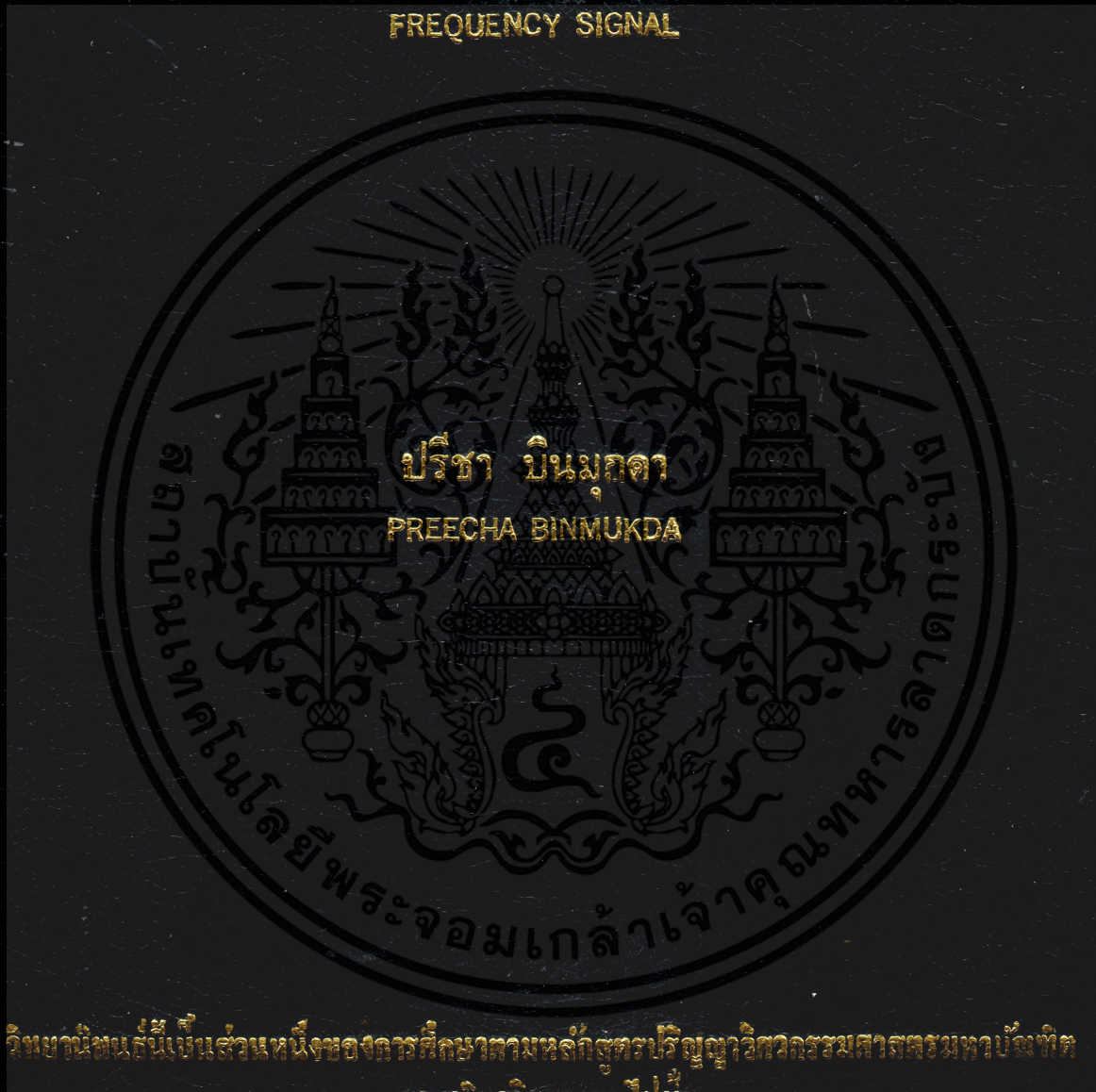


ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำหลายช่อง

MULTI CHANNELS DIGITAL WIRELESS TRANSMISSION FOR LOW
FREQUENCY SIGNAL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษากฎเกณฑ์การปฏิรูปอุตสาหกรรมสารสนเทศ
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-397-8

ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำหลายช่อง

MULTI CHANNELS DIGITAL WIRELESS TRANSMISSION FOR LOW
FREQUENCY SIGNAL



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974 - 648 - 397 - 8

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 40605
วัน, เดือน, ปี 18 ต.ค. 2544

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MULTI CHANNELS DIGITAL WIRELESS TRANSMISSION FOR LOW
FREQUENCY SIGNAL**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERIG IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2001

ISBN 974 - 648 - 397 - 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES



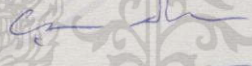

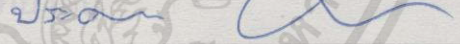
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำหลายช่อง
MULTI CHANNELS DIGITAL WIRELESS TRANSMISSION FOR
LOW FREQUENCY SIGNAL

ชื่อนักศึกษา นายปรีชา บินมุกดา
รหัสประจำตัว 40061080
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ประภากร สุวรรณะ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.สุรพันธุ์ เอื้อไพบูลย์	
ดร.กิตติพล ชิตสกุล	
ดร.ยุทธนา ลิดใจเดียว	
รศ.ดร.มนัส สัจวารศิลป์	
ผศ.ประภากร สุวรรณะ	

วัน/เดือนปี ที่สอบ 26 กรกฎาคม 2544 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-403)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัทธู)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 3 เดือน กรกฎาคม พ.ศ. 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำหลายช่อง
นักศึกษา	นายปรีชา บินมุกดา
รหัสประจำตัว	40061080
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ประภากร สุวรรณะ

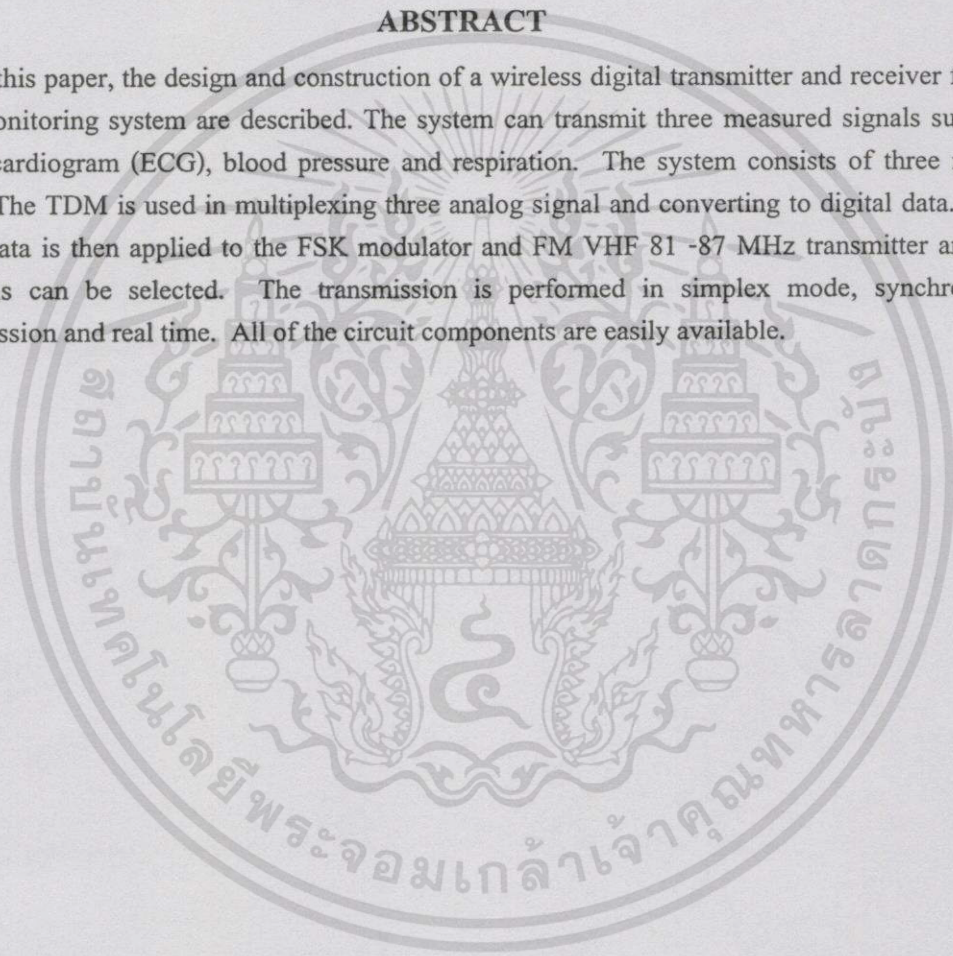
บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอการออกแบบสร้างระบบส่งและระบบรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายแบบเชิงเลข สำหรับใช้ในห้องไอซียูแบบไร้สาย โดยสามารถส่งสัญญาณตรวจวัดผู้ป่วยได้พร้อมกัน 3 สัญญาณ ได้แก่ คลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ECG), ความดันโลหิต และการหายใจ เป็นต้น การออกแบบระบบมี 3 ส่วนหลัก คือ ภาคการมอดูเลตพัลส์โดยการแบ่งเวลา (TDM) เพื่อรวมสัญญาณเชิงอุปมาน 3 สัญญาณเข้าด้วยกันและเปลี่ยนเป็นสัญญาณเชิงเลข ภาคการมอดูเลตแบบเอฟเอสเคและภาคการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มเพื่อใช้ส่งแบบไร้สายโดยใช้คลื่นพาห์ 81 - 87 เมกะเฮิร์ตซ์ จำนวน 25 ช่องความถี่ ทำการรับส่งไร้สายแบบทิศทางเดียวโดยส่งแบบเข้าจังหวะกัน แบบเวลาจริง ใช้อุปกรณ์ที่หาได้ง่าย

Thesis Title Multi Channels Digital Wireless Transmission for Low Frequency Signal
Student Mr.Preecha Binmukda
Student ID. 40061080
Degree Master of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 2001
Thesis Advisor Asst.Prof.Prapakorn Suwanna

ABSTRACT

In this paper, the design and construction of a wireless digital transmitter and receiver for an ICU monitoring system are described. The system can transmit three measured signals such as electrocardiogram (ECG), blood pressure and respiration. The system consists of three major parts. The TDM is used in multiplexing three analog signal and converting to digital data. The serial data is then applied to the FSK modulator and FM VHF 81 -87 MHz transmitter and 25 channels can be selected. The transmission is performed in simplex mode, synchronous transmission and real time. All of the circuit components are easily available.



กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิจัยและวิทยานิพนธ์ เรื่อง “ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับสัญญาณความถี่ต่ำหลายช่อง” ข้าพเจ้าได้รับความช่วยเหลือจากบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.กิติพล ชิตสกุล หัวหน้าภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ได้สอนวิชา Biomedical ให้แก่ข้าพเจ้า

2. ผศ.ประภากร สุวรรณ อาจารย์ประจำภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ข้าพเจ้า ได้ให้คำแนะนำและช่วยแก้ปัญหาต่างๆจนบรรลุผลสำเร็จด้วยดีตลอดมา ตลอดจนช่วยเหลือในเรื่องของอุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่างๆ

3. นายประพัศ ชุ่มชัยรัตน์ นักศึกษาปริญญาโท วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ได้ให้คำแนะนำและติชมต่างๆ

4. นายวุฒิกิจ จิตรวุฒิชิต นักศึกษาปริญญาโท วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ได้ให้คำแนะนำและติชมต่างๆ

5. น.ส.ประวีณา ศิระ วท.ม. เคมีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ช่วยพิมพ์วิทยานิพนธ์ และเป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้าตลอดมา

6. องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ให้ทุนการศึกษาเป็นเวลา 2 ปี โดยได้รับทุนการศึกษาส่วนหนึ่ง

จึงขอแสดงความขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้ โดยเฉพาะอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้า

ปรีชา บินมุกดา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญภาพ.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของงานวิจัย.....	1
1.3 ลักษณะของรูปสัญญาณไฟฟ้าร่างกายต่างๆ.....	2
1.4 โครงร่างของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 การแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลข.....	5
2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ.....	5
2.2 การมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งเวลา.....	7
2.3 ตัวแปลงผันการประมาณค่าสี่บิต.....	8
บทที่ 3 การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม.....	11
3.1 การมอดูเลตเชิงความถี่ (เอฟเอ็ม).....	11
3.2 องค์ประกอบความถี่และแถบความถี่ของเอฟเอ็ม.....	13
3.3 ดีเทกเตอร์แบบควอเดรเจอร์.....	19
3.4 เครื่องรับวงจรรวมเอฟเอ็มเชิงเส้น.....	22
3.4.1 ระบบวงจรรวมเอฟเอ็มไอเอฟกำลังต่ำ.....	22
3.4.2 วงจรขยายไอเอฟ.....	22
3.4.3 ดีเทกเตอร์แบบควอเดรเจอร์.....	23
3.4.4 เอาต์พุตความถี่เสียง.....	24
3.4.5 RSSI.....	25
3.4.6 วงจรรวมมิกเซอร์และออสซิลเลเตอร์.....	25

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (เอฟเอสเค).....	27
4.1 การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่.....	27
4.2 เครื่องส่งเอฟเอสเค.....	28
4.3 การพิจารณาแถบความถี่ของเอฟเอสเค.....	29
4.4 เครื่องรับเอฟเอสเค.....	32
4.5 มินิมัมชิฟท์ที่คีย์อิงเอฟเอสเค.....	33
บทที่ 5 เฟสล็อกกลูป.....	35
5.1 ชนิดของเฟสล็อกกลูป.....	35
5.2 เฟสล็อกกลูปแบบเชิงเส้น.....	35
5.3 เฟสล็อกกลูปแบบเชิงเลข.....	38
5.4 สมรรถนะที่เปลี่ยนแปลงของเฟสล็อกกลูปแบบเชิงเลข.....	40
5.5 การออกแบบเฟสล็อกกลูปแบบเชิงเลข.....	46
5.6 การกำจัดไซด์แบนด์ที่แปลกลดอม.....	51
5.7 การออกแบบวงจรเฟสล็อกกลูป 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์.....	52
5.8 การออกแบบวงจรเฟสล็อกกลูป 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์.....	55
บทที่ 6 การออกแบบ COLPITS/CLAPP VCO ค่า Q สูงทางปฏิบัติ.....	58
6.1 ทฤษฎีพื้นฐาน.....	58
6.2 การออกแบบ VCO.....	59
6.3 ค่า Q ของ L.....	61
6.4 พิจารณาค่าของ C_A, C_B	65
6.5 ค่าของ L.....	67
6.6 ค่าของ C_{VS} ในส่วนของ VCO.....	68
6.6.1 การเลือกวาริแคป ΔC_{VF}	68
6.6.2 การคำนวณหาค่าของ C_{XS}	69
6.7 ส่วนของมอดูเลเตอร์เอฟเอ็ม.....	69
6.8 การปรับค่าเพื่อให้ได้ย่านความถี่ที่ต้องการ.....	70

สารบัญ (ต่อ)

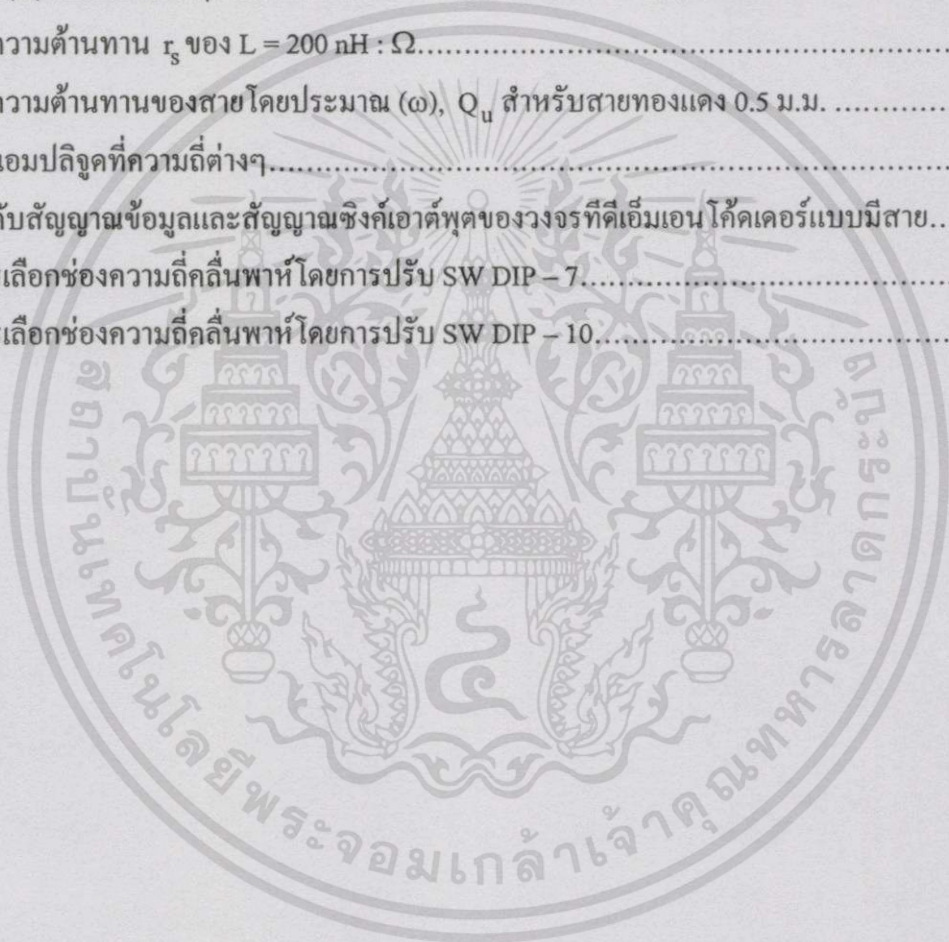
	หน้า
6.8.1 การใช้ C_p เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน.....	71
6.8.2 การใช้ C_s เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน.....	71
บทที่ 7 อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับเอฟเอ็ม.....	73
7.1 กำลังงานของสัญญาณ.....	73
7.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวน.....	73
7.3 อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเอาต์พุต.....	78
7.4 การเปรียบเทียบกับเอเอ็ม.....	79
7.5 เอาต์พุต S/N กับอินพุต C/N ของดีเทกเตอร์เอฟเอ็ม.....	81
บทที่ 8 หลักการทำงานและวงจรของระบบ.....	82
8.1 การทำงานของวงจรภาคส่ง.....	82
8.1.1 การทำงานของวงจรทีดีเอ็มเอ็น ไลค์เคอร์.....	82
8.1.2 การทำงานของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์.....	83
8.1.2.1 กระบวนการของสัญญาณเอฟเอสเค.....	84
8.1.2.2 กระบวนการของสัญญาณเอฟเอสเค.....	85
8.1.3 การทำงานของวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์และเครื่องส่ง.....	86
8.2 การทำงานของวงจรภาครับ.....	87
8.2.1 การทำงานของวงจรเครื่องรับวีเอฟเอฟเอฟเอ็ม.....	87
8.2.2 การทำงานของวงจรดีไลค์เคอร์เอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์ และวงจรแยกซิงค์.....	87
8.2.3 การทำงานของวงจรทีดีเอ็มมัลติเพล็กซ์.....	88
8.3 วงจรภาคส่ง.....	89
8.3.1 วงจรทีดีเอ็มเอ็น ไลค์เคอร์แบบมีสาย.....	89
8.3.1.1 การอธิบายรูปวงจรถ่ายทีดีเอ็มเอ็น ไลค์เคอร์แบบมีสาย.....	90
8.3.2 วงจรทีดีเอ็มเอ็น ไลค์เคอร์แบบไร้สาย.....	93
8.3.3 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์.....	94
8.3.4 วงจรเฟสล็อกกลูบ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ วีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์.....	95

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
8.3.5 วงจรเครื่องส่ง.....	98
8.4 วงจรภาครับ.....	99
8.4.1 วงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็ม.....	99
8.4.2 วงจรเฟสล็อกกลุป 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์.....	100
8.4.3 วงจรดีโค้ดเดอร์เอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์.....	103
8.4.4 วงจรทีดีเอ็มคีมัลติเพล็กซ์แบบไร้สาย.....	104
8.4.5 วงจรทีดีเอ็มคีมัลติเพล็กซ์แบบมีสาย.....	105
8.4.5.1 การอธิบายรูปวงจรถีดีเอ็มคีมัลติเพล็กซ์แบบมีสาย.....	106
บทที่ 9 ผลการทดลอง.....	108
9.1 การวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของภาคส่ง.....	108
9.2 การวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของภาครับ.....	113
9.3 ผลการวัดองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง.....	120
9.4 ผลการวัดองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณคอมโพสิตภาครับ.....	120
9.5 การวัดความไว (Sensitivity) ของภาครับ.....	122
9.6 สัญญาณ QRS จำลอง.....	124
9.7 รูปวงจรถริงที่สร้างขึ้น.....	124
9.7.1 รูปวงจรถริงภาคส่ง.....	124
9.7.2 รูปวงจรถริงภาครับ.....	125
บทที่ 10 วิจัยผลการทดลอง.....	127
บทที่ 11 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	131
บรรณานุกรม.....	133
ประวัติผู้เขียน.....	135

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่า Bessel Function สำหรับดัชนีการมอดูเลตที่น้อยกว่าหนึ่ง.....	15
3.2 ค่า Bessel Function สำหรับดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 1 ถึง 15.....	15
4.1 Bessel Function chart.....	31
5.1 ความหมายของค่าพารามิเตอร์และสูตรของเฟสล็อกรูปแบบเชิงเลขต่างๆ.....	42
6.1 ค่า $r(\omega)$ ที่ความถี่ต่างๆ ต่อความยาว 1 ซม. ของลวดทองแดง $r(\omega) : m\Omega$	63
6.2 ค่าความต้านทาน r_s ของ $L = 200 \text{ nH} : \Omega$	64
6.3 ค่าความต้านทานของสายโคบายประมาณ (ω) , Q_u สำหรับสายทองแดง 0.5 มม.	64
8.1 ค่าแอมพลิจูดที่ความถี่ต่างๆ.....	85
8.2 ระดับสัญญาณข้อมูลและสัญญาณซิงค์เฮดต์ุคของวงจรถิเอ็มเอ็มไอเค็คเคอร์แบบมีสาย.....	92
8.3 การเลือกช่องความถี่คลื่นพาห์ โดยการปรับ SW DIP – 7.....	96
8.4 การเลือกช่องความถี่คลื่นพาห์ โดยการปรับ SW DIP – 10.....	101



สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งและภาครับแบบไร้สายทิศทางเดียว.....	1
1.2 รูปสัญญาณความดันโลหิต (บน) และรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ล่าง).....	2
1.3 รูป Average ECG power spectrum ที่คำนวณจาก MIT/BIH arrhythmia database.....	3
2.1 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณ.....	5
2.2 ทิศีเอ็ม.....	8
2.3 ตัวแปลงผันเอ็ดซีซีแบบการประมาณค่าสลับเนื่อง.....	9
2.4 ตัวอย่างเอ็ดซีซีแบบการประมาณค่าสลับเนื่อง.....	10
3.1 กราฟฟังก์ชัน Bessel.....	17
3.2 องค์ประกอบความถี่ของคลื่นพาห์.....	17
3.3 องค์ประกอบความถี่ของรูปคลื่นเอฟเอ็มไซน์ซุชอยด์.....	18
3.4 ดีเทกเตอร์แบบควอเดรเจอร์.....	19
3.5 ดีเทกเตอร์แบบควอเดรเจอร์โดยใช้เกดที่เหมือนกัน.....	21
3.6 สัญญาณเกดที่เหมือนกันที่ $\omega = \omega_c$	21
3.7 บล็อกไดอะแกรมของ NE/SA614A.....	23
3.8 วงจรสมมูลย์ของ NE/SA614A.....	24
3.9 บล็อกไดอะแกรมของดีเทกเตอร์แบบควอเดรเจอร์.....	24
3.10 บล็อกไดอะแกรมของ NE/SA602A.....	25
3.11 โครงร่างอินพุตของ NE/SA602A.....	26
4.1 เครื่องส่งไบนารีเอฟเอสเค.....	28
4.2 ตัวมอดูเลตเอฟเอสเค.....	30
4.3 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตเอฟเอสเคของตัวอย่างที่ 4.1.....	32
4.4 PLL – FSK คีมอดูเลเตอร์.....	32
4.5 รูปคลื่นเอฟเอสเคที่ไม่ต่อเนื่อง.....	33
4.6 รูปคลื่นเอ็มเอสเคที่มีเฟสต่อเนื่อง.....	33
5.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลูบแบบเชิงเส้น.....	36
5.2 วงจร loop filter อันดับหนึ่ง.....	37
5.3 Bode diagram.....	38
5.4 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลูบแบบเชิงเลข.....	39

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.5 เฟสดีเทกเตอร์ของเฟสล็อกัลูปแบบเชิงเลข.....	39
5.6 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกัลูปแบบเชิงเลข.....	40
5.7 โพลซาร์ทซ์ของการออกแบบเฟสล็อกัลูปแบบเชิงเลข.....	41
5.8 คุณสมบัติของ VCO ที่แสดงถึงความถี่เชิงมุม ω_2 กับแรงดันควบคุม U_f	48
5.9 วงจร loop filter อันดับสอง.....	51
5.10 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกัลูป 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์.....	52
5.11 วงจร LPF ของรูปที่ 5.10.....	55
6.1 วงจรแทงก์.....	58
6.2 วงจร VCO.....	59
6.3 วงจรสมมูลย์ของ VCO.....	60
6.4 การพิจารณาค่า Q ของ L.....	61
6.5 ค่า Q ที่คำนวณได้.....	61
6.6 ความถี่คิว.....	62
6.7 โครงสร้างของ L.....	62
7.1 เครื่องรับเอฟเอ็ม.....	73
7.2 องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของดีเทกเตอร์.....	74
7.3 แผนภาพเฟสเซอร์ของอินพุตดีเทกเตอร์.....	75
7.4 การเปลี่ยนแปลงมุมเฟส $(\theta(t))$	75
7.5 $\theta(t)$	76
7.6 กำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตกับความถี่สัญญาณรบกวนอินพุต.....	77
7.7 ผลของ deemphasis กับเอาต์พุตสัญญาณรบกวน.....	78
7.8 เอาต์พุต S/N กับอินพุต C/N.....	81
8.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทีดีเอ็มเอ็น โค้ดเคอร์.....	82
8.2 การแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ.....	82
8.3 การแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ.....	83
8.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์.....	83
8.5 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอฟเอสเค.....	84
8.6 สัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์.....	85

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
8.7 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอเอสเค.....	86
8.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์และเครื่องส่ง.....	86
8.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับวีเอชเอฟเอฟเอ็ม.....	87
8.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรคิกคเคอร์เอฟเอสเคมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์.....	87
8.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทีดีเอ็มซีมีลติเพล็กซ์.....	88
8.12 วงจรทีดีเอ็มเอ็ม โค้คเคอร์แบบมีสาย.....	89
8.13 ไทมมิ่งไดอะแกรมของรูปวงจรถ่ายทีดีเอ็มเอ็ม โค้คเคอร์แบบมีสาย.....	90
8.14 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ.....	91
8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ.....	91
8.16 วงจรทีดีเอ็มเอ็ม โค้คเคอร์แบบไร้สาย.....	93
8.17 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์.....	94
8.18 วงจรเฟสล็อกกลุ่ม 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์วีเอชเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์.....	95
8.19 วงจรเครื่องส่ง.....	98
8.20 วงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็ม.....	99
8.21 วงจรเฟสล็อกกลุ่ม 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์.....	100
8.22 วงจรคิกคเคอร์เอฟเอสเคมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์.....	103
8.23 วงจรทีดีเอ็มซีมีลติเพล็กซ์แบบ ไร้สาย.....	104
8.24 วงจรทีดีเอ็มซีมีลติเพล็กซ์แบบมีสาย.....	105
8.25 ไทมมิ่งไดอะแกรมของวงจรถ่ายทีดีเอ็มซีมีลติเพล็กซ์แบบมีสาย.....	106
9.1 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 1.....	108
9.2 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 2.....	109
9.3 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 3.....	109
9.4 สัญญาณข้อมูลอนุกรมและสัญญาณซิงค์.....	110
9.5 สัญญาณข้อมูลอนุกรมที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอสเค.....	110
9.6 การสร้างสัญญาณซิงค์.....	111
9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค.....	111
9.8 สัญญาณซิงค์ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์.....	112
9.9 สัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง.....	112

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
9.10 สัญญาณคอมโพสิตภาครับที่คีมอคูเลตออกมา.....	113
9.11 การคืนสัญญาณข้อมูลอนุกรม.....	114
9.12 การคืนสัญญาณข้อมูลอนุกรม (ต่อ).....	114
9.13 การแยกสัญญาณซิงค์.....	115
9.14 การจัดรูปสัญญาณซิงค์.....	115
9.15 การคืนสัญญาณซิงค์ 200 เฮิรตซ์.....	116
9.16 การสร้างสัญญาณซิงค์.....	116
9.17 สัญญาณซิงค์ 200 เฮิรตซ์มีความกว้าง 1.3 ไมโครวินาที.....	117
9.18 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 1.....	117
9.19 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 2.....	118
9.20 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 3.....	118
9.21 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 4.....	119
9.22 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 4.....	119
9.23 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง.....	120
9.24 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาครับที่คีมอคูเลตออกมา.....	121
9.25 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาครับที่คีมอคูเลตออกมา.....	122
9.26 รูปจำลองสัญญาณ QRS.....	124
9.27 รูปวงจรภาคส่งที่สร้างขึ้น.....	124
9.28 รูปวงจรภาครับที่สร้างขึ้น.....	125

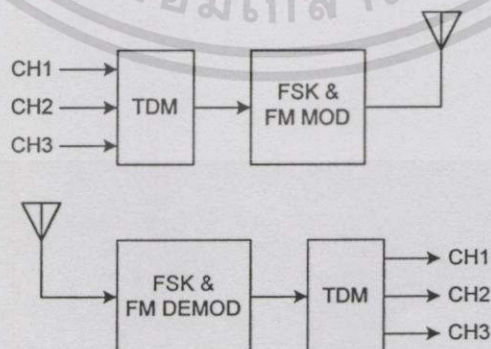
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ระบบที่ออกแบบมาเป็นระบบสำหรับการส่งสัญญาณความถี่ต่ำ ใช้ในการส่งสัญญาณจากมอนิเตอร์ข้างเตียงผู้ป่วยไปมอนิเตอร์ศูนย์กลางแบบไร้สายในห้องไอซียู สำหรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายที่จะทำการส่งนั้นได้แก่ คลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram , ECG หรือ EKG) ความดันโลหิต (Blood pressure) และการหายใจ (Respiration) ซึ่งสัญญาณที่มีความถี่สูงสุดคือ คลื่นไฟฟ้าหัวใจ โดยมีองค์ประกอบความถี่ (spectrum) สูงสุดไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ ส่วนสัญญาณอื่น ๆ นั้นมีองค์ประกอบความถี่ไม่เกิน 100 เฮิร์ตซ์ ระบบนี้ได้พัฒนาต่อจากงานวิจัยเรื่อง “เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายแบบเชิงเลขสำหรับใช้ในห้อง ICU” [1] ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณเบสแบนด์โดยมีความละเอียดของแต่ช่อง 8 บิต ความเร็ว 4,800 บิตต่อวินาที มี 3 ช่องสัญญาณ โดยได้พัฒนาความเร็วขึ้นเป็น 6,400 บิตต่อวินาที ขนาด 3 ช่องสัญญาณ โดยมีความละเอียดของแต่ช่อง 8 บิต และได้นำสัญญาณเบสแบนด์มาถอดเชิงความถี่ (เอฟเอ็ม) ใช้คลื่นพาห์ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยอยู่ในย่านความถี่ FIXED MOBILE 75.4 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ ของกรมไปรษณีย์โทรเลข ทำการรับส่งไร้สายแบบทิศทางเดียว วิทยานิพนธ์เรื่อง “การออกแบบระบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบรวมศูนย์” [3] เป็นงานในลักษณะเดียวกันและเป็นระบบไร้สายเช่นกัน แต่เป็นระบบเชิงอุปมานและการกำเนิดความถี่คลื่นพาห์เป็นแบบเปิดลูบ แต่งานวิจัยนี้เป็นระบบเชิงเลขและการกำเนิดความถี่คลื่นพาห์เป็นแบบป้อนกลับควบคุมโดยเฟสล็อกลูบ

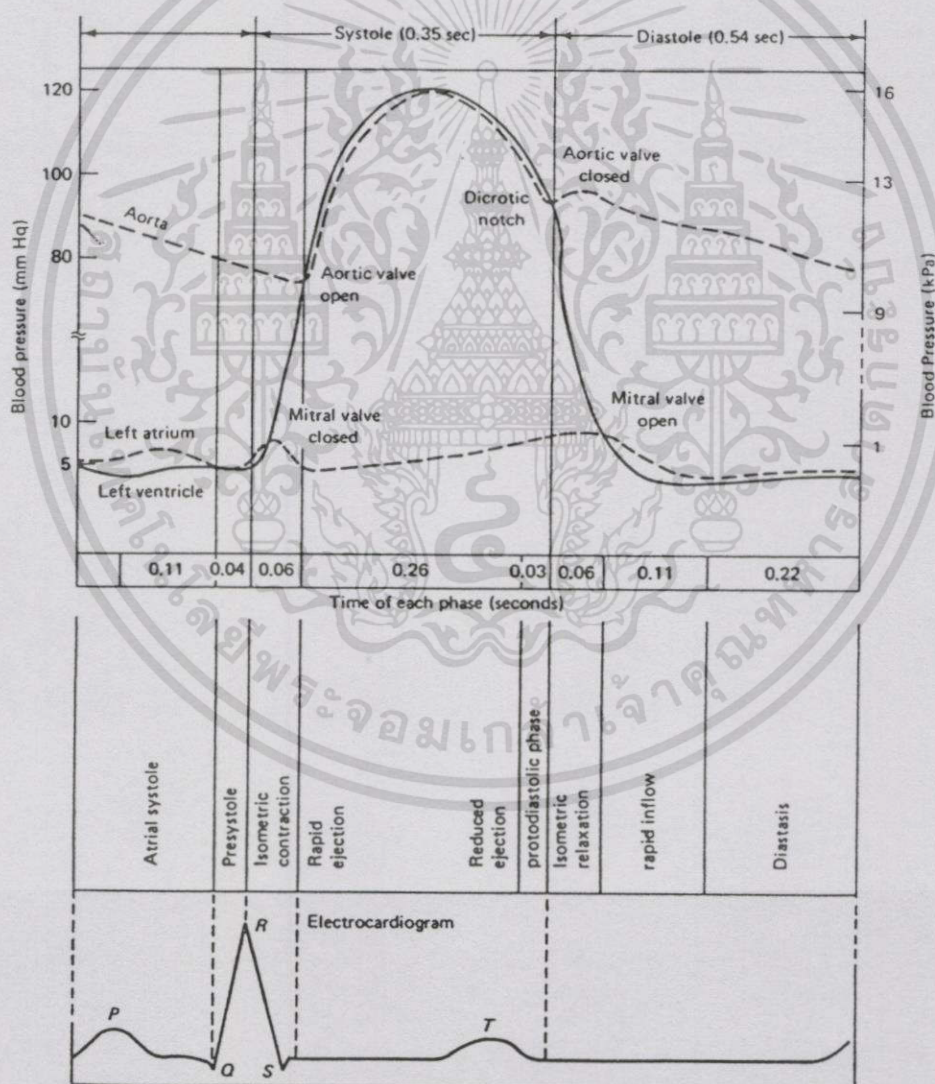
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตของงานวิจัย



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งและภาครับแบบไร้สายทิศทางเดียว

วิทยานิพนธ์นี้ เป็นการออกแบบระบบรับส่งสัญญาณไฟฟ้าร่างกายต่างๆแบบไร้สายในห้องไอ-ซียู 3 ช่องสัญญาณ โดยใช้ช่องความถี่คลื่นพาห์ในการส่งเพียง 1 ช่องความถี่คลื่นพาห์ ได้ออกแบบไว้ 25 ช่องความถี่คลื่นพาห์ สัญญาณเบสแบนด์มีความละเอียดของแต่ละช่อง 8 บิท ต่อ 1 ช่องสัญญาณ ความเร็ว 6,400 บิทต่อวินาที นำมาถอดเลททางความถี่โดยใช้คลื่นพาห์ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 1.1 ช่องสัญญาณที่ 1 ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ จึงสามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ ช่องสัญญาณที่ 2 และ 3 ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 100 เฮิร์ตซ์ จึงสามารถส่งสัญญาณความดันโลหิต และสัญญาณการหายใจได้

1.3 ลักษณะของรูปสัญญาณไฟฟ้าร่างกายต่างๆ



รูปที่ 1.2 รูปสัญญาณความดันโลหิต (บน) และรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูปที่ 1.2 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจจะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณความดันโลหิต จากรูปมี 4 สภาวะดังนี้ ระยะการบีบตัวของหัวใจห้องบนซึ่งโลหิตจะถูกขับสู่หัวใจห้องล่าง (Atrial systole) ระยะก่อนระยะบีบตัวของหัวใจโดยเฉพาะห้องปลายของหัวใจ (Presystole) ระยะบีบตัวของหัวใจ โดยเฉพาะห้องปลายของหัวใจ (Systole) และระยะพองตัวออกของหัวใจ (Diastole)

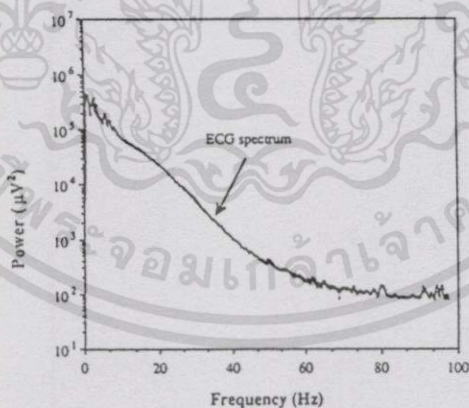
รูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีคาบเวลาดังต่อไปนี้

P-R	0.12 ถึง 0.20 วินาที
Q-T	0.35 ถึง 0.44 วินาที
S-T	0.05 ถึง 0.15 วินาที
P	0.11 วินาที
QRS	0.09 วินาที

รูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีองค์ประกอบความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 200 เฮิร์ตซ์ รูปสัญญาณความดันโลหิตสำหรับเส้นโลหิตแดงใหญ่ (Arterial) มีองค์ประกอบความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 30 เฮิร์ตซ์

โดยปกติมนุษย์จะมีอัตราการเต้นของหัวใจ (heart rate) อยู่ระหว่าง 60 ถึง 100 ครั้งต่อนาที ถ้าอัตราการเต้นของหัวใจต่ำกว่านี้จะเรียกว่า หัวใจเต้นช้ากว่าปกติ (bradycardia) ถ้าอัตราการเต้นของหัวใจสูงกว่านี้จะเรียกว่า หัวใจเต้นเร็วผิดปกติ (tachycardia)

รูปสัญญาณการหายใจมีองค์ประกอบความถี่ตั้งแต่ 0 ถึง 20 เฮิร์ตซ์ การหายใจโดยปกติ 12 ครั้งต่อนาที [8]



รูปที่ 1.3 รูป Average ECG power spectrum ที่คำนวณจาก MIT/BIH arrhythmia database

1.4 โครงร่างของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้จะประกอบด้วยบทต่างๆดังนี้

บทที่ 1 ว่าด้วยเรื่องบทนำ

บทที่ 2 ว่าด้วยเรื่องการแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

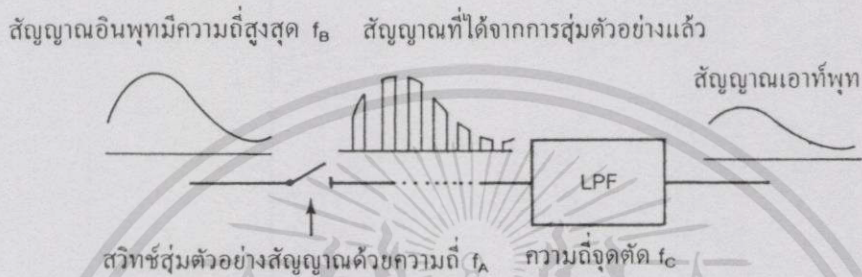
- บทที่ 3 ว่าด้วยเรื่องการวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม
- บทที่ 4 ว่าด้วยเรื่องการมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (เอฟเอสเค)
- บทที่ 5 ว่าด้วยเรื่องเฟสล็อกกลูป
- บทที่ 6 ว่าด้วยเรื่องการออกแบบ COLPITS/CLAPP VCO ค่า Q สูงทางปฏิบัติ
- บทที่ 7 ว่าด้วยเรื่องอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับเอฟเอ็ม
- บทที่ 8 ว่าด้วยเรื่องหลักการทำงานและวงจรของระบบ
- บทที่ 9 ว่าด้วยเรื่องผลการทดลอง
- บทที่ 10 ว่าด้วยเรื่องวิจารณ์ผลการทดลอง
- บทที่ 11 ว่าด้วยเรื่องสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



บทที่ 2

การแปลงสัญญาณเชิงอุปมานเป็นสัญญาณเชิงเลข

2.1 ทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณ



รูปที่ 2.1 การสุ่มตัวอย่างสัญญาณ

ในการสื่อสารระบบเชิงเลข ถ้าแหล่งกำเนิดสัญญาณนั้นให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณเชิงเลข อยู่แล้ว เช่น เอาต์พุตจากเครื่องคอมพิวเตอร์หรือจากโทรพิมพ์เป็นต้นนั้น เราก็สามารถใช้สัญญาณ เอาต์พุตนั้นส่งผ่านระบบสื่อสารไปได้ทันทีโดยไม่เกิดปัญหา อย่างไรก็ตามในบางสถานการณ์เรามี ความจำเป็นต้องส่งสัญญาณเชิงอุปมานผ่านระบบการสื่อสารที่เป็นระบบเชิงเลข ในกรณีเช่นนี้ เรา จำเป็นต้องเปลี่ยนสัญญาณเชิงอุปมานให้เป็นสัญญาณเชิงเลข (ADC : Analog to Digital Conversion) เสียก่อน และเมื่อทำการส่งสัญญาณนั้นให้กับเครื่องรับแล้ว จึงค่อยทำการเปลี่ยน สัญญาณนั้นกลับจากสัญญาณเชิงเลขเป็นสัญญาณเชิงอุปมาน (DAC : Digital to Analog Conversion) อีกครั้งในภายหลัง ในการที่จะทำ ADC ได้ นั้น ขั้นตอนที่สำคัญระหว่างกลางนั้นก็คือ จะต้องเปลี่ยนสัญญาณเชิงอุปมานมาเป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (discrete signal) ก่อน แล้วจึงทำการ เปลี่ยนสัญญาณไม่ต่อเนื่องนั้นไปเป็นสัญญาณเชิงเลขอีก ในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการจะทำ DAC เราก็ต้องเปลี่ยนสัญญาณเชิงเลขให้เป็นไม่ต่อเนื่องเสียก่อน แล้วจึงทำการเปลี่ยนสัญญาณไม่ต่อเนื่อง นั้นให้เป็นสัญญาณเชิงอุปมานในที่สุด คุณสมบัติที่สำคัญอยู่ตรงเงื่อนงำที่ใช้ในการเปลี่ยนสัญญาณ จากสัญญาณเชิงอุปมานให้เป็นสัญญาณไม่ต่อเนื่อง โดยที่สัญญาณไม่ต่อเนื่องที่เปลี่ยนมาแล้วนั้น สามารถที่จะเปลี่ยนกลับไปเป็นสัญญาณเชิงอุปมานดั้งเดิมได้ คุณสมบัติที่สำคัญที่ว่านี้คือ “ทฤษฎี การสุ่มสัญญาณ” (sampling theorem) ใจความสำคัญของทฤษฎีคือ สำหรับสัญญาณเชิงอุปมานที่มี องค์กรประกอบความถี่อยู่ในย่านความถี่ที่จำกัด โดยมีความถี่สูงสุด f_b นั้น เพียงแต่การอาศัยค่าที่ได้ จากการเลือกสุ่มเอาค่าของสัญญาณนั้น ที่ขณะเวลาต่างๆ ที่ห่างกันทุกๆ T วินาทีเท่านั้น มาใช้สร้าง

สัญญาณใหม่เท่านั้น เราจะสามารถที่จะสร้างสัญญาณใหม่ที่เหมือนกันทุกประการกับสัญญาณเชิง
อุปมานเดิมนั้นกลับขึ้นมาใหม่ได้ เมื่อช่วงเวลา T ที่ใช้ในการสุ่มค่าสัญญาณนั้นต้องมีค่าเท่ากับหรือ
น้อยกว่า $1/(2f_b)$ วินาที

ตามใจความของทฤษฎีการสุ่มตัวอย่างสัญญาณดังกล่าว เมื่อกล่าวอีกนัยหนึ่งเพื่อช่วยประกอบ
การทำความเข้าใจ จะกล่าวได้ว่า ในการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเชิงอุปมานที่มีคุณสมบัติตามเงื่อนไข
ตามทฤษฎีข้างต้น ถ้าเราใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณนั้นเท่ากับ f_s ความถี่ f_s นี้จะต้องมากกว่า
หรืออย่างน้อยที่สุดเท่ากับ 2 เท่าของความถี่สูงสุดที่มีประกอบอยู่ในสัญญาณเชิงอุปมาน กล่าวคือ

$$f_s \geq 2f_b \quad (2.1)$$

ควรสังเกตว่า สัญญาณที่เกิดขึ้นจากผลของการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณนั้นเป็นสัญญาณไม่
ต่อเนื่อง ทั้งนี้เพราะว่าสัญญาณที่ได้จากผลของการสุ่มสัญญาณนั้น จะเกิดมีค่าขึ้นเฉพาะเวลาที่เรา
ทำการสุ่มสัญญาณนั้นออกมาเท่านั้น ในการที่จะแปลงสัญญาณไม่ต่อเนื่องที่เกิดจากการสุ่ม
สัญญาณให้กลับเป็นสัญญาณเชิงอุปมานเหมือนอย่างเดิมนั้นทำได้ง่าย โดยทำการส่งสัญญาณไม่ต่อ
เนื่องดังกล่าวนี้ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเท่านั้น และมีเงื่อนไขว่าวงจรกรองความถี่ต่ำนั้นจะต้องมี
ความถี่จุดตัด (cutoff frequency) f_c ไม่ต่ำกว่าความถี่ f_b แต่จะต้องไม่สูงเกินความถี่ $(f_s - f_b)$ กล่าว
คือ

$$f_b < f_c < f_s - f_b \quad (2.2)$$

แล้วเราก็จะได้สัญญาณเชิงอุปมานที่มีลักษณะเหมือนกับสัญญาณเชิงอุปมานเดิมนั้นกลับคืนมา

จากเงื่อนไข (2.2) เมื่อพิจารณาเรื่องการสุ่มตัวอย่างสัญญาณเสียงที่ใช้ในการสื่อสารทางโทรศัพท์
ซึ่งได้กล่าวไว้ว่า จะต้องใช้ความถี่ในการสุ่มสัญญาณไม่ต่ำกว่า 6,800 เฮิร์ตซ์ อีกสักเล็กน้อยว่า ใน
ทางปฏิบัติ ถ้าใช้ความถี่ $f_s = 6,800$ เฮิร์ตซ์พอดี วงจรกรองความถี่ต่ำก็ต้องมีคุณสมบัติในการตัด
แยกความถี่ของสัญญาณที่คมมากๆ (พิจารณาจากเงื่อนไข 2.2) ซึ่งในทางปฏิบัติทำไม่ได้ ดังนั้นเพื่อ
ให้การสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำทำได้โดยง่าย จึงต้องใช้ f_s ที่มีค่ามากกว่า 6,800 เฮิร์ตซ์ อย่างไรก็ตาม
ตาม ถ้าใช้ f_s ที่มีค่ามากเกินไป ก็จะต้องทำการสุ่มสัญญาณออกมาเป็นจำนวนมาก ซึ่งอาจมากเกินไป
ไป ดังนั้นในทางปฏิบัติจริงจึงเลือกใช้ค่า f_s ที่สูงกว่า 6,800 เฮิร์ตซ์ แต่ไม่สูงจนเกินไป ซึ่งโดยทั่ว
ไปจะเลือกใช้ค่า f_s เท่ากับ 8 กิโลเฮิร์ตซ์

2.2 การมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งเวลา

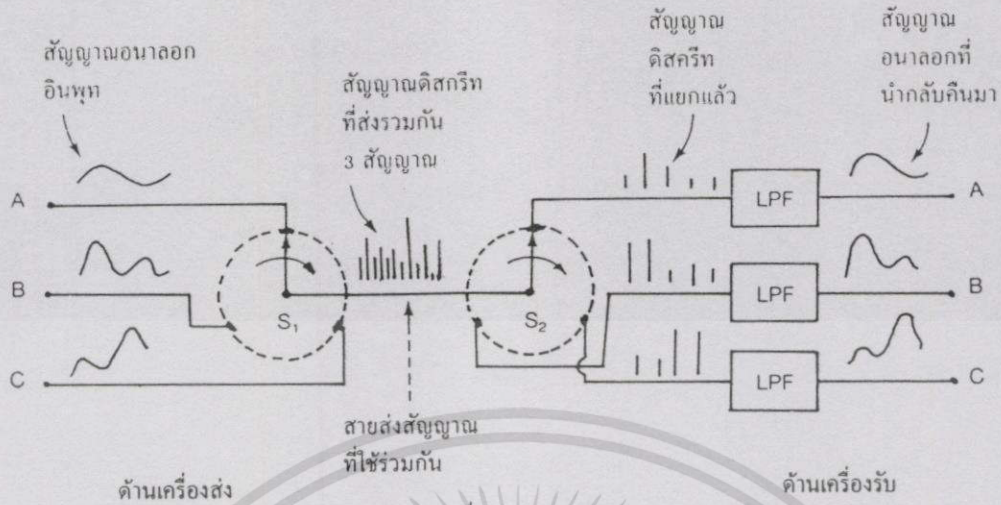
การมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งเวลาหรือทีดีเอ็ม (Time Division Multiplex, TDM) นี้คือระบบการที่จะใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวสำหรับการส่งสัญญาณข้อมูลจากเครื่องส่งสัญญาณย่อยๆ หลายๆ เครื่องไปยังเครื่องรับสัญญาณย่อยๆ หลายๆ เครื่อง โดยอาศัยการแบ่งเวลา (time sharing) ในการใช้ช่องสัญญาณนั้นให้กับเครื่องส่ง - รับสัญญาณย่อยๆ แต่ละคู่เป็นลำดับๆ วนกันไป

อย่างไรก็ตาม ในการส่งสัญญาณเชิงเลขหรือแบบไม่ต่อเนื่องนั้น สัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารกันระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งทั้งหลาย ไม่จำเป็นต้องทำการส่งไปโดยต่อเนื่องกันดังเช่น การส่งสัญญาณเชิงอุปมาน เนื่องจากเราสามารถที่จะส่งสัญญาณดังกล่าวในเวลาที่ห่างกันเป็นช่วงๆ ได้ ดังนั้นถ้าเราจัดกระบวนการที่บรรจุสัญญาณเชิงเลขหรือสัญญาณไม่ต่อเนื่องจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ ลงไปในระหว่างช่วงเวลาที่ว่างอยู่เหล่านั้นอย่างเหมาะสมแล้ว เราจะสามารถมัลติเพล็กซ์หรือส่งสัญญาณทั้งหลายเหล่านั้นรวมกันไปในช่องสัญญาณเดียวกันได้โดยที่สัญญาณเหล่านั้นไม่รบกวนกัน

แม้ว่าการอธิบายข้างต้นนี้จะกล่าวว่าการมัลติเพล็กซ์ทีดีเอ็มนั้นเหมาะในการใช้กับสัญญาณที่เป็นสัญญาณเชิงเลขหรือสัญญาณไม่ต่อเนื่องก็ตาม แต่ถ้าเราใช้ทฤษฎีการสุ่มสัญญาณมาประยุกต์ใช้ เราจะสามารถมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงอุปมานส่งผ่านช่องสัญญาณไปได้เช่นกัน จากรูปที่ 2.2 จะช่วยให้อธิบายระบบทีดีเอ็มให้เข้าใจได้ดียิ่งขึ้น

จากรูป 2.2 มีการนำสวิทช์หมุน (rotary switch) 2 ชุดมาต่อประกอบกันเป็นวงจร ทั้งนี้เพื่อที่จะใช้สวิทช์หมุนนี้เป็นตัวช่วยจัดการให้เกิดการส่งสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ 3 ชุด คือ A - A', B - B' และ C - C' ได้ โดยใช้สายส่งสัญญาณระหว่างสวิทช์ทั้งสองนั้นเพียงสายเดียวแทนที่จะต้องใช้สายส่งทั้งหมดถึง 3 สาย (สายที่วางโดยตรงระหว่าง A - A', B - B' และ C - C' ตามลำดับ)

โดยอาศัยทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ 2.1 นั้น ถ้าเราสามารถควบคุมการหมุนของสวิทช์ทั้งสองในวงจรรูปที่ 2.2 ให้หมุนสัมพันธ์ไปพร้อมๆ กัน โดยให้มีอัตราการหมุนที่มีจำนวนรอบต่อวินาทีมากกว่า 2 เท่าของค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณอินพุตทั้งสามนั้นแล้ว สวิทช์ S_1 จะทำหน้าที่สุ่มตัวอย่างสัญญาณทั้งสาม ส่งออกไปยังสายส่งสัญญาณอย่างสม่ำเสมอ ในขณะที่สวิทช์ด้าน S_2 จะทำหน้าที่แยกสัญญาณที่ส่งมาทั้งหมดเหล่านั้นจ่ายออกไปตามสายเอาต์พุตที่เหมาะสม ซึ่งสอดคล้องกับสายสัญญาณอินพุตที่ส่งเข้ามาสู่ S_1 ส่วนวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) ทางด้านเอาต์พุตจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณไม่ต่อเนื่องที่เกิดจากการสุ่มสัญญาณให้กลับเป็นสัญญาณเชิงอุปมานตามเดิม



รูปที่ 2.2 ทีดีเอ็ม

ในวงจรตามรูปที่ 2.2 สวิตช์ S_1 ทางด้านซ้ายมือจะทำหน้าที่เป็นตัวมัลติเพล็กซ์สัญญาณ (multiplexer) ในขณะที่สวิตช์ S_2 ทางด้านขวามือและวงจรกรองความถี่ต่ำจะทำหน้าที่เป็นตัวดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณ (demultiplexer)

ระบบทีดีเอ็มนี้มีประโยชน์อย่างมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการสื่อสารระบบเชิงเลขซึ่งใช้คอมพิวเตอร์เป็นตัวควบคุมกระบวนการมัลติเพล็กซ์ต่างๆ [4]

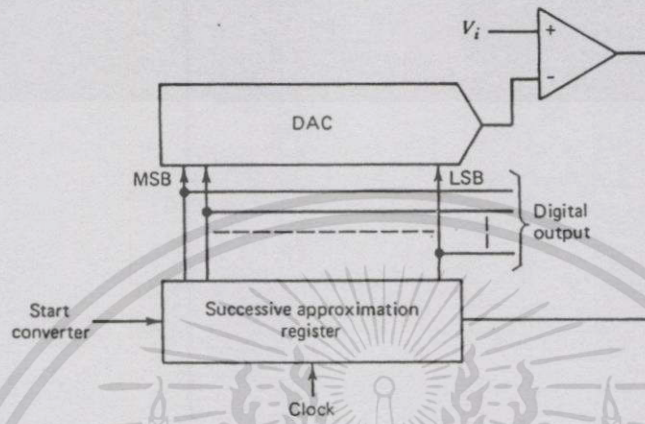
2.3 ตัวแปลงผันการประมาณค่าสืบเนื่อง (Successive Approximation Converter)

เอดีซี (ADC) แบบการประมาณค่าสืบเนื่อง วงจรจะมีความละเอียด (resolution) สูง เวลาในการแปลงผันน้อยกว่าเอดีซีแบบบันได (staircase) [13] เอดีซีแบบประมาณค่าสืบเนื่องจะมีเวลาในการแปลงผันคงที่ ตรงกันข้ามกับเอดีซีแบบบันได ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันอินพุต ดังรูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมเอดีซีแบบการประมาณค่าสืบเนื่อง

ตัวแปลงผันจะเปรียบเทียบแรงดันอินพุตกับครึ่งหนึ่งของย่านเต็มสเกลของแรงดันเอดีซี ถ้าแรงดันอินพุต V_i น้อยกว่าครึ่งหนึ่ง บิต MSB จะเป็น 0 บิตอื่นๆ จะเป็น 1 บิตริจิสเตอร์ในตำแหน่งที่ต่ำกว่าถัดไปจะเป็น 1 และเอาต์พุตของเอดีซีจะเปรียบเทียบกับอินพุตที่กำหนดไม่ว่าแรงดันจะสูงหรือต่ำกว่าอินพุต การทดสอบอินพุตนี้กับแรงดันเอดีซีเป็นขั้นๆ ครึ่งหนึ่งของขั้นแรงดันก่อนหน้า นี้ถูกทำซ้ำสำหรับแต่ละตำแหน่งบิตของผลลัพธ์ค่าเชิงเลข สำหรับตัวแปลงผัน 12 บิตจะมีสัญญาณนาฬิกา 12 ครั้งเท่านั้นโดยไม่คำนึงถึงค่าแรงดันอินพุต ดังนั้นตัวแปลงผันการประมาณค่าสืบเนื่องต้องการจำนวนสัญญาณนาฬิกาเท่ากับขนาดของบิตการแปลงผันและจะคงที่ โดยขนาดของบิตนี้และความถี่สัญญาณนาฬิกาจะถูกใช้

$$\text{เวลาที่ใช้แปลงผัน (conversion time)} = n \times \frac{1}{f} \quad (2.3)$$

เมื่อ n คือ จำนวนของบิตการแปลงผัน และ f คือ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 2.3 ตัวแปลงผันเอดีซีซีแบบการประมาณค่าสืบเนื่อง

ตัวอย่างที่ 2.1 วิธีการหาค่าเวลาที่ใช้แปลงผันของเอดีซีซีแบบการประมาณค่าสืบเนื่อง 12 บิต ความถี่สัญญาณนาฬิกา 2.5 เมกะเฮิร์ตซ์ แสดงดังต่อไปนี้

เวลาที่ใช้แปลงผัน

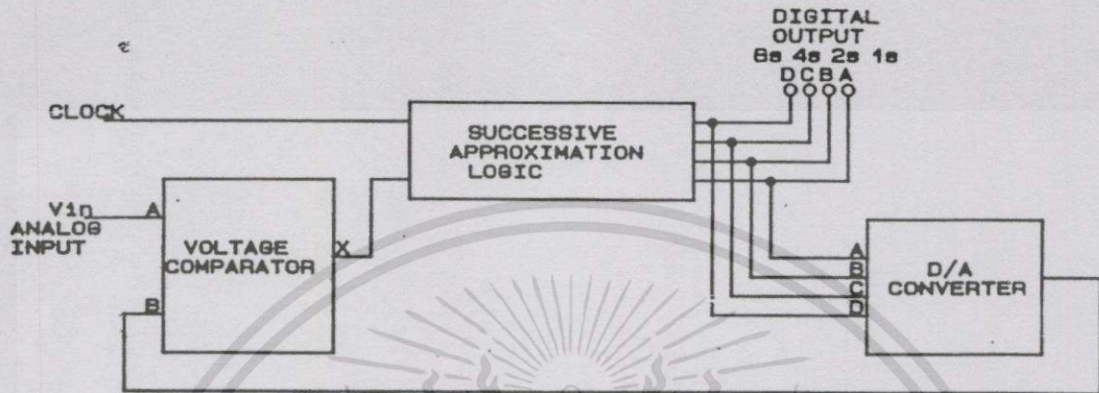
$$n \times \frac{1}{f} = 12 \times \frac{1}{2.5 \times 10^6} = 4.8 \text{ ไมโครวินาที}$$

ตัวอย่างที่ 2.2

สมมติว่าแรงดันเชิงอุปมานที่อินพุตเท่ากับ 7 โวลต์ วงจรลอจิกการประมาณค่าสืบเนื่องจะต้องให้บิต MSB เป็นลอจิก 1 ทำให้ได้รหัสไบนารี 1000 ป้อนผ่านวงจร DAC ไปยังอินพุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ซึ่งจะเปรียบเทียบว่าแรงดันเปรียบเทียบที่ป้อนกลับสูงหรือต่ำกว่าแรงดันที่อินพุต ถ้าแรงดันเปรียบเทียบสูงกว่า วงจรลอจิกการประมาณค่าสืบเนื่องก็จะเคลียร์บิต MSB หรือบิต 2^3 ให้เป็นลอจิก 0 แล้วเซตบิตถัดไปคือบิตที่ 2^2 ให้เป็นลอจิก 1 ผลที่ได้คือรหัส 0100 ซึ่งจะเปลี่ยนเป็นแรงดันป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุตอีก ถ้าแรงดันเปรียบเทียบต่ำกว่าแรงดันที่อินพุต วงจรลอจิกก็จะเซตบิตถัดไปคือบิตที่ 2^1 ให้เป็นลอจิก 1 ผลที่ได้คือรหัส 0110 แล้วนำไปเปรียบเทียบใหม่ ถ้าแรงดันเปรียบเทียบยังต่ำกว่าแรงดันอินพุตอีก วงจรลอจิกก็จะเซตบิตถัดไปคือบิตที่ 2^0 ให้เป็นลอจิก 1 ผลที่ได้คือรหัส 0111 เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่อินพุตปรากฏว่าเท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเปรียบเทียบก็จะควบคุมให้วงจรลอจิกการประมาณค่าสืบเนื่องหยุดทำงาน ข้อมูลรหัสฐานสองที่อยู่ในวงจรลอจิกควบคุมก็คือ 0111 ซึ่งจะเป็รหัสฐานสองแทนค่าแรงดันเชิงอุปมานที่อินพุต 7 โวลต์นั่นเอง



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างเอดีซีแบบการประมาณค่าสืบเนื่อง

ข้อดีของวงจรเอดีซีแบบนี้คือจะใช้เวลาในการเปลี่ยนสัญญาณเร็วมาก เพราะไม่ต้องใช้วิธีนับเรียงลำดับไปเรื่อยๆ เหมือนกับวงจรเอดีซีแบบอื่นๆ วงจรเอดีซีแบบการประมาณค่าสืบเนื่องจึงเป็นวงจรที่นิยมใช้อย่างกว้างขวาง ในงานวิจัยนี้ใช้ ADC0809 และ DAC0808

บทที่ 3

การวิเคราะห์สัญญาณเอฟเอ็ม

3.1 การมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation)

เอฟเอ็มคือความถี่ของคลื่นพาห้ถูกเปลี่ยนในการตอบสนองต่อสัญญาณมอดูเลต จำนวนของความถี่หนึ่งที่แตกต่างกันจากความถี่คลื่นพาห้เกี่ยวข้องกับค่าคลาดเคลื่อนของความถี่ (frequency departure) ค่าคลาดเคลื่อนของความถี่เป็นฟังก์ชันของแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตและค่าสูงสุดที่ได้มาถูกเรียกว่าการเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation)

เมื่อค่าคลาดเคลื่อนของความถี่หนึ่งเป็นสัดส่วนกับค่าของสัญญาณมอดูเลตชั่วขณะหนึ่งในเอฟเอ็ม ดังสมการ

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f f(t) \quad (3.1)$$

ω_c คือความถี่เชิงมุมคลื่นพาห้อ้างอิง ; k_f คือค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ของวงจรการมอดูเลต มีหน่วยเป็น rad/sec - V ; $f(t)$ คือ (modulation signal) สัญญาณการมอดูเลต

$$f(t) = E_m \cos \omega_m t \quad (3.2)$$

E_m คือยอดของแอมพลิจูด (modulating signal) สัญญาณมอดูเลต และ ω_m คือความถี่เชิงมุมของสัญญาณมอดูเลต

$$\omega_i(t) = \omega_c + k_f E_m \cos \omega_m t \quad (3.3)$$

$$\omega_i(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t \quad (3.4)$$

$\Delta\omega = k_f E_m$ คือการเบี่ยงเบนความถี่เชิงมุม
การหารทั้งสองข้างของสมการที่ (3.4) ด้วย 2π จะได้ค่าความถี่หนึ่ง

$$f_i(t) = f_c + \Delta f \cos \omega_m t \quad (3.5)$$

$\Delta f = \Delta\omega / 2\pi$ คือการเบี่ยงเบนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_i(t) dt + \theta_0 \quad (3.6)$$

θ_0 คือมุมเริ่มต้นที่ $t=0$ ดังนั้น $\theta_0 = 0$

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int_0^t (\omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t) dt \\ &= \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$= \omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t \quad (3.8)$$

$$= \omega_c t + M_f \sin \omega_m t \quad (3.9)$$

$$M_f = \frac{\Delta f}{f_m} \text{ rad} \quad (3.10)$$

$\Delta f / f_m$ คือค่าคลาดเคลื่อนทางเฟสขณะหนึ่งสูงสุด และถูกเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index: M_f) สำหรับเอฟเอ็ม พิจารณาแอมพลิจูดคงที่และรูปแบบของคลื่นพหุคูณมอดูเลต (modulated carrier) คือ

$$e_c = E_{cm} \cos \theta(t) \quad (3.11)$$

E_{cm} คือค่ายอดของสัญญาณไซน์ซอซด์คลื่นพหุ (carrier sinusoid), $\theta(t)$ คือมุมเฟสแทนสมการที่ (3.9) ในสมการที่ (3.11) จะได้สัญญาณ single – tone modulated FM

$$e_{FM}(t) = E_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \omega_m t) \quad (3.12)$$

ตัวอย่างที่ 3.1 คลื่นพหุ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ มอดูเลตกับไซน์ซอซด์ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ 3 โวลต์พีค ถ้าความไวของวงจรมอดูเลตคือ 2 กิโลเฮิร์ตซ์ต่อโวลต์ ค่า Δf , M_f และ $e_{FM}(t)$ จะมีค่าดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) การเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดของคลื่นพาห์ (Δf)

$$\Delta f = k_f E_m = 2 \text{ kHz/V} \times 3 \text{ V}_p = 6 \text{ kHz}$$

(ข) การเบี่ยงเบนทางเฟสสูงสุด (ดัชนีการมอดูเลต) ของคลื่นพาห์ (M_f)

$$M_f = \Delta f / f_m = 6 \text{ kHz} / 4 \text{ kHz} = 1.5 \text{ rad}$$

(ค) แสดงสัญญาณเอฟเอ็มสำหรับคลื่นพาห์โคไซน์ 5 V_p สมมติให้สัญญาณมอดูเลต เป็นสัญญาณโคไซน์ด้วย ($e_{FM}(t)$)

$$e_{FM}(t) = 5 \cos \left[(2\pi \times 10^8 t) + 1.5 \sin(2\pi \times 4 \times 10^3 t) \right]$$

3.2 องค์ประกอบความถี่และแถบความถี่ของเอฟเอ็ม (FM Spectrum and Bandwidth)

สมการที่ 3.12 คือสัญญาณ single-tone modulated FM เป็นคาบเวลา ดังนั้นจึงแสดงความแผ่ขยาย ผลบวกของไซน์ซอซอด์จากทฤษฎีของอนุกรมฟูรีเยร์

จาก Euler's identity

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (3.13)$$

$$\cos \theta = \text{Re} \left\{ e^{j\theta} \right\} \quad (3.14)$$

พิจารณาค่าของ real part ดังนั้นสมการที่ 3.12 เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} e_{FM}(t) &= E_{cm} \text{Re} \left\{ e^{j(\omega_c t + M_f \sin \omega_m t)} \right\} \\ &= E_{cm} \text{Re} \left\{ e^{j\omega_c t} + e^{jM_f \sin \omega_m t} \right\} \end{aligned} \quad (3.15)$$

สมการ $e^{jM_f \sin \omega_m t}$ คือ Bessel function ค่า J ที่ค่ามอดูเลตต่างๆ แสดงดังตารางที่ 3.1 และที่ 3.2 และแสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 3.1 คุณสมบัติของ Bessel function เป็นดังต่อไปนี้

(ก) $J_n(M_f)$ เป็นค่าจริง

(ข) $J_n(M_f) = J_{-n}(M_f)$ สำหรับ n จำนวนคู่ (3.16)

(ค) $J_n(M_f) = -J_{-n}(M_f)$ สำหรับ n จำนวนคี่

จากทฤษฎี Bessel function

$$e^{jM_f \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_f) e^{jn\omega_m t} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.15) เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} e_{FM}(t) &= E_{cm} \operatorname{Re} \left\{ e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_f) e^{jn\omega_m t} \right\} \\ &= E_{cm} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(M_f) \cos(\omega_c t + n\omega_m t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

จากสมการ (3.16) (ข) และ (ค)

$$e_{FM}(t) = E_{cm} \left\{ \begin{aligned} &J_0(M_f) \cos \omega_c t \\ &+ J_1(M_f) [\cos(\omega_c + \omega_m)t - \cos(\omega_c - \omega_m)t] \\ &+ J_2(M_f) [\cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \cos(\omega_c - 2\omega_m)t] \\ &+ J_3(M_f) [\cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \cos(\omega_c - 3\omega_m)t] \\ &+ \dots \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

จากผลลัพธ์นี้แสดงว่าเป็นรูปคลื่นเอฟเอ็มกับการมอดูเลตไซน์ซอซด์ ที่มีจำนวนไซด์แบนด์จำนวนมาก ขนาดของส่วนประกอบของไซด์แบนด์ที่มีอันดับสูงกว่าสามารถละทิ้งได้

ดัชนีการมอดูเลตเป็นค่าที่ทราบ แอมพลิจูดของส่วนประกอบองค์ประกอบความถี่ต่างๆ ในคลื่น single - tone FM กำหนดได้ เทอมแรกในสมการที่ (3.19) คือยอดของแอมพลิจูดคลื่นพาห้ $[E_{cm} J_0(M_f)]$ เทอมที่เหลือคือไซด์แบนด์ไซด์แบนด์ที่อยู่ใกล้ซิกคือระยะของ ω_m และคลื่นพาห้มีแอมพลิจูดที่สมมาตรไซด์แบนด์ด้านคู่จะมีเฟสเหมือนกันกับไซด์แบนด์อื่นๆ และมีเฟสเหมือนกับคลื่นพาห้ ขณะที่ไซด์แบนด์ด้านคี่จะต่างเฟส 180° ดังรูปที่ (3.1) ที่ดัชนีการมอดูเลตประมาณ 2.4, 5.5, 8.6 และอื่นๆ แอมพลิจูดคลื่นพาห้จะเป็นศูนย์ ซึ่งมีประโยชน์ในการกำหนดความไวการมอดูเลต (K_f) ความถี่คลื่นพาห้วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์องค์ประกอบความถี่หรือเครื่องรับแถบแคบ และความถี่มอดูเลตจะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งคลื่นพาห้แรกตกหายไป การวัดยอดของแรงดันมอดูเลต (E_m) และความถี่มอดูเลตและการรู้ว่า $\Delta f / f_m = M_f$ จะยอมให้กำหนด K_f

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าของ Bessel Function สำหรับดัชนีการมอดูเลตที่น้อยกว่าหนึ่ง

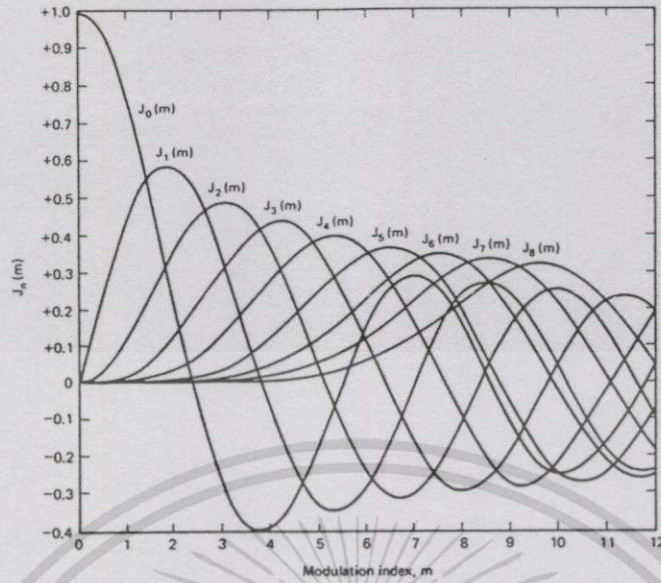
N	$J_n(0.1)$	$J_n(0.2)$	$J_n(0.3)$	$J_n(0.4)$	$J_n(0.5)$	$J_n(0.6)$	$J_n(0.7)$	$J_n(0.8)$	$J_n(0.9)$	$J_n(0.10)$
0	0.998	0.990	0.978	0.960	0.939	0.912	0.881	0.846	0.808	0.765
1	0.050	0.100	0.148	0.196	0.242	0.287	0.329	0.369	0.406	0.440
2	-	-	0.011	0.020	0.031	0.044	0.059	0.076	0.095	0.115
3	-	-	-	-	-	-	-	0.010	0.014	0.020

ตารางที่ 3.2 ค่าของ Bessel Function สำหรับดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 1 ถึง 15

n	$J_n(1)$	$J_n(2)$	$J_n(3)$	$J_n(4)$	$J_n(5)$	$J_n(6)$	$J_n(7)$	$J_n(8)$	$J_n(9)$	$J_n(10)$	$J_n(11)$	$J_n(12)$	$J_n(13)$	$J_n(14)$	$J_n(15)$
0	0.765	0.224	-0.260	-0.397	-0.178	-0.151	0.300	0.172	-0.090	-0.246	-0.171	0.048	0.207	0.171	-0.014
1	0.440	0.577	0.339	-0.066	-0.328	-0.277	-0.005	0.235	0.245	0.044	-0.177	-0.223	-0.070	0.133	0.205
2	0.115	0.353	0.486	0.364	-0.047	-0.243	-0.301	-0.113	0.145	-0.255	0.139	-0.085	-0.218	-0.152	0.042
3	0.020	0.129	0.309	0.430	0.365	0.115	-0.168	-0.291	-0.181	0.058	0.227	0.195	0.003	-0.177	-0.194
4	-	0.034	0.132	0.281	0.391	0.358	-0.158	-0.105	0.266	-0.220	-0.015	0.183	0.219	0.076	-0.119
5	-	-	0.043	0.132	0.261	0.362	0.348	0.186	-0.055	-0.234	-0.238	-0.074	0.132	0.220	0.131
6	-	-	0.011	0.049	0.131	0.246	0.339	0.338	0.204	-0.015	-0.202	-0.244	-0.118	0.081	0.206
7	-	-	-	0.015	0.053	0.130	0.239	0.321	0.328	0.217	0.018	-0.170	-0.241	-0.151	0.035
8	-	-	-	-	0.018	0.057	0.128	0.224	0.305	0.318	0.225	0.045	-0.141	-0.232	-0.174

ตารางที่ 3.2 (ต่อ) ค่าของ Bessel Function สำหรับดัชนีการมอดูเลตตั้งแต่ 1 ถึง 15

n	$J_n(1)$	$J_n(2)$	$J_n(3)$	$J_n(4)$	$J_n(5)$	$J_n(6)$	$J_n(7)$	$J_n(8)$	$J_n(9)$	$J_n(10)$	$J_n(11)$	$J_n(12)$	$J_n(13)$	$J_n(14)$	$J_n(15)$
9	-	-	-	-	-	0.021	0.059	0.126	0.215	0.292	0.309	0.230	0.067	-0.114	-0.220
10	-	-	-	-	-	-	0.024	0.061	0.125	0.208	0.280	0.300	0.234	0.085	-0.090
11	-	-	-	-	-	-	-	0.026	0.062	0.123	0.201	0.270	0.293	0.236	0.010
12	-	-	-	-	-	-	-	-	0.027	0.063	0.122	0.195	0.262	0.286	0.237
13	-	-	-	-	-	-	-	-	0.011	0.029	0.064	0.120	0.190	0.254	0.279
14	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.020	0.030	0.065	0.119	0.186	0.246
15	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.013	0.032	0.066	0.117	0.181
16	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.014	0.033	0.066	0.116
17	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.015	0.034	0.067
18	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.016	0.035
19	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	0.017



รูปที่ 3.1 กราฟฟังก์ชัน Bessel

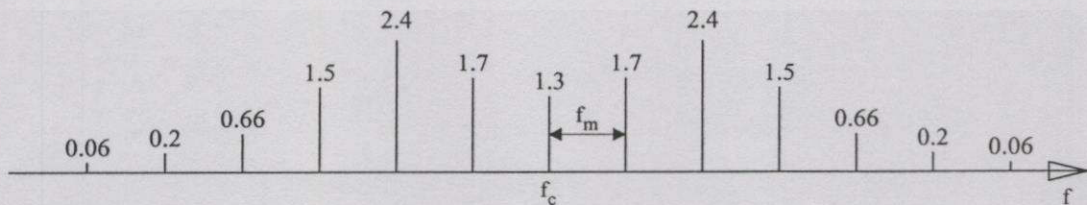
ตัวอย่างที่ 3.2 องค์ประกอบความถี่ของคลื่นพาห์ $5 V_{rms}$ แสดงดังรูปที่ 3.2 เมื่อการเบี่ยงเบนความถี่เท่ากับ 3 kHz และถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียง 1 kHz การหาค่าต่างๆแสดงดังต่อไปนี้

$$(1) M_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{3\text{kHz}}{1\text{kHz}} = 3$$

(2) จากตารางที่ 3.2

$J_0(3) = -0.260$	$J_4(3) = 0.132$
$J_1(3) = 0.339$	$J_5(3) = 0.043$
$J_2(3) = 0.486$	$J_6(3) = 0.011$
$J_3(3) = 0.309$	

(3) การคูณสัมประสิทธิ์ของ Bessel ด้วยแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ จะเขียนองค์ประกอบความถี่ได้ดังรูปที่ 3.2 เช่น $0.26 \times 5 = 1.3$, $0.486 \times 5 = 2.4$, $0.011 \times 5 = 0.06$ เป็นต้น



รูปที่ 3.2 องค์ประกอบความถี่ของคลื่นพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนไซด์แบนด์ที่แสดงถึงการส่งสัญญาณเอ็ฟเอ็มมีค่าเท่าไร กฎโดยทั่วไปประกอบด้วยไซด์แบนด์ซึ่งเกินกว่า 1% ของคลื่นพาห้ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเท่านั้น จากตารางที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าถ้า M_f เพิ่มขึ้น จำนวนของไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้นอย่างชัดเจน ถ้ารักษาการเบี่ยงเบนความถี่ให้คงที่ (Δf) โดยการรักษาระดับของสัญญาณมอดูเลตให้คงที่ การเพิ่ม M_f หนึ่งอันจะต้องลดทอนความถี่มอดูเลต (f_m) เมื่อ $M_f = \Delta f / f_m$ แม้ว่า会增加จำนวนของไซด์แบนด์ การเว้นช่องระหว่างไซด์แบนด์จะถูกลดลงและแถบความถี่ที่แทบจะถูกรักษาไว้

ถ้า f_m เพิ่มขึ้น การเว้นช่องระหว่างไซด์แบนด์จะถูกเพิ่มขึ้นด้วย แต่จำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญจะลดลงเนื่องจากการลดลงของ M_f ผลลัพธ์สุทธิคือต้องการแถบความถี่ที่คงที่ รูปที่ 3.3 แสดงถึงปรากฏการณ์แถบความถี่เกือบคงที่ J. R. Carson ได้เสนอกฎโดยทั่วไปเพื่อใช้ในการคำนวณค่าแถบความถี่ของเอฟเอ็มในปี ค.ศ. 1920 ซึ่งเป็นสมการที่ใช้งานโดยทั่วไป

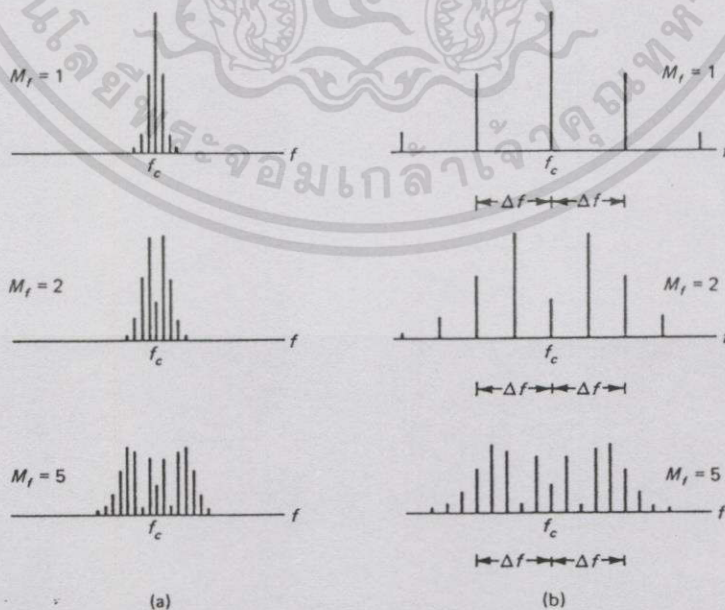
Carson's Rule $B \approx 2(\Delta f + f_m)$ (3.20)

เนื่องจาก $M_f = \Delta f / f_m$ $B \approx 2f_m (M_f + 1)$ (3.21)

ตัวอย่างที่ 3.3 วิธีประมาณค่าแถบความถี่ที่ต้องการเพื่อส่งคลื่นเอ็ฟเอ็ม โดยมีความถี่คลื่นพาห้ 100 เมกะเฮิร์ตซ์ สมมติให้ความถี่มอดูเลตสูงสุดคือ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ และดัชนีการมอดูเลตคือ 5 B จะมีค่า

$$B \approx 2(5 \times 10^3)(5 + 1) = 60 \text{ kHz}$$

แถบความถี่คือ 99.97 ถึง 100.03 MHz



รูปที่ 3.3 องค์ประกอบความถี่ของรูปคลื่นเอ็ฟเอ็มมอดูเลตไซนูซอยด์ (a) f_m คงที่ (b) Δf คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 3.4 วิธีการหาขนาดความถี่ที่ขีดรูปแบบรูปคลื่นเอ็ฟเอ็มดังสมการ

$$e_{FM} = 5 \cos \left[2\pi \times 10^8 t + 1.5 \sin(8\pi \times 10^3 t) \right]$$

จาก
$$e_{FM}(t) = E_{cm} \cos(\omega_c t + M_f \sin \omega_m t)$$

$$M_f = 1.5$$

$$f_m = \frac{8\pi \times 10^3}{2\pi} = 4 \text{ kHz}$$

จาก

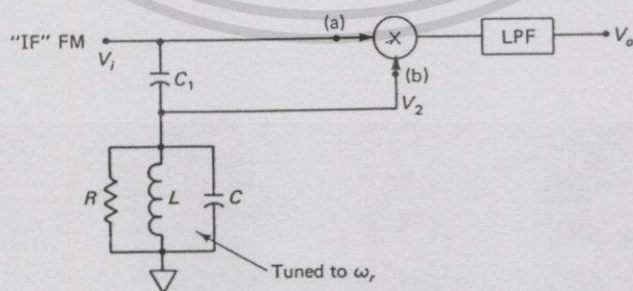
$$B \approx 2f_m (M_f + 1)$$

$$B \approx 2(4 \times 10^3)(1.5 + 1) = 20 \text{ kHz}$$

ย่านความถี่มีค่า (100 M - 10 k ถึง 100 M + 10 k) Hz หรือ 99.99 MHz ถึง 100.01 MHz

3.3 ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ (Quadrature Detector)

ดีเทกเตอร์เอ็ฟเอ็มแบบควอดเรเจอร์อาศัยรีแอกแตนซ์ (reactance) ขนาดใหญ่ อนุกรมกับวงจร tuned parallel resonant เพื่อผลิตควอดเรเจอร์ที่มีสัญญาณทั้งสองเฟสเดียวกัน การเปลี่ยนแปลงความถี่ในสัญญาณเอ็ฟเอ็มทำให้การเลื่อนเฟสหน้าหรือล่าหลังเพิ่มเกิดขึ้นที่วงจร LC tuned ซึ่งถูกตรวจจับด้วยตัวดีเทกเตอร์ทางเฟสเชิงอุปมาน การพิจารณาดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ของรูปที่ 3.4 สัญญาณที่จุด (b) จะถูกเลื่อนให้มีเฟสเดียวกันเมื่อเทียบกับสัญญาณที่จุด (a) ค่าของการเลื่อนเฟสขึ้นอยู่กับความถี่



รูปที่ 3.4 ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์

ที่เรโซแนนซ์ วงจร parallel tuned จะปรากฏตัวต้านทาน R และภายใต้เงื่อนไข $1/(\omega_r C_1) \gg R$ เฟสของ V_2 เทียบกับ V_1 เท่ากับ $\pi/2$ ดังสมการ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R}{R + 1/j\omega_r C_1} \approx j\omega_r C_1 R = \omega_r C_1 R \angle \pi/2 \quad (3.22)$$

V_2 นำหน้า V_1 ประมาณ 90° และสัญญาณทั้งสองเป็นคอแควเจอร์แบบเฟสเดียวกัน

เมื่อเรโซแนนซ์หมดไป V_2 จะนำหน้า V_1 โดยมีมุมมากกว่าหรือน้อยกว่า 90° เล็กน้อย ขึ้นอยู่กับความถี่ว่าน้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC ขนาน สำหรับความถี่เล็กน้อย ประมาณ ω_r จะแสดงให้เห็นถึงการเลื่อนเฟสระหว่าง V_2 และ V_1 ที่เป็นเชิงเส้นและมีค่าประมาณ

$$\phi = \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \quad \text{rad} \quad (3.23)$$

เมื่อ K คือค่าคงที่เท่ากับ $2L/R$ และ $\Delta\omega = \omega - \omega_r$ ดังนั้นถ้า V_1 คือ สัญญาณขาเข้า

$$V_1 = V_1 \cos \omega t \quad (3.24)$$

$$V_2 = V_1 \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \right) \quad (3.25)$$

คูณ V_1 ด้วย V_2 จะแสดงส่วนประกอบความถี่ต่ำ

$$V_1 \cdot V_2 = \frac{V_1}{2} \cos \left(\frac{\pi}{2} - K\Delta\omega \right) = \frac{V_1}{2} \sin K\Delta\omega \quad (3.26)$$

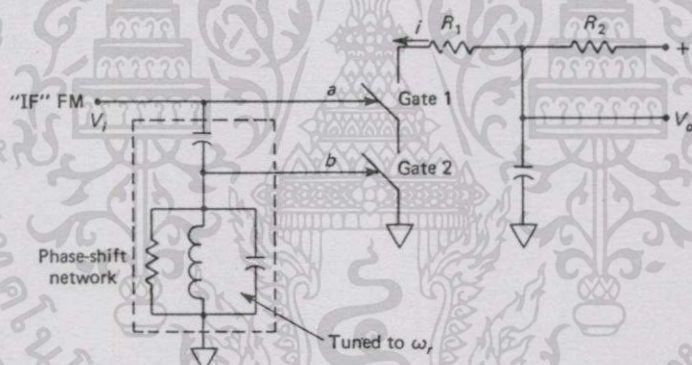
ซึ่งจะผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำที่ไม่ได้ถูกลดทอน สำหรับ $K\Delta\omega$ เล็กๆ

$$V_o = \frac{V_1}{2} \sin K\Delta\omega \approx \frac{V_1}{2} \sin K\Delta\omega = K'(\omega - \omega_r) \quad (3.27)$$

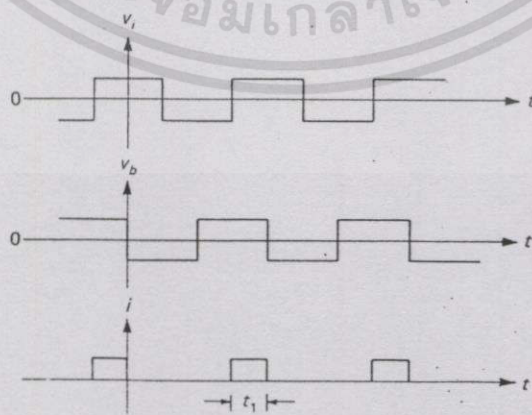
แสดงถึงแรงดันเอาต์พุตซึ่งเป็นสัดส่วนกับความแตกต่างระหว่างความถี่เข้ากับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร tuned สำหรับสัญญาณเอฟเอ็ม จะประกอบด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่ขณะหนึ่ง ทำให้วงจรจะกระทำตัวเป็นคิมอดูเลเตอร์

อีกทางเลือกหนึ่งของคิเทกเตอร์แบบควอแดรเจอร์คือใช้เกต (gate) ที่เหมือนกันมากกว่าวงจรคูณแบบเชิงอุปมาน เทคนิคนี้แสดงดังรูปที่ 3.5 สัญญาณที่จุด (b) มีเฟสเดียวกันที่แตกต่างกับสัญญาณที่จุด (a) โดยจำนวนขึ้นอยู่กับการค่าคลาดเคลื่อนของความถี่จากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร tuned LC tank สัญญาณ (a) และ (b) จะควบคุมการเปิดและการปิดของสวิทช์ สมมติให้สัญญาณไอเอฟเอฟเอ็มถูกจำกัดขนาด ดังนั้นจึงปรากฏเป็นคลื่นจัตุรัส สัญญาณที่จุด (a) และ (b) จะลักษณะคล้ายกันดังรูปที่ 3.6

ความถี่เข้าเปลี่ยนแปลงจากความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC เฟสของ V_b จะเปลี่ยนแปลง ทำให้ช่วงเวลาซึ่ง i_1 ไหลเพิ่มขึ้นหรือลดลง จำนวน t_1 จะแตกต่างจากค่าของมันเองที่ ω_r ซึ่งจะเป็นสัดส่วนกับความถี่ที่แตกต่างกันระหว่างสัญญาณเข้ากับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร tuned ค่าที่แตกต่างกันของ t_1 จะเป็นผลลัพธ์ของความแตกต่างกันของแรงดันที่ตกคร่อม C_1 วงจรนี้อาจใช้สำหรับการคิมอดูเลตเอฟเอ็มได้



รูปที่ 3.5 คิเทกเตอร์แบบควอแดรเจอร์โดยใช้เกตที่เหมือนกัน



รูปที่ 3.6 สัญญาณเกตที่เหมือนกันที่ $\omega = \omega_r$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 เครื่องรับวงจรรวมเอฟเอ็มเชิงเส้น (Linear Integrated – Circuit FM Receivers)

ได้มีโรงงานผลิตไอซีต่างๆ เช่น ซิกเนติก (Signetics), อาร์ซีเอ (RCA) และโมโตโรลา (Motorola) ได้พัฒนาไอซีโมโนลิติกกำลังต่ำซึ่งเป็นไอซีภาครับทั้งหมด ทั้งเอเอ็มและเอฟเอ็ม ข้อดีคือ เชื่อถือได้ เล็ก และง่ายในการออกแบบ การพัฒนาไอซีเหล่านี้เกิดขึ้นเนื่องมาจากความเจริญเติบโตของเอฟเอ็มสองทิศทาง (two – way FM) และระบบสื่อสารโทรศัพท์แบบรีจิสเตอร์ (cellular radio)

3.4.1 ระบบวงจรรวมเอฟเอ็มไอเอฟกำลังต่ำ (Low – Power, Integrated – Circuit FM IF System)

NE/SA614A เป็นระบบเอฟเอ็มไอเอฟกำลังต่ำโมโนลิติก ซึ่งมีต้นกำเนิดจากบริษัทซิกเนติก มีอัตราการขยายสูง เป็นอุปกรณ์ความถี่สูง สูญเสียพลังงานต่ำ NE/SA614A มีเครื่องชี้บอกกำลังของสัญญาณที่รับเข้ามา (received signal – strength indicator (RSSI)) ด้วยเอาต์พุตแบบลอการิทึมและมีพิสัยพลวัต (dynamic range) เกิน 90 ดีบี มีทางออกของสัญญาณที่ถูกตีมอดูเลต 2 ทางออก NE/SA614A ต้องการจำนวนอุปกรณ์ภายนอกค่า NE/SA614A มีการประยุกต์ใช้งานดังต่อไปนี้

1. ระบบโทรศัพท์แบบรีจิสเตอร์เอฟเอ็ม (FM cellular radio)
2. เครื่องรับการสื่อสารเอฟเอ็มสมรรถนะสูง (High – performance FM communications receivers)
3. การขยายความถี่กลางและการดีเทกสูงถึง 25 เมกะเฮิร์ตซ์ (Intermediate frequency amplification and detection up to 25 MHz)
4. มิเตอร์วัดกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ (RF signal strength meter)
5. การประยุกต์ใช้เป็นเครื่องวิเคราะห์ห้องค้ำประกอบความถี่ (Spectrum analyzer applications)
6. เครื่องรับส่งข้อมูล (Data transceivers)

3.4.2 วงจรขยายไอเอฟ (IF amplifiers)

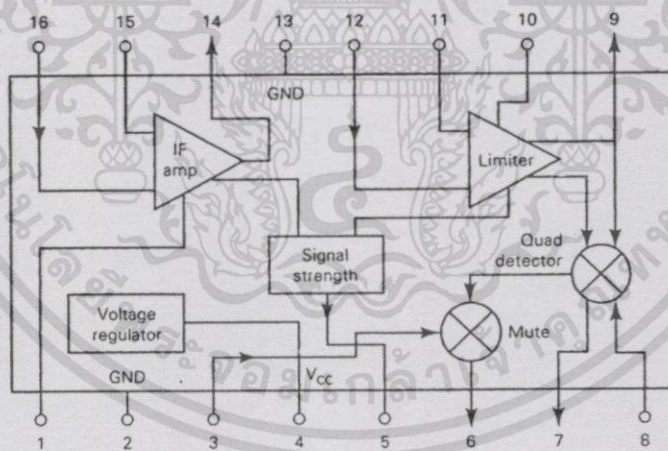
ดังรูปที่ 3.8 เป็นวงจรสมมูลของ NE/SA614A วงจรขยายไอเอฟประกอบด้วยวงจรขยายล็อก-ลิมีตติ้ง (Log – limiting) 2 ภาค ภาคแรกมีวงจรขยายผลต่าง (differential amplifiers) ที่มีอัตราขยาย 39 ดีบี 2 ชุด และมีแถบความถี่ของสัญญาณเอซีขนาดเล็ก 41 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อต่อกับแหล่งกำเนิด 50 โอห์ม เอาต์พุตของลิมีตเตอร์ตัวแรกจะเป็นวงจรขยายอิมิตเตอร์ตามจึงทำให้มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยมีตัวต้านทานอนุกรมสมมูล 1 กิโลโอห์มต่ออยู่ ทำให้มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ประมาณ 1 กิโลโอห์ม ภาคลิมีตติ้งที่สองประกอบด้วยวงจรขยายผลต่างที่มีอัตราขยายรวม 62 ดีบี 3 ชุด และมีแถบความถี่ของสัญญาณเอซีขนาดเล็ก 28 เมกะเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตของวงจรขยายผลต่างตัวสุดท้ายเป็นบัฟเฟอร์กับดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ที่อยู่ภายในไอซี เอาต์พุตอันหนึ่งใช้ขั้วควอดเรเจอร์คาปาซิเตอร์ (quadrature capacitor) ภายนอก และแอลซีควอดเรเจอร์แทงก์ (L/C quadrature tank) ภาคลิ-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

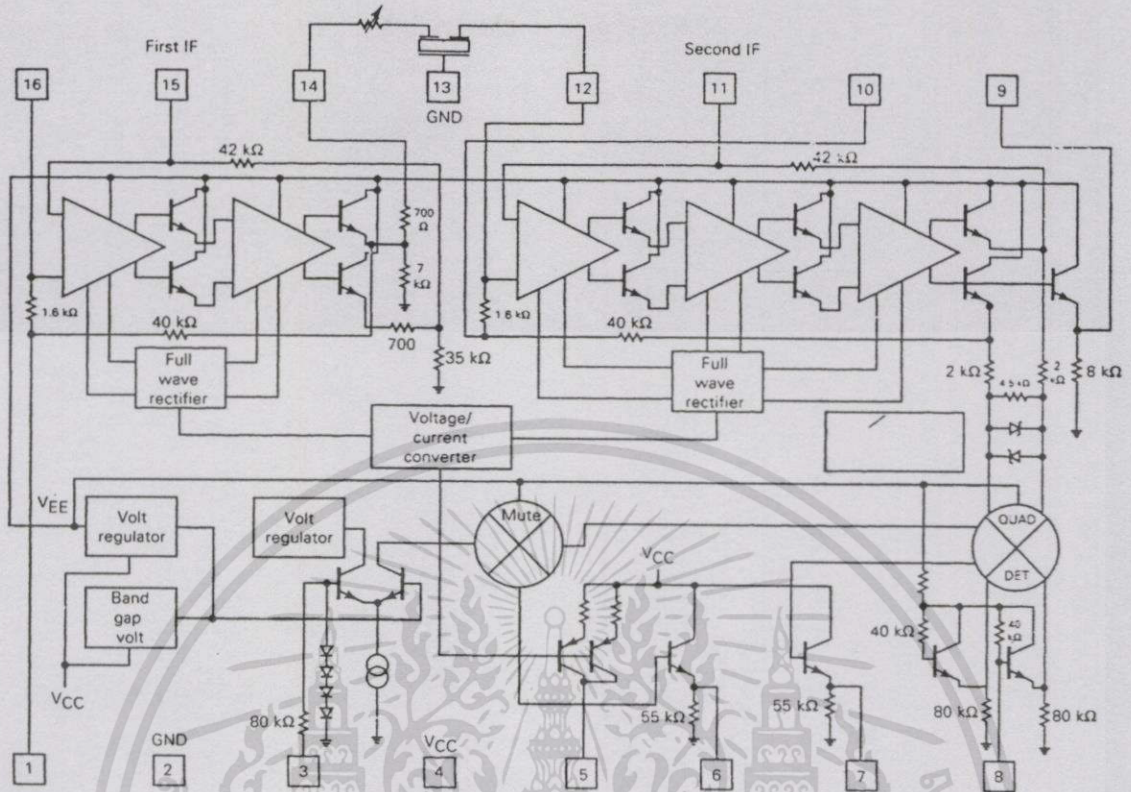
มิตตั้งทั้งสองเป็นดีซีไบแอสโดยการป้อนกลับ เอาต์พุตบัพเฟอร์ของวงจรรขยายผลต่างตัวสุดท้ายในแต่ละภาคจะป้อนกลับไปที่อินพุตของภาคผ่านตัวต้านทาน 42 กิโลโอห์ม เพราะว่าอัตราขยายสูงมาก แถบความถี่กว้างและอินพุตอิมพีแดนซ์ของลิมิตเตอร์สูง ภาคลิมิตเตอร์นี้อาจไม่เสถียรที่ความถี่ไอเอฟสูงกว่า 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เสถียรภาพถูกทำให้ดีขึ้นโดยการลดทอนอัตราขยาย โดยการเพิ่มตัวลดทอน (attenuators) ระหว่างภาควงจรรขยาย

3.4.3 ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ (Quadrature detector)

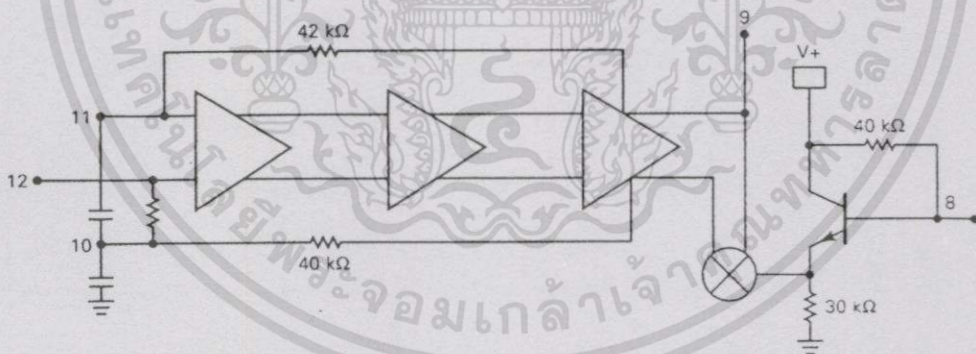
จากรูปที่ 3.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรมูลฐานสำหรับดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ใน NE/SA614A ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์คือเซลล์คูณ (multiplier cell) คล้ายกับภาคมิกเซอร์แต่แทนที่ด้วยการผสมความถี่ที่แตกต่างกันสองความถี่ ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์ผสมสัญญาณทั้งสองด้วยความถี่เดียวกันแต่เฟสแตกต่างกัน โดยมีแอมพลิฟายเออร์ที่จากภาคลิมิตเตอร์ โดยต่อตัวเก็บประจุภายนอกที่ขา 9 เพื่อเลื่อนเฟส 90° สัญญาณที่ถูกเลื่อนเฟสจะป้อนให้กับส่วนของวงจรมูลฐานด้านบนที่ขา 8 ควอดเรเจอร์แทงก์ (LC network แบบขนาน) ดีเทกเตอร์แบบควอดเรเจอร์จะกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตซึ่งเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่เป็นสัดส่วนกับขนาดของการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณอินพุตเอฟเอ็ม



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของ NE/SA614A



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของ NE/SA614A



รูปที่ 3.9 บล็อกโคเดแกรมของดีเทกเตอร์แบบครอเดรเจอร์

3.4.4 เอาต์พุตความถี่เสียง (Audio output)

NE/SA614A มีทางออกของสัญญาณที่ถูกคิมอดูเลต 2 ทางออก ทีเอ็นทีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่งจะเปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดัน โดยมีตัวต้านทาน 55 กิโลโห์มเป็นโหลดภายใน เอาต์พุตทั้งสองต่างเฟสกัน 180° ภายใน ดังนั้นสามารถประยุกต์ใช้งานกับ differential inputs ของวงจรมอนิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

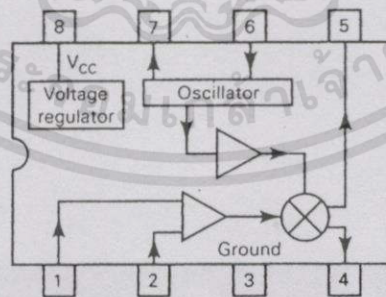
แอมป์หรือวงจรเปรียบเทียบระดับแรงดัน ระดับอ้างอิงอันหนึ่งของความถี่อ้างอิงจะถูกสร้างไว้ ทำให้แอมพลิฟายเออร์ทั้งสองจะเลื่อนในทิศทางตรงกันข้ามในขณะที่ความถี่อินพุตเลื่อน

3.4.5 RSSI

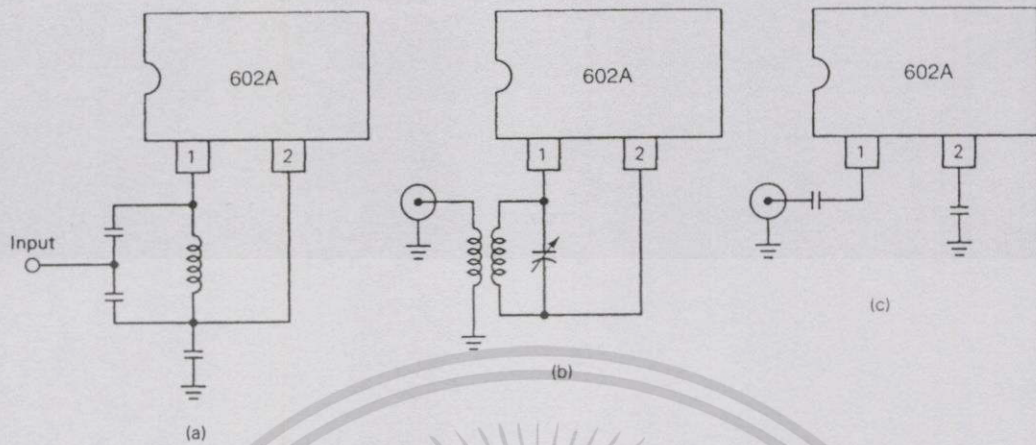
เครื่องซึ่งบอกกำลังของสัญญาณที่รับเข้ามาจะแสดงเอาต์พุตเป็นลอการิทึมตลอดย่าน 90 ดีบี เอาต์พุตกำลังของสัญญาณได้มาจากกระแสในวงจรขยายลิมิตดีจั้งรวมกัน ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับความถี่ไอ-เอฟ

3.4.6 วงจรรวมมิกเซอร์และออสซิลเลเตอร์ (Integrated – circuit mixer/oscillator)

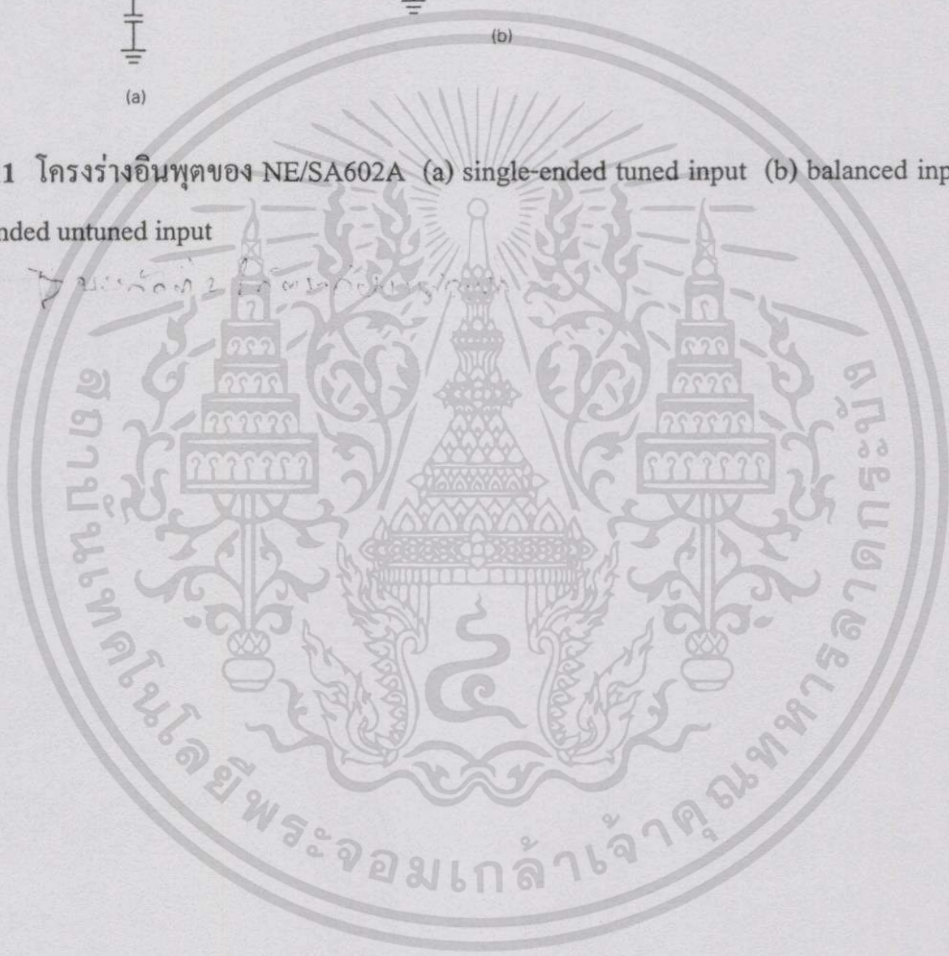
จากรูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ NE/SA602A เป็นมิกเซอร์แบบ double – balanced และออสซิลเลเตอร์ ใช้สำหรับงานที่มีสมรรถนะสูง และระบบสื่อสารกำลังงานต่ำ เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานกับระบบสื่อสารโทรศัพท์แบบรังผึ้ง มิกเซอร์มีโครงสร้างเป็นวงจรผสม Gilbert cell ซึ่งปกติจะให้อัตราขยาย 18 ดีบีที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ Gilbert cell คือวงจรขยายผลต่างซึ่งขับ balanced switching cell ภาคอินพุตผลต่างให้อัตราขยายและกำหนดตัวเลขสัญญาณรบกวน (noise figure) และสมรรถนะ signal – handing ของระบบ ออสซิลเลเตอร์ทำงานได้ถึง 200 เมกะเฮิร์ตซ์ สามารถใช้งานแบบคริสตอลหรือแอลซีออสซิลเลเตอร์หรือใช้เป็นวงจรขยายบัฟเฟอร์สำหรับออสซิลเลเตอร์ภายนอก ตัวเลขสัญญาณรบกวนของ NE/SA602A ที่ 45 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยปกติน้อยกว่า 5 ดีบี ใช้แบตเตอรี่ทำงานได้ มีอินพุตและเอาต์พุต RF มิกเซอร์ และมีพอร์ทออสซิลเลเตอร์ โครงสร้างทางอินพุต RF อินพุต (ขา 1 และ 2) เป็นไบแอสภายในและสมมาตรกัน รูปที่ 3.11 แสดงการใช้งานในรูปแบบ single – ended tuned input , balanced input และ single – ended untuned



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของ NE/SA602A



รูปที่ 3.11 โครงร่างอินพุตของ NE/SA602A (a) single-ended tuned input (b) balanced input (c) single-ended untuned input



บทที่ 4

การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่(เอฟเอสเค)

4.1 การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (Frequency Shift Keying, FSK)

การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (เอฟเอสเค) เป็นวิธีการมอดูเลตสัญญาณเชิงเลขอย่างง่าย โดยเมื่อเทียบกับการมอดูเลตชนิดอื่น เป็นรูปแบบของการมอดูเลตเชิงเลขที่มีสมรรถนะต่ำ ไบนารีเอฟเอสเค (binary FSK) เป็นรูปแบบของการมอดูเลตเชิงเลขที่มีแอมพลิจูดคงที่คล้ายกับการมอดูเลตเชิงความถี่ (เอฟเอ็ม) ธรรมดา ยกเว้นสัญญาณที่เข้ามอดูเลตเป็นการไหลของพัลส์ไบนารีที่เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างระดับแรงดันที่ไม่ต่อเนื่องสองระดับซึ่งมากกว่าการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นเชิงอุปมานที่ต่อเนื่อง

สัญญาณไบนารีเอฟเอสเค คือ

$$v(t) = V_c \cos \left[\left(\omega_c + \frac{v_m(t)\Delta\omega}{2} \right) t \right] \quad (4.1)$$

เมื่อ $v(t)$ = รูปคลื่นไบนารีเอฟเอสเค

V_c = ยอดของแอมพลิจูดคลื่นพาห์ที่ยังไม่มอดูเลต (peak unmodulated carrier amplitude)

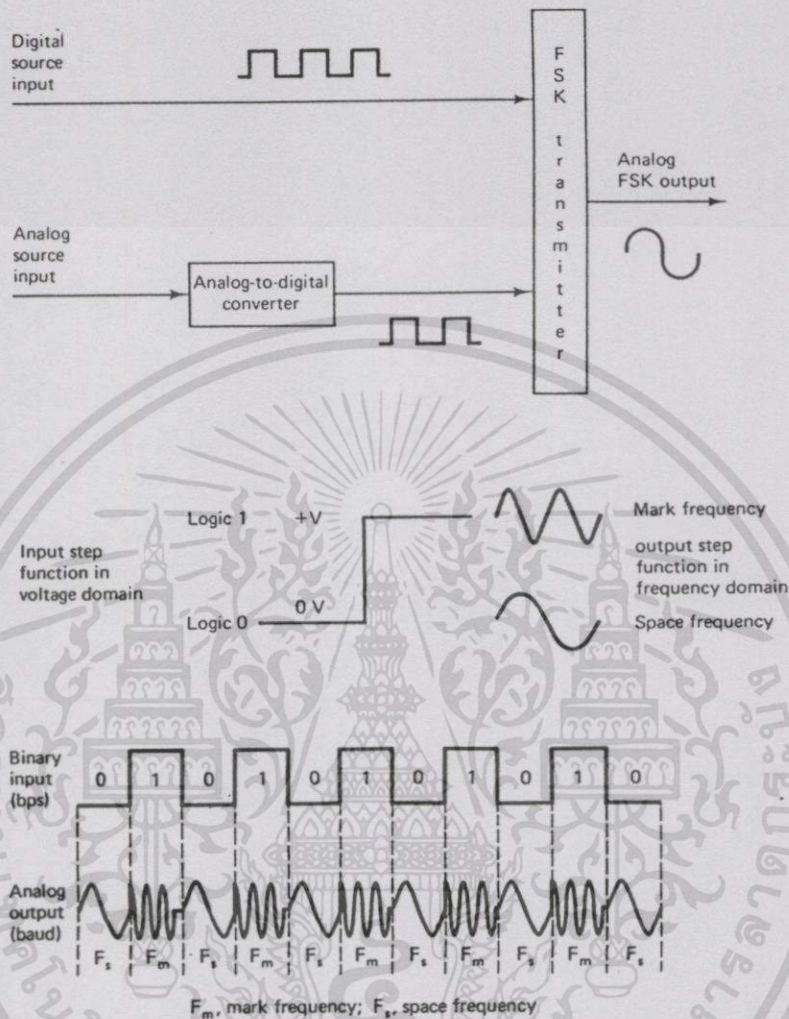
ω_c = ความถี่คลื่นพาห์เชิงเรเดียน (radian carrier frequency)

$v_m(t)$ = สัญญาณการมอดูเลตเชิงเลขไบนารี (binary digital modulating signal)

$\Delta\omega$ = การเปลี่ยนแปลงความถี่เอาต์พุตเชิงเรเดียน (change in radian output frequency)

สมการที่ 4.1 คือ ไบนารีเอฟเอสเคกับแอมพลิจูดคลื่นพาห์ (V_c) ยังคงค้างค่าคงที่การมอดูเลตความถี่คลื่นพาห์เชิงเรเดียนเอาต์พุต (ω_c) เลื่อนโดย $\pm \Delta\omega/2$ การเลื่อนความถี่ ($\Delta\omega/2$) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดและขั้วของสัญญาณอินพุตไบนารีดังตัวอย่าง ไบนารีหนึ่งคือ +1 โวลต์ และไบนารีศูนย์คือ -1 โวลต์ จะเกิดการเลื่อนความถี่ $+\Delta\omega/2$ และ $-\Delta\omega/2$ ตามลำดับ อัตราของการเลื่อนความถี่คลื่นพาห์เท่ากับอัตราของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอินพุตไบนารี $v_m(t)$ (ซึ่งคืออัตราบิต (bit rate) อินพุต) ดังนั้นความถี่คลื่นพาห์เอาต์พุตจะเลื่อนอยู่ระหว่าง $\omega_c + \Delta\omega/2$ และ $\omega_c - \Delta\omega/2$ ที่อัตราเท่ากับ f_m

4.2 เครื่องส่งเฟสเค (FSK Transmitter)



รูปที่ 4.1 เครื่องส่งไบนารีเฟสเค

ไบนารีเฟสเคคือความถี่คลื่นพาห้หรือความถี่ศูนย์กลางซึ่งถูกเลื่อนโดยข้อมูลอินพุตไบนารี ทำให้เอาต์พุตของตัวมอดูเลตเฟสเคไบนารีคือสตีปฟังก์ชันในโดเมนเวลา สัญญาณอินพุตไบนารีจะเปลี่ยนแปลงลอจิก 0 เป็นลอจิก 1 และในทางกลับกัน เอาต์พุตเฟสเคจะเลื่อนอยู่ระหว่างสองความถี่ ได้แก่ mark หรือความถี่ของลอจิก 1 และ space หรือความถี่ของลอจิก 0 ไบนารีเฟสเคคือการเปลี่ยนแปลงความถี่เอาต์พุตในแต่ละเวลาเป็นเงื่อนไขลอจิกของสัญญาณอินพุตไบนารีที่เปลี่ยนแปลง ทำให้อัตราของการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตเท่ากับอัตราของการเปลี่ยนแปลงอินพุต การมอดูเลตเชิงเลขคืออัตราของการเปลี่ยนแปลงที่อินพุตของตัวมอดูเลตซึ่งถูกเรียกว่าอัตราบิตและมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bits per second, bps) อัตราของการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตของตัวมอดูเลตจะถูกเรียกว่าบอด (baud) หรืออัตราบอด (baud rate) บอดคือความเร็วสาย (line

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

speed) มีหน่วยเป็นสัญลักษณ์ (symbols) ต่อวินาที ไบนารีเอฟเอสเคนั้นมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของอินพุตและเอาต์พุตเท่ากัน ดังนั้นอัตราบิตและอัตราบอดจึงเท่ากัน เครื่องส่งไบนารีเอฟเอสเคอย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 4.1

4.3 การพิจารณาแถบความถี่ของเอฟเอสเค (Bandwidth Considerations of FSK)

ระบบการสื่อสารอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมดมีแถบความถี่เป็นหนึ่งในพิจารณาเบื้องต้นเช่นเดียวกับการออกแบบเครื่องส่งไบนารีเอฟเอสเค เอฟเอสเคคล้ายกับการมอดูเลตเชิงความถี่ธรรมดา ดังนั้นจึงสามารถอธิบายในวิธีเดียวกันได้

ในรูปที่ 4.2 แสดงถึงตัวมอดูเลตไบนารีเอฟเอสเค ตัวมอดูเลตเอฟเอสเคคล้ายกับตัวมอดูเลตเอฟเอ็มธรรมดาและมีออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (VCO) อัตราการเปลี่ยนแปลงอินพุตเกิดขึ้นเร็วมากเมื่อ ไบนารีอินพุตเป็นลอจิก 1 กับ 0 อนุกรมสลับกันมีชื่อว่าคลื่นจัตุรัส (square wave) ถ้าพิจารณาความถี่พินคาเมนทอลของอินพุต ความถี่การมอดูเลตสูงสุดจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราบิตอินพุต

ความถี่นิ่ง (rest frequency) ของ VCO เป็นความถี่ที่อยู่ตรงกลางระหว่างความถี่ mark และ space เงื่อนไขลอจิก 1 ที่อินพุตเลื่อน VCO จากความถี่นิ่งเป็นความถี่ mark และเงื่อนไขลอจิก 0 ที่อินพุตเลื่อน VCO จากความถี่นิ่งเป็นความถี่ space คือสัญญาณไบนารีอินพุตเปลี่ยนจากลอจิก 1 เป็นลอจิก 0 และในทางกลับกัน ทำให้ความถี่เอาต์พุต VCO เลื่อนหรือหันเหและเป็นความถี่ที่อยู่ระหว่างความถี่ mark และ space เพราะไบนารีเอฟเอสเคคือรูปแบบของการมอดูเลตเชิงความถี่ สูตรดัชนีการมอดูเลต (modulation index) ที่ใช้ในเอฟเอ็มสามารถใช้กับไบนารีเอฟเอสเคได้ สูตรดัชนีการมอดูเลตเป็นดังนี้

$$MI = \frac{\Delta f}{f_a} \quad (4.2)$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

Δf = การเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation), เฮิรตซ์

f_a = ความถี่การมอดูเลต (modulating frequency), เฮิรตซ์

ดัชนีการมอดูเลตในกรณีที่เราพิจารณาคือดัชนีการมอดูเลตที่มีแถบความถี่เอาต์พุตกว้างที่สุดซึ่งถูกเรียกว่าอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (deviation ratio) โดยจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนความถี่และความถี่การมอดูเลตมีค่ามากที่สุด

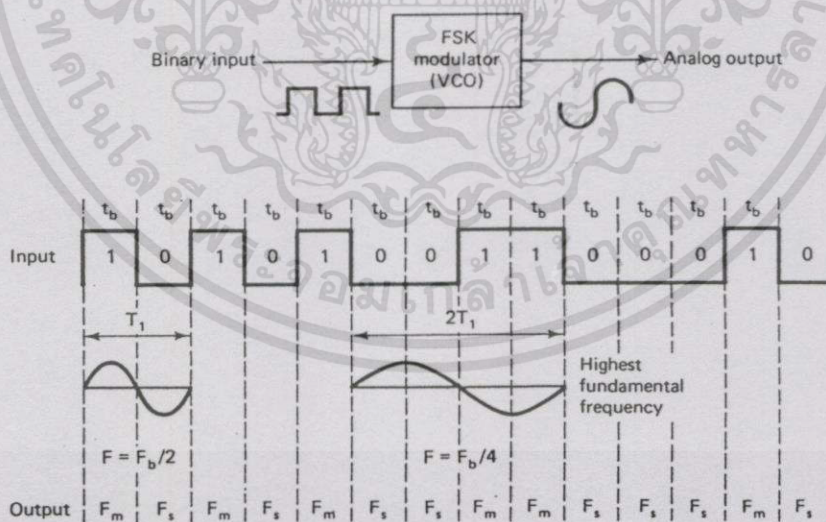
ตัวมอดูเลตไบนารีเอฟเอสเคมี Δf คือ ยอด (peak) ของการเบี่ยงเบนความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับความแตกต่างระหว่างความถี่นิ่งและแต่ละอันของความถี่ mark หรือ space (หรือครึ่งหนึ่งของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแตกต่างระหว่างความถี่ mark และ space) ยอดของการเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของสัญญาณการมอดูเลต สัญญาณไบนารีเชิงเลขคือลอจิก 1 ทั้งหมดมีแอมพลิจูดเหมือนกันและลอจิก 0 ทั้งหมดมีแอมพลิจูดเหมือนกัน ทำให้การเบี่ยงเบนความถี่เป็นค่าคงที่และเป็นค่าสูงสุดเสมอ f_u เท่ากับความถี่พื้นฐานของสัญญาณไบนารีอินพุตซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่แคบที่สุด (ลอจิก 1 และ 0 สลับกัน) เท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราบิต (f_b) ไบนารีเอฟเอสเคมีดัชนีการมอดูเลตดังต่อไปนี้

$$MI = \frac{\frac{|f_m - f_s|}{2}}{\frac{f_b}{2}} = \frac{|f_m - f_s|}{f_b} \tag{4.3}$$

เมื่อ $\frac{|f_m - f_s|}{2}$ = ยอดของการเบี่ยงเบนความถี่ (peak frequency deviation)
 f_b = อัตราบิตอินพุต (input bit rate)
 $\frac{f_b}{2}$ = ความถี่พื้นฐานของสัญญาณไบนารีอินพุต (fundamental frequency of the binary input signal)



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างของเอฟเอสเค

สำหรับเอฟเอ็มแถบแคบ (narrowband FM) ขบวนการแถบความถี่เป็นฟังก์ชันของดัชนีการมอดูเลต โดยทั่วไปไบนารีเอฟเอสเคมีดัชนีการมอดูเลตต่ำกว่า 1 ดังนั้นการกำเนิดองค์ประกอบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตเอฟเอ็มแถบแคบมีความสัมพันธ์กัน แถบความถี่ต่ำสุดที่ต้องการในการแพร่กระจายสัญญาณเรียกว่า แถบความถี่ไนควิสต์ต่ำสุด (minimum Nyquist bandwidth, f_N) เมื่อมีการมอดูเลตและองค์ประกอบความถี่เอาต์พุตทั้งสองข้าง (double – sided) ถูกกำเนิดขึ้น แถบความถี่จึงถูกเรียกว่า แถบความถี่ไนควิสต์ทั้งสองข้างต่ำสุดหรือแถบความถี่ไอเอฟต่ำสุด

ตัวอย่าง 4.1 ตัวมอดูเลตไบนารีเอฟเอสเคประกอบด้วยความถี่ space, rest และ mark มีค่า 60, 70 และ 80 เมกะเฮิร์ตซ์ตามลำดับ และมีอัตราบิตอินพุต 20 เมกะบิตต่อวินาที วิธีการหาเอาต์พุตบอดและความถี่ที่ต้องการต่ำสุด แสดงดังต่อไปนี้

จากสมการที่ 4.3

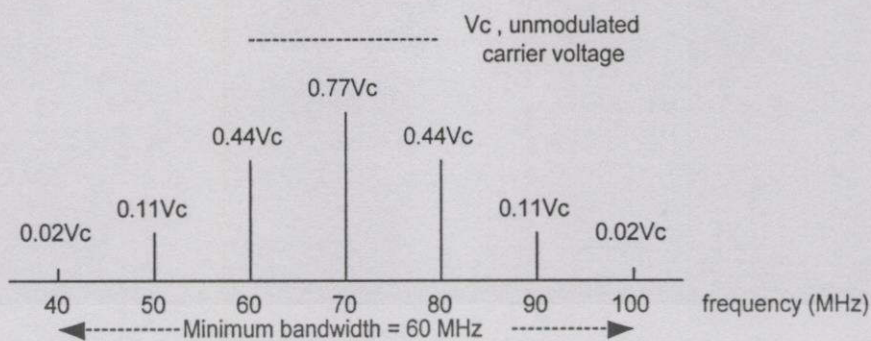
$$MI = \frac{|f_m - f_s|}{f_b} = \frac{|80\text{MHz} - 60\text{MHz}|}{20\text{Mbps}}$$

$$= \frac{20\text{MHz}}{20\text{Mbps}} = 1.0$$

จาก Bessel chart (ตารางที่ 4.1) ดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 1.0 มีค่าของความถี่ข้างเคียงที่สำคัญอยู่ 3 ค่า แต่ละความถี่ข้างเคียงถูกแยกออกจากความถี่ศูนย์กลางหรือความถี่ข้างเคียงที่อยู่ใกล้กัน โดยมีค่าเท่ากับความถี่การมอดูเลตซึ่งเท่ากับ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ ($f_b/2$) องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของตัวมอดูเลตนี้แสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีแถบความถี่ไนควิสต์ทั้งสองข้างต่ำสุดคือ 60 เมกะเฮิร์ตซ์ อัตราบอดคือ 20 เมกะบอดมีค่าเท่ากับอัตราบิต

ตารางที่ 4.1 Bessel Function chart

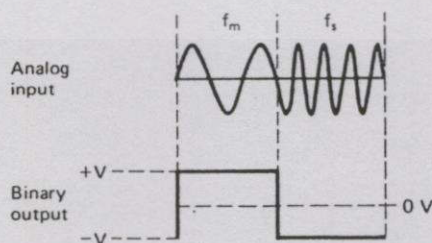
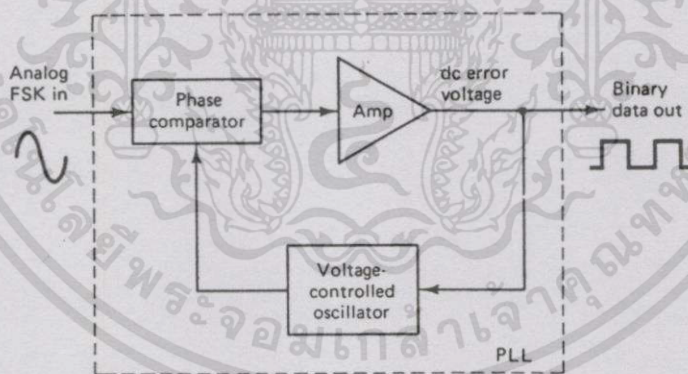
MI	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4
0.0	1.00	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03



รูปที่ 4.3 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตเฟสเคชของตัวอย่างที่ 4.1

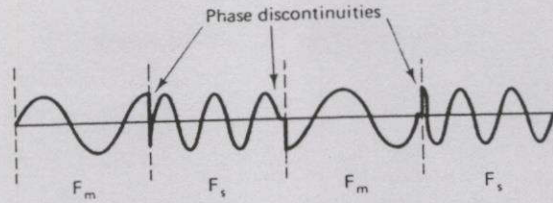
เนื่องจากไบนารีเฟสเคชคือรูปแบบของการมอดูเลตความถี่แถบแคบ แถบความถี่ต่ำสุดจึงขึ้นกับดัชนีการมอดูเลต สำหรับดัชนีการมอดูเลตที่อยู่ระหว่าง 0.5 และ 1 ทั้งสองนั้นมีค่าความถี่ข้างเคียงที่สำคัญสองและสามค่า ดังนั้นแถบความถี่ต่ำสุดคือสองถึงสามเท่าของอัตราบิตอินพุต

4.4 เครื่องรับเฟสเคช (FSK Receiver)



รูปที่ 4.4 PLL – FSK คีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

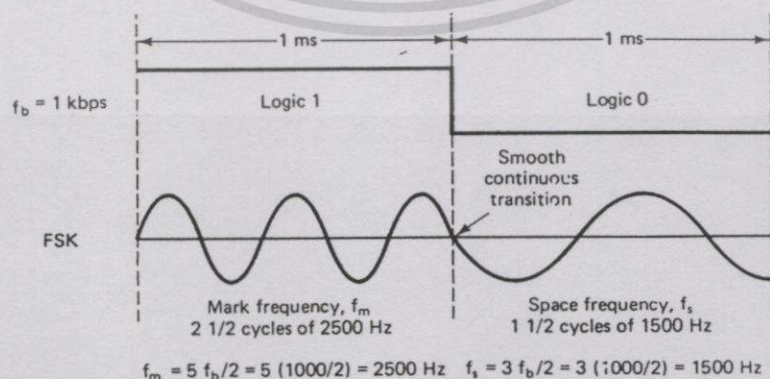


รูปที่ 4.5 รูปคลื่นเอฟเอสเคที่ไม่ต่อเนื่อง

โดยทั่วไปวงจรที่ใช้สำหรับสัญญาณไบนารีเอฟเอสเคคือเฟสล็อกลูป (phase-locked loop, PLL) ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 4.4 PLL-FSK คือออสซิลเลเตอร์ทำงานเหมือนกับ PLL-FM คือออสซิลเลเตอร์เป็นอย่างมาก อินพุตที่ PLL จะเลื่อนอยู่ระหว่างความถี่ mark และ space แรงดันค่าผิดพลาดดีซี (dc error voltage) ที่เอาต์พุตของเฟสคอมพาราเตอร์จะติดตามการเลื่อนความถี่เพราะมีความถี่อินพุตสองความถี่เท่านั้นคือ mark และ space และมีแรงดันค่าผิดพลาดเอาต์พุตเพียงสองค่าคือ ลอจิก 1 และลอจิก 0 ดังนั้นเอาต์พุตมีสองระดับ (ไบนารี) แสดงค่าของเอฟเอสเคอินพุต โดยทั่วไปความถี่ธรรมชาติของ PLL จะเท่ากับความถี่ศูนย์กลางของเอฟเอสเคออสซิลเลเตอร์ ผลลัพธ์ทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันค่าผิดพลาดดีซีจะติดตามการเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุตเชิงอุปมานและเป็นสมมาตร 0 โวลต์

ไบนารีเอฟเอสเคมีสมรรถนะค่าผิดพลาดที่ต่ำกว่าพีเอสเค (PSK) หรือคิวแอม (QAM) ทำให้ไม่ค่อยเป็นที่นิยมใช้ในระบบวิทยุแบบเชิงเลขสมรรถนะสูง ซึ่งจะถูกจำกัดสำหรับสมรรถนะต่ำ ราคาต่ำ โมเด็มที่ส่งข้อมูลแบบไม่ได้จังหวะกัน (asynchronous) จะถูกใช้สำหรับการสื่อสารข้อมูลแบบอุปมาน ใช้กับสายโทรศัพท์แถบเสียง

4.5 มินิมัมชิฟท์คีย์อิงเอฟเอสเค (Minimum Shift-Keying FSK)



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นเอ็มเอสเคที่มีเฟสต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มินิมัมชีพทศัยอ็องเอฟเอสเค (MSK) เป็นรูปแบบการมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ที่มีเฟสต่อเนื่อง (continuous – phase, CPFSK) เอ็มเอสเคคือไบนารีเอฟเอสเค ยกเว้นความถี่ mark และ space จะเข้าจังหวะกับอัตราบิตไบนารีอินพุต การเข้าจังหวะกันอย่างง่ายหมายถึงความสัมพันธ์ทางเวลาอย่างแม่นยำระหว่างอัตราบิตไบนารีอินพุตกับเอ็มเอสเคเอาต์พุต ไม่ได้หมายถึงว่าต้องเท่ากัน เอ็มเอสเคทำให้ความถี่ mark และ space ถูกเลือก เช่น ถูกแยกออกจากความถี่ศูนย์กลางโดยผลคูณจำนวนคี่ของครึ่งหนึ่งของอัตราบิต [f_m และ $f_s = n(f_b/2)$], เมื่อ n คือจำนวนเต็มคี่ใดๆ] ทำให้การเปลี่ยนเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเชิงอุปมานเรียบ เมื่อเปลี่ยนจากความถี่ mark เป็น space หรือทำนองกลับกัน ดังรูปที่ 4.5 จะเห็นรูปคลื่นเอฟเอสเคที่ไม่ต่อเนื่อง จะเห็นว่าเมื่ออินพุตเปลี่ยนจากลอจิก 1 เป็นลอจิก 0 และในทางกลับกัน เฟสของสัญญาณเอาต์พุตเชิงอุปมานจะไม่ต่อเนื่องอย่างทันทีทันใด เมื่อเกิดเหตุการณ์นี้ตัวคีมมอดูเลเตอร์จะมีความลำบากในการติดตามการเลื่อนความถี่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาด

ดังรูปที่ 4.6 จะเห็นรูปคลื่นเอ็มเอสเคที่มีเฟสต่อเนื่อง สังเกตเมื่อความถี่เอาต์พุตเปลี่ยน การเปลี่ยนเฟสจะต่อเนื่องและเรียบ ทำให้ไม่มีเฟสที่ไม่ต่อเนื่อง เอ็มเอสเคมีสมรรถนะความผิดพลาดบิต (bit error) ที่ดีกว่าไบนารีเอฟเอสเคธรรมดา ข้อเสียของเอ็มเอสเคคือต้องการวงจรการเข้าจังหวะและราคาแพงกว่า

บทที่ 5

เฟสล็อกกลุ๊ป

5.1 ชนิดของเฟสล็อกกลุ๊ป

- เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้น (Linear PLL , LPLL)
- เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลข (Digital PLL , DPLL)
- เฟสล็อกกลุ๊ปที่เป็นวงจรแบบเชิงเลขทั้งหมด (All-Digital PLL , ADPLL)

เฟสล็อกกลุ๊ปจะประกอบด้วย 3 บล็อกโคโอะแกรมดังต่อไปนี้ ดังรูปที่ 5.1

- voltage-controlled oscillator (VCO)
- phase detector (PD)
- loop filter (LP)

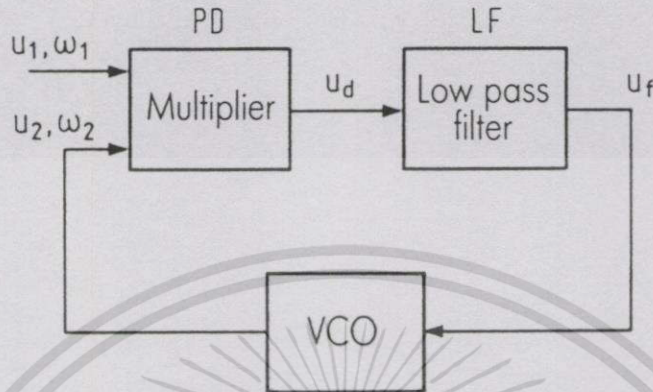
ทฤษฎีการทำงานของเฟสล็อกกลุ๊ปจะอธิบายโดยเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้น เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้นกับเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลขจะแตกต่างกันตรงเฟสดีเทกเตอร์ โดยที่เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้นจะใช้เฟสดีเทกเตอร์แบบ four-quadrant multiplier เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลขจะใช้เฟสดีเทกเตอร์แบบเชิงเลขซึ่งมีอยู่ 3 ชนิด ดังรูปที่ 5.5 ส่วนบล็อกโคโอะแกรมอื่นๆจะเหมือนกับเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้น สำหรับเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลขนำไปสร้างเป็นเครื่องสังเคราะห์ความถี่ (frequency synthesizer) ก็จะต้องมีบล็อกโคโอะแกรม $\div N$ Counter ด้วย ดังรูปที่ 5.4 VCO จะกำเนิดความถี่เป็นจำนวน N เท่าของความถี่อ้างอิง loop filter ของเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลขก็จะเหมือนกับ loop filter ของเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้น เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้นจะใช้ในเครื่องรับโทรทัศน์และการสื่อสารดาวเทียม เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลขจะใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ การคืนสัญญาณนาฬิกา (clock signal recovery) และการควบคุมความเร็วมอเตอร์

เฟสล็อกกลุ๊ปที่เป็นวงจรแบบเชิงเลขทั้งหมด เฟสดีเทกเตอร์ก็จะเหมือนกับเฟสดีเทกเตอร์ของเฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลข loop filter จะเป็นวงจรนับ UP/DOWN Counter VCO จะเรียกว่า digital-controlled oscillator (DCO) ซึ่งจะออกแบบโดยใช้ซอฟต์แวร์หรือฮาร์ดแวร์ก็ได้ การใช้งานจะใช้ในการสื่อสารแบบเชิงเลข เช่น เอฟเอสเคดีโค้ดเดอร์ ไอซี 74HC/HCT297 เป็นไอซีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค ในระบบที่สร้างขึ้นมาจะใช้เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเลข

5.2 เฟสล็อกกลุ๊ปแบบเชิงเส้น

ความถี่จะล็อกได้เมื่อ $\omega_1 = \omega_2$ สัญญาณเอาต์พุต $u_d(t)$ ของเฟสดีเทกเตอร์จะประกอบด้วยสัญญาณคิซี ซึ่งเป็นสัดส่วนกับค่าคลาดเคลื่อนทางเฟส (phase error) θ_e และประกอบด้วยสัญญาณ

เอชี่ คือ $2\omega_1, 4\omega_1, \dots$ เนื่องจากความถี่สูงเป็นสัญญาณที่ไม่ต้องการ ซึ่งจะถูกลบโดย loop filter เพราะ loop filter จะยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้และกำจัดความถี่สูง จะต้องใช้วงจรความถี่ต่ำ ในการออกแบบเฟสล็อกกลุ่ส่วนใหญ่จะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลุ่แบบเชิงเส้น

- u_1 คือ สัญญาณ (อินพุต) อ้างอิง
- ω_1 คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณอ้างอิง
- u_2 คือ สัญญาณเอาต์พุตของ VCO
- ω_2 คือ ความถี่เชิงมุมของสัญญาณเอาต์พุต
- u_d คือ สัญญาณเอาต์พุตของเฟสดีเทกเตอร์
- u_f คือ สัญญาณเอาต์พุตของ loop filter

รูปที่ 5.2a คือ passive lag – lead filter มี 1 โพล และ 1 ซีโร ฟังก์ชันถ่ายโอน [Transfer function, $F(s)$] คือ

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (5.1)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C$ และ $\tau_2 = R_2C$ การตอบสนองทางแอมพลิจูดของ filter นี้ แสดงดังรูปที่ 5.3a ซีโรของ filter ชนิดนี้มีความสำคัญ เนื่องจากมีอิทธิพลกับตัวประกอบการหน่วง [Damping factor, ζ] ของเฟสล็อกกลุ่

รูปที่ 5.2b คือ active lag – lead filter ฟังก์ชันถ่ายโอนคล้ายกับ passive แต่เพิ่ม K_a ซึ่งควรเลือกค่าที่มากกว่า 1 ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

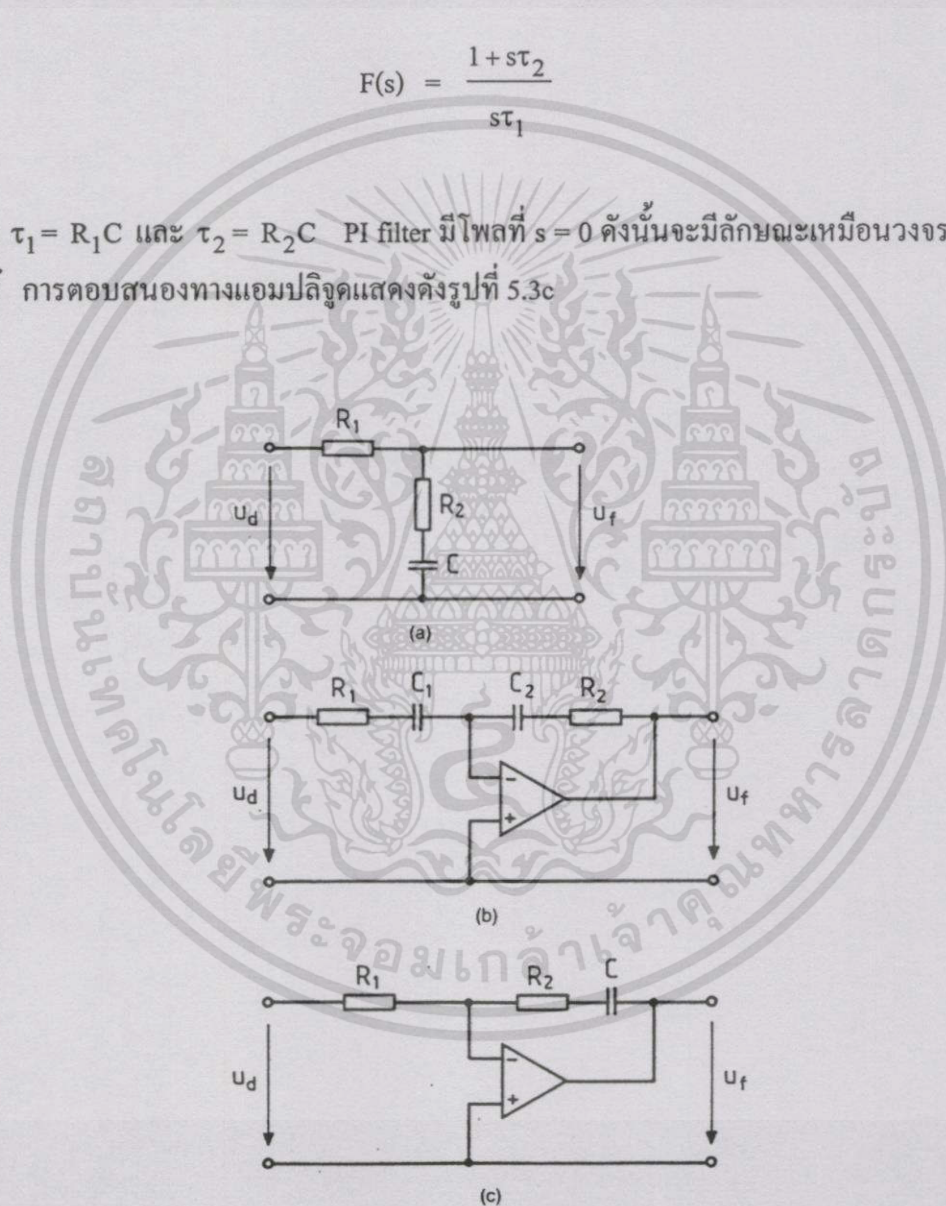
$$F(s) = K_a \frac{1+s\tau_2}{1+s\tau_1} \quad (5.2)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau_2 = R_2C_2$ และ $K_a = -C_1/C_2$ การตอบสนองทางแอมพลิจูดของ active lag filter แสดงดังรูปที่ 5.3b

รูปที่ 5.2c คือ Active PI filter ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

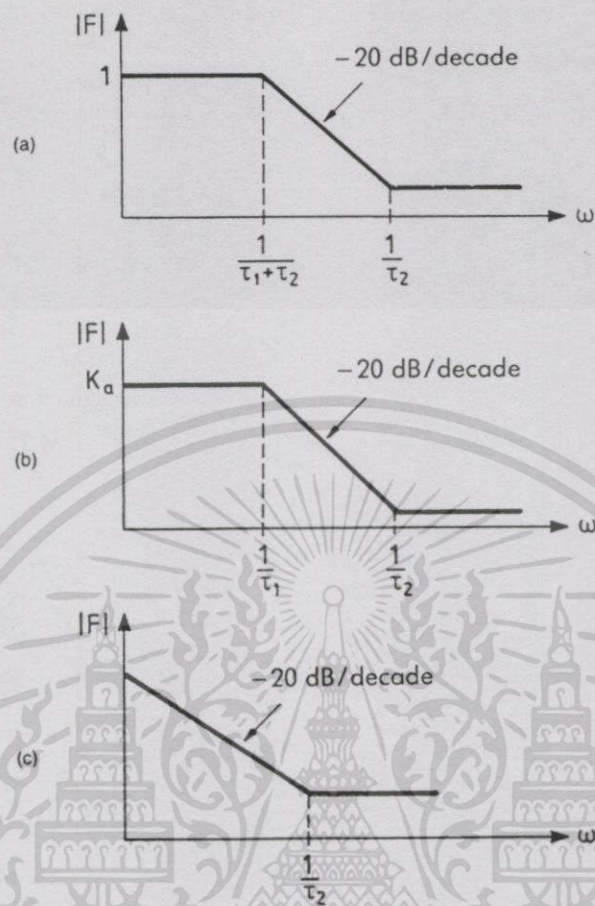
$$F(s) = \frac{1+s\tau_2}{s\tau_1} \quad (5.3)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1C$ และ $\tau_2 = R_2C$ PI filter มีโพลที่ $s=0$ ดังนั้นจะมีลักษณะเหมือนวงจรอินทิเกรเตอร์ การตอบสนองทางแอมพลิจูดแสดงดังรูปที่ 5.3c



รูปที่ 5.2 วงจร loop filter อันดับหนึ่ง (a) Passive lag filter (b) Active lag filter (c) Active PI filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

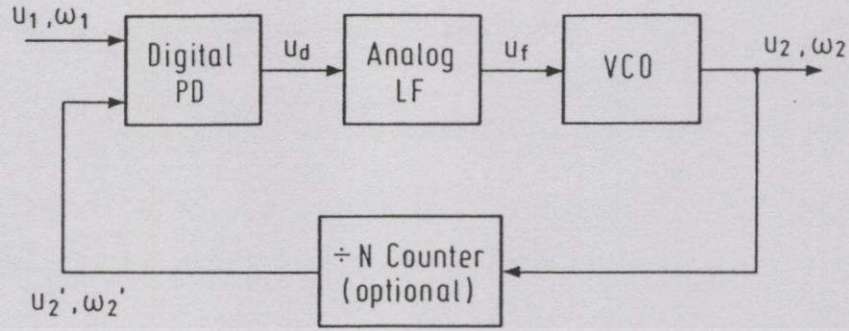


รูปที่ 5.3 Bode diagram (a) Passive lag filter (b) Active lag filter (c) Active PI filter

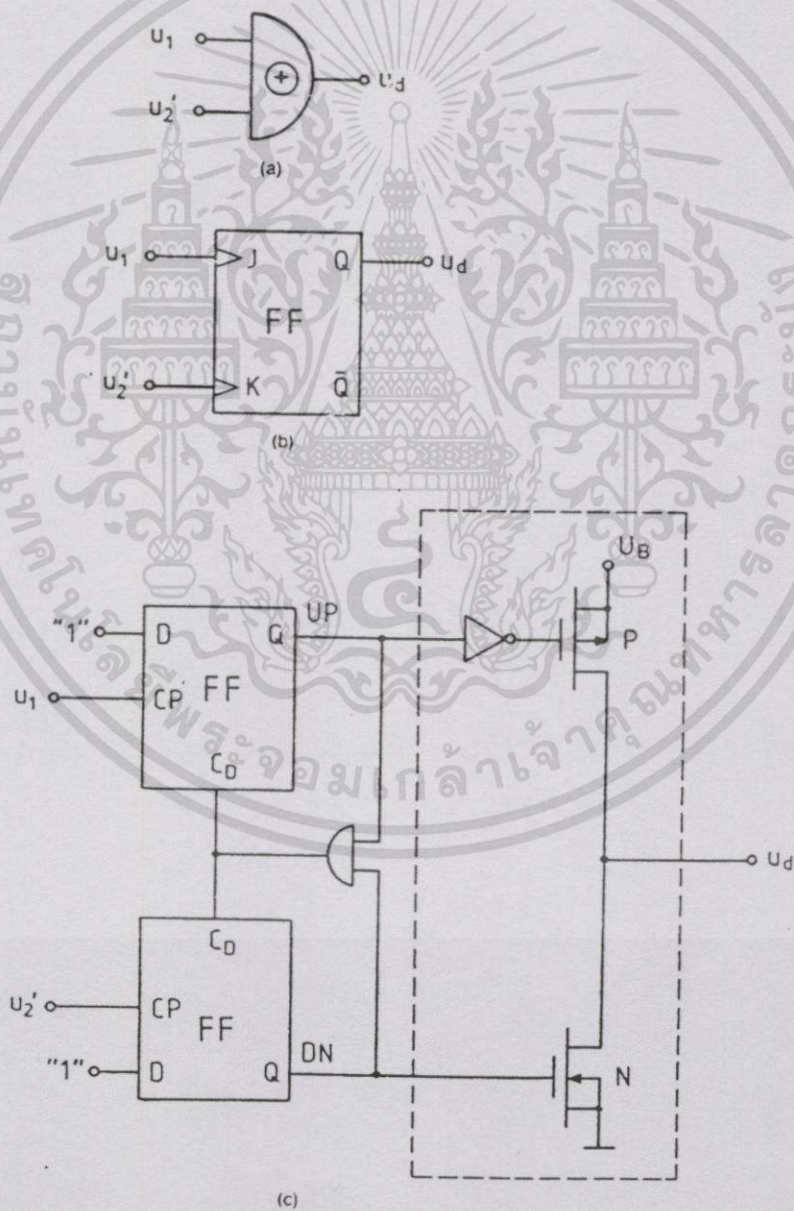
5.3 เฟสล็อกแบบเชิงเลข

เฟสดีเทกเตอร์มี 3 ชนิด ดังต่อไปนี้

- EXOR gate
- (edge – triggered) JK – flipflop
- (phase – frequency detector) PFD



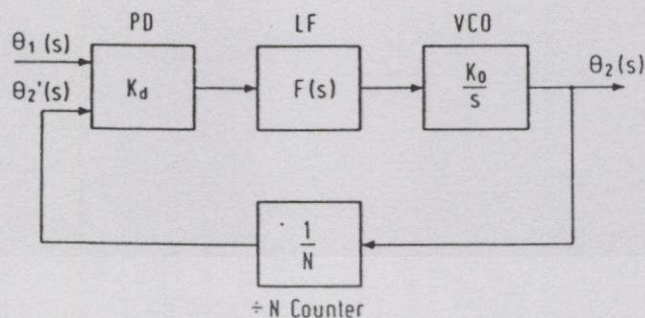
รูปที่ 5.4 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกูปแบบเชิงเลข



รูปที่ 5.5 เฟสดีเทกเตอร์ของเฟสล็อกูปแบบเชิงเลข (a) EXOR gate (b) JK – flipflop (c) PFD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สมรรถนะที่เปลี่ยนแปลงของเฟสล็อกูปแบบเชิงเลข



รูปที่ 5.6 โมเดลทางคณิตศาสตร์ของเฟสล็อกูปแบบเชิงเลข

ถ้าใช้ passive lag filter ฟังก์ชันถ่ายโอนจะเป็นดังสมการที่ 5.1 เมื่อใช้ PFD เฟสดีเทกเตอร์ และเอาต์พุตของ PFD มีสถานะ high - impedance จะไม่มีกระแสไหลผ่าน R_1 และ R_2 แรงดันที่ตกคร่อม C จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ขกเว้นกระแสรั่วไหล สัญญาณเอาต์พุต u_f ของ passive lag filter สามารถมีระดับแรงดัน ในขณะที่สัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ (เช่น PFD มีสถานะเป็นศูนย์) ทำให้ passive lag filter มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรอินทิเกรเตอร์ทางอุดมคติ ฟังก์ชันถ่ายโอนมีค่าประมาณ

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s(\tau_1 + \tau_2)} \quad (5.4)$$

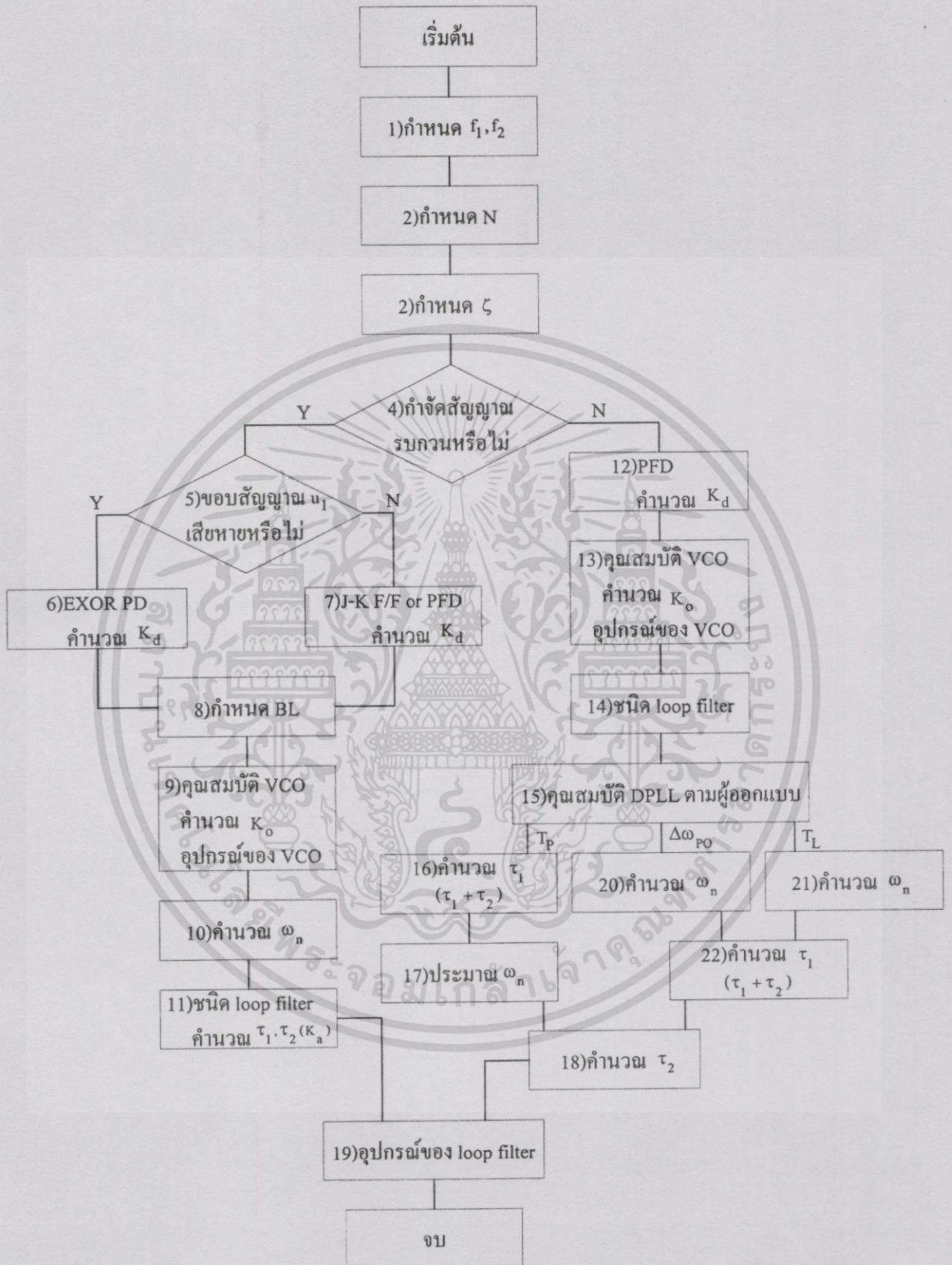
ถ้าใช้ active lag filter ฟังก์ชันถ่ายโอนจะเป็นดังสมการที่ 5.2 เมื่อใช้ PFD เฟสดีเทกเตอร์ และ PFD อยู่ในสถานะ high - impedance แรงดันที่ตกคร่อม C ของ filter ชนิดนี้จะยังคงไม่เปลี่ยนแปลง ฟังก์ชันถ่ายโอนของ active lag filter จะมีค่าประมาณ

$$F(s) = K_a \frac{1 - s\tau_2}{s\tau_1} \quad (5.5)$$

Filter ชนิดนี้มีคุณสมบัติคล้ายกับวงจรอินทิเกรเตอร์ทางอุดมคติ

ถ้าใช้ active PI filter ไม่ว่า PFD จะอยู่ในสถานะใด PI filter จะมีคุณสมบัติเหมือนกับวงจรอินทิเกรเตอร์ ฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$F(s) = -\frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (5.6)$$



รูปที่ 5.7 โพลซาร์ทของการออกแบบเฟสล็อกลูปแบบเชิงเลข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 ความหมายของค่าพารามิเตอร์ และสูตรของเฟสล็อกกลุ่บบางตัว

Parameter category	Symbol	Parameter	Definition
General	ω_o	Center frequency of the VCO	Angular frequency of the VCO at $u_f = 0$
	τ_1, τ_2	Time constant of loop filter	
	ω_n	Natural frequency of the PLL	ω_n is the natural frequency of the PLL system. The PLL responds to an excitation at its input with a transient, normally a damped oscillation with angular frequency ω_n
	ζ	Damping factor	$1/\omega_n \zeta =$ time constant of the damped oscillation
Acquisition	$\Delta\omega_H$	Hold range	Frequency range within which PLL operation can be statically stable
	$\Delta\omega_L$	Lock range	If the frequency offset of the reference signal is smaller than the lock range, the PLL locks within one single-beat note between reference and output frequencies
	T_L	Lock-in time	Time required for the lock-in process
	$\Delta\omega_P$	Pull-in range	If the frequency offset of the reference signal is larger than the lock range but smaller than the pull-in range, the PLL will slowly lock after a number of beat notes between reference and output frequencies
	T_P	Pull-in time	Time required for a pull-in process
Tracking	$\Delta\omega_{PO}$	Pull-out range	Dynamic limit of stable operation of the PLL. The system unlocks if a frequency step larger than $\Delta\omega_{PO}$ is applied to the reference input

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

Parameter	Symbol	Parameter	Definition
Category			
Tracking	$\Delta\omega$	Rate of change of frequency offset	Maximum allowable rate of change of (angular) reference frequency
Noise	P_s, P_n	Signal, noise power	Power of input signal and noise signal applied to the input of a PLL
	B_i	Prefilter bandwidth	Bandwidth of the prefilter (or the input signal source)
	B_L	Noise bandwidth	
	$(SNR)_i$	Signal-to-noise ratio of the input signal	
	$(SNR)_L$	Signal-to-noise ratio of the loop	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

Formulas for second-order PLLs

	Type of loop filter		
	Passive lag	Active lag	Active PI
	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d K_a}{N\tau_1}}$	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N\tau_1}}$
PD is not PFD	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$	$\zeta = \frac{\omega}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d K_a} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$
PD is PFD	$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$	$\zeta = \frac{\omega}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d K_a} \right)$	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$
PD = EXOR	$\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d \pi / 2}{N}$	$\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d K_a \pi / 2}{N}$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$
PD = JK-flipflop	$\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d \pi}{N}$	$\Delta\omega_H = \frac{K_o K_d K_a \pi}{N}$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$
PD = PFD	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_H \rightarrow \infty$
PD = EXOR	$\Delta\omega_L = \pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = \pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = \pi\zeta \omega_n$
PD = JK-flipflop	$\Delta\omega_L = 2\pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = 2\pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = 2\pi\zeta \omega_n$
PD = PFD	$\Delta\omega_L = 4\pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = 4\pi\zeta \omega_n$	$\Delta\omega_L = 4\pi\zeta \omega_n$
	$T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$	$T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$	$T_L \approx \frac{2\pi}{\omega_n}$
PD = EXOR	Low-gain loops $\Delta\omega_P = \frac{\pi}{2} \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d} \omega_n^2$	Low-gain loops $\Delta\omega_P = \frac{\pi}{2} \sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2 / K_a}$	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$
	High-gain loops $\Delta\omega_P = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$	High-gain loops $\Delta\omega_P = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}$	

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

Formulas for second-order PLLs

	Type of loop filter		
	Passive lag	Active lag	Active PI
PD = JK-flipflop	Low-gain loops $\Delta\omega_P = \pi\sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2}$	Low-gain loops $\Delta\omega_P = \pi\sqrt{2\zeta\omega_n K_o K_d - \omega_n^2 / K_a}$	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$
	High-gain loops $\Delta\omega_P = \pi\sqrt{2\sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}}$	High-gain loops $\Delta\omega_P = \pi\sqrt{2\sqrt{\zeta\omega_n K_o K_d}}$	
PD = PFD	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$	$\Delta\omega_P \rightarrow \infty$
PD = EXOR	$T_P = \frac{4 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$	$T_P = \frac{4 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$	$T_P = \frac{4 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$
PD = JK-flipflop	$T_P = \frac{1 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$	$T_P = \frac{1 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$	$T_P = \frac{1 \Delta\omega_o^2}{\pi^2 \zeta\omega_n^3}$
PD = PFD	$T_P = \frac{2(\tau_1 + \tau_2) \ln \frac{K_o (U_B / 2)}{K_o (U_B / 2) - \Delta\omega_o}}{K_o (U_B / 2)}$	$T_P = \frac{2\tau_1 \ln \frac{K_o K_a (U_B / 2)}{K_o K_a (U_B / 2) - \Delta\omega_o}}{K_o K_a (U_B / 2)}$	$T_P = \frac{2\tau_1 \Delta\omega_o}{K_o (U_B / 2)}$
PD = EXOR	$\Delta\omega_{PO} = 2.46\omega_n (\zeta + 0.65)$	$\Delta\omega_{PO} = 2.46\omega_n (\zeta + 0.65)$	$\Delta\omega_{PO} = 2.46\omega_n (\zeta + 0.65)$
PD = JK-flipflop	$\Delta\omega_{PO} = 5.78\omega_n (\zeta + 0.5)$	$\Delta\omega_{PO} = 5.78\omega_n (\zeta + 0.5)$	$\Delta\omega_{PO} = 5.78\omega_n (\zeta + 0.5)$
PD = PFD	$\Delta\omega_{PO} = 11.55\omega_n (\zeta + 0.5)$	$\Delta\omega_{PO} = 11.55\omega_n (\zeta + 0.5)$	$\Delta\omega_{PO} = 11.55\omega_n (\zeta + 0.5)$
	$\Delta\omega < \omega_n^2$	$\Delta\omega < \omega_n^2$	$\Delta\omega < \omega_n^2$

$$B_L \approx \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right)$$

$$SNR_i = P_s / P_n$$

$$SNR_L = SNR_i (B_i / 2B_L)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การออกแบบเฟสล็อกแบบเชิงเลข

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดความถี่อินพุตและเอาต์พุตของเฟสล็อกแบบเชิงเลข f_1 และ f_2

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดย่านของ N

$$N_{\min} \leq N \leq N_{\max} \quad (5.7)$$

เมื่อ N เปลี่ยนแปลง จะทำให้ความถี่ธรรมชาติ ω_n และตัวประกอบการหน่วง ζ จะเปลี่ยนแปลงตาม N ดังตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ทั้งสองจะเปลี่ยนแปลงประมาณ $1/\sqrt{N}$

$$\omega_{n \min} < \omega_n < \omega_{n \max} \quad (5.8)$$

$$\zeta_{\min} < \zeta < \zeta_{\max} \quad (5.9)$$

$$\frac{\omega_{n \max}}{\omega_{n \min}} = \sqrt{\frac{N_{\max}}{N_{\min}}} \quad (5.10)$$

$$\frac{\zeta_{\max}}{\zeta_{\min}} = \sqrt{\frac{N_{\max}}{N_{\min}}} \quad (5.11)$$

ตัวประกอบการหน่วง ζ ระหว่าง 0.5 ถึง 1 จะดีที่สุด

$$N_{\text{mean}} = \sqrt{N_{\min} N_{\max}} = N \quad (5.12)$$

$$\zeta_{\text{mean}} = \sqrt{\zeta_{\min} \zeta_{\max}} = \zeta \quad (5.13)$$

สำหรับ N คงที่, $N_{\text{mean}} = N$ แน่นอน

ขั้นตอนที่ 3 กำหนดตัวประกอบการหน่วง ζ

ตัวประกอบการหน่วง ζ ที่ดีที่สุดคือ 0.7 สำหรับ $N = N_{\text{mean}}$

ขั้นตอนที่ 4 ต้องการกำจัดสัญญาณรบกวนหรือไม่ (ถ้าเป็นเครื่องส่งเคราะห์ความถี่แบบเชิงเลข ก็ไม่ต้องพิจารณาสัญญาณรบกวน แถบความถี่ของสัญญาณรบกวน BL ก็ไม่ต้องพิจารณา) ถ้าต้องการให้ทำตามขั้นตอนที่ 5 ถ้าไม่ต้องการให้ข้ามไปขั้นตอนที่ 12

ขั้นตอนที่ 5 ขอบของสัญญาณอ้างอิง u , เสียหายใช่หรือไม่ ถ้าใช่ ให้ทำตามขั้นตอนที่ 6 ถ้าไม่ใช่ ให้ข้ามไปขั้นตอนที่ 7

ขั้นตอนที่ 6 เลือก EXOR เฟสดีเทกเตอร์ จำนวนค่าอัตราขยายของเฟสดีเทกเตอร์ K_d ถ้าใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเดี่ยว

$$K_d = U_B / \pi \quad (5.14)$$

เมื่อ U_B คือแหล่งจ่ายไฟ

ถ้าใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคู่หรือ EXOR อิมิตัว

$$K_d = \frac{U_{\text{sat}+} - U_{\text{sat}-}}{\pi} \quad (5.15)$$

เมื่อ $U_{\text{sat}+}$ คือ high state และ $U_{\text{sat}-}$ คือ low state ให้ทำต่อในขั้นตอนที่ 8

ขั้นตอนที่ 7 เลือก JK = flipflop หรือ PFD เฟสดีเทกเตอร์ จำนวนค่าอัตราขยายของเฟสดีเทกเตอร์ K_d PFD สมรรถนะจะดีกว่า เช่น pull-in range จะกว้างมากๆ โดยปกติจะเลือก PFD สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเดี่ยว

$$K_d = \frac{U_B}{2\pi}; \text{ JK - flipflop} \quad (5.16)$$

$$K_d = \frac{U_B}{4\pi}; \text{ PFD} \quad (5.17)$$

สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคู่หรือเมื่อเฟสดีเทกเตอร์อิมิตัว

$$K_d = \frac{U_{\text{sat}+} - U_{\text{sat}-}}{2\pi}; \text{ JK - flipflop} \quad (5.18)$$

$$K_d = \frac{U_{\text{sat}+} - U_{\text{sat}-}}{4\pi}; \text{ PFD} \quad (5.19)$$

ทำขั้นตอนที่ 8 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 8 กำหนดแถบความถี่ของสัญญาณรบกวน B_L B_L เกี่ยวข้องกับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของรูป (SNR)_L ดังตารางที่ 5.1

$$(SNR)_L = (SNR)_i \frac{B_i}{2B_L} \quad (5.20)$$

$(SNR)_i$ คือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของอินพุต ประมาณค่าได้จากการวัด input phase jitter θ_{nl}

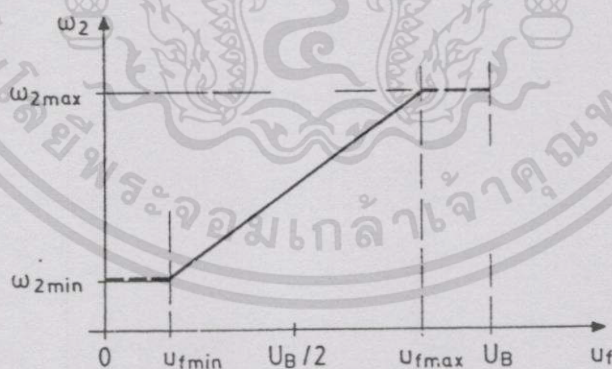
B_i คือ แถบความถี่ของ prefilter

B_L สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.20

ให้ทำขั้นตอนที่ 9 ต่อ

ขั้นตอนที่ 9 กำหนดคุณสมบัติของ VCO จำนวน K_o กำหนดอุปกรณ์ประกอบของ VCO ความถี่เอาต์พุต $\omega_2 = \omega_{2min}$ สำหรับ $u_f = u_{fmin}$ และความถี่เอาต์พุต $\omega_2 = \omega_{2max}$ สำหรับ $u_f = u_{fmax}$ ดังรูปที่ 5.7 อัตราการขยายของ VCO (K_o) สามารถคำนวณได้จากสโลปนี้ ดังสมการที่ 5.21

$$K_o = \frac{\omega_{2max} - \omega_{2min}}{u_{fmax} - u_{fmin}} \quad (5.21)$$



รูปที่ 5.8 คุณสมบัติของ VCO ที่แสดงถึงความถี่เชิงมุม ω_2 กับแรงดันควบคุม u_f ให้สังเกตย่านของแรงดันที่ใช้งานซึ่งน้อยกว่าแหล่งจ่ายไฟ

อุปกรณ์ประกอบของ VCO หาได้จาก data sheets ให้ทำขั้นตอนที่ 10 ต่อ

ขั้นตอนที่ 10 คำนวณค่าความถี่ธรรมชาติ (ω_n) B_L และ ζ ถูกกำหนดมาแล้ว ดังนั้น ω_n สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BL = \frac{\omega_n}{2} \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (5.22)$$

ให้ทำขั้นตอนที่ 11 ต่อ

ขั้นตอนที่ 11 เลือกชนิดของ loop filter คำนวณค่าพารามิเตอร์ของ loop filter τ_1 , τ_2 และ K_a
ถ้าเลือก passive loop filter ใช้กับ EXOR หรือ JK – flipflop เฟสดีเทกเตอร์ pull – in range จะถูกจำกัด ถ้าต้องการ pull – in range กว้างมากๆ ตามต้องการก็ต้องเลือก PI loop filter ค่า ω_n , ζ , K_o , K_d และ N รู้ค่าแล้ว ใช้สมการ ω_n และ ζ ในตารางที่ 5.1 เพื่อหาค่า τ_1 และ τ_2 เมื่อใช้ active lag filter จะต้องเลือกค่า K_a ที่มากกว่า 1 โดยปกติจะอยู่ในย่าน 2 ถึง 10 ให้ทำขั้นตอนที่ 19 ต่อ

ขั้นตอนที่ 12 ต่อเนื่องจากขั้นตอนที่ 4 เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่สัญญาณอินพุตอ้างอิงไม่ถูกพิจารณา ให้เลือก PFD เฟสดีเทกเตอร์ คำนวณค่าอัตราขยายของเฟสดีเทกเตอร์ K_d

$$K_d = \frac{U_B}{4\pi} \quad (5.23)$$

$$K_d = \frac{U_{sat+} - U_{sat-}}{4\pi} \quad (5.24)$$

ให้ทำขั้นตอนที่ 13 ต่อ

ขั้นตอนที่ 13 กำหนดคุณสมบัติของ VCO คำนวณค่าอัตราขยายของ VCO (K_o) กำหนดอุปกรณ์ประกอบของ VCO เหมือนขั้นตอนที่ 9 ให้ทำขั้นตอนที่ 14 ต่อ

ขั้นตอนที่ 14 กำหนดชนิดของ loop filter ให้เลือก passive lag filter เนื่องจากใช้ PFD เฟสดีเทกเตอร์ จะทำให้ pull – in range และ hold range กว้างมากๆ loop filter ชนิดอื่นจะไม่นำมาใช้ ให้ทำขั้นตอนที่ 15 ต่อ

ขั้นตอนที่ 15 กำหนดคุณสมบัติของเฟสล็อกรูปแบบเชิงเลข ตามผู้ออกแบบ

กรณีที่ใช้เฟสล็อกรูปแบบเชิงเลขเป็นเครื่องสังเคราะห์ความถี่แบบเชิงเลขที่สามารถเปลี่ยนความถี่เอาต์พุตหนึ่งไปที่ความถี่เอาต์พุตข้างเคียงได้เร็วมาก ถ้าความกว้างของช่องความถี่เอาต์พุตนั้นใหญ่เฟสล็อกรูปแบบเชิงเลขจะไม่ล็อกถ้าความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนจากความถี่หนึ่งเป็นความถี่เอาต์พุตอื่นๆ ผู้ออกแบบต้องกำหนดค่าสูงสุดของ pull – in time T_p สำหรับล็อกความถี่เอาต์พุตใหม่ ให้ทำต่อในขั้นตอนที่ 16

กรณีที่สองใช้เฟสล็อกแบบเชิงเลขเป็นเครื่องสังเคราะห์ความถี่แบบเชิงเลข ซึ่งต้องการที่จะล็อกถ้าความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนจากความถี่อื่นหนึ่งเป็นความถี่ข้างเคียง ต้องกำหนด pull - out range $\Delta\omega_{po}$ น้อยกว่า f_{ref} ให้ทำขั้นตอนที่ 20 ต่อไป

กรณีที่สาม ให้สมมติ lock - in time T_L ให้ทำขั้นตอนที่ 21 ต่อ

ขั้นตอนที่ 16 คำนวณค่า τ_1 (หรือ $\tau_1 + \tau_2$) จาก frequency step $\Delta\omega_0$ ที่มากที่สุด โดยใช้สูตร T_p ในตารางที่ 5.1 เมื่อใช้ passive loop filter ให้หาค่า $\tau_1 + \tau_2$ สำหรับ loop filter ชนิดอื่นๆ ให้หาค่า τ_1 โดยตรง ให้ทำขั้นตอนที่ 17 ต่อ

ขั้นตอนที่ 17 ประมาณค่า ω_n จากตารางที่ 5.1 ให้ทำขั้นตอนที่ 18 ต่อ

ขั้นตอนที่ 18 คำนวณค่า τ_2 จาก ω_n และ ζ (รู้ค่า ω_n และ ζ แล้ว) คำนวณ τ_2 โดยใช้สูตร ζ ในตารางที่ 5.1 เมื่อได้ค่า $\tau_1 + \tau_2$ ในขั้นตอนที่ 16 แล้ว จะต้องหาค่า τ_1 ใหม่ เมื่อใช้ passive loop filter สมมติว่าในขั้นตอนที่ 16 ได้ค่า $\tau_1 + \tau_2 = 300 \mu s$ แล้วได้ค่า $\tau_2 = 400 \mu s$ ในขั้นตอนนี้ ดังนั้น $\tau_1 = -100 \mu s$ ซึ่งเป็นไปไม่ได้ จึงต้องเลือกค่า ω_n ที่ต่ำกว่า เช่น เพิ่มค่า $\tau_1 + \tau_2$ หรือกำหนด ζ ที่ต่ำกว่าซึ่งจะลดค่า τ_2 ให้ทำขั้นตอนที่ 19 ต่อ

ขั้นตอนที่ 19 คำนวณค่าอุปกรณ์ของ loop filter

passive lag filter $\tau_1 = R_1 C$ และ $\tau_2 = R_2 C$ โดยปกติ τ_1 จะมากกว่า τ_2 5 ถึง 10 เท่า ถ้า τ_1 น้อยกว่า τ_2 ควรจะใช้ loop filter ชนิดอื่น

active lag filter $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$ และ $K_a = -C_1 C_2$ เริ่มคำนวณที่ $K_a = 1$ ให้ τ_1 จะมากกว่า τ_2 5 ถึง 10 เท่า ถ้ายังหาค่าไม่ได้ ให้เพิ่มค่า K_a (เช่น $K_a = 2$) และคำนวณซ้ำจนกระทั่ง τ_1 จะมากกว่า τ_2 อย่างเด่นชัด

active PI filter $\tau_1 = R_1 C$ และ $\tau_2 = R_2 C$ คำนวณค่า τ_1 และ τ_2 เนื่องจาก filter ชนิดนี้มีโพล ที่ $s = 0$ ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่าง τ_1 และ τ_2 จึงไม่เกี่ยวข้องกัน ถ้า τ_1 น้อยกว่า τ_2 ก็ไม่ต้องสนใจ

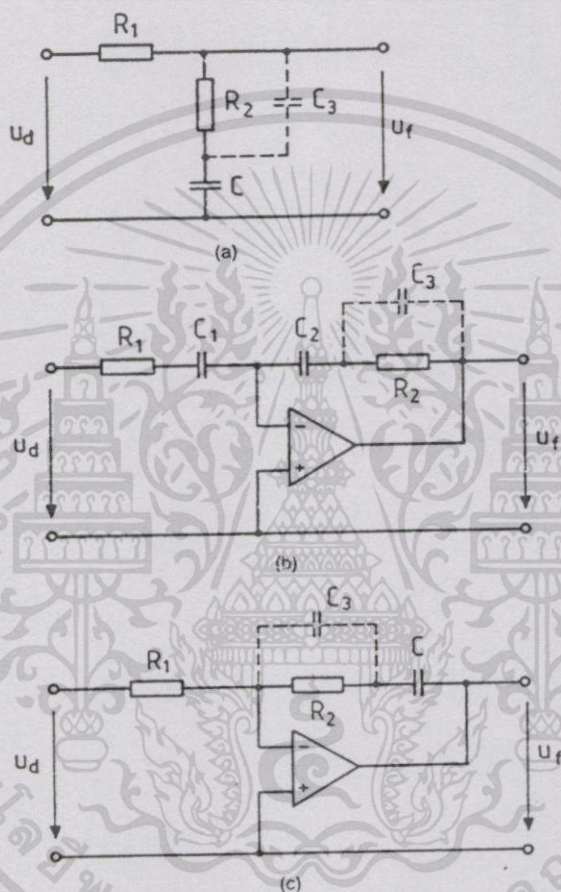
ขั้นตอนที่ 20 คำนวณหา ω_n จาก $\Delta\omega_{po}$ และ ζ ใช้สูตรของ $\Delta\omega_{po}$ ในตารางที่ 5.1 เพื่อหาค่า ω_n ให้ทำขั้นตอนที่ 22 ต่อ

ขั้นตอนที่ 21 คำนวณค่า ω_n จาก T_L ค่า ω_n คำนวณจากสูตร T_L ในตารางที่ 5.1 ให้ทำขั้นตอนที่ 22 ต่อ

ขั้นตอนที่ 22 คำนวณค่า τ_1 (หรือ $\tau_1 + \tau_2$) จาก ω_n และ ζ เมื่อใช้ active lag filter หรือ PI filter ให้คำนวณค่า τ_1 จากสูตร ω_n ในตารางที่ 5.1 เมื่อใช้ passive lag filter ค่า $\tau_1 + \tau_2$ ก็คำนวณจากสูตร ω_n แต่ค่า τ_1 จะรู้ค่าได้ก็ต่อเมื่อคำนวณค่า τ_2 แล้วในขั้นตอนที่ 18 ให้ทำขั้นตอนที่ 18 ต่อ

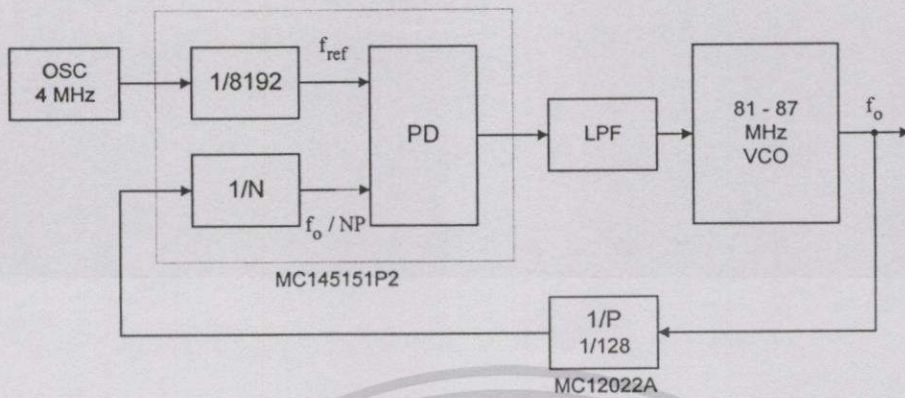
5.6 การกำจัดไซด์แบนด์ที่แปลกปลอม (suppress spurious sidebands)

เครื่องส่งเคราะห์ความถี่ที่มีคุณภาพสูงจะต้องสามารถกำจัดไซด์แบนด์ที่แปลกปลอมได้ วิธีที่ง่ายที่สุดคือเพิ่มโพลของ loop filter ดังรูปที่ 5.8 โดยการต่อ C_3 ครอบ R_2 $\tau_3 = R_2 C_3$ โดยปกติ $\tau_3 \approx \tau_2 / 10$ loop filter ดังรูปที่ 5.8 คือวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสอง สำหรับการลด ripple ที่มากกว่านี้จะต้องใช้ loop filter ที่มีอันดับสูงกว่านี้อีก โดยปกติจะเพิ่มถึงอันดับห้า



รูปที่ 5.9 วงจร loop filter อันดับสอง (a) Passive lag filter (b) Active lag filter (c) Active PI filter

5.7 การออกแบบวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป 81 – 87 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 5.10 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกกลุ๊ป 81 – 87 เมกะเฮิรตซ์

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดความถี่อินพุตและเอาต์พุต

$$\text{ความถี่อินพุตคงที่ } f_{\text{ref}} = \frac{4\text{MHz}}{8192} = 488.28125 \text{ Hz}$$

ย่านความถี่เอาต์พุต 81 ถึง 87 MHz

$$\text{ดังนั้น } f_{\text{omin}} = 81 \text{ MHz}, f_{\text{omax}} = 87 \text{ MHz}$$

แต่ละช่องความถี่มีความกว้าง 250 KHz

ขั้นตอนที่ 2 $N = 1296$ ถึง 1392

จาก

$$f_{\text{ref}} = \frac{f_o}{PN}$$

$$N = \frac{f_o}{f_{\text{ref}} P}$$

$$N_1 = \frac{81\text{MHz}}{(488.28125)(128)} = 1296$$

$$N_2 = \frac{81.25\text{MHz}}{(488.28125)(128)} = 1300$$

$$N_{13} = \frac{87\text{MHz}}{(488.28125)(128)} = 1392$$

$$N_{\text{mean}} = \sqrt{N_{\text{min}} N_{\text{max}}} \\ = \sqrt{(1296)(1392)} = 1343$$

ขั้นตอนที่ 3 เลือก $\zeta = 1$ ที่ $N = N_{\text{mean}}$ ตรงกับข้อกำหนดใน data sheet ของ MC145151P2

ขั้นตอนที่ 4 ไม่พิจารณาสัญญาณรบกวน ดังนั้นข้ามไปทำต่อในขั้นตอนที่ 12

ขั้นตอนที่ 12 เลือก PFD เฟสดีเทกเตอร์ ซึ่งเป็นขา PD_{out} ของ MC145151P2 ใช้ไฟเลี้ยง +5 โวลต์กับกราวด์ $U_B = +5V$

$$K_d = \frac{U_B}{4\pi} = \frac{5}{4\pi} = 0.4 \text{ V/rad}$$

ขั้นตอนที่ 13 ย่านของแรงดันควบคุม VCO (u_f) คือ 1.8 โวลต์ถึง 4.5 โวลต์

$$K_o = \frac{\omega_{2 \text{ max}} - \omega_{2 \text{ min}}}{u_{f \text{ max}} - u_{f \text{ min}}} \\ = \frac{(87\text{MHz} - 81\text{MHz})2\pi}{4.5V - 1.8V} \\ = 13.96 \times 10^6 \text{ rad/s/V}$$

ขั้นตอนที่ 14 เลือก passive lag filter

ขั้นตอนที่ 15 เฟสล๊อคแบบเบริงเลขควรจะล๊อคในเวลา 25 ms ดังนั้นจึงตั้งค่า $T_L = 25 \text{ ms}$ (ระบบนี้ไม่ต้องการความเร็วในการล๊อคความถี่มาก)

ขั้นตอนที่ 21 คำนวณค่า ω_n จาก T_L

จากตารางที่ 5.1

$$T_L = \frac{2\pi}{\omega_n}$$

ดังนั้น

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T_L} = \frac{2\pi}{25\text{ms}} = 251.33 \text{ s}^{-1}$$

ขั้นตอนที่ 22 เนื่องจากใช้ passive loop filter จากตารางที่ 5.1 คำนวณค่า $\tau_1 + \tau_2$ จากสูตร ω_n

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o K_d}{N(\tau_1 + \tau_2)}}$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \tau_1 + \tau_2 &= \frac{K_o K_d}{N\omega_n^2} = \frac{(13.96 \times 10^6)(0.4)}{(1343)(251.33)^2} \\ &= 65.82 \text{ ms} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 18 คำนวณค่า τ_2 จากสูตร ζ ในตารางที่ 5.1

จากตารางที่

$$\zeta = \frac{\omega_n}{2} \left(\tau_2 + \frac{N}{K_o K_d} \right)$$

ดังนั้น

$$\begin{aligned} \tau_2 &= \frac{2\zeta}{\omega_n} - \frac{N}{K_o K_d} \\ &= \frac{2 \times 1}{251.33} - \frac{1343}{(13.96 \times 10^6)(0.4)} \end{aligned}$$

$$= 7.7 \text{ ms}$$

ดังนั้น

$$\tau_1 = 65.82 \text{ ms} - 7.7 \text{ ms}$$

$$= 58.12 \text{ ms}$$

ขั้นตอนที่ 19 คำนวณค่าอุปกรณ์ของ loop filter จาก $\tau_1 = R_1C$, $\tau_2 = R_2C$ เพื่อการกำจัดไซด์แบนด์ที่ดีที่สุด (optimum sideband suppression) ควรเลือกค่า C ที่ใหญ่ และเลือกค่า R_1 และ R_2 ต่ำที่สุดเท่าที่เป็นได้

เลือกค่า $C = 0.470 \mu\text{F}$ เพราะเป็น C ที่ไม่มีขั้วค่าสูงที่สุด

$$\text{ดังนั้น} \quad R_1 = \frac{\tau_1}{C} = \frac{58.12\text{ms}}{0.470\mu\text{F}} = 123,660 \Omega$$

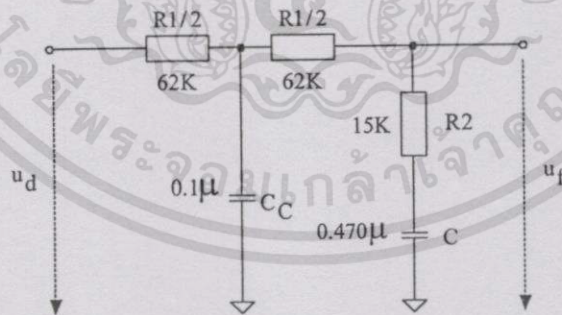
$$R_2 = \frac{\tau_2}{C} = \frac{7.7\text{ms}}{0.470\mu\text{F}} = 16,383 \Omega$$

ใน data sheet ของ MC145151P2 ให้แยก R_1 เป็นสองค่าคือ $R_1/2$ และต่อ C_C ตรงจุดที่ R_1 แยกออกจากกันกับกราวด์

$$R_1/2 = \frac{123,660}{2} = 61,830 \Omega$$

เลือกค่า $C_C = 0.1 \mu\text{F}$

ดังนั้น เลือกค่า $R_1/2 = 62 \text{K}\Omega$, $R_2 = 15\text{K}\Omega$, $C = 0.470 \mu\text{F}$, $C_C = 0.1 \mu\text{F}$



รูปที่ 5.11 วงจร LPF ของรูปที่ 5.10

5.8 การออกแบบวงจรเฟสล็อกรูป 91.7 – 97.7 เมกะเฮิรตซ์

บล็อกไดอะแกรมเหมือนกับรูปที่ 5.10 แต่ค่า VCO ต่างกัน $VCO = 91.7 - 97.7 \text{ MHz}$

ขั้นตอนที่ 1 $f_{\text{ref}} = 488.28125 \text{ Hz}$, $f_{\text{o min}} = 91.7 \text{ MHz}$, $f_{\text{o max}} = 97.7 \text{ MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 $N = 1467.2$ ถึง 1563.2 , $N_{\text{mean}} = \sqrt{(1467.2)(1563.2)} = 1514.44$

ขั้นตอนที่ 3 เลือก $\zeta = 1$

ขั้นตอนที่ 4 ไม่พิจารณาสัญญาณรบกวน ดังนั้นข้ามไปทำต่อในขั้นตอนที่ 12

ขั้นตอนที่ 12 เลือก PFD เฟสดีเทกเตอร์ $K_d = \frac{5}{4\pi} = 0.4 \text{ V/rad}$

ขั้นตอนที่ 13 $K_o = \frac{(97.7\text{MHz} - 91.7\text{MHz})2\pi}{4.5\text{V} - 1.8\text{V}} = 13.96 \times 10^6 \text{ rad/s/V}$

ขั้นตอนที่ 14 เลือก passive lag filter

ขั้นตอนที่ 15 $T_L = 25 \text{ ms}$

ขั้นตอนที่ 21 $\omega_n = \frac{2\pi}{25\text{ms}} = 251.33 \text{ s}^{-1}$

ขั้นตอนที่ 22 $\tau_1 + \tau_2 = \frac{(13.96 \times 10^6)(0.4)}{(1514.44)(251.33)^2} = 58.37 \text{ ms}$

ขั้นตอนที่ 18 $\tau_2 = \frac{2 \times 1}{251.33} - \frac{1514.44}{(13.96 \times 10^6)(0.4)} = 7.7 \text{ ms}, \tau_1 = 50.67 \text{ ms}$

ขั้นตอนที่ 19 เลือกค่า $C = 0.470 \mu\text{F}$

$$R_1 = \frac{50.67\text{ms}}{0.470\mu\text{F}} = 107,808 \Omega$$

$$R_2 = \frac{7.7\text{ms}}{0.470\mu\text{F}} = 16,383 \Omega$$

$$R_1/2 = \frac{107,808}{2} = 61,830 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เลือกค่า $R_1/2 = 56\text{K}\Omega$, $R_2 = 15\text{K}\Omega$, $C = 0.470\ \mu\text{F}$, $C_C = 0.1\ \mu\text{F}$ จะเห็นได้ว่ามีค่า R_1 เท่านั้นที่เปลี่ยนค่าไป

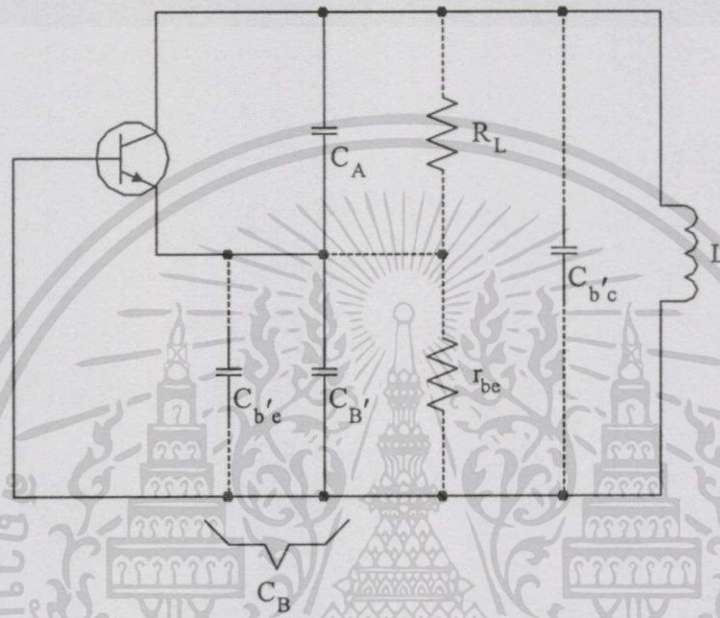


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การออกแบบ COLPITS/CLAPP VCO ค่า Q สูงทางปฏิบัติ

6.1 ทฤษฎีพื้นฐาน



รูปที่ 6.1 วงจรแกงค์

ที่ความถี่ของการออสซิลเลต : ω_0

$$\frac{-j}{\omega_0 C_T} + j\omega_0 L = 0 \quad (6.1)$$

จะได้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}} \quad (6.2)$$

ซึ่ง

$$C_T = \frac{C_A C_B}{C_A + C_B} + C_{b'c} \quad (6.3)$$

และที่ความถี่ ω_0 ค่า β ของทรานซิสเตอร์ : $\beta(\omega_0)$ ควรจะมีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta(\omega_0) \geq \frac{C_B \cdot r_{be}}{C_A R_L} \tag{6.4}$$

ค่า $Q_{รวม}$ ของวงจรเทงก์ทั้งหมด : Q_{TOTAL}

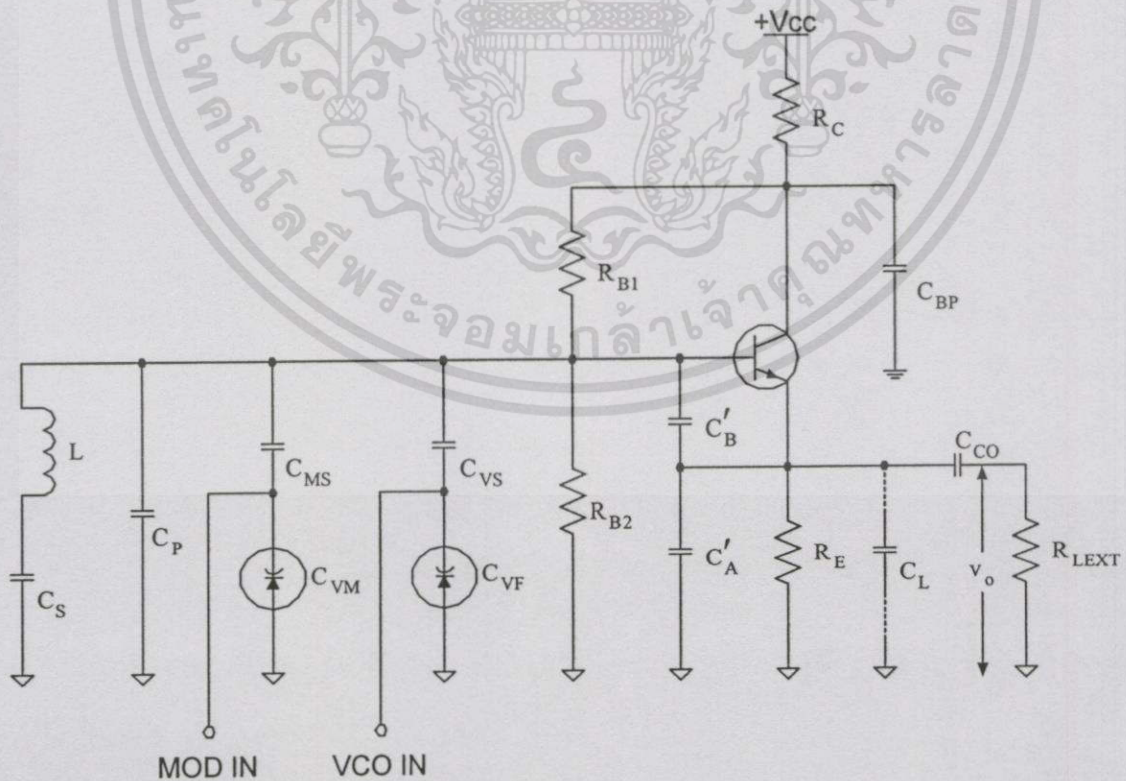
$$Q_{TOTAL} = \frac{(X_{CB} + X_{CA})(Q_A \cdot Q_B)}{X_{CB} Q_A + X_{CA} Q_B} \tag{6.5}$$

โดย $Q_A = \frac{R_L}{X_{CA}} = \omega_0 C_A R_L$ (6.6)

และ $Q_B = \frac{r_{be}}{X_{CB}} = \omega_0 C_B r_{be}$ (6.7)

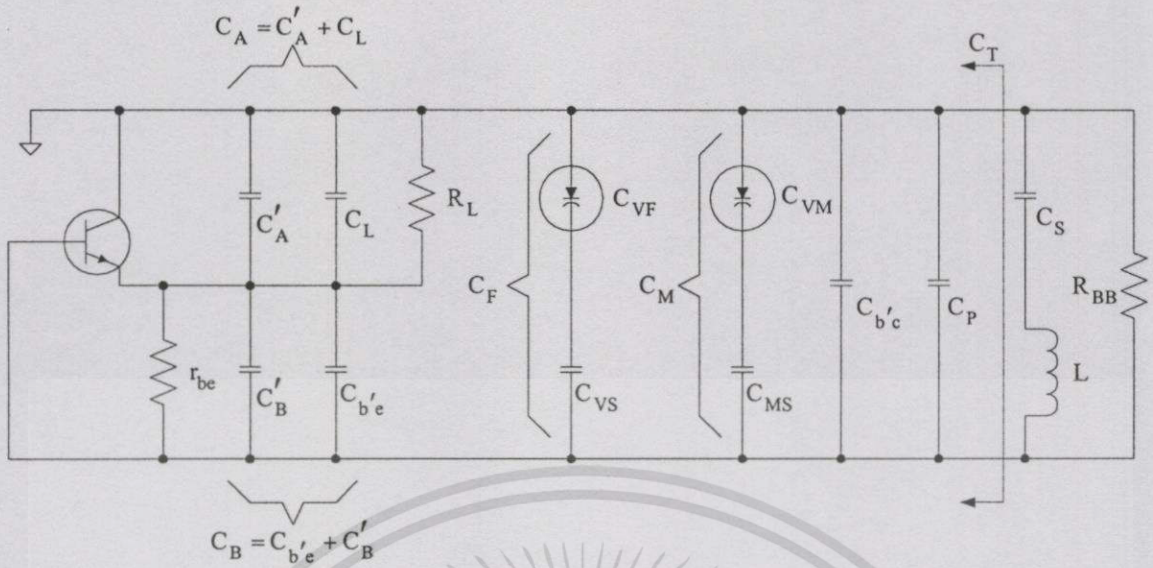
ซึ่ง $Q_{TOTAL} = Q_T \geq 10$

6.2 การออกแบบ VCO



รูปที่ 6.2 วงจร VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 วงจรสมมูลของ VCO

F_{MAX} = ความถี่สูงสุด

F_{MIN} = ความถี่ต่ำสุด

F_d = ความถี่เบี่ยงเบนของการมอดูเลต

$$R_L = R_E // R_{L \text{ EXT}}, \quad C_F = C_{VF} \oplus C_{VS} = \frac{C_{VF} C_{VS}}{C_{VF} + C_{VS}}$$

$$R_{BB} = R_{B1} // R_{B2}, \quad C_M = C_{VM} \oplus C_{MS} = \frac{C_{VM} C_{MS}}{C_{VM} + C_{VS}}$$

$$C_A = C'_A // C_L = C'_A + C_L$$

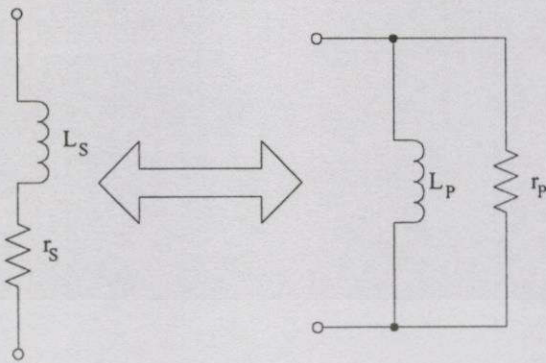
$$C_B = C'_B // C_{b'e} = C'_B + C_{b'e}$$

$$C_A \oplus C_B = C_{AB} = \frac{C_A C_B}{C_A + C_B}$$

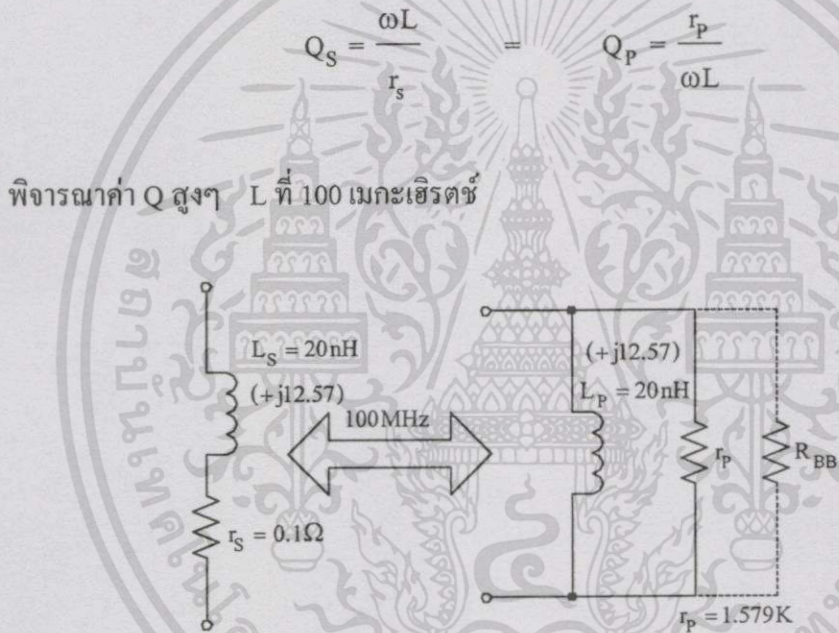
$$C_T = C_{AB} + C_F + C_M + C_{b'c} + C_P$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 ค่า Q ของ L



รูปที่ 6.4 การพิจารณาค่า Q ของ L



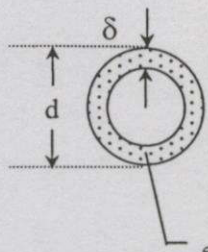
รูปที่ 6.5 ค่า Q ที่คำนวณได้

$$Q_s = Q_p = 125.7$$

เนื่องจากในวงจร R_{BB} จะต่อขนานกับ L แต่ $r_p \ll R_{BB}$ ดังนั้นค่า Q ของ L มักขึ้นกับค่าความต้านทานของลวดที่นำมาพัน L

ถ้ากระแสที่ไหลผ่าน L มีความถี่สูง กระแสส่วนใหญ่จะไหลอยู่ในบริเวณใกล้พื้นผิวของลวด ทำให้ค่าความต้านทานที่ความถี่สูง : r_{AC} มีค่าสูงกว่าความต้านทานต่อไฟตรง : R_{DC}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



δ : Skin Depth ความลึกที่กระแสจะสามารถไหลได้
 DC Area : พื้นที่ที่กระแสไฟตรงจะไหลได้
 DC Area = พื้นที่หน้าตัดของลวด
 กระแสส่วนใหญ่จะไหลในบริเวณนี้เท่านั้น : AC Area
 AC Area คือพื้นที่วงแหวน

รูปที่ 6.6 ความลึกผิว (Skin Depth)

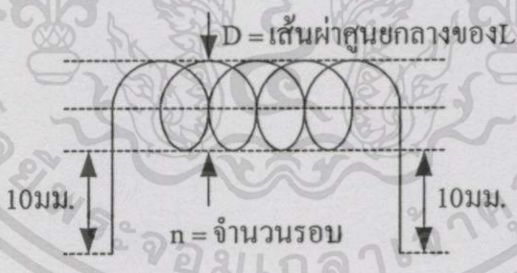
ค่าความต้านทานของลวดที่ความถี่ ω : r_ω หาได้จาก

$$r_\omega = \frac{DCArea}{ACArea} \times R_{DC} \quad \Omega \tag{6.8}$$

ซึ่ง

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{DCArea} \quad \Omega$$

$$DC \text{ Area} = \text{พื้นที่หน้าตัดของลวด} = \frac{\pi d^2}{4} \quad (\text{mm}^2) \tag{6.9}$$



รูปที่ 6.7 โครงสร้างของ L

l: ความยาวของลวด ซึ่งคำนวณได้จาก

$$l \approx \pi n D + 20 \quad \text{mm}$$

จะได้

$$R_{DC} = 4\rho \left(\frac{nD}{d^2} + \frac{20}{\pi d^2} \right) \quad \Omega \tag{6.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ρ : ค่า Resistivity

$$\rho_{\text{ทองแดง}} = 17.5 \times 10^{-6} \quad (\Omega - \text{mm})$$

AC Area จะมีค่าเป็น

$$\text{AC Area} = \frac{\pi d^2}{4} - \frac{\pi(d-2\delta)^2}{4} \quad (\text{mm}^2) \quad (6.11)$$

δ : ความลึกผิวจะมีค่า

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi F \mu \sigma}} \quad (6.12)$$

μ : Permeability ; $\mu_{\text{ทองแดง}} = 1.26 \quad (\mu\text{H}/\text{m})$

σ : Conductivity ; $\sigma_{\text{ทองแดง}} = 57.14 \times 10^3 \quad (\Omega - \text{mm})^{-1}$

$$\delta_{\text{ทองแดง}} \approx \frac{65.997}{\sqrt{F}} \quad (\text{mm}) \quad (6.13)$$

ค่าความต้านทานของลวดทองแดงต่อความยาว 1 ซม. ที่ความถี่ต่างๆ จะมีค่าดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ค่า $r(\omega)$ ที่ความถี่ต่างๆ ต่อความยาว 1 ซม. ของลวดทองแดง $r(\omega) : \text{m}\Omega$

ความถี่ MHz	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง d : มม.			
	d = 0.2	d = 0.3	d = 0.4	d = 0.5
50	3.130	2.053	1.528	1.216
100	4.364	2.877	2.145	1.710
150	5.312	3.509	2.619	2.090
200	6.111	4.042	3.019	2.410

ตารางที่ 6.2 ค่าความต้านทาน r_s ของ $L = 200 \text{ nH} : \Omega$ [200 nH ; $\phi = 6 \text{ ม.ม.}$ 7 รอบ $1 \approx 152$ ม.ม. ที่ความถี่ 200 MHz]

ความถี่ 200 MHz	เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง d : ม.ม.			
	d = 0.2	d = 0.3	d = 0.4	d = 0.5
	0.9285 Ω	0.6141 Ω	0.4588 Ω	0.3662 Ω

ถ้าลวดที่ใช้มีขนาดใหญ่กว่าเบอร์ 26 [# 26 d = 0.405 มม.]

$$\text{จาก } Q_s = \frac{\omega L}{r_s} = \frac{2\pi FL}{r_s} \text{ หรือ } L = \frac{Qr_s}{2\pi F}$$

L ที่ใช้เพื่อให้ $Q \geq 50$ ควรมีค่า

$$L \geq \frac{50 \times 0.4588}{2\pi F_{\text{MIN}}} \geq \frac{3.651}{F_{\text{MIN}}} \quad (6.14)$$

ตารางที่ 6.3 ค่าความต้านทานของสายโคขประมาณ (ω), Q_U สำหรับสายทองแดง 0.5 มม.

Freq. Range (MHz)	L (nH)	Winding		Approximate Q_U		
		Turns	D (mm)	Freq. (MHz)	r_s (L) Ω	Q_U
น้อยกว่า 25	1600	15	10	5.0	0.1971	255.1
25 – 50	800	11	9	25.0	0.2870	437.9
50 – 100	400	9	7	50.0	0.2651	474.1
100 – 150	200	7	6	100.0	0.2599	483.5
150 – 200	100	5	6	150.0	0.2388	394.7
200-250	50	4	4	200.0	0.1693	371.1
250-300	25	3	4	250.0	0.1553	252.9

$$L \geq \frac{100r_s}{2\pi F_{\text{min}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 พิจารณาค่าของ C_A และ C_B

จาก
$$\beta(j\omega) = \frac{g_m r_{b'e}}{j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c}) + 1} \quad (6.15)$$

จาก
$$\omega_\beta \approx \frac{1}{r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{\omega_T}{\beta_o}$$

และ $g_m r_{b'e} = \beta_o$ ขนาดของ β ของทรานซิสเตอร์ที่ความถี่สูงสุดของการออสซิลเลทจะเป็น

จากสมการที่ (6.4) จะได้
$$|\beta_{F_{MAX}}| = \frac{\beta_o}{\sqrt{\left[\frac{\beta_o F_{MAX}}{F_T} \right]^2 + 1}} \quad (6.16)$$

จากสมการที่ (6.4) จะได้

ให้
$$\frac{C_B}{C_A} = \frac{|\beta_{F_{MAX}}| R_L}{r_{bc}} \quad (6.17)$$

ให้
$$K = \frac{|\beta_{F_{MAX}}| R_L}{r_{bc}} \quad (6.18)$$

ดังนั้น
$$C_B = K C_A \quad (6.19)$$

และ
$$C_A = \frac{C_B}{K} \quad (6.20)$$

โดยการแทนค่า Q_A และ Q_B ในสมการที่ (6.6) และ (6.7) ลงในสมการที่ (6.5) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{TOTAL} = \frac{(X_{CB} + X_{CA})R_L r_{be}}{X_{CB}^2 R_L + X_{CA}^2 r_{be}} \quad (6.21)$$

เพื่อให้ค่า $\beta_{F_{MAX}}$ มีค่ามากกว่าสมการที่ (6.4) ค่าของ C_B ควรลดลงครึ่งหนึ่งเพื่อให้แน่ใจว่า การออสซิลเลทจะเกิดขึ้นได้ ค่าของ C_B จึงควรมีค่าเป็น

$$C_B = \frac{K}{2} C_A \quad (6.22)$$

หรือ

$$C_A = \frac{2C_B}{K} \quad (6.23)$$

จะได้

$$X_{CB} = \frac{1}{\omega C_B} = \frac{2}{K\omega C_A} = \frac{2X_{CA}}{K}$$

หรือ

$$X_{CA} = 0.5 K X_{CB}$$

โดยการแทนค่า $X_{CA} = 0.5 K X_{CB}$ ลงในสมการที่ (6.21) จะได้

$$Q_{TOTAL} = \frac{(1 + 0.5K)R_L r_{be}}{X_{CB} (R_L + 0.25K^2 r_{be})} \quad (6.24)$$

หรือ

$$X_{CB} \leq \frac{(1 + 0.5K)R_L r_{be}}{Q_{TOTAL} (R_L + 0.25K^2 r_{be})}$$

จะได้

$$C_B F_{MAX} \geq \frac{Q_{TOTAL} (R_L + 0.25K^2 r_{be})}{2\pi F_{MAX} (1 + 0.5K)R_L r_{be}} \quad (6.25)$$

และ

$$C_A F_{MAX} = \frac{2C_B F_{MAX}}{K} \quad (6.26)$$

ซึ่ง

$$R_L = R_E // R_{L \text{ EXT}} \quad (6.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ C'_A และ C'_B ที่ใช้จึงเป็น

$$C'_B = C_B F_{MAX} - C_{b'e} \quad (6.28ก)$$

$$C'_A = C_A F_{MAX} - C_L \quad (6.28ข)$$

$$C_B = \frac{(2+K)C_{AB}}{2}$$

6.5 ค่าของ L

จากรูปที่ 6.3 จะเห็นได้ว่า ค่า C รวมของการต่ออนุกรมของ C_A กับ C_B คือส่วนหนึ่งของ C_T ให้ C_{AB} คือ ผลรวมของการต่ออนุกรมของ C_A กับ C_B

$$C_{AB} = C_A \oplus C_B = \frac{C_A C_B}{C_A + C_B} \quad (6.29)$$

ซึ่ง

$$C_T \geq C_{AB} \quad (6.30)$$

เพื่อให้สามารถสร้างเป็น VCO และ เอฟเอ็มได้ จะต้องต่อวารีแคป: C_{VF} สำหรับ VCO และ วารีแคป C_{CM} สำหรับเอฟเอ็ม ควรให้ค่าของ C_T มีค่าประมาณ 2-4 เท่า ของ C_{AB}

$$C_T \approx N C_{AB} ; N \approx 2-4 \quad (6.31)$$

ที่ F_{MAX} $C_T = C_{T MIN}$ ค่าของ L จะเป็น

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F_{MAX}^2 C_{T MIN}}$$

ซึ่งค่าของ L ควรมากกว่าค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ (6.14) นั่นคือ

$$L = \frac{1}{4\pi^2 F_{MAX}^2 N C_{AB} F_{MAX}} \geq \frac{3.651}{F_{MIN}} \quad (6.32)$$

6.6 ค่าของ C_{VS} ในส่วนของ VCO

ให้ C_{VF} คือค่า C ของวาริแคปที่ใช้กับ VCO จากสมการที่ (6.2) จะได้

$$C_{T MAX} = C_{FIX} + C_{VF MAX} = \frac{1}{\omega_{MIN}^2 L} \quad (6.33)$$

และ

$$C_{T MIN} = C_{FIX} + C_{VF MIN} = \frac{1}{\omega_{MAX}^2 L} \quad (6.34)$$

จะได้

$$\Delta C_T = C_{T MAX} - C_{T MIN} = C_{VF MAX} - C_{VF MIN} = \Delta C_{VF} \quad (6.35ก)$$

$$\Delta C_T = \Delta C_{VF} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{\omega_{MIN}^2} - \frac{1}{\omega_{MAX}^2} \right) \quad (6.35ข)$$

6.6.1 การเลือกวาริแคป ΔC_{VF}

เลือกวาริแคปที่มีค่า ΔC_{VF} ตามที่ต้องการ ซึ่งค่า ΔC_{VF} ของวาริแคปจะต้องมีค่ามากกว่า ΔC_T เมื่อเลือกวาริแคปแล้วจะได้ $C_{VF MAX}$, $C_{VF MIN}$ และ ΔC_{VF}

$$\Delta C_{VF} \geq \Delta C_T \quad (6.36)$$

แต่

$$C_{VF MIN} \leq C_{T MIN} - C_{AB} \quad (6.37)$$

บ่อยครั้งที่เราจะไม่สามารถหาวาริแคปเบอร์ที่ต้องการ ถ้าวาริแคปที่หาได้มีค่า

$C_{VF MIN} > C_{T MIN} - C$ เราอาจแก้ปัญหาได้โดย

ก) ลดค่าของ L จะได้ค่าของ $C_{T MIN}$ เพิ่มขึ้น

ข) นำ C_{VS} มาต่ออนุกรมกับวาริแคป C_{VF} เพื่อลดค่าของ $C_{VF MIN}$

6.6.2 การคำนวณหาค่าของ C_{XS}

การคำนวณหาค่าของ C_{XS} ที่นำมาต่ออนุกรมกับวาริแคปเพื่อให้ได้ค่า ΔC_V ตามที่ต้องการ

เนื่องจาก
$$C_{T \text{ MAX}} = C_{\text{FIX}} + \frac{C_{V \text{ MAX}} \cdot C_{XS}}{C_{V \text{ MAX}} + C_{XS}} \quad (6.38)$$

และ

$$C_{T \text{ MIN}} = C_{\text{FIX}} + \frac{C_{V \text{ MIN}} \cdot C_{XS}}{C_{V \text{ MIN}} + C_{XS}} \quad (6.39)$$

จะได้ค่าของ C_{XS} เป็น

$$\begin{aligned} C_{T \text{ MAX}} - C_{T \text{ MIN}} &= \Delta C_T \\ \Delta C_T &= \frac{C_{V \text{ MAX}} \cdot C_{XS}}{C_{V \text{ MAX}} + C_{XS}} - \frac{C_{V \text{ MIN}} \cdot C_{XS}}{C_{V \text{ MIN}} + C_{XS}} \\ (C_{V \text{ MAX}} - C_{V \text{ MIN}} - \Delta C_T) C_{XS}^2 - \Delta C_T (C_{V \text{ MAX}} + C_{V \text{ MIN}}) C_{XS} \\ - C_{V \text{ MAX}} \cdot C_{V \text{ MIN}} \cdot \Delta C_T &= 0 \end{aligned} \quad (6.40)$$

โดยการแทนค่า $C_{V \text{ MAX}}$ ด้วย $C_{V \text{ F MAX}}$, $C_{V \text{ MIN}}$ ด้วย $C_{V \text{ F MIN}}$ และ ΔC_T ด้วย ค่าที่คำนวณได้จากสมการ (6.35) ค่าของ C_{XS} จากสมการที่ (6.40) คือ C_{VS} ให้ C_F คือ C รวมของการอนุกรมของ C_{VS} กับวาริแคป $C_{V \text{ F}}$

$$C_{F \text{ MIN}} = \frac{C_{V \text{ F MIN}} C_{VS}}{C_{V \text{ F MIN}} + C_{VS}} \quad (6.41)$$

6.7 ส่วนของมอดูเลเตอร์เอฟเอ็ม

ควรใช้วาริแคปสำหรับมอดูเลเตอร์อีก 1 ตัว ถ้าใช้วาริแคปของ VCO ทำหน้าที่มอดูเลเตอร์ จะต้องนำสัญญาณมอดูเลตไปซ้อนบนไฟตรงของ VCO เฟสล็อกลูปที่เป็นซิมอสส่วนใหญ่ก็มีการทำงานของเฟสคอมพาราเตอร์เป็นแบบไตรสแตต ซึ่งวงจรองความถี่ต่ำของเฟสล็อกลูป จะทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็น Sample And Hold เช่น MC145162 MC145165 – 145169, PC A ของ MC145170 เป็นต้น อิมพีแดนซ์แหล่งกำเนิดของสัญญาณมอดูเลต จะมีผลโดยตรงต่อ Loop Filter ยิ่งไปกว่านั้น ค่าความถี่เบี่ยงเบน : F_d ของมอดูเลเตอร์มักมีค่าต่ำกว่า ΔF ของ VCO มาก ทำให้ขนาดของสัญญาณมอดูเลตจะมีค่าต่ำมาก อาจมีสัญญาณรบกวนและเกิด Over Modulation ได้อย่างง่ายดาย ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดไซด์แบนด์ ไปรบกวนช่องสื่อสารอื่นๆ

ให้ C_{VM} คือ ค่า C ของวาริแคปของมอดูเลเตอร์

F_d คือ ความถี่เบี่ยงเบนของมอดูเลเตอร์

เนื่องจาก F_d มักมีค่าต่ำ ($F_d \leq 100$ kHz) ทำให้ค่า $\Delta C_{T \text{ MOD}}$ มีค่าต่ำด้วย มักจำเป็นที่จะต้องลดค่าของ ΔC_{VM} ของวาริแคปด้วยการต่อ C_{MS} อนุกรมกับมอดูเลเตอร์วาริแคป ในทำนองเดียวกับ VCO ค่าของ $\Delta C_{T \text{ MOD}}$ จะเป็น

$$\Delta C_{T \text{ MOD}} = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{(\omega_{\text{MAX}} - \omega_d)^2} - \frac{1}{(\omega_{\text{MAX}} + \omega_d)^2} \right) \quad (6.42)$$

โดยการแทนค่า $C_{VM \text{ MAX}}$ และ $C_{VM \text{ MIN}}$ ด้วย $C_{VM \text{ MAX}}$ และ $C_{VM \text{ MIN}}$ ΔC_T ด้วย $\Delta C_{T \text{ MOD}}$ ค่าของ C_{XS} ที่คำนวณได้จากสมการ (6.40) คือ ค่าของ C_{MS}

ให้ C_M คือ $C_{\text{รวม}}$ ของการอนุกรมของ C_{MS} กับวาริแคป C_{VM} ในขณะที่ยังไม่ป้อนสัญญาณมอดูเลต : $C_{VM(o)}$

$$C_{VM(o)} \approx \frac{C_{VM(\text{MAX})} + C_{VM(\text{MIN})}}{2} \quad (6.43)$$

$$C_F = \frac{C_{VM(o)} C_{MS}}{C_{VM(o)} + C_{MS}} \quad (6.44)$$

6.8 การปรับค่าเพื่อให้ได้ย่านความถี่ที่ต้องการ

ในการสร้างวงจร เราไม่สามารถที่จะหา C หรือ พัน L ให้มีค่าถูกต้องตามที่คำนวณได้ จึงควรมีส่วนที่ช่วยชดเชยความคลาดเคลื่อนเหล่านี้ ซึ่งอาจทำได้โดย C_p หรือ C_s ในรูปที่ (6.2)

6.8.1 การใช้ C_p เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน

การใช้ C_p เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน โดยการใช้ C_p เป็นทรिमเมอร์ ซึ่งค่าของ C_p จะเป็น

$$C_p = C_{T \text{ MIN}} - C_F - C_M - C_{AB} - C_{b'c} \quad (6.45)$$

ซึ่งเราจะทำได้ก็ต่อเมื่อ

$$C_F + C_M + C_{AB} + C_{b'c} \leq C_{T \text{ MIN}} \quad (6.46)$$

ถ้าสมการที่ (6.46) ไม่เป็นจริง เราต้องเพิ่มค่าของ $C_{T \text{ MIN}}$ โดยเพิ่มค่า N ในสมการที่ (6.31) หรือลดค่าของ L ลง ไม่ว่าจะเพิ่มค่า N หรือลดค่า L ต้องย้อนกลับไปคำนวณตั้งแต่หัวข้อ (6.5) มาใหม่ทั้งหมด

ในกรณีที่ใช้ C_p เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน C_s จะทำหน้าที่เป็น DC Blocking ซึ่งจะต้องให้ค่าของ $X_{CS} \ll X_L$ ถ้าให้ $X_{CS} \leq 0.02 X_L$ จะได้

$$C_s \geq \frac{50}{4\pi^2 F_{\text{MIN}}^2 L} \quad (6.47)$$

6.8.2 การใช้ C_s เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน

การใช้ C_s เป็นตัวชดเชยความคลาดเคลื่อน ไม่ว่าจะใช้ C_p หรือ C_s เงื่อนไขในสมการที่ (6.46) จะต้องเป็นจริงเสมอ การใช้ C_s ชดเชยอาจทำได้โดย

ก) ทำให้ $C_p = 0$ ซึ่งจะต้องไปเพิ่มค่าของ C_{AB} และคำนวณค่าของ C_A และ C_B ใหม่ โดย

$$C_{AB \text{ NEW}} = C_{T \text{ MIN}} - C_F - C_M - C_{b'c} \quad (6.48)$$

เนื่องจาก

$$C_B = K C_A \quad \text{และ} \quad C_{AB} = \frac{C_A C_B}{C_A + C_B}$$

จะได้

$$C_{A \text{ NEW}} = \frac{C_{AB \text{ NEW}} (1+K)}{K} \quad (6.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{B \text{ NEW}} = K C_{A \text{ NEW}} \quad (6.50)$$

ข) ใช้ C_p เป็น C ค่าคงที่ ค่าของ C_p คำนวณได้จากสมการ (6.45)

ค่าของ C_s หาได้ดังต่อไปนี้

เพิ่มค่า L เล็กน้อยเป็น

$$L_{\text{NEW}} = 1.1 L \sim 1.2 L \quad (6.51)$$

เนื่องจาก

$$j\omega L = j\omega L_{\text{NEW}} - \frac{j}{\omega C_s}$$

ดังนั้น

$$X_{C_s} \approx 0.1 \sim 0.2 X_{L_{\text{NEW}}} \quad (6.52)$$

$$C_s \approx \frac{5 \sim 10}{4\pi^2 F_o^2 L_{\text{NEW}}}$$

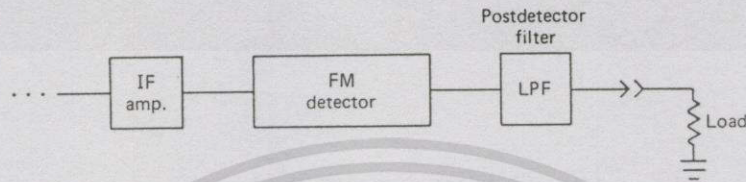
โดย

$F_o =$ ความถี่ศูนย์กลางของ $f_{\text{MAX}}, f_{\text{MIN}}$

$$F_o \approx \sqrt{f_{\text{MAX}} \cdot f_{\text{MIN}}} \quad (6.53)$$

บทที่ 7

อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับเอฟเอ็ม



รูปที่ 7.1 เครื่องรับเอฟเอ็ม

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{กำลังงานของสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน}}{\text{กำลังงานของสัญญาณรบกวนของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มอดูเลต}}$$

7.1 กำลังงานของสัญญาณ (Signal Power)

สำหรับดีเทกเตอร์เอฟเอ็ม (ตัวแปลงความถี่ให้เป็นแรงดัน) แรงดันเอาต์พุตของดีเทกเตอร์ขณะหนึ่งเป็นสัดส่วนกับค่าคลาดเคลื่อนของความถี่ ถ้าป้อนสัญญาณให้อินพุต Single - tone - modulated FM เอาต์พุตดีเทกเตอร์จะแสดงสมการดังต่อไปนี้

$$V_{OS}(t) = K_1 \Delta f \cos \omega_m t \quad (7.1)$$

เมื่อ K_1 = ค่าคงที่ขึ้นอยู่กับความไวของดีเทกเตอร์

Δf = ค่าความถี่เบี่ยงเบน

ω_m = ความถี่เชิงมุมของสัญญาณมอดูเลต

กำลังงานที่สูญเสียไปในโหลด 1 โอห์ม ที่เอาต์พุตของดีเทกเตอร์ คือ

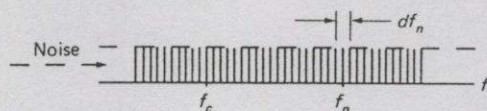
$$\frac{K_1^2 \Delta f^2}{2} \quad (7.2)$$

7.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวน (Noise Power)

พิจารณาองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณรบกวนที่แบนราบและต่อเนื่องสำหรับการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.2



รูปที่ 7.2 องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของดีเทกเตอร์

แม้ว่าสัญญาณรบกวนจะไม่สามารถคาดหมายได้โดยธรรมชาติและองค์ประกอบความถี่นั้นจะแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับแหล่งกำเนิด ภาคไอเอฟของเครื่องรับเอฟเอ็มมีวงจรรองความถี่ผ่านแถบ (BPF) ที่แหลมคมครอบคลุมแถบความถี่ไอเอฟ จะมีสัญญาณรบกวนอินพุตที่ดีเทกเตอร์เกิดขึ้นจากแหล่งกำเนิดต่างๆ

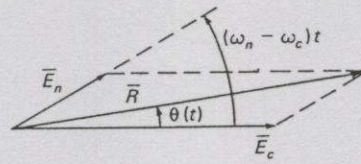
สำหรับองค์ประกอบความถี่ดังรูปที่ 7.2 η คือ องค์ประกอบความถี่ความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนมีหน่วยเป็นวัตต์ต่อเฮิรตซ์ จะถูกสมมติที่อินพุตของดีเทกเตอร์ และ η ถูกกำหนดสำหรับโหลด 1 โอห์ม สมมติว่าดีเทกเตอร์ดังรูปที่ 7.1 ซึ่งมีอินพุตอิมพีแดนซ์ 1 โอห์ม ถ้าแถบความถี่ df_n แคบมากๆ ดังรูปที่ 7.2 กำลังงานของสัญญาณรบกวนจะถูกบรรจุอยู่ในสัญญาณ $f \approx f_n$ ซึ่งมีแอมพลิจูด E_n โวลต์พีค มีสมการดังนี้

$$\frac{E_n^2}{2} = \eta df_n \quad (7.3)$$

การหาลำดับงานของสัญญาณรบกวน ในคลื่นพาห์ ดังนั้นให้อินพุตของดีเทกเตอร์มีสมการดังนี้

$$e_{IF}(t) = E_c \cos \omega_c t + E_n \cos[\omega_c t + (\omega_n - \omega_c)t] \quad (7.4)$$

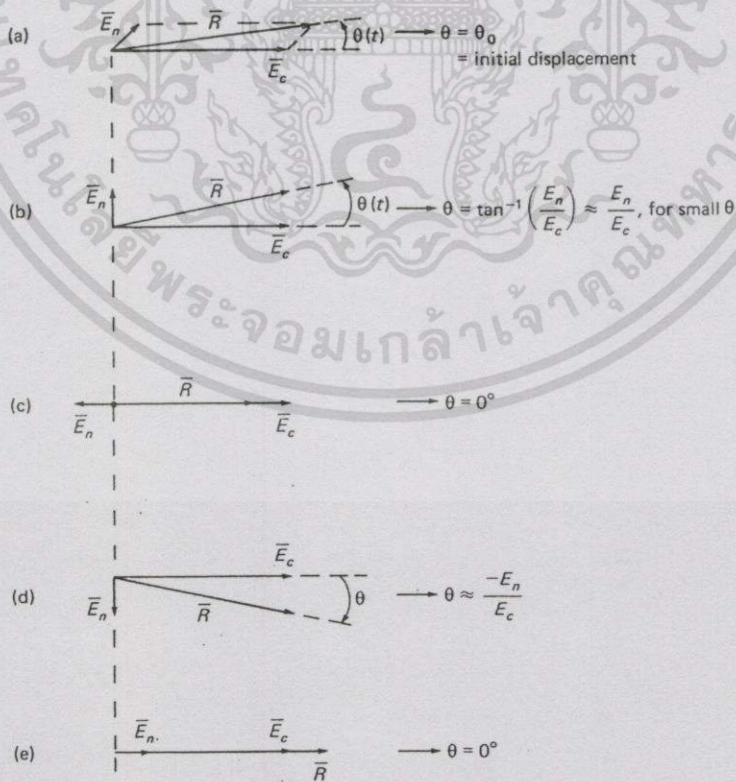
$\omega_n > \omega_c$ (ตัวอย่าง) แผนภาพเฟสเซอร์สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 7.3 R ของรูปที่ 7.3 แสดงถึงสัญญาณซึ่งมีแอมพลิจูดขณะหนึ่งและการเปลี่ยนแปลงทางเฟส การเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดอาจจะถูกกำจัดโดยดีเทกเตอร์ตัวก่อนด้วยภาคลิมิตเตอร์หรือใช้ชนิดของดีเทกเตอร์ซึ่งไม่ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูด อย่างไรก็ตามการเปลี่ยนแปลงทางเฟสก็ยังคงมีอยู่ การเปลี่ยนแปลงความถี่ขณะหนึ่งจะประกอบกับการเปลี่ยนแปลงทางเฟสขณะหนึ่ง ทำให้กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของดีเทกเตอร์เป็นสิ่งต้องคำนึงถึง



รูปที่ 7.3 แผนภาพเฟสเซอร์ของอินพุตตีเทกเตอร์

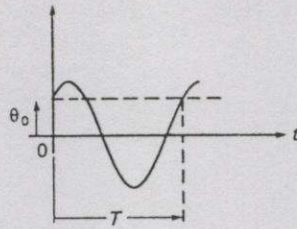
ขั้นตอนแรกเป็นการแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่หนึ่งๆที่อินพุตตีเทกเตอร์ เริ่มโดยการพิจารณามุมเฟสระหว่างคลื่นพาห์และผลลัพธ์ของการเปลี่ยนแปลงเวลาในขณะนั้น ดังรูปที่ 7.4 การเปลี่ยนแปลง $\theta(t)$ ตามเวลาจะเป็นสัญญาณไซน์ชอยด์ดังรูปที่ 7.5 และค่าพีคจะมีค่าประมาณ E_n/E_c แอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนจะน้อยกว่าคลื่นพาห์มาก (ดังรูปที่ 7.4) ในรูปที่ 7.4 และรูปที่ 7.5 เป็นค่าประมาณของ $\theta(t)$

$$\theta(t) \approx \frac{E_n}{E_c} \sin(\omega_d t + \theta_0), \quad E_n \ll E_c \quad (7.5)$$



รูปที่ 7.4 การเปลี่ยนแปลงมุมเฟส $\theta(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.5 $\theta(t)$

ความถี่ขณะหนึ่งกับการเปลี่ยนแปลงทางเฟสกำหนดโดย

$$\omega_1(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \approx \frac{E_n}{E_c} [\cos(\omega_d t + \theta_0)] (\omega_d) \quad (7.6)$$

ดังนั้น

$$f_1 \approx \frac{E_n}{E_c} f_d [\cos(\omega_d t + \theta_0)] \quad (7.7)$$

เมื่อ $f_d = f_n - f_c$, $\omega_d = \omega_n - \omega_c$ เอาต์พุตคือเทกเตอร์เป็นฟังก์ชันของความถี่ขณะหนึ่งที่อินพุต ดังนั้นแรงดันของสัญญาณรบกวนเอาต์พุต เนื่องจากอินพุตที่ถูกกำหนดโดยสมการที่ 7.7 คือ

$$v_{on}(t) \approx \frac{K_1 E_n f_d}{E_c} [\cos(\omega_d t + \theta_0)] \quad (7.8)$$

กำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่โหลด 1 โอห์มคือ

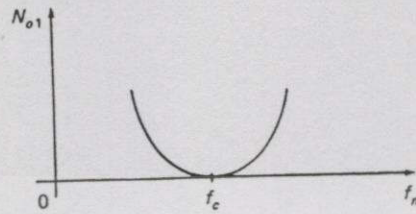
$$N_{o1}|_{RL=1\Omega} \approx \frac{K_1^2 E_n^2 f_d^2}{2E_c^2} \quad (7.9)$$

จากสมการที่ 7.3 ทำให้สมการที่ 7.9 เขียนใหม่ได้เป็น

$$N_{o1}|_{RL=1\Omega} \approx \frac{K_1^2 f_d^2 \eta df_n}{E_c^2} \quad (7.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

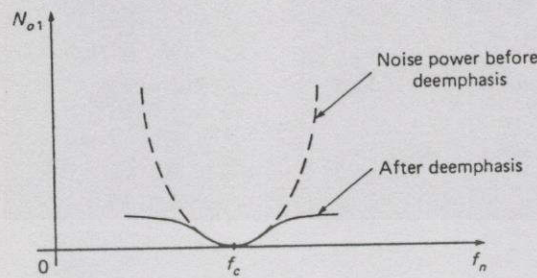
ผลลัพธ์นี้แสดงถึงกำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่เพิ่มขึ้นแบบพาราโบลา ก็คือขนาดของ $f_n - f_c$ เพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 กำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตกับความถี่สัญญาณรบกวนอินพุต

ดีเทกเตอร์เอฟเอ็มจะมีวงจรกรองความถี่ต่ำ (Post detector filter) สมการที่ 7.8 แสดงถึงความถี่ของแรงดันของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของดีเทกเตอร์อันเนื่องมาจากความถี่สัญญาณรบกวนความถี่เดียวกับอินพุตคลื่นพาห้คือ f_d (หรือ $f_n - f_c$) ดังนั้น f_d หาได้จากความถี่สัญญาณภายใน BPF ของ post detector filter พิจารณาการเคลื่อนไหวสถานะของเครื่องส่ง ได้แก่ ความเร็วปกติและสัญญาณซึ่งประกอบด้วยพลังงานส่วนที่เล็กที่สุดของความถี่สัญญาณสูง โดยการกำเนิดจำนวนของค่าคลาดเคลื่อนทางความถี่เอาต์พุตที่น้อยที่สุดของมอดูเลเตอร์เอฟเอ็ม (ถ้าไม่มีการปรับปรุงเบสแบนด์สัญญาณ) ที่ภาครับ แรงดันเอาต์พุตดีเทกเตอร์เป็นสัดส่วนกับค่าคลาดเคลื่อนทางความถี่ที่เกิดขึ้นที่อินพุต ซึ่งเป็นสัญญาณคิมอดูเลตที่ประกอบด้วยแอมพลิจูดที่เล็กที่สุดและพลังงานสำหรับความถี่สัญญาณที่สูงที่สุด

ในรูปที่ 7.6 แสดงถึงกำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของดีเทกเตอร์ที่มากที่สุดที่ความถี่สัญญาณสูง ดังนั้นศักย์ไฟฟ้าสำหรับสมรรถนะสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เข้มมากที่ความถี่สัญญาณสูงนั้นยังคงมีอยู่ซึ่งจะไม่ได้ใช้ preemphasis และ deemphasis, preemphasis คือการเพิ่มกำลังความถี่สัญญาณสูงในสัญญาณเบสแบนด์ก่อนผ่านภาคมอดูเลเตอร์ของเครื่องส่ง ที่เครื่องรับจะใช้ deemphasis ซึ่งความถี่สัญญาณสูงที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตดีเทกเตอร์จะถูกลดทอน (เพื่อคืนค่าความสัมพันธ์ทางความถี่และแอมพลิจูดที่เหมาะสมของสัญญาณเบสแบนด์เดิม) pre/deemphasis ใช้ในการปรับปรุงอัตราส่วน S/N ให้ดีขึ้นที่เอาต์พุตของเครื่องรับในขณะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต (เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการใช้ pre/deemphasis) ทำให้ความหนาแน่นขององค์ประกอบความถี่ของสัญญาณรบกวนถูกเปลี่ยนแปลงดังรูปที่ 7.7



รูปที่ 7.7 ผลของ deemphasis กับเอาต์พุตสัญญาณรบกวน

การวิเคราะห์กรณีที่ไม่มี pre/deemphasis สมมติให้ post detector filter เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอุดมคติที่มีแถบความถี่ W และมีโหลด 1 โอห์มต่ออยู่กับเอาต์พุต ภายใต้เงื่อนไขนี้ทำให้กำลังงานของสัญญาณรบกวนผลรวมเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ จะเกิดขึ้นโดยผลรวมผลของความถี่ที่เป็นไปได้ทั้งหมดครอบคลุมย่านของแถบความถี่ของวงจรรองความถี่

$$N_o|_{RL=1\Omega} \approx \int_{-W}^{+W} \frac{K_1^2 f_d^2 \eta df_n}{E_c^2} \quad (7.11)$$

เนื่องจากในความจริงความถี่สัญญาณรบกวนที่อินพุตดีเทกเตอร์ทั้งด้านสูงกว่าและด้านต่ำกว่าของ f_c จะกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตสัญญาณของวงจรรองความถี่ (เมื่อ $f_d = f_n - f_c$) f_d จะตกลงภายใน แถบความถี่ postdetector ดังสมการ

$$N_o|_{RL=1\Omega} \approx \frac{2K_1^2 \eta W^3}{3E_c^2} \quad (7.12)$$

7.3 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเอาต์พุต (Signal – to – Noise Ratio OUT)

ดังนั้นอัตราส่วนของ S/N ที่เอาต์พุตของ post detector filter เขียน โดย

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{FM} \approx \frac{3\Delta f^2 E_c^2}{4\eta W^3} \quad (7.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังสมการแสดงถึงสมรรถนะ S/N ที่ดีที่สุดจะได้รับเมื่อการเบี่ยงเบนความถี่มีค่ามากและเป็นไปได้ เช่น ใช้ค่าสูงสุดที่เป็นไปได้

7.4 การเปรียบเทียบกับเอเอ็ม (Comparison to AM)

ในทางทฤษฎี อัตราส่วน S/N ที่ดีที่สุดที่เอาต์พุตของดีเทกเตอร์เอเอ็มจะเกิดขึ้นเมื่อมีการมอดูเลต 100% และภายใต้เงื่อนไขนี้

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{AM} = \left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{AM} \quad (7.14)$$

สำหรับดีเทกเตอร์เอเอ็ม

เมื่อ C_i = กำลังงานของคลื่นพาห้อินพุต (Carrier input power)

N_i = กำลังงานของสัญญาณรบกวนอินพุต (Noise input power)

S_o = กำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต (Signal output power)

N_o = กำลังงานของสัญญาณรบกวนเอาต์พุต (Noise output power)

ความถี่เกี่ยวพันกันกับสมรรถนะของเอเอ็ม (ไม่มี pre/deemphasis) กับสมรรถนะของเอเอ็ม โดย CN ที่อินพุตของดีเทกเตอร์เอเอ็มจะต้องอธิบายก่อน กำลังงานของคลื่นพาห้ที่อินพุตของดีเทกเตอร์ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์ 1 โอห์มคือ

$$C_i = \frac{(E_c / \sqrt{2})^2}{1\Omega} = \frac{E_c^2}{2} \quad (7.15)$$

กำลังงานของสัญญาณรบกวนอินพุตของดีเทกเตอร์แสดง โดย

$$N_i = \eta B \quad (7.16)$$

เมื่อ B = แถบความถี่ของ ไอเอฟ ผลลัพธ์ของ CN ที่อินพุตดีเทกเตอร์คือ

$$\left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} = \frac{E_c^2}{2\eta B} \quad (7.17)$$

แถบความถี่ของไอเอฟควอร์จะถูกจำกัดสำหรับกรณีของเอเอ็ม (เช่น 2 W, เมื่อ W = ความถี่เบสแบนด์ที่สูงที่สุด) การจำกัดแถบความถี่โดย

$$\left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} = \frac{E_c^2}{2\eta(2W)} = \frac{E_c^2}{4\eta W} \quad (7.18)$$

ใช้สมการที่ 7.13 และสมการที่ 7.18 เขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{FM} = \frac{3\Delta f^2}{W^2} \left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} \quad (7.19)$$

สำหรับอินพุตคิเทกเตอร์ Single-tone modulated, W กลายเป็น f_m (ความถี่มอดูเลต) ดังนั้น

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{FM} = 3 \left(\frac{\Delta f}{f_m} \right)^2 \left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} = 3(M_f)^2 \left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} \quad (7.20)$$

เปรียบเทียบเอเอ็มกับเอฟเอ็ม (ไม่มี pre/deemphasis) อัตราส่วน C/N ที่อินพุตคิเทกเตอร์แต่ละตัวจะเหมือนกันดังนี้

$$\left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{FM} = \left(\frac{C_i}{N_i} \right)_{AM} \quad (7.21)$$

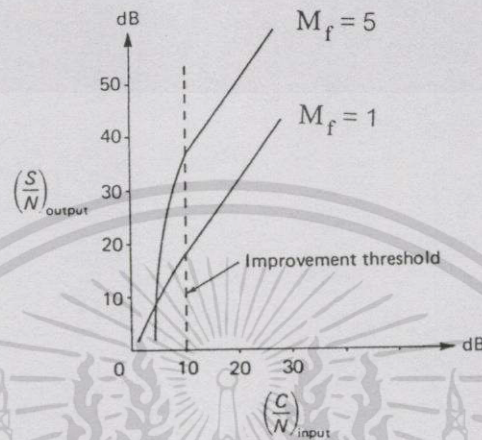
ใช้สมการที่ 7.14, 7.18 และ 7.19 เขียนใหม่ได้เป็น

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{FM} = 3(M_f)^2 \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{AM} \quad (7.22)$$

ผลลัพธ์นี้แสดงถึงอัตราส่วน S/N เอาต์พุตของเครื่องรับเอฟเอ็มที่สูงกว่าเครื่องรับเอเอ็มอย่างมากมายซึ่งทำได้ง่ายโดยการเพิ่ม M_f

7.5 เอาต์พุต S/N กับอินพุต C/N ของดีเทกเตอร์เอฟเอ็ม (Output S/N versus Input C/N for FM Detector)

ดังสมการที่ 7.20 แสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.8 เอาต์พุต S/N กับอินพุต C/N

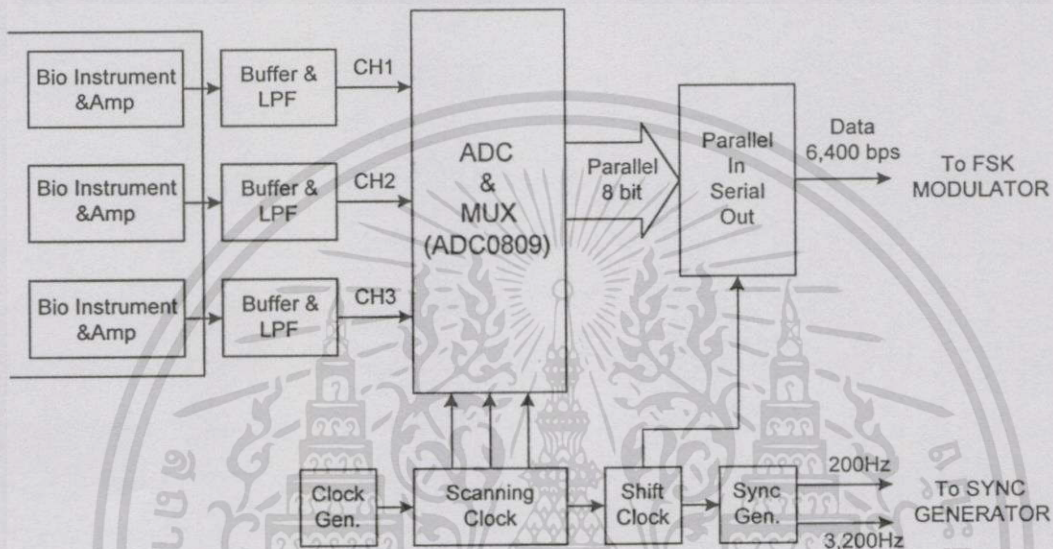
ดังรูป $M_f = 5$ จะแสดงถึงการลดลงของ C/N ต่ำลงประมาณ 10 dB ทำให้เอาต์พุต S/N เหวลงอย่างรวดเร็ว การเปลี่ยนความแหลมคมระหว่างอัตราส่วน S/N เอาต์พุตที่ดีและไม่ดีที่ระดับอ้างอิงประมาณ 10 dB ถูกเรียกว่า ระดับอ้างอิงที่ดีขึ้นของเอฟเอ็ม ทำนองเดียวกับอัตราส่วน C/N อินพุตที่มากกว่าระดับอ้างอิงนี้ ทำให้การรับส่งจะดี

บทที่ 8

หลักการทํางานและวงจรของระบบ

8.1 การทํางานของวงจรภาคส่ง

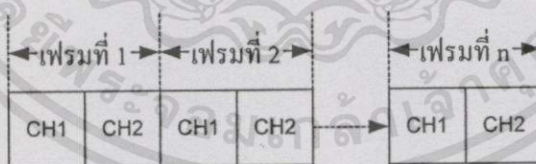
8.1.1 การทํางานของวงจรทีดีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์



รูปที่ 8.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทีดีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์

ระบบนี้สามารถแบ่งช่องสัญญาณได้ 2 แบบ

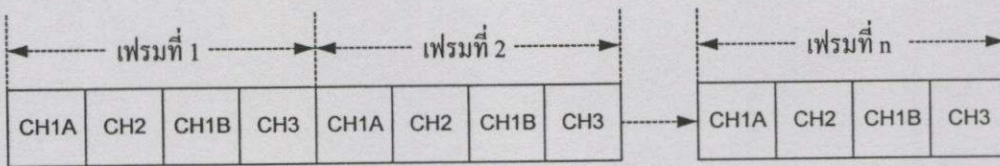
แบบที่ 1 ในหนึ่งเฟรมมี 2 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 8.2 การแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ

แต่ละช่องสัญญาณมี 8 บิต (คือการสุ่มสัญญาณหนึ่งครั้ง) ทุกช่องสัญญาณจะมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องละ 400 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรมจึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 800 เฮิร์ตซ์ ทุกช่องสัญญาณจึงส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ เช่น สามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ทั้ง 2 ช่องสัญญาณ

แบบที่ 2 ในหนึ่งเฟรมมี 3 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 8.3 การแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ

แต่ละช่องสัญญาณมี 8 บิต (คือการสุ่มสัญญาณหนึ่งครั้ง) ทุกช่องสัญญาณจะมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องละ 200 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรมจึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 800 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรม CH1 ถูกนับสองครั้ง คือ CH1A และ CH1B , CH1 จึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 400 เฮิร์ตซ์ ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ CH2 และ CH3 จึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องสัญญาณละ 200 เฮิร์ตซ์ ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 100 เฮิร์ตซ์ CH1 จึงสามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ CH2 และ CH3 จึงสามารถส่งสัญญาณการหายใจและสัญญาณความดันโลหิตได้

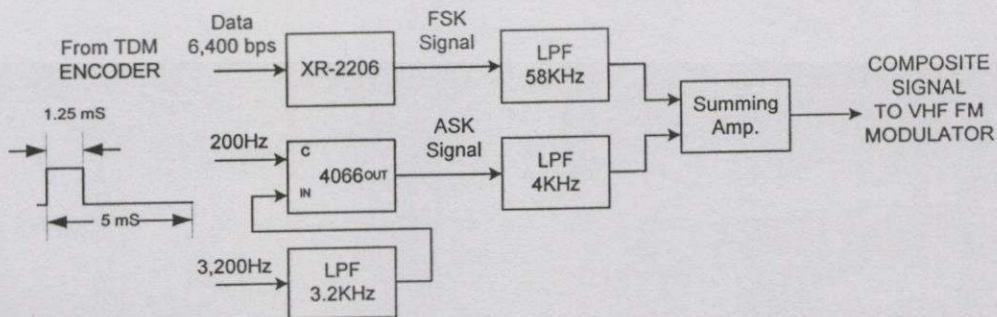
ในระบบนี้จะทดลองส่งสัญญาณแบบ แบบที่ 2

ในหนึ่งเฟรมจึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณ 800 เฮิร์ตซ์ การสุ่มสัญญาณ 1 ครั้งจะต้องเลื่อนข้อมูลออกไป 8 ครั้ง ดังนั้นในหนึ่งเฟรมจะต้องเลื่อนข้อมูลออกไป 800 เฮิร์ตซ์ คูณ 8 เท่ากับ 6,400 เฮิร์ตซ์ หรือ 6,400 บิตต่อวินาที

บล็อกไดอะแกรมการกำเนิดสัญญาณซึ่งจะกำหนดความถี่มาสองความถี่ คือสัญญาณคลื่นจัตุรัส 3,200 เฮิร์ตซ์ และสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตร ความถี่ 200 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 8.3 ในหนึ่งเฟรมจะมีการนับช่องสัญญาณดังนี้ CH1A, CH2, CH1B และ CH3 ช่องสัญญาณจะถูกนับวนเช่นนี้เรื่อยไป CH1A จะนำมาเป็นสัญญาณซึ่งก็ด้วยจึงมีความถี่ 200 เฮิร์ตซ์

อินพุตของแต่ละช่องสัญญาณสามารถรองรับสัญญาณได้ 2.5 โวลต์พีคทูพีค

8.1.2 การทำงานของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์



รูปที่ 8.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.1.2.1 กระบวนการของสัญญาณเอฟเอสเค

สัญญาณข้อมูลอนุกรม 6,400 บิตต่อวินาทีจะป้อนให้กับเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ XR-2206 กำหนดให้ลอจิก “1” มีคลื่นไซน์ 4 ไชเคิล และลอจิก “0” มีคลื่นไซน์ 6 ไชเคิล

จาก
$$f_m = \frac{8f_b}{2}$$

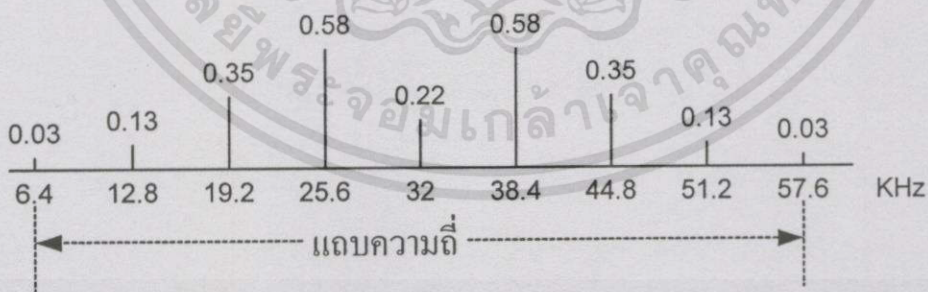
จาก
$$f_s = \frac{12f_b}{2}$$

f_m = ความถี่ mark “1”, f_b = อัตราบิต และ f_s = ความถี่ space “0”

ดังนั้นลอจิก “1” จึงมีความถี่ $f_m = 8(6,400/2) = 25.6 \text{ KHz}$ และลอจิก “0” มีความถี่ $f_s = 12(6,400/2) = 38.4 \text{ KHz}$ เนื่องจากโบนารีเอฟเอสเคคือรูปแบบของการมอดูเลตทางความถี่ จึงใช้สูตรดัชนีการมอดูเลตของเอฟเอ็ม ดังสมการที่ 4.3

$$MI = \frac{|f_m - f_s|}{f_b}$$

ดังนั้นจากสมการที่ $MI = \frac{|25.6K - 38.4K|}{6.4K} = 2$ จาก Bessel chart ตารางที่ 4.1 จะเขียนองค์ประกอบความถี่เอาต์พุตได้ ดังรูปที่ 8.5

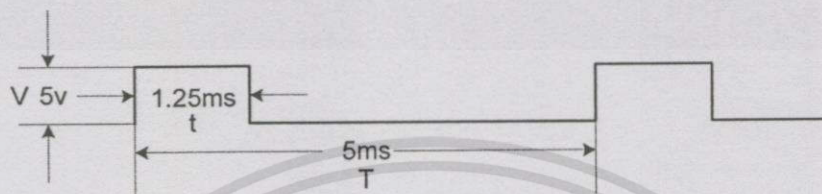


รูปที่ 8.5 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอฟเอสเค

ดังนั้นแถบความถี่ของข้อมูลจะอยู่ในช่วง 6.4 กิโลเฮิร์ตซ์ จนถึง 57.6 กิโลเฮิร์ตซ์

8.1.2.2 กระบวนการของสัญญาณเอเอสเค

สัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ดังรูปที่ 8.6 จะควบคุมการปิด-เปิดสวิตช์ 4066 ซึ่งมีสัญญาณคลื่นจัตุรัส 3,200 เฮิร์ตซ์ ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อเลือกเอาเฉพาะความถี่ที่พินคามาเนทอล จึงเป็นคลื่นซายน์ ป้อนเข้าอินพุตของนาฬิกาออสซิลเลเตอร์ 4066 ลอจิก "1" จึงมีคลื่นซายน์ 4 ไซเกิล และลอจิก "0" ไม่มีสัญญาณ



รูปที่ 8.6 สัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์

ค่าสูงสุดของฮาร์โมนิกที่ n คือ

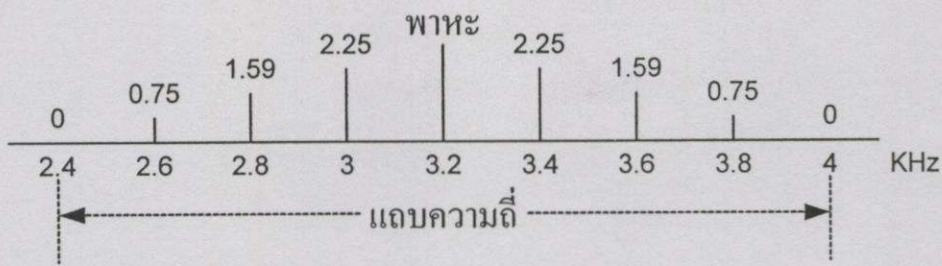
$$V_n = \frac{2vt \sin(n\pi t/T)}{T (n\pi t/T)}$$

แทนค่า $n = 1 - 8$ จะได้ผลลัพธ์ดังตารางที่ 8.1

ตารางที่ 8.1 ค่าแอมพลิจูดที่ความถี่ต่างๆ

N	ความถี่	V_n	N	ความถี่	V_n
1	200 Hz	$2.25 v_p$	5	1,000 Hz	$-0.45 v_p$
2	400 Hz	$1.59 v_p$	6	1,200 Hz	$-0.53 v_p$
3	600 Hz	$0.75 v_p$	7	1,400 Hz	$-0.32 v_p$
4	800 Hz	0	8	1,600 Hz	0

เพื่อให้ 90% ของ power spectrum ผ่านไปได้ แถบความถี่ที่จะต้องใช้สำหรับรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรจะต้องมีความกว้างเท่ากับไฟตรงถึง First Null จึงมีค่าเท่ากับ 800 เฮิร์ตซ์ เนื่องจากสัญญาณเอเอสเคคือรูปแบบของการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (เอเอ็ม) ดังนั้นแถบความถี่ของสัญญาณจะเท่ากับสองเท่าของความถี่ First Null ของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 8.7

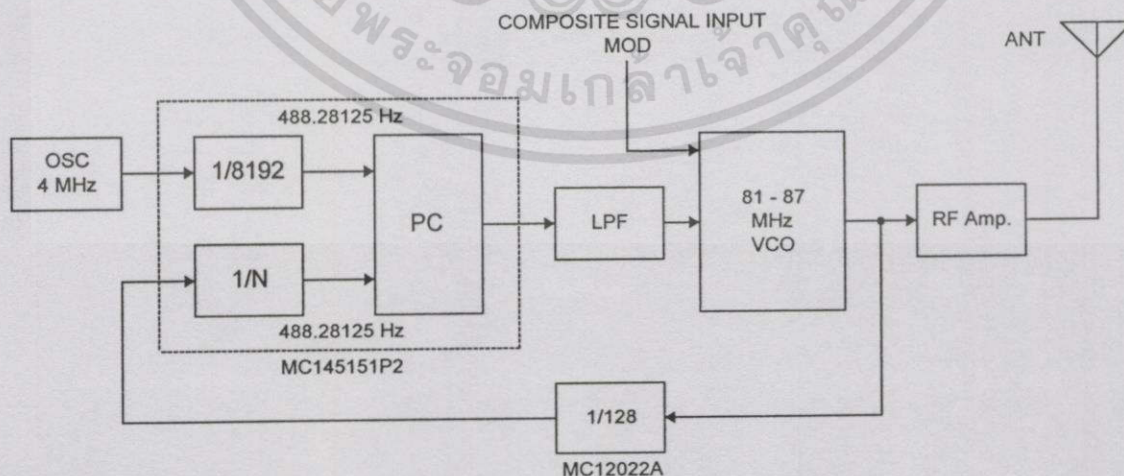


รูปที่ 8.7 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอเอสเค

ดังนั้นแถบความถี่ของสัญญาณซึ่งจะอยู่ในช่วง 2.4 กิโลเฮิร์ตซ์ จนถึง 4 กิโลเฮิร์ตซ์

8.1.3 การทำงานของวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์และเครื่องส่ง

ประกอบด้วยส่วนของการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป (PLL) ที่ความถี่ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยแต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้มีความกว้าง 250 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำให้เลือกช่องความถี่คลื่นพาห้ได้ 25 ช่อง แต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้มีความถี่เบี่ยงเบน ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีการ์ดแบนด์ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตของวงจรเอฟ-เอสเคมอดูเลเตอร์จะป้อนเข้า VCO ซึ่งเป็นองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอเอสเคและเอเอสเคเอสทีมีแถบความถี่จากการคำนวณเท่ากับ 2.4 – 57.6 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเรียกว่าสัญญาณคอมโพสิต การโปรแกรมช่องสัญญาณจะกำหนดที่ส่วนของ 1/N ซึ่งเป็นการโปรแกรมแบบขนาน 14 บิต ไอซีเฟสล็อกกลูปจะใช้เบอร์ MC145151P2 ซึ่งจะให้ความถี่สูงสุดได้เพียง 20 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่วงจรนี้ใช้ความถี่ที่สูงกว่าขีดจำกัดของไอซี ดังนั้นจึงต้องมีฟริตกลเดอ์เบอร์ MC12022A เพื่อแปลงความถี่ลงให้อยู่ในช่วงที่ทำงานได้ดังรูปที่ 8.8 ความถี่ที่ VCO ผลิตได้จะถูกขยายให้มีขนาดสัญญาณที่ใหญ่ขึ้น โดยมีกำลังส่งประมาณ 20 มิลลิวัตต์ เพื่อใช้ส่งออกอากาศ

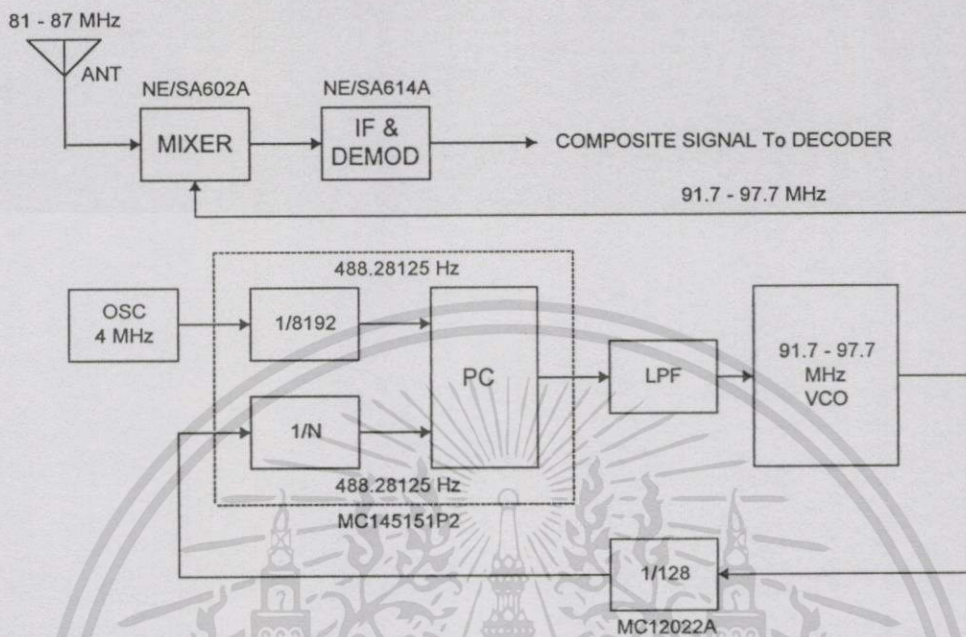


รูปที่ 8.8 บล็อกไดอะแกรมของวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์และเครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 การทำงานของวงจรภาครับ

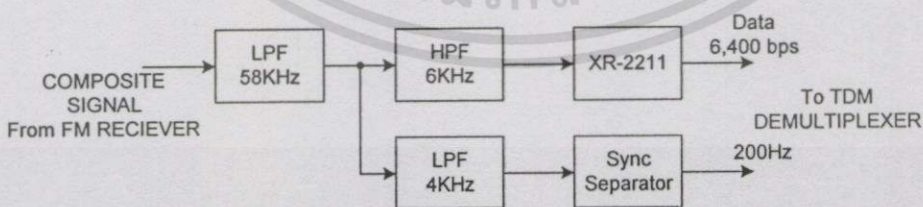
8.2.1 การทำงานของวงจรเครื่องรับวีเอชเอฟเอฟเอ็ม



รูปที่ 8.9 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเครื่องรับวีเอชเอฟเอฟเอ็ม

คลื่นวิทยุที่รับได้จากสายอากาศความถี่คลื่นพาห์ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ จะป้อนไปยังวงจรมิกเซอร์ซึ่งใช้ไอซี SA602 เพื่อผสมความถี่กับวงจรโลกออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ทำให้ได้ความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ป้อนให้วงจรขยายไอเอฟและดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งใช้ไอซี NE614

8.2.2 การทำงานของวงจรดีโค้ดเดอร์เอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์



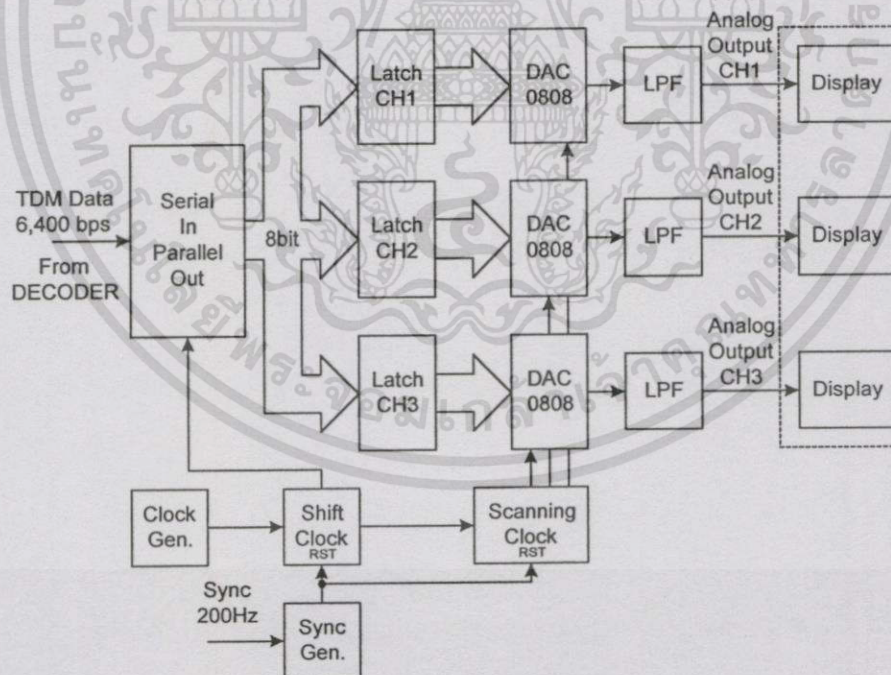
รูปที่ 8.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจรดีโค้ดเดอร์เอฟเอสเคดีมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์

สัญญาณที่รับได้จากภาคเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์จะถูกป้อนผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 58 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยจะทำให้แถบความถี่ขององค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเคและเอฟเอสเคผ่านได้

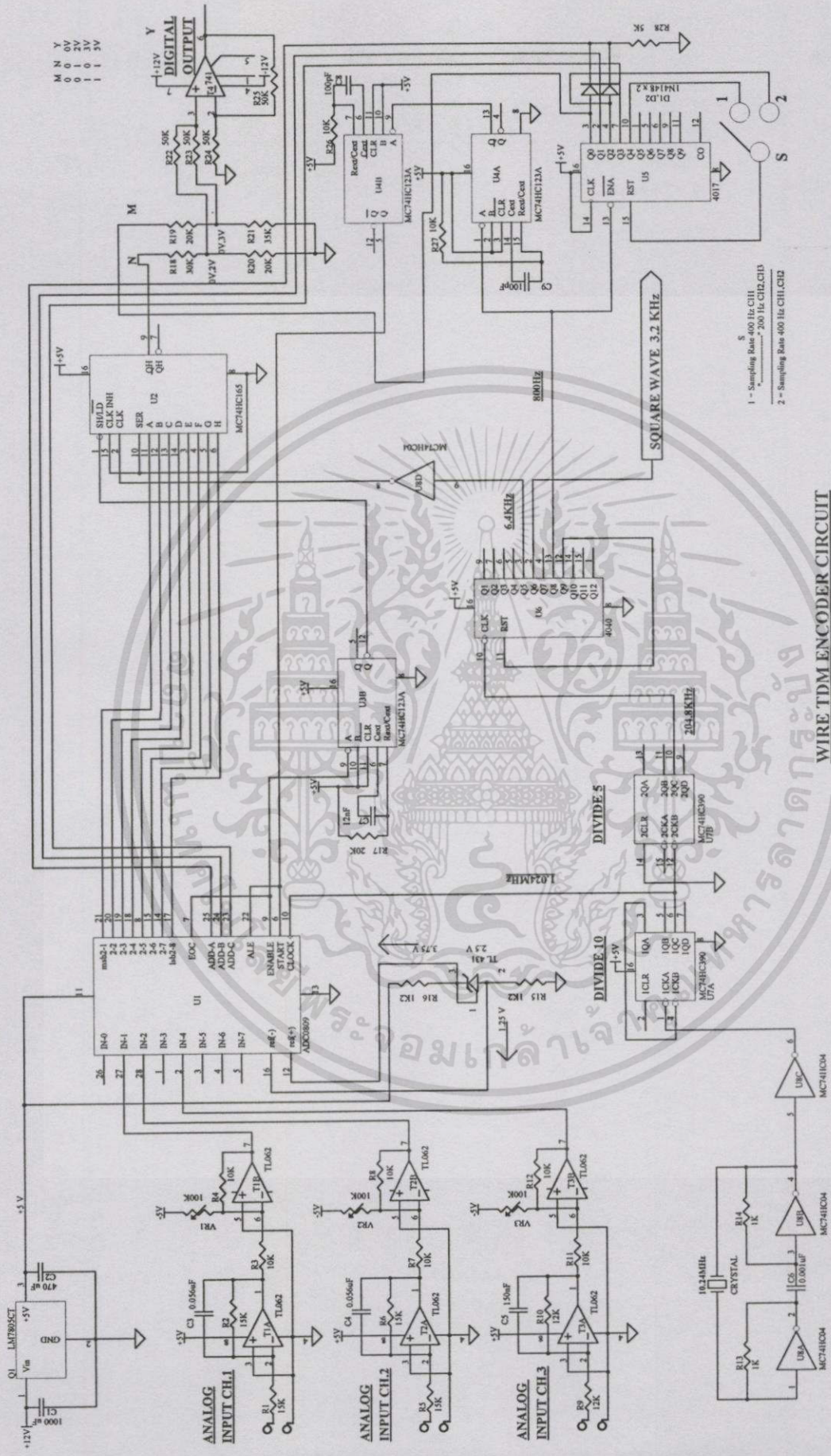
ทั้งหมดและกำจัดองค์ประกอบความถี่ที่นอกเหนือนี้จากนี้ทิ้งไป จากนั้นจึงทำการแยกสัญญาณข้อมูลกับซิงค์ สัญญาณข้อมูลต้องผ่านวงจรกรองความถี่สูง 6 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเคผ่านไปได้ ผ่านไอซี XR-2211 เพื่อเปลี่ยนสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่อยู่ในรูปเอฟเอสเคให้เป็นสัญญาณเชิงเลข 6,400 บิตต่อวินาที ส่วนสัญญาณซิงค์ต้องผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ จะทำให้องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเคผ่านไปได้ ซึ่งสามารถแยกสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ได้

8.2.3 การทำงานของวงจรทีดีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์

สัญญาณซิงค์ที่ภาครับคืนออกมาได้นั้นถูกสร้างเป็นพัลส์แคบๆ โดยใช้ขอบขาขึ้นของสัญญาณซิงค์ในรูปที่ 8.6 พัลส์ที่สร้างมีความกว้างประมาณ 1 ไมโครวินาที จะนำไปรีเซตวงจรมัลติเพล็กซ์และวงจรถ่ายสแกนนิ่งคล็อกเพื่อให่วงจรภาครับเข้าจังหวะกันกับภาคส่ง สัญญาณข้อมูลอนุกรมจะผ่านวงจรมัลติเพล็กซ์อินพุตพาราลลเอลเอาต์พุต ได้เอาต์พุตขนาน 8 บิต ป้อนให้วงจรถ่ายสแกนนิ่งซึ่งจะค้างข้อมูลขนานของแต่ละช่องสัญญาณ และจะป้อนสัญญาณผ่าน DAC0808 ของแต่ละช่องสัญญาณ เพื่อแปลงสัญญาณเชิงเลข 8 บิต ให้เป็นสัญญาณเชิงอุปมานผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับอินพุตของภาคส่ง



รูปที่ 8.11 บล็อกไดอะแกรมของวงจรทีดีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์

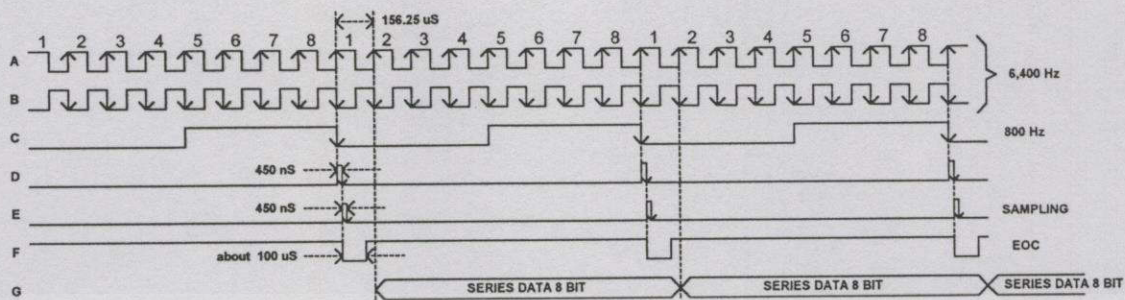


WIRE TDM ENCODER CIRCUIT

รูปที่ 8.12 วงจรที่เชื่อมเอาต์เตอร์แบบมีสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.3.1.1 การอธิบายรูปวงจรถิธีเอ็มแอนโค้ดเดอร์แบบมีสาย



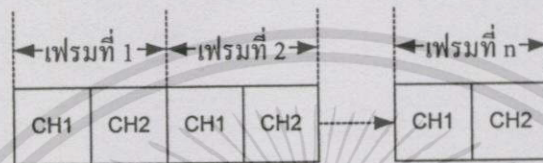
รูปที่ 8.13 ไทม์มิ่งไดอะแกรมของรูปวงจรถิธีเอ็มแอนโค้ดเดอร์แบบมีสาย

สัญญาณที่ออกจาก U6 ไอซี 4040 ขา 3 ของวงจรถิธีเอ็มแอนโค้ดเดอร์แบบมีสายรูปที่ 8.12 เป็นสัญญาณคลื่นจัตุรัส 6,400 เฮิร์ตซ์ ดังรูปสัญญาณ B ซึ่งเป็นขอบขาลง ต้องผ่าน U8D ไอซี NOT GATE จะได้รูปสัญญาณขอบขาขึ้นดังรูปสัญญาณ A เพื่อเป็นสัญญาณ CLK ป้อนให้ U2 ไอซี 74HC165 สัญญาณ C ความถี่ 800 เฮิร์ตซ์ ป้อนให้ U5 ไอซี 4017 ขา 13 เพื่อนับช่องสัญญาณ (ADDRESS) และป้อนให้ U4A ไอซี 74HC123 เพื่อสร้างพัลส์ใหม่ป้อนให้ขา ALE (Address Latch Enable) กับขา START จาก data sheet ของ ADC0809 รูปที่ 5 นั้นจะต้องป้อนสัญญาณเลือกช่องสัญญาณก่อน หลังจากนั้นประมาณ 25 นาโนวินาที จึงป้อนสัญญาณ ALE จากนั้นอีกประมาณ 25 นาโนวินาทีจึงตามด้วยสัญญาณ START สัญญาณ ALE และสัญญาณ START นั้นจะต้องการพัลส์กว้างประมาณ 100 นาโนวินาที ในการออกแบบวงจร สัญญาณ ALE กับสัญญาณ START จะป้อนสัญญาณให้พร้อมกันได้ ดังนั้นในการออกแบบจึงสร้างพัลส์ D และ E ซึ่งมีความกว้าง 450 นาโนวินาทีดังรูป สัญญาณ C นั้นเลือกช่องสัญญาณก่อน จากนั้นจะหน่วงเวลาไปประมาณ 450 นาโนวินาทีคือสัญญาณ D จึงสร้างสัญญาณ Sampling คือสัญญาณ E เป็นพัลส์กว้าง 450 นาโนวินาที (กว้างกว่าข้อกำหนดใน data sheet มากและไม่ทำให่วงจรทำงานผิดพลาด) สัญญาณ Sampling นั้นป้อนให้กับขา ALE กับขา START พร้อมกัน หลังจาก ADC0809 ได้รับสัญญาณ Sampling แล้วก็จะเกิดสัญญาณ EOC (End Of Conversion, สัญญาณ F) ประมาณ 100 ไมโครวินาที ADC0809 จะประมวลผลข้อมูลเสร็จก่อนขอบขาขึ้นของ EOC

ดังนั้น ADC0809 จะใช้เวลาในการ Sampling แต่ละครั้งจนกระทั่งประมวลผลเสร็จ โดยใช้เวลาประมาณ 100 ไมโครวินาที ซึ่งไม่เกินสัญญาณ CLK (รูปสัญญาณ A) แน่นอน U2 ไอซี 74HC165 ของวงจรถิธีเอ็มแอนโค้ดเดอร์แบบมีสายของรูปที่ 8.12 ต้องการ CLK ขอบขาขึ้น คือรูปสัญญาณ A ซึ่งสัญญาณ A (CLK) มีความกว้าง 156.25 ไมโครวินาที จึงทำให้สัญญาณข้อมูลไม่หายไปแม้แต่บิตเดียว สัญญาณข้อมูลอนุกรม (รูปสัญญาณ G) จะออกมาจาก U2 ขา 9 ของวงจรถิธีเอ็มแอนโค้ดเดอร์แบบมีสายรูปที่ 8.12 ซึ่งมีขนาด 8 บิตต่อการ Sampling 1 ครั้ง

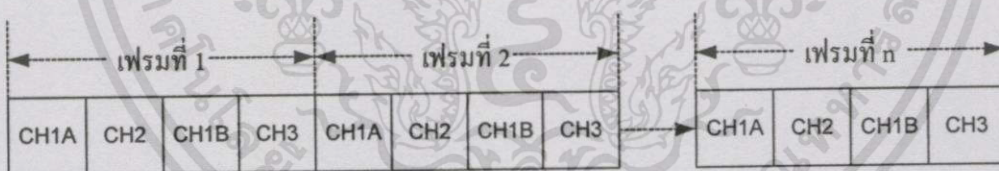
สัญญาณอินพุตทั้ง 3 ช่องสัญญาณจะถูกยกระดับสัญญาณ เนื่องจากใช้แหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์กับกราวด์ เพื่อป้องกันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ จึงยกระดับสัญญาณอินพุตไปที่ 2.5 โวลต์ ให้แรงดันอินพุตสูงสุดเท่ากับ 3.75 โวลต์ และต่ำสุดเท่ากับ 1.25 โวลต์ แอมพลิจูดของอินพุตจึงเท่ากับ 2.5 โวลต์พีคทูพีค ดังนั้น $V_{ref(+)} = 3.75$ โวลต์ $V_{ref(-)} = 1.25$ โวลต์ของ ADC0809 ดังรูปที่ 8.12 วงจรทีดีเอ็มแอลไอค์เคอร์แบบมีสาย TL431

ในความเป็นจริง ระบบนี้สามารถแบ่งช่องสัญญาณได้ 2 แบบ
แบบที่ 1 ในหนึ่งเฟรมมี 2 ช่องสัญญาณดังรูป



รูปที่ 8.14 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ

จากวงจรทีดีเอ็มแอลไอค์เคอร์แบบมีสายรูปที่ 8.12 ถ้าสวิทช์ S โยกไปที่จุด 2 การแบ่งช่องสัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 8.14 ทุกช่องสัญญาณจะมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องสัญญาณละ 400 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรมจึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 800 เฮิร์ตซ์ ทุกช่องสัญญาณจึงส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ เช่น สามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ทั้ง 2 ช่องสัญญาณ
แบบที่ 2 ในหนึ่งเฟรมมี 3 ช่องสัญญาณดังรูป



รูปที่ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ

จากวงจรทีดีเอ็มแอลไอค์เคอร์แบบมีสายรูปที่ 8.12 ถ้าสวิทช์ S โยกไปที่จุด 1 การแบ่งช่องสัญญาณจะเป็นดังรูปที่ 8.15 ทุกช่องสัญญาณจะมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องสัญญาณละ 200 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรมจึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 800 เฮิร์ตซ์ ในหนึ่งเฟรม CH1 ถูกนับ 2 ครั้ง คือ CH1A และ CH1B, CH1 จึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณเป็น 400 เฮิร์ตซ์ ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ CH2 และ CH3 จึงมีอัตราการสุ่มสัญญาณช่องสัญญาณละ 200 เฮิร์ตซ์ ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 100 เฮิร์ตซ์ CH1 จึงสามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ CH2 และ CH3 จึงสามารถส่งสัญญาณการหายใจและสัญญาณความดันโลหิตได้ เหมือนกับหัวข้อที่ 8.1.1 การทำงานของวงจรทีดีเอ็มแอลไอค์เคอร์

ตามปกติแล้ว ระบบนี้จะทำการรับส่งสัญญาณแบบ แบบที่ 2 ดังรูปที่ 8.3 หรือ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ

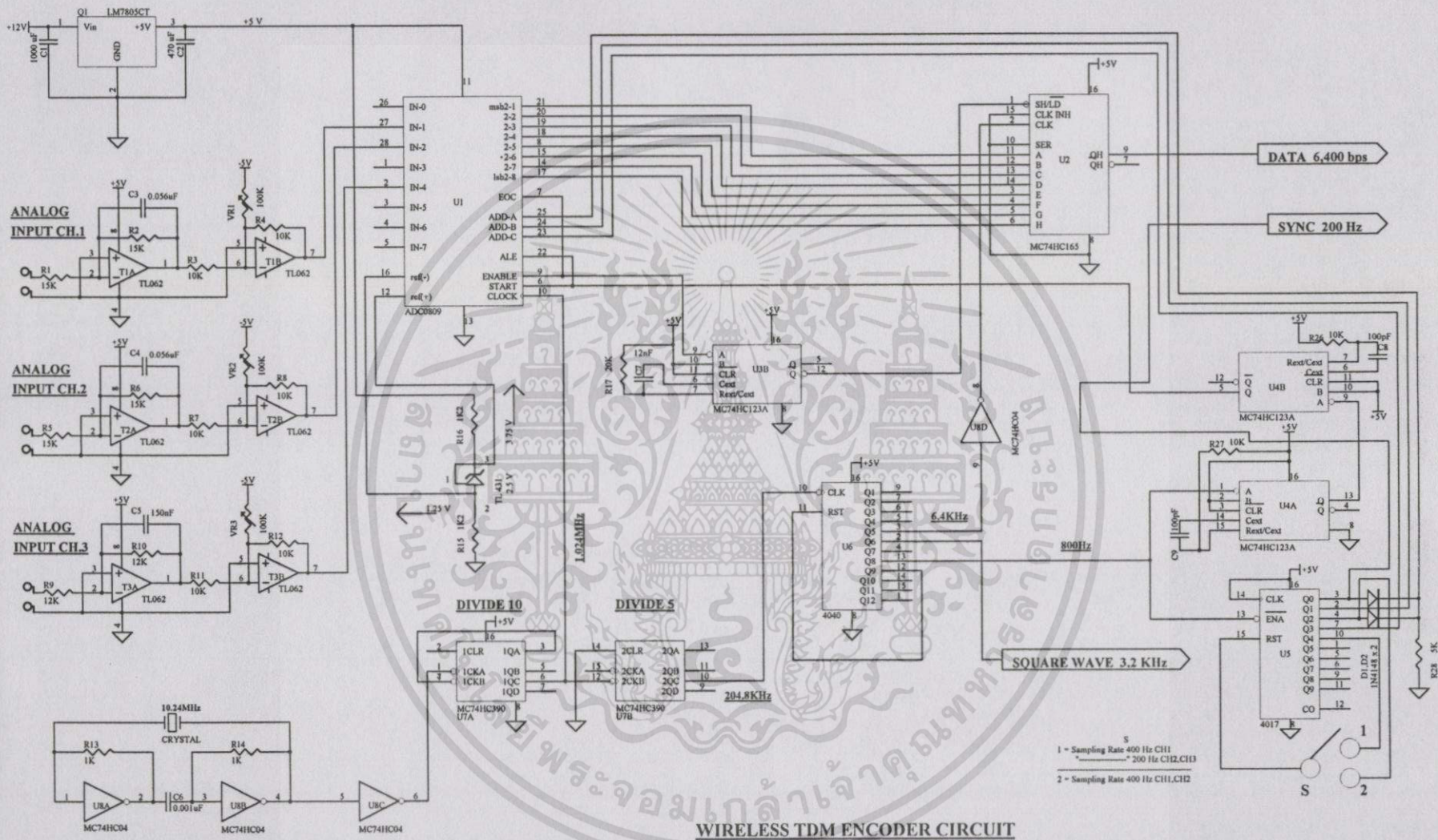
ตารางที่ 8.2 ระดับสัญญาณข้อมูลและสัญญาณซิงค์เอาต์พุตของวงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสาย

M	N	Y	
0	0	0 V	สัญญาณ
0	1	2 V	ข้อมูล
1	0	3 V	สัญญาณซิงค์
1	1	5 V	และข้อมูล

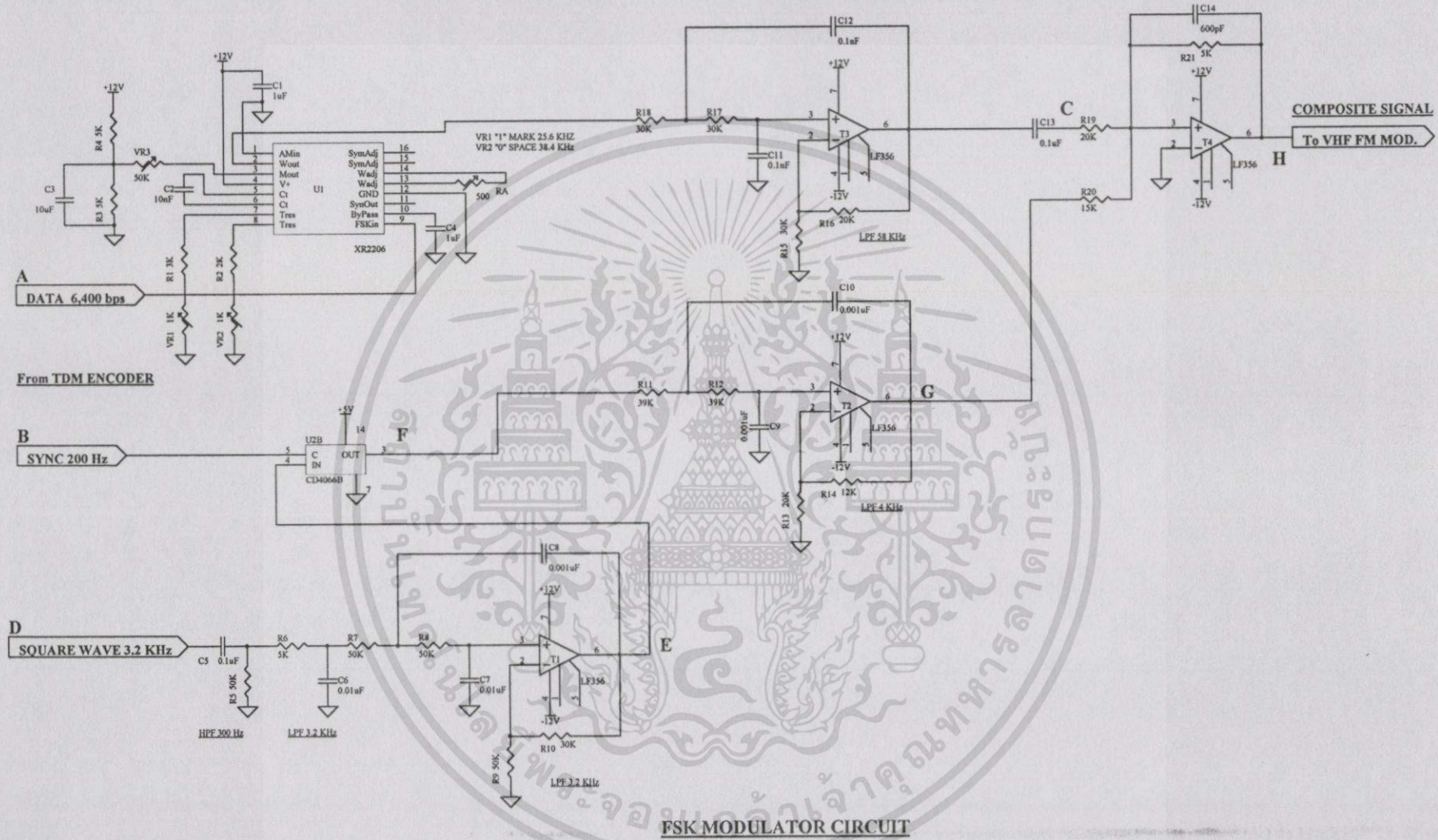
ในรูปที่ 8.12 วงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสาย ไอโอด D1 และ D2 กับ R28 คือ OR GATE เอาต์พุตของ OR GATE ต่อกับ U1 ไอซี ADC0809 ขา 25 (ADD-A) อินพุตของ OR GATE คือขา 3 (Q₀) กับขา 4 (Q₂) ของ U5 ไอซี 4017 ขา 2 (Q₁) และขา 7 (Q₃) ของ U5 ไอซี 4017 ต่อกับ U1 ไอซี ADC0809 ขา 24 (ADD-B) กับขา 23 (ADD-C) ตามลำดับ ขา 3 (Q₀) ของ U5 ต่อกับจุด M (เพื่อกำเนิดสัญญาณซิงค์) ขา 9 ของ U2 ไอซี 74HC165 ต่อกับจุด N (สัญญาณข้อมูลอนุกรม) ถ้าอินพุต M เป็น "L" จะทำให้เอาต์พุต Y มีระดับแรงดัน 0 V ถึง 2 V คือสัญญาณข้อมูลของ CH2, CH1B และ CH3 ถ้าอินพุต M เป็น "H" จะทำให้เอาต์พุต Y มีระดับแรงดัน 3 V ถึง 5 V คือสัญญาณซิงค์และข้อมูลของ CH1 และ CH1A ถ้าแบ่งช่องสัญญาณเป็นแบบที่ 1 ดังรูปที่ 8.14 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ CH1 จะเป็นทั้งสัญญาณซิงค์และข้อมูลอนุกรม ถ้าแบ่งช่องสัญญาณเป็นแบบที่ 2 ดังรูปที่ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ CH1A จะเป็นสัญญาณซิงค์และข้อมูลอนุกรม จะเห็นว่าไม่ว่าจะเป็นการแบ่งช่องสัญญาณแบบใดก็ตาม ถ้า CH1 และ CH1A ไม่มีสัญญาณเข้า (N = 0) สัญญาณซิงค์จะยังคงมีอยู่ (Y = 3 V) และจำเป็นจะต้องมีสัญญาณอยู่ทุกๆ เฟรมเพื่อให้วงจรภาคส่งและภาครับเข้าจังหวะกันได้

เมื่ออ่านการอธิบายวงจรรูปที่ 8.12 วงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสายเสร็จแล้ว ควรข้ามไปอ่านการอธิบายวงจรรูปที่ 8.24 วงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสายก่อน เพราะเป็นวงจรรับส่งแบบมีสาย เป็นพื้นฐานของวงจรรับส่งแบบไร้สาย

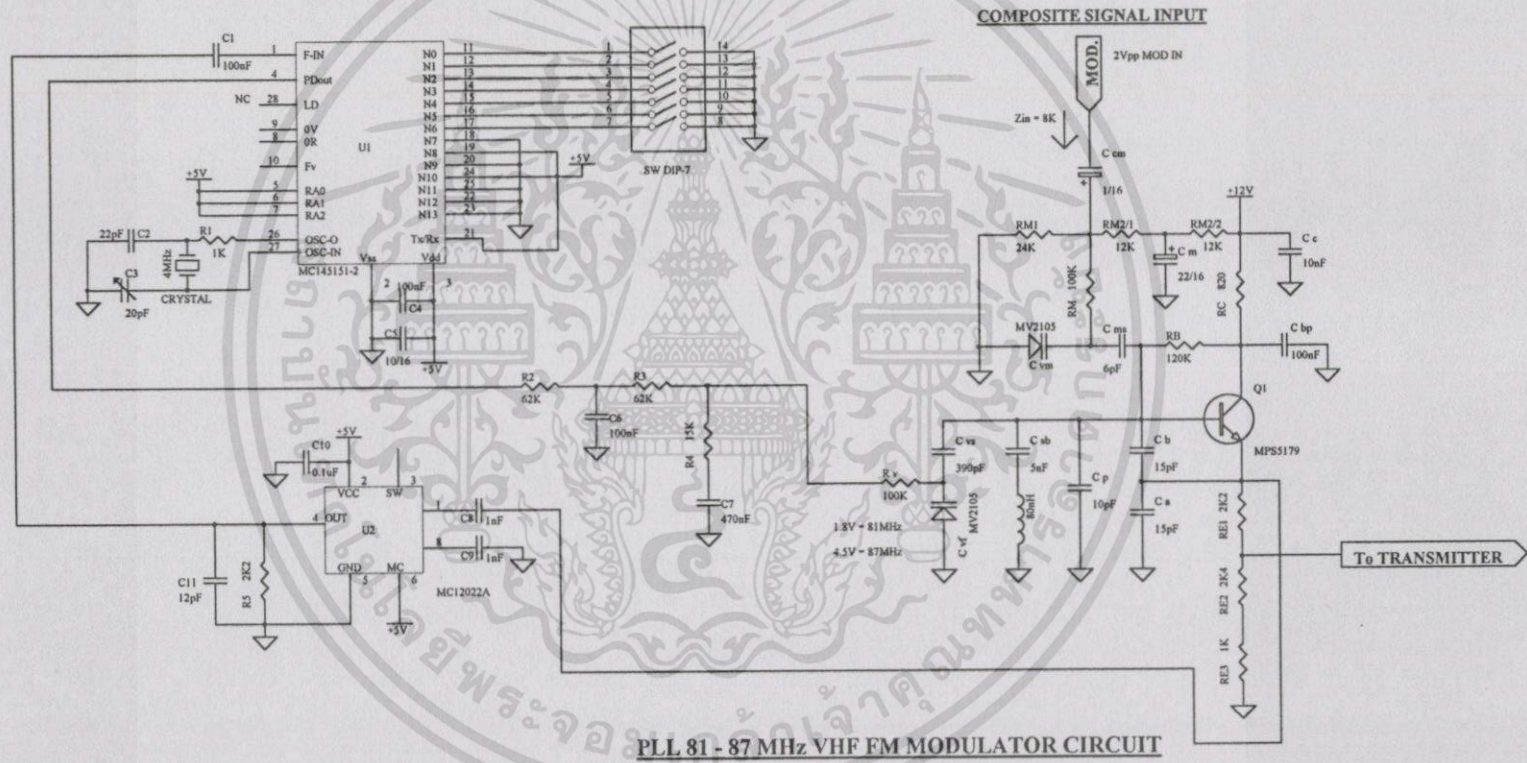
วงจรรูปที่ 8.12 วงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสาย กับวงจรรูปที่ 8.24 วงจรถิธีเอ็มเอ็มไอค็อคเคอร์แบบมีสาย ต่อถึงกันโดยตรงโดยใช้สายเป็นตัวนำสัญญาณ จำเป็นต้องทดลองทั้งสองภาคนี้ให้ทำงานโดยสมบูรณ์ก่อน (โดยที่ไม่มีกรรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ) แล้วจึงทดลองในภาคไร้สายต่อไป



รูปที่ 8.16 วงจรทีดีเอ็มเอนโค้ดเดอร์แบบไร้สาย



รูปที่ 8.17 วงจรเฟสเคมอดูเลเตอร์



รูปที่ 8.18 วงจรเฟสล็อก 81 – 87 เมกะเฮิรตซ์ วีเอชเอฟเอเอ็มมอดูเลเตอร์

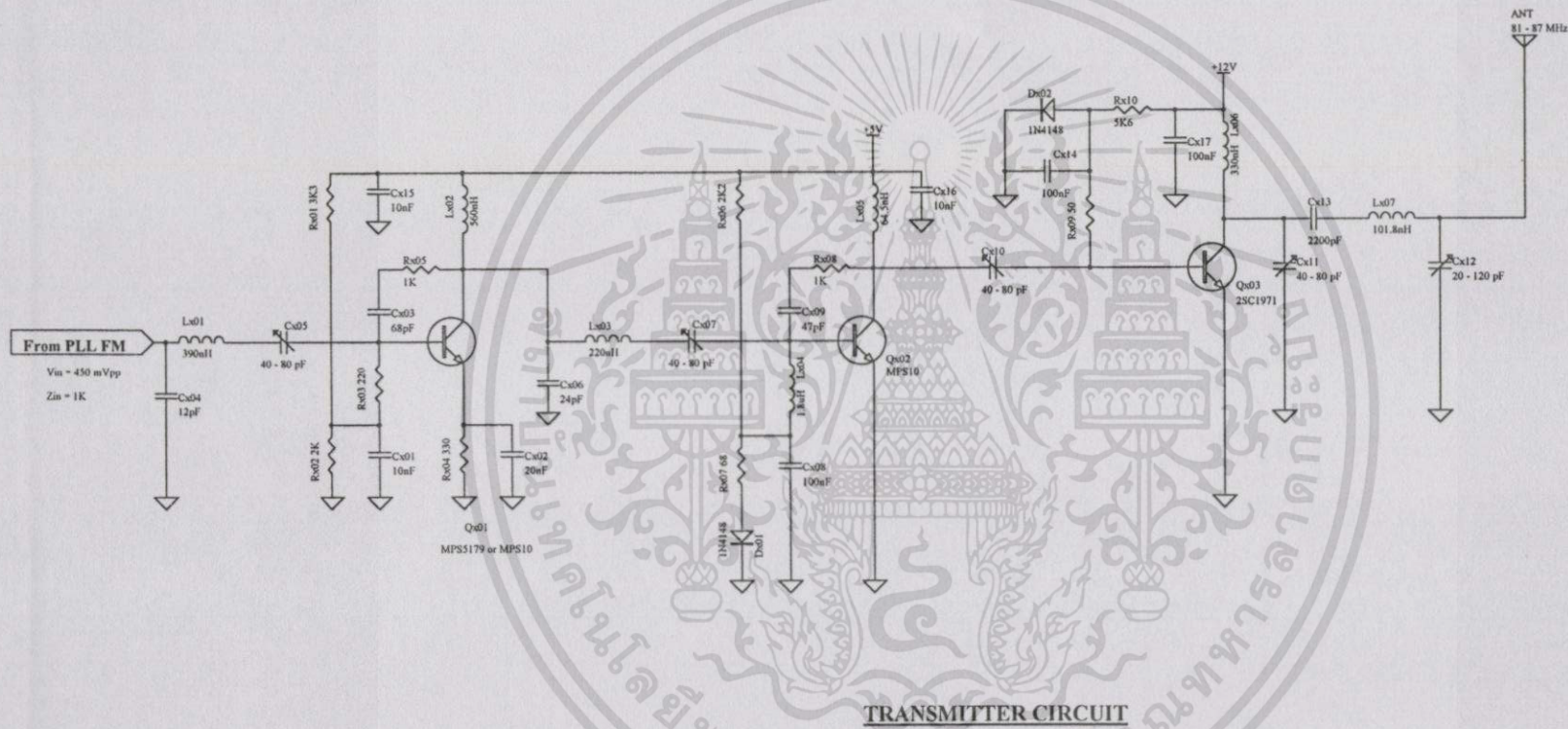
ตารางที่ 8.3 การเลือกช่องความถี่คลื่นพาห์โดยการปรับ SW DIP-7

ช่อง ความถี่	F _{out} (MHz)	ตัวหาร N ฐาน 10	ตัวหาร N ฐาน 16	ตัวหาร N ฐาน 2													
				N ₁₃	N ₁₂	N ₁₁	N ₁₀	N ₉	N ₈	N ₇	N ₆	N ₅	N ₄	N ₃	N ₂	N ₁	N ₀
1	81.00	1296	510	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0
2	81.25	1300	514	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0
3	81.50	1304	518	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0
4	81.75	1308	51C	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0
5	82.00	1312	520	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
6	82.25	1316	524	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0
7	82.50	1320	528	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0
8	82.75	1324	52C	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
9	83.00	1328	530	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0
10	83.25	1332	534	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0
11	83.50	1336	538	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0
12	83.75	1340	53C	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	0
13	84.00	1344	540	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
14	84.25	1348	544	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0
15	84.50	1352	548	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0

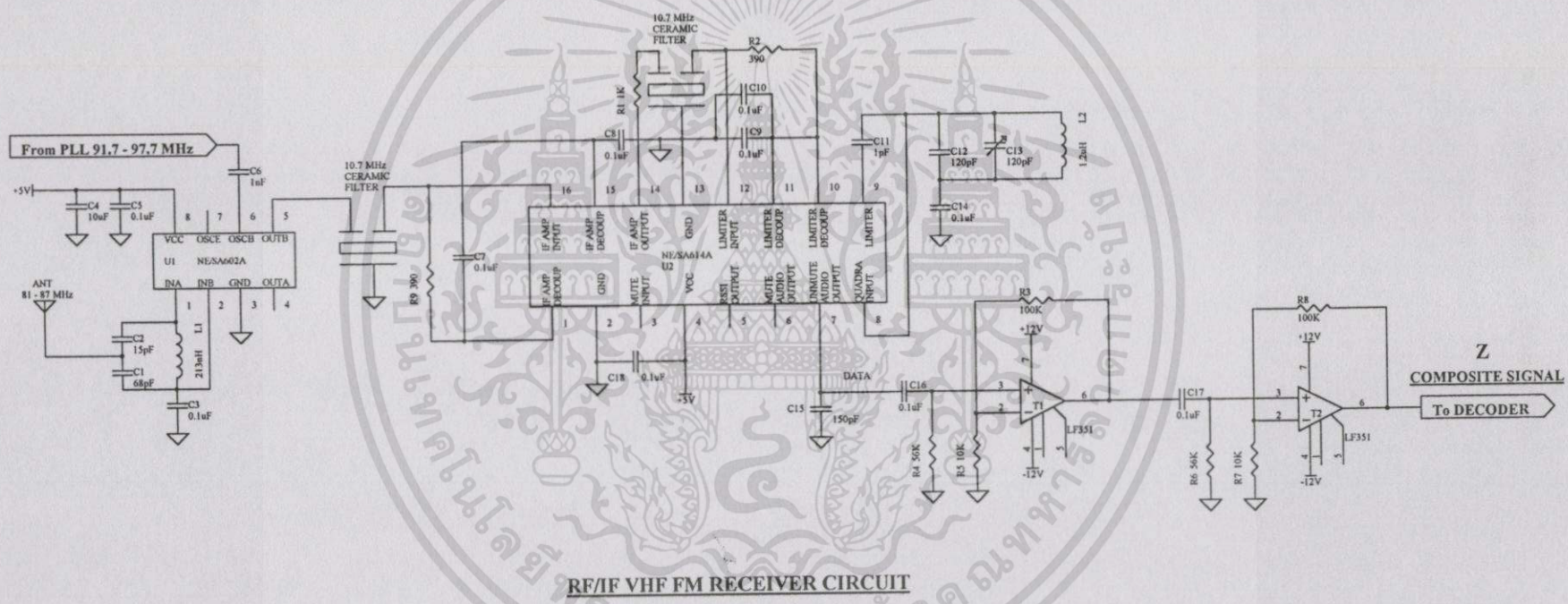
ตารางที่ 8.3 (ต่อ)

ช่อง ความถี่	F _{out} (MHz)	ตัวหาร N ฐาน 10	ตัวหาร N ฐาน 16	ตัวหาร N ฐาน 2													
				N ₁₃	N ₁₂	N ₁₁	N ₁₀	N ₉	N ₈	N ₇	N ₆	N ₅	N ₄	N ₃	N ₂	N ₁	N ₀
16	84.75	1356	54C	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0
17	85.00	1360	550	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0
18	85.25	1364	554	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
19	85.50	1368	558	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0
20	85.75	1372	55C	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0
21	86.00	1376	560	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
22	86.25	1380	564	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
23	86.50	1384	568	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0
24	86.75	1388	56C	0	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0
25	87	1392	570	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0

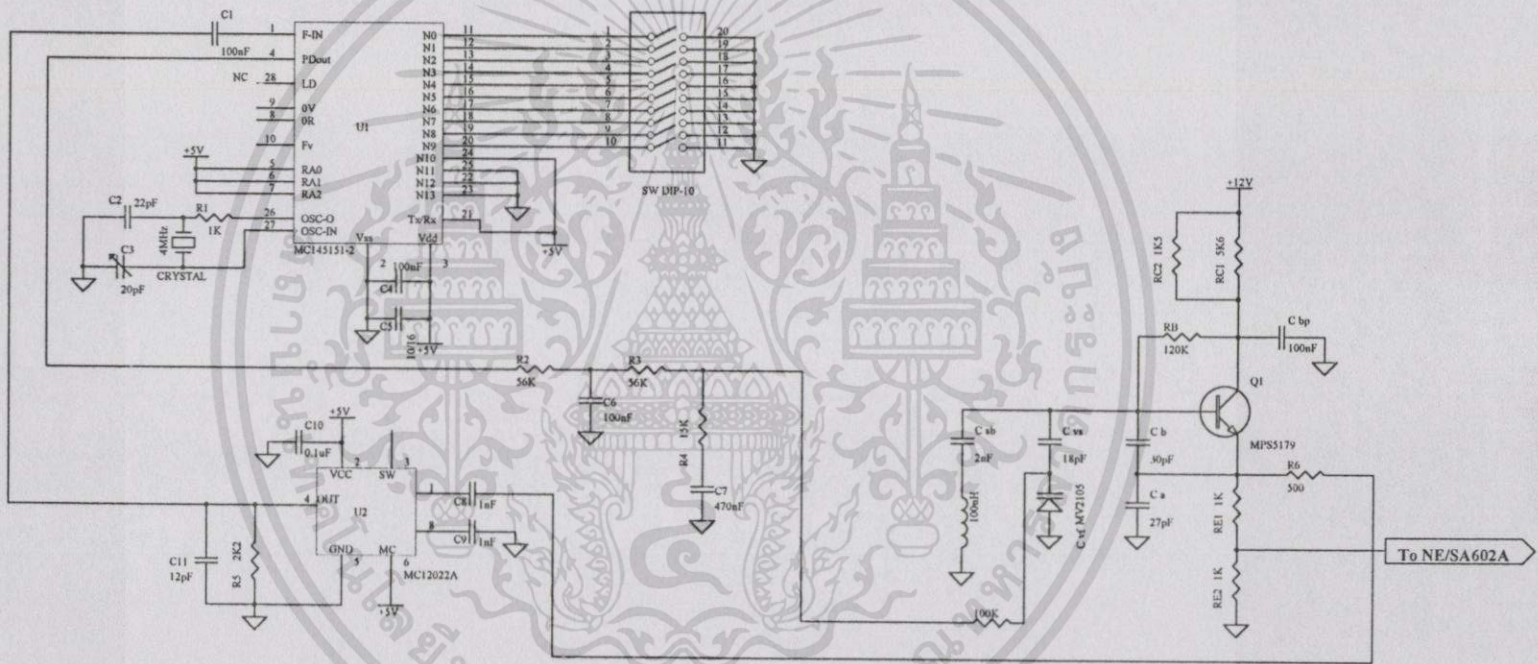
ตั้งแต่ N₇ ถึง N₁₃ การตั้งค่าสวิตช์ของทุกช่องความถี่คลื่นพ่านั้นเหมือนกันทุกช่อง จึงป้อนลอจิกให้คงที่ตลอดทุกช่องความถี่คลื่นพาดังรูปวงจรที่ 8.18 ดังนั้นจึงทำการเลือกช่องความถี่คลื่นพาดังตั้งแต่ N₀ ถึง N₆ เพียงเท่านั้น



รูปที่ 8.19 วงจรเครื่องส่ง



รูปที่ 8.20 วงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็ม



PLL 91.7 - 97.7 MHz CIRCUIT

รูปที่ 8.21 วงจรเฟสล็อก 91.7 - 97.7 เมกะเฮิรตซ์

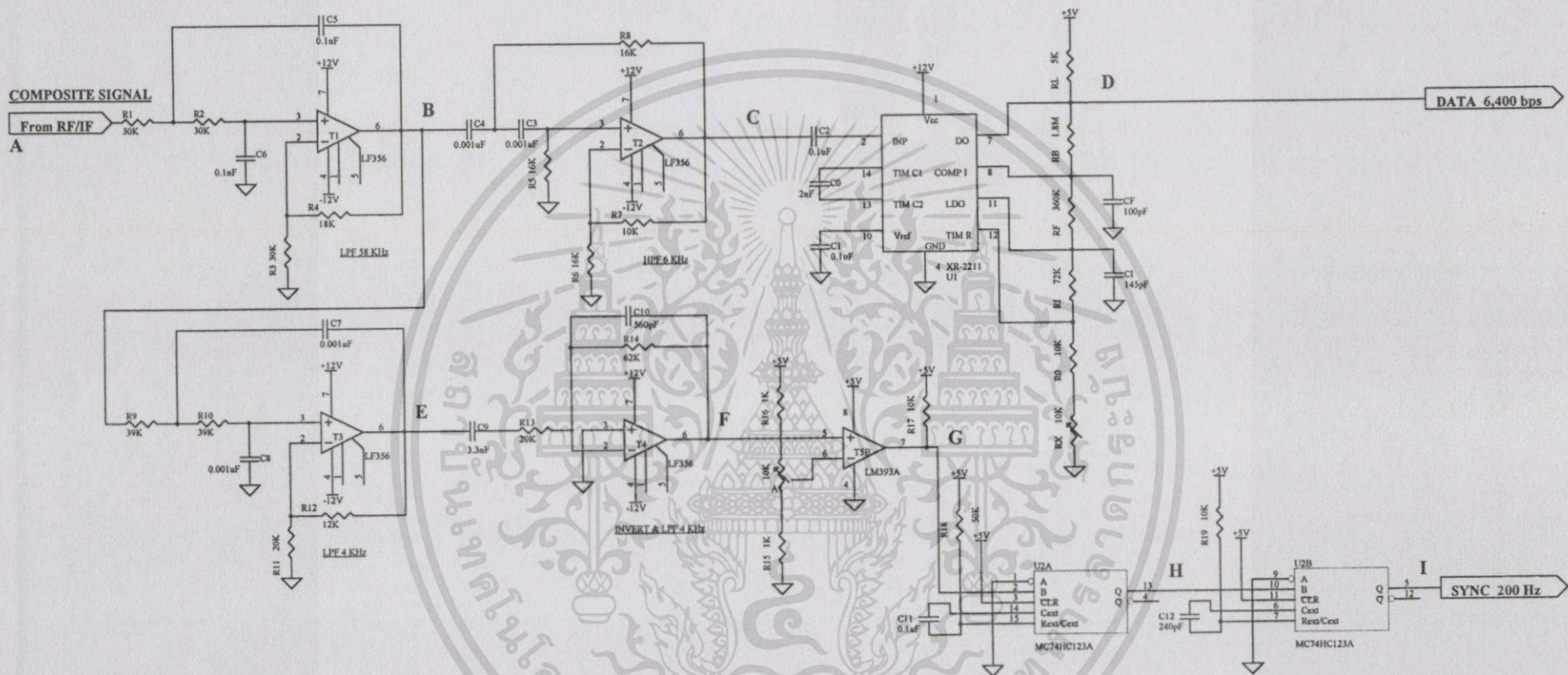
ตารางที่ 8.4 การเลือกช่องความถี่คลื่นพาห์โดยการปรับ SW DIP-10

ช่อง ความถี่	F _{out} (MHz)	ตัวหาร N ฐาน 10	ตัวหาร N ฐาน 16	ตัวหาร N ฐาน 2													
				N ₁₃	N ₁₂	N ₁₁	N ₁₀	N ₉	N ₈	N ₇	N ₆	N ₅	N ₄	N ₃	N ₂	N ₁	N ₀
1	91.70	1467.2	5BB	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1
2	91.95	1471.2	5BF	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
3	92.20	1475.2	5C3	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
4	92.45	1479.2	5C7	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
5	92.70	1483.2	5CB	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
6	92.95	1487.2	5CF	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
7	93.20	1491.2	5D3	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1
8	93.45	1495.2	5D7	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1
9	93.70	1499.2	5DB	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1
10	93.95	1503.2	5DF	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1
11	94.20	1507.2	5E3	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1
12	94.45	1511.2	5E7	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
13	94.70	1515.2	5EB	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1
14	94.95	1519.2	5EF	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1
15	95.20	1523.2	5F3	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1

ตารางที่ 8.4 (ต่อ)

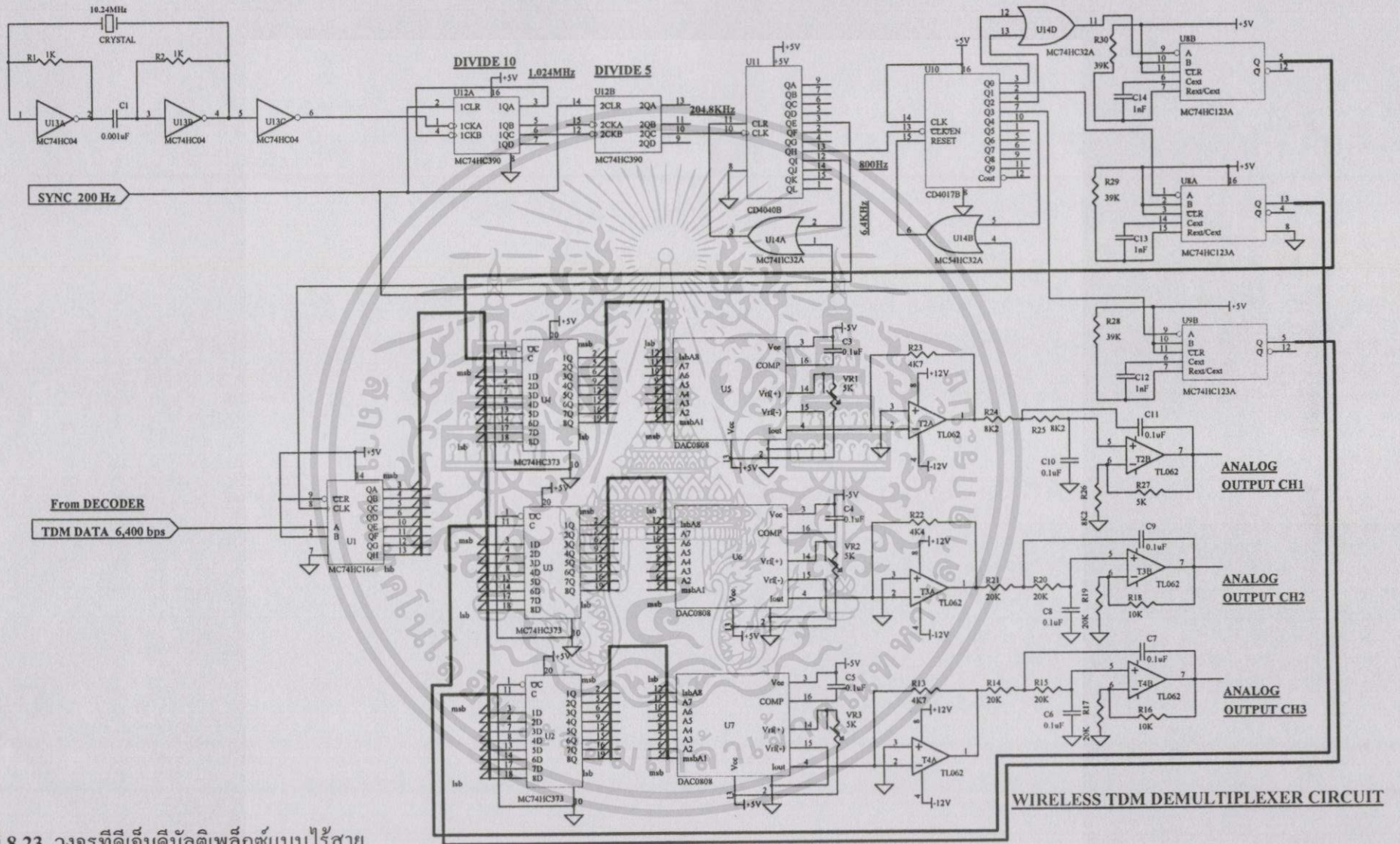
ช่อง ความถี่	F _{out} (MHz)	ตัวหาร N ฐาน 10	ตัวหาร N ฐาน 16	ตัวหาร N ฐาน 2													
				N ₁₃	N ₁₂	N ₁₁	N ₁₀	N ₉	N ₈	N ₇	N ₆	N ₅	N ₄	N ₃	N ₂	N ₁	N ₀
16	95.45	1527.2	5F7	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1
17	95.70	1531.2	5FB	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
18	95.95	1535.2	5FF	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
19	96.20	1539.2	603	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
20	96.45	1543.2	607	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1
21	96.70	1547.2	60B	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1
22	96.95	1551.2	60F	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
23	97.20	1555.2	613	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1
24	97.45	1559.2	617	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
25	97.70	1563.2	61B	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1	1

ตั้งแต่ N₁₀ ถึง N₁₃ การตั้งค่าสวิตช์ของทุกช่องความถี่คลื่นพ่านั้นเหมือนกันทุกช่อง จึงป้อนลอจิกให้คงที่ตลอดทุกช่องความถี่คลื่นพาดังรูปวงจรที่ 8.21 ดังนั้นจึงทำการเลือกช่องความถี่คลื่นพาดังแต่ N₀ ถึง N₉ เพียงเท่านั้น



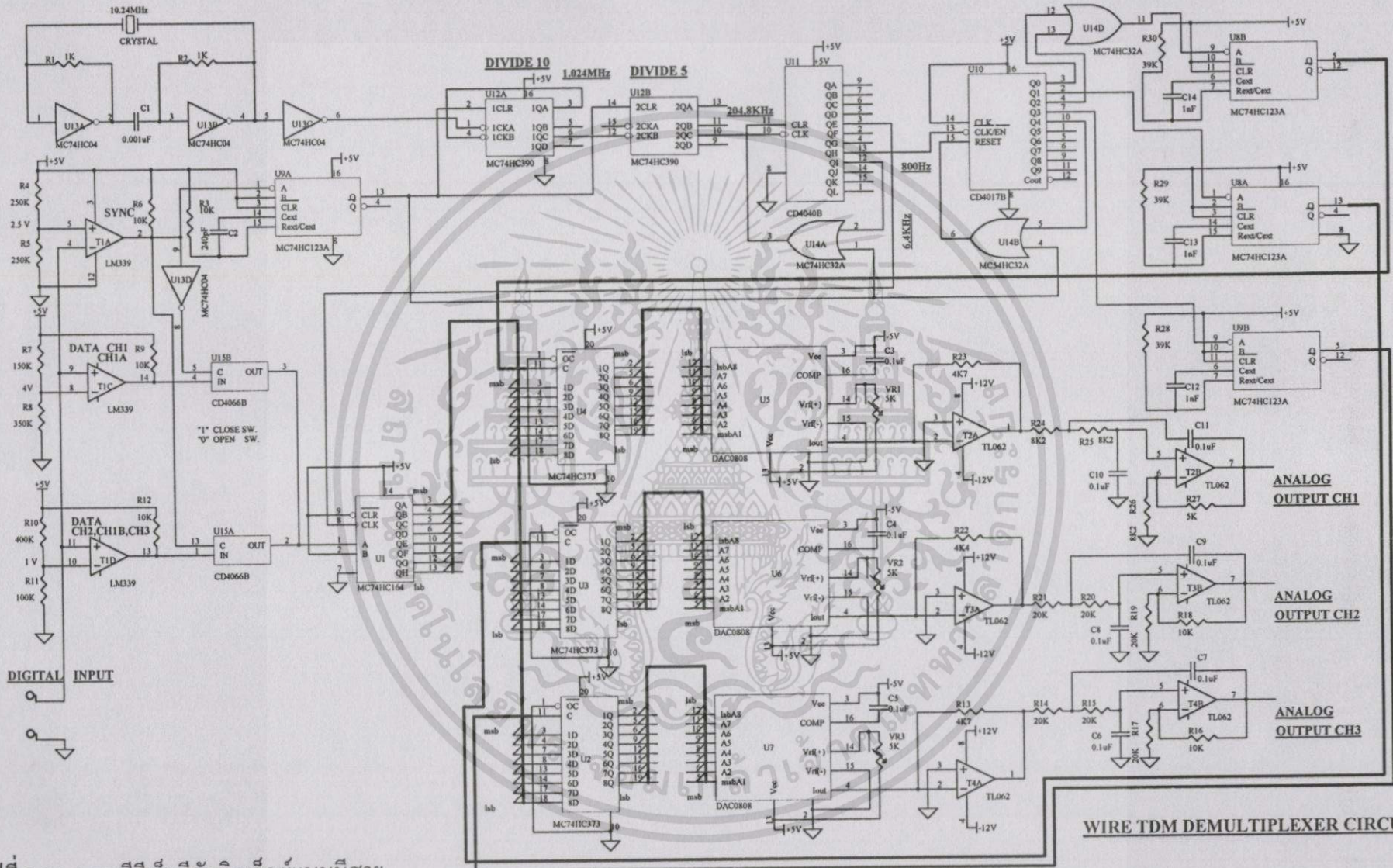
DECODER FSK DEMODULATOR AND SYNC SEPARATOR CIRCUIT

รูปที่ 8.22 วงจรดีโค้ดเคอร์เฟสเคมิมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์



WIRELESS TDM DEMULTIPLEXER CIRCUIT

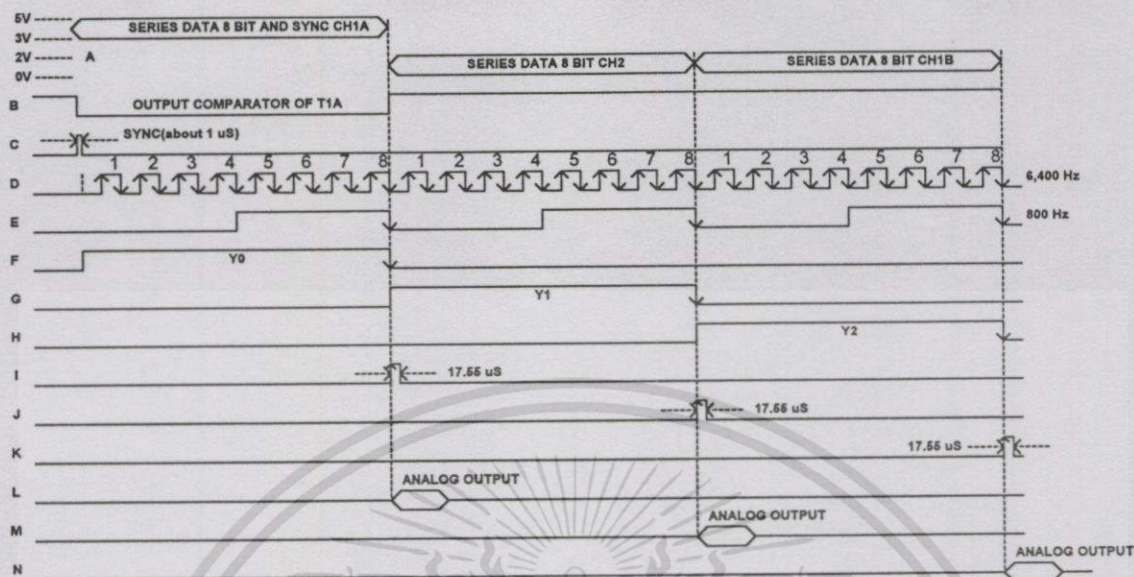
รูปที่ 8.23 วงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบไร้สาย



WIRE TDM DEMULTIPLEXER CIRCUIT

รูปที่ 8.24 วงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสาย

8.4.5.1 การอธิบายรูปวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสาย



รูปที่ 8.25 ไทม์มิงไคอะแกรมของวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสาย

คอมพาราเตอร์ T1A ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 มีระดับแรงดันอ้างอิง 2.5 โวลต์ เมื่อ CH1 ดังรูปที่ 8.14 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 2 ช่องสัญญาณ หรือ CH1A ดังรูปที่ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ ซึ่งมีขนาด 3 ถึง 5 โวลต์ถูกส่งมา จึงสามารถแยกสัญญาณเชิงค้อออกมาได้ คอมพาราเตอร์ T1C ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 ซึ่งมีระดับอ้างอิง 4 โวลต์ จึงสามารถแยกข้อมูล “1” และ “0” ของ CH1 หรือ CH1A ได้ คอมพาราเตอร์ T1D ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 มีระดับอ้างอิง 1 โวลต์ จึงสามารถแยกข้อมูลของ CH2, CH1B และ CH3 ได้ ตามลำดับ

ผังรูปสัญญาณ A เป็นรูปสัญญาณข้อมูลอนุกรมและสัญญาณซิงค์ที่ถูกส่งมาจากภาคที่ตีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์แบบมีสายในรูปที่ 8.12 รูปสัญญาณ B นั้นเป็นสัญญาณเอาต์พุตของ T1A ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 รูปสัญญาณ C เป็นสัญญาณซิงค์ที่ถูกกำเนิดจาก U9A ไอซี 74HC123 ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 มีความกว้างของพัลส์ประมาณ 1 ไมโครวินาที เพื่อไปรีเซ็ตวงจรนับและวงจรหารความถี่ต่างๆ รูปสัญญาณ D เป็นสัญญาณ CLK 6,400 เฮิร์ตซ์ ที่ป้อนให้ขา 8 ของ U1 ไอซี 74HC164 ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 เป็นไอซีที่รับสัญญาณข้อมูลอนุกรมเข้ามาแล้วแปลงเป็นสัญญาณข้อมูลขนาน ป้อนให้ U2, U3 และ U4 ไอซี 74HC373 เพื่อให้ค้างข้อมูล รูปสัญญาณ E เป็นสัญญาณ CLK 800 เฮิร์ตซ์ ป้อนให้ U10 ไอซี 4017 เพื่อนับช่องสัญญาณ ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 สมมติให้การส่งสัญญาณเป็นแบบที่ 2 ดังรูปที่ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ สัญญาณ F (Y_0) คือ Q_0 ของ U10 สัญญาณ G (Y_1) คือ Q_1 ของ U10 สัญญาณ H (Y_2) คือ Q_2 ของ U10 สัญญาณ Y_0 ป้อนเข้า U8B ไอซี 74HC123 ในวงจรที่ตีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 ซึ่งทำงานที่ขอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลงและออกแบบพัลส์ความกว้าง 17.55 ไมโครวินาที ดังรูปสัญญาณ I สัญญาณ Y_1 และ Y_2 ก็เช่นเดียวกัน ป้อนเข้า U8A และ U8B ไอซี 74HC123 ตามลำดับ (จากรูปไทมมิงไดอะแกรมแสดงรูปสัญญาณไม่ครบ 1 เฟรมซึ่งละไว้ในฐานที่เข้าใจ) และออกแบบพัลส์ความกว้าง 17.55 ไมโครวินาทีเช่นกัน ดังรูปสัญญาณ J และ K ตามลำดับ ทำให้ U4 ,U3 และ U2 ไอซี 74HC373 ของวงจรทีเอ็มคีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 ซึ่งเป็น D FlipFlop Latch ถูกกระตุ้นที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ I, J และ K มีเอาต์พุตสัญญาณข้อมูลขนาน 8 บิตออกมา ป้อนให้ U5,U6 และ U7 ไอซี DAC0808 ของวงจรทีเอ็มคีมัลติเพล็กซ์แบบมีสายรูปที่ 8.24 ตามลำดับ เพื่อแปลงสัญญาณเชิงเลข 8 บิตให้เป็นสัญญาณเชิงอุปมาน ผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเชิงอุปมานในแต่ละช่องสัญญาณคีนออกมา เหมือนกับสัญญาณอินพุตเชิงอุปมานที่ป้อนให้วงจรทีเอ็มคีนโค้ดเคอร์แบบมีสายรูปที่ 8.12 ภาคส่ง



บทที่ 9

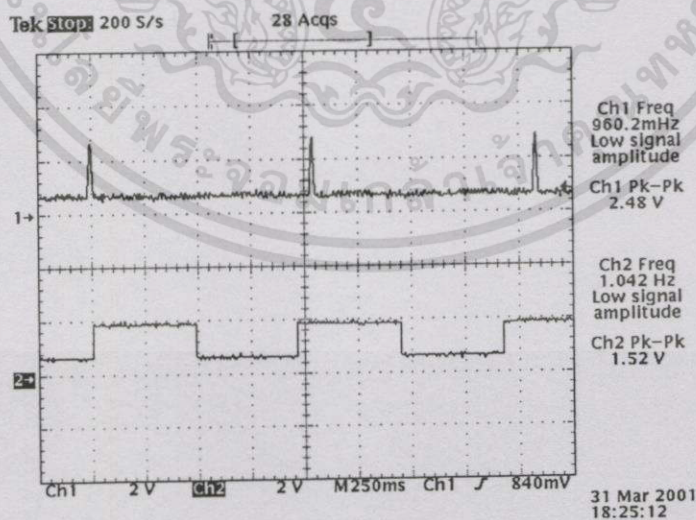
ผลการทดลอง

ในส่วนของผลการทดลองนี้ เป็นการทดสอบคุณสมบัติของวงจร จะเป็นการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของวงจรทั้งภาคส่งและภาครับในขณะที่กำลังรับส่งด้วยคลื่นพาห้จริง เปรียบเทียบสัญญาณที่จุดต่างๆให้เห็นอย่างชัดเจนว่าอินพุตเข้ามาแล้วเอาต์พุตจะเป็นอย่างไร ตรงตามทฤษฎีและหลักการทำงานของระบบหรือไม่ รวมถึงการทดสอบสัญญาณเอาต์พุตที่คืนออกมาจากภาครับว่ามีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณอินพุตภาคส่งมากน้อยเพียงใด มีการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณหรือไม่

ในการวัดสัญญาณจะใช้สโคปยี่ห้อ Tektronix รุ่น TDS360 และเครื่องกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มยี่ห้อ GW รุ่น MODEL:GSG-122

9.1 การวัดสัญญาณที่จุดต่างๆของภาคส่ง

คลื่นไฟฟ้าหัวใจประกอบด้วยคลื่น P, QRS และ T ส่วนที่มีความสำคัญที่สุดคือ QRS โดยจะมีความกว้างประมาณ 90 มิลลิวินาที แต่จากการทดลองนี้จะจำลองสัญญาณ QRS ที่มีความกว้าง 30 มิลลิวินาที ซึ่งต่ำกว่าสัญญาณ QRS ของจริง ดังนั้นสัญญาณ QRS ของจริงจึงสามารถส่งผ่านไปได้อย่างแน่นอน สัญญาณความดันโลหิตจะจำลองโดยการแทนด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยม สัญญาณการหายใจจะจำลองโดยการแทนด้วยสัญญาณสามเหลี่ยมและทดลองส่งสัญญาณชานนี้ด้วย สัญญาณทั้งหมดจะทดลองที่ความถี่ประมาณ 1 เฮิรตซ์

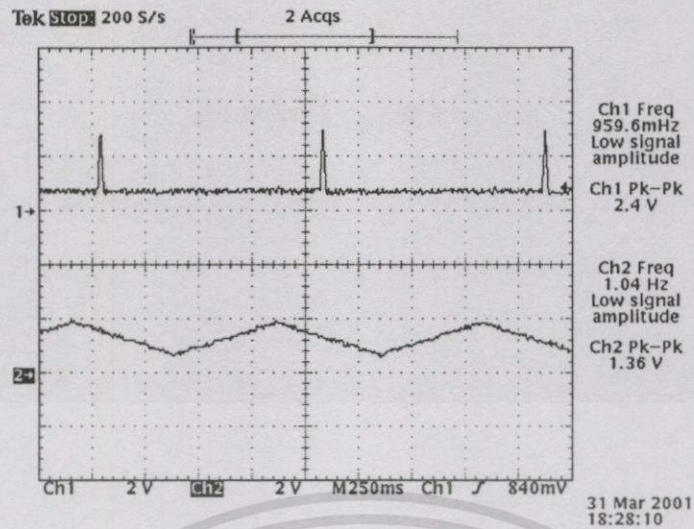


รูปที่ 9.1 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 1

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

CH2 คือรูปจำลองสัญญาณความดันโลหิต

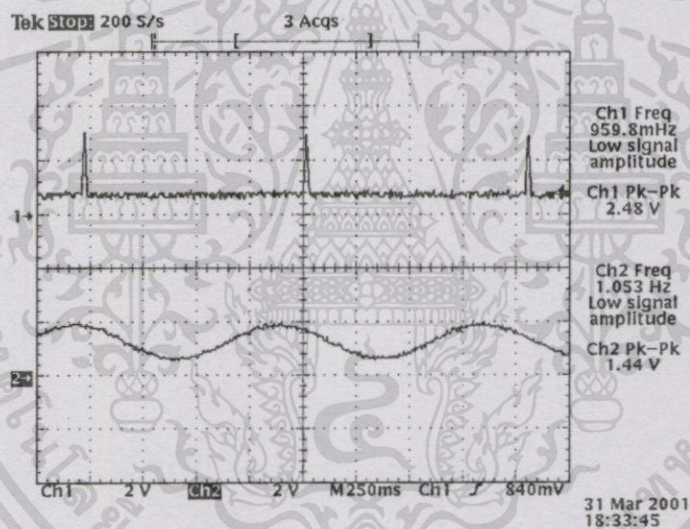
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.2 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 2

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

CH2 คือรูปจำลองสัญญาณการหายใจ

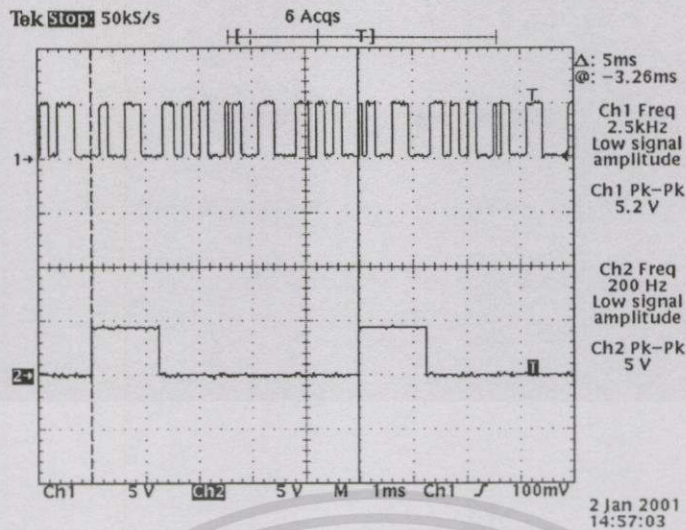


รูปที่ 9.3 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 3

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

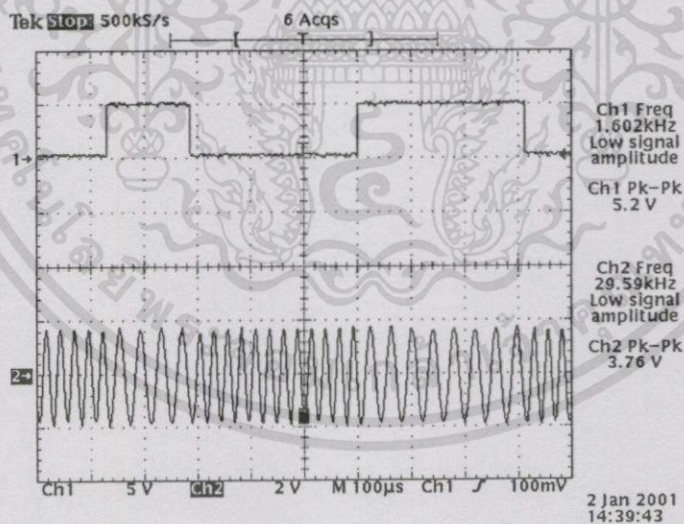
CH2 คือรูปทดลองสัญญาณชานัน

ทำการรับส่งสัญญาณแบบ แบบที่ 2 (ดังรูปที่ 8.3 หรือ รูปที่ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ) โดยนำสัญญาณรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจป้อนเข้าที่ช่องสัญญาณที่ 1 รูปจำลองสัญญาณความดันโลหิต รูปจำลองสัญญาณการหายใจและรูปทดลองสัญญาณชานันนั้น ป้อนเข้าที่ช่องสัญญาณที่ 2 และ 3 ของวงจรที่คิเอ็มเอน โค้คเคอร์รูปที่ 8.16



รูปที่ 9.4 สัญญาณข้อมูลอนุกรมและสัญญาณซิงค์

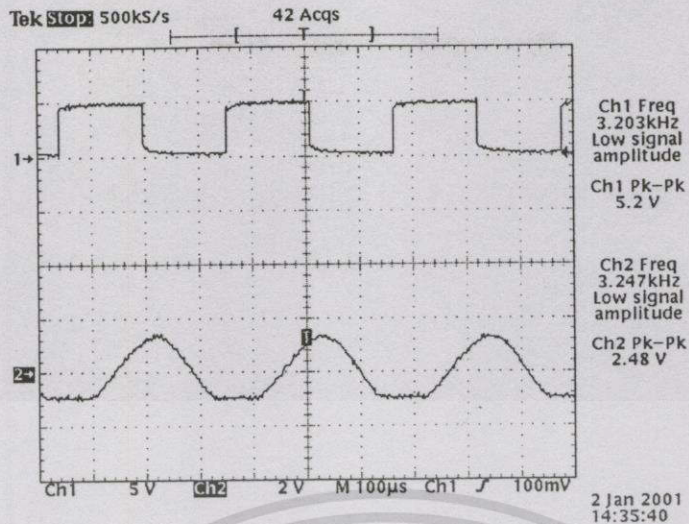
วัดจากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 CH1 วัดทางเข้าของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (จุด A) CH2 วัดทางเข้าของสัญญาณซิงค์(จุด B) CH1 เป็นสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่มีอัตราบิตสูงสุด 6,400 บิตต่อวินาที CH2 เป็นสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ ซึ่งคือ CH1A (ดูหัวข้อ 8.1.1 การทำงานของวงจรทีดีเอ็มเอ็น โคลด์เคอร์) ทั้งสองสัญญาณเป็นสัญญาณที่ได้มาจากเอาต์พุตของวงจรทีดีเอ็มเอ็น โคลด์เคอร์รูปที่ 8.16 ซึ่งหนึ่งเฟรมจะมีคาบเวลา 5 มิลลิวินาที



รูปที่ 9.5 สัญญาณข้อมูลอนุกรมที่ถูกมอดูเลตแบบเอฟเอสเค

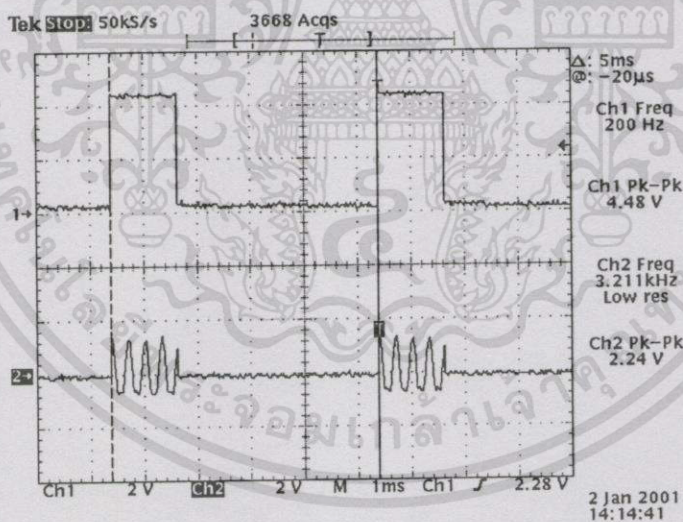
วัดจากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 CH1 วัดทางเข้าของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (จุด A) CH2 เป็นสัญญาณเอฟเอสเคทีผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว(จุด C) CH1 เป็นสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่ป้อนเข้าเอฟเอสเคอินพุต CH2 เป็นสัญญาณเอฟเอสเคทีผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 58 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว ใน 1 บิต ลอจิก "1" มีคลื่นซายน์ 4 ไซเคิล ลอจิก "0" มีคลื่นซายน์ 6 ไซเคิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.6 การสร้างสัญญาณซิงค์

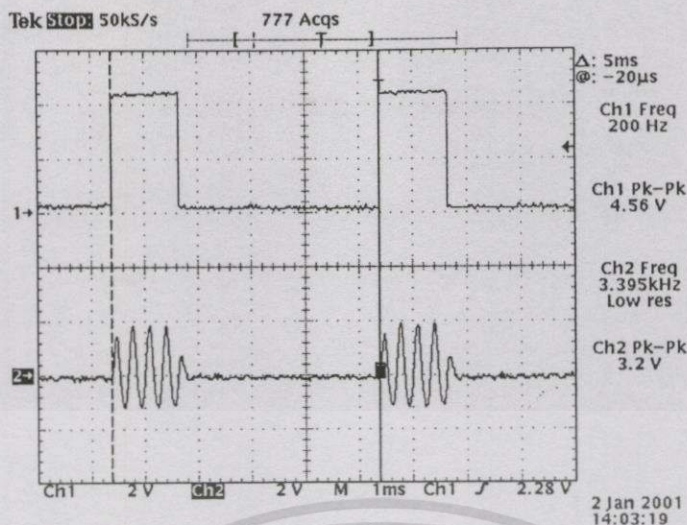
วัดจากวงจรเฟสแอมพลิฟายเออร์รูปที่ 8.17 CH1 วัดสัญญาณซิงค์พัลส์(จุด D) CH2 วัดสัญญาณซิงค์พัลส์ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วซึ่งจะกรองเอาเฉพาะความถี่พินคาเมนทอลของสัญญาณซิงค์พัลส์(จุด E) โดยที่ CH1 คือคลื่นจตุรัส 3,200 เฮิร์ตซ์ที่มาจากวงจรทีดีเอ็มเอ็น โค้ดเคอร์รูปที่ 8.16 CH2 คือความถี่พินคาเมนทอลของคลื่นจตุรัสดังกล่าวที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 3,200 เฮิร์ตซ์มาแล้ว



รูปที่ 9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค

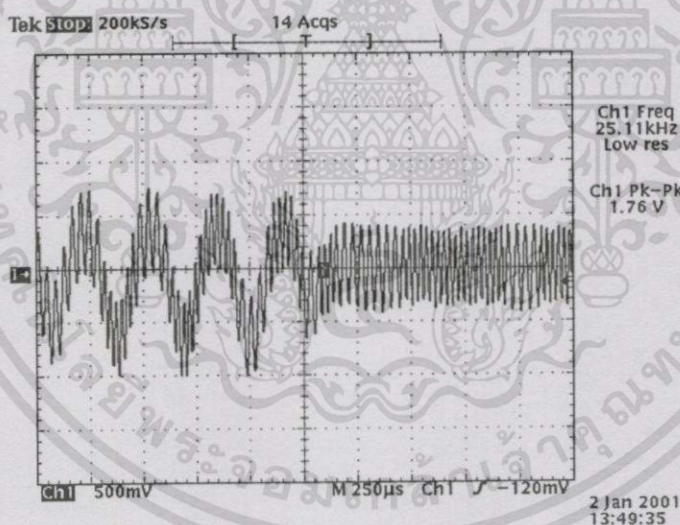
วัดจากวงจรเฟสแอมพลิฟายเออร์รูปที่ 8.17 CH1 คือกรอบของสัญญาณซิงค์(จุด B) CH2 คือทางออกของสัญญาณเอเอสเคก่อนผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ(จุด F) CH1 คือสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ CH2 คือสัญญาณเอเอสเค ลอจิก “1” มีคลื่นซายน์ 4 ไซเคิล ลอจิก “0” ไม่มีสัญญาณ จากรูปมีความผิดพลาดเล็กน้อยซึ่งไม่มีผลใดๆ กับวงจร วัดดูประสงค์ต้องการเพียงขอบขาขึ้นของสัญญาณเอเอสเคเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.8 สัญญาณซิงค์ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์

วัดจากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 CH1 คือกรอบของสัญญาณซิงค์(จุด B) CH2 วัดสัญญาณเอเอสเคหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว(จุด G) CH1 คือสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ CH2 คือสัญญาณเอเอสเคที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์แล้ว



รูปที่ 9.9 สัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง

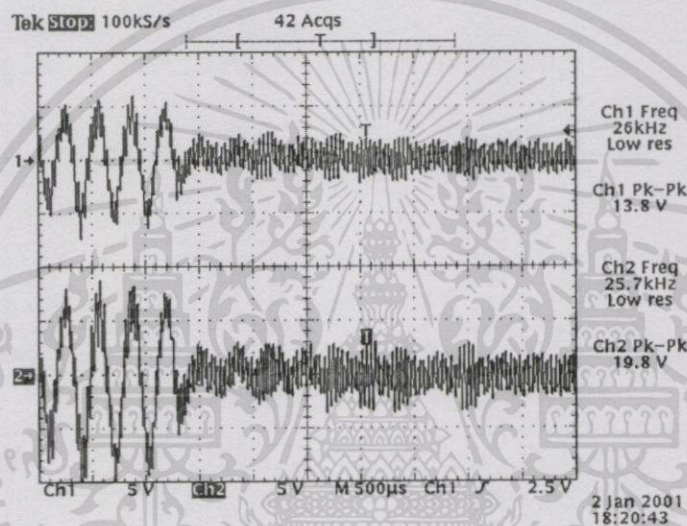
วัดจากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 จุด H เป็นสัญญาณคอมโพสิต (composite) เพื่อส่งต่อไปยังวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.18 ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลและสัญญาณซิงค์ที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว ทำการ summing จะได้สัญญาณคอมโพสิตดังรูป

ในส่วนของวงจรวีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์และเครื่องส่งรูปที่ 8.18 และ 8.19 จะใช้ความถี่คลื่นพาห์ในช่วง 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งใช้การสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป โดยสามารถเลือกช่องความถี่คลื่นพาห์ในการส่งสัญญาณได้ 25 ช่อง ดังตารางที่ 8.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

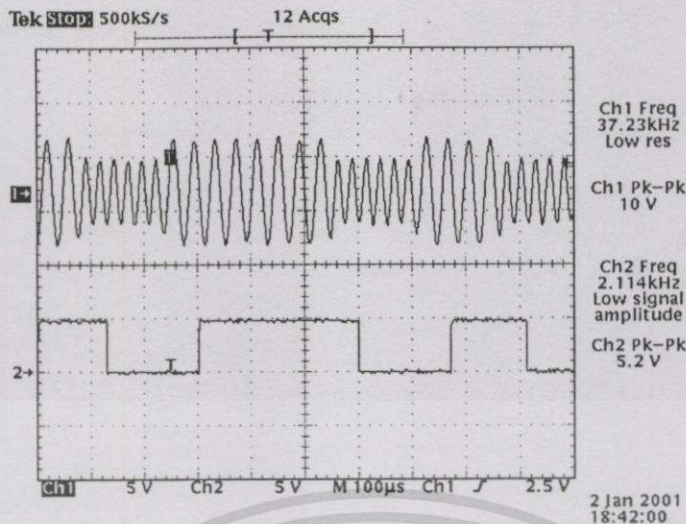
9.2 การวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ของภาครับ

ในส่วนของวงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเฟอเอ็มดังรูปที่ 8.20 เมื่อรับสัญญาณจากสายอากาศความถี่ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ จะป้อนไปยังวงจรมิกเซอร์ซึ่งใช้ไอซี NE/SA602A เพื่อผสมความถี่กับวงจรโลคอลลอสซิลเลเตอร์ที่ได้จากการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งสามารถเลือกช่องความถี่คลื่นพาห้ได้ 25 ช่อง โดยจะต้องตั้งช่องความถี่คลื่นพาห้ของภาครับให้ตรงกับภาคส่ง ทำให้ได้ความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ป้อนให้วงจรขยายไอเอฟและดีมอดูเลเตอร์ ซึ่งใช้ไอซี NE/SA614A เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณคอมโพสิตที่ ดีมอดูเลตออกมา

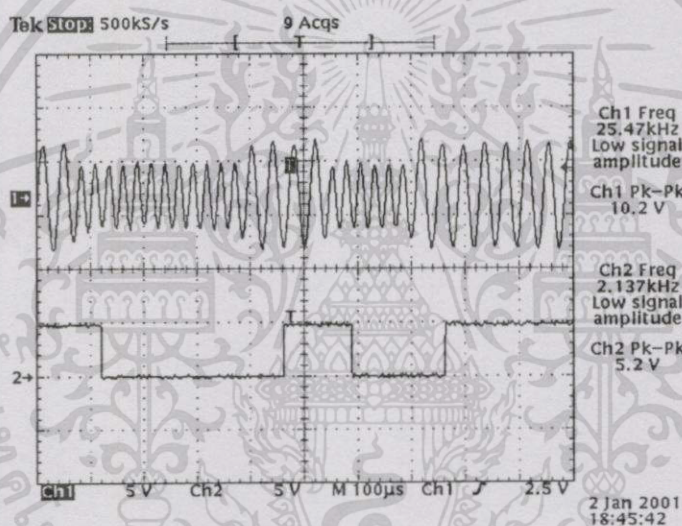


รูปที่ 9.10 สัญญาณคอมโพสิตภาครับที่ ดีมอดูเลตออกมา

วัดจากวงจรดีโคเดอ์เอพเอสเคดีมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 วัดสัญญาณคอมโพสิตอพุต(จุด A) CH2 วัดสัญญาณคอมโพสิตซึ่งผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแล้ว(จุด B) CH1 คือสัญญาณคอมโพสิตที่ถูกขยายแล้ว และ CH2 คือสัญญาณคอมโพสิตที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 58 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่มีอัตราขยาย 1.6 เท่า ทำให้แถบความถี่ขององค์ประกอบความถี่ของเอพเอสเคและเอเอสเคผ่านได้ จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 2.4 – 57.6 กิโลเฮิร์ตซ์

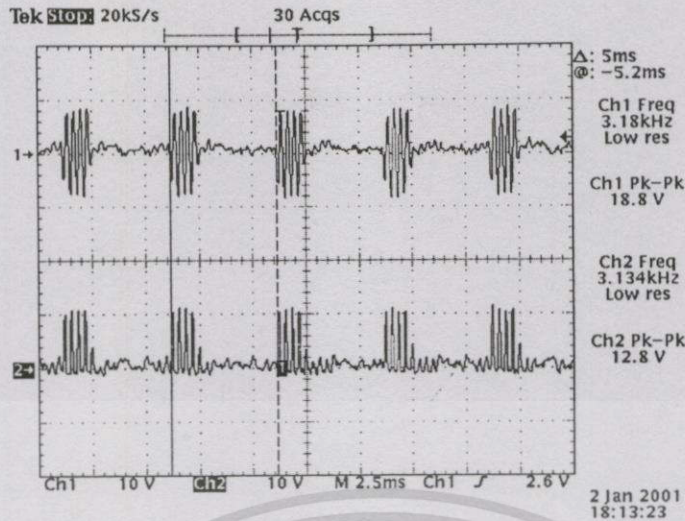


รูปที่ 9.11 การคืนสัญญาณข้อมูลอนุกรม



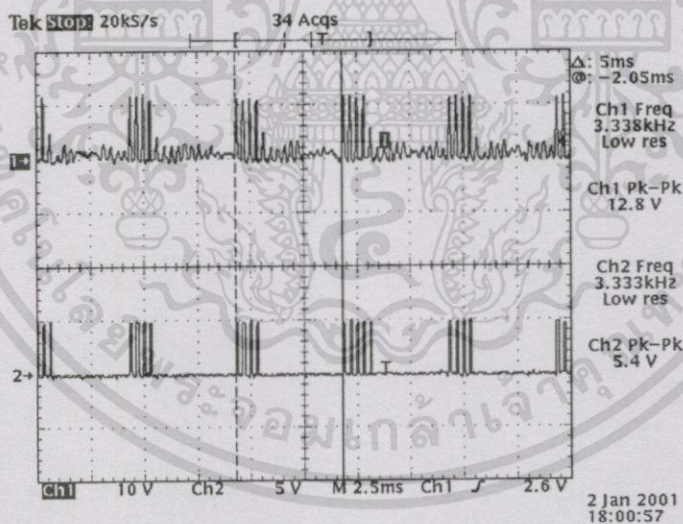
รูปที่ 9.12 การคืนสัญญาณข้อมูลอนุกรม (ต่อ)

ทั้งรูปที่ 9.11 และรูปที่ 9.12 วัดจากวงจรดีโคเดอร์เอฟเอสเคติมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 วัดสัญญาณเอฟเอสเคที่ถูกกรองความถี่ออกมาได้(จุด C) CH2 วัดสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่คีมอูเลตได้(จุด D) CH1 คือสัญญาณเอฟเอสเคที่แยกออกมาจากสัญญาณคอมโพสิตและ CH2 คือสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่คืนออกมา ใน 1 บิต ลอจิก “1” มี 4 ไชเคิล ลอจิก “0” มี 6 ไชเคิล



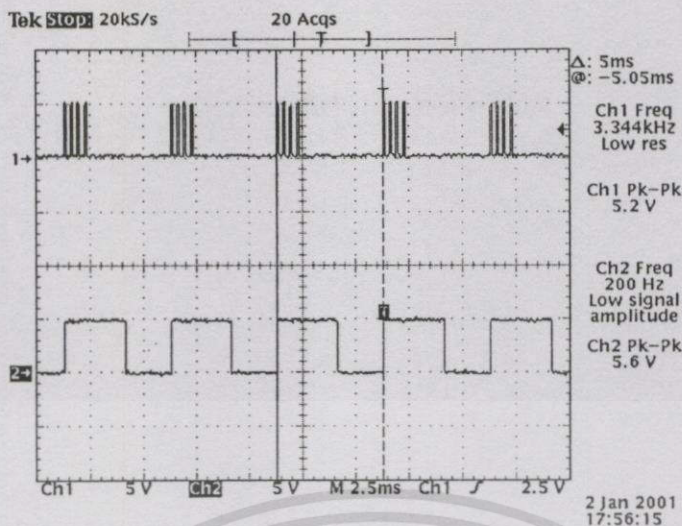
รูปที่ 9.13 การแยกสัญญาณซิงค์

วัดจากวงจรดีโค๊ดเคอร์เอฟเอสเคติมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 วัดจุด E CH2 วัดจุด F ทั้งสองจุดคือสัญญาณซิงค์ที่ถูกกรองความถี่ออกมาแล้ว CH1 คือสัญญาณซิงค์ที่แยกออกมาจากสัญญาณคอมโพสิต จะเห็นว่าช่วงที่มีสัญญาณจะมี 4 ไชเคิล CH2 คือการจัดรูปสัญญาณซิงค์ใหม่



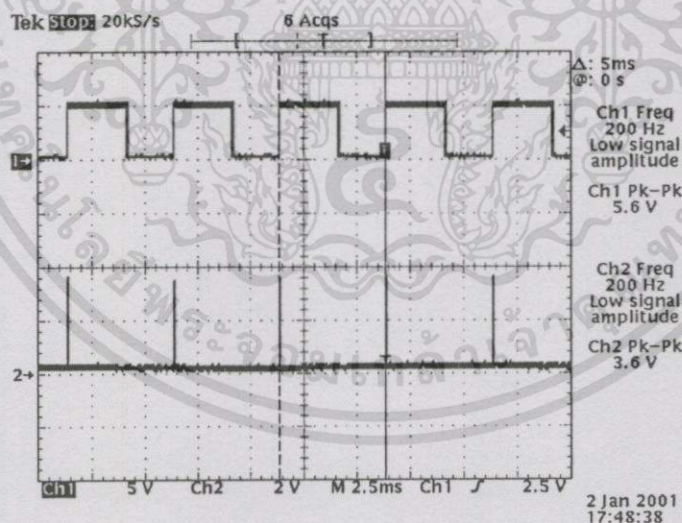
รูปที่ 9.14 การจัดรูปสัญญาณซิงค์

วัดจากวงจรดีโค๊ดเคอร์เอฟเอสเคติมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 วัดสัญญาณซิงค์ที่ถูกกรองความถี่ออกมาแล้ว (จุด F) CH2 วัดสัญญาณซิงค์พัลส์ที่แยกออกมาได้ (จุด G) เป็นการจัดรูปสัญญาณซิงค์และกำจัดสัญญาณรบกวนออกไป



รูปที่ 9.15 การคืนสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์

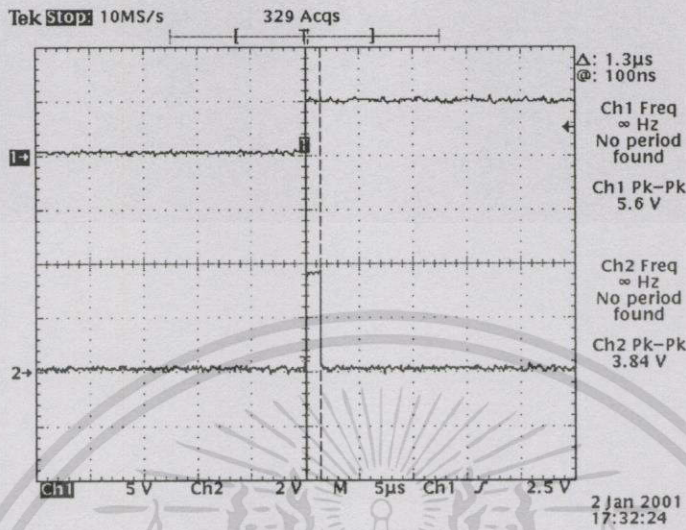
วัดจากวงจรดีโค๊ดเดอร์เฟฟเอสเคติมอคูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 วัดสัญญาณซิงค์พัลส์ที่แยกออกมาได้(จุด G) CH2 คือกรอบของสัญญาณซิงค์ที่แยกออกมาได้(จุด H) เป็นการคืนสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ออกมา จาก CH2 จะเห็นว่าช่วงพัลส์บวกสัญญาณจะกว้างกว่าสัญญาณทางด้านส่ง(เทียบกับรูปที่ 9.4) ซึ่งเป็นความต้องการของผู้ออกแบบ เพื่อให้แน่ใจว่าช่วงพัลส์บวกนั้นยาวกว่าช่วงที่มีพัลส์ของ CH1A เพราะต้องการเพียงขอบขาขึ้นของสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์เท่านั้น



รูปที่ 9.16 การสร้างสัญญาณซิงค์

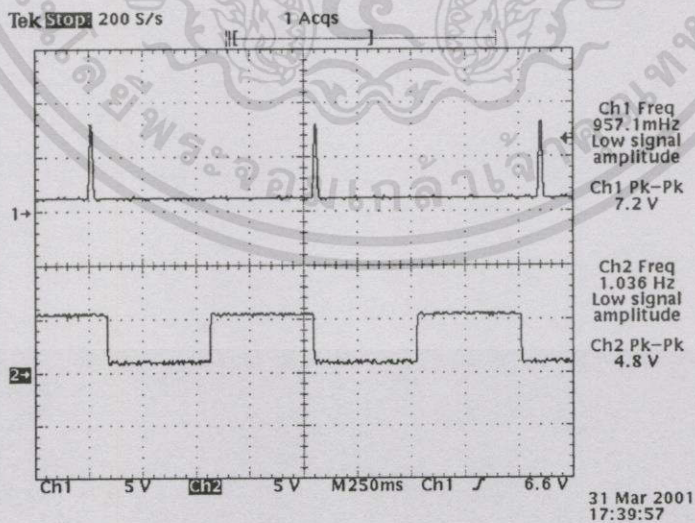
วัดจากวงจรดีโค๊ดเดอร์เฟฟเอสเคติมอคูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 คือกรอบของสัญญาณซิงค์ที่แยกออกมาได้(จุด H) CH2 คือสัญญาณพัลส์แคบที่ถูกสร้างจากขอบขาขึ้นของกรอบของสัญญาณซิงค์(จุด I) เป็นการสร้างสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ขึ้นใหม่ที่มีความแคบประมาณ 1 ไม-

โครวินาที จะสังเกตได้ว่าสัญญาณซิงค์ CH2 จะกำเนิดขึ้นที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ CH1A เท่านั้น และสัญญาณซิงค์นี้จะกำเนิดขึ้นในทุกๆ เฟรม ใน 1 เฟรมจะคาบเวลา 5 มิลลิวินาที



รูปที่ 9.17 สัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์มีความกว้างของพัลส์ 1.3 ไมโครวินาที

วัดจากวงจรตีคัตเตอร์เฟสแอสเค็ทิมอคูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์รูปที่ 8.22 CH1 คือกรอบของสัญญาณซิงค์ที่แยกออกมาได้(จุด H) CH2 คือพัลส์แคบที่ถูกสร้างจากขอบขาขึ้นของกรอบของสัญญาณซิงค์(จุด I) จะเห็นความกว้างของซิงค์ 1.3 ไมโครวินาที มีความถี่ 200 เฮิร์ตซ์ กำเนิดขึ้นในช่วงต้นเฟรม เพื่อนำไปรีเซตวงจรซิงค์ฟล็อกและสแกนนิ่งคล็อกในภาคทีดีเอ็มดีมัลติเพล็กซ์รูปที่ 8.23 เพื่อต้องการให้ภาครับเข้าจังหวะกันกับภาคส่งในทุกๆ เฟรม

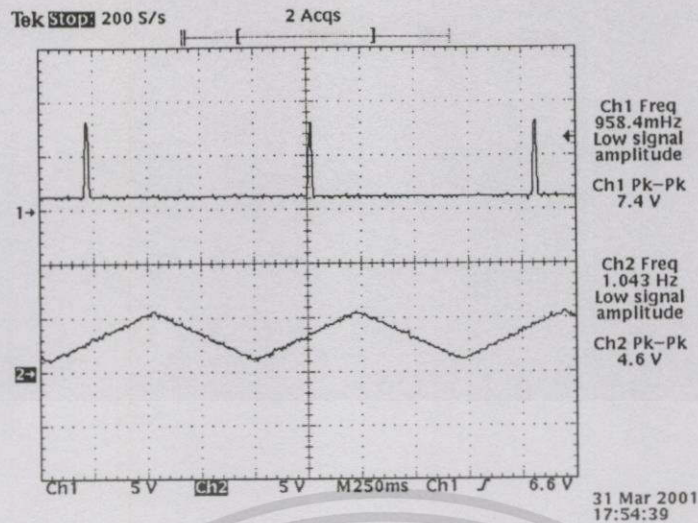


รูปที่ 9.18 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 1

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่คืนออกมาได้ทางภาครับ

CH2 คือรูปจำลองสัญญาณความดันโลหิตที่คืนออกมาได้ทางภาครับ

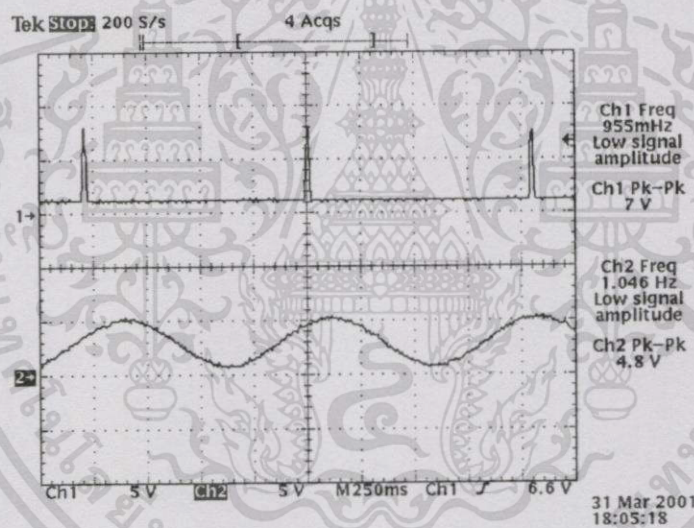
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9.19 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 2

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่คืนออกมาได้ทางภาครับ

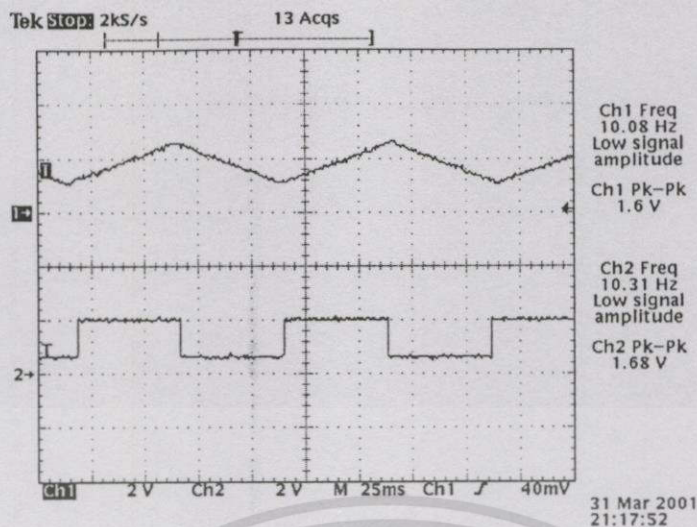
CH2 คือรูปจำลองสัญญาณการหายใจที่คืนออกมาได้ทางภาครับ



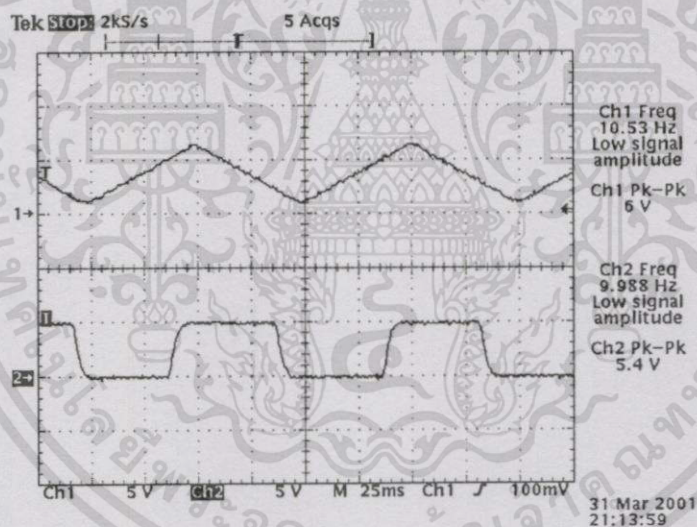
รูปที่ 9.20 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 3

CH1 คือรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่คืนออกมาได้ทางภาครับ

CH2 คือรูปทดลองสัญญาณชานนี้ที่คืนออกมาได้ทางภาครับ



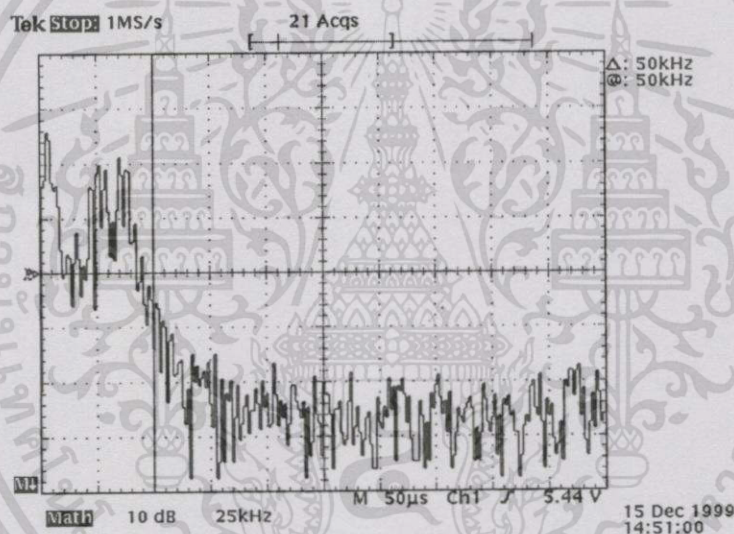
รูปที่ 9.21 สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณทดสอบครั้งที่ 4 เป็นสัญญาณที่ป้อนเข้าอินพุตของภาคส่ง ทดลองที่ความถี่ประมาณ 10 เฮิรตซ์ รูปสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 2 และรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 3 ในวงจรทรีเอ็มเออนโค๊ดเคอร์รูปที่ 8.16



รูปที่ 9.22 ผลการทดลองของสัญญาณทดสอบครั้งที่ 4 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่คืนออกมาได้ทางภากรับ

9.3 ผลของการวัดองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง

ในรูปที่ 9.23 เป็นผลของการวัดองค์ประกอบของความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเคและเอเอสเค วัดจากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 8.17 จุด H คือสัญญาณคอมโพสิต ซึ่งเป็นสัญญาณก่อนที่จะป้อนเข้าไปมอดูเลตกับภาควีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ในรูปที่ 8.18 เป็นการวัดในขณะที่สัญญาณข้อมูลอนุกรมมีสถานะลอจิก "1" และ "0" สลับกันตลอด เพื่อให้แถบความถี่นั้นกว้างที่สุด โดยการป้อนสัญญาณข้อมูลอนุกรม 6,400 บิตต่อวินาที (คลื่นจตุรัส 3,200 เฮิร์ตซ์) จากเครื่องกำเนิดความถี่ ป้อนเข้าที่ทางเข้าของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (จุด A) ของวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 ส่วนสัญญาณซิงค์นั้นยังต่อกับวงจรทีอีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์รูปที่ 8.16 เหมือนเดิมจากการวัดจะเห็นว่ามีความถี่ของเอาต์พุตองค์ประกอบความถี่อยู่สองกลุ่ม ด้านซ้ายคือองค์ประกอบความถี่ของเอเอสเค ด้านขวาคือองค์ประกอบความถี่ของเอฟเอสเค ทั้งหมดมีค่าประมาณไฟตรงจนถึง 50 กิโลเฮิร์ตซ์



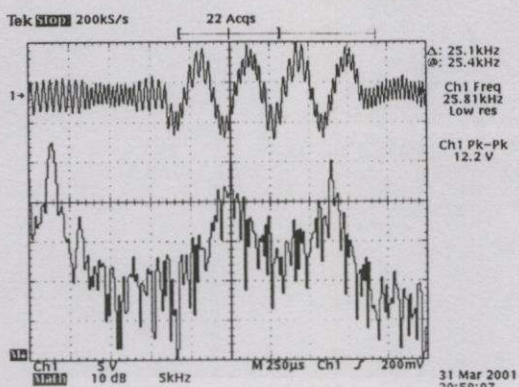
รูปที่ 9.23 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง

9.4 ผลของการวัดองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณคอมโพสิตภาครับ

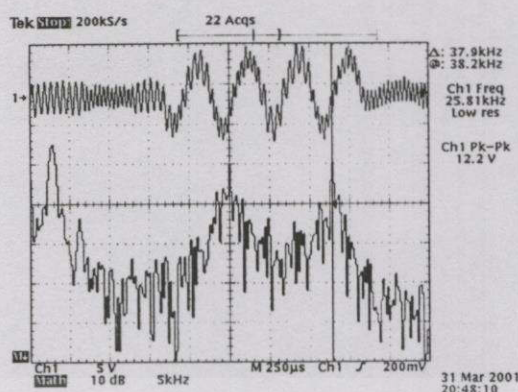
วัดสัญญาณคอมโพสิตภาครับขณะรับส่งด้วยคลื่นพาห้จริง

สัญญาณที่ป้อนเข้าอินพุตของวงจรทีอีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์รูปที่ 8.16 ได้แก่ ช่องสัญญาณที่ 1 ส่งรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ช่องสัญญาณที่ 2 ส่งรูปสัญญาณสามเหลี่ยม ช่องสัญญาณที่ 3 ส่งรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม ทั้งหมดมีความถี่ประมาณ 1 เฮิร์ตซ์ และแอมพลิจูดมีความสูงเหมือนกับรูปที่ 9.1 และ 9.2 ที่เป็นสัญญาณทดสอบ การวัด วัดจากวงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็มในรูปที่ 8.20 จุด Z คือสัญญาณคอมโพสิตที่คีมอคูเลตออกมา

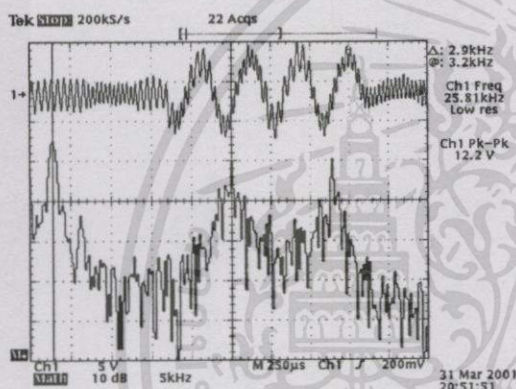
เป็นการรับส่งด้วยคลื่นพาห้จริง ทำการรับส่งภายในห้อง



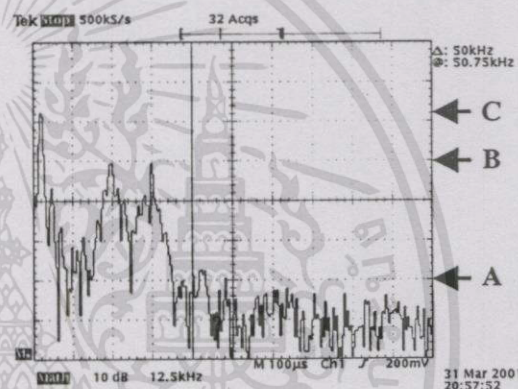
ก)



ข)



ค)



ง)

รูปที่ 9.24 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาครับที่คิมอคูเลตออกมา ก) แสดงองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณลอจิก “1” ข) แสดงองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณลอจิก “0” ค) แสดงองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณซิงค์ ง) แสดงอัตราส่วน of สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

A คือ Noise Floor Level , B คือ FSK Level , C คือ Sync Level

ก) คือ mark frequency “1” จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 25.6 กิโลเฮิร์ตซ์ จากการวัดอ่านค่าได้ 25.4 กิโลเฮิร์ตซ์ ข) คือ space frequency “0” จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 38.4 กิโลเฮิร์ตซ์ จากการวัดอ่านค่าได้ 38.2 กิโลเฮิร์ตซ์ ค) คือสัญญาณซิงค์ที่เป็นคลื่นจัตุรัส 3.2 กิโลเฮิร์ตซ์ จากการวัดอ่านค่าได้ 3.2 กิโลเฮิร์ตซ์พอดี ง) แสดงให้เห็นถึงอัตราส่วน of สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ในส่วน of สัญญาณซิงค์จะอ่านค่าได้ประมาณ 40 dB ในส่วน of สัญญาณข้อมูลจะอ่านค่าได้ประมาณ 30 dB โดยเทียบกับระดับ Noise Floor

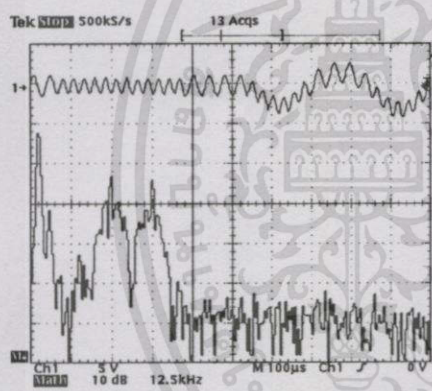
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.5 การวัดความไว (Sensitivity) ของภาครับ

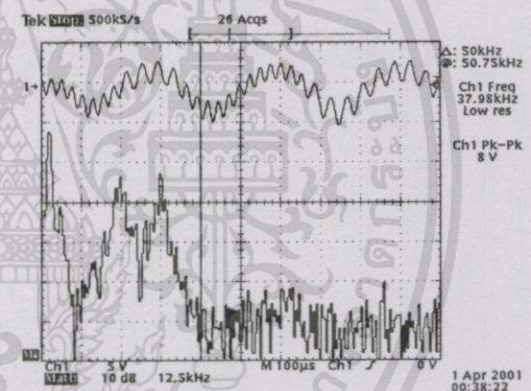
ใช้สัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง ดังรูปที่ 9.9 จากวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์รูปที่ 8.17 นำสัญญาณคอมโพสิต(จุด H) ป้อนเข้าที่อินพุตของเครื่องกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็ม ใช้เอาต์พุตของเครื่องกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มป้อนสัญญาณเข้าแทนที่สายอากาศภาครับของวงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็มรูปที่ 8.20 วัดสัญญาณคอมโพสิต(จุด Z)ที่คีมอคูเลตออกมา ทำการปรับขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ(dBμ) ที่เครื่องกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มหลายๆระดับ

สัญญาณที่ป้อนเข้าอินพุตของวงจรทีอีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์รูปที่ 8.16 ได้แก่ ช่องสัญญาณที่ 1 ส่งรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ช่องสัญญาณที่ 2 ส่งรูปสัญญาณสามเหลี่ยม ช่องสัญญาณที่ 3 ส่งรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม ทั้งหมดมีความถี่ประมาณ 1 เฮิรตซ์ และแอมพลิจูดมีความสูงเหมือนกับรูปที่ 9.1 และ 9.2 ที่เป็นสัญญาณทดสอบ

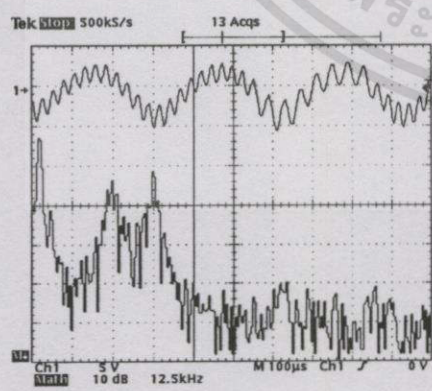
ใช้ช่องความถี่คลื่นพาห้ช่องใดก็ได้ทำการรับส่ง โดยตั้งช่องความถี่คลื่นพาห้ภาคส่งและภาครับให้ตรงกัน



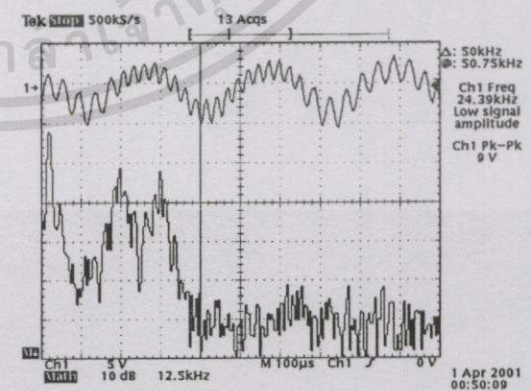
ก) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 99 dBμ



ข) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 70 dBμ



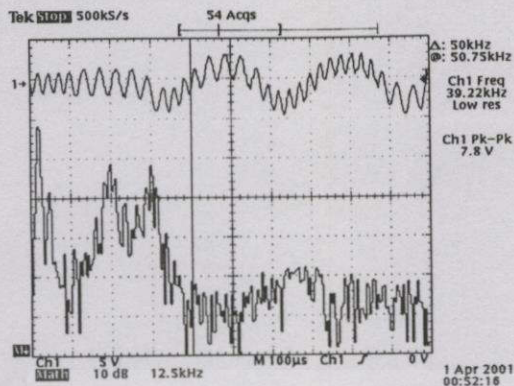
ค) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 65 dBμ



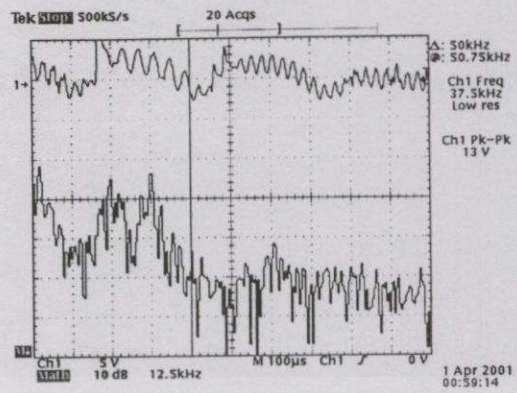
ง) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 60 dBμ

รูปที่ 9.25 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาครับที่คีมอคูเลตออกมา

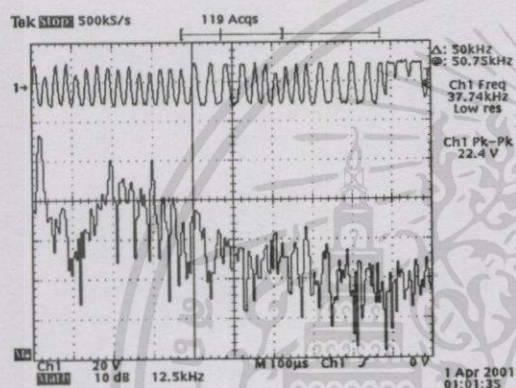
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



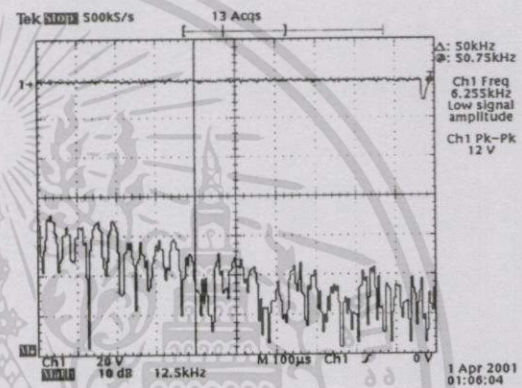
จ) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 55 dB μ



ฉ) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 50 dB μ



ช) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 40 dB μ
รูปที่ 9.25 (ต่อ)



ซ) ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 30 dB μ

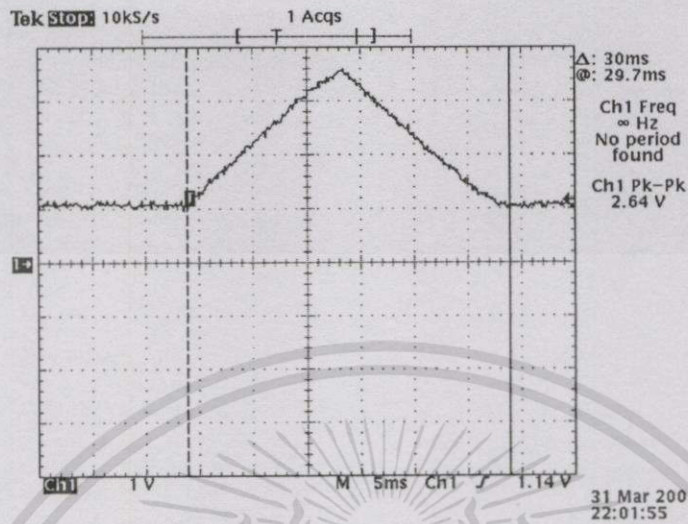
CH1 คือสัญญาณคอมโพสิตที่คีมอคูเลตออกมา CHM คือองค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตที่คีมอคูเลตออกมา

จากรูปที่ 9.25 สัญญาณคอมโพสิตจะเริ่มเพิ่มขึ้นที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 50 dB μ Noise Floor จะเริ่มสูงขึ้น สัญญาณคอมโพสิตจะผิดเพี้ยนมากที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 40 dB μ Noise Floor จะสูงมาก และสัญญาณคอมโพสิตจะคีมอคูเลตไม่ได้เลยที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 30 dB μ องค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเชิงค้ำกับสัญญาณข้อมูลจะไม่มีเลย

การอ่านค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณที่สายอากาศสูงๆ ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะสูงกว่าขนาดของสัญญาณที่สายอากาศต่ำกว่า (ให้สังเกตระดับของสัญญาณรบกวน) แต่ถ้าจะอ่านค่าโดยประมาณ จะอ่านค่าจากขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 55 dB μ ถึง 99 dB μ โดยให้ระดับ Noise Floor เท่ากับ 20 dB โดยเฉลี่ย ดังนั้นสัญญาณเชิงค้ำจะมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประมาณ 38 dB และสัญญาณข้อมูลจะมีค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนประมาณ 28 dB โดยเทียบกับระดับสัญญาณ Noise Floor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.6 สัญญาณ QRS จำลอง

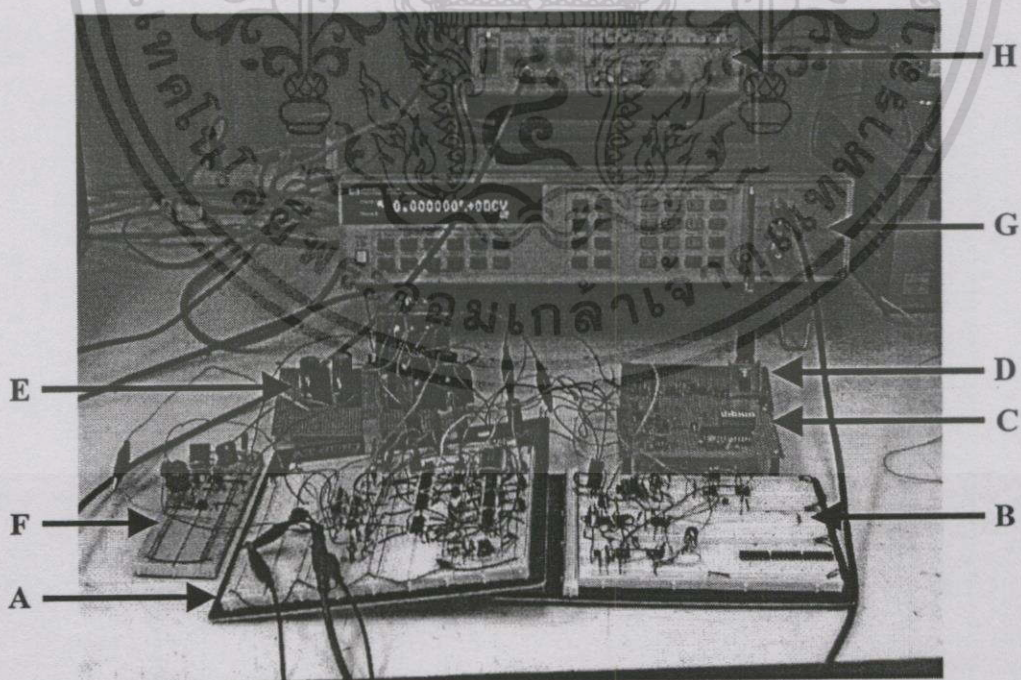


รูปที่ 9.26 รูปจำลองสัญญาณ QRS

รูปจำลองสัญญาณ QRS มีความกว้าง 30 มิลลิวินาที

9.7 รูปวงจรจริงที่สร้างขึ้น

9.7.1 รูปวงจรภาคส่ง

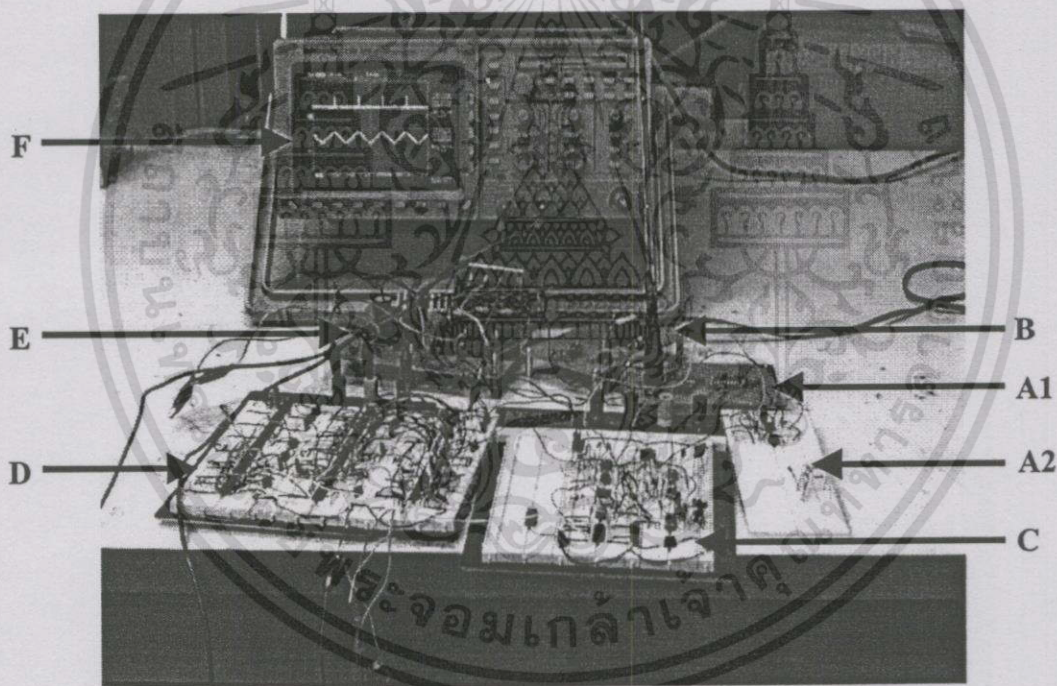


รูปที่ 9.27 รูปวงจรภาคส่งที่สร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- A คือวงจรทีอีเอ็มเอนโค้ดเคอร์
- B คือวงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์
- C คือวงจรเฟสล็อกกรุป 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ วีเอชเอฟเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์
- D คือวงจรเครื่องส่งและสายอากาศ
- E คือแหล่งจ่ายไฟ ไฟเลี้ยงคู่บวก 12 โวลต์ ไฟเลี้ยงคู่บวก 5 โวลต์ ไฟเลี้ยงเดี่ยว 5 โวลต์
- F คือวงจรจำลองรูปสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ QRS
- G คือ Function Generator Hewlett Packard รุ่น 3245A สามารถป้อนสัญญาณทดสอบต่างๆ และสัญญาณจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจ QRS ได้
- H คือ Function Generator Tektronix รุ่น CFG253 3 MHz สำหรับป้อนสัญญาณทดสอบ

9.7.2 รูปวงจรภาครับ



รูปที่ 9.28 รูปวงจรภาครับที่สร้างขึ้น

- A1 คือวงจรเครื่องรับอาร์เอฟและไอเอฟวีเอชเอฟเอฟเอ็มและสายอากาศ
- A2 คือวงจรขยายสัญญาณคอมโพสิตที่คิมอดูเลตออกมา
- B คือวงจรเฟสล็อกกรุป 91.7 – 97.7 เมกะเฮิร์ตซ์
- C คือวงจรทีอีเอ็มเคอร์เอฟเอสเคคิมอดูเลเตอร์และวงจรแยกซิงค์
- D คือวงจรทีอีเอ็มคิมัลติเพล็กซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- E คือแหล่งจ่ายไฟ ไฟเลี้ยงคู่บวกลบ 12 โวลต์ ไฟเลี้ยงคู่บวกลบ 5 โวลต์ ไฟเลี้ยงเดี่ยว 5 โวลต์
- F คือสโคปยี่ห้อ Tektronox รุ่น TDS360 มี 2 แชนแนล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิจารณ์ผลการทดลอง

เทคนิคการออกแบบ

เลือก ADC0809 เนื่องจากเป็นเอดีซีที่หาง่าย ราคาถูก และมีความถี่ในการสุ่มสัญญาณสูงสุด 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเพียงพอต่อความต้องการใช้งานของระบบ

สาเหตุที่เลือกการมอดูเลตแบบเชิงเลขเป็นแบบเอฟเอสเค เนื่องจากเป็นการมอดูเลตแบบเชิงเลขที่ง่ายที่สุด กำหนดให้ ลอจิก “1” มี 4 ไชเคิล ลอจิก “0” มี 6 ไชเคิล เนื่องจากเป็นสัญญาณที่เต็มคาบเวลา (Minimum Shift – Keying FSK) มีเฟสที่ต่อเนื่องและมีแถบความถี่ไม่เกินแถบความถี่ของเครื่องรับเอฟเอ็ม

เฟสล็อกถูเลือกใช้เบอร์ MC145151-2 เนื่องจากสามารถรองรับความถี่ที่ใช้งานได้ โดยใช้งานร่วมกับพริสเกลเลอร์

สัญญาณซิงค์ที่สร้างขึ้นมา ต้องอยู่ในช่วงดันเฟรมของทุกๆเฟรม ซึ่งสัญญาณซิงค์จะนำมาจากช่องสัญญาณของ CH1 หรือ CH1A จะต้องนำขอบขาขึ้นของช่องสัญญาณดังกล่าวมาสร้างเป็นพัลส์ที่มีความกว้างประมาณ 1 ไมโครวินาที (จะไม่ทำให้ระบบเสียหาย) เพื่อนำไปรีเซตวงจรนับต่างๆในภาคทีดีเอ็มซีมัลติเพล็กซ์ในช่วงดันเฟรมของทุกๆเฟรม ทำให้ภาครับเข้าจังหวะกันกับภาคส่งได้

สัญญาณเอเอสเคนำมาสร้างเป็นสัญญาณซิงค์ได้ดังต่อไปนี้

ภาคส่ง

นำสัญญาณคลื่นจัตุรัส 3,200 เฮิร์ตซ์ จากวงจรทีดีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 3,200 เฮิร์ตซ์ จึงเป็นคลื่นซายน์ 3,200 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 9.6 การสร้างสัญญาณซิงค์

นำสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตร 200 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 8.6 รูปสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ (หรือรูปที่ 9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค) จากวงจรทีดีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์ซึ่งเป็นกรอบของสัญญาณคลื่นซายน์ 3,200 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค ซึ่งสัญญาณ 200 เฮิร์ตซ์ นำมาจาก CH1A ในการแบ่งช่องสัญญาณแบบแบบที่ 2 (ดูได้จาก รูปที่ 8.16 วงจรทีดีเอ็มเอ็นโค้ดเดอร์ U5 ขา Q0) ทำให้ลอจิก “1” มีคลื่นซายน์ 4 ไชเคิล ลอจิก “0” ไม่มีสัญญาณ ดังรูปที่ 9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค ส่วนรูปที่ 9.8 คือสัญญาณซิงค์ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อกำจัดความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป

ภาครับ

หลังจากที่มอดูเลตสัญญาณคอมโพสิตออกมาแล้วดังรูปที่ 9.10 จะได้สัญญาณข้อมูลอนุกรมกับสัญญาณซิงค์

เมื่อสัญญาณคอมโพสิตที่มอดูเลตออกมา ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ 4 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้สัญญาณซิงค์ที่แยกออกมาได้ดังรูปที่ 9.13 การแยกสัญญาณซิงค์ นำสัญญาณซิงค์ที่ได้มาจัดรูปใหม่เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนออกไป จะได้กรอบของสัญญาณซิงค์ที่ได้ออกมาดังรูปที่ 9.15 หรือ 9.16 การคืนสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ ซึ่งจะคล้ายกับรูปที่ 8.6 รูปสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ (หรือรูปที่ 9.7 สัญญาณซิงค์ที่ถูกมอดูเลตแบบเอเอสเค) แต่จะกว้างกว่า เพื่อต้องการไม่ให้สัญญาณรบกวนปรากฏออกมา

สัญญาณซิงค์ที่ต้องการจริงๆคือรูปที่ 9.16 การสร้างสัญญาณซิงค์ ซึ่งจะเป็นพัลส์กว้างประมาณ 1.3 ไมโครวินาที อยู่ในช่วงของขอบขาขึ้นของสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ จะอยู่ในช่วงต้นเฟรมของทุกๆเฟรม รูปที่ 9.16 ใน 1 เฟรมจะมีความกว้าง 5 มิลลิวินาที สัญญาณซิงค์มีความกว้างประมาณ 1.3 ไมโครวินาที จะอยู่ในช่วงต้นเฟรมของทุกๆเฟรม จะถูกนำไปรีเซตวงจรนับต่างๆในภาคที่ตีเอ็มดี มัลติเพล็กซ์ เพื่อให้ภาครับเข้าจังหวะกันกับภาคส่ง เช่น ถ้าส่งสัญญาณช่องสัญญาณที่ 1 ก็จะได้รับสัญญาณได้ที่ช่องสัญญาณที่ 1 ทำนองเดียวกัน ถ้าส่งสัญญาณช่องสัญญาณที่ 3 ก็จะได้รับสัญญาณได้ที่ช่องสัญญาณที่ 3 เป็นต้น โดยไม่มีการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณ โดยใช้คลื่นพาห้ช่องใดก็ได้ในการรับส่ง

ย่านความถี่ที่ใช้ในการรับส่งของระบบนี้คือ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ จากการจัดสรรคลื่นความถี่ของกรมไปรษณีย์โทรเลข ความถี่ที่ใช้ในระบบนี้จะอยู่ในย่าน FIXED MOBILE ช่วงความถี่ 75.4 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ใช้ในการทดสอบแสดงดังรูปที่ 9.1, 9.2 และ 9.3 CH1 ของทั้งสามรูปจะเป็นรูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ QRS ซึ่งเป็นส่วนที่มีความสำคัญที่สุดสร้างไว้ 30 มิลลิวินาที ความถี่ประมาณ 1 เฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 9.26 (รูปจำลองสัญญาณ QRS) ที่ภาครับสัญญาณ QRS ดังกล่าวสามารถคืนออกมาได้ดังรูปที่ 9.18, 9.19 และ 9.20 CH2 ของรูปที่ 9.1 คือรูปจำลองสัญญาณความดันโลหิต แทนด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ประมาณ 1 เฮิร์ตซ์ ซึ่งรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณที่ส่งยากกว่าสัญญาณความดันโลหิตจริง เนื่องจากประกอบด้วยองค์ประกอบความถี่จำนวนมาก ที่ภาครับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจะสามารถคืนออกมาได้ดังรูปที่ 9.18 CH2 ของรูปที่ 9.2 คือรูปจำลองสัญญาณการหายใจแทนด้วยสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ประมาณ 1 เฮิร์ตซ์ เช่นกันรูปสัญญาณสามเหลี่ยมประกอบด้วยองค์ประกอบความถี่จำนวนมาก ซึ่งยากกว่าสัญญาณการหายใจจริง ที่ภาครับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจะสามารถคืนออกมาได้ดังรูปที่ 9.19 CH2 ของรูปที่ 9.3 คือรูปทดลองสัญญาณชาชน ที่ภาครับสัญญาณชาชนจะสามารถคืนออกมาได้ดังรูปที่ 9.20 โดยภาครับจะขยายสัญญาณประมาณ 3 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 9.21 เป็นการทดสอบสัญญาณเพิ่มเติมโดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 2 และใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 3 ของวงจรถ่ายที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์รูปที่ 8.16 ที่ความถี่ประมาณ 10 เฮิร์ตซ์ ที่ภาครับของวงจรถ่ายที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์รูปที่ 8.23 สามารถคืนสัญญาณออกมาได้ดังรูปที่ 9.22

รูปที่ 9.4 CH1 เป็นรูปสัญญาณข้อมูลอนุกรมซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรถ่ายที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์รูปที่ 8.16 CH2 เป็นสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ ซึ่งตรงกับทฤษฎีในรูปที่ 8.6 ซึ่งเป็นรูปสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ รูปที่ 9.5 แสดงสัญญาณเอฟเอสเคภาคส่งซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลอนุกรม รูปที่ 9.7 และ 9.8 คือสัญญาณเอเอสเคภาคส่งซึ่งเป็นสัญญาณซิงค์ รูปที่ 9.9 คือสัญญาณคอมโพสิตภาคส่งซึ่งประกอบไปด้วยองค์ประกอบความถี่ของสัญญาณเอฟเอสเคและสัญญาณเอเอสเคคือสัญญาณข้อมูลอนุกรมและสัญญาณซิงค์ เมื่อตั้งช่องความถี่คลื่นพาห์ของภาคส่งและภาครับให้ตรงกัน ก็จะสามารถดีมอดูเลตสัญญาณคอมโพสิตภาครับได้ดังรูปที่ 9.10 ส่วนรูปที่ 9.11 และ 9.12 คือสัญญาณข้อมูลอนุกรมที่คืนออกมาได้ที่ภาครับ รูปที่ 9.13 และ 9.14 เป็นการแยกสัญญาณซิงค์และจัดรูปสัญญาณซิงค์ รูปที่ 9.15 และ 9.16 คือการคืนสัญญาณซิงค์และการสร้างสัญญาณซิงค์ใหม่ ตามลำดับ รูปที่ 9.17 เป็นสัญญาณซิงค์ 200 เฮิร์ตซ์ที่มีความกว้างประมาณ 1 ไมโครวินาที ซึ่งจะอยู่ที่ CH1A ของคันเฟรม (ดังรูปที่ 8.3 หรือ 8.15 แสดงการแบ่งเฟรมแบบ 3 ช่องสัญญาณ และ 8.25 ไทม์มิงไดอะแกรมของวงจรถ่ายที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์) เพื่อนำสัญญาณนี้ไปรีเซตวงจรับและวงจรถ่ายความถี่ต่างๆ ที่ภาคที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์รูปที่ 8.23 เพื่อให้ภาครับกับภาคส่งเข้าจังหวะกัน

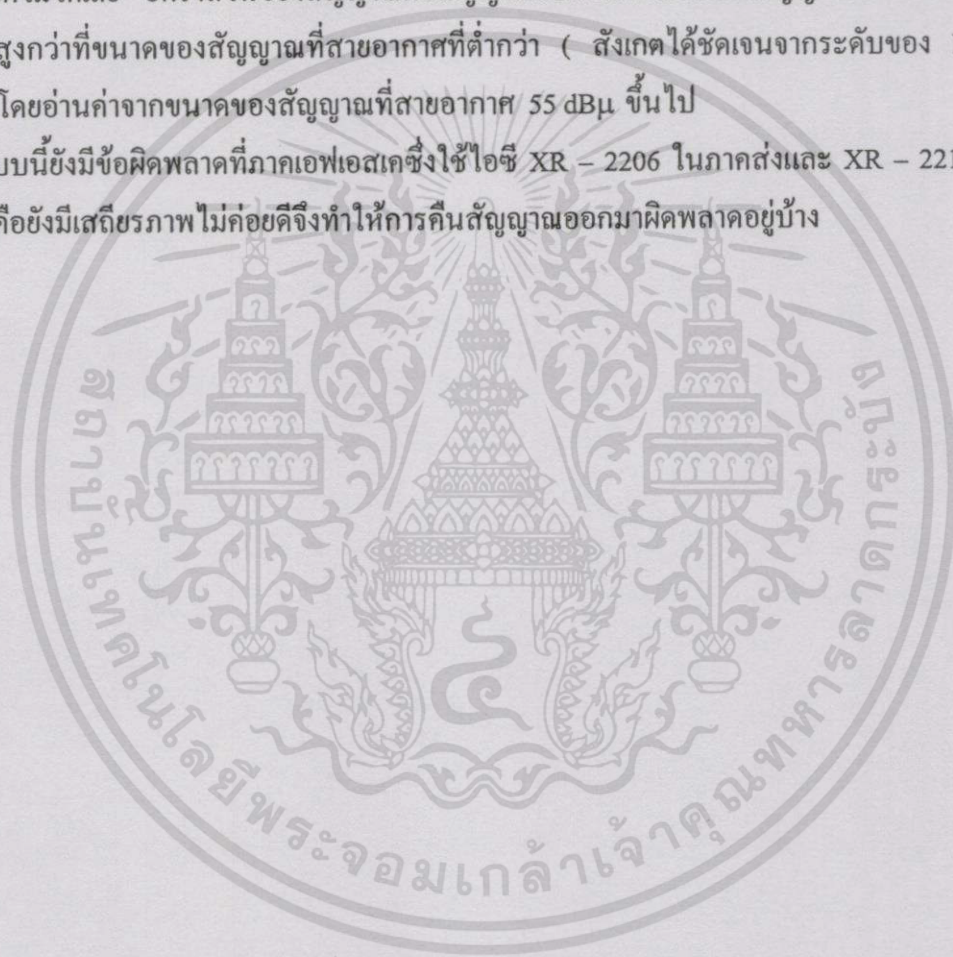
รูปที่ 9.23 เป็นรูปองค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง เป็นการวัดในขณะที่ข้อมูลอนุกรมมีความเร็วเท่ากับ 6,400 บิตต่อวินาที ซึ่งตรงกับทฤษฎีในรูปที่ 8.5 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอฟเอสเค และรูปที่ 8.7 องค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณเอเอสเค รูปที่ 9.24 เป็นรูปองค์ประกอบความถี่เอาต์พุตของสัญญาณคอมโพสิตภาครับที่ดีมอดูเลตออกมา ขณะรับส่งด้วยคลื่นพาห์จริง สัญญาณที่ป้อนเข้าอินพุตของวงจรถ่ายที่เอ็มเอ็มไอเค็ดเคอร์รูปที่ 8.16 คือรูปจำลองคลื่นไฟฟ้าหัวใจป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 1 รูปสามเหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 2 และรูปสี่เหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 3 ดังรูปที่ 9.1 และ รูปที่ 9.2 ที่เป็นสัญญาณทดสอบ ในรูปที่ 9.24 ก) และ ข) เป็นการวัด mark frequency "1" และ space frequency "0" ตามลำดับ จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 8.1.2.1 กระบวนการของสัญญาณเอฟเอสเค รูปที่ 9.24 ค) เป็นการวัดสัญญาณซิงค์ 3.2 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งตรงกับค่าที่ได้จากการคำนวณในหัวข้อที่ 8.1.2.2 กระบวนการของสัญญาณเอเอสเค รูปที่ 9.24 ง) เป็นการวัดอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สัญญาณซิงค์จะอ่านค่าได้ประมาณ 40 dB สัญญาณข้อมูลจะอ่านค่าได้ประมาณ 30 dB โดยเทียบกับระดับสัญญาณ Noise Floor

รูปที่ 9.25 เป็นการวัดความไวของภาครับ โดยใช้เครื่องกำเนิดสัญญาณเอฟเอ็มแทนการส่งคลื่นพาห์จริง แต่ใช้สัญญาณคอมโพสิตภาคส่งดังรูปที่ 9.9 (รูปสัญญาณคอมโพสิตภาคส่ง) เป็นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลต สัญญาณที่ป้อนเข้าอินพุตของวงจรทีอีเอ็มเอนโค้ดเดอร์รูปที่ 8.16 คือ รูปจำลองสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจป้อนเข้าที่ช่องสัญญาณที่ 1 รูปสัญญาณสามเหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 2 และรูปสัญญาณสี่เหลี่ยมป้อนเข้าช่องสัญญาณที่ 3 ดังรูปที่ 9.1 และ รูปที่ 9.2 ที่เป็นสัญญาณทดสอบ ใช้ช่องความถี่คลื่นพาห้ช่องใดก็ได้ทำการรับส่ง โดยตั้งช่องความถี่คลื่นพาห้ภาคส่งและภาครับให้ตรงกัน สัญญาณคอมโพสิตจะเริ่มเพิ่มขึ้นที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 50 dB μ ระดับ Noise Floor จะเริ่มสูงขึ้น และที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 40 dB μ ลงมา สัญญาณคอมโพสิตจะเพิ่มมากขึ้น ระดับ Noise Floor จะสูงมาก และที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 30 dB μ สัญญาณคอมโพสิตจะคิมอดูเลตไม่ได้เลย อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ขนาดของสัญญาณของสายอากาศสูงๆจะสูงกว่าที่ขนาดของสัญญาณที่สายอากาศที่ต่ำกว่า (สังเกตได้ชัดเจนจากระดับของ Noise Floor) โดยอ่านค่าจากขนาดของสัญญาณที่สายอากาศ 55 dB μ ขึ้นไป

ระบบนี้ยังมีข้อผิดพลาดที่ภาคเอฟเอสเคซึ่งใช้ไอซี XR - 2206 ในภาคส่งและ XR - 2211 ในภาครับคือยังมีเสถียรภาพไม่ค่อยดีจึงทำให้การคืนสัญญาณออกมาผิดพลาดอยู่บ้าง



สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การติดตามการมีชีวิตของผู้ป่วยในห้องไอซียูนั้น โดยทั่วไปจะใช้เครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่วางอยู่ข้างเตียงผู้ป่วย แต่ถ้ามีผู้ป่วยเป็นจำนวนมากจะทำให้แพทย์และพยาบาลไม่สามารถดูแลผู้ป่วยได้อย่างทั่วถึง จึงได้มีแนวความคิดที่จะแก้ปัญหานี้ โดยการส่งสัญญาณจากมอนิเตอร์ข้างเตียงผู้ป่วยไปมอนิเตอร์ศูนย์กลางแบบไร้สายในห้องไอซียู ซึ่งก่อนหน้านี้ได้มีงานวิจัยเรื่อง “การออกแบบระบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบรวมศูนย์” ของ วัฒนา โพธิเจริญ [3] ซึ่งเป็นระบบเชิงอุปมานและการกำเนิดความถี่คลื่นพาห้เป็นแบบเปิดคู่ แต่งานวิจัยนี้เป็นระบบเชิงเลขและการกำเนิดความถี่คลื่นพาห้เป็นแบบป้อนกลับซึ่งควบคุมโดยเฟสล็อกกลุ๊ป

ระบบนี้ใช้คลื่นพาห้ 81 – 87 เมกะเฮิร์ตซ์ แต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้มีความกว้าง 250 กิโลเฮิร์ตซ์ เลือกช่องความถี่คลื่นพาห้ได้ 25 ช่อง แต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้มีความถี่เบี่ยงเบน ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ ในระบบนี้สามารถเลือกส่งสัญญาณได้ 2 แบบ โดยใช้การสับสวิตซ์คังรูปวงจรถิถีเอ็ม เอนโค้ดเคอร์รูปที่ 8.16 แบบที่หนึ่ง ในแต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้สามารถส่งสัญญาณได้ 2 ช่องสัญญาณ โดยช่องสัญญาณทั้งสองสามารถส่งสัญญาณได้ไม่เกินช่องละ 200 เฮิร์ตซ์ จึงสามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ทั้ง 2 ช่องสัญญาณ ซึ่งหมายถึงภายใน 1 ช่องความถี่คลื่นพาห้สามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ 2 เดียง แบบที่สอง ในแต่ละช่องความถี่คลื่นพาห้สามารถส่งสัญญาณได้ 3 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณที่ 1 ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ จึงสามารถส่งสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ ช่องสัญญาณที่ 2 และ 3 ส่งสัญญาณได้ไม่เกิน 100 เฮิร์ตซ์ จึงสามารถส่งสัญญาณการหายใจและความดันโลหิต ซึ่งหมายถึง ใน 1 เดียง สามารถส่งสัญญาณของผู้ป่วยได้ถึง 3 ชนิด

ระบบนี้สามารถรองรับสัญญาณอินพุตได้ถึง 2.5 โวลต์พีคทูพีค แต่ไม่ได้ออกแบบเครื่องตรวจวัดสัญญาณร่างกายต่างๆ ซึ่งเครื่องตรวจวัดเหล่านี้มีใช้อยู่แล้ว เช่น เครื่องวัดสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (ECG Machine), เครื่องตรวจวัดความดันโลหิต (Blood Flow Meter) และเครื่องตรวจวัดการหายใจ (Respirometer) เป็นต้น และไม่จำเป็นจะต้องนำระบบนี้ไปใช้ส่งสัญญาณร่างกายต่างๆ เพียงอย่างเดียว สามารถนำระบบนี้ไปใช้ตรวจวัดกับสัญญาณอื่นๆ ที่มีความถี่ไม่เกิน 200 เฮิร์ตซ์ และ 100 เฮิร์ตซ์ เช่น การตรวจวัดสัญญาณคาร์บอนมอนอกไซด์ตามท้องถนน เป็นต้น

ภาคแสดงผลของระบบนี้ใช้สโคปเป็นตัววัดสัญญาณเพื่อตรวจสอบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่คลื่นออกมาที่ภาครับกับสัญญาณอินพุตภาคส่งนั้นเหมือนกัน และมีอัตราการขยายสัญญาณที่เอาต์พุต 3 เท่า จากการทดลองได้ผลเป็นที่น่าพอใจ เนื่องจากไม่มีการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณและระหว่าง

ช่องความถี่ข้างเคียง เป็นระบบที่ออกแบบมาใช้กับภายในห้องไอซียู ดังนั้นจึงออกแบบระบบรับส่งสัญญาณไว้ให้ส่งได้ไม่เกิน 200 เมตร แต่ถ้าต้องการที่จะรับส่งสัญญาณอื่นๆ เช่น การตรวจวัดคาร์บอนมอนนอกไซด์ ก็จำเป็นจะต้องเพิ่มกำลังส่งให้สูงขึ้นและภาคแสดงผลนั้นควรเป็นระบบคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะสามารถบันทึกผลและนำผลไปวิเคราะห์ได้ ดังนั้นผู้ที่สนใจระบบนี้สามารถพัฒนาที่ภาคแสดงผลได้ต่อไป



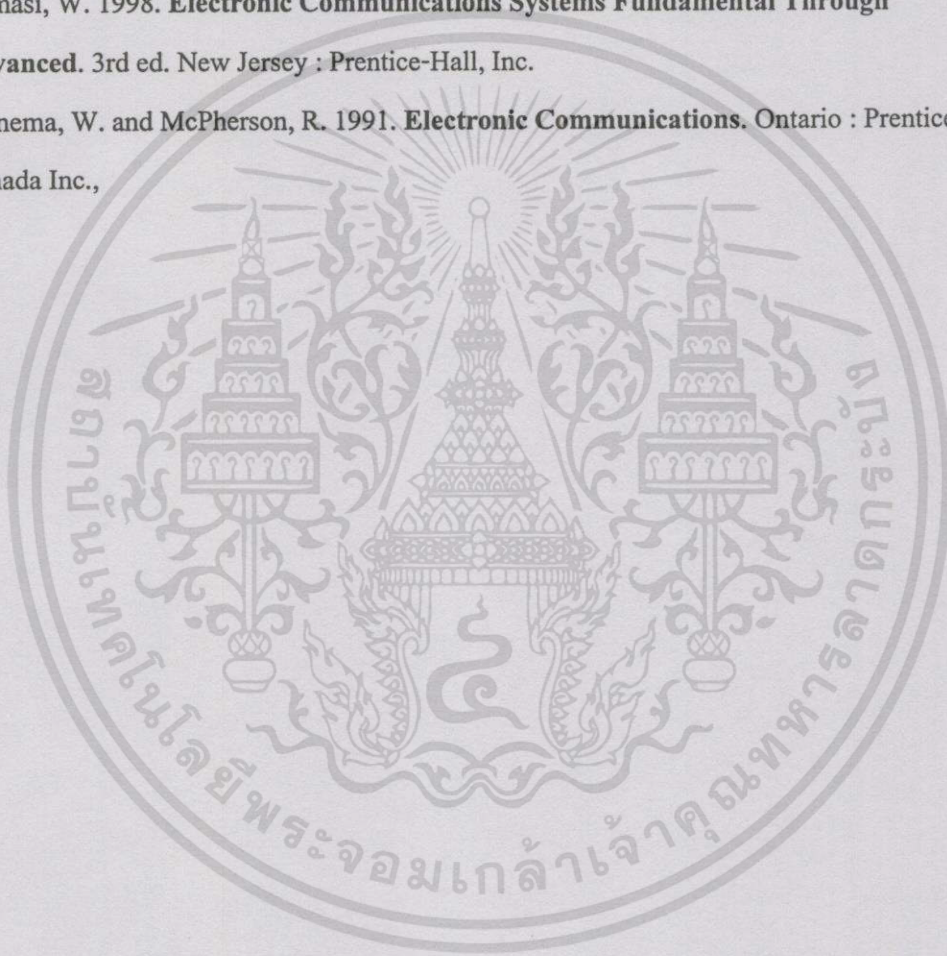
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] ประภากร สุวรรณะ และปรีชา บินมุกดา. 2540. “เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายแบบเชิงเลขสำหรับใช้ในห้อง ICU.” หน้า 837-843. ใน การประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [2] ประภากร สุวรรณะ และปรีชา บินมุกดา. 2543. “ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับห้องไอซียู.” หน้า 713-716. ใน การประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23. เชียงใหม่ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่.
- [3] วัฒนา โพธิ์เจริญ. 2541. “การออกแบบระบบการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจแบบรวมศูนย์.” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [4] วิวัฒน์ กิรานนท์. 2536. **พื้นฐานการสื่อสาร**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [5] วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์. 2535. **ศัพท์เทคนิควิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร**. กรุงเทพฯ :
- [6] วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทย ในพระบรมราชูปถัมภ์. 2538. **ศัพท์เทคนิควิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์**. พิมพ์ครั้งที่ 6. กรุงเทพฯ :
- [7] Bowick, C. 1982. **RF Circuit Design**. Indiana : Haward W. Sams Co., Inc.
- [8] Cromwell, L. et. al. 1980. **Biomedical Instrumentations and Measurements**. 2nd ed. New Jersey : Prentice-Hall, Inc.
- [9] Hardy, K. James. 1979. **High Frequency Circuit Design**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc.
- [10] Jack, R. Smith. 1998. **Modern Communication Circuits**. 2nd ed. McGraw-Hill.
- [11] John, G. Webster. et al. 1998. **Medical Instrumentation Application and Design**. 3rd ed. New York : John Wiley & Sons, Inc.
- [12] Nash, G. 1994. “Phase-Locked Loop Design Fundamental.” AN535 Application Note. Motorola, Inc.
- [13] Nashelsky, L. 1994. **Introduction to Digital Technology**. 4th ed. New Jersey : Prentice-Hall, Inc.
- [14] Patrick S. Hamilton and Willis J. Tompkins. 1991. **Theoretical and Experimental Rate Distortion Performance in Compression of Ambulatory ECG's** : IEEE transactions on biomedical engineering.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Post and Telegraph Department. 1999. **National Table of Frequency Allocation**. [Online].
Available : <http://www.ptd.go.th>.
- [16] Roland, E. Best. 1999. **Phase-Locked Loops**. 4th ed. McGraw-Hill.
- [17] 1995. "The Technique of Direct Programming by Using a Two-Modulus Prescaler." AN827
Application Note. Motorola, Inc.
- [18] Tomasi, W. 1994. **Advanced Electronic Communications Systems**. 3rd ed. New Jersey :
Prentice-Hall, Inc.
- [19] Tomasi, W. 1998. **Electronic Communications Systems Fundamental Through
Advanced**. 3rd ed. New Jersey : Prentice-Hall, Inc.
- [20] Sinnema, W. and McPherson, R. 1991. **Electronic Communications**. Ontario : Prentice-Hall
Canada Inc.,



ประวัติผู้เขียน

นายปรีชา บินมุกดา เกิดเมื่อวันที่ 7 ธันวาคม 2514 ที่จังหวัดฉะเชิงเทรา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2536 ปี พ.ศ. 2536 ทำงานเป็นวิศวกรบริษัทเกรทคอมมูนิเคชั่นเนทเวิร์ค ปี พ.ศ. 2538 เป็นพนักงานรัฐวิสาหกิจ ในตำแหน่งวิศวกร 4 สังกัดฝ่ายพัฒนาทรัพยากรบุคคล องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย เป็นเวลา 5 ปี ปัจจุบันตำแหน่งวิศวกร 5 สังกัดชุมสายโทรศัพท์อ่อนนุช องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย ในปี พ.ศ. 2540 ถึงปี พ.ศ. 2542 ได้รับทุนการศึกษาจากองค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย เป็นเวลา 2 ปี ปี พ.ศ. 2540 ได้รับตีพิมพ์บทความวิจัยเรื่อง “เครื่องส่งและเครื่องรับสัญญาณไฟฟ้าร่างกายแบบเชิงเลขสำหรับใช้ในห้อง ICU” ในการประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 20 คณะวิศวกรรมศาสตร์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปี พ.ศ. 2543 ได้รับตีพิมพ์บทความวิจัยเรื่อง “ระบบส่งสัญญาณแบบเชิงเลขสำหรับห้องไอซียู” ในการประชุมทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 คณะวิศวกรรมศาสตร์มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

