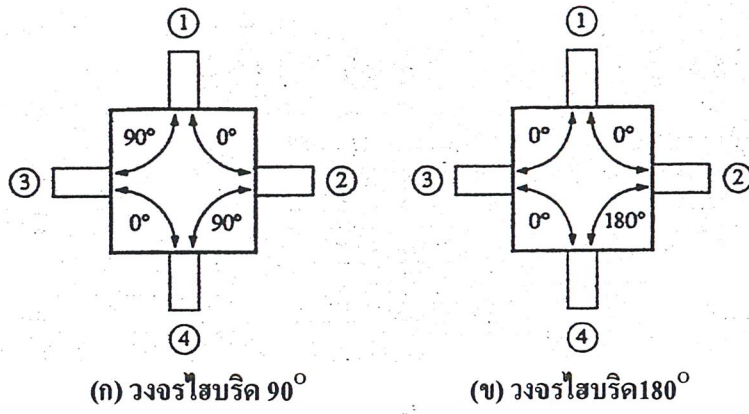
รูปที่ 2.38 หม้อแปลงแบบขดลวดไฮบริด และวงจรสมมูลของทรานส์ฟอร์เมอร์ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์

จากรูปที่ 2.38(ก) จะเห็นได้ว่าหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต 1 จะมีเพียงพอร์ต 2 และ 3 เท่านั้นที่จะได้รับส่วนแบ่งของกำลังงานของสัญญาณที่ส่งออกมาจากพอร์ต 1 โดยจะได้รับกำลังงานพอร์ตละเท่าๆกันหากจำนวนรอบ, ขนาด และชนิดของเส้นขดลวดเหมือนกัน ส่วนพอร์ตที่ 4 จะไม่ได้รับกำลังงานของสัญญาณเลย ในทางกลับกันหากเราป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต 4 ก็จะมีเพียงแค่ พอร์ต 2 และ พอร์ต 3 เท่านั้นที่ได้รับกำลังงานเช่นเดิม และหากป้อนสัญญาณที่เท่ากันทุกประการก็จะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีขนาดของสัญญาณเท่ากับขนาดสัญญาณในกรณีแรก ยกเว้นเพียงแต่ว่าเฟสจะกลับกันเท่านั้น ส่วนพอร์ต 1 จะไม่ได้รับกำลังสัญญาณอะไรเลย

เช่นเดียวกันกับในรูปที่ 2.38 (ข) แต่กำลังงานของสัญญาณที่ออกที่พอร์ต 2 และ 3 อาจเท่ากันหรือไม่เท่ากันก็ได้แล้วแต่เรากำหนดการออกแบบ

จากข้างต้นจะเห็นได้ว่าคัปเปิลเลอร์แบบไฮบริดไลน์ และ ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์ (directional coupler) อาจเรียกว่า เป็นอุปกรณ์ชนิดเดียวกันก็ได้ แต่จะแตกต่างกันตรงที่ว่าคัปเปิลเลอร์แบบไฮบริดไลน์ จะเน้นว่ากำลังงานที่แบ่งให้พอร์ตสองพอร์ตที่จะได้รับกำลังงานจะต้องได้รับกำลังงานเท่ากันเสมอ แต่ในไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์จะไม่สนใจเรื่องดังกล่าวนี้เลย

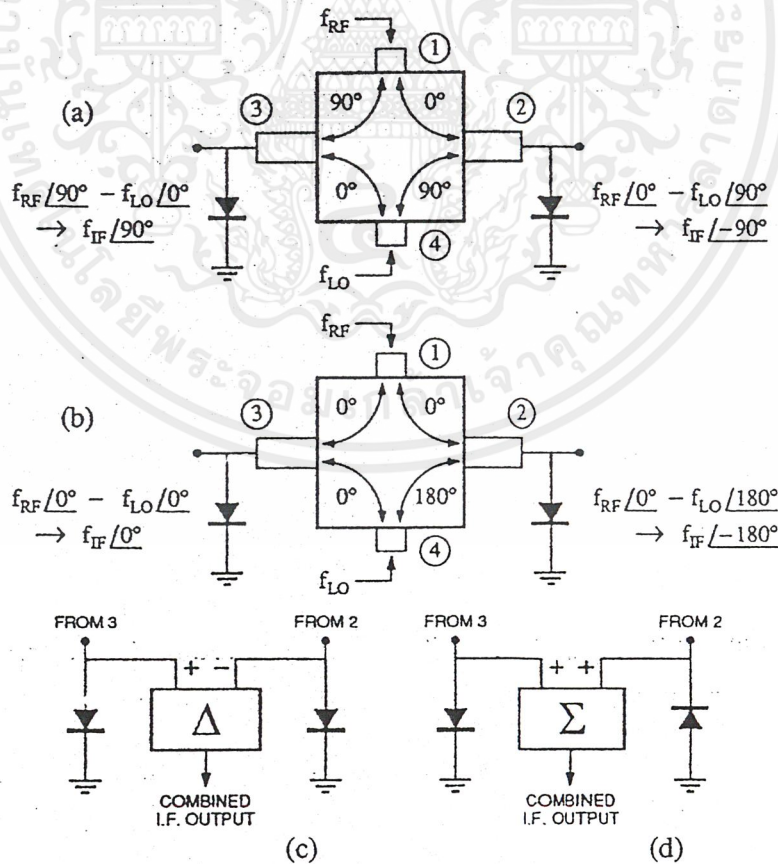
หลักการของการนำเอาวงจรไฮบริด 90° มาใช้ทำวงจรมิกเซอร์แบบโครงข่ายไฮบริด (Hybrid Network Mixer) มีอยู่สองชนิดดังรูปที่ 2.39



รูปที่ 2.39 ชนิดของโครงข่ายไฮบริด

ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้วงจรไฮบริด 90° โดยมีหลักการทำงานคือ

1. สัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ หรือ สัญญาณอาร์เอฟจะเข้ามาที่พอร์ต 1 และสัญญาณโลคอลเข้ามาที่พอร์ต 4
2. สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านไดโอดแล้วอาจมีเฟสตรงกันหรือตรงข้ามขึ้นกับทิศทางที่เราวางไดโอดแต่ละตัวมีทิศทางไปทางไหนเมื่อเทียบกับกราวนด์ เช่น ถ้าไดโอด 2 ตัวต่อกันโดยมีขั้วตรงข้ามกับกราวนด์ สัญญาณความถี่กลางจะเฟสตรงกันและเข้าไปรวมกันที่วงจรบวกสัญญาณดังรูป



รูปที่ 2.40 การผสมสัญญาณของโครงข่ายไฮบริด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรกรองความถี่ผ่าน (Filter)

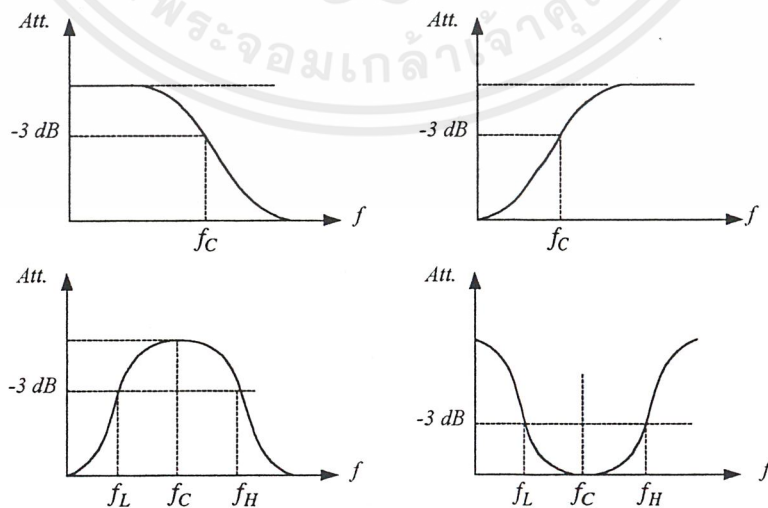
โดยทั่วไปวงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ

1. วงจรกรองความถี่ชนิดแอนะล็อก หรือ ชนิดดิจิทัล วงจรกรองความถี่ชนิดแอนะล็อกออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาล็อก ส่วนวงจรกรองความถี่ชนิดดิจิทัลใช้งานกับสัญญาณแอนะล็อกโดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย

2. วงจรกรองความถี่ประเภทพาสซีฟ หรือแอคทีฟ จะคำนึงถึงชิ้นส่วน(element)ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ ชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ผ่านแบบพาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน (R), ตัวเก็บประจุ (C), และขดลวดเหนี่ยวนำ (L) ส่วนวงจรกรองความถี่ผ่านแบบแอคทีฟประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณจําพวกทรานซิสเตอร์หรือไอซีในรูปตัวต้านทานและตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, และขดลวดเหนี่ยวนำถือว่าเป็นชิ้นส่วนประเภทพาสซีฟ

3. วงจรกรองความถี่ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือย่านวิทยุ (Radio Frequency) จะเลือกใช้ชิ้นส่วนใดนั้น ขึ้นกับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรกรองความถี่ทำงาน เช่น วงจรกรองความถี่ผ่านแบบสร้างจากตัวเก็บประจุกับขดลวดเหนี่ยวนำจะใช้กับย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือใช้ในย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่วงจรกรองความถี่ผ่านแบบสร้างจากตัวเก็บประจุกับตัวต้านทาน รวมไปถึงวงจรกรองความถี่ผ่านแบบคริสตอลก็เหมาะที่จะใช้ในย่านความถี่วิทยุ (Radio Frequency) หรือย่านความถี่สูง (High Frequency) และโดยเฉพาะอย่างยิ่งเนื่องจากค่า Q หรือ ฟิกเจอร์ออฟเมริต (Figure of Merit) ที่สูงของวงจรกรองความถี่ผ่านแบบคริสตอลซึ่งมีเสถียรภาพที่ความถี่สูงมากๆ ดีกว่าวงจรกรองความถี่ผ่านแบบสร้างจากตัวเก็บประจุกับขดลวดเหนี่ยวนำอีกด้วย

วงจรกรองความถี่ที่ใช้กันมีอยู่ 4 แบบ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter), วงจรกรองความถี่สูง (Highpass Filter), วงจรกรองแถบความถี่ (Bandpass Filter) และวงจรกรองความถี่ข้าง (Bandreject Filter) แสดงผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ผ่าน

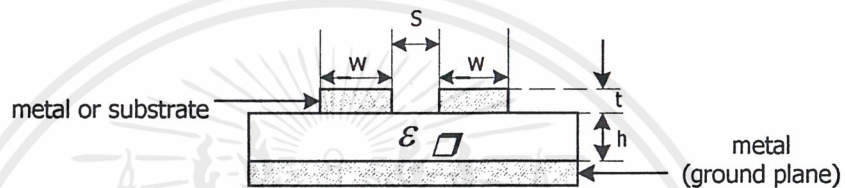
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย

วงจรกรองความถี่ผ่านแบบโครงสร้าง Parallel edge coupled lines เป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีผลตอบสนองที่มีความสมมาตร นิยมนำไปใช้ในวงจร MIC (Microwave Integrated Circuit)

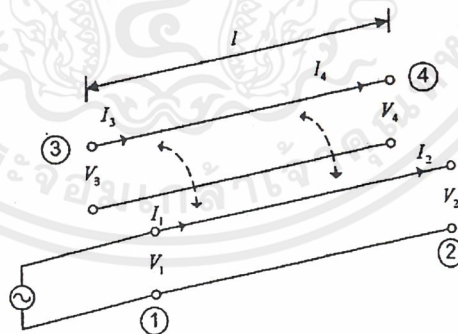
การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริป

โครงสร้างพื้นฐานที่ใช้ในวงจรกรองแถบความถี่ผ่านนี้เป็นไมโครสตริปแบบคัปปลิงตามขนาน (Paralleled coupled line) ซึ่งเป็นไมโครสตริปสองเส้นกว้างเท่าๆกัน และขนานกันตามยาวของเส้นไมโครสตริป มีระยะห่างระหว่างเส้นเท่ากับ S ดังรูปที่ 2.42



รูปที่ 2.42 เส้นไมโครสตริปแบบคัปปลิงตามขนาน

เมื่อป้อนกำลังคลื่นให้กับเส้นใดเส้นหนึ่งแล้วกำลังของคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกเส้นหนึ่งได้ ซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจากตัวนำตัวแรกตัดผ่านตัวนำตัวที่ 2 ที่วางอยู่ใกล้กันตามยาว จึงเกิดการเหนี่ยวนำขึ้นเป็นคลื่นในเส้นที่ 2 คู่ของเส้นไมโครสตริปที่ขนานกันนี้สามารถพิจารณาเป็นโครงสร้าง 4 พอร์ตดังแสดงในรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 วงจรของ paralleled coupled line ที่มองเป็น 4 พอร์ต

จากรูป 2.43 เส้นประในรูปหมายถึงการคัปปลิงเหนี่ยวนำ ซึ่งเกิดจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจากตัวนำตัวแรกตัดผ่านตัวนำตัวที่ 2 ที่วางขนานกันอยู่ในแนวยาว คลื่นที่ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นจะมีทิศทางในการเดินทางตรงข้ามกับคลื่นที่เหนี่ยวนำ ทำให้เกิดชั่วแรงแรงดันสัมพันธ์ขึ้นเป็น even mode และ odd mode ซึ่งแต่ละโหมดจะมีค่าแรกเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ของโหมดเป็น Z_{0e} และ Z_{0o} ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

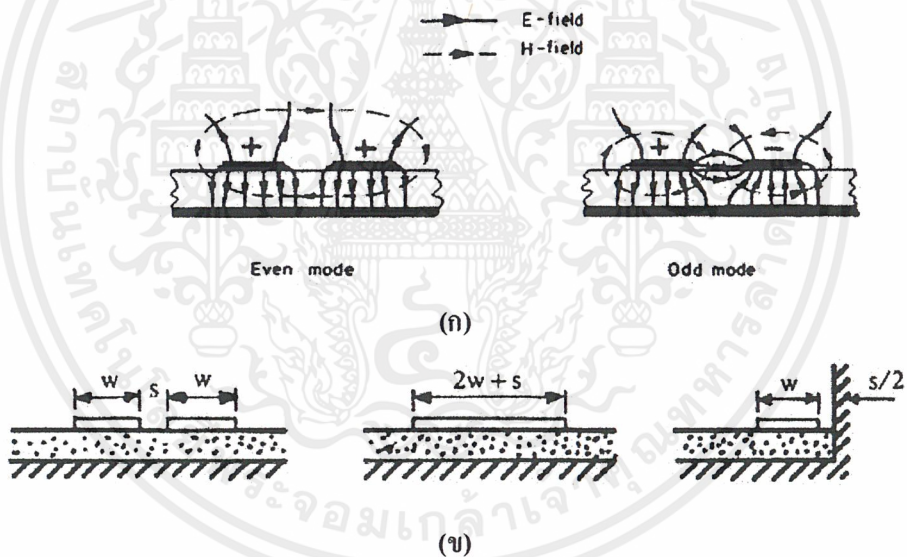
ค่าอิมพีแดนซ์เหล่านี้จะเป็นฟังก์ชันขององศาการคับปลิง (Degree of coupling C) ค่าคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของสาย Z_0 และค่า permittivity (ϵ_r) ของวัสดุที่ใช้ทำไมโครสตริป ดังสมการต่อไปนี้ - สำหรับโครงสร้างไมโครสตริปแบบแคบ ($w/h < 3.3$)

$$Z_0 = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} \right] \quad (2.91)$$

- สำหรับโครงสร้างไมโครสตริปแบบกว้าง ($w/h > 3.3$)

$$Z_0 = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln \left(e\pi^2 / 16 \right)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi}{2} \right\} + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) \right] \quad (2.92)$$

คุณสมบัติของ parallel coupled line จะเป็นแบบ quasi TEM ซึ่งทั้ง odd และ even โหมดจะมีความเร็วเฟสเท่าๆกัน และทำให้เกิดสนามไฟฟ้าแตกต่างกันดังนี้



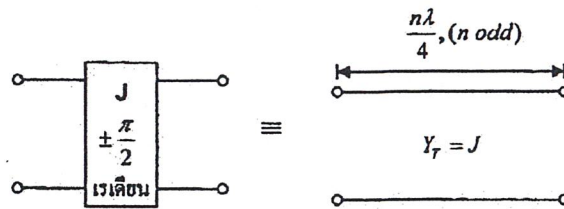
รูปที่ 2.44 (ก) ผลการกระจายของสนามไฟฟ้า โหมดคู่และโหมดคี่
ของเส้นไมโครสตริปแบบขนานตามยาว
(ข) วงจรสมมูลที่คลื่นมองเห็นในแต่ละโหมด

Admittance inverters

Admittance inverters เป็นการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติ โดยวิธี quarter wave transform ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดที่ต่อปลายด้านใดด้านหนึ่ง จะมองเป็นส่วนกลับของอิมพีแดนซ์เมื่อเทียบกับคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ยกกำลังสองที่อินพุต โดยการใช้ Admittance inverters นี้วงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะถูกแปลงเป็นโครงข่ายที่ใช้วงจรรีโซแนนซ์แบบขนานเท่านั้น ในที่นี้จะใช้วงจรรีโซแนนซ์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายส่งขนานกันยาวครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น วงจรรีโซแนนท์เหล่านี้ต่อเข้าด้วยกันโดยคุณสมบัติของ Admittance ซึ่งวงจร Admittance inverters ในอุดมคติสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.45



รูปที่ 2.45 วงจรสมมูลระหว่าง Admittance inverters กับสายส่ง ซึ่งมีความยาวเป็นจำนวนคี่เท่าของ $\lambda/4$ ใน 4 ความยาวคลื่น

ค่า Admittance inverters ในทางอุดมคติเขียนเป็น J ซึ่งจะเท่ากับค่าเรกเตอร์สติกแอดมิตแตนซ์ของสายส่ง และความยาวที่เป็นจำนวนคี่เท่าของ $\lambda/4$ ซึ่งเมื่อผ่านวงจรการแปลงแล้วการแปลง อิมพีแดนซ์จากโหลดมาสู่อินพุตจะได้ดังสมการ (2.91) และเฟสของคลื่นตกกระทบจะเปลี่ยนเป็น $\pi/2$ เรเดียน

$$Z_{in} = \frac{1}{J^2} Y_L \tag{2.93}$$

ในวงจรไมโครสตริปแบบ paralleled coupled line ซึ่งเป็นวงจร 4 พอร์ต โดยมี 2 พอร์ตเปิดวงจรเอาไว้ดังรูป 2.46-ก และวงจรสมมูลของ inverter ในทางอุดมคติและความยาวสาย ϕ แสดงในรูป 2.46-ข



รูปที่ 2.46 วงจรสมมูลระหว่าง (ก) paralleled coupled line กับ (ข) Admittance inverters

ซึ่งค่า J นี้จะนำไปใช้หาค่า Z_{0e} และ Z_{0o} ซึ่งจะประมาณค่า $\phi \approx \pi/2$ สำหรับวงจรรองความถี่แบบตัววัดที่น้อยกว่า 15 %

การออกแบบวงจร

ในการออกแบบวงจรรองความถี่ผ่านจะใช้ค่าพารามิเตอร์ g_k ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งสำหรับวงจรรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทจะหาได้จาก

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{2k-1}{2\pi} \pi \right] \tag{2.94}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $k = 1, 2, \dots, n$

สำหรับวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชปหาได้จาก

$$g_1 = \frac{2 \sin \left[\frac{\pi}{2n} \right]}{\sinh \left[\left(\frac{1}{n} \right) \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right]} \tag{2.95}$$

และ

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin \left[\left(\frac{2k-1}{2n} \right) \pi \right] \sin \left[\left(\frac{2k+1}{2n} \right) \pi \right]}{\sinh^2 \left[\left(\frac{1}{n} \right) \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\epsilon} \right) \right] + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right)} \tag{2.96}$$

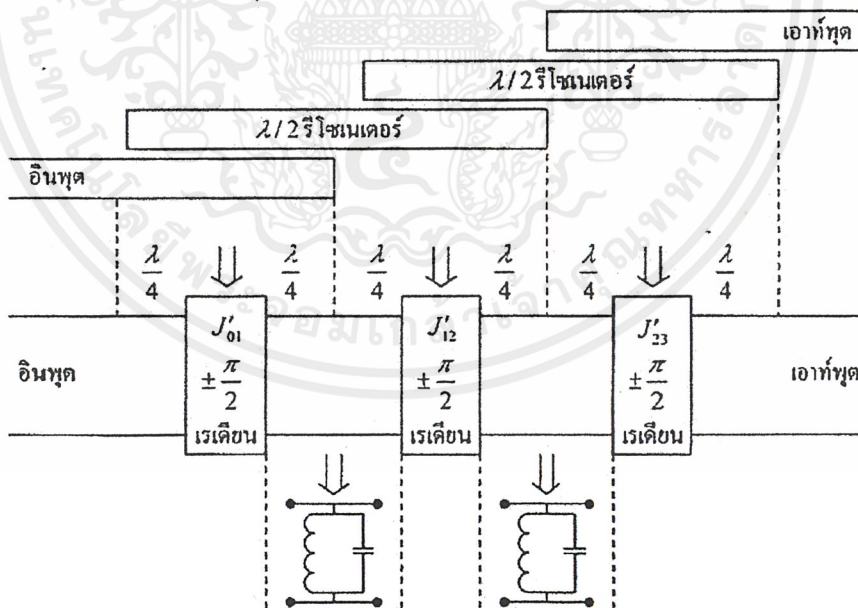
ถ้า n เป็นเลขคี่ $g_{n+1} = 1$ (2.97)

ถ้า n เป็นเลขคู่ $g_{n+1} = \left(\epsilon + \sqrt{1 + \epsilon^2} \right)^2$ (2.98)

เมื่อ ϵ เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

ตัวอย่างของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่จะออกแบบแสดงในรูปที่ 2.47 ซึ่งแทนการคัปปลิง

ของรีโซเนเตอร์ด้วย Admittance inverter ซึ่งเปรียบเสมือนวงจรรีโซเนนซ์ขนาน



รูปที่ 2.47 วงจรสมมูลของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบสองส่วน

จากค่า g_k ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะสามารถหาค่า Admittance inverter ได้ดังสมการ

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \delta}{2g_0 g_1}} \tag{2.99}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\omega'_c \sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad (2.100)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_n g_{n+1}}} \quad (2.101)$$

เมื่อ δ เป็นอัตราส่วนของแบนด์วิดท์ $\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$

จากค่า J ที่หาได้เราสามารถนำไปคำนวณหา ค่าแรกเตอร์สติกอิมพีแดนซ์ของ odd mode และ even mode ได้ดังนี้

$$(Z_{oe})_{j,j+1} = Z_0 (1 + aZ_0 + a^2 Z_0^2) \quad (2.102)$$

$$(Z_{oo})_{j,j+1} = Z_0 (1 - aZ_0 + a^2 Z_0^2) \quad (2.103)$$

เมื่อ $a = J_{j,j+1}$

จากนั้นเมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์มาแล้วใช้วิธีสังเคราะห์ห้วงจรเพื่อที่จะหาขนาดทางกายภาพของแต่ละค่าอิมพีแดนซ์ตามสมการต่อไปนี้

- สำหรับเส้นไมโครสตริปแบบแคบ $Z_0 > (44 - 2\varepsilon_r)\Omega$

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{e^{H'}}{8} - \frac{1}{4e^{H'}} \right)^{-1} \quad (2.104)$$

$$\text{เมื่อ } H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (2.105)$$

และค่า

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{29.98}{Z_0} \left(\frac{2}{\varepsilon_r + 1} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^2 \quad (2.106)$$

- สำหรับเส้นไมโครสตริปแบบแคบ $Z_0 < (44 - 2\varepsilon_r)\Omega$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (d_\varepsilon - 1) - \ln(2d_\varepsilon - 1) \right\} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\pi\varepsilon_r} \left\{ \ln(d_\varepsilon - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r} \right\} \quad (2.107)$$

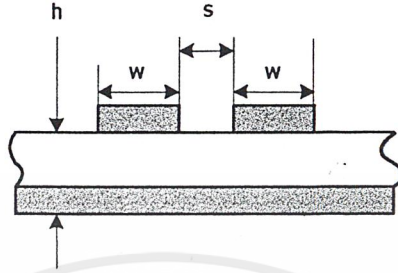
$$\text{เมื่อ } d = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.108)$$

และค่า

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r}{0.96 + \varepsilon_r (0.109 - 0.004\varepsilon_r) \{ \log(10 + Z_0) - 1 \}} \quad (2.109)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ค่าอัตราส่วนของ (w/h) ของอิมพีแดนซ์ของ odd mode และ even mode นำไปคำนวณหาโครงสร้างทางกายภาพของวงจรไมโครสตริปขนานตามยาว ดังรูปที่ 2.48 ซึ่งแสดงโครงสร้างของวงจร



รูปที่ 2.48 โครงสร้างของไมโครสตริปขนานตามยาว

การประมาณค่าอัตราส่วนของไมโครสตริป (w/h) และ (s/h) จะพิจารณาจากอัตราส่วนสมมูลของไมโครสตริป $(w/h)_s$ ซึ่งหาได้จาก

$$Z_{osc} = \frac{Z_{0e}}{2} \text{ และ } Z_{osc} = \frac{Z_{0o}}{2} \text{ ซึ่งนำไปคำนวณตามวิธีข้างต้นก็จะได้อัตราส่วน}$$

$(w/h)_{se}$ และ $(w/h)_{so}$ และนำมาคำนวณตามสูตรต่อไปนี้เพื่อหาอัตราส่วน (w/h) และ (s/h) ออกมาโดยใช้สมการต่อไปนี้

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g + 1}{g + 1} \right) \quad (2.110)$$

สำหรับค่า $\epsilon_r \leq 6$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g + 1}{g - 1} \right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad (2.111)$$

สำหรับค่า $\epsilon_r \geq 6$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g + 1}{g - 1} \right) + \frac{4}{\pi \left(1 + \epsilon_r/2\right)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad (2.112)$$

$$\text{โดยที่ } g = \cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) \text{ และ } d = \cosh \left(\pi \frac{w}{h} + \frac{\pi s}{2h} \right)$$

ซึ่งสมการ 2.110 และ 2.111 หรือ 2.112 จะถูกแก้ไปพร้อมกันแล้วแต่ค่า permittivity ของวัสดุที่ใช้ทำ สูตรการประมาณ โดยการตัดเทอมที่สองของสมการ 2.111 และ 2.112 ทั้งจะได้สูตร

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[\frac{\cosh\left\{\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{w}{h}\right)_{se}\right\} + \cosh\left\{\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{w}{h}\right)_{so}\right\} - 2}{\cosh\left\{\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{w}{h}\right)_{so}\right\} - \cosh\left\{\left(\frac{\pi}{2}\right)\left(\frac{w}{h}\right)_{se}\right\}} \right] \quad (2.113)$$

เมื่อได้ค่า (s/h) ออกมาแล้วใช้กระบวนการทำซ้ำโดยแทนค่ากลับลงไปในสมการที่ 2.110 และ 2.111 เพื่อแก้สมการหาค่าอัตราส่วน (w/h) และ (s/h) ออกแล้วเปลี่ยนแปลงค่า (s/h) แล้วแทนกลับลงไปใหม่ทำซ้ำไปเรื่อยๆจนได้ค่าที่ถูกต้องออกมา และสำหรับค่าความยาวคลื่นของไมโครสตริปสามารถหาได้จากสมการ

$$\lambda_g = \frac{300}{F \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.114)$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ผลตอบสองแบบเรขาคณิตลำดับที่ 3 มีการกระเพื่อม 0.1 dB โดยใช้สมการที่ 2.95 ถึง 2.98 ได้ค่าออกมาดังนี้ $g_1=1.0315$, $g_2=1.1474$, $g_3=1.0315$, $g_4=1$ จากนั้นใช้สมการ 2.101 หาค่า J ออกมาได้ดังนี้ $J_{01}=8.818 \times 10^{-3}$, $J_{12}=3.667 \times 10^{-3}$, $J_{23}=3.667 \times 10^{-3}$, $J_{34}=8.818 \times 10^{-3}$ จากนั้นนำไปหาค่าอิมพีแดนซ์ตามสมการ 102 ถึง 103 จะได้เป็น $Z_{0e,01}=81.76$, $Z_{0o,01}=37.67$, $Z_{0e,12}=60.91$, $Z_{0o,12}=42.48$, $Z_{0e,23}=60.91$, $Z_{0o,23}=42.48$, $Z_{0e,34}=81.76$, $Z_{0o,34}=37.67$ จากนั้นนำค่าอิมพีแดนซ์เหล่านี้ไปทำการสังเคราะห์ให้อยู่ในรูปแบบของไมโครสตริปได้โดยใช้วัสดุที่มี $\epsilon_r=2.5$, $h=0.8$ มิลลิเมตรและความหนาของตัวนำเท่ากับ 0.05 มิลลิเมตรจะได้ค่าออกมาตามตารางที่ 2.1

Z_{0e}, Z_{0o}	Z_{se}, Z_{so}	$w(mm)$	w/h	ϵ_{eff}	$\lambda_g(mm)$
79.55	39.77	3.13	3.91	2.14	102.37
37.84	18.92	8.18	10.22	2.29	98.95
59.22	29.61	4.68	5.85	2.20	100.87
43.31	21.66	6.94	8.67	2.27	99.48
56.79	28.39	4.94	6.17	2.21	100.67
44.67	22.34	6.69	8.36	2.26	99.61

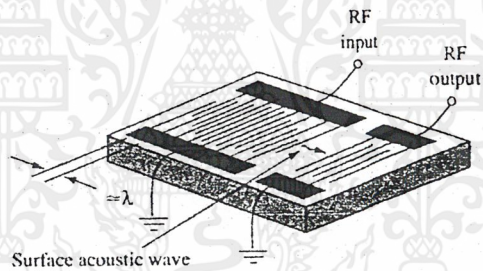
ตารางที่ 2.1 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านลำดับที่ 3

หลังจากนั้นใช้สมการที่ 2.110 ถึง 2.112 จะได้ค่าอัตราส่วนเมื่อ $k=0,3$ ได้ $(s/h)=0.0588$, $(w/h)=1.9313$ และค่าอัตราส่วนเมื่อ $k=1,2$ ได้ $(s/h)=0.528$, $(w/h)=2.75$ สามารถนำไปสร้างวงจรจริงได้ดังรูปที่ 2.49

รูปที่ 2.49 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านลำดับที่ 3 แบบไมโครสตริป

2.8.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ (SAW Filter)

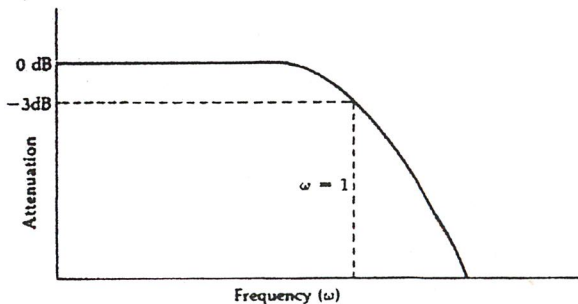
วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q สูง โดยการทำงานจะอาศัยหลักของเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ คือเมื่อมีสัญญาณไฟกระแสสลับถูกป้อนให้ขั้วอินพุต ก็จะทำให้เกิดการสั่นทางกล (Mechanical Vibration) ขึ้น ซึ่งจะทำให้เกิดเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟผ่านไปยังขั้วเอาต์พุต การกำหนดช่วงความถี่ที่ต้องการกรองสามารถทำได้จากการกำหนดระยะห่างระหว่างฟิงเกอร์ ซึ่งโดยปกติจะมีค่าประมาณเท่ากับความยาวคลื่นของความถี่ที่เราต้องการ ส่วนการกำหนดแบนด์วิดท์ก็ทำได้จากการกำหนดจำนวนฟิงเกอร์ วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟนี้ต้องอาศัยความแม่นยำในการสร้างสูงมาก ดังนั้นวงจรกรองแบบนี้จึงอยู่ในรูปของวงจรรำแรงรูป รูปแบบการทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟแสดงได้ดังรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 การทำงานของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ

2.8.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท (Butterworth Lowpass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมพลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเทอร์เวิร์ทมีช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและไม่มีริบเปิ้ล โดยลักษณะผลตอบสนองของมันเป็นดังรูปที่ 2.51



รูปที่ 2.51 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพาสซีฟแบบบัตเทอร์เวิร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ทจะมีค่า Q ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ทคือ

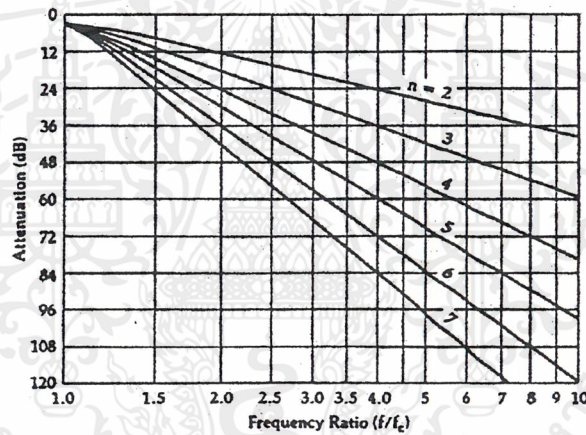
$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_C} \right)^{2n} \right] \quad (2.115)$$

โดย ω คือ ความถี่ที่มีค่าลดทอนตามที่ต้องการ

ω_C คือ ความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่

n คือ จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

จากสมการที่ 2.115 เราจะสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใด ๆ และอันดับใด ๆ คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทดังรูปที่ 2.52 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มัลไลซ์ และกราฟเริ่มที่จุดคัตออฟ (-3dB)



รูปที่ 2.52 กราฟคุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท

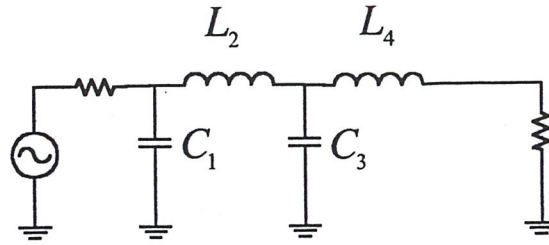
ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่นอร์มัลไลซ์แล้วที่มีการเทอร์มินเนตโหลดและแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จาก

$$A_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad (2.116)$$

โดย n คือ จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

A_k เป็นค่ารีแอดแดนส์ที่ k ในแลคเคอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ

$$k = 1, 2, 3, \dots, n$$



รูปที่ 2.53 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 2.2 ค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท

เทอร์ม $(2k-1)\pi/2n$ อยู่ในหน่วยเรเดียนเราสามารถใช้อสมการที่ 2.116 เพื่อหาค่าต่าง ๆ ภายในตารางที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท ที่มี $R_s = R_L = 1\Omega$

2.8.4 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท (Butterworth Bandpass Filter)

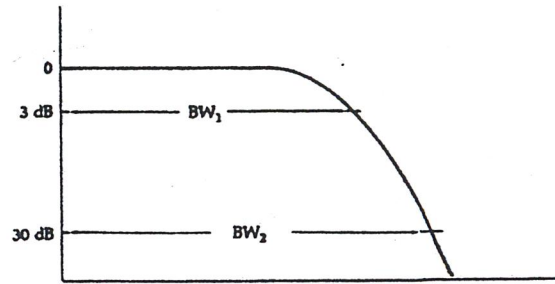
ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาออกแบบโดยใช้การแปลงจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน การจะระบุคุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะต้องทำในรูปแบบของเคิร์ฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.54 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกแปลงไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ 3-dB หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะแปลงไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ 3-dB เท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ โดยแกน f/f_c ที่ถูกนอมนัลไลซ์แล้วของเคิร์ฟการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

$$\frac{BW}{BW_C} = \frac{f}{f_c} \quad (2.117)$$

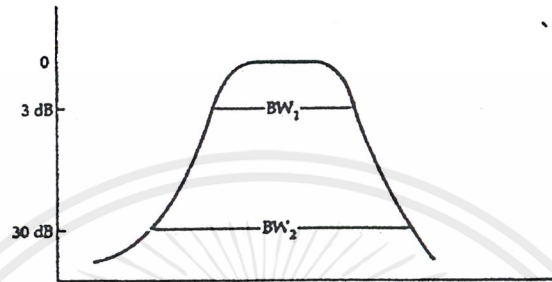
โดย BW คือ แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ

BW_C คือ แถบความถี่ที่ 3-dB ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(A) Low-pass prototype response.



(B) Bandpass response.

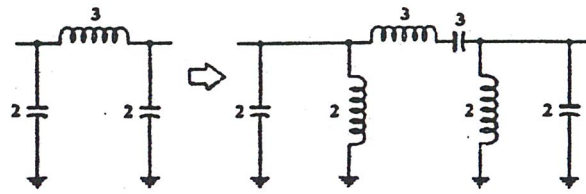
รูปที่ 2.54 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นแถบความถี่ผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลลอ็กเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \quad (2.118)$$

โดย f_a และ f_b เป็นความถี่ใด ๆ (ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงพาสแบนด์อีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงพาสแบนด์) วิธีสร้างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน ไปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากสมการที่ 2.117
2. ทำการหาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยพิจารณาจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
4. ทำการแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและเช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำ โดยค่าที่เพิ่มเข้าไปนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่ และองค์ประกอบที่เพิ่มเข้าไปในวงจรนั้นจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไปดังรูปที่ 2.55



รูปที่ 2.55 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากวงจรองค์ประกอบความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

5. ทำการสเกลถึงค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad (2.119)$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \quad (2.120)$$

สำหรับส่วนที่เป็นรีโซแนนซ์อนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.121)$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad (2.122)$$

โดย R คือ โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

B คือ ความกว้างแถบความถี่ 3-dB ที่ต้องการ

f_0 คือ ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

L_n คือ ค่าตัวเหนี่ยวนำอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

C_n คือ ค่าตัวเก็บประจุอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

2.8.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแอกทีฟแบบเบสเซล (Active Bessel Low Pass Filter)

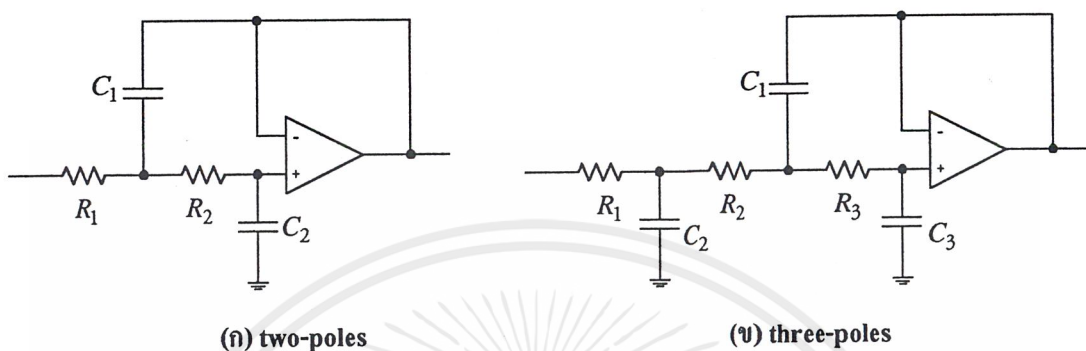
วงจรกรองความถี่แบบเบสเซลเป็นวงจรกรองความถี่แบบหนึ่งที่มีอัตราการลดทอนค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับวงจรกรองความถี่แบบอื่นๆ ซึ่งมีค่านวณอัตราการลดทอนได้จากสมการ

$$A_{dB} = 3 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \quad (2.123)$$

นอกจากวงจรกรองความถี่แบบเบสเซลจะมีอัตราการลดทอนต่ำแล้ว ยังมีผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้นอีกด้วย (linear phase response) หรือมีการดีเลย์คงที่นั่นเอง (maximum flat group delay) จึงเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกเป็นที่นิยม และใช้อยู่เสมอๆ

ในวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q สูง หรือปานกลาง เช่น วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ หรือแบบบัตเทอร์เวิร์ทจะมีผลตอบสนองทางเฟสแบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear phase response) ในย่านความถี่ผ่านจะเกิดความผิดเพี้ยนหรือการลดทอนของสัญญาณ โดยเฉพาะเมื่อสัญญาณที่เข้ามาในวงจรกรองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่มีแบนด์วิทกว้าง เนื่องจากเกิดเวลาที่คลาดเคลื่อน (time delay) ของแต่ละองค์ประกอบทางความถี่ของสัญญาณมากกว่าสัญญาณที่มีองค์ประกอบความถี่น้อยนั่นเอง ในขณะที่วงจรกรองความถี่แบบเบสเสลดนั้นมีความคลาดเคลื่อนของกลุ่ม (group delay) เท่ากันเป็นค่าคงที่ ดังนั้นจึงเป็นวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณที่มีแบนด์วิทกว้างๆ เพื่อให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุด



รูปที่ 2.56 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบยูนิดีเกน

โดยถ้าเลือกพิจารณาวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบยูนิดีเกนที่แสดงดังรูปที่ 2.56 (ก) หากเราทำการนอร์มัลไลซ์ (normalize) R_1 และ R_2 ให้เท่ากับ 1 แล้ว เราสามารถทำการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของระบบได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{1}{c_1 c_2 s^2 + 2c_2 s + 1} \\
 &= \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha^2 + \beta^2}\right) s^2 + \left(\frac{2\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}\right) s + 1}
 \end{aligned} \tag{2.124}$$

โดยที่ $c_1 = \frac{1}{\alpha}$

$$c_2 = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}$$

เมื่อ α คือ ค่าจริงของโพล

β คือ ค่าจินตภาพของโพล

จากวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟนี้ เราสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลดได้ โดยเลือกค่า C_1 และ C_2 จากตารางที่ 2.3 แล้วจึงทำการนอร์มัลไลซ์กลับโดย

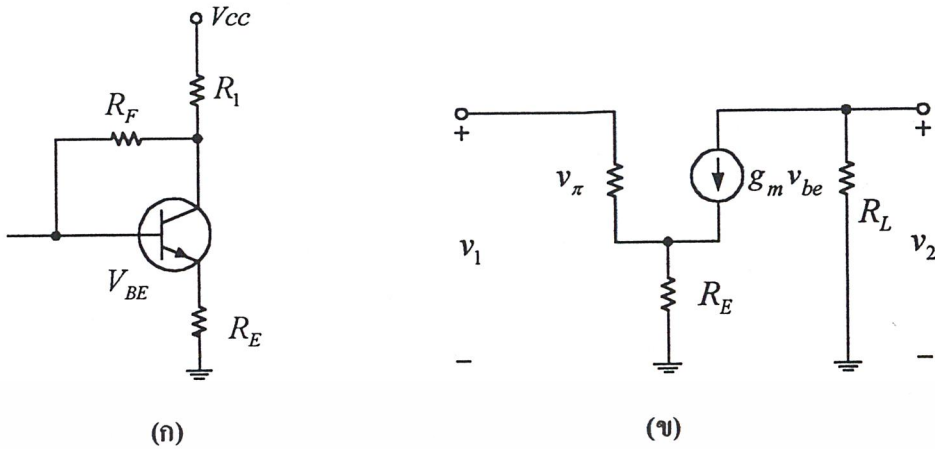
$$C_{new} = \frac{C}{2\pi f_C Z} \quad \text{และ} \quad R_{new} = Z$$

order n	C1	C2	C3
2	0.9066	0.68	
3	1.423	0.988	0.2538
4	0.7351 1.012	0.6746 0.39	
5	1.01 1.041	0.8712 0.31	0.3095
6	0.6352 0.7225 1.073	0.61 0.4835 0.2561	
7	0.8532 0.725 1.1	0.7792 0.4151 0.2164	0.3027
8	0.5673 0.609 0.7257 1.116	0.554 0.4861 0.359 0.1857	0.554 0.4861 0.359 0.1857

ตารางที่ 2.3 แสดงค่าตัวเก็บประจุที่ทำการนอมนัลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดเบสเสล

2.9 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง (IF Amplifier)

เนื่องจากการรับสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุจะต้องมีการแปลงความถี่ของสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ให้ลดลง(down-converction) มาเป็นสัญญาณความถี่กลาง(Intermediate Frequency) และเนื่องจากสัญญาณจะต้องผ่านส่วนต่างๆของวงจรเครื่องรับ ซึ่งจะทำให้มีการลดทอนของสัญญาณ วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางจึงเป็นวงจรที่ใช้ขยายเพื่อให้สัญญาณมีระดับสูงเพียงพอ โดยวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ใช้จะเป็นแบบวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง(Wideband Amplifier) ซึ่งจะให้ผลตอบสนองของกำลังงานเอาต์พุตค่อนข้างคงที่ในย่านความถี่ที่กว้าง วงจรสมมูลกระแสตรงและกระแสสลับแสดงได้ดังรูปที่ 2.57(ก) และ 2.57(ข)



รูปที่ 2.57 (ก) วงจรสมมูลกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง
(ข) วงจรสมมูลกระแสลับของวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้าง

จากรูปวงจรดังตัวอย่างข้างบน หากเราพิจารณาวงจรด้วย S-parameter แล้วจะได้ค่า S-parameter ต่างๆ ดังนี้

$$S_{11} = \frac{1}{D} \left[1 - \frac{g_m Z_o^2}{R_2 (1 + g_n R_1)} \right]$$

$$S_{22} = \frac{1}{D} \left[1 - \frac{g_m Z_o^2}{R_2 (1 + g_m R_1)} \right]$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left[\frac{-2g_m Z_o}{1 + g_m R_1} + \frac{2Z_o}{R_2} \right]$$

$$S_{12} = \frac{2Z_o}{DR_2}$$

โดยถ้ากำหนดให้ค่า VSWR มีค่าเท่ากับ 1 แล้วเราจะได้ว่า $S_{11} = S_{22} = 0$ ซึ่งจะทำได้

$$1 + g_m R_1 = \frac{g_m Z_o^2}{R_2}$$

$$R_1 = \frac{Z_o^2}{R_2} - \frac{1}{g_m}$$

และเมื่อ $g_m \gg 1$ จะได้ว่า

$$Z_o = \sqrt{R_1 R_2}$$

$$D = 1 + \frac{2Z_o}{R_2} + \frac{g_m Z_o^2}{R_2 (1 + g_m R_1)}$$

และเมื่อนำสมการข้างบนไปแทนในสมการของ S-parameter แล้วจะทำให้ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{12} = \frac{Z_o}{Z_o + R_2}$$

$$S_{21} = \frac{Z_o - R_2}{Z_o}$$
(2.125)

ถ้าพิจารณาให้ $|R_2| > Z_o$ จะทำให้ $|S_{21}|$ มีค่าเป็นลบ และ S_{12} จะขึ้นอยู่กับค่า R_2 เท่านั้น ดังนั้น ผลตอบสนองแถบความถี่กว้างก็จะเกิดขึ้นได้ และก็จะสามารถหาค่า R_2 ได้โดย

$$R_2 = Z_o(1 + |S_{21}|) \quad , |R_2| > Z_o \quad (2.126)$$

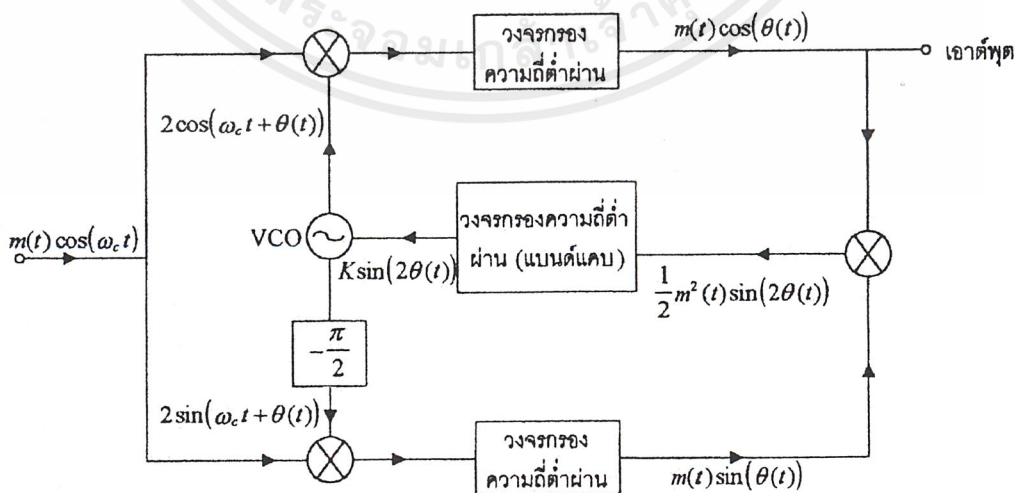
และค่า minimum transconductance : g_m ที่จะทำให้ค่า R_1 เป็น 0 เมื่อทำการกำหนดค่า R_2 แล้วคือ

$$g_{m \min} = \frac{R_2}{Z_o^2}$$

$$= \frac{1 + |S_{21}|}{Z_o} \quad , |R_2| > Z_o \quad (2.127)$$

2.10 เครื่องรับแบบคอสทาส (Costas Receiver)

การตีเทคต์สัญญาณดีเอสบีเอสซีนั้น ความถี่และเฟสของคลื่นพาห้ที่เครื่องรับสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการตีเทคต์แบบสัมพันธ์นั้น ถ้ามันมีค่าต่างจากค่าของคลื่นพาห้ที่รับมาจากเครื่องส่งก็จะเกิดการลดทอนและเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณข่าวสารที่ดีเทคต์ออกมาได้ การแก้ปัญหาวิธีหนึ่งคือทำได้โดยการจัดแยกส่งคลื่นนำร่อง (pilot signal) ที่มีข้อมูลของคลื่นพาห้แฝงอยู่ไปยังเครื่องรับพร้อมทั้งสัญญาณดีเอสบีเอสซี เพื่อให้เครื่องรับจะได้มีตัวอย่างอิงในการผลิตคลื่นพาห้ที่ถูกต้อง วิธีการนี้มีจุดอ่อนที่มีความซับซ้อนในการที่จะต้องจัดไม่ให้เกิดคลื่นนำร่องนั้นไปรบกวนสัญญาณหลัก ยังมีวิธีการที่นิยมกันในการตีเทคต์สัญญาณดีเอสบีเอสซีอีกวิธีหนึ่งคือ การจับวงจรในรูปของวงจรคอสทาส (Costas's Loop) ดังแสดงในรูปที่ 2.58



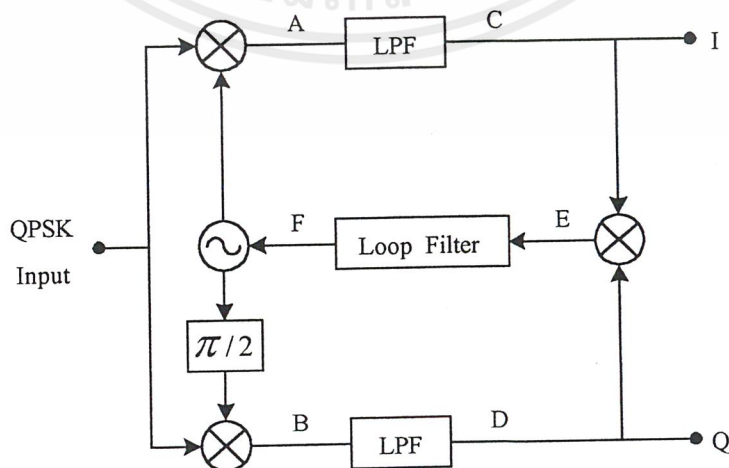
รูปที่ 2.58 วงจรเครื่องรับแบบคอสทาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรมีดังนี้คือ เมื่อทำการรับสัญญาณคอสไบบีเอสซีคือ $m(t)\cos(\omega_c t)$ นั้นจะสมมติให้วงจรรอสซิติเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO) ในเครื่องรับนั้นมีความถี่ทํางานอิสระ (free running frequency) ซึ่งใกล้เคียงกับความถี่ ω_c ที่รับได้ สมมติว่าสัญญาณความถี่ที่ได้จากวงจรรอสซิติเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันนี้คือ $2\cos(\omega_c t + \theta(t))$ ซึ่ง $\theta(t)$ เป็นค่าผิดพลาดทางเฟสที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (ส่วนที่เป็นความคลาดเคลื่อนทางความถี่รวมอยู่ในนี้ด้วย) สัญญาณส่วนหนึ่งจากวงจรรอสซิติเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะถูกส่งตรงไปมอดูเลต (คูณกับสัญญาณอินพุต $m(t)\cos(\omega_c t)$) และนำสัญญาณผลลัพธ์ที่ได้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทำให้ได้สัญญาณ $m(t)\cos(\theta(t))$ ออกมา สัญญาณอีกส่วนหนึ่งจะถูกนำไปผ่านวงจรถ่ายเฟส 90 องศาทำให้ได้คลื่น $2\sin(\omega_c t + \theta(t))$ ซึ่งจะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณที่รับได้ แล้วส่งผ่านตัวกรองความถี่ต่ำผ่านเหลือเป็นสัญญาณ $m(t)\sin(\theta(t))$ ออกมา และด้วยเหตุผลทางคณิตศาสตร์เมื่อนำสัญญาณนี้ไปคูณกลับสัญญาณ $m(t)\cos(\theta(t))$ จะได้ผลลัพธ์เป็น $\frac{1}{2}m^2(t)\sin(2\theta(t))$ ซึ่งสัญญาณนี้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีช่วงผ่านความถี่แคบก็จะได้สัญญาณความถี่ต่ำมากแปรผันตามค่า $\sin(2\theta(t))$ ออกมา กล่าวคือจะได้เอาต์พุตเป็น $k\sin(2\theta(t))$ โดย k เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับค่าเฉลี่ยของสัญญาณ $\frac{1}{2}m^2(t)$ ซึ่งมีค่าประมาณคงที่และถ้า $\theta(t)$ มีค่าน้อย $k\sin(2\theta(t))$ จะมีค่าประมาณเท่ากับ $2k\theta(t)$ ซึ่งหมายความว่าค่าเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำที่มีช่วงผ่านแคบนั้นจะแปรผันตามค่า $\theta(t)$ ซึ่งเอาต์พุตนี้จะไปควบคุมให้วงจรรอสซิติเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันผลิตสัญญาณความถี่ที่มีค่า $\theta(t)$ ลดลง กระบวนการป้อนกลับนี้จะทํางานจน $\theta(t)$ ลดลงเป็นศูนย์ กล่าวคือคลื่นพาห้จากวงจรรอสซิติเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะปรับตัวจนมีค่าความถี่ตรงกับเครื่องส่ง

ในการใช้งานจริงปรากฏการณ์ป้อนกลับนี้จะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วจนผู้รับฟังไม่สามารถรู้สึกได้ วิธีการแก้ไขความคลาดเคลื่อนทำได้โดยใช้วงจรถ่ายเฟสแบบคอสทาส (Costas's receiver)

สังเกตได้จากรูปว่าเมื่อเป็นศูนย์จะได้เอาต์พุตของวงจรถ่ายเฟสคือ สัญญาณ $m(t)$ ที่ได้จากการดีมอดูเลตนั่นเอง



รูปที่ 2.59 วงจรถ่ายเฟสแบบคอสทาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับแบบคอสมอสคือ $m(t)\sin\omega_c t + n(t)\cos\omega_c t$

ที่จุด A สัญญาณที่รับได้นำมาคูณกับสัญญาณที่ผลิตได้จากออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันคือ $\cos(\omega_c t + \phi(t))$ จะได้

$$\begin{aligned} A &= (m(t)\sin\omega_c t + n(t)\cos\omega_c t)\cos(\omega_c t + \phi(t)) \\ &= [m(t)\sin\omega_c t + n(t)\cos\omega_c t][\cos\omega_c t\cos\phi(t) - \sin\omega_c t\sin\phi(t)] \\ &= m(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t\cos\phi(t) - m(t)\sin^2\omega_c t\sin\phi(t) \\ &\quad + n(t)\cos^2\omega_c t\cos\phi(t) - n(t)\cos\omega_c t\sin\omega_c t\sin\phi(t) \\ &= m(t)\cos\phi(t)\frac{\sin 2\omega_c t}{2} - m(t)\sin\phi(t)\left[\frac{1 - \cos 2\omega_c t}{2}\right] \\ &\quad + n(t)\cos\phi(t)\left[\frac{\cos 2\omega_c t + 1}{2}\right] - n(t)\sin\phi(t)\frac{\sin 2\omega_c t}{2} \\ &= \frac{m(t)\cos\phi(t)\sin 2\omega_c t}{2} - \frac{m(t)\sin\phi(t)}{2} + \frac{m(t)\sin\phi(t)\cos 2\omega_c t}{2} \\ &\quad + \frac{n(t)\cos\phi(t)\cos 2\omega_c t}{2} + \frac{n(t)\cos\phi(t)}{2} - \frac{n(t)\sin\phi(t)\sin 2\omega_c t}{2} \end{aligned}$$

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้

$$C = \frac{n(t)\cos\phi(t) - m(t)\sin\phi(t)}{2}$$

ส่วนที่จุด B สัญญาณที่รับได้ถูกนำมาคูณกับสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันผลิตแล้วถูกเลื่อนเฟสไป 90 องศาจะได้

$$\begin{aligned} B &= [m(t)\sin\omega_c t + n(t)\cos\omega_c t][\sin(\omega_c t + \phi(t))] \\ &= [m(t)\sin\omega_c t + n(t)\cos\omega_c t][\sin\omega_c t\cos\phi(t) + \cos\omega_c t\sin\phi(t)] \\ &= m(t)\sin^2\omega_c t\cos\phi(t) + m(t)\sin\omega_c t\cos\omega_c t\sin\phi(t) \\ &\quad + n(t)\cos\omega_c t\sin\omega_c t\cos\phi(t) + n(t)\cos^2\omega_c t\sin\phi(t) \\ &= m(t)\cos\phi(t)\left[\frac{1 - \cos 2\omega_c t}{2}\right] + m(t)\sin\phi(t)\frac{\sin 2\omega_c t}{2} \\ &\quad + n(t)\cos\phi(t)\frac{\sin 2\omega_c t}{2} + n(t)\sin\phi(t)\left[\frac{\cos 2\omega_c t + 1}{2}\right] \\ &= \frac{m(t)\cos\phi(t)}{2} - \frac{m(t)\cos\phi(t)\cos 2\omega_c t}{2} + \frac{m(t)\sin\phi(t)\sin 2\omega_c t}{2} \\ &\quad + \frac{n(t)\cos\phi(t)\sin 2\omega_c t}{2} + \frac{n(t)\sin\phi(t)\cos 2\omega_c t}{2} + \frac{n(t)\sin\phi(t)}{2} \end{aligned}$$

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้

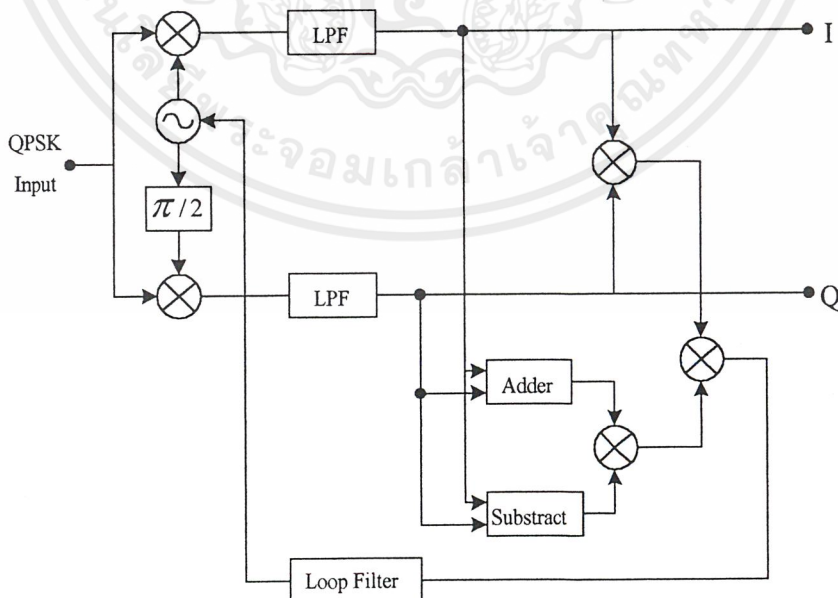
$$D = \frac{m(t)\cos\phi(t) + n(t)\sin\phi(t)}{2}$$

นำสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทั้งสองมาคูณกันจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 E &= \frac{1}{2}(n(t)\cos\phi(t) - m(t)\sin\phi(t))\frac{1}{2}(m(t)\cos\phi(t) + n(t)\sin\phi(t)) \\
 &= \frac{1}{4} \left[\cos^2\phi(t)n(t)m(t) + \cos\phi(t)\sin\phi(t)n^2(t) - \sin\phi(t)\cos\phi(t)m^2(t) \right. \\
 &\quad \left. - \sin^2\phi(t)m(t)n(t) \right] \\
 &= \frac{1}{4} \left[m(t)n(t) \left(\frac{\cos 2\phi(t) + 1}{2} \right) + n^2(t) \frac{\sin 2\phi(t)}{2} - m^2(t) \frac{\sin 2\phi(t)}{2} - m(t)n(t) \left(\frac{1 - \cos 2\phi(t)}{2} \right) \right] \\
 &= \frac{1}{4} \left[\frac{m(t)n(t)\cos 2\phi(t)}{2} + \frac{m(t)n(t)}{2} + \frac{n^2(t)\sin 2\phi(t)}{2} - \frac{m^2(t)\sin 2\phi(t)}{2} - \frac{m(t)n(t)}{2} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m(t)n(t)\cos 2\phi(t)}{2} \right]
 \end{aligned}$$

นำค่าที่ได้นี้ไปควบคุมออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันเพื่อให้ผลิตความถี่ออกมา นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรุงวงจรเครื่องรับแบบคอสมาสได้ด้วย การเพิ่มวงจรบวกสัญญาณ (Adder) และวงจรหักล้างสัญญาณ (Subtract) โดยจะนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านทางช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q มาป้อนเข้าวงจรบวกสัญญาณและวงจรหักล้างสัญญาณ แล้วนำสัญญาณเอาต์พุตจากทั้งสองวงจรมาเข้าวงจรคูณสัญญาณ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรคูณสัญญาณนั้น จะถูกนำมาเข้าวงจรคูณสัญญาณอีกครั้ง โดยจะทำการคูณกับสัญญาณที่ได้จากการคูณของสัญญาณทางช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q สัญญาณที่ได้มาจะถูกป้อนให้เป็นอินพุตของวงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาสัญญาณไฟกระแสดตรงไปควบคุมการทำงานของวงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันต่อไป

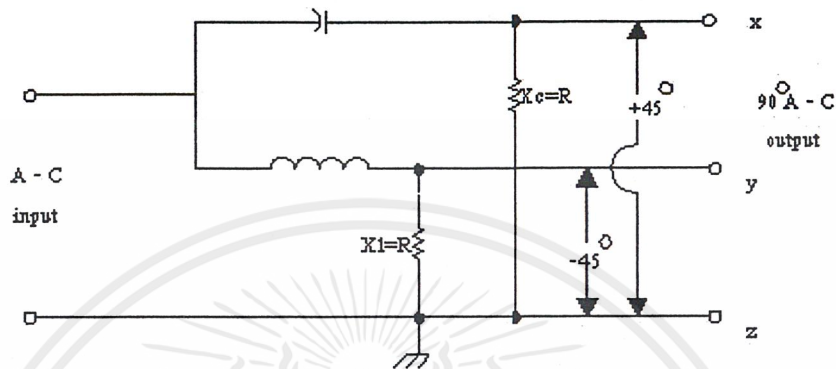


รูปที่ 2.60 วงจรเครื่องรับแบบคอสมาส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11 วงจรเลื่อนเฟส (Phase Shifter)

วงจรเลื่อนเฟส 90 องศาโดยทั่วไปแสดงดังรูป 2.61 ด้วยค่ารีแอกแตนซ์ที่เท่ากับค่าความต้านทาน จะทำให้กระแสตาม(lag) 45 องศาในวงจรอินดักทีฟ และกระแสนำ(lead) 45 องศาในวงจรคาปาซิทีฟ ซึ่งจะทำให้มีผลรวมเป็น 90 องศา สัญญาณอินพุตที่เข้ามาจะได้เป็น 2 สัญญาณที่ต่างกัน 90 องศา โดยความสัมพันธ์นี้จะจริงสำหรับความถี่เดียว (Single frequency) เพียงความถี่เดียว



รูปที่ 2.61 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

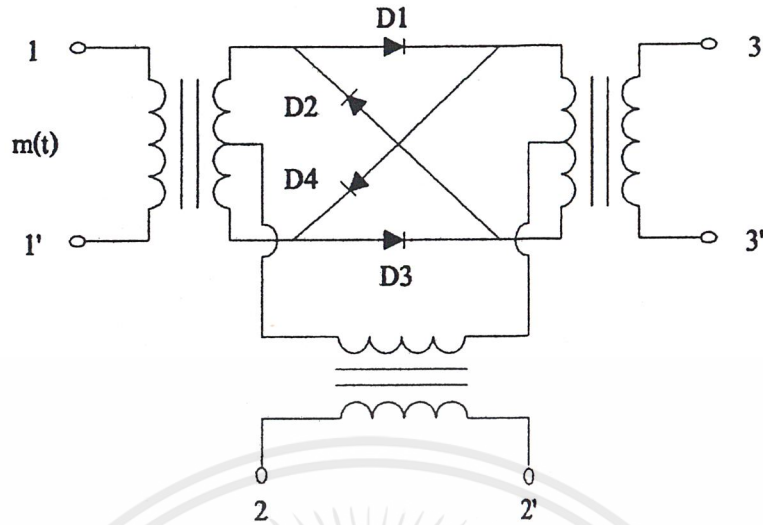
วงจรนี้สามารถเลื่อนความถี่ของคลื่นพาหุซึ่งเป็นคลื่นความถี่วิทยุได้โดยการเลือกปรับค่าของตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำตามความสัมพันธ์ดังนี้

กำหนดให้ f = ความถี่ที่ใช้งาน

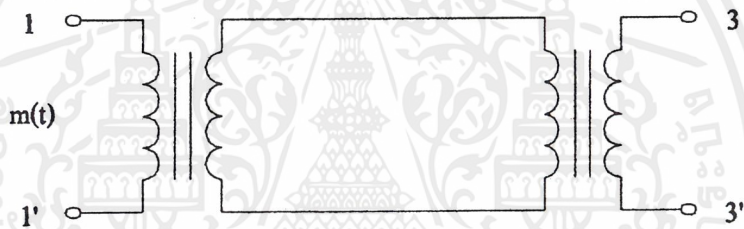
$$\begin{aligned} X_c &= R = \frac{1}{2\pi f C} \\ X_L &= R = 2\pi f L \end{aligned}$$

2.12 วงจรริงมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)

ริงมอดูเลเตอร์เป็นมอดูเลเตอร์แบบสวิทช์ ซึ่งมีไดโอดต่อกันตามรูปที่ 2.62 การทำงานของวงจรสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ คือ สมมติว่าไม่มีสัญญาณ $m(t)$ เข้ามาชั่วขณะ และให้คลื่นพาหุมีขนาดแรงพอสสมควร ในเวลาที่คลื่นพาหุมีสถานะเป็นบวกไดโอด D_1 และ D_3 จะนำกระแส แต่ไดโอด D_2 และ D_4 จะตัดกระแส ดังนั้นวงจรสมมูลในสถานะเช่นนี้จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.63 ในทางกลับกันเมื่อคลื่นพาหุเปลี่ยนเป็นลบ ไดโอด D_1 และ D_3 จะตัดกระแส แต่ไดโอด D_2 และ D_4 จะนำกระแสทำให้วงจรสมมูลในสถานะนี้ เป็นดังรูปที่ 2.64 ดังนั้นเมื่อทำการพิจารณาโดยรวมจะเห็นว่าคลื่นพาหุจะเป็นตัวควบคุมการตัดต่อวงจรให้สัญญาณจากอินพุต ไปปรากฏเป็นบวกหรือลบสลับกันที่เอาต์พุตตามสถานะของคลื่นพาหุ กล่าวคือ สถานะการตัดต่อสวิทช์จะเป็นฟังก์ชันของเวลา



รูปที่ 2.62 วงจรเรียงมอดูเลเตอร์



รูปที่ 2.63 วงจรสมมูลของวงจรเรียงมอดูเลเตอร์เมื่อคลื่นพาห้เป็นบวก



รูปที่ 2.64 วงจรสมมูลของวงจรเรียงมอดูเลเตอร์เมื่อคลื่นพาห้เป็นลบ

ถ้าพิจารณาในเชิงคณิตศาสตร์ จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต $v_o(t)$ เป็นผลคูณของสัญญาณ $m(t)$ กับสัญญาณสวิตช์ $s(t)$ แต่ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่มีคาบสามารถกระจายเป็นอนุกรมฟูรีเยร์ได้เป็น

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn\omega_c t}$$

โดยที่ S_n คือ ค่าขนาดของคลื่นฮาร์โมนิกในอนุกรมฟูรีเยร์ ดังนั้น

$$v_o(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n m(t) e^{jn\omega_c t}$$

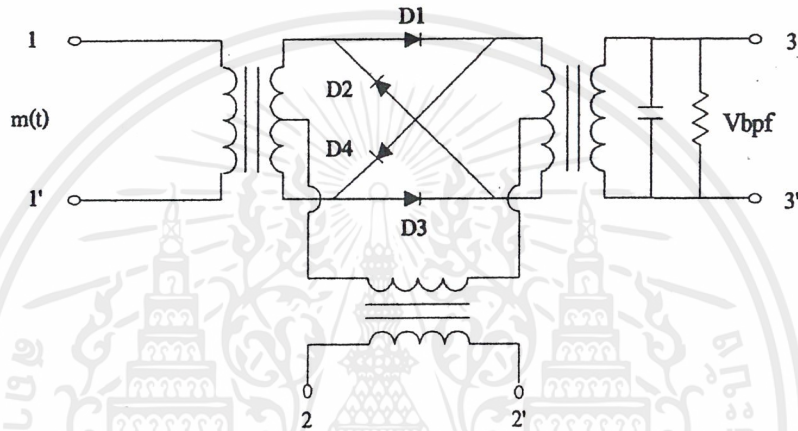
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำ $v_o(t)$ ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านที่มีความถี่กลางที่ ω_C และมีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสมแล้ว จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ คือ

$$\begin{aligned} v_{BPF} &= S_{-1}m(t)e^{-jn\omega_C t} \\ &= 2S_1m(t)\cos(\omega_C t) \end{aligned}$$

ทั้งนี้เพราะ $S_1 = S_{-1}$ จะเห็นว่า v_{BPF} นั้นคือสัญญาณคอสายีนเอง

ในทางปฏิบัติวงจรกรองความถี่ผ่าน มักจะสร้างขึ้นด้วยวงจรแท่งครึ่งโวลต์ ซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งก็คือเอาต์พุตด้านหนึ่งของหม้อแปลงและตัวเก็บประจุซึ่งวงจรที่ได้จึงมีลักษณะง่าย ๆ ตามรูปที่ 2.65



รูปที่ 2.65 วงจรเรียงมอดูเลเตอร์เชิงปฏิบัติ

ข้อได้เปรียบของเรียงมอดูเลเตอร์ก็คือมีเอาต์พุตที่แรงกว่าเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุต ทั้งนี้เนื่องจากอัตราส่วนของหม้อแปลงนั้นมีอัตราส่วนวงจรรอบการพันเท่ากับ 2 : 1 ดังนั้นเอาต์พุตจึงมีขนาดแรงกว่าเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตนั่นเอง

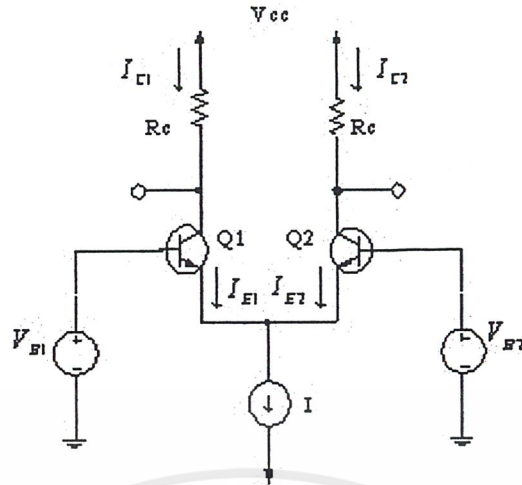
2.13 วงจรคูณสัญญาณ (Multiplier)

2.13.1 บีเจที-คิฟเฟอร์เรนเซียลแพร์

คำอธิบายคุณลักษณะเฉพาะของการดำเนินการ

รูปที่ 2.66 แสดง โครงสร้างของบีเจทีคิฟเฟอร์เรนเซียลแพร์พื้นฐานซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 2 คู่ คือ Q_1 กับ Q_2 ซึ่งมีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายขั้วบวก (V_{CC}) โดยผ่านการต้านทานกระแสไฟฟ้า R_C การเชื่อมค่อนี้ไม่มีความสำคัญต่อการดำเนินการของคิฟเฟอร์เรนเซียลแพร์ นั่นคือในการใช้บางครั้งคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองอาจจะเชื่อมต่อกับทรานซิสเตอร์อื่นๆ มากกว่ารีซิสตีฟโหลด ถึงแม้ว่าวงจรคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะเป็นแบบ Q_1 และ Q_2 ก็ไม่เคยมีจุดอิมิตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.66 วงจรสมมูลของบีเจที-ดิฟเฟอเรนเชียลแพร์

การทำงานของดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ ก่อนอื่นต้องพิจารณาในกรณีที่เป็นขงทรานซิสเตอร์ทั้งสอง จะต้องเชื่อมต่อกันและเชื่อมต่อกับแรงดัน V_{CM} ที่เรียกว่าคอมมอนโหมดโวลเตจ นั่นคือสิ่งที่เห็นในรูปที่ 2.67(ก) $V_{E1} = V_{E2} = V_{CM}$ ตั้งแต่ Q_1 กับ Q_2 เข้ากันซึ่งเป็นผลมาจากการสมมาตรของกระแสไฟฟ้า โดยจะแบ่งอุปกรณ์ออกเป็น 2 ส่วนเท่าๆกัน ดังนั้น $i_{E1} = i_{E2} = I/2$ และแรงดันที่ขั้วทรานซิสเตอร์จะเป็น $V_{CM} - V_{EE}$ ซึ่ง V_{EE} เป็นเบส-อิมิตเตอร์โวลเตจ (สมมติในรูป 2.67(ก) ประมาณ 0.7 โวลต์) ซึ่งตรงกับกระแสอิมิตเตอร์ $I/2$ แรงดันที่แต่ละคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะเป็น $V_{CC} - \frac{1}{2}(\alpha I R_C)$ และความแตกต่างของแรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์ทั้งสองจะเท่ากับศูนย์

ค่าของสัญญาณอินพุตคอมมอนโหมด V_{CM} แยกต่างกันไป จะเห็นได้ชัดว่าทรานซิสเตอร์ใดที่ Q_1 กับ Q_2 ยังคงอยู่ในขอบเขตแอกทีฟที่กระแสยังคงแบ่ง Q_1 กับ Q_2 เท่าๆกันเป็นสองส่วน และแรงดันที่แต่ละคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ก็จะไม่เปลี่ยนไป ดังนั้นดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ก็จะไม่สอดคล้องกับสัญญาณอินพุตคอมมอนโหมด

ในขณะที่การทดลองอื่น ๆ จะมีการตั้งแรงดัน V_{E2} ให้เป็นค่าคงที่เท่ากับศูนย์ (โดยการกราวด์ B_2) และให้ V_{E1} เท่ากับ +1 โวลต์ (สังเกตในรูป 2.67(ข)) ด้วยเหตุผลจำนวนเล็กน้อย จะเห็นได้ว่า Q_1 จะเปิดและนำกระแสไฟฟ้า I ทั้งหมดส่วน Q_2 จะปิดอยู่ สำหรับ Q_1 ที่เปิดอยู่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าประมาณ +0.3 โวลต์ ซึ่งสามารถเก็บส่วนเชื่อมของอิมิตเตอร์-เบสของ Q_2 ได้ รีเวอร์สไบอัสโวลเตจในคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะเท่ากับ $V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_C$ และ $V_{C2} = V_{CC}$

ถ้าเปลี่ยน V_{E1} ให้เป็น -1 โวลต์ (ในรูป 2.67(ค)) เช่นเดียวกันด้วยเหตุผลบางประการเราจะเห็นได้ว่าส่วนเชื่อมของอิมิตเตอร์-เบส Q_1 จะปิดและ Q_2 จะส่งกระแส I ทั้งหมด อิมิตเตอร์ทรานซิสเตอร์ทั่ว ๆ ไปจะอยู่ที่ -0.7 โวลต์ ซึ่งหมายความว่าส่วนเชื่อมของเบสของ Q_1 จะรีเวอร์สไบอัสโดย 0.3 โวลต์ แรงดันของคอลเลกเตอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็น $V_{C1} = V_{CC}$ และ $V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_C$

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นจะเห็นได้ว่าดิฟเฟอเรนเชียลแพร์จะสอดคล้องกับดิฟเฟอเรนซ์โวลต์หรือสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลในความเป็นจริงความแตกต่างของแรงดันมีค่าเล็กน้อย ดังนั้นเราจึงสามารถเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแสไบอัสทั้งหมดจากด้านหนึ่งของแพร่ไปยังอีกด้านหนึ่ง คุณสมบัติการนำกระแสไฟฟ้าของดิฟเฟอเรนเชียลแพร่นี้สามารถนำไปใช้ในวงจรโลจิก

การใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแพร่เป็นลิเนียร์แอมพลิฟายเออร์ เราจะใช้สัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลขนาดเล็กมากที่มีมัลติโวลต์น้อย ซึ่งจะเกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งซึ่งจะนำกระแสไฟฟ้า $I/2 + \Delta I$ กระแสไฟฟ้าในทรานซิสเตอร์จะเป็น $I/2 - \Delta I$ ที่มี ΔI ที่เป็นสัดส่วนกันกับดิฟเฟอเรนเชียลอินพุตโวลเตจ (ในรูป 2.67(ง)) เอาต์พุตโวลเตจได้รับระหว่างคอลเลกเตอร์ทั้งสองข้างจะเป็น $2\alpha\Delta I R_C$ ซึ่งมีสัดส่วนต่อสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลอินพุต V_P การทำงานของสัญญาณขนาดเล็กของดิฟเฟอเรนเชียลแพร่จะกล่าวใน 2.13.2

การทำงานของสัญญาณขนาดใหญ่ของบีเจที-ดิฟเฟอเรนเชียลแพร่

เราเสนอการวิเคราะห์ที่ทั่ว ๆ ไปของบีเจที-ดิฟเฟอเรนเชียลแพร่ในรูป 2.66 ถ้าเราใช้ V_B แทนแรงดันที่อิมิตเตอร์ทั่ว ๆ ไป ความสัมพันธ์ของสมการเกี่ยวข้องกับทรานซิสเตอร์ทั้งสองของแต่ละอันเขียนได้ว่า

$$i_{E1} = \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B1} - v_E)/V_T} \quad (2.128)$$

$$i_{E2} = \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B2} - v_E)/V_T} \quad (2.129)$$

ทั้งสองสมการนำมารวมกันได้ดังนี้

$$\frac{i_{E1}}{i_{E2}} = e^{\frac{(v_{B1} - v_{B2})}{V_T}} \quad (2.130)$$

ซึ่งจะสามารถใช้ให้เกิดประโยชน์ได้ดังนี้

$$\frac{i_{E1}}{(i_{E1} + i_{E2})} = \frac{1}{(1 + e^{\frac{(v_{B2} - v_{B1})}{V_T}})} \quad (2.131)$$

$$\text{โดยที่} \quad i_{E1} + i_{E2} = I \quad (2.132)$$

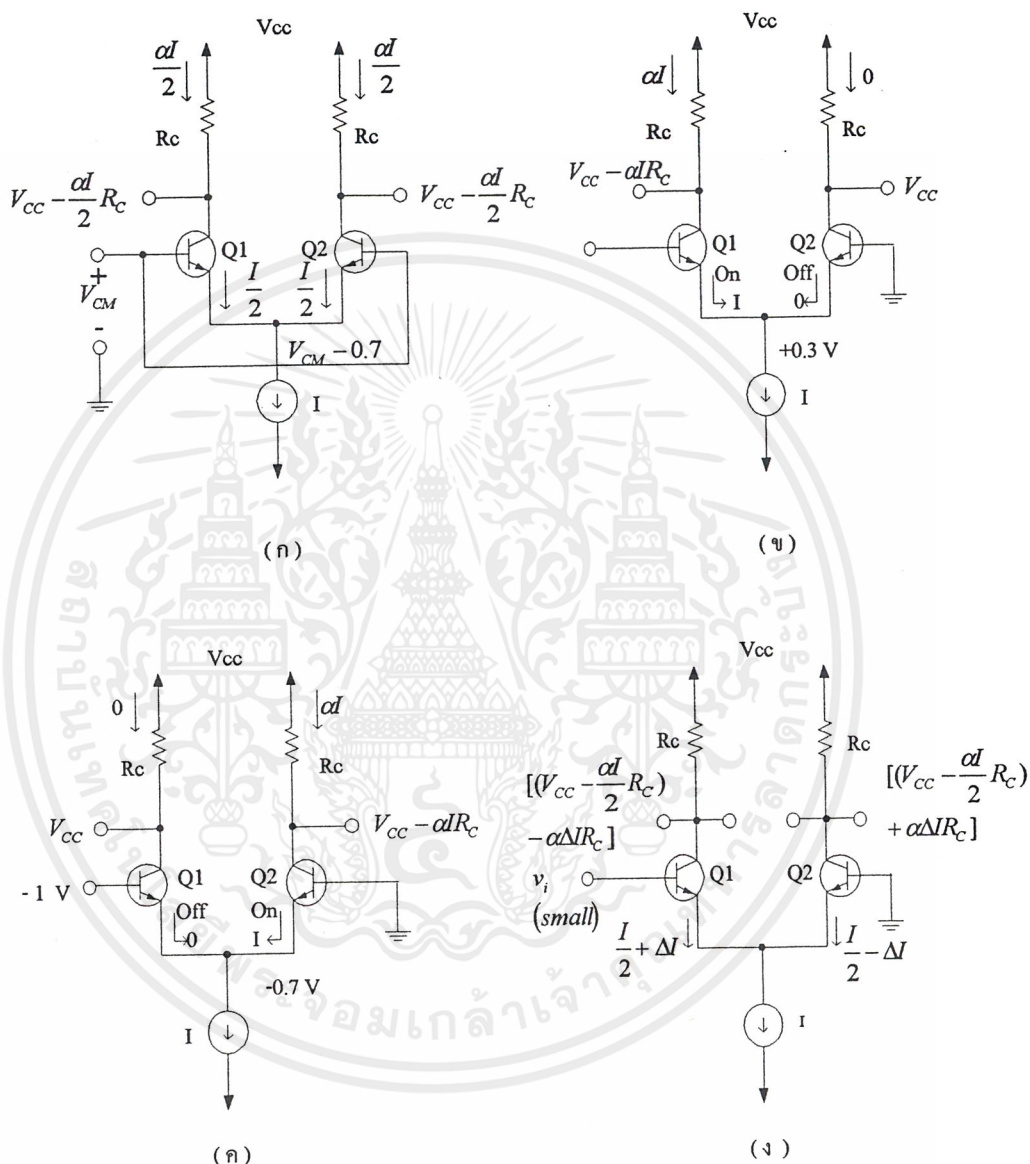
รวมสมการจะได้

$$i_{E1} = \frac{I}{(1 + e^{\frac{(v_{B2} - v_{B1})}{V_T}})} \quad (2.133)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{E2} = \frac{I}{(1 + e^{\frac{V_{B1} - V_{B2}}{V_T}})} \quad (2.134)$$

กระแสคอลเลกเตอร์ i_{C1} และ i_{C2} จะได้โดยการคูณกระแสไฟฟ้ามิตเตอร์ โดย α ซึ่งปกติแล้วจะใกล้เคียงกับหนึ่ง



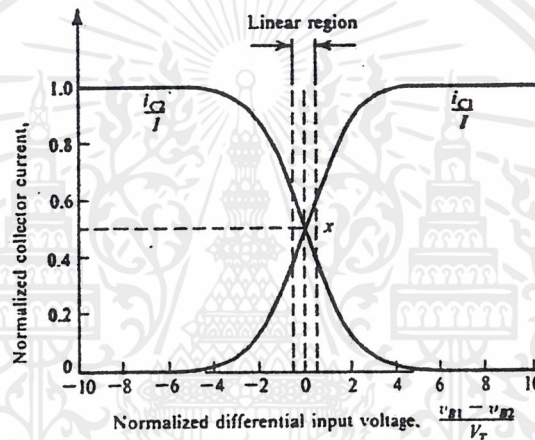
รูปที่ 2.67 การทำงานแบบต่างๆ ของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

การทำงานขั้นพื้นฐานของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์แสดงให้เห็นในสมการข้างต้นอย่างแรกสังเกตว่าแอมพลิฟายเออร์จะมีปฏิกิริยาดิฟเฟอเรนเชียลโวลเตจ $V_{E1} - V_{E2}$ เท่านั้น นั่นก็คือ ถ้า $V_{E1} = V_{E2} = V_{CM}$ แล้วกระแสไฟฟ้ I จะแบ่งเท่ากันระหว่างสองทรานซิสเตอร์โดยไม่คำนึงถึงค่าของคอมมอนโหมดโวลเตจ V_{CM} นี่คือนิยามสำคัญของการทำงานของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ซึ่งก่อให้เกิดชื่อของมันเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกตที่สำคัญอื่น ๆ ก็คือ ความแตกต่างที่ค่อนข้างเล็กน้อยของแรงดัน $V_{E1} - V_{E2}$ ก่อให้เกิดกระแสไฟฟ้าที่ I ที่ไหลลงในทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่ง รูปที่ 2.68 แสดงถึงโครงสร้างกระแสไฟฟ้าของคอลเลกเตอร์ทั้งสอง (สมมติให้ $\alpha \approx 1$) ใช้ทำหน้าที่ของสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลคือ โครงสร้างปกติซึ่งใช้กันสังเกตว่าดิฟเฟอเรนเชียลโวลเตจมีค่าประมาณ $4V_T$ (≈ 100 มิลลิโวลต์) เพียงพอที่จะสับเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าเกือบทั้งหมดสู่ด้านหนึ่งของแพร

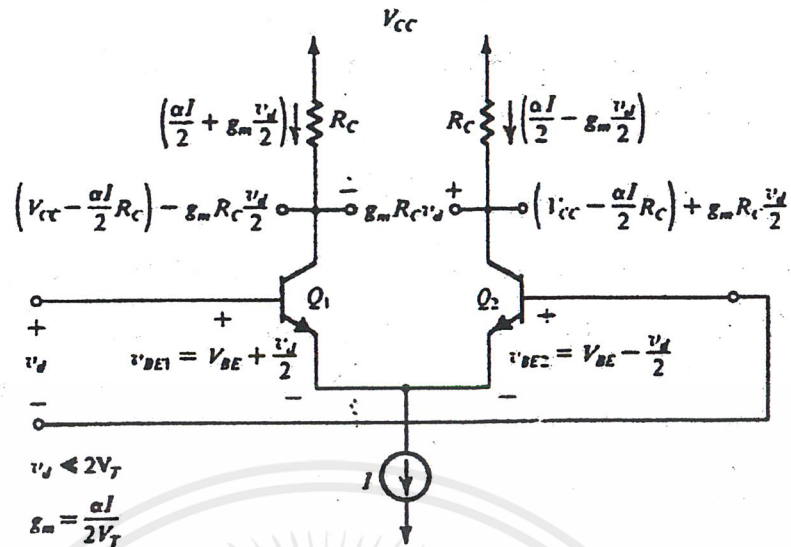
ลักษณะของการส่งผ่านแบบไม่เป็นเชิงเส้นของดิฟเฟอเรนเชียลแพรจะทำให้เกิดผลดังแสดงในรูป 2.68 ซึ่งไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ได้มากในบทนี้ ที่จะกล่าวต่อไปนี้เราจะกลับเฉพาะในการใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแพรเป็นแอมพลิฟายเออร์สัญญาณขนาดเล็ก ด้วยจุดประสงค์นี้สัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลจะถูกกำหนดให้น้อยกว่า $V_T/2$ เพื่อว่า เราอาจจะปฏิบัติงานบนลักษณะเฉพาะของแซคเมนต์เชิงเส้นรอบ ๆ จุดกลาง



รูปที่ 2.68 ลักษณะของการส่งผ่านแบบไม่เป็นเชิงเส้นของดิฟเฟอเรนเชียลแพร

2.13.2 การทำงานของบีเจที-ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

ในตอนนี้จะศึกษาเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้งานของบีเจที-ดิฟเฟอเรนเชียลแพรสำหรับสัญญาณขนาดเล็กแอมพลิฟายเออร์ รูปที่ 2.69 แสดงให้เห็นถึงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแพรที่มีสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโวลเตจ V_d นำมาใช้ระหว่างเบสของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง มีความหมายว่าระดับไฟกระแสตรงที่อินพุตเทอร์มินอลทั้งสองสามารถยึดเป็นหลัก และ V_d จะประยุกต์ใช้กับอินพุตเทอร์มินอลอื่นๆ อีกทางหนึ่งดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์อาจจะถูกป้อนจากเอาต์พุตของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์อื่น ในกรณีนี้แรงดันที่อินพุตเทอร์มินอลใดอันหนึ่งจะเป็น $V_{CM} + V_d/2$ เราจะพิจารณาการทำงานของคอมมอน โหมดที่ขึ้นตอนต่อมา



รูปที่ 2.69 วงจรคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์สำหรับสัญญาณขนาดเล็ก

กระแสไฟฟ้าคอลเลกเตอร์เมื่อ V_d ถูกนำมาใช้

เมื่อกลับไปสู่วงจรไฟฟ้าในรูป 2.69 อาจจะใช้สมการเพื่อที่จะหากระแสไฟฟ้าทั้งหมด i_{C1} และ i_{C2} ที่ทำหน้าที่ของสัญญาณคิฟเฟอเรนเชียล V_d โดยแทนค่า $V_{E1} - V_{E2} = V_d$ เข้าไป

$$i_{C1} = \frac{\alpha \cdot I}{1 + e^{-v_d/V_T}} \quad (2.135)$$

$$i_{C2} = \frac{\alpha \cdot I}{1 + e^{v_d/V_T}} \quad (2.136)$$

ให้คูณเศษและส่วนของด้านขวาของสมการแรกด้วย $e^{(v_d/2V_T)}$ จะได้

$$i_{C1} = \frac{\alpha \cdot I e^{(v_d/2V_T)}}{e^{(v_d/2V_T)} + e^{(-v_d/2V_T)}} \quad (2.137)$$

สมมุติว่า $V_d \ll 2V_T$ ดังนั้นเราอาจจะขยายเอ็กซ์โปเนนเชียล $e^{(\pm v_d/2V_T)}$ ในอนุกรมและเก็บได้แค่ 2 พจน์แรกไว้เท่านั้น

$$i_{C1} = \frac{\alpha \cdot I e^{(v_d/2V_T)}}{e^{(v_d/2V_T)} + e^{(-v_d/2V_T)}} \quad (2.138)$$

ดังนั้น

$$i_{C1} = \frac{\alpha \cdot I}{2} + \frac{\alpha \cdot I v_d}{2V_T} \quad (2.139)$$

ในการถ่ายเทที่คล้ายคลึงกันสามารถนำไปใช้เพื่อที่จะได้

$$i_{C2} = \frac{\alpha \cdot I}{2} - \frac{\alpha \cdot I v_d}{2V_T} \quad (2.140)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงว่าเมื่อ $V_d = 0$ กระแสไบอัส I จะแบ่งทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ของเพอร์ออกเท่า ๆ กัน ดังนั้น ทรานซิสเตอร์แต่ละอันจะไบอัสที่กระแสอิมิตเตอร์ $I/2$ เมื่อ สัญญาณขนาดเล็ก V_d นำมาใช้แตกต่างกันระหว่างทั้ง 2 กระแสเบสของทรานซิสเตอร์คอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะเพิ่มขึ้นของ i_c และ Q_2 จะลดลงโดยจำนวนที่เท่า ๆ กัน สิ่งนี้จะแสดงให้เห็นว่าผลรวมของกระแสไฟฟ้าทั้งหมดใน Q_1 และ Q_2 จะยังคงที่อยู่ขณะที่ถูกกำหนดโดยแหล่งจ่ายกระแสไบอัส ส่วนประกอบของกระแสสัญญาณ i_c จะได้มาโดย

$$i_c = \frac{\alpha \cdot I v_d}{2V_T} \quad (2.141)$$

จากสมการมีการแปรออกมาง่าย ๆ ก็คือ อย่างแรกสังเกตจากสมมาตรของวงจรไฟฟ้า (รูปที่ 2.69) ซึ่งสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล V_d จะแบ่งเท่ากันระหว่างตัวเชื่อมเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง ดังนั้นแรงดันของเบส-อิมิตเตอร์ทั้งหมดจะเป็น

$$v_{BEQ1} = V_{BE} + \frac{v_d}{2} \quad (2.142)$$

$$v_{BEQ2} = V_{BE} - \frac{v_d}{2} \quad (2.143)$$

โดย V_{BE} เป็นแรงดันไฟกระแสตรงระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ซึ่งสอดคล้องกับกระแสอิมิตเตอร์ของ $I/2$ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะเพิ่มขึ้นโดย $g_m v_d / 2$ และกระแสคอลเลกเตอร์ของ Q_2 จะลดลงโดย $g_m v_d / 2$ ซึ่ง g_m แสดงถึง ทรานส์คอนดักแตนซ์ของ Q_1 และของ Q_2 ซึ่งมีค่าเท่ากัน โดยได้สมการดังต่อไปนี้

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\alpha I / 2}{V_T} \quad (2.144)$$

ดังนั้นออกมาง่าย ๆ ว่า $I_c = g_m v_d / 2 I_c$

แนวคิดในทางกลับกัน

การแปลความหมายทางเลือกอื่นที่มีประโยชน์ของผลลัพธ์จากข้างต้น สมมุติแหล่งจ่ายกระแสเป็นอุดมคติ ความต้านทานที่เพิ่มขึ้นของมันจะไม่มีที่สิ้นสุด ดังนั้นแรงดัน V_d จะปรากฏขึ้นตัดกับความต้านทานรวมของ $2r_e$ ที่ซึ่ง

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{V_T}{I/2} \quad (2.145)$$

คามส่วนจะเป็นกระแสสัญญาณ i_e ซึ่งแสดงในรูป 2.70 โดยได้สมการ

$$i_e = \frac{v_d}{2r_e} \quad (2.146)$$

ดังนั้นคอลเลกเตอร์ของ Q_1 จะแสดงการเพิ่มขึ้นของกระแส i_c และคอลเลกเตอร์ของ Q_2 จะแสดงการลดลงของกระแส i_c

$$i_c = \alpha \cdot i_e = \frac{\alpha \cdot v_d}{2r_e} = g_m \frac{v_d}{2} \quad (2.147)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตว่าในรูป 2.70 เราจะแสดงจำนวนกระแสเท่านั้น ซึ่งหมายความว่าแต่ละทรานซิสเตอร์จะไบอัสที่กระแสอิ่มตัวของ $I/2$

การวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะมีประโยชน์ก็ต่อเมื่อความต้านทานรวมเข้าไปด้วยในอิมิตเตอร์ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.71 สำหรับวงจรนี้เราจะได้

$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E} \quad (2.148)$$

อินพุตดิฟเฟอเรนเชียลรีซิสแตนซ์

อินพุตรีซิสแตนซ์รีซิสแตนซ์ คือ ความต้านทานที่เห็นระหว่างเบสทั้ง 2 นั่นก็คือความต้านทานที่เห็นโดยสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลอินพุต V_d สำหรับดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ในรูป 2.69 และ 2.70 จะเห็นได้ว่ากระแสเบสของ Q_1 แสดงการเพิ่มขึ้นของ i_b และกระแสเบสของ Q_2 แสดงการลดลงที่เท่ากัน

$$i_b = \frac{i_e}{\beta + 1} = \frac{v_d / 2r_e}{\beta + 1} \quad (2.149)$$

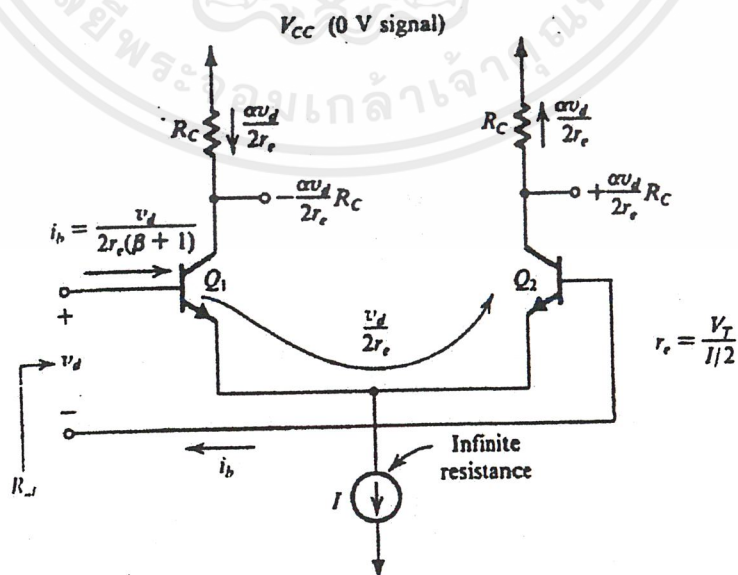
ดังนั้นดิฟเฟอเรนเชียลรีซิสแตนซ์ R_{id} ถูกกำหนดโดย

$$R_{id} = \frac{v_d}{i_b} = (\beta + 1)2r_e = 2r_\pi \quad (2.150)$$

ผลลัพธ์นี้เป็นการเรียบเรียงใหม่ของกฎการสะท้อนการต้านทานที่รู้จักกันดี กล่าวคือความต้านทานที่เห็นระหว่างเบสทั้ง 2 จะเท่ากับการต้านทานทั้งหมดในวงจรไฟฟ้าอิมิตเตอร์คูณด้วย $\beta + 1$ เราใช้กฎนี้เพื่อหาอินพุตดิฟเฟอเรนเชียลรีซิสแตนซ์ต่อวงจรไฟฟ้าในรูป 2.71 ดังนั้น

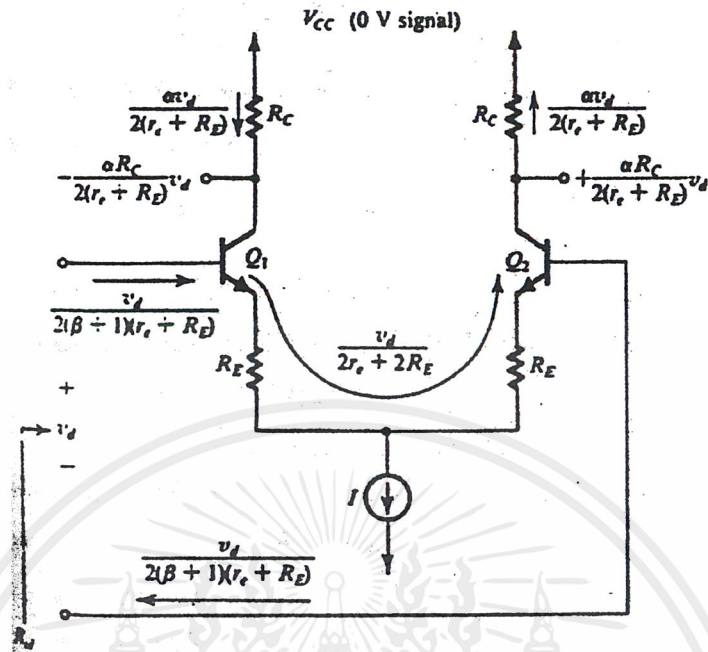
$$R_{id} = (\beta + 1)(2r_e = 2R_e) \quad (2.151)$$

ดิฟเฟอเรนเชียลโวลเตจเกน



รูปที่ 2.70 การไหลของกระแสสำหรับดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.71 กฎการสะท้อนการต้านทาน

เราได้สร้างแรงดันอินพุตดิฟเฟอเรนเชียลขนาดเล็ก ($V_d \ll 2V_r$; นั่นคือ V_d เล็กกว่าประมาณ 20 มิลลิโวลต์ กระแสคอลเลกเตอร์จะกำหนดโดย

$$i_{C1} = I_C + g_m \frac{v_d}{2} \quad (2.152)$$

$$i_{C2} = I_C - g_m \frac{v_d}{2} \quad (2.153)$$

ที่ซึ่ง

$$i_C = \frac{\alpha \cdot I}{2}$$

ดังนั้นแรงดันทั้งหมดที่คอลเลกเตอร์จะเป็น

$$v_{C1} = (V_{CC} - I_C R_C) - g_m R_C \frac{v_d}{2} \quad (2.154)$$

$$v_{C2} = (V_{CC} - I_C R_C) + g_m R_C \frac{v_d}{2} \quad (2.155)$$

จำนวนในวงเล็บเป็นแรงดันไฟกระแสตรงที่แต่ละคอลเลกเตอร์ของทั้งสอง

สัญญาณเอาต์พุตโวลเตจของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์สามารถได้รับดิฟเฟอเรนเชียล (ระหว่างคอลเลกเตอร์ทั้ง 2) หรือซิงเกิลเอนด์ (ระหว่างหนึ่งคอลเลกเตอร์และกราวด์) ดังนั้นจะได้ดิฟเฟอเรนเชียลเกน (ซึ่งตรงกันข้ามกับคอมมอน โหมดเกน) ของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_d = \frac{v_{C1} + v_{C2}}{v_d} = -g_m R_C \quad (2.156)$$

ในทางตรงกันข้ามถ้าเราได้รับเอาต์พุตซิงเกิลเอนด์(ระหว่างคอลเลกเตอร์ของ Q_1 กับกราวน์) ดังนั้นดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดจะถูกกำหนดโดย

$$A_d = \frac{v_{C1}}{v_d} = -\frac{1}{2} g_m R_C \quad (2.157)$$

สำหรับดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดพร้อมความต้านทานในอิมิตเตอร์จะนำ (ในรูป 2.71) ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดเมื่อผลลัพท์ได้รับดิฟเฟอเรนเชียลโดยกำหนดได้เป็น

$$A_d = -\frac{\alpha \cdot (2R_C)}{2r_e + 2R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \quad (2.158)$$

สมการนี้เป็นที่รู้จักกันดี ซึ่งจะกำหนดโวลเตจแอมพลิจูดจะเท่ากับอัตราส่วนของการต้านทานทั้งหมดในคอลเลกเตอร์ ($2R_C$) ต่อ การต้านทานทั้งหมดในกระแสอิมิตเตอร์ ($2r_e + 2R_E$)

$$i_{C2} = I_C - g_m \frac{v_d}{2} \quad (2.159)$$

ที่ซึ่ง

$$i_C = \frac{\alpha \cdot I}{2}$$

ดังนั้นแรงดันทั้งหมดที่คอลเลกเตอร์จะเป็น

$$v_{C1} = (V_{CC} - I_C R_C) - g_m R_C \frac{v_d}{2} \quad (2.160)$$

$$v_{C2} = (V_{CC} - I_C R_C) + g_m R_C \frac{v_d}{2} \quad (2.161)$$

จำนวนในวงเล็บเป็นแรงดันไฟกระแสตรงที่แต่ละคอลเลกเตอร์ของทั้งสอง

สัญญาณเอาต์พุตโวลเตจของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดสามารถได้รับดิฟเฟอเรนเชียล (ระหว่างคอลเลกเตอร์ทั้ง 2) หรือซิงเกิลเอนด์ (ระหว่างหนึ่งคอลเลกเตอร์และกราวน์) ดังนั้นจะได้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูด (ซึ่งตรงกันข้ามกับคอมมอน โหมดแอมพลิจูด) ของดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดเป็น

$$A_d = \frac{v_{C1} + v_{C2}}{v_d} = -g_m R_C \quad (2.162)$$

ในทางตรงกันข้ามถ้าเราได้รับเอาต์พุตซิงเกิลเอนด์(ระหว่างคอลเลกเตอร์ของ Q_1 กับกราวน์) ดังนั้นดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดจะถูกกำหนดโดย

$$A_d = \frac{v_{C1}}{v_d} = -\frac{1}{2} g_m R_C \quad (2.163)$$

สำหรับดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดพร้อมความต้านทานในอิมิตเตอร์จะนำ (ในรูป 2.71) ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิจูดเมื่อผลลัพท์ได้รับดิฟเฟอเรนเชียลโดยกำหนดได้เป็น

$$A_d = -\frac{\alpha \cdot (2R_C)}{2r_e + 2R_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \quad (2.164)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการนี้เป็นที่รู้จักกันดี ซึ่งจะกำหนดโวลเตจเกนจะเท่ากับอัตราส่วนของการต้านทานทั้งหมดในคอลเล็กเตอร์ ($2R_C$) ต่อ การต้านทานทั้งหมดในกระแสเอมิเตอร์ ($2r_e + 2R_E$)

2.14 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

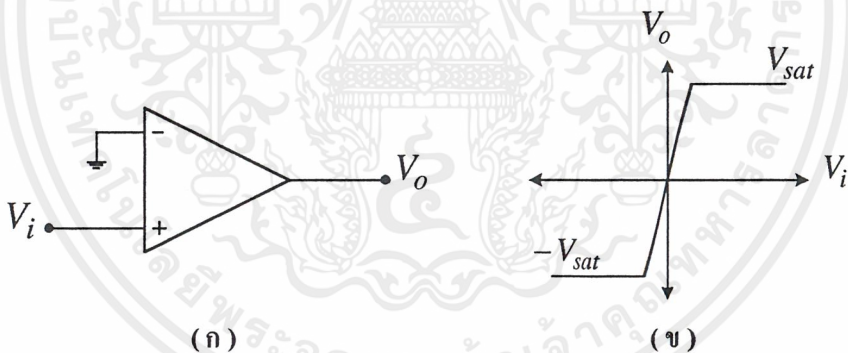
วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันสัญญาณเข้าหาหนึ่งกับแรงดันเปรียบเทียบที่ขาสัญญาณเข้าอีกข้างหนึ่ง ระดับแรงดันเปรียบเทียบอาจจะมีค่าเป็นบวก ลบ ศูนย์ก็ได้ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะมีประโยชน์หลักในงานประเภทต่าง ๆ ต่อไปนี้

1. วงจรหมิทริกเกอร์ (Schmitt Trigger) หรือวงจรจัดสัญญาณสี่เหลี่ยม (Squaring Circuit) จะทำหน้าที่จัดรูปลักษณะของสัญญาณต่างๆ ให้อยู่ในลักษณะของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave Signal)

2. วงจรดักสัญญาณข้ามระดับศูนย์ (Zero Level Detector) จะทำหน้าที่แจ้งว่าสัญญาณได้เข้าระดับศูนย์เมื่อใด และกำลังเพิ่มระดับไปในทิศทางใด

2.14.1 วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง

สัญญาณอินพุตจะถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก ส่วนอินพุตขาลบจะถูกต่อลงกราวด์ ถ้า $V_i > 0$ ทั้งผลต่างของแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตต่างก็มีค่าเป็นบวก ในกรณีที่อัตราขยายแบบรอบเปิดมีค่ามาก ๆ V_i ค่าน้อย ๆ ก็สามารถที่จะทำให้ V_o อยู่ในสถานะอิ่มตัว หรือ $V_o = V_{sat}$



รูปที่ 2.72 วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง และคุณสมบัติของอินพุต-เอาต์พุต

ถ้า $V_i < 0$ ทั้งผลต่างของแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตต่างก็มีค่าเป็นลบ ที่ V_i ค่าน้อย ๆ ก็สามารถที่จะทำให้ V_o อยู่ในสถานะอิ่มตัว โดยทั่วไปจุดเปลี่ยนสถานะจะถูกสมมติให้อยู่ที่ 0 โวลต์ นั่นคือ

$$V_o = V_{sat} \quad \text{for } V_i > 0$$

$$V_o = -V_{sat} \quad \text{for } V_i < 0$$

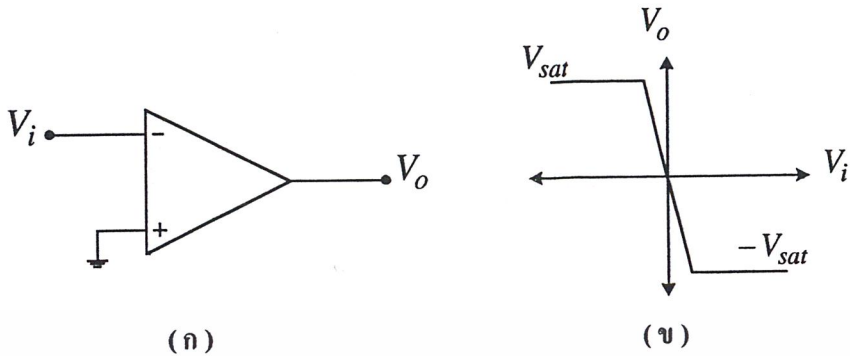
2.14.2 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สดีง

ในทางกลับกันกับวงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์สดีง ถ้าขาบวกต่อลงกราวด์และป้อนสัญญาณอินพุตที่ขาลบจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i < 0$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i > 0$$



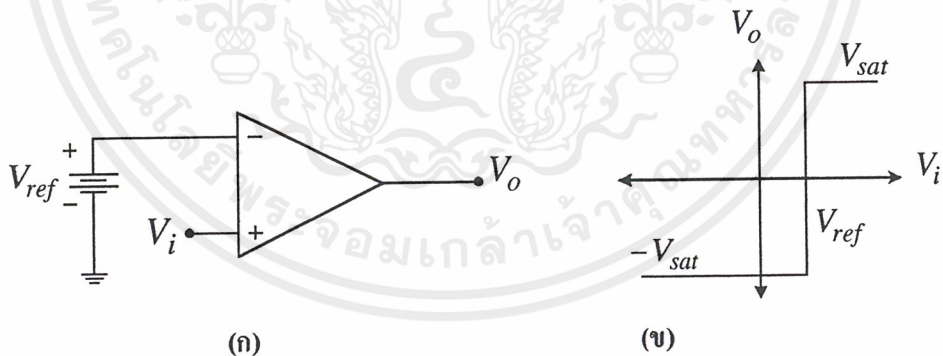
รูปที่ 2.73 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์ตติงและคุณสมบัติของอินพุต-เอาต์พุต

2.14.3 วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์ตติงกับไบอัสบวก

พิจารณาวงจรในรูปที่ 2.74 แรงดันบวก V_{ref} ถูกป้อนเข้าที่อินพุตขาบวก และสัญญาณ V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก เมื่อระดับสัญญาณต่ำกว่า V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าลบและระดับแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลบ (Negative Saturation Level) ในทางตรงกันข้ามเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมีค่าเกินระดับของ V_{ref} ผลต่างแรงดันอินพุตมีค่าเป็นบวกและเอาต์พุตจะเปลี่ยน ไปอยู่ในสถานะบวก (Positive Saturation Level) จะได้

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i > V_{ref}$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i < V_{ref}$$



รูปที่ 2.74 วงจรเปรียบเทียบแบบนอนอินเวอร์ตติงกับไบอัสบวกและคุณสมบัติของอินพุต-เอาต์พุต

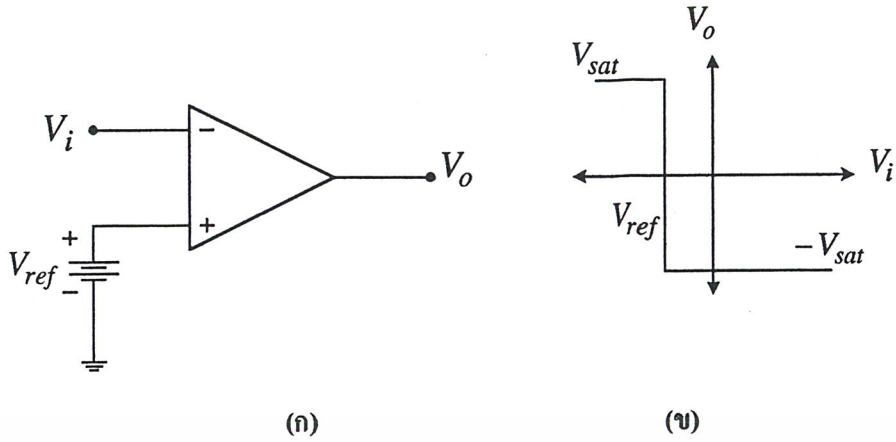
2.14.4 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์ตติงกับไบอัสลบ

พิจารณารูปที่ 2.75 แรงดันลบ ($-V_{ref}$) ถูกป้อนเข้าที่อินพุตขาบวกและสัญญาณอินพุต V_i ถูกป้อนเข้าอินพุตขาบวก เมื่อระดับ V_i มีค่ามากกว่าระดับแรงดันไบอัส V_{ref} เป็นผลให้ทั้งผลต่างแรงดันอินพุตและระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก จะได้

$$V_o = V_{sat} \text{ for } V_i < V_{ref}$$

$$V_o = -V_{sat} \text{ for } V_i > V_{ref}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.75 วงจรเปรียบเทียบแบบอินเวอร์สติดกับไบอัสและคุณสมบัติของอินพุต-เอาต์พุต

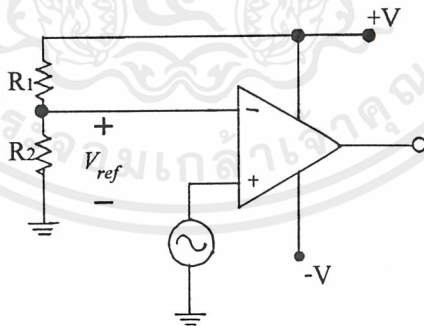
วงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ

เนื่องจากระดับแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่ออปแอมป์จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ตลอด ดังนั้นเราอาจจะอาศัยแรงดันไฟฟ้าเพื่อจะสร้างแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง (V_{ref}) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.76

ในทางปฏิบัติอาจให้ R_1 เป็นค่าความต้านทานปรับค่าได้เพื่อสามารถเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงได้ตามต้องการ

เนื่องจากอิมพีแดนซ์จุดสัญญาณเข้ามีค่าสูง กระแสที่ไหลเข้าขาลบจึงมีค่าน้อยมาก ดังนั้นระดับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงจึงมีค่าเท่ากับ

$$V_{ref} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \times V$$



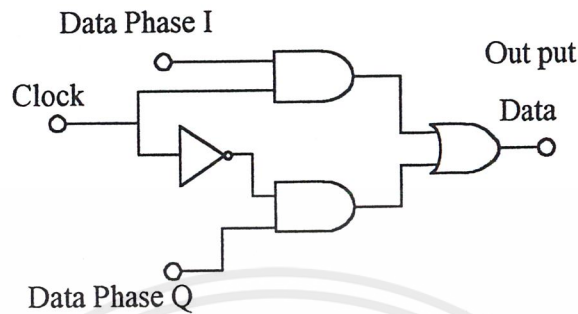
รูปที่ 2.76 วงจรเปรียบเทียบในทางปฏิบัติ

2.15 วงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรม (Parallel to Serie Converter)

เป็นวงจรที่มีลักษณะและหน้าที่ตรงกันข้ามกับวงจรแยกสัญญาณดิจิทัล โดยทำหน้าที่รวมสัญญาณดิจิทัลทางด้านอินพุต(ช่องสัญญาณI)และทางด้านควอดราเจอร์เฟส(ช่องสัญญาณQ)จากสัญญาณแบบขนานให้เป็นสัญญาณแบบอนุกรม โดยการควบคุมจังหวะการทำงานของฟลิปฟล็อปด้วยสัญญาณนาฬิกาที่ได้มาจากวงจรกู่สัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรหน่วงเวลาสองบิตจะเป็นตัวควบคุมจังหวะการทำงานของขาริเซตและขาเคลียร์ของดีฟลิปฟลอป โดยจะส่งข้อมูลเฉพาะสัญญาณนาฬิกาถูกแรกเท่านั้น ดังนั้นจึงใช้เนนเกทในการบังคับดีฟลิปฟลอป วงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรมวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 2.77



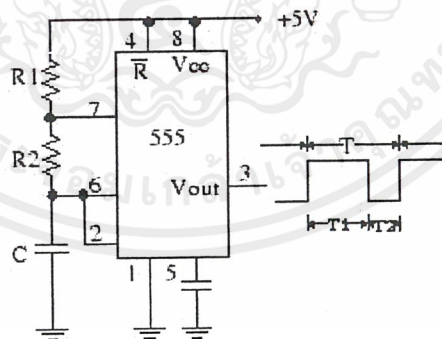
รูปที่ 2.77 วงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรม

2.16 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)

ในการกู้สัญญาณนาฬิกาเราจะใช้วงจรไทเมอร์ในการกู้ ไอซีไทเมอร์ที่กล่าวถึงคือไอซี 555 เป็นไอซีที่ประยุกต์ใช้งานซึ่งไม่ต้องการความแม่นยำสูงมากนักและใช้ได้อย่างกว้างขวาง ซึ่งจะใช้งานได้ 3 รูปแบบคือ

การใช้เป็นตัวผลิตความถี่ (Astable Multivibrator)

ความถี่ที่ผลิตได้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) ซึ่งมีวงจรดังรูป



รูปที่ 2.78 วงจรผลิตความถี่โดยใช้ไอซี 555

- กำหนดให้
- T = คาบเวลา
 - T_1 = ช่วงเวลาที่เอาต์พุตเป็น "HIGH"
 - T_2 = ช่วงเวลาที่เอาต์พุตเป็น "LOW"
- จะได้ $T_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C$

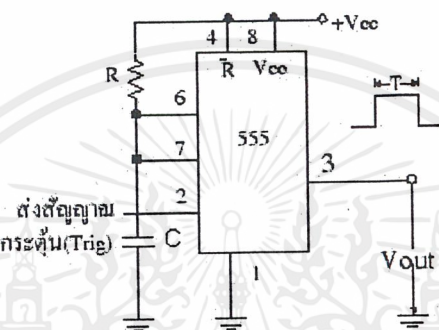
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T2 = 0.693 (R2 C)$$

$$\text{ความถี่ที่ได้ } f = 1/T$$

การใช้เป็นโมโนสเตเบิลมัลติไวเบเรเตอร์ (Monostable Multivibrator)

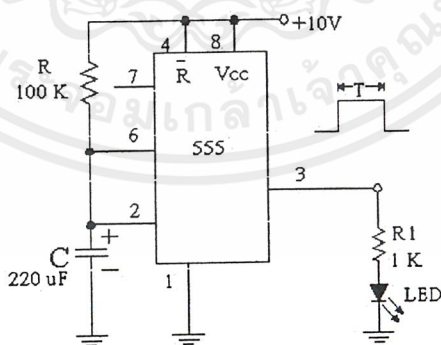
วงจรโมโนสเตเบิลเป็นวงจรที่เอาต์พุตเสถียรที่ระดับลอจิก "0" หรือ "1" เพียงสถานะเดียว เมื่อได้รับสัญญาณกระตุ้นก็จะเปลี่ยนสถานะของเอาต์พุตไปเป็นสถานะที่ไม่เสถียรชั่วขณะ โดยจะนานเท่ากับช่วงเวลาที่กำหนดโดยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยคำนวณจาก $T = 0.693 * R * C$ ในวงจรดังรูป



รูปที่ 2.79 วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบเรเตอร์

การใช้สร้างสัญญาณซิงเกิลช็อต (Single Shot)

โดยหลักการในการสร้างสัญญาณแบบซิงเกิลช็อต คือวงจรโมโนสเตเบิลนั่นเอง เพียงแต่สร้างสัญญาณเพียงครั้งเดียวแล้วหยุด การหาค่าเวลาทำได้เช่นเดียวกับวงจรโมโนสเตเบิลดังรูป

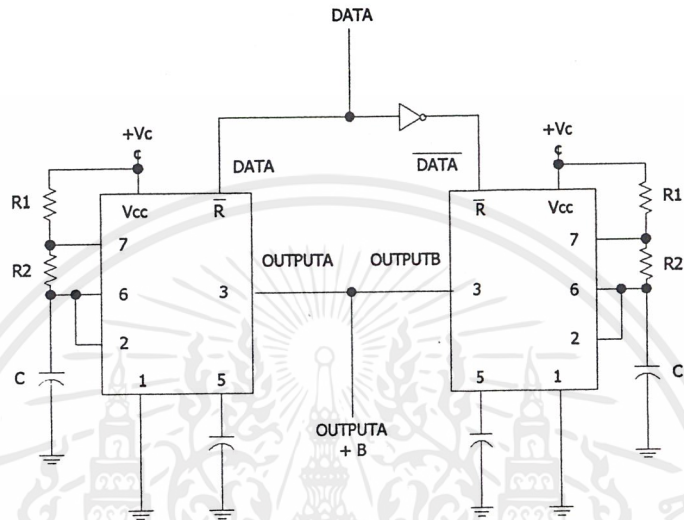


รูปที่ 2.80 วงจรสร้างสัญญาณซิงเกิลช็อต

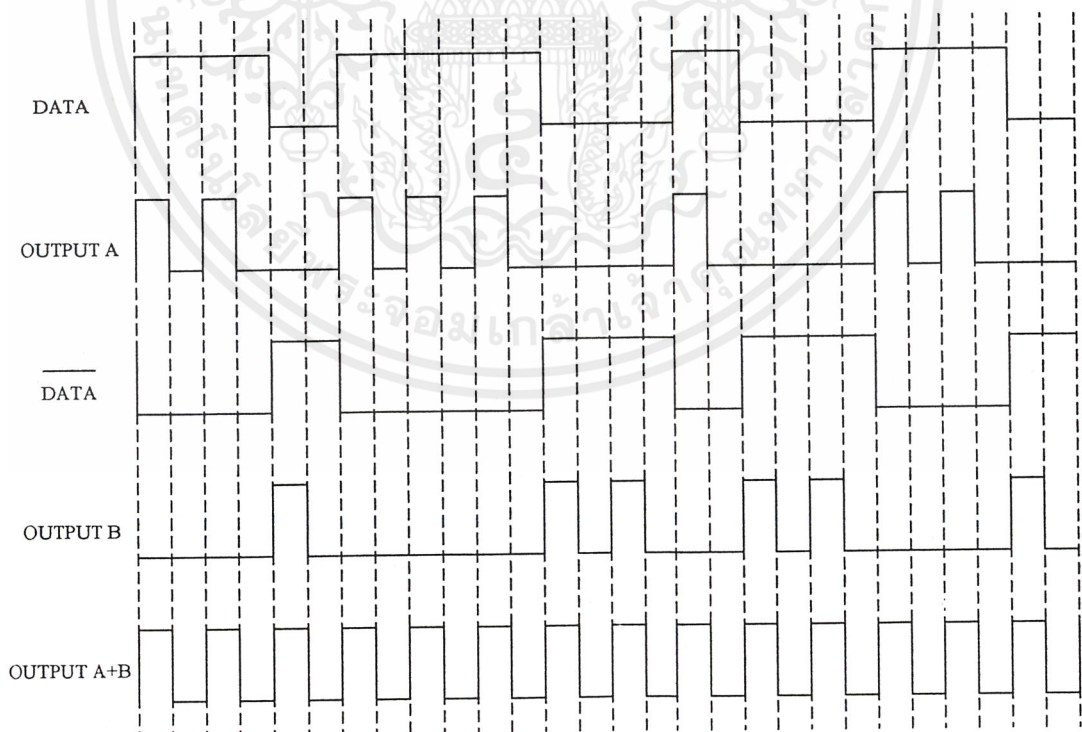
คาบเวลา T ของวงจรคือ $T = 0.693 * R * C$ การตรวจสอบสภาพการทำงานของวงจรทำงาน ของวงจรนี้คือ ทุกครั้งที่จ่ายไฟให้วงจร จะได้สัญญาณพัลส์ 1 ครั้งนานเท่ากับคาบเวลาที่กำหนดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำวงจรไทม์เมอร์มาประยุกต์ใช้เป็นวงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกา สามารถทำได้โดยใช้วงจรผลิตความถี่แบบอะอสซิลเลเตอร์แบบดิไวเดอร์สองวงจรถูกผลิตความถี่เท่ากันทั้งสองวงจร จากนั้นนำสัญญาณข้อมูลมาทำการควบคุมที่ขารีเซตของตัวไอซีวงจรรแรก และนำสัญญาณข้อมูลที่ทำการกลับเฟสแล้ว 180 องศาทำการควบคุมที่ขารีเซตของไอซีวงจรรที่สอง จากนั้นจึงนำสัญญาณเอาต์พุตของทั้งสองวงจรรวมกันก็จะทำให้ได้สัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 2.81 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซีไทม์เมอร์ 555



รูปที่ 2.82 สัญญาณที่ส่วนต่างๆของวงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซีไทม์เมอร์ 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.17 การบีบอัดข้อมูลเสียงแบบเอ็มเป็ก

การบีบอัดข้อมูลเสียงแบบเอ็มเป็ก เป็นวิธีการบีบอัดข้อมูลเสียงแบบดิจิทัลที่มีความเหมือนจริงสูง (High Fidelity : HiFi) การบีบอัดข้อมูลแบบเอ็มเป็กสำเร็จในปี 1993 โดยคณะกรรมการสากลแห่งการเชี่ยวชาญการบีบอัดเสียงเหมือนจริง ซึ่งรู้จักกันในนาม Motion Picture Expert Group (MPEG) และได้รับมาตรฐาน ISO/IEC 11172-3

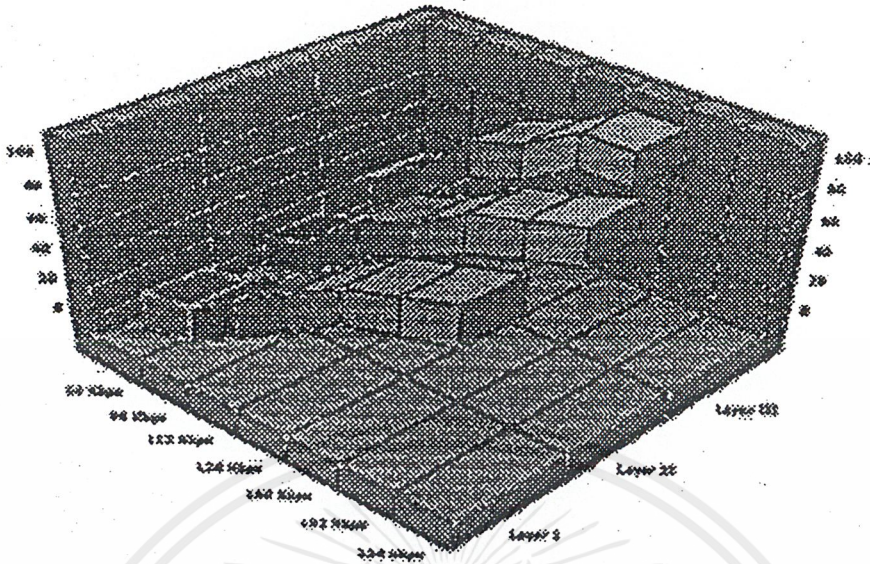
2.17.1 หลักการพื้นฐานและการใช้งาน

หลักการบีบอัดข้อมูลพื้นฐานแบบเอ็มเป็ก จะใช้ประโยชน์จากขีดจำกัดในการได้ยินของมนุษย์ โดยไม่จัดเก็บข้อมูลเสียงที่มนุษย์ฟังไม่ได้ยิน เพื่อให้ข้อมูลมีขนาดเล็กลง ซึ่งใช้หลักการที่ว่า ถ้าเราได้ยินเสียง 2 เสียงที่มีความถี่ใกล้เคียงกัน โดยให้เสียงที่ 2 ดังกว่าเสียงที่ 1 มาก เมื่อเราฟัง 2 เสียงนี้พร้อมกันจะได้ยินเสียงที่ 2 เพียงเสียงเดียว ดังนั้นในการจัดเก็บข้อมูลสามารถตัดข้อมูลที่ออกนอกไปได้อย่าง

การบีบอัดข้อมูลเสียงแบบเอ็มเป็ก สามารถเลือกวิธีการบีบอัดเสียงได้หลายแบบ ดังนี้

- อัตราการแซมเปิล 32, 44.1 หรือ 48 กิโลเฮิร์ตซ์
- รองรับระบบเสียงได้ทั้ง 1 และ 2 ช่องเสียง ซึ่งมีอยู่ 4 แบบดังนี้
 1. แบบโมโนเดี่ยว (Monophonic mode)
 2. แบบโมโนคู่ (Dual Monophonic mode)
 3. แบบสเตอริโอ (Stereo mode)
 4. แบบจอยท์-สเตอริโอ (Joint-Stereo mode)
- สามารถเลือกค่าอัตราการส่งข้อมูล (bit rate) ได้ตั้งแต่ 32 -- 224 กิโลบิตต่อวินาที ต่อหนึ่งช่องสัญญาณเสียง ซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราการสุ่ม
- รูปแบบของการเข้ารหัสไฟล์เอ็มเป็ก มี 3 เลเยอร์ คือ เลเยอร์ 1, เลเยอร์ 2 และ เลเยอร์ 3 แต่ละเลเยอร์มีลักษณะต่างกันดังนี้
 1. เลเยอร์ 1 มีความซับซ้อนน้อยที่สุด ต้องใช้อัตราการส่งข้อมูลสูงถึง 384 กิโลบิตต่อวินาที เพื่อให้จะได้เสียงที่มีคุณภาพสูง
 2. เลเยอร์ 2 มีความซับซ้อนมากขึ้น คุณภาพเสียงสูงกว่าเลเยอร์ 1 ใช้อัตราการส่งข้อมูล 160 กิโลบิตต่อวินาทีจะได้เสียงคุณภาพสูง และ 192 กิโลบิตต่อวินาทีจะได้คุณภาพเสียงไม่ต่างจากเสียงต้นแบบ
 3. เลเยอร์ 3 มีความซับซ้อนมากที่สุดแต่สามารถให้คุณภาพเสียงที่ดีที่สุด ใช้อัตราการส่งข้อมูล 160 กิโลบิตต่อวินาที ซึ่งจะให้คุณภาพเสียงไม่ต่างจากเสียงต้นแบบ

สามารถแสดงความสัมพันธ์ของอัตราการส่งข้อมูลเสียง สำหรับการเข้ารหัสเลเยอร์ต่างๆ กับคุณภาพเสียงเมื่อเทียบกับเสียงต้นแบบได้ดังรูปที่ 2.83



รูปที่ 2.83 กราฟเปรียบเทียบอัตราการบิตผิดพลาดของการเข้ารหัสเลขยอร์ต่างๆ เมื่อเทียบกับคุณภาพเสียงต้นแบบจากคอมแพ็คดิสก์ (CD)

2.17.2 การเข้ารหัสแบบเอ็มเป็กโดยทั่วไป

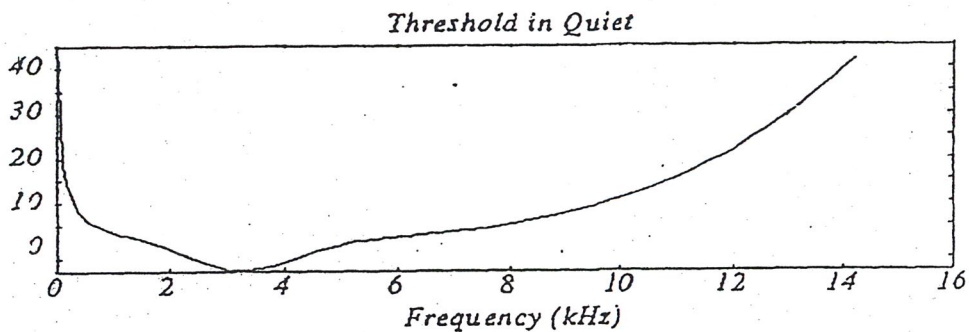
การเข้ารหัสแบบเอ็มเป็กโดยทั่วไปจะตัดข้อมูลที่จัดเก็บบางส่วนออก แต่สามารถคงรายละเอียดของเสียงไว้เท่าเดิม กระบวนการถอดรหัสบิตสตรีม (bitstream) จะนำข้อมูลมาผ่านกระบวนการปรับข้อมูลย้อนกลับและทำการรวบรวมข้อมูลแต่ละช่วงความถี่กลับมาเป็นข้อมูลเสียงดั้งเดิม

การเข้ารหัสข้อมูลเสียงแบบเอ็มเป็ก ใช้หลักการตัดเสียงบางส่วนที่ฟังไม่ได้ยินออก เนื่องจากความได้เปรียบในการรับฟังเสียงของมนุษย์ ที่ไม่สามารถได้ยินเสียงรบกวนภายใต้เงื่อนไขการปิดกั้นการได้ยิน (Auditory masking) การปิดกั้นการได้ยินเป็นคุณสมบัติอย่างหนึ่งในการรับฟังเสียงของมนุษย์ เกิดขึ้นเมื่อเราฟังเสียงที่มาจากแหล่งกำเนิดสองแหล่ง จะไม่สามารถได้ยินเสียงจากแหล่งกำเนิดที่ค่อนกว่า ถ้าแหล่งกำเนิดทั้งสองมีความถี่ใกล้เคียงกัน

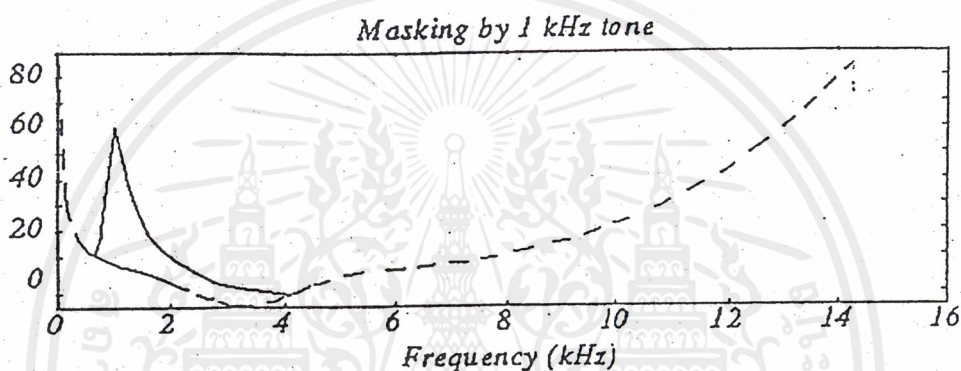
ความสามารถในการได้ยินเสียงของมนุษย์ จะมีช่วงความถี่ที่สามารถรับฟังได้ประมาณ 20 เฮิร์ตซ์ถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ และความถี่เสียงพูดปกติ 300 เฮิร์ตซ์ ถึง 3.4 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยช่วงเสียงที่มนุษย์สามารถรับฟังได้ไวที่สุดอยู่ในช่วง 2 ถึง 4 กิโลเฮิร์ตซ์

จากการทดลองเรื่องการปิดกั้นเสียงโดยให้คนฟังเสียงที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ความดัง 80 เดซิเบล แล้วเล่นเสียงจากแหล่งกำเนิดอีกแหล่ง วัดระดับความดังของเสียงที่ได้ยินจากแหล่งกำเนิดที่สอง แปรความถี่วาดกราฟได้ดังรูปที่ 2.85 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าที่ความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ ระดับความดังเสียงของแหล่งกำเนิดที่สองต้องมีค่าสูงเพื่อให้รับฟังเสียงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.84 ระดับความดังเสียงที่เริ่มได้ยินที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 2.85 ผลของการปิดกั้นเสียงความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์

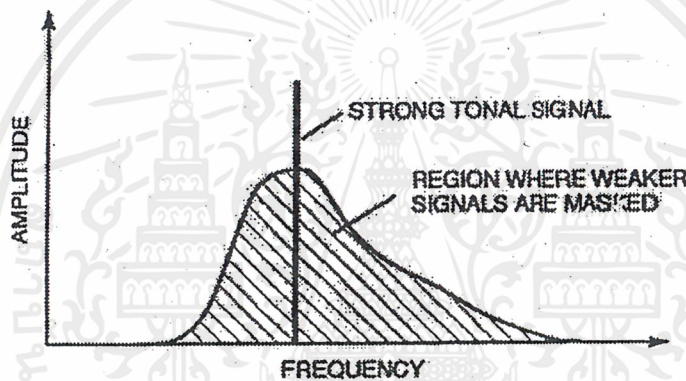
สามารถสรุปจากข้อมูลทั้งหมดได้ว่า มนุษย์สามารถรับฟังเสียงเป็นช่วงความถี่และรับพลังงานเสียงได้ไม่เท่ากันในแต่ละย่านความถี่ ซึ่งเรียกว่าย่านความถี่วิกฤต (critical band) และในแต่ละย่านความถี่ มนุษย์จะแยกสัญญาณจากแหล่งกำเนิดต่างๆ ออกจากกันได้ยาก

Band Number	Frequency (Hz)	Band Number	Frequency (Hz)
0	50	14	1,970
1	95	15	2,340
2	140	16	2,720
3	235	17	3,280
4	330	18	3,840
5	420	19	4,690
6	560	20	5,440
7	660	21	6,375
8	800	22	7,690
9	940	23	9,375

10	1,125	24	11,625
11	1,265	25	15,375
12	1,500	26	20,250
13	1,735		

ตารางที่ 2.4 ความกว้างของย่านความถี่วิกฤตย่านต่างๆ

การเข้ารหัสแบบเอ็มเป็กจะยึดหลักการนี้เป็นสำคัญ โดยแบ่งสัญญาณเสียงออกเป็นย่านความถี่ย่อยประมาณเท่ากับย่านความถี่วิกฤตแล้วจึงปรับข้อมูล (quantized) ในแต่ละย่านความถี่ตามความสามารถในการได้ยินในแต่ละย่านความถี่



รูปที่ 2.86 การปิดกั้นเสียงที่ไม่ได้ยินในย่านความถี่ย่อยของการเข้ารหัสเอ็มเป็ก

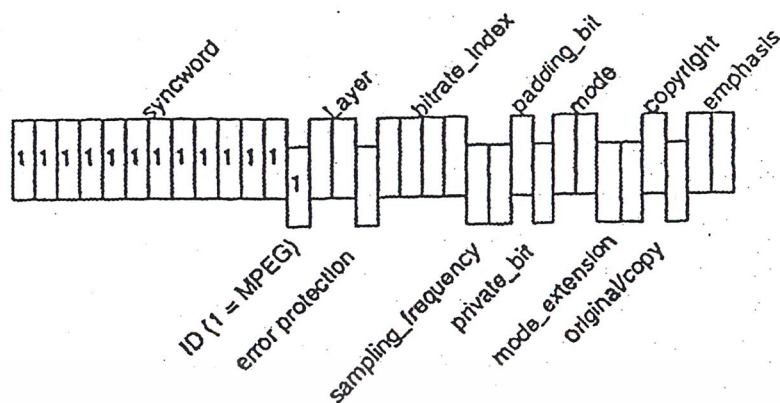
2.17.3 รูปแบบของข้อมูลเอ็มเป็ก

เป็นการจัดรูปแบบข้อมูลให้ตรงตามมาตรฐาน ซึ่งตามมาตรฐานการจัดเรียงข้อมูลแบบเอ็มเป็กเลขอร์ 3 แสดงได้ดังรูปที่ 2.87

หัวข้อมูล (Header)	ตรวจสอบความผิดพลาด (CRC)	ข้อมูลข้างเคียง (Side Information)	ข้อมูลหลัก (Main Data)
-----------------------	-----------------------------	---------------------------------------	---------------------------

รูปที่ 2.87 รูปแบบข้อมูลเอ็มเป็กเลขอร์ 3

1. ส่วนหัวข้อมูล (Header) เป็นข้อมูลขนาด 32 บิต แสดงลักษณะทั่วไปของไฟล์นั้นๆ ซึ่งข้อมูลในส่วนนี้ประกอบไปด้วยบิตต่างๆ ดังรูปที่ 2.88



รูปที่ 2.88 บิตต่างๆในส่วนหัวข้อมูล

2. ส่วนตรวจสอบความผิดพลาด เป็นข้อมูลขนาด 16 บิต ตรวจสอบพริตซ์ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัส
3. ส่วนข้อมูลข้างเคียง เป็นข้อมูลขนาด 17 หรือ 32 ไบต์ (17 ไบต์ สำหรับการเข้ารหัสแบบโมโนเดี่ยว และ 32 ไบต์ สำหรับแบบอื่นๆ) ข้อมูลในส่วนนี้เก็บองค์ประกอบต่างๆที่ใช้ในการถอดรหัสโดยตรง
4. ข้อมูลหลักจะไม่ถูกจำกัดความยาวข้อมูลขึ้นอยู่กับความถี่สุ่มตัวอย่างและอัตราการส่งข้อมูล

$$N = 144 \times \frac{\text{bitrate}}{\text{sampling frequency}}$$

เมื่อ N คือ ความยาวข้อมูลระหว่างสองซินค์เวิร์ด (syncword) ที่อยู่ติดกัน
 bitrate คือ อัตราการส่งข้อมูล
 sampling frequency คือ ความถี่สุ่มตัวอย่าง

2.18 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มเป็ก (MP3 Decode)

2.18.1 ไอซีเบอร์ MAS 3507 D

MAS 3507D เป็นวงจรรวมที่ผลิตโดยบริษัท Micronas Intermetall เพื่อทำหน้าที่ในการถอดรหัสสัญญาณเสียงเอ็มเป็ก 1 หรือ 2 ในเลเยอร์ 2 หรือ 3 โดยการถอดรหัสภายในตัววงจรรวมจะใช้ความสามารถของตัวประมวลผลข้อมูลเชิงเลข (Digital Signal Processor : DSP)

MAS 3507D มีความสามารถที่โดดเด่นอีกประการหนึ่งคือ ความสามารถในการประยุกต์ใช้งานเป็นอุปกรณ์พกพาได้ เนื่องจากใน MAS 3507D ได้รวมเอา DC/DC up-converter เอาไว้ภายใน เพื่อใช้งานกับแหล่งพลังงานที่มีแรงดันไม่คงที่ เช่น แบตเตอรี่ เป็นต้น อีกทั้งยังเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พลังงานที่ต่ำมาก ทำให้สามารถประยุกต์การใช้งานกับอุปกรณ์ซึ่งมีแหล่งพลังงานที่จ่ายกระแสต่ำได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

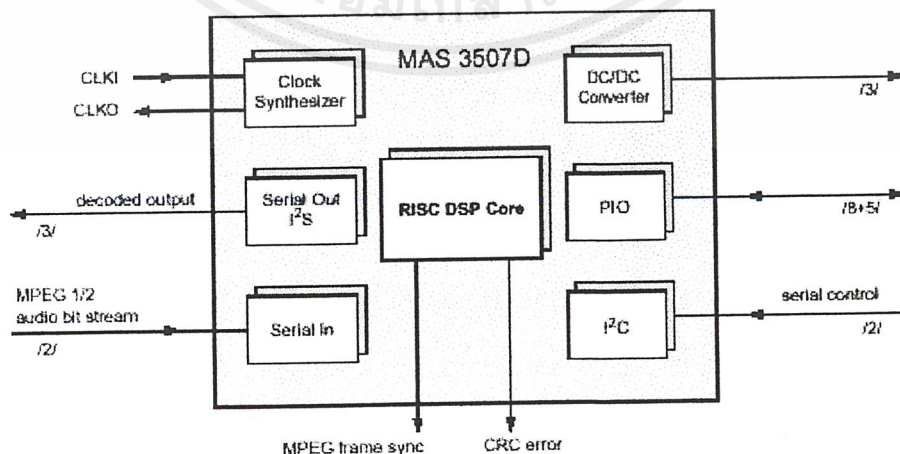
มาตรฐานการบีบอัดข้อมูลแบบเอ็มเป็ก (ISO 11172-3) ได้มีการแบ่งระดับการบีบอัดข้อมูลที่เป็นมาตรฐานอยู่ 3 เลเยอร์ ซึ่งมีความซับซ้อนและยุ่งยากแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับคุณภาพของเสียงและอัตราส่วนการบีบอัดข้อมูล การบีบอัดข้อมูลเลเยอร์ 3 เป็นมาตรฐานที่ได้รับความนิยมมากที่สุด เพราะมีอัตราการบีบอัดข้อมูลสูงสุด (ประมาณ 12:1) และคุณภาพของเสียงที่ได้ยังคงคุณภาพเสียงในระดับซีดีไว้

ลักษณะที่สำคัญของไอซีเบอร์ MAS 3507 D

- เป็นชิปเดี่ยวสำหรับถอดรหัสข้อมูลเอ็มเป็ก 1 หรือ 2 เลเยอร์ 2 หรือ 3
- มีการถอดรหัสตรงตามมาตรฐาน ISO
- มีความสามารถในการถอดรหัสเอ็มเป็ก 2 เลเยอร์ 3 สำหรับอัตราบิตค่า (MPEG 2.5)
- สนับสนุนบิตสตรีมที่มีบิตเรทที่ปรับค่าได้แบบอะซิงโครนัส
- มีบัฟเฟอร์ภายในสำหรับเก็บข้อมูลเอ็มเป็กเพื่อไว้สำหรับการถอดรหัสทำให้สามารถถอดรหัสได้อย่างต่อเนื่อง

ได้อย่างต่อเนื่อง

- มีการใช้สัญญาณในการร้องขอข้อมูลเอ็มเป็กเพื่อเติมข้อมูลในบัฟเฟอร์
- ส่งข้อมูลออกดีโอเอาต์พุตผ่านบัส I²S
- สามารถปรับระดับเสียง ระดับเสียงเบสและระดับเสียงแหลมได้ตามความต้องการ
- สัญญาณนาฬิกาการแซมปลิงที่เอาต์พุตจะถูกสร้างและควบคุมจากภายใน
- ติดต่อและควบคุมชิปผ่าน I²C บัส
- สามารถเข้าถึงข้อมูลสถานะได้โดยผ่านขา PIO หรือ I²C
- มีการแสดงข้อมูลในส่วน 'CRC Error' หรือ 'MPEG Frame Synchronization'
- มีการจัดการด้านพลังงานเพื่อลดการใช้พลังงานที่ความถี่การแซมปลิงต่ำ
- ช่วงแรงดันไฟเลี้ยง : 1.6 V ถึง 3.6 V

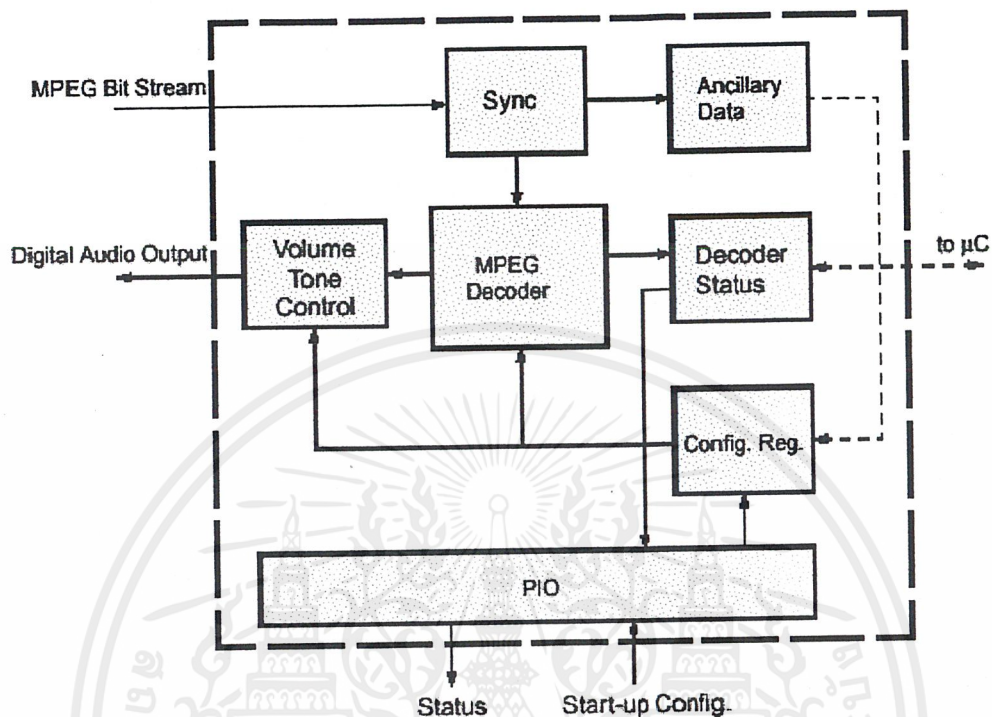


รูปที่ 2.89 บล็อกไดอะแกรมของ MAS 3507D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานและรายละเอียดภายใน MAS 3507D

1. ตัวประมวลผลข้อมูลเชิงเลข (DSP)



รูปที่ 2.90 บล็อกไดอะแกรมของตัวถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มเป็ก

ภายในของ MAS 3507D ประกอบด้วยตัวประมวลผลเชิงเลขความสามารถสูงที่ใช้สถาปัตยกรรมแบบ RISC (high performance RISC Digital Signal Processing) ซึ่งทำหน้าที่ในการถอดรหัสข้อมูลโดยตัวประมวลผลภายในทำงานด้วยข้อมูลความยาว 20 บิตและขยายถึง 32 บิต ในแอกคิวมูลเตอร์ (Accumulator)

และเนื่องจากคำสั่งของ DSP นี้ออกแบบมาสำหรับการถอดรหัสโดยเฉพาะ จึงมีความเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการถอดรหัสข้อมูลทางออดิโอ ด้วยเหตุนี้จึงมีความต้องการพื้นที่เพียงเล็กน้อยสำหรับ RAM และ ROM ภายใน นอกจากนั้นการส่งผ่านข้อมูลทั้งทางเข้าสู่ตัวชิปและออกจากตัวชิปจะกระทำผ่าน DMA ซึ่งจะไม่ใช่ขีดขวางการทำงานหลักคือ การถอดรหัส ทำให้สามารถถอดรหัสข้อมูลต่อเนื่องได้อย่างราบรื่น

2. เฟิร์มแวร์ (Firmware)

ภายใน MAS 3507D จะมีโปรแกรมซึ่งทำหน้าที่ถอดรหัสข้อมูลฝังอยู่ในตัวชิปอยู่แล้วโดยโปรแกรมจะทำการถอดรหัสข้อมูลเอ็มเป็กตามขั้นตอนการถอดรหัส คือ

- การซิงโครไนซ์
- การดึงข้อมูลข้างเคียง (side information extraction)
- การถอดรหัสบนฮัฟแมน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การดึงข้อมูลเพิ่มเติม (ancillary data extraction)
- การควบคุมระดับเสียงและ โทน (tone)

3. ความสามารถในการโหลดโปรแกรมภายนอก

MAS 3507D มีความสามารถในการปฏิบัติโปรแกรมอื่นนอกเหนือจาก โปรแกรมที่อยู่ภายใน หากต้องการใช้ความสามารถพิเศษนี้ ก่อนอื่นต้องทำการส่งโปรแกรมไปเก็บในหน่วยความจำผ่านทาง บัส I²C และในการสั่งให้ทำงานตามโปรแกรมนี้ ก็จะต้องส่งงานผ่านทาง I²C เช่นกัน เงื่อนไขอีกสองประการที่จำเป็นต้องพิจารณา คือ ขนาดของโปรแกรมนี้อาจต้องมีขนาดไม่เกิน 1 กิโลเวิร์ด และขณะที่ทำงาน โปรแกรมนี้ จะไม่สามารถทำการถอดรหัสข้อมูลได้ตามปกติ

การประมวลผลในด้านความถี่

1. การควบคุมระดับเสียงและมิกเซอร์

การควบคุมระดับเสียงของ MAS 3507D อยู่ในรูปแบบดิจิทัล นอกจากนั้นยังสามารถควบคุมความสมดุล(balance) ซึ่งสามารถปรับค่าความดังของสัญญาณซ้ายและขวาได้ละเอียดถึง 20 บิตโดยผ่านทาง บัส I²C

2. การตัดเสียงและบายพาสส่วน โทนคอนโทรล (Tone Control)

ในการตัดเสียง (mute) ของตัวถอดรหัสนั้นสามารถควบคุมได้โดยใช้บิตข้อมูลเพียงบิตเดียวโดยการทำงานจะเป็นไปอย่างรวดเร็วและไม่เปลี่ยนระดับเสียง (volume) ที่ใช้งานอยู่ และนอกจากนั้นยังสามารถบายพาสส่วนของ โทนคอนโทรลที่ปรับระดับเสียงทุ้มแหลม และปรับระดับเสียงได้ในกรณีที่ไม่ต้องใช้งาน

3. การควบคุมระดับเสียงทุ้ม-แหลม

การควบคุมระดับเสียงทุ้ม-แหลมจะสามารถควบคุมได้ในช่วง $\pm 15\text{dB}$ ดังตารางที่ 2. และเพื่อป้องกันการโอเวอร์โฟลว์ (Overflow) หรือการคลิปปิง (Clipping Effect) จึงได้มีการเพิ่มส่วนพรีสเกลเลอร์เพื่อลดอัตราขยายของระดับเสียงที่สูงเกินไป ดังนั้นที่อัตราขยายสูงสุด $+15\text{dB}$ ก็จะไม่มีการคลิปปิง

คัทออฟ	เสียงทุ้ม	เสียงแหลม
เอ็มเป็ก 1	100 Hz	10 กิโลเฮิร์ตซ์
เอ็มเป็ก 2	200 Hz	10 กิโลเฮิร์ตซ์
เอ็มเป็ก 2.5	400 Hz	10 กิโลเฮิร์ตซ์

ตารางที่ 2.5 การตั้งค่าสำหรับเมตริกซ์ดิจิทัล

เนื่องจากช่วงความถี่แตกต่างกันในเอ็มเป็ก 1, เอ็มเป็ก 2 และ เอ็มเป็ก 2.5 จึงทำให้มีความถี่คัทออฟของเสียงทุ้มต่างกันไปด้วย

4. การจัดการสัญญาณนาฬิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAS3507D จะทำงานโดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 14.592 เมกะเฮิร์ตซ์หรือ 14.725 เมกะเฮิร์ตซ์ สัญญาณนาฬิกาอินพุตจะทำหน้าที่เป็นตัวอ้างอิงของการสังเคราะห์สัญญาณนาฬิกาซึ่งให้สัญญาณนาฬิกาภายในระบบ และจากการอ้างอิงสัญญาณนาฬิกาอินพุต (CLKI) จะทำให้ตัวชิปสร้างสัญญาณนาฬิกาเอาต์พุต (CLKO) ที่ซิงโครไนซ์กับความถี่แชนเนลออกซิโของบิตสตรีมที่ถูกถอดรหัส ซึ่งสัญญาณนาฬิกานี้จะเป็นสัญญาณนาฬิกาหลัก(Master Clock) ให้กับวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก(D/A Converter , DAC)ภายนอก (DAC บางตัวต้องการสัญญาณนาฬิกาหลักที่มีความสัมพันธ์ที่ถูกต้องกำหนดโดยความถี่การแซมปลิง) ซึ่งความถี่ที่ได้จะเป็นไปตามตารางที่ 2. นอกจากนั้นยังสามารถกำหนดให้มีการปรับความถี่ของสัญญาณนาฬิกาเอาต์พุตให้เปลี่ยนไปตามความถี่แซมปลิงได้ด้วย

f_s /kHz	CLKO/MHz scaler on	CLKO/MHz scaler off
48, 32	24.576	24.576
44.1	22.5792	22.5792
24, 16	12.288	24.576
22.05	11.2896	22.5792
12, 8	6.144	24.576
11.025	5.6448	22.5792

ตารางที่ 2.6 ความถี่สัญญาณนาฬิกาเอาต์พุต

การทำงานของส่วนจ่ายไฟ

MAS 3507D มีวงจรแปลงสัญญาณไฟกระแสตรง(DC/DC Converter)อยู่ภายในเพื่อให้สามารถใช้งานกับแหล่งจ่ายไฟแบบแบคเตอร์ โดยจะทำงานแบบปรับแรงดันขึ้น(up converter)

1. ตัวตรวจสอบแรงดัน (Voltage Monitor)

ตัวตรวจสอบแรงดันจะเปรียบเทียบแรงดันอินพุตที่ขา VSENS ด้วยค่าอ้างอิงภายในซึ่งปรับค่าได้โดยบัส I²C และได้เอาต์พุตที่ขา PUP ซึ่งจะ ไม่แอกทีฟเมื่อแรงดันที่ขา VSENS ตกลงต่ำกว่าค่าแรงดันอ้างอิง การทำงานของตัวตรวจสอบแรงดันสามารถทำงานได้อย่างอิสระโดยไม่ขึ้นอยู่กับการทำงานของส่วนแปลงสัญญาณไฟกระแสตรงซึ่งการทำงานของส่วนนี้มีประโยชน์มากในการทำงานที่อาศัยแหล่งจ่ายไฟแบบแบคเตอร์

ในการใช้งานจะนำเอาต์พุตที่ได้จากส่วนตรวจสอบแรงดันนี้ไปป้อนให้กับขาเปิดการทำงานส่วนดิจิทัลของตัวชิป เพื่อป้องกันไม่ให้ตัวชิปทำงานในกรณีที่แรงดันไฟต่ำเกินไปซึ่งอาจเกิดความเสียหายได้

2. วงจรแปลงสัญญาณไฟกระแสตรง (DC to DC Converter)

แปลงสัญญาณไฟกระแสตรงของ MAS 3507D ทำหน้าที่สร้างแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ เพื่อให้ตัวชิปได้รับแรงดันคงที่แม้จะใช้แหล่งจ่ายจากแบคเตอร์ สำหรับใช้ในการประยุกต์ใช้งานในแบบพกพา ซึ่งตัวแปลงสัญญาณไฟกระแสตรงนี้ถูกออกแบบมาสำหรับแหล่งจ่ายที่เป็นแบคเตอร์ 2 ก่อน โดยเฉพาะ

3. การแสดงนบาย (Stand-by)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ MAS 3507D ทั้งในส่วนดิจิทัลและส่วนแปลงสัญญาณไฟกระแสดตรงจะมีขาเริ่มการทำงานแยกกัน (WSEN ,DCEN) ด้วยเหตุนี้เราจึงสามารถใช้แปลงสัญญาณไฟกระแสดตรงเพื่อป้อนให้แก่วงจรส่วนอื่นๆ ในขณะที่ไม่มีการถอดรหัสได้

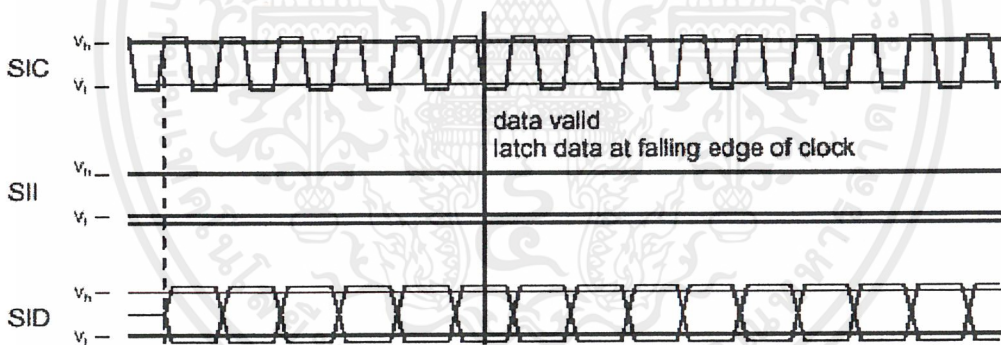
การเชื่อมต่อ (Interface)

การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกกับ MAS 3507D มีการเชื่อมต่อหลายรูปแบบ เช่น ผ่านทางบัส I²C จะเป็นการเชื่อมต่อเพื่อควบคุม หรือส่งข้อมูลระหว่างคอนโทรลเลอร์กับ MAS 3507D แต่สำหรับอินพุต บิตสตรีมเอ็มเป็กและเอาต์พุตที่เป็นดิจิทัลออกไอโอสำหรับข้อมูลออกไอโอที่ถอดรหัสแล้วจะใช้การเชื่อมต่อแบบ I²S และยังมีการใช้การเชื่อมต่อแบบขนาน (PIO) สำหรับการตรวจสอบและเลือกโหมดการทำงานด้วย

1. การเชื่อมต่อบิตสตรีมเอ็มเป็ก

การเชื่อมต่ออินพุตบิตสตรีมเอ็มเป็กจะใช้ 3 ขา คือ SIC,SII และ SID

- SIC ส่งสัญญาณนาฬิกา
- SID ส่งตัวสตรีมข้อมูล
- SII ส่งสัญญาณบอกเฟรมข้อมูล



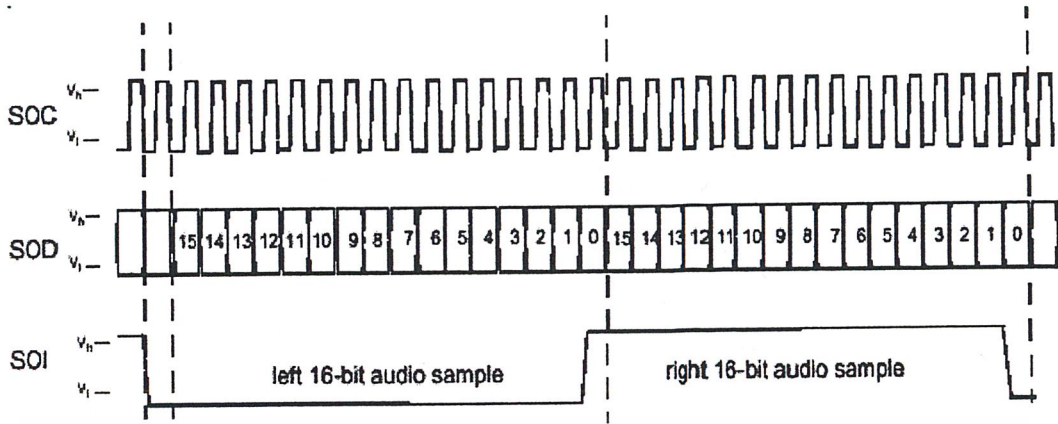
รูปที่ 2.91 รูปแบบของ I²S อินพุต

2. การเชื่อมต่อเอาต์พุตออกไอโอ

การเชื่อมต่อเอาต์พุตออกไอโอของ MAS 3507D เป็นมาตรฐานการเชื่อมต่อแบบ I²S สามารถเลือกการเชื่อมต่อได้ 2 รูปแบบ (16บิต หรือ 32 บิต) โดยการทำงานของแต่ละ โหมดเป็นดังนี้

โหมด 16 บิต

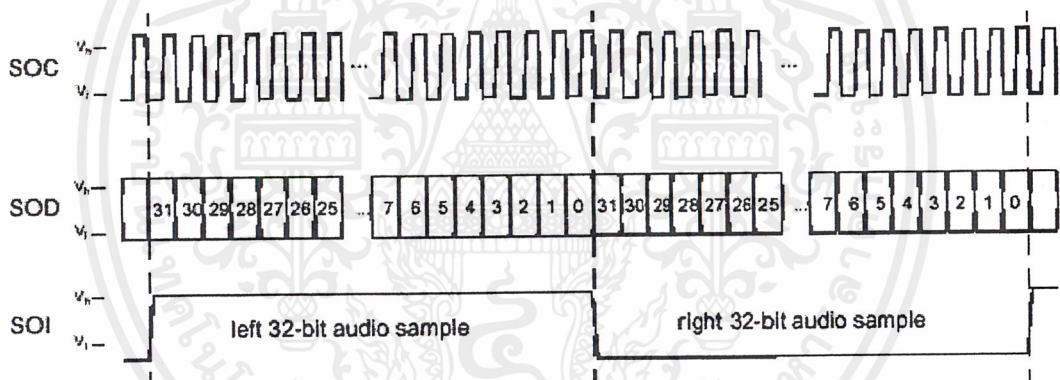
การทำงานของสัญญาณต่างๆเป็นดังรูปที่ 2.92



รูปที่ 2.92 รูปแบบของการเชื่อมต่อ SDO ในโหมด 16 บิต/แซมเปิล

โหมด 32 บิต

ในโหมด 32 บิตนี้ตัวชิปจะสร้างเฮดต์พุตขนาด 32 บิตต่อข้อมูล 1 แซมเปิล แต่จะเป็นข้อมูลเสียงเพียง 20 บิตแรกเท่านั้น ส่วนที่เหลืออีก 12 บิต จะเป็น 0 การทำงานของสัญญาณต่างๆเป็นดังรูปที่ 2.93



รูปที่ 2.93 รูปแบบของการเชื่อมต่อ SDO ในโหมด 32 บิต/แซมเปิล

กำหนดสถานะขณะเปิดเครื่อง (Start-up Configuration)

โดยพื้นฐานแล้ว MAS 3507D สามารถที่จะทำงานได้โดยไม่ต้องมีคอนโทรลเลอร์มาควบคุม ข้อมูลสถานะส่วนมากสามารถกำหนดได้จากการกำหนดสถานะขณะเปิดเครื่อง (Start-up Configuration) การกำหนดสถานะขณะเปิดเครื่องนี้จะกระทำผ่านทางารเชื่อมต่อแบบขนาน (PIO) และหลังจากเปิดเครื่องแล้ว ขาเหล่านี้จะทำหน้าที่เป็นเฮดต์พุตเพื่อแสดงเกี่ยวกับข้อมูลเอ็มเป็กที่ถอดรหัสมาได้

PIO PIN	“0”	“1”
PI8	หาร CLKO ด้วย 1,2 หรือ 4 (ตาม MPEG 1,2 หรือ 2.5)	CLKO คงที่ ที่ 24.576 เมกะเฮิร์ตซ์ หรือ 22.579 MHz
PI4	สัญญาณนาฬิกาอินพุต 14.725 MHz	สัญญาณนาฬิกาอินพุต 14.592 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

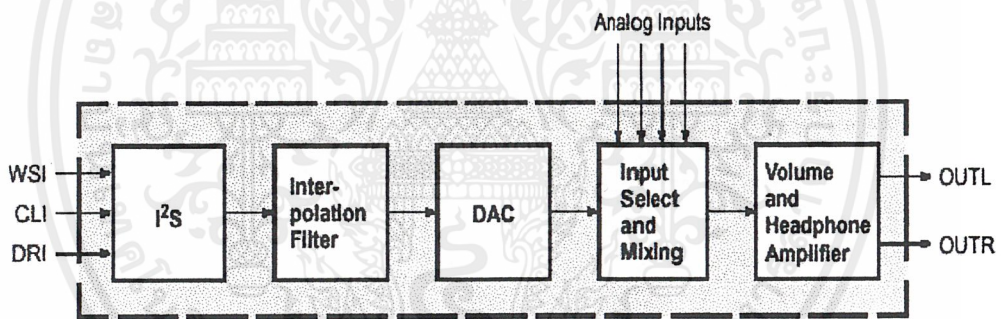
PI3	Enable Layer 3	Disable Layer 3
PI2	Enable Layer 2	Disable Layer 2
PI1	เอาต์พุต SDO 32 บิต	เอาต์พุต SDO 16 บิต
PI0	โหมดคัมมัลติมีเดีย (PLL off)	โหมดกระจายเสียง (PLL on)

ตารางที่ 2.7 แสดงการกำหนดโหมดการทำงานเริ่มต้นผ่านทางขาอินพุตต่างๆ

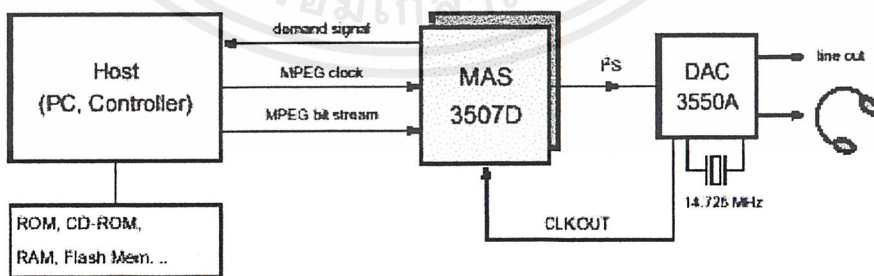
2.18.2 ไอซีเบอร์ DAC 3550A

DAC 3550A เป็นชิปเดี่ยวที่มีความแม่นยำสูง ภายในประกอบด้วยวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อกสองตัวที่ออกแบบมาสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางออดิโอโดยเฉพาะ โดยถูกออกแบบมาสำหรับการประยุกต์ใช้งานในทางออดิโอและมัลติมีเดียทุกชนิด เช่น เครื่องเล่นMP3 , เครื่องเล่นซีดี , เครื่องเล่นดีวีดี เป็นต้น

ความสามารถอีกข้อหนึ่งคือมันไม่ต้องใช้คริสตอลสำหรับการประยุกต์ใช้งานมาตรฐานด้วยอัตราแซมเปิลจาก 32 ถึง 48 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่จะต้องการคริสตอลเพียงสำหรับการตรวจสอบอัตราการแซมเปิลอัตโนมติที่ต่ำกว่า 32 กิโลเฮิร์ตซ์และใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาเอาต์พุต (CLKOUT)



รูปที่ 2.94 บล็อกไดอะแกรมของไอซีเบอร์ DAC 3350A



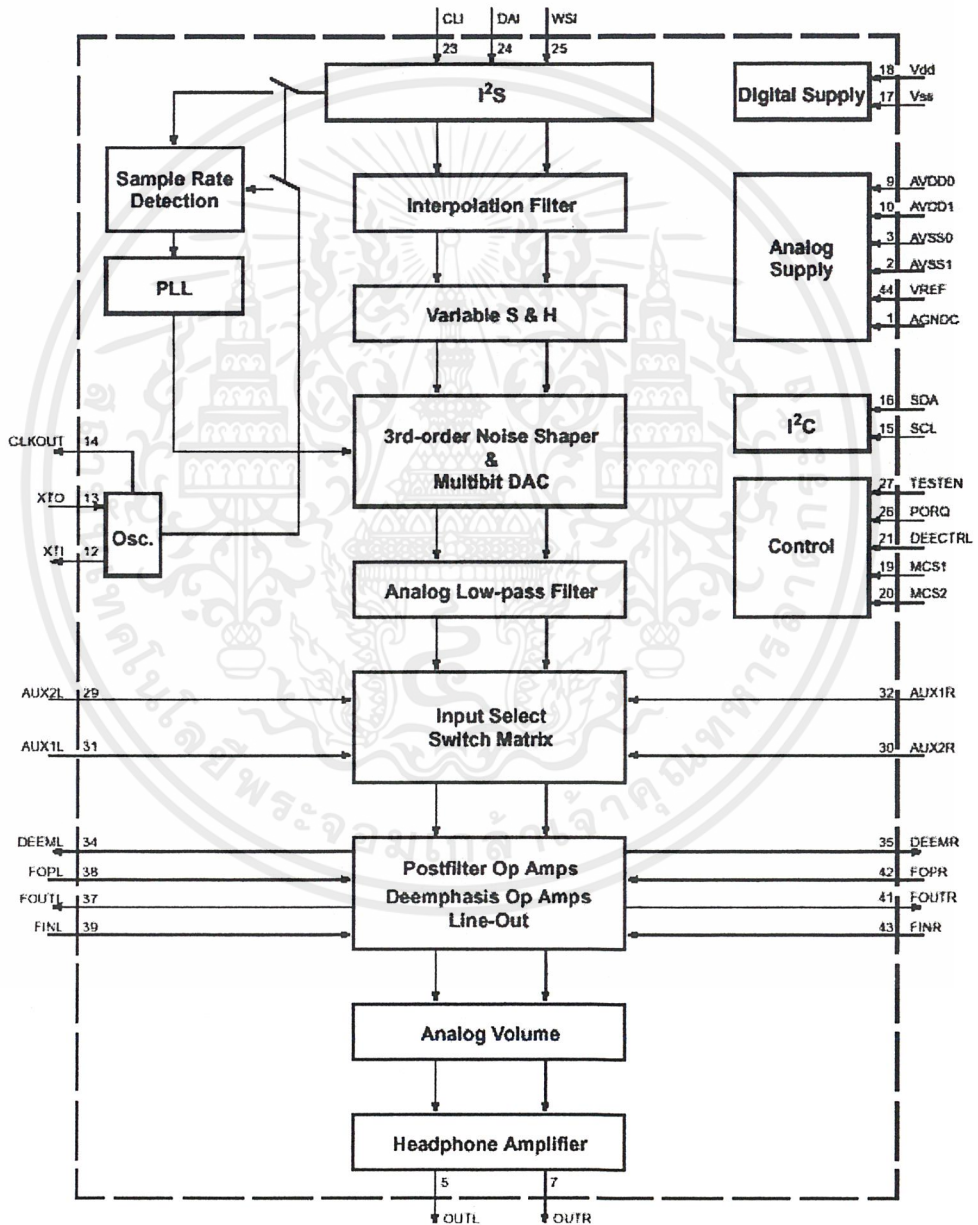
รูปที่ 2.95 การประยุกต์ใช้งานของไอซีเบอร์ MAS 3507D และ DAC 3550A

ลักษณะที่สำคัญของไอซีเบอร์ DAC 3550A

- ไม่ต้องการสัญญาณนาฬิกาหลัก
- ภายในวงจรถยายสำหรับหูฟัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- SNR 103 dB
- ใช้ระบบบัส I²C และบัส I²S
- มีวงจรรอสซิจิลเลเตอร์ภายใน
- สามารถประยุกต์ใช้งานโดยไม่ใช้ I²C ได้
- อัตราการแซมเปิลสัญญาณต่อเนื่องตั้งแต่ 8 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 50 กิโลเฮิร์ตซ์
- THD ต่ำกว่า 0.01 %
- ใช้พลังงานต่ำ
- สามารถใช้งานกับแรงดันได้หลายระดับ ตั้งแต่ 2.7 โวลต์ ถึง 5.5 โวลต์



รูปที่ 2.96 บล็อกไดอะแกรมของ DAC 3550A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

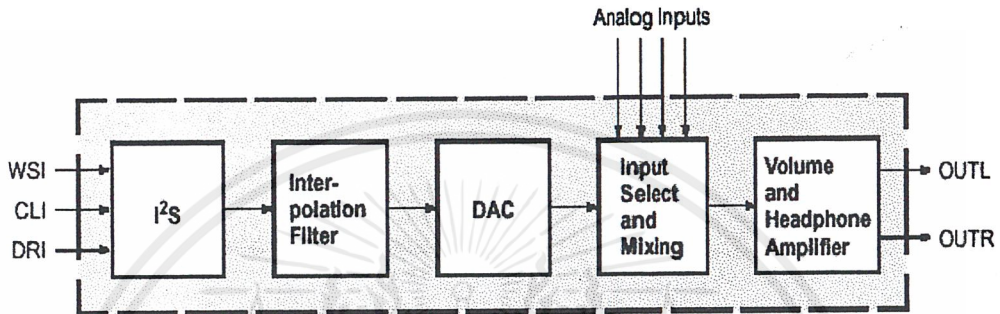
การทำงานและรายละเอียดของส่วนต่างๆ

1. การเชื่อมต่อ I²S

การเชื่อมต่อ I²S เป็นการเชื่อมต่อทางออดิโอระหว่าง DAC 3550A กับแหล่งกำเนิดดิจิทัลออดิโอ เช่น เครื่องเล่นซีดี, ตัวถอดรหัสเอ็มเป็ก เป็นต้น

โหมด 16 บิต

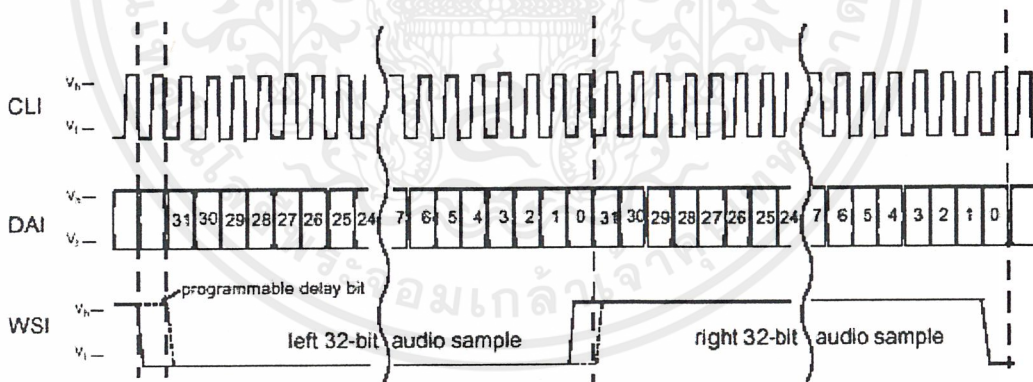
ในกรณีนี้ bit clock คือ $32 \times f_{s\ audio}$ ความยาวเวิร์ดสูงสุด 16 บิต



รูปที่ 2.97 รูปแบบของ I²S อินพุตโหมด 16 บิต

โหมด 32 บิต

ในกรณีนี้ bit clock คือ $64 \times f_{s\ audio}$ ความยาวเวิร์ดสูงสุด 32 บิต



รูปที่ 2.98 รูปแบบของ I²S อินพุตโหมด 32 บิต

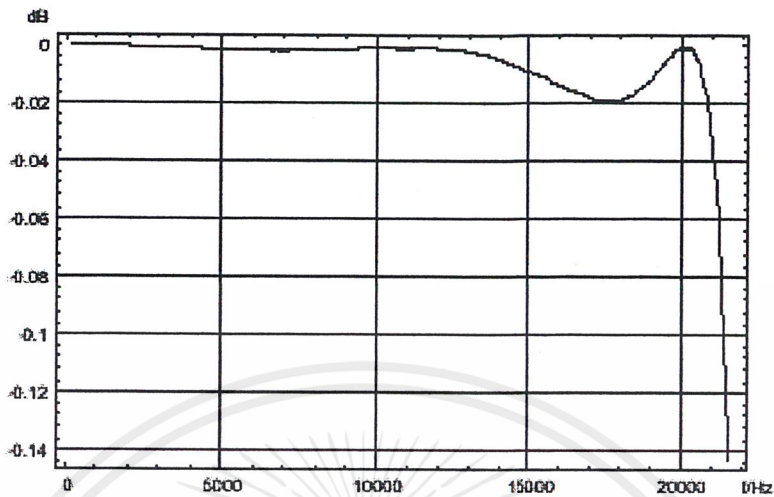
2. การตรวจจับเพื่อเลือกโหมดการทำงานอัตโนมัติ

การสับเปลี่ยนโหมดระหว่าง 16 และ 32 บิต ไม่จำเป็นต้องควบคุมด้วยอุปกรณ์ภายนอกเพราะ DAC 3550A จะทำการตรวจสอบเอง โดยสำหรับออดิโอคุณภาพสูงแนะนำให้ใช้โหมด 32 บิต ของการเชื่อมต่อ I²S เพื่อที่จะสามารถใช้งานได้ครอบคลุมย่านความถี่ทั้งหมดที่ใช้งานได้

3. อินเทอร์โพลชันฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นฟิลเตอร์ที่แทรกเข้ามาเพื่อจำกัดความถี่ของสัญญาณอินพุตดิจิทัลที่มีความถี่สูงกว่า 22 กิโลเฮิร์ตซ์ออกไป



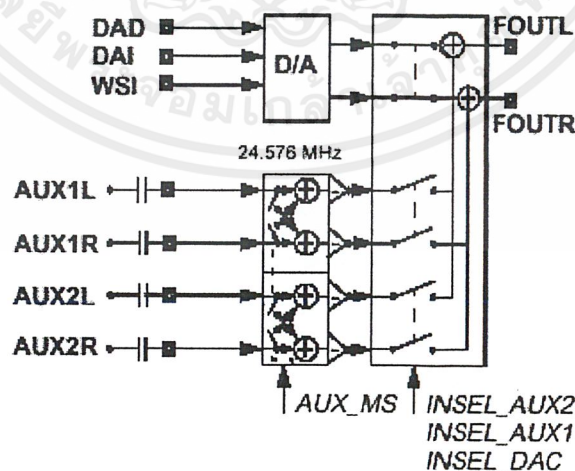
รูปที่ 2.99 การตอบสนองความถี่ของอินเทอร์โพลแซนฟิลเตอร์ในช่วงความถี่ 0 ถึง 22 กิโลเฮิร์ตซ์

4. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้เป็นตัวกรองอันดับหนึ่งที่มีความถี่คutoff ประมาณ 1.4 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อจำกัดองค์ประกอบความถี่สูงและสัญญาณรบกวนออกไป

5. ส่วนเลือกช่องสัญญาณและการผสมสัญญาณ (Mix)

ส่วนนี้ใช้ในการเลือกกระหว่างการมิชอินพุตอื่นๆ (auxiliary input) และสัญญาณที่มาจากไอซี DAC เพื่อใช้งานในกรณีที่มีสัญญาณจากแหล่งอื่น เมตริกซ์การสวิตช์นี้จะอนุญาตให้เลือกระหว่างโหมด โมโน และโหมดสเตอริโอ ดังรูปที่

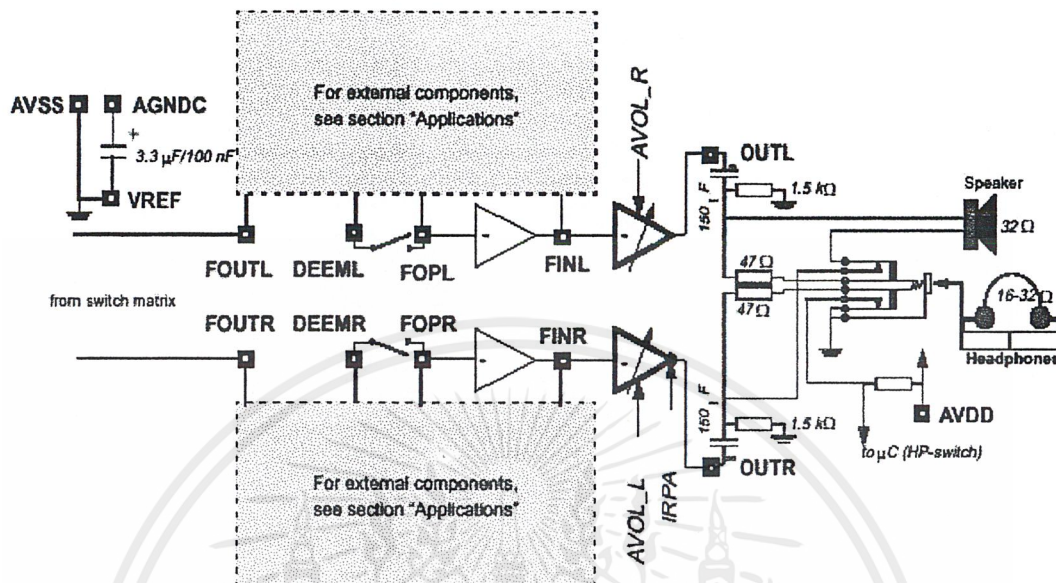


รูปที่ 2.100 เมตริกซ์การสวิตช์

6. โพลส์ฟิลเตอร์ออปแอมป์ และการต่อออกภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของส่วนนี้แสดงดังรูปที่ ในส่วนของโพสต์ฟิลเตอร์จะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่อาศัยออปแอมป์ภายใน โดยสามารถเลือกใช้วงจรฟิลเตอร์ลำดับต่างๆ ได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.101 โพสต์ฟิลเตอร์ออปแอมป์, ดีเอ็มฟาซีออปแอมป์ และการต่อออก

7. การควบคุมระดับเสียง

การควบคุมระดับเสียง จะสามารถกำหนดเองได้ครอบคลุมจาก +18 dB จนถึง -75 dB โดยที่ระดับต่ำที่สุดจะเป็นการตัดเสียง (mute)

8. วงจรขยายสำหรับหูฟัง

เอาต์พุตของวงจรขยายสำหรับหูฟังจะอยู่ที่ขา OUTL และ OUTR ซึ่งต่ออยู่กับหูฟังสเตอริโอหรือลำโพงเดี่ยว หูฟังสเตอริโอต้องต่อความต้านทาน 47 โอห์ม แบบขนานภายนอกในทั้งสองช่องเสียง ถ้าต่อลำโพงเข้ากับเอาต์พุตเหล่านี้ เครื่องขยายกำลังของช่องเสียงขวาต้องกลับขั้ว

9. ระบบสัญญาณนาฬิกา

ข้อดีของระบบสัญญาณนาฬิกาของ DAC 3550A ก็คือไม่ต้องการสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก โดยจะสร้างสัญญาณนาฬิกาจากภายในเองโดยวงจรเฟสล็อกซึ่งจะล็อกเข้ากับความถี่จากสัญญาณนาฬิกาของ I²S และเราสามารถกำหนดการทำงานของระบบนี้ได้ 2 โหมด คือ

- โหมดมาตรฐาน
- โหมดเอ็มเบ็ก

การกำหนดโหมดการทำงานทำได้โดยการป้อนลอจิกที่ขา MCS1 และ MCS2

MCS1	MCS2	Mode	Sub-address	Default Sample Rate
0	0	Standard	ADR0	32–48 kHz
0	1	Standard	ADR1	32–48 kHz
1	0	Standard	ADR2	32–48 kHz
1	1	MPEG	ADR3	Automatic

ตารางที่ 2.8 แสดงโหมดการทำงาน

ในที่นี่จะขอลำดับถึงโหมดเอ็มเป็ก

โหมดเอ็มเป็ก

โหมดนี้ควรจะใช้ร่วมกับไอซีเบอร์ MAS 3507D ในการประยุกต์ใช้งานในเครื่องเล่นเอ็มเป็ก ในกรณีนี้ตัว MAS 3507D ต้องการสัญญาณนาฬิกา 14.725 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงต้องต่อคริสตอลความถี่ 14.725 เมกะเฮิร์ตซ์เพื่อที่จะให้สัญญาณนาฬิกาสำหรับ MAS 3507D และให้มีการตรวจจับอัตราการแซมเปิลอัตโนมัติในทุกอัตราการแซมเปิลจาก 8 ถึง 48 กิโลเฮิร์ตซ์ (8 กิโลเฮิร์ตซ์, 11.025 กิโลเฮิร์ตซ์, 12 กิโลเฮิร์ตซ์, 16 กิโลเฮิร์ตซ์, 22.05 กิโลเฮิร์ตซ์, 24 กิโลเฮิร์ตซ์, 32 กิโลเฮิร์ตซ์, 44.1 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 48 กิโลเฮิร์ตซ์) ทำให้ไม่ต้องอาศัย I²C บัสในการควบคุมอัตราการแซมเปิล

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 การออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริป

ขั้นตอนการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมโพราไรเซชันวงกลม

ข้อกำหนดในการออกแบบ

1. เรโซแนนท์ที่ความถี่ศูนย์กลาง 1.472 จิกกะเฮิรตซ์
2. ให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในช่วงความถี่ใช้งาน (1.452 – 1.492 จิกกะเฮิรตซ์) มีค่าน้อยกว่า 2 หรือค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB

ขั้นตอนในการออกแบบ

1. เลือกใช้สารฉนวน FR-4 ($\epsilon_r = 4.6$) ซึ่งมีความสูง 1.6 มิลลิเมตร

2. หาค่า Q_t จากสมการ 2.5

$$Q_t = \frac{VSWR - 1}{\sqrt{VSWR}} \times \frac{f_0}{\Delta f}$$

โดยคิดเพื่อให้ $\Delta f \approx 5\%$ ของ f_0 ได้

$$Q_t = \frac{2 - 1}{\sqrt{4.6}} \times \frac{100}{5} = 14.14$$

3. หา f_1 และ f_2 จากสมการ 2.10 และ 2.11

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}}} = \frac{1.472 \times 10^9}{\sqrt{1 + \frac{1}{14.14}}} = 1.4226 \text{ GHz}$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1 + \frac{1}{Q_t}} = 1.472 \times 10^9 \times \sqrt{1 + \frac{1}{14.14}} = 1.5232 \text{ GHz}$$

4. หาคความกว้างยาวของสายอากาศได้จากความถี่ f_1 และ f_2

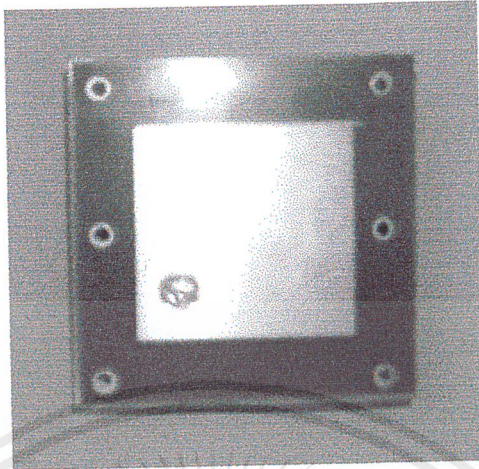
โดย จากโหมด TM_{010} ได้

$$L = \frac{v_0}{2(f_r)_{010} \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times f_1 \times \sqrt{4.6}} = 4.849 \text{ cm}$$

และจากโหมด TM_{001} หา

$$W = \frac{v_0}{2(f_r)_{001} \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times f_2 \times \sqrt{4.6}} = 4.592 \text{ cm}$$

ได้วงจรดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์

3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

การออกแบบใช้หลักการของวงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier) โดยกำหนดให้มีวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำทั้งหมด 2 ภาค โดยทั้ง 2 ภาคจะเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG425 ซึ่งการออกแบบจะใช้ S พารามิเตอร์ในคำนวณ

ขั้นตอนการออกแบบ

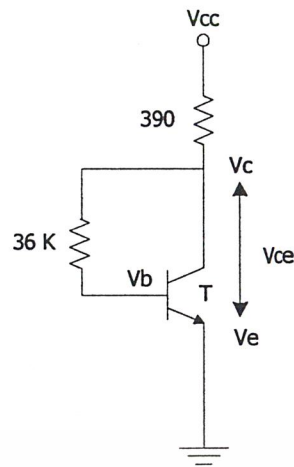
1. ให้วงจรเสถียรอย่างไม่มีเงื่อนไขได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่เรียกว่า Rollett Stability Factor (K) จากสมการที่ 2.17

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}$$

โดยค่า K ที่ได้ต้องมีค่ามากกว่า 1

2. วงจรขยายสัญญาณภาคที่ 1

ไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $I_C = 5 \text{ mA}_{DC}$, $V_{CE} = 3 \text{ V}_{DC}$ และแหล่งจ่ายไฟ 5 V_{DC} เพื่อให้วงจรขยายสัญญาณภาคที่ 1 มีน้อยสปีฟิเคอร์ต่ำที่สุด เนื่องจากน้อยสปีฟิเคอร์ของวงจรขยายภาคแรกจะมีผลต่อน้อยสปีฟิเคอร์ของวงจรรวมมากที่สุด ได้ $R_E = 36 \text{ k}\Omega$ และ $R_C = 390 \text{ }\Omega$ ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์วงจรขยายภาคที่ 1

จากค่าดัชนีจะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ ดังตารางที่ 3.1 และน้อยสพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.2

Freq. (MHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
1.4	$0.489 \angle -103^\circ$	$8.53 \angle 97^\circ$	$0.048 \angle 41^\circ$	$0.647 \angle -49^\circ$
1.5	$0.407 \angle -108^\circ$	$8.14 \angle 93^\circ$	$0.050 \angle 39^\circ$	$0.626 \angle -51^\circ$
1.6	$0.452 \angle -114^\circ$	$7.77 \angle 89^\circ$	$0.051 \angle 38^\circ$	$0.060 \angle -53^\circ$
1.7	$0.438 \angle -119^\circ$	$7.44 \angle 86^\circ$	$0.053 \angle 37^\circ$	$0.588 \angle -55^\circ$

ตารางที่ 3.1 S พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 5 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 3 V_{DC}$

Freq. (MHz)	Fmin (dB)	Γ_{OPT}	$R_n/50$
0.9	1.0	$0.28 \angle 11.7^\circ$	0.24
2.0	1.2	$0.22 \angle 60.8^\circ$	0.18

ตารางที่ 3.2 น้อยสพารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 5 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 3 V_{DC}$

จากตารางที่ 3.1 และ 3.2 ได้ว่าที่ความถี่ 1.492 จิกกะเฮิรตซ์ Γ_{OPT} จะอยู่ที่ $0.23 \angle 37.5^\circ$ มีน้อยสพิกเกอร์เท่ากับ 1.2 dB และมีค่า S_{11}^* เท่ากับ $0.47 \angle 108^\circ$

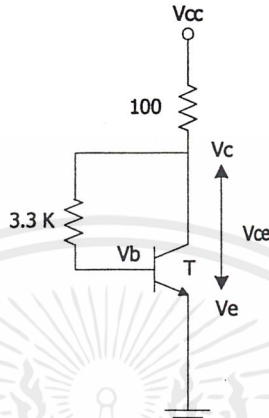
ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ในการออกแบบวงจรจะใส่ค่าความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับเพื่อให้ระยะห่างของ S_{11}^* และ Γ_{OPT} น้อยลง ดังนั้นจึงเลือกความเหนี่ยวนำในการป้อนกลับเท่ากับ 0.7 nH โดยใช้โครงสร้างแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแมชชิงระหว่างวงจรรขยายภาคที่ 1 และ 2 เลยโดยตรง เรียกการแมชชิงแบบนี้ว่า interstage matching

3. วงจรรขยายสัญญาณภาคที่ 2

ไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $I_C = 30 \text{ mA}_{DC}$, $V_{CE} = 2 \text{ V}_{DC}$ และแหล่งจ่ายไฟ 5 V_{DC} ได้ $R_E = 3.3 \text{ k}\Omega$ และ $R_C = 100 \text{ }\Omega$ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรไบอัสทรานซิสเตอร์วงจรรขยายภาคที่ 2

จากค่าดัชนีที่จะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ต่างๆ ดังตารางที่ 3.3 และน้อยสพารามิเตอร์จากตารางที่ 3.4

Freq. (MHz)	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
1.2	$0.269 \angle -161.5^\circ$	$12.456 \angle 98.746^\circ$	$0.031 \angle 74.245^\circ$	$0.460 \angle -36.82^\circ$
1.4	$0.278 \angle -168.0^\circ$	$10.9 \angle 94.28^\circ$	$0.035 \angle 74.680^\circ$	$0.435 \angle -37.80^\circ$
1.6	$0.283 \angle -174.9^\circ$	$9.689 \angle 90.427^\circ$	$0.039 \angle 76.157^\circ$	$0.417 \angle -37.98^\circ$
1.8	$0.279 \angle -177.6^\circ$	$8.617 \angle 87.639^\circ$	$0.045 \angle 76.292^\circ$	$0.398 \angle -37.77^\circ$

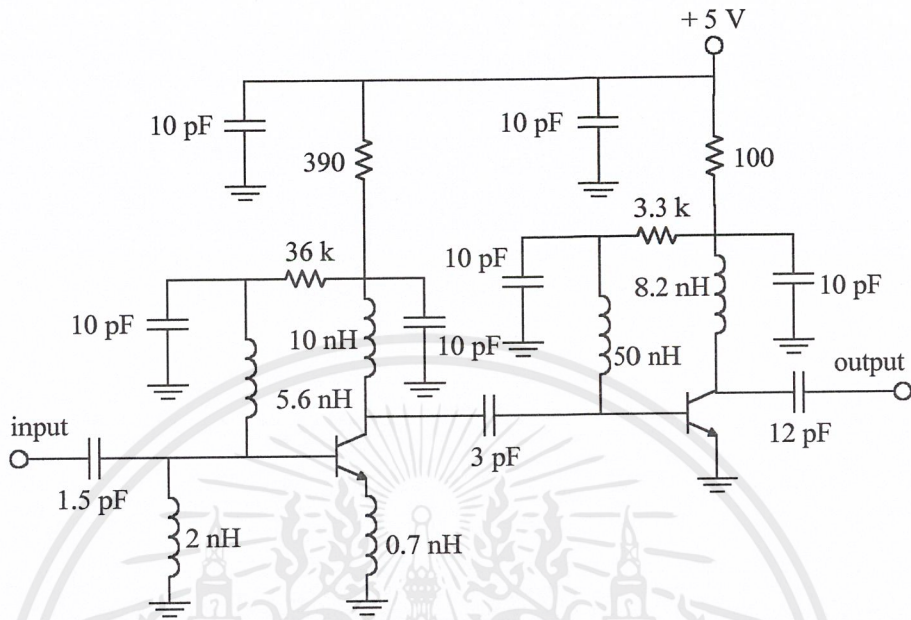
ตารางที่ 3.3 S พารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 30 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 2 \text{ V}_{DC}$

Freq. (MHz)	Fmin (dB)	Γ_{OPT}	$R_n / 50$
0.9	1.0	$0.28 \angle 11.7^\circ$	0.24
2.0	1.2	$0.22 \angle 60.8^\circ$	0.18

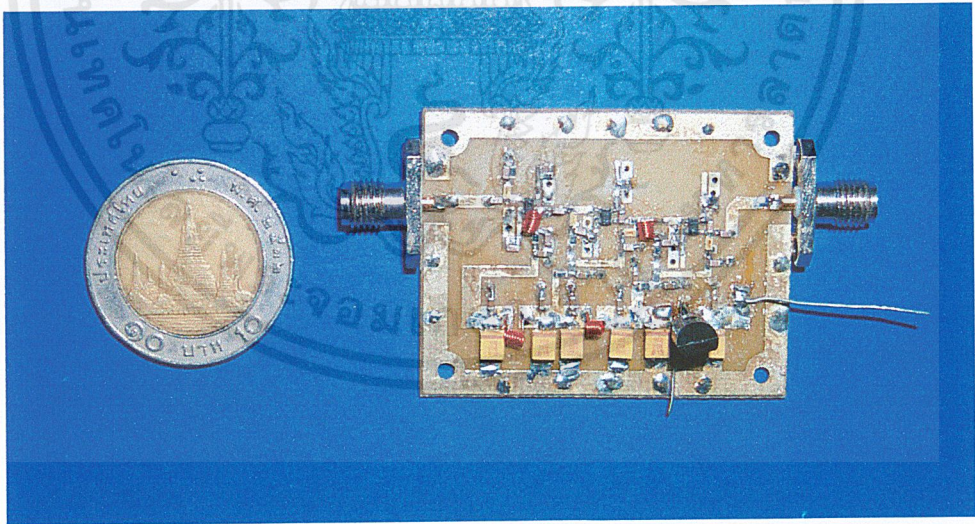
ตารางที่ 3.4 น้อยสพารามิเตอร์ของ BFG425 ที่ $I_C = 30 \text{ mA}_{DC}$ และ $V_{CE} = 2 \text{ V}_{DC}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแมชชิงอิมพีแดนซ์ด้านเอาต์พุตของวงจรจะเลือกค่า Γ_L ให้มีอัตราขยายมากที่สุด เนื่องจากทำให้มีผลต่อน้อยสปีกเกอร์ของวงจรรวมน้อย วงจรรวมแสดงได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรรวมของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ออกแบบบน PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปที่มีความถี่กึ่งกลาง 1.472 จิกกะเฮิรตซ์

ข้อกำหนดในการออกแบบ

1. ต้องการให้ความถี่ช่วง 1.452-1.492 จิกกะเฮิรตซ์ผ่าน

ขั้นตอนในการออกแบบ

1. กำหนดความถี่กึ่งกลางเป็น 1.472 จิกกะเฮิรตซ์และให้ช่วงความถี่ผ่านเริ่มตั้งแต่ 1.372 จิกกะเฮิรตซ์ ถึง 1.572 จิกกะเฮิรตซ์

2. เลือกวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ผลตอบสนองแบบเชบีเชปลำดับที่ 3 ระดับกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน 0.1 dB

3. โครงสร้างของไมโครสตริปใช้สารฉนวน FR-4 มีค่า $\epsilon_r = 4.6$ สูง 0.762 มิลลิเมตรและมีความหนาของตัวนำเท่ากับ 0.05 มิลลิเมตร

จากสมการที่ 2.95 ถึงสมการที่ 2.98

$$g_1 = \frac{2 \sin \left[\frac{\pi}{2n} \right]}{\sinh \left[\left(\frac{1}{n} \right) \sinh^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right]}$$

และ

$$g_k g_{k+1} = \frac{4 \sin \left[\left(\frac{2k-1}{2n} \right) \pi \right] \left[\left(\frac{2k+1}{2n} \right) \pi \right]}{\sinh^2 \left[\left(\frac{1}{n} \right) \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\epsilon} \right) \right] + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right)}$$

ถ้า n เป็นเลขคี่ $g_{n+1} = 1$

ถ้า n เป็นเลขคู่ $g_{n+1} = \left(\epsilon + \sqrt{1 + \epsilon^2} \right)^2$

หาได้ g_n ดังตารางที่ 3.5

g_0	g_1	g_2	g_3
1	1.0316	1.1474	1.0316

ตารางที่ 3.5 ค่าอุปกรณ์ต่างๆ สำหรับวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน
ผลตอบสนองแบบเชบีเชปการกระเพื่อม 0.1 dB

4. หาค่า J จากสมการ 2.101

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \delta}{2g_n g_{n+1}}}$$

5. นำค่า J ที่หาได้ไปหา Z ต่อจากสมการ 2.102 และ 2.103

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0(1 + aZ_0 + a^2Z_0^2)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0(1 - aZ_0 + a^2Z_0^2)$$

เมื่อ $a = J_{j,j+1}$

ได้ค่าต่างๆดังตารางที่ 3.6

j	$J_{i,j+1}/Y_0$	$(Z_{0e})_{i,j}$	$(Z_{0o})_{i,j}$
0	0.009096941	83.08664267	37.60193953
1	0.003923367	61.73251965	42.11568311
2	0.003923367	61.73251965	42.11568311
3	0.009096941	83.08664267	37.60193953

ตารางที่ 3.6 ค่าแอดมิตแตนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

6. นำค่าอิมพีแดนซ์เหล่านี้สังเคราะห์ในรูปแบบของไมโครสตริปเป็นวงจรรูป 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่กึ่งกลาง 1.472 จิกกะเฮิรตซ์ที่ออกแบบได้

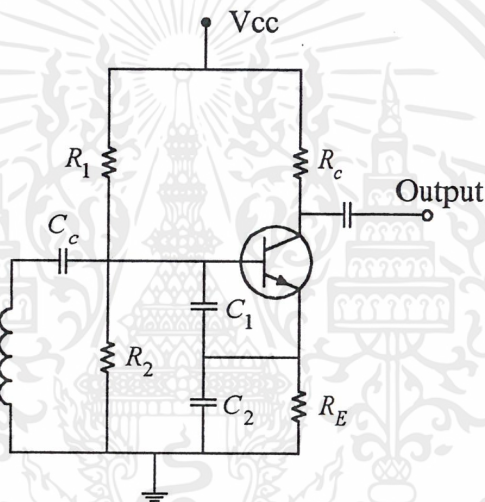
3.4 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212–1.252 จิกกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกแบบ โดยใช้วงจรแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส โดยที่ส่วนประกอบของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือ

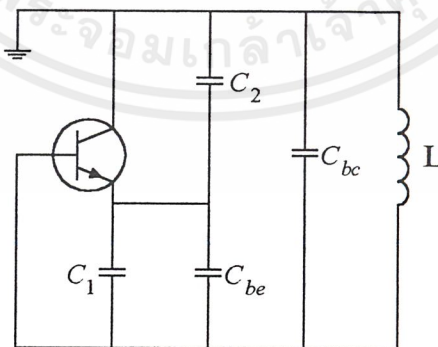
1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12032
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์และ โปรแกรมหารความถี่ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ โดยใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM741

3.4.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212–1.252 จิกกะเฮิรตซ์

การออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะ ใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ชนิดคอลเลกเตอร์ร่วม (common collector) ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ชนิดคอลเลกเตอร์ร่วม



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลกระแสสลับของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรดังรูปที่ 3.8 สามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่ f คือ ความถี่ที่ออสซิลเลต

L คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

C_T คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร โดยคิดรวมทั้ง C_{bc} และ C_{be} ภายในของทรานซิสเตอร์ ซึ่งดูได้จากค่าซ้ำที่

กำหนดให้ค่า $C_1 = 2\text{pF}$ และ $C_2 = 1\text{pF}$ จะคำนวณหาค่า C_T ได้ดังนี้

$$C_T = C_{bc} + \left(\frac{C_1(C_2 + C_{bc})}{C_1 + C_2 + C_{bc}} \right)$$

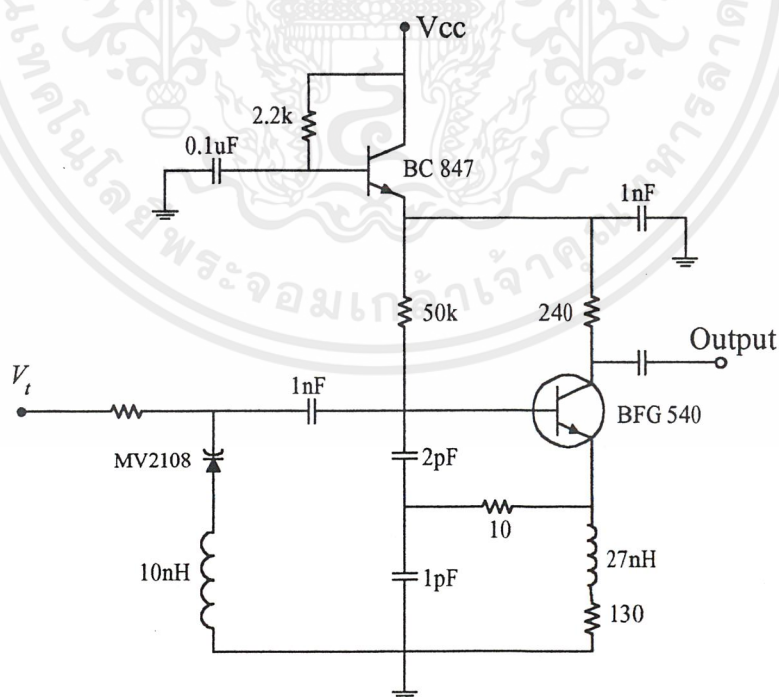
$$= 1.5\text{ pF}$$

ทำให้สามารถคำนวณหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

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

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 1250 \times 10^6)^2 \times 1.5 \times 10^{-12}} = 10\text{ nH}$$

ดังนั้นเมื่อนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อวอแรกเตอร์ไดโอดหรือวารีแคปเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.9

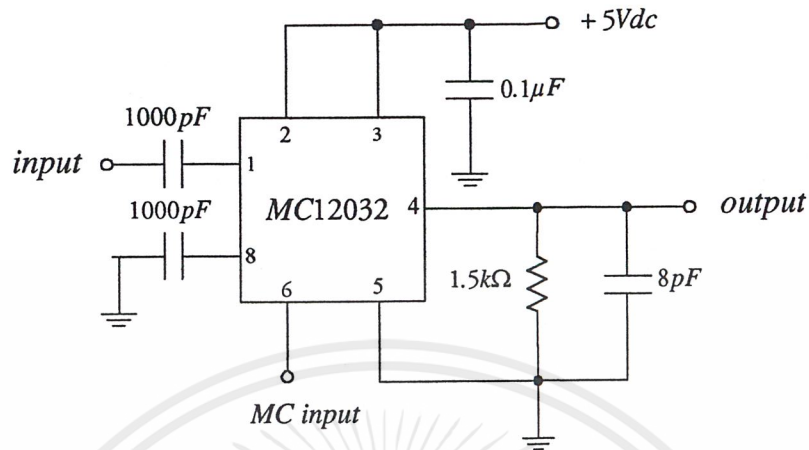


รูปที่ 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

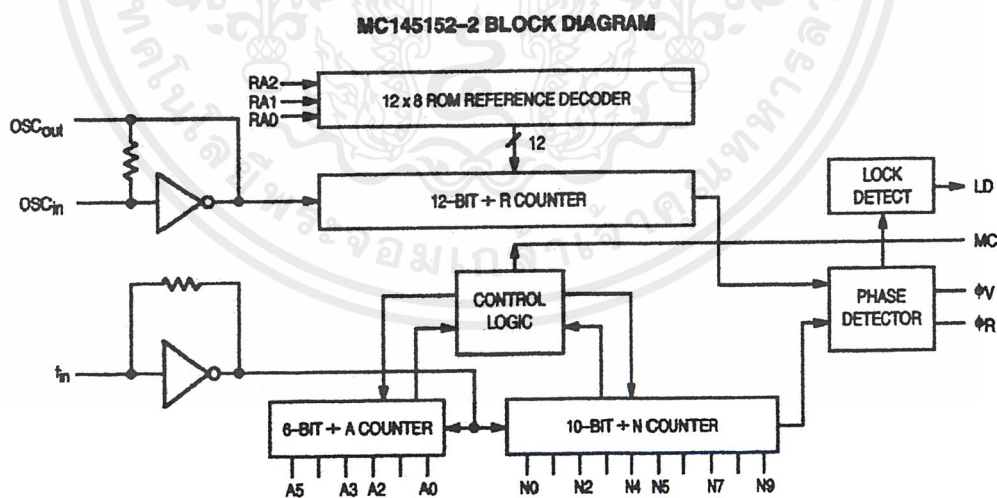
ไอซีเบอร์ MC12032 เป็นตัวพรีสเกลเลอร์หารความถี่ให้ต่ำลงโดยใช้ค่าตัวหาร 64/65 สามารถหารความถี่ได้ถึง 2 จิกกะเฮิรตซ์ โดยมีวงจรดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรพรีสเกลเลอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12032

3.4.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์และโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC 145152-2 สามารถใช้โปรแกรมหารความถี่ได้ 16 บิตแบบขนานโดยที่ 10 บิตสำหรับตัวหาร โดย N เคาน์เตอร์ และ 6 บิตสำหรับตัวหาร โดย A เคาน์เตอร์ และภายในมีวงจรเปรียบเทียบเฟสได้ในตัวเดียวกันจากออสซิลเลเตอร์อ้างอิงภายนอก มีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control) และล็อกดีเทกต์ (Lock Detect) อยู่ภายในตัวไอซีด้วย โดยไอซีเบอร์ MC145152-2 มีบล็อกไดอะแกรมดังนี้



รูปที่ 3.11 บล็อกไดอะแกรมของไอซีเบอร์ MC145152-2

โดยในการ โปรแกรมการหารความถี่ คำนวณได้ดังนี้ คือ

- กำหนดความถี่ที่ต้องการ (Oscillator Frequency : f_o)
- กำหนดช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ (Channel Spacing : f_s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าซีทของโมโตโรล่า สามารถหาอัตราส่วนในการหารของฟีดแบ็ก (Total Division Ratio In Feedback Loop) จากสมการ $N_t = NP + A$

โดยที่ N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต หารตั้งแต่ 3-1023

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

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

ในวงจรนี้เราต้องการที่จะกำเนิดความถี่ 1.212 - 1.252 จิกกะเฮิรตซ์ โดยใช้ความถี่อ้างอิงจากคริสตอลความถี่ 4.6 เมกะเฮิรตซ์ สามารถออกแบบค่าตัวหารต่าง ๆ ได้ดังนี้

$$f_s = \frac{f_{crystal}}{R}$$

$f_{crystal}$ คือ ความถี่ของคริสตอล

R คือ ค่าตัวหารคริสตอลภายในไอซีเบอร์ MC145152 โดยสามารถกำหนดค่าได้จาก $RA_0 - RA_2$

ในวงจรนี้เราใช้ $f_{crystal} = 4.6$ เมกะเฮิรตซ์ และตัวหาร $R = 128$ (ตั้งค่า $RA_0 - RA_2$ เป็น 010) เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$f_s = \frac{4600000}{128} = 50 \text{ kHz}$$

นั่นคือจะได้ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ 50 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจะสามารถหาตัวหาร N_t ได้จาก

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{1.232 \times 10^9}{50 \times 10^3} = 24640$$

จาก $N_t = NP + A$ จะได้ว่า

$$N = 385 \text{ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ } 0110000001$$

$$A = 0 \text{ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ } 000000$$

3.4.4 วงจรรูปฟิลเตอร์

สามารถสร้างได้โดยใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM741 โดยทำการออกแบบและคำนวณดังนี้ กำหนดให้ (ตามคำแนะนำในค่าซีทของโมโตโรล่า)

f_o	=	1.232 GHz	(Oscillator Frequency)
f_s	=	50 kHz	(Channel Spacing)
f_b	=	$0.01 f_s$	(Loop Bandwidth)
f_{rc}	=	$20 f_b$	(Filter Cutoff Frequency)
ζ	=	0.8	(Loop Damping Factor)
V_{DD}	=	5 V	(PLL Power Supply)
C_1	=	$0.1 \mu F$	(Active Integrator Component)

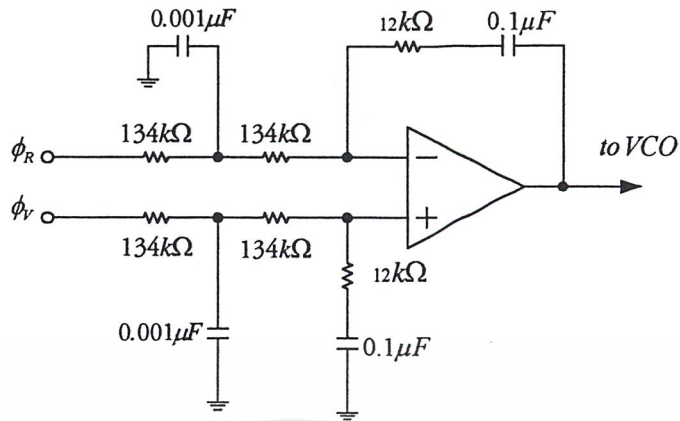
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
K_\phi &= \frac{V_{DD}}{2\pi} \\
&= 0.795 \text{ V/Rad} \\
\Delta f_{VCO} &= 245.5 \text{ MHz} \\
K_{VCO} &= \frac{2\pi\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \\
&= \frac{2 \cdot \pi \times 245.5 \times 10^6}{9} \\
&= 171391332.5 \\
\omega_n &= \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad \text{(Natural Frequency)} \\
&= \frac{2\pi \times 0.01 \times 50 \times 10^3}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} \\
&= 1438.487939 \text{ Rad} \\
R_1 &= \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2} \\
&= \frac{0.795 \times 171391332.5}{0.1 \times 10^{-6} \times 24640 \times (1439.487939)^2} \\
&= 267.5012636 \text{ k}\Omega \\
\frac{R_1}{2} &= 133.75 \text{ k}\Omega \\
R_2 &= \frac{2\zeta}{\omega_n C_1} \\
&= \frac{2 \times 0.8}{1438.487939 \times 0.1 \times 10^{-6}} \\
&= 11.12279 \text{ k}\Omega \\
C_c &= \frac{4}{2R_1 f_{rc}} \\
&= \frac{4}{2 \times 267.5012636 \times 10^3 \times 10^4} \\
&= 0.00149 \text{ }\mu\text{F}
\end{aligned}$$

ตามคำแนะนำ ให้ R_1 แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 134 $k\Omega$ และ 134 $k\Omega$ ตามลำดับ
 R_2 ประมาณ 12 $k\Omega$

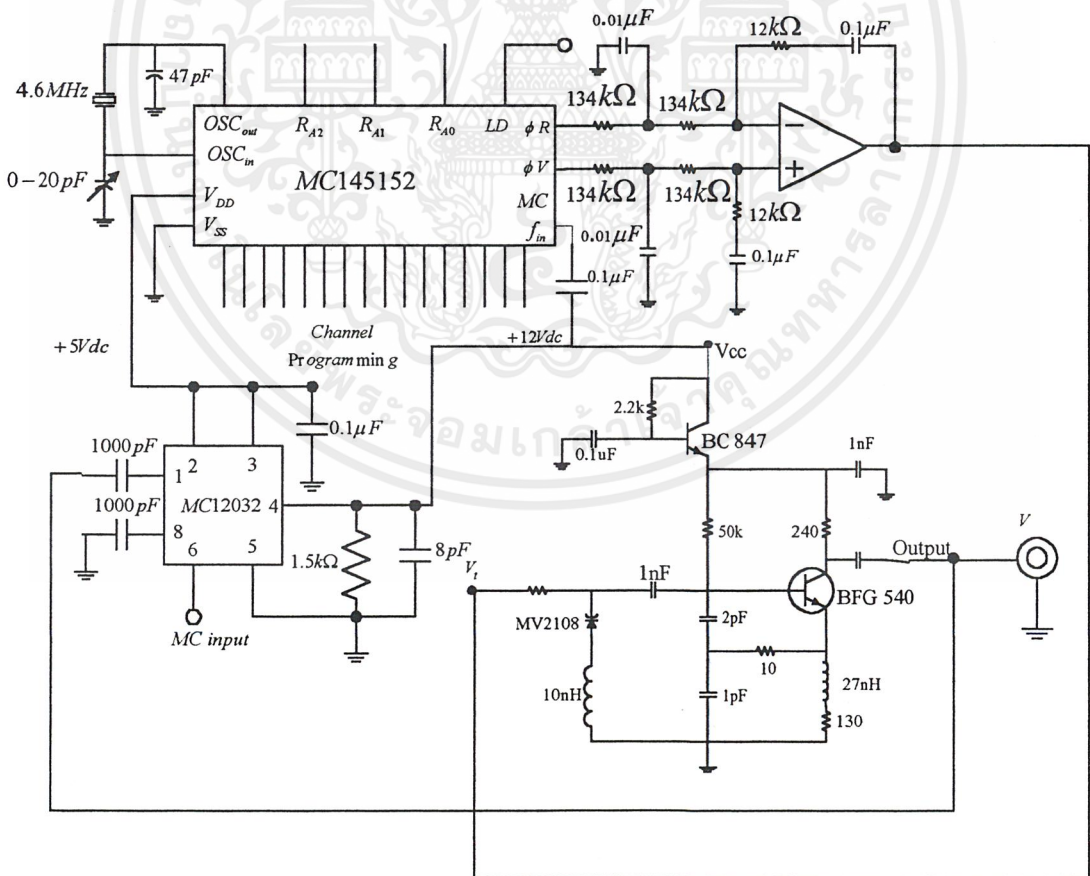
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำมาสร้างเป็นวงจรรูปฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212 - 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

ดังนั้นเราจะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212 - 1.252 จิกกะเฮิรตซ์ที่ สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.13

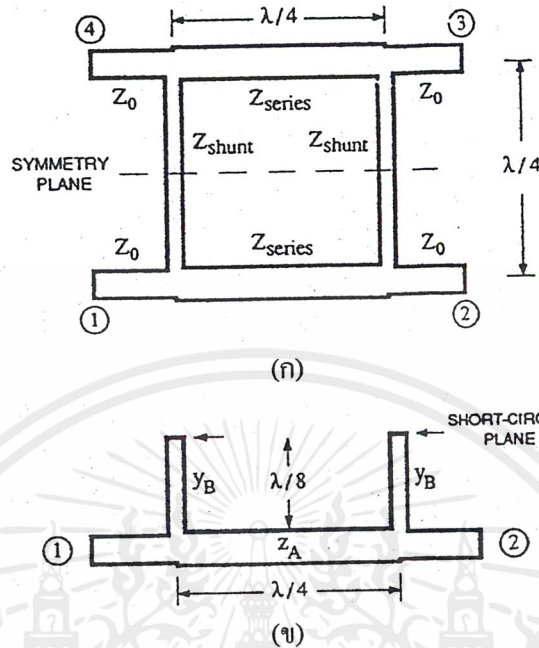


รูปที่ 3.13 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212 - 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

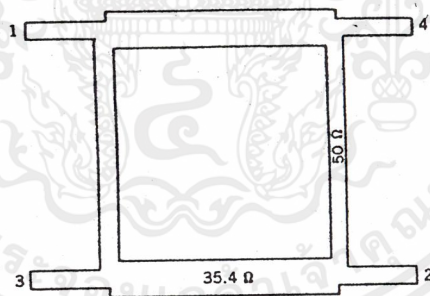
3.5 การออกแบบวงจรมิกเซอร์แบบเชิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา

วงจรไฮบริด 90 องศาที่ใช้ในการออกแบบสร้าง จะเลือกใช้แบบแผ่นสตริป (strip) โดยให้วงจรมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 3.14 การออกแบบวงจรมิกเซอร์แบบเชิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา

หรือมองในรูปของอิมพีแดนซ์จะได้ดังรูป



รูปที่ 3.15 วงจรมิกเซอร์แบบเชิงเกิลบาลานซ์โดยใช้วงจรไฮบริด 90 องศา

ซึ่งเราจะออกแบบให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ (Z) ให้ตามที่เรต้องการ โดยการกำหนดจากความกว้าง, ความยาวของแผ่นสตริป, ความถี่ที่เราต้องการใช้งาน และคุณสมบัติอื่นๆของสตริปดังนี้

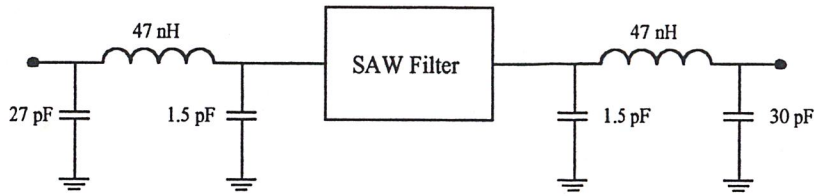
$\epsilon_r = 4.6$ เนื่องจากแผ่นปรินท์ที่นำไปกัดใช้ลายชนิด FR-4

Coupler dimension (mm)		
ที่ความถี่ 1.25 จิกกะเฮิรตซ์ $Z = 50 \Omega$		
$H = 0.8$	$T = 0.05$	$\epsilon_r = 4.6$
$W = 2.88$	$\lambda = 119.795$	$L = 29.94875$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์

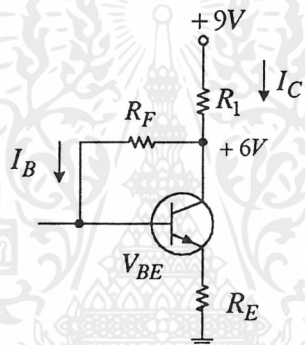
จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ DW 9270 x ซึ่งเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเซอร์เฟซอะคูสติกเวฟ (SAW Filter) วงจรแสดงได้ดังรูป



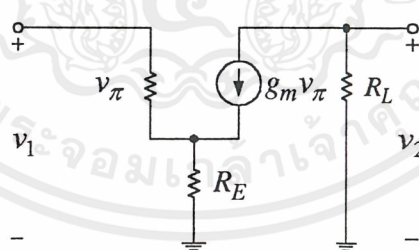
รูปที่ 3.16 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้ซอร์วฟิลเตอร์

3.7 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเล็ก จึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป



รูปที่ 3.17 วงจรสมมูลกระแสตรงของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



รูปที่ 3.18 วงจรสมมูลกระแสสลับของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง

จากวงจรขยายสัญญาณแถบความถี่กว้างแบบซิงเกิลสเตจ (single stage wideband amplifier) ดังรูปที่ 3.18 จะทำให้ได้

$$S_{21} = -R/R_E = -(R_F/R_E)^{1/2}$$

$$R_i = R_F R_E / R$$

$$R_o = R_F R_E / R$$

หรือ

$$R_i = R_o = R = (R_F R_E)^{1/2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างบน เราจะให้ค่า R_E เท่ากับ 1Ω และให้ R มีค่าเท่ากับ 50Ω จะทำให้ได้

$$S_{21} = -50 \text{ หรือ } 10 \log 50 = 16.9 \text{ dB}$$

$$R_F = 2500 \Omega$$

จากนั้นจึงทำการออกแบบการไบอัสวงจรโดย

$$S_{21} = P = 10 \log \left[\frac{2I_C V_{CC}}{1mW} \right]$$

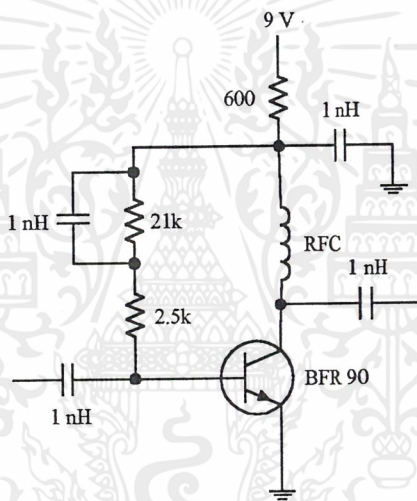
เนื่องจากเป็นวงจรขยายคลาสเอ กำลังงานเอาต์พุตจะเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังงานอินพุต จึงกำหนดค่า V_{CC} เท่ากับ 9 โวลต์ จะทำให้ได้กระแส I_C มีค่าเท่ากับ 11 มิลลิแอมป์

จากวงจรสมมูลกระแสตรงจะได้ว่า

$$V_{CC} = I_B [(\beta + 1)R_C + R_F] + V_{BE}$$

เลือกค่า $R_C = 600 \Omega$ จะทำให้ได้ค่า R_F เท่ากับ $21 \text{ k}\Omega$ โดยที่ β มีค่าประมาณ 155

จากค่าคำนวณที่ได้เมื่อนำไปต่อเป็นวงจรจะได้วงจรตามรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่มีความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์

3.8 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกแบบ โดยใช่วงจรแบบพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส โดยที่ส่วนประกอบของวงจรสังเคราะห์ความถี่คือ

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน
2. วงจรพริสเกลเลอร์สอง โมดูลัส โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12032
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์และ โปรแกรมหารความถี่ โดยใช้ไอซีเบอร์ MC 145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ โดยใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM 358

3.8.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

การออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันจะ ใช่วงจรออสซิลเลเตอร์แบบ

คอลเลกเตอร์ร่วม (common collector) เช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์การค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีรูปแบบวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.6

จากวงจรดังกล่าวสามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่ f คือ ความถี่ที่ออสซิลเลต

L คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

C_T คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร โดยคิดรวมทั้ง C_{bc} และ C_{be} ภายในของทรานซิสเตอร์ ซึ่งดูได้จากค่าซ้ำที่

กำหนดให้ค่า $C_1 = 22\text{pF}$ และ $C_2 = 33\text{pF}$ จะคำนวณหาค่า C_T ได้ดังนี้

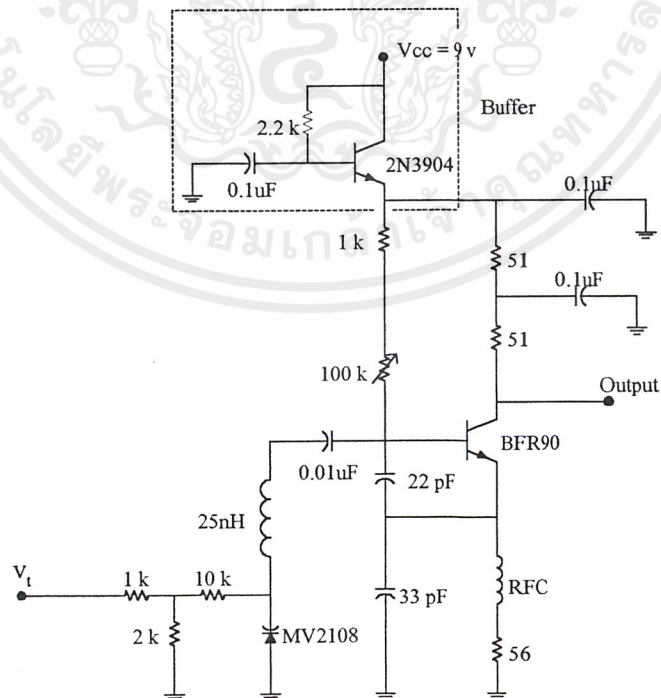
$$C_T = C_{bc} + \left(\frac{C_1(C_2 + C_{bc})}{C_1 + C_2 + C_{bc}} \right) = 16.12\text{ pF}$$

ทำให้สามารถคำนวณหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

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

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 250.7 \times 10^6)^2 \times 16.12 \times 10^{-12}} = 25\text{ nH}$$

ดังนั้นเมื่อนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาใช้สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อวาระกเตอร์ไดโอดหรือวารีแคปเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส

จะใช้ไอซีเบอร์ MC12032 ซึ่งเป็นตัวพรีสเกลเลอร์ที่มีค่าตัวหารเท่ากับ 64/65 หารความถี่ให้ต่ำลง โดยสามารถหารความถี่ได้ถึง 2 จิกะเฮิรตซ์ดังกล่าวไว้แล้วในหัวข้อ 3.4.2

3.8.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และโปรแกรมหารความถี่

จะใช้ไอซีเบอร์ MC145152-2 ซึ่งสามารถใช้โปรแกรมหารความถี่ได้ 16 บิตแบบขนานโดยที่ 10 บิตสำหรับตัวหารโดย N เคนเตอร์ และ 6 บิตสำหรับตัวหารโดย A เคนเตอร์ และภายในมีวงจรเปรียบเทียบเฟสได้ในตัวเดียวกันจากออสซิลเลเตอร์อ้างอิงภายนอก มีโมดูลัสคอนโทรลและดีเทกเตอร์อยู่ภายในตัวไอซีด้วย

โดยในการโปรแกรมการหารความถี่ คำนวณได้ดังนี้ คือ

- ค่าความถี่ที่ต้องการ (f_o)

- ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณ (f_s)

จากค่าดัชนีของโมโตโรล่า สามารถหาค่าอัตราส่วนในการหารของพีคแบกูปจากสมการ

$$N_t = NP + A$$

โดยที่ N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต หารตั้งแต่ 3-1023

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

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

ในวงจรนี้เราต้องการที่จะกำเนิดความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์ โดยใช้ความถี่อ้างอิงจากคริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ สามารถออกแบบค่าตัวหารต่าง ๆ ได้ดังนี้

$f_{crystal}$ คือ ความถี่ของคริสตอล

R คือ ค่าตัวหารคริสตอลภายในไอซีเบอร์ MC145152 โดยสามารถกำหนดค่าได้จาก $RA_0 - RA_2$

ในวงจรนี้เราใช้ $f_{crystal} = 10.24$ เมกะเฮิรตซ์ และตัวหาร $R = 1024$ (ตั้งค่า RA_0-RA_2 เป็น 101) เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

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

นั่นคือจะได้ค่าช่วงความถี่ของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากับ 10 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจะสามารถหาค่าตัวหาร N_t ได้จาก

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = 24640$$

$$N_t = \frac{250.7 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 25070$$

จาก $N_t = NP + A$ จะได้ว่า

$$N = 391 \text{ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ } 0110000111$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A = 46$ แปลงเป็นเลขฐานสองได้ 101110

3.8.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

จะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ LM358 โดยทำการออกแบบและคำนวณดังนี้
กำหนดให้ (ตามคำแนะนำในคาตาลีทของ โมโตโรล่า)

$$f_o = 250.7 \text{ MHz}$$

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

$$f_b = 0.01 f_s$$

$$f_{rc} = 20 f_b$$

$$\zeta = 0.8$$

$$V_{DD} = 5 \text{ V}$$

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

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

$$= 0.795 \text{ V/Rad}$$

$$\Delta f_{VCO} = 36.2 \text{ MHz}$$

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

$$= \frac{2 \cdot \pi \times 36.2 \times 10^6}{9}$$

$$= 25272367.57 \text{ Rad/V}$$

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

$$= \frac{2\pi \times 0.01 \times 10 \times 10^3}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2 \times 0.8^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.697 \text{ Rad}$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 N_t \omega_n^2}$$

$$= \frac{0.795 \times 25272367.57}{0.1 \times 10^{-6} \times 25070 \times (287.697)^2} = 97 \text{ k}\Omega$$

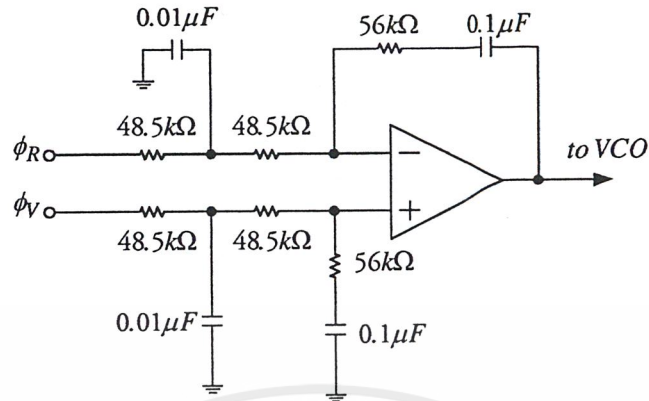
$$\frac{R_1}{2} = 48.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\zeta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.697 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 56 \text{ k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 97 \times 10^3 \times 2000} = 0.01 \mu\text{F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

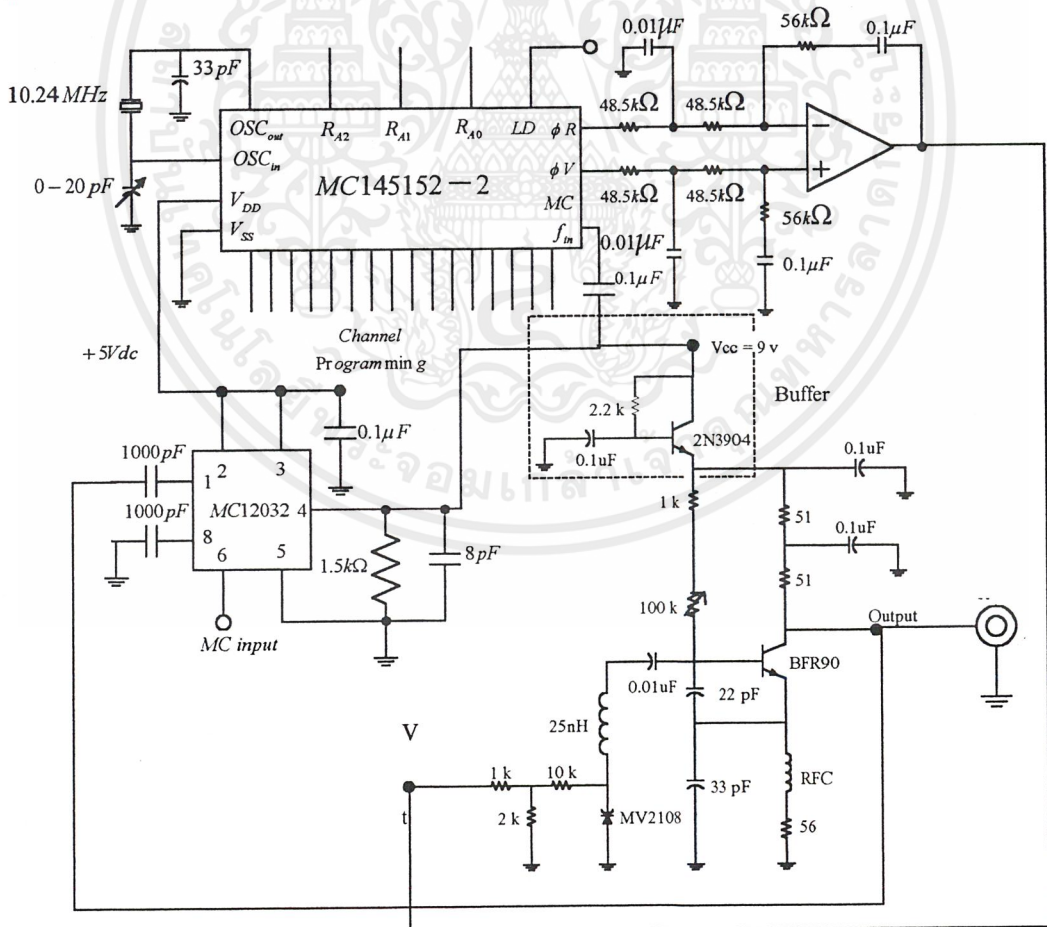
ตามคำแนะนำ ให้ R_1 แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ $48.5\text{ k}\Omega$ และ $48.5\text{ k}\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ $56\text{ k}\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจรรูปฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.21 วงจรรูปฟิลเตอร์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

ดังนั้นเราจะได้อุปกรณ์สังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์ ที่สมบูรณ์ดัง

รูปที่ 3.21



รูปที่ 3.22 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มีความถี่คutoff 300 เมกะเฮิรตซ์

ใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 โดยกำหนดให้มีความถี่คutoff เท่ากับ 300 เมกะเฮิรตซ์ การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 สามารถคำนวณหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้โดยใช้ค่าจากตารางที่ 3.7

N	C1	L2	C3	L4	L6	L6	C7
3	1	2	1				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2	1.802	1.247	0.445

ตารางที่ 3.7 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท

จากสมการ

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

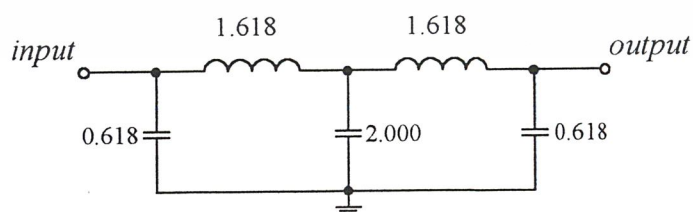
$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} \cdot C_{old}$$

โดยกำหนดให้

$$K_m = 50$$

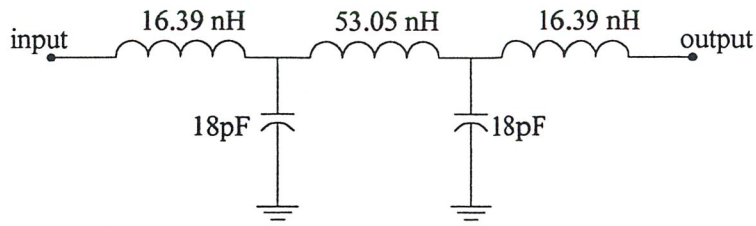
$$K_f = 2\pi f_c = 2\pi \times 300 \times 10^6 = 1884955592$$

ดังนั้นจากรูปวงจรที่เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ดังแสดงในรูปที่ 3.23 จะสามารถคำนวณหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ได้ ดังรูปวงจรสมบูรณ์ในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5

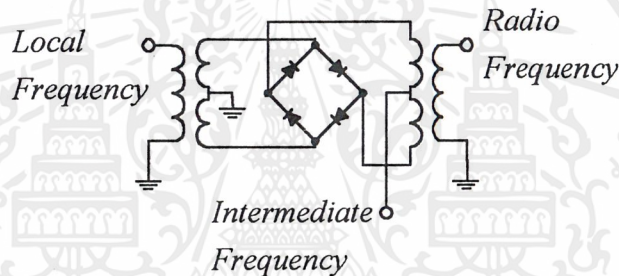
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



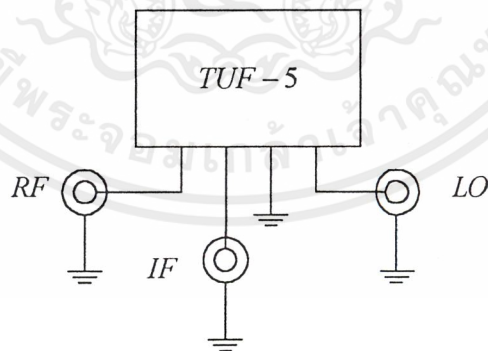
รูปที่ 3.24 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์

3.10 การออกแบบวงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์

วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์เป็นวงจรมิกเซอร์ที่ใช้แปลงสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุ 240 เมกะเฮิร์ตซ์ให้ตกลงเป็นสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยอาศัยสัญญาณความถี่โลคอลจากวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์มาใช้ในการแปลงความถี่ วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์จะใช้มินิเชอร์กิตเบอร์ TUF-5 ดังแสดงในรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.25 วงจรภายในไอซีเบอร์ TUF-5



รูปที่ 3.26 วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ TUF-5

3.11 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

จากหัวข้อ 3.6 เราจะให้ค่า R_E เท่ากับ 1Ω และให้ R มีค่าเท่ากับ 50Ω จะทำให้ได้

$$S_{21} = -50 \text{ หรือ } 10 \log 50 = 16.9 \text{ dB}$$

$$R_E = 2500 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นจึงทำการออกแบบการไบอัสวงจรโดย

$$S_{21} = P = 10 \log \left[\frac{2IR_C}{1mW} \right]$$

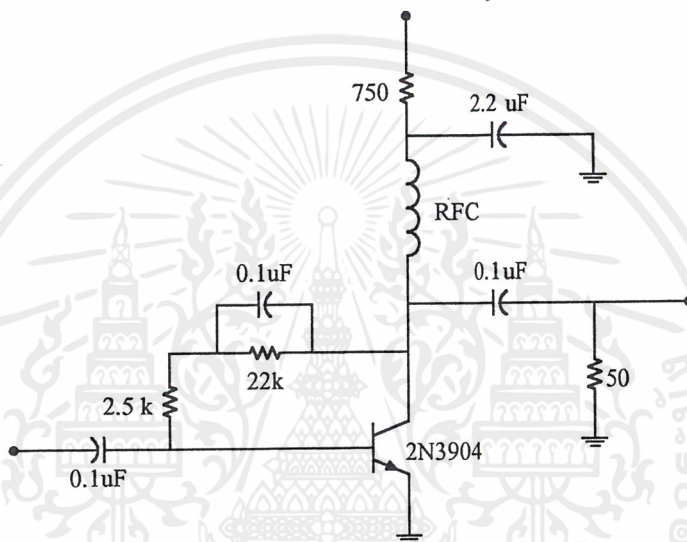
เนื่องจากเป็นวงจรขยายคลาส A กำลังงานเอาต์พุตจะเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังงานอินพุต จึงกำหนดค่า V_{CC} เท่ากับ 9 V จะทำให้ได้กระแส I_C มีค่าเท่ากับ 11 mA

จากวงจรสมมูลทาง DC จะได้ว่า

$$V_{CC} = I_E [(\beta + 1)R_C + R_E] + V_{BE}$$

เลือกค่า $R_C = 750 \Omega$ จะทำให้ได้ค่า R_F เท่ากับ 22 k Ω โดยที่ β มีค่าประมาณ 155

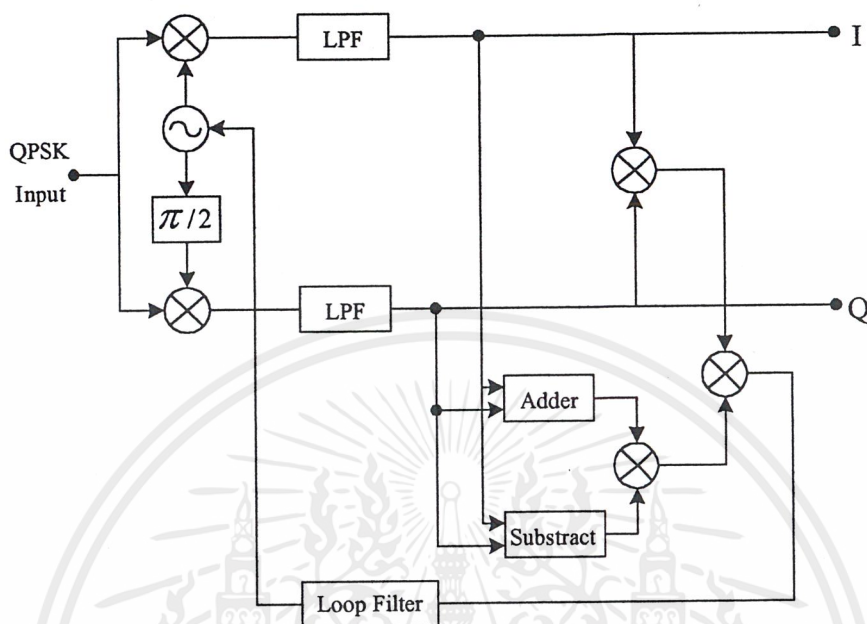
จากค่าที่คำนวณได้เมื่อนำไปต่อเป็นวงจรจะได้วงจรตามรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 วงจรขยายสัญญาณแอมป์ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.12 การออกแบบวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier Recovery)

วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาหะใช้หลักการของคอสทาสลูป โดยจะใช้เครื่องรับแบบคอสทาสจะประกอบด้วยวงจรต่างๆ แสดงได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 วงจรเครื่องรับแบบคอสทาส

3.12.1 การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

การออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันจะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคอลพิทท์ชนิดคอลเลคเตอร์ร่วม (common collector) เช่นเดียวกับวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 3.4.1 และ 3.8.1

จากวงจรดังกล่าวสามารถคำนวณหาความถี่ที่ออสซิลเลตได้จาก

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

โดยที่ f คือ ความถี่ที่ออสซิลเลต

L คือ ค่าของขดลวดเหนี่ยวนำภายในวงจร

C_T คือ ค่าของตัวเก็บประจุรวมภายในวงจร โดยคิดรวมทั้ง C_{bc} และ C_{be} ภายในของทรานซิสเตอร์ซึ่งดูได้จากค่าซ้ำที่

กำหนดให้ค่า $C_1 = 100\text{pF}$ และ $C_2 = 156\text{pF}$ จะคำนวณหา C_T ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_T &= C_{bc} + \left(\frac{C_1(C_2 + C_{bc})}{C_1 + C_2 + C_{bc}} \right) \\ &= 68.467 \text{ pF} \end{aligned}$$

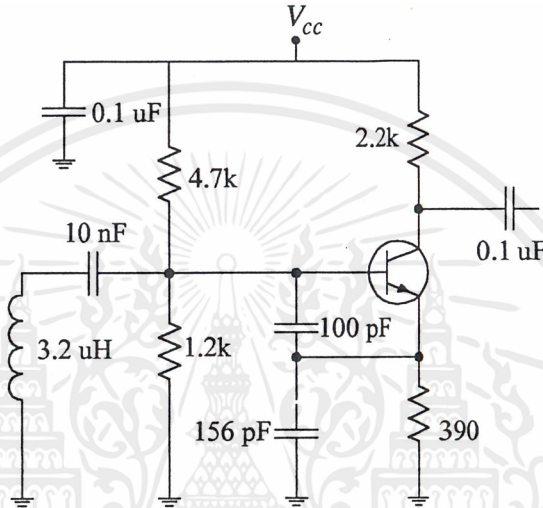
ทำให้สามารถคำนวณหาค่าของตัวขดลวดเหนี่ยวนำได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$L = \frac{1}{(2\pi \times 10.7 \times 10^6)^2 \times 68.467 \times 10^{-12}} = 3.2 \mu H$$

ดังนั้นเมื่อนำค่าของขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่คำนวณมาใช้สร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันด้วยการต่อวาระกเตอร์ไดโอดหรือวารีแคปเข้าไป จะได้วงจรที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดันความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

3.12.2 การออกแบบวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

จะเลือกใช้วงจรเลื่อนเฟส 90 องศาที่สร้างจากตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำซึ่งสามารถออกแบบจากการคำนวณ ดังต่อไปนี้

$$X_c = R = 50 \Omega$$

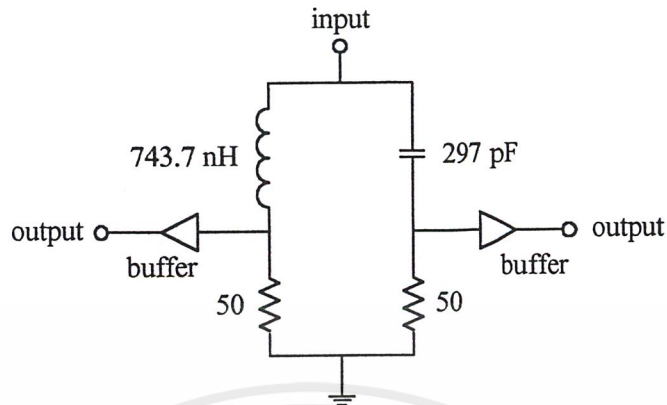
$$\begin{aligned} \therefore C &= \frac{1}{2\pi f X_c} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 10.7 \times 10^6 \times 50} = 297 \text{ pF} \end{aligned}$$

$$X_L = R = 50 \Omega$$

$$\begin{aligned} \therefore L &= \frac{X_L}{2\pi f_c} \\ &= \frac{50}{2\pi \times 10.7 \times 10^6} = 743.7 \text{ nH} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

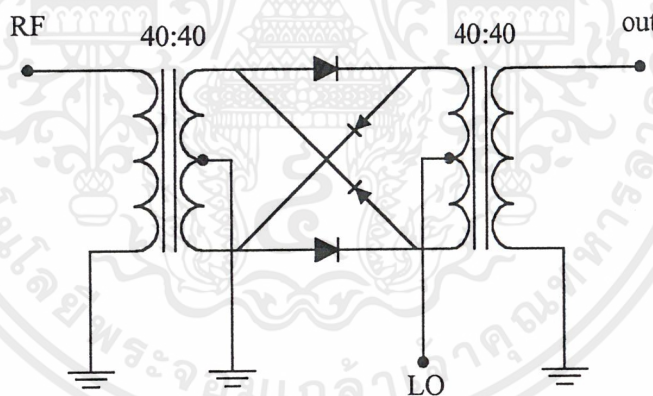
เมื่อนำค่าตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำที่คำนวณมาต่อวงจร จะได้วงจร สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

3.12.3 การออกแบบวงจรริงมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)

สร้างขึ้นด้วยวงจรเทงคี่รีโซแนนซ์ซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำต่อไป ในที่นี้เลือกใช้การพันขดลวดเหนี่ยวนำให้จำนวนรอบของขดลวดตัวนำทางด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตมีจำนวนรอบเท่ากัน วงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.31



รูปที่ 3.31 วงจรริงมอดูเลเตอร์

3.12.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่ความถี่คัทออฟ 64 กิโลเฮิรตซ์

จะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลดอันดับที่ 8 โดยอาศัยพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบยูนิตีเกน และจากตารางที่ 2.3 เราจะได้ค่า C_1 และ C_2 ของวงจรกรองความถี่เบสเสลดอันดับที่ 8 ดังนี้

C1	C2	C3
0.5673	0.554	0.554

(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.609	0.4861	0.4861	(b)
0.7257	0.359	0.359	(C)
1.116	0.1857	0.1857	(d)

ตารางที่ 3.8 ค่าออร์มัลไลซ์ของตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบสเสลอันดับที่ 8

จากนั้นกำหนดค่า $f_c = 64 \text{ kHz}$ และ $Z_o = 1.5 \text{ k}\Omega$ จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุต่างๆได้

จาก $C_{new} = \frac{C}{2\pi f_c}$ จะได้

$$C_{1a} = \frac{0.5673}{2\pi (64k)1.5k} = 940.5 \text{ pF}$$

$$C_{2a} = \frac{0.5540}{2\pi (64k)1.5k} = 918.5 \text{ pF}$$

$$C_{1b} = \frac{0.609}{2\pi (64k)1.5k} = 1 \text{ nF}$$

$$C_{2b} = \frac{0.4861}{2\pi (64k)1.5k} = 805.88 \text{ pF}$$

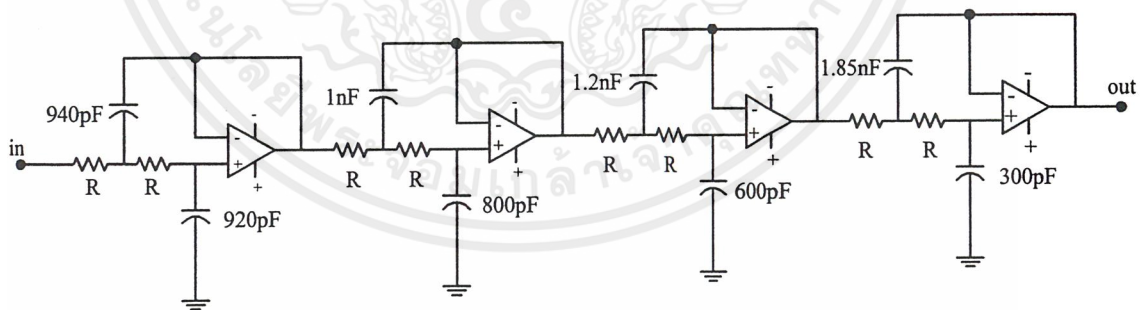
$$C_{1c} = \frac{0.7257}{2\pi (64k)1.5k} = 1.2 \text{ nF}$$

$$C_{2c} = \frac{0.359}{2\pi (64k)1.5k} = 595.17 \text{ pF}$$

$$C_{1d} = \frac{1.116}{2\pi (64k)1.5k} = 1.85 \text{ nF}$$

$$C_{2d} = \frac{0.1857}{2\pi (64k)1.5k} = 307.86 \text{ pF}$$

จากค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่คำนวณได้ จะสามารถนำมาต่อวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลอันดับที่ 8 ได้ดังรูปที่ 3.32



$R = 1.5k$, op-amp : LF 357

รูปที่ 3.32 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบสเสลอันดับที่ 8 ที่ความถี่คัทออฟ 64 กิโลเฮิรตซ์

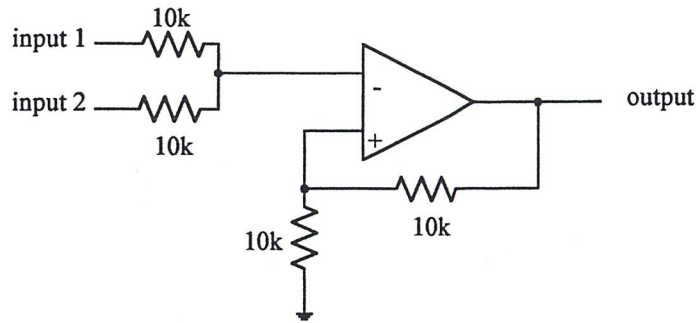
3.12.5 การออกแบบวงจรบวกสัญญาณ

เลือกใช้งานวงจรบวกสัญญาณแบบใช้โอปแอมป์ดังรูปที่ 3.33 เราจะได้คุณลักษณะของวงจรคือ

$$V_{out} = (V_1 + V_2)$$

ให้ ค่าความต้านทานในวงจรมีค่าเท่ากับ 10 กิโลโอห์ม จะได้วงจรดังรูปที่ 3.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



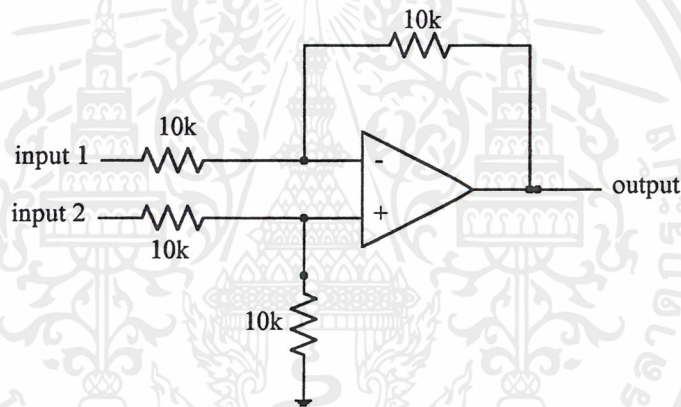
รูปที่ 3.33 วงจรบวกสัญญาณ

3.12.6 การออกแบบวงจรคิฟเฟอร์นเซียลแอมพลิฟายเออร์

เลือกใช่วงจรหักล้างสัญญาณแบบใช้ออปแอมป์ ดังรูปที่ 3.34 เราจะได้คุณลักษณะของวงจรถือ

$$V_{out} = (V_1 - V_2)$$

ให้ ค่าตัวความต้านทานในวงจรมีค่าเท่ากับ 10 กิโลโห์ม จะได่วงจรดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 วงจรวงจรคิฟเฟอร์นเซียลแอมพลิฟายเออร์

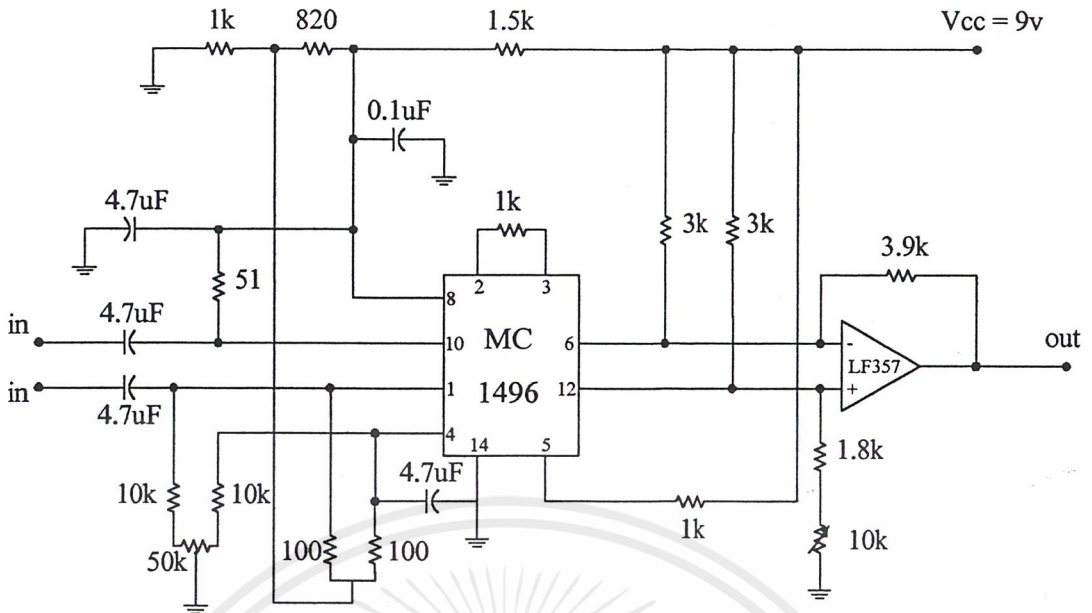
3.12.7 การออกแบบวงจรคูณสัญญาณ

วงจรคูณสัญญาณจะถูกใช้ในเครื่องรับแบบคอสมอสส่วนสัญญาณความถี่ต่ำ โดยการใช้งานวงจรถคูณสัญญาณจะมี 3 ส่วนดังนี้

1. วงจรคูณสัญญาณสำหรับการคูณสัญญาณทางช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q ที่ได้มาจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
2. วงจรคูณสัญญาณสำหรับการคูณสัญญาณที่ได้มาจากวงจรรวมสัญญาณและวงจรหักล้างสัญญาณ
3. วงจรคูณสัญญาณสำหรับการคูณสัญญาณที่ได้มาจากวงจรถคูณสัญญาณที่กล่าวมาแล้วทั้งสองส่วน โดยเอาต์พุตของวงจรถคูณสัญญาณส่วนนี้จะเป็นส่วนที่นำไปป้อนเข้าวงจรฟิลเตอร์

วงจรถคูณสัญญาณที่ใช้จะทำการคูณสัญญาณโดยใช้ไอซีเบอร์ MC 1496 ซึ่งเป็นวงจรมัลติเพล็กซ์มอดูเลเตอร์ วงจรสมบูรณ์แสดงได้ดังรูปที่ 3.35

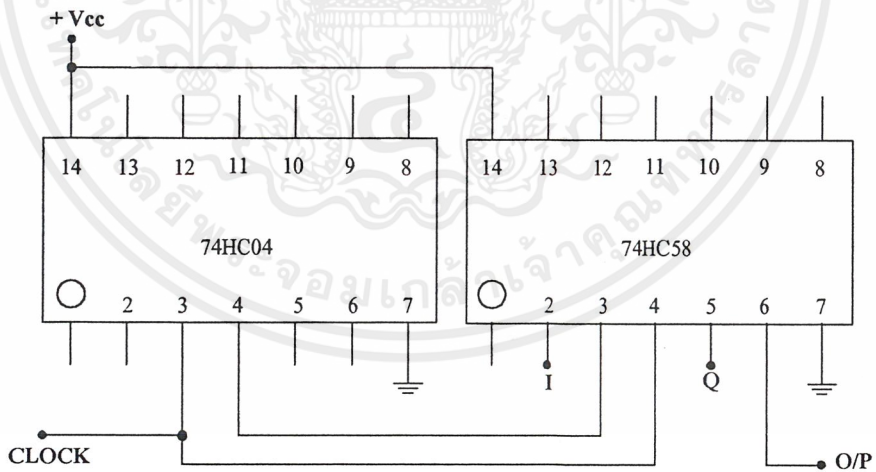
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.35 วงจรคุณสัญญาณโดยใช้ไอซีเบอร์ MC 1496

3.13 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรม

สัญญาณข้อมูลทั้งทางด้านช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q นั้นจะอยู่ในรูปที่ขนานกันอยู่ ดังนั้นจะต้องนำข้อมูลมาอนุกรมกันเพื่อให้สัญญาณรวมกันให้อยู่ในรูปแบบคั้งที่ส่งข้อมูลมา การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณขนานเป็นอนุกรมทำได้โดยต่อวงจรคั้งรูปที่ 3.36



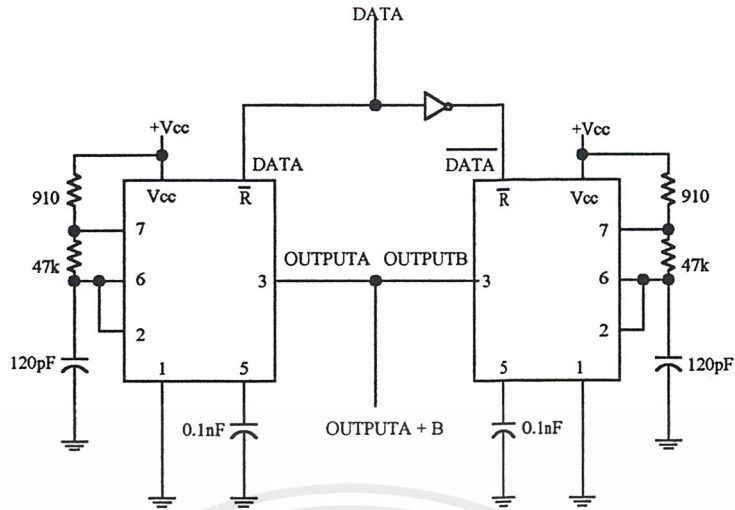
รูปที่ 3.36 วงจรแปลงสัญญาณแบบขนานเป็นอนุกรม

3.14 การออกแบบวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

สัญญาณที่เราจะนำไปถอดรหัสซึ่งได้จากทั้งช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q จำเป็นจะต้องจะต้องใช้สัญญาณนาฬิกาในการถอดรหัสด้วย วงจรกู้สัญญาณนาฬิกาที่นำมาใช้อาศัยคุณสมบัติของไอซี

เบอร์ 555 รูปวงจรแสดงได้คั้งรูปที่ 3.37

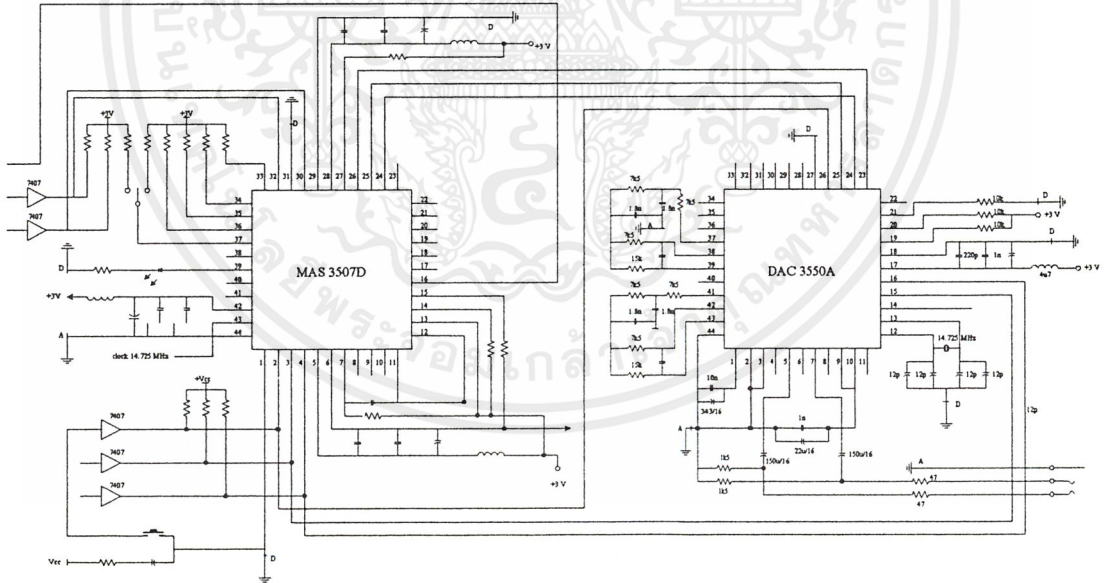
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.37 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาโดยใช้ไอซีเบอร์ 555

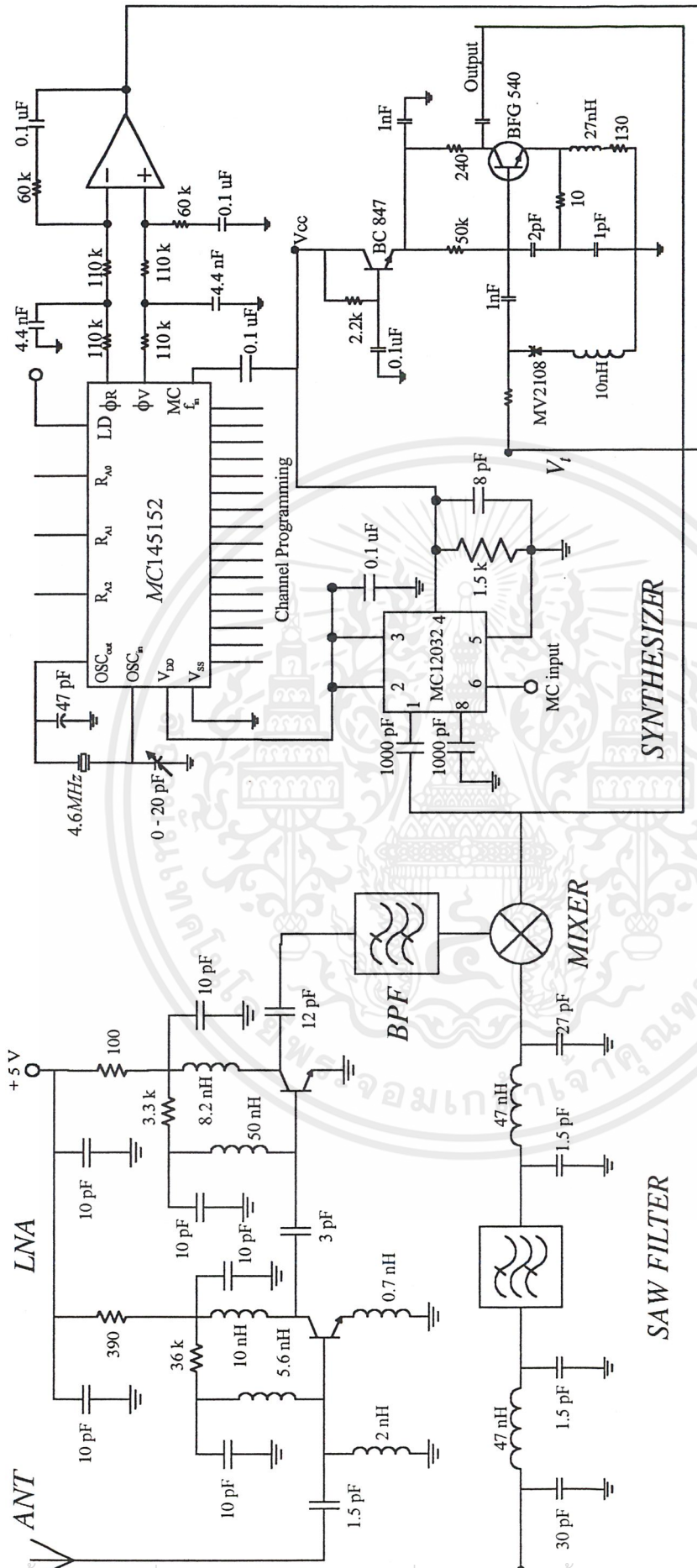
3.15 การออกแบบวงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มแป็ก

ปัจจุบันในการถอดรหัสข้อมูลเอ็มแป็กเกลเยอร์ 3 ได้มีการใช้ไอซีสำเร็จรูปซึ่งมีการใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยในการทดลองจะเลือกใช้ไอซีเบอร์ MAS 3507D ซึ่งต้องใช้คู่กับไอซีเบอร์ DAC 3550A ซึ่งเป็นตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก วงจรถอดรหัสสัญญาณเอ็มแป็กแสดงได้ดังรูปที่ 3.38



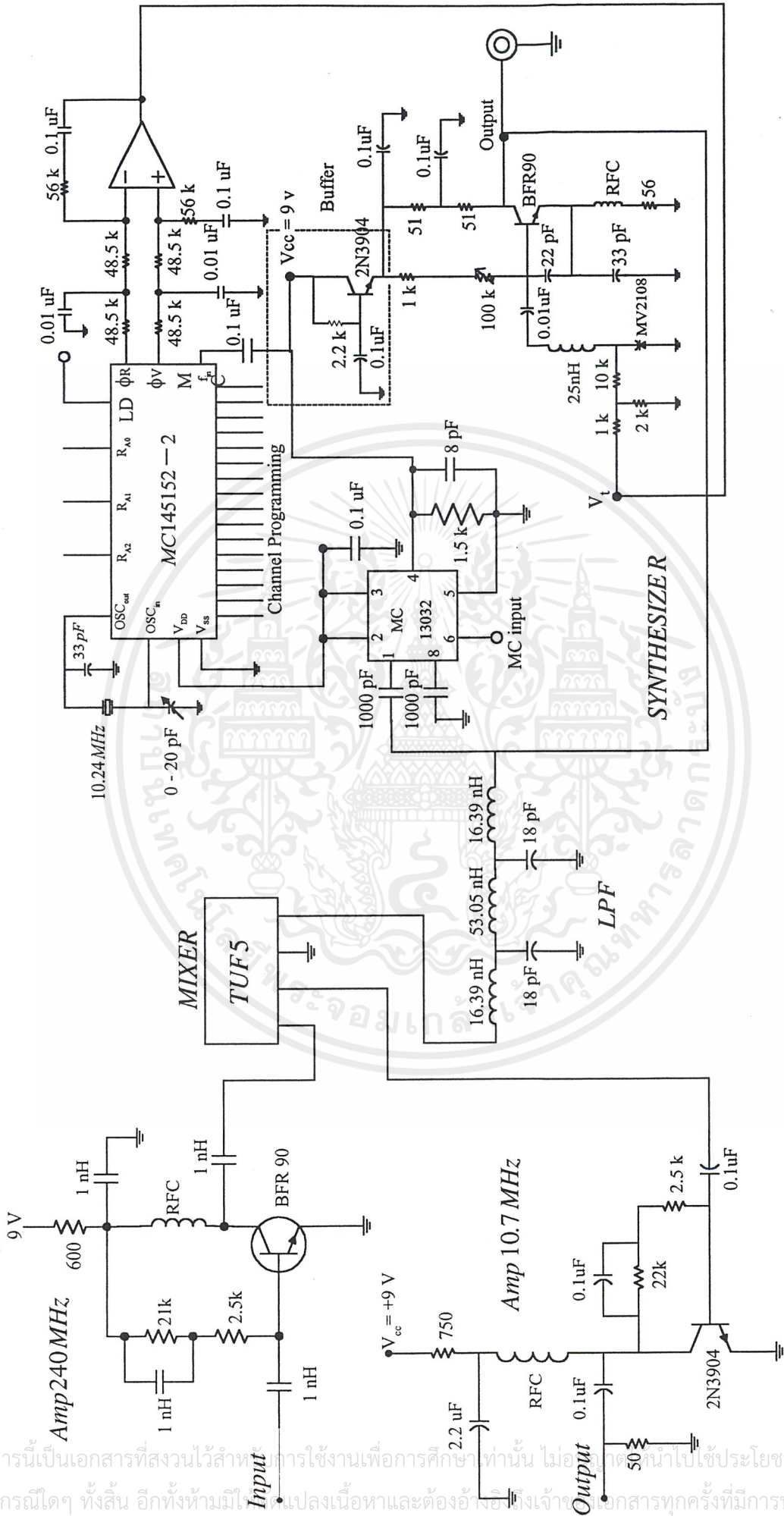
รูปที่ 3.38 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลเอ็มแป็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



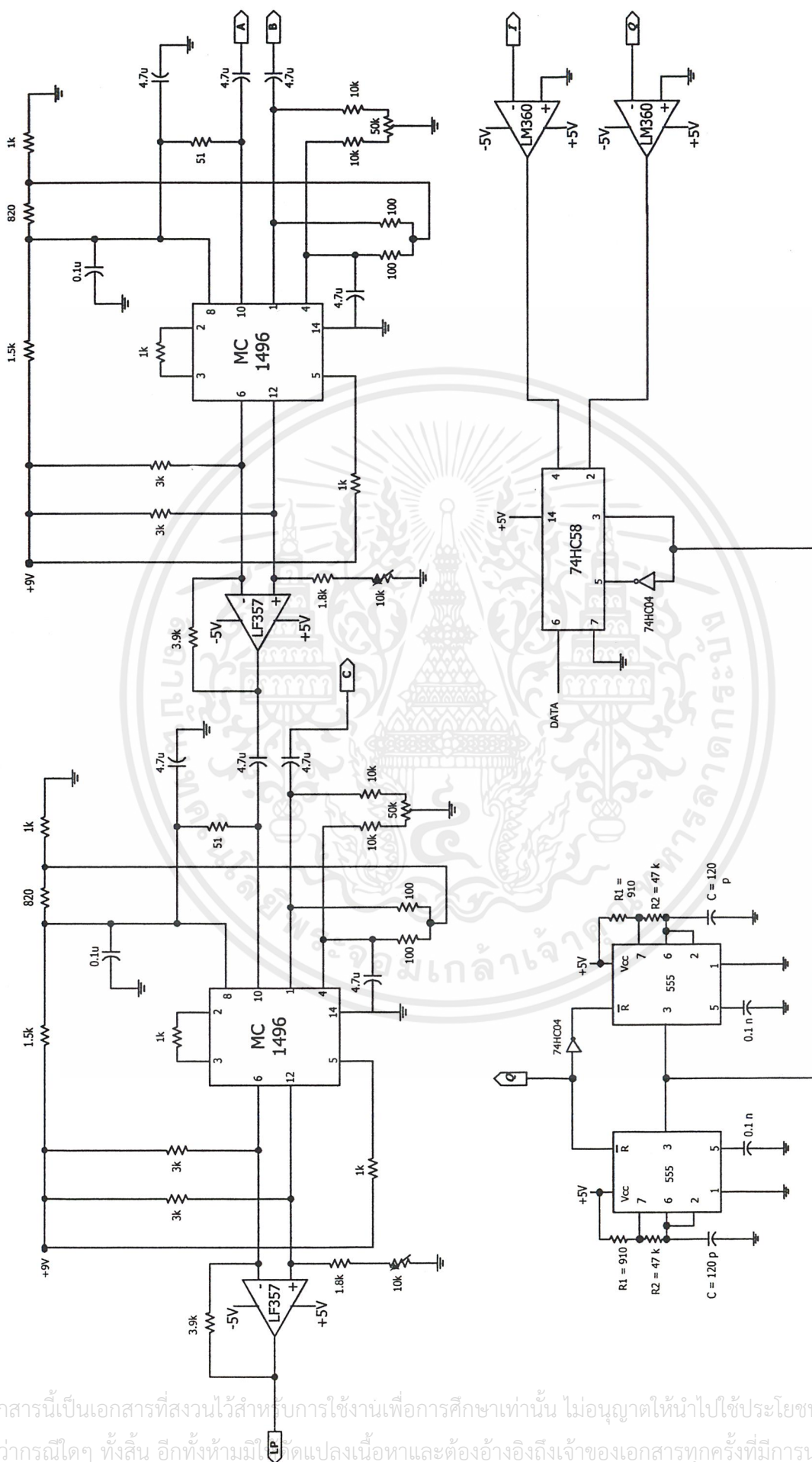
รูปที่ 3.39 วงจรรวม-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.40 วงจรรวม-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้แปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.42 วงจรรวม - 4

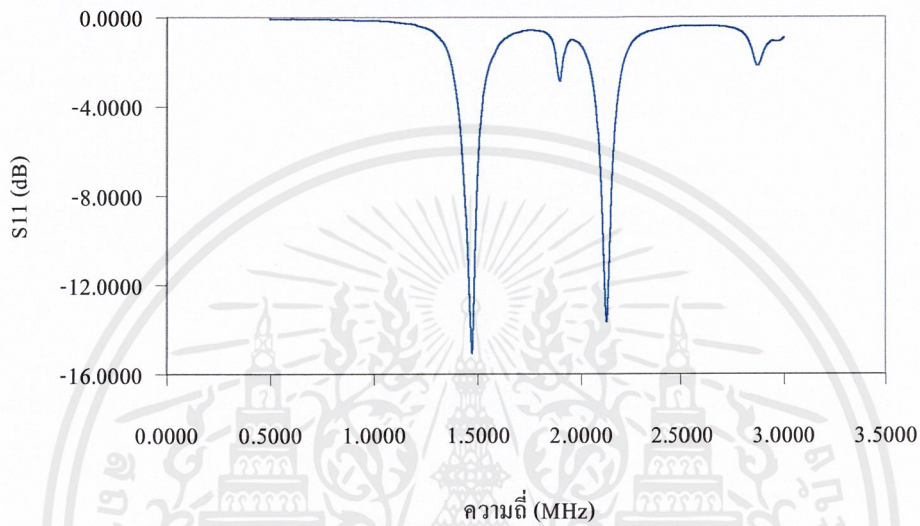
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิได้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

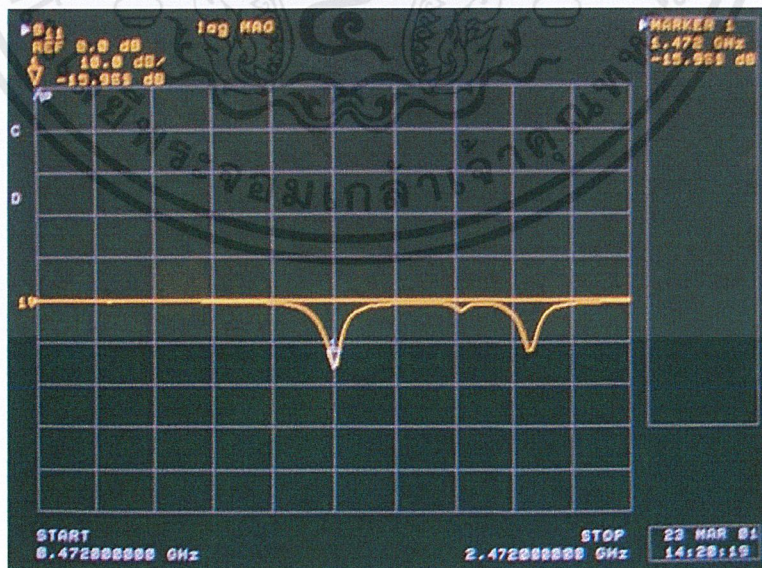
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 สายอากาศแบบไมโครสตริป (Microstrip Antenna)

เป็นส่วนที่ใช้รับสัญญาณจากดาวเทียม โดยจะมีช่วงของความถี่ที่ต้องการรับอยู่ที่ความถี่ 1.452 – 1.492 จิกกะเฮิรตซ์ ผลการทดลองแสดงโดยกราฟความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ S_{11} กับความถี่ดังรูป

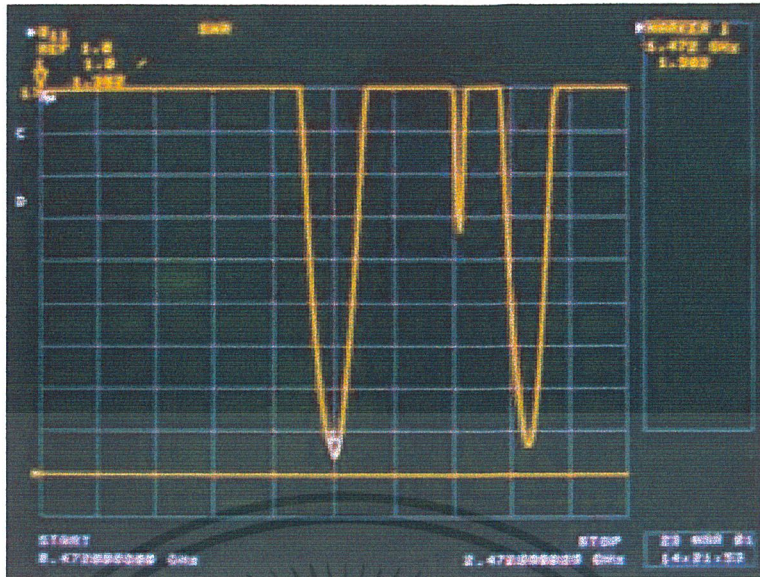


รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่าพารามิเตอร์ S_{11} ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์

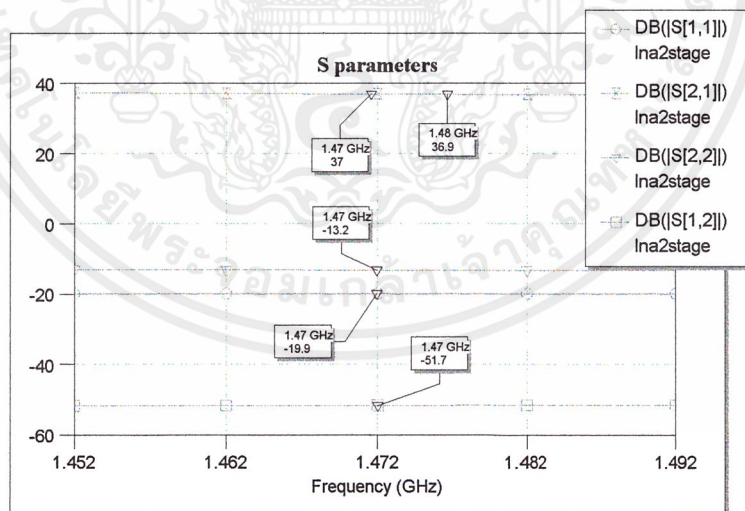
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 VSWR ของวงจรสายอากาศแบบไมโครสตริป
ที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์

4.2 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

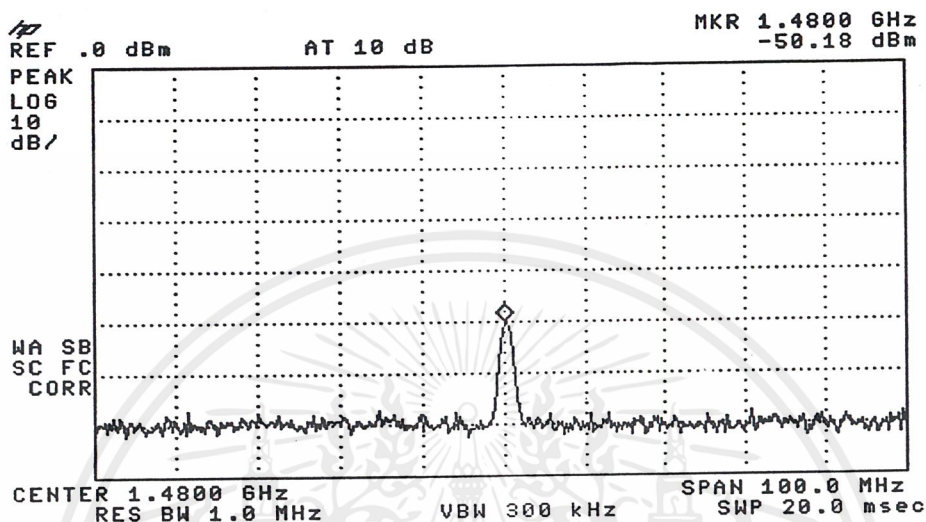
เป็นวงจรที่ทำการขยายสัญญาณที่ได้รับได้จากสายอากาศแบบไมโครสตริปโดยจะมีคุณสมบัติในการขยายสัญญาณที่ต้องการมากกว่าการขยายสัญญาณรบกวน ผลจากการออกแบบแสดง ได้ดังนี้



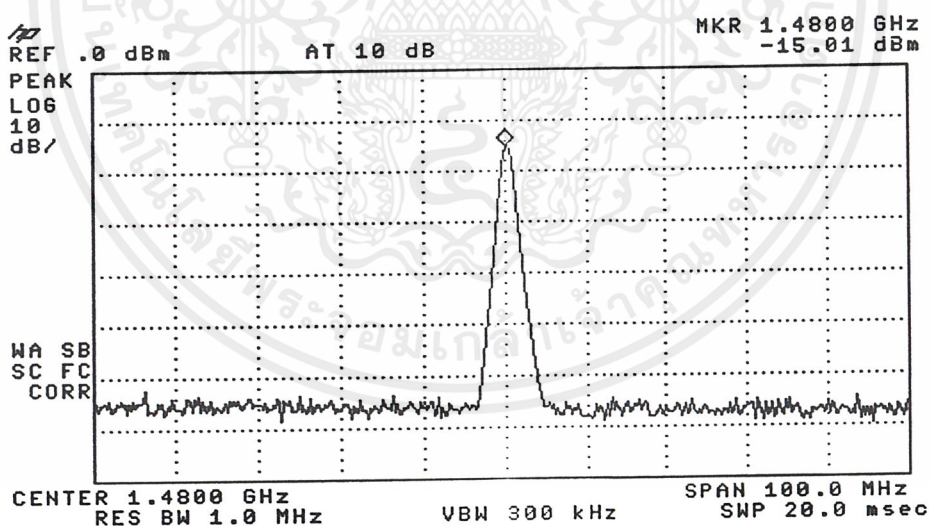
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่า S พารามิเตอร์
ของวงจขยายสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

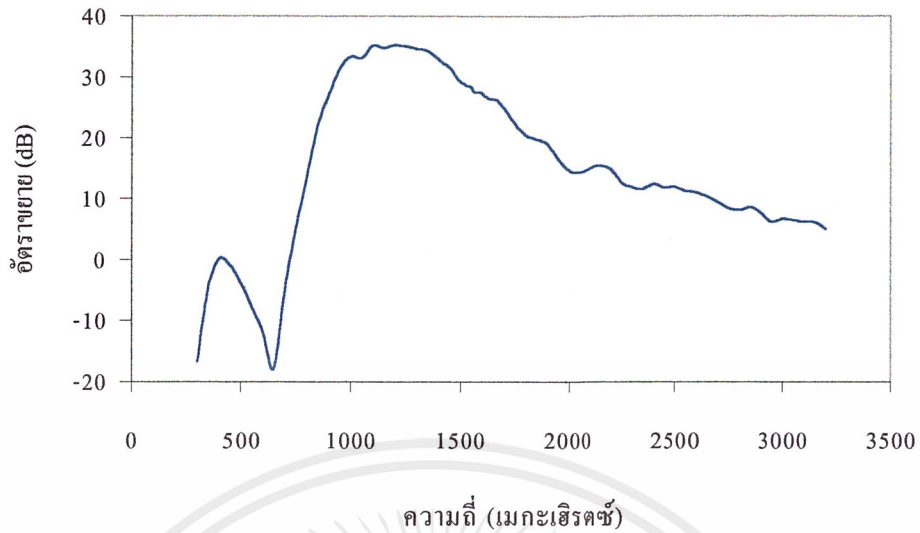
การทดลองโดยนำสัญญาณอินพุตความถี่ 1.48 จิกะเฮิรตซ์ที่มีขนาด -50 dBm ดังรูปที่ 4.5 ป้อนให้กับวงจรขยายสัญญาณจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีขนาด -15 dBm ดังรูปที่ 4.6 ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำมีอัตราขยายที่ความถี่ 1.48 จิกะเฮิรตซ์เท่ากับ 35 dB และจากการวัดอัตราการขยายด้วยวิธีการเดียวกันในช่วงความถี่ 0.3 -3.2 จิกะเฮิรตซ์ ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.5 สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ



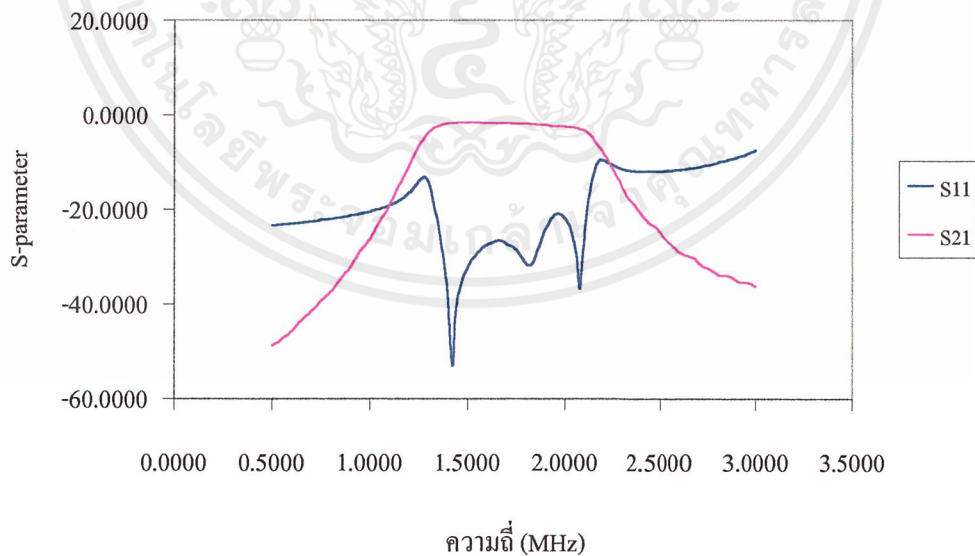
รูปที่ 4.6 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราการขยายของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

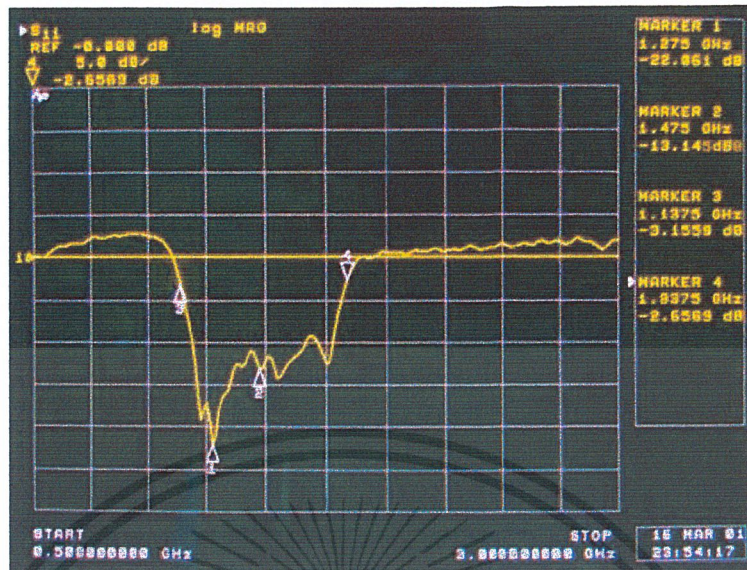
4.3 วงจรกรองสัญญาณแถบความถี่ผ่านแบบไมโครสตริปที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์

เป็นส่วนที่กรองสัญญาณที่รับมาจากวงจรขยายสัญญาณสัญญาณรบกวนต่ำ ผลการทดลองจากการป้อนสัญญาณอินพุตที่ความถี่ต่างๆแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับพารามิเตอร์ S_{11} และพารามิเตอร์ S_{21}

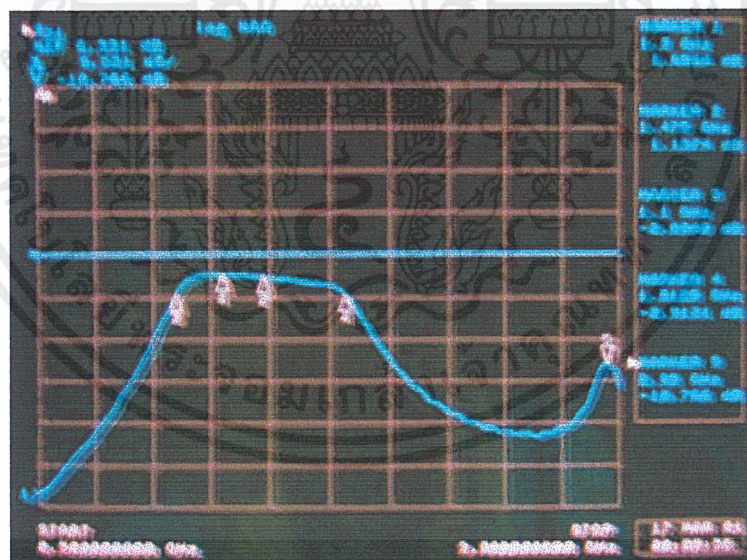


รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และค่า S_{11} กับ S_{21} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์



รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{21} ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 1.472 จิกกะเฮิรตซ์จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

(Phase Lock Loop Frequency Synthesizer 1.212 – 1.252 GHz)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่โคจรเพื่อลดความถี่ของสัญญาณอินพุตลงให้ได้เป็นสัญญาณความถี่กลาง ในวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกจะประกอบด้วยวงจรย่อย 4 วงจร ได้แก่

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO : Voltage Control Oscillator)
2. วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector)
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

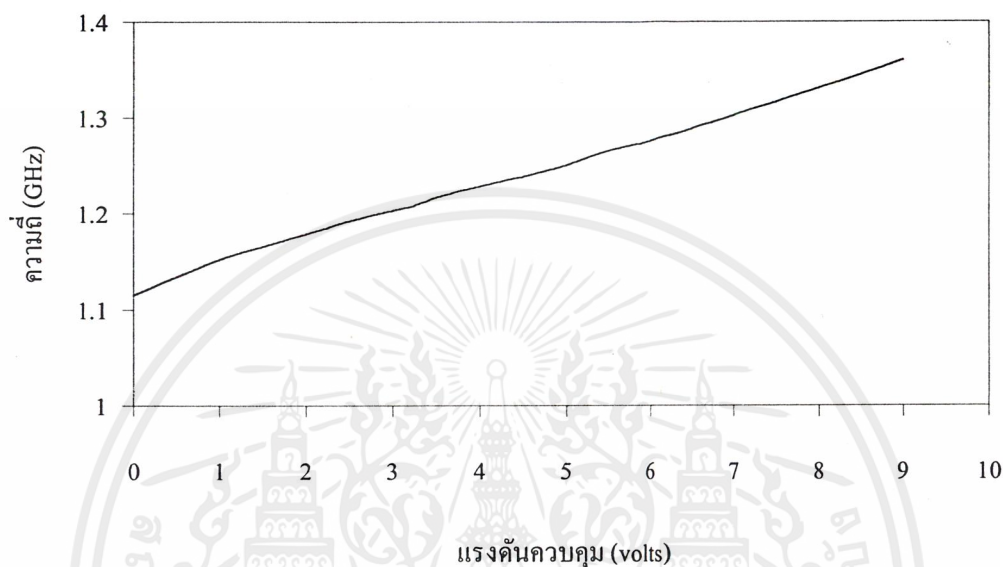
ผลการทดลองจากการป้อนแรงดันควบคุมโดยปรับค่าระดับแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 9 โวลต์ ซึ่งแสดงได้ตามตารางที่ 4.1 โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์ ตามลำดับ

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต(dBm)
0	1.1145	8.95
0.5	1.1337	8.93
1	1.1519	8.8
1.5	1.1651	8.61
2	1.1783	8.56
2.5	1.192	8.51
3	1.203	8.5
3.5	1.2168	8.35
4	1.2283	8.33
4.5	1.2382	8.23
5	1.2503	8.11
5.5	1.2652	7.93
6	1.2751	7.83
6.5	1.2877	7.78
7	1.302	7.66
7.5	1.3158	7.6
8	1.3306	7.43

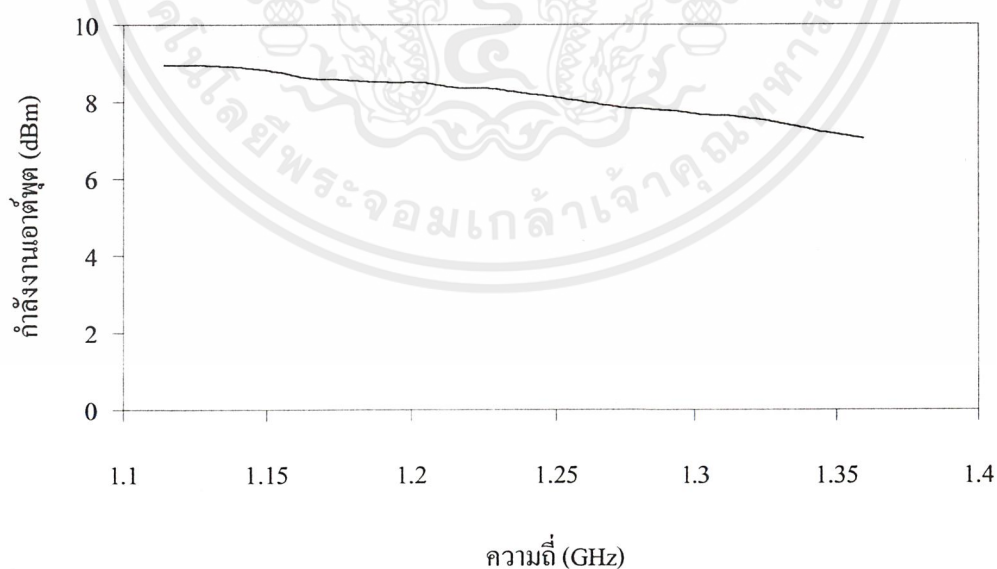
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.5	1.3444	7.22
9	1.36	7.03

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212-1.252 จิกกะเฮิรตซ์



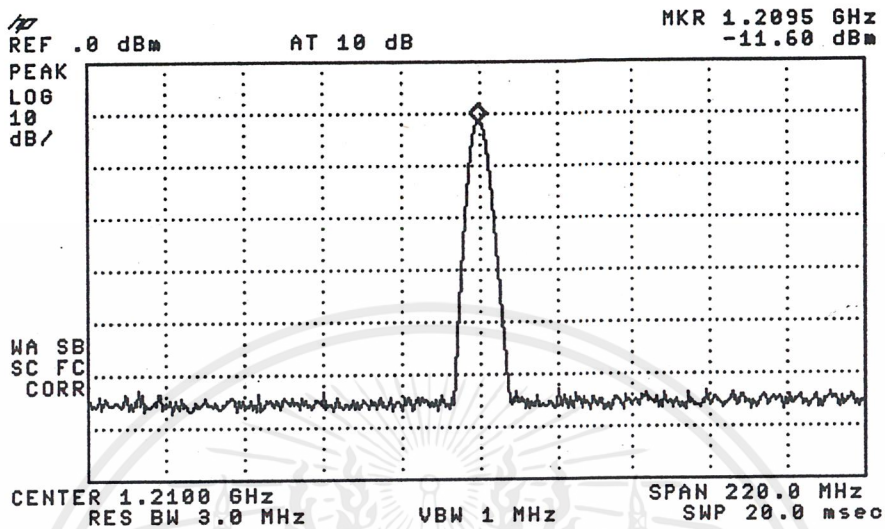
รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์



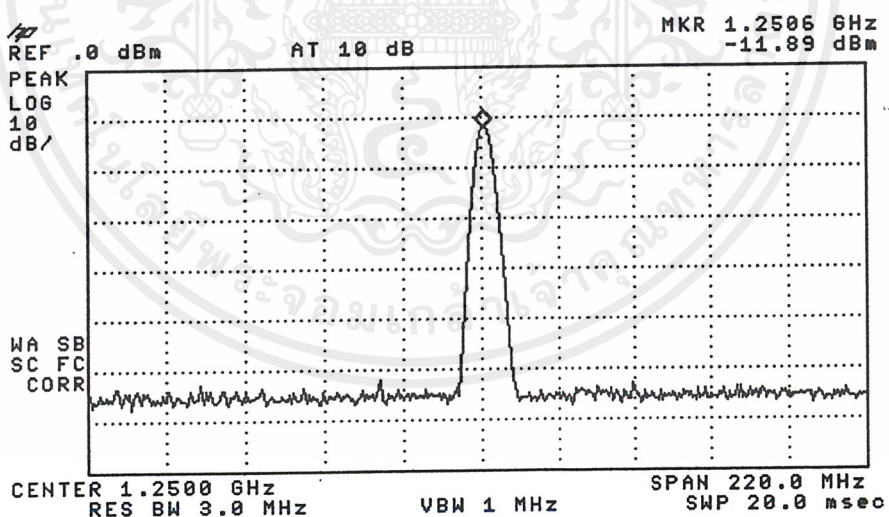
รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 1.212 – 1.252 จิกะเฮิรตซ์หลังล็อกความถี่แล้วที่ความถี่ 1.232 จิกะเฮิรตซ์ แสดงได้ดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์
ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.2095 จิกะเฮิรตซ์

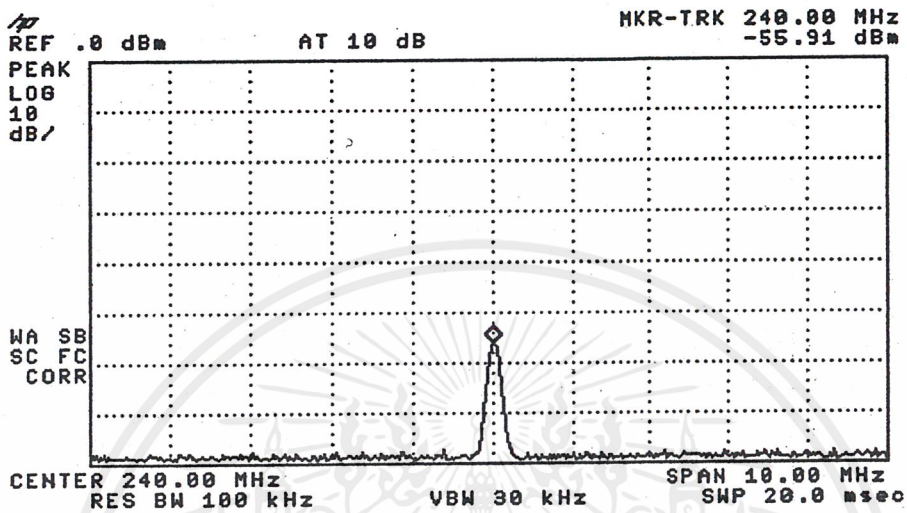


รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์
ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 1.2506 จิกะเฮิรตซ์

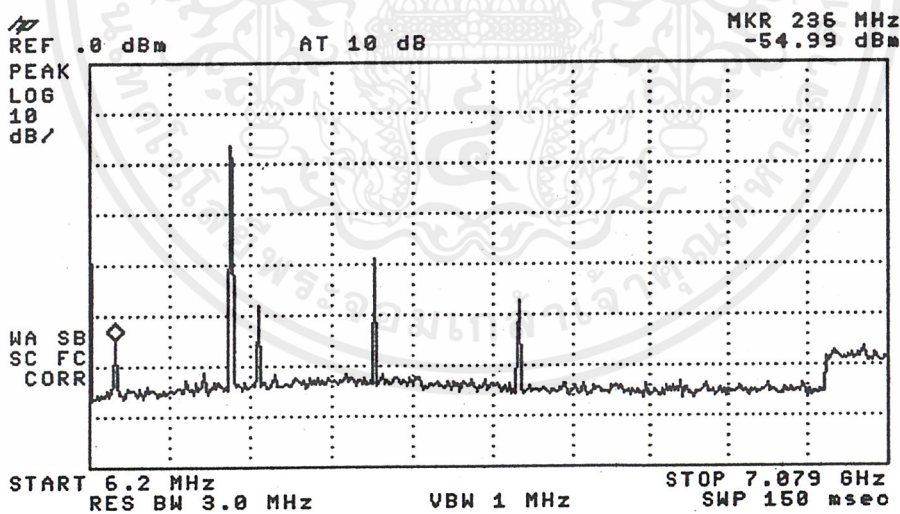
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 วงจรมิกเซอร์แบบไฮบริดที่ย่านความถี่ 1.2 จิกะเฮิรตซ์

ทำหน้าทีลดความถี่ของสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณที่ย่านความถี่ 1.48 จิกะเฮิรตซ์ ลงมาเป็นย่านความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ โดยจะมีสัญญาณความถี่คลื่นวิทยุและสัญญาณโลกคอลลอยู่ 2 ค่าความถี่ ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.15 และ 4.16



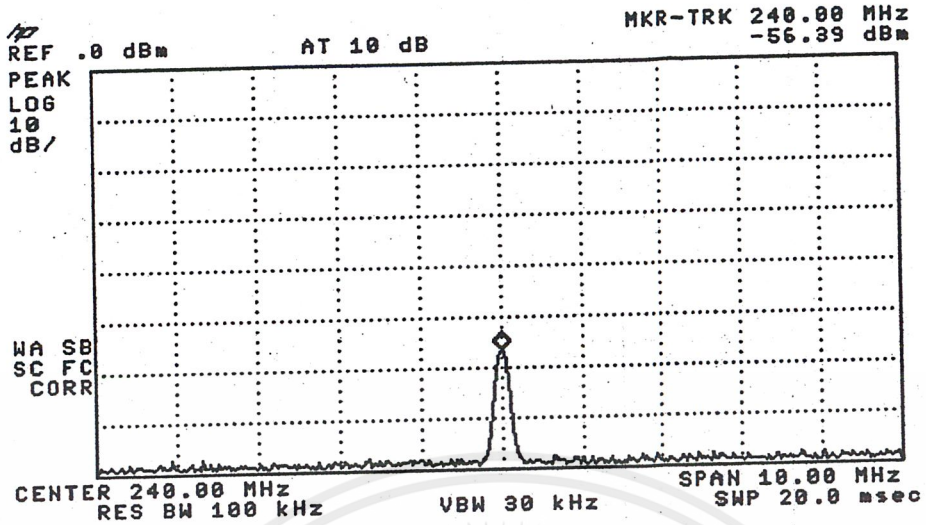
(ก)



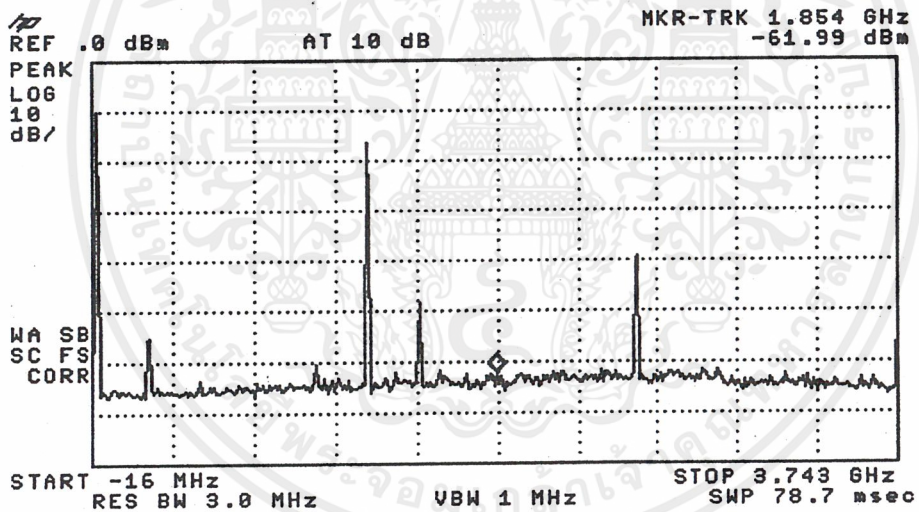
(ข)

รูปที่ 4.15 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ของวงจรมิกเซอร์ เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณคลื่นวิทยุความถี่ 1.452 จิกะเฮิรตซ์และสัญญาณโลกคอลลความถี่ 1.212 จิกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

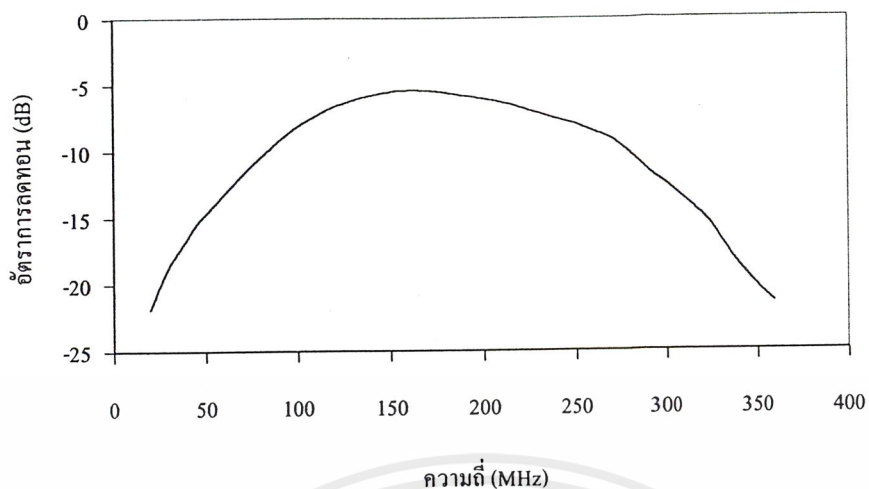
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 240 เมกะเฮิรตซ์ของวงจรมิกเซอร์
เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณคลื่นวิทยุความถี่ 1.492 จิกกะเฮิรตซ์และสัญญาณโลกอลความถี่ 1.252 จิกกะเฮิรตซ์

4.6 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์ (SAW Filter 240 MHz)

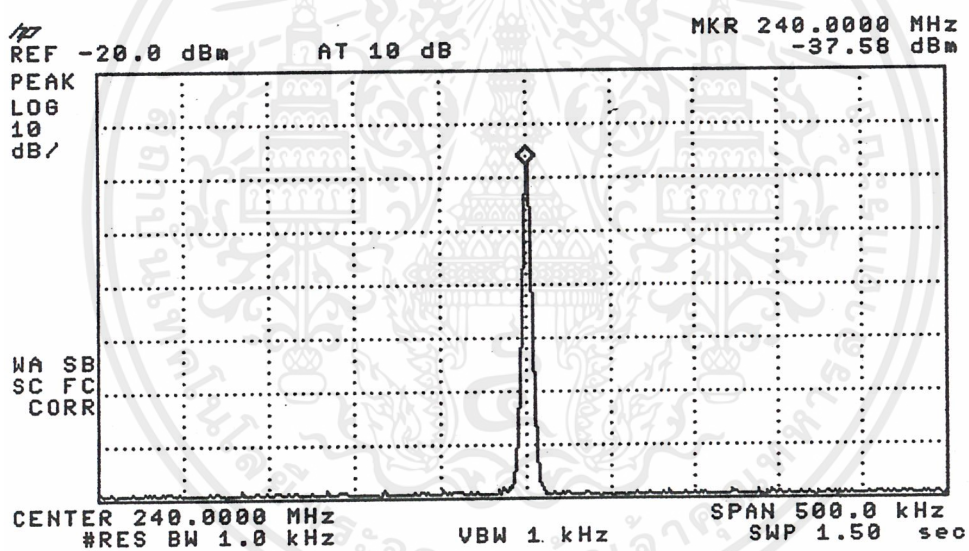
สัญญาณที่ได้จากวงจรมิกเซอร์จะประกอบด้วยความถี่ต่างๆ จึงจำเป็นต้องกรองเอาความถี่ที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยใช้วงจรกรองความถี่แบบป้องกันการสะท้อนกลับซึ่งมีความถี่กึ่งกลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์และ มีแบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์แสดงได้ตามตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.17 และสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.18

ความถี่ (MHZ)	อัตราการลดทอน (dB)
20	-21.91
40	-16.63
60	-13.456
80	-9.514
100	-8.2
120	-7.136
140	-6.072
160	-5.436
180	-5.852
200	-6.06
220	-6.82
240	-7.58
260	-8.53
280	-10.2
300	-12.5
320	-14.8
340	-18.5
360	-21.48

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการลดทอน
ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.17 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตกับอัตราการลดทอนของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิรตซ์

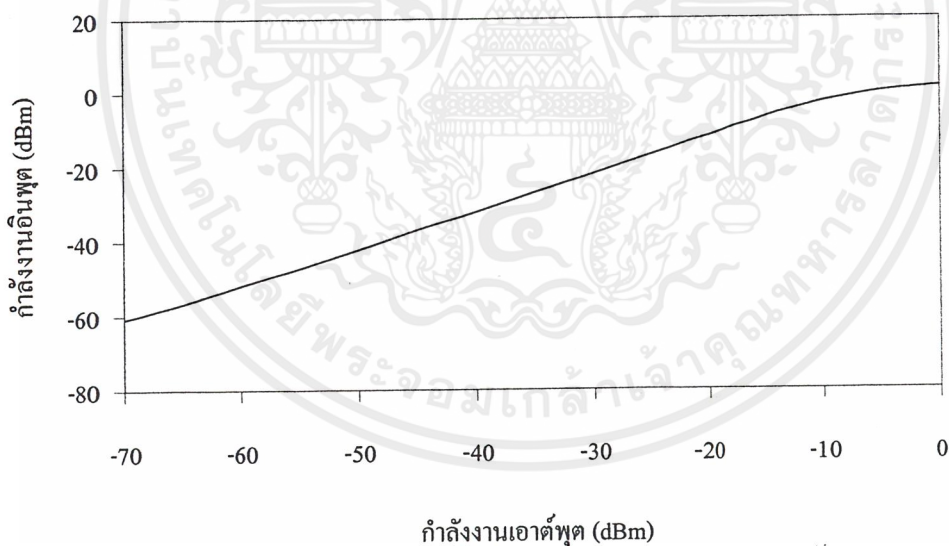
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยเปลี่ยนค่ากำลังงานอินพุตจะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตแสดง ได้ดังนี้

กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)	กำลังงานอินพุต (dBm)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
-5	-0.01	-40	-32.1
-10	-2.66	-45	-36.9
-15	-6.8	-50	-42.2
-20	-11.8	-55	-47.2
-25	-16.7	-60	-51.8
-30	-21.9	-65	-56.7
-35	-26.9	-70	-60.8

ตารางที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต
ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต
ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์

และเมื่อทดลองป้อนสัญญาณอินพุตที่มีกำลังงานคงที่โดยเปลี่ยนความถี่จะได้รับความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราขยายของสัญญาณเอาต์พุตแสดง ได้ดังนี้

4.8 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

(Phase Lock Loop Synthesizer 250.7 MHz)

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่โลคอลเพื่อลดความถี่ของสัญญาณอินพุตลงให้ได้เป็นสัญญาณความถี่กลาง ในวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกจะประกอบด้วยวงจรย่อย 4 วงจร ได้แก่

1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO : Voltage Control Oscillator)
2. วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector)
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

4.8.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

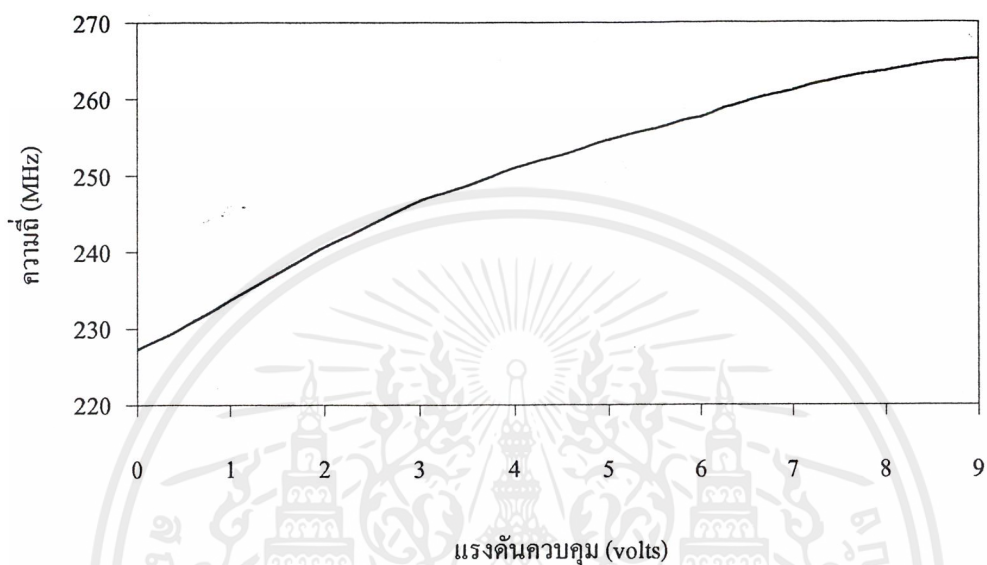
ผลการทดลองจากการป้อนแรงดันควบคุมโดยปรับค่าระดับแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 9 โวลต์ ซึ่งแสดงได้ตามตารางที่ 4.5 โดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงานเอาต์พุต (dBm)
0	227.2	5.11
0.5	230.2	5.15
1	233.7	5.2
1.5	237.2	5.18
2	240.7	5.08
2.5	243.7	4.92
3	246.7	4.76
3.5	248.7	4.64
4	251	4.4
4.5	252.7	4.24
5	254.7	4.03
5.5	256.2	3.91
6	257.7	3.77
6.5	259.7	3.58
7	261.2	3.52
7.5	262.7	3.42
8	263.7	3.35

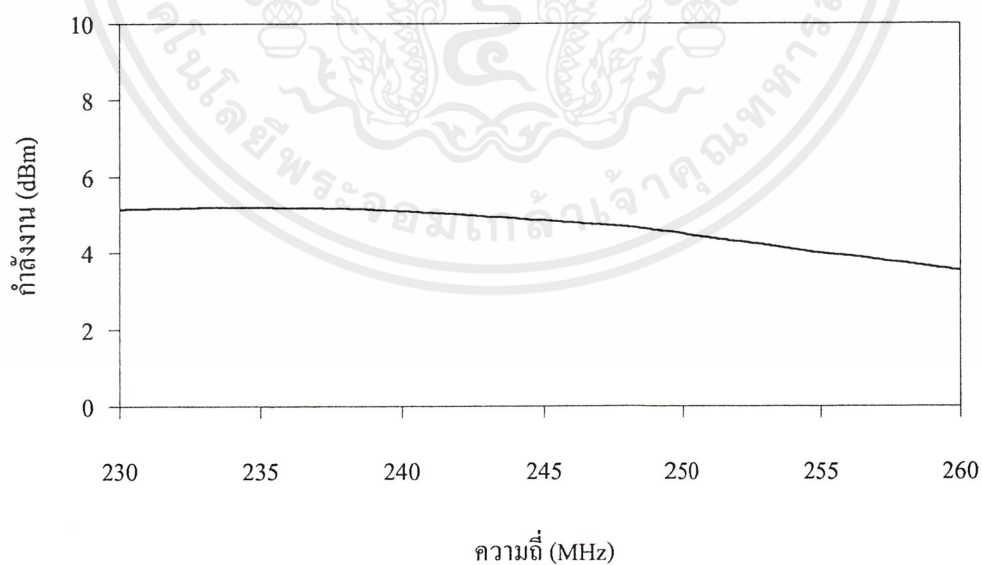
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.5	264.7	3.21
9	265.3	2.93

ตารางที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต
จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.22 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้
ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

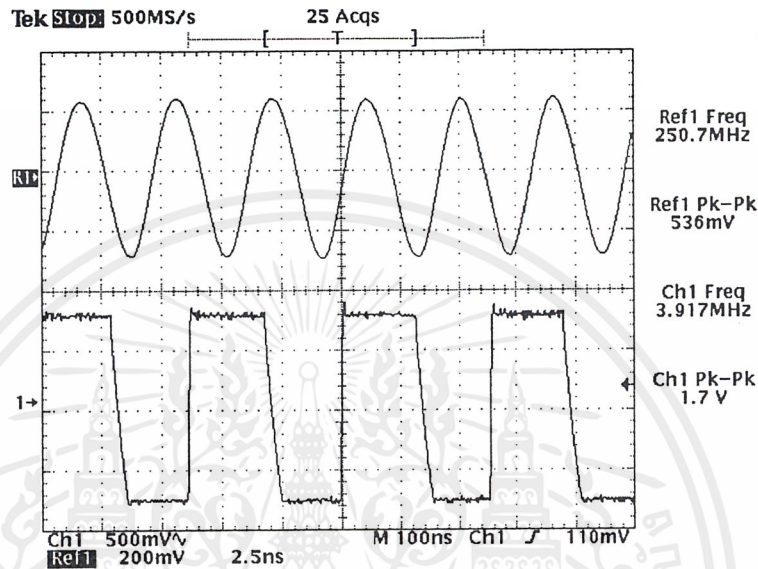


รูปที่ 4.23 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ได้กับกำลังงานเอาต์พุต
ของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8.2 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

ใช้ไอซีเบอร์ MC 12032A (ทำการหารความถี่ด้วย 64 หรือ 65) โดยสัญญาณอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์จะ ได้มาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์จะถูกส่งต่อไปกับวงจรเฟสดีเทกเตอร์(MC 145152-2) การทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

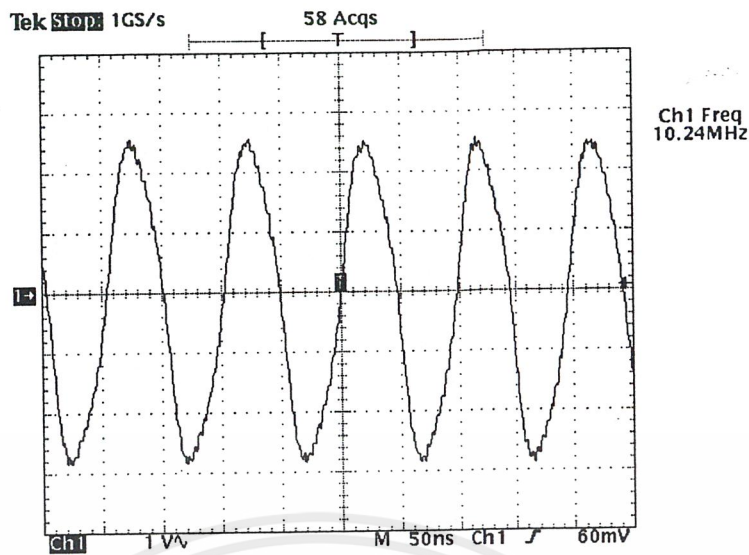
เมื่อ Ref1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์
Ch1 คือ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

4.8.3 วงจรเฟสดีเทกเตอร์

วงจรเฟสดีเทกเตอร์ใช้ไอซี MC145152 - 2 ทำหน้าที่ในการควบคุมการหารของ โมดูลัสพรีสเกลเลอร์และทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณที่ได้จากการหารแล้ว ผลการทดลองในส่วนต่างๆของ MC 145152-2ได้ผลการทดลองดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

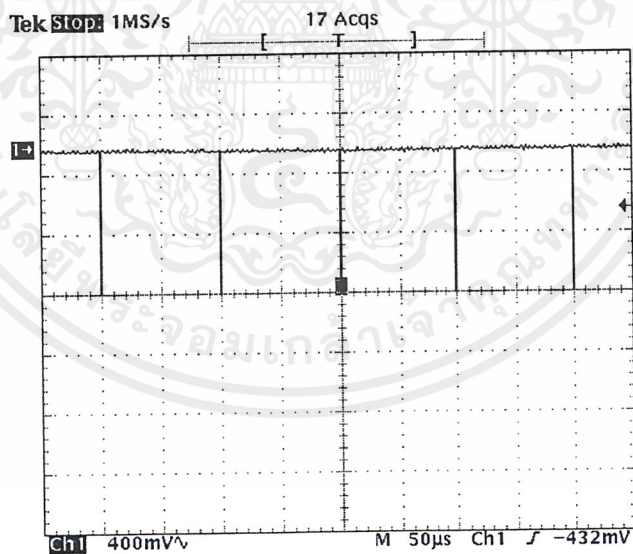
คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.25 สัญญาณและความถี่ที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

สัญญาณล็อกดีเทกต์ (LD : Lock Detect)

เมื่อความถี่ในวงจรสังเคราะห์ความถี่ถูกล็อกแล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทกต์ (ขาที่ 28) ของ MC 145152-2 จะได้ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.26

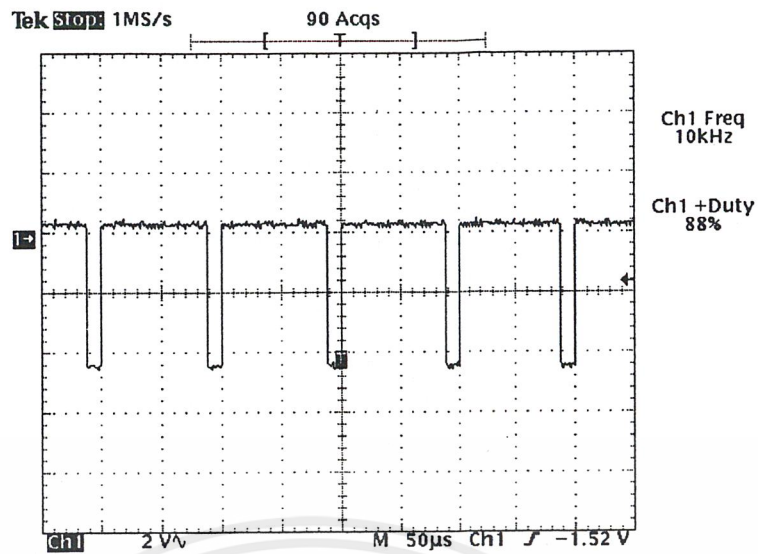


รูปที่ 4.26 สัญญาณที่ขาล็อกดีเทกต์ของไอซีเบอร์ MC 145152-2 หลังจากความถี่ถูกล็อกแล้ว

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

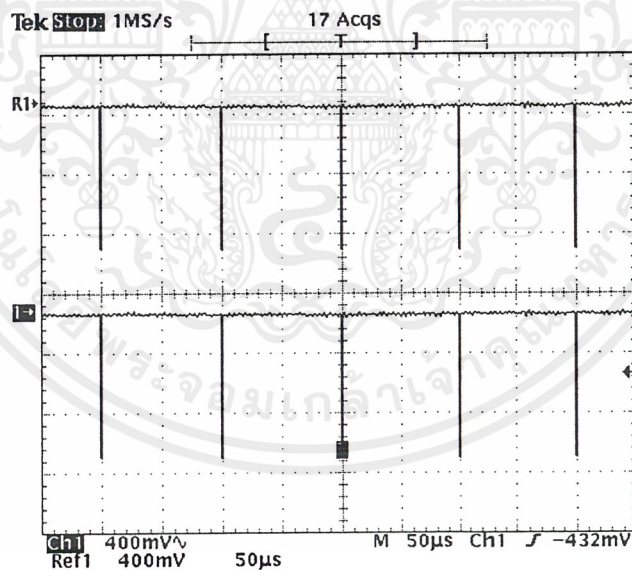
สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์โดยคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_5$ และ $N_0 - N_9$ สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลจะได้ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ขา MC ของไอซีเบอร์ MC 145152-2

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V
 สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยเมื่อวงจรสังเคราะห์ความถี่มีเฟสตรงกันหรือล้าความถี่แล้ว จะได้ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.28



รูปที่ 4.28 สัญญาณที่ขา ϕ_R และ ϕ_V ของไอซีเบอร์ MC 145152-2

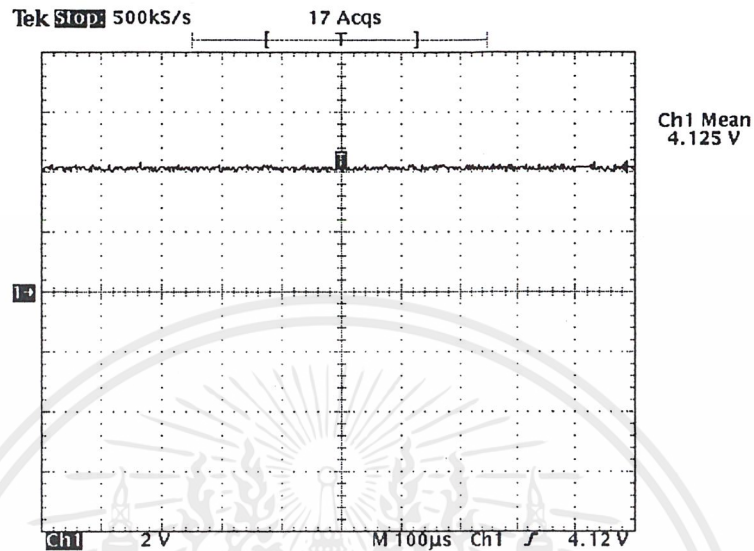
เมื่อ Ch1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

Ref1 คือ สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

4.8.4 วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

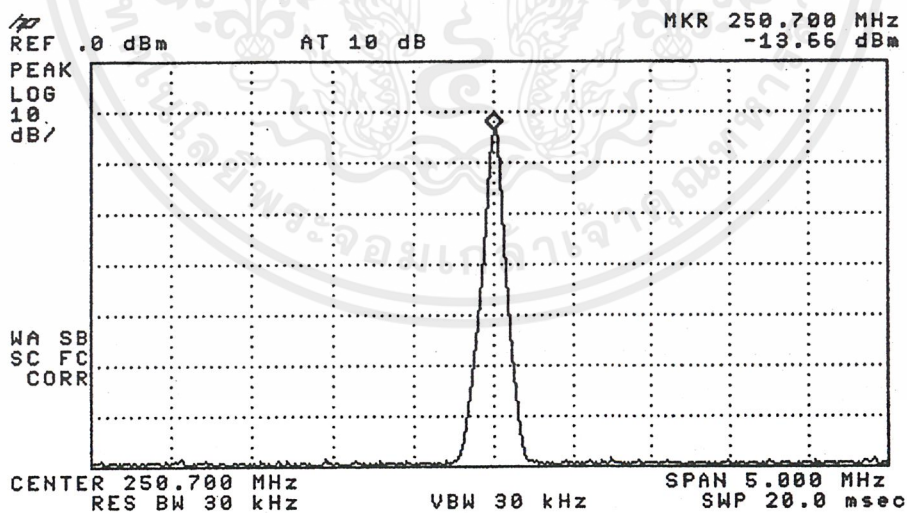
โดยการนำสัญญาณจากขา ϕ_R และ ϕ_V ของไอซีเบอร์ MC 145152-2 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรลูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟกระแสดัง ซึ่งนำไปใช้ในการควบคุมแบบป้อนกลับไปยังวงจรเอกซารันเป็นเอกซารันที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออสซิลเลเตอร์แบบปรับความถี่ด้วยแรงดัน เอาต์พุตที่ได้จากวงจรรูปฟิลเตอร์จะเป็นแรงดันไฟกระแสตรงที่มีระดับแรงดันซึ่งให้ค่าความถี่ที่ต้องการ ระดับสัญญาณไฟกระแสตรงที่ได้จากการทดลองวงจรรูปฟิลเตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 4.29



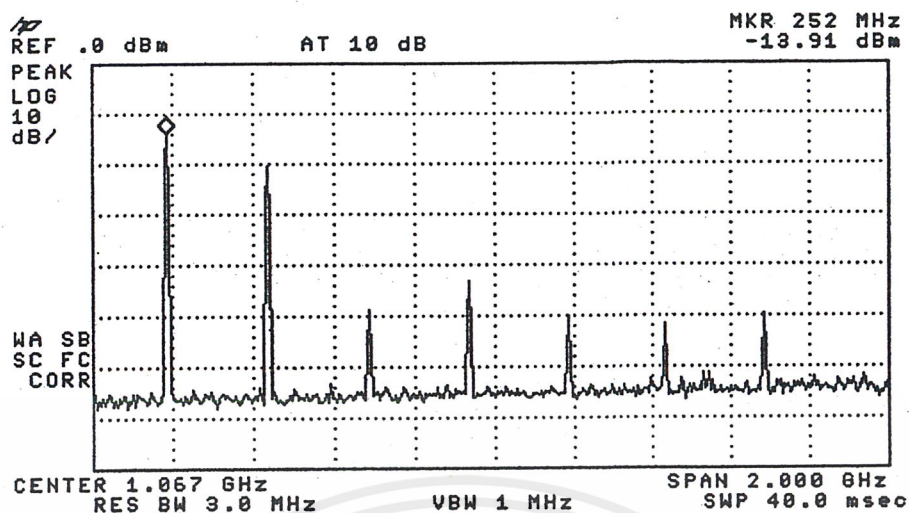
รูปที่ 4.29 ระดับสัญญาณไฟกระแสตรงที่ได้จากวงจรรูปฟิลเตอร์

สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการทดลองวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้เฟสล็อกที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์หลังล็อกความถี่แล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.30 และ 4.31



รูปที่ 4.30 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ โดยใช้เฟสล็อกที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

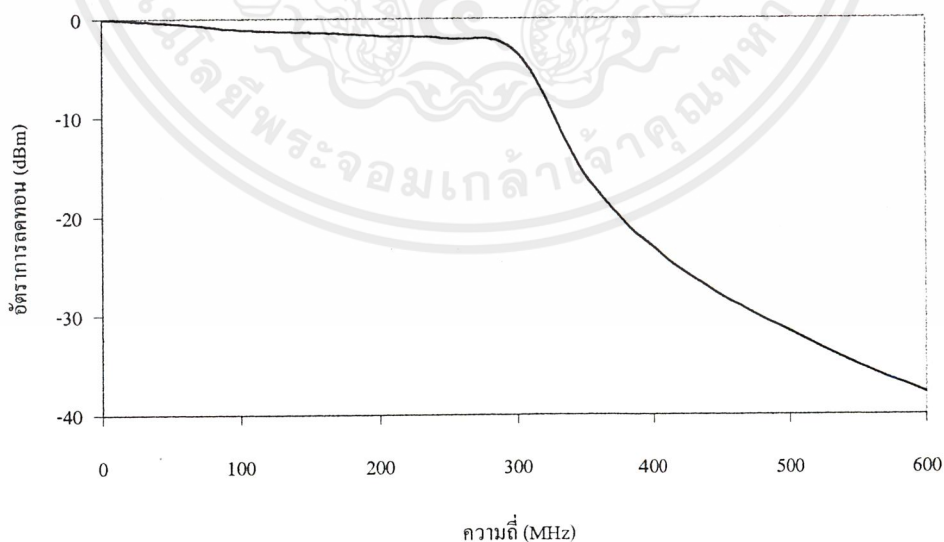
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.31 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่
โดยใช้เฟสล็อกลูบที่ความถี่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์

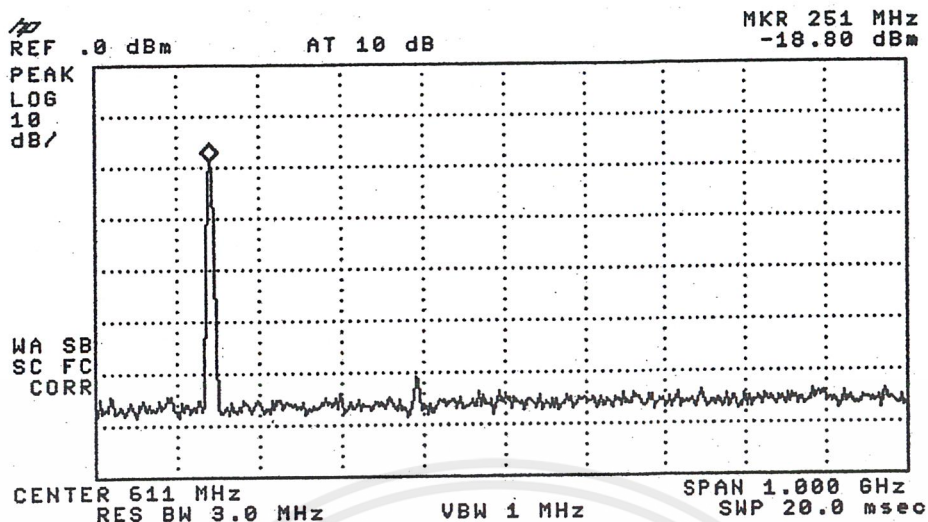
4.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่จะประกอบด้วยความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ จึงจำเป็นต้องกรองเอาความถี่ที่ต้องการออกมาโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ซึ่งมีความถี่คัทออฟที่ 300 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ได้ดังรูปที่ 4.32 และสเปกตรัมของสัญญาณที่ได้จากการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.33



รูปที่ 4.32 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราลดทอนของ
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ที่ความถี่คัทออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์

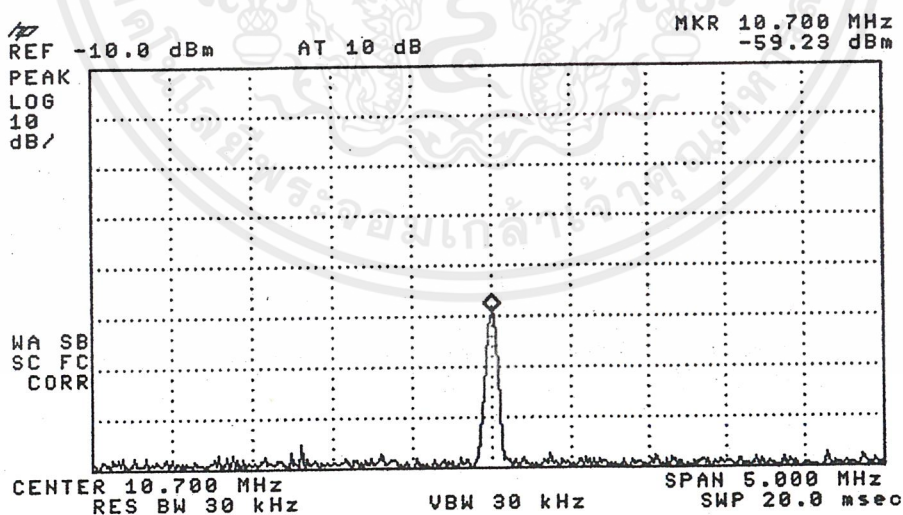
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



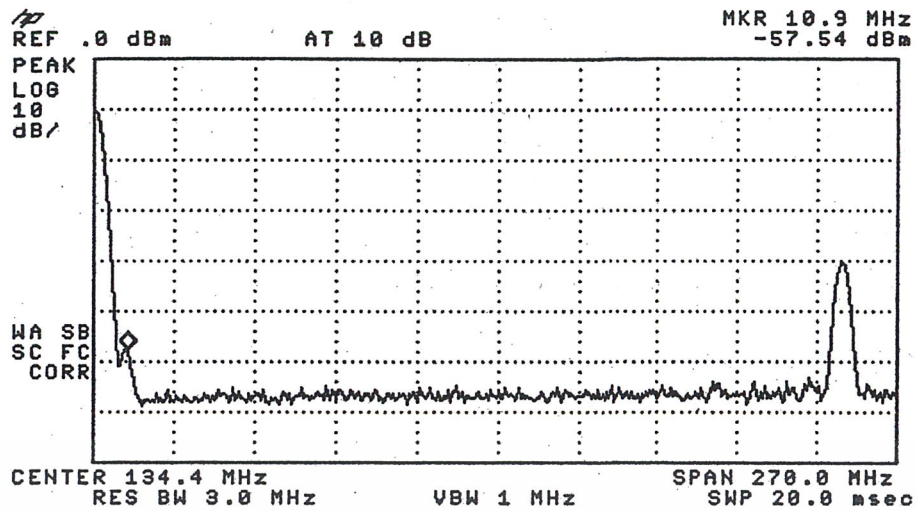
รูปที่ 4.33 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 5 ที่ความถี่คัตออฟ 300 เมกะเฮิร์ตซ์

4.10 วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์ (Balanced Ring Modulator Mixer)

วงจรมิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์ใช้สำหรับแปลงความถี่ของสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 240 เมกะเฮิร์ตซ์ให้ลดลงเป็นสัญญาณความถี่กลาง โดยการมิกซ์กับสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 250.7 เมกะเฮิร์ตซ์ สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้แสดงได้ดังรูปที่ 4.34 และ 4.35



รูปที่ 4.34 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ของวงจรมิกเซอร์



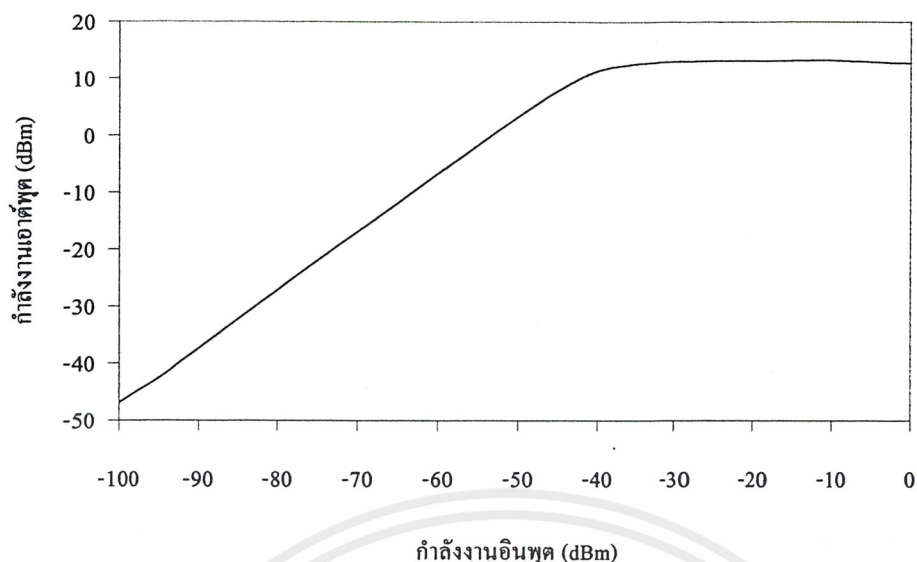
รูปที่ 4.35 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ของวงจรมิกเซอร์

4.11 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยเปลี่ยนค่ากำลังงานอินพุตจะมีความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตแสดงได้ดังนี้

กำลังงานอินพุต(dBm)	กำลังงานเอาต์พุต(dBm)	กำลังงานอินพุต(dBm)	กำลังงานเอาต์พุต(dBm)
0	12.77	-50	3.29
-5	12.96	-55	-1.68
-10	13.27	-60	-6.7
-15	13.24	-65	-11.84
-20	13.17	-70	-16.87
-25	13.2	-75	-21.96
-30	13.03	-80	-27.16
-35	12.65	-85	-32.23
-40	11.39	-90	-37.36
-45	7.92	-95	-42.57

ตารางที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุต
ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

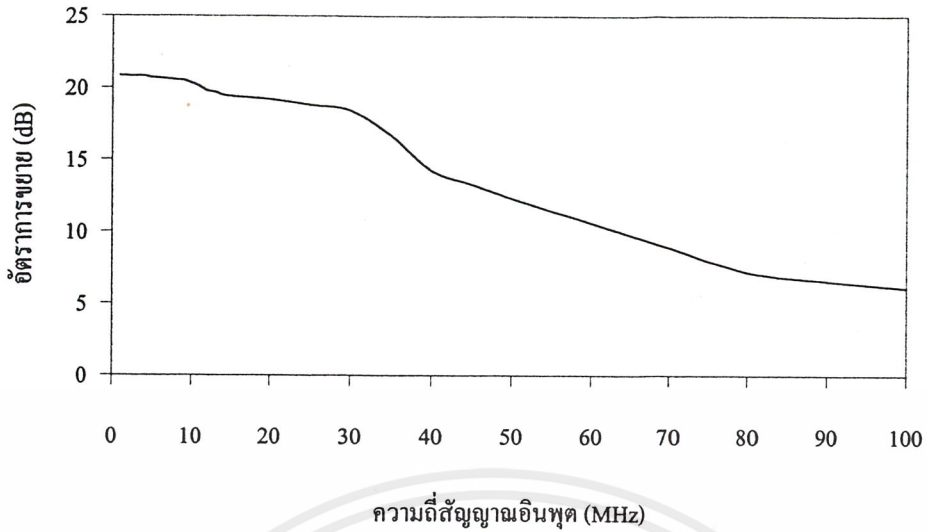


รูปที่ 4.36 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เมื่อทดลองป้อนสัญญาณอินพุตโดยเปลี่ยนความถี่จะ ได้ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราการขยายของสัญญาณเอาต์พุตแสดงได้ดังนี้

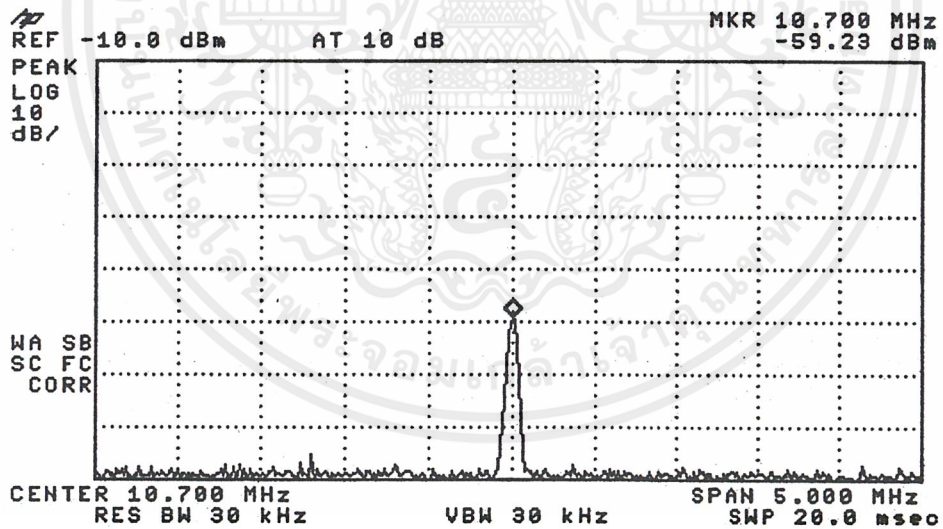
ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
1	20.85	11	20.1	25	20.63
2	20.82	12	19.8	30	17.01
3	20.81	13	19.7	35	13.6
4	20.8	14	19.5	40	10.57
5	20.7	15	19.4	50	5.74
6	20.65	16	19.4	60	2.14
7	20.6	17	19.3	70	-1.78
8	20.55	18	19.35	80	-6.27
9	20.5	19	19.25	90	-9.37
10	20.3	20	19.2	100	-10.53

ตารางที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราการขยายของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

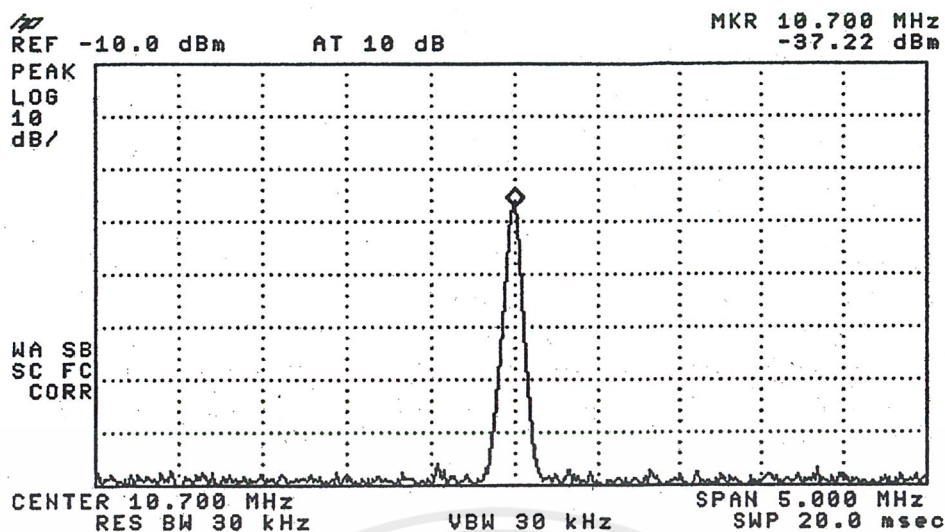


รูปที่ 4.37 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับอัตราการขยายของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

และเมื่อพิจารณาจากสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณอินพุตกับสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแสดงได้ดังรูปที่ 4.38 และ 4.39



รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.39 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

4.12 วงจรคอสเทสลูป (Costas Loop)

เมื่อสัญญาณถูกทำให้อยู่ในย่านความถี่กลางและมีระดับสัญญาณที่เหมาะสมแล้วจะถูกนำมาดีเทกต์สัญญาณข้อมูลโดยใช้วงจรคอสเทสลูปซึ่งจะมีส่วนประกอบย่อย ได้แก่

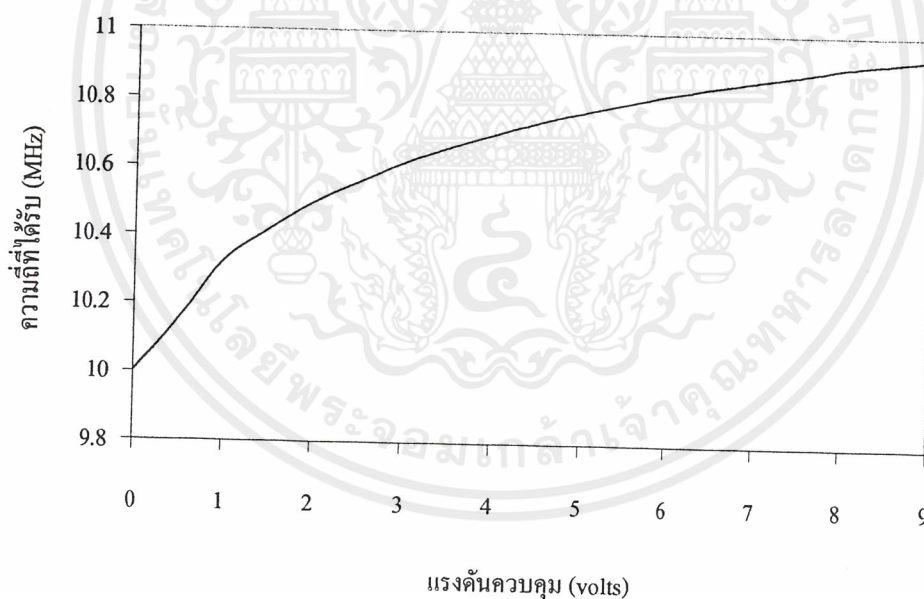
1. วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)
2. วงจรริงมอดูเลเตอร์ (Ring Modulator)
3. วงจรชิฟเฟส $\pi/2$
4. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)
5. วงจรคูณสัญญาณ (Multiplier)
6. วงจรรวมสัญญาณ (Adder)
7. วงจรดีเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

4.12.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ปรับความถี่ตามแรงดันควบคุม (VCO : Voltage Control Oscillator)

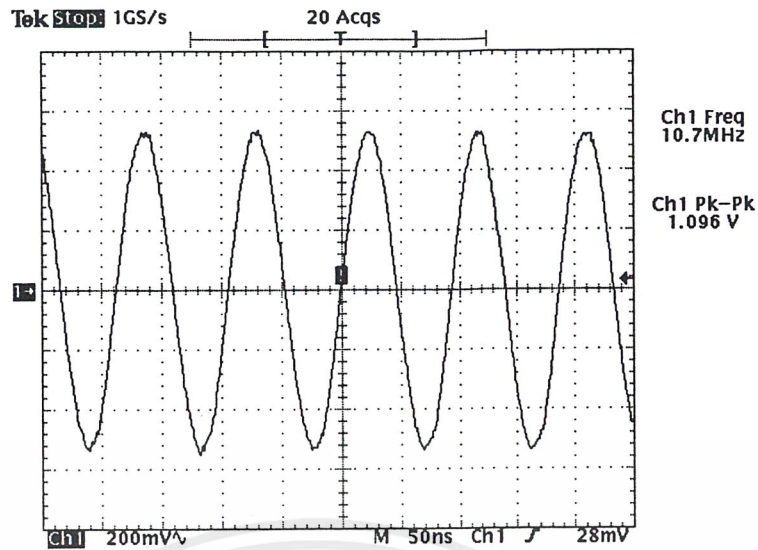
วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันในส่วนของวงจรคอสเทสลูปนี้จะเหมือนกับในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกซึ่งเมื่อทำการป้อนระดับแรงดันควบคุมโดยปรับค่าแรงดันควบคุมตั้งแต่ 0 ถึง 9 โวลต์ จะแสดงความถี่ตอบสนองได้ตามตารางที่ 4.8 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

แรงดันควบคุม (volts)	ความถี่ที่ได้รับ (MHz)	แรงดันควบคุม (volts)	ความถี่ที่ได้รับ (MHz)
0.5	10.153	5	10.77
1	10.325	5.5	10.798
1.5	10.416	6	10.824
2	10.497	6.5	10.846
2.5	10.558	7	10.867
3	10.616	7.5	10.886
3.5	10.661	8	10.908
4	10.701	8.5	10.923
4.5	10.738	9	10.938

ตารางที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่เอาต์พุต
ที่ได้จากวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



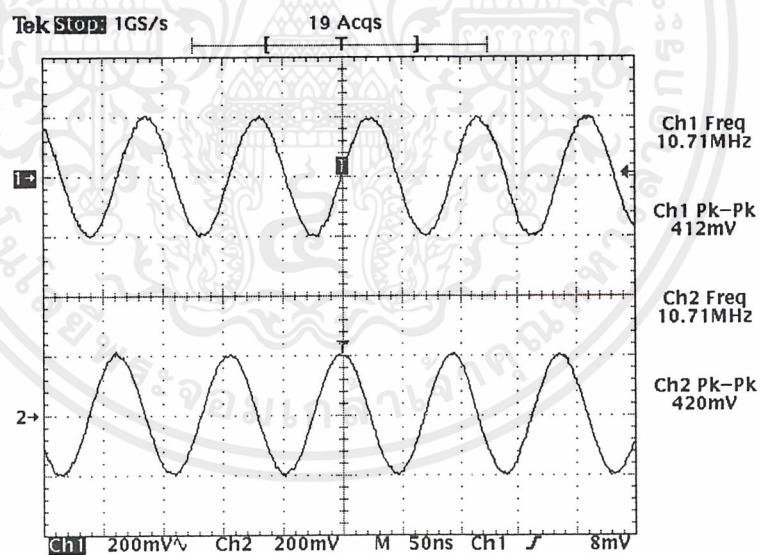
รูปที่ 4.40 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้
ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.41 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

4.12.2 วงจรเลื่อนเฟส 90 องศา (Phase Shift $\pi/2$)

ในส่วนของวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา ผลของวงจรนี้จะทำให้ได้สัญญาณที่มีค่าของความถี่เท่ากัน แต่เฟสต่างกัน 90 องศา ในรูปที่ 4.42 แสดงผลที่ได้จากการเลื่อนเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.42 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเลื่อนเฟสของวงจรเลื่อนเฟส 90 องศา

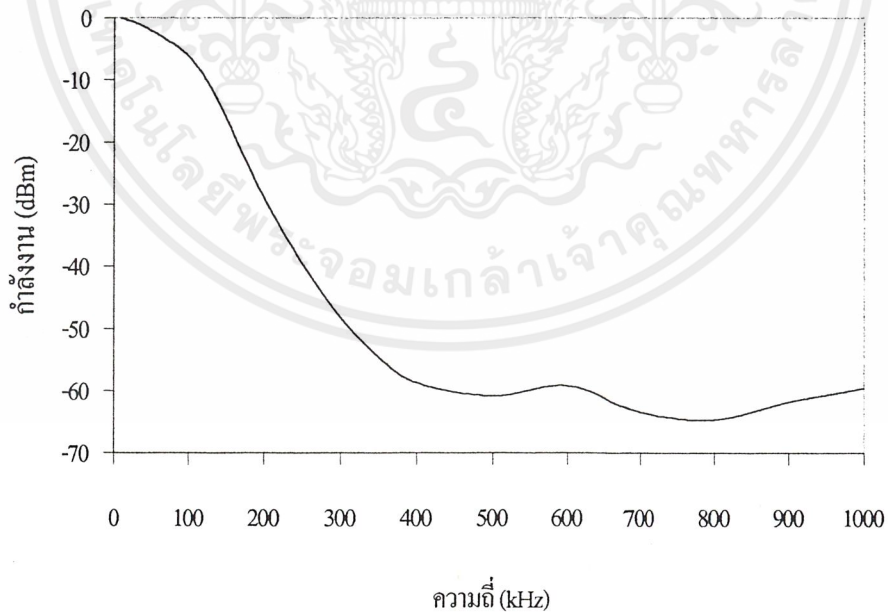
4.12.3 วงจรกรองความถี่ต่ำชนิดเอกที่ฟแบบเบสเซลอันดับที่ 8 (Order 8 Bessel Filter)

เมื่อทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่มีกำลังงาน 0 dBm แล้วทำการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณอินพุต จะได้กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตดังแสดงได้ในตารางที่ 4.9 และกราฟรูปที่ 4.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่(kHz)	กำลังงานที่ได้(dBm)	ความถี่(kHz)	กำลังงานที่ได้(dBm)
10	0	150	-16.16
20	-0.42	175	-22.71
30	-0.87	200	-28.92
40	-1.41	250	-39.59
50	-2.13	300	-48.26
55	-2.38	350	-54.56
60	-2.72	400	-58.71
64	-3	500	-60.86
70	-3.5	600	-59.17
80	-4.21	700	-63.39
90	-5.13	800	-64.66
100	-6.19	900	-61.79
125	-10.22	1000	-59.61

ตารางที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลดอันดับที่ 8

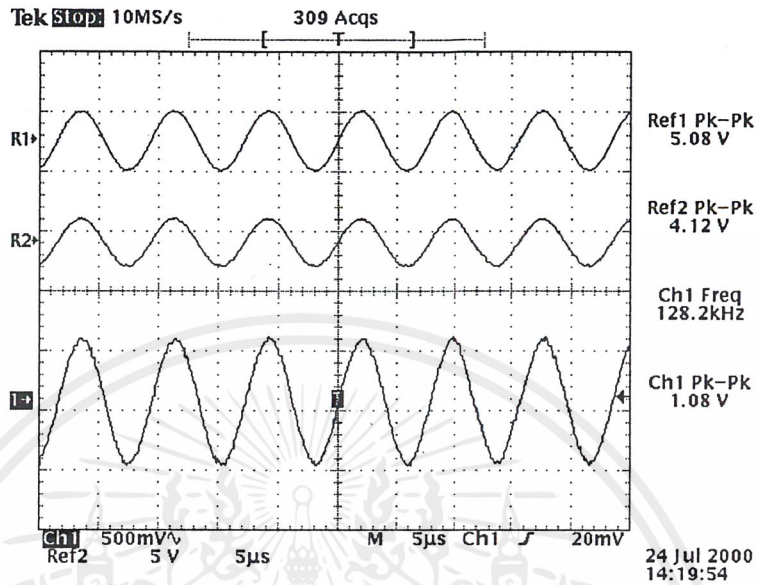


รูปที่ 4.43 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของสัญญาณอินพุตกับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำชนิดแอกทีฟแบบเบสเสลดอันดับที่ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.12.4 วงจรบวกสัญญาณ (Adder)

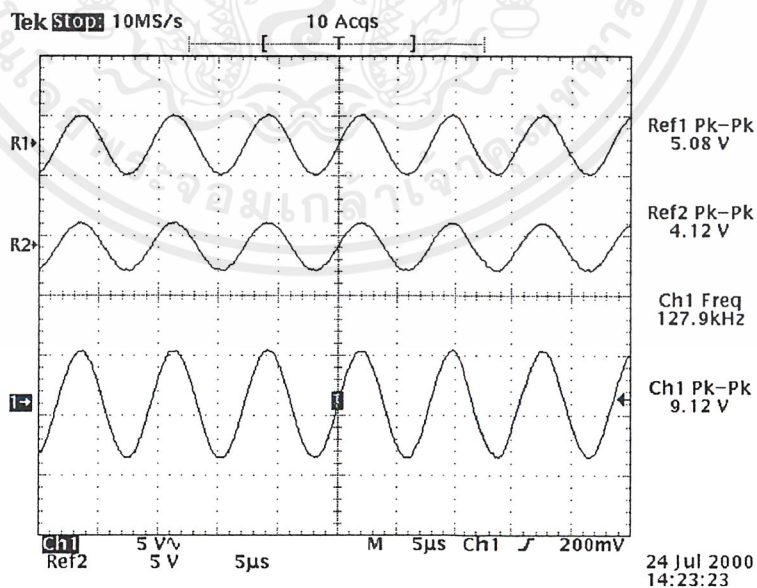
ทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 128 กิโลเฮิร์ตซ์สองสัญญาณให้เป็นอินพุตของวงจรบวกสัญญาณ จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.44



รูปที่ 4.44 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรบวกสัญญาณ

4.12.5 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

ทำการทดลอง โดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 128 กิโลเฮิร์ตซ์สองสัญญาณให้เป็นอินพุตของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์ จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.45

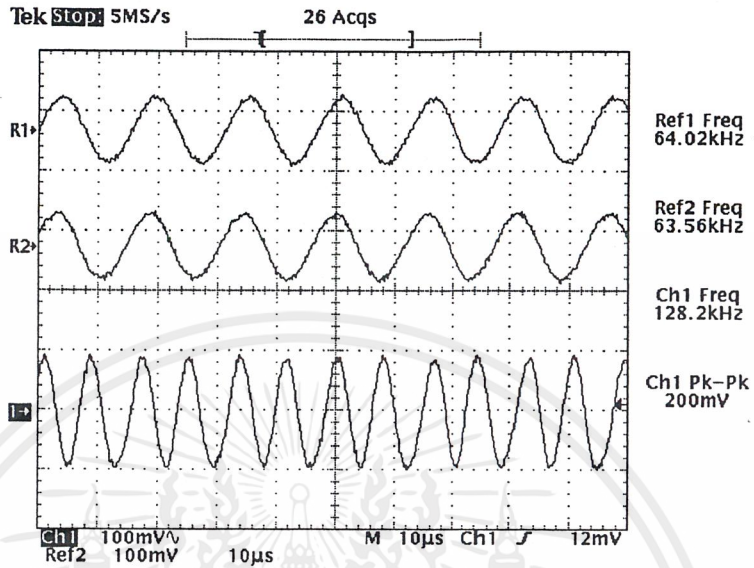


รูปที่ 4.45 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

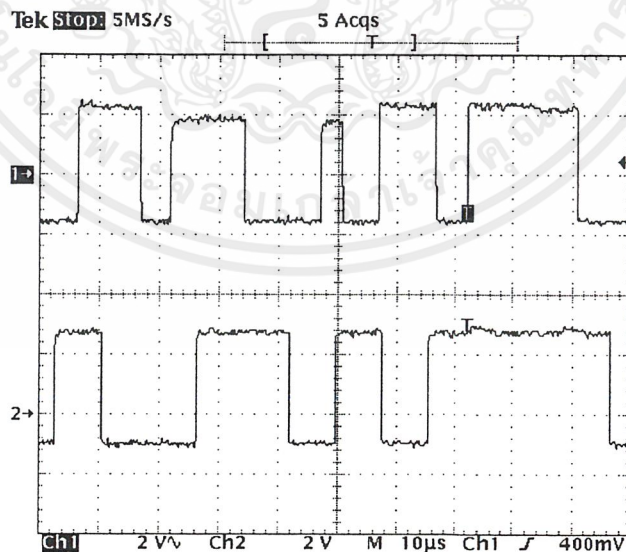
4.12.6 วงจรคูณสัญญาณ (Multiplier)

ทำการทดลองโดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 64 กิโลเฮิรตซ์สองสัญญาณให้เป็นอินพุตของวงจรมคูณสัญญาณจะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.46



รูปที่ 4.46 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมคูณสัญญาณ

เมื่อสัญญาณผ่านวงจรต่างๆ ในวงจรเครื่องรับแบบคอสมอสแล้วจะได้สัญญาณคลื่นพาหะกลับคืนมา ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.47

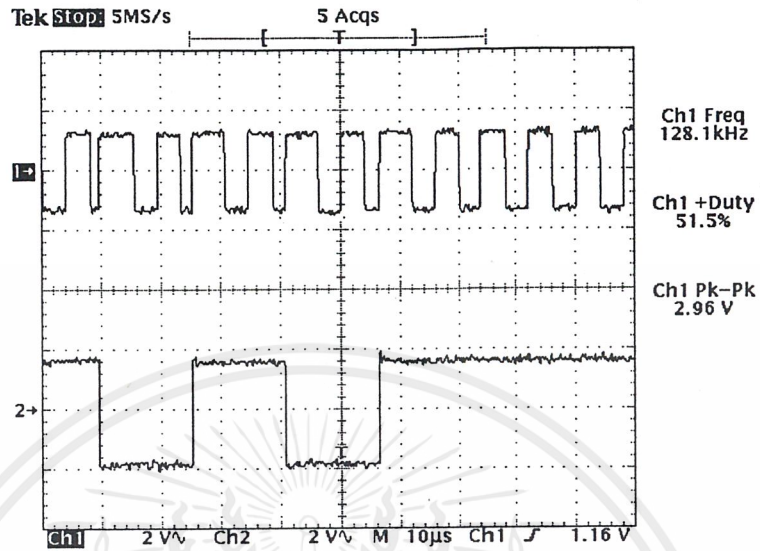


รูปที่ 4.47 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอสมอสรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.13 ผลการทดลองวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา (Clock Recovery)

การกู้สัญญาณนาฬิกาใช้วงจร ไทม์เมอร์ ไอซี 555 ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.48



รูปที่ 4.48 ผลการทดลองของวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

เมื่อ Ch1 : คือสัญญาณนาฬิกาที่กู้กลับคืนมาได้

Ch2 : คือสัญญาณข้อมูลที่ได้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญาโทพนธ์นี้ได้นำเสนอการคำนวณ การออกแบบและสร้าง โครงงานเครื่องรับวิทยุระบบดิจิทัล ซึ่งทำการคิมอดูเลตสัญญาณแบบคิวพีเอสเค โดยตลอดระยะเวลาในการทำโครงงานได้พบปัญหาต่าง ๆ ดังนี้

วงจรสังเคราะห์ความถี่ เนื่องจากสัญญาณที่ได้ยังมีสัญญาณรบกวนปนออกมาอยู่ และมีปัญหาของตัวอุปกรณ์ที่ใช้งานเช่น ขดลวด ซึ่งไม่สามารถพันให้ได้ค่าตามที่ต้องการได้ เนื่องจากไม่สามารถวัดค่าได้ถูกต้องเพราะขาดอุปกรณ์การวัดที่เที่ยงตรง การแก้ไขเรื่องสัญญาณรบกวนนั้นเป็นเรื่องที่ละเอียดอ่อนวิธีที่จะแก้ไขนั้นมีอยู่หลายวิธี เช่น การกราวด์ดิ้ง (Grounding) การชิลด์ (Shielding) ฯลฯ

วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ เนื่องจากตัววงจรนี้เป็นวงจรขยายที่ความถี่สูงมาก ในการคำนวณออกแบบและการสร้างจึงมีความยุ่งยากอย่างมาก ทำให้สูญเสียระยะเวลาในการทำอย่างมากเช่นกัน อีกทั้งยังประสบกับปัญหาในเรื่องการหาอุปกรณ์ต่างๆ มาประกอบในตัววงจรเอง ซึ่งหายากและจำเป็นต้องอาศัยความละเอียดอ่อนในการต่ออย่างมากเนื่องจากเป็นวงจรที่ใช้อุปกรณ์เซอร์เฟสเมาท์(surface mount) ปัญหาที่ประสบต่อมาก็คือ ผลที่ได้จากการคำนวณโดยโปรแกรม(simulate) กับผลที่ได้จากการปฏิบัติจริงนั้นแตกต่างกัน จึงทำให้ผลที่ได้ไม่เป็นไปตามที่ต้องการทั้งเรื่องสัญญาณรบกวนที่ออกแบบไว้ยังสูงอยู่และอัตราขยายที่ได้ต่ำกว่าที่ออกแบบไว้ แนวทางการแก้ไขปัญหานี้จำเป็นต้องอาศัยความรู้ความชำนาญ ซึ่งไม่ใช่เรื่องง่ายที่จะให้เป็นที่ได้ในระยะเวลาอันสั้น

วงจรขยายสัญญาณไอเอฟ พบปัญหาที่ว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีสัญญาณรบกวนปนออกมาด้วย ซึ่งสามารถสร้างปัญหาให้แก่วงจรภาคถัดไป อีกทั้งในการนำวงจรขยายสัญญาณ ไอเอฟมาทำการคาสแคดกันเพื่อทำการขยายหลายภาค ได้ผลไม่เป็นที่พอใจตรงที่จะทำให้เกิดการขยายสัญญาณรบกวนตามมาด้วยในการแก้ไขปัญหาก็กจำเป็นต้องอาศัยประสบการณ์ ความรู้ความชำนาญเช่นเดียวกัน

วงจรมิกเซอร์ ถึงแม้ในโครงงานนี้จะใช้วงจรมิกเซอร์สำเร็จรูปก็ตาม แต่ก็ยังประสบปัญหาตรงที่สัญญาณที่ใช้เป็นสัญญาณอินพุตจำเป็นต้องมีกำลังที่สูงพอสมควร แต่สัญญาณเอาต์พุตที่ได้กลับน้อยเนื่องจากการลดทอนในตัววงจรเอง ทำให้ต้องแก้ไขโดยการเพิ่มวงจรขยายสัญญาณอีกเพื่อทำการขยายสัญญาณก่อนนำไปใช้ในวงจรภาคอื่นต่อไป

วงจรรองความถี่ ซึ่งสามารถรองความถี่คั้งที่ต้องการได้แต่มีปัญหาคือเกิดการลดทอนมากและไม่ได้แบนด์วิดท์ตามที่คำนวณไว้ เนื่องจากค่าคาปาซิแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์ที่ใช้กับค่าที่คำนวณได้ไม่ตรงกัน ทำให้ผลที่ได้จริงๆไม่เป็นที่น่าพอใจ การแก้ไขจะต้องพยายามใส่ค่าอุปกรณ์ให้ได้ใกล้เคียงกับที่คำนวณมากที่สุด

วงจรคู่อสัญญาณคลื่นพาหะซึ่งใช้เครื่องรับแบบคอสเทสในการคิมอดูเลตสัญญาณ แต่ละวงจรที่ประกอบเป็นคอสเทสคู่นั้นมีประสิทธิภาพไม่ค่อยดีนัก ต้องทำการปรับจูนทุกครั้งจึงจะอยู่ในสภาวะใช้งานได้ อีกทั้งการคิมอดูเลตก็มีความผิดพลาด เนื่องจากเฟสของคลื่นพาหะไม่ต่างกัน 90 องศาจริง และสัญญาณที่คู่อไม่ถือความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งสัญญาณที่นำมาคู่อนั้นมีสัญญาณรบกวนปนมาก่อนข้างสูง ส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

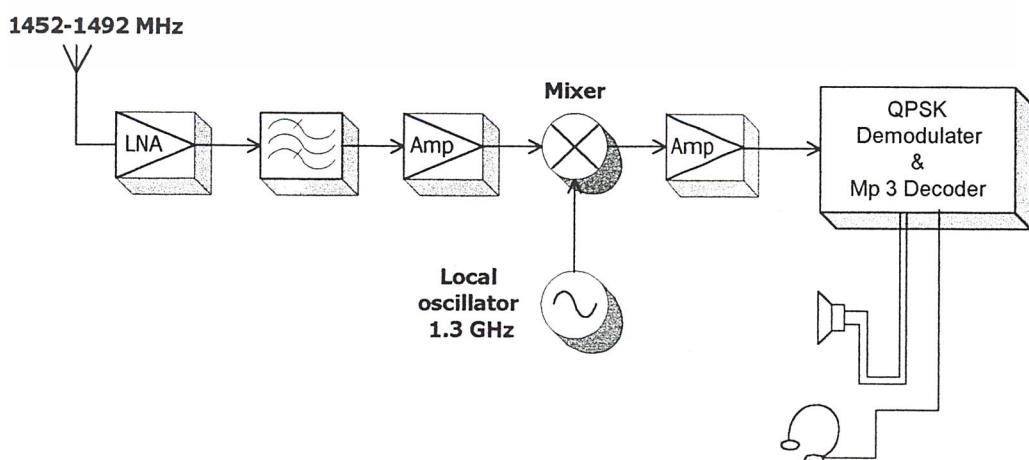
ผลให้ข้อมูลที่ได้นั้นมีความผิดพลาดอย่างมาก และเนื่องด้วยการขาดความรู้และประสบการณ์ของผู้ทำโครงการเองจึงไม่สามารถทำการกู้สัญญาณคลื่นพาหะให้ได้ตรงกับที่รับมา

วงจรถูกสัญญาณนาฬิกา เนื่องจากการกู้สัญญาณจากข้อมูลโดยตรงนั้นยากอยู่แล้วเป็นเดิม ไม่สามารถใช้เพียงแค่อุปกรณ์ไอซีทั่วไปมาทำการสร้างวงจรถูกสัญญาณนาฬิกาที่มีความเที่ยงตรงสูงได้ ส่วนในโครงการนี้ก็ประสบปัญหาดังกล่าวเช่นกัน โดยตลอดทั้งเทอมได้มีการสร้างวงจรถูกสัญญาณนาฬิกาหลายรูปแบบวิธีและหลายต่อหลายครั้ง จนมาเป็นวงจรที่นำเสนอไว้ในปริญญาานิพนธ์นี้ โดยที่วงจรดังกล่าวเป็นวงจรรองง่ายและสามารถกู้สัญญาณนาฬิกาได้ดีกว่าทุกแบบที่ได้ทำการทดลองมา แต่ยังมีปัญหาที่สัญญาณนาฬิกาที่กู้ได้ยังไม่เที่ยงตรงดีพอ และมีการเลื่อมล้ำกันของลูกคลื่นสัญญาณเนื่องจากตัววงจรจะอาศัยการทำงานของวงจรสองส่วนที่เหมือนกันแต่ผลัดกันทำงาน

วงจรแปลงสัญญาณเอ็มพี 3 เป็นวงจรภาคสุดท้ายที่เกิดปัญหาในการต่อ เนื่องจากผู้ทำโครงการไม่มีประสบการณ์และความรู้ความชำนาญทางด้านซอร์ฟแวร์ เมื่อต่อวงจรเสร็จแล้วจึงไม่สามารถทำการทดสอบว่าทำงานได้จริงหรือไม่เพราะไม่มีข้อมูลที่เป็นไฟล์เอ็มพี 3 อีกทั้งเป็นวงจรส่วนสุดท้ายจึงไม่มีเวลาในการศึกษาและเขียนโปรแกรมนำข้อมูลไฟล์เอ็มพี 3 มาจากคอมพิวเตอร์ อีกทั้งข้อมูลที่จะทำการป้อนให้วงจรมันนั้นมีความผิดพลาดจึงไม่สามารถทำการทดสอบและเก็บผลได้

เนื่องจากโครงการที่ผู้จัดทำนี้มีความล้มเหลวในตัววงจรคือ วงจรที่สร้างขึ้นไม่สามารถดีเทคสัญญาณได้ เพราะความยากและความละเอียดอ่อนในตัววงจรซึ่งไม่สามารถทำได้ง่ายๆ ทางผู้จัดทำโครงการจึงได้ร่วมกันปรึกษาแล้วจัดทำารปรับปรุงรูปแบบโครงการใหม่ เพื่อให้สามารถรับสัญญาณและสามารถฟังได้จริงตรงตามบทคัดย่อที่ได้ระบุไว้แล้วในเทอมแรก โดยที่รูปแบบโครงการใหม่ที่ได้ทำการปรับปรุงนั้น จะขอแนะนำต่อจากนี้เป็นต้นไป

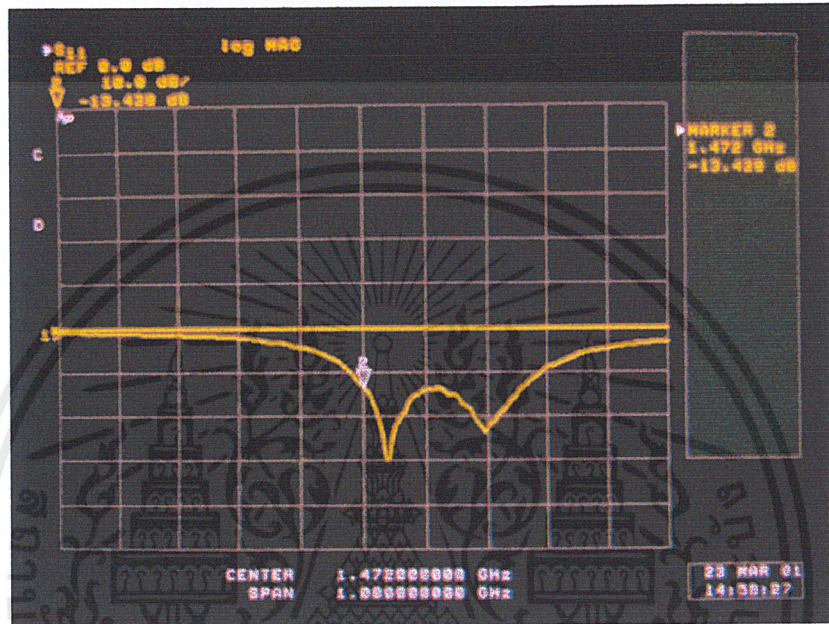
โครงการที่ปรับปรุงใหม่นั้น จะทำการแก้ปัญหาที่ตัววงจรดีเทคสัญญาณคิวพีเอสเค(QPSK) ที่สร้างแล้วแต่ไม่สามารถดีเทคสัญญาณได้ โดยผู้จัดทำโครงการแก้ปัญหาโดยการใช้วงจรดีเทคสัญญาณคิวพีเอสเคสำเร็จรูปที่รวมวงจรแปลงสัญญาณเอ็มพี 3 ซึ่งเป็นส่วนวงจรที่สามารถทำการดีเทคสัญญาณและแปลงสัญญาณเป็นเสียงเพลงได้จริง เนื่องจากเป็นชุดวงจรที่องค์การ Worldspace ได้ทำการรับรองว่าใช้งานได้จริง นอกจากนั้นในส่วนวงจรอื่นๆก็ยังคงใช้วงจรที่ได้ทำการออกแบบและสร้างไว้แล้วมาใช้งานต่อ และมีวงจรที่ต้องทำการออกแบบและสร้างใหม่ซึ่งดูได้จากบล็อกไดอะแกรม



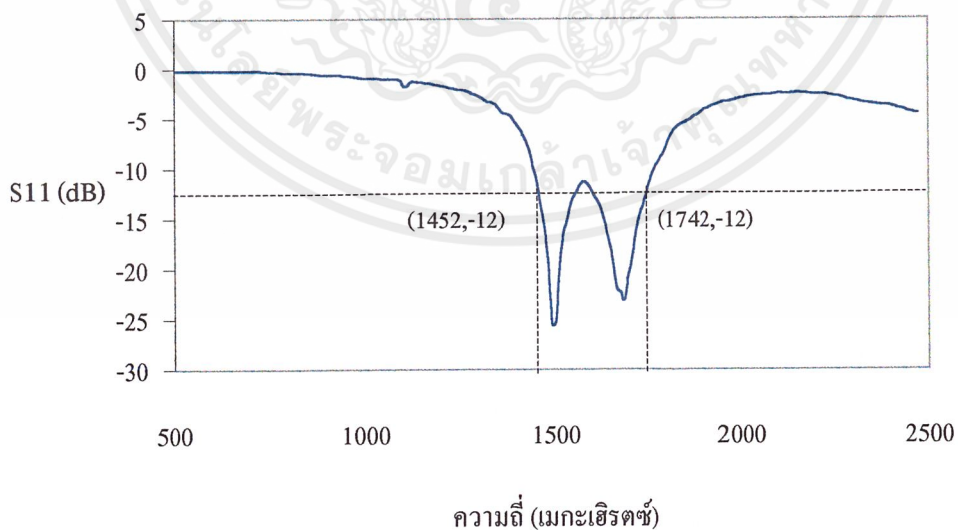
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 สายอากาศแบบไมโครสตริป

นำสายอากาศที่ออกแบบวัดผลการตอบสนอง S_{11} และ ค่า VSWR ได้ดังรูปที่ 5.1 และรูปที่ 5.3 ตามลำดับ สังเกตว่าความถี่ช่วง 1.452 ถึง 1.742 จิกกะเฮิรตซ์ ค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB หรือ ค่า VSWR มีค่าไม่เกิน 2 ซึ่งนั่นหมายความว่า สายอากาศสามารถตอบสนองได้ดีในช่วงความถี่นั้น ๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.2

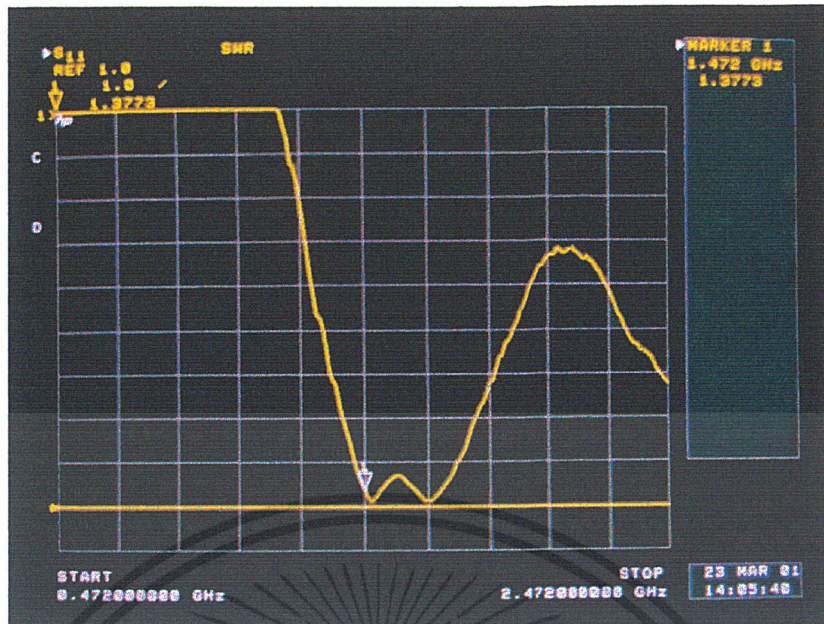


รูปที่ 5.1 ผลการตอบสนอง S_{11} ของสายอากาศที่วัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์



รูปที่ 5.2 ช่วงความถี่ของสายอากาศที่ใช้งานได้

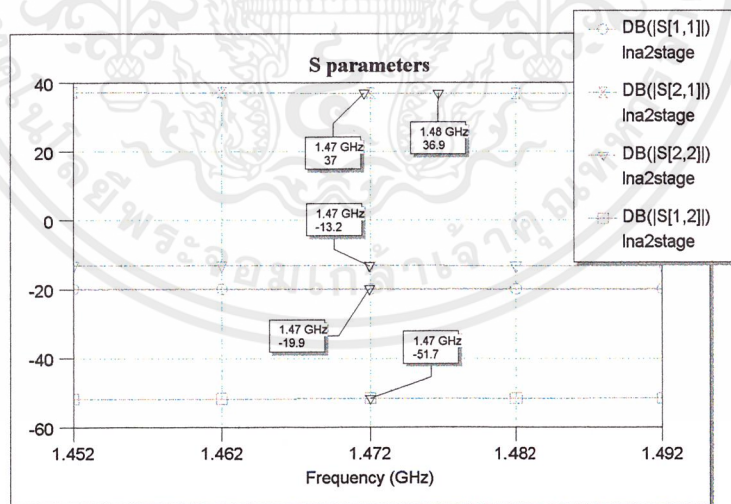
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 VSWR ของสายอากาศที่วัดได้จากเครื่องเน็ตเวิร์กแอนะไลเซอร์

5.2 วงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 1.472 เมกะเฮิร์ตซ์

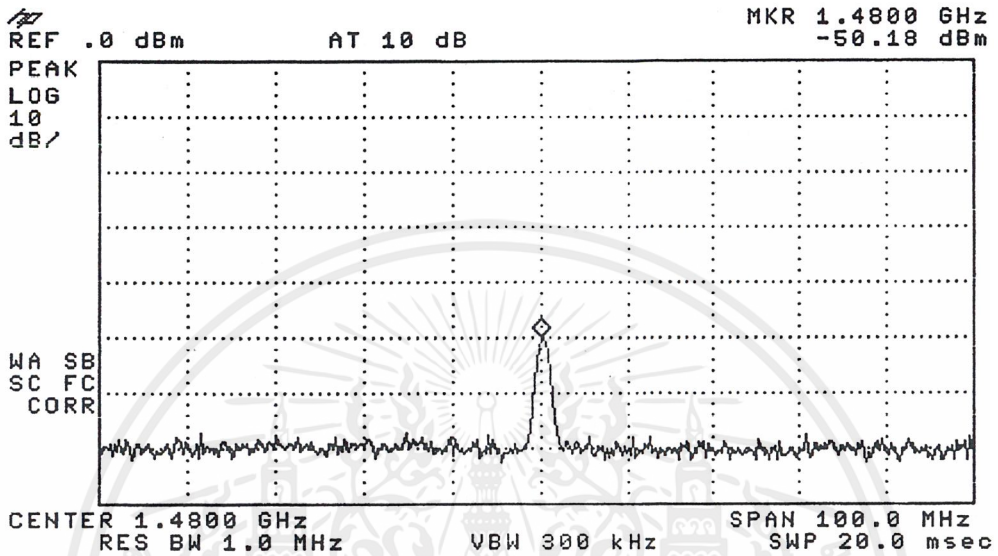
จากการซิมูเลตวงจรด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศได้ผลตอบสนอง S_{11} และ S_{21} ดังรูปที่ 5.4 เทียบกับผลการตอบสนองจากวงจรจริง ดังรูป 5.5–5.6 ได้ผลดังนี้



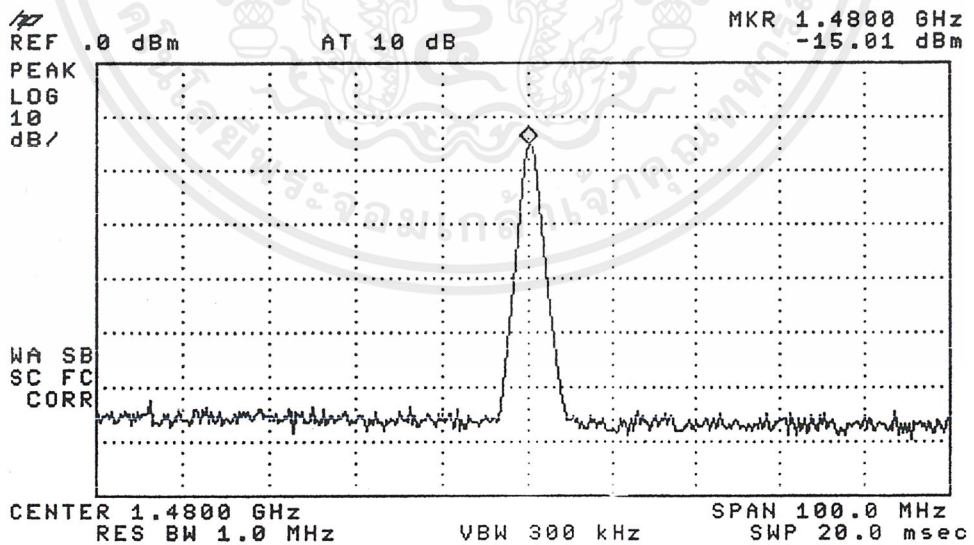
รูปที่ 5.4 ผลการซิมูเลตผลตอบสนอง S_{11} และ S_{21}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดลองโดยนำสัญญาณอินพุตความถี่ 1.48 จิกะเฮิรตซ์ที่มีขนาด -50 dBm ดังรูปที่ 5.5 ป้อนให้กับวงจรจะทำให้ได้เอาต์พุตที่มีขนาด -15 dBm ดังรูปที่ 5.6 ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำมีอัตราขยายที่ความถี่ 1.48 เมกะเฮิรตซ์เท่ากับ 35 dB และจากการวัดอัตราขยายด้วยวิธีการเดียวกันที่ช่วงความถี่ 0.3 – 3.2 จิกะเฮิรตซ์ ได้ผลดังรูปที่ 5.7

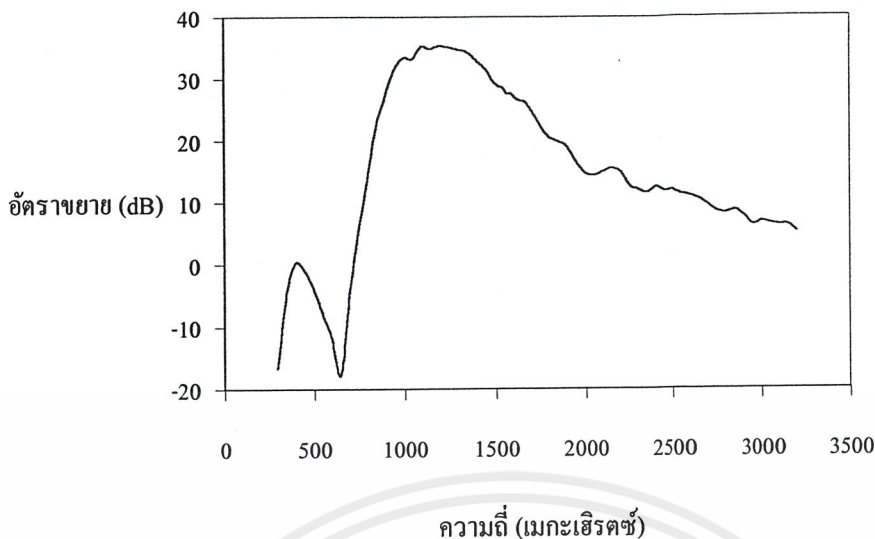


รูปที่ 5.5 อินพุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 5.6 เอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณรบกวนต่ำ

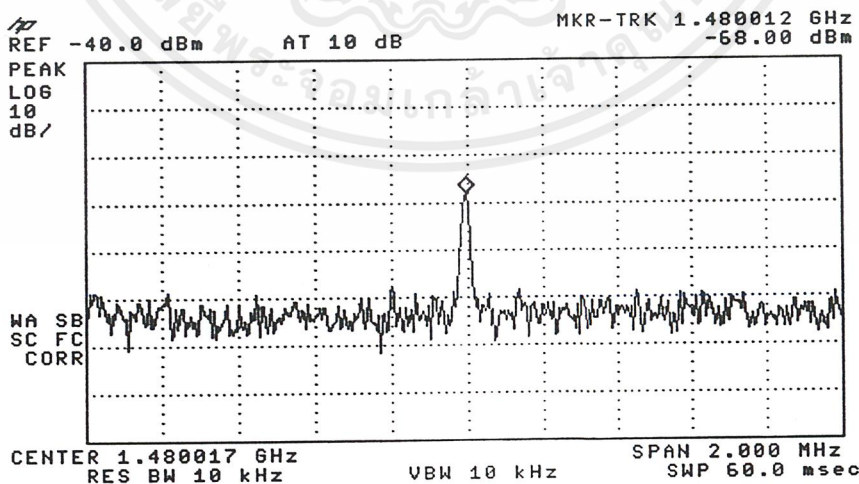
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของความถี่กับอัตรายายของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

จากผลการทดลองอัตรายายของวงจรที่ 1.48 จิกกะเฮิรตซ์จากการซิมูเลตกับการต่อวงจรจริงมีค่าต่างกัน คืออัตรายายของการซิมูเลตได้ 36.9 dB มากกว่าอัตรายายจากการต่อวงจรจริงซึ่งมีขนาด 30.14 dB ความคลาดเคลื่อนนี้อาจเกิดจากโมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงอาจมีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้าง รวมทั้งค่าของ parasitic component ที่เกิดจากการ PCB layout ที่ไม่ได้รวมไว้ใน การซิมูเลตและความคลาดเคลื่อนของค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุ 5% และ 10% ตามลำดับ

เมื่อทำการรับสัญญาณจริงจากดาวเทียม สัญญาณจากสายอากาศที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณแล้วแสดงสเปกตรัมของสัญญาณได้ดังรูปที่ 5.8

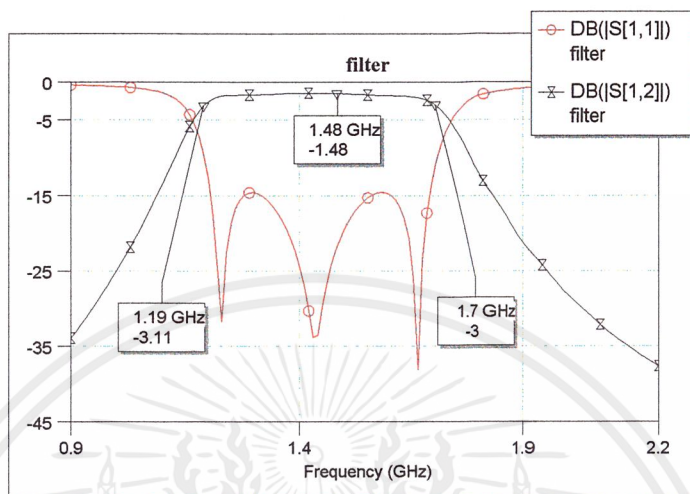


รูปที่ 5.8 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

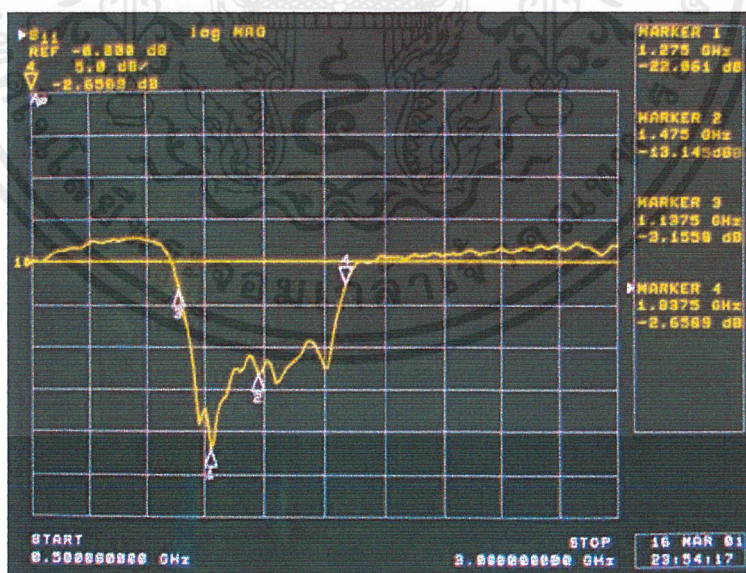
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่กึ่งกลาง 1.48 จิกกะเฮิรตซ์

จากการซิมูเลตวงจรด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออปติกส์ได้ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{21} ดังรูปที่ 5.9 เทียบกับผลการตอบสนองที่ได้จากวงจรจริงดังรูปที่ 5.10 และ 5.11

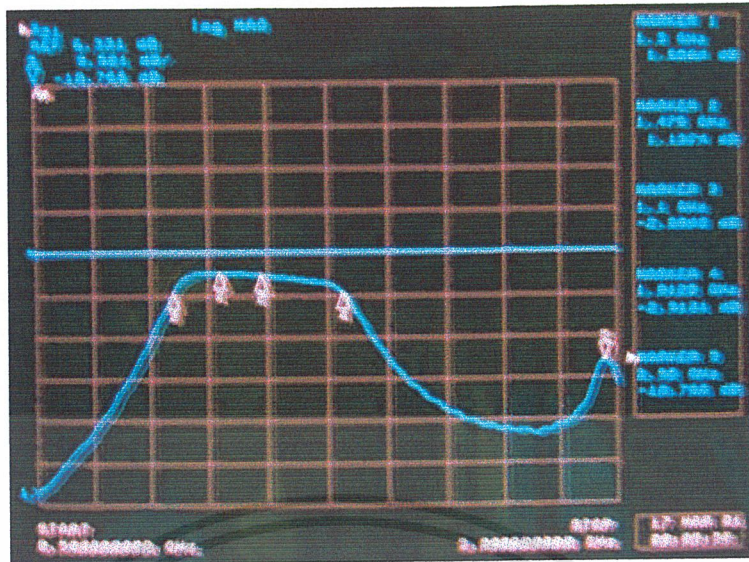


รูปที่ 5.9 ผลการซิมูเลตผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{21}



รูปที่ 5.10 ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{11} จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์

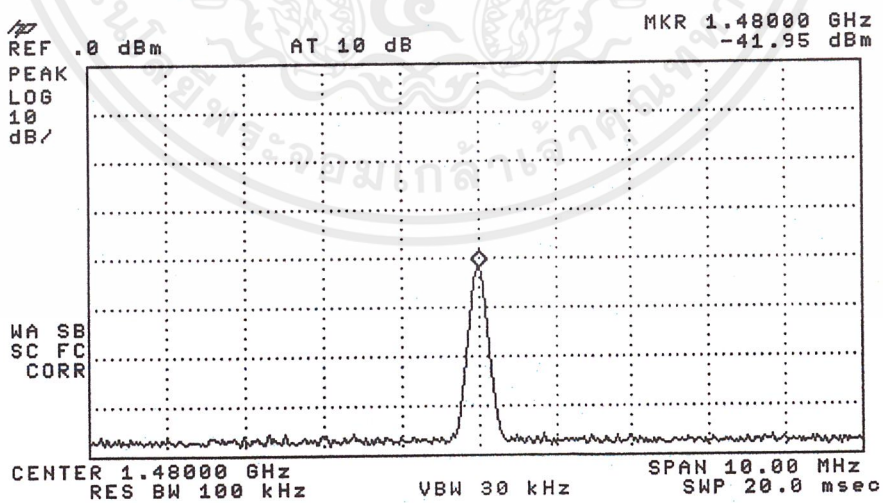
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 ผลตอบสนองของพารามิเตอร์ S_{21} จากเนตเวิร์กแอนะไลเซอร์

5.4 วงจรขยายสัญญาณที่ย่านความถี่ 1.48 จิกกะเฮิรตซ์

เนื่องจากสัญญาณที่ได้มาจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะถูกลดทอนลงไปอีก ดังนั้นเราจึงต้องทำการขยายสัญญาณอีกเพื่อให้ระดับของสัญญาณสูงเพียงพอสำหรับการนำไปแปลงความถี่ลง (down convert) และการคิมอดูเลตต่อไป สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ย่านความถี่ 1.48 จิกกะเฮิรตซ์แสดงได้ดังรูปที่ 5.12

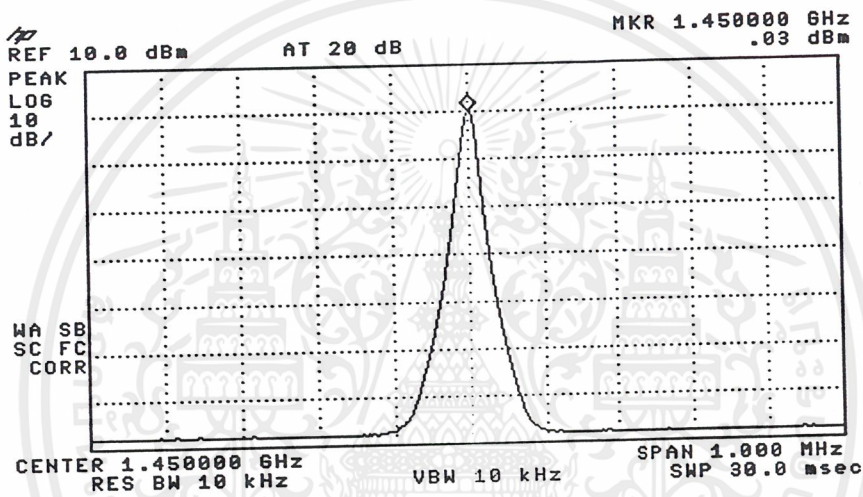


รูปที่ 5.12 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณที่ย่านความถี่ 1.48 จิกกะเฮิรตซ์

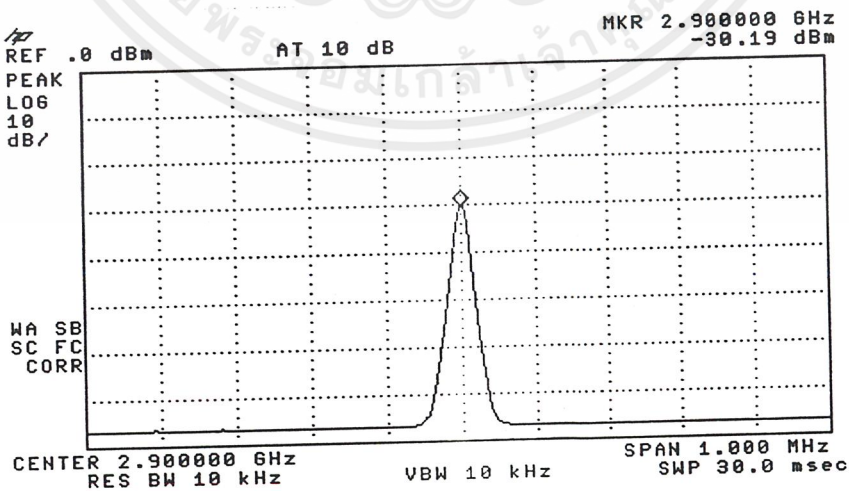
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงจรมิกเซอร์

เป็นส่วนที่จะแปลงความถี่ของสัญญาณที่รับมาจากควาเทียมให้อยู่ในย่านความถี่ 115.2 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ของสัญญาณอินพุตของภาคคิมอดูเลต ดังนั้นการลดทอนเนื่องจากการแปลงความถี่ หรือ การสูญเสียคอนเวอร์ชันจึงมีความสำคัญเนื่องจากระดับสัญญาณของเอาต์พุตจะมีผลต่อความสามารถในการคิมอดูเลต จากหลักการที่ว่าวงจรมิกเซอร์จะให้สัญญาณเอาต์พุตอยู่ 2 ค่าความถี่ คือเกิดจากการรวมกันของ f_{LO} และ f_{RF} หรือเกิดจากการลบกัน แต่ในกรณีนี้เราจะอาศัยการพิจารณาจากความถี่ซึ่งเกิดจากการรวมกัน โดยค่าการสูญเสียคอนเวอร์ชันของกรณีนี้จะเท่ากับกรณีที่เกิดจากการลบกัน ในการทดลองจะทำการป้อนสัญญาณความถี่ 1.45 จิกกะเฮิร์ตซ์ให้เป็นสัญญาณอินพุตทั้ง f_{LO} และ f_{RF} รูปที่ 5.13 , 5.14 และ 5.15 จะแสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ความถี่ต่างๆ

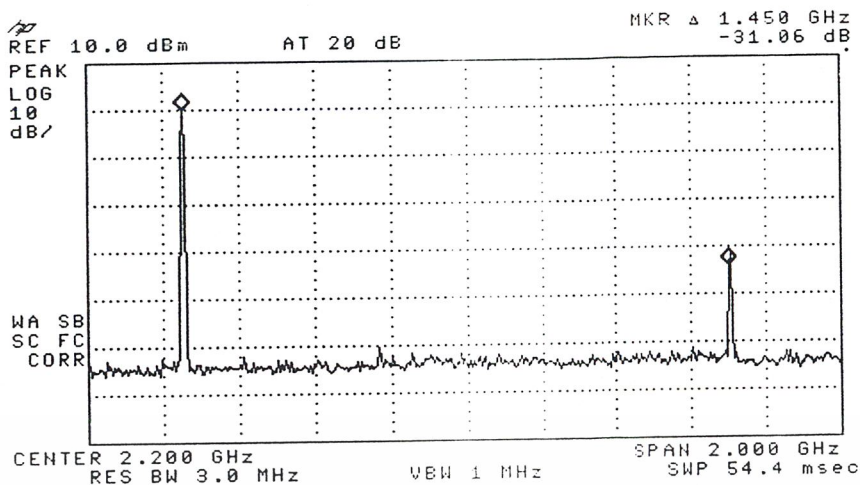


รูปที่ 5.13 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ความถี่ 1.45 จิกกะเฮิร์ตซ์



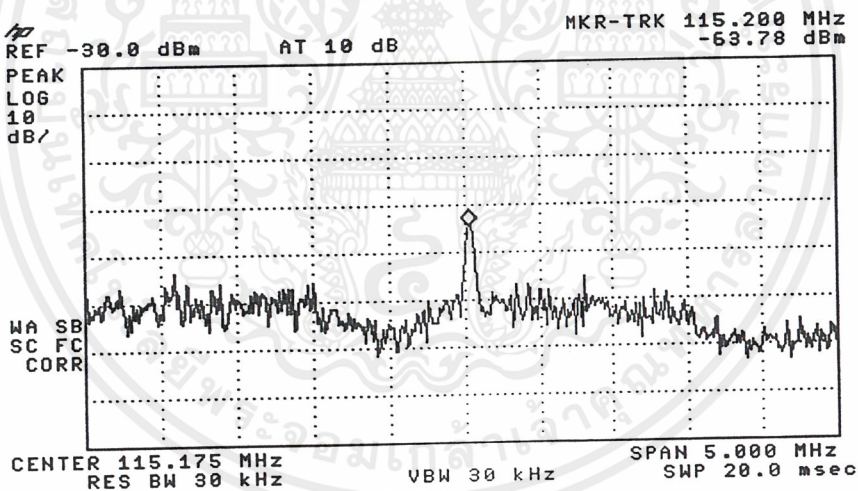
รูปที่ 5.14 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่ความถี่ 2.9 จิกกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์

จากรูปสเปกตรัมสัญญาณดังกล่าวจะสามารถพิจารณาได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์จะถูกลดทอนเนื่องจากการสูญเสียคอนเวอร์ชันไปประมาณ 31 dB สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่รับสัญญาณจริงจะแสดงได้ดังรูปที่ 5.16 ($f_{LO} = 1.365$ GHz และ $f_{RF} = 1.48$ GHz)



รูปที่ 5.16 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์ที่รับสัญญาณจริง

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์จะถูกนำไปผ่านวงจรมายสัญญาณอีกครั้งหนึ่ง จากนั้นจึงนำไปเข้ายังส่วนคิมอคูเลตต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



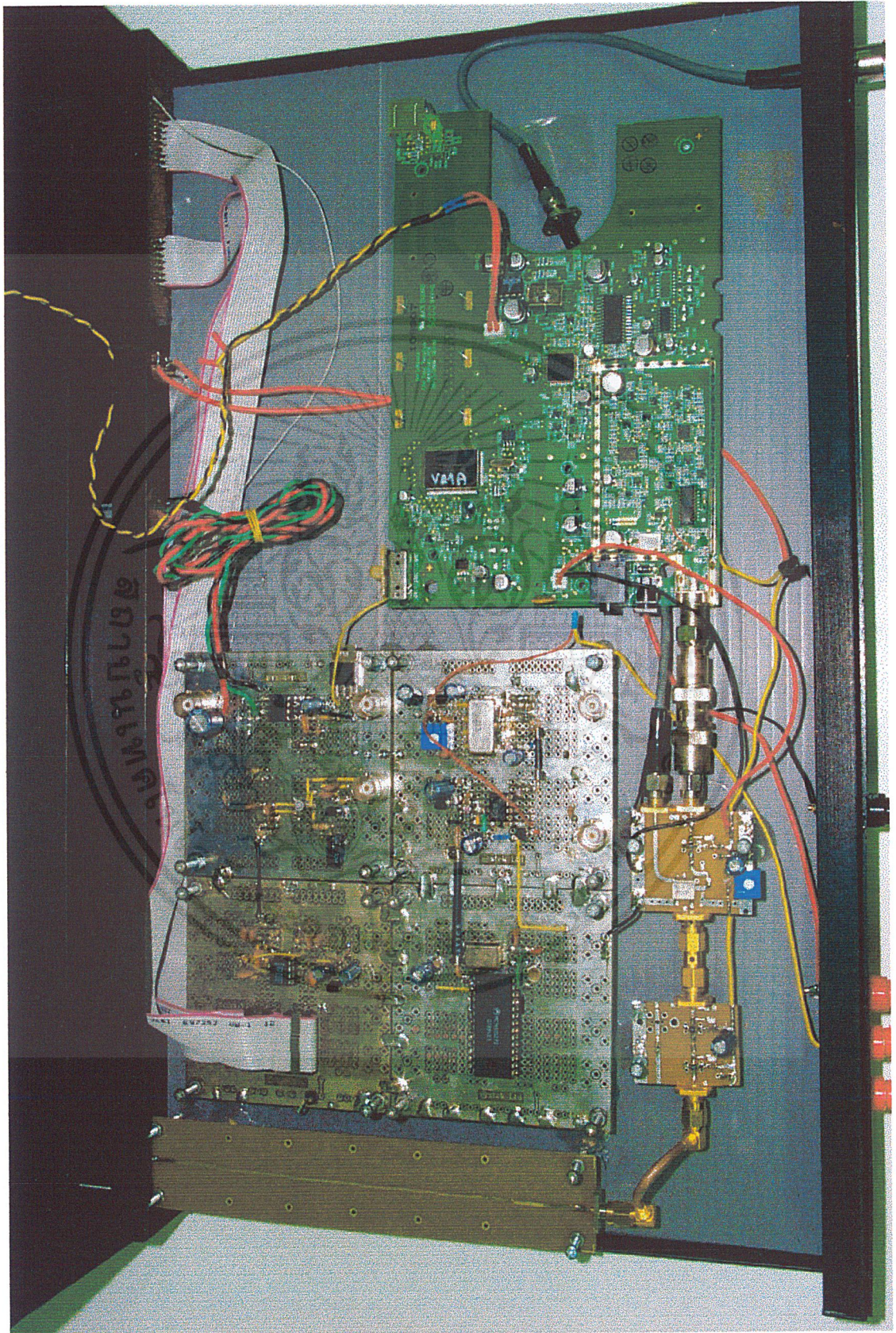
รูปเครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปเครื่องรับวิทยุแบบดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



BFG425W NPN 25 GHz wideband transistor

Product specification
Supersedes data of 1997 Oct 28
File under Discrete Semiconductors, SC14

1998 Mar 11

Philips
Semiconductors



PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

FEATURES

- Very high power gain
- Low noise figure
- High transition frequency
- Emitter is thermal lead
- Low feedback capacitance.

APPLICATIONS

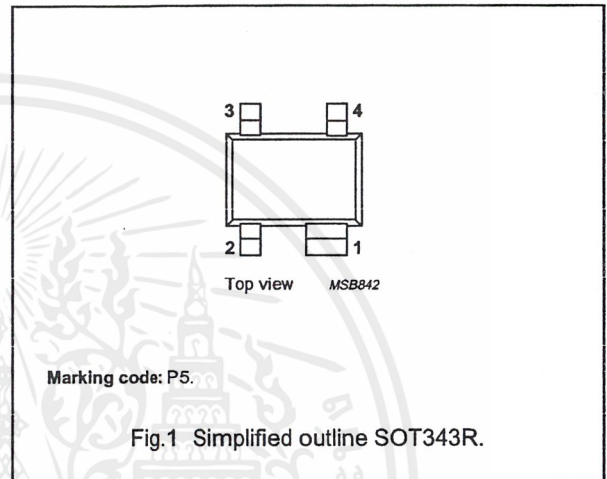
- RF front end
- Wideband applications, e.g. analog and digital cellular telephones, cordless telephones (PHS, DECT, etc.)
- Radar detectors
- Pagers
- Satellite television tuners (SATV)
- High frequency oscillators.

DESCRIPTION

NPN double polysilicon wideband transistor with buried layer for low voltage applications in a plastic, 4-pin dual-emitter SOT343R package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	emitter
4	collector



QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	-	-	10	V
V_{CE0}	collector-emitter voltage	open base	-	-	4.5	V
I_C	collector current (DC)		-	25	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 103\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	135	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	50	80	120	
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0; V_{CB} = 2\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	95	-	fF
f_T	transition frequency	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	25	-	GHz
G_{max}	maximum power gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	20	-	dB
F	noise figure	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; \Gamma_S = \Gamma_{opt}$	-	1.2	-	dB

CAUTION

This product is supplied in anti-static packing to prevent damage caused by electrostatic discharge during transport and handling. For further information, refer to Philips specs.: SNW-EQ-608, SNW-FQ-302A and SNW-FQ-302B.

NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

LIMITING VALUES

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	10	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	4.5	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	1	V
I_C	collector current (DC)		–	30	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_s \leq 103\text{ }^\circ\text{C}$; note 1; see Fig.2	–	135	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	$^\circ\text{C}$
T_j	operating junction temperature		–	150	$^\circ\text{C}$

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of the emitter pins.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$R_{th\ j-s}$	thermal resistance from junction to soldering point	350	K/W

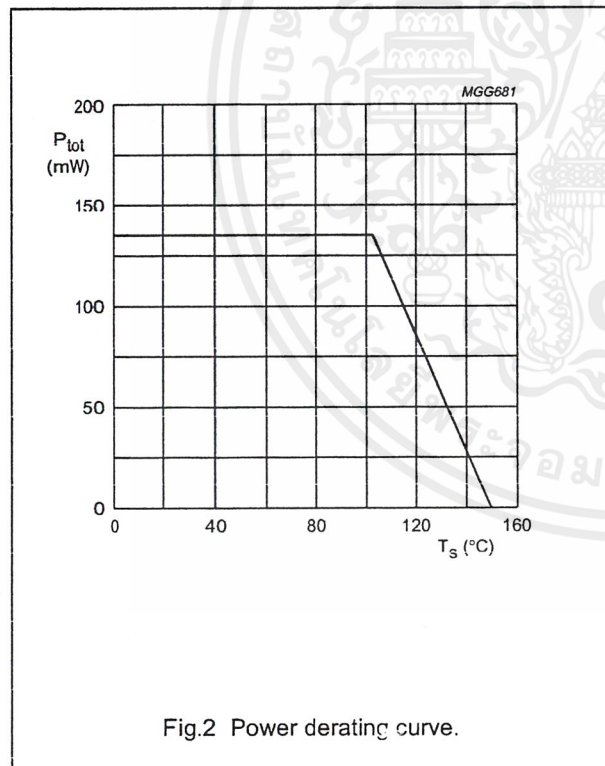


Fig.2 Power derating curve.

NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

CHARACTERISTICS

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

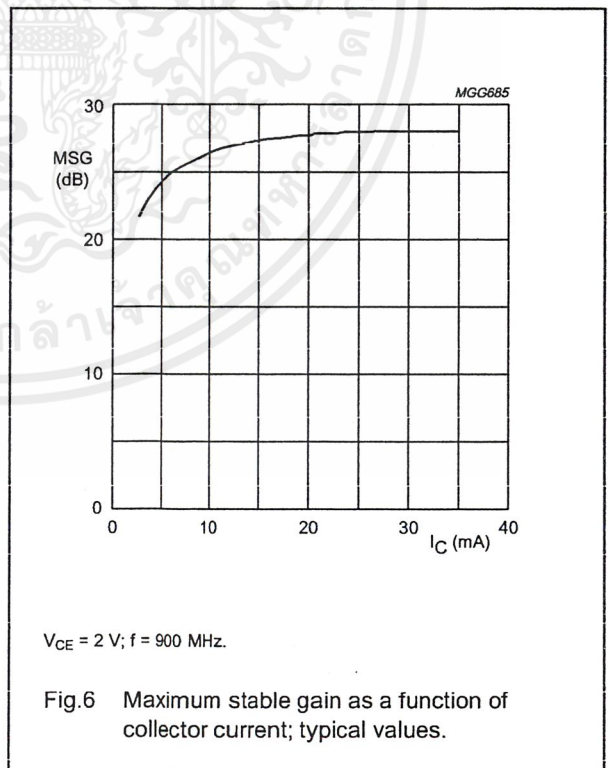
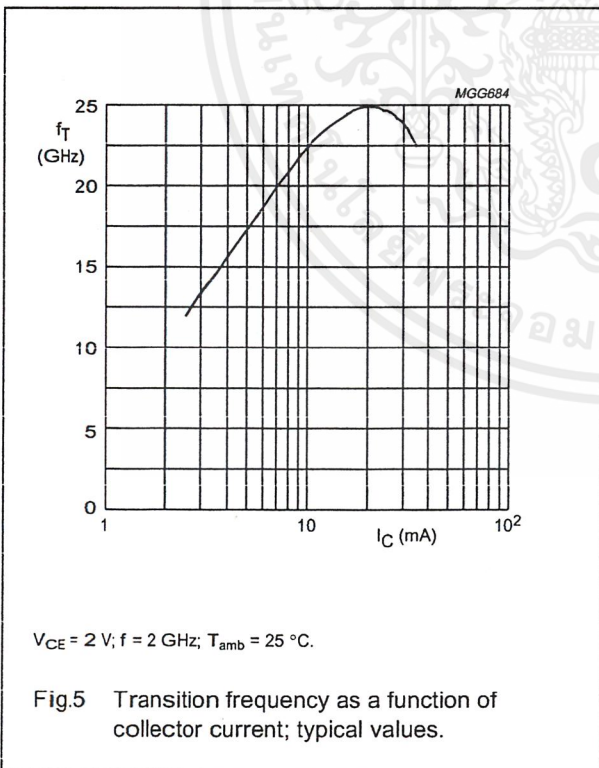
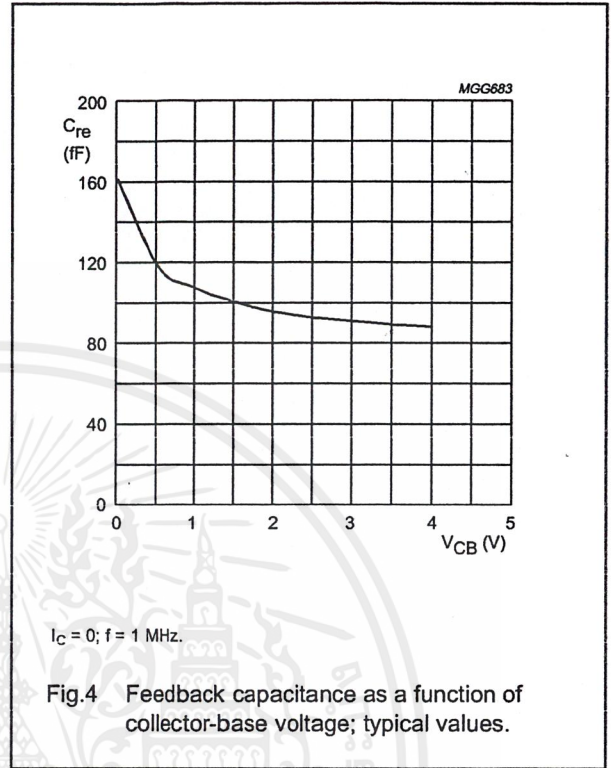
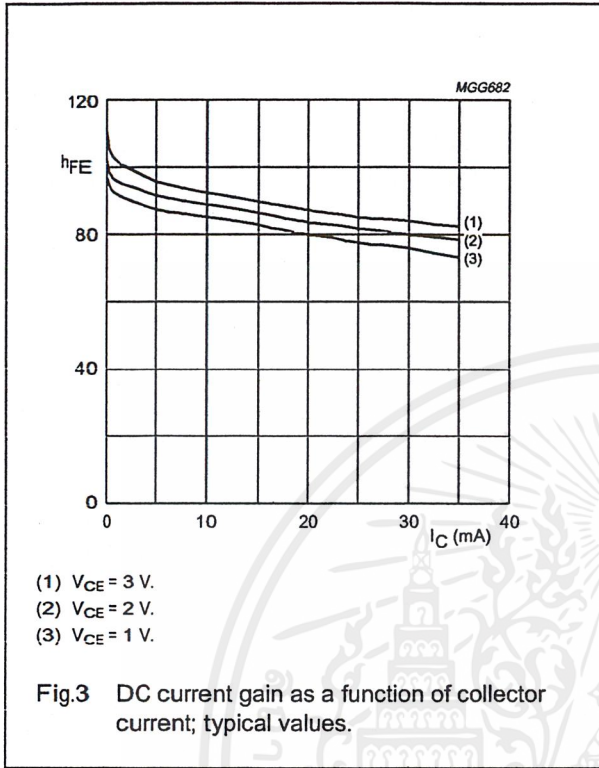
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)CBO}$	collector-base breakdown voltage	$I_C = 2.5\text{ }\mu\text{A}; I_E = 0$	10	–	–	V
$V_{(BR)CEO}$	collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 1\text{ mA}; I_B = 0$	4.5	–	–	V
$V_{(BR)EBO}$	emitter-base breakdown voltage	$I_E = 2.5\text{ }\mu\text{A}; I_C = 0$	1	–	–	V
I_{CBO}	collector-base leakage current	$I_E = 0; V_{CB} = 4.5\text{ V}$	–	–	15	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V};$ see Fig.3	50	80	120	
C_c	collector capacitance	$I_E = I_B = 0; V_{CB} = 2\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	300	–	fF
C_e	emitter capacitance	$I_C = I_C = 0; V_{EB} = 0.5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	575	–	fF
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0; V_{CB} = 2\text{ V}; f = 1\text{ MHz};$ see Fig.4	–	95	–	fF
f_T	transition frequency	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C};$ see Fig.5	–	25	–	GHz
G_{max}	maximum power gain; note 1	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C};$ see Figs 7 and 8	–	20	–	dB
$ S_{21} ^2$	insertion power gain	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C};$ see Fig.8	–	17	–	dB
F	noise figure	$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 900\text{ MHz};$ $\Gamma_S = \Gamma_{opt};$ see Fig.13	–	0.8	–	dB
		$I_C = 2\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $\Gamma_S = \Gamma_{opt};$ see Fig.13	–	1.2	–	dB
P_{L1}	output power at 1 dB gain compression	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $Z_S = Z_{S\text{ opt}}; Z_L = Z_{L\text{ opt}};$ note 2	–	12	–	dBm
ITO	third order intercept point	$I_C = 25\text{ mA}; V_{CE} = 2\text{ V}; f = 2\text{ GHz};$ $Z_S = Z_{S\text{ opt}}; Z_L = Z_{L\text{ opt}};$ note 2	–	22	–	dBm

Notes

- G_{max} is the maximum power gain, if $K > 1$. If $K < 1$ then $G_{max} = MSG$; see Figs 6, 7 and 8.
- Z_S is optimized for noise; Z_L is optimized for gain.

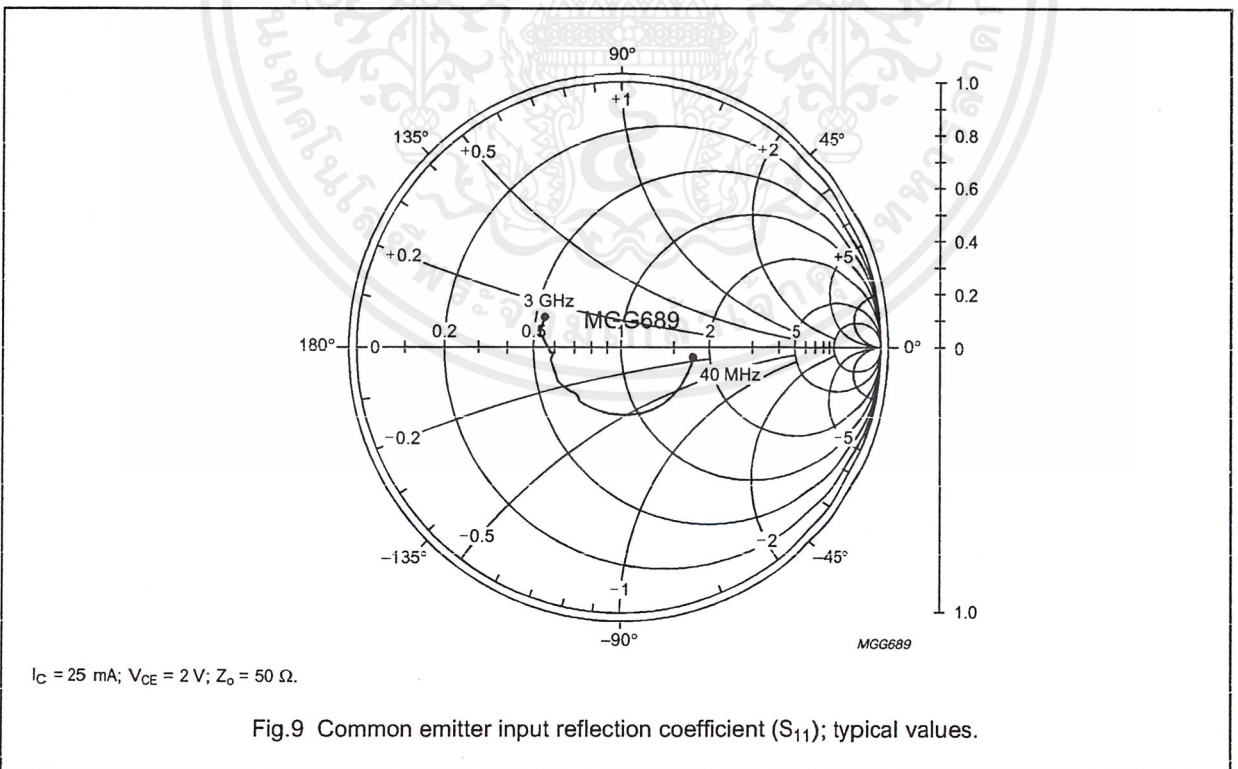
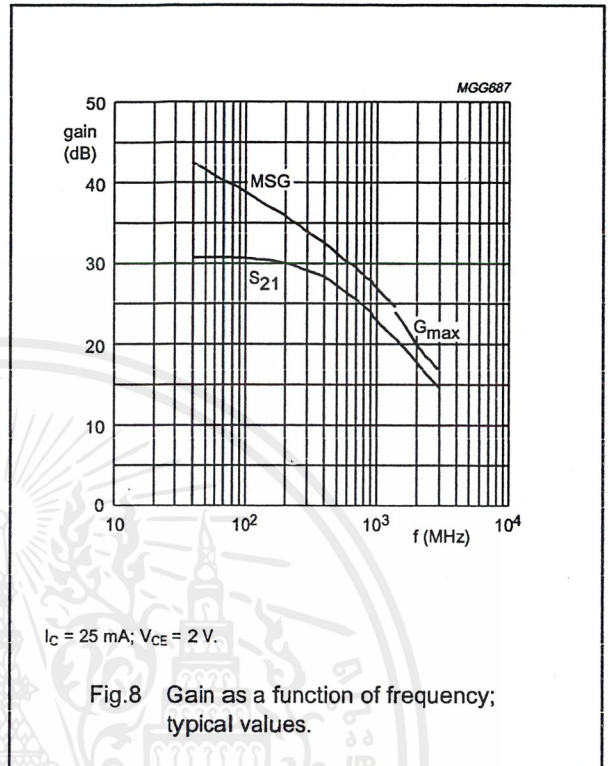
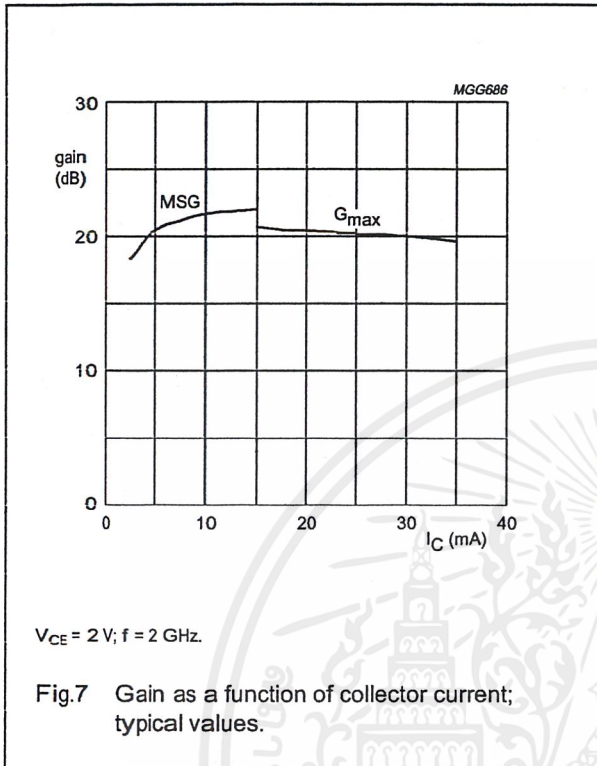
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



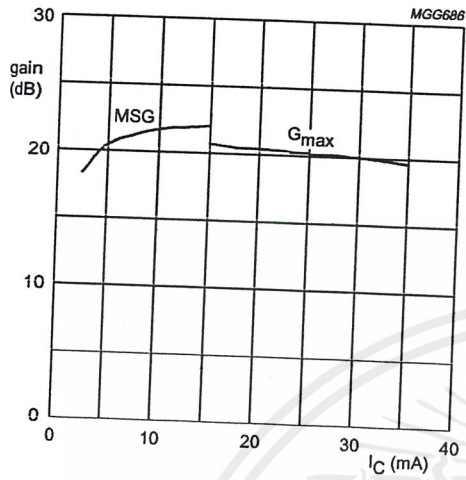
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



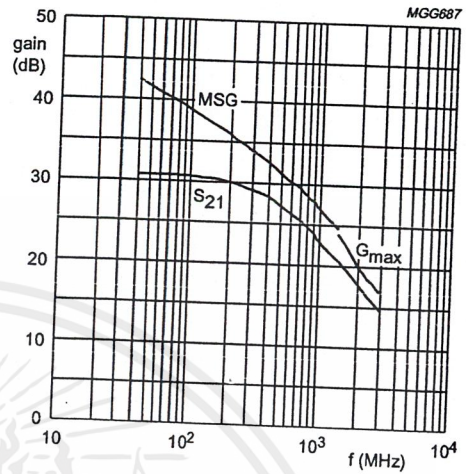
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



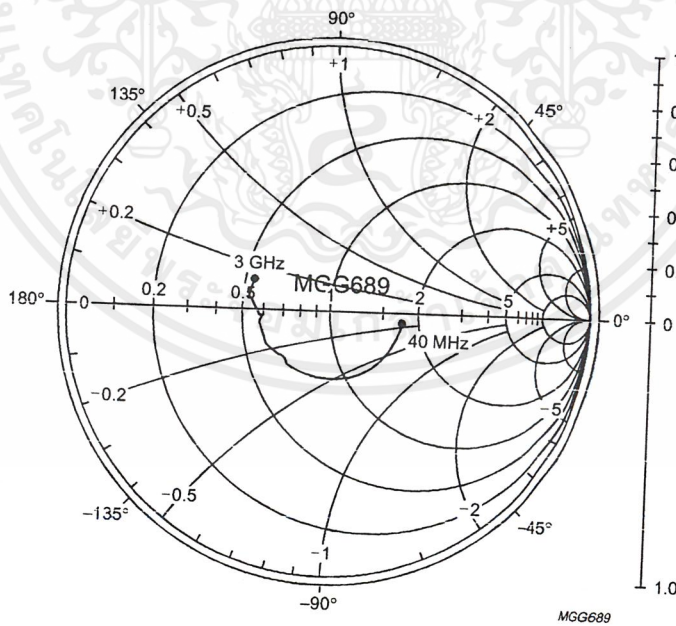
$V_{CE} = 2 \text{ V}; f = 2 \text{ GHz}$.

Fig.7 Gain as a function of collector current; typical values.



$I_C = 25 \text{ mA}; V_{CE} = 2 \text{ V}$.

Fig.8 Gain as a function of frequency; typical values.

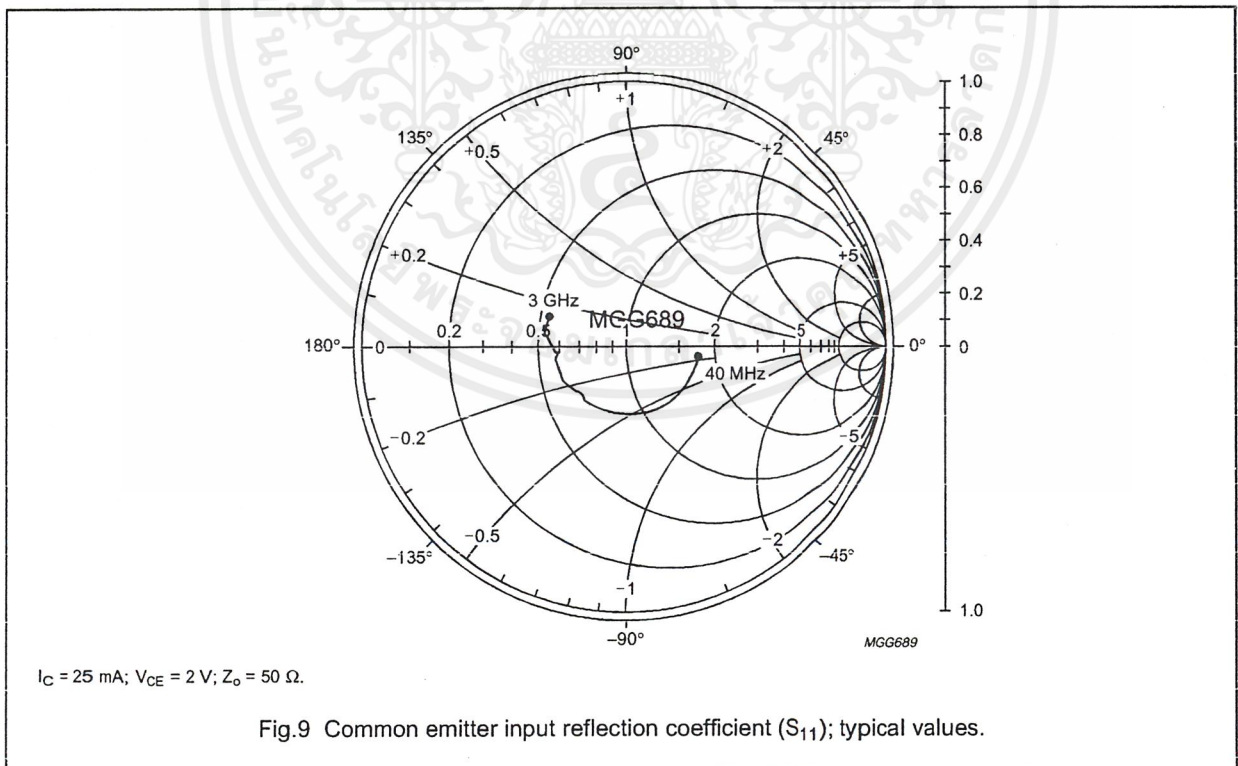
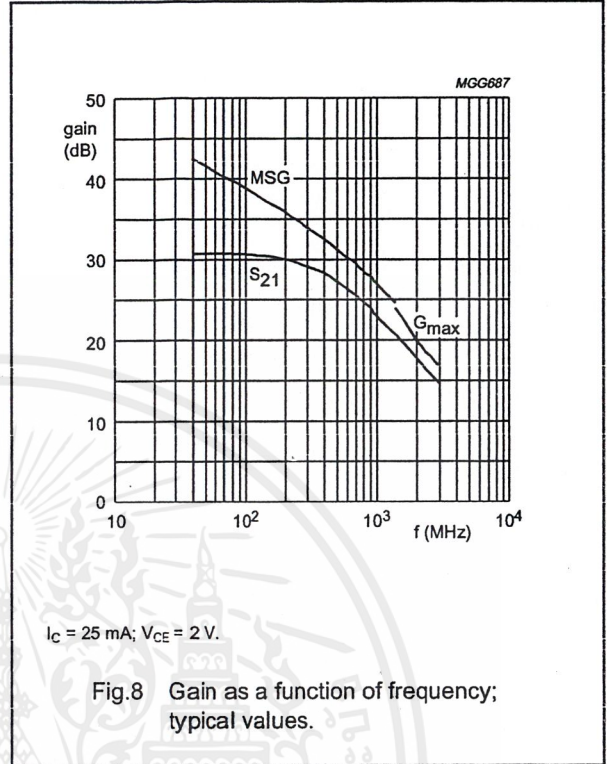
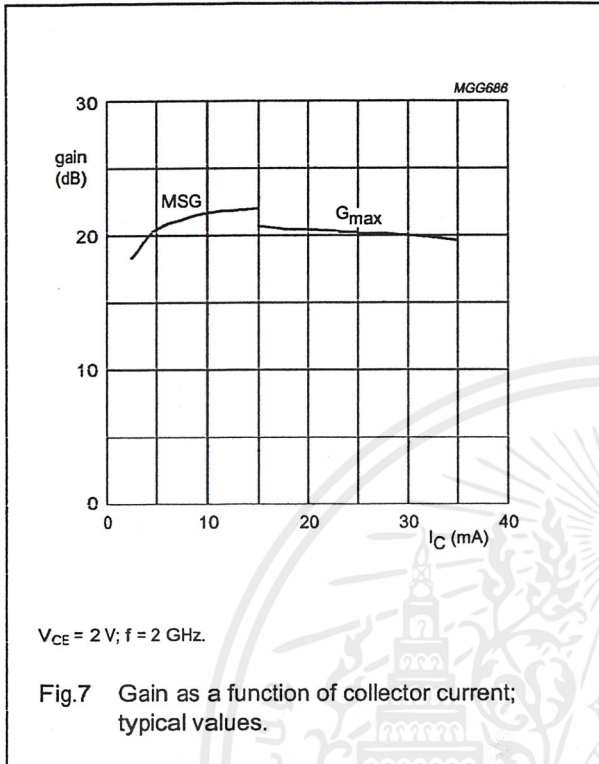


$I_C = 25 \text{ mA}; V_{CE} = 2 \text{ V}; Z_0 = 50 \Omega$.

Fig.9 Common emitter input reflection coefficient (S_{11}); typical values.

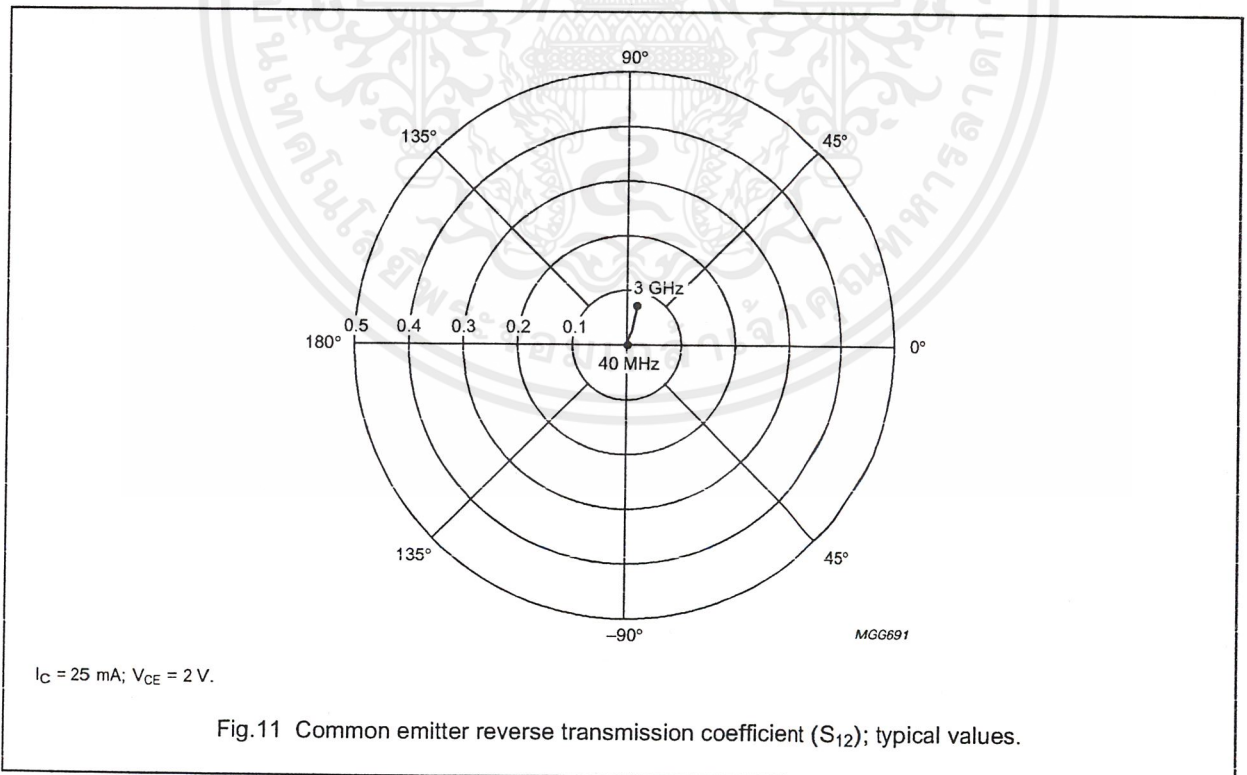
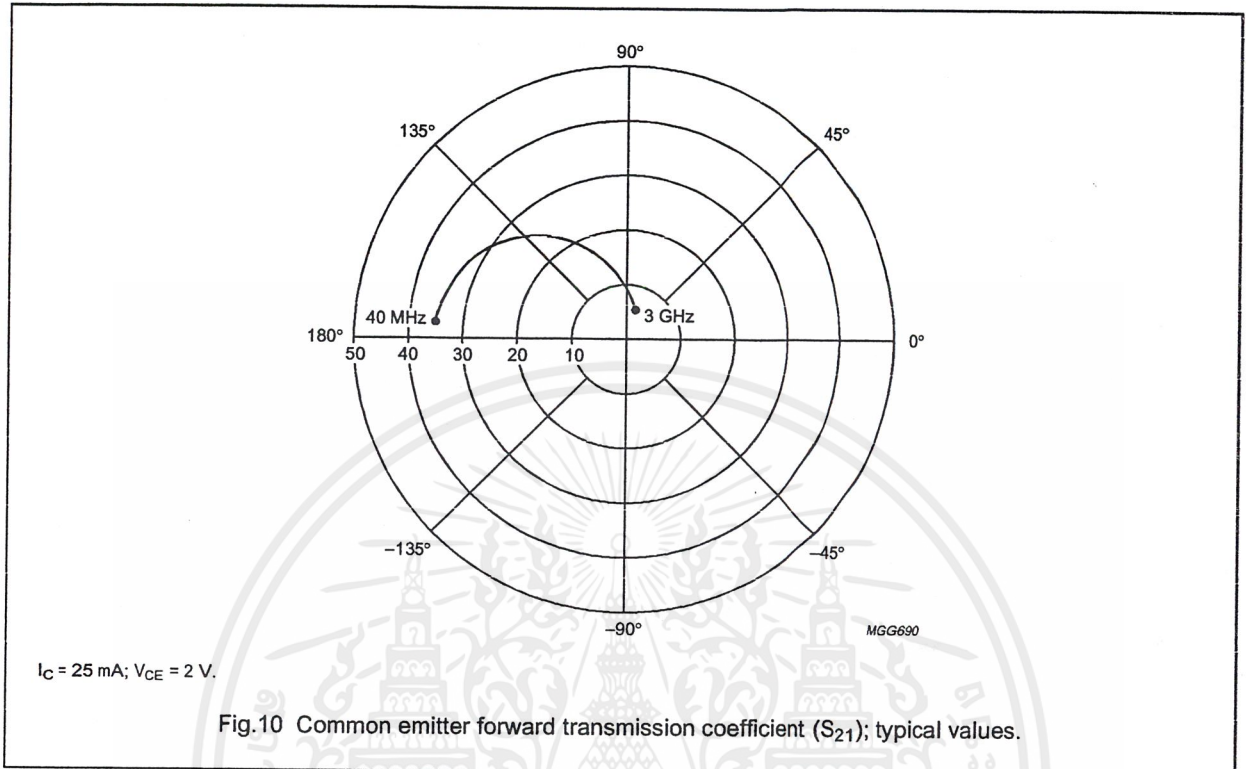
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



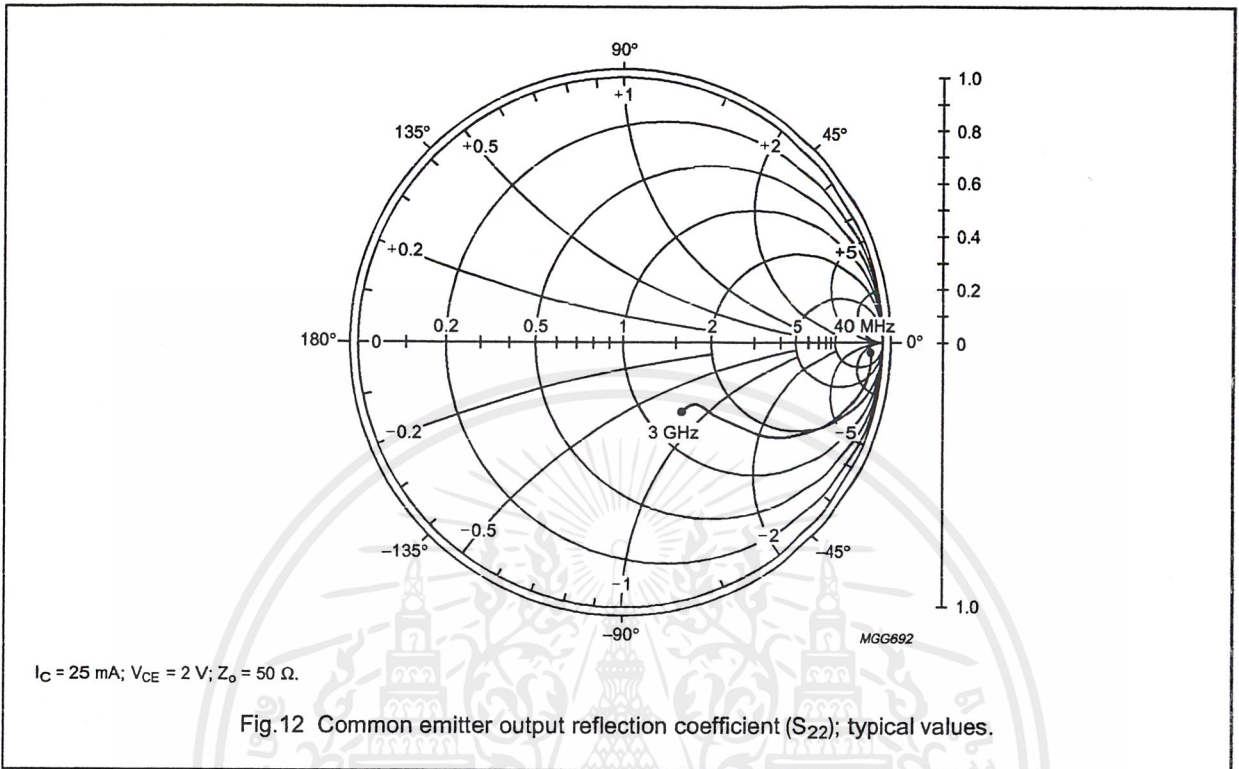
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W



NPN 25 GHz wideband transistor

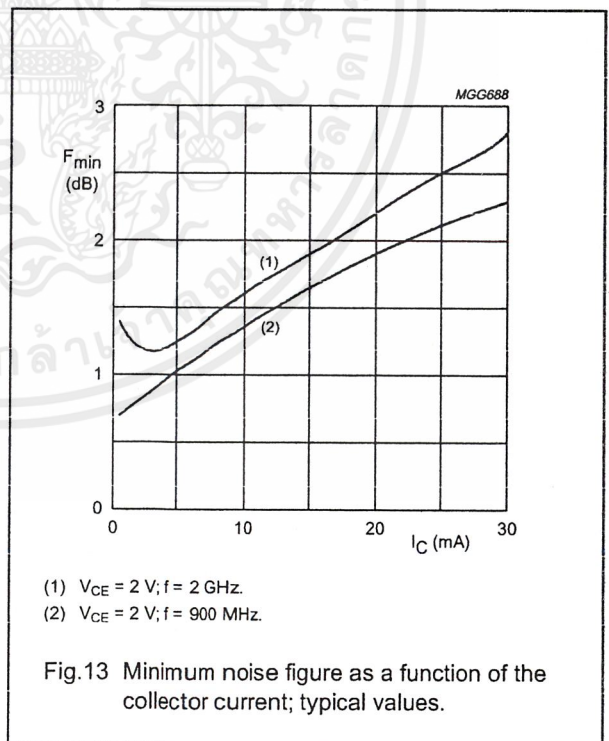
BFG425W



Noise data

$V_{CE} = 2 \text{ V}$; typical values.

f (MHz)	I_C (mA)	F_{min} (dB)	Γ_{mag}	Γ_{angle}	r_n (Ω)
900	1	0.7	0.67	19.1	0.40
	2	0.8	0.48	17.8	0.27
	4	1	0.28	11.7	0.24
	10	1.4	0.02	-63.9	0.19
	15	1.6	0.11	-162.4	0.18
	20	1.9	0.19	-165.5	0.18
	25	2.1	0.25	-166.3	0.19
	30	2.3	0.29	-166.5	0.19
2000	1	1.3	0.56	57.5	0.36
	2	1.2	0.43	57.2	0.25
	4	1.2	0.22	60.8	0.18
	10	1.6	0.06	137.4	0.19
	15	1.9	0.13	-162.1	0.20
	20	2.2	0.17	-155.5	0.20
	25	2.5	0.22	-152.2	0.21
	30	2.8	0.27	-150.8	0.25



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

SPICE parameters for the BFG425W die

SEQUENCE No.	PARAMETER	VALUE	UNIT
1	IS	47.17	aA
2	BF	145.0	–
3	NF	0.993	–
4	VAF	31.12	V
5	IKF	304.0	mA
6	ISE	300.2	fA
7	NE	3.000	–
8	BR	11.37	–
9	NR	0.985	–
10	VAR	1.874	V
11	IKR	0.121	A
12	ISC	484.8	aA
13	NC	1.546	–
14	RB	14.41	Ω
15	IRB	0.000	A
16	RBM	6.175	Ω
17	RE	177.9	m Ω
18	RC	1.780	Ω
19 (1)	XTB	1.500	–
20 (1)	EG	1.110	eV
21 (1)	XTI	3.000	–
22	CJE	310.9	fF
23	VJE	900.0	mV
24	MJE	0.346	–
25	TF	4.122	ps
26	XTF	68.20	–
27	VTF	2.004	V
28	ITF	1.525	A
29	PTF	0.000	deg
30	CJC	137.7	fF
31	VJC	556.9	mV
32	MJC	0.207	–
33	XCJC	0.500	–
34 (1)	TR	0.000	ns
35 (1)	CJS	667.5	fF
36 (1)	VJS	418.3	mV
37 (1)	MJS	0.239	–
38	FC	0.550	–

SEQUENCE No.	PARAMETER	VALUE	UNIT
39 (2)(3)	C_{bp}	145	fF
40 (2)	R_{sb1}	25	Ω
41 (3)	R_{sb2}	19	Ω

Notes

1. These parameters have not been extracted, the default values are shown.
2. Bonding pad capacity C_{bp} in series with substrate resistance R_{sb1} between B' and E'.
3. Bonding pad capacity C_{bp} in series with substrate resistance R_{sb2} between C' and E'.

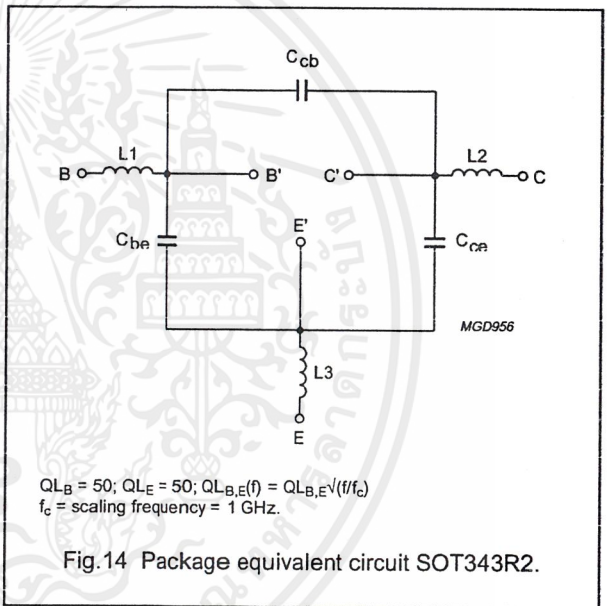


Fig. 14 Package equivalent circuit SOT343R2.

List of components (see Fig. 14)

DESIGNATION	VALUE	UNIT
C_{be}	80	fF
C_{cb}	2	fF
C_{ce}	80	fF
L1	1.1	nH
L2	1.1	nH
L3 (note 1)	0.25	nH

Note

1. External emitter inductance to be added separately due to the influence of the printed-circuit board.

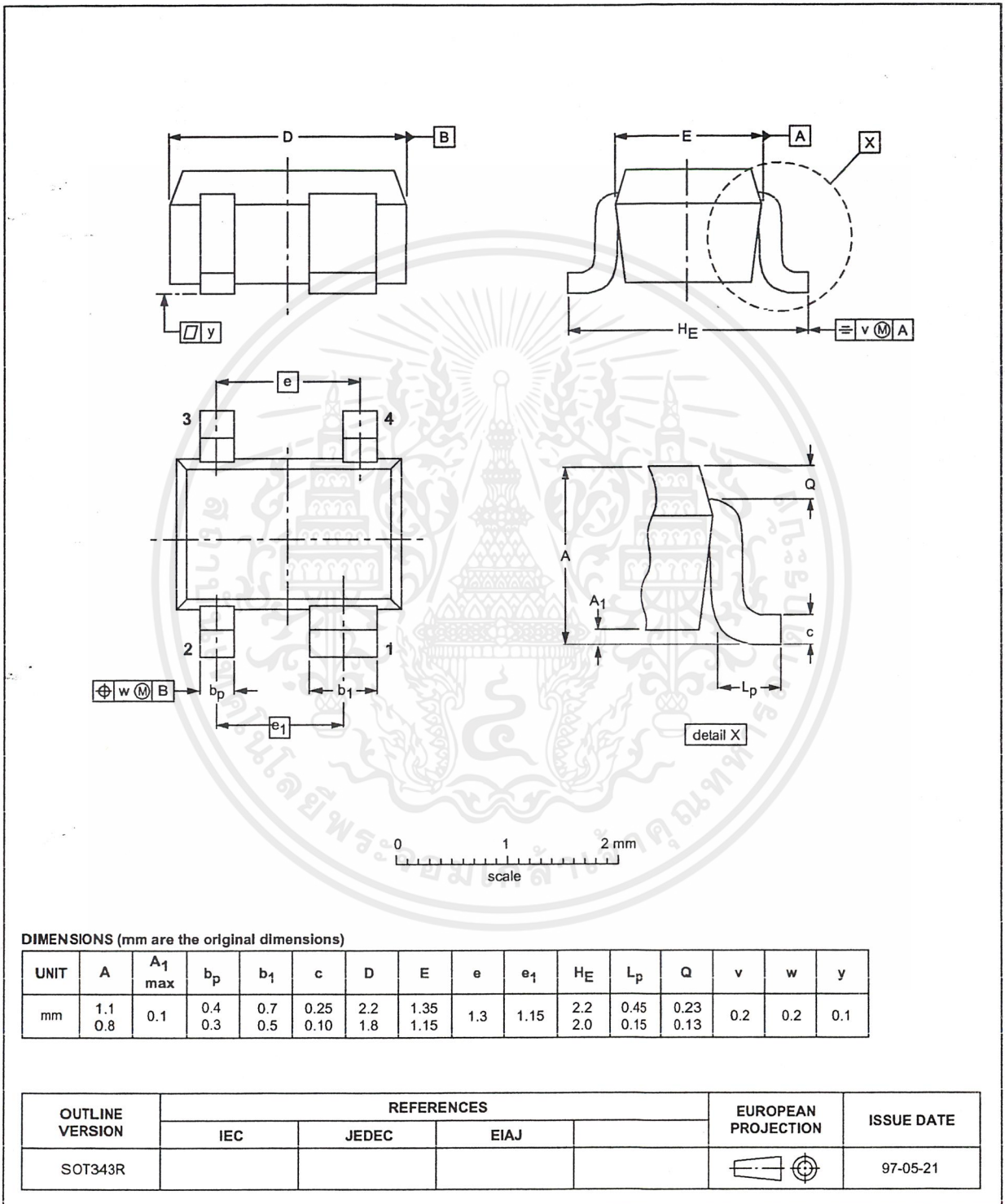
NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

PACKAGE OUTLINE

Plastic surface mounted package; reverse pinning; 4 leads

SOT343R



NPN 25 GHz wideband transistor

BFG425W

DEFINITIONS

Data Sheet Status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษา และการแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่างๆ ดังต่อไปนี้

1. คร.ทองทศ วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นายคณภูมิ พูลผล
3. นางสาวพิมล มานะกิจจงกล
4. นายณฤทธิ์ ญิงธนิตรา
5. นางสาวมิ่งขวัญ ธนไชยขัน
6. นางสาวจตุพร เชียงดี
7. นางสาวรติภักดิ์ แจ็งอรุณ
8. นายปดิสัมพันธ์ ผุดผ่อง
9. นาย ชีรภัทร เผือกแก้ว

คุณพ่อ – คุณแม่ และบุคคลอื่นๆ ที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้
ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Chris Bowick, “**RF CIRCUIT DESIGN**”, HOWARD W. SAM & COMPANY, 1982
2. Terry Edwards, “**FOUNDATION FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESIGN**”, JOHN WILEY & SONS ,INC.
3. Constantine A .Ballanis, “**ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN** ”, JOHN WILEY & SONS, INC.
4. Frank R. Dungan , “**Electronic communication system** ” ,Delmar Publishers Inc.1987
5. Wayn Tomasi , “**ELECTRONIC COMMUNICATION SYSTEMS Fundamental Through Advanced** ” , third edition , Prentice-Hall,Inc,USA
6. Robert F. Coughlin, “**Principles and Applications of Semiconductors and Circuit** ”, Prentice-Hall, 1971
7. รศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ , “**วิศวกรรมการสื่อสาร** ” , อักษรสยามการพิมพ์ , 2533
8. ดร. สิทธิชัย โภคยอุดม และ ดร. พีรศักดิ์ วรสุนทรโรสด, “**ทฤษฎีการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์** ”, บริษัท ซีเอ็ดยูเครชั่น จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1 พ.ศ. 2533
9. สุชาติ กังวาลจิตต์, “**เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร** ”, บริษัท ซีเอ็ดยูเครชั่น จำกัด, 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้