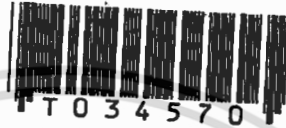


การออกแบบและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบเอ็มเอฟเอสเค

DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF MFSK SYSTEM



สัมพันธ์ พรหมพิชัย  
SAMPHAN PAMPICHAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2542

ISBN 974-622-581-2

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 34570  
วัน, เดือน, ปี 16 พ.ย. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF MFSK SYSTEM



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

1999

ISBN 974-622-581-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 1999**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบเอ็มเอฟเอสเค
นักศึกษา	นายสัมพันธ์ พรหมพิชัย
รหัสประจำตัว	39061025
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2542
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและการวิเคราะห์ระบบ MFSK โดยในภาคมอดูเลเตอร์ได้นำเสนอโครงสร้างใหม่โดยใช้ IIR ซึ่งใช้บิตข้อมูลไปควบคุมการเปลี่ยนความถี่ เฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องทุกๆ บิตข้อมูล โดยรักษาดรรชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 โครงสร้างมีความซับซ้อนน้อยกว่าโครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์แบบมาตรฐานทั่วไป ภาคดีมอดูเลเตอร์ออกแบบเป็นแบบร่วมนัยโดยใช้วิธีการของ FFSK ในส่วนของแควรี่ซิงโครไนซ์ออกแบบโดยการถ่ายโอนความสัมพันธ์จากอนาล็อกโดเมนมาสู่ดิจิทัลโดเมน โดย DVCO ใช้โครงสร้างของ IIR ลูปฟิลเตอร์อาศัยวิธีการถ่ายโอนจากฟังก์ชันถ่ายโอนของอนาล็อกเฟสล็อกลูป ร่วมกับส่วนเข้าจังหวะสัญญาณนาฬิกา ส่วนคอร์เรเตอร์ ส่วนดีโคเดอร์ ส่วนดีเฟมเพอเรนเซียลดีโคเดอร์ โครงสร้างทั้งหมดจำกัดบิตในการคำนวณไว้ที่ 12 บิต ใช้อัตราการสุ่ม 20 เท่าของอัตราบิต สมรรถนะของระบบทดสอบโดยจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับสัญญาณ FSK แบบร่วมนัยมาตรฐาน ระบบที่นำเสนอจะลดขนาดของ  $\frac{E_b}{N_0}$  ลงมากถึง 3 dB ที่ BER ในช่วง  $10^{-3}$  ถึง  $10^{-4}$  ระบบตอบสนองต่อการเปลี่ยนเฟสและความถี่อย่างทันทีทันใดเร็วกว่าระบบที่ออกแบบด้วยวิธีการทางดิจิทัลโดยตรง และได้เสนอแนวทางในการแก้ปัญหาเมื่อนำไปใช้งานกับการเคลื่อนความถี่อย่างรุนแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Design and Performance Analysis of MFSK System
<b>Student</b>	Mr. Samphan Pampichai
<b>Student ID.</b>	39061025
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Programme</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	1999
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

### ABSTRACT

In this thesis an analysis of Minimum Frequency Shift Keying (MFSK) and implementation in digital domain are presented. Continuity of phase and modulation index of 0.5 are maintained by novel modulator structure. New modulator structure is based on Infinite Impulse Response (IIR) technique. Carrier frequency is changed directly by data bit. The presented scheme is less complicate than conventional MFSK modulator. The coherent demodulator using Fast Frequency Shift Keying (FFSK) is described. The proposed carrier recovery implementation utilizes Digital Voltage Control Oscillator (DVCO). Loop filter design using bilinear transformation from analog domain is presented. Clock synchronization, correlator, decoder and differential encoder/decoder are described in detail. The system performance is verified by MATLAB, which calculation limit to 12 bit and sampling rate of 20 times of bit rate. The proposed system gives lower  $\frac{Eb}{No}$  than conventional coherent FSK receivers. At bit error rate  $10^{-3}$  to  $10^{-4}$  its gives 3dB lower. Moreover, the system responds to phase and frequency step faster than direct digital approach system. Modification for drastic doppler proplem is mentioned.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษา รวมทั้งตรวจสอบจาก อาจารย์สาวิตรี บุญยะเวศ อาจารย์มิตรชัย จงเขี้ยวชำนาญ และ รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์เขาวลิต ธรรมวิริยะกุล อาจารย์พีระพล บุวะภูมิตานนท์ และ อาจารย์พรชัย ภววงษ์ศักดิ์ แห่งภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่ได้ช่วยเหลือแก้ไข และให้คำแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหา ซึ่งมีส่วนที่ช่วยให้ผู้วิจัยแก้ปัญหาได้ลุล่วง

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ที่สนับสนุนเครื่องมือสำหรับงานวิจัย ตลอดจนอาจารย์ประจำภาควิชาที่ได้ช่วยเหลือและให้กำลังใจตลอดจนให้คำปรึกษา

ขอขอบคุณ คุณนันทกานต์ ภูักัญญาพงษ์ และเพื่อนๆ ทุกคนที่ให้กำลังใจตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อนิล และคุณแม่ศรีจันทร์ พรหมพิชัย ตลอดจนพี่ๆ ทุกคนที่ได้ชี้แนะ เสียสละ และให้โอกาสสำหรับการศึกษา คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ ครูบาอาจารย์ทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ไม่ว่าทางตรงหรือทางอ้อมแก่ผู้วิจัย

สัมพันธ์ พรหมพิชัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญภาพ.....	VIII
บทที่ 1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	4
บทที่ 2. ทฤษฎีของระบบเอ็มเอฟเอสเค.....	5
2.1 การมอดูเลตแบบเอ็มเอฟเอสเค.....	5
2.1.1 การสร้างสัญญาณ MFSK.....	5
2.1.2 ซิกแนลสเปกของระบบ MFSK.....	11
2.1.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม.....	13
2.2 การดีเทคสัญญาณ.....	16
2.2.1 ดีเทคเตอร์.....	16
2.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดิจิตอลมอดูเลตแบบต่างๆ.....	19
2.4 แบนด์วิดท์ประสิทธิภาพของระบบ MFSK.....	24
2.5 การชิงโครไนซ์.....	24
2.5.1 แคเรียชิงโครไนซ์.....	24
2.5.1.1 คอสทาสรูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์.....	26
2.5.2 คล็อกชิงโครไนซ์.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ )

	หน้า
บทที่ 3. ระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	30
3.1 การสุ่มสัญญาณ.....	30
3.2 เสถียรภาพและคอซอลิตีของระบบไม่ต่อเนื่อง.....	33
3.3 ผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่อง.....	35
3.4 ความสัมพันธ์ของ DTFT กับการแปลง $z$ .....	36
3.5 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ.....	37
3.6 ตัวกรอง IIR.....	37
3.7 การสร้างตัวกรอง IIR.....	39
3.8 วงจรกำเนิดรูปคลื่นแบบดิจิทัล.....	40
3.8.1 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์.....	40
3.8.2 วงจรกำเนิดรูปคลื่นโคไซน์.....	41
3.8.3 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์และโคไซน์.....	42
บทที่ 4. การออกแบบ.....	44
4.1 การออกแบบมอดูเลเตอร์.....	44
4.2 การออกแบบดีมอดูเลเตอร์.....	48
4.2.1 การออกแบบแคเรียซิงโครไนซ์ ( $\omega_H$ ) และ ( $\omega_L$ ).....	50
4.2.1.1 การออกแบบดิจิทัลออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน.....	50
4.2.1.2 การออกแบบดิจิทัลฟิลเตอร์.....	54
4.2.1.2.1 การออกแบบอาร์มฟิลเตอร์.....	54
4.2.1.2.2 การออกแบบดิจิทัลรูปฟิลเตอร์.....	55
4.2.2 การออกแบบคอร์เรเตอร์.....	56
4.2.3 การออกแบบดีโคเดอร์.....	58
4.2.4 การออกแบบดิฟเฟอเรนเชียลดีโคเดอร์.....	58
4.2.5 การออกแบบคล็อกซิงโครไนซ์.....	59
บทที่ 5. ผลการจำลอง.....	60
5.1 การจำลองการทำงานของมอดูเลเตอร์.....	60
5.2 การจำลองการทำงานของดีมอดูเลเตอร์.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.2.1 การทดสอบอัตราความผิดพลาดบิต.....	62
5.2.2 การทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด.....	62
5.2.3 การทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด.....	63
5.2.4 การทดสอบการเลื่อนของความถี่.....	65
5.2.5 การทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรง.....	66
บทที่ 6. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	69
บรรณานุกรม.....	71
ภาคผนวก.....	74
ภาคผนวก ก. โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคมอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR.....	75
ภาคผนวก ข. โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคดีมอดูเลเตอร์.....	79
ภาคผนวก ค. โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคมอดูเลเตอร์กรณีเกิดการเปลี่ยนแปลง ของเฟส ความถี่อย่างทันทีทันใด และการเลื่อนของความถี่.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

2.1 สรุปสมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์.....28



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของ MFSK มอดูเลเตอร์แบบมาตรฐานหรือ I-Q มอดูเลเตอร์.....	3
1.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัยที่น่าเสนอ.....	4
2.1 เฟสเทรลลิสไดอะแกรมของ CPFSK.....	6
2.2 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล.....	9
2.3 รูปแบบการสร้างสัญญาณ MFSK.....	10
2.4 แสดงซิกแนลสเปซของสัญญาณ MSK.....	12
2.5 นอร์มัลไลซ์ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียวของ MFSK และ QPSK .....	15
2.6 แสดงการสร้างสัญญาณ $s_i(t)$ .....	17
2.7 การสร้างเซตของ $\{s_v\}$ กลับคืน.....	17
2.8 ส่วนดีเทคเตอร์ของเครื่องรับแบบแมกฟิลเตอร์.....	18
2.9 แสดงซิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK.....	20
2.10 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัย.....	23
2.11 แสดงการเปรียบเทียบ BER ต่อด้วย $\frac{E_b}{N_0}$ ของระบบดิจิทัลมอดูเลตแบบต่าง ๆ.....	23
2.12 บล็อกไดอะแกรมของคอสทาสลูป.....	25
2.13 บล็อกคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ตลิมิตเตอร์.....	26
2.14 บล็อกไดอะแกรมสมมูลของเฟสล็อกกลูป.....	27
2.15 แสดงย่านการทำงานของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ตลิมิตเตอร์.....	28
3.1 การสุ่มสัญญาณด้วยสวิตช์.....	30
3.2 แสดงสัญญาณในภาคเวลาและความถี่.....	31
3.3 แสดงการเกิดอะไลซิง.....	32
3.4 แสดงผลตอบสนองจากสัญญาณอิมพัลส์.....	34
3.5 แสดงการบอกเสถียรภาพของระบบจาก $H(z)$ โดยพิจารณาจาก ROC และขนาดของโพล.....	35
3.6 ความสัมพันธ์ของระบบต่อเนื่องและระบบไม่ต่อเนื่อง.....	37
3.7 แสดงการแมบระหว่างความถี่นาลอกและความถี่ดิจิทัล โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบ ลิเนียร์.....	38
3.8 แสดงการแมบระหว่างโพลใน ระนาบ $s$ กับโพลในระนาบ $z$ .....	39
3.9 แผนภาพการสร้างตัวกรอง IIR แบบไดเรกฟอร์ม 2.....	40
3.10 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์แบบดิจิทัล.....	41

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์หรือทรัพย์สินทางปัญญาอื่นใด การทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการผิดกฎหมาย  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.11 วงจรกำเนิดรูปคลื่น โคไซน์แบบดิจิทัล.....	42
3.12 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์และโคไซน์แบบดิจิทัล.....	43
4.1 โครงสร้างของ MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR.....	45
4.2 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างจากรูปที่ 4.1 ที่ออกแบบให้ลดจำนวนตัวคูณลงโดยใช้วิธีการใช้ตัวคูณร่วม.....	47
4.3 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.2 โดยใช้โปรแกรม Max+plus II ในการออกแบบ.....	48
4.4 บล็อกไดอะแกรมของ MFSK ดิมมอดูเลเตอร์.....	49
4.5 โครงสร้างของ DVCO.....	51
4.6 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างจากรูปที่ 4.5 ที่ออกแบบให้ลดจำนวนตัวคูณลงโดยวิธีการใช้ตัวคูณร่วม.....	52
4.7 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.6 โดยใช้โปรแกรม Max+plusII ในการออกแบบ.....	53
4.8 โครงสร้างของดิจิทัลฟิลเตอร์จัดรูปเป็นแบบ ไคเรกฟอร์ม2.....	54
4.9 (ก) แสดงผลตอบสนองลูเปิดเชิงขนาดของระบบ.....	55
(ข) แสดงผลตอบสนองลูเปิดเชิงเฟสของระบบ.....	56
5.1 แสดงความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียวของสัญญาณ MFSK จาก โครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR (ที่นอร์มัลไลซ์ขนาดให้เท่ากับหนึ่ง).....	60
5.2 แสดงผลการจำลอง โครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR	
(ก.) ข้อมูลที่ถูกสุ่ม ( $\alpha_n$ )	
(ข.) สัญญาณ MFSK ที่คำนวณด้วย 12 บิต ( $s(n)$ ) จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Max+plus II	
(ค.) การเปลี่ยนแปลงของเฟสฟังก์ชัน ( $\theta(t, \alpha)$ )	
(ง.) ค่าความผิดพลาดจากการคำนวณของสัญญาณในรูป (ข.) เปรียบเทียบกับการคำนวณด้วย 64 บิตจากฟังก์ชันของ MATLAB.....	61
5.3 บล็อกไดอะแกรมสำหรับทดสอบ BER.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
5.4 กราฟแสดง BER ที่ค่า $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ ต่างๆ โดย	
(ก.) ผลการจำลอง MFSK ดิมอดูเลเตอร์โครงสร้างที่นำเสนอโดยจำกัดที่ 12 บิต	
(ข.) MFSK ดิมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี)	
(ค.) PSK ดิมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี).....	63
5.5 แสดงการทดสอบการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด 100Hz จากความถี่ศูนย์กลางโดย	
ทดสอบที่ $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ เท่ากับ 10 dB	
(ก.) การเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด 100Hz จากความถี่ศูนย์กลาง	
(ข.) สัญญาณปรากฏที่อินพุตของดิมอดูเลเตอร์	
(ค.) สัญญาณคล็อกซิง โครโมไนซ์ (Itime )	
(ง.) บิตข้อมูลที่ส่ง	
(จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดิมอดูเลเตอร์ (data out).....	64
5.6 แสดงการทดสอบการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด 90 องศา ทดสอบที่ $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ เท่ากับ 10 dB	
(ก.) การเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด 90 องศา	
(ข.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีเกิดการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด	
(ค.) สัญญาณคล็อกซิง โครโมไนซ์ (Itime )	
(ง.) บิตข้อมูลที่ส่ง	
(จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดิมอดูเลเตอร์ (data out).....	65
5.7 แสดงการทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาเมื่อคำนวณความถี่ผิดพลาดไป $-100\text{ Hz}$	
(ก.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีความถี่ที่เลื่อนออก จากความถี่ศูนย์กลาง 9.5kHz และมีอัตราการเลื่อนความถี่ $90\text{ Hz/sec}$	
(ข.) สัญญาณคล็อกซิง โครโมไนซ์ (Itime )	
(ค.) บิตข้อมูลที่ส่ง	
(จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดิมอดูเลเตอร์ (data out).....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่

หน้า

- 5.8 แสดงการทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาเมื่อคำนวณความถี่ผิดพลาดไป  $+100\text{ Hz}$
- (ก.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีความถี่ที่เลื่อนออก จากความถี่ศูนย์กลาง  $-9.5\text{ kHz}$  และมีอัตราการเลื่อนความถี่  $90\text{ Hz/sec}$
- (ข.) สัญญาณคล็อกซิงโครไนซ์ (*Itime*)
- (ค.) บิตข้อมูลที่ส่ง
- (จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ (data out).....68



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบสื่อสารข้อมูลดิจิทัลได้ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นดังนั้นในการออกแบบระบบสื่อสารให้มีประสิทธิภาพมากที่สุดต้องคำนึงถึงดังต่อไปนี้

1. มีอัตราการส่งข้อมูลสูง
2. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดต่ำ
3. ใช้กำลังงานในการส่งน้อย
4. แชนแนลแบนด์วิดท์แคบ
5. มีภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนสูง
6. โครงสร้างไม่ซับซ้อน

ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม ได้นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายและมีปริมาณเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ดาวเทียมวงโคจรต่ำ (Low Earth orbit Satellite;(LEO)) เป็นอีกทางเลือกหนึ่งของระบบสื่อสารผ่านดาวเทียมซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าดาวเทียมค้างฟ้า (Geostationary satellite; (GEO))[1] คือ

1. ลดเวลาประวิงการแพร่กระจาย (propagation time delay) ที่เกิดขึ้นระหว่างดาวเทียมและสถานีภาคพื้นดิน
2. ลดความแออัดของวงโคจร
3. ลดการสูญเสียของกำลังงานเนื่องจากระยะทางระหว่างระหว่างดาวเทียมและสถานีภาคพื้นดิน (path loss)
4. ลดค่าใช้จ่าย

สำหรับการใช้งานในช่วงสัญญาณสมัครเล่นของดาวเทียมขนาดเล็ก เช่นการถ่ายภาพภูมิประเทศ ข้อมูลจากกล้องถ่ายภาพจะถูกโหลดเก็บในหน่วยความจำ เมื่อได้รับการติดต่อจากสถานีภาคพื้นดิน(ขณะที่ดาวเทียมมีวงโคจรเข้าสู่ขอบเขตที่สถานีภาคพื้นดินมองเห็น) ข้อมูลซึ่งมีแบนด์เป็นสัญญาณภาพจะถูกส่งออกมา เนื่องจากข้อมูลของภาพถ่ายมีความละเอียดสูง และระยะเวลาในการมองเห็นดาวเทียมของสถานีภาคพื้นดินมีจำกัดดังนั้นจึงต้องอาศัยวิธีการรับส่งข้อมูลที่มีประสิทธิภาพ

การใช้งานในช่วงสัญญาณสมัครเล่นของดาวเทียมขนาดเล็ก จะถูกจำกัดวิธีการมอดูเลตสัญญาณด้วยเงื่อนไข [2-4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ใช้กำลังงานในการส่งน้อย เครื่องรับต้องทำงานได้ที่กำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำๆ
2. ภาคส่งสัญญาณของดาวเทียมใช้วงจรขยายแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear amplifier) คลาสซี เนื่องจากมีข้อจำกัดเรื่องพลังงานบนดาวเทียม
3. ช่องสัญญาณเป็นแบบเอฟเอ็มแถบแคบ (narrow-band FM. channel)
4. เกิดการเลื่อนของความถี่ (doppler) และความเพี้ยนเชิงเฟส (phase distortion) ของการรับส่งสัญญาณ

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การมอดูเลตแบบ MFSK (Minimum Frequency Shift Keying) เป็นการมอดูเลตแบบหนึ่งที่เหมาะสมสำหรับเงื่อนไขดังกล่าวเนื่องจากมีเอนเวโลปของสัญญาณคงที่ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเป็นไปอย่างต่อเนื่อง (ใช้กับวงจรขยายแบบไม่เป็นเชิงเส้นได้) มีการลดทอนของพู่ข้างสูง (side lobe) ลดปัญหาของการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณ (interchannel interference) ได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) [5] และให้แบนด์วิดท์ประสิทธิภาพเทียบเท่ากับ OQPSK การดิมมอดูเลต MFSK แบบร่วมนัยให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเทียบเท่ากับการดิมมอดูเลต PSK แบบร่วมนัย ถ้าทำการเปรียบเทียบกับการดิมมอดูเลต FSK แบบร่วมนัยที่บิตผิดพลาด (Bit Error Rate; (BER)) อยู่ในช่วง  $10^{-3}$  ถึง  $10^{-4}$  แล้วการดิมมอดูเลต MFSK แบบร่วมนัยจะลดขนาดของ  $\frac{E_b}{N_o}$  ลงได้ถึง 3 dB [6] และถ้าเปรียบเทียบกับการดิมมอดูเลต FSK แบบไม่ร่วมนัย (non coherent) จะลด  $\frac{E_b}{N_o}$  ลงได้มากถึง 4 dB อย่างไรก็ตามในปัจจุบันยังมีการใช้งานระบบ MFSK น้อยมากเนื่องจากความซับซ้อนของโครงสร้างซึ่งยากต่อการสร้างเป็นฮาร์ดแวร์รวมถึงข้อจำกัดในการออกแบบสำหรับใช้งานกับดาวเทียมขนาดเล็ก

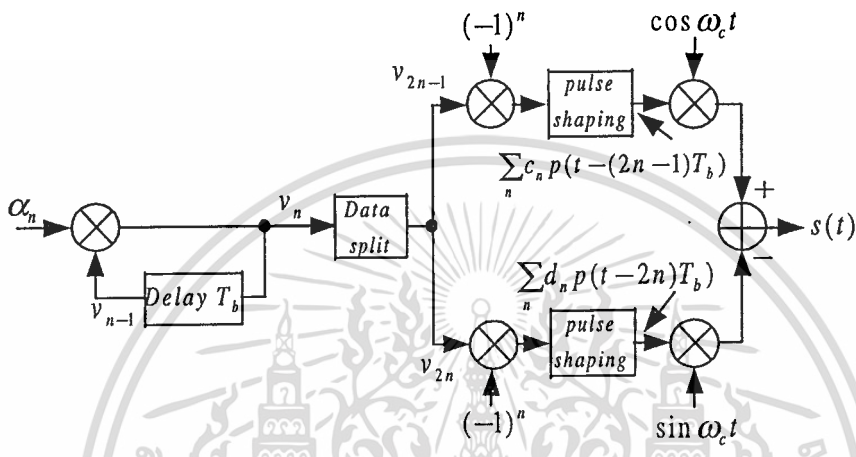
ข้อแตกต่างระหว่างดาวเทียมขนาดเล็กกับดาวเทียมค้างฟ้ามีดังนี้

1. ระยะทางระหว่างดาวเทียมและสถานีภาคพื้นดินมีการเปลี่ยนแปลงมาก
2. มีการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรง
3. การจางหายของสัญญาณเนื่องจากสภาพแวดล้อมมีความซับซ้อน

## 1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอวิธีการออกแบบระบบ MFSK ในส่วนของมอดูเลเตอร์ใช้โครงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างแบบ IIR coupled form [7] เป็นตัวกำเนิดสัญญาณซึ่งควบคุมด้วยบิตข้อมูล (DATA) [8] โครงสร้าง IIR ที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยกว่าโครงสร้าง MFSK แบบมาตรฐานทั่วไป [8,9,10] (แสดงดังรูปที่ 1.1) โดยเฉพาะในส่วนการสร้างพัลส์ (pulse shape) ซึ่งใช้ FIR หรือ การเปิดตาราง (lookup table) ทำให้สิ้นเปลืองตัวคูณ หรือสิ้นเปลืองหน่วยความจำเป็นจำนวนมาก ในขณะที่โครงสร้างที่นำเสนอไม่ต้องการส่วนการสร้างพัลส์



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของ MFSK มอดูเลเตอร์แบบมาตรฐานหรือ I-Q มอดูเลเตอร์

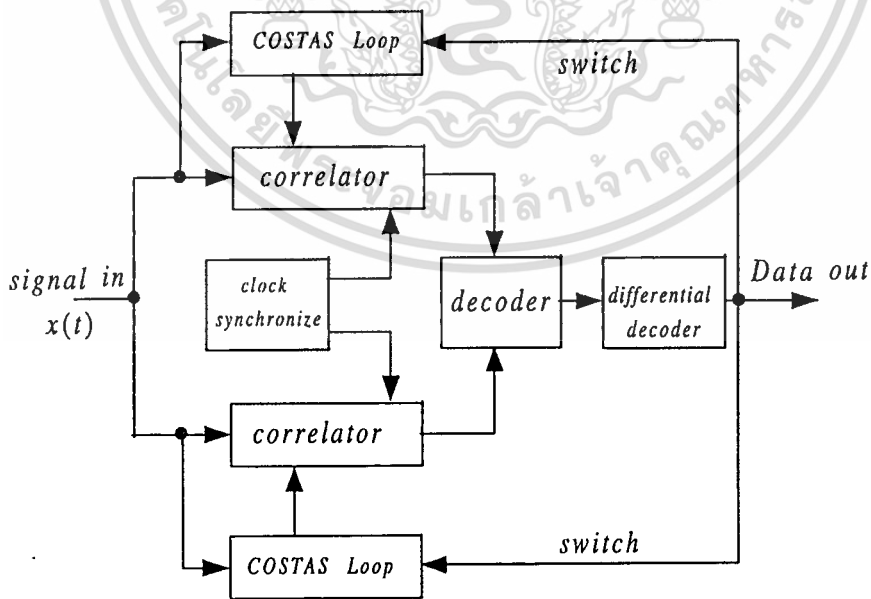
ดีมอดูเลเตอร์ของเครื่องรับเป็นแบบร่วมนัยโดยใช้โครงสร้างแบบ FFSK [1,3,6] ซึ่งวิธีการออกแบบมีความซับซ้อนน้อยกว่าเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัยมาตรฐาน โครงสร้างของเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัยใช้วิธีการออกแบบแบบ FFSK แสดงดังรูปที่ 1.2 จากบล็อกไดอะแกรมประกอบด้วยแคเรียซิงโครไนซ์ ที่อาศัยคอสทาสลูป การออกแบบอาศัยวิธีการออกแบบในระบอบอนาลอกก่อน (s-domain) แล้วถ่ายโอนมาสู่ระบบไม่ต่อเนื่อง (z-domain) [11,12,13,14] ซึ่งมีข้อดีคือให้ผลตอบสนองที่เร็วและให้คุณสมบัติเหมือนระบบอนาลอกทุกประการ การเข้าจังหวะสัญญาณนาฬิกา (clock synchronize) อาศัยวิธีซีโรครอสซิง [2] ดีโคเดอร์ใช้หลักการของ Messey Decoder การแก้ความกำกวมของเฟส ( $180^\circ$  phase ambiguity) อาศัยการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล [6] การออกแบบมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์จำกัดบิตในการคำนวณไว้เท่ากับ 12 บิตใช้อัตราการสุ่ม 20 เท่าของอัตราบิต

การออกแบบระบบเป็นแบบดิจิทัลสามารถนำไปสร้างจริงได้โดยอาศัยชิพ FPGA หรือบอร์ด DSP โดยในการออกแบบและประมวลผลสัญญาณแบบดิจิทัลมีข้อดีกว่าในทางอนาลอกคือง่ายต่อการออกแบบหรือการเปลี่ยนแปลงแก้ไข พารามิเตอร์ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ ความคมและชัด

จังหวัดการทำงานได้ มีขนาดเล็กรวมไปถึงสิ้นเปลืองพลังงานน้อย เหมาะกับการนำไปใช้ในภาคส่งสัญญาณ (TX) และภาครับสัญญาณ (RX) ของดาวเทียมขนาดเล็ก

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองการทำงานของมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์เป็นแบบดิจิทัล โดยจำกัดบิตในการคำนวณไว้ที่ 12 บิต ใช้อัตราการสุ่มเพียง 20 เท่าของอัตราบิต ภาคมอดูเลเตอร์จำลองการทำงานของโครงสร้าง IIR โดยเปรียบเทียบกับกรคำนวณด้วย 64 บิต โดยค่าความผิดพลาดที่เกิดจากการคำนวณจะต้องไม่ถูกสะสม ภาคดีมอดูเลเตอร์ ทดสอบอัตราความผิดพลาดบิต โดยจะต้องลดขนาดของ  $\frac{E_b}{N_0}$  ลงได้มากกว่า  $2dB$  เมื่อเทียบกับเครื่องรับ FSK แบบร่วมนัย ทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใดซึ่งระบบจะต้องให้ผลตอบสนองได้เร็วกว่าเมื่อเทียบกับ [3] ทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใดระบบจะต้องให้ผลตอบสนองได้เร็วกว่าเมื่อเทียบกับ [3] ทดสอบการเลื่อนของความถี่ระบบต้องสามารถตอบสนองต่ออัตราการเลื่อนของความถี่  $90Hz/sec$  ได้ รวมไปถึงทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรงกรณีใช้กับดาวเทียมวงโคจรต่ำโดยระบบต้องทำงานได้ครอบคลุมย่านการเลื่อนของความถี่  $\pm 9.5kHz$  จากความถี่ศูนย์กลางได้



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัยที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีของระบบเอ็มเอฟเอสเค

### 2.1 การมอดูเลตแบบเอ็มเอฟเอสเค (MFSK)

#### 2.1.1 การสร้างสัญญาณ MFSK

การมอดูเลตแบบ MFSK เป็นวิธีที่ข้อมูลถูกมอดูเลตอยู่ในรูปของทั้งเฟสและความถี่ โดยจัดอยู่ในการมอดูเลตแบบเฟสต่อเนื่องเชิงเลขทางความถี่ (CPFSK) การมอดูเลตแบบนี้จะให้ความถี่เปลี่ยนแปลงตามบิตข้อมูล โดยช่วงการเปลี่ยนแปลงระหว่างบิตข้อมูลจะต้องรักษาเฟสให้ต่อเนื่อง สัญญาณ CPFSK แสดงในรูปสมการได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_c t + \theta(t, \alpha)] \quad ; nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$$
$$\theta(t, \alpha) = \frac{\pi h \alpha_n (t - nT_b)}{T_b} + \pi h \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \quad (2.1)$$

เมื่อ  $\alpha_n$  คือ บิตข้อมูล,  $\theta(t, \alpha)$  คือ เฟสฟังก์ชัน  
 $h$  คือ दरชนีการมอดูเลต,  $P$  คือ กำลังงานที่ส่ง  
 $T_b$  คือ คาบเวลาบิต,  $\omega_c$  คือ ความถี่คลื่นพาห้

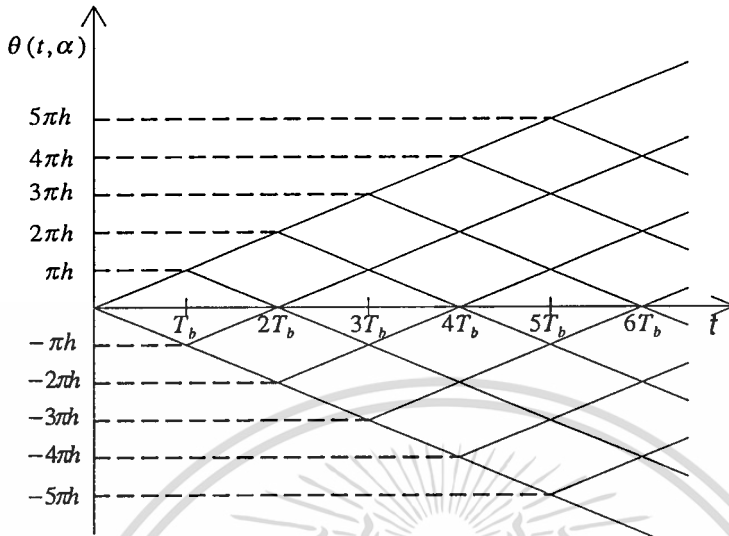
กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง  $\theta(t, \alpha)$  และ  $t$  จากสมการที่ (2.1) หรือเรียกว่า เฟสเทรลลิสไดอะแกรม (Trellis diagram) แสดงดังรูปที่ 2.1

การมอดูเลตแบบ MFSK เป็นเงื่อนไขพิเศษของ CPFSK โดยกำหนดให้ दरชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 ( $h = 0.5$ ) และมีระยะห่างของความถี่  $\Delta f = \frac{1}{2T_b}$  ซึ่งเป็นระยะห่างน้อยที่สุดที่ตีเทคได้สำหรับเครื่องรับแบบร่วมนัยออร์โธกอนัลซิกแนล (Coherent detection of Orthogonal signal) แทนค่า 0.5 ลงในสมการที่ (2.1)

$$\theta(t, \alpha) = \frac{\pi \alpha_n (t - nT_b)}{2T_b} + \pi h \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i = \alpha_n \left( \frac{\pi t}{2T_b} \right) + x_n \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_n = x_{n-1} + \frac{\pi n}{2}(\alpha_{n-1} - \alpha_n) \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.1 เฟสเทร็ลลิสไดอะแกรมของ CPFSK

เมื่อ  $x_n$  คือเฟสที่ต้องการในช่วงการเปลี่ยนแปลงระหว่าง  $t = (n-1)T_b$  และ  $t = nT_b$  โดย  $(\alpha_{n-1} - \alpha_n)/2$  ค่าเป็นไปได้คือ  $0, \pm 1$  กรณี  $\alpha_n = \alpha_{n-1}$  ทำให้  $x_n = x_{n-1}$  ในขณะที่  $\alpha_n = -\alpha_{n-1}$  ทำให้  $x_n = x_{n-1} \pm n\pi$  ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของ  $x_n$  ที่เป็นไปได้คือเฟส 0 หรือเฟส  $\pi$  (กรณีลดโมดูลัสเหลือ  $2\pi$ ) สมการที่ (2.1) เมื่อแทน  $\theta(t, \alpha)$  ด้วยเงื่อนไขของ MFSK (สมการที่ 2.2) นำมาจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{2P} [\cos \omega_c t \cos \theta(t, \alpha) - \sin \omega_c t \sin \theta(t, \alpha)] \quad (2.4)$$

โดยเทอม

$$\cos \theta(t, \alpha) = \cos \frac{\pi t}{2T_b} \cos x_n - \alpha_n \sin \frac{\pi t}{2T_b} \sin x_n \quad (2.5)$$

เมื่อ  $x_n$  เปลี่ยนแปลงคือ 0 หรือ  $\pi$  ดังนั้น

$$\cos \theta(t, \alpha) = a_n \cos \frac{\pi t}{2T_b} ; a_n = \cos x_n = \pm 1 \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเทอมของ  $\sin \theta(t, \alpha)$  จัดรูปได้ดังนี้

$$\sin \theta(t, \alpha) = \sin \left( \alpha_n \frac{\pi t}{2T_b} + x_n \right) = \alpha_n \sin \frac{\pi t}{2T_b} \cos x_n + \cos \frac{\pi t}{2T_b} \sin x_n \quad (2.7)$$

$$= b_n \sin \frac{\pi t}{2T_b} \quad ; b_n = \alpha_n \cos x_n = \alpha_n a_n = \pm 1 \quad (2.8)$$

สมการที่(2.4) เขียนใหม่ได้เป็น

$$s(t) = \sqrt{2P} [a_n C(t) \cos \omega_c t - b_n S(t) \sin \omega_c t] \quad ; nT_b \leq t \leq (n+1)T_b \quad (2.9)$$

โดย

$$C(t) = \cos \frac{\pi t}{2T_b} \quad (2.10 ก.)$$

และ

$$S(t) = \sin \frac{\pi t}{2T_b} \quad (2.10 ข.)$$

ความสัมพันธ์ของเทอม

$$C(t) \cos \omega_c t = \frac{1}{2} \cos \left[ \left( \omega_c + \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] + \frac{1}{2} \cos \left[ \left( \omega_c - \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] \quad (2.11)$$

$$S(t) \sin \omega_c t = -\frac{1}{2} \cos \left[ \left( \omega_c + \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] + \frac{1}{2} \cos \left[ \left( \omega_c - \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ข้างต้น สมการที่ (2.9) จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$s(t) = \sqrt{2P} \left( \frac{a_n + b_n}{2} \right) \cos \left[ \left( \omega_c + \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] + \sqrt{2P} \left( \frac{a_n - b_n}{2} \right) \cos \left[ \left( \omega_c - \frac{\pi}{2T_b} \right) t \right] \quad (2.13)$$

การสร้างสัญญาณ MFSK พิจารณาจากสมการที่ (2.10) โดย  $C(t)$  คือ  $S(t)$  ที่ถูกหน่วงเวลาไป  $T_b$  ด้วยเงื่อนไขของเฟสต่อเนื่องบังคับให้  $a_n = \cos x_n$  เปลี่ยนแปลงได้เฉพาะช่วงซีโรครอสซิงของ  $C(t)$  และ  $b_n = \alpha_n \cos x_n$  ก็จะเปลี่ยนแปลงได้เฉพาะช่วงซีโรครอสซิงของ  $S(t)$  โดยที่ช่วงซีโรครอสซิงของ  $S(t)$  และ  $C(t)$  เกิดขึ้นทุกๆ  $2T_b$  ดังนั้น  $a_n$  และ  $b_n$  จะคงที่ทุกๆ  $2T_b$  หรือสร้างสัญญาณด้วยวิธีการสร้างพัลส์ โดยกำหนดให้ฟังก์ชันจัดรูปพัลส์มีรูปแบบดังนี้

$$p(t) = \begin{cases} \sin \frac{\pi t}{2T_b} & ; 0 < t < 2T_b \\ 0 & ; \text{other} \end{cases} \quad (2.14)$$

สมการที่ (2.9) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{2P} [d_c(t) \cos \omega_c t - d_s(t) \sin \omega_c t] \quad (2.15)$$

โดย

$$d_c(t) = \sum_n C_n p(t - (2n-1)T_b) \quad (2.16 ก.)$$

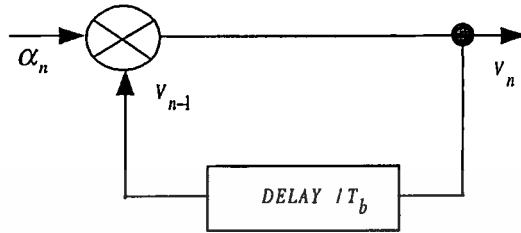
$$d_s(t) = \sum_n d_n p(t - 2nT_b) \quad (2.16 ข.)$$

เมื่อ

$$C_n = (-1)^n a_{2n-1}, \quad d_n = (-1)^n b_{2n}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมของ  $a_{2n-1}$  คือบิตคี่ (oddbit;  $b_o(t)$ ) และ  $b_{2n}$  คือบิตคู่ (evenbit;  $b_e(t)$ ) ซึ่งถูกแยกมาจากการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล ( $v_n$ ) ของข้อมูล  $\alpha_n$  การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล

สมการ (2.15) จัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{2P} \left[ b_o(t) \cos\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \right] \cos \omega_c t - \sqrt{2P} \left[ b_e(t) \sin\left(\frac{\pi}{2T_b} t\right) \right] \sin \omega_c t \quad (2.17)$$

หรือ

$$s(t) = \sqrt{2P} [C_H(t)] \cos(\omega_c + \Omega)t + \sqrt{2P} [C_L(t)] \cos(\omega_c - \Omega)t \quad (2.18)$$

โดย

$$\Omega = \frac{\pi}{2T_b} = 2\pi \frac{f_b}{4} \quad (2.19 ก.)$$

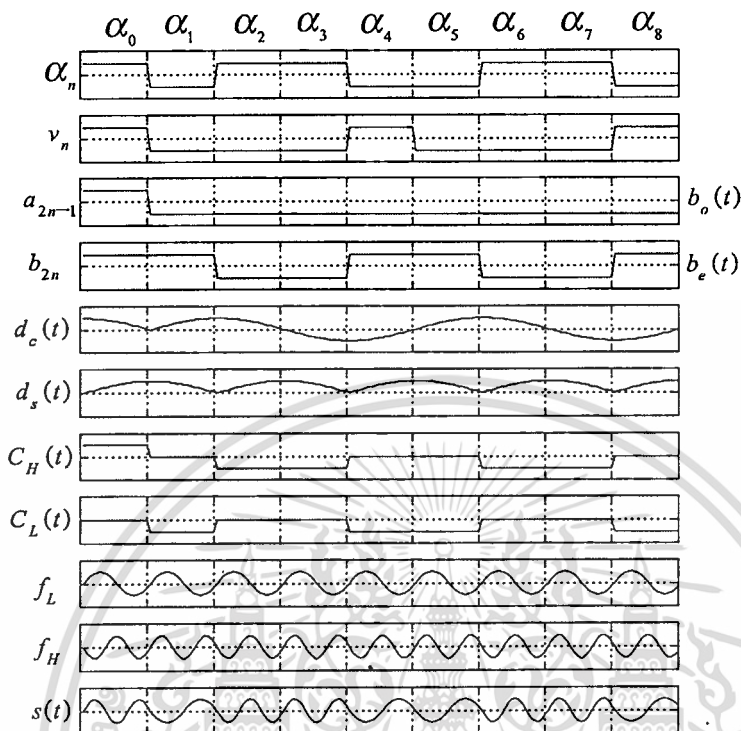
และ

$$C_H = \frac{[b_o(t) + b_e(t)]}{2} \quad (2.19 ข.)$$

$$C_L = \frac{[b_o(t) - b_e(t)]}{2} \quad (2.19 ค.)$$

โดยในช่วง  $nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$  การเปลี่ยนแปลงของ  $C_H$  และ  $C_L$  จะเกิดขึ้นไม่พร้อมกัน การเปลี่ยนแปลงที่เป็นไปได้คือ  $+1$ ,  $-1$  หรือ  $0$  เอกภพนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบของการสร้างสัญญาณ MFSK ดังสมการ (2.1), (2.13), (2.17), (2.18) แสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 รูปแบบการสร้างสัญญาณ MFSK

สัญญาณ MFSK จะมีสองความถี่ที่ใช้งานคือ  $f_H$  และ  $f_L$  โดยทั้งสองความถี่จะต้องมีคุณสมบัติที่ออร์โธนอมัลกันตลอดช่วงเวลา  $T_b$  นั่นคือ

$$\int_0^{T_b} \cos \omega_H t \cos \omega_L t dt = 0 \quad (2.20)$$

สมการที่ (2.20) จะถูกต้องถ้า  $m$  และ  $n$  เป็นจำนวนเต็มดังนี้

$$2\pi(f_H - f_L)T_b = n\pi \quad (2.21 ก.)$$

และ

$$2\pi(f_H + f_L)T_b = m\pi \quad (2.21 ข.)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเงื่อนไขของสมการที่ (2.18) และ (2.19) จะได้

$$f_H = f_c + f_b/4 \quad (2.22 ก.)$$

$$f_L = f_c - f_b/4 \quad (2.22 ข.)$$

จากสมการ (2.21) และ (2.22) ให้

$$f_b T_b = 1 = n \quad (2.23 ก.)$$

และ

$$f_c = \frac{m}{4} f_b \quad (2.23 ข.)$$

สมการ (2.23 ก.) กรณีที่  $n=1$  ความถี่  $f_H$  และ  $f_L$  อยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กันมากที่สุด โดยยังคงรักษาคุณสมบัติที่ออร์ทอร์นอมัลต่อกันตามเงื่อนไขที่ระบุไว้ในสมการที่(2.20) เหตุผลดังกล่าวนี้เองทำให้ถูกเรียกว่าการมอดูเลตแบบ MFSK จากสมการที่ (2.18) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{2P} C_H(t) \cos \omega_H t + \sqrt{2P} C_L(t) \cos \omega_L t \quad (2.24)$$

### 2.1.2 ซิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK (signal space of MFSK)

กำหนดออร์ทอร์นอมัลยูนิตเวกเตอร์ เป็น

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos \omega_H t \quad (2.25 ก.)$$

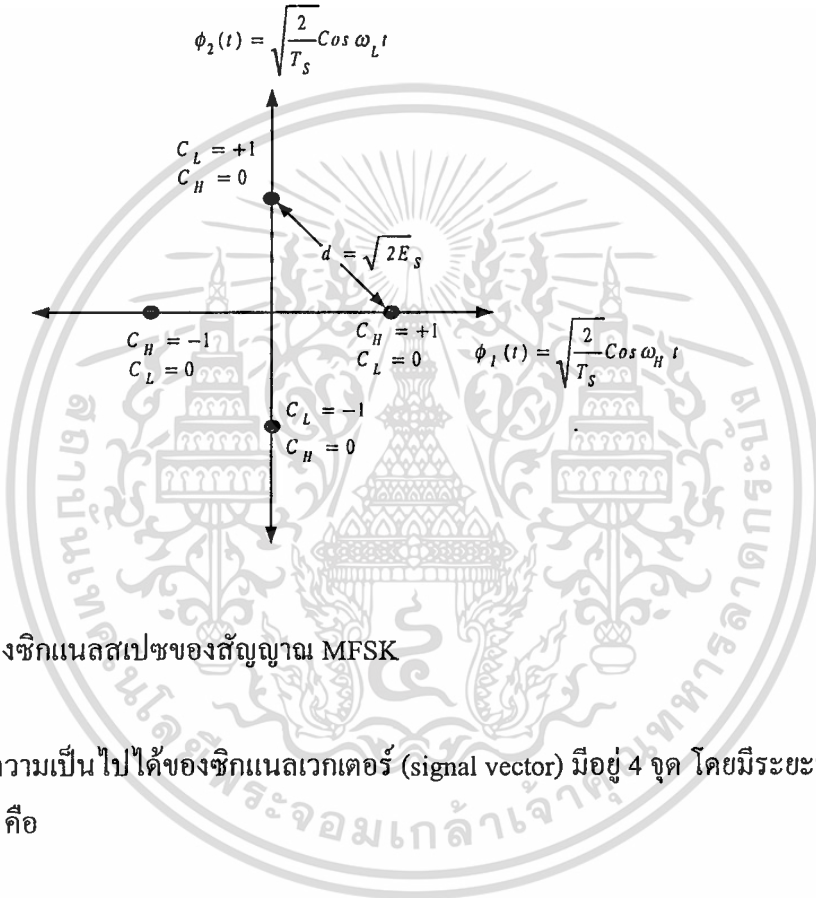
$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos \omega_L t \quad (2.25 ข.)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $T_s = 2T_b$  คือ คาบเวลาของสัญลักษณ์  
 ดังนั้นสมการที่ (2.24) เขียนใหม่ได้เป็น

$$s(t) = \sqrt{PT_s} C_H(t)\phi_1(t) + \sqrt{PT_s} C_L(t)\phi_2(t) \quad (2.26)$$

สัญญาณ MFSK แสดงในรูปของซิกแนลสเปซ (signal space) [8,9,10,38] ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงซิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK

จากรูปที่ 2.4 ความเป็นไปได้ของซิกแนลเวกเตอร์ (signal vector) มีอยู่ 4 จุด โดยมีระยะห่างระหว่างจุดที่น้อยที่สุด คือ

$$d = 2\sqrt{E_b} \quad (2.27)$$

เมื่อ  $E_b$  คือ พลังงานต่อบิต

ระยะห่างระหว่างซิกแนลเวกเตอร์ของสัญญาณ MFSK ดังสมการที่ (2.27) จะมีขนาดเท่ากับของสัญญาณ QPSK แต่จะมีระยะห่างที่มีขนาดเป็นสองเท่าของสัญญาณ FSK [8-10]

### 2.1.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum Density)

พิจารณาสัญญาณ QPSK เขียนในรูปสมการได้ดังนี้

$$s(t) = \sqrt{P} b_e(t) \cos \omega_c t + \sqrt{P} b_o(t) \sin \omega_c t \quad (2.28)$$

หาความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมในส่วนเบสแบนด์ โดยกำหนดเบสแบนด์  $p(t)$  คือ

$$p(t) = \begin{cases} \sqrt{P} b_e(t) & ; 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & ; \text{other} \end{cases} \quad (2.29)$$

ให้  $p(t)$  มีการเปลี่ยนแปลงแบบเรคตัมทุกๆ  $2T_b(T_s)$  และมีขนาดเท่ากับ  $\pm\sqrt{P}$  ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเบสแบนด์  $G_p(f)$  หาจาก

$$G_p(f) = \frac{|p(f)|^2}{T_s} \quad (2.30)$$

เมื่อ

$p(f)$  คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ  $p(t)$

$T_s$  คือคาบเวลาของสัญลักษณ์

ดังนั้น  $G_p(f)$  ของเทอม  $\sqrt{P} b_e(t)$  คือ

$$G_p(f) = 2E_b \left( \frac{\sin \frac{2\pi f}{f_b}}{\frac{2\pi f}{f_b}} \right)^2 \quad (2.31)$$

เมื่อ  $f_b$  คือ อัตราบิต

ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเบสแบนด์ ทั้งสองเทอมในสมการที่ (2.28) มีคุณสมบัติทางสถิติที่เป็นอิสระต่อกัน และเหมือนกันดังนั้นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเบสแบนด์ของ QPSK จึงเกิดจากทั้งสองเทอมรวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p(f) = 4E_b \left( \frac{\sin 2\pi f / f_b}{2\pi f / f_b} \right)^2 \quad (2.32)$$

การมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์เข้ากับคลื่นพาห้ ( $\cos \omega_c t$ ) ในสมการที่ (2.28) ก็คือการส่งผ่านความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเบสแบนด์ไปยัง  $+f_c$  และ  $-f_c$  ซึ่งการส่งผ่านจะทำให้กำลังลดลงไป 4 เท่า ดังนั้นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ QPSK คือ

$$G_{QPSK}(f) = E_b \left\{ \left[ \frac{\sin 2\pi(f - f_c) / f_b}{2\pi(f - f_c) / f_b} \right]^2 + \left[ \frac{\sin 2\pi(f + f_c) / f_b}{2\pi(f + f_c) / f_b} \right]^2 \right\} \quad (2.33)$$

ในกรณีของสัญญาณ MFSK พังก์ชันเป็นไปตามสมการที่ (2.17) โดยกำหนดให้เบสแบนด์คือ

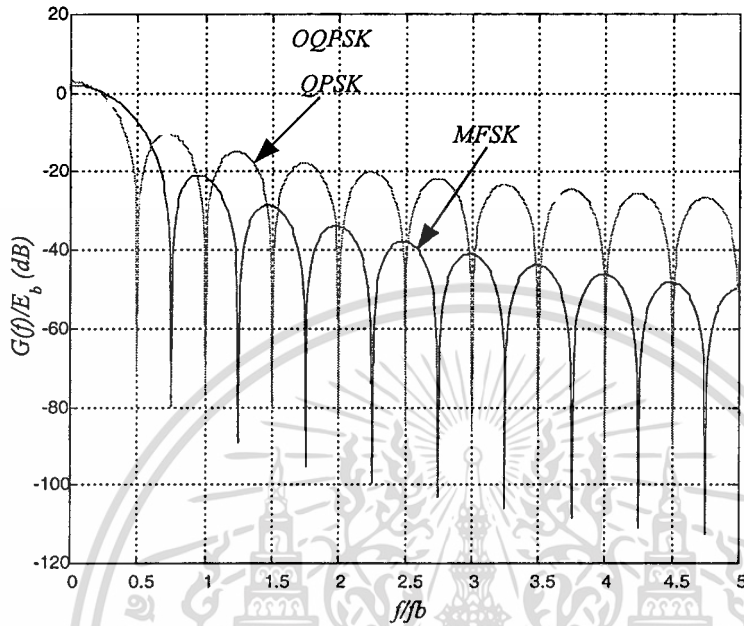
$$p(t) = \begin{cases} \sqrt{2Pb_o(t)} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) & ; -T_b \leq t \leq T_b \\ 0 & ; \text{other} \end{cases} \quad (2.34)$$

ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเบสแบนด์ คือ

$$G_p(f) = \frac{32E_b}{\pi^2} \left[ \frac{\cos 2\pi f / f_b}{1 - \left(4f / f_b\right)^2} \right]^2 \quad (2.35)$$

ดังนั้นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ MFSK เมื่อมอดูเลตกับคลื่นพาห้

$$G_{MFSK}(f) = \frac{8}{\pi^2} E_b \left\{ \left[ \frac{\cos 2\pi(f - f_c) / f_b}{1 - \left[4(f - f_c) / f_b\right]^2} \right]^2 + \left[ \frac{\cos 2\pi(f + f_c) / f_b}{1 - \left[4(f + f_c) / f_b\right]^2} \right]^2 \right\} \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.5 นอร์มัลไลน์ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียวของของ MFSK และ QPSK

เปรียบเทียบความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเบสแบนด์ระหว่าง MFSK และ QPSK ดังแสดงในรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าพูซังของ MFSK จะถูกกดลงมากกว่า QPSK โดยที่ QPSK จะถูกกดลงด้วยอัตรา  $1/f^2$  ในขณะที่ MFSK จะกดลงด้วยอัตรา  $1/f^4$  โดยกำลังงาน 99 เปอร์เซ็นต์ของสัญญาณ MFSK จะถูกบรรจุอยู่ในแบนด์วิดท์ประมาณ  $1.2 f_b$  ในขณะที่สัญญาณ QPSK ต้องการแบนด์วิดท์มากถึง  $8 f_b$  ดังนั้นการมอดูเลตแบบ MFSK จะทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างช่องสัญญาณน้อยกว่าการมอดูเลตแบบ QPSK ด้วยเหตุนี้เองการส่งสัญญาณแบบ MFSK จึงมีความเหมาะสมมากกว่าการส่งสัญญาณแบบ QPSK สำหรับงานสื่อสารที่ต้องการช่องสัญญาณที่จำกัด

## 2.2 การตีเทคสัญญาณ

### 2.2.1 ดีเทคเตอร์

สัญญาณข่าวสาร  $m_i$ ;  $i=1,2,\dots,M$  มอดูเลตกับคลื่นพาห้ ( $s_i(t)$ ) แสดงในรูปของเซตคือ  $\{s_i(t)\}$  ซึ่งเป็นผลรวมแบบเชิงเส้น (Linear Combination) ของกลุ่มเบซิสฟังก์ชันออร์ทอร์นอมัลกัน  $N$  ฟังก์ชัน โดยแต่ละสัญญาณในเซตมีคาบเวลาเท่ากับ  $T$

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.37)$$

$i=1,2,\dots,M$

กำหนดสัมประสิทธิ์ของเอ็กซ์เทนชัน (Extension) คือ

$$s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \phi_j(t) dt \quad (2.38)$$

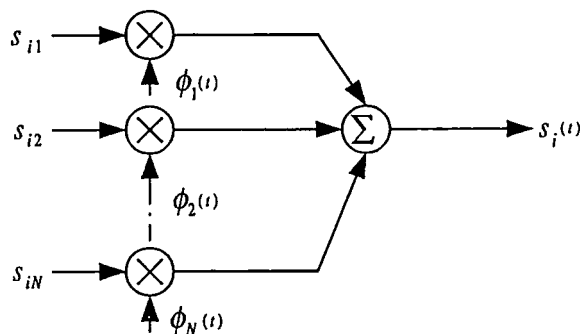
$i=1,2,\dots,M$   
 $j=1,2,\dots,N$

โดยเบซิสฟังก์ชันคือ  $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_n(t)$  เป็นออร์ทอร์นอมัล

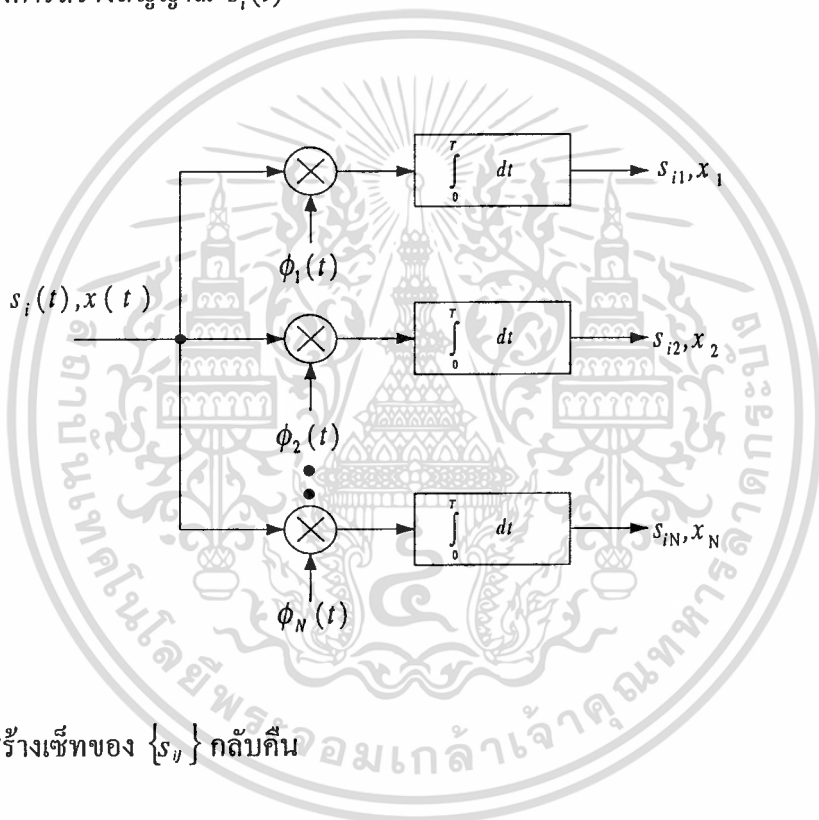
$$\int_0^T \phi_i(t) \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{if } i=j \\ 0 & \text{if } i \neq j \end{cases} \quad (2.39)$$

เงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ (2.39) แต่ละเบซิสฟังก์ชันจะถูกนอร์มัลไลน์ให้มีค่าหนึ่งหน่วยพลังงาน และมีคุณสมบัติออร์ทอร์นอมัลซึ่งกันและกันในช่วง  $0 \leq t \leq T$  โดย  $\{s_i(t)\}$  จะเป็นผลรวมของผลคูณระหว่างเบซิสฟังก์ชัน และสัมประสิทธิ์เอ็กซ์เทนชัน ดังรูปที่ 2.6

การสร้างเซตของสัญญาณ  $\{s_{ij}\}$ ;  $i=1,2,\dots,M$  กลับคืนกระทำได้จากสมการ (2.38) โดยประกอบไปด้วยจำนวน  $N$  แถวของ ผลคูณ-อินทิเกรต (Product - Integrators) หรือ คอร์เรเตอร์ ซึ่งแต่ละแถวก็คือดีเทคเตอร์ของเครื่องรับ โดยออร์ทอร์นอมัลเบซิสฟังก์ชัน  $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_n(t)$  จะถูกสร้างขึ้นโดยเครื่องรับ แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 แสดงการสร้างสัญญาณ  $s_i(t)$



รูปที่ 2.7 การสร้างเซ็ทของ  $\{s_{ij}\}$  กลับคืน

เครื่องรับแสดงในรูป 2.7 เรียกว่าเครื่องรับแบบคอร์เรเตอร์ซึ่งจะให้ผลตอบสนองเช่นเดียวกับเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์ พิจารณาวงจรกรองแบบเชิงเส้น (Linear Filter) ซึ่งมีผลตอบสนองของอิมพัลส์คือ  $h_j(t)$  และให้  $x(t)$  คือสัญญาณปรากฏที่อินพุตของวงจรกรอง ดังนั้นผลที่เอาต์พุตของวงจรกรอง  $y_j(t)$  คือ

$$y_j(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h_j(t-\tau)d\tau \tag{2.40}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

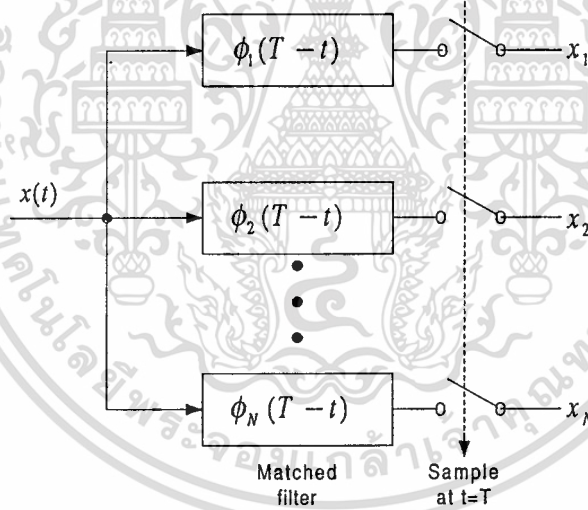
กำหนดให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์ ( $h_j$ ) มีลักษณะ

$$h_j = \phi_j(T-t) \quad (2.41)$$

วงจรรองถูกสุ่มด้วยเวลา  $t=T$  โดย  $\phi_j(T)$  จะเป็นศูนย์นอกช่วงของ  $0 \leq t \leq T$  ดังนั้น

$$y_j(T) = \int_0^T x(\tau)\phi_j(\tau)d\tau \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.42)  $y_j(t)$  คือผลที่ได้รับจากเอาต์พุตของเครื่องรับแบบคอรีเรเตอร์ ส่วนเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์ จะต้องสร้างวงจรรองที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณที่รับเข้ามา แต่จะกลับทิศกันในแกนเวลาดังสมการที่ (2.41) โดยแต่ละแถวของดีเทคเตอร์ของเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ส่วนดีเทคเตอร์ของเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์

การวิเคราะห์หาเงื่อนไขเพื่อให้ได้อัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดที่เอาต์พุตของเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์ปรากฏใน [8] โดยเงื่อนไขที่ต้องการคือ วงจรรองจะต้องมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเป็นคอมเพล็กซ์คอนจูเกตกับสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต หรือให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุต แต่จะกลับทิศกันในแกนเวลา โดยเงื่อนไขดังกล่าวให้ได้ที่เวลา  $t = T$

การออกแบบเครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์เพื่อให้ได้รับเงื่อนไขดังกล่าวข้างต้น ในทางปฏิบัตินั้นทำได้ยาก ดังนั้นการออกแบบเครื่องรับส่วนมากจึงนิยมใช้วิธีการออกแบบเครื่องรับแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอรีเรเตอร์แทน ซึ่งให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดที่เวลา  $t = T$  เช่นเดียวกับ เครื่องรับแบบเมทฟิลเตอร์ โดยเฉพาะการออกแบบเป็นระบบดิจิทัลเนื่องจากไม่มีผลกระทบจากการเกิดออฟเซตที่วงจรรวม

### 2.3 การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบดิจิทัลมอดูเลตแบบต่างๆ

จากสมการที่ (2.26) นำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$s(t) = s_1(t)\phi_1(t) + s_2(t)\phi_2(t) ; 0 \leq t \leq T_s \quad (2.43)$$

โดย

$$s_1(t) = \sqrt{PT_s} C_H(t) \quad (2.44)$$

และ

$$s_2(t) = \sqrt{PT_s} C_L(t) \quad (2.45)$$

ซิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK ประกอบด้วย 2 มิติ และมีอยู่สี่จุดข่าวสารแสดงดังรูปที่ 2.9 โดย พิกัดของซิกแนลเวกเตอร์ คือ

$$\begin{aligned} s_1 &= \int_0^{T_s} s(t)\phi_1(t)dt \\ &= \sqrt{E_s} C_H \end{aligned} \quad (2.46 ก.)$$

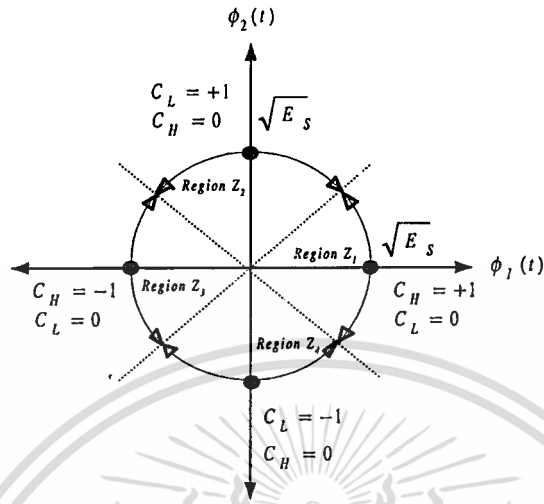
และ

$$\begin{aligned} s_2 &= \int_0^{T_s} s(t)\phi_2(t)dt \\ &= \sqrt{E_s} C_L \end{aligned} \quad (2.46 ข.)$$

เมื่อ  $E_s = 2E_b$ , คือ พลังงานต่อสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $C_H$  และ  $C_L$  โอกาสที่เป็นไปได้คือ +1, -1 หรือ 0  
 ชิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK แสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงชิกแนลสเปซของสัญญาณ MFSK

กำหนดให้  $s_i(t)$  คือสัญญาณที่ส่ง และ  $w(t)$  คือฟังก์ชันของสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ มีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$  และ  $x(t)$  คือสัญญาณปรากฏที่อินพุตของเครื่องรับ ดังนั้น

$$x(t) = s_i(t) + w(t) \quad i=1,2 \quad (2.47)$$

เวกเตอร์  $X$  คือชิกแนลเวกเตอร์ ที่เอาต์พุตของคอร์เรเตอร์ของเครื่องรับแบบร่วมนัย ซึ่งประกอบด้วย

$$x_1 = s_1 + w_1 \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.48)$$

และ

$$x_2 = s_2 + w_2 \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $x_1$  และ  $x_2$  คือตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ มีคุณสมบัติทางสถิติที่เป็นอิสระต่อกัน มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ  $\sqrt{E_s}$  หรือ  $-\sqrt{E_s}$  และมีแวกเรียนซ์เท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$

ถ้าให้สัญญาณ  $s_1(t)$  ส่ง เขียนในรูปซิกแนลเวกเตอร์  $s_1 = [\sqrt{E_s} \ 0]$  โดยเครื่องรับตัดสินใจได้ถูกต้องดังนั้นจุดของข่าวสารแสดงโดยเวกเตอร์  $X$  จะตกอยู่ในบริเวณ  $z_1$  คือ

$$X = [\sqrt{E_s} + w_1 \ w_2] \quad (2.50)$$

การตัดสินใจตอบสนองต่อค่าที่มากที่สุด โดยตัดสินใจจากเครื่องหมายเพื่อบอกถึงเทอมของ  $s_m(t)$  หรือ  $-s_m(t)$  ทำการส่ง เมื่อ  $m = 1, 2$  ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่เอาต์พุตของคอรีเรเตอร์ ( $x_1 = s_1 + w_1$ ) คือ

$$P(x_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{(x_1 - \sqrt{E_s})^2}{N_0} \right] \quad (2.51)$$

จากกฎการตัดสินใจความน่าจะเป็นของการตัดสินใจได้ถูกต้องเมื่อความน่าจะเป็นของ  $x_1 = \sqrt{E_s} + w_1 > 0$  คือ

$$P(w_2 < x_1 \mid x_1 > 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\frac{x_1}{\sqrt{N_0/2}}}^{\frac{x_1}{\sqrt{N_0/2}}} \exp \left[ -\frac{x^2}{2} \right] dx \quad (2.52)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ ( $P_e$ ) ของระบบ MFSK แบบร่วมนัย คือ

$$P_e = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\sqrt{2E_s/N_0}}^{\infty} \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-(v+\sqrt{2E_s/N_0})}^{v+\sqrt{2E_s/N_0}} \exp \left[ -\frac{x^2}{2} \right] dx \right] \exp \left[ -\frac{v^2}{2} \right] dv \quad (2.53)$$

หรือเท่ากับ

$$P_e = \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีของการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์คือ

$$P_e = 2\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - 2\operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) + \operatorname{erfc}^3\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) - \frac{1}{4}\operatorname{erfc}^4\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.55)$$

โดยความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ของระบบ MFSK แบบร่วมนัยจะเท่ากับระบบ QPSK แบบร่วมนัย (Coherent QPSK) และความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ของระบบ PSK แบบร่วมนัย (Coherent PSK) คือ

$$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.56)$$

ส่วนความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ของระบบ FSK แบบร่วมนัย (Coherent FSK) คือ

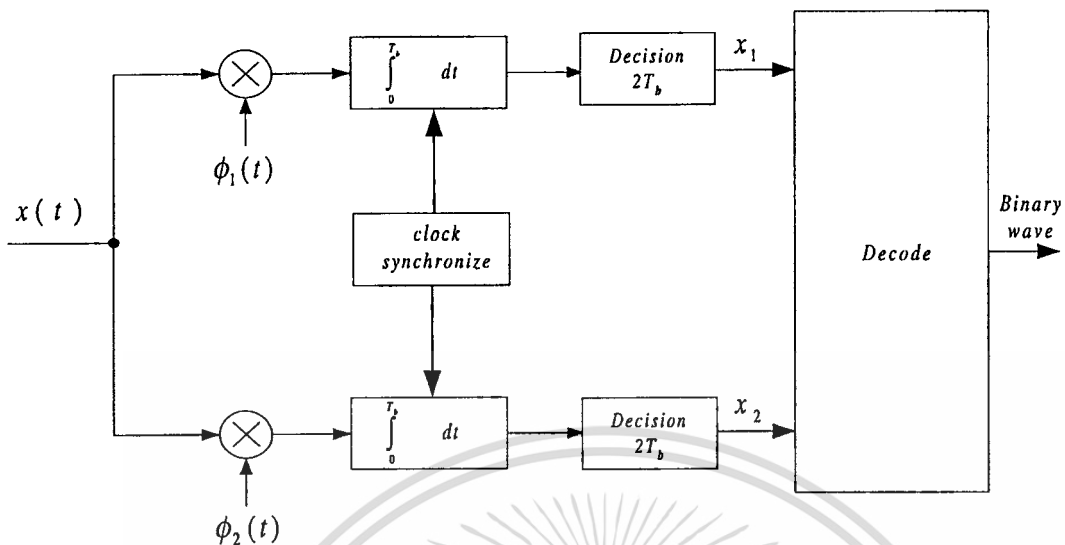
$$P_e = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \quad (2.57)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิต (BER) กับความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของสัญลักษณ์ ( $P_e$ ) มีความสัมพันธ์ดังนี้

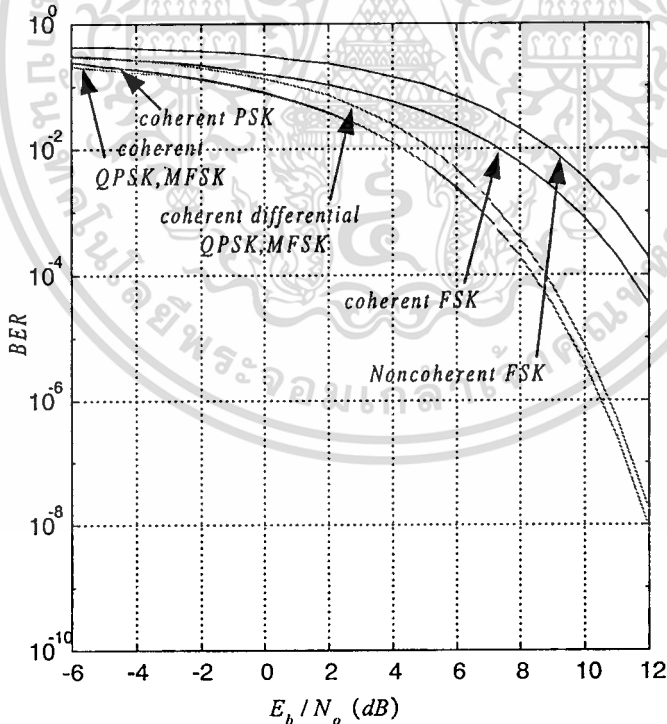
$$BER \approx \frac{P_e}{\log_2 M} \quad (2.56)$$

เมื่อ  $M$  คือ จำนวนจุดของข่าวสาร

การเปรียบเทียบ BER ต่อด้วย  $\frac{E_b}{N_0}$  ของระบบดิจิทัลออลมอดูเลตแบบต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ MFSK แบบร่วมนัย



รูปที่ 2.11 แสดงการเปรียบเทียบ BER ต่อ  $\frac{E_b}{N_0}$  ของระบบคิติดอลมอดูเลตแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 แบนด์วิดท์ประสิทธิผลของระบบ MFSK (Bandwidth Efficiency of MFSK)

แบนด์วิดท์ประสิทธิผล ( $\rho$ ) กำหนดจากอัตราบิต ( $R_b$ ) ต่อด้วยแบนด์วิดท์ ( $B$ ) ของช่องสัญญาณ

$$\rho = \frac{R_b}{B} \quad (2.57)$$

ระบบในทางทฤษฎีที่แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเท่ากับแบนด์วิดท์ของพุดคลื่นหลัก

$$\rho = \frac{R_b}{0.5R_b} = 2 \text{ bit / sec/ Hz} \quad (2.58)$$

ระบบในทางปฏิบัติที่แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ เท่ากับแบนด์วิดท์ที่ให้กำลังงานของสัญญาณเท่ากับ 99 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นแบนด์วิดท์ประสิทธิผลของระบบ MFSK ในทางปฏิบัติเท่ากับ

$$\rho = \frac{R_b}{1.2R_b} = 0.83 \text{ bit / sec/ Hz} \quad (2.59)$$

## 2.5 การซิงโครไนซ์

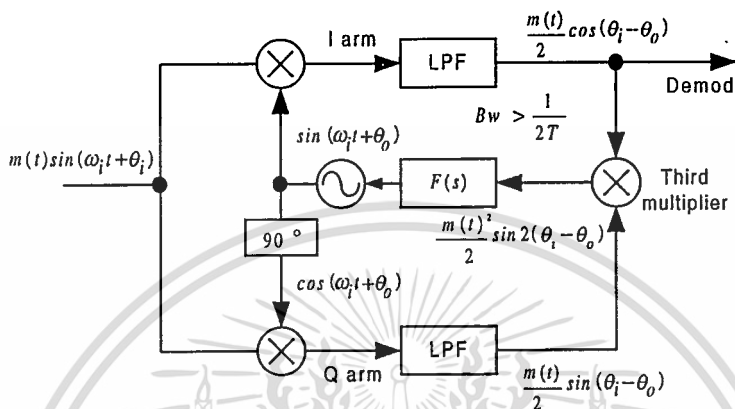
ดิจิทัลมอดูเลต โดยใช้เครื่องรับแบบร่วมนั้น เครื่องรับจะประกอบไปด้วยส่วนซิงโครไนซ์อยู่สองส่วนคือ

### 2.5.1 แครี่ซิงโครไนซ์

แครี่ซิงโครไนซ์ คือส่วนที่เครื่องรับจะต้องประมาณหรือติดตามเฟสและความถี่ของคลื่นพาห์ โดยระบบที่นิยมใช้คือเฟสล็อกลูป (Phase-Locked Loop) การมอดูเลตในปัจจุบันต้องการการส่งสัญญาณที่มีประสิทธิภาพมากที่สุดดังนั้นการส่งสัญญาณด้วยวิธีการระงับคลื่นพาห์ (suppress carrier) จึงถูกนำมาใช้เนื่องจากสิ้นเปลืองกำลังงานในการส่งที่น้อยกว่า ทำให้ประสิทธิภาพของการส่งสัญญาณสูงขึ้น การออกแบบเครื่องรับที่ใช้วิธีการระงับคลื่นพาห์มีความยุ่งยากเนื่องจากไม่ปรากฏองค์ประกอบของดิครีตสเปกตรัมที่ความถี่แครี่ ดังนั้นเฟสล็อกลูปจึงไม่สามารถแทรกตามสัญญาณได้ หรือใช้ไม่ได้กับวิธีการระงับคลื่นพาห์ [15]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มีอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตแบบ MFSK จัดเป็นวิธีการมอดูเลตแบบระงับคลื่นพาห์เนื่องจากไม่ปรากฏองค์ประกอบของดิครีตสเปกตรัมที่ความถี่แคเรีย (ดังสมการที่ 2.36) คอสทาสลูป (COSTAS Loop) [16] เป็นวิธีการหนึ่งที่ยอมรับใช้ในการทำแคเรียซิงโครไนซ์ในกรณีการส่งด้วยวิธีระงับคลื่นพาห์ บล็อกไดอะแกรมของคอสทาสลูปแสดงดังรูปที่ 2.12

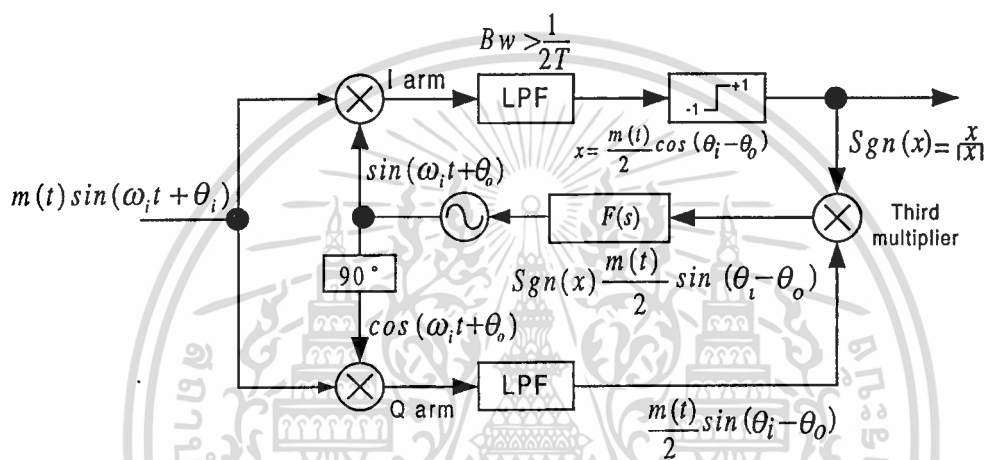


รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของคอสทาสลูป

การทำงานของบล็อกคอสทาสลูป พิจารณากรณีระบบบล็อก ส่วนของ Q arm ทำหน้าที่เหมือนเฟสล็อกโดยให้ค่าแรงดันของความต่างเฟส (ไม่คำนึงถึงผลของความถี่อันดับสองเนื่องจากถูกกำจัดด้วย LPF) เมื่อมีการมอดูเลตจะทำให้แรงดันที่เอาต์พุตของ Q arm เกิดการสลับเครื่องหมายตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูล ถ้าข้อมูลเป็นแรมดัม ดังนั้นค่าเฉลี่ยของแรงดันที่เอาต์พุตของ Q arm เป็นศูนย์ (ทำให้ไม่สามารถแทรกตามสัญญาณได้เหมือนกรณีของเฟสล็อก) ส่วนของ I arm จะผลิตสัญญาณต่างจาก Q arm เท่ากับ 90 องศา ถ้าแทรกหรือตามเฟสของสัญญาณอินพุตได้ถูกต้อง ( $\theta_i - \theta_0$  น้อยมาก) ดังนั้นที่เอาต์พุตของ I arm คือข้อมูล ( $m(t)$ ) ส่วนตัวคูณที่สาม (Third Multiplier) จะทำให้การสลับเครื่องหมายของแรงดันที่เอาต์พุตของ Q arm หายไป ( $m^2(t)$ ) โดยที่เอาต์พุตของตัวคูณที่สามจะให้ค่าแรงดันความต่างเฟสคือ  $\sin 2(\theta_i - \theta_0)$  ผ่านฟิลเตอร์ ( $F(s)$ ) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวอินทิเกรต ค่าเฉลี่ยที่ได้จากการอินทิเกรตจะถูกป้อนให้กับ VCO เพื่อผลิตความถี่ให้ถูกต้อง โดยส่วนของลูปฟิลเตอร์นับว่าเป็นส่วนที่สำคัญมากเนื่องจากเป็นตัวกำหนดสมรรถนะของระบบ

### 2.5.1.1 คอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ (COSTAS Loop with Hard Limitter)

คอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ ถูกปรับปรุงมาจากคอสทาสลูปมาตรฐานในรูปแบบที่ 2.12 โดยใช้ฮาร์ดลิมิตเตอร์ที่เอาต์พุตของ I arm แสดงดังรูปที่ 2.13 การวิเคราะห์สมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ โดยพิจารณาแควลิงลอสต่อด้วยแบนด์วิดท์ของอาร์มฟิลเตอร์ต่อด้วยอัตราบิต ทำการพิจารณาที่อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนค่าต่างๆ แสดงไว้ใน [14-21]



รูปที่ 2.13 บล็อกคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์

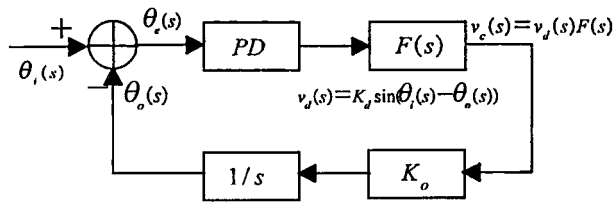
ใช้แนวทางการวิเคราะห์ตาม [13],[22],[25] ทำการวิเคราะห์สมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ ดังนั้นที่เอาต์พุตของตัวคูณที่สาม คือ

$$\frac{Sgn(x)}{2} m(t) \sin(\theta_i - \theta_0) = \frac{1}{2} \sin(\theta_i - \theta_0) \quad (2.60)$$

เมื่อ 
$$Sgn(x) = \frac{x}{|x|}$$

จากสมการที่ (2.60) มีลักษณะคล้ายกับพารามิเตอร์ส่วนเฟสดีเทคเตอร์ของเฟสล็อกกลูป แปลงพารามิเตอร์ดังกล่าวให้มีลักษณะเป็นฟังก์ชันสมมูลของเฟสดีเทคเตอร์ โดยมีค่าเป็น  $\sin(\theta_i - \theta_0)$  และ  $k_d = 1/2$  จากบล็อกไดอะแกรมของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ ดังรูปที่ 2.13 เขียนใหม่โดยแทนด้วยบล็อกไดอะแกรมสมมูลของเฟสล็อกกลูปในรูปแบบของเฟส ดังรูปที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมสมมูลของเฟสล็อกกลุ๊ป

จากบล็อกไดอะแกรมสมมูลของเฟสล็อกกลุ๊ป หาฟังก์ชันถ่ายโอนลูปปิดของระบบได้

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (2.60)$$

เมื่อ  $K_o$  คือ เกนของ VCO,  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  คือค่าคงตัวทางเวลา

$K_d$  คือ เกนของเฟสดีเทกเตอร์

ลูปฟิลเตอร์ ( $F(s)$ ) เป็นแบบ PI มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

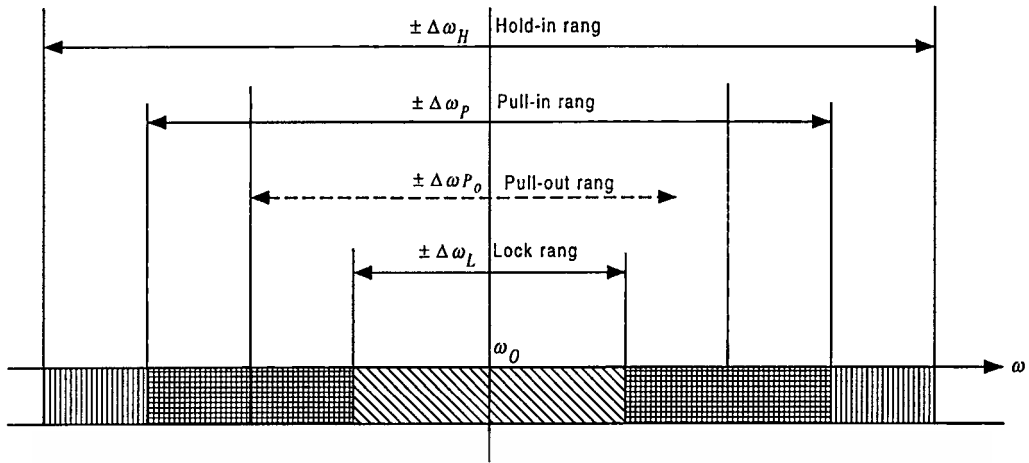
$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (2.61)$$

แทนสมการที่ (2.61) ลงในสมการที่ (2.60) ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ คือ

$$H(s) = \frac{K_o K_d \frac{1 + s\tau_2}{\tau_1}}{s^2 + s \left( \frac{K_o K_d \tau_2}{\tau_1} \right) + \frac{K_o K_d}{\tau_1}} \quad (2.62)$$

สมการที่ (2.62) เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ ที่แทนด้วยระบบเฟสล็อกกลุ๊ป การวิเคราะห์หาสมรรถนะทำได้ง่ายโดยอาศัยแนวทางการวิเคราะห์ตามวิธีการวิเคราะห์ของเฟสล็อกกลุ๊ป [23-24] สรุปเป็นตารางสมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ แสดงดังตารางที่ 2.1 แบบจำลองแสดงย่านความถี่ในการทำงานของคอสทาสลูป แสดงดังรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงย่านการทำงานของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์

ตารางที่ 2.1 สรุปสมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	สมรรถนะของคอสทาสลูปที่ประกอบด้วยฮาร์ดลิมิตเตอร์ (กรณีใช้ลูปฟิลเตอร์แบบ PI)
$\omega_n$	ความถี่ธรรมชาติ	$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{\tau_1}}$
$\zeta$	ตัวประกอบการหน่วง	$\zeta = \frac{\omega_n \tau_2}{2}$
$\Delta\omega_H$	ย่านยึด	$\Delta\omega_H = \infty$
$\Delta\omega_L$	ย่านลือก	$2\zeta\omega_n$
$\Delta\omega_P$	ย่านดึงเข้า	$\Delta\omega_P = \infty$
$T_P$	เวลาดึงเข้า	$T_P = \frac{\pi^2 \Delta\omega_0^2}{16 \zeta \omega_n^3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านยึด (hold Range;  $(\Delta\omega_H)$ ) คือย่านความถี่ที่คอสทาสลูปยังคงรักษาการแทรกตามเฟสของสัญญาณได้ เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความถี่อย่างต่อเนื่อง

ย่านดึงออก (Pull out range;  $(\Delta\omega_{p_o})$ ) คือย่านความถี่ที่คอสทาสลูปยังสามารถล็อกกับสัญญาณอินพุต เมื่อความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดโดยขบวนการล็อกจะกระทำได้ช้ากว่าในย่านล็อก

ย่านดึงเข้า (Pull in range;  $(\Delta\omega_p)$ ) คือ ย่านที่คอสทาสลูปกลับมาล็อกอีกครั้ง (โดยก่อนหน้านี้อะบบยังคงหลุดล็อกอยู่) แต่กระบวนการล็อกจะกระทำอย่างช้า ๆ

ย่านล็อก (Lock range;  $(\Delta\omega_L)$ ) คือย่านที่คอสทาสลูปล็อกกับสัญญาณอินพุตได้อย่างเร็ว กรณีความถี่ของสัญญาณอินพุตเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.14 หาฟังก์ชันถ่ายโอน รูปเปิดของระบบได้

$$H'(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_e(s)} = \frac{K_o K_d F(s)}{s} = K_o K_d \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s^2} \quad (2.63)$$

โดยผลตอบสนองของขนาด

$$|H'(j\omega)| = \frac{K_o K_d}{\tau_1 \omega^2} (1 + \omega^2 \tau_2^2)^{1/2} \quad (2.64)$$

และผลตอบสนองของเฟส

$$\Phi(j\omega) = \arctan 2\zeta \frac{\omega}{\omega_n} - 180^\circ \quad (2.65)$$

### 2.5.2 คล็อกซิงโครไนซ์

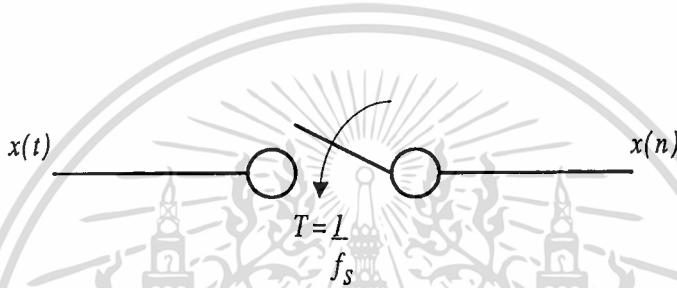
คล็อกซิงโครไนซ์ คือส่วนที่พยายามเข้าจังหวะสัญญาณนาฬิกาของเครื่องรับกับสัญญาณนาฬิกาของเครื่องส่ง การทำคล็อกซิงโครไนซ์มีอยู่หลายวิธี ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีซีโรคลอสซิงคล็อกซิงโครไนซ์ โดยทำการตัดสินใจที่การเปลี่ยนแปลงระหว่างจุดที่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม ซึ่งคาดหมายได้ว่าจุดตัดสินใจ เกิดขึ้นระหว่างช่วงกลางของการเปลี่ยนแปลง

### บทที่ 3

## ระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete Time System)

### 3.1 การสุ่มสัญญาณ (Sampling)

การสุ่มคือการนำสัญญาณแบบต่อเนื่อง (Continuous Time) มาผ่านสวิทช์ที่มีการตัดต่อด้วยความถี่  $f_s$  หรือมีคาบเวลา  $T = \frac{1}{f_s}$  แสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 การสุ่มสัญญาณด้วยสวิทช์

หรือการสุ่มสัญญาณคือการนำสัญญาณแบบต่อเนื่อง  $x(t)$  มาคูณกับสัญญาณอิมพัลส์  $\delta(t)$  ที่มีคาบเวลาเท่ากับ  $T$  โดยอิมพัลส์ถูกนิยามเป็น

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & ; t = 0 \\ 0 & ; t = \text{other} \end{cases} \quad (3.1)$$

ถ้าให้  $s(t)$  เป็นสัญญาณอิมพัลส์หลายๆจุดที่มีคาบเวลาที่เท่ากับ  $T$  จะได้

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (3.2)$$

นำสัญญาณอิมพัลส์  $s(t)$  คูณกับสัญญาณแบบต่อเนื่อง  $x(t)$

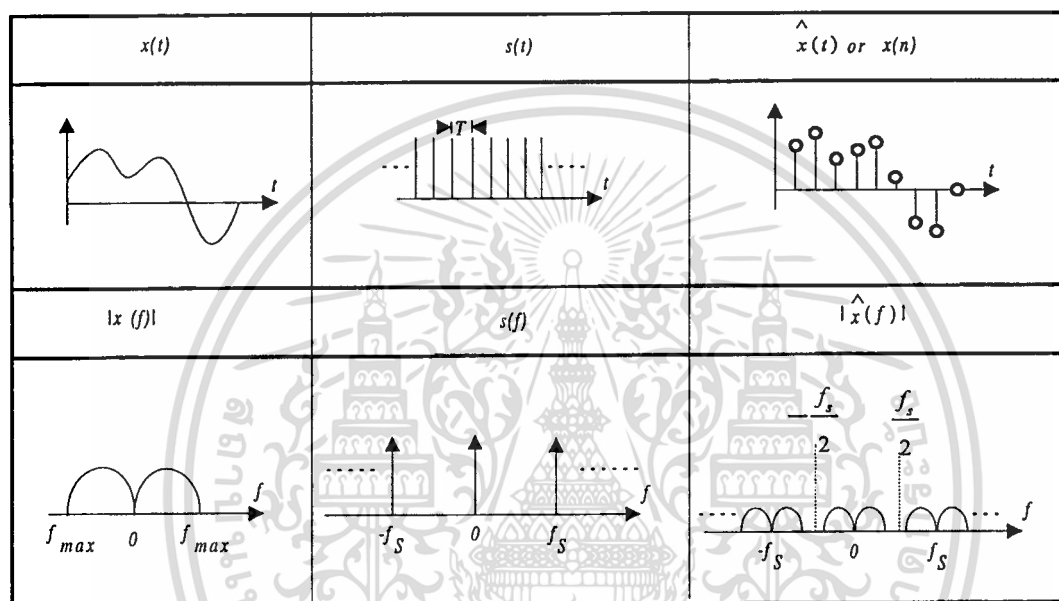
$$\hat{x}(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย  $\hat{x}(t)$  เขียนใหม่ในเทอมของสัญญาณไม่ต่อเนื่องได้เป็น

$$x(n) = x(t) \Big|_{t = nT} \quad (3.4)$$

สัญญาณซึ่งเขียนอยู่ในรูปของ  $x(n)$  ได้หมดความหมายในเชิงเวลาไป



รูปที่ 3.2 แสดงสัญญาณในภาคเวลาและความถี่

แปลงฟูริเยร์สัญญาณ  $x(t)$  ได้สัญญาณในโดเมนความถี่คือ  $x(f)$  ซึ่งมีความถี่สูงสุดอยู่ที่  $f_{max}$  ส่วนสัญญาณ  $s(t)$  แปลงฟูริเยร์ได้สัญญาณในโดเมนความถี่เป็นสัญญาณอิมพัลส์ โดยมีคาบเท่ากับ  $f_s$  ดังนี้

$$s(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) \quad (3.5)$$

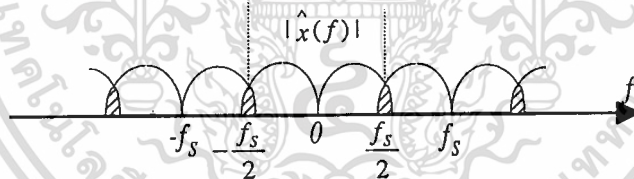
สัญญาณเอาต์พุตในเชิงความถี่ของ  $\hat{x}(f)$  คือ

$$\hat{x}(f) = f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(f - nf_s) \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) ความถี่ของสัญญาณ  $x(t)$  จะถูกทำสำเนาขึ้นมา โดยเกิดขึ้นทุกๆ คาบความถี่  $f_s$  จากทฤษฎีการสุ่มสัญญาณ ถ้าสัญญาณที่ต้องการสุ่มมีความถี่สูงสุด  $f_{\max}$  ความถี่ที่ใช้ในการสุ่มต้องมีค่ามากกว่าสองเท่าของความถี่สูงสุด

$$f_s > 2f_{\max} \quad (3.7)$$

ความถี่  $2f_{\max}$  เรียกว่าความถี่ไนควิสต์ (Nyquist Frequency) ถ้าให้  $f_s$  ต่ำกว่าความถี่ไนควิสต์ ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้สำเนาของ  $x(f)$  มีช่วงของความถี่ที่ซ้อนทับกันหรือเรียกว่าอะไลซิง เนื่องจากการประมวลผลทางสัญญาณในระบบไม่ต่อเนื่องจะสนใจความถี่ในช่วง ตั้งแต่  $-\frac{f_s}{2}$  จนถึง  $\frac{f_s}{2}$  ดังนั้นผลของการเกิดอะไลซิง จะทำให้สัญญาณอินพุตที่สุ่มได้ผิดเพี้ยนไปก่อนที่จะถูกประมวลผล



รูปที่ 3.3 แสดงการเกิดอะไลซิง

ระบบไม่ต่อเนื่อง จะต้องมีความสัมพันธ์ที่เป็นเชิงเส้นและไม่แปรตามเวลา ถ้าป้อนสัญญาณอินพุต  $x(n)$  ทำให้เกิดสัญญาณที่เอาต์พุต  $y(n)$  และถ้าให้  $x(n)$  เป็นสัญญาณอินพุตที่เกิดจาก  $x_1(n)$  กับ  $x_2(n)$  สัญญาณเอาต์พุตก็จะเป็นผลรวมที่เกิดจากสัญญาณอินพุตแต่ละตัวรวมกัน

$$x(n) = a_1 x_1(n) + a_2 x_2(n) \quad (3.8)$$

ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต

$$y(n) = a_1 y_1(n) + a_2 y_2(n) \quad (3.9)$$

$y(n)$  จากสมการที่ (3.9) เป็นเชิงเส้นเนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตเปลี่ยนสัมประสิทธิ์ไปตามสัญญาณอินพุต ส่วนคุณสมบัติที่ไม่แปรตามเวลาพิจารณาได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต  $x(n)$  ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุต  $y(n)$  ดังนั้นถ้าป้อนสัญญาณอินพุต  $x(n-k)$  ก็จะทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตเป็น  $y(n-k)$  นั่นคือไม่ว่าจะป้อนสัญญาณอินพุตที่เวลาใดก็ตามจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่เหมือนเดิมโดยไม่มีพารามิเตอร์ใดที่แปรไปตามเวลา

ระบบต่อเนื่องที่เป็นเชิงเส้นและไม่แปรตามเวลาจะระบุคุณลักษณะของระบบด้วยผลตอบสนองจากสัญญาณอิมพัลส์  $h(n)$  และหาผลตอบสนองของระบบในกรณีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณใดๆ ได้โดย

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) x(n-k) \quad (3.10)$$

หรือเขียนได้ในรูปของคอนโวลูชัน

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (3.11)$$

### 3.2 เสถียรภาพและคอซอลิตีของระบบไม่ต่อเนื่อง

ระบบที่มีเสถียรภาพสัญญาณอินพุตจะต้องมีขอบเขตของขนาดที่จำกัด ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตที่มีขอบเขตที่จำกัดด้วย โดยระบบที่มีเสถียรภาพจะต้องมี  $h(n)$  ตามเงื่อนไขดังนี้

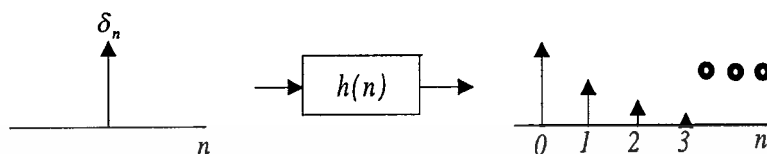
$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty$$

หรือ

$$\lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ n \rightarrow -\infty}} |h(n)| = 0 \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติคอซอลิตีเป็นคุณสมบัติที่กำหนดได้ทั้งสัญญาณและระบบ โดยสัญญาณ  $x(n)$  เป็นสัญญาณแบบคอซอลเมื่อ  $x(n) = 0$  ที่  $n < 0$  และระบบเป็นแบบคอซอลก็ต่อเมื่อ  $h(n) = 0$  ที่  $n < 0$  ส่วนระบบที่ไม่เสถียรก็ถูกนำมาใช้งาน เช่นวงจรสร้างสัญญาณ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นอิมพัลส์ที่  $n = 0$  สัญญาณเอาต์พุตคือสัญญาณที่ต้องการ เช่นสัญญาณไซน์ที่มีความยาวไม่จำกัด



รูปที่ 3.4 แสดงผลตอบสนองจากสัญญาณอิมพัลส์

ในงานบางประเภท เช่นการออกแบบตัวกรอง IIR จะมุ่งไปที่การหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ  $H(z)$  โดยการหาผลตอบจากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบจะบอกถึงคุณสมบัติของระบบได้สมบูรณ์มากกว่าผลตอบจาก  $h(n)$  ฟังก์ชันถ่ายโอน  $H(z)$  มีความสัมพันธ์กับการแปลง  $z$  ของสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตดังนี้

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad (3.13)$$

สัมพันธ์กับสมการผลตอบสนองของระบบในเชิงเวลา

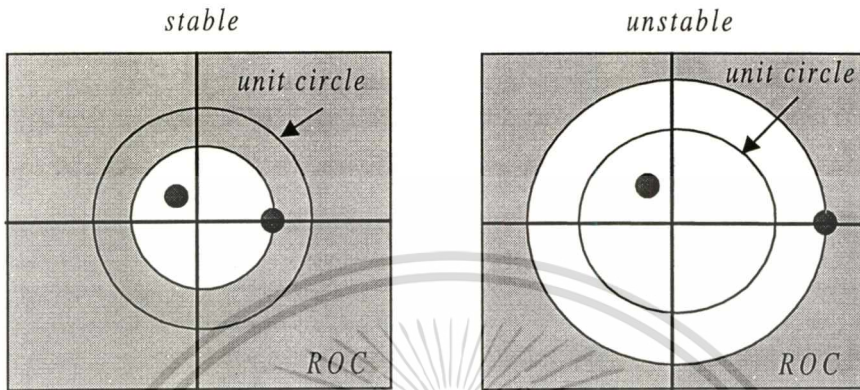
$$y(n) = h(n) * x(n) \quad (3.14)$$

โดยใช้คุณสมบัติของการแปลง  $z$  แปลงผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบได้ หรือในทางกลับกันถ้าต้องการรู้ผลตอบสนองอิมพัลส์จากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบกระทำได้โดยการแปลง  $z$  ผกผัน (Inverse  $z$  Transform) โดย

$$h(n) = z^{-1} H(z) \quad (3.15)$$

การบอกถึงเสถียรภาพและคอซอลิตีของระบบดูได้จาก  $H(z)$  โดยใช้ตำแหน่งของโพล และ ROC (Region of Convergence) โดยระบบเป็นคอซอลิตี เมื่อ ROC อยู่ภายนอกวงกลมที่มีค่ารัศมีเท่ากับขนาดของโพลที่ใหญ่ที่สุด เสถียรภาพของระบบมีเงื่อนไขคือ ระบบที่เสถียรจะต้องมี ROC คลอบเอบล้อมเป็นเอกสารทั้งสองแนวเส้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลุมนวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับหนึ่ง (Unit Circle) สำหรับระบบที่เป็นคอซอลิตีและมีเสถียรภาพ จะต้อง มีโพลที่มีขนาดน้อยกว่าหนึ่งและมี ROC คลอบคลุมภายนอกวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับขนาดของโพลที่ใหญ่ที่สุด ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงการบอกเสถียรภาพของระบบจาก  $H(z)$  โดยพิจารณาจาก ROC และโพล

### 3.3 ผลตอบสนองความถี่ของระบบไม่ต่อเนื่อง

การหาผลในเชิงความถี่สำหรับสัญญาณไม่ต่อเนื่อง โดยใช้การแปลงฟูรีเยร์มีรูปแบบดังนี้

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT)e^{-j\omega nT} \quad (3.16)$$

โดย  $x(nT)$  เป็นสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่อง ส่วนเทอมของ  $\omega T$  เท่ากับ  $\frac{2\pi f}{f_s}$  มีหน่วยเป็นเรเดียน หรือนิยามใหม่ได้เป็น

$$\omega' = \omega T = \frac{2\pi f}{f_s} \quad (3.17)$$

ให้  $f' = \frac{f}{f_s}$  ดังนั้น  $\omega' = 2\pi f'$

โดยเรียก  $\omega'$  และ  $f'$  ว่าเป็นความถี่ดิจิทัล (Normalized Frequency) ซึ่ง  $f'$  ไม่มีหน่วย หมายถึง  $f'$  ได้หมดความหมายของการเป็นความถี่ในแบบอนาลอกที่มีหน่วยเป็น Hz ไป เช่นเดียวกับ  $n$  ซึ่งก็ได้หมดความหมายของเวลาจริงๆไป จากสมการที่ (3.16) เขียนใหม่ในรูปของ  $\omega'$  ได้เป็น

$$x(\omega') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega'n} \quad (3.18)$$

โดย  $x$  เป็นฟังก์ชันของ  $e^{j\omega'}$  ดังนั้น

$$x(e^{j\omega'}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega'n} \quad (3.19)$$

สมการที่ (3.19) เรียกว่า DTFT (Discrete Time Fourier Transform) ซึ่ง  $x(e^{j\omega'})$  คือสัญญาณในเชิงความถี่

### 3.4 ความสัมพันธ์ของ DTFT กับการแปลง $z$

การแปลง  $z$  จากสัญญาณ  $x(n)$  ทำได้โดย

$$x(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (3.20)$$

เปรียบเทียบกับ DTFT จะได้

$$x(e^{j\omega'}) = x(z)|_{z=e^{j\omega'}} \quad (3.21)$$

การกระทำต่างๆกระทำได้ในโดเมน  $z$  และถ้าต้องการผลตอบสนองในเชิงความถี่ของสัญญาณ ทำได้โดยการแทน  $z = e^{j\omega'}$

### 3.5 ผลตอบสนองความถี่ของระบบ

จากฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ  $H(z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)}$  เมื่อแทน  $z = e^{j\omega'}$  จะได้

$$Y(e^{j\omega'}) = H(e^{j\omega'})X(e^{j\omega'}) \quad (3.22)$$

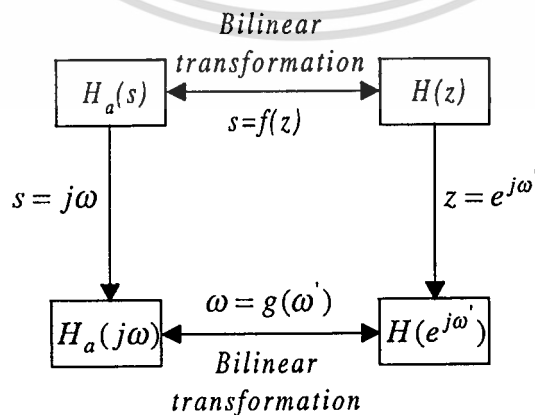
เรียก  $H(e^{j\omega'})$  ว่าผลตอบสนองความถี่ของระบบ โดย  $H(e^{j\omega'})$  คือ DTFT ของ  $h(n)$  แจกแจง  $H(e^{j\omega'})$  ได้เป็น

$$H(e^{j\omega'}) = A(e^{j\omega'})e^{j\theta(e^{j\omega'})} \quad (3.23)$$

โดย  $A(e^{j\omega'})$  คือผลตอบสนองทางขนาด (magnitude response) และ  $\theta(e^{j\omega'})$  คือ ผลตอบสนองทางเฟส (phase response)

### 3.6 ตัวกรอง IIR (Infinite Impulse Response)

ตัวกรองแบบ IIR เป็นระบบที่มีโพล และมีความยาวของผลตอบสนองจากสัญญาณอินพุตไม่จำกัด การออกแบบทำได้โดยอ้างอิงจากตัวกรองอนาล็อกต้นแบบซึ่งได้ถูกพัฒนามาจนถึงจุดที่ค่อนข้างสมบูรณ์แล้ว แปลงมาเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบไม่ต่อเนื่อง โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบลิเนียร์ (Bilinear Transformation)



#### รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ของระบบต่อเนื่องและระบบไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบลิเนียร์สำหรับการแปลงระบบผ่านตัวนำลอกเป็นระบบผ่านตัวแบบไม่ต่อเนื่องมีรูปแบบดังนี้

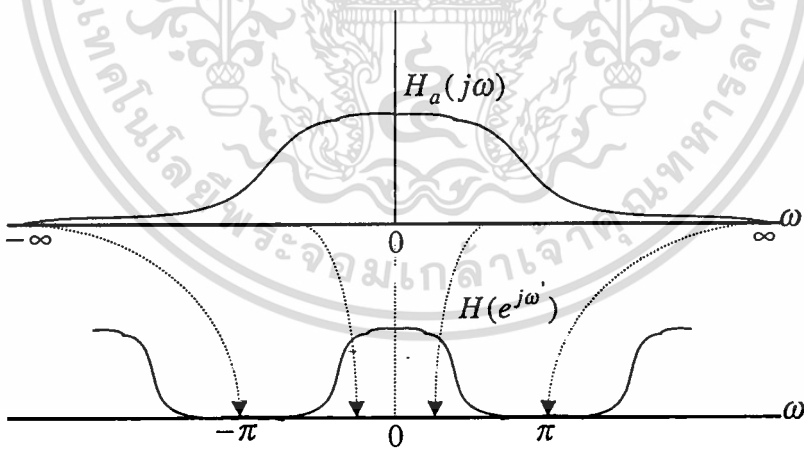
$$s = K \frac{z-1}{z+1} \quad (3.24)$$

โดย  $K$  คือค่าคงที่สำหรับการแปลง,  $K = \omega \cot\left(\frac{\omega'}{2}\right)$

แทน  $s = j\omega$  และ  $z = e^{j\omega'}$  จะได้ฟังก์ชันที่เป็นการแมประหว่างความถี่นาลอกไปเป็นความถี่ดิจิทัลคือ

$$\omega = K \tan\left(\frac{\omega'}{2}\right) \quad (3.25)$$

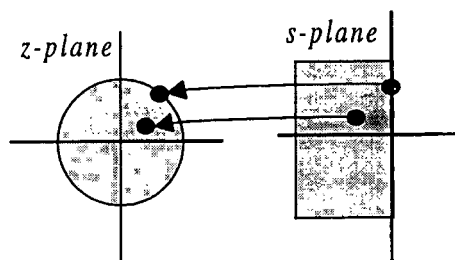
จากฟังก์ชัน เมื่อ  $\omega = \infty$  จะได้  $\omega' = \pi$  และเมื่อ  $\omega = 0$  จะได้  $\omega' = 0$  ซึ่งหมายถึงความถี่นาลอกในช่วง 0 ถึง  $\infty$  ได้ถูกแมบเข้ามาอยู่ในช่วง 0 ถึง  $\pi$  ของความถี่ดิจิทัล ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงการแมประหว่างความถี่นาลอกและความถี่ดิจิทัลโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบลิเนียร์

การแมบพื้นที่ในซิกซ์ซายของระนาบ  $s$  ( $s$ -plane) ไปยังพื้นที่ได้วงกลมขนาดหนึ่งหน่วยของระนาบ  $z$  ( $z$ -plane) หมายถึง ถ้าระบบอนาลอกต้นแบบมีเสถียรภาพและเป็นคอซอล ทำการแปลงไปเป็นระบบแบบไม่ต่อเนื่องก็จะได้รับระบบที่มีเสถียรภาพและคอซอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงการแมบระหว่างโพลใน ระนาบ  $s$  กับโพลในระนาบ  $z$

### 3.7 การสร้างตัวกรอง IIR

ตัวกรองแบบ IIR สร้างได้โดยตรงจาก  $H(z)$  โดยจัด  $H(z)$  ให้อยู่ในรูปแบบดังนี้

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.26)$$

จัดรูปแบบตัวกรองแบบไคเรกฟอร์ม 2 โดยสมมติสัญญาณ  $w(n)$  ขึ้นมา โดยนิยาม

$$\frac{W(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (3.27)$$

แปลง  $z$  ผกผัน

$$w(n) = x(n) - b_1 w(n-1) - b_2 w(n-2) \quad (3.28)$$

หา  $y(n)$  จากสัญญาณ  $w(n)$

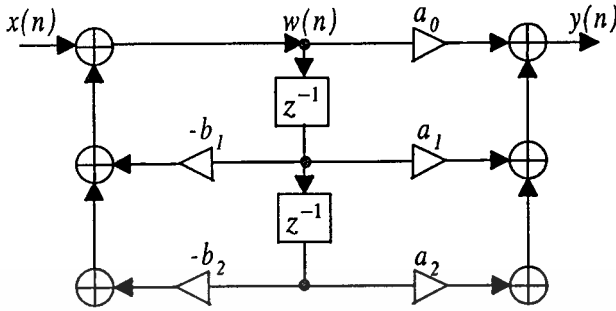
$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{W(z)(a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{X(z)} \quad (3.29)$$

แปลง  $z$  ผกผัน

$$y(n) = a_0 w(n) + a_1 w(n-1) + a_2 w(n-2) \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เขียนเป็นแผนภาพแบบไคเรกฟอร์ม2 ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แผนภาพการสร้างตัวกรอง IIR แบบไคเรกฟอร์ม2

### 3.8 วงจรกำเนิดรูปคลื่นแบบดิจิทัล

วงจรฟิลเตอร์สามารถให้กำเนิดรูปคลื่นได้โดยออกแบบให้  $H(z)$  มีผลตอบสนองของอิมพัลส์มีรูปร่างตามที่ต้องการ โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นอิมพัลส์ที่  $n=0$  สัญญาณเอาต์พุตคือสัญญาณที่ต้องการ โดยให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์จะมีความยาวไม่จำกัด

#### 3.8.1 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์

วงจรฟิลเตอร์ที่ให้กำเนิดรูปคลื่นไซน์ความถี่  $f_c$  มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$H(z) = \frac{R \sin \omega_c z^{-1}}{1 - 2R \cos \omega_c z^{-1} + R^2 z^{-2}} \quad (3.31)$$

โดย

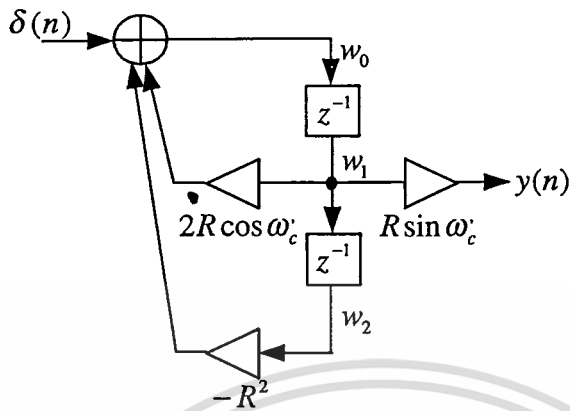
$$\omega_c = \frac{2\pi f_c}{f_s}, \quad R = 1, \quad f_s \text{ คือความถี่สุ่ม}$$

แปลง  $z$  ผกผันให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์

$$h(n) = R^n \sin(\omega_c n) u(n) \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจรูปแบบไครเรฟอร์ม 2 แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์แบบดิจิทัล

สมการผลต่าง (differen equation) เขียนได้ดังนี้

$$w_0 = (2R \cos \omega_c) w_1 - R^2 w_2 + \delta(n)$$

$$y = (R \sin \omega_c) w_2$$

$$w_2 = w_1$$

$$w_1 = w_0$$

(3.33)

### 3.8.2 วงจรกำเนิดรูปคลื่นโคไซน์

วงจรมีฟิลเตอร์ที่ให้กำเนิดรูปคลื่นโคไซน์ความถี่  $f_c$  มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$H(z) = \frac{1 - R \cos \omega_c z^{-1}}{1 - 2R \cos \omega_c z^{-1} + R^2 z^{-2}}$$

(3.34)

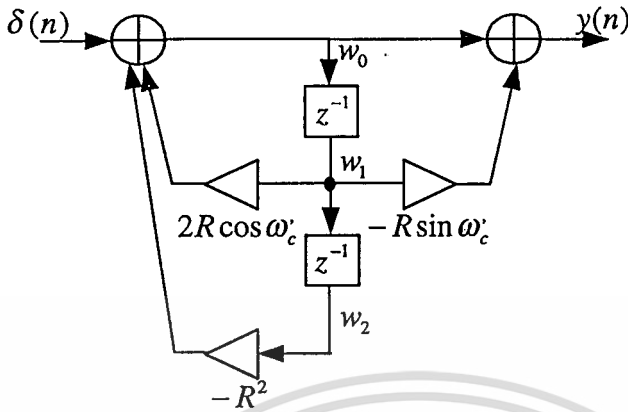
แปลง  $z$  ผกผันให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์

$$h(n) = R^n \cos(\omega_c n) u(n)$$

(3.35)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจัดรูปแบบโคเรกฟอร์ม 2 แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรกำเนิดรูปคลื่นโคไซน์แบบคิวิตอล

สมการผลต่าง เขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 w_0 &= (2R \cos \omega_c) w_1 - R^2 w_2 + \delta(n) \\
 y &= w_0 - (R \cos \omega_c) w_1 \\
 w_2 &= w_1 \\
 w_1 &= w_0
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

### 3.8.3 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์และโคไซน์

จากสมการที่ 8.31 และ 8.34 กำหนดให้โพลเป็นเชิงซ้อน (complex) โดย  $p = e^{j\omega_c}$  และ  $p^* = e^{-j\omega_c}$  ดังนั้นเทอมส่วนของสมการทั้งสองจัดรูปได้ดังนี้

$$1 - 2R \cos \omega_c z^{-1} + R^2 z^{-2} = (1 - pz^{-1})(1 - p^* z^{-1})
 \tag{3.37}$$

เมื่อ  $p = a + jb$  โดย  $a = R \cos \omega_c$ ,  $b = R \sin \omega_c$  และ  $R^2 = a^2 + b^2$

โดยผลรวมแบบเชิงเส้นของจำนวนเชิงซ้อน

$$\begin{aligned}
 H_1(z) + jH_2(z) &= \frac{1 - az^{-1} + jbz^{-1}}{1 - 2az^{-1} + (a^2 + b^2)z^{-2}} \\
 &= \frac{1 - p^* z^{-1}}{(1 - pz^{-1})(1 - p^* z^{-1})} = \frac{1}{1 - pz^{-1}}
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

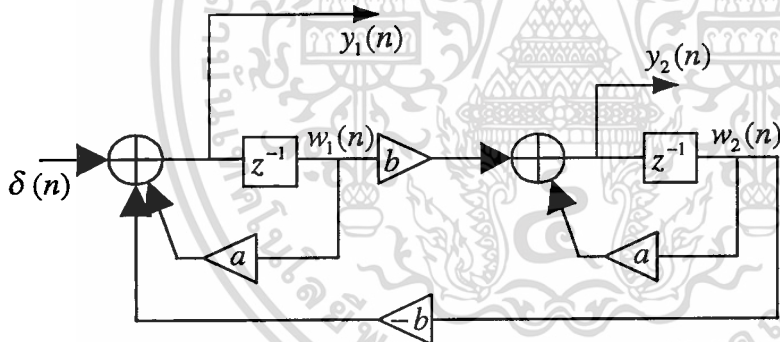
แปลง  $z$  ผกผันให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์

$$h_1(n) + jh_2(n) = p^n u(n) = R^n e^{j\omega_c n} u(n) \tag{3.39}$$

แยกแสดงส่วนจริงและส่วนจินตภาพดังนั้นจะได้ผลตอบสนองของอิมพัลส์

$$h_1(n) = R^n \sin(\omega_c n) u(n) \quad h_2(n) = R^n \cos(\omega_c n) u(n) \tag{3.40}$$

ทำการจัดรูปแบบคัปเปิลฟอร์ม (coupled form) แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรกำเนิดรูปคลื่นไซน์และโคไซน์แบบคิวิตอล

สมการผลต่าง เขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 y_1 &= aw_1 - bw_2 + \delta(n) \\
 y_2 &= aw_2 - bw_1 \\
 w_1 &= y_1 \\
 w_2 &= y_2
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การออกแบบ

#### 4.1 การออกแบบมอดูเลเตอร์

การมอดูเลตแบบ MFSK อ้างอิงจากสมการที่ (2.1) ดังนี้

$$s(t) = \cos[\omega_c t + \theta(t, \alpha)] \quad ; nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$$

$$\theta(t, \alpha) = \frac{\pi \alpha_n (t - nT_b)}{2T_b} + \pi h \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \quad (4.1)$$

จากสมการที่ (4.1) เฟสจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงจากเฟสที่สะสมก่อนหน้าโดย  $\alpha_n$  เป็นตัวควบคุม และในช่วงหนึ่งบิตข้อมูล ( $nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$ ) มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของเฟสเท่ากับ  $\frac{\pi}{2}$  ซึ่งทำให้เงื่อนไขนี้เป็นจริงได้โดยใช้รูปแบบของ IIR Coupled form [7] มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$H_1(Z) + jH_2(Z) = \frac{1 - aZ^{-1} + jbZ^{-1}}{1 - 2aZ^{-1} + (a^2 + b^2)Z^{-2}} \quad (4.2)$$

โดย

$$a = \cos(\omega_c' + \alpha_n' \Omega') = \cos \omega_c' \cos \Omega' - \alpha_n' \sin \omega_c' \sin \Omega'$$

$$b = \sin(\omega_c' + \alpha_n' \Omega') = \sin \omega_c' \cos \Omega' + \alpha_n' \cos \omega_c' \sin \Omega'$$

เมื่อ  $\Omega' = \frac{\Omega}{f_s}$  ,  $\omega_c' = \frac{\omega_c}{f_s}$

และ  $\Omega = \frac{\pi}{2T_b}$  หรือ  $\frac{2\pi f_b}{4}$

$\alpha_n'$  คือ บิตข้อมูลที่ถูกรหัส ;  $f_s$  คือ ความถี่ที่ใช้ในการรหัสนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

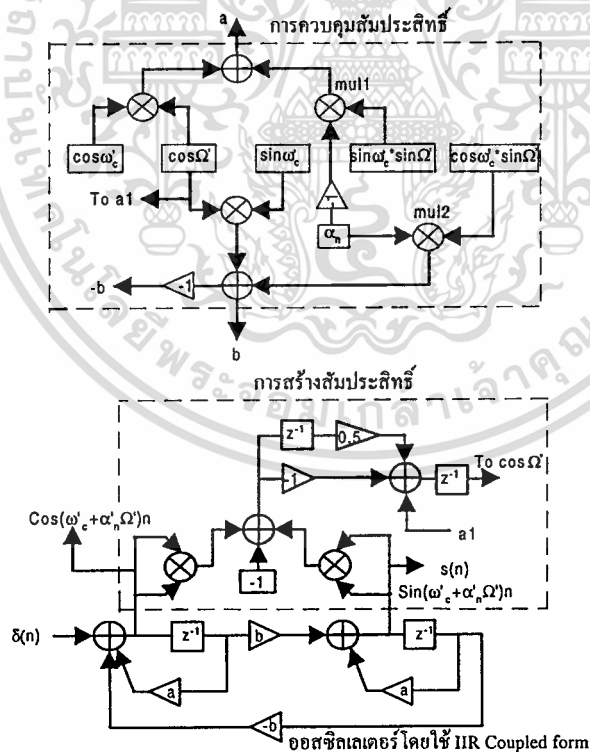
จากสมการที่ (4.2) แปลง  $z$  ผกผัน ให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์ คือ

$$h_1(n) = \cos((\omega_c' + \alpha_n' \Omega')n)u(n)$$

และ

$$h_2(n) = \sin((\omega_c' + \alpha_n' \Omega')n)u(n)$$

ขั้นตอนการสร้างจริงบิดที่ใช้ในการคำนวณถูกจำกัด ซึ่งส่งผลให้การคำนวณเกิดความผิดพลาดขึ้น ซึ่งค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นจะเกิดสะสมทำให้สัญญาณ MFSK ที่สร้างขึ้นมีการเลื่อนเฟสออกไป ดังนั้นจึงเพิ่มส่วนการสร้างสัมประสิทธิ์ [26] เพื่อแก้ไขและชดเชยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในทุกคาบเวลาสุ่ม โครงสร้างที่สมบูรณ์ของ MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR coupled form แสดงดังรูปที่ 4.1.



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของ MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 โครงสร้างประกอบด้วย 3 ส่วนคือ ออสซิลเลเตอร์ การสร้างสัมประสิทธิ์ และการควบคุมสัมประสิทธิ์ โดยส่วนของการสร้างสัมประสิทธิ์มีความสำคัญ เนื่องจากจะช่วยลดเฟส นอยส์ ที่เกิดขึ้นในการสร้างสัญญาณเนื่องมาจากค่าความผิดพลาดสะสมซึ่งเกิดจากการคำนวณโดยใช้บิตที่จำกัด ส่วนของการควบคุมสัมประสิทธิ์ประกอบไปด้วยเทอมที่เป็นค่าคงที่อยู่ที่ 5 เทอมคือ  $\text{Cos}\omega_c'$ ,  $\text{Cos}\Omega'$ ,  $\text{Cos}\omega_c' \text{Sin}\Omega'$ ,  $\text{Sin}\omega_c'$ ,  $\text{Sin}\omega_c' \text{Sin}\Omega'$  ยกเว้นเทอมของ  $\text{Cos}\Omega'$  ซึ่งถูกโหลดนำไปใช้คำนวณในตอนแรก จากนั้นจะควบคุมให้รับค่าจากส่วนของการสร้างสัมประสิทธิ์เพื่อทำการชดเชยค่าความผิดพลาดจากการคำนวณ

การลดค่าความผิดพลาดจากการคำนวณ ทำโดยการเพิ่มส่วนสร้างสัมประสิทธิ์รวมเข้าไปในโครงสร้าง โดยส่วนการสร้างสัมประสิทธิ์กระทำดังนี้

$$e0 = \sin^2(\Delta\phi_{i-1}) + \cos^2(\Delta\phi_{i-1}) - 1 \quad (4.3)$$

$$e1 = \sin^2(\Delta\phi_i) + \cos^2(\Delta\phi_i) - 1 \quad (4.4)$$

โดย  $\cos(\Omega'_{i+1}) = \cos(\Omega'_i) - e1 + e0/2 \quad (4.5)$

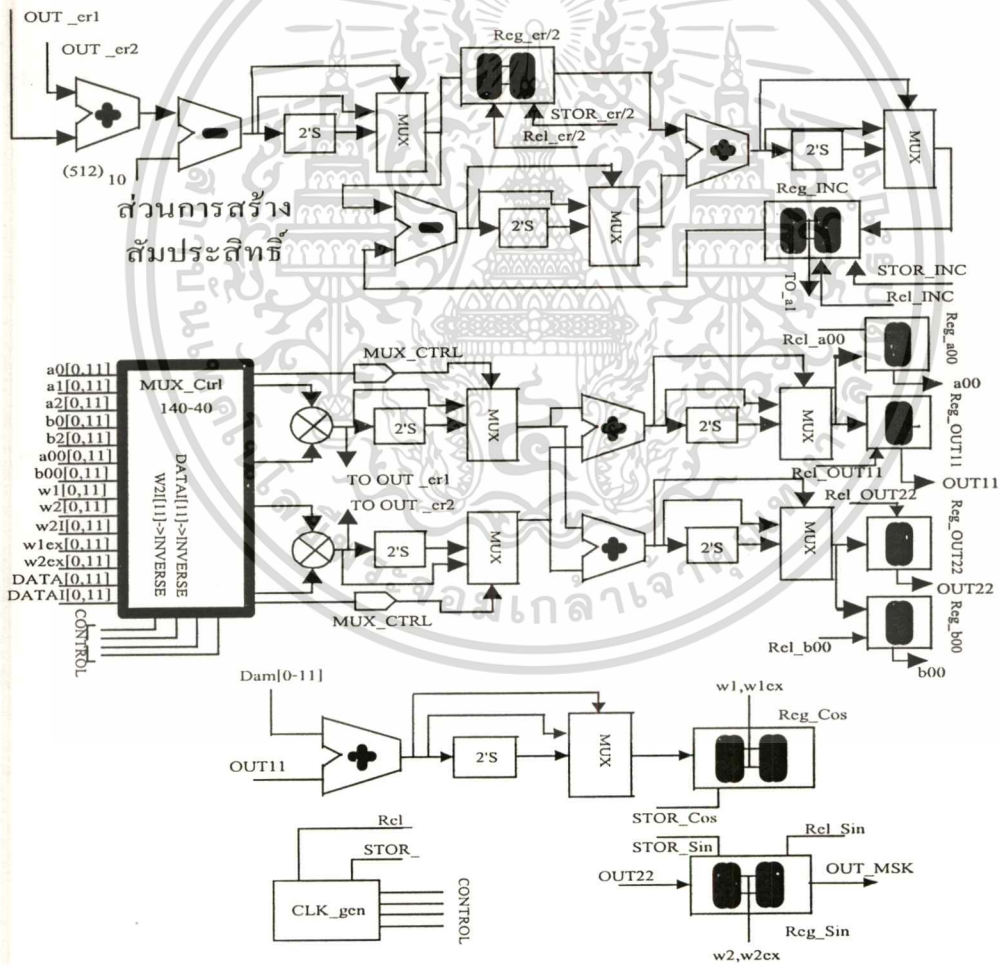
เมื่อ  $\Delta\phi = \omega_c' + \alpha_n \Omega'$ ,  $i$  คือค่าปัจจุบัน,  $i-1$  คือค่าก่อนหน้า(ถูกหน่วงเวลาไว้  $T_s(1/f_s)$ ),  $i+1$  คือค่าถัดไป

การออกแบบกำหนดตามมาตรฐานของ PoSAT-1[4] มีอัตราการส่งข้อมูล 9600 bit/sec ความถี่ของคลื่นพาห้  $f_c = 12\text{kHz}$  รักษาเงื่อนไขให้เกิดออร์เทอร์กอนัลดังสมการที่ (2.22) ดังนั้น  $f_H = f_c + \frac{f_b}{4} = 14.4\text{kHz}$  และ  $f_L = f_c - \frac{f_b}{4} = 9.6\text{kHz}$  เลือกใช้อัตราการสุ่มเป็น 20 เท่าของอัตราบิต จำกัดบิตการคำนวณไว้ที่ 12 บิต โดยบิตที่ 12 เป็นบิตเครื่องหมาย บิตที่ 11 สำหรับการเกิดโอเวอร์โฟลว์ใช้ 10 บิตในการคำนวณ (เบสคือ 512) พารามิเตอร์ของส่วนควบคุมสัมประสิทธิ์ซึ่งเป็นค่าคงที่คือ  $a0 = \text{Sin}\omega_c' = 196$ ,  $a1 = \text{Cos}\Omega' = 510$ ,  $a2 = \text{Cos}\omega_c' \text{Sin}\Omega' = 37$ ,  $b0 = \text{Cos}\omega_c' = 473$ ,  $b2 = \text{Sin}\omega_c' \text{Sin}\Omega' = 15$  สำหรับ  $\alpha_n$  คือบิตข้อมูลที่ถูกสุ่ม 20 จุดในช่วง  $nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$  จำลองการทำงานของโครงสร้างในรูปที่ 4.1 โดยใช้โปรแกรม MATLAB (แสดงในภาคผนวก ก.)

โครงสร้างในรูปที่ 4.1 เป็นมอดูเลเตอร์แบบ CPFSSK ซึ่งถ้าต้องการเปลี่ยนดรชนิการมอดูเลตสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนเทอมของค่าคงที่ทั้งห้าเทอม ตัวคูณ mul1, mul2 ใช้สำหรับเปลี่ยนบิตเครื่องหมายของเทอม  $\cos\omega_c' \sin\Omega'$ ,  $\sin\omega_c' \sin\Omega'$  และส่วนของตัวหารสามารถละเลยได้โดยอาศัยเทคนิคของการออกแบบ ดังนั้นจำนวนของตัวคูณทั้งหมดที่ใช้ในโครงสร้างที่น่าเสนอคือ

8 ตัวซึ่งตัวคุณเหล่านี้สามารถลดลงโดยใช้เทคนิคของการใช้ตัวคุณร่วมกับเพิ่มจำนวนของสัญญาณนาฬิกา โดยสามารถออกแบบและสร้างขึ้นจริงได้ง่ายโดยอาศัยชิพ FPGA จากโครงสร้างในรูปที่ 4.1 สามารถที่จะออกแบบให้เหลือตัวคุณที่ต้องใช้เพียงแค่ 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 4.2

การลดจำนวนตัวคุณด้วยวิธีการใช้ตัวคุณร่วมแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังในรูปที่ 4.2 โดย CLK\_gen เป็นตัวควบคุมการทำงานทั้งหมดของระบบ ส่วน CONTROL ควบคุมตัว MUX\_Ctrl ให้เลือกข้อมูลที่น่าไปคูณโดยจะสัมพันธ์กับ STOR(เก็บข้อมูล) และRel(ปล่อยข้อมูล) ของรีจิสเตอร์แต่ละตัว ในขั้นตอนการคำนวณและให้ค่า (OUT\_MSK) สัญญาณออกมาหนึ่งจุดต้องใช้สัญญาณนาฬิกาในการกระทำ 12 ลูก วงจรบวกแต่ละตัวทำหน้าที่ได้ทั้งบวกและลบโดยใช้ MUX เป็นตัวควบคุมโดยตรวจสอบจากบิตเครื่องหมาย เหตุผลของการออกแบบให้จำนวนตัวคุณลดลงเนื่องจากการสร้างจริงการออกแบบตัวคุณหนึ่งตัวต้องสิ้นเปลืองวงจร โลจิกเป็นจำนวนมาก



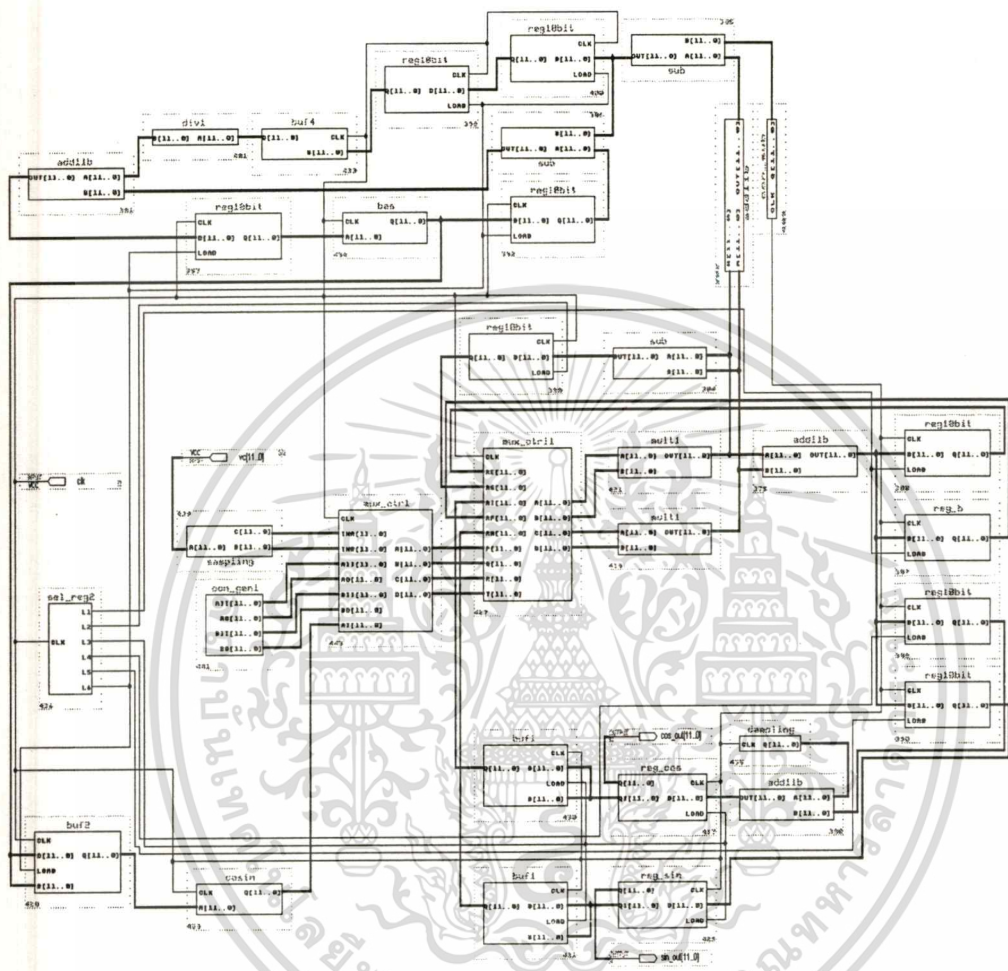
การควบคุมสัมประสิทธิ์และออสซิลเลเตอร์

รูปที่ 4.2 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างจากรูปที่ 4.1 ที่ออกแบบให้ลดจำนวนตัวคุณลงโดยใช้วิธี

การใช้ตัวคุณร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.2 จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Max+plus II บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.2 โดยใช้โปรแกรม Max+plus II ในการออกแบบ

### 4.2 การออกแบบดีมอดูเลเตอร์

สัญญาณ MFSK เขียนอยู่ในรูปของ FSK ดังสมการที่ (2.24) โดยความถี่เป็นออร์ทอร์นอลมัลทิกัน ดังนั้นการดีมอดูเลตทำได้ง่ายโดยใช้วิธีการดีมอดูเลตแบบ FFSK [6] ออกแบบโดยดัดแปลงจากโครงสร้างของ Hodgart-Massey demodulator [2,3] บล็อกไดอะแกรมของภาคดีมอดูเลตที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.2 โดยแบ่งออกเป็น 6 บล็อกย่อยๆดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บล็อกที่ 1. แครี่ซิงโครไนซ์ ( $\omega_H$ ) โดยใช้คอสทาสลูป

บล็อกที่ 2. แครี่ซิงโครไนซ์ ( $\omega_L$ ) โดยใช้คอสทาสลูป

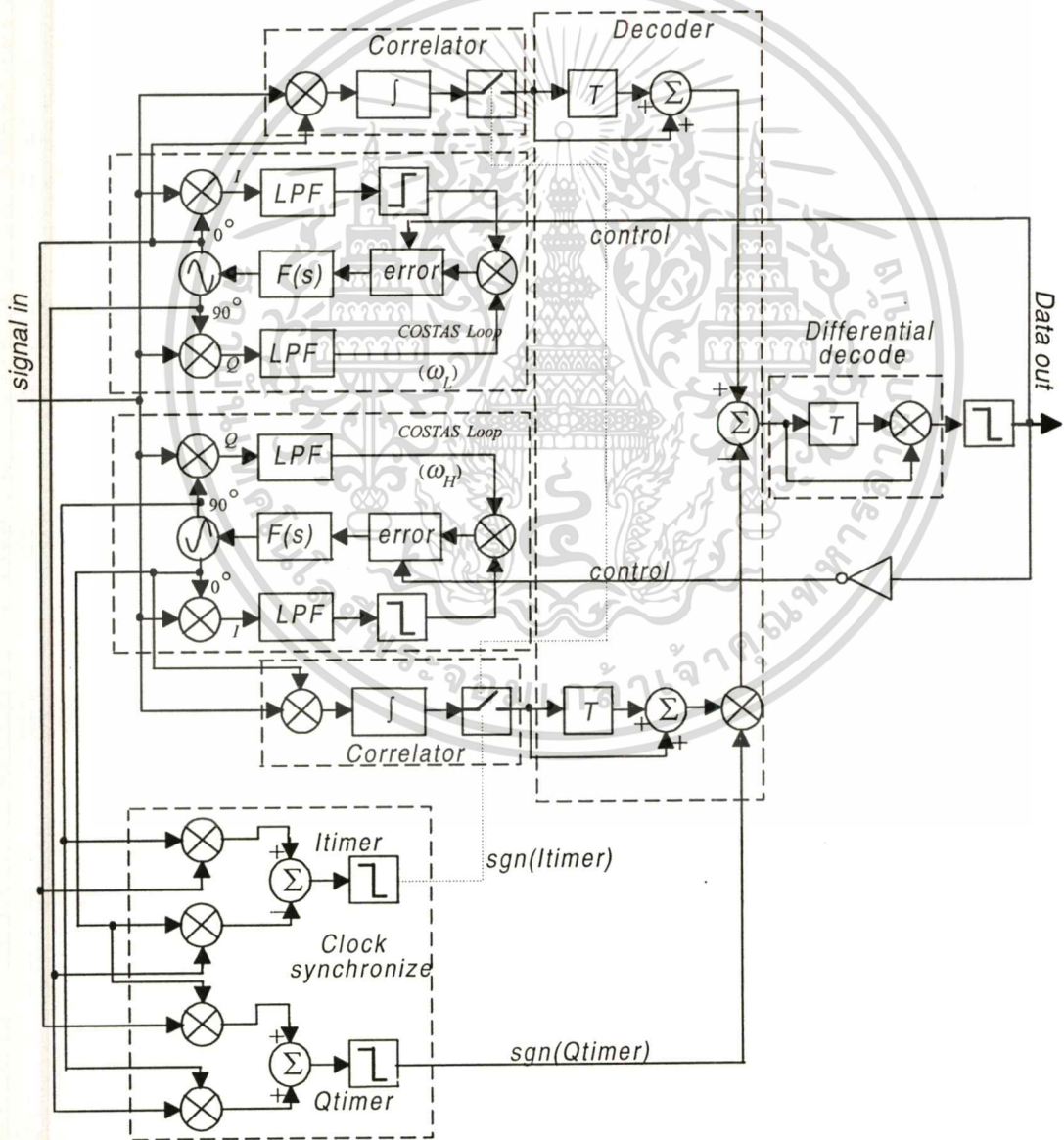
บล็อกที่ 3. คอร์เรเตอร์

บล็อกที่ 4. ดีโคเดอร์

บล็อกที่ 5. คล็อกซิงโครไนซ์

บล็อกที่ 6. ดิฟเฟอเรนเชียลดีโคเดอร์

ส่วนประกอบของแต่ละบล็อก แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 บล็อกไดอะแกรมของ MFSK ดีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2.1 การออกแบบแคเรียซิงโครไนซ์ ( $\omega_H$ ) และ ( $\omega_L$ )

### 4.2.1.1 การออกแบบดิจิทัลลออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน (DVCO)

DVCO ออกแบบโดยดัดแปลงจากโครงสร้างของ IIR Coupled form [7],[12] โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$H_1(Z) + jH_2(Z) = \frac{1 - aZ^{-1} + jbZ^{-1}}{1 - 2aZ^{-1} + (a^2 + b^2)Z^{-2}} \quad (4.6)$$

โดย

$$a = \cos(\omega_c' + \Omega') = \cos \omega_c' \cos \Omega' - \sin \omega_c' \sin \Omega'$$

$$b = \sin(\omega_c' + \Omega') = \sin \omega_c' \cos \Omega' + \cos \omega_c' \sin \Omega'$$

เมื่อ

$$\omega_c' = \frac{\omega_c}{f_s}$$

$\omega_c$  คือ ความถี่ศูนย์กลางของ VCO

$\omega_c'$  คือ ความถี่ศูนย์กลางของ DVCO

ส่วนควบคุมความถี่คือ  $\sin \Omega'$  คำนวณโดยใช้นุกรมเทย์เลอร์

$$\sin \Omega' = \Omega' - \frac{(\Omega')^3}{6} + \frac{(\Omega')^5}{120} - \frac{(\Omega')^7}{5040} + \dots \quad (4.7)$$

โดย

$$\Omega' = K_o' Vc(n), \quad K_o' = \frac{2\pi K_o}{f_s}$$

$K_o$  คือ เกนแฟคเตอร์ของ VCO ( $\frac{Hz}{V}$ )

$K_o'$  คือ เกนแฟคเตอร์ของ DVCO

$Vc(n)$  คือ แรงดันเอาต์พุตของลูปฟิลเตอร์

จากสมการที่ (4.4) แปลง  $z$  ผกผันให้ผลตอบสนองของอิมพัลส์ คือ

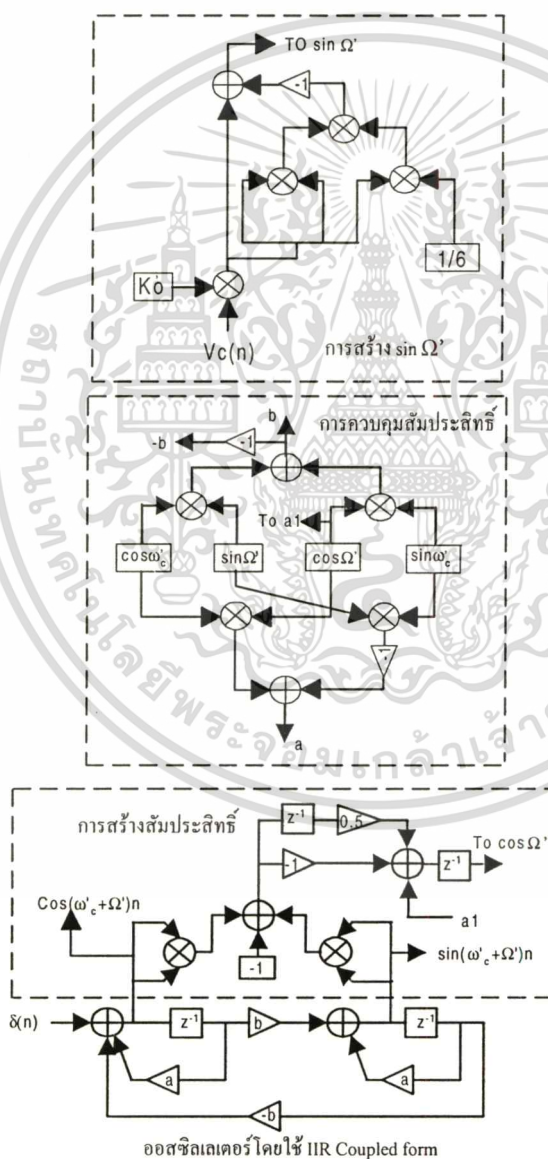
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h_1(n) = \cos((\omega_c' + \Omega')n)u(n)$$

และ

$$h_2(n) = \sin((\omega_c' + \Omega')n)u(n)$$

โครงสร้างที่สมบูรณ์ของ DVCO แสดงดังรูปที่ 4.3

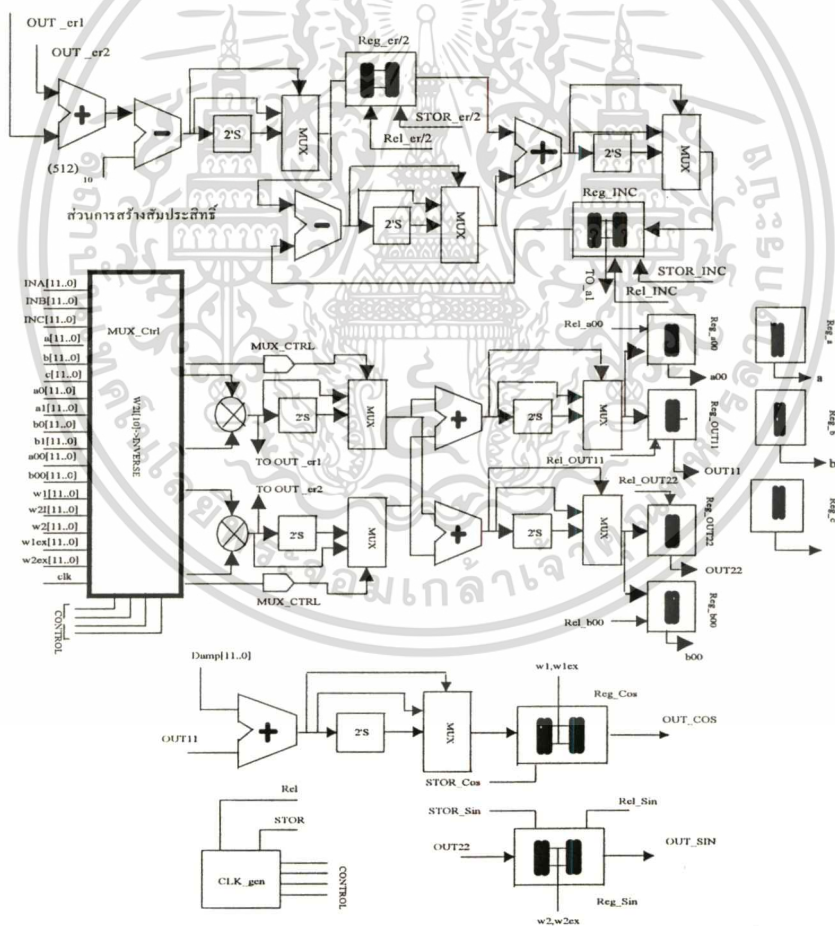


รูปที่ 4.5 โครงสร้างของ DVCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างจากรูปที่ 4.5 ประกอบไปด้วย 4 ส่วนคือ ออสซิลเลเตอร์โดย IIR Coupled Form การสร้างสัมประสิทธิ์ การควบคุมสัมประสิทธิ์ และการสร้าง  $\sin\Omega'$  ส่วนการสร้าง  $\sin\Omega'$  เป็นตัวกำหนดการเปลี่ยนความถี่ตามค่าแรงดัน จำนวนจากอนุกรมเทย์เลอร์โดยใช้เพียง 2 เทอม ส่วนการสร้างสัมประสิทธิ์จะป้อนค่าสัมประสิทธิ์  $\cos\Omega'$  ใหม่ทุก  $T_s = \frac{1}{f_s}$  เพื่อควบคุมการผลิตความถี่ให้ถูกต้อง ตัวคูณที่ใช้ในโครงสร้างมี 14 ตัว ในการสร้างจริงการออกแบบตัวคูณหนึ่งตัวต้องสิ้นเปลืองโลจิกเป็นจำนวนมาก ดังนั้นการลดจำนวนของตัวคูณลงสามารถทำได้โดยใช้เทคนิคของการใช้ตัวคูณร่วม จากโครงสร้างในรูปที่ 4.5 สามารถออกแบบให้เหลือตัวคูณเพียงแค่สองตัว บล็อกไดอะแกรมแสดงดังรูปที่ 4.6

การลดค่าความผิดพลาดจากการคำนวณ ทำได้เช่นเดียวกับสมการที่ (4.3) ถึง (4.5) โดยเทอมของ  $\Delta\phi = \omega_c' + \Omega'$



การควบคุมสัมประสิทธิ์, ออสซิลเลเตอร์ และการสร้าง  $\sin \Omega'$

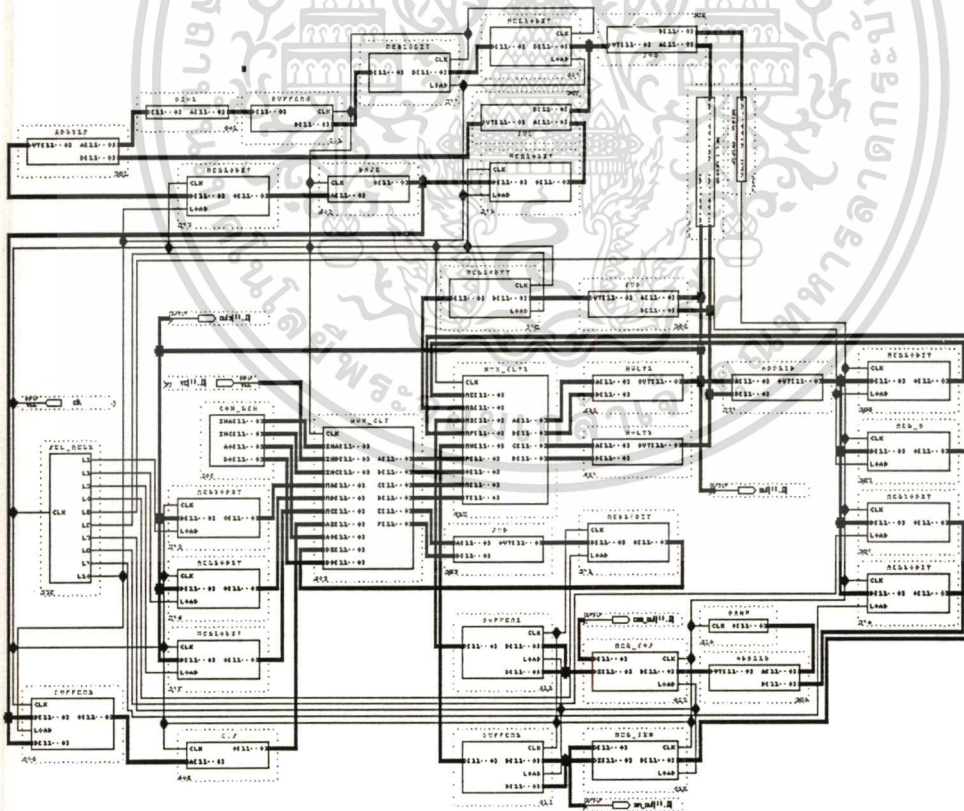
รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างจากรูปที่ 4.5 ที่ออกแบบให้ลดจำนวนตัวคูณลงโดยวิธี การใช้ตัวคูณร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบ DVCO( $\omega_H$ ) ด้านความถี่สูง โดยกำหนดความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ  $14.4\text{kHz}$  เกน  $K_0 = 4800 \left( \frac{\text{Hz}}{\text{V}} \right)$  ใช้อัตราส่วนเป็น 20 เท่าของอัตราบิต จำกัดบิตการคำนวณไว้ที่ 12 บิต พารามิเตอร์ของส่วนควบคุมสัมพันธ์ซึ่งกันเป็นค่าคงที่คือ  $a_0h = \sin\omega_{ch} = 232$ ,  $b_0h = \cos\omega_{ch} = 456$ ,  $a_1h = \cos\Omega' = 512$ ,  $K'_0 = \text{ginch} = 80$  โดยเทอมของ  $\cos\Omega'$  และ  $\sin\Omega'$  ถูกโหลดนำไปใช้คำนวณในตอนแรก จากนั้นจะถูกควบคุมด้วยแรงดันจากฟิลเตอร์ (INB)

การออกแบบ DVCO( $\omega_L$ ) ด้านความถี่ต่ำ โดยกำหนดความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ  $9.6\text{kHz}$  เกน  $K_0 = 4800 \left( \frac{\text{Hz}}{\text{V}} \right)$  ใช้อัตราส่วนเป็น 20 เท่าของอัตราบิต จำกัดบิตการคำนวณไว้ที่ 12 บิต พารามิเตอร์ของส่วนควบคุมสัมพันธ์ซึ่งกันเป็นค่าคงที่คือ  $a_0l = \sin\omega_{cl} = 158$ ,  $b_0l = \cos\omega_{cl} = 487$ ,  $a_1l = \cos\Omega' = 512$ ,  $K'_0 = \text{gincl} = 80$  โดยเทอมของ  $\cos\Omega'$  และ  $\sin\Omega'$  ถูกโหลดนำไปใช้คำนวณในตอนแรก จากนั้นจะถูกควบคุมด้วยแรงดันจากฟิลเตอร์ (INB)

จากบล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.6 จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Max+plus II บล็อกไดอะแกรมของการออกแบบแสดงดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของโครงสร้างในรูปที่ 4.6 โดยใช้โปรแกรม Max+plusII ในการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1.2 การออกแบบดิจิทัลฟิลเตอร์

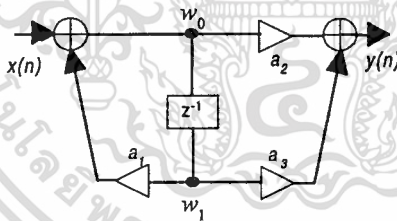
การออกแบบดิจิทัลฟิลเตอร์ อาศัยวิธีการถ่ายโอนจากระบบต่อเนื่องซึ่งมีวิธีการออกแบบที่ค่อนข้างสมบูรณ์แล้ว แปลงมาสู่ระบบไม่ต่อเนื่อง [7,12] โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนไบลิเนียร์ โดยจะถ่ายโอนความสัมพันธ์ของระบบทั้งสองได้เหมือนกันทุกประการ รูปแบบของการแปลงจากฟังก์ชันถ่ายโอนของอนาลอกไปสู่ระบบที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา ดังนี้

$$H(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s\tau_1} \quad (4.8)$$

ถ่ายโอนเป็น

$$H(z) = \frac{a_2 + a_3 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.9) ทำการจัดรูปเป็นแบบโคเรกฟอร์ม 2 ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 โครงสร้างของดิจิทัลฟิลเตอร์จัดรูปเป็นแบบ โคเรกฟอร์ม 2

##### 4.2.1.2.1 การออกแบบอาร์มฟิลเตอร์ (LPF)

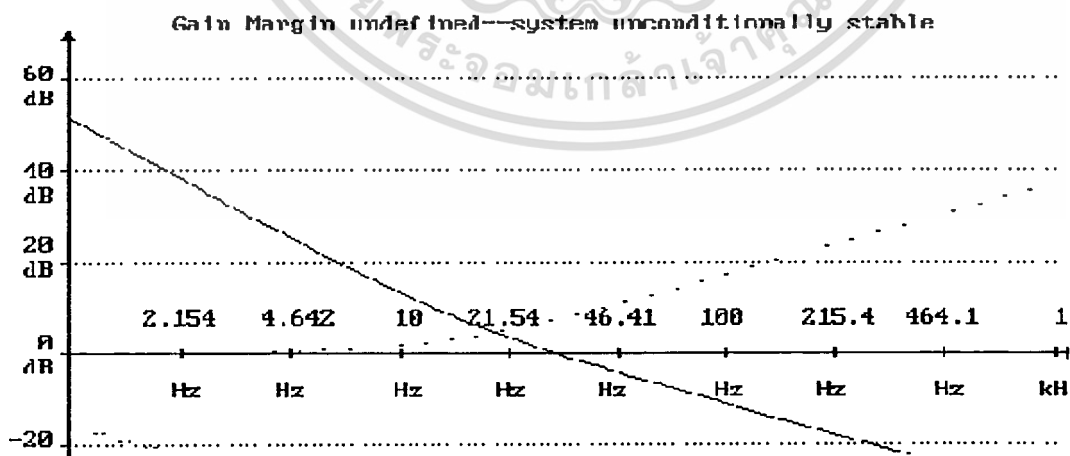
การออกแบบอาร์มฟิลเตอร์ทั้งแกน I และแกน Q จะสมมาตรกัน โดยออกแบบให้มีความถี่ตัดเท่ากับอัตราบิต (9.6kHz) [17-21] ถ่ายโอนไปสู่ระบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนไบลิเนียร์ พารามิเตอร์ของดิจิทัลอาร์มฟิลเตอร์ซึ่งเป็นค่าคงที่คือ  $a_1 = iqarm1h = iqarm1l = 373$ ,  $a_2 = iqarm2h = iqarm2l = 70$ ,  $a_3 = iqarm3h = iqarm3l = 70$

#### 4.2.1.2.2 การออกแบบดิจิตอลฟิลเตอร์ ( $F(s)$ )

ลูปลิเตอร์เป็นตัวแปรสำคัญในการกำหนดเสถียรภาพของระบบ การออกแบบทำได้ง่ายและสมบูรณ์โดยการออกแบบในโดเมนทางอนาล็อกก่อนแล้วถ่ายโอนไปสู่ระบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา โดยใช้ฟังก์ชันถ่ายโอนไบลิเนียร์ เลือกใช้ลูปลิเตอร์แบบ PI ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (2.61) นำมาเขียนใหม่ดังนี้

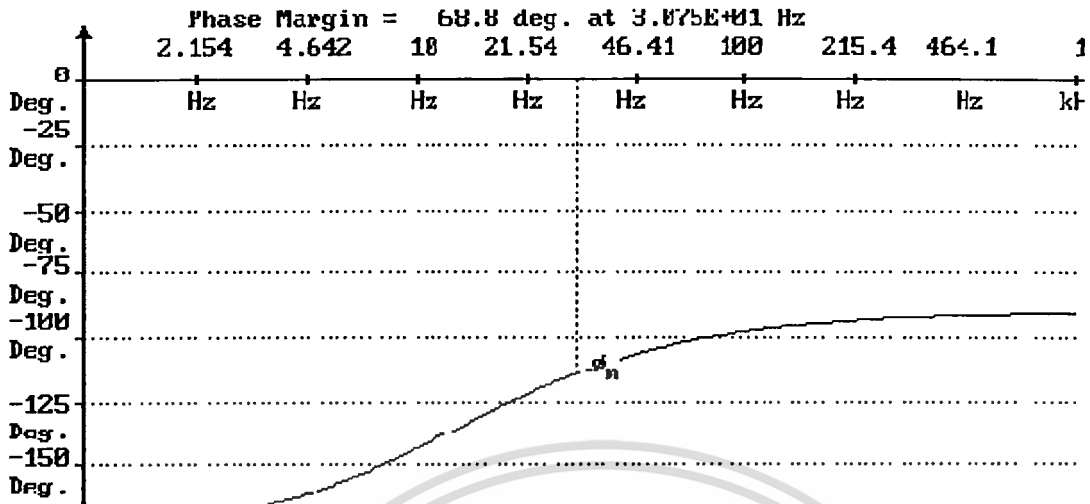
$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (4.10)$$

ลูปลิเตอร์ของคอสทาสลูปลิ  $\omega_H$  และ  $\omega_L$  จะสมมาตรกัน ในการออกแบบต้องการลูปลิที่มีแบนด์วิดท์แคบ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของความถี่และเฟสได้เร็ว กำหนดตัวประกอบการหน่วง  $\zeta = 2.82$  เลือกความถี่ธรรมชาติ  $\omega_n = 495$   $\left(\frac{\text{rad}}{\text{sec}}\right)$  เกนของวีซีโอ  $K_o = 4800$   $\left(\frac{\text{Hz}}{\text{V}}\right)$  เฟสดีเทคเตอร์เป็นแบบวงจรมีเกน  $K_d = \frac{1}{2}$   $\left(\frac{\text{rad}}{\text{V}}\right)$  ลูปลิเตอร์แบบ PI มี  $\tau_1 = 0.0615$ ,  $\tau_2 = 0.0114$  ระบบให้ส่วนเผื่อเฟส 68.8 องศาใช้ฟังก์ชันไบลิเนียร์เป็นตัวแปลง พารามิเตอร์ของดิจิตอลลูปลิเตอร์ซึ่งเป็นค่าคงที่คือ  $a1 = \text{alpf}11h = \text{alpf}11l = 512$ ,  $a2 = \text{alpf}21h = \text{alpf}21l = 95$ ,  $a3 = \text{alpf}31h = \text{alpf}31l = 95$  ผลตอบสนองเชิงขนาดและเฟสของระบบ คำนวณโดยโปรแกรม PLL แสดงดังรูปที่ 4.9



(ก.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข.)

รูปที่ 4.9 (ก) แสดงผลตอบสนองอิมพีแดนซ์ขนาดของระบบ

(ข) แสดงผลตอบสนองอิมพีแดนซ์เฟสของระบบ

## 4.2.2 การออกแบบคอร์เรเตอร์

สัญญาณ MFSK ปรากฏที่เครื่องรับมีรูปแบบดังนี้

$$x(t) = C_H(t) \cos \omega_H t + C_L(t) \cos \omega_L t \quad (4.11)$$

โดยในช่วง  $nT_b \leq t \leq (n+1)T_b$  การเปลี่ยนแปลงของ  $C_H$  และ  $C_L$  จะเกิดขึ้นไม่พร้อมกัน (ถ้า แชนแนลใดเปลี่ยนแปลง +1 หรือ -1 อีกแชนแนลจะเปลี่ยนเป็น 0)

พิจารณาขณะที่ระบบอยู่ในสถานะล็อก เอาต์พุตที่แชนอินเฟสของ DVCO( $\omega_H$ ) คือ  $\cos \omega_H t$  ดังนั้นที่เอาต์พุตของคอร์เรเตอร์ ( $CorrH$ )

$$CorrH = \int_0^{T_b} \cos \omega_H t (C_H \cos \omega_H t + C_L \cos \omega_L t) dt \quad (4.12)$$

$$= \frac{C_H T_b}{2} \quad \text{กรณี } C_H \text{ ส่ง}$$

$$= 0 \quad \text{กรณี } C_L \text{ ส่ง}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาขณะที่ระบบอยู่ในสภาวะล็อก เอาต์พุตที่แน่นอนของ  $DVCO(\omega_L)$  คือ  $\cos \omega_L t$  ดังนั้นที่เอาต์พุตของคอร์เรเตอร์ ( $CorrL$ )

$$CorrL = \int_0^{T_b} \cos \omega_L t (C_H \cos \omega_H t + C_L \cos \omega_L t) dt \quad (4.13)$$

$$= \frac{C_L T_b}{2} \text{ กรณี } C_L \text{ สูง}$$

$$= 0 \quad \text{กรณี } C_H \text{ สูง}$$

การออกแบบระบบจริง ทำได้โดยใช้วิธีการนำสัญญาณแต่ละจุดมาคูณและบวกสะสมจนครบคาบเวลาบิตแทนการอินทิเกรต โดย

$$CorrH = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K x(n) Ch(n) \quad (4.14)$$

เมื่อ

$$x(n) = C_H \cos(\omega_H n) + C_L \cos(\omega_L n)$$

$$Ch(n) = \cos(\omega_H n)$$

และ

$$CorrL = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K x(n) Cl(n) \quad (4.15)$$

เมื่อ

$$x(n) = C_H \cos(\omega_H n) + C_L \cos(\omega_L n)$$

$$Cl(n) = \cos(\omega_L n)$$

โดย  $K$  คือจำนวนจุดของการสุ่มที่เกิดขึ้นในช่วงซีโรครอสซิงจนถึงซีโรครอสซิงของสัญญาณที่เอาต์พุตของ  $I_{time}$  ของส่วนคล็อกซิงโครไนซ์

หลังจากครบคาบเวลาบิต ค่าที่ได้จากการอินทิเกรตจะถูกไหลต่อไปยังส่วนดีโคเดอร์พร้อมกับรีเซ็ตค่าอินทิเกรตเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.2.3 การออกแบบดีโคเดอร์

ดีโคเดอร์ใช้หลักการของ Messey Decoder โดยระบบ MFSK ที่ใช้วิธีการออกแบบเครื่องรับแบบ FFSK ความสัมพันธ์ของข้อมูลจะมีอยู่ในช่วง  $2T_b$  (2.1) ดังนั้นช่วงเวลาการตัดสินใจที่เพียงพอสำหรับให้ได้รับข้อมูลที่ถูกต้องอยู่ในช่วง  $0 \leq t \leq 2T_b$  [5,6] ดังนั้น

$$de\ mod = CorrH(i) + corrH(i-1) - \text{sgn}(Qtime) (CorrL(i) + corrL(i-1)) \quad (4.16)$$

โดย  $i$  คือค่าปัจจุบัน  
 $i-1$  คือค่าก่อนหน้า (ถูกหน่วงเวลาไว้  $T_b$ )

$$\text{sgn}(Qtime) = \frac{Qtime}{|Qtime|} \text{ คือ เครื่องหมาย}$$

การตัดสินใจใช้เงื่อนไขดังนี้

$de\ mod \geq 0$  บิตข้อมูลที่ส่งมาคือ 1

$de\ mod < 0$  บิตข้อมูลที่ส่งมาคือ -1

บิตข้อมูลที่ผ่านมาจากการตัดสินใจจากส่วนดีโคเดอร์จะถูกส่งไปยังส่วนดีฟเฟอเรนเชียลดีโคเดอร์

### 4.2.4 การออกแบบดีฟเฟอเรนเชียลดีโคเดอร์

การแก้ความกำกวมของเฟสในส่วนของแคเรียซิงโครไนซ์ของเครื่องรับ ข้อมูลก่อนที่จะถูกมอดูเลตในภาคส่งจะถูกเข้ารหัสแบบดีฟเฟอเรนเชียล ดังนั้นการนำข้อมูลกลับคืนมาในภาครับจะต้องทำการถอดรหัส การถอดรหัสแบบดีฟเฟอเรนเชียลทำได้ดังนี้

$$decode = de\ mod(i) * de\ mod(i-1) \quad (4.17)$$

โดย  $i$  คือค่าปัจจุบัน  
 $i-1$  คือค่าก่อนหน้า (ถูกหน่วงเวลาไว้  $T_b$ )

ข้อมูลที่ผ่านมาจากการถอดรหัสคือบิตข้อมูลจริงที่ถูกส่งมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5 การออกแบบบล็อกซิงโครไนซ์

การส่งสัญญาณด้วยวิธีการระงับคลื่นพาห้จะไม่ปรากฏองค์ประกอบของแคเรีย และบล็อกที่เครื่องรับ ดังนั้นการที่เครื่องรับจะทำงานได้สัมพันธ์กับเครื่องส่งนั้น เครื่องรับจะต้องมีส่วนสร้างบล็อกขึ้นมาให้เข้าจังหวะกับภาคส่ง อาศัยวิธีการของ Hodgart Massey ในการสร้างบล็อกดังนี้

$$\begin{aligned} I_{time} &= \sin \omega_H t \cos \omega_L t - \cos \omega_H t \sin \omega_L t \\ &= \sin(\omega_H - \omega_L)t = \sin(2\Omega)t \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} Q_{time} &= \sin \omega_H t \sin \omega_L t + \cos \omega_H t \cos \omega_L t \\ &= \cos(\omega_H - \omega_L)t = \cos(2\Omega)t \end{aligned} \quad (4.19)$$

เห็นจากช่วงซิงโครไนซ์ของสัญญาณบล็อกเพื่อใช้สำหรับควบคุมส่วนต่างๆของระบบให้สัมพันธ์กับเครื่องส่ง

ส่วนควบคุมความผิดพลาด (error control) โดยใช้ข้อมูลจากเอาต์พุตของส่วนดิฟเฟอเรนเชียลโคเดเตอร์ ป้อนกลับมาเป็นสวิทช์เลือกสำหรับกำหนดค่าแรงดันผิดพลาดเริ่มต้นให้กับลูปฟิลเตอร์ เพื่อให้ระบบเข้าสู่สภาวะล็อกได้เร็ว

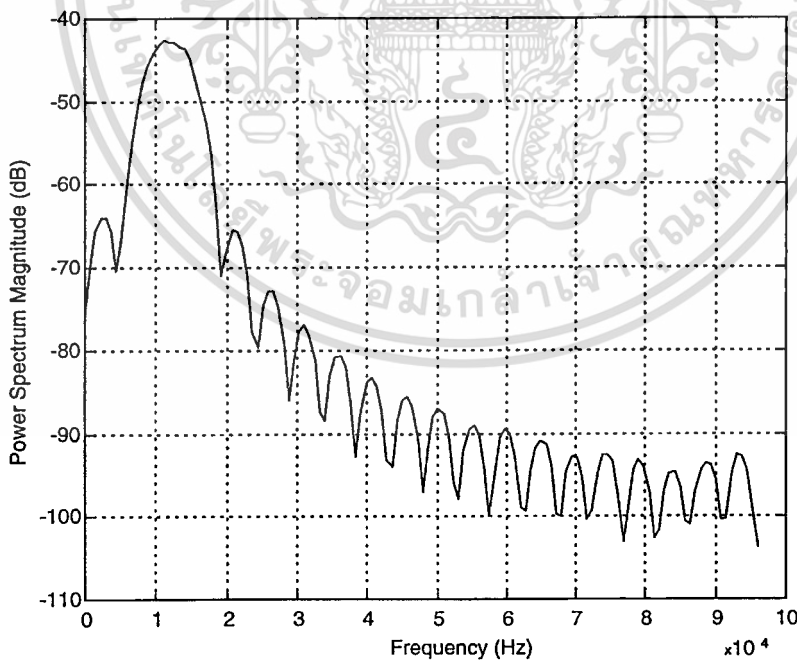
จำลองการทำงานของโครงสร้างดีมอดูเลเตอร์และทดสอบสมรรถนะของระบบ โดยใช้โปรแกรม MATLAB (แสดงในภาคผนวก ข.)

## บทที่ 5

### ผลการจำลอง

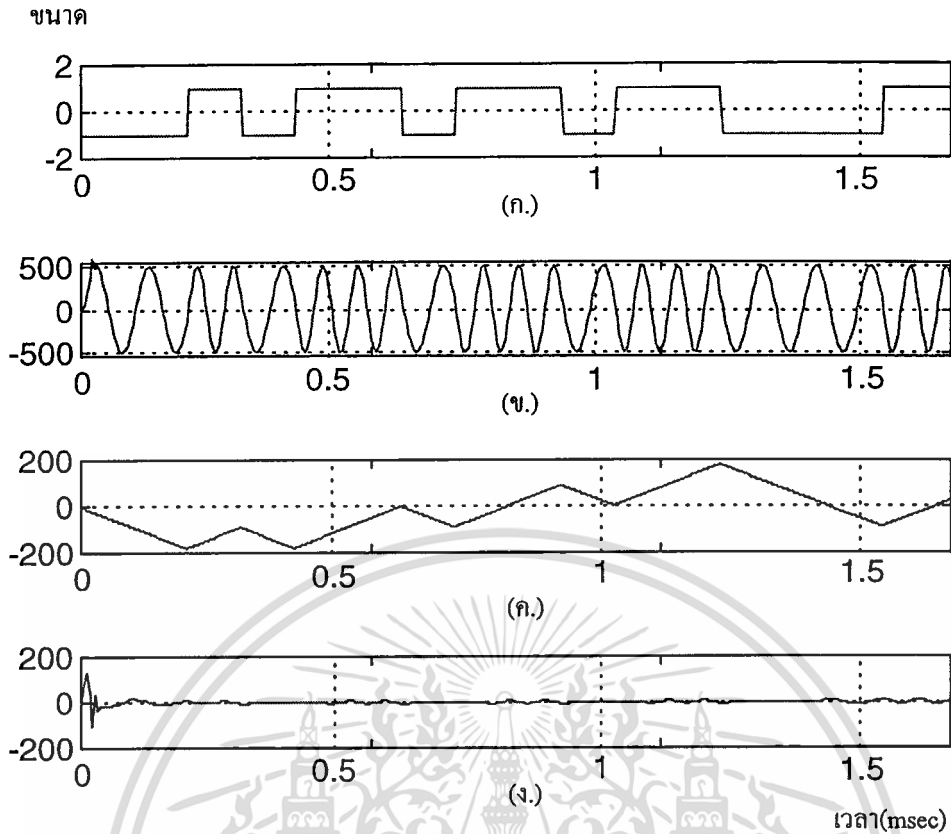
#### 5.1 การจำลองการทำงานของมอดูเลเตอร์

จำลองการมอดูเลตด้วยการป้อนบิตข้อมูล ( $\alpha_n$ ) แบบแรนดัม ที่มีความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 1 หรือบิต -1 เท่ากัน โดยมีอัตราบิตเท่ากับ  $9600 \frac{\text{bit}}{\text{sec}}$  ข้อมูลหนึ่งบิต ( $T_b$ ) ถูกสุ่มด้วย 20 จุด ( $f_s = 192 \text{ kHz}$ ) ข้อมูลที่สุ่มแล้ว ( $\alpha_n$ ) จะถูกแทนค่าด้วย 12 บิต (เบสคือ 512) ป้อนให้กับส่วนควบคุมสลับประสิทธิ จําลองการทำงานของโครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR ด้วยโปรแกรม MATLAB และ Max+plus II (แสดงในภาคผนวก ก.) ผลการจำลองที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ ( $s(n)$ ) คือสัญญาณที่เปลี่ยนความถี่ไปตามบิตข้อมูล โดยยังคงรักษาเฟสให้ต่อเนื่องทุกๆบิตข้อมูล สัญญาณ MFSK แสดงดังรูปที่ 5.2 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียวของสัญญาณ MFSK แสดงดังรูปที่ 5.1 โดยพู่ข้างจะถูกกดลงด้วยอัตราเท่ากับ  $\frac{1}{f^4}$



รูปที่ 5.1 แสดงความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียวของสัญญาณ MFSK จากโครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR (ที่นอร์มัลไลซ์ขนาดให้เท่ากับหนึ่ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แสดงผลการจำลองโครงสร้าง MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR

(ก.) ข้อมูลที่ถูกสุ่ม ( $\alpha_n$ )

(ข.) สัญญาณ MFSK ที่คำนวณด้วย 12 บิต ( $s(n)$ ) จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Max+plus II

(ค.) การเปลี่ยนแปลงของเฟสฟังก์ชัน ( $\theta(t, \alpha)$ )

(ง.) ค่าความผิดพลาดจากการคำนวณของสัญญาณในรูป (ข.) เปรียบเทียบกับการคำนวณด้วย 64 บิตจากฟังก์ชันของ MATLAB

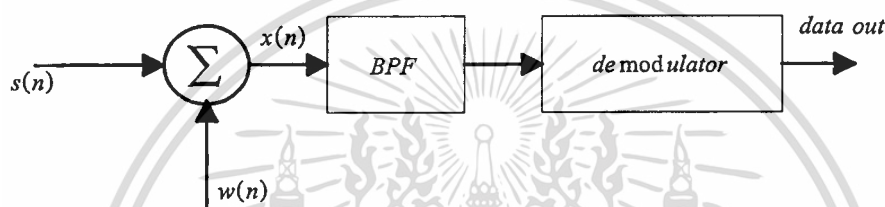
## 5.2 การจำลองการทำงานของดีมอดูเลเตอร์

ผลการจำลองการทำงานของ DVCO ทั้งด้านความถี่สูงและความถี่ต่ำโดยใช้โปรแกรม Max+plus II โครงสร้างที่นำเสนอให้ผลตอบสนองของความถี่ต่อค่าแรงดันเป็นเชิงเส้นครอบคลุมย่านความถี่  $\pm 4800 \text{ Hz}$  รอบความถี่ศูนย์กลาง โดยใช้บิตในการคำนวณเพียง 12 บิต

### 5.2.1 การทดสอบอัตราความผิดพลาดบิต (BER)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบ BER โดยการป้อนสัญญาณ MFSK ( $s(n)$ ) จากโครงสร้างในรูปที่ 4.1 รวมกับสัญญาณรบกวนขาว ( $w(n)$ ) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ มีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$  เป็นสัญญาณอินพุต ( $x(n)$ ) ให้กับเครื่องรับ ที่ภาคหน้าของเครื่องรับประกอบไปด้วยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ (BPF) มีแบนด์วิดท์เท่ากับ  $2.4 f_b$  โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ใช้วงจรกรองแบบ FIR เอาต์พุตจากวงจรกรองจะถูกป้อนให้กับอินพุตของดีมอดูเลเตอร์ (จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก ข.) บล็อกไดอะแกรมของการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมสำหรับทดสอบ BER

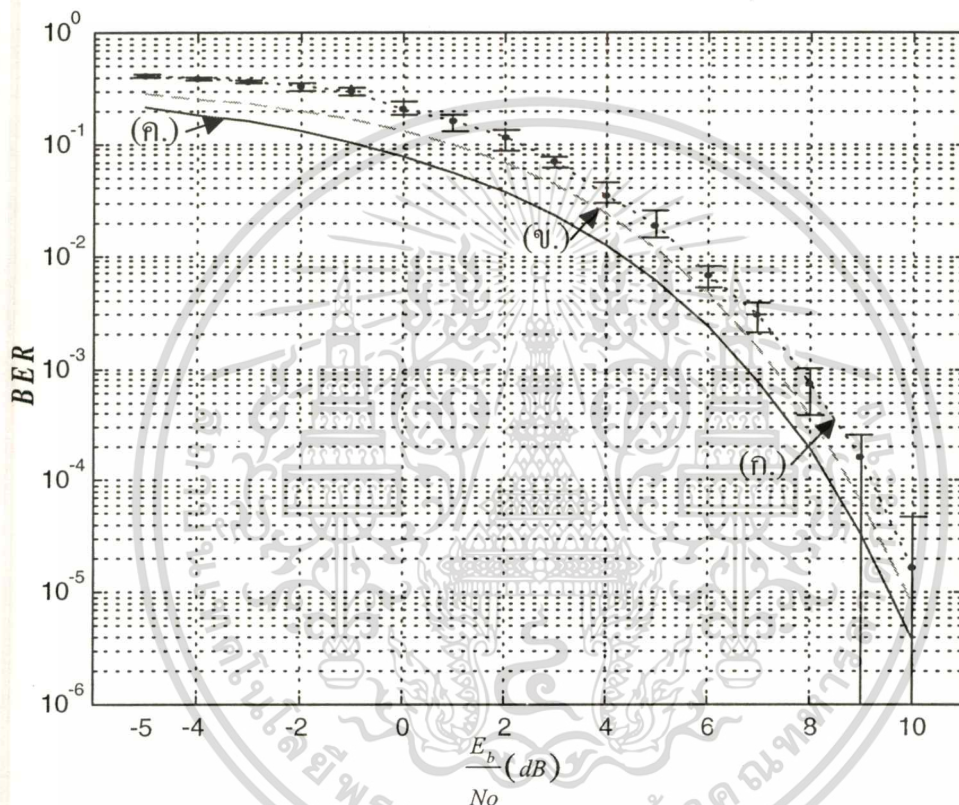
ทำการทดสอบ BER ที่ค่าพลังงานของบิตต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ( $\frac{E_b}{N_0}$ ) ต่างๆ โดยหาผิดพลาดจากการเปรียบเทียบระหว่างบิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ (data out) กับบิตข้อมูลที่อินพุตของมอดูเลเตอร์ ผลการทดสอบ BER ของ MFSK ดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ MFSK ดีมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี) และ PSK ดีมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี) แสดงดังกราฟรูปที่ 5.4

### 5.2.2 การทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด (frequency step)

ทำการทดสอบโดยการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใดจากความถี่ศูนย์กลางของ  $f_H$  และ  $f_L$  ในมอดูเลเตอร์ (จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก ค.) ผลการทดสอบ MFSK ดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใดห่างจากความถี่ศูนย์กลาง  $\pm 50 \text{ Hz}$  โดยระบบยังอยู่ในสภาวะถือกรวมทั้งคงรักษาสมรรถนะของ BER ให้เป็นไปตามการทดสอบที่ 5.2.1 ย่านความถี่ที่ระบบตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใดได้มากที่สุด โดยยังคงรักษาระบบให้อยู่ในสภาวะถือกรวมภายในหนึ่งคาบเวลาบิตคือความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\pm 100 \text{ Hz}$  ห่างจากความถี่ศูนย์กลาง (การทดสอบจะให้ผลเปลี่ยนแปลงไปตาม  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ ) ผลการทดสอบการตอบสนองต่อการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด โดยทดสอบที่  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$  เท่ากับ  $10 \text{ dB}$  แสดงดังรูปที่ 5.5 ซึ่งผลการทดสอบบอกถึงเวลาของระบบที่นำเสนอใช้ในการเข้าสู่สภาวะที่น้อยกว่าหนึ่งคาบเวลาบิต ( $T_b$ )



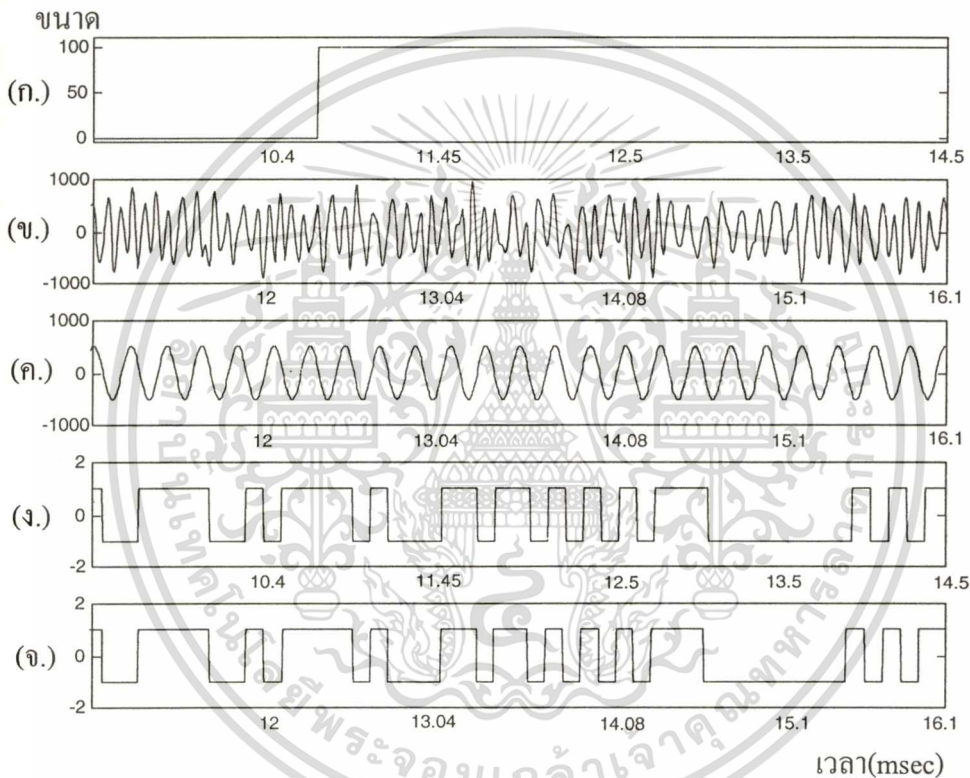
รูปที่ 5.4 กราฟแสดง BER ที่ค่า  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$  ต่างๆ โดย

- (ก.) ผลการทดสอบ MFSK ดิมอดูเลเตอร์โครงสร้างที่นำเสนอโดยจำกัดที่ 12 บิต
- (ข.) MFSK ดิมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี)
- (ค.) PSK ดิมอดูเลเตอร์แบบร่วมนัย (ทฤษฎี)

### 5.2.3 การทดสอบผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด (phase step)

ทำการทดสอบโดยการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ MFSK อย่างทันทีทันใดในมอดูเลเตอร์ (จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก ก.) โดยระบบที่นำเสนออยู่ ในสถานะสัทธิกรรวมทั้งการรักษาสมรรถนะของ BER ให้เป็นไปตามการทดสอบที่ 5.2.1 ได้ที่การ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนของเฟสอย่างทันทีทันใดที่เกิดขึ้นมีค่าน้อยๆ สำหรับกรณีที่เฟสมีการเปลี่ยนแปลงค่ามากๆ จะทำให้เกิดบิดผิดพลาดเพิ่มขึ้นจากเดิม (การทดสอบจะให้ผลเปลี่ยนแปลงตาม  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$ ) ผลการทดสอบการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด 90 องศา โดยทดสอบที่  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$  เท่ากับ 10 dB MFSK ดิมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอตอบสนองต่อการเปลี่ยนของเฟสอย่างทันทีทันใดได้อย่างรวดเร็ว โดยคงรักษาระบบให้อยู่ในสถานะล็อก และทำให้เกิดบิดผิดพลาดเพิ่มขึ้นเพียงหนึ่งบิต ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.6

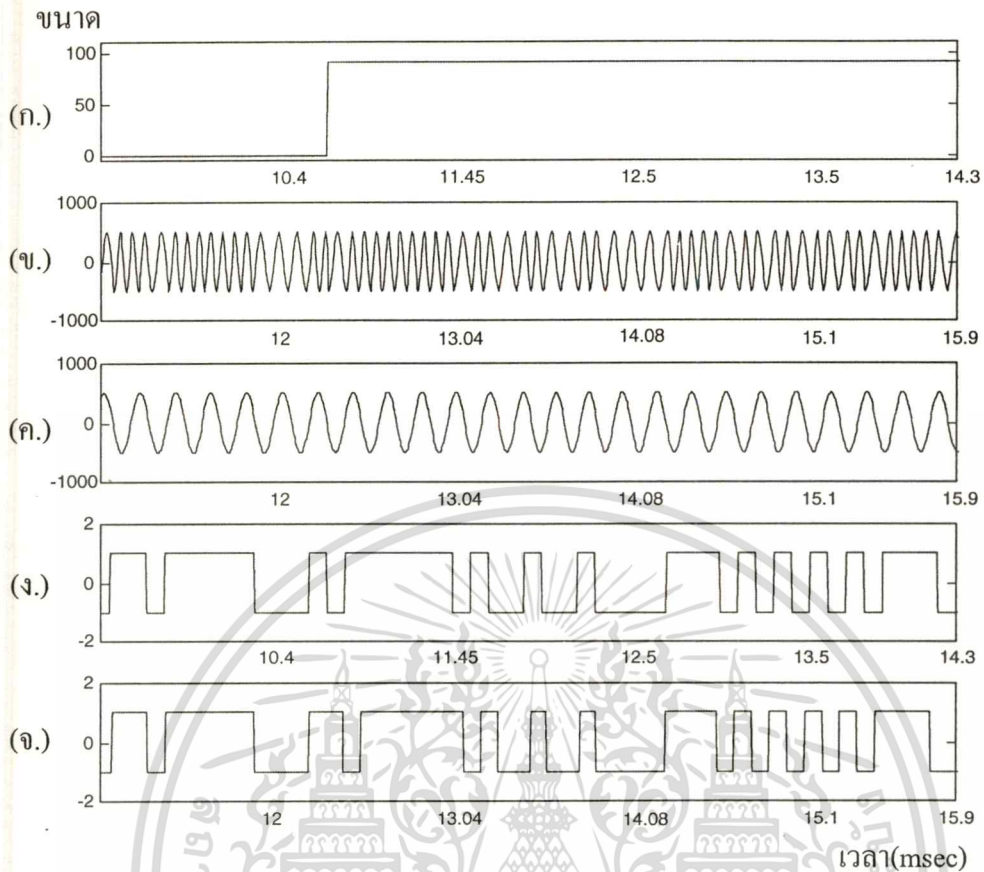


รูปที่ 5.5 แสดงการทดสอบการเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด 100Hz จากความถี่ศูนย์กลาง

โดยทดสอบที่  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$  เท่ากับ 10 dB

- (ก.) การเปลี่ยนความถี่อย่างทันทีทันใด 100Hz จากความถี่ศูนย์กลาง
- (ข.) สัญญาณปรากฏที่อินพุตของดิมอดูเลเตอร์
- (ค.) สัญญาณคล็อกซิงโครไนซ์ (Itime)
- (ง.) บิตข้อมูลที่ส่ง
- (จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดิมอดูเลเตอร์ (data out)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงการทดสอบการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด 90 องศา โดยทดสอบที่  $\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$  เท่า

กับ 10 dB

(ก.) การเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด 90 องศา

(ข.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK โมดูลเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีเกิดการเปลี่ยนเฟสอย่างทันทีทันใด

(ค.) สัญญาณคล็อกซิงโครไนซ์ (Time)

(ง.) บิตข้อมูลที่ส่ง

(จ.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ (data out)

#### 5.2.4 การทดสอบการเลื่อนของความถี่

การทดสอบทำได้ด้วยการให้ความถี่  $f_H$  และ  $f_L$  ของมอดูเลเตอร์เลื่อนตามเวลา (จำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB แสดงในภาคผนวก ก.) โดยการทดสอบกำหนดให้ความถี่เลื่อนด้วยอัตรา  $90 \text{ Hz/sec}$  (ข้อมูลจาก PoSAT-1) ทำการทดสอบจากย่านความถี่ที่ห่างจากความถี่ศูนย์กลาง  $-50 \text{ Hz}$  จนถึง  $+50 \text{ Hz}$  ผลการทดสอบ MFSK ดีมอดูเลเตอร์ที่น่าเสนอตอบสนอง

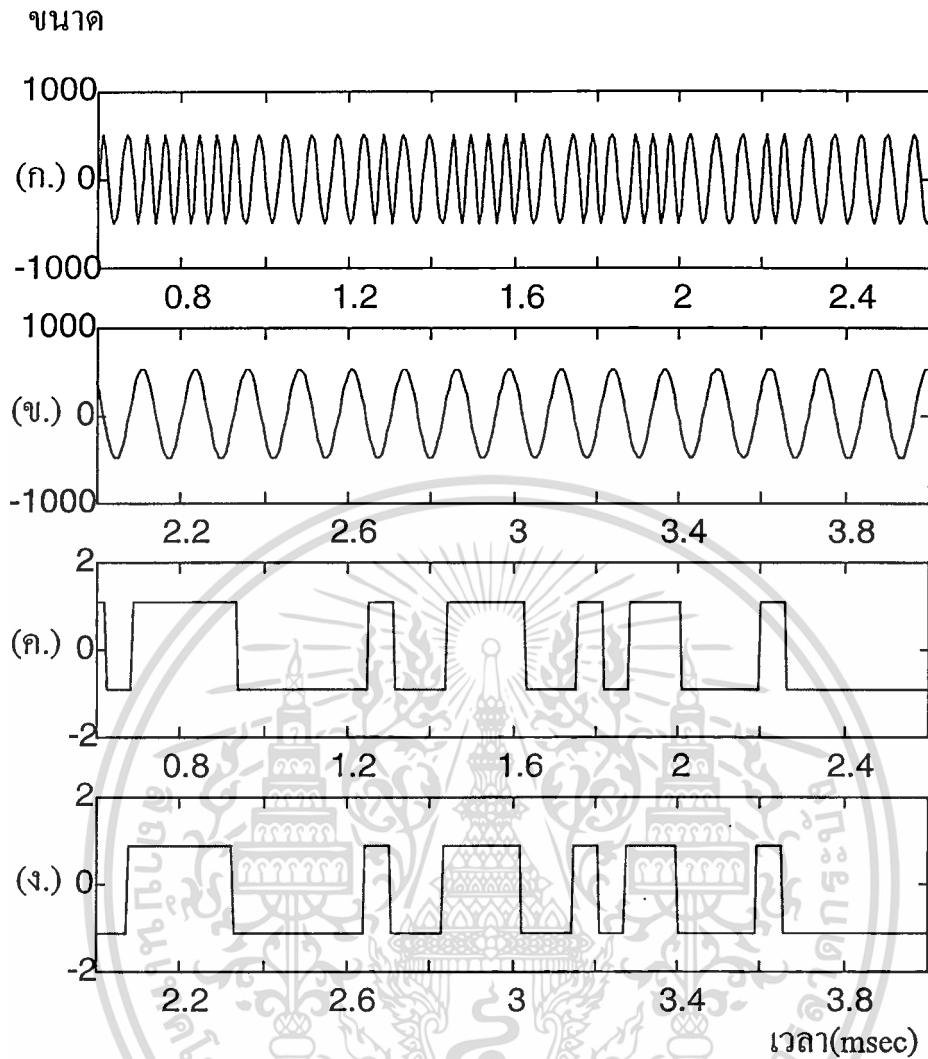
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้งานด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อการเลื่อนของความถี่ในย่านนี้โดยยังคงรักษาระบบให้อยู่ในสถานะล็อก และไม่ทำให้สมรรถนะของ BER ลดลงจากเดิม ดิมอดูเลเตอร์ยังคงสามารถติดตามการเลื่อนของความถี่ได้จนถึงย่าน  $\pm 100\text{Hz}$  โดยในย่านนี้การทดสอบจะให้ผลเปลี่ยนแปลงตาม  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$

### 5.2.5 การทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรง

กรณีดาวเทียมวงโคจรต่ำ (LEO) สัญญาณที่รับได้จากสถานีภาคพื้นดินจะมีการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรง อาศัยข้อมูลจาก PoSAT-1 ซึ่งมีความสูงของระดับวงโคจร 800 กิโลเมตร ใช้ความถี่เชื่อมโยงขาลง (down link) เท่ากับ 430 MHz มีย่านการเลื่อนของความถี่สูงสุด  $\pm 9.5\text{KHz}$  จากความถี่คลื่นพาห้ อัตราการเลื่อนของความถี่  $90\text{Hz}/\text{sec}$  (ขณะที่วงโคจรอยู่เหนือศรีษะ) สมรรถนะของระบบ MFSK ดิมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอไม่สามารถทำงานได้ในย่านความถี่ดังกล่าว ดังนั้นแนวทางในการแก้ปัญหา เสนอโดยนำค่าตำแหน่งของดาวเทียมที่ได้จากโปรแกรมทำนายตำแหน่งและวงโคจรของดาวเทียม มาคำนวณหาค่าความถี่ที่เลื่อนออกไป นำค่าความถี่ที่คำนวณได้มาแปลงเป็นสัมประสิทธิ์ค่าคงที่คือ  $\text{Cos}(\omega_c)$  และ  $\text{Sin}(\omega_c)$  สัมประสิทธิ์จะโหลดเป็นค่าความถี่ศูนย์กลางให้กับ DVCO ของ  $\text{COSTAS Loop}(\omega_H)$  และ  $\text{COSTAS Loop}(\omega_L)$  ทุกช่วงซีโรครอสซิงของสัญญาณนาฬิกา จำลองแนวทางในการแก้ปัญหาดังกล่าวโดยใช้โปรแกรม MATLAB (แสดงในภาคผนวก ข. และ ค.) ซึ่งให้ผลการทดสอบดังนี้

ทดสอบกรณีโปรแกรมคำนวณตำแหน่งคำนวณผิดพลาด ทำให้ความถี่ที่คำนวณค่าได้ผิดพลาดไปจากความถี่จริง ถ้าย่านความถี่ที่คำนวณได้ผิดพลาดไปน้อยกว่า  $\pm 50\text{Hz}$  จากความถี่จริง MFSK ดิมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอจะเคลื่อนเข้าล็อกกับความถี่จริงได้ภายในคาบเวลาบิต โดยยังคงรักษาสมรรถนะของ BER ไว้คงเดิม และย่านความถี่สูงสุดที่ยอมรับได้กรณีคำนวณค่าความถี่ผิดพลาด โดยยังคงรักษาระบบให้อยู่ในสถานะล็อกภายในคาบเวลาบิตเท่ากับ  $\pm 100\text{Hz}$  จากความถี่จริง การทดสอบย่านความถี่ที่สามารถทำงานได้โดยใช้แนวทางในการแก้ปัญหาดังกล่าว คลอบคลุมย่านความถี่ที่ต้องการของ PoSAT-1 ผลการทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาโดยทำการทดสอบที่ค่าความถี่คำนวณผิดพลาดไป  $-100\text{Hz}$  จากความถี่จริง เมื่อความถี่เลื่อนออกจากความถี่ศูนย์กลาง  $+9.5\text{kHz}$  และทดสอบที่ค่าความถี่คำนวณผิดพลาดไป  $+100\text{Hz}$  จากความถี่จริง เมื่อความถี่เลื่อนออกจากความถี่ศูนย์กลาง  $-9.5\text{kHz}$  โดยมีอัตราการเลื่อนความถี่  $90\text{Hz}/\text{sec}$  ทดสอบที่  $\left(\frac{E_b}{N_o}\right)$  เท่ากับ 10 dB แสดงดังรูปที่ 5.7 และ รูปที่ 5.8



รูปที่ 5.7 แสดงการทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหากรณีคำนวณค่าความถี่ผิดพลาดไป  $-100\text{ Hz}$

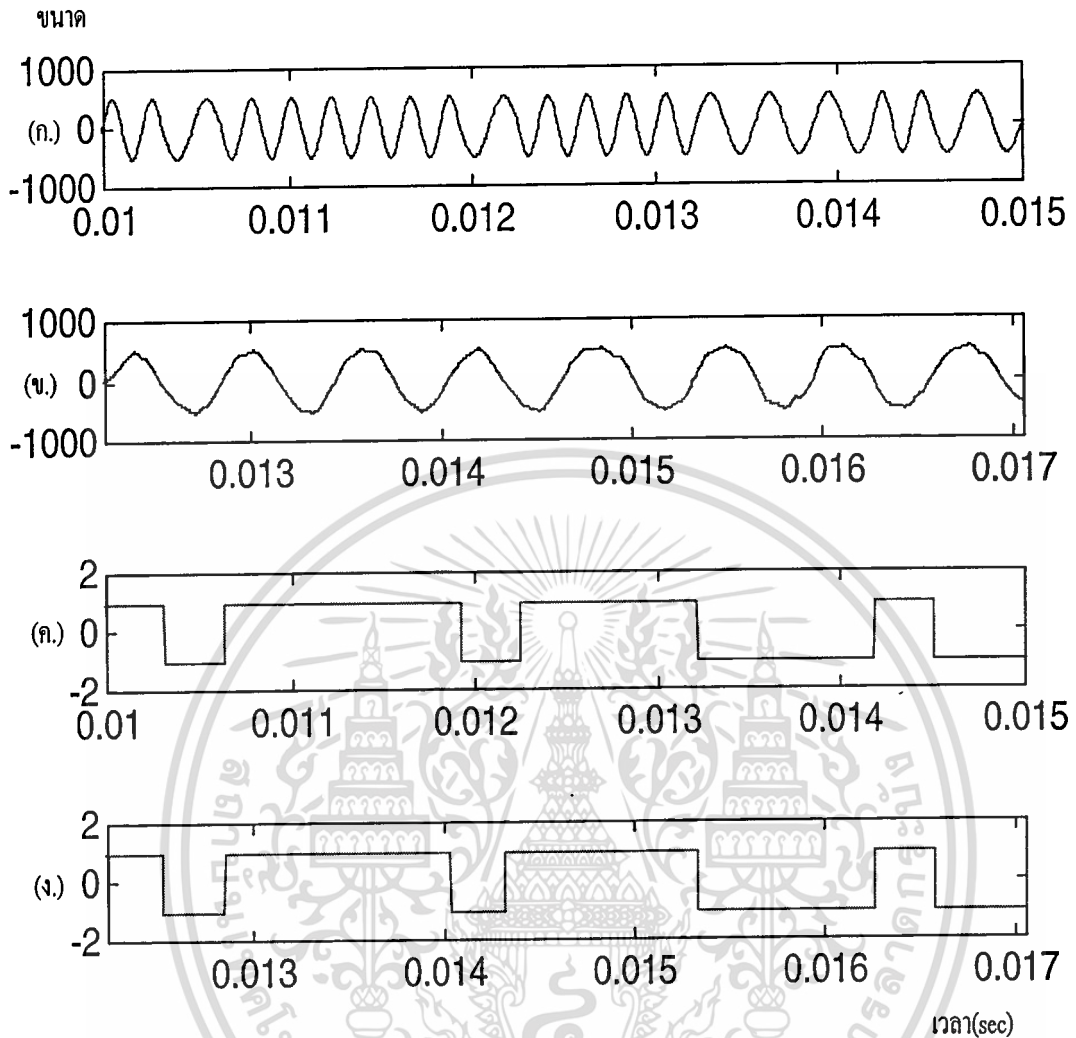
(ก.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีความถี่เลื่อนออกจากความถี่คลื่นพาห์  $9.5\text{ kHz}$  และมีอัตราการเลื่อนความถี่  $90\text{ Hz/sec}$

(ข.) สัญญาณคล็อกซิงโครไนซ์ (*Itime*)

(ค.) บิตข้อมูลที่ส่ง

(ง.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ (data out)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- รูปที่ 5.8 แสดงการทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหากรณีคำนวณค่าความถี่ผิดพลาดไป  $+100\text{ Hz}$
- (ก.) สัญญาณที่เอาต์พุตของ MFSK มอดูเลเตอร์ซึ่งใช้จำลองกรณีความถี่เลื่อนออกจากความถี่คลื่นพาห์  $-9.5\text{ kHz}$  และมีอัตราการเลื่อนความถี่  $90\text{ Hz/sec}$
- (ข.) สัญญาณคล็อกซิงโครไนซ์ (*Itime*)
- (ค.) บิตข้อมูลที่ส่ง
- (ง.) บิตข้อมูลที่เอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์ (data out)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### มอดูเลเตอร์

โครงสร้างของ MFSK มอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR ที่นำเสนอ โดยใช้บิตข้อมูลไปควบคุมการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ ยืนยันได้ว่าเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องทุกๆบิตข้อมูล และรักษาครรชนีการมอดูเลตเท่ากับ 0.5 เนื่องจากโครงสร้างเป็นออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการประมวลผลแบบดิจิทัล มีส่วนการสร้างสัมประสิทธิ์ซึ่งช่วยควบคุมให้ค่าผิดพลาดจากการคำนวณไม่ถูกสะสม ถึงแม้บิตในการคำนวณจะถูกจำกัดไว้เพียง 12 บิต อัตราการสุ่มจำกัดไว้ที่ 20 เท่าของอัตราบิต เมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างของ MFSK รูปแบบทั่วไป โครงสร้างที่นำเสนอมีความซับซ้อนน้อยกว่าและถ้าต้องการเปลี่ยนอัตราบิต หรือเปลี่ยนครรชนีการมอดูเลตทำได้ง่ายด้วยการเปลี่ยนเทอมของสัมประสิทธิ์ค่าคงที่

### ดีมอดูเลเตอร์

MFSK ดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอเป็นแบบร่วมนัย โดยใช้หลักการของ FFSK ในส่วนของแคเรียซิงโครไนซ์ ได้นำเสนอวิธีการออกแบบคอสทาสลูปด้วยวิธีการถ่ายโอนความสัมพันธ์จากอนาล็อกโดเมนมาสู่ดิจิทัลโดเมน โดย DVCO ใช้โครงสร้างของ IIR ลูปฟิลเตอร์ใช้วิธีการถ่ายโอนจากฟังก์ชันของอนาล็อก คอสทาสลูปให้สมรรถนะเช่นเดียวกับสมรรถนะของระบบอนาล็อก ส่วนของคล็อกซิงโครไนซ์ สร้างโดยอาศัยความสัมพันธ์จากส่วนของแคเรียซิงโครไนซ์ ส่วนของคอร์เรเตอร์ใช้การคูณและบวกสะสมกันจนครบคาบเวลาบิต ส่วนของดีโคเดอร์ทำการตัดสินใจที่ 2 บิต ส่วนของดีเฟเฟอเรนเชียลดีโคเดอร์ใช้สำหรับถอดรหัส ออกแบบเป็นระบบดิจิทัลโดยใช้บิตในการคำนวณเท่ากับ 12 บิต ทดสอบ BER ของดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอให้ผลเข้าใกล้ทฤษฎีเปรียบเทียบกับดีมอดูเลเตอร์ FSK แบบร่วมนัย (ทฤษฎี) ในช่วง  $10^{-3}$  ถึง  $10^{-4}$  ดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอจะลดขนาดของ  $\frac{E_b}{N_0}$  ลงถึง 3dB และถ้าเปรียบเทียบกับดีมอดูเลเตอร์ FSK แบบไม่ร่วมนัย (ทฤษฎี) จะลด  $\frac{E_b}{N_0}$  ลงได้มากถึง 4dB ผลการทดสอบการเปลี่ยนความถี่และเฟสอย่างทันทีทันใด ปรากฏว่าดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอโดยคอสทาสลูป ออกแบบด้วยวิธีการถ่ายโอนความสัมพันธ์จาก อนาล็อกโดเมน ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงได้เร็วกว่าดีมอดูเลเตอร์ที่ออกแบบด้วยวิธีการทางดิจิทัลโดยตรง [1-4] โดยเกิดบิตผิดพลาดที่น้อยกว่า รวมถึงตอบสนองต่อการเลื่อนของ

ความถี่ได้ดี และทดสอบแนวทางในการแก้ปัญหาการเลื่อนของความถี่อย่างรุนแรง คีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอให้ผลตอบสนองต่อแนวทางในการแก้ปัญหาดังกล่าวได้ดี โดยยังคงรักษาคุณสมบัติของเครื่องรับเป็นแบบ ร่วมกัน

### ข้อเสนอแนะและงานที่ควรพัฒนาต่อไป

โครงสร้างของมอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์ที่นำเสนอ สร้างเป็นระบบดิจิทัลได้โดยใช้บอร์ด DSP หรือ ชิพ FPGA ในกรณีการออกแบบโดยใช้ชิพ FPGA โครงสร้างในส่วนของ DVCO และส่วนของ MFSK มอดูเลเตอร์จะประกอบไปด้วยวงจรคูณหลายตัว ซึ่งในการสร้างวงจรคูณแต่ละตัวจะสิ้นเปลือง logic เป็นจำนวนมาก ดังนั้นในการออกแบบจึงควรใช้วิธีการใช้ตัวคูณร่วมซึ่งจะลดการใช้ตัวคูณลงได้ ผู้วิจัยได้จำลองการทำงานของ DVCO บนโปรแกรม Max+plus II โดยใช้วิธีการใช้ตัวคูณร่วมซึ่งจะลดจำนวนตัวคูณที่ต้องการใช้ให้เหลือเพียงแค่ 2 ตัว ผลการจำลองที่ได้ให้ผลใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการจำลองโดยใช้โปรแกรม MATLAB สำหรับงานที่ควรพัฒนาต่อไปคือ ใช้วิธีการออกแบบที่มีประสิทธิภาพ เพื่อลดโครงของดีมอดูเลเตอร์ให้ใช้ logic น้อยลง และสร้างส่วนประกอบทั้งหมดลงบนชิพ FPGA รวมทั้งพัฒนาโครงสร้างดังกล่าวให้ใช้งานได้ที่ยืดหยุ่นสูงๆ หรือพัฒนาไปสู่ระบบ GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying)

## บรรณานุกรม

- [1] W. Sun, M N Sweeting and M. S Hodgart. "A novel implementation of an MSK modem using digital signal processing techniques on-board low earth orbit microsatellite." IEEE-ICCS, 1994. pp.430-434
- [2] M.Stephen Hodgart and John A. "Schoonees. Arobust MSK demodulator through DSP." IEEE Proc. of the South Africa Symposium on Comm. and Signal Processing COMSIG'92, Sept. 1992. pp.211-216
- [3] W.Sun, M N Sweeting and M. S Hodgart. "Investigation of MSK & FSK modulation schemes for single channel communications system using DSP` technic on-board low earth orbit microsatellite." IEEE, 1994. pp.9-16
- [4] W. Sun, M N Sweeting and M. S Hodgart. "In -orbit channel measurement and equalization for low earth orbit communications using digital signal processing techniques on the POSAT-1 microsatellite." IEEE-ICCS, 1994. pp.415-419
- [5] Steven A. Gronemeyer and Alan L. McBride. "MSK and offset QPSK modulation." IEEE Trans. Commun, COM-24, August 1976. pp.809-820
- [6] Rudi de Bunda. "Coherent demodulation of Frequency-Shift Keying with low deviation ratio." IEEE Trans. Commun, COM-20, June 1972. pp.429-435
- [7] Sophocles J. and Orfandis. "Introduction to Signal Processing." Prentice-Hall. 1996
- [8] Marvin K. Simon, Sami M. Hinedi and William C. Lindsey. "Digital Communication Techniques Signal Design and Detection." Prentice-Hall. 1995
- [9] Herbert Taub and Donald L. Schilling. "Principle of Communication System." 2<sup>nd</sup> Ed. Mcgraw-Hill. 1986
- [10] Simon Haykin. "Digital Communication." John Wiley & Sons. 1988
- [11] S. Agulrre, W. J. Hurd, R. Kumar and J. Statman, "A Comparison of Methods for DPLL Loop Filter Design.", TDA Progress Report 42-87, July-September 1986. pp.114-124
- [12] สัมพันธ์ พรหมพิชัย, สาวิสต์ บุญยะเวศ, กอบชัย เดชหาญ. "การออกแบบดิจิทัลเฟสล็อกกลุ๊ปแปลงจากฟังก์ชันถ่ายโอนของอนาล็อกเฟสล็อกกลุ๊ป", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21, กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 1998

- [13] สัมพันธ์ พรหมพิชัย, มิตรชัย จงเจี๊วชำนาญ, กอบชัย เดชหาญ. “การวิเคราะห์สมรรถนะของคอสทาสลูปอย่างง่าย”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21, กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 1998
- [14] Marvin K. Simon. " Tracking performance of Costas Loop with Hard-Limiter In-Phase Channel" ,IEEE Trans. on Com., vol.26, April. 1978. pp.420-432
- [15] Floyd M. Gardner. “**Phaselock Techniques.**” JOHN WIELY & SONS. 1979
- [16] J.P. Costas, “synchronous communication”, Proc. IRE, vol.44, December 1956. pp.1713-1718
- [17] Marvin K. Simon and William C. Lindsey, "Optimum Performance of Suppressed Carrier Recovers with Costas Loop Tracking", IEEE Trans. on Com, vol.25 , Feb. 1997. pp.215-227
- [18] George L. Hedin, Jack K. Holmes and William C. Lindsey, "Theory of False Lock in Costas Loop", IEEE Trans. on Com., vol.Com.-26, Jan. 1978. pp.1-11
- [19] Marvin K. Simon, "On the Calculation of Squaring Loss in Costas Loop with Arbitray Arm Filter ", IEEE Trans. on Com., vol. Com-26, Jan. 1978. pp179-183
- [20] Marvin K. Simon, "The False Lock Performance of Costas Loops with Hard-Limiter In-Phase Channel ", IEEE Trans. on Com. ,vol.26, Feb. 1978, pp.23-34
- [21] William C. Lindsey and Marvin K. Simon , "Data-Aided Carrier Tracking Loop"IEEE Trans. on Com. ,vol.Com-19 ,pp.157-168 ,April 1971
- [22] Roland E. Best., “Phase-Locked Loop.” 2<sup>nd</sup> Ed. Mcgraw-Hill. 1993
- [23] J. B. Encinas., “Phase Locked Loop.”, Chapman & Hall. 1993
- [24] Jean A. Develet, "A Threshold Criterion for Phase-Locked Demodulation.", IEEE Proc., vol.51 , Feb. 1963. pp.349-356
- [25] A.Blanchard, "Phase-Locked Loop Behaviour Near Threshold.", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, vol.AES-12, Sep. 1976. pp.628-638
- [26] Theerayod Wiangtong., “Application-Specific Integrate Circuit (ASIC) Design for The “Hodgart-Massey” Coherent MSK Demodulator/Decoder.” Department of Electronic & Electrical Engineer, University of Surrey. 1996
- [27] Jack K. Holmes, "Performance of a First-Order Transition Sampling Digital Phase-Locked Loop Using Random-Walk Model", IEEE Trans. on Com., vol: com.-20, April 1972. pp119-131
- [28] Jack K. Holmes and Carl R. Tegnedia, "A Second-Order All-Digital Phase-Locked Loop.", IEEE Trans. on Com., Jan. 1974. pp. 62-68

- [29] Someshwar C. Gupta, "On Optimum Digital Phase-Locked Loops.", IEEE Trans. on Com. Tech., April 1968. pp.340-344
- [30] William C. Lindsey and Chak Ming Chie, "A Survey of Digital Phase-Locked Loop.", IEEE Proc., vol. 69, April 1981. pp.410-431
- [31] พรชัย ภววงษ์ศักดิ์, "การประมวลผลสัญญาณเบื้องต้น", มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, 2542
- [32] บัณฑิต รัตน์อารยานนท์, "หลักการไฟฟ้าสื่อสาร", 2<sup>nd</sup>, จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2537
- [33] วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540
- [34] Kazuaki Murota and Kenkichi Hir Hirade, "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. on Com. Vol. COM-29, July 1981. pp.1044-1050
- [35] Wei Gao and Kamilo Feher, "All-Digital Reverse Modulation Architecture Based Carrier Recovery Implementation for GMSK and Compatible FQPSK", IEEE Trans. on Broadcasting. Vol. 42, March 1996. pp.55-62
- [36] Aleksandar Kopta, Srdjan Budisin and Vladan Jovanovic, "New Universal All-Digital CPM Modulator", IEEE Trans. on Com., Vol.COM-35, April 1987. pp.458-462
- [37] T. Aulin, N. Rydbeck and C. Sundberg, "Continuous Phase Modulation", IEEE Trans. on Com., Vol.COM-24, April 1986. pp.25-38
- [38] John G. Proakis. "Digital Communications." 3<sup>th</sup> Ed. Mcgraw-Hill. 1995



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ก.

## โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคมอดูเลเตอร์โดยใช้ IIR

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
RANDOM GEN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

xxx=sign(randn(124,1));
rangen=xxx(:);
datal=rangen;
datain=dataal;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% parameter %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Nbit = length(datain); % number of bit
B = 9600; % bit rate
Tb = 1/B; % bit interval
deltaF = B/2; % frequency deviation
fc=12000; %center frequency
ts = Tb/20; %sampling rate
fs=1/ts; % sampling frequency
tend = length(datain)*Tb; % end time
setai = 0; %initial phase
msk211=[];
msk221=[];
I = ones(1,Tb/ts);
data = [];
datareal = [];
angle = [];

y11=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y22=0;

%%%%%%%%%%%% sampling data 20 sample %%%%%%%%%%%%%%
for i=1:Nbit
    data = [data datain(i)*I];
    datareal = [datareal datal(i)*I];
end;

w1=0;
w2=0;
wc=2*pi*fc/fs;
ceta=(pi/(2*Tb))/fs;

%%%%%%%%%%%% constant coefficient %%%%%%%%%%%%%%
a0=round(sin(wc)*512);
a1=round(cos(ceta)*512);
a2=round(cos(wc)*sin(ceta)*512);
b0=round(cos(wc)*512);
b2=round(sin(wc)*sin(ceta)*512);
dam=1*512;

i=1;
%%%%%%%%%%%% Generate MFSK %%%%%%%%%%%%%%
for t=0:ts:tend-ts

%%%%%%%%%%%% calculate phase %%%%%%%%%%%%%%
    msk01=y11;
    msk02=y22;
    setai=setai+data(i)*pi/(2*Tb)*ts;
    angle=[angle setai*180/pi];

```

```

%%%%%%%%%%%%%% IIR coupled form sin-cosine generator %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%% calculate by 12 bit %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%% control coefficient part %%%%%%%%%%%%%%%

b01=round(a0*a1/512)+data(i)*a2;
a01=round(b0*a1/512)-data(i)*b2;

b00=round(b01);
a00=round(a01);

%%%%%%%%%%%%%% different equation %%%%%%%%%%%%%%%

y01=round(a00*w1/512)-round(b00*w2/512)+dam;
y11=round(y01);      % MFSK (cos)
msk211=[msk211  y11];
y02=round(a00*w2/512)+round(b00*w1/512);
y22=round(y02);      % s(n) MFSK (sin)
msk221=[msk221  y22];

%%%%%%%%%%%%%% new coefficient part %%%%%%%%%%%%%%%

a1=round(a1-(round(y11*y11/512)+round(y22*y22/512)-round(1*512))
+(round(msk01*msk01/512)+round(msk02*msk02/512)-round(1*512))/2);

w2=y22;
w1=y11;
dam=0;

i = i+1;
end

%%%%%%%%%%%%%% plot data %%%%%%%%%%%%%%%

figure
t=0:ts:tend-ts;
subplot(3,1,1);
plot(t,datareal);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
subplot(3,1,2);  
plot(t,msk221);  
grid;  
subplot(3,1,3);  
plot(t,angle);  
grid;  
save msk1 msk221  
save data1 data  
save datareal1 datareal  
save data11 data1
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ข.

## โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคดีมอดูเลเตอร์

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MFSK demodulator %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calculate by 12 bit %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
load data1;      % datareal (sampling)
load datareal1;  % datareal (sampling)
load data1      % datareal (no sampling)
load msk1       % MFSK calculate by 12 bit

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% carrier recovery (wh) %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fch=14400;      % fh
fb=9600;        % bit rate
tb=1/fb;       % bit interval
ts=1/(fb*20);  % sampling time
fs=1/ts;       % sampling rate
fcl=9600;      % fl

countber=1;
numerror=0;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% parameter clock recovery %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Itimer0=0;
Qtimer0=0;
Itimer1=0;
Qtimer1=0;

```

```

demod1=0;
demod0=0;
integh1=0;
integl1=0;
integh0=0;
integl0=0;
decode0=0;
decode1=0;
mskdecode0=0;
xx=-1;
tend=length(msk221)*ts; %end time

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% carrier recovery (wh) %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
wiarm1h=0;
wiarm0h=0;
wqarm1h=0;
wqarm0h=0;
yiarmh=0;
yqarmh=0;
wlpf0h=0;
wlpf1h=0;
wlpf01h=0;
wlpf11h=0;
wlpf2h=0;
wint1l=0;
wint0l=0;
wint1h=0;
wint0h=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%%%%%% LPF I and Q arm %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%% %%%lpf arm filter cutoff 9600 Hz. %%%%%%%%%%%%%%%
iqarm1h=round(0.7285*512);
iqarm2h=round(0.1358*512);
iqarm3h=round(0.1358*512);

```

```

%%%%%%%%%%%%%% F(s) costas loop %%%%%%%%%%%%%%%

```

```
%F(s)=1+s(t2)/s(t1)
```

```
%t2=0.0114%
```

```
%t1=0.0615%
```

```
alp1h=round(1*512);
```

```
alp2h=round(0.1854*512);
```

```
alp3h=round(0.1853*512);
```

```
%%%%%%%%%%%%%% gain of DVCOH %%%%%%%%%%%%%%%
```

```
ginch=round((2*pi*4800*512)/fs);
```

```
dmh=1*512;
```

```
cetah=0;
```

```
%%%%%%%%%%%%%% parameter DVCOH %%%%%%%%%%%%%%%
```

```
wch=2*pi*fch/fs;
```

```
a0h=round(sin(wch)*512);
```

```
a1h=round(cos(cetah)*512);
```

```
b0h=round(cos(wch)*512);
```

```
ch=-1;
```

```
w1h=0;
```

```
w2h=0;
```

```
msh1h=[];
```

```
msh2h=[];
```

```
psk1h=[];
```

```
psk2h=[];
```

```
y11h=0;
```

```
y22h=0;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

lpf00h=[];
msk01h=0;
msk02h=0;
datadif=[];
integh00=[];
integl00=[];
xx00=[];
demod00=[];
mskdecode00=[];
decode00=[];
integh000=[];
integl000=[];
int0=[];
int1=[];
berxx=[];
ber2=[];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% carrier recovery (wl) %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
wiarm1l=0;
wiarm0l=0;
wqarm1l=0;
wqarm0l=0;
yiarm1=0;
yqarm1=0;
wlpf0l=0;
wlpf1l=0;
wlpf01l=0;
wlpf11l=0;
wlpf2l=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LPF I and Q arm

%lpf arm filter cutoff 9600 Hz

iqarm1l=round(0.7285\*512);

iqarm2l=round(0.1358\*512);

iqarm3l=round(0.1358\*512);

F(s) costas loop

%F(s)=1+s(t2)/s(t1)

%t2=0.0114

%t1=0.0615

alpf1l=round(1\*512);

alpf2l=round(0.1854\*512);

alpf3l=round(0.1853\*512);

gain of DVCOL

gincl=round((2\*pi\*4800\*512)/fs);

dml=1\*512;

cetal=0;

parameter of DVCOL

wcl=2\*pi\*fcl/fs;

a0l=round(sin(wcl)\*512);

a1l=round(cos(cetal)\*512);

b0l=round(cos(wcl)\*512);

cl=-1;

w1l=0;

w2l=0;

msk1l=[];

msk2l=[];

psk1l=[];

psk2l=[];

y1l=0;

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

y221=0;
lpf001=[];
msk011=0;
msk021=0;
psk222=[];
demodxxx=[];
ltimeixx=[];
ylpfh3=0;
ylpfh2=0;
ylpfl3=0;
ylpfl2=0;

%%%%%%%%%%%% count error %%%%%%%%%%
numerror=0;
counti=1;
integxxx=0;
integlxxx=0;

%%%%%%%%%%%% Signal corrupt AWGN %%%%%%%%%%
EbNodb=10;      % Eb/No (dB)
EbNo= 10^(EbNodb/10);
Eb=tb/2;
No=Eb/EbNo;
Nos=(No/2)*fs;  % power of noise
%Nos=0;        % test system
psk2nor=msk221/512; % normalize MFSK signal
num=length(msk221);
x=randn(1,num)*sqrt(Nos); % noise
psk2pn1=psk2nor+x; % signal corrupt noise

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%%%%% FIR band pass filter %%%%%%%%%%%%%%
h2=fir1(500,[480/96000 23540/96000]);
y2=filter(h2,1,psk2pn1);
psk2pnx=y2*512;
psk2pn=round(psk2pnx);

%%%%%%%%%%%%% count sampling %%%%%%%%%%%%%%
i=1;

for t=0:ts:tend-ts
    p221=psk2pn(i);

%%%%%%%%%%%%% A/D converter %%%%%%%%%%%%%%
    if p221 >= 512
        p221 = 512;
    elseif p221 <= -512;
        p221 = -512;
    end
    p22=round(p221);
    psk222=[psk222 p22];
    datadpre=data(i);
    datadif=[datadif datadpre];

%%%%%%%%%%%%% propose Doppler correct %%%%%%%%%%%%%%
%if counti == 0;
    %wch=(whdop1(i))/fs-(2*pi*100)/fs;
    %a0h=round(sin(wch)*512);
    %b0h=round(cos(wch)*512);
    %wcl=(wldop1(i))/fs-(2*pi*100)/fs;
    %a0l=round(sin(wcl)*512);

```

```
%b0l=round(cos(wcl)*512);
```

```
%end
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% carrier synchronize(wh) %%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DCOSTAS (wh) %%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% I arm %%%%%%%%%%
```

```
mulih=round(p22*y22h/512);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DLPF I ARM %%%%%%%%%%
```

```
wiarm0h=round(mulih+(iqarm1h*wiarm1h/512));
```

```
yiarmh=round((iqarm2h*wiarm0h/512)+(iqarm3h*wiarm1h/512));
```

```
wiarm1h=wiarm0h;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% hard limiter %%%%%%%%%%
```

```
if(yiarmh >= 0)
```

```
    yiarmh=512;
```

```
elseif(yiarmh < 0)
```

```
    yiarmh=-512;
```

```
end
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% INTEGRATE CH %%%%%%%%%%
```

```
integh0=round(p22*y22h/8192)+integh0;
```

```
integh00=[integh00 integh0];
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Q arm %%%%%%%%%%
```

```
mulqh=round(p22*y11h/512);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DLPF Q ARM %%%%%%%%%%
```

```
wqarm0h=round(mulqh+(iqarm1h*wqarm1h/512));
```

```
yqarmh=round((iqarm2h*wqarm0h/512)+(iqarm3h*wqarm1h/512));
```

```
wqarm1h=wqarm0h;
```

```
%%%%%%%%% MUL I ARM AND Q ARM %%%%%%%%%%
```

```
mul3h=round((yiarmh*yqarmh)/512);
```

```
%%%%%%%%% DLPF F(s) %%%%%%%%%%
```

```
wlpf0h=round(mul3h+(alpf1h*wlpf1h/512));
```

```
ylpfh1=round((alpf2h*wlpf0h/512)-(alpf3h*wlpf1h/512));
```

```
wlpf1h=wlpf0h;
```

```
%%%%%%%%% hold initial for F(s) %%%%%%%%%%
```

```
if counti < 12
```

```
    ylpfh1=integhxxx;
```

```
end
```

```
lpf00h=[lpf00h ylpfh1];
```

```
%%%%%%%%% DVCOH %%%%%%%%%%
```

```
inch=round(ginch*ylpfh1/512);
```

```
sinch=inch-round(((inch)^3/(512)^3)*85); %taylor series
```

```
%%%%%%%%% control coefficient part %%%%%%%%%%
```

```
a3h=round(sinch);
```

```
b2h=round(a0h*a3h/512);
```

```
a2h=round(b0h*a3h/512);
```

```
b01h=round(a0h*a1h/512)+a2h;
```

```
a01h=round(b0h*a1h/512)+ch*b2h;
```

```
b00h=round(b01h);
```

```
a00h=round(a01h);
```

```
%%%%%%%%% different equation %%%%%%%%%%
```

```
y01h=round(a00h*w1h/512)-round(b00h*w2h/512)+dmh;
```

```
y11h=round(y01h); %cos(wc+deltaf)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

msk1h = [msk1h y11h];
y02h=round(a00h*w2h/512)+round(b00h*w1h/512);
y22h=round(y02h);          %sin(wc+deltaf)
msk2h=[msk2h y22h];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% new coefficient part %%%%%%%%%%%%%%
a1h=round(a1h-(round(y11h*y11h/512)+round(y22h*y22h/512)-round(1*512)) +(round
(msk01h*msk01h/512)+round(msk02h*msk02h/512)-round(1*512))/2);
w2h=y22h;
w1h=y11h;
msk01h=y11h;
msk02h=y22h;
dmh=0;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% carrier synchronize (w1) %%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DCOSTAS (w1) %%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% I arm %%%%%%%%%%%%%%
mulil=round(p22*y22l/512);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DLPF OF I ARM %%%%%%%%%%%%%%
wiarm0l=round(mulil+(iqarm1l*wiarm1l/512));
yiarml=round((iqarm2l*wiarm0l/512)+(iqarm3l*wiarm1l/512));
wiarm1l=wiarm0l;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% hard limiter %%%%%%%%%%%%%%
if(yiarml >= 0)
    yiarml=512;

elseif(yiarml < 0)
    yiarml=-512;

```

end

%%%%%%%%%%%%% INTEGRATE CL %%%%%%%%%%

integ10=round(p22\*y22l/8192)+integ10;

integ100=[integ100 integ10];

%%%%%%%%%%%%% Q arm %%%%%%%%%%

mulql=round(p22\*y11l/512);

%%%%%%%%%%%%% DLPF OF Q ARM %%%%%%%%%%

wqarm0l=round(mulql+(iqarm1l\*wqarm1l/512));

yqarm1l=round((iqarm2l\*wqarm0l/512)+(iqarm3l\*wqarm1l/512));

wqarm1l=wqarm0l;

%%%%%%%%%%%%% MUL I ARM AND Q ARM %%%%%%%%%%

mul3l=round((yiarml\*yqarm1l)/512);

%%%%%%%%%%%%% DLPF F(s) %%%%%%%%%%

wlpf0l=round(mul3l+(alpf1l\*wlpf1l/512));

ylpf1l=round((alpf2l\*wlpf0l/512)-(alpf3l\*wlpf1l/512));

wlpf1l=wlpf0l;

%%%%%%%%%%%%% hold initial for F(s) %%%%%%%%%%

if counti < 12

ylpf1l=integlxxx;

end

lpf00l=[lpf00l ylpf1l];

%%%%%%%%%%%%% DVCO %%%%%%%%%%

incl=round(gincl\*ylpf1l/512);

sincl=incl-round(((incl)^3/(512)^3)\*85); %taylor series

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

control coefficient part

```

a3l=round(sincl);
b2l=round(a0l*a3l/512);
a2l=round(b0l*a3l/512);
b01l=round(a0l*a1l/512)+a2l;
a01l=round(b0l*a1l/512)+cl*b2l;
b00l=round(b01l);
a00l=round(a01l);

```

different equation

```

y01l=round(a00l*w1l/512)-round(b00l*w2l/512)+dml;
y11l=round(y01l);    %cos(wc+deltaf)
msk1l = [msk1l  y11l];
y02l=round(a00l*w2l/512)+round(b00l*w1l/512);
y22l=round(y02l);    %%sin(wc+deltaf)
msk2l=[msk2l  y22l];

```

new coefficient part

```

a1l=round(a1l-(round(y11l*y11l/512)+round(y22l*y22l/512)-round(1*512)) +(round
(msk01l*msk01l/512)+round(msk02l*msk02l/512)-round(1*512))/2);
w2l=y22l;
w1l=y11l;
msk01l=y11l;
msk02l=y22l;
dml=0;

```

CLOCK RECOVERY

```
ltimer1=ltimer0;
```

```
qtimer1=qtimer0;
```

```
ltimer0=round(y22h*y11l/512-y11h*y22l/512);
```

```
Qtimer0=round(y22h*y22l/512+y11h*y11l/512);
```

```
Itimerxx=[Itimerxx Itimer0];
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
counti=counti+1;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Check zero crossing %%%%%%%%%%
```

```
if Itimer0 < 0
```

```
    if Itimer1 >= 0
```

```
        xx=1;
```

```
        counti=0;
```

```
            decode1=decode0;
```

```
            demod1=demod0;
```

```
int0=[int0 integh0];
```

```
int1=[int1 integl0];
```

```
    ylpfh3=ylpfh2;
```

```
    ylpfh2=ylpfh1;
```

```
    ylpfl3=ylpfl2;
```

```
    ylpfl2=ylpfl1;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% DECODER %%%%%%%%%%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
    demod0=((integh0+integh1)-((Qtimer0/abs(Qtimer0))*(integl0+integl1)));
```

```
    demodxxx=[demodxxx demod0];
```

```
    if demod0 >= 0
```

```
        demod0=512;
```

```
    else
```

```
        demod0=-512;
```

```
    end
```

```
    integh1=integh0;
```

```
    integl1=integl0;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
integh0=0;
```

```
integl0=0;
```

```
%%%%%%%%% DIFFERENTIAL DECODER %%%%%%%%%%
```

```
decode0=demod0*demod1/512;
```

```
%%%%%%%%% error control initial F(s) %%%%%%%%%%
```

```
if decode0 >= 0
```

```
    integhxxx=ylpfh3;
```

```
else
```

```
    integlxxx=ylpfh3;
```

```
end
```

```
%%%%%%%%% Check bit error rate %%%%%%%%%%
```

```
if decode0 >= 0
```

```
    mskdecode0ber=1;
```

```
else
```

```
    mskdecode0ber=-1;
```

```
end
```

```
berxx=[berxx mskdecode0ber];
```

```
%%%%%%%%% compare datain and data out %%%%%%%%%%
```

```
if countber >=14
```

```
    datalber=datal(countber-13);
```

```
if datalber == mskdecode0ber
```

```
    ber1=0;
```

```
else
```

```
    ber1=1;
```

```
    numerror=numerror+1; % bit error
```

```
end
```

```
ber2=[ber2 ber1];
```

```
end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

countber=countber+1;

end

%%%%%%%%%% Check zero crossing%%%%%%%%%%

elseif Itimer0 >= 0
    if Itimer1 < 0
        xx=-1;
    counti=0;
    int0=[int0 integh0];
    int1=[int1 integl0];
    decode1=decode0;
    demod1=demod0;
    ylpfh3=ylpfh2;
    ylpfh2=ylpfh1;
    ylpfl3=ylpfl2;
    ylpfl2=ylpfl1;

%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%% DECODER %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%

    demod0=((integh0+integh1)-((Qtimer0/abs(Qtimer0))*(integl0+integl1)));
    demodxxx=[demodxxx demod0];
    if demod0 >= 0
        demod0=512;
    else
        demod0=-512;
    end
    integh1=integh0;
    integl1=integl0;
    integh0=0;
    integl0=0;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%%%%%%%%% DIFFERENTIAL DECODE %%%%%%%%%%

```
decode0=demod0*demod1/512;
```

%%%%%%%%% error control initial F(s) %%%%%%%%%%

```
if decode0 >= 0
```

```
    integhxxx=ylpfh3;
```

```
else
```

```
    integlxxx=ylpfl3;
```

```
end
```

%%%%%%%%% Check bit error rate %%%%%%%%%%

```
if decode0 >= 0
```

```
    mskdecode0ber=1;
```

```
else
```

```
    mskdecode0ber=-1;
```

```
end
```

```
berxx=[berxx mskdecode0ber];
```

```
if countber >=14
```

```
    datalber=datal(countber-13);
```

```
    if datalber == mskdecode0ber
```

```
        ber1=0;
```

```
    else
```

```
        ber1=1;
```

```
    numerror=numerror+1;
```

```
end
```

```
ber2=[ber2 ber1];
```

```
end
```

```
countber=countber+1;
```

```
end
```

```
end
```

```
xx00=[xx00 xx];
```

```
demod00=[demod00 demod0];
```

```
decode00=[decode00 decode0];
```

```

integh000=[integh000 integh1];
integl000=[integl000 integl1];
i = i+1;
end;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% plot data %%%%%%%%%%%%%%%
figure;
t=0:ts:length(datareal)*ts-ts;
subplot(7,1,1);
plot(t,datareal);
grid
subplot(7,1,2);
plot(t,msk2h,'r');
hold on
plot(t,psk222,'b');
grid
subplot(7,1,3);
plot(t,msk2l,'r');
hold on
plot(t,psk222,'b');
grid
subplot(7,1,4);
plot(t,lpf00h);
grid
subplot(7,1,5);
plot(t,lpf00l);
grid
subplot(7,1,6);
plot(t,decode00);
grid
subplot(7,1,7);
plot(t,Itimerxx);
grid

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก ค.

โปรแกรมจำลองการทำงานของภาคมอดูเลเตอร์กรณีเกิด การเปลี่ยนแปลงของเฟส,  
ความถี่ อย่างทันทีทันใด และการเลื่อนของความถี่

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% MFSK test %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% doppler, phase step, frequency step %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all;
fb=9600;           % bit rate
tb=1/fb;          % bit interval
fs=fb*20;         %sampling rate
ts=1/fs;          %sampling time

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% RANDOM DATA %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
xxx=sign(randn(20,1));
    x=xxx(:);
    rangen=x;
    datal=rangen;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Differential code %%%%%%%%%
datain=[];
datain(1)=1;
for i=1:1:length(datal)
    datain(i+1)=datal(i)*datain(i);
end
datain=datain(2:length(datain));

```

```

%%%%%%%%%%%%%% Even bit %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%
be=[];
for i=1:2:length(datain)
    be(i)=datain(i);
    be(i+1)=datain(i);
end

%%%%%%%%%%%%%% Ood bit %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%
bo=[];
bo(1)=1;
for i=2:2:length(datain)
    bo(i)=datain(i);
    bo(i+1)=datain(i);
end

%%%%%%%%%%%%%% Calculate CH and CL %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%
CH=[];
CL=[];
for i=1:1:length(datain)
    CH(i)=(bo(i)+be(i))/2;
    CL(i)=(bo(i)-be(i))/2;
end

datareal=[];
data=[];
evenbit=[];
oodbit=[];
ch=[];
cl=[];
whdop1=[];

```

```

wldop1=[];
I = ones(1,20);
Nbit=length(data1);
for i=1:1:Nbit
datareal = [datareal data1(i)*I];
data = [data data1(i)*I];
evenbit = [evenbit be(i)*I];
oodbit = [oodbit bo(i)*I];
ch = [ch CH(i)*I];
cl = [cl CL(i)*I];
end
fc=12000; % center frequency
fh=fc+fb/4; % wh
fl=fc-fb/4; % wl
sp=20; % sampling
Nsp=length(data)+length(XXX)-1;
fcr=90; % frequency change rate
amp=512; % base for 10 bit
Phe=0*pi/180; % phase step
FREQSTEP=00; % frequency step
psk2=[];
FREQ=[];
PHE=[];
clear i;
i=I;
count=0;
step=1;
j=0;

for k=0:step:Nsp
if count < sp

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%% defined phase and frequency step %%%%%%%%%%
if i >= 100
    FREQSTEP=0;
    %Phe=90*pi/180;

end

FREQ=[FREQ FREQSTEP];
PHE=[PHE Phe*180/pi];
fhDop=fh+FREQSTEP-(fcr*j/fs);
flDop=fl+FREQSTEP-(fcr*j/fs);
whdop=2*pi*fhDop;
whdop1=[whdop1 whdop];
wldop=2*pi*flDop;
wldop1=[wldop1 wldop];
whsig(j+1)=amp*((sin(whdop*j/fs+Phe)));
wlsig(j+1)=amp*((sin(wldop*j/fs+Phe)));
psk2(j+1)=amp*(CH(i)*(sin(whdop*j/fs+Phe)))+amp*(CL(i)*(sin(wldop*j/fs+Phe)));
count=count+1;
else
    count=0;
    i=i+1;
    j=j-1;
end

    j=j+1;
end

msk221=psk2;
save msk1 msk221
save data1 data
save datareal1 datareal
save data11 data1

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%%%%%%%%% plot data %%%%%%%%%%
figure;
t=0:ts:length(datareal)*ts-ts;
subplot(7,1,1)
plot(t,datareal);
grid;
subplot(7,1,2)
plot(t,data);
grid;
subplot(7,1,3)
plot(t,oodbit);
grid;
subplot(7,1,4)
plot(t,evenbit);
grid;
subplot(7,1,5)
plot(t,ch);
grid;
subplot(7,1,6)
plot(t,cl);
grid;
tend=length(psk2);
t=0:ts:tend*ts-ts;
subplot(7,1,7)
plot(t,psk2/512);
grid;

```



## ประวัติผู้เขียน

นายสัมพันธ์ พรหมพิชัย เกิดเมื่อวันที่ 23 พฤษภาคม ที่จังหวัดน่าน สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2538 และได้เข้าทำงาน เป็นผู้ช่วยอาจารย์ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานครในปีเดียวกัน จนถึงทุกวันนี้ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์มีดังนี้

- 1.) สัมพันธ์ พรหมพิชัย, สวัสดิ์ บุญยะเวศ, กอบชัย เดชหาญ. "การออกแบบดิจิทัลออลเฟสลิอกรูปแปลงจากฟังก์ชันถ่ายโอนของอนาล็อกเฟสลิอกรูป", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21, กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 1998
- 2.) สัมพันธ์ พรหมพิชัย, มิตรชัย จงเขียวชำนาญ, กอบชัย เดชหาญ. "การวิเคราะห์สมรรถนะของคอสทาสลูปอย่างง่าย", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21, กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้