

ระบบจำลองห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย

WIRELESS SOUND LAB SYSTEM



โดย
นายกนก ใจดี
นายคณิน บัวเพชร
นายโมลิต ศรีกุลศศิธร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 50139

วันที่เดือนปี 2.1.2545

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

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบจำลองห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย

WIRELESS SOUND LAB SYSTEM



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2545

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบจำลองห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย

Wireless Sound Lab System

ผู้จัดทำ

1. นายกนก ใจดี 42010001
2. นายคณิน บัวเพชร 42014039
3. นายโสมสิต ศรีกุลศศิธร 42010044

.....ปทีโพทศ..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบจำลองห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย

Wireless Sound Lab System

โดย	นาย กนก ใจดี	42010001
	นาย คณิน บัวเพชร	42010039
	นาย โฆสิต ศรีกุลศศิธร	42010044

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการสร้างระบบเครื่องรับ-ส่ง สัญญาณเสียงที่ใช้ใน ห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย โดยระบบจำลองนี้จะประกอบไปด้วยเครื่อง แม่จำนวน 1 เครื่องและมีเครื่องลูกจำนวน 40 เครื่อง โดยใช้เทคนิคการ มอดูเลตทางความถี่ โดยที่เครื่องแม่สามารถส่งสัญญาณไปยังเครื่องลูก ทุกเครื่องในเวลาเดียวกันได้ หรือเครื่องแม่จะติดต่อกับเครื่องลูกเครื่องใด เครื่องหนึ่งก็ได้ ส่วนเครื่องลูกก็สามารถขอติดต่อกับเครื่องแม่ได้ ซึ่งโครงการ นี้สามารถประยุกต์ใช้งานในการสื่อสารได้หลายอย่าง เช่น ใช้สร้างห้องประชุมไร้สาย และระบบสื่อสาร ไร้สายภายในอาคาร ฯลฯ

Abstract

This project is invention of transceiver that use in wireless sound lab system which consist of a master and 40 slaves that use frequency modulation technique. A master is able to broadcast to slaves or communicate with a slave. A slave can request to contact with master. For example, application is wireless conference and wireless intercommunication etc.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	9
2.1 การสื่อสารเบื้องต้น	9
2.2 การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่	10
2.3 การมอดูเลตทางความถี่	16
2.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป	23
2.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดัน	26
2.4.2 วงจรหารความถี่หรือเฟริสเกลเลอร์	29
2.4.3 เฟสดีเทกเตอร์	30
2.4.4 ลูปฟิลเตอร์	32
2.5 การออกแบบวงจรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์	36
2.6 แมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์	41
2.6.1 โครงข่ายแบบริเวอร์สแอล	42
2.6.2 โครงข่ายแบบพาย	44
2.6.3 โครงข่ายแบบที	45
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	46
3.1 วงจรฟรีควเอนซ์ซีพียอ์อิง มอดูเลเตอร์	46
3.2 วงจรฟรีควเอนซ์ซีพียอ์อิง คีมอดูเลเตอร์	47
3.3 ระบบสังเคราะห์ความถี่แบบใช้เฟสล็อกกลูป	50
3.3.1 วงจรอออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน	50
3.3.2 วงจรเฟริสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัส	51
3.3.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้ง โปรแกรมหารความถี่	51
3.3.4 วงจรลูปฟิลเตอร์	54
3.4 วงจรเอฟเอ็มดีเทกเตอร์	54
3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	55
3.6 วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน	62
3.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง	62
3.8 แสดงการต่อไมโครคอนโทรลเลอร์	63
3.9 การทำงานของ MCS-51 ของเครื่องแม่	65
3.10 การทำงานของ MCS-51 ของเครื่องลูก	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	67
ภาคส่ง	
4.1 วงจรขยายไมค์	67
4.2 วงจรพีริเคเวนซีซีพท์ที่ยิ่ง	68
4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 200 เมกะเฮิร์ต	70
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 198 เมกะเฮิร์ต	73
4.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 196 เมกะเฮิร์ต	74
4.6 วงจร MC12017	76
4.7 วงจร MC145152	76
4.8 วงจรรูปฟิลเตอร์	77
ภาครับ	
4.9 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	77
4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 189.3 เมกะเฮิร์ต	78
4.11 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 187.3 เมกะเฮิร์ต	80
4.12 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันความถี่ 185.3 เมกะเฮิร์ต	81
4.13 วงจร MC12017	83
4.14 วงจร MC145152	83
4.15 วงจรรูปฟิลเตอร์	84
4.16 วงจร MC13135	84
4.17 วงจรพีริเคเวนซีซีพท์ที่ยิ่งคิมอตุเลเตอร์	87
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	90
ภาคผนวก	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานของระบบ	1
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณกระจายเสียงของเครื่องแม่	2
รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องแม่	2
รูปที่ 1.4 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณติดต่อกของเครื่องแม่	3
รูปที่ 1.5 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องลูก	3
รูปที่ 1.6 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณกระจายเสียงของเครื่องลูก	3
รูปที่ 1.7 วงจรภาคส่งสัญญาณกระจายเสียงของเครื่องแม่	4
รูปที่ 1.8 วงจรภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องแม่	5
รูปที่ 1.9 วงจรภาครับสัญญาณติดต่อกของเครื่องแม่	6
รูปที่ 1.10 วงจรภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องลูก	7
รูปที่ 1.11 วงจรภาครับสัญญาณกระจายเสียงและสัญญาณติดต่อกของเครื่องลูก	8
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเอฟเอสเคทีสร้างโดยสวิตช์แบบดิจิทัล	11
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของเอฟเอสเคทีสร้างโดยใช้ออสซิลเลเตอร์ตัวเดียว	11
รูปที่ 2.3 ลักษณะสัญญาณเอฟเอสเคเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณดิจิทัล	12
รูปที่ 2.4 ยंत्रาการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต	13
รูปที่ 2.5 การเบี่ยงเบนความถี่ของเอฟเอสเค	13
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของการคิมอดูเลตเอฟเอสเคแบบ Match Filter	15
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของการคิมอดูเลตเอฟเอสเคแบบเฟสล็อกกลุ๊ป	15
รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของการคิมอดูเลตเอฟเอสเคแบบดิฟเฟอเรนเชียล	16
รูปที่ 2.9 ลักษณะสัญญาณเอฟเอ็ม	16
รูปที่ 2.10 ลักษณะของไซด์แบนด์ต่าง ๆ เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลต	18
รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง β กับ $\frac{\eta}{\beta}$	20
รูปที่ 2.12 การกระจายสเปกตรัมที่ค่า β ต่าง ๆ	21
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลุ๊ป	24
รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกกลุ๊ป	24
รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	26
รูปที่ 2.16 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	26
รูปที่ 2.17 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	27
รูปที่ 2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล	27
รูปที่ 2.19 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ด้วยแรงดัน	28
รูปที่ 2.20 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.21 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบพรีสเกลเลอว์สอง โมดูลัส	30
รูปที่ 2.22 แสดงผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากันและเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน	31
รูปที่ 2.23 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1	32
รูปที่ 2.24 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2	33
รูปที่ 2.25 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3	35
รูปที่ 2.26 ความเสถียรภาพของโครงข่าย	37
รูปที่ 2.27 วงกลมความเสถียรภาพ ในสมิทชาร์ท	38
รูปที่ 2.28 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_L	38
รูปที่ 2.29 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_S	39
รูปที่ 2.30 แสดงความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข	39
รูปที่ 2.31 คอนจูเกตแมตซ์เมื่อ $\Gamma_m = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$	40
รูปที่ 2.32 แสดงการแมตซ์ขั้วในวงจรไฟฟ้ากระแสตรง	41
รูปที่ 2.33 แสดงการแมตซ์ขั้วอิมพีแดนซ์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ	42
รูปที่ 2.34 รูปแบบการต่อโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล	42
รูปที่ 2.35 การออกแบบโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอลในกรณีที่ $R_p > R_s$	43
รูปที่ 2.36 แสดงโครงข่ายแบบพาย และ โครงข่ายแบบที	44
รูปที่ 2.37 แสดงการแมตซ์ขั้วโดยใช้โครงข่ายแบบพาย	44
รูปที่ 2.38 แสดงการแมตซ์ขั้วโดยใช้โครงข่ายแบบที	45
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรภายในไอซี XR-2206	46
รูปที่ 3.2 วงจรพรีเทวนซ์ชีพีย้อิมมอดูเลเตอร์ (FSK modulator)	47
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภายในไอซี XR-2211	48
รูปที่ 3.4 วงจรพรีเทวนซ์ชีพีย้อิมมอดูเลเตอร์ (FSK demodulator)	49
รูปที่ 3.5 วงจรกำเนิดสัญญาณปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม (VCO)	50
รูปที่ 3.6 วงจรพรีสเกลเลอว์แบบสองโมดูลัส	51
รูปที่ 3.7 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่	52
รูปที่ 3.8 วงจรรูปฟิลเตอร์	54
รูปที่ 3.9 วงจร FM Detector	55
รูปที่ 3.10 วงจร Divider Bias ที่ใช้ในวงจรขยายความถี่สูง	57
รูปที่ 3.11 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งอินพุต	59
รูปที่ 3.12 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งเอาต์พุต	59
รูปที่ 3.13 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งอินพุตเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว	60
รูปที่ 3.14 ส่วนแมตซ์อิมพีแดนซ์ฝั่งเอาต์พุตเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว	60
รูปที่ 3.15 วงจร Divider Bias ที่คำนวณได้	61

รูปที่ 3.16 วงจรขยายความถี่สูงที่คำนวณได้	61
รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน	62
รูปที่ 3.18 วงจรขยายสัญญาณเสียง	62
รูปที่ 3.19 แสดงการต่อไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เครื่องแม่	63
รูปที่ 3.20 แสดงการต่อไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เครื่องลูก	64
รูปที่ 3.21 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ของเครื่องแม่	65
รูปที่ 3.22 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ของเครื่องลูก	66
รูปที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรขยายไมค์	68
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator เมื่อ อินพุตเป็นลอจิก "0"	68
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator เมื่อ อินพุตเป็นลอจิก "1"	69
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator เมื่อ อินพุตเป็น Data	69
รูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 200 MHz	70
รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของVCO ความถี่ 200 MHz	71
รูปที่ 4.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 50 mV _{pp}	71
รูปที่ 4.8 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 100 mV _{pp}	72
รูปที่ 4.9 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณ ไซน์ความถี่ 4 kHz ขนาด 100 mV _{pp}	72
รูปที่ 4.10 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 198 MHz	73
รูปที่ 4.11 แสดงสเปกตรัมของVCO ความถี่ 198 MHz	74
รูปที่ 4.12 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 196 MHz	75
รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของVCO ความถี่ 196 MHz	75
รูปที่ 4.14 แสดงเอาต์พุตของวงจร MC12017	76
รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28	76
รูปที่ 4.16 แสดงเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรฟิลเตอร์	77
รูปที่ 4.17 แสดงคุณสมบัติของวงจรขยายสัญญาณความถี่สูง	78
รูปที่ 4.18 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 189.3 MHz	79
รูปที่ 4.19 แสดงสเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 189.3 MHz	79
รูปที่ 4.20 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 187.3 MHz	80
รูปที่ 4.21 แสดงสเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 187.3 MHz	81
รูปที่ 4.22 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 185.3 MHz	82
รูปที่ 4.23 แสดงสเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 185.3 MHz	82
รูปที่ 4.24 แสดงเอาต์พุตของวงจร MC12017	83
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28	83
รูปที่ 4.26 แสดงเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรฟิลเตอร์	84

	หน้า
รูปที่ 4.27 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกลดความถี่มาที่ 10.7 MHz	84
รูปที่ 4.28 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกลดความถี่มาที่ 455 kHz	85
รูปที่ 4.29 เปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตที่คู่ได้กับสัญญาณอินพุตรูปไซน์	85
รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตที่คู่ได้กับสัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยม	86
รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตที่คู่ได้กับสัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยม	86
รูปที่ 4.32 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นลอจิก “1” เมื่อ สัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์ความถี่ 2.6 kHz	87
รูปที่ 4.33 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นลอจิก “0” เมื่อ สัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์ความถี่ 5.2 kHz	87
รูปที่ 4.34 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร FSK Demodulator กับสัญญาณอินพุตของวงจร FSK Demodulator	88
รูปที่ 4.35 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร FSK Demodulator กับสัญญาณอินพุตของวงจร FSK Modulator	88
รูปที่ 4.36 สัญญาณรหัสสัญญาณที่รับได้เทียบกับรหัสสัญญาณที่ส่งมาของไมโครคอนโทรลเลอร์	89



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงการแบ่งย่านความถี่	9
ตารางที่ 2.2 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์	19
ตารางที่ 3.1 แสดงค่า RA_2 , RA_1 และ RA_0 ที่กำหนดตัวหารค่าต่าง ๆ	51
ตารางที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเทียบกับความถี่ของวงจรถายไมค์	67
ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ ความถี่ 200 MHz	70
ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 198 MHz	73
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 196 MHz	74
ตารางที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังขยายเทียบกับความถี่	77
ตารางที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 189.3 MHz	78
ตารางที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 187.3 MHz	80
ตารางที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 185.3 MHz	81



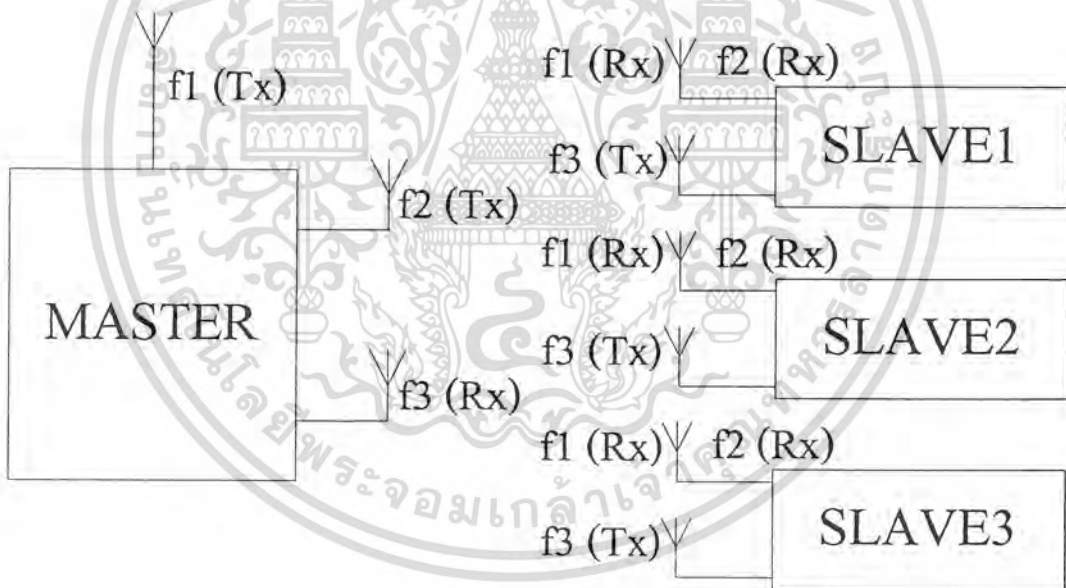
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้อุปกรณ์ต่าง ๆ ล้วนถูกพัฒนาให้กลายเป็นอุปกรณ์แบบไร้สายทั้งสิ้น ทั้งนี้เนื่องจากการพัฒนาทางเทคโนโลยีที่ทันสมัย และอุปกรณ์ที่เป็นแบบไร้สายนั้นมีความสะดวกสบายในการใช้งาน ไม่จำเป็นต้องมีสายให้เกะกะ ซึ่งเราอาจเห็นอุปกรณ์จำพวกนี้ได้ในชีวิตประจำวัน เช่น โทรศัพท์เคลื่อนที่ ไมโครโฟนไร้สาย เป็นต้น

ในที่นี้เราจึงพัฒนาอุปกรณ์ชนิดหนึ่งให้เป็นแบบไร้สาย คือ ห้องปฏิบัติการทางเสียง (Sound Lab) ซึ่งหลักการของห้องปฏิบัติการทางเสียง คือ มีเครื่องแม่ 1 เครื่อง ที่คอยควบคุมเครื่องลูกหลายเครื่อง ภายในพื้นที่ประมาณ 1 ห้อง ซึ่งเครื่องแม่จะทำการส่งสัญญาณแบบกระจายเสียง (Broadcast) ไปในอากาศ ที่ความถี่หนึ่งเพื่อให้เครื่องลูกทุกเครื่องสามารถรับข้อมูลได้เหมือน ๆ กัน แต่ในกรณีที่เครื่องแม่มีความต้องการที่จะติดต่อกับเครื่องลูกเครื่องใดเป็นกรณีพิเศษก็จะใช้ช่องสัญญาณอีกความถี่หนึ่งในการติดต่อกัน ซึ่งสามารถแสดงการทำงานได้ดังรูป

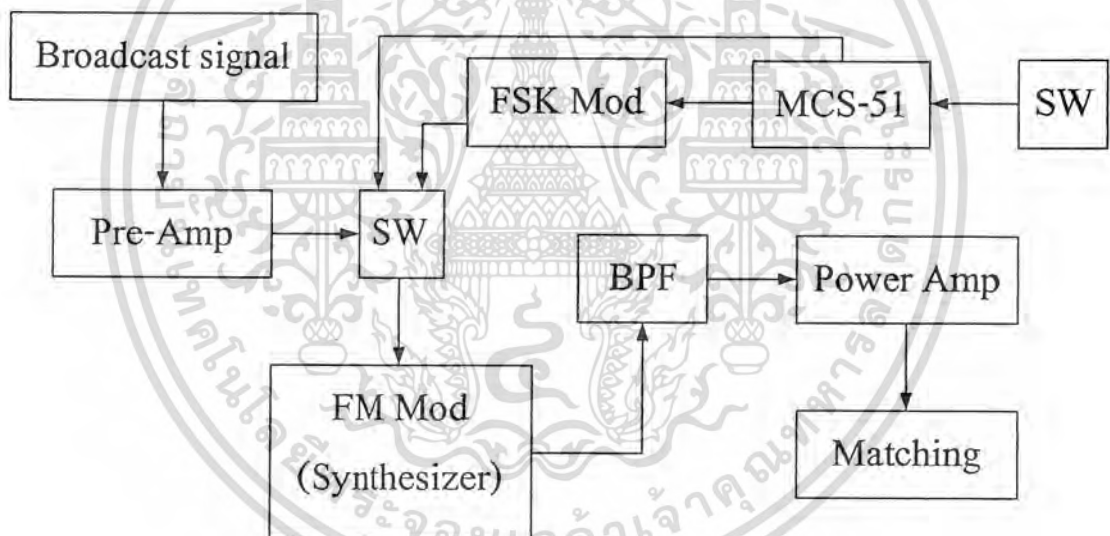


รูปที่ 1.1 แสดงการทำงานของระบบ

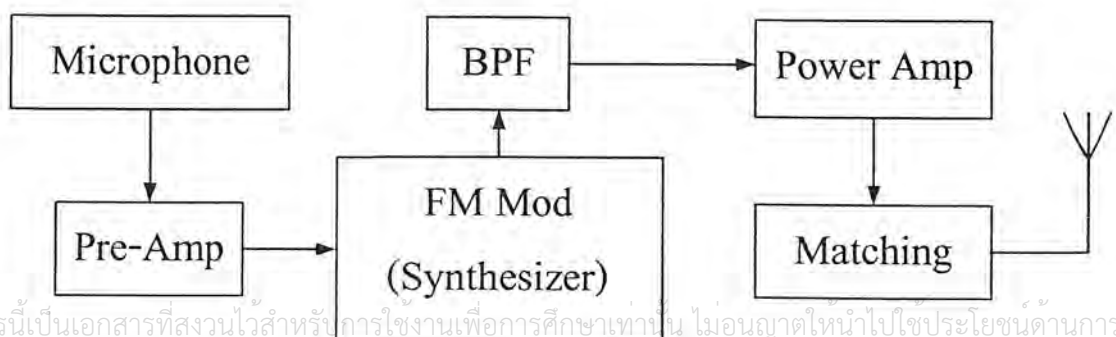
จากรูป เครื่องลูก 2 เครื่องบน (slave1, slave2) รับสัญญาณกระจายเสียงจากเครื่องแม่โดยเครื่องแม่ส่งสัญญาณกระจายเสียงที่ความถี่ f_1 และเครื่องลูกทั้งสองรับสัญญาณที่ความถี่ f_1 เช่นเดียวกัน ส่วนเครื่องลูกอีกเครื่องที่เหลือ (slave3) ติดต่อกับเครื่องแม่เป็นการส่วนตัวโดยที่เครื่องแม่ใช้ความถี่ f_2 ในการส่ง ส่วนเครื่องลูกใช้ความถี่ f_3 ในการส่ง ซึ่งสายอากาศที่ใช้รับสัญญาณความถี่ f_2 นั้น เป็นสายอากาศอันเดียวกับที่ใช้รับสัญญาณกระจายเสียง ซึ่งจะเห็นได้ว่าในขณะที่เครื่องแม่กำลังกระจายเสียงอยู่นั้นก็สามารถคุยกับเครื่องลูกเครื่องใดเครื่องหนึ่ง

ส่วนสัญญาณที่ใช้ออกอากาศนั้นจะใช้การมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulation) และในกรณี
ที่เครื่องลูกมีความต้องการที่จะติดต่อกับเครื่องแม่ก็จะส่งสัญญาณร้องขอไปที่เครื่องแม่ เครื่องแม่ก็จะส่ง
สัญญาณกลับมาโดยสัญญาณที่ส่งกลับมานั้นจะไปควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ที่
เครื่องรับเพื่อที่จะเปลี่ยนช่องสัญญาณในการรับ จากที่รับสัญญาณกระจายเสียงเป็นรับสัญญาณที่จะใช้คุย
กับเครื่องแม่แทน เมื่อคุยกันเสร็จแล้วเครื่องแม่ก็จะส่งสัญญาณให้เครื่องลูกกลับมารับสัญญาณกระจาย
เสียงเหมือนเดิม

ส่วนประกอบของเครื่องแม่ คือ เอฟเอ็มมอดูเลเตอร์/ดีมอดูเลเตอร์ (FM Modulator/Demodulator)
เอฟเอสเคมอดูเลเตอร์/ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Modulator/Demodulator) วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุ
(Radio Frequency Amplifier) วงจรขยายสัญญาณความถี่เสียง (Audio Frequency Amplifier) วงจรขยาย
ไมโครโฟน (pre-microphone) ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ส่วนประกอบของเครื่องลูกนั้น
เหมือนกับเครื่องแม่ ต่างที่ตอนที่ส่งสัญญาณกระจายเสียงเครื่องแม่จะเป็นตัวส่งสัญญาณ เครื่องลูกจะเป็น
ตัวรับสัญญาณ

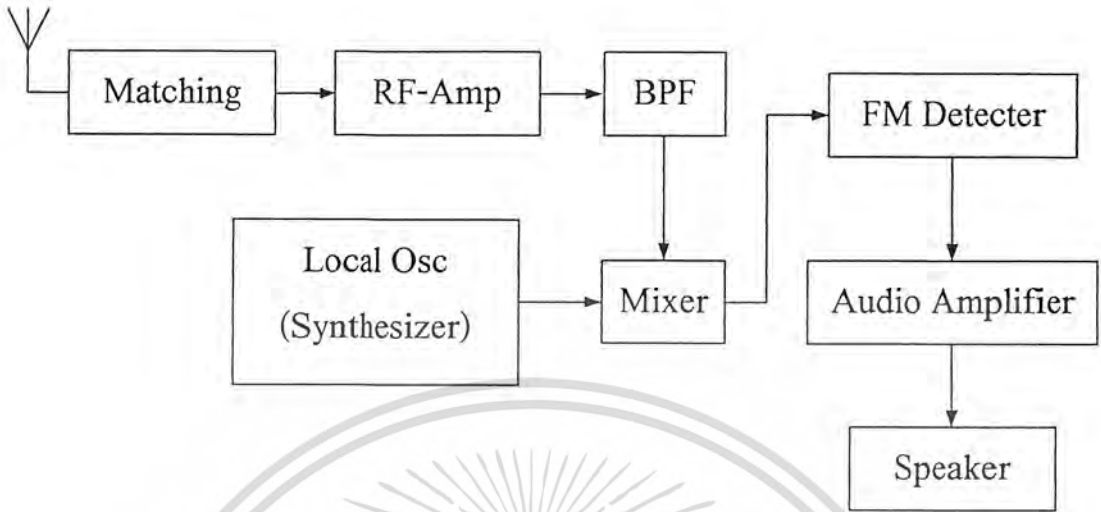


รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณกระจายเสียงของเครื่องแม่

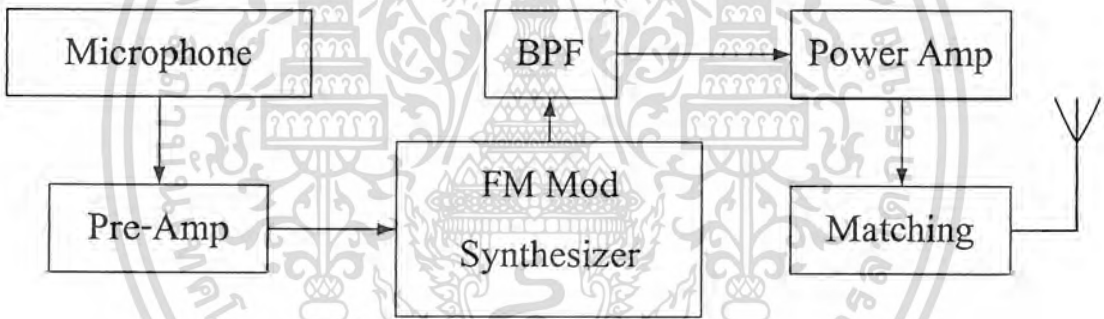


รูปที่ 1.3 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณติดต่อกับเครื่องแม่

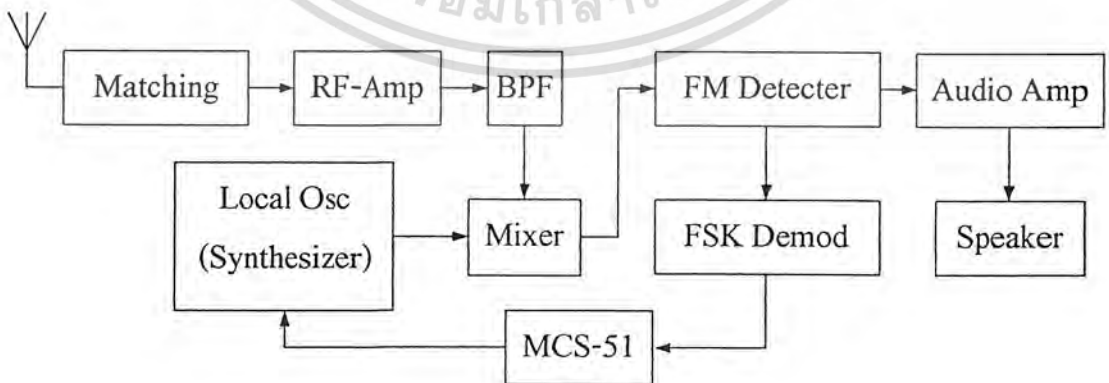
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.4 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณติดต่อกของเครื่องแม่

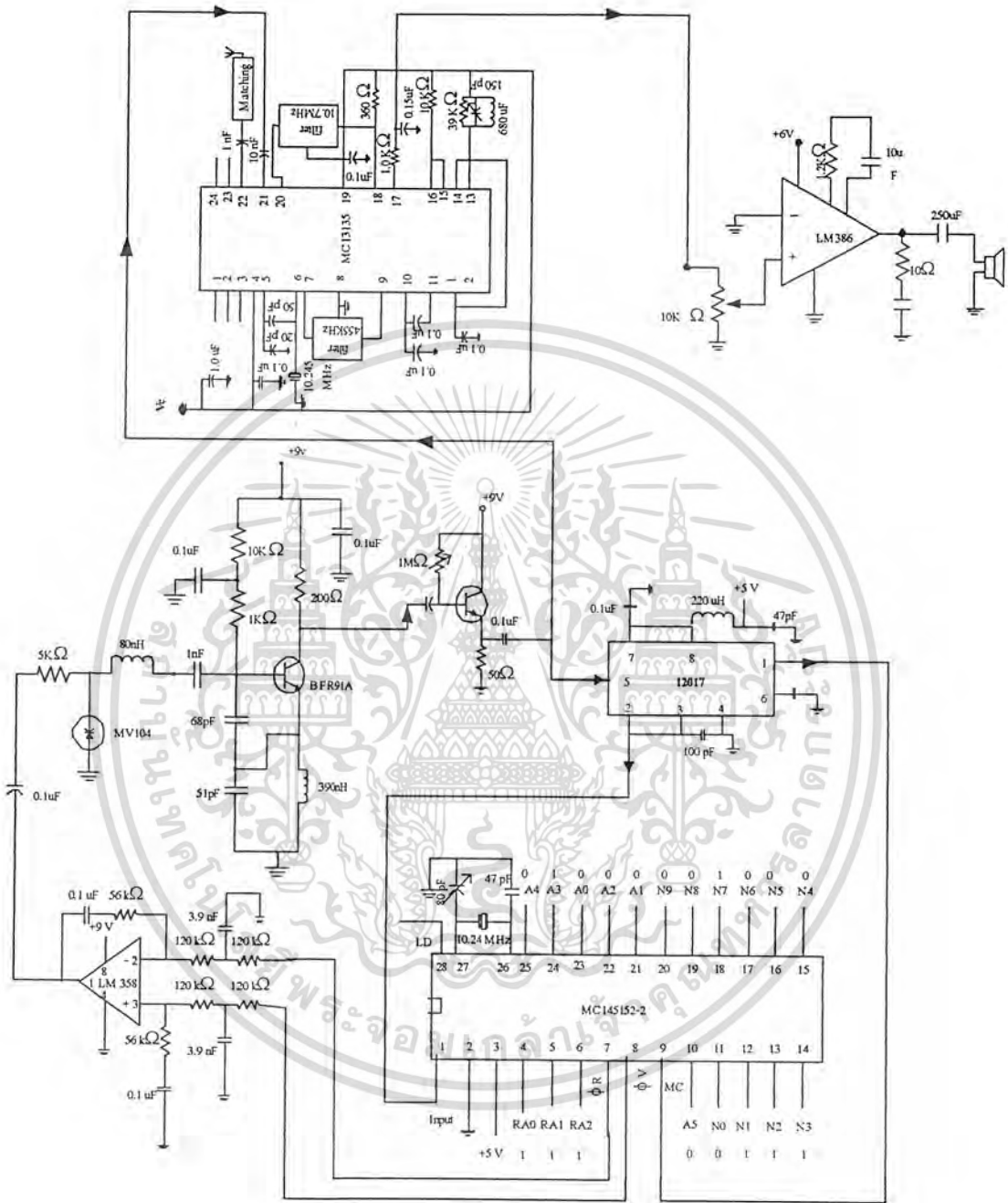


รูปที่ 1.5 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องลูก



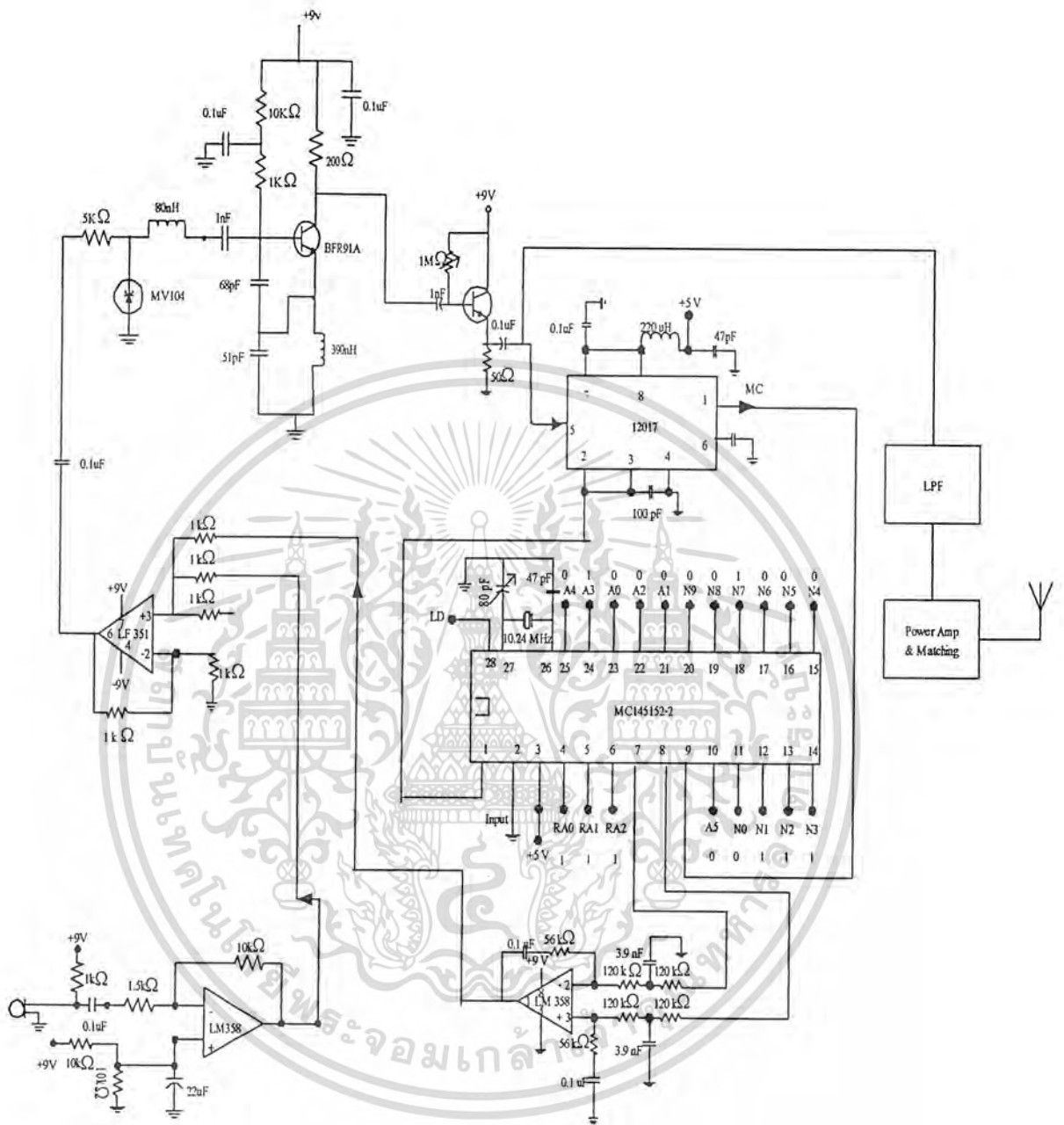
รูปที่ 1.6 บล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณกระจายเสียงของเครื่องลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือที่ละเมิดลิขสิทธิ์ของผู้อื่น เมื่อผู้ใดเห็นว่ามีประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.9 วงจรภาครับสัญญาณติดต่อกของเครื่องเล่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.10 วงจรภาคส่งสัญญาณติดต่อกของเครื่องลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 การสื่อสารเบื้องต้น

การสื่อสาร (Communication) เป็นการติดต่อระหว่างบุคคลตั้งแต่ 2 คนขึ้นไป ซึ่งการสื่อสารอาจมีได้หลายแบบ เช่น การพูด การใช้ภาษามือ การใช้สัญลักษณ์ ซึ่งการสื่อสารในลักษณะนี้จำกัดในวงแคบ ต่อมามีการพัฒนาการสื่อสารให้สามารถไปไกลได้มากขึ้น เช่น หนังสือพิมพ์ ไปรษณีย์ โทรเลข ซึ่งในปัจจุบันได้มีการพัฒนาวิธีการสื่อสารได้ในระยะไกลซึ่งการสื่อสารในระยะไกลนี้ เรียกว่า การสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication) ซึ่งลักษณะของการสื่อสารชนิดนี้จะมีสัญญาณพาหะ (carrier) ในการส่ง โดยสัญญาณพาหะนี้จะมีค่าสูง และเป็นตัวที่จะทำให้สามารถส่งข้อมูลข่าวสารไปได้ไกล โดยการย้ายย่านความถี่ของข้อมูลข่าวสาร (ความถี่ต่ำ) ไปยังย่านความถี่ของสัญญาณพาหะ (ความถี่สูง) ซึ่งเรียกวิธีการนี้ว่า การมอดูเลต (Modulation) เมื่อผู้รับได้รับสัญญาณนี้ก็จะนำมาแยกเอาสัญญาณข่าวสารที่ต้องการออกมา ซึ่งการมอดูเลตที่สำคัญ ๆ คือ

1. การมอดูเลตแอมพลิจูด (Amplitude Modulation:AM) คือ ขนาดของสัญญาณพาหะมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร

2. การมอดูเลตความถี่ (Frequency Modulation:FM) คือ ความถี่ของสัญญาณพาหะมีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดของสัญญาณข่าวสาร

เนื่องจากการสื่อสารโทรคมนาคมมีความเกี่ยวข้องกับความถี่ของคลื่น ตามมาตรฐานเราสามารถจัดแบ่งคลื่นตามความยาวคลื่นและความถี่คลื่น ดังนี้

ย่านความถี่	ความถี่	ความยาวคลื่น
Extremely Low Frequency (ELF)	30 - 300 Hz	1000 - 10000 km
Voice Frequency (VF)	300 - 3000 Hz	100 - 1000 km
Very Low Frequency (VLF)	3 - 30 kHz	10 - 100 km
Low Frequency (LF)	30 - 300 kHz	1 - 10 km
Medium Frequency (MF)	300 - 3000 kHz	100 - 1000 m
High Frequency (HF)	3 - 30 MHz	10 - 100 m
Very High Frequency (VHF)	30 - 300 MHz	1 - 10 m
Ultra High Frequency (UHF)	300 - 3000 MHz	10 - 100 cm
Super High Frequency (SHF)	3 - 30 GHz	1 - 10 cm
Extremely High Frequency (EHF)	30 - 300 GHz	1 - 10 mm

ตารางที่ 2.1 แสดงการแบ่งย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ELF : ช่วงนี้เป็นสัญญาณเสียงความถี่ต่ำที่สุดที่มนุษย์สามารถได้ยิน และเป็นช่วงของความถี่ไฟฟ้าบ้านที่ 50 เฮิร์ตซ์ และ 60 เฮิร์ตซ์
- VF : ช่วงนี้เป็นช่วงสัญญาณเสียงพูดปกติของมนุษย์
- VLF : ช่วงสัญญาณเสียงของเครื่องดนตรีและคลื่นสื่อสารของทางทหารใช้
- LF : ช่วงสัญญาณที่ใช้ในการนำร่องของระบบการบินและการเดินเรือ
- MF : ใช้สำหรับคลื่นวิทยุกระจายเสียงในระบบเอเอ็ม (AM) และยังใช้สำหรับการสื่อสารในระบบการบินและการเดินเรือ
- HF : ใช้ในการกระจายเสียงวิทยุคลื่นสั้น ใช้ในการสื่อสารคลื่นวิทยุแบบสองทิศทาง ใช้ในวิทยุสื่อสารของทหารและวิทยุสมัครเล่น
- VHF : ใช้ในวิทยุกระจายเสียงในระบบเอฟเอ็ม (FM) และมีสถานีโทรทัศน์ช่อง 2 ถึง ช่อง 13 มีบางช่วงความถี่สำหรับวิทยุสมัครเล่น และนอกจากนั้นยังมีการใช้งานการสื่อสารของการบินและการเดินเรือ
- UHF : มีสถานีโทรทัศน์ตั้งแต่ช่อง 14 ถึง ช่อง 83 และถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ มีช่องความถี่สำหรับทหาร ระบบนำร่อง (Navigation) และระบบเรดาร์ (Radar) สำหรับความถี่ที่สูงกว่า 1 กิกะเฮิร์ตซ์ ขึ้นไปจะถูกเรียกว่า คลื่นไมโครเวฟ (Microwave)
- SHF : ย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งถูกใช้งานอย่างมากในระบบสื่อสารของดาวเทียมและระบบเรดาร์
- EHF : ใช้สำหรับระบบสื่อสารดาวเทียมและระบบเรดาร์ชนิดพิเศษ และคลื่นความถี่ที่สูงกว่านี้จะถูกเรียกว่า คลื่นมิลลิเมตร (Millimeter Wave)

2.2 การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (Frequency Shift Keying:FSK)

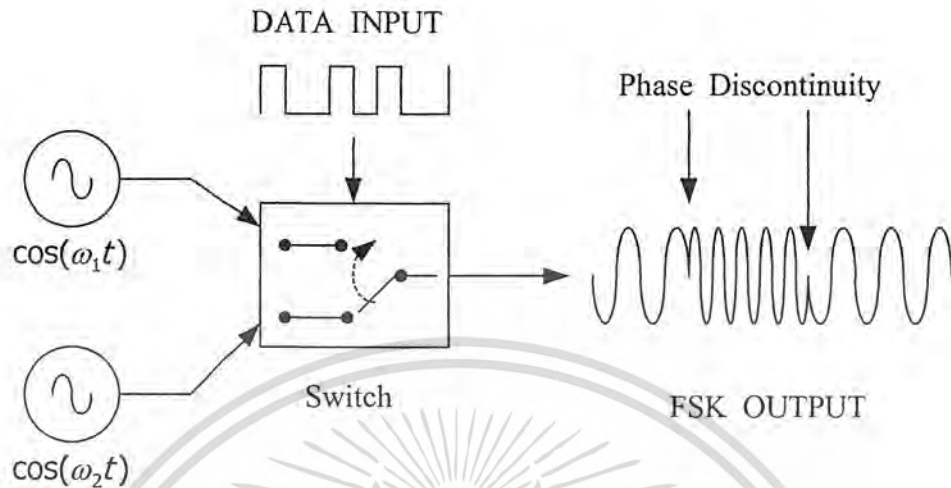
การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล (Digital Modulation) เข้ากับคลื่นพาห์ที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ (Sinusoidal Wave) นั้น ทำเพื่อต้องการให้สัญญาณดิจิทัลเหล่านั้นสามารถส่งผ่านตัวกลางที่ออกแบบมาสำหรับสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) ได้ หรือทำการแปลงจากสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อกนั่นเอง ซึ่งวิธีที่นิยมใช้ 4 แบบ คือ

1. การมอดูเลตเชิงเลขทางแอมพลิจูดหรือเอเอสเค (Amplitude Shift Keying or ASK)
2. การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่หรือเอฟเอสเค (Frequency Shift Keying or FSK)
3. การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสหรือพีเอสเค (Phase Shift Keying or PSK)
4. การมอดูเลตทางแอมพลิจูดแบบควอดราเจอร์ (Quadrature Amplitude Modulation or QAM)

การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค เป็นการมอดูเลตที่รูปคลื่นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ซึ่งถูกควบคุมโดยระดับสัญญาณข่าวสาร ส่วนแอมพลิจูดและเฟสคงที่ตลอด โดยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณก็จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ การสร้างสัญญาณเอฟเอสเคสามารถสร้างได้ 2 แบบ คือ

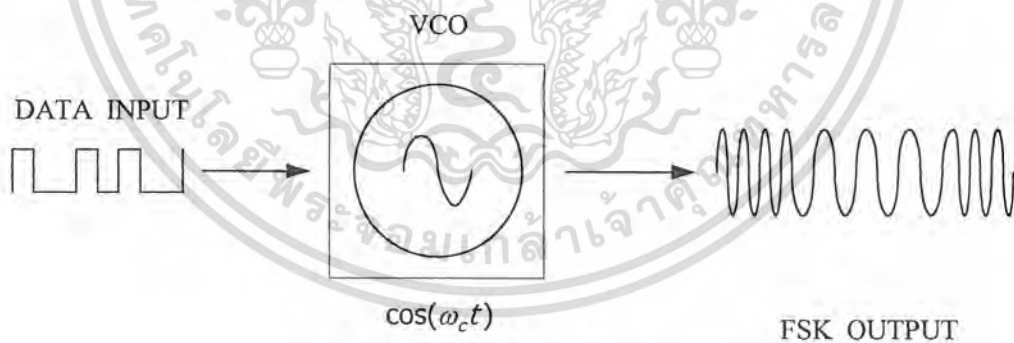
1. สร้างโดยสวิตซ์ดิจิทัล (Digital Switch) ให้สัญญาณดิจิทัลทำการสวิตซ์เลือกออกออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ^{เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งงานไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า} ที่มีความถี่ที่เราต้องการเพื่อส่งสัญญาณออกไป โดยจำนวนออสซิลเลเตอร์ที่ใช้จะต้องมีไม่มากนักใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนเท่ากับจำนวนของระดับสัญญาณข่าวสาร และเนื่องจากเราใช้ออสซิลเลเตอร์คนละชุดกันทำให้เฟสของสัญญาณแต่ละช่วงจะไม่มีมีความต่อเนื่องกัน แสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของเอฟเอสเคทีสร้างโดยสวิตช์แบบดิจิทัล

2. สร้างโดยการใช้อสซิลเลเตอร์ตัวเดียวกัน โดยที่อสซิลเลเตอร์นั้นสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ สัญญาณที่ได้จากวิธีนี้นั้นจะมีความต่อเนื่องของสัญญาณ จึงเรียกว่า เอฟเอสเคเฟสต่อเนื่อง (Continuous Phase FSK หรือ CPFSK) แสดงได้ ดังรูปที่ 2.2



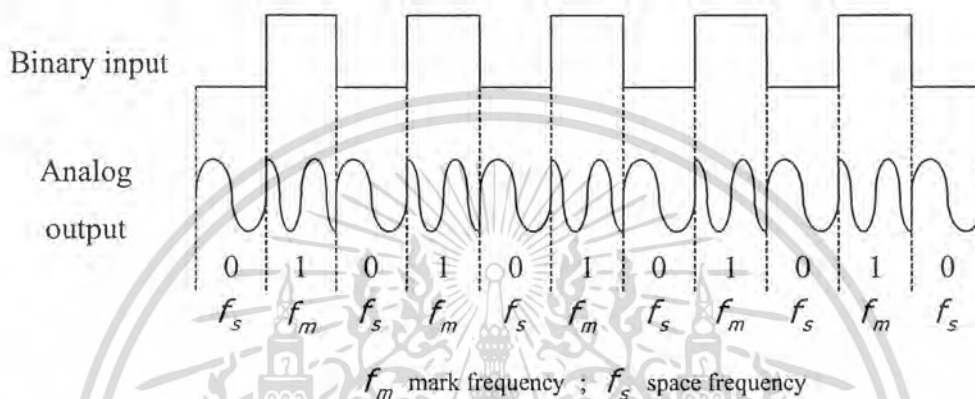
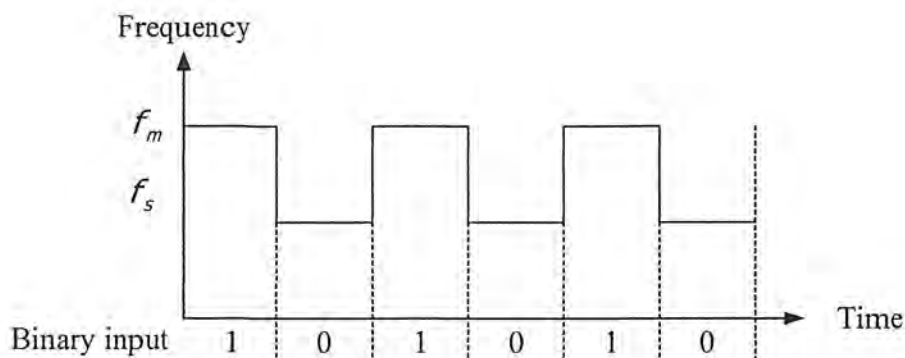
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของเอฟเอสเคทีสร้างโดยใช้ออสซิลเลเตอร์ตัวเดียว

เมื่อพิจารณาถึงลักษณะของสัญญาณ เอฟเอสเค จะพบว่าเป็นการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาลอก โดยเมื่อข้อมูล “0” เข้ามาจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ ω_1 และเมื่อข้อมูล “1” เข้ามาก็จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ ω_2 สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$s_1(t) = A \cos(\omega_1 t) \quad \text{สำหรับสัญญาณไบนารี 0} \quad (2.1)$$

$$s_2(t) = A \cos(\omega_2 t) \quad \text{สำหรับสัญญาณไบนารี 1} \quad (2.2)$$

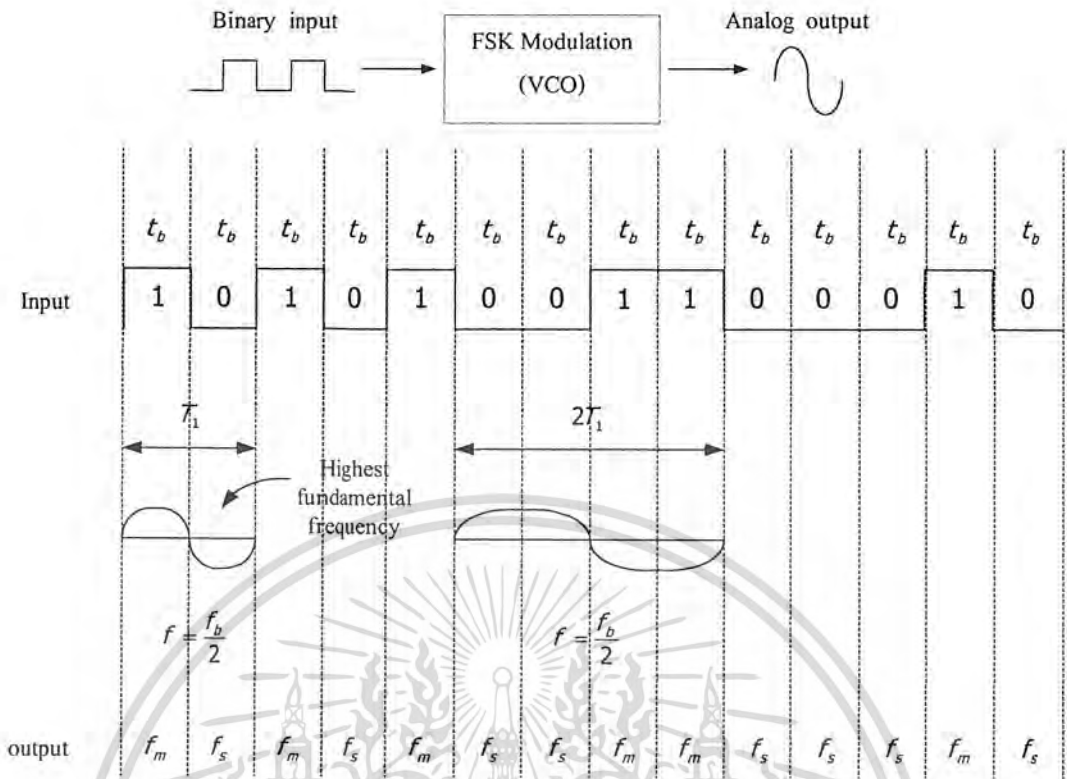
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ลักษณะสัญญาณเอฟเอสเคเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณดิจิทัล

หลักการของเอฟเอสเค คือ เมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะข้อมูลที่เป็นไบนารีถูกส่งเข้าจะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้น สัญญาณทางเอาต์พุตของเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ จะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุตเปลี่ยนแปลงจากสถานะ “1” เป็นลอจิก “0” หรือเปลี่ยนจากลอจิก “0” เป็นลอจิก “1” สัญญาณเอาต์พุตก็จะเลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกัน คือ ความถี่ที่ลอจิก “1” หรือความถี่มาร์ค (Mark frequency) (f_m) และความถี่ที่ลอจิก “0” หรือความถี่สเปซ (Space frequency) (f_s) โดยการเปลี่ยนแปลงหรือการเลื่อนของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้น เมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลง นั่นคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณออกจะเท่ากับสัญญาณเข้าซึ่งในการมอดูเลตดิจิทัลนั้น อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุตของเอฟเอสเคจะเรียกว่า อัตราบิต (Bit Rate) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเอาต์พุตของเอฟเอสเค เรียกว่า อัตราบอด (Baud Rate) ดังนั้น ในการส่งข้อมูลด้านเทคนิคของเอฟเอสเค อัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอดเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



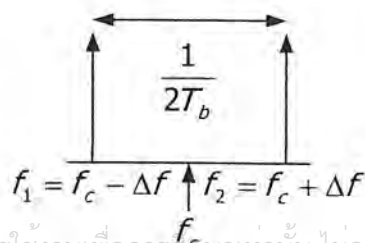
รูปที่ 2.4 อัตรการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต

จากรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นเมื่อไบนารีมีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกันซึ่งก็คือ สัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง (Square Wave) ซึ่งความถี่หลักมูล (Fundamental frequency) ของสัญญาณสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้น ถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักมูลเพียงอย่างเดียวแล้วความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่ต้องการนำมาออกดูเลตแบบเอฟเอสจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล คือ

$$f_{amax} = \text{Bit Rate} / 2 \tag{2.3}$$

เมื่อ f_{amax} คือ ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิทัลที่จะนำมาออกดูเลต

ความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency หรือ f_0) ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage-controlled oscillator) จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่าง ความถี่มาร์ค กับ ความถี่สเปซ ดังแสดงในรูปที่ 2.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปะลงในสื่ออิเล็กทรอนิกส์อื่นใด

รูปที่ 2.5 การเบี่ยงเบนความถี่ของเอฟเอสเค

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของวงจรมอดูเลเตอร์จาก f_0 ไปเป็น f_s จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของ ข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก “1” ไป “0” หรือ “0” ไป “1” จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมาระหว่าง เอฟเอ็ม หรือ f_s เนื่องจาก เอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ก็รูปแบบหนึ่งของการมอดูเลตทางความถี่ ดังนั้น ดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index หรือ MI) ในเอฟเอสเคก็สามารถหาได้เช่นเดียวกับการมอดูเลตทางความถี่

$$MI = \Delta f / f_a \quad (2.4)$$

เมื่อ MI คือ ดัชนีการมอดูเลต

Δf คือ การเบี่ยงเบนของความถี่ใด ๆ จากความถี่กลาง (เฮิร์ตซ์)

f_a คือ ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เฮิร์ตซ์)

ค่า MI ที่ยอมให้ได้สูงสุด คือ ค่า MI ที่ทำให้แบนวิดท์ (Bandwidth) กว้างที่สุดซึ่งจะเกิดขึ้น การเบี่ยงเบนของความถี่ถูกมอดูเลตแล้ว และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในเอฟเอสเค ค่า Δf เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด (Peak frequency deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง เอฟเอ็ม หรือ f_0 กับ f_s ซึ่งก็คือ ครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง เอฟเอ็ม กับ f_s นั่นคือ

$$\Delta f = (f_m - f_s) / 2 \quad (2.5)$$

Δf จะสูงขึ้นขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดสัญญาณที่นำมามอดูเลต (สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น “1” จะให้แรงดันออกมากำหนดที่ตาม (เช่น 5 โวลต์) หรือ ถ้าในลอจิก “0” แรงดันออกมากำหนดที่ในระดับลอจิกเช่นกัน (เช่น 0 โวลต์)

f_a เป็นความถี่ของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตซึ่งจะทำให้แบนวิดท์กว้างที่สุด

เมื่อ $f_a = \text{bitrate} / 2$

เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = (f_s - f_m) / f_b \quad (2.6)$$

เมื่อ $f_s - f_m$ คือ ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

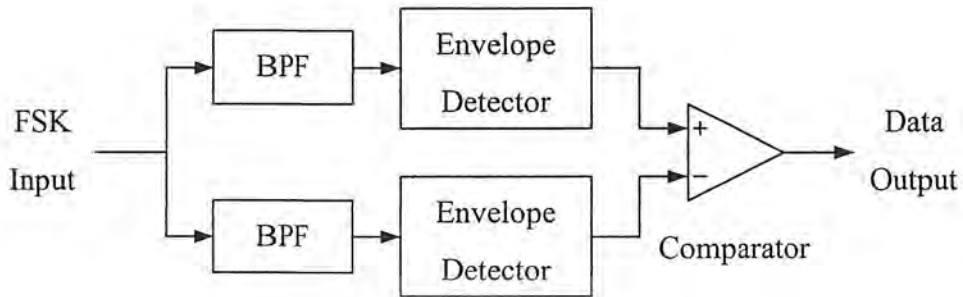
f_b คือ อัตราบิตของไบนารีอินพุต

ในการส่งสัญญาณเอฟเอ็ม โดยทั่ว ๆ ไป ความกว้างของแบนวิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับเอฟเอสเคที่ค่า MI โดยทั่ว ๆ ไป จะต้องมียกค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบนด์ ค่าแบนวิดท์ที่แคบที่สุด เรียก แบนวิดท์ในควิสต์ต่ำสุด (Minimum Nyquist Bandwidth: f_n)

การมอดูเลตเอฟเอสเค สามารถกระทำได้หลายแบบแต่ในที่นี้จะกล่าวถึง 3 แบบ คือ

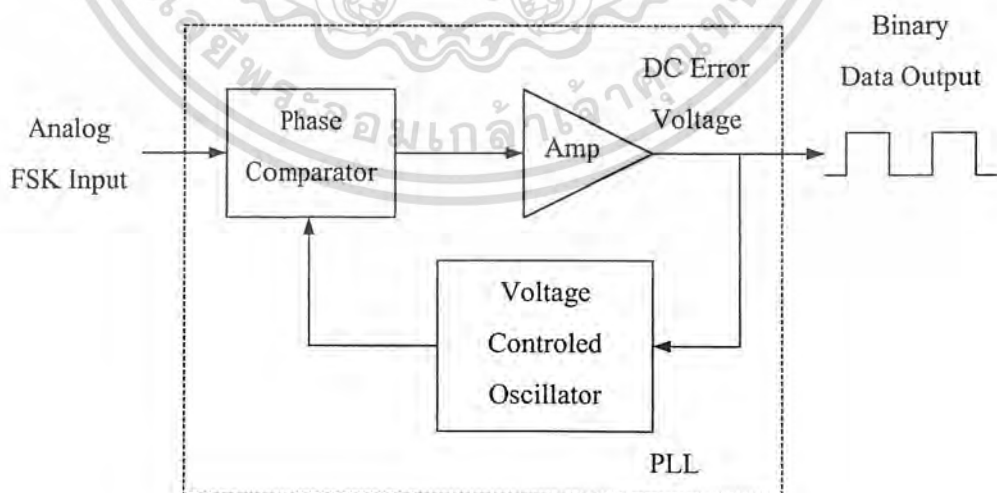
1. ใช้งานแมตช์ฟิลเตอร์ (Match Filter) วงจรจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน (Bandpass filter) ซึ่งจะทำหน้าที่กรองความถี่ f_1 และ f_2 ซึ่งเราจะแทนด้วยลอจิก 1 และลอจิก 0 ตามลำดับ ต่อมาเอาต์พุตของวงจรรองแถบความถี่ผ่านมาเข้าวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope detector) เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
- ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

detector) ซึ่งจะทำการจับกรอบของสัญญาณที่ออกมาจากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านและนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ซึ่งเราก็จะได้สัญญาณไบนารีออกมา



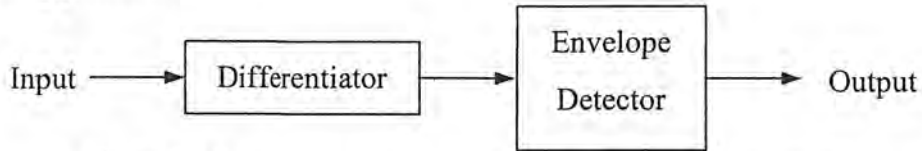
รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของการตีมอดูเลตเอฟเอสเคแบบแมคซ์ฟิลเตอร์

2. ใช้วงจรเฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop: PLL) จากการทำงานของเฟสล็อกคูลที่มีการล็อกความถี่โดยให้ความถี่ของอินพุตเท่ากับความถี่ของเอาต์พุต เมื่อเราใส่สัญญาณเอฟเอสเคเป็นอินพุตของเฟสล็อกคูลก็จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณเอฟเอสเคกับความถี่กลาง (Free Running Frequency) ของวีซีโอ (VCO) ต่อมาจะไปเข้าตัววงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ซึ่งจะกรองส่วนของความถี่สูงออก และนำไปควบคุมวีซีโอให้ผลิตความถี่ที่ทำให้ความแตกต่างระหว่างเอาต์พุตของตัวมันกับอินพุตมีค่าน้อย เมื่อความถี่ของอินพุตเท่ากับเอาต์พุตของเฟสล็อกคูลมีค่าใกล้เคียงกัน เฟสล็อกคูลก็จะทำการล็อกทำให้ความถี่ของอินพุตเท่ากับความถี่ของเอาต์พุต เนื่องจากสัญญาณเอฟเอสเคที่เราใส่เข้ามา มีความถี่เพียง 2 ความถี่คือ f_m และ f_s ค่าแรงดันจึงมีเพียง 2 ระดับ เราจึงแทนด้วยลอจิก 1 และลอจิก 0 ได้ เมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบก็จะได้สัญญาณไบนารีตามที่ต้องการออกมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

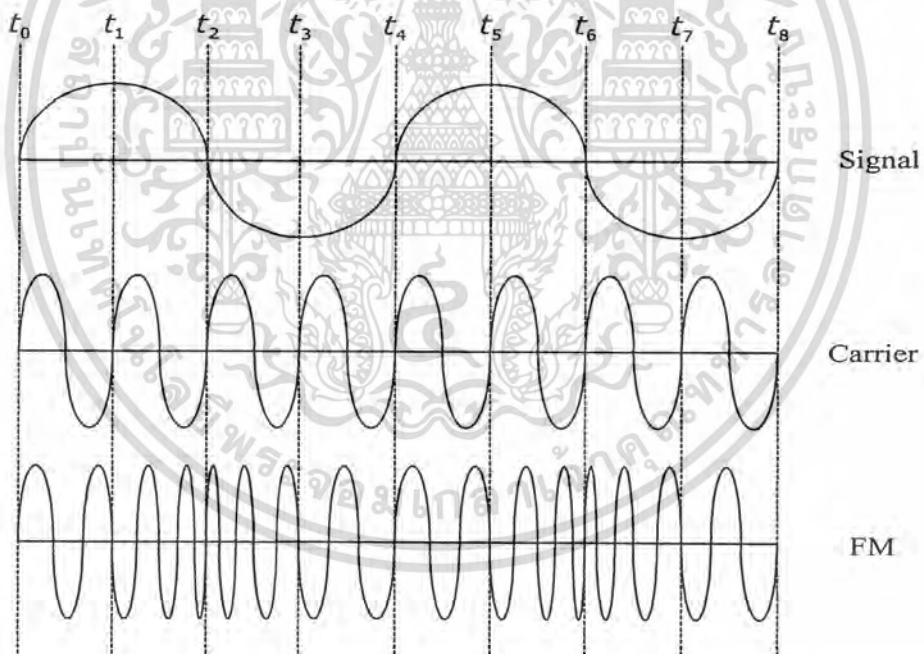
3. ใช้วงจรถอดอนุพันธ์ (Differentiator) คู่กับวงจรถอดหีบกรอบสัญญาณ โดยวงจรถอดอนุพันธ์จะทำการเปลี่ยนสัญญาณเอฟเอสเคให้คล้ายกับสัญญาณเอ็ม จากนั้นก็ใช้วงจรถอดหีบกรอบสัญญาณหีบเอากรอบสัญญาณออกมา



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตเอฟเอสเคแบบใช้วงจรถอดอนุพันธ์

2.3 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

การมอดูเลตทางความถี่ เป็นการมอดูเลตที่ความถี่ของคลื่นพาห์ (Carrier) จะเปลี่ยนแปลงหรือถูกควบคุมโดยสัญญาณข้อมูลข่าวสาร โดยความถี่ของคลื่นพาห์จะสูงขึ้นเมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสารมีขนาดมากขึ้น และความถี่ของสัญญาณข่าวสารจะลดลงเมื่อขนาดของสัญญาณข่าวสารลดลง โดยถ้าขนาดของสัญญาณข่าวสารเป็นศูนย์หรือไม่มีสัญญาณข่าวสารที่จะนำมามอดูเลต ความถี่ของคลื่นพาห์ในขณะที่ยังไม่มีการมอดูเลตเรียกว่า ความถี่ศูนย์กลาง ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 ลักษณะสัญญาณเอฟเอ็ม

จากรูป จะเห็นได้ว่าขนาดของคลื่นพาห์จะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณข่าวสารจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร มีแต่ส่วนของความถี่เท่านั้นที่มีการเปลี่ยนแปลงตามขนาดความแรงของสัญญาณ และการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามขนาดความแรงของสัญญาณเรียกว่า การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation) อีกเรื่องที่ควรจะทำให้ความเข้าใจก็คือใน 1 รอบของสัญญาณข่าวสารนั้นสัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับสิทธิ์ให้มาเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครบ 1 รอบด้วยเช่นกัน ดังนั้นถ้าสัญญาณข่าวสารมีความถี่มากขึ้นอัตราการเบี่ยงเบนของสัญญาณเอฟเอ็ม ก็จะมากขึ้นด้วยนั่นเอง

เมื่อพิจารณาถึงสมการของสัญญาณ โดยกำหนดให้คลื่นพหุที่ขังไม่ได้มีการมอดูเลต คือ

$$\phi(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.7)$$

ซึ่งการทำให้ค่า θ แปรผันตามค่าความแรงของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะทำให้ได้สัญญาณมอดูเลตเชิงมุม (Angle Modulated Signal) ออกมา ซึ่งค่า θ จะเรียกว่า เฟสของคลื่นรูปไซน์ $\phi(t)$ โดยอ้างอิงเทียบสัญญาณ $\cos(\omega_c t)$ จะได้

$$\theta = k_p m(t) \quad (2.8)$$

อย่างไรก็ตามก็สามารถที่จะทำให้ค่า θ แปรผันตามค่าอินทิเกรต (Integrate) ของสัญญาณข่าวสารได้ เนื่องจากค่าของเฟสขณะหนึ่ง (Instantaneous Phase) θ_i มีความสัมพันธ์กับค่าของความถี่ขณะหนึ่ง (Instantaneous Frequency) ω_i ดังนี้

$$\omega_i = \frac{d\theta_i(t)}{dt} \quad (2.9)$$

หรือ

$$\theta_i(t) = \int_{-\infty}^t \omega_i(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

ดังนั้นจะได้ค่า $\theta = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ จะเรียกสัญญาณที่เกิดขึ้นว่า สัญญาณมอดูเลตทางความถี่

โดยจะพบว่า ค่าความถี่ของคลื่นภายหลังจากการมอดูเลตความถี่แล้ว จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจาก ω_c เดิม ซึ่งอัตราการเบี่ยงเบนนั้นขึ้นกับค่าความแรงของสัญญาณมอดูเลต โดยสัญญาณข่าวสารที่เข้ามามอดูเลต $m(t)$ จะไปเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นพหุ (ω_c) ทำให้ได้ความถี่คลื่นพหุที่เปลี่ยนไป และสามารถเขียนสมการรูปทั่วไปของเอฟเอ็มได้ คือ

$$\phi_{FM} = A_c \cos(\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(t) dt) \quad (2.11)$$

ถ้าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่เข้ามาอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์

$$m(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad (2.12)$$

จะสามารถเขียนสมการของเอฟเอ็มใหม่ได้เป็น

$$\phi_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t A_m \cos(\omega_m t) dt] \quad (2.13)$$

$$\phi_{FM} = A_c \cos[\omega_c t + \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)] \quad (2.14)$$

ซึ่งค่า $\frac{k_f A_m}{\omega_m}$ ก็คือดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index หรือ β) นั่นเอง

จากสมการที่สามารถกระจาย ได้ดังนี้

$$\phi_{FM} = A_c \{ \cos(\beta \sin \omega_m t) \cos \omega_c t - \sin(\beta \sin \omega_m t) \sin \omega_c t \} \quad (2.15)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการกระจายให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series) ดังนี้

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n:\text{even}} 2J_n(\beta) \cos(n\omega_m t) \quad (2.16)$$

$$\sin(\beta \sin \omega_m t) = \sum_{n:\text{odd}} 2J_n(\beta) \sin(n\omega_m t) \quad (2.17)$$

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชัน (Bessel Function) ประเภทที่หนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \alpha - n\alpha)} d\alpha \quad (2.18)$$

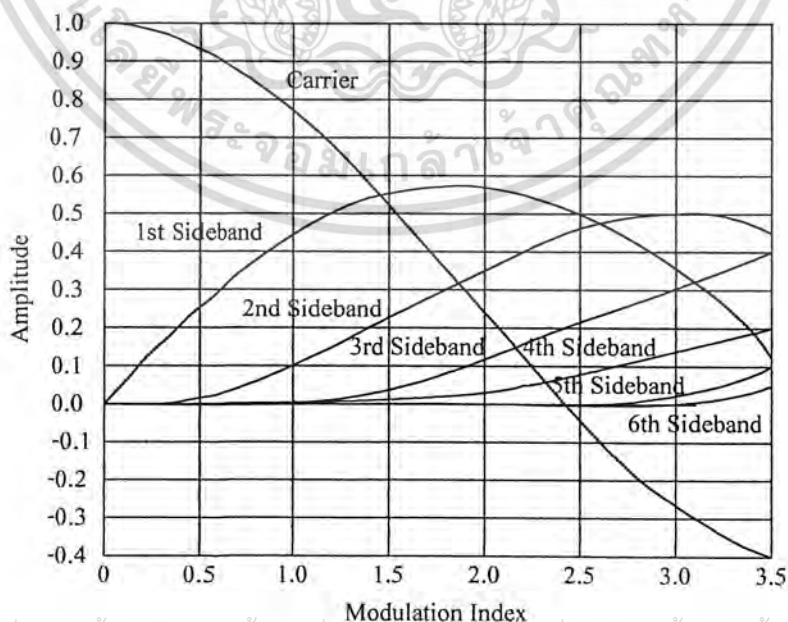
จะได้สัญญาณเอฟเอ็มที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \phi_{FM} = & A_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n:\text{odd}} A_c J_n(\beta) \{ \cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t \} \\ & + \sum_{n:\text{even}} A_c J_n(\beta) \{ \cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t \} \end{aligned} \quad (2.19)$$

และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่ $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ เราจะเขียนสมการ ได้ใหม่ดังนี้

$$\phi_{FM} = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (2.20)$$

จากสมการเราพบว่าจะมีสเปกตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c \pm nf_m$ โดยที่มีขนาดของสเปกตรัมเป็น $J_n(\beta)$ ดังนั้น เมื่อเราพิจารณาคูสมบัติของ $J_0(\beta)$ ก็จะรู้ได้ว่าการกระจายของสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มจะออกมาในรูป $J_0(\beta)$ นั้น เมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.10



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 2.10 ลักษณะของไซด์แบนด์ต่างๆ เมื่อเทียบกับดัชนีการมอดูเลต ซึ่งมีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมดัชนีการมอดูเลตได้ดังนี้

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซค์แบนด์ลุ่มที่															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-	-	-
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-	-
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	-	-
12.0	-0.5	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

ตารางที่ 2.2 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเปกตรัมกับดัชนีการมอดูเลต

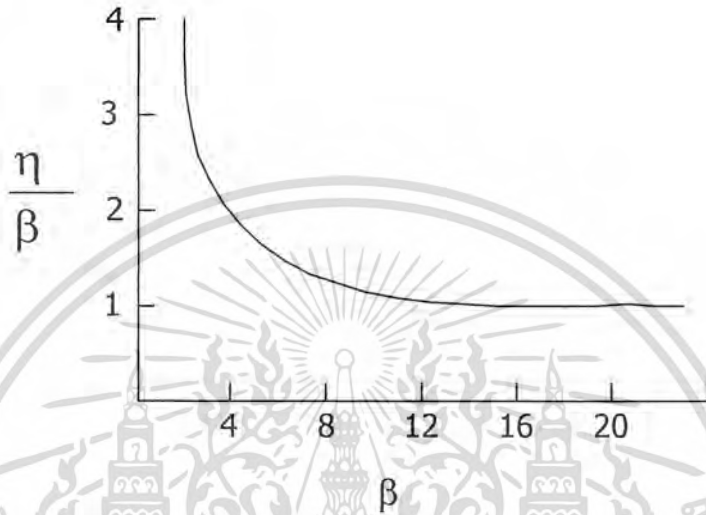
1. $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมพลิจูดของสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาหะจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงที่สุด $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่า $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั่นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาหะจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงมีข่าวสารของสัญญาณที่มอดูเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดูเลตแบบเอเอ็ม เพราะสัญญาณคลื่นพาหะในระบบเอเอ็ม จะไม่มีข่าวสารอยู่เลย

2. การกระจายของสเปกตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta \ll 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่มีค่าสูงน่าสังเกต จึงทำให้มีสเปกตรัมของความถี่ f_c และ $f_c \pm f_m$ เท่านั้นที่น่าสังเกต แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta \gg 1$ การกระจายของสเปกตรัมก็จะกว้างออกไปโดยที่ β สูงจะทำให้กระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม

สัญญาณเอฟเอ็ม จะแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ เอฟเอ็มแบนด์แคบและเอฟเอ็มแบนด์กว้าง การที่เราจะดูว่าเป็นแบนด์แคบหรือแบนด์กว้างนั้นเราจะดูที่ค่าดัชนีการมอดูเลต (β) โดยที่ถ้าเป็นแบนด์แคบในทางทฤษฎีนั้นค่า $\beta \ll \frac{1}{\sqrt{10}}$ แต่ในการใช้งานอาจมีค่าสูงถึง 0.5 ได้ ถ้า β มากกว่า 0.316 หรือ 0.5 จะเป็นเอฟเอ็มแบนด์กว้าง



รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง β กับ $\frac{n}{\beta}$

ซึ่งจะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(t)$ นั้นกระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้นมีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกลงไป จะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงหายไปอย่างรวดเร็ว เมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก กราฟในรูป 2.11 แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่า $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \geq 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า $\frac{n}{\beta}$ มีค่าเข้าใกล้ 1 เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติ เช่นนี้ ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่า ถ้าเลขข้างที่มีนัยสำคัญ คือ เลขข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว จะมีไซด์แบนด์ตัวสุดท้าย คือ ตัวที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้น ถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทฤษฎีดังกล่าวแล้วจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามนั้น จะมีค่าประมาณได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned} BW &\approx 2n\omega_m \\ &\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega \end{aligned}$$

นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \quad \text{สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก} \quad (2.21)$$

สำหรับเมื่อ $\frac{n}{\beta}$ มีค่าน้อยมาก ๆ นั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูป 2.12 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ได้ว่าค่าขนาดของ $J_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญจะมีเพียง $J_0(\beta)$ และ $J_1(\beta)$ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงแหล่งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

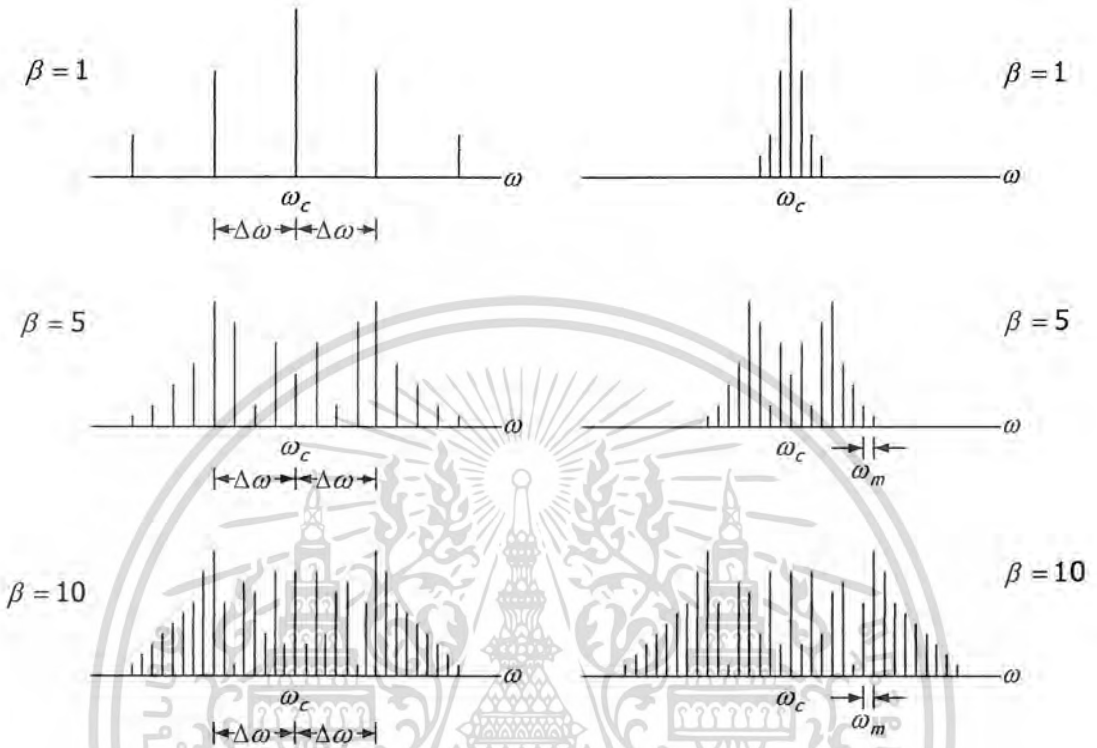
ซึ่งจะมี

$$BW \approx 2\omega_m$$

สำหรับ β ค่าน้อย

$$(2.22)$$

สเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็ม ตาม (2.21) ในกรณีที่มี β ค่าต่าง ๆ มีดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 การกระจายสเปกตรัมที่ค่า β ต่าง ๆ

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดูเลตสัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดูเลชัน (Tone modulation) นั้น เจอร์คาร์สัน (J.R. Carson) ได้เสนอสูตรจากการผสมผสานในรูปต่อไปนี้คือ

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m) \tag{2.23}$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น $BW \approx 2\omega_m(\beta + 1)$ (2.24)

สมการ (2.23) และ (2.24) รู้จักกันดีในชื่อของ กฎของคาร์สัน (Carson's rule) อย่างไรก็ตาม สำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไป มีรายงานว่า กฎนี้ใช้ได้ดี เมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega \ll \omega_m$ ไม่เป็นจริงคือ ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (Wide Band FM: WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + 2\omega_m) \tag{2.25}$$

หรือ $BW \approx 2\omega_m(\beta + 2)$ (2.26)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้น จึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + k) \quad \text{เรเดียน/วินาที} \quad (2.27)$$

โดย $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราคิดว่า คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi B$ เรเดียน/วินาที เราจะพบว่า ค่าแบนด์วิดท์ตามสมการ 2.27 จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ ได้ดังนี้ คือ

$$BW \approx 2f_m (\beta + k) \quad (2.28)$$

ซึ่งจะมีการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มเป็นดังรูป 2.12

การสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม นั้นสามารถแบ่งได้กว้าง ๆ เป็น 2 แบบด้วยกันคือ แบบทางตรงกับแบบทางอ้อม แบบทางตรงนี้จะหมายถึง การนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง สำหรับแบบทางอ้อมนั้นก็จะเป็นวิธีการที่อาศัยวงจรหลายๆ อย่างประกอบกัน

1. การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบทางตรง เป็นการนำเอาสัญญาณที่จะเข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง ซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ได้ก็มีรีเฟล็กซ์ไคลสตรอน (Reflex klystron) และกันนี่ไดโอด (Gunn diode) ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ เป็นต้น ออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ ความถี่ที่ออสซิลเลตออกมาจะเปลี่ยนไปตามแรงดันไบอัส (Bias) ในรูปเชิงเส้น ดังนั้น เมื่อนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนแรงดันไบอัสก็จะทำให้ได้สัญญาณเอฟเอ็ม ออกมาโดยตรง สำหรับความถี่ในย่านต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้น เรามักจะใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่าวาร์แคเตอร์ (Varactor หรือ Variable reactor) ชิ้นส่วนนี้จะมีคุณสมบัติเฉพาะคือ ค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของแรงดันที่คร่อมอยู่ ดังนั้น ถ้าเราใช้วาร์แคเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรโรโซแนนซ์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์ เราก็จะสามารถสร้างสัญญาณเอฟเอ็มได้ โดยป้อนสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์แคเตอร์ ข้อดีของวงจรนี้คือ ทำได้ง่าย และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ได้จะสูงพอสมควร แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ ค่า f_c เอง จะขยับเลื่อน (drift) ได้ง่าย จึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมความถี่ f_c ให้คงที่ซึ่งก็จะเพิ่มความยุ่งยากของวงจรให้สูงขึ้น

2. การสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบบทางอ้อม จะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ในการอินทิเกรตสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต และส่วนที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ วงจรเลื่อนเฟสและวงจรวงจะทำหน้าที่เป็นเฟสมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่ผ่านวงจรส่วนนี้จะเป็นสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่ได้ในขั้นนี้ก็จะเป็สัญญาณเอฟเอ็มแบบแบนด์วิดท์แคบ วิธีสร้างสัญญาณแบบทางอ้อมที่กล่าวมานี้มีชื่อเรียกว่า วิธีมอดูเลตแบบอาร์มสตรอง (Armstrong's modulation method) กรณีที่ต้องการสัญญาณเอฟเอ็มแบบแบนด์วิดท์กว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้น คือ ใช้วงจรคูณความถี่เข้าช่วยจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์สูงขึ้นพร้อม ๆ กับทำให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงขึ้น ข้อสังเกตที่สำคัญของการคูณความถี่ที่กล่าวมานี้ก็คือ ค่าดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น ซึ่งผลที่ตามมาก็คือค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงขึ้น

นั่นหมายความว่า ถ้าสัญญาณเบสแบนด์ที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่เป็นเอฟเอ็มที่ขนาดของไซเคิลแบนด์ก็จะแคบกว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กว้างออกไป โดยที่ช่วงห่างระหว่างสเปกตรัมที่อยู่ติดกันในไซค์แบนด์ก็ยังคงเป็นเอฟเอ็มเหมือนเดิม แต่สิ่งที่แตกต่างกันก็คือ ขนาดของสเปกตรัมจะเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม

ส่วนการคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้นจะทำได้หลายแบบด้วยกัน แบบที่มีที่ใช้อย่างกว้างขวาง 3 แบบ คือ

1. การคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มโดยการแปลงเป็นสัญญาณเอเอ็ม เป้าหมายของการแปลงสัญญาณเอฟเอ็มเป็นสัญญาณเอเอ็ม นั้นก็เพื่อให้สามารถดีเทกต์สัญญาณเบสแบนด์กลับออกมาได้โดยวิธีตรวจจับกรอบสัญญาณ การแปลงสัญญาณเอฟเอ็มเป็นสัญญาณเอเอ็ม จะทำได้โดยใช้วงจรที่สามารถแปลงการเบี่ยงเบนความถี่ขณะหนึ่งให้เป็นการเปลี่ยนแปลงของขนาดได้ วงจรที่ทำหน้าที่นี้ได้ดี คือ วงจรทำอนุพันธ์ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อเราทำอนุพันธ์สัญญาณเอฟเอ็ม สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงเหมือนกับสัญญาณเอเอ็ม ส่วนความถี่จะเปลี่ยนแปลงเหมือนเอฟเอ็ม จากนั้นเรานำเอาต์พุตของวงจรทำอนุพันธ์ไปเข้าวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณก็จะได้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับมาเหมือนเดิม

2. ควอดราเจอร์ตีเทกชัน (Quadrature detection) การคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแบบควอดราเจอร์ตีเทกชันนั้นเป็นการใช้วงจรแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกจากสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งวงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการทำอนุพันธ์ ควอดราเจอร์ตีเทกชันนั้น เป็นชื่อเรียกระบบดีเทกชันที่ดึงการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$

3. เฟสล็อกกลูบ การใช้เฟสล็อกกลูบในการคีมอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้น จะอาศัยหลักการที่วงจรเฟสล็อกกลูบพยายามที่จะล็อกหรือซิงโครไนซ์ มุมชั่วขณะของสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ด้วยแรงดันเข้ากับมุมชั่วขณะของสัญญาณอินพุตที่เข้ามา การล็อกมุมชั่วขณะนี้จะหมายถึง ความถี่และเฟสของสัญญาณทั้งสองตรงกันพอดี ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรเฟสล็อกกลูบ จะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟสและวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ออสซิลเลตถูกควบคุมด้วยแรงดันจากสัญญาณภายนอก จึงมีลักษณะเหมือนวงจรมอดูเลเตอร์ของสัญญาณเอฟเอ็มโดยทั่วไป เฟสล็อกกลูบโดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ในช่วงหนึ่ง กล่าวคือ ในขณะที่เฟสล็อกกลูบทำงานอย่างอิสระ (Free running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามาเฟสล็อกกลูบจะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่นั้น ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกกลูบสามารถติดตามจับได้นี้เรียกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ (Capture range) และเมื่อเฟสล็อกกลูบติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกกลูบจะติดตามจับได้ตลอดเวลาจะเรียกว่าช่วงความถี่ล็อก (Lock range) โดยทั่วไปช่วงความถี่ล็อกจะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ ขณะที่เฟสล็อกกลูบทำการล็อกแล้ว เอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์ก็คือสัญญาณข้อมูลข่าวสารนั่นเอง

2.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูบ (Frequency Synthesizer)

ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

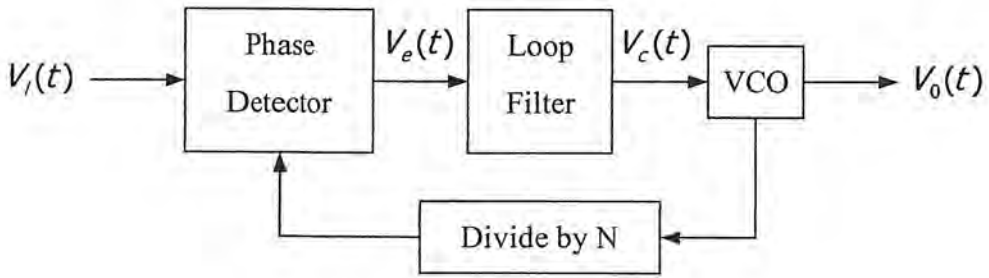
- วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าหรือวีซีโอ (VCO)

- วงจรหารความถี่หรือพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

- วงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase detector)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

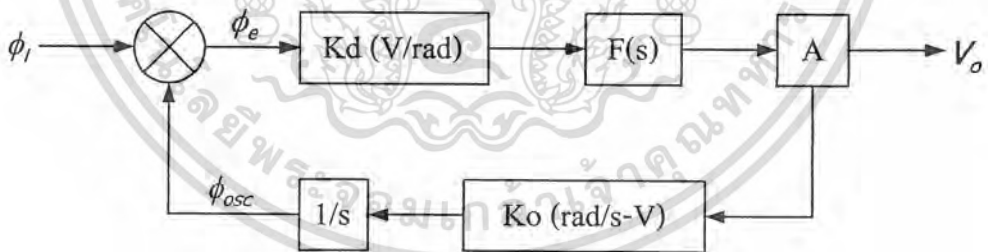
- ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูป

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปมีหลักการทำงานดังในรูปที่ 2.13 คือ วงจรวีซีโอจะผลิตสัญญาณที่มีความถี่ค่าหนึ่งออกมา ผ่านวงจรรักษาความถี่ จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกทำการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ใช้อ้างอิง (Reference frequency) โดยเฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟส และทำการแปลงความต่างเฟสให้กลายเป็นแรงดันไฟตรงค่าหนึ่งซึ่งมีริบเปิ้ล (Ripple) จากนั้นลูปฟิลเตอร์จะทำการกรองแรงดันไฟตรงดังกล่าวให้ได้เป็นแรงดันไฟตรงที่ปราศจากริบเปิ้ล เพื่อใช้เป็นแรงดันควบคุมวงจรวีซีโอ ให้ผลิตสัญญาณที่มีความถี่ค่าใหม่ออกมา และจะเป็นเช่นนี้เรื่อยไปจนกระทั่งความต่างเฟสที่ได้เป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้ลูปฟิลเตอร์ปล่อยแรงดันไฟตรงคงที่ค่าหนึ่งออกมาเป็นผลทำให้วงจรวีซีโอผลิตสัญญาณที่มีความถี่คงที่ออกมาค่าหนึ่งตามที่ต้องการ

การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของเฟสล็อกลูป

- จากรูปที่ 2.14 K_d คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของเฟสดีเทกเตอร์
- $F(s)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของลูปฟิลเตอร์
- A คือ อัตราการขยายของวงจรรักษาสัญญาณ
- K_o คือ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน

จากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น (2.29) คำ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega = s\theta \quad (2.30)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (2.31)$$

และ $\theta = \frac{\omega}{s} \quad (2.32)$

เนื่องจากเอาที่พุดของวงจรวีซีโอจะเป็นค่าความถี่ที่ขึ้นอยู่กับอินพุตที่เป็นสัญญาณไฟตรง แต่เราต้องการค่า ϕ_{osc} ฉะนั้นจะต้องใส่บล็อก $1/s$ เพื่อเปลี่ยน ω_{osc} ให้เป็น ϕ_i

จากฟังก์ชันถ่ายโอน
$$\left(\frac{V_o}{\phi_i} \right) = \frac{A}{1+AF} \quad (2.33)$$

เมื่อ A คือ อัตราการขยายไปข้างหน้า

B คือ อัตราการขยายป้อนกลับ

จากรูปที่ 2.14 ฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{\phi_i} &= \frac{KdF(s)A}{1 + K_d F(s)A \frac{K_o}{s}} \\ &= \frac{sK_d F(s)A}{s + K_d F(s)K_o} \end{aligned} \quad (2.34)$$

โดยปกติเรามักจะใช้ตัวแปรอินพุตเป็นความถี่มากกว่าเฟส ดังนั้น จากสมการ (2.34) เราจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน คือ

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_o}{\omega_i} = \frac{V_o}{s\phi_i} \\ &= \frac{K_d F(s)A}{s + K_d K_o A F(s)} \end{aligned} \quad (2.35)$$

วงจรเฟสล็อกที่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป จะต้องให้มีพิสัยการล็อกกว้าง เพื่อที่จะได้สามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตได้ในช่วงกว้าง นอกจากนี้ ยังต้องการให้ระบบมีแบนด์วิดท์ของลูบแคบ ๆ เพื่อกำจัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์

พิสัยความถี่ตลอดช่วงที่ระบบเฟสล็อกสามารถดำรงการล็อกไว้ได้กับสัญญาณอินพุต เราเรียกว่า “พิสัยการล็อก” เราสามารถหาพิสัยการล็อกได้โดยพิจารณาจากสมการของความผิดพลาดเฟส ซึ่งเราพบว่าความผิดพลาดเฟสจะมีค่ามากที่สุดเท่ากับ π น้อยที่สุดเท่ากับ 0 จะได้พิสัยการล็อก $\Delta\omega = \omega_r - \omega_o$ เท่ากับ

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

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

$$\Delta\omega = (\pm \pi/2)K_o K_d F(s) \quad (3.37)$$

เมื่อ $\Delta\omega_L$ คือ พิสัยการล็อก

เราจะสังเกตได้ว่า ถ้า ω , เบี่ยงเบนไปจากความถี่ศูนย์กลาง ω_o มาก โดยมีค่าไม่สอดคล้องกับสมการที่ 3.37 สถานะสมดุลของการซิงโครไนซ์จะไม่สามารถดำรงอยู่ต่อไปได้และลูบจะหลุดออกไปจากการล็อกกับความถี่ของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเขียนเพื่อการศึกษาคือเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือจะยื่นคำให้การโดยไม่ผ่านการเห็นชอบจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ถึงพิสัยการล็อกของระบบต้องมีสถานะเดิมล็อกอยู่กับความถี่อื่นพูดแล้ว แต่มีอีกอย่างที่เราควรพิจารณาเมื่ออยู่ในสภาวะที่ระบบยังไม่ล็อกกับสัญญาณอินพุต เพื่อกำหนดช่วงความถี่ ซึ่งระบบเฟสล็อกสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุตในช่วงความถี่ดังกล่าว ความถี่ช่วงนี้เราเรียกว่า “พิสัยแคปเจอร์” ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าความถี่คัทออฟของลูปฟิลเตอร์ ω_i และ พิสัยการล็อก $\Delta\omega_L$ จะได้พิสัยแคปเจอร์เท่ากับ

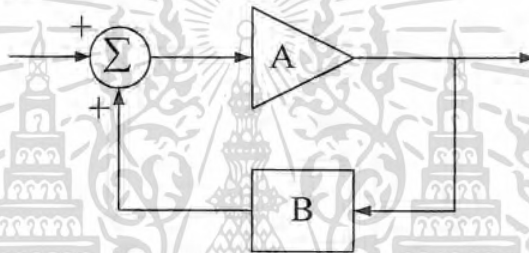
ในกรณีทั่วไป $\Delta\omega_L \gg \omega_i$

$$\Delta\omega_c = \pm\sqrt{\omega_i \Delta\omega_L} \tag{2.38}$$

เมื่อ $\Delta\omega_c$ คือ พิสัยแคปเจอร์

2.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

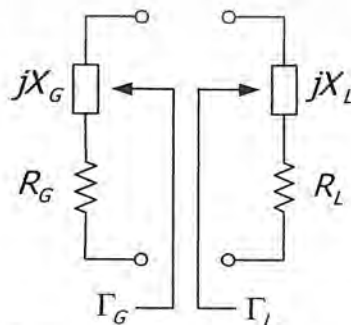
โดย A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของวิถีไปหน้า (Forward Path)

B คือ อัตราส่วนการป้อนกลับ (Feedback Ratio) ในส่วนของวิถีป้อนกลับ (Feedback Path)

วงจรจะออสซิลเลตได้ต่อเมื่อ $|AB| = 1$ และ $\angle AB = 360^\circ$ ดังนั้น จากเงื่อนไขข้างต้น

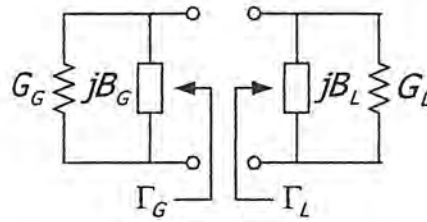
$A_{total} = \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่า ∞ เมื่อเกิดการออสซิลเลต วงจรขยายจะทำกรขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออสซิลเลต

หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออสซิลเลตจะถูกเลือกโดยวงจรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรู๊ปที่ 2.16 ซึ่งกรณีอื่นที่นอกเหนือไปจากนี้จะไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

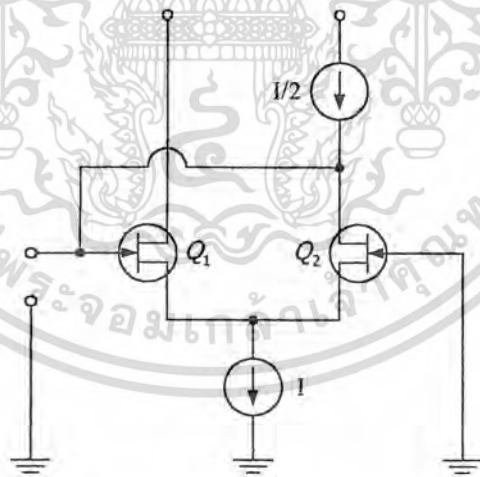
สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลต จะได้ $|R_G| > R_L$ เมื่อ R_G มีค่าความต้านทานเป็นลบและ
สำหรับสภาวะ Steady State จะได้ $R_G + R_L = 0$ และ $X_G + X_L = 0$



รูปที่ 2.17 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลตจะได้ $|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าความนำไฟฟ้าเป็นลบและ
สำหรับสภาวะอยู่ตัว (Steady State) จะได้ $G_G + G_L = 0$ และ $B_G + B_L = 0$

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการของความต้านทานเชิงลบ (Negative resistance) มาใช้อธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานเชิงลบ เช่นเดียวกัน โดยจากรูปที่ 2.18 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณโดยหากต้องการหาเงื่อนไขที่แสดงการออสซิลเลตสามารถคำนวณเริ่มต้นจาก



รูปที่ 2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรขยายแบบดิฟเฟอเรนเชียล

เริ่มต้นคำนวณหาค่าความต้านทานด้านอินพุต (Input resistance)

$$i = g_m \frac{V_i}{2} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสมมติให้ความต้านทานอินพุตของเฟต (FET) และแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่ามาก ๆ ดังนั้น แรงดันที่ตก

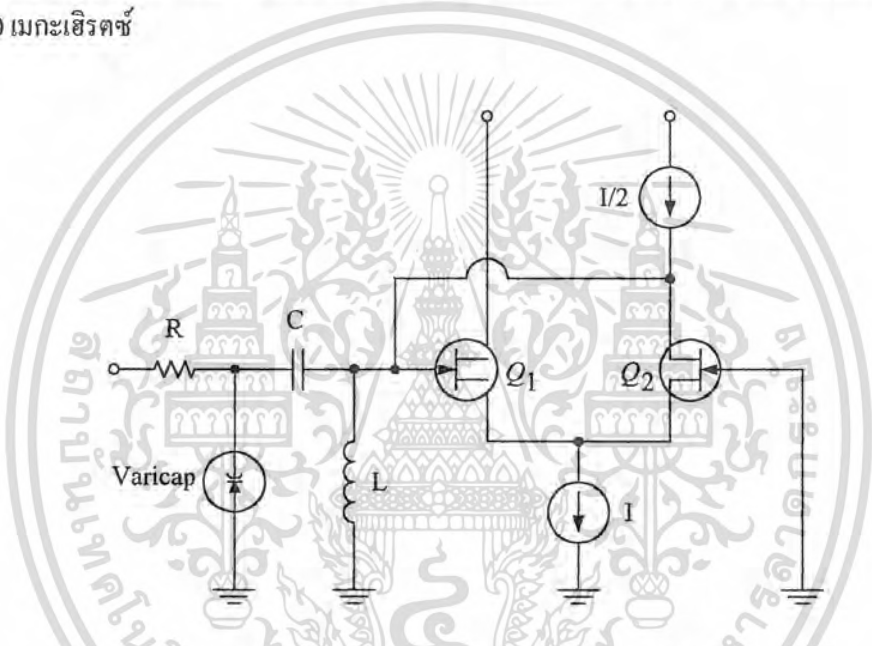
คร่อมขาเกต (Gate) จะเป็น

$$V_{gs} \approx \frac{V_{in}}{2} \tag{2.40}$$

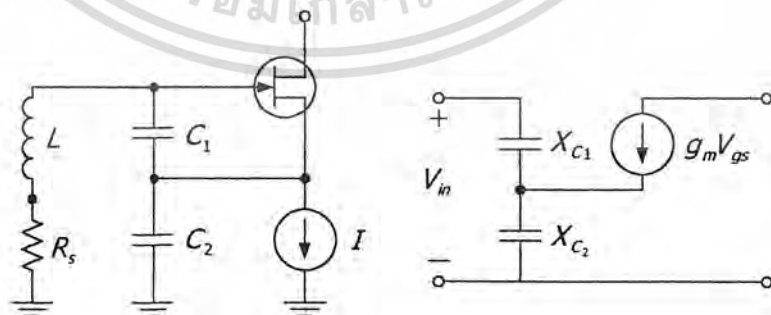
$$\frac{V_m}{I_m} = \frac{-2}{g_m}$$

$$R_{in} = \frac{-2}{g_m} \tag{2.41}$$

ดังนั้น หากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางค่านินพุตของออสซิลเลเตอร์ (V_m) เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริแคปแทนตัวเก็บประจุจะได้วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ด้วยแรงดัน ตามรูปที่ 2.19 โดยไอซีตัวเรจรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 2.19 วงจรรออสซิลเลเตอร์ควบคุมได้ด้วยแรงดัน



รูปที่ 2.20 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = i_{in}(X_{C_1} + X_{C_2}) + g_m V_{gs} X_{C_2} \quad (2.42)$$

$$V_{gs} = V_{xc1} = i_{in} X_{C_1} \quad (2.43)$$

$$V_{in} = i_{in}(X_{C_1} + X_{C_2}) + g_m i_{in} X_{C_1} X_{C_2}$$

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = X_{C_1} + X_{C_2} + g_m X_{C_1} X_{C_2}$$

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (2.44)$$

ซึ่งจะเห็นว่า ความต้านทานขาเข้าจะมีความต้านทานที่เป็นลบ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.45)$$

ต่ออนุกรมอยู่กับ

$$C_m = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \quad (2.46)$$

นำตัวเหนี่ยวนำ (L) มาต่อเข้ากับวงจรนี้โดย R_s คือ ความต้านทานแฝงที่อนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำจะได้ว่าวงจรจะเริ่มทำงานได้โดยกำเนิดความถี่ที่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\{C_1 C_2 / (C_1 + C_2)\}}} \quad (2.47)$$

ผลรวมของ C_1 และ C_2 ในแบบอนุกรมจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $C_1 = C_2 = C_m$ ดังนั้น

$$\sqrt{\frac{R_s}{g_m}} < \frac{1}{\omega C_m} \quad (2.48)$$

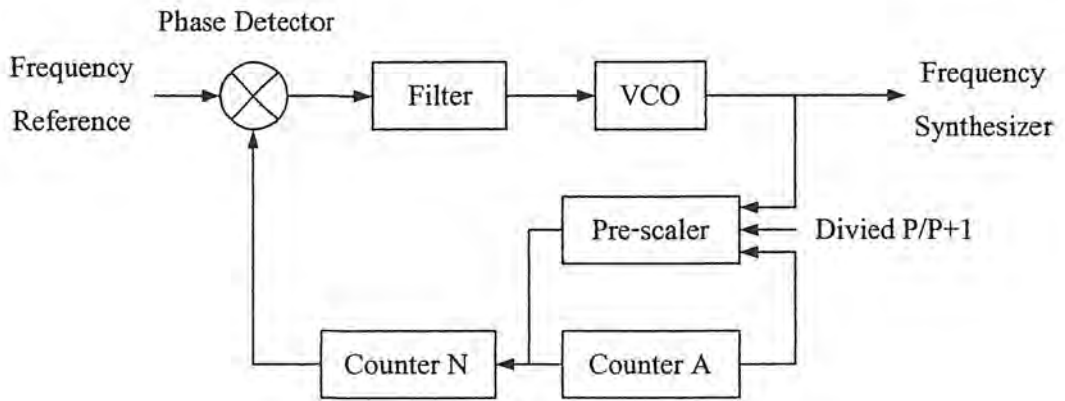
2.4.2 วงจรหารความถี่หรือฟริสเกลเลอร์

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีอยู่หลายแบบ ตัวอย่างที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบฟริสเกลเลอร์สองมอดูลัส ซึ่งมีขั้นตอนการตั้งความถี่ขึ้นละ f_R เท่ากับความถี่อ้างอิง วงจรเฟสล็อกในรูปแบบที่ 2.21 ใช้ฟริสเกลเลอร์ซึ่งเป็นวงจรรีบที่ตัวหารเปลี่ยนค่าได้ระหว่าง P กับ $P+1$ เราเรียกฟริสเกลเลอร์แบบนี้ว่า “ฟริสเกลเลอร์สองมอดูลัส” วงจรรีบหาร N , ซึ่งโปรแกรมตัวหารได้นั้นทำงานที่ความถี่ต่ำ

เหตุผลที่ใช้ฟริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัสก็เพื่อลดทอนความถี่ลง และให้ใช้กับวงจรรหาร N ตระกูล TTL และ CMOS ได้ ทำให้สามารถสังเคราะห์ความถี่ไปถึงย่าน VHF, UHF ได้

ส่วนสำคัญของวงจรคือฟริสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส ซึ่งเป็นไอซีตระกูล ECL มีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูง จะทำการหารล่วงหน้า (prescale) ก่อน และทำงานในลักษณะที่หารได้ 2 ค่าสลับกันในไอซีตัวเดียว โดยที่ตัวหารความถี่มีค่าต่างกันอยู่หนึ่ง คือ P และ $P+1$ เช่นหาร 64/65 เอาต์พุตของฟริสเกลเลอร์จะป้อน ไปให้แก่วงจรเคาน์เตอร์ตระกูล TTL 2 ตัว ตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์หลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งเป็นเคาน์เตอร์เสริม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกแบบเฟสล็อคสองมอดูลัส

เคาน์เตอร์เสริมจะเป็นตัวบังคับให้เฟสล็อคเลอรั่หารด้วย P หรือ $P+1$ สมมติว่าป้อนข้อมูลหรือพีริเซตตัวเลขให้เคาน์เตอร์เสริมและในขณะที่เฟสล็อคเลอรั่ให้ $P+1$ เป็นตัวหาร เคาน์เตอร์เสริมจะนับก่อนหลังลงไปเรื่อย ๆ เคาน์เตอร์หลักจะนับไปพร้อม ๆ กับเคาน์เตอร์เสริม เมื่อเคาน์เตอร์เสริมหยุดนับจะส่งสัญญาณบังคับให้เฟสล็อคเลอรั่เปลี่ยนตัวหารด้วย P และ เคาน์เตอร์หลักจะนับถอยหลังต่อไปจนถึงศูนย์ เมื่อเคาน์เตอร์หลักและเคาน์เตอร์เสริมนับถึงศูนย์เมื่อใด ทั้งคู่จะถูกพีริเซตด้วยตัวเลขข้อมูล (ความถี่) ใหม่อีกครั้ง ดังนั้น ตัวเลขที่พีริเซตให้เคาน์เตอร์เสริมจะต้องน้อยกว่าตัวเลขที่พีริเซตให้เคาน์เตอร์หลัก

สมมติตัวเลขที่พีริเซตให้ตัวเคาน์เตอร์หลักเป็น N และเคาน์เตอร์เสริมเป็น A เริ่มแรกให้เฟสล็อคเลอรั่อยู่ในสภาวะหาร $P+1$ ซึ่งจะยังคงหารด้วย $P+1$ ไปจนกว่าเคาน์เตอร์เสริมจะนับลงเป็นศูนย์ นั่นคือเวลาที่ใช้ในการนับของเคาน์เตอร์เสริมคิดเป็น จำนวนไซเคิลของ วิตซีโอ ที่ผ่านไปเท่ากับ $P+1$ คูณด้วย A ไซเคิล

หลังจากนั้นเฟสล็อคเลอรั่จะถูกบังคับให้เปลี่ยนตัวหารเป็น P โดยสัญญาณบังคับจากเคาน์เตอร์ A ยังเหลืออยู่ $N-A$ นั่นคือ จะต้องใช้เวลาในการนับเคาน์เตอร์หลักคิดเป็น จำนวนไซเคิลของ วิตซีโอ ที่ผ่านไปเท่ากับ P คูณด้วย $N-A$

ดังนั้น รวมค่าตัวหารทั้งหมดจะได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} Nt &= (P+1)A + P(N-A) \\ &= PN + A \end{aligned} \quad (2.49)$$

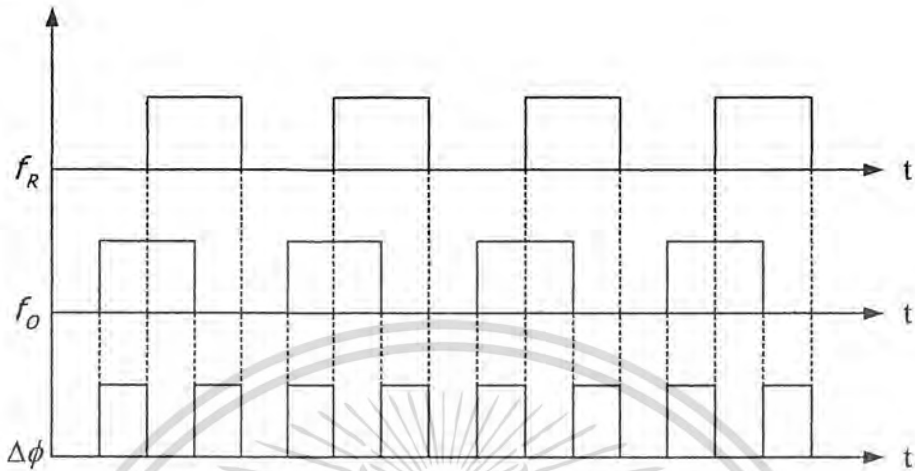
ความถี่ของ วิตซีโอ จะเท่ากับ $PN + A$ เท่าของความถี่อ้างอิงหรือ

$$F_{SYNTH} = F_{REF} (PN + A) \quad (2.50)$$

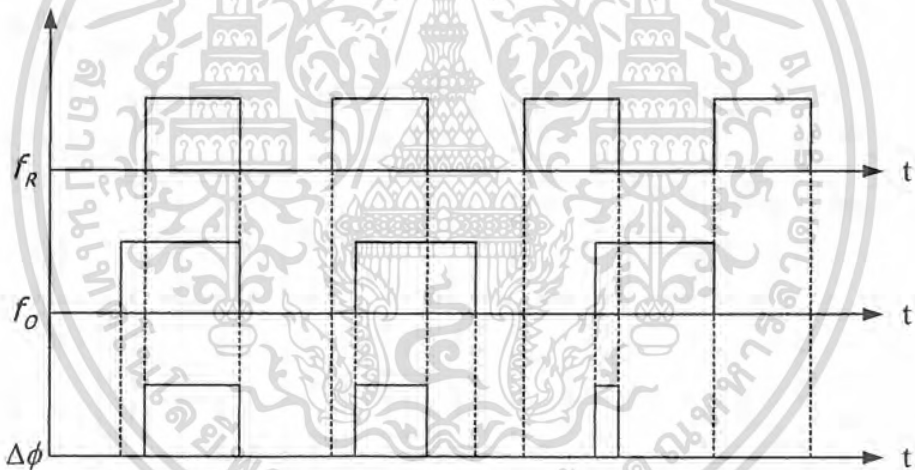
2.4.3 เฟสดีเทกเตอร์

เฟสดีเทกเตอร์ ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสของอินพุตซึ่งจะมีผลที่ต่างกันไปเรียกว่าความผิดพลาดทางเฟส (Phase Error) ความผิดพลาดทางเฟสนี้จะมีค่าน้อยสุดเป็นศูนย์ และจะมีค่ามากที่สุดเป็น

$\pi/2$ เฟสดีเทกเตอร์จะทำการเปลี่ยนความผิดพลาดทางเฟสนี้ให้กลายเป็นระดับแรงดัน ด้วยค่าอัตราขยายแปลงผัน (Conversion Gain) ลักษณะการเปรียบเทียบเฟสของอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์จะแสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 (ก) ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากัน



รูปที่ 2.22 (ข) ผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

รูปที่ 2.22 แสดงผลต่างเฟสเมื่อความถี่อินพุตเท่ากันและเมื่อความถี่อินพุตไม่เท่ากัน

เฟสดีเทกเตอร์ ที่ใช้กันมี 2 แบบ คือ แบบที่ 1 และแบบที่ 2

1. เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 ถูกออกแบบมาเพื่อทำการตรวจจับคลื่นสี่เหลี่ยม ต่าง ๆ ทั้งทางอนาล็อกหรือทางดิจิทัล ซึ่งเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1 จะมีความสัมพันธ์เป็นเชิงเส้นสำหรับเฟส อินพุตในช่วงหนึ่งตั้งแต่ $0 - \pi$

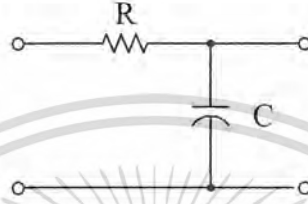
2. เฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 2 จะทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงสถานะหรือขอสัญญาณ โดยวงจรเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้จะผลิตพัลส์บวกหรือลบขึ้นอยู่กับ การนำหน้า (lead) หรือตามหลัง (lag) ของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี กรุงเทพมหานคร
เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ความกว้างของพัลส์เหล่านี้จะเท่ากับช่วงกว้าง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างขอบของสัญญาณอินพุตทั้งสองของเฟสดีเทกเตอร์ และจะเป็นตัวกำหนดขนาดของแรงดันที่ป้อนให้วีซีโอ ข้อดีของเฟสดีเทกเตอร์ชนิดนี้ คือ การมีเอาต์พุตที่ไม่ขึ้นกับดิวตีไซเคิล (duty cycle) ของสัญญาณอินพุตและการไม่มีการกระเพื่อมที่เอาต์พุตเหมือน ในกรณีของเฟสดีเทกเตอร์แบบที่ 1

2.4.4 ลูปฟิลเตอร์

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1



รูปที่ 2.23 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1

$$F(S) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.51)$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบลูปปิด (Closed Loop Transfer Function) คือ

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_v (1/S\tau + 1)}{S + K_v (1/S\tau + 1)} \\ &= \frac{K_v}{S(S\tau + 1) + K_v} \\ &= \frac{K_v / \tau}{S^2 + S/\tau + K_v / \tau} \end{aligned} \quad (2.52)$$

เทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.53)$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_v}{\tau} \quad (2.54)$$

$$2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau} \quad (2.55)$$

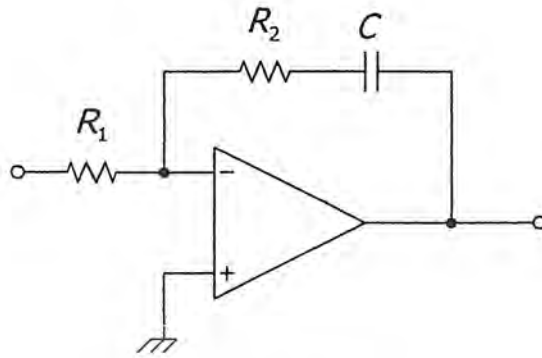
$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \quad (2.56)$$

เมื่อ ω_n = Natural Angular Frequency

ξ = Damping Factor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2



รูปที่ 2.24 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2

$$\begin{aligned}
 F(S) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.57}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 T(S) &= \frac{K_v F(S)}{S + K_v F(S)} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1) / S\tau_1}{S + K_v (S\tau_2 + 1) / S\tau_1} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1) / \tau_1}{S^2 + K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_v}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

เทียบกับฟังก์ชันถ่ายโอนมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.59}$$

จะได้ว่า

$$\omega_n^2 = \frac{K_v}{\tau_1} \tag{2.60}$$

$$2\xi\omega_n = K_v \frac{\tau_2}{\tau_1} \tag{2.61}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $\xi = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_v}{\tau_1}}$ นั้น ไม่นอญตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\tau_2}{2} \omega_n \quad (2.62)$$

เพราะฉะนั้นสามารถปรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้โบดพล็อต (Bode Plot) จากฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเปิด (Open – loop Transfer Function)

$$\begin{aligned} T'(S) &= \frac{K_v F(S)}{S} \\ &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1} \end{aligned} \quad (2.63)$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

$$T'(S) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.64)$$

เมื่อ $\tau_1 = \frac{K_v}{\omega_n^2}$ และ $\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$

$$|T'(j\omega)| = \frac{K_v}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.65)$$

$$\left| T' \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) \right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \quad (2.66)$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi \left(\frac{j\omega}{\omega_n} \right) = \tan^{-1} \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n} \right) - 180^\circ \quad (2.67)$$

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

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.68)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.69)$$

คำนวณหาค่า X ในขณะที่

$$\begin{aligned} \left| T' \left(\frac{j\omega_1}{\omega_n} \right) \right| &= 1 \\ 1 &= \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \end{aligned} \quad (2.70)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.71)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.72)$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1} \left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \quad (2.73)$$

ได้ส่วนต่อเฟส (Phase margin)

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1} \left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}} \right) \end{aligned} \quad (2.74)$$

แบนด์วิดท์ -3 dB

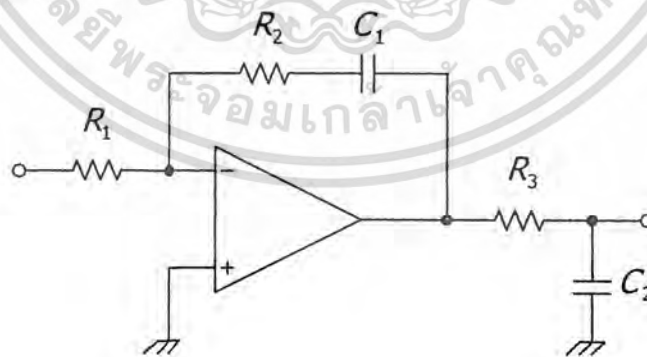
$$\begin{aligned} |T(j\omega)| &= \left| \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \right| \\ &= \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n^2)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n^2)^2 \omega^2}} \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$|T_B(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n^2)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n^2)^2 \omega_B^2}} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned} (\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n^2)^2 \omega_B^2 &= 2(2\xi\omega_n^2)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 &= 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4 \\ \omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_B^2 - \omega_n^4 &= 0 \\ \omega_B^2 &= \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2} \end{aligned} \quad (2.77)$$

$$\omega_{\text{bandwidth}} = \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.78)$$

วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับ 3



รูปที่ 2.25 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพียงเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.79) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\text{เมื่อ } \tau_1 &= R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_2 \\ \tau_3 &= R_3 C_3\end{aligned}$$

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด

$$\begin{aligned}T(S) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S + \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_V (S\tau_2 + 1)} \\ &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + SK_V \tau_2 + K_V} \\ &= K_V \left(\frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_V \tau_2 S + K_V}{\tau_1 \tau_3}} \right)\end{aligned}\quad (2.80)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบรูปเปิด คือ

$$\begin{aligned}T'(S) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\ &= \frac{K_V F(S\tau_2 + 1)}{S \cdot S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}\end{aligned}\quad (2.81)$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.82)$$

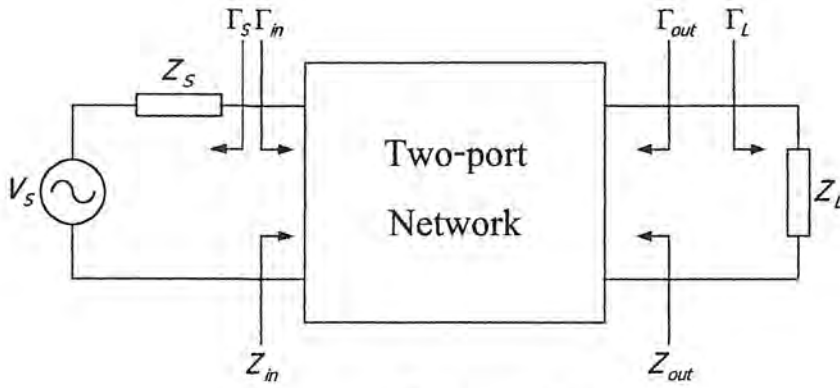
การหาเสถียรภาพโดยวิธีโบด จะมีส่วนเฟส

$$\begin{aligned}\phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega)\end{aligned}\quad (2.83)$$

2.5 การออกแบบวงจรรขยายโดยใช้ S พารามิเตอร์

ความเสถียรภาพของวงจรรขยายหรือวงจรกำเน็ดสัญญาณมีความสำคัญมากในการออกแบบ และเราสามารถกำหนดความเสถียรภาพได้จาก S พารามิเตอร์, วงจรแมตซ์ซิ่ง และอุปกรณ์ที่ใช้ ซึ่งการที่วงจระจะเกิดความไม่เสถียรภาพได้นั้นจะเกิดขึ้นก็ต่อเมื่อ $|\Gamma_{in}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{out}| > 1$ หรือในกรณีที่อุปกรณ์มีค่า $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 ความเสถียรภาพของโครงข่าย

เราสามารถแสดงเงื่อนไขในการเสถียรภาพได้ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน ได้ดังนี้

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (2.84)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.85)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.86)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (2.87)$$

ดังนั้น ขอบเขตที่ทำให้วงจรมีความเสถียรภาพ คือ ค่าของ Γ_L และ Γ_s ที่ทำให้ค่า $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ซึ่งเราสามารถหาผลลัพธ์ของ Γ_L และ Γ_s ได้เป็นสมการวงกลม ดังนี้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.88)$$

$$\left| \Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.89)$$

โดยที่ $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

จากสมการข้างต้น สามารถหารัศมีและจุดศูนย์กลางวงกลมที่ $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ในระนาบ Γ_L และ Γ_s

ถ้า Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_{in}| = 1$ (วงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต)

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{รัศมี}) \quad (2.90)$$

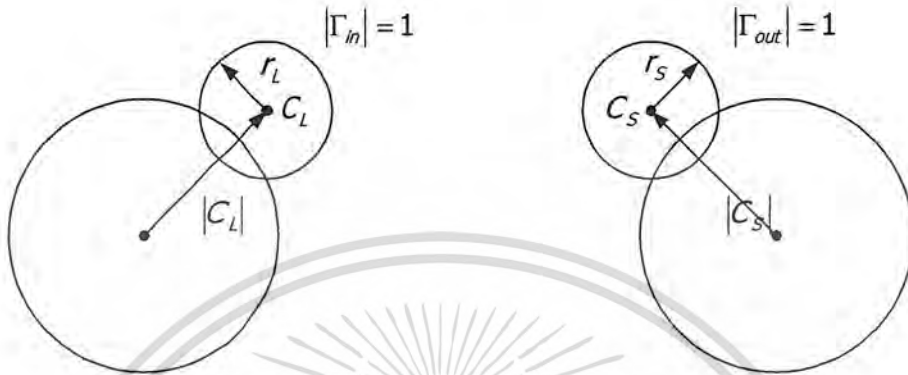
$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2.91)$$

ถ้า Γ_s ที่ทำให้ $|\Gamma_{out}| = 1$ (วงกลมเสถียรภาพของอินพุต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น (รัศมี) อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.92) ค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (2.93)$$

ที่ถ้า S พารามิเตอร์ของอุปกรณ์หนึ่ง ที่ความถี่หนึ่ง เราสามารถพล็อตค่าของ Γ_L และ Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ได้ดังนี้



รูปที่ 2.27 วงกลมความเสถียรภาพในสมิทชาร์ท

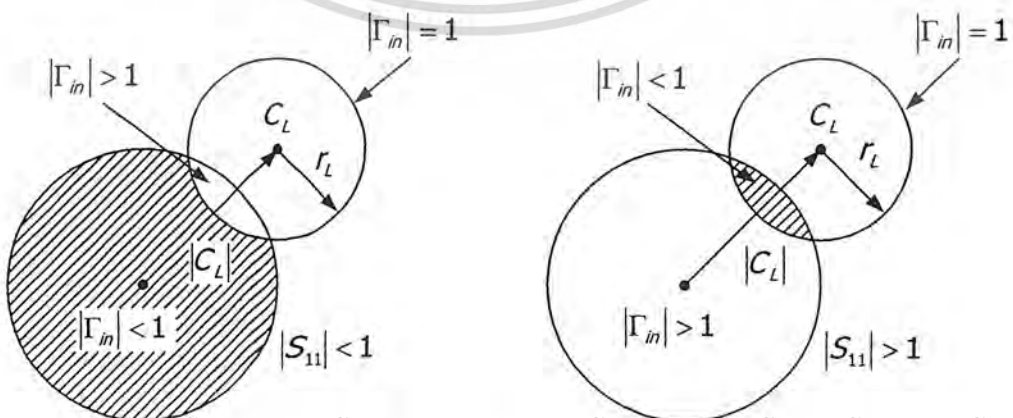
ที่ $|\Gamma_{in}| = 1$ และ $|\Gamma_{out}| = 1$ ในระนาบ Γ_L ด้านหนึ่งของขอบเขตของวงกลมเสถียรภาพจะมี $|\Gamma_{in}| < 1$ และอีกด้านหนึ่งก็จะมี $|\Gamma_{in}| > 1$ ส่วนในกรณีระนาบ Γ_S ก็เช่นเดียวกัน

เราสามารถตัดสินพื้นที่ว่าพื้นที่ใดมี $|\Gamma_{in}| < 1$ หรือ $|\Gamma_{in}| > 1$ ได้โดยการวิเคราะห์ ดังนี้ จากสมการ ถ้า $\Gamma_L = 0$ หรือ $\Gamma_S = 0$ แล้ว $|\Gamma_{in}| = S_{11}$ และ $|\Gamma_{out}| = S_{22}$

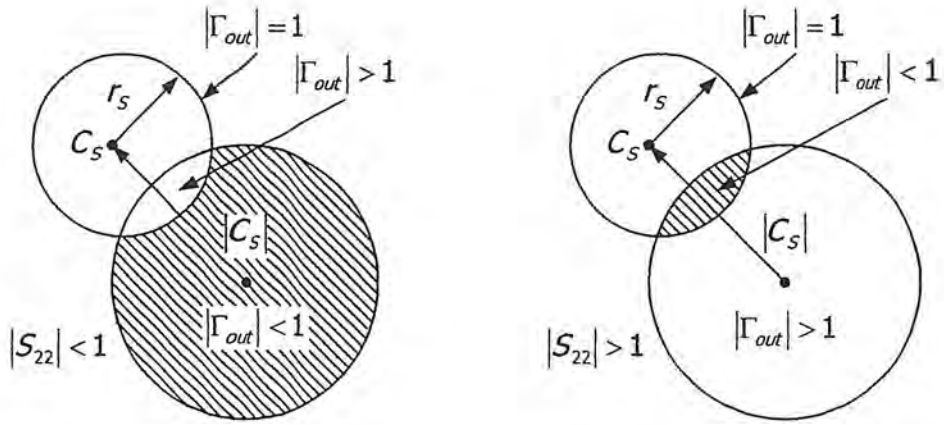
ดังนั้น ถ้าขนาดของ $S_{11} < 1$ แล้ว $|\Gamma_{in}| < 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ ($\Gamma_L = 0$ เมื่อ $Z_L = Z_0$)

ถ้าขนาดของ $S_{11} > 1$ แล้ว $|\Gamma_{in}| > 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ ($\Gamma_L = 0$ เมื่อ $Z_L = Z_0$)

ในส่วนกรณีของระนาบ Γ_S ก็ใช้วิธีการวิเคราะห์เช่นเดียวกัน จากหลักการวิเคราะห์ข้างต้นสามารถแสดงผลลัพธ์ได้ ดังรูปต่อไปนี้

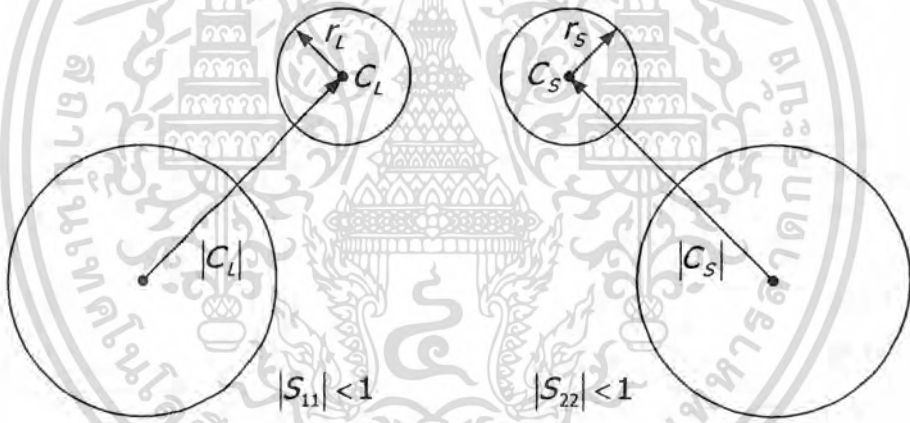


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.28 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_L
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสิ่งใดๆ และต้องแจ้งไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.29 แสดงพื้นที่ที่เสถียรภาพและไม่เสถียรภาพในระนาบ Γ_S

ในส่วนกรณีของความเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข จะเกิดขึ้นในกรณีที่ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ และวงกลมเสถียรภาพ (stability circle) จะต้องอยู่นอกพื้นที่ของสมิทชาร์ท ดังแสดงได้ ดังรูป



รูปที่ 2.30 แสดงความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข

ดังนั้น เงื่อนไขที่จะทำให้เกิดความเสถียรภาพโดยปราศจากเงื่อนไข แสดงได้ดังสมการ

$$|C_L| - r_L > 1 \quad ; S_{11} < 1 \tag{2.94}$$

$$|C_S| - r_S > 1 \quad ; S_{22} < 1 \tag{2.95}$$

ส่วนเงื่อนไขที่จำเป็นในการเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไข มีดังนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \tag{2.96}$$

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \tag{2.97}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อวัตถุประสงค์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า โดยที่ ความเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขจะเกิดได้ก็ต่อเมื่อ $K > 1$ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ $S_{12} \neq 0$ แล้วการส่งผ่านกำลังงานสูงสุดจะอยู่ภายใต้เงื่อนไข

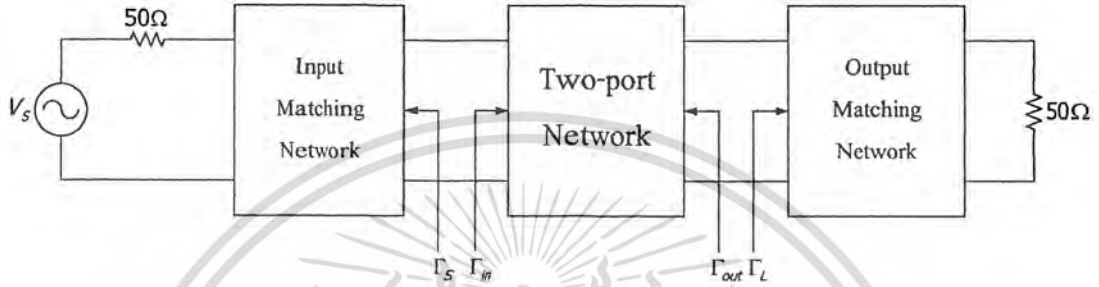
$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (2.98)$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (2.99)$$

โดยที่

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.100)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.101)$$



รูปที่ 2.31 คอนจูเกตแมตซ์ เมื่อ $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$ และ $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$

สามารถหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่ทำให้ คอนจูเกตแมตซ์ ได้จากสมการ

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.102)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.103)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.104)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.105)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (2.106)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2.107)$$

จะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ของสมการที่ 2.97 และ 2.98 จะมี 2 คำตอบ คือ คำตอบที่เกิดจากเครื่องหมายบวก กับคำตอบที่เกิดจากเครื่องหมายลบ ซึ่งคำตอบที่จะนำไปใช้มีแค่คำตอบเดียว คือ คำตอบที่ $|\Gamma| < 1$ และการส่งผ่านกำลังงานสูงสุด ภายใต้เงื่อนไข คอนจูเกตแมตซ์ เป็นดังสมการ

$$G_{T,max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K - 1}) \quad (2.108)$$

จะเห็นได้ว่าถ้า $K = 1$ ค่าของ $\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$ จะมีค่ามากที่สุด คือ แทนด้วย G_{MSG}

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (2.109)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่เรากำลังต้องการใช้กำลังงานค่าอื่น เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (2.110)$$

$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (2.111)$$

โดยที่

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (2.112)$$

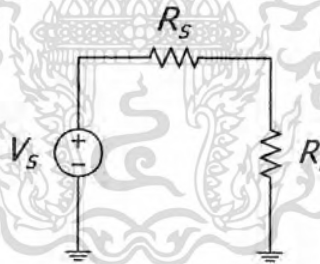
$$g_p = \frac{G_p}{|S_{22}|^2} \quad (2.113)$$

โดยที่ G_p คือ กำลังงานที่เราต้องการ และมีค่าไม่เกิน G_{MSG}

2.6 แมตซิ่งอิมพีแดนซ์ (Matching Impedance)

การแมตซิ่งอิมพีแดนซ์นั้นมีความจำเป็นอย่างมากในการออกแบบวงจร เพื่อให้สามารถส่งผ่านกำลังงาน (Power) จากแหล่งกำเนิด (Source) ไปยังโหลด (Load) ได้มากที่สุด (Maximum power transfer)

ในระบบที่เป็นวงจรไฟฟ้ากระแสตรง (DC circuit) จะเห็นว่ากำลังงานจะส่งจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดมากที่สุดเมื่อค่าความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิด (Source Resistance) มีค่าเท่ากับค่าความต้านทานของโหลด (Load Resistance)



รูปที่ 2.32 แสดงการแมตซิ่งในวงจรไฟฟ้ากระแสตรง

$$I = \frac{V_s}{R_s + R_L} \quad (2.114)$$

$$P_L = I^2 R_L = \frac{V_s^2 R_L}{(R_s + R_L)^2} \quad (2.115)$$

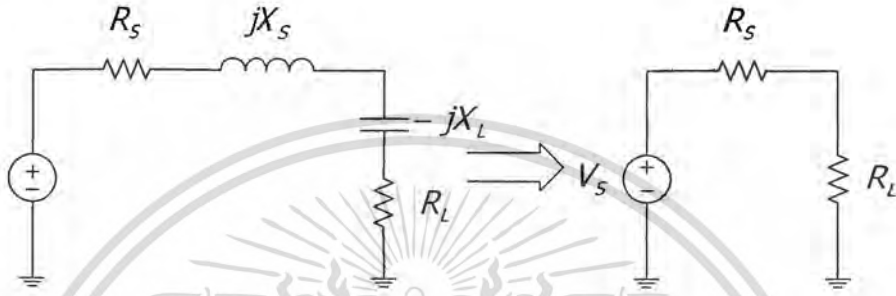
$$\frac{dP_L}{dR_L} = \frac{(R_s + R_L)^2 V_s^2 - V_s^2 R_L - 2(R_s + R_L)}{(R_s + R_L)^4} \quad (2.116)$$

ค่า P_L มีค่ามากที่สุด (Maximum) เมื่อ $\frac{dP_L}{dR_L} = 0$
 เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง $(R_s + R_L)^2 = 2(R_s R_L + R_L^2)$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_s^2 + 2R_s R_L + R_L^2 = R_L^2 + 2R_s R_L + R_L^2$$

$$R_s = R_L \tag{2.117}$$

ในทำนองเดียวกันระบบที่เป็นวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Circuit) จะมีการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดมากที่สุด เมื่อ ความต้านทานเชิงซ้อนของโหลด (Load Impedance : Z_L) มีค่าเท่ากับคอนจูเกตของค่าความต้านทานเชิงซ้อนของแหล่งกำเนิด (Source Impedance : Z_S)

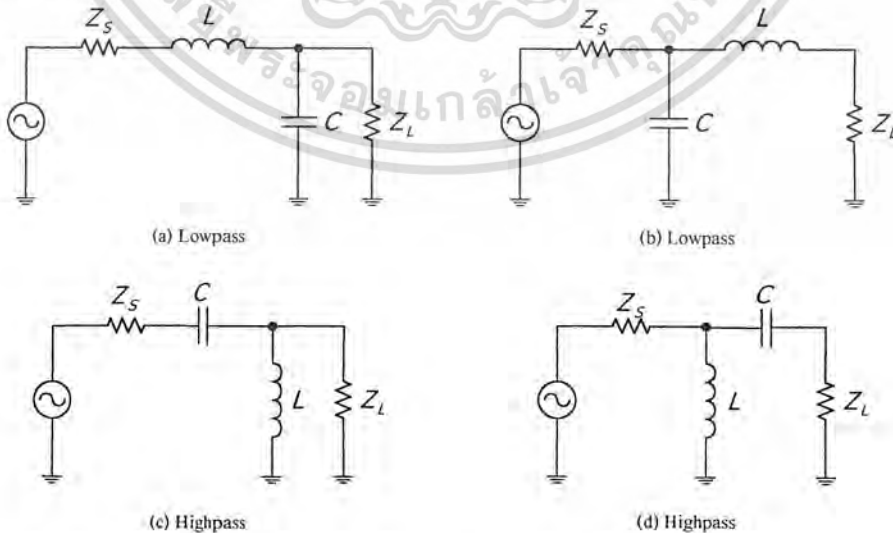


รูปที่ 2.33 แสดงการแมตซ์อิมพีแดนซ์ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

จะเห็นว่าค่าของ X_s และ X_L นั้นขึ้นอยู่กับค่าความถี่ ดังนั้นจะเกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์อย่างสมบูรณ์ได้ก็ความถี่เดียวเท่านั้น ซึ่งจะเป็นปัญหา หากเราต้องการแบนวิดท์ที่กว้าง

2.6.1 โครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล (Reverse L type network)

วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ง่ายและใช้กันมากคือใช้โครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล ซึ่งแบ่งได้เป็น 4 รูปแบบดังรูป

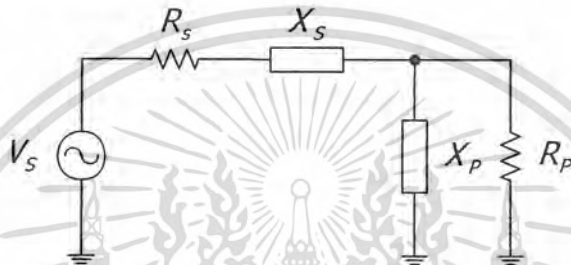


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะใช้ส่วนประกอบขนาน (Shunt Component) ต่อกับด้านที่มีค่าความต้านทานมาก เพื่อให้ทำให้เกิดความต้านทานเชิงซ้อนค่าหนึ่ง โดยมีส่วนจริงเท่ากับค่าความต้านทานของอีกด้านหนึ่งซึ่งมีค่าน้อยกว่า และใช้ส่วนประกอบอนุกรม (Series Component) ในการหักล้างส่วนจินตภาพของความต้านทานเชิงซ้อนดังกล่าวให้หมดไป

ดังนั้นในรูปที่ 2.34 หาก $R_S > R_L$ ก็จะต้องวงจรหรือโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอลได้ตามรูป (B) หรือ (D) และในทำนองเดียวกันหาก $R_L > R_S$ ก็จะสามารถต่อวงจรได้ตามรูป (A) หรือ (C)

การออกแบบโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล (Reverse L type network)



รูปที่ 2.35 การออกแบบโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอลในกรณีที่ $R_P > R_S$

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \tag{2.118}$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \tag{2.119}$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \tag{2.120}$$

- โดย Q_S = The Q of the series leg
 Q_P = The Q of the shunt leg
 R_S = The series resistance
 R_P = The shunt resistance
 X_S = The series reactance
 X_P = The shunt reactance

หมายเหตุ ค่าของ X_S และ X_P เป็นไปได้ทั้งค่าปาสซีแชนซ์ และอินดักแตนซ์แต่จะต้องไม่เหมือนกัน

ข้อเสียของโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล คือ ไม่สามารถปรับค่า Q ได้ตามต้องการเพราะค่า Q ขึ้นกับ R_S และ R_P

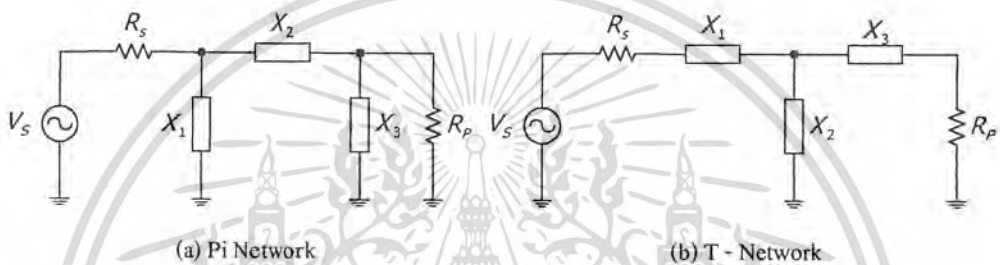
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ผู้ส่งไปก่อนหรือการนำข้อมูลไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับความเห็นชอบจากเจ้าของลิขสิทธิ์
 การแมตซ์อินพีแดนซ์โดยใช้โครงข่ายแบบรีเวอร์สแอลของโหลดเชิงซ้อน (Complex Load)
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติจริง Z_S และ Z_L จะเป็นค่าเชิงซ้อนมากกว่าค่าที่มีแต่ส่วนจริง เนื่องจากในภาคอินพุต และเอาต์พุต ของแต่ละส่วนที่นำมาต่อกันนั้นจะมีส่วนของรีแอกแตนซ์อยู่ด้วย ดังนั้นในการออกแบบจะใช้วิธีเดียวกันกับ การออกแบบที่กล่าวมาแล้ว และจะใช้วิธีการหาค่ารีแอกแตนซ์เข้าช่วย

โครงข่ายแบบสามองค์ประกอบ (Three element Network)

จากโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอต จะเห็นว่าค่า Q ถูกกำหนดโดยค่า R_S และ R_L ซึ่งผู้ออกแบบไม่สามารถออกแบบค่า Q ตามต้องการได้ ซึ่งถ้าค่า Q มีค่ามากจะได้แบนด์วิดท์แคบ และถ้าค่า Q มีค่าน้อยจะได้แบนด์วิดท์กว้าง

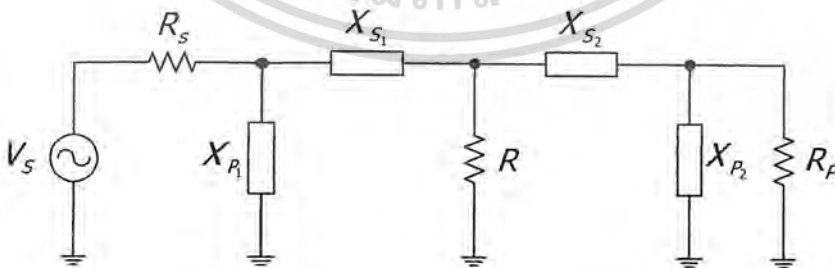
ในการออกแบบโครงข่ายแบบสามองค์ประกอบจะสามารถเลือกค่า Q ได้แบ่งออกได้เป็นโครงข่ายแบบพาย (Pi network) และโครงข่ายแบบที (T network)



รูปที่ 2.36 แสดงโครงข่ายแบบพาย และ โครงข่ายแบบที

2.6.2 โครงข่ายแบบพาย (Pi network)

โครงข่ายแบบพายจะพิจารณาเป็นโครงข่ายแบ็คทูแบ็ครีเวอร์สแอต (Back to Back Reverse L network) ซึ่งโครงข่ายรีเวอร์สแอตทั้งสองนี้จะทำหน้าที่แมตชิงค่าความต้านทานของโหลดและค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิด ไปยังค่าเวอร์ชวลรีซิสแตนซ์ (Versual Resistance) (R) ซึ่งอยู่ระหว่างโครงข่ายรีเวอร์สแอตทั้งสอง



รูปที่ 2.37 แสดงการแมตชิงโดยใช้โครงข่ายแบบพาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบแต่ละส่วนจะทำเหมือนกับโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล โดยค่าเวอร์ชวลรีซิสแตนซ์ (R) จะต้องมีค่าน้อยกว่าทั้ง R_S และ R_L เพราะว่าเวอร์ชวลรีซิสแตนซ์ต่ออยู่กับแขนอนุกรม (Series Arm) ของโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล

โดยที่ค่า Q ของโครงข่ายแบบพาย มีค่าดังสมการ

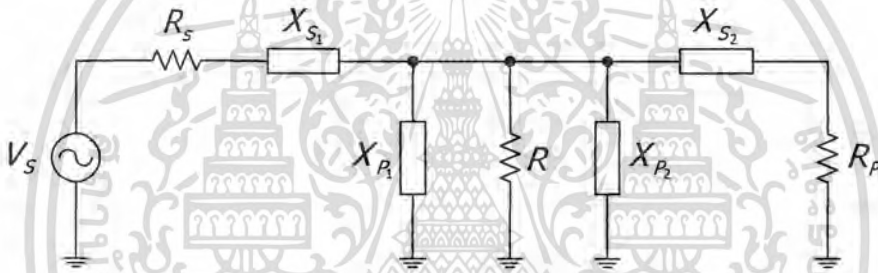
$$Q_i = \sqrt{\frac{R_H}{R} - 1} \quad (2.121)$$

R_H = ค่าที่มากที่สุดระหว่าง R_S และ R_L

R = Virtual Resistance

2.6.3 โครงข่ายแบบที (T network)

การออกแบบจะเหมือนกับโครงข่ายแบบพาย โดยเวอร์ชวลรีซิสแตนซ์จะต้องมากกว่าทั้ง R_S และ R_L เพราะว่าเวอร์ชวลรีซิสแตนซ์ต่ออยู่กับแขนขนาน (Shunt Arm) ของโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอล



รูปที่ 2.38 แสดงการแมตซิ่งโดยใช้โครงข่ายแบบที

โครงข่ายแบบทีจะเหมาะสมกับการแมตซิ่งค่า R_S และ R_L ที่มีค่าต่ำ และต้องการค่า Q สูง โดยที่ค่า Q ของโครงข่ายแบบที มีค่าดังสมการ

$$Q_i = \sqrt{\frac{R_{SMALLER}}{R} - 1} \quad (2.122)$$

$R_{SMALLER}$ = ค่าน้อยที่สุดระหว่าง R_S และ R_L

R = Virtual Resistance

จะเห็นว่าสำหรับการแมตซิ่งโดยใช้โครงข่ายแบบสามองค์ประกอบ ที่กล่าวมาเป็นเฉพาะความต้านทานของแหล่งกำเนิด และ ความต้านทานของโหลด แต่ถ้าเป็นความต้านทานเชิงซ้อน ก็จะใช้วิธีหักล้างค่า รีแอคแตนซ์ เหมือนกับที่ได้กล่าวมาแล้วในโครงข่ายแบบรีเวอร์สแอลในกรณีที่โหลดเป็นความต้านทานเชิงซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

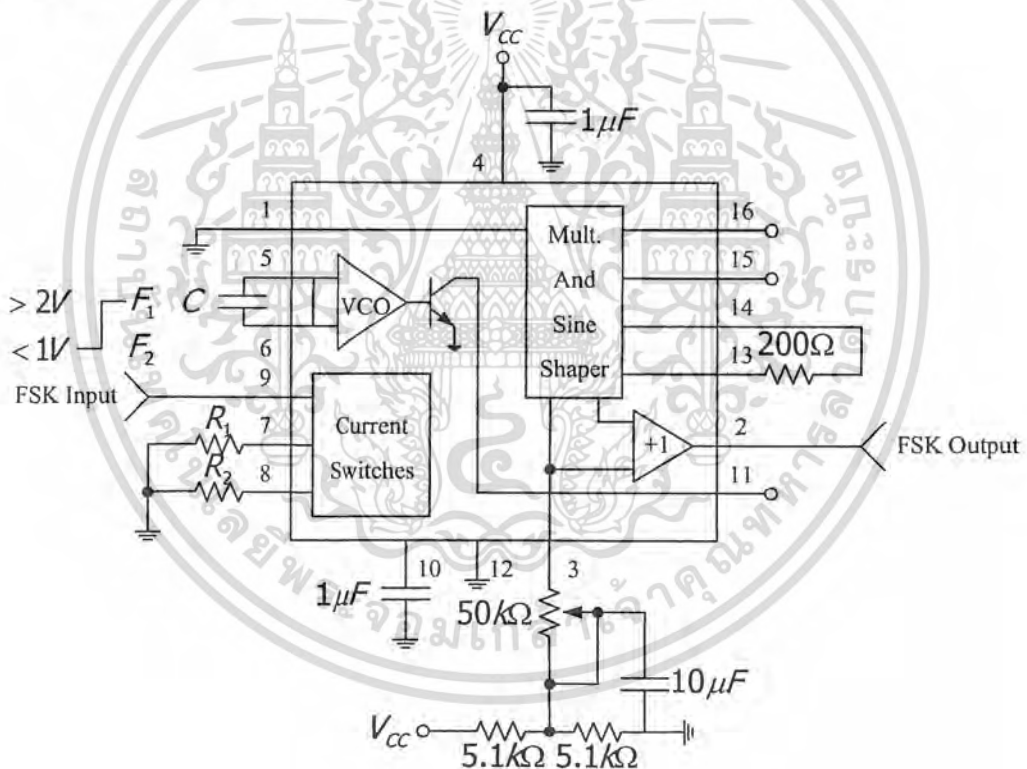
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 วงจรฟรีควีนซีซึฟลิย์อิ่ง มอดูเลเตอร์

เลือกใช้ไอซี XR-2206 โดยที่วงจรภายในประกอบด้วย วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน, วงจรคูณอนาล็อก, วงจรปรับสัญญาณสวิทช์กระแส โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันจะให้อัตราสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่เป็นสัดส่วนของกระแสอินพุตซึ่งสามารถกำหนดได้โดยต่อตัวต้านทานเข้าที่ขา 7 กับ 8 เนื่องจากมี 2 ขา ดังนั้น จึงสามารถสร้างสัญญาณที่มีความถี่ได้ 2 ความถี่ ดังนั้น การเข้ารหัสแบบเอฟเอสเคสามารถทำได้โดยใช้ตัวต้านทาน 2 ตัว ที่ขา 7 และ 8 โดยที่ตัวต้านทานแต่ละตัวจะถูกใช้งานหรือไม่ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันที่ขา 9 ถ้าขา 9 มีแรงดันสูงกว่า 2 โวลต์ แล้วตัวต้านทานที่ขา 7 จะถูกใช้งาน ถ้าที่ขา 9 มีแรงดันต่ำกว่า 1 โวลต์ แล้วตัวต้านทานที่ขา 8 จะถูกใช้งาน

การออกแบบวงจรฟรีควีนซีซึฟลิย์อิ่ง มอดูเลเตอร์สามารถออกแบบได้ตามค่าตัวชี้ของไอซีเบอร์ XR-2206 ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรภายในไอซี XR-2206

$$R_1 = \frac{1}{f_1 C} \quad (3.1)$$

$$R_2 = \frac{1}{f_2 C} \quad (3.2)$$

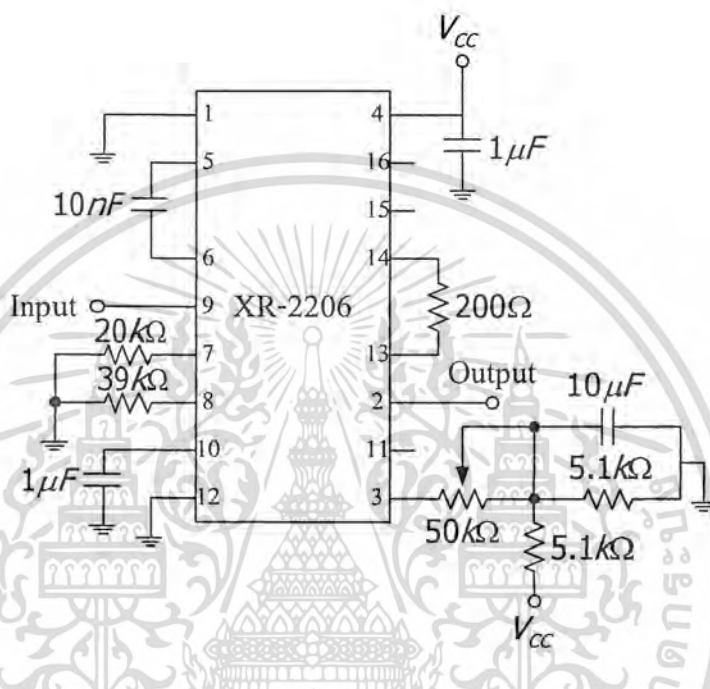
เลือก $C = 10nF$ และเลือกความถี่ที่มอดูเลตเป็น $2.5kHz$ และ $5kHz$ จะได้ค่า R_1 และ R_2 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในทางอื่นใดทั้งสิ้น ผู้ใช้สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้เพื่อการศึกษาวิจัยหรือเพื่อประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{1}{(2.5 \times 10^3)(10 \times 10^{-9})} = 40k\Omega$$

$$R_2 = \frac{1}{(5 \times 10^3)(10 \times 10^{-9})} = 20k\Omega$$

จะได้วงจรฟรีแควนซีซิปทีอ์มอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.2



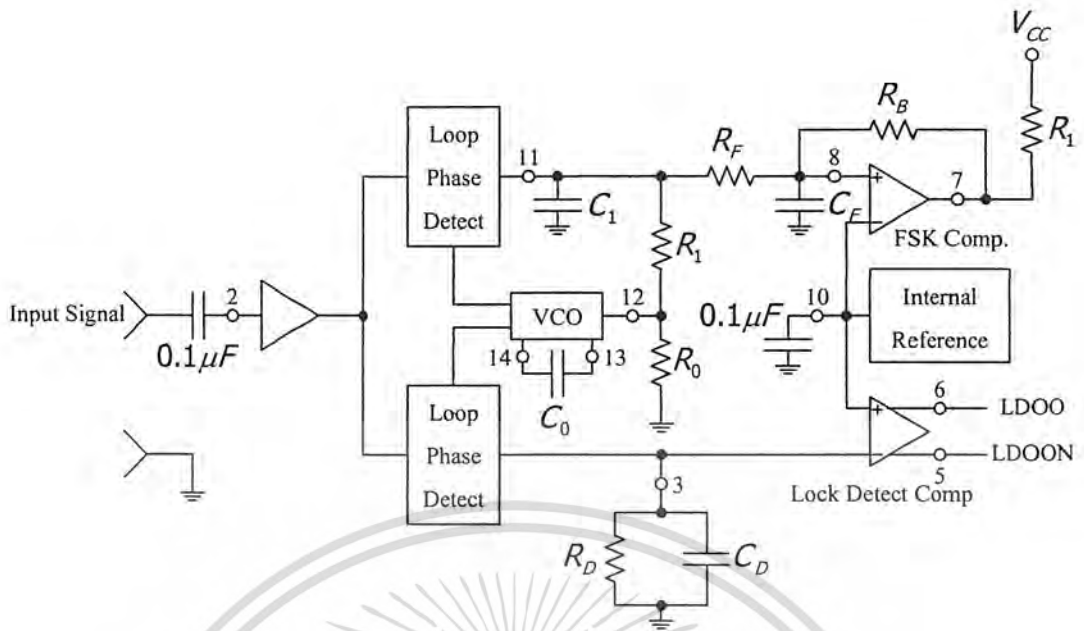
รูปที่ 3.2 วงจรฟรีแควนซีซิปทีอ์มอดูเลเตอร์ (FSK modulator)

3.2 วงจรฟรีแควนซีซิปทีอ์มอดูเลเตอร์

เลือกใช้ไอซี XR-2211 ในการมอดูเลตสัญญาณเอพอสเค วงจรภายในประกอบด้วยวงจรเฟส ล็อกกลุ๊ป, วงจรควอตราเจอร์ตีเทกเตอร์, ตัวเปรียบเทียบแรงดัน การทำงาน คือ สัญญาณเอพอสเคเข้าที่ วงจรเฟสตีเทกเตอร์ได้สัญญาณผลบวกและผลต่างความถี่ของสัญญาณเอพอสเคกับสัญญาณจากวงจร ออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน จากนั้นไปผ่านวงจรรองความถี่ต่ำผ่านได้สัญญาณผลต่างความถี่ของ สัญญาณเอพอสเคกับสัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน แล้วสัญญาณที่ได้จะไป เปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีระดับแรงดัน 2 ระดับ

การออกแบบวงจรฟรีแควนซีซิปทีอ์มอดูเลเตอร์สามารถออกแบบได้ตามคาต้าชีตของไอซี เบอร์ XR-2211 ได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภายในไอซี XR-2211

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \tag{3.3}$$

$$R_T = R_0 + \frac{R_x}{2} \tag{3.4}$$

$$C_0 = \frac{1}{R_0 f_0} \tag{3.5}$$

$$R_1 = 2 \frac{R_0 f_0}{(f_1 - f_2)} \tag{3.6}$$

$$C_1 = \frac{1250 C_0}{R_1^2} \tag{3.7}$$

$$R_F = 5 R_1 \tag{3.8}$$

$$R_g = 5 R_F \tag{3.9}$$

$$R_{sum} = \frac{(R_1 + R_F) R_B}{R_1 + R_F + R_B} \tag{3.10}$$

$$C_F = \frac{0.25}{R_{sum} \times \text{BaudRate}} \tag{3.11}$$

หมายเหตุ : โดยทั่วไปจะให้ค่า R_T จะให้เท่ากับ R_0

ในการออกแบบวงจรนี้ ค่า $f_1 = 2.5\text{kHz}$, $f_2 = 5\text{kHz}$ และเลือก $R_0 = 20\text{k}\Omega$

$$f_0 = \sqrt{(2.5 \times 10^3)(5 \times 10^3)} = 3.54\text{kHz}$$

$$R_T = (20 \times 10^3) + \frac{(20 \times 10^3)}{2} = 30\text{k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_0 = \frac{1}{(30 \times 10^3)(3.54 \times 10^3)} = 9.43 \text{ nF}$$

$$R_1 = 2 \times \frac{(20 \times 10^3)(3.54 \times 10^3)}{(5000 - 2500)} = 42.426 \text{ k}\Omega$$

$$C_1 = \frac{1250 \times (9.43 \times 10^{-9})}{(42.426 \times 10^3)(0.5)^2} = 1.11 \text{ nF}$$

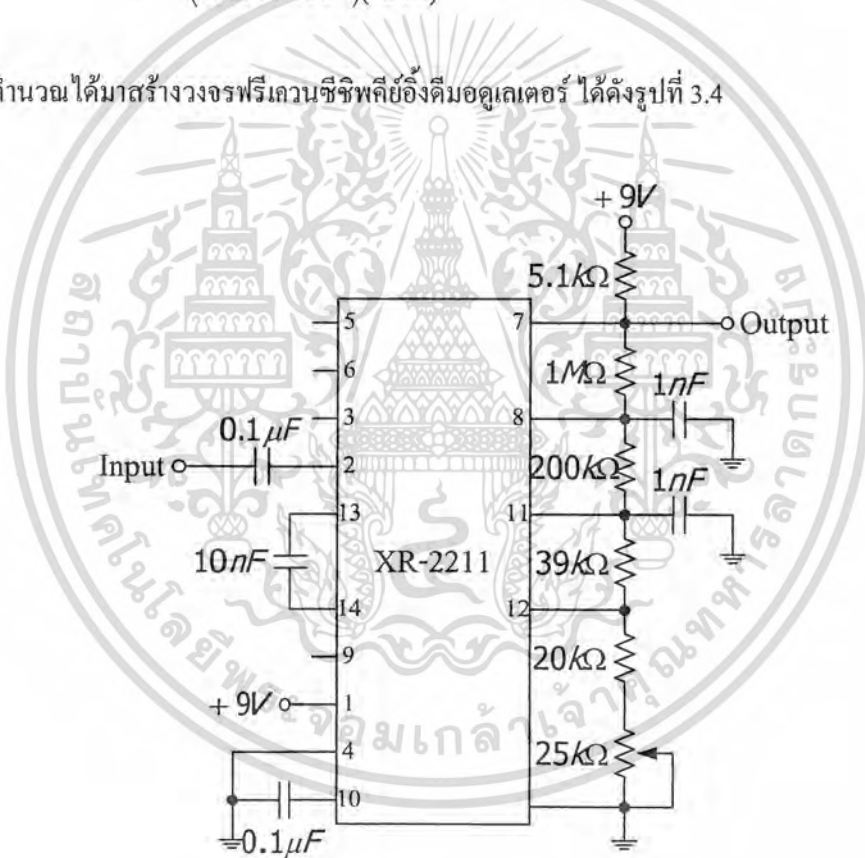
$$R_F = 5 \times (42.426 \times 10^3) = 212.13 \text{ k}\Omega$$

$$R_g = 5 \times (212.13 \times 10^3) = 1.06 \text{ M}\Omega$$

$$R_{sum} = \frac{(42.426 \times 10^3 + 212.13 \times 10^3)(1.06 \times 10^6)}{42.426 \times 10^3 + 212.13 \times 10^3 + 1.06 \times 10^6} = 205.40 \text{ k}\Omega$$

$$C_F = \frac{0.25}{(205.40 \times 10^3)(1200)} = 1.01 \text{ nF}$$

นำค่าที่คำนวณได้มาสร้างวงจรฟรีแควนซีซีพียอ์อิงค์มอดูเลเตอร์ ได้ดังรูปที่ 3.4

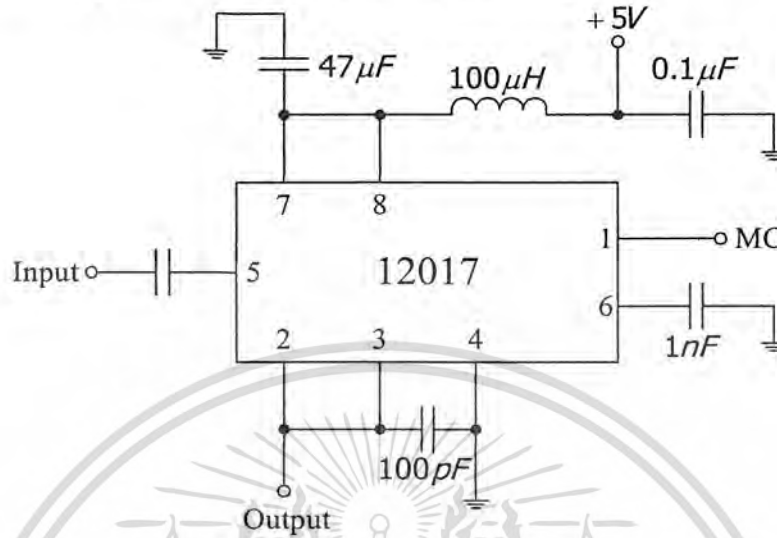


รูปที่ 3.4 วงจรฟรีแควนซีซีพียอ์อิงค์มอดูเลเตอร์ (FSK demodulator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส

พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลง เพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์ได้ ไอซีเบอร์ MC12017 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองมอดูลัส

3.3.3 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซีเบอร์ MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิต แบบขนาน โดย 10 บิต สำหรับตัวหาร N (10 bit/N Counter) และ 6 บิต สำหรับตัวหาร A (6 bit/A Counter) และมีมอดูลัสคอนโทรล (Modulus Control:MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซี พรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทกต์ (Lock Detect:LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟส ล็อกลูปอีกด้วย

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 MHz เป็นตัวอ้างอิง และสามารถหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA_0 , RA_1 , และ RA_2 ซึ่งดูจากตาราง ที่ 3.1

Reference Address Code			Total Divide Value
RA_2	RA_1	RA_0	
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	2260

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่แสดงค่า RA_2 , RA_1 และ RA_0 ที่กำหนดตัวหารค่าต่างๆ การนำไปใช้

ในส่วนนี้กำหนด RA_0 , RA_1 และ RA_2 เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซี คือ $\frac{10.24MHz}{1024} = 10kHz$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่มีวิธีการคำนวณ ดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_t) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรวีซีโอ (f_{VCO}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{50MHz}{10kHz} = 5000$$

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_t = NP + A$ จากค่าดัชนีของไอซี MC145152-2 โดยที่

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต มีค่าตั้งแต่ 0 - 1023

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

P คือ ตัวหารของพรีสเกลเลอร์ หาร 64

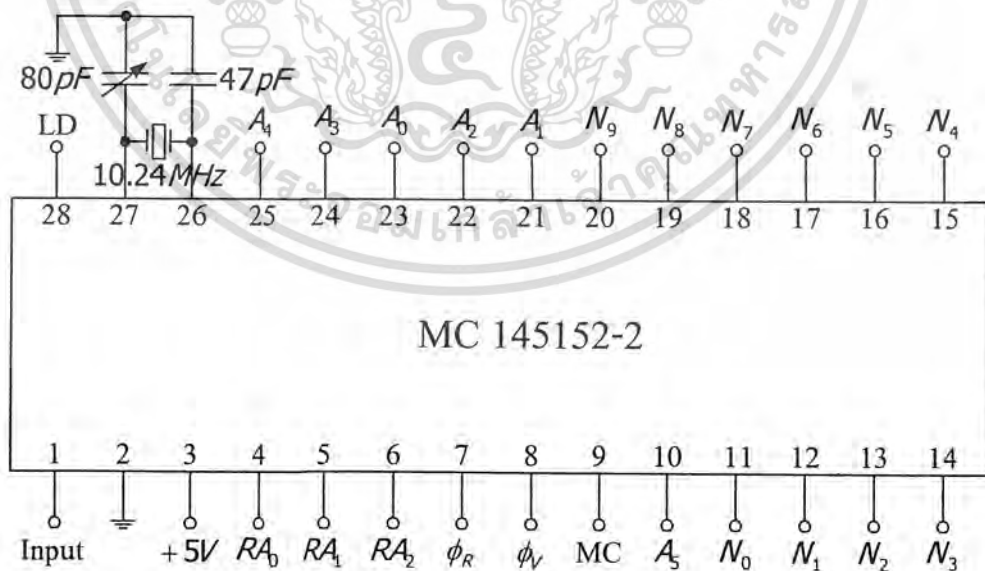
แทนค่าสมการเป็นดังนี้

ดังนั้น $N = 78$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0001001110 (LSB)

$A = 8$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 001000 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหารมีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหารน้อยลงก็จะทำให้ความถี่ของวงจร VCO มีค่าลดลงตามไปด้วย ซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10kHz ต่อ 1 บิต ของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640kHz ($64 \times 10kHz$) ต่อ 1 บิต ของ N

ซึ่งจากการคำนวณข้างต้นจะสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรเปรียบเทียบเฟสและการตั้งโปรแกรมหารความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 วงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบตามค่าตั้ง
ของไอซีเบอร์ MC145152-2 โดย กำหนดค่าความถี่กลาง (f_0) และความถี่ที่เปลี่ยนแปลงต่อ 1 บิตตัวหาร
(f_s) แล้วหาค่าต่าง ๆ ตามสมการ ดังนี้

$$f_b = 0.01f_s \quad (3.16)$$

$$f_{rc} = 20f_b \quad (3.17)$$

$$\delta = 0.8 \quad (3.18)$$

$$V_{DD} = 5 \quad (3.19)$$

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V_{VCO}} \quad (3.20)$$

$$C_1 = 0.1\mu F \quad (3.21)$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} \quad (3.22)$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{(2\delta^2 + 1)^2 + 1}}} \quad (3.23)$$

$$N_f = \frac{f_0}{f_s} \quad (3.24)$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{VCO}}{C_1 \omega_n^2 N_f} \quad (3.25)$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} \quad (3.26)$$

$$C_C = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} \quad (3.27)$$

จากสมการด้านบนส่วนที่จะหาค่าลงในวงจร คือ R_1, R_2 และ C_C เพราะฉะนั้น แทนค่าลงใน
สมการ คือ

$$f_0 = 50\text{MHz}$$

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

$$f_b = 0.01 \times 10\text{kHz} = 100\text{Hz}$$

$$f_{rc} = 20 \times 100 = 2\text{Hz}$$

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

$$K_{VCO} = 2\pi \frac{(51.7 - 48.7) \times 10^6}{(5 - 3.5)} = 12.5664 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = 0.1\mu F$$

$$K_\phi = \frac{5}{2\pi} = 0.7958$$

$$\omega_n = \frac{2\pi(100)}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1 + \sqrt{(2(0.8)^2 + 1)^2 + 1}}} = 287.6976 \text{ rad/s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

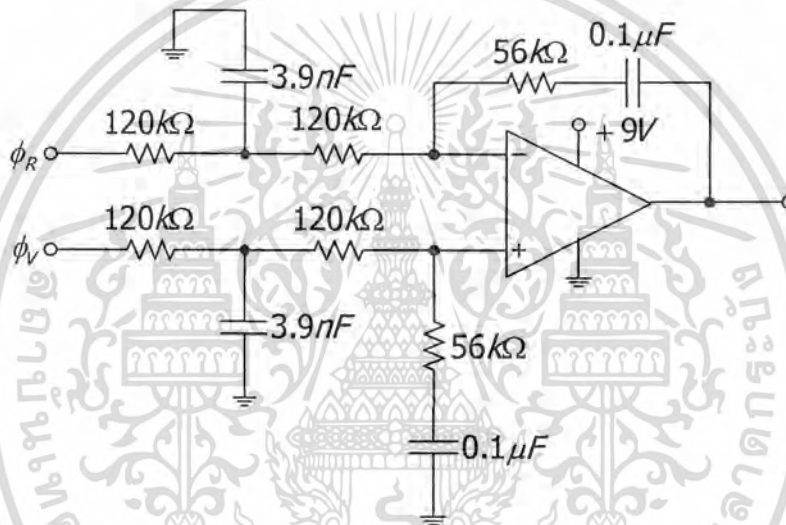
$$N_i = \frac{50\text{MHz}}{10\text{kHz}} = 5000$$

$$R_1 = \frac{(0.7958)(12.5664 \times 10^6)}{(0.1 \times 10^{-6})(287.6976)^2(5000)} = 241.64\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2(0.8)}{(287.6976)(0.1 \times 10^{-6})} = 55.6\text{k}\Omega$$

$$C_c = \frac{4}{2(241.64 \times 10^3)(2 \times 10^3)} = 4.138\text{nF}$$

หลังจากนั้นทำการแบ่ง R_1 ออกเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณ คือ $120\text{k}\Omega$ และ $120\text{k}\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ $56\text{k}\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจรรูปฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.8



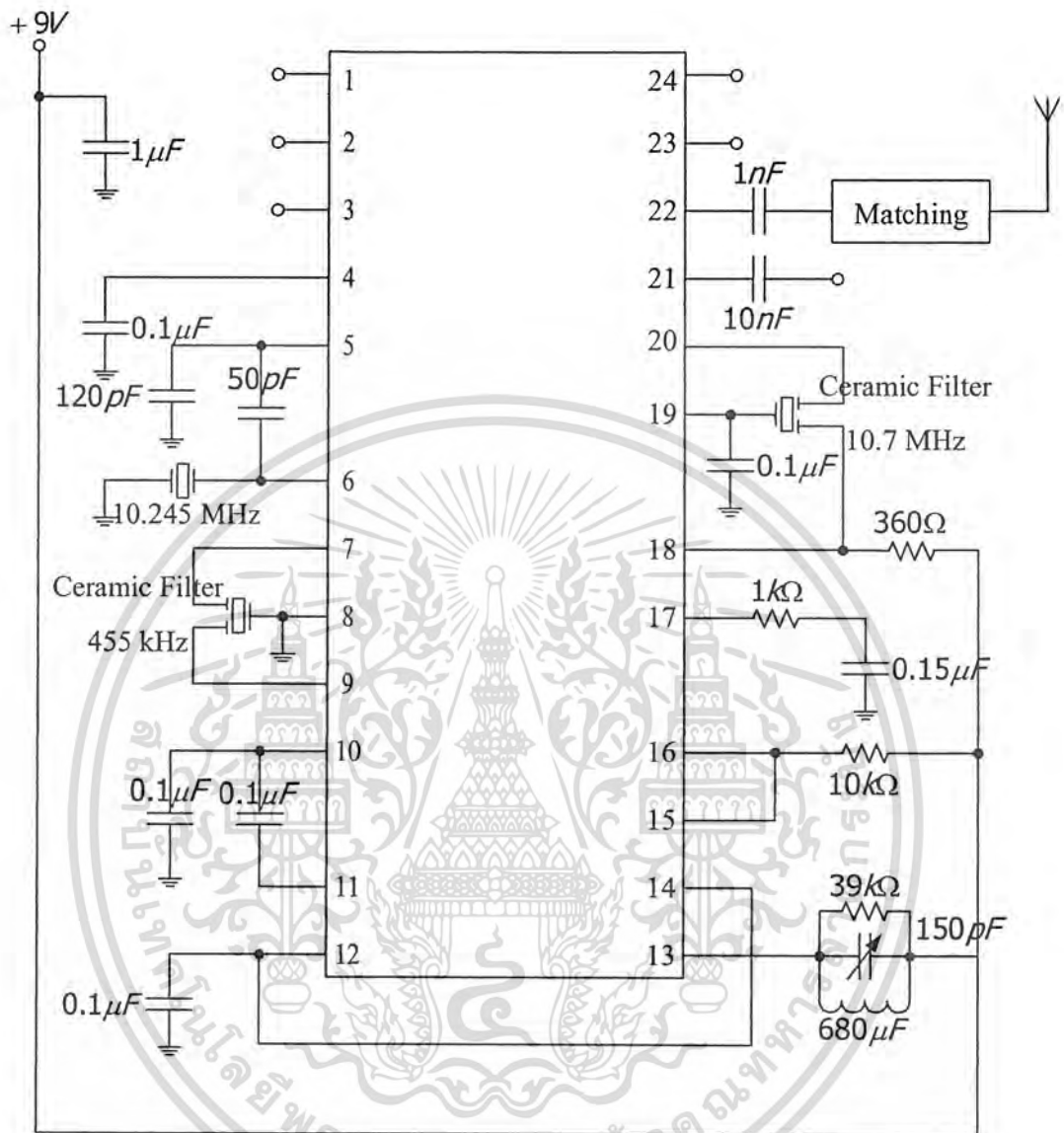
รูปที่ 3.8 วงจรรูปฟิลเตอร์

3.4 วงจร FM Detector

เลือกใช้ไอซีเบอร์ MC3362 เป็นตัวดีเทคสัญญาณเอฟเอ็มที่ส่งมา โดยที่มีหลักการทำงาน คือ ลดความถี่จากสัญญาณเอฟเอ็มที่รับมาได้เป็น 10.7MHz โดยให้หลักการผสมสัญญาณ (Mixer) ในที่นี้ความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็ม คือ 50MHz เพราะฉะนั้นสัญญาณที่นำมาผสมกับ 50MHz คือ 60.7MHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มที่ความถี่ 10.7MHz ไปผสมกับความถี่ 10.245MHz ที่มาจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ได้สัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455kHz จากนั้นนำสัญญาณเอฟเอ็มความถี่ 455kHz ไปตีมอดูเลตโดยใช้ quadrature discriminator ได้สัญญาณข้างสารที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยต่อวงจรเฟอแม็คทีเทคเตอร์ ได้ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจร FM Detector

3.5 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง (Radio frequency Amplifier)

ในการออกแบบ RF-Amp โดยใช้ S พารามิเตอร์ เราต้องเลือกเบอร์ทรานซิสเตอร์ แล้วเลือกค่า I_C กับ V_{CE} แล้วอ่านค่า S พารามิเตอร์ เพื่อคำนวณค่าต่างๆ ดังนี้

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.28)$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้มีกรณีเกิดขึ้น 2 กรณี คือ $k < 1$ กับ $k > 1$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า $k > 1$ ให้คำนวณหาค่าต่างๆ ดังนี้

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.30)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.31)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.32)$$

$$\Gamma_s = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^* \quad (3.33)$$

ถ้า $k < 1$ ต้องหา output stability circle, input stability circle และเลือกค่า gain ก่อน แล้วเลือกค่า Γ_L ที่เสถียรภาพ

Output stability circle

$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.34)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.35)$$

Input stability circle

$$r_S = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.36)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.37)$$

Constant operating power gain circle

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.38)$$

จากนั้น เลือกค่า G_p และหาค่าต่างๆ ต่อไปนี้ โดยที่ G_p จะต้องไม่เกิน G_{MSG}

$$g_p = \frac{G_p}{|S_{22}|^2} \quad (3.39)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (3.40)$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \quad (3.41)$$

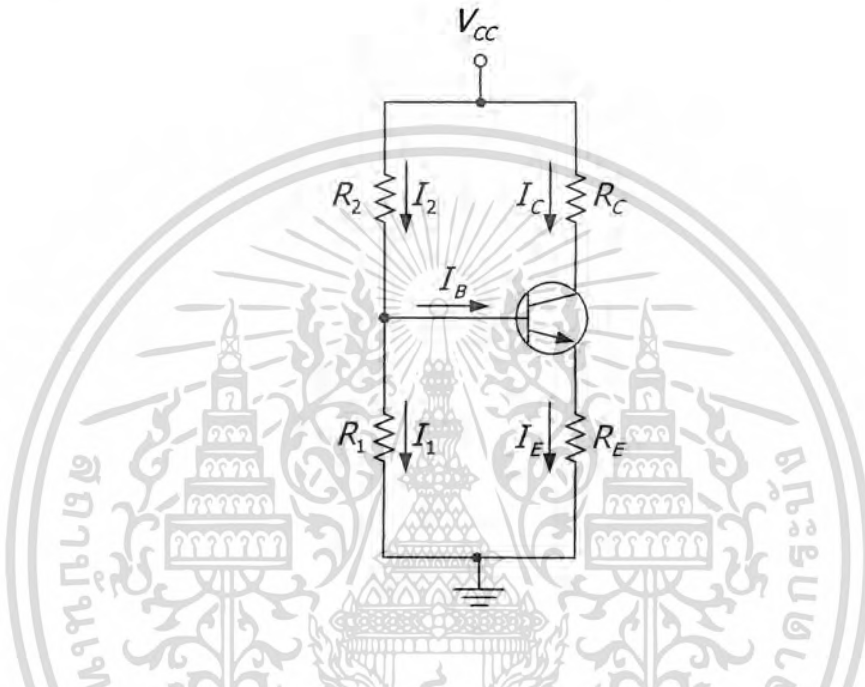
$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (3.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกค่า Γ_L ที่อยู่บน gain circle และอยู่ในพื้นที่ Output stability circle กับ Input stability circle จากนั้น หา Γ_S จากสมการ

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^* \quad (3.43)$$

เมื่อได้ Γ_L, Γ_S แล้วก็ทำการแมตซ์โดยใช้สมิทชาร์ท จากนั้น ก็คำนวณการไบอัสทรานซิสเตอร์ (Bias Transistor) ซึ่งในโครงงานนี้เสนอการไบอัสชนิดเดียว คือ Divider bias โดยมีวงจร ดังนี้



รูปที่ 3.10 วงจร Divider Bias ที่ใช้ในวงจรขยายความถี่สูง

สามารถหาค่าต่างๆ ของวงจรได้ โดยกำหนด I_C, V_{CE}, V_C, β เพื่อเป็นการเลือกจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ จากนั้น เลือกค่า V_E ที่ต้องการ แล้วคำนวณค่าต่างๆ ดังนี้

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \quad \text{โดยที่ } I_E \approx I_C \quad (3.44)$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - (V_{CE} + V_E)}{I_C} \quad (3.45)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (3.46)$$

$$V_{BB} = V_E + V_{BE} \quad (3.47)$$

เลือกค่า I_1 และหาค่า R_1, R_2 จากสมการ

$$R_1 = \frac{V_{BB}}{I_1} \quad (3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภาควิชาการศึกษาด้านอิเล็กทรอนิกส์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BB}}{I_1 + I_B} \quad (3.49)$
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFR-91A ในการสร้างเป็นวงจรถยายความถี่สูง และเลือกค่า
 $I_c = 30mA, f = 200MHz$ โดยมีค่า S พารามิเตอร์เป็นดังนี้

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.2 \angle -90^\circ & S_{12} &= 0.03 \angle 76^\circ \\ S_{21} &= 18.6 \angle 114^\circ & S_{22} &= 0.59 \angle -24.5^\circ \end{aligned}$$

สามารถคำนวณค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta &= (0.2 \angle -90^\circ)(0.59 \angle -24.5^\circ) - (0.03 \angle 76^\circ)(18.6 \angle 114^\circ) = 0.5007 \angle -1.2016^\circ \\ k &= \frac{1 + (0.5007)^2 - (0.2)^2 - (0.59)^2}{2(0.03)(18.6)} = 0.7729 \end{aligned}$$

เนื่องจากค่า k ที่ได้มีค่าน้อยกว่า 1 ดังนั้น จึงต้องคำนวณความเสถียรภาพก่อน

Output stability circle

$$\begin{aligned} r_L &= \frac{(0.03)(18.6)}{(0.59)^2 - (0.5007)^2} = 5.729 \\ C_L &= \frac{(0.59 \angle -24.5^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.2 \angle -90^\circ)^*)}{(0.59)^2 - (0.5007)^2} = 6.5329 \angle 32.811^\circ \end{aligned}$$

Input stability circle

$$\begin{aligned} r_S &= \frac{(0.03)(18.6)}{(0.2)^2 - (0.5007)^2} = 2.6483 \\ C_S &= \frac{(0.2 \angle -90^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.59 \angle -24.5^\circ)^*)}{(0.2)^2 - (0.5007)^2} = 1.9796 \angle -49.424^\circ \end{aligned}$$

Constant operating power gain circle

$$G_{MSG} = \frac{18.6}{0.03} = 27.9239dB$$

เลือก $G_p = 27dB = 501.1872$

$$g_p = \frac{501.1872}{(18.6)^2} = 1.4487 = 1.6097dB$$

$$C_2 = 0.59 \angle -24.5^\circ - (0.5007 \angle -1.2016^\circ)(0.2 \angle -90^\circ)^* = 0.6363 \angle -32.811^\circ$$

$$R_p = \frac{\sqrt{1 - 2(0.7729)(0.03)(18.6)(1.4487) + (0.03)^2(18.6)^2(1.4487)^2}}{|1 + (1.4487)((0.59)^2 - (0.5007)^2)|} = 1.4932$$

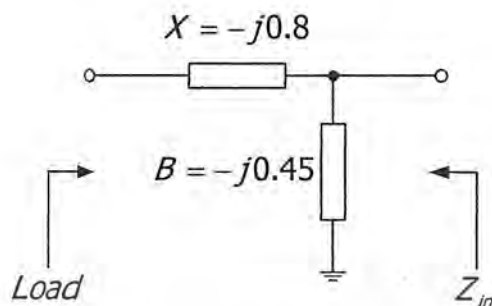
$$C_p = \frac{(1.4487)(0.6363 \angle -32.811^\circ)^*}{1 + (1.4487)((0.59)^2 - (0.5007)^2)} = 0.6173 \angle 32.811^\circ$$

เลือกค่า $\Gamma_L = 0.875 \angle -158^\circ$

$$\Gamma_S = \left[0.2 \angle -90^\circ + \frac{(0.03 \angle 76^\circ)(18.6 \angle 114^\circ)(0.875 \angle -158^\circ)^*}{1 - (0.59 \angle -24.5^\circ)(0.875 \angle -158^\circ)} \right]^* = 0.2718 \angle 5.3414^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อทำการแมตซิ่งโดยใช้สมิทชาร์ทแล้วจะได้ค่าต่างๆ ดังรูป
ผังอินพุต



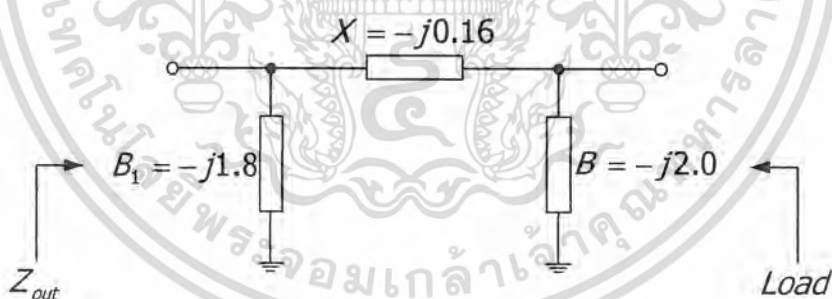
รูปที่ 3.11 ส่วนแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ผังอินพุต

แมตซิ่งที่ความถี่ 200MHz

$$X \text{ เป็น } C; \quad C = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.8)(50)} = 1.989 \times 10^{-11} \approx 20 \text{ pF}$$

$$B \text{ เป็น } L; \quad L = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(0.45)} = 8.842 \times 10^{-8} \approx 88 \text{ nH}$$

ผังเอาต์พุต



รูปที่ 3.12 ส่วนแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ผังเอาต์พุต

แมตซิ่งที่ความถี่ 200MHz

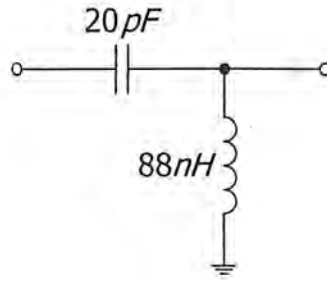
$$X \text{ เป็น } C; \quad C = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.16)(50)} = 9.947 \times 10^{-11} \approx 100 \text{ pF}$$

$$B_1, B_2 \text{ เป็น } L; \quad L_1 = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(1.8)} = 2.21 \times 10^{-8} \approx 22 \text{ nH}$$

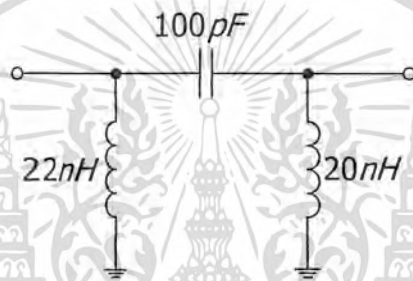
$$L_2 = \frac{50}{2\pi(200 \times 10^6)(2)} = 1.989 \times 10^{-8} \approx 20 \text{ nH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้น ส่วนเมตซิ่งของฝั่งอินพุตและเอาต์พุตเป็น ดังรูป



รูปที่ 3.13 ส่วนเมตซิ่งอิมพีแดนซ์ฝั่งอินพุตเมื่อทำการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว



รูปที่ 3.14 ส่วนเมตซิ่งอิมพีแดนซ์ฝั่งเอาต์พุตเมื่อการแปลงเป็นค่าอุปกรณ์แล้ว

จากนั้นทำการไบอัสวงจร โดยเลือกค่าต่างๆ ดังนี้ $I_C = 30\text{ mA}$, $V_{CE} = 8\text{ V}$, $V_{CC} = 9\text{ V}$, $\beta = 90$ และเลือกค่า $V_E = 0.55\text{ V}$

$$R_E = \frac{0.55}{30 \times 10^{-3}} = 18.33\Omega$$

$$R_C = \frac{9 - (8 + 0.55)}{30 \times 10^{-3}} = 15\Omega$$

$$I_B = \frac{30 \times 10^{-3}}{90} = 0.33 \times 10^{-3} = 0.33\text{ mA}$$

$$V_{BB} = 0.7 + 0.55 = 1.25\text{ V}$$

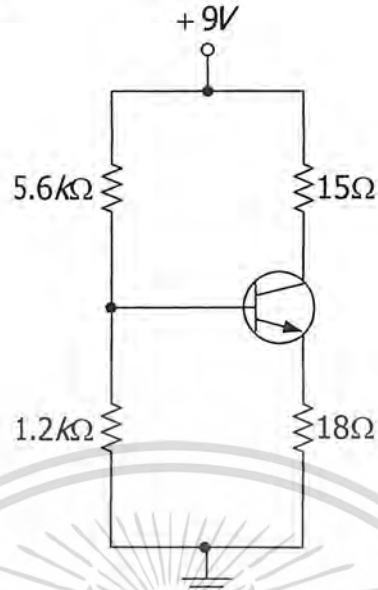
เลือกค่า $I_1 = 1.05\text{ mA}$

$$R_1 = \frac{1.25}{1.05 \times 10^{-3}} = 1.2 \times 10^3 = 1.2\text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{9 - 1.25}{(1.05 + 0.33) \times 10^{-3}} = 5.616 \times 10^3 = 5.6\text{ k}\Omega$$

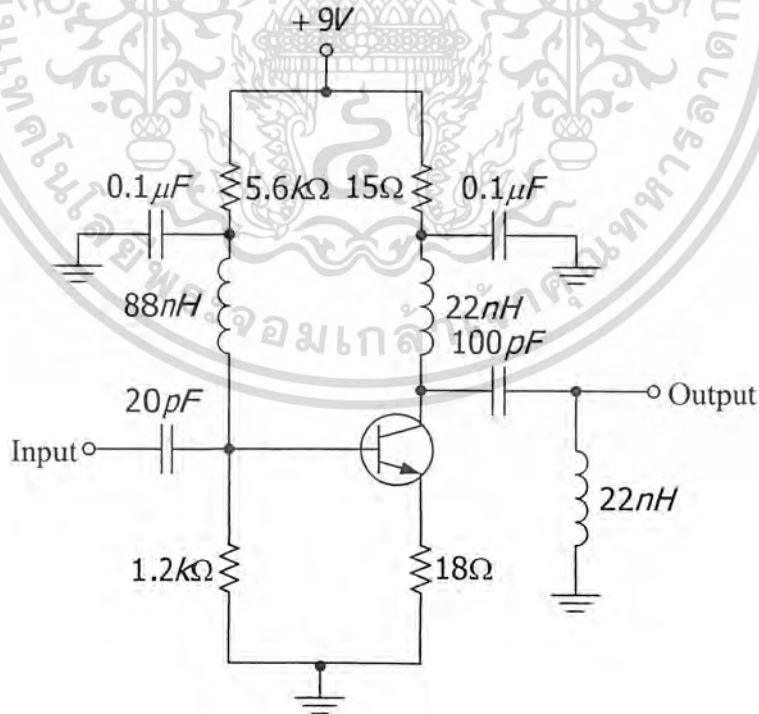
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพราะฉะนั้นจะได้วงจรไบอัส ดังรูป



รูปที่ 3.15 วงจร Divider Bias ที่คำนวณได้

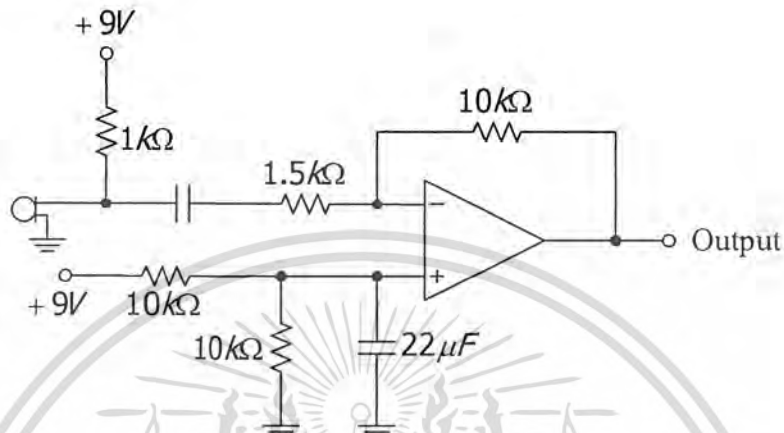
เมื่อต่อรวมกับส่วนอิมพีแดนซ์แมตชิ่ง จะได้ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.16 วงจรขยายความถี่สูงที่คำนวณได้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน

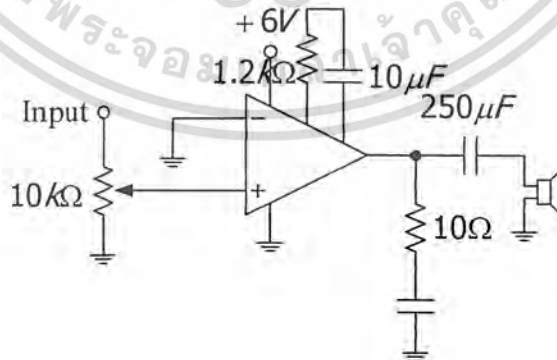
เลือกใช้ไอซีเบอร์ LM358 เป็นตัวขยายสัญญาณจากไมโครโฟน LM358 มีโครงสร้างเป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณ 2 ตัว ต่ออยู่ในไอซีตัวเดียวกัน ซึ่งเราสามารถเลือกใช้แค่ตัวใดตัวหนึ่งจาก 2 ตัว วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟนที่ใช้มีการต่อวงจร ดังนี้



รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณจากไมโครโฟน

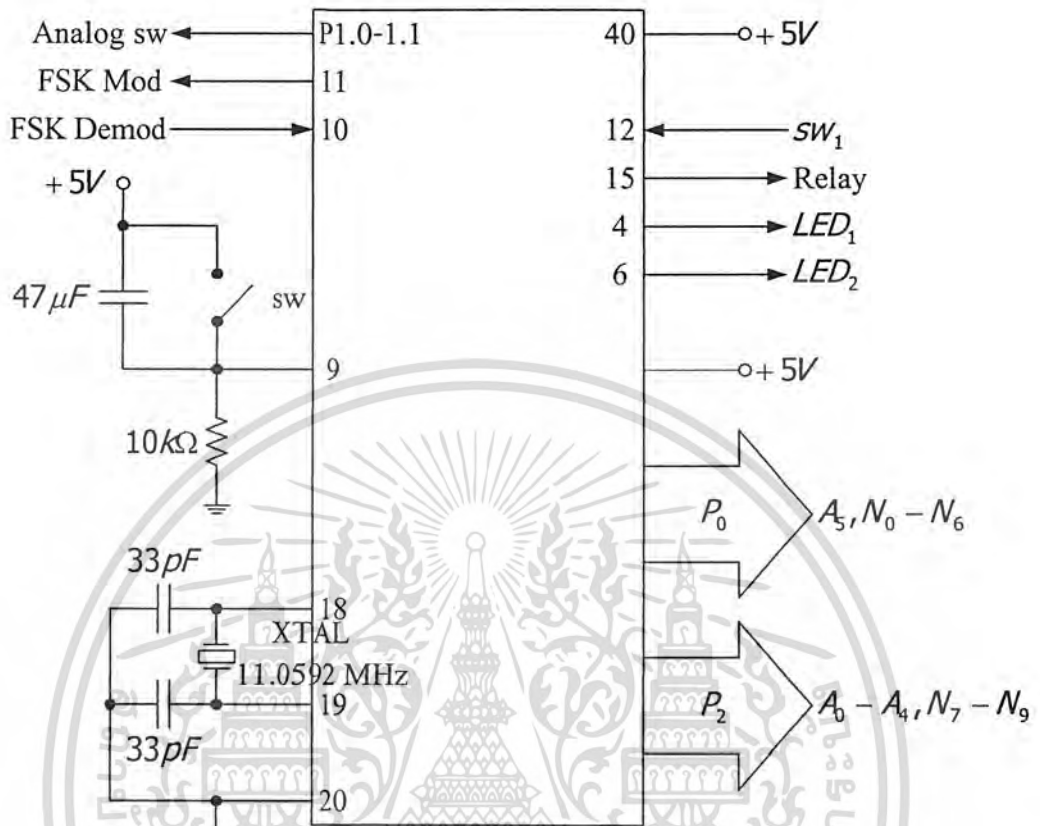
3.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง

เลือกใช้ไอซีเบอร์ LM386 เป็นตัวขยายเสียง LM386 นี้เป็นวงจรถ่ายกำลังงานที่ถูกออกแบบมาสำหรับใช้งานกับแรงดันต่ำ มีอัตราขยายแรงดัน 20 – 200 เท่า (26 – 46 dB) ใช้ไฟเลี้ยงบวกประมาณ 6 โวลต์ กับกราวด์ ซึ่งวงจรที่เลือกใช้มีอัตราขยาย 200 เท่า มีการต่อวงจร ดังรูป



รูปที่ 3.18 วงจรขยายสัญญาณเสียง

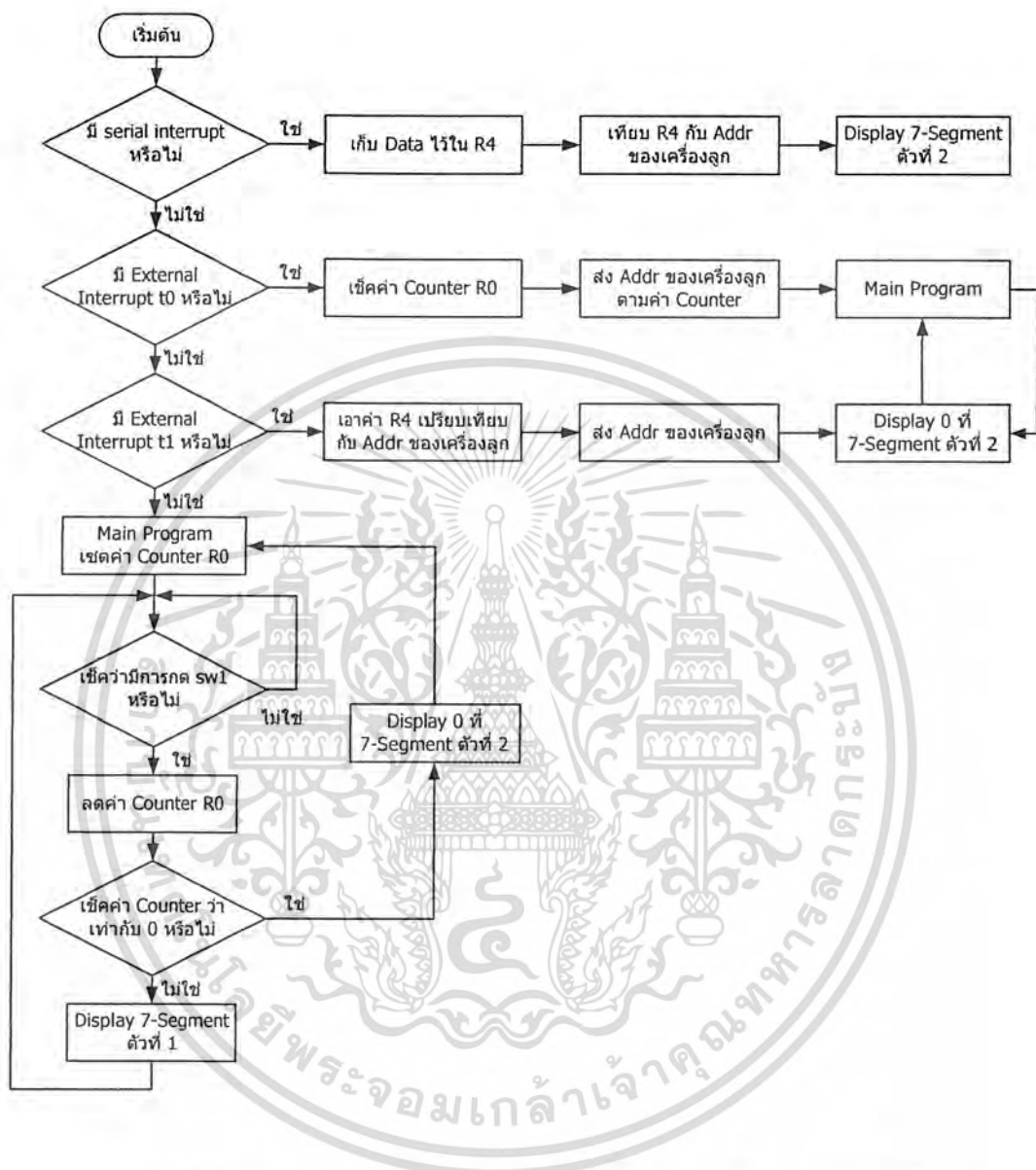
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 แสดงการต่อไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เครื่องลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

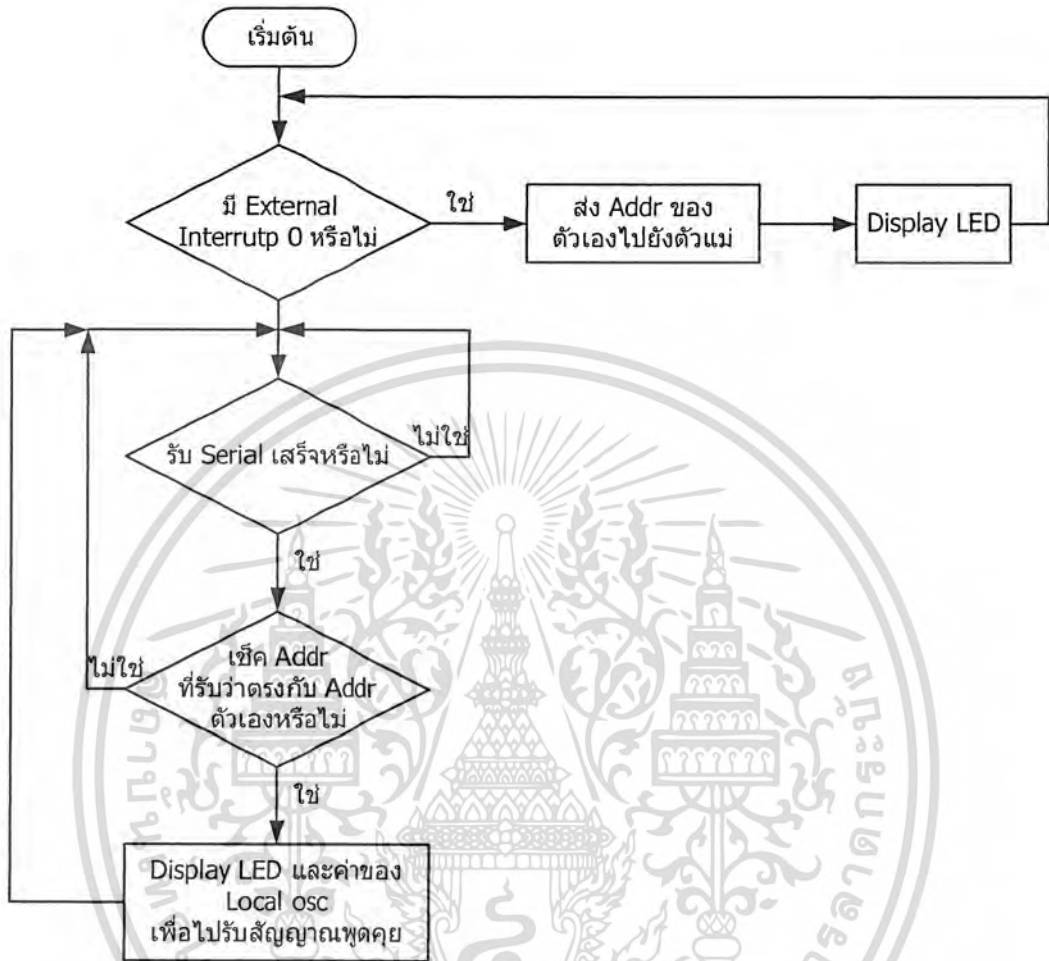
3.9 การทำงานของ MCS - 51 ของเครื่องแม่



รูปที่ 3.21 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ของเครื่องแม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.10 การทำงานของ MCS - 51 ของเครื่องลูก



รูปที่ 3.22 แสดง Flow Chart การทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ของเครื่องลูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

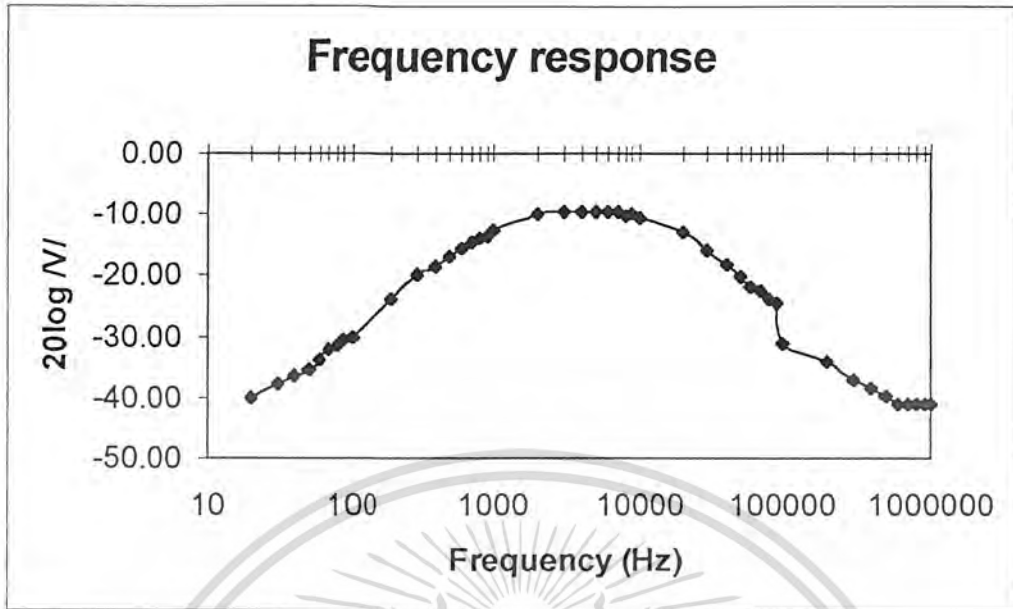
การทดลองและผลการทดลอง

ภาคส่ง

4.1 วงจรขยายไมค์

ความถี่ (kHz)	ขนาด (dB)	ความถี่ (kHz)	ขนาด (dB)
0.01	-	6.00	-9.63
0.02	-40.00	7.00	-9.63
0.03	-37.86	8.00	-10.12
0.04	-36.36	9.00	-9.95
0.05	-35.39	10.00	-10.57
0.06	-33.64	20.00	-12.92
0.07	-32.11	30.00	-15.81
0.08	-31.31	40.00	-18.06
0.09	-30.34	50.00	-20.35
0.10	-30.12	60.00	-21.85
0.20	-23.93	70.00	-22.57
0.30	-20.00	80.00	-23.82
.040	-18.42	90.00	-24.55
.050	-16.89	100.00	-31.00
0.60	-15.64	200.00	-34.24
0.70	-14.56	300.00	-37.14
0.80	-13.81	400.00	-38.42
0.90	-13.42	500.00	-39.66
1.00	-12.54	600.00	-40.92
2.00	-9.95	700.00	-40.92
3.00	-9.63	800.00	-40.92
4.00	-9.63	900.00	-40.92
5.00	-9.63	10000.00	-40.92

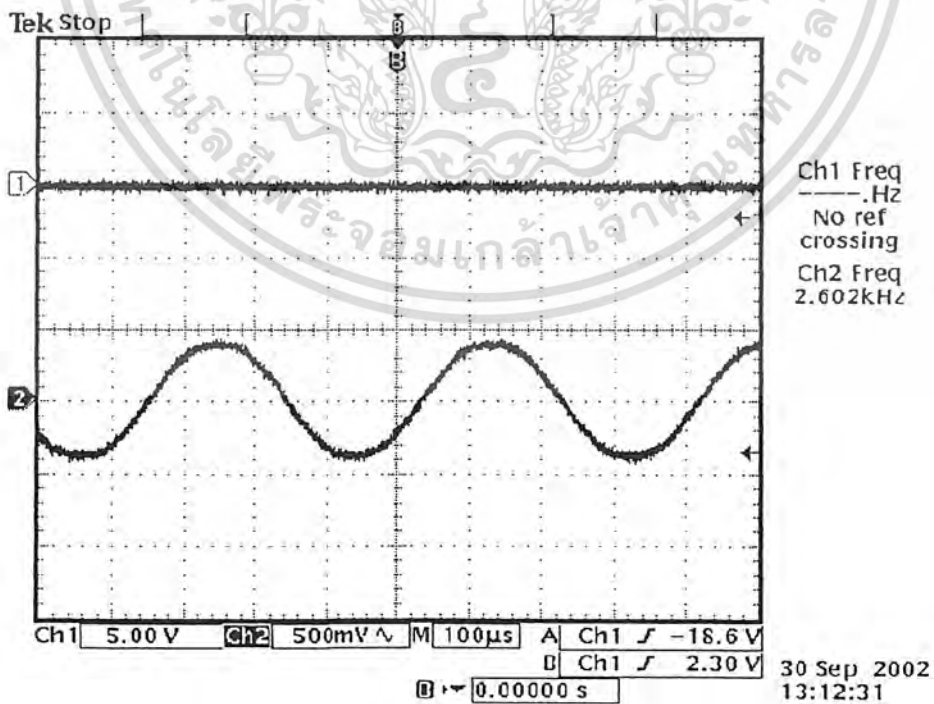
ตารางที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเทียบกับความถี่ของวงจรขยายไมค์
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของวงจรมอดูเลเตอร์

4.2 วงจรพีริแอมป์ที่ขั้วอินพุต (Frequency shift keying : FSK)

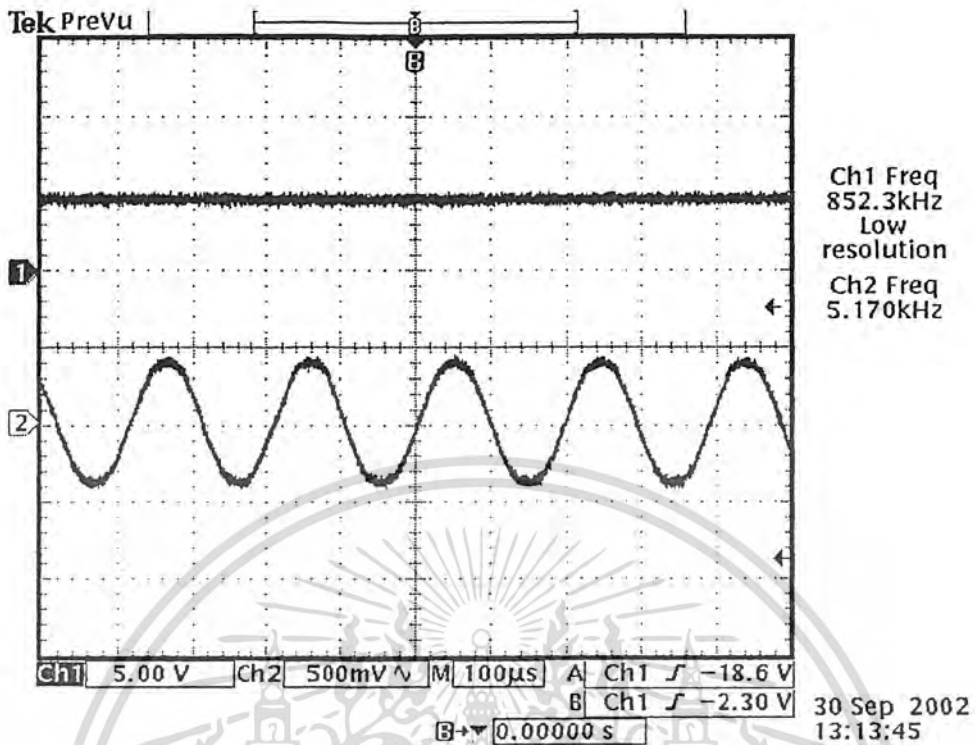
ในที่นี้ได้ใช้ไอซี XR2206 เป็นตัวสร้างสัญญาณ FSK โดยตามที่ได้ออกแบบค่า R และ C ไว้แล้ว (ในบทที่ 3) จะได้เอาต์พุตตามรูป



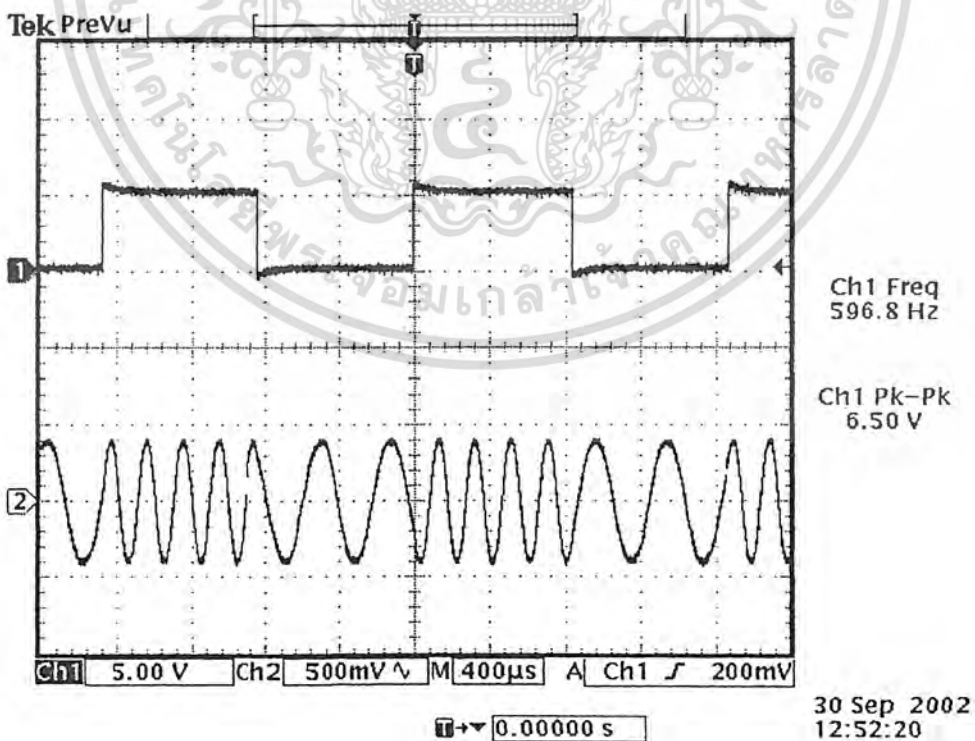
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่รูปที่ 4.2 CH1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นลอจิก "0" เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CH2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator



รูปที่ 4.3 CH1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นลอจิก "1"
CH2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator

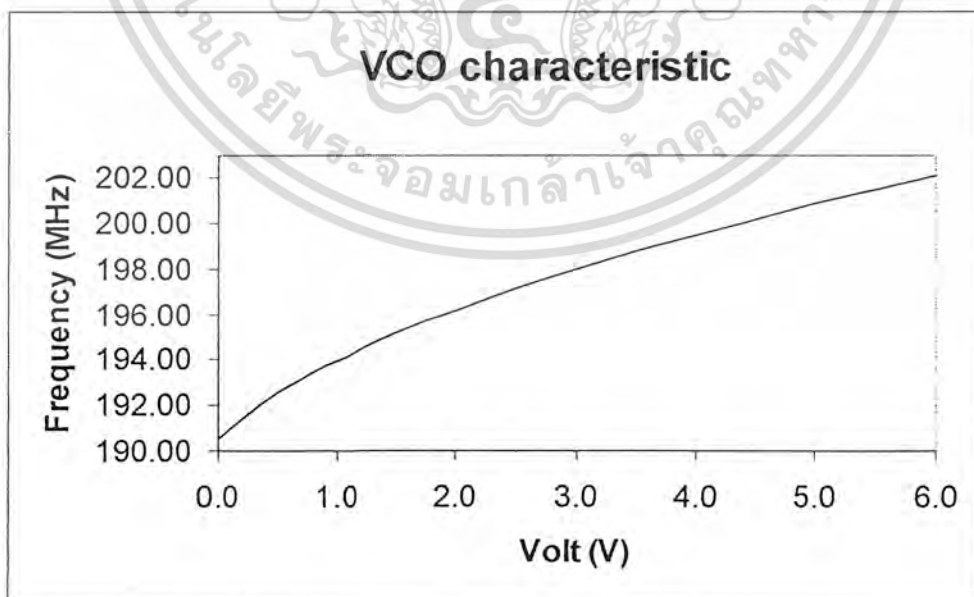


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งรูปที่ 4.4 CH1 แสดงอินพุตที่เป็น Data ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
CH2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของ FSK Modulator

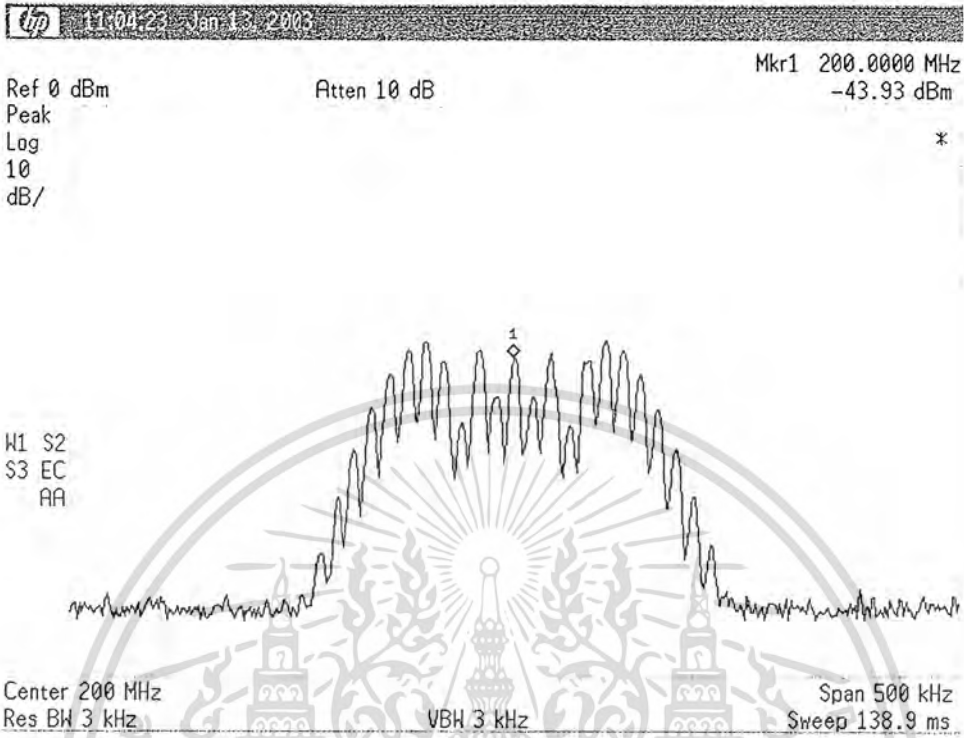
4.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 200 เมกกะเฮิร์ตซ์

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHZ)
0.0	190.50
0.5	192.53
1.0	193.98
1.5	195.15
2.0	196.18
2.5	197.13
3.0	198.00
3.5	198.80
4.0	199.53
4.5	200.23
5.0	200.90
5.5	201.55
6.0	202.15

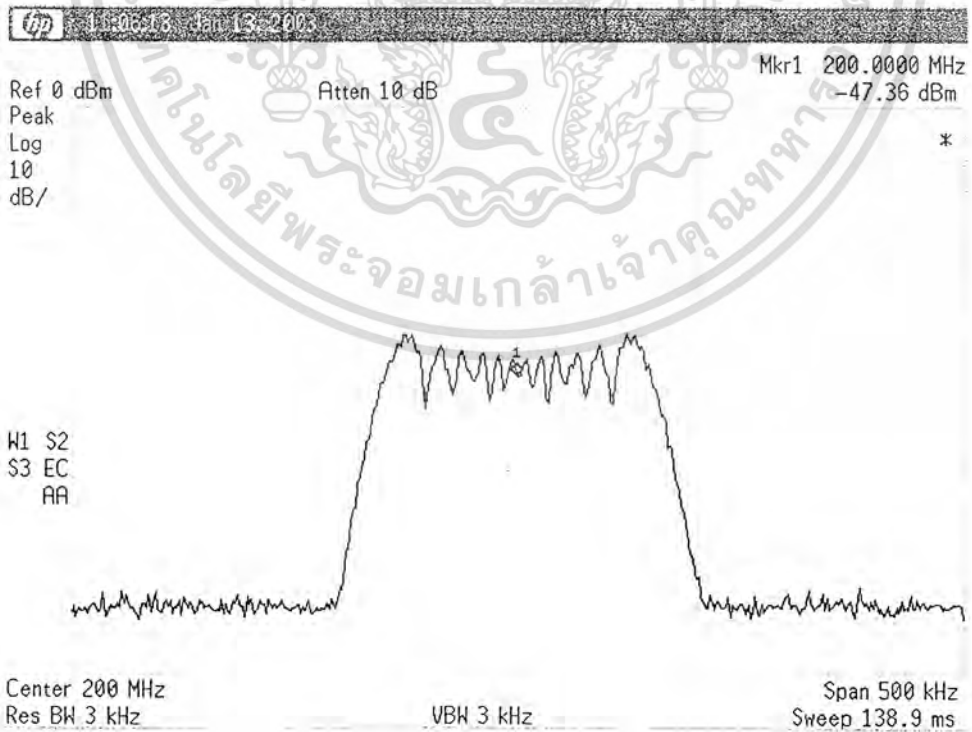
ตารางที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ ความถี่ 200 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.5 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ ความถี่ 200 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 kHz ขนาด 100 mV_{pp}

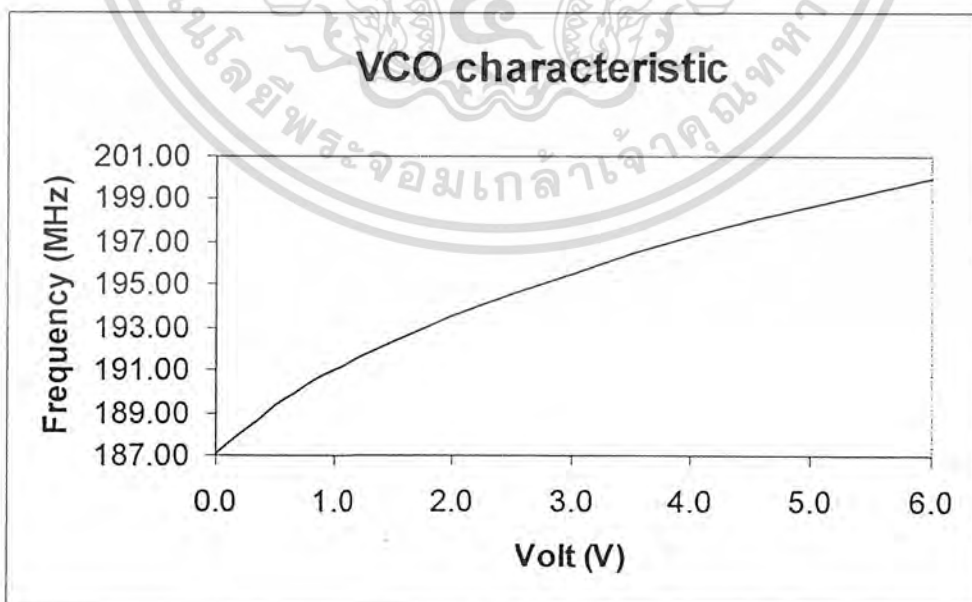


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.9 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณ FM เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 4 kHz ขนาด 100 mV_{pp} ไปใช้

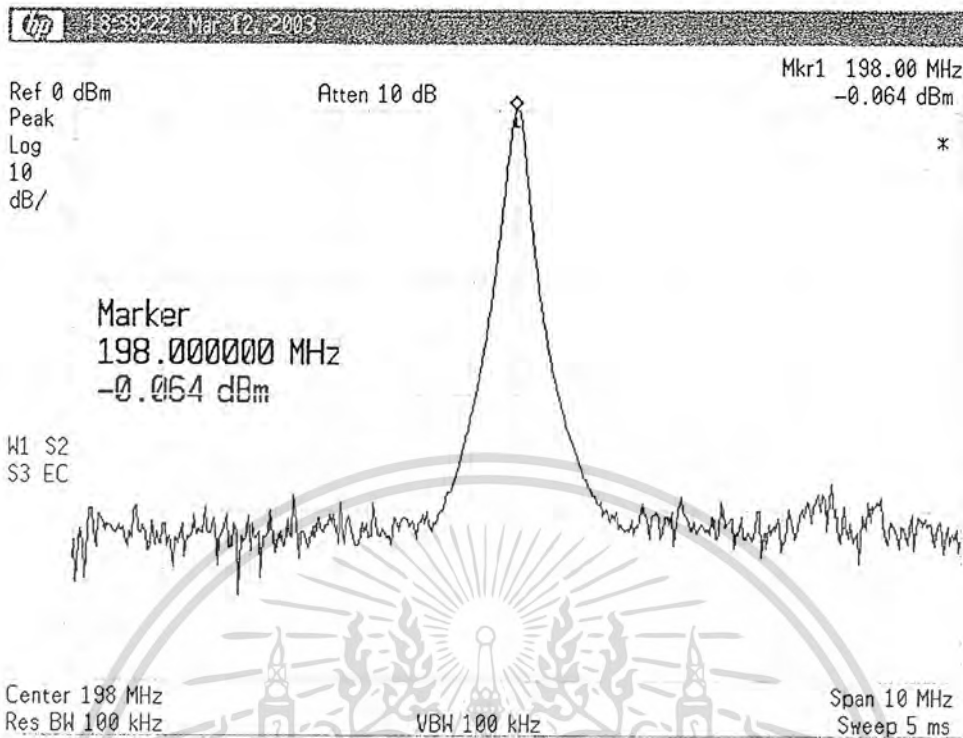
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 198 เมกกะเฮิร์ตซ์

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHZ)
0.0	187.10
0.5	189.35
1.0	190.98
1.5	192.33
2.0	193.53
2.5	194.58
3.0	195.53
3.5	196.43
4.0	197.23
4.5	197.98
5.0	198.68
5.5	199.35
6.0	199.98

ตารางที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 198 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.10 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 198 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ลงเว็บไซต์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



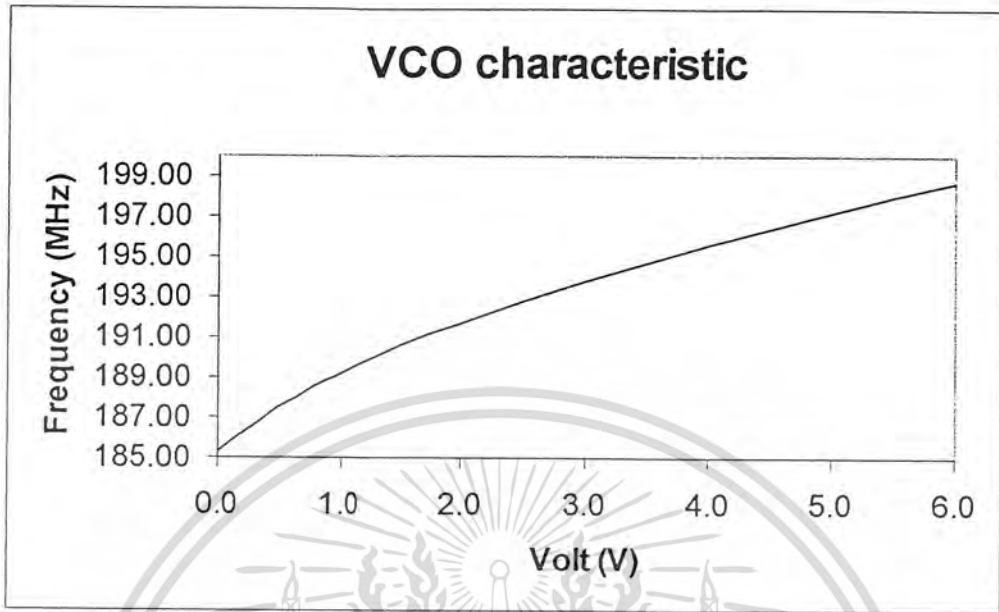
รูปที่ 4.11 แสดงสเปกตรัมของVCO ความถี่ 198 MHz

4.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 196 เมกกะเฮิร์ตซ์

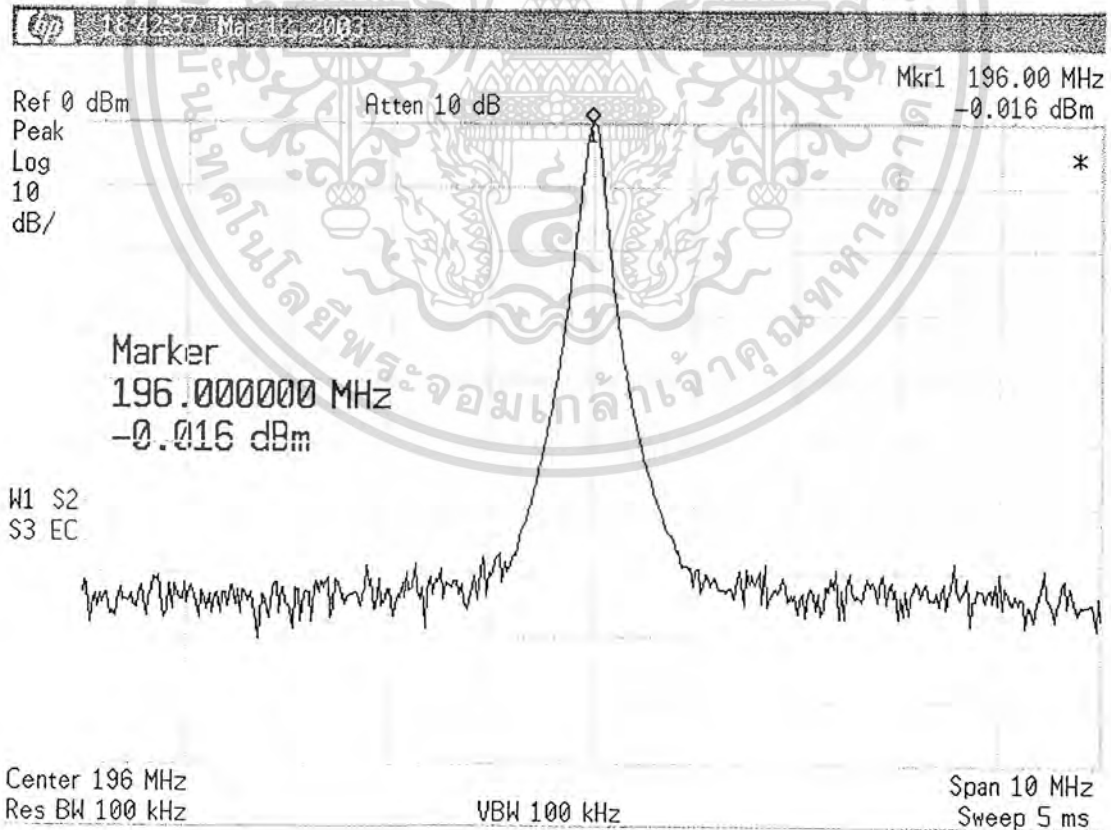
แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHz)
0.0	185.33
0.5	187.53
1.0	189.20
1.5	190.55
2.0	191.73
2.5	192.80
3.0	193.80
3.5	194.73
4.0	195.58
4.5	196.40
5.0	197.23
5.5	197.98
6.0	198.75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ตารางที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 196 MHz



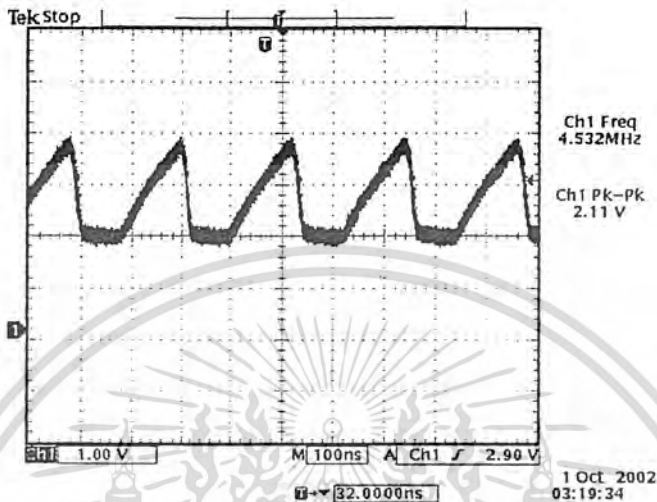
รูปที่ 4.12 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 196 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.13 แสดงสเปกตรัมของ VCO ความถี่ 196 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วงจร MC12017

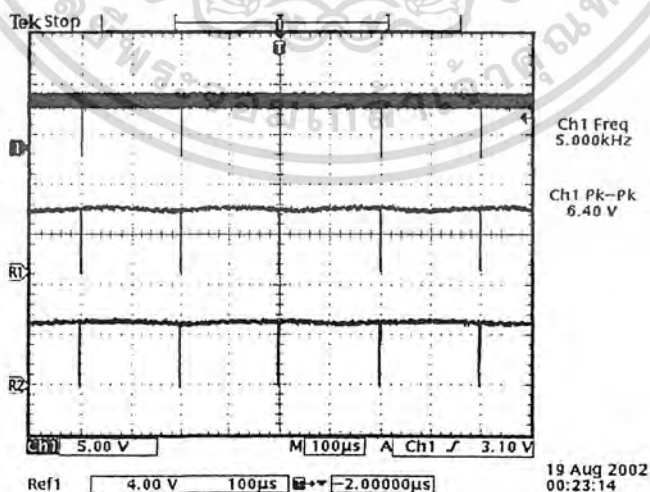
วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสจะเป็นการทำงานร่วมกันไอซี MC12017 และ MC145152 โดยที่ ไอซี MC12017 จะทำการหารความถี่ของวงจรเอาต์พุตจากวงจรวีซีโอด้วยค่า 64/65 ก่อนเข้าไอซี MC145152



รูปที่ 4.14 แสดงเอาต์พุตของวงจร MC12017

4.7 วงจร MC145152

การที่จะตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสภาวะล็อกหรือไม่นั้น โดยถ้าระบบอยู่ในสภาวะล็อกแล้ว เฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวีซีโอจะต้องตรงกัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ LD, ϕ_R และ ϕ_V จะต้องอยู่ในสภาวะ High แต่จะมีช่วง Low ในระยะเวลาสั้น ๆ

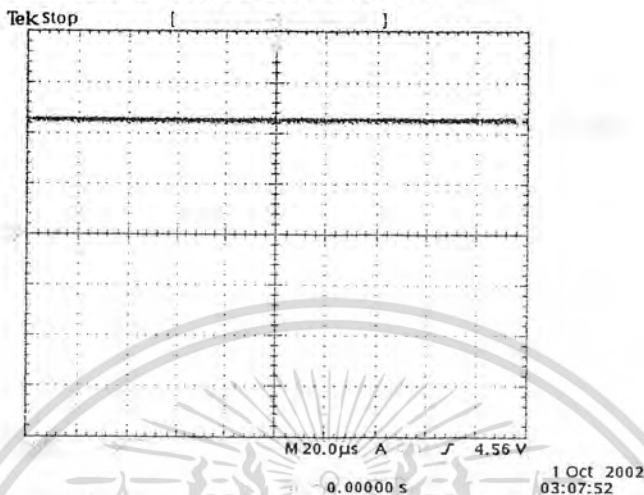


รูปที่ 4.15 CH1 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาร่วมกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 CH2 แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7
 Ref1 แสดงสัญญาณ ϕ_V ที่ขา 8

4.8 วงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากสัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทคเตอร์ เพื่อเอาไปใช้ควบคุมออสซิลเลเตอร์เพื่อคงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้



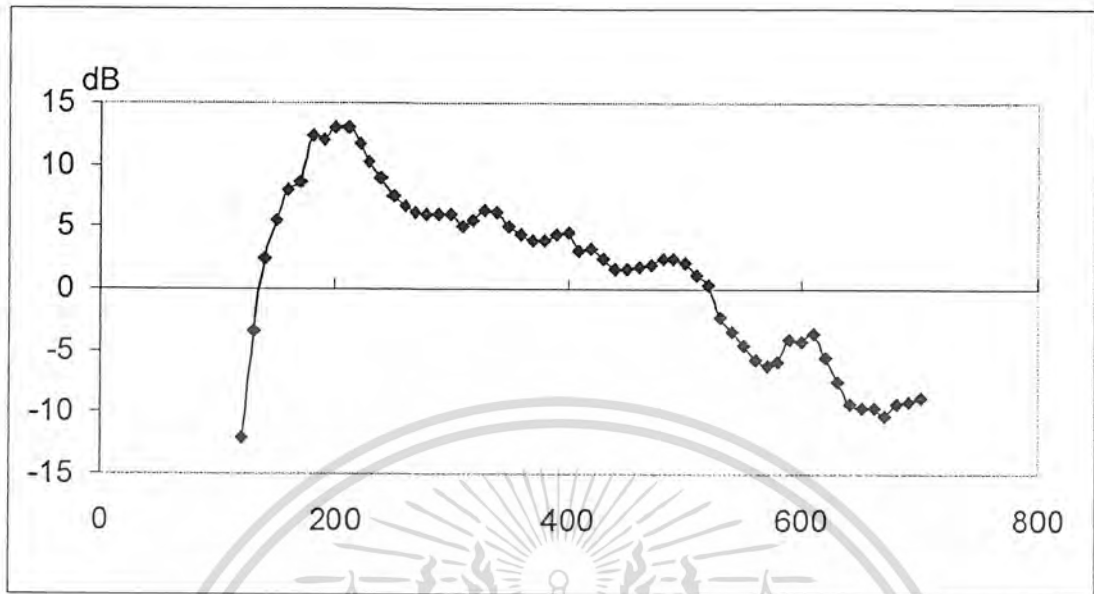
รูปที่ 4.16 แสดงเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรรูปฟิลเตอร์

ภาครับ

4.9 วงจรขยายสัญญาณความถี่สูง

ความถี่(MHZ)	กำลังขยาย(dB)	ความถี่(MHZ)	กำลังขยาย(dB)	ความถี่(MHZ)	กำลังขยาย(dB)
120	-12.03	310	5.02	500	2.06
130	-3.37	320	5.48	510	1.06
140	2.48	330	6.33	520	-0.32
150	5.51	340	6.18	530	-2.21
160	8.06	350	5.10	540	-3.42
170	8.67	360	4.39	550	-4.62
180	12.38	370	3.97	560	-5.77
190	12.09	380	3.92	570	-6.12
200	12.98	390	4.46	580	-5.83
210	13.03	400	4.59	590	-4.14
220	11.74	410	3.03	600	-4.26
230	10.24	420	3.21	610	-3.63
240	8.95	430	2.38	620	-5.56
250	7.57	440	1.58	630	-7.47
260	6.67	450	1.64	640	-9.35
270	6.24	460	1.86	650	-9.54
280	6.09	470	2.02	660	-9.62
290	6.03	480	2.43	670	-10.24
300	5.98	490	2.45	680	-9.23

ตารางที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังขยายเทียบกับความถี่



รูปที่ 4.17 แสดงคุณสมบัติของวงจรมายสัญญาณความถี่สูง

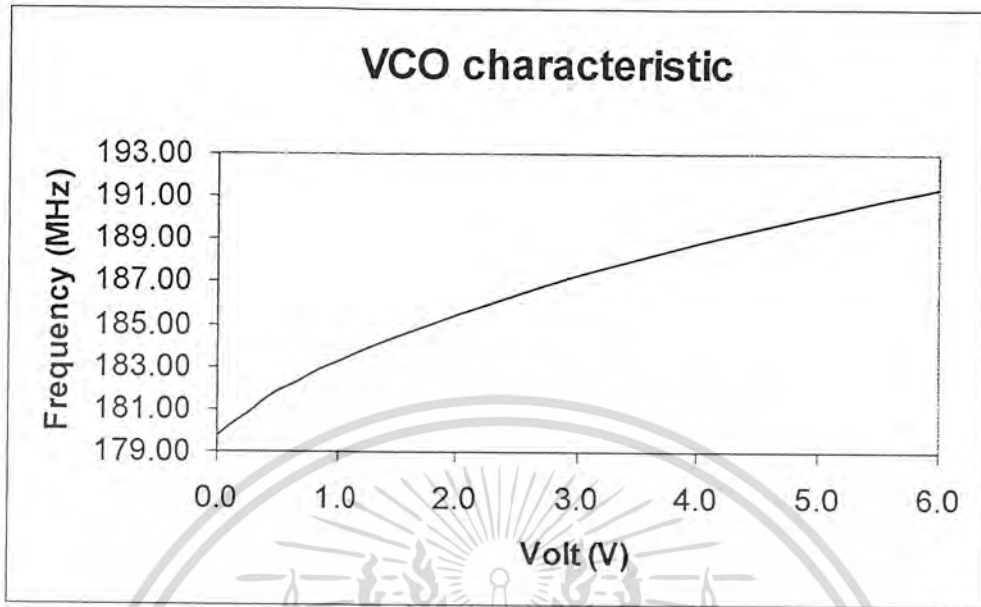
4.10 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 189.3 เมกกะเฮิรตซ์

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHZ)
0.0	179.78
0.5	181.81
1.0	183.26
1.5	184.43
2.0	185.46
2.5	186.41
3.0	187.28
3.5	188.08
4.0	188.81
4.5	189.51
5.0	190.18
5.5	190.83
6.0	191.43

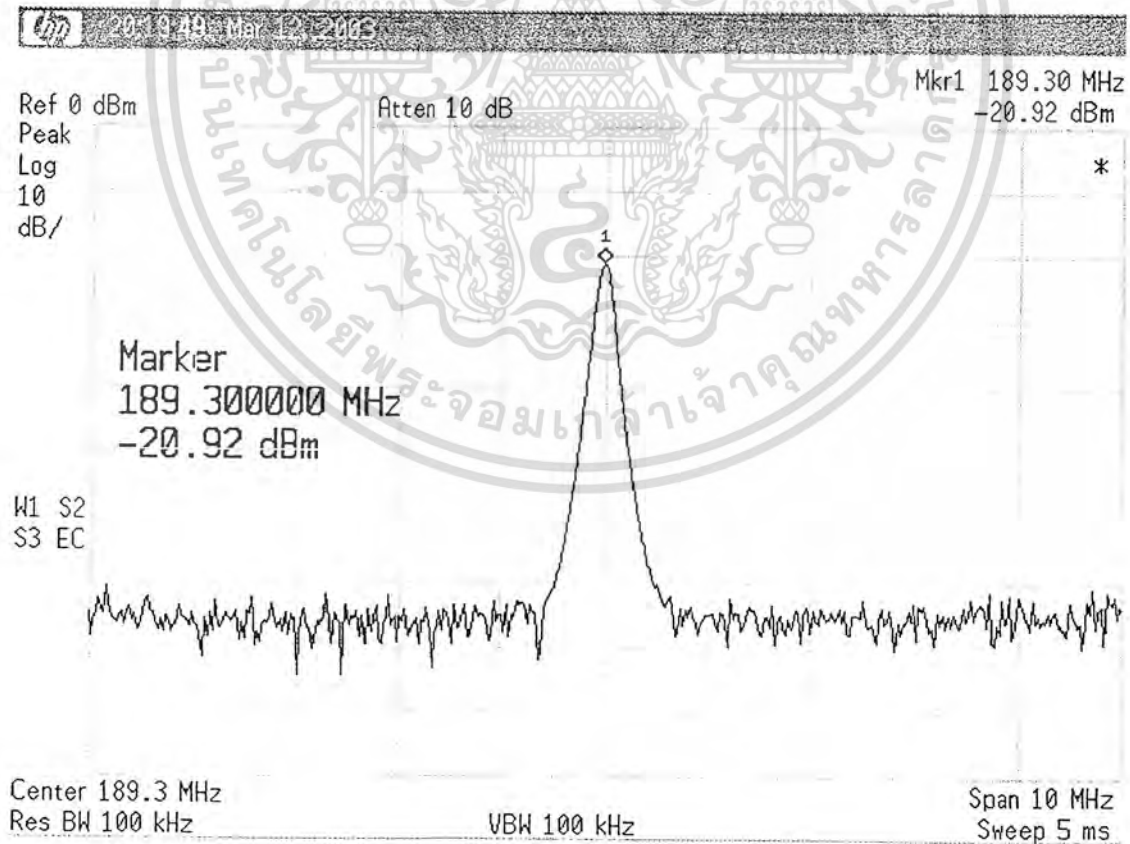
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อมูลทางวิศวกรรมที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 189.3 MHz



รูปที่ 4.18 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 189.3 MHz

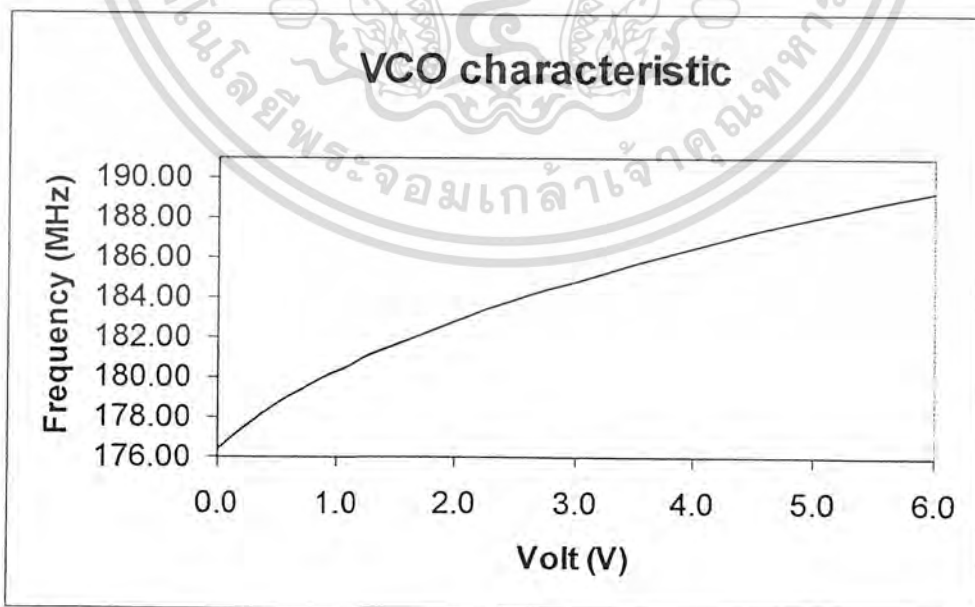


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.19 แสดงสเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 189.3 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

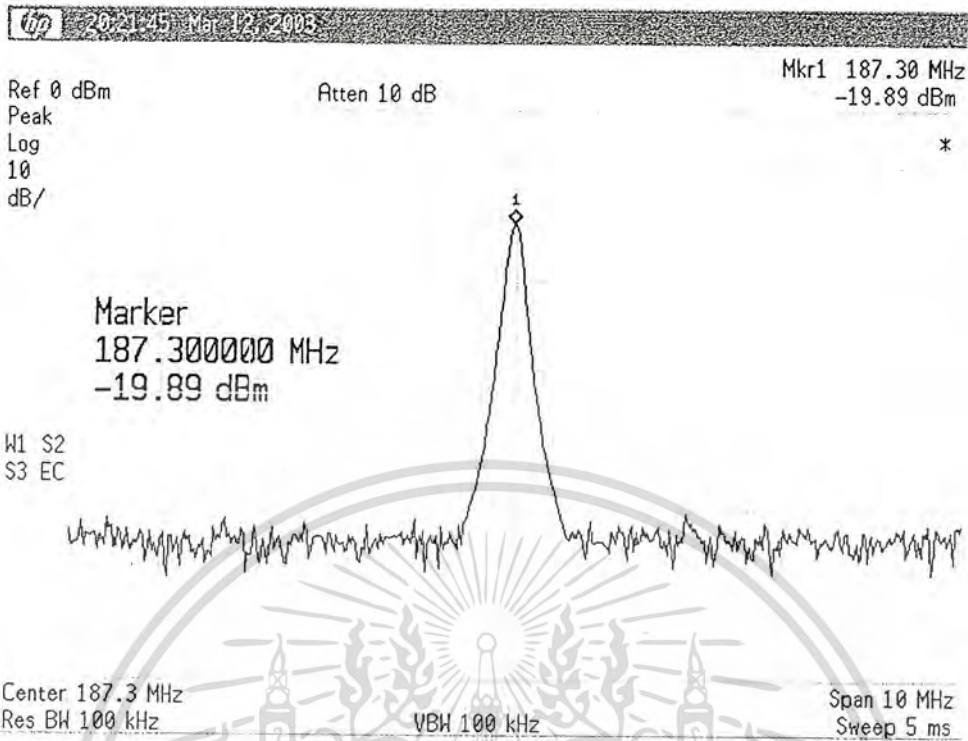
4.11 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 187.3 เมกะเฮิรตซ์

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHZ)
0.0	176.41
0.5	178.66
1.0	180.29
1.5	181.64
2.0	182.84
2.5	183.89
3.0	184.84
3.5	185.74
4.0	186.54
4.5	187.29
5.0	187.99
5.5	188.66
6.0	189.29

ตารางที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวีซีโอ 187.3 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.20 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 187.3 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 แสดงสเปกตรัมของวิธีโอควมถี่ 187.3 MHz

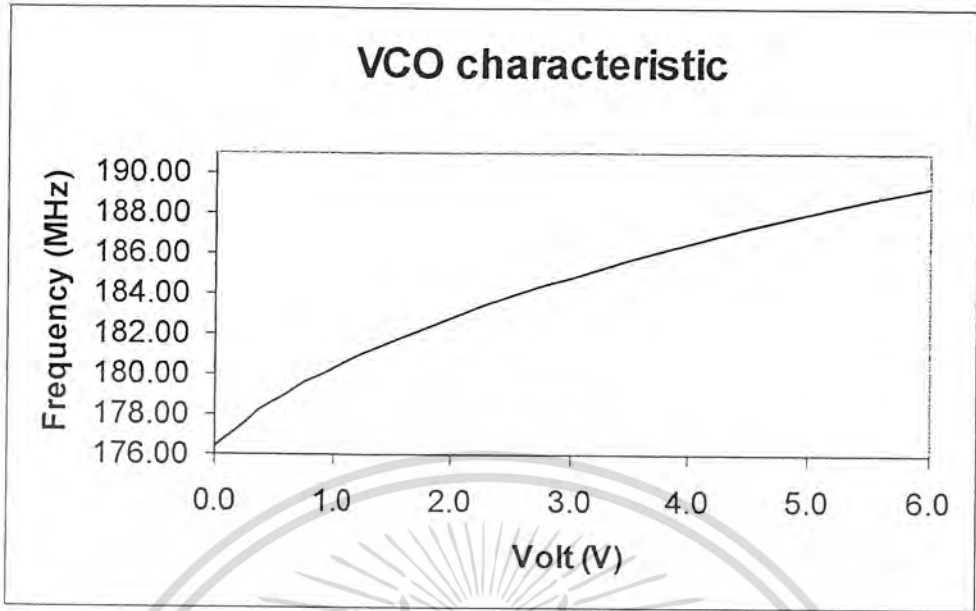
4.12 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) ความถี่ 185.3 เมกกะเฮิร์ตซ์

แรงดันควบคุม (Volt)	ความถี่ (MHz)
0.0	174.61
0.5	176.81
1.0	178.48
1.5	179.83
2.0	181.01
2.5	182.08
3.0	183.08
3.5	184.01
4.0	184.86
4.5	185.68
5.0	186.51
5.5	187.26
6.0	188.03

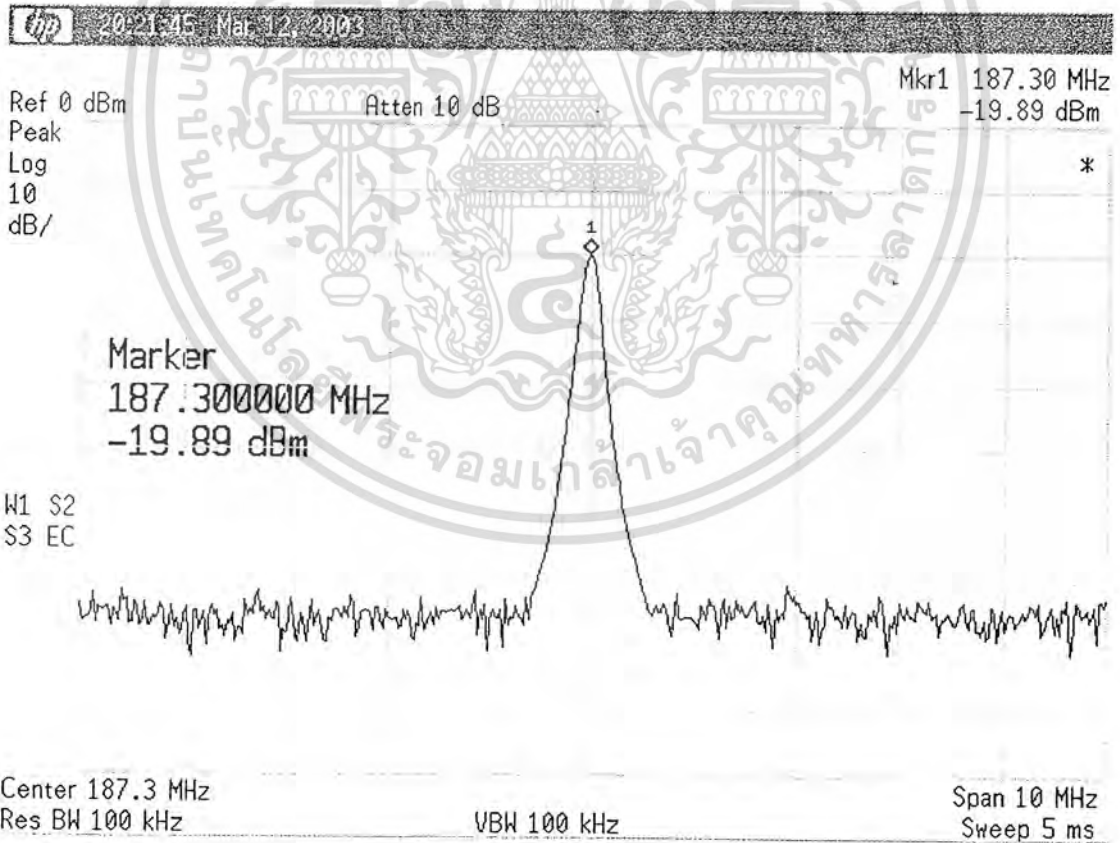
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับความถี่ของวิธีโอ 185.3 MHz



รูปที่ 4.22 แสดงคุณสมบัติของวีซีโอ 185.3 MHz

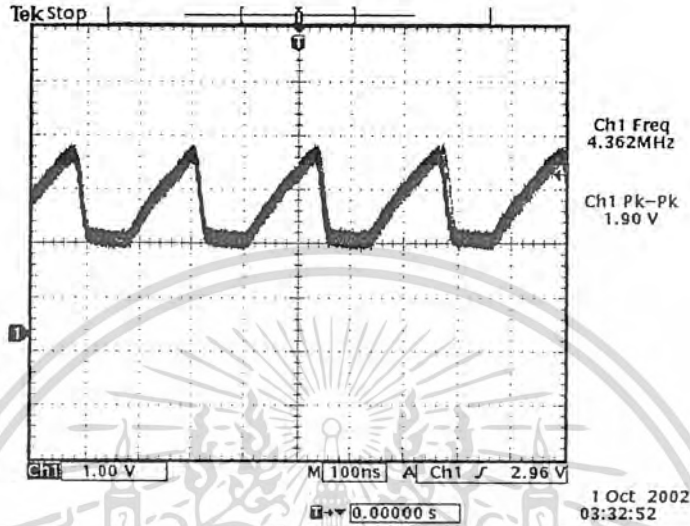


รูปที่ 4.23 แสดงสเปกตรัมของวีซีโอความถี่ 185.3 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.13 วงจร MC12017

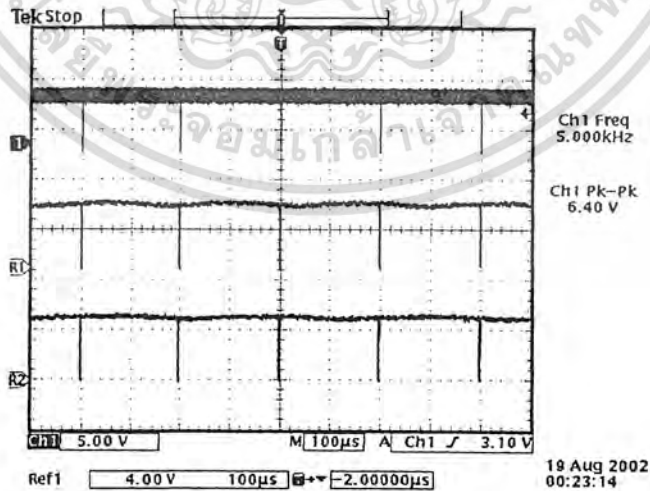
วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัสจะเป็นการทำงานร่วมกันไอซี MC12017 และ MC145152 โดยที่ ไอซี MC12017 จะทำการหารความถี่ของวงจรเอาต์พุตจากวงจรวิธีโอด้วยค่า 64/65 ก่อนเข้าไอซี MC145152



รูปที่ 4.24 แสดงเอาต์พุตของวงจร MC12017

4.14 วงจร MC145152

การที่จะตรวจสอบว่าวงจรสังเคราะห์ความถี่อยู่ในสถานะล็อกหรือไม่นั้น โดยถ้าระบบอยู่ในสถานะ ล็อกแล้ว เฟสของสัญญาณอ้างอิง และเฟสของสัญญาณวิธีโอจะต้องตรงกัน โดยดูได้จากขาสัญญาณ LD, ϕ_R และ ϕ_V จะต้องอยู่ในสถานะ High แต่จะมีช่วง Low ในระยะเวลาสั้นๆ

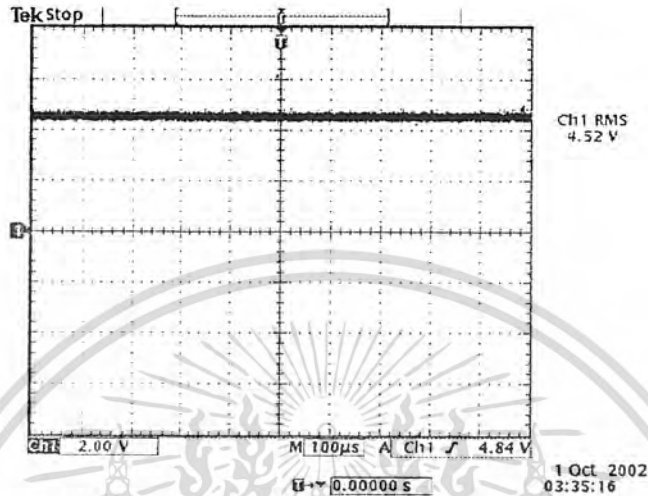


รูปที่ 4.25 CH1 แสดงสัญญาณ LD ที่ขา 28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภา **CH2** แสดงสัญญาณ ϕ_R ที่ขา 7 ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัด **Ref1** แสดงสัญญาณ ϕ_V ที่ขา 8 เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.15 วงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์จะทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ต่ำออกจากเพื่อเอาไปใช้ควบคุมออสซิลเลเตอร์เพื่อคงค่าความถี่ที่เราต้องการไว้ได้สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์

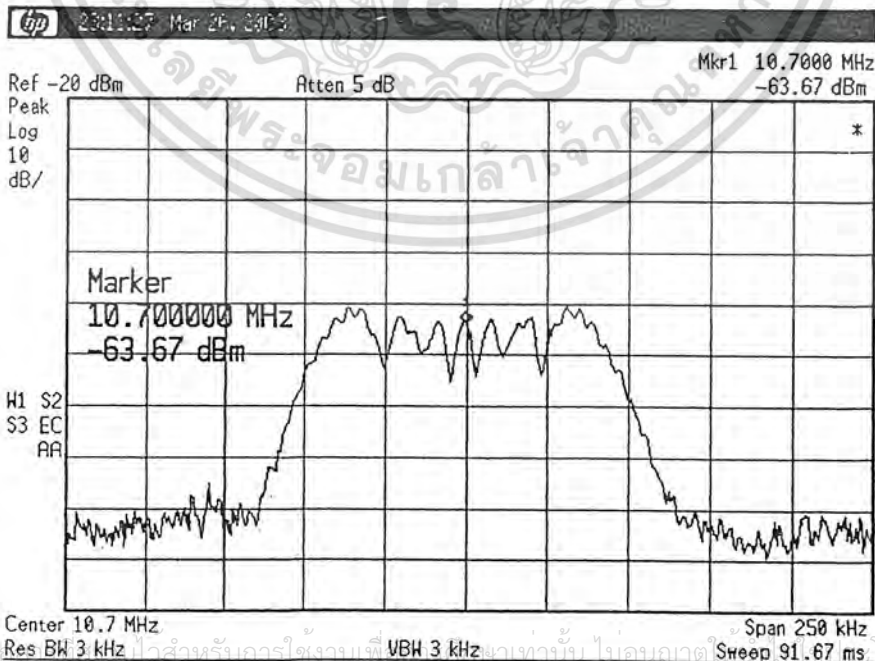


รูปที่ 4.26 แสดงเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรูปฟิลเตอร์

4.16 วงจร MC13135

วงจร MC13135 เป็นวงจรตรวจจับสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้หลักการของ Double Down Converter คือทำการลดความถี่ของสัญญาณเอฟเอ็มลงครึ่ง คือ สดลงมาที่ 10.7 MHz และที่ 455 kHz ถ้าดับ จากนั้นก็จะทำการตรวจจับสัญญาณเอฟเอ็ม ที่ความถี่ 455 kHz

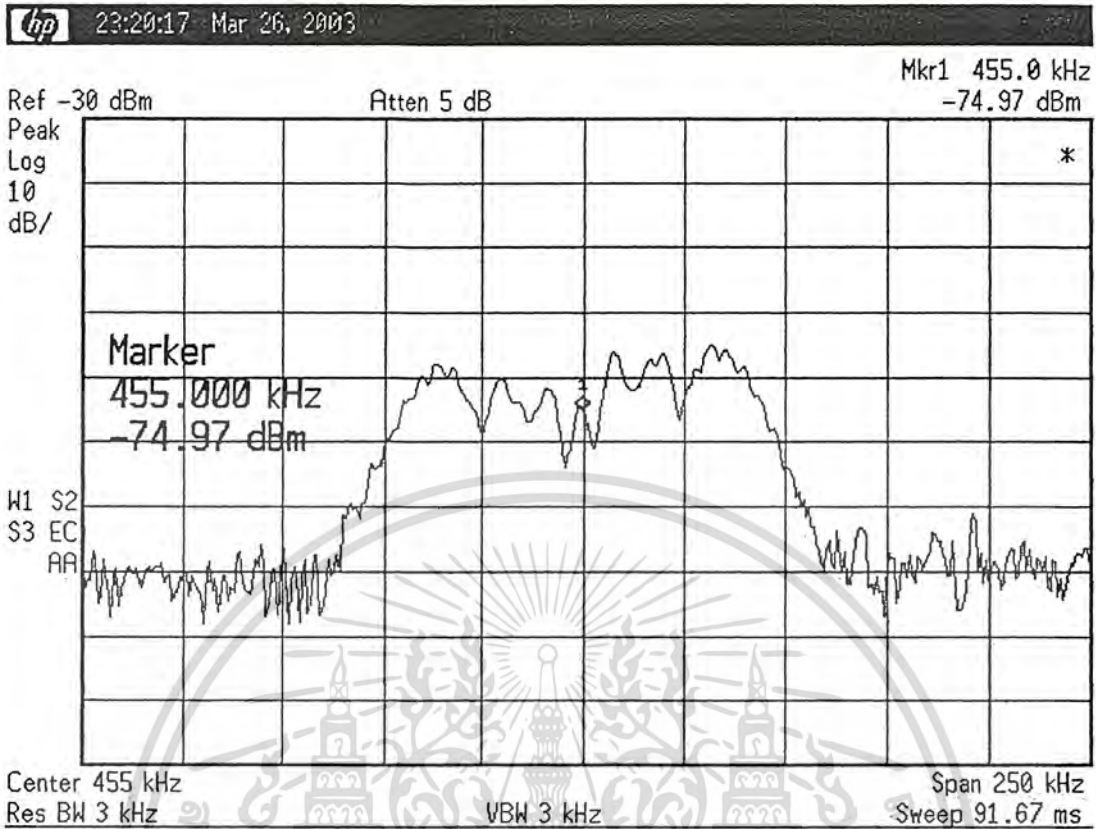
ตาม



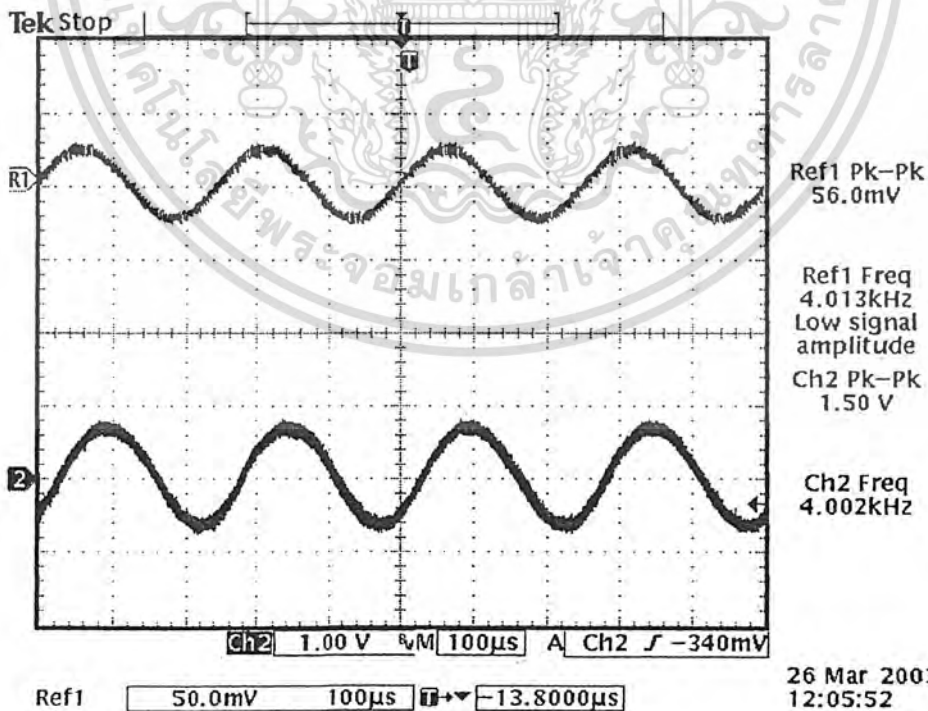
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ห้ามเผยแพร่โดยไม่อนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

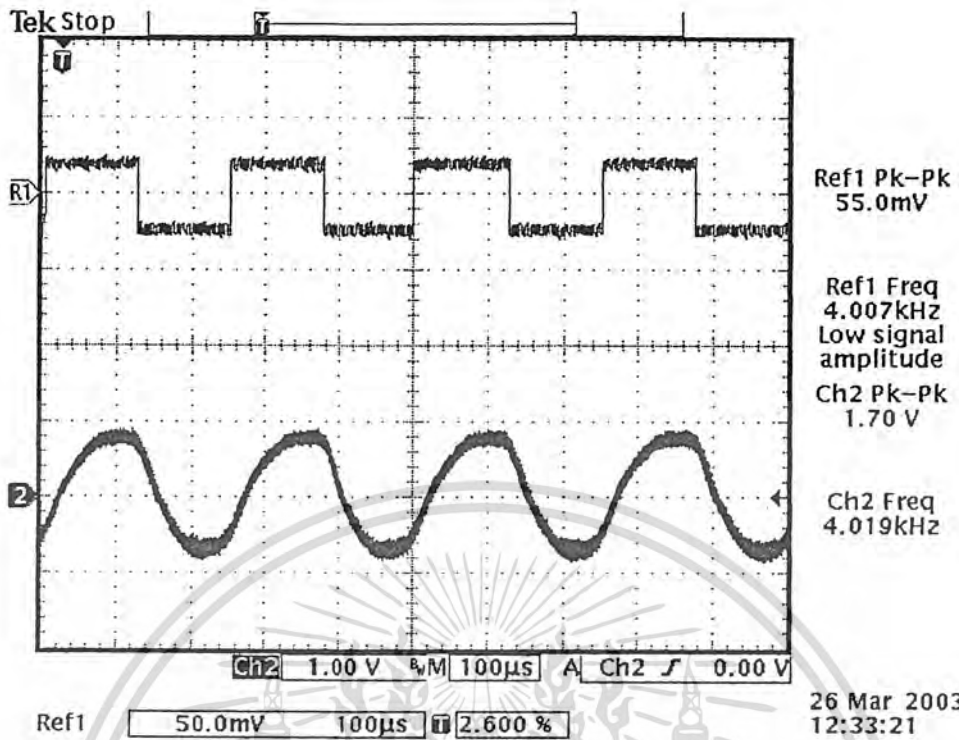
รูปที่ 4.27 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกลดความถี่มาที่ 10.7 MHz



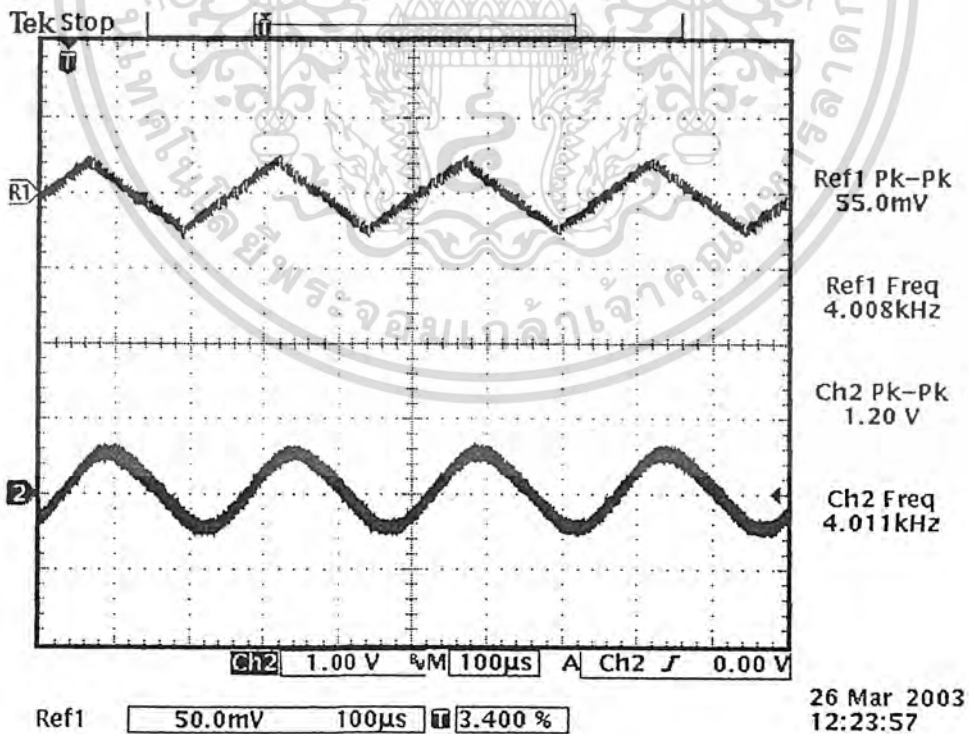
รูปที่ 4.28 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกลดความถี่มาที่ 455 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.29 CH1 สัญญาณอินพุตรูปไซน์ทางด้านภาคส่ง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 CH2 สัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ทางด้านภาครับ



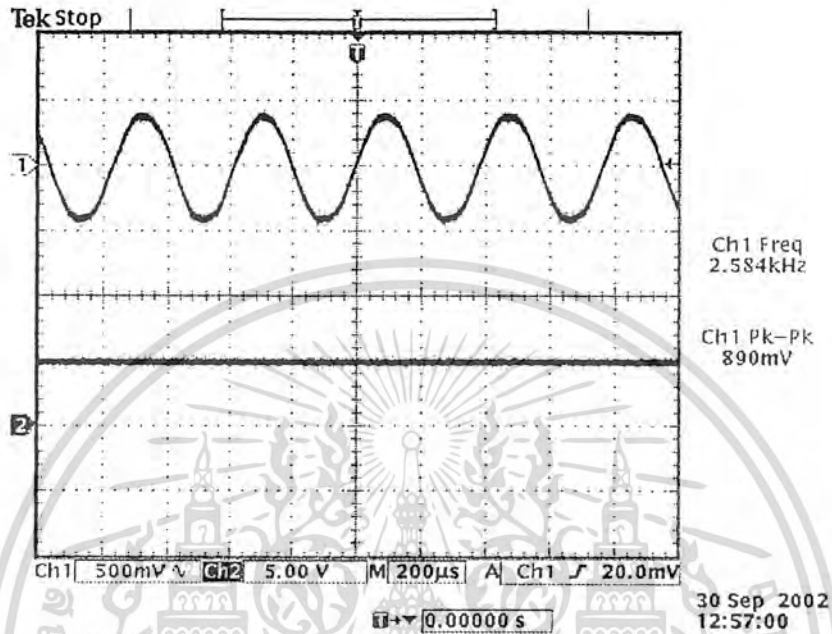
รูปที่ 4.30 CH1 สัญญาณอินพุตรูปสี่เหลี่ยมทางด้านภาคส่ง
CH2 สัญญาณเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมทางด้านภาครับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.31 CH1 สัญญาณอินพุตรูปสามเหลี่ยมทางด้านภาคส่งไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ CH2 สัญญาณเอาต์พุตรูปสามเหลี่ยมทางด้านภาครับ ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

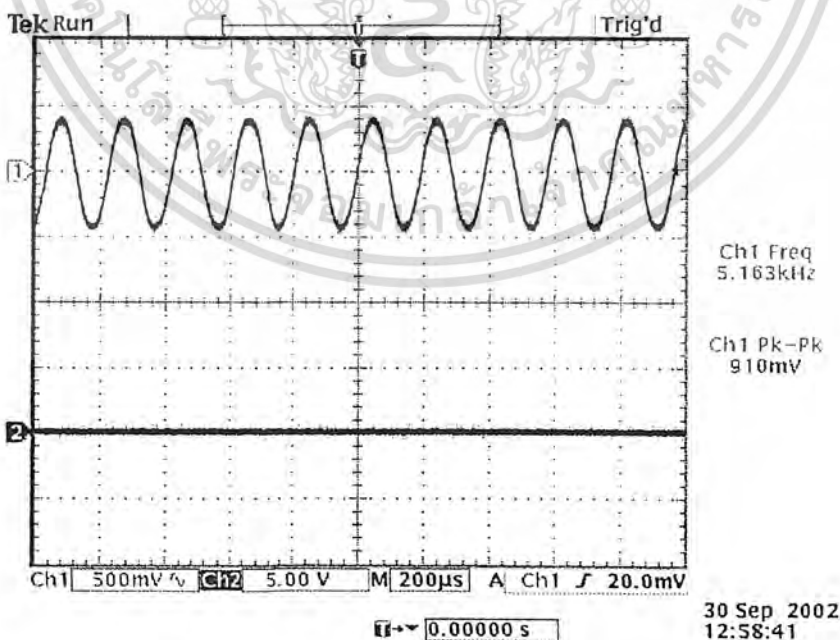
4.17 วงจรพีริแควนซ์ซิปท์คีย์อิ่งคิมอูเลเตอร์

ในที่นี้ได้ใช้ไอซี XR2211 เป็นตัวคิมอูเลตสัญญาณ FSK โดยตามที่ได้ออกแบบค่า R และ C ไว้แล้ว (ในบทที่3) จะได้เอาต์พุตตามรูป



รูปที่ 4.32 CH1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปไซน์ความถี่ 2.6 kHz

CH2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นลอจิก "1"

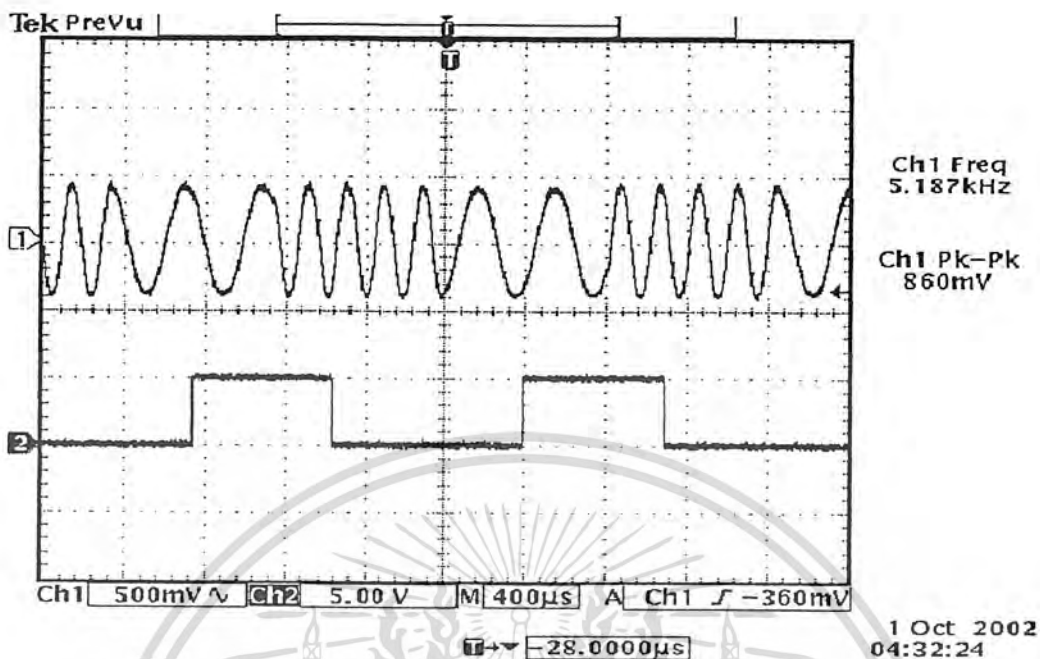


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

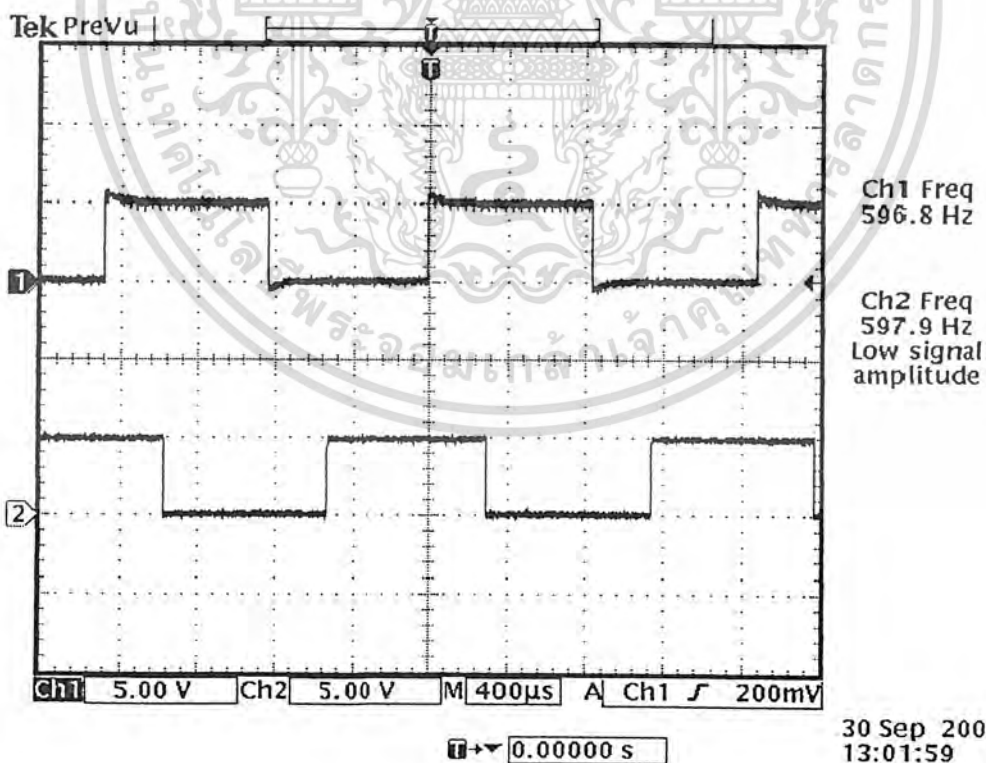
รูปที่ 4.33 CH1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เป็นรูปไซน์ความถี่ 5.2 kHz

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CH2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นลอจิก "0"



รูปที่ 4.34 CH1 สัญญาณอินพุตของวงจร FSK Demodulator
CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร FSK Demodulator



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.35 CH1 สัญญาณอินพุตของวงจร FSK Modulator ในหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ CH2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร FSK Demodulator ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

เนื่องจาก ปริมาณพันธูชนีเป็นการพัฒนาห้องปฏิบัติการทางเสียงไร้สาย และทางผู้ร่วมงานได้เลือกใช้การมอดูเลตทางความถี่ในการส่งสัญญาณ และสัญญาณที่นำมามอดูเลต จะเป็นสัญญาณเสียงที่มนุษย์สามารถรับได้ (ย่านความถี่ 20 – 20000 เฮิร์ต) นอกจากนี้ยังใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ ในการควบคุมเครื่องลูกที่จะรับสัญญาณกระจายเสียงหรือสัญญาณที่ใช้ติดต่อกับเครื่องแม่

จากการที่ได้ทำการทดลองต่อวงจรต่าง ๆ ส่วนใหญ่ผลการทดลองที่ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ และเมื่อลองใช้ทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณแบบไร้สายปรากฏว่าสามารถส่งได้ไกลถึง 10 เมตร และปัญหาต่าง ๆ ที่พบในการทดลอง คือ วงจรส่งเคราะห์ความถี่ได้มีการส่งเคราะห์ความถี่ที่ไม่ต้องการออกมาด้วย และความถี่ที่ไม่ต้องการเหล่านั้นมีความถี่ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ ทำให้การนำไปมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารแล้วทำให้สัญญาณที่มอดูเลตออกมาเกิดการบิดเบี้ยว ส่งผลให้สัญญาณที่ผู้ได้ตอนท้ายเกิดความเพี้ยนด้วย และการสร้างวงจรขยายสัญญาณความถี่สูงค่าของอุปกรณ์ที่คำนวณออกมาได้อาจมีความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการประมาณค่า จึงไม่สามารถหาอุปกรณ์ที่มีค่าคงที่แน่นอนมาใช้ได้ จึงเห็นได้ว่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรนี้จะมีบางส่วนเป็นแบบปรับค่าได้วงจรขยายตรงลำโพงมีการขยายสัญญาณส่วนที่ไม่ต้องการ และอีกหนึ่งปัญหาที่พบ คือ ไอซีที่ใช้คิมมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม จะสามารถคิมมอดูเลตได้ในช่วง 300 Hz – 8 kHz ดังนั้นเราจึงเลือกความถี่ Mask และ Space ของเอฟเอ็มเป็น 2.5 kHz, 5kHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่หูคนได้ยิน และเราต้องทำการส่งรหัสเป็นเอฟเอ็มแอสเคทแทรกกลงในสัญญาณกระจายเสียง ดังนั้น เวลาที่เครื่องแม่ส่งรหัสเลือกเครื่องลูกที่จะติดต่ เราจะได้ยินเสียงของเอฟเอ็มแอสเคด้วย

สำหรับแนวทางในการพัฒนาต่อไป มีดังนี้ เนื่องจากวงจรที่ใช้ในโครงงานนี้ยังไม่มีการใช้วงจรขยายกำลังงาน ดังนั้น ถ้าต้องการให้อุปกรณ์นี้ส่งได้ไกลขึ้นกว่าเดิม (10 เมตร) ก็สร้างวงจรขยายกำลังงานติดตั้งเพิ่ม และถ้าเราสามารถสร้างระบบแบคเตอร์ี่ให้เป็นแบบพกพาได้ ก็สามารถนำอุปกรณ์นี้ไปใช้งานนอกสถานที่ได้ นอกจากนี้ เราสามารถเพิ่มจำนวนลูกได้โดยการเปลี่ยน โปรแกรมของเครื่องแม่กับเครื่องลูก และเราสามารถที่จะประยุกต์อุปกรณ์นี้ให้ใช้งานแบบอื่นได้ เช่น นำไปใช้สร้างเป็นห้องประชุมไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมของเครื่องแม่

```

ORG    0000H
CODE1  EQU    71H
CODE2  EQU    0D5H
CANCEL_CODE EQU  5BH
SW_A   EQU    P1.0
SW_B   EQU    P1.1
SW_C   EQU    P1.3
SW_D   EQU    P1.2
DIS1_0 EQU    7DH
DIS1_1 EQU    48H
DIS1_2 EQU    3EH
DIS2_0 EQU    0DEH
DIS2_1 EQU    12H
DIS2_2 EQU    0E6H
LJMP   INITIAL
ORG    0003H
LJMP   SW1
ORG    0023H
LJMP   RE_SERIAL
INITIAL:
MOV    R0, #03H
MOV    R7, #00H
MOV    P0, #DIS1_0
MOV    P2, #DIS2_0
SETB   SW_A
CLR    SW_B
CLR    SW_C
SETB   SW_D
MOV    PCON, #00H           ;SET SMOD = 0
MOV    SCON, #50H          ;SET SERIAL MODE1 REN = 1
MOV    TMOD, #20H          ;SET TIMER1 MODE2
MOV    TH1, #0E8H          ;SET 1200 BAUD
SETB   TR1                 ;START TIMER1
MOV    IE, #91H            ;OPEN INTERRUPT INTO,INT1,SERIAL
MOV    IP, #10H            ;HIGH PRIORITY IS SERIAL
SETB   ITO
SETB   IT1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากท่านใดคัดลอกหรือดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MAIN:      JB      P3.5,MAIN          ;P3.5 IS SW_3
           CALL   DEPLAY20MS        ;R0 IS COUNT OF NUMBER
           JB      P3.5,TON          ;#3FH IS DISPLAY NUMBER 0
           SJMP   MAIN              ;#0CH IS DISPLAY NUMBER 1
TON:       DJNZ   R0,TON1           ;#76H IS DISPLAY NUMBER 2
           MOV    PO,#DIS1_0
           MOV    RO,#03H
           JMP    MAIN
TON1:      CJNE   RO,#02H,TON2
           MOV    PO,#DIS1_1
           JMP    MAIN
TON2:      CJNE   RO,#01H,TON3
           MOV    PO,#DIS1_2
TON3:      JMP    MAIN

:$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$ INTERRUPT INTO $$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$

SW1:      MOV    R3,#04H            ;R3 IS SEND CODE 3 TIMES
           CJNE   RO,#02H,CO
           JMP    S
CO:        CJNE   RO,#01H,CO1
           JMP    S1
CO1:      CJNE   RO,#03H,CO2
           JMP    S2
CO2:      RETI

:~::~::~::~::~::~::~: SEND CODE 1 :~::~::~::~::~::~:

S:         CLR    SW_A
           SETB   SW_B
           CLR    SW_C
           SETB   SW_D
           LCALL  DELAY20MS
COS:      CLR    ES
           MOV    SBUF,#CODE1
WAIT:     JNB    TI,WAIT
           CLR    TI
           SETB   ES
           CALL   DELAY20MS
           DJNZ   R3,COS

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุที่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

SETB  SW_A
CLR   SW_B
CLR   SW_C
SETB  SW_D
MOV   P2,#DIS2_0
RETI

```

```

::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
SEND CODE 2
::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::

```

```

S1:      CLR   SW_A
          SETB  SW_B
          CLR   SW_C
          SETB  SW_D
          LCALL DELAY20MS
COS1:    CLR   ES
          MOV   SBUF,#CODE2
WAIT1:   JNB   TI,WAIT1
          CLR   TI
          SETB  ES
          CALL  DELAY20MS
          DJNZ  R3,COS1
          SETB  SW_A
          CLR   SW_B
          CLR   SW_C
          SETB  SW_D
          MOV   P2,#DIS2_0

```

```

::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
SEND CANCEL_CODE
::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::

```

```

S2:      SETB  SW_A
          CLR   SW_B
          SETB  SW_C
          CLR   SW_D
          LCALL DELAY20MS
COS2:    CLR   ES
          MOV   SBUF,#CANCEL_CODE

```

```

WAIT2:   JNB   TI,WAIT2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับโรงเรียนเอกชนศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CLR    TI
SETB   ES
CALL   DELAY20MS
DJNZ   R3,COS2
SETB   SW_A
CLR    SW_B
CLR    SW_C
SETB   SW_D
MOV    R0,#03H
MOV    P2,#DIS2_0
RETI

```

```

;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::

```

```

;$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$$

```

```

;////////////////////////////////////// INTERRUPT_SERIAL ////////////////////////////////////////

```

```

RE_SERIAL:  CLR    RI
            MOV    A,SEUF
            CJNE   R7,#00H,K1
            INC    R7
            MOV    R4,A
            JMP    RE_SERIAL
K1:         CJNE   R7,#01H,K2
            INC    R7
            MOV    R5,A
            JMP    RE_SERIAL
K2:         CJNE   R7,#02H,KA
            INC    R7
            MOV    R4,A
            JMP    K4
KA:         MOV    R7,#00H
            RETI
K4:         CJNE   R4,#CODE1,K5
            CJNE   R5,#CODE1,K5
            MOV    P2,#DIS2_1
            MOV    R7,#00H

```

```

RETI

```

```

K5:         CJNE   R4,#CODE2,K6

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมของเครื่องลูก

```
ORG 0000H
LJMP INITIAL
ORG 0003H
LJMP SW
CODE1 EQU 52H
CODE2 EQU 52H
CODE3 EQU 50H
CODE4 EQU 58H
SLAVE_CODE1 EQU 0D5H
CANCEL_CODE EQU 5BH
SW_A EQU P1.0
SW_B EQU P1.1
RELAY EQU P3.5
LED1 EQU P1.3
LED2 EQU P1.5
INITIAL: CLR LED1
CLR LED2
CLR RELAY
CALL DELAY1S
CLR SW_A
CLR SW_B
MOV P0,#CODE1
MOV P2,#CODE2
MOV PCON,#00H
MOV SCON,#50H
MOV TMOD,#20H
MOV TH1,#0E8H
SETB TR1
MOV IE,#81H
MOV R6,#00H
MAIN JNB RI,MAIN
CLR RI
MOV A,SBUF
CJNE R6,#00H,K
MOV R4,A
INC R6
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดหรือต้องการแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        JMP     MAIN
K:      CJNE   R6, #01H, K1
        MOV    R5, A
        INC   R6
        JMP   MAIN
K1:     CJNE   R6, #02H, K2
        MOV    R4, A
        MOV    R6, #00H
        JMP   K3
K2:     MOV    R6, #00H
        JMP   MAIN
K3:     CJNE   R4, #SLAVE_CODE1, K5
        CJNE   R5, #SLAVE_CODE1, K5
        LJMP  C0
K5:     CJNE   R4, #CANCEL_CODE, K6
        CJNE   R5, #CANCEL_CODE, K6
        LJMP  C01
K6:     LJMP  MAIN
C0:     MOV    P0, #CODE3
        MOV    P2, #CODE4
        SETB  RELAY
        CALL  DELAY1S
        CLR   LED1
        SETB  LED2
        SETB  SW_B
        CLR   SW_A
        JMP   MAIN
C01:    MOV    P0, #CODE1
        MOV    P2, #CODE2
        CLR   RELAY
        CALL  DELAY1S
        CLR   LED1
        CLR   LED2
        CLR   SW_A
        CLR   SW_B
        JMP   MAIN

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

// INTERRUPT_INT0 //

```
SW:      MOV    R3,#0AH
          SETB  RELAY
          CALL  DELAY1S
          SETB  SW_A
          CLR   SW_B
          LCALL DELAY20MS
          LCALL DELAY20MS
          LCALL DELAY20MS
COS:     MOV    SBUF,#SLAVE_CODE1
WAIT:    JNB   TI,WAIT
          CLR   TI
          CALL  DELAY20MS
          DJNZ  R3,COS
          CLR   RELAY
          CALL  DELAY1S
          SETB  LED1
          CLR   LED2
          CLR   SW_A
          SETB  SW_B
          RETI
```

//

:::::::::::::::::::::::::::::::::::: LOOP DELAY20MS ::::::::::::::::::::::::::::::

```
DELAY20MS: MOV    R1,#0CH
DEL2:     MOV    R2,#00H
DEL1:     DJNZ  R2,DEL1
          DJNZ  R1,DEL2
          RET
```

::::::::::::::::::::::::::::::::::::

:::::::::::::::::::::::::::::::::::: LOOP DELAY1S ::::::::::::::::::::::::::::::

```
DELAY1S:  MOV    R0,#08H
DE3:     MOV    R1,#00H
DE2:     MOV    R2,#00H
DE1:     MOV    R2,DE2
          DJNZ  R1,DE2
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DJNZ RO,DE3

RET



END



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] วิวัฒน์ กิรานนท์. วิศวกรรมการสื่อสาร. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ:อักษรสยามการพิมพ์, 2542.
- [2] สมยศ จุณณะปิยะ. การประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ: 2543.
- [3] ถวิล พึ่งมา. การออกแบบวงจรทางโทรคมนาคม. กรุงเทพฯ.
- [4] สุชาติ กังวารจิตต์. เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร. กรุงเทพฯ:ซีเอ็ด ยูเคชั่น, 2541.
- [5] วรณภา เลาวาณิชกุล และวิภาดา หัวใจแก้ว. “เครื่องกำเนิดสัญญาณโดยวิธีสังเคราะห์ความถี่” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.
- [6] Guillermo Gonzalez. MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS Analysis and Design. New Jersey:Prentice-Hall, Inc., Engwood Cliffs, 1984.
- [7] Chris Bowick. RF CIRCUIT DESIGN. Eighth Printing. Howard W. Sams & Company, 1990.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้