

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณ  
แบบปรับตัวได้

DIGITAL DEMODULATION METHOD BASED ON ADAPTIVE FILTER  
ALGORITHM



T110346



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน **110346**  
วัน,เดือน,ปี - 1 ๗๕, 2553

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2553  
KMITL 2010-EN-M-010-113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DIGITAL DEMODULATION METHOD BASED ON ADAPTIVE FILTER  
ALGORITHM**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**2010**

**KMITL 2010-EN-M-010-113**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2010**

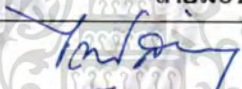

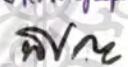


**FACULTY OF ENGINEERING**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์      วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้  
Thesis Title            Digital Demodulation Method Based on Adaptive Filter Algorithm  
นักศึกษา                    นางสาวอัญชลี มโนสืบ  
รหัสประจำตัว            51060902  
ปริญญา                    วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา                วิศวกรรมโทรคมนาคม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์      รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน  
หมายเลขวิทยานิพนธ์                KMITL-2010-EN-M-010-113

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ไกรสิน	ส่งวัฒนา	
ผศ.ดร.จิรสุดา	โกมัยยาภรณ์	
ผศ.พิชญ	สุพรรณกุล	
รศ.ดร.ราชู	พันธ์ฉลาด	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ      วันจันทร์ที่ 24 พฤษภาคม พ.ศ. 2553 เวลา 15.30-17.30 น.

สถานที่สอบ      ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 24 พฤษภาคม พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจก.  
วันที่ส่งเอกสารฉบับพิมพ์เข้าระบบ  
วันที่ 7 เดือน ๕ พ.ศ. 53  
ลงชื่อ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวันเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วิธีการตีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยหลักการของวงจรรองสัญญาณแบบปรับตัวได้
นักศึกษา	นางสาวอัญชสี มโนสืบ
รหัสนักศึกษา	51060902
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวิธีการตีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลที่สามารถรองรับสัญญาณได้หลายชนิด โดยใช้หลักการของวงจรรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter Algorithm) ในการออกแบบ ด้วยคุณสมบัติที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ตลอดเวลา เมื่อให้สัญญาณขาเข้าของวงจรรองคือ คลื่นพาห์ จะทำให้วงจรรองนั้นสามารถปรับค่าขนาด และเฟสของคลื่นพาห์ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณข่าวสารได้ ในการออกแบบวงจรรองสัญญาณแบบปรับตัวได้นั้นใช้อัลกอริทึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (Least Mean Square Error) ซึ่งแสดงผลการจำลองระบบที่ออกแบบด้วยโปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบกับระบบของ Yanxin โดยผลการจำลองระบบแสดงให้เห็นว่า ระบบที่ออกแบบนั้นสามารถตีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเชิงขนาด, เฟส และความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในขณะที่ระบบของ Yanxin สามารถตีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเชิงขนาด และเฟสได้อย่างมีประสิทธิภาพแต่ไม่สามารถตีมอดูเลตสัญญาณเชิงความถี่ได้

<b>Thesis Title</b>	Digital Demodulation Method Based on Adaptive Filter Algorithm
<b>Student</b>	Miss Anchalee Manosueb
<b>Student ID.</b>	51060902
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Telecommunications Engineering
<b>Year</b>	2010
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Pramote Wardkien

### ABSTRACT

This thesis proposes digital demodulated method which can demodulate various types of signals by using adaptive filter. With the property of adaptive filter, it can adapt weight of filter that depends on input signals. When input signal is carrier signal, adaptive filter can adapt amplitude and phase of carrier signal that change following the message signal. The least mean square error algorithm is used to design the proposed algorithm. The simulation results are presented in this thesis obtained from MATLAB to compare between proposed system and Yanxin system. The simulation results, proposed system can demodulate amplitude, phase and frequency modulated signal while Yanxin system can demodulate amplitude and phase modulated signal but can't demodulate frequency modulated signal.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาจาก รศ. ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และผศ. ดร. จีรสุดา โกนียาภรณ์ ที่เป็นแรงผลักดันให้ข้าพเจ้ามีความกระตือรือร้น, ค้นคว้าหาคำตอบในงานวิจัยนี้ และยังให้โอกาสทางการศึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสอง และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่คอยให้กำลังใจ และช่วยในการหาข้อมูล, วิเคราะห์ และตอบข้อสงสัยของข้าพเจ้า ขอขอบใจน้องๆ ที่ช่วยแบ่งเบางานทำให้มีเวลาทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้อย่างเต็มที่ และขอขอบคุณทุกๆ ท่านที่คอยให้คำแนะนำ และกำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา และบัณฑิตวิทยาลัย คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดาที่เป็นกำลังใจ และให้การสนับสนุนในทุกเรื่องๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อัญชลี มโนสืบ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มา และความสำคัญ.....	1
1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการในงานวิจัยอื่น.....	2
1.6 ของเขตการวิจัย.....	3
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 ทฤษฎีการมอดูเลต และคีมอดูเลตสัญญาณ.....	4
2.2.1 การมอดูเลต และคีมอดูเลตเชิงขนาด.....	5
2.2.1.1 การมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	5
2.2.1.2 การคีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	6

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.2 การมอดูเลต และคีมอดูเลตเชิงเฟส.....	7
2.2.2.1 การมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	7
2.2.2.2 การคีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	9
2.2.3 การมอดูเลต และคีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	10
2.2.3.1 การมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	10
2.2.3.2 การคีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	11
2.3 ตัวแปรสุ่ม.....	12
2.3.1 ตัวแปรสุ่ม และความน่าจะเป็น.....	12
2.3.2 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม.....	13
2.3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น.....	15
2.3.4 ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์.....	16
2.4 ความน่าจะเป็นบิดผิดพลาด.....	17
2.5 การวิเคราะห์สมรรถนะในการส่งข้อมูลดิจิทัล.....	20
2.5.1 ความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	21
2.5.2 ความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	22
2.5.3 ความน่าจะเป็นบิดผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	23
2.6 วงจรกรองแบบดิจิทัล.....	25
2.6.1 วงจรกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนจำกัด หรือวงจร กรองแบบเอฟไออาร์.....	25
2.6.2 วงจรกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนไม่จำกัด หรือวงจร กรองแบบไอไออาร์.....	26

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.3 วงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้.....	28
2.6.3.1 วงจรกรองแบบวินเนอร์.....	29
2.6.3.2 วงจรกรองที่มีอัตรการรึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด หรือลีสมีนสแควร์แอเรอร์.....	31
2.6.3.3 สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัตรการรึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด.....	38
2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	46
2.7.1 การคีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	46
2.7.2 วิธีการคีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม.....	48
บทที่ 3 การวิเคราะห์วิธีการคีมอดูเลตสัญญาณด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	51
3.1 กล่าวนำ.....	51
3.2 การออกแบบอัตรการรึมที่ใช้ในการคีมอดูเลตสัญญาณ.....	51
3.2.1 วงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	51
3.2.2 สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด.....	52
3.2.3 สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟส.....	54
3.2.4 ค่าขนาดขั้นที่เหมาะสม.....	56
3.3 หลักการคีมอดูเลตสัญญาณด้วยอัตรการรึมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้.....	58
3.3.1 การคีมอดูเลตเชิงขนาด.....	58

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.3.2 การคิ่มอดูเลตเชิงเฟส.....	59
3.3.3 การคิ่มอดูเลตเชิงความถี่.....	60
<b>บทที่ 4 ผลการจำลองระบบ.....</b>	<b>62</b>
4.1 กล่าวนำ.....	62
4.2 การคิ่มอดูเลตสัญญาณที่ใช้ 1 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์.....	64
4.2.1 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	64
4.2.1.1 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	64
4.2.1.2 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	66
4.2.1.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิ่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	68
4.2.1.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิ่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	68
4.2.2 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	69
4.2.2.1 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	69
4.2.2.2 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	71
4.2.2.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิ่มอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	73
4.2.2.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิ่มอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	73
4.2.3 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	74

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.3.1 ผลการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน	74
4.2.3.2 ผลการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB...	76
4.2.3.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	78
4.2.3.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	78
4.3 การคิมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์.....	79
4.3.1 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์.....	79
4.3.1.1 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	79
4.3.1.2 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB	81
4.3.1.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์.....	83
4.3.1.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์.....	83
4.3.2 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่.....	84
4.3.2.1 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	84
4.3.2.2 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.3.2.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคํมอดูเลตสัญญาณ	
เชิงขนาด และความถี่.....	88
4.3.2.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคํมอดูเลตสัญญาณ	
เชิงขนาด และความถี่.....	88
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	89
บรรณานุกรม.....	90
ภาคผนวก.....	91
ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และในระหว่างที่ทำการศึกษาได้รับ	
การตีพิมพ์.....	91
ประวัติผู้เขียน.....	97

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	ผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A และ B.....	12
2.2	เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบเฟอไออาร์กับไอไออาร์.....	27
4.1	ข้อมูลดิจิทัลที่ใช้ในแต่ละการทดลอง.....	63
4.2	พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่แต่ละการทดลองใช้ร่วมกัน.....	63



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
2.1	บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	5
2.2	สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	6
2.3	บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	6
2.4	บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	8
2.5	สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	9
2.6	บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	9
2.7	บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	10
2.8	สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	11
2.9	บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	11
2.10	กราฟความน่าจะเป็นที่นักศึกษาห้อง A จะได้เกรดต่างๆ.....	14
2.11	ฟังก์ชันการแจกแจงสะสมผลการเรียนคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A.....	15
2.12	ฟังก์ชันความหนาแน่นของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์.....	16
2.13	การเลือกค่านว้ก้ากึ่ง.....	18
2.14	เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	21
2.15	เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	22
2.16	เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	23
2.17	ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการมอดูเลต 2 ระดับ.....	24
2.18	บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่แบบเอพไออาร์.....	26
2.19	บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่แบบไอไออาร์.....	27
2.20	บล็อกไดอะแกรมของวงจกรองแบบวินเนอร์.....	29
2.21	บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองแบบปรับค้วได้ที่อาศัยอัลกอริทึมแบบ LMS.....	32

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
2.22	ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณ.....	44
2.23	บล็อกไดอะแกรมการคีมอดูเลตเชิงขนาดของ Fathy F. Yassa และ Sbarbel E. Noujaim.....	47
2.24	บล็อกไดอะแกรมการคีมอดูเลตสัญญาณคิวเอเอ็มของ Li Yanxin และ Hu Aiqum.....	49
3.1	บล็อกไดอะแกรมวิธีการคีมอดูเลตสัญญาณที่ได้นำเสนอ.....	51
3.2	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ามอดูเลตกับค่าคงที่ทางเวลา.....	57
4.1	สัญญาณที่ใช้ในการคีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	64
4.2	ผลการคีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	64
4.3	ผลการคีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมของ Yanxin.....	65
4.4	ผลการแปลงสัญญาณคีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	65
4.5	สัญญาณที่ใช้ในการคีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	66
4.6	ผลการคีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	66
4.7	ผลการคีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมของ Yanxin.....	67
4.8	ผลการแปลงสัญญาณคีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	67
4.9	ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	68
4.10	ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ.....	68
4.11	สัญญาณที่ใช้ในการคีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	69
4.12	ผลการคีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	69

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมของ Yanxin....	70
4.14 ผลการแปลงสัญญาณคิมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	70
4.15 สัญญาณ ที่ใช้ในการคิมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	71
4.16 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	71
4.17 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin.....	72
4.18 ผลการแปลงสัญญาณคิมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	72
4.19 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	73
4.20 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ.....	73
4.21 สัญญาณที่ใช้ในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	74
4.22 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	74
4.23 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมของ Yanxin....	75
4.24 ผลการแปลงสัญญาณคิมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	75
4.25 สัญญาณที่ใช้ในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	76
4.26 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	76
4.27 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin.....	77
4.28 ผลการแปลงสัญญาณคิมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	77
4.29 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	78
4.30 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ.....	78
4.31 สัญญาณที่ใช้ในการคิมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	79
4.32 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	79

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.33 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมของ Yanxin...	80
4.34 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	80
4.35 สัญญาณที่ใช้ในการคํมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	81
4.36 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	81
4.37 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin.....	82
4.38 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	82
4.39 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคํมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์.....	83
4.40 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคํมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์.....	83
4.41 สัญญาณที่ใช้ในการคํมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวน.....	84
4.42 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	84
4.43 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมของ Yanxin...	85
4.44 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	85
4.45 สัญญาณที่ใช้ในการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB.....	86
4.46 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ.....	86
4.47 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin....	87
4.48 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล.....	87
4.49 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการคํมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่.....	88
4.50 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการคํมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ที่มา และความสำคัญ

เทคโนโลยีการสื่อสารรับ-ส่งข้อมูลถือว่าเป็นเทคโนโลยีที่สำคัญสำหรับการใช้ชีวิตประจำวันของมนุษย์ในปัจจุบันเป็นอย่างมาก เนื่องจากการใช้ชีวิตที่ต้องแข่งกับเวลาและทันเหตุการณ์อยู่เสมอ จึงทำให้มนุษย์ในสังคมต้องการอุปกรณ์อำนวยความสะดวกสบายมากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น โทรศัพท์, อินเทอร์เน็ต, การประชุมผ่านเครือข่าย, การรับข่าวสารเหตุการณ์ทั่วโลกผ่านสัญญาณดาวเทียม เป็นต้น อุปกรณ์หรือฟังก์ชันการทำงานของระบบเหล่านี้มีองค์ประกอบที่สำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ เครื่องส่งสัญญาณ (Transmitter) ซึ่งมีวงจรสำคัญคือ วงจรมอดูเลต (Modulator) และเครื่องรับสัญญาณ (Receiver) ซึ่งมีวงจรสำคัญคือ วงจรดีมอดูเลต (Demodulator) การมอดูเลตเป็นการย้ายความถี่ขององค์ประกอบของสัญญาณให้เหมาะสมกับคุณลักษณะทางความถี่ของตัวกลาง

การมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารสามารถแบ่งได้หลายชนิดตามคุณลักษณะของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ เช่น AM, FM สำหรับคลื่นพาห์ที่เป็นสัญญาณ ไซน์ และ PWM, PAM, PPM สำหรับคลื่นพาห์ที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม เป็นต้น นอกจากนี้แล้วการมอดูเลตยังสามารถแบ่งได้ตามข้อมูลที่น่าสนใจมาทำการมอดูเลต เช่น ถ้าข้อมูลเป็นอนาล็อกก็เรียกว่าอนาลอกมอดูเลต แต่ถ้าข้อมูลเป็นดิจิตอลหรือดิจิตอลก็เรียกว่าดิจิตอลมอดูเลต งานวิจัยนี้มีความสนใจการมอดูเลตแบบดิจิตอล วงจรมอดูเลต และดีมอดูเลตดิจิตอลจะประกอบด้วยวงจรร้อยๆ หลายส่วน เช่น วงจรเลื่อนเฟส, วงจรคูณสัญญาณ, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ เป็นต้น ถ้ายังต้องการวงจรที่สามารถมอดูเลต และดีมอดูเลตสัญญาณได้หลายชนิดด้วยแล้ว วงจรมอดูเลตและดีมอดูเลตจะยังมีขนาดใหญ่ และมีการสิ้นเปลืองพลังงานมากขึ้น ดังนั้นจึงได้มีการนำเทคนิคการประมวลผลดิจิตอลมาใช้ในการออกแบบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเพื่อแก้ปัญหาเหล่านั้น หนึ่งในหลักการที่ถูกนำมาใช้ ก็คือ หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

### 1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อศึกษาระบบการดีมอดูเลตสัญญาณที่ได้้นำการประมวลผลดิจิตอลมาใช้ในการออกแบบโดยใช้หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อแก้ปัญหาความยุ่งยากของตัวอุปกรณ์ และความสิ้นเปลืองพลังงานของวงจรดีมอดูเลตที่สามารถรองรับสัญญาณได้หลายชนิด

### 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ปัญหาของวงจรมอดูเลตแบบทั่วไปนั้นจะมีขนาดใหญ่ และใช้พลังงานสูง ถ้าวจรสามารถมอดูเลตสัญญาณได้หลายชนิดก็จะยังมีขนาดใหญ่, ยุ่งยากซับซ้อน และสิ้นเปลืองพลังงาน การนำวงจรมอดูเลตแบบปรับตัวได้มาออกแบบวิธีการมอดูเลตสัญญาณสามารถแก้ปัญหาเหล่านั้นได้เนื่องจากวงจรมอดูเลตแบบปรับตัวได้สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรได้ตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นจึงสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ไปตามสัญญาณมอดูเลตแบบต่าง ๆ ได้ภายในวงจรเดียว และยังสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณข่าวสารได้อีกด้วย

### 1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปการใช้วงจรมอดูเลตแบบปรับตัวได้ในการกำจัดสัญญาณรบกวน จะทำได้โดยให้สัญญาณขาเข้าของวงจรมอดูเลต คือสัญญาณรบกวนของระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา แล้วทำการประมาณค่าสัญญาณรบกวนนั้น ซึ่งก็คือสัญญาณอ้างอิงของระบบ เพื่อนำไปลบออกจากสัญญาณที่มีการรบกวน ดังนั้นถ้าวจรมอดูเลตสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรมอดูเลตจนสามารถทำการประมาณค่าสัญญาณรบกวนได้เท่ากับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริง ก็จะทำให้ได้สัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

สำหรับการใช้หลักการของวงจรมอดูเลตแบบปรับตัวได้ในการมอดูเลตสัญญาณ เราจะให้สัญญาณขาเข้าของวงจรมอดูเลต คือคลื่นพาห้ วงจรมอดูเลตจะทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด และเฟสของสัญญาณอ้างอิง ให้เท่ากับสัญญาณที่เข้ามาในระบบ นั่นก็คือค่าสัมประสิทธิ์ที่วงจรมอดูเลตทำการปรับค่านั้น คือสัญญาณข่าวสารที่มอดูเลตตามกับคลื่นพาห้ นั่นเอง ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเป็นการมอดูเลตเชิงขนาด ค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดของวงจรมอดูเลตก็จะปรับค่างจนได้ค่าเท่ากับสัญญาณข่าวสาร เป็นต้น

### 1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการในงานวิจัยอื่น

หลักการของวงจรมอดูเลตแบบปรับตัวได้ได้นำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวิธีการมอดูเลตสัญญาณ โดยนักวิจัยหลายท่าน แต่งานวิจัยที่เป็นปัจจุบัน และใกล้เคียงกับงานวิจัยนี้ที่สุด คืองานวิจัยของ Li Yanxin และ Hu Aiqun [1] เมื่อเปรียบเทียบกับระบบของ Li Yanxin และ Hu Aiqun แล้ว ถึงแม้ระบบที่ออกแบบในงานวิจัยนี้จะมีสมรรถนะในการมอดูเลตสัญญาณ BASK, BPSK และ QAM ไม่ดีเท่าระบบของ Li Yanxin และ Hu Aiqun ก็ตาม แต่ผลก็แตกต่างกันไม่มาก และในขณะที่ระบบที่ออกแบบนี้สามารถมอดูเลตสัญญาณเชิงความถี่ได้

อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ระบบของ Li Yanxin และ Hu Aiqun ไม่สามารถคิโมดูเลตสัญญาณเชิงความถี่ได้เลย

### 1.6 ขอบเขตการวิจัย

1. ทำการศึกษาเกี่ยวกับหลักการของการมอดูเลต และคิโมดูเลตข้อมูลดิจิทัลที่อาศัยคลื่นพาห์
2. ศึกษาหลักการทำงาน, การวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้
3. ศึกษาหลักการ และการออกแบบวิธีการคิโมดูเลตสัญญาณ โดยใช้หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้
4. พัฒนา และออกแบบวิธีการคิโมดูเลตสัญญาณ โดยใช้หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่สามารถคิโมดูเลตสัญญาณ ได้หลายชนิด

### 1.7 ขั้นตอนการศึกษา

1. ศึกษาความเป็นมาของงานวิจัย
2. ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย
  - หลักการมอดูเลต และคิโมดูเลตข้อมูลดิจิทัล โดยอาศัยคลื่นพาห์
  - หลักการทำงาน, การวิเคราะห์ และการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้
  - งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
3. พัฒนา และออกแบบวิธีการคิโมดูเลตสัญญาณ โดยใช้หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้
4. ทำการจำลองระบบจำลองระบบที่ออกแบบในงานวิจัยนี้ โดยใช้สัญญาณ BASK, BPSK, BFSK, QAM และ AFSK ที่ปราศจากสัญญาณรบกวนสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB เพื่อแสดงให้เห็นว่าระบบออกแบบนี้สามารถคิโมดูเลตสัญญาณ ได้หลายชนิด และยังสามารถทำงานในสภาวะแวดล้อมที่มีการรบกวนได้อย่างมีประสิทธิภาพ
5. ทำการสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 2 นี้ จะกล่าวถึงทฤษฎีการมอดูเลต และคิมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลพื้นฐาน, วงจรกรองความถี่ดิจิทัลซึ่งจะอธิบายถึงวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้อัลกอริทึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้เข้าใจการออกแบบ และหลักการทํางาน โดยทั่วไปของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่จะกล่าวในบทต่อไป

### 2.2 ทฤษฎีการมอดูเลต และคิมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล

การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเป็นกระบวนการย้ายย่านความถี่ประกอบของสัญญาณให้เหมาะสมกับคุณลักษณะทางความถี่ของตัวกลาง โดยฝากสัญญาณข่าวสารดิจิทัลไปกับพารามิเตอร์ของคลื่นพาห้ โดยให้คลื่นพาห้เป็นคังสมการ (2.1)

$$c(n) = A_c \cos \theta_c(n) \quad (2.1)$$

โดยที่  $A_c$  คือ ขนาดของคลื่นพาห้เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายในที่นี้จะให้  $A_c = 1$   
 $\theta_c(n)$  คือ มุมของคลื่นพาห้

กำหนดให้  $\theta_c(n)$  เป็นคังสมการ (2.2)

$$\theta_c(n) = \omega_c n + \phi_c(n) \quad (2.2)$$

แทนสมการที่ (2.2) ลงในสมการที่ (2.1) สามารถเขียนสมการคลื่นพาห้ได้ใหม่คังนี้

$$c(n) = \cos(\omega_c n + \phi_c(n)) \quad (2.3)$$

โดยที่  $\omega_c$  คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห้

$\phi_c(n)$  คือ เฟสของคลื่นพาห้

$\omega_c$  และ  $f_c$  มีความสัมพันธ์กันคังนี้

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (2.4)$$

โดยที่  $f_c$  คือ ความถี่ของคลื่นพาห้

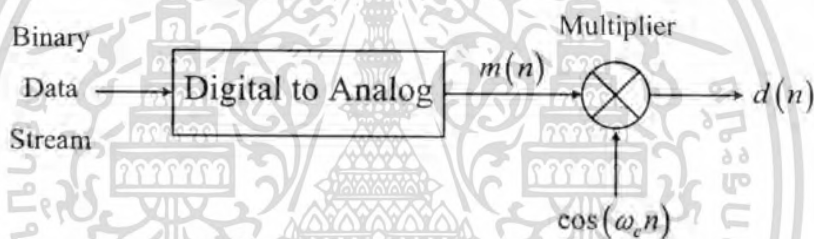
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.3) จะเห็นว่าพารามิเตอร์ของคลื่นพหุมีอยู่ด้วยกัน 3 พารามิเตอร์นั้นคือ ขนาด, เฟส และความถี่ แต่ในการฝากสัญญาณข่าวสารดิจิตอลนั้นเราสามารถฝากไปกับพารามิเตอร์ใดพารามิเตอร์หนึ่ง หรือจะฝากไปกับพารามิเตอร์คู่ใดคู่หนึ่ง ไม่ว่าจะเป็นคู่ของพารามิเตอร์ทางขนาดกับพารามิเตอร์ทางเฟส หรือคู่ของพารามิเตอร์ทางขนาดกับพารามิเตอร์ทางความถี่ก็ได้

## 2.2.1 การมอดูเลต และดีมอดูเลตเชิงขนาด

### 2.2.1.1 การมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ (Binary Amplitude Shift Keying: BASK)

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า การมอดูเลตสัญญาณเป็นการฝากสัญญาณข่าวสารไปกับพารามิเตอร์ของคลื่นพหุ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดในการฝากสัญญาณข่าวสารไปกับพารามิเตอร์ทางขนาดของคลื่นพหุ หรือที่เราเรียกว่า การมอดูเลตเชิงขนาด ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมแสดงดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.1

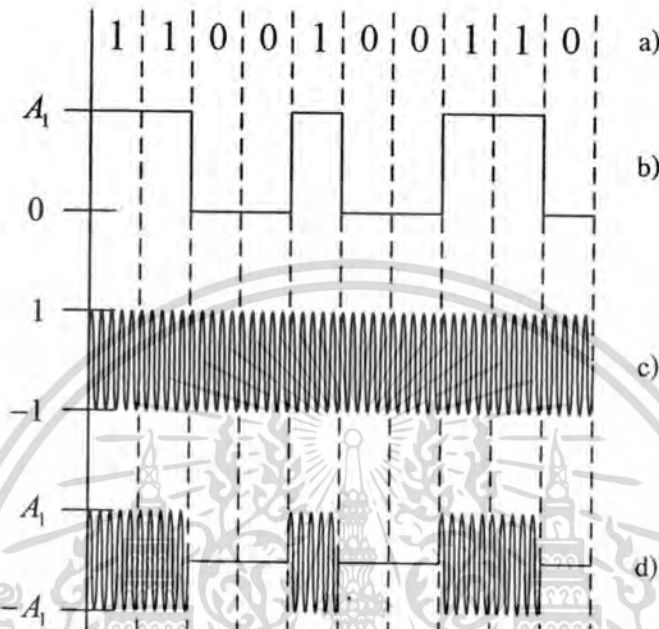
$$m(n) = \begin{cases} A_0 = 0, & \text{for binary bit 0} \\ A_1, & \text{for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.5)$$

โดยที่  $m(n)$  คือ สัญญาณข่าวสารที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก  
 $A_k$  คือ ระดับแรงดันที่แทนบิตข้อมูล 0 และ 1 โดยที่  $k = 0, 1$  ตามลำดับ

นำสัญญาณข่าวสารในสมการที่ (2.5) มาคูณกับคลื่นพหุในสมการที่ (2.3) ซึ่งในที่นี้ความถี่ ( $\omega_c$ ) และเฟส  $\phi_c(n)$  ของคลื่นพหุคงที่ โดยให้  $\phi_c(n) = 0$  ทำให้ได้สมการสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ ดังนี้

$$d(n) = \begin{cases} 0 & , \text{ for binary bit 0} \\ A_1 \cos(\omega_c n) & , \text{ for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.6)$$

ลักษณะสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.2

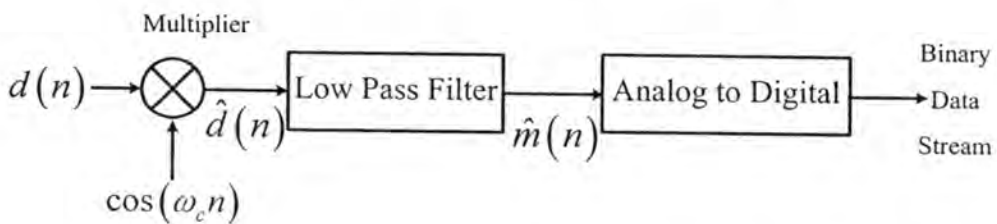


รูปที่ 2.2 สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณข่าวสาร  $m(n)$
- c) คลื่นพาห้  $c(n)$
- d) สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด  $d(n)$

### 2.2.1.2 การดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

บล็อกไดอะแกรมในการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.3 เมื่อรับสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับเข้ามาในระบบ สัญญาณนั้น จะถูกคูณกับคลื่นพาห์ ซึ่งได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} d(n) &= m(n) \cos(\omega_c n) \cos(\omega_c n) \\ &= \frac{m(n)}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega_c n)] \\ &= \frac{m(n)}{2} [1 + \cos(2\omega_c n)] \end{aligned} \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) จะเห็นว่าสัญญาณข่าวสารที่ต้องการนั้นอยู่ในเทอมของสัญญาณความถี่ต่ำ ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณในสมการที่ (2.7) มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณข่าวสารดังสมการที่ (2.8) กลับคืนมา

$$\hat{m}(n) = \frac{m(n)}{2} \quad (2.8)$$

นำสัญญาณในสมการที่ (2.8) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลก็จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมาดังสมการต่อไปนี้

$$B = \begin{cases} 0, & \hat{m}(n) = 0 \\ 1, & \hat{m}(n) = \frac{A_1}{2} \end{cases} \quad (2.9)$$

โดยที่  $B$  คือ ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลที่กลับคืนมา

## 2.2.2 การมอดูเลต และดีมอดูเลตเชิงเฟส

### 2.2.2.1 การมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ (Binary Phase Shift Keying: BPSK)

การมอดูเลตเชิงเฟสเป็นการแปลงสัญญาณข่าวสารดิจิทัลไปกับพารามิเตอร์ทางเฟสของคลื่นพาห์ ซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ นั่นคือ

$$\phi_m(n) = \begin{cases} 0, & \text{for binary bit 0} \\ \pi, & \text{for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.10)$$

ดังนั้นสมการสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับคือ

$$d(n) = \begin{cases} \cos(\omega_c n), & \text{for binary bit 0} \\ \cos(\omega_c n + \pi), & \text{for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.11)$$

แต่เนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cos(\omega_c n + \pi) = -\cos(\omega_c n) \quad (2.12)$$

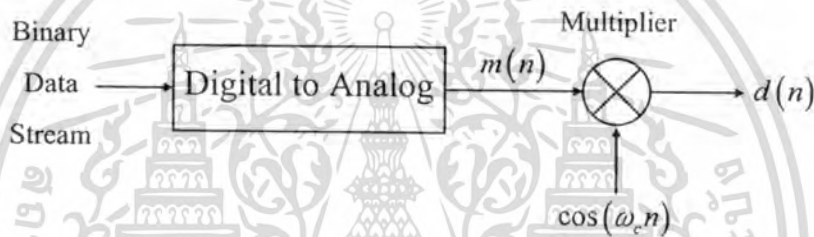
ทำให้สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับในสมการที่ (2.10) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$d(n) = \begin{cases} \cos(\omega_c n) & , \text{ for binary bit 0} \\ -\cos(\omega_c n) & , \text{ for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.13)$$

นั่นคือ

$$m(n) = \begin{cases} 1 & , \text{ for binary bit 0} \\ -1 & , \text{ for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.14)$$

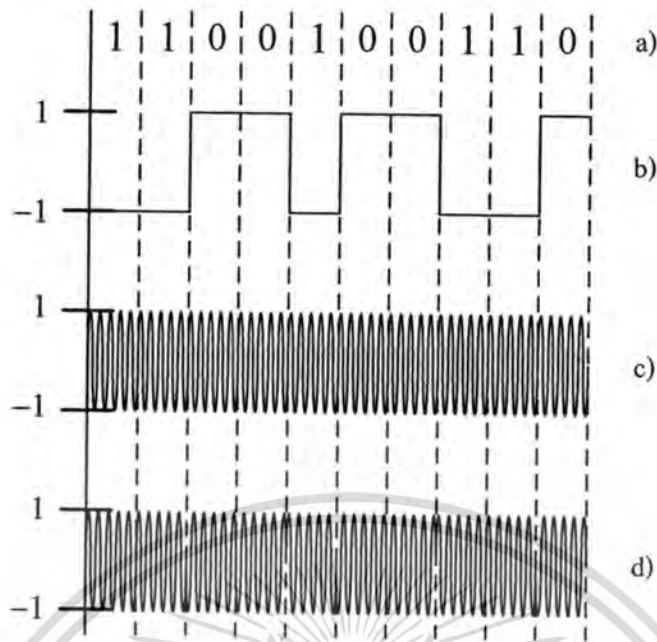
บล็อกไดอะแกรมในการมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

ลักษณะสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

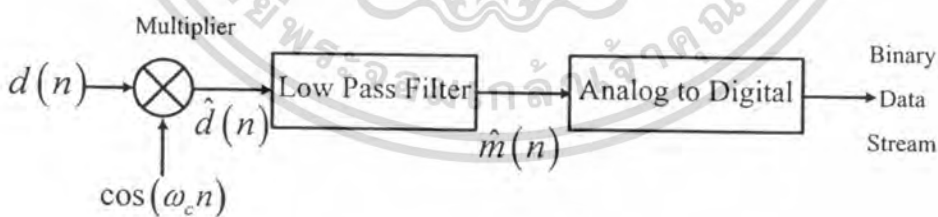


รูปที่ 2.5 สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณดิจิทัล  $m(n)$
- c) คลื่นพาห้  $c(n)$
- d) สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส  $d(n)$

#### 2.2.2.2 การดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

บล็อกไดอะแกรมในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

จากรูปที่ 2.6 เมื่อรับสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับเข้ามาในระบบสัญญาณนั้นจะถูกคูณกับคลื่นพาห้ ซึ่งแสดงดังสมการ

$$\hat{d}(n) = \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{1}{2} [\cos(\phi_m(n)) + \cos(2\omega_c n + \phi_m(n))] \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) จะเห็นว่าสัญญาณข่าวสารที่ต้องการนั้นอยู่ในเทอมของสัญญาณความถี่ต่ำ ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณในสมการที่ (2.15) มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณข่าวสารดังสมการที่ (2.16) กลับคืนมา

$$\hat{m}(n) = \frac{1}{2} \cos(\phi_m(n)) \quad (2.16)$$

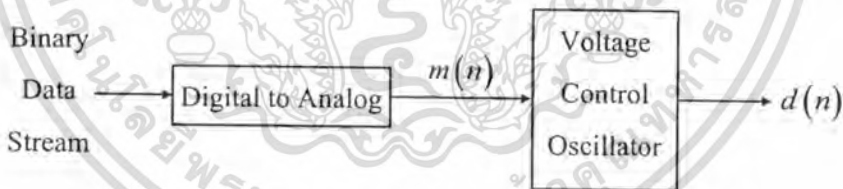
นำสัญญาณในสมการที่ (2.16) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลก็จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมาดังสมการต่อไปนี้

$$B = \begin{cases} 0, & \hat{m}(n) = \frac{1}{2} \\ 1, & \hat{m}(n) = -\frac{1}{2} \end{cases} \quad (2.17)$$

## 2.2.3 การมอดูเลต และดีมอดูเลตเชิงความถี่

### 2.2.3.1 การมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ (Binary Frequency Shift Keying: BFSK)

การมอดูเลตเชิงความถี่เป็นการฝากสัญญาณข่าวสารดิจิทัลไปกับพารามิเตอร์ทางความถี่ของคลื่นพาห้ ซึ่งบล็อกไดอะแกรมในการมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.7

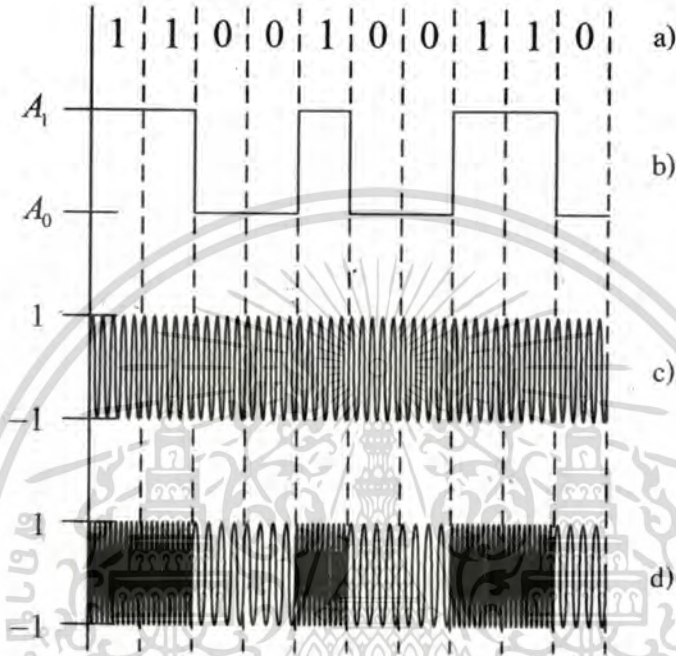
$$m(n) = \begin{cases} A_0 & , \text{ for binary bit 0} \\ A_1 & , \text{ for binary bit 1} \end{cases} \quad (2.18)$$

ดังนั้นสมการสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$d(n) = \begin{cases} \cos((\omega_c + A_0)n), & \text{for symbol 0} \\ \cos((\omega_c + A_1)n), & \text{for symbol 1} \end{cases} \quad (2.19)$$

ลักษณะสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.8

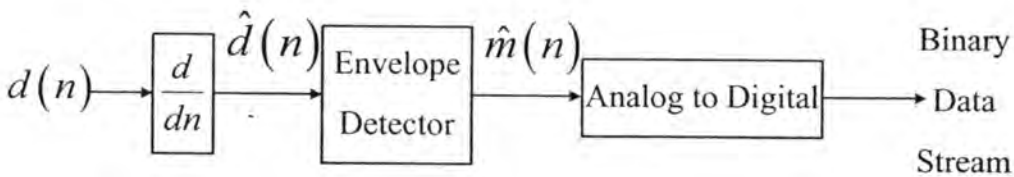


รูปที่ 2.8 สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณคิติดอล  $m(n)$
- c) คลื่นพาห้  $c(n)$
- d) สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่  $d(n)$

2.2.3.2 การดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

บล็อกไดอะแกรมในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.9 เมื่อรับสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับเข้ามาในระบบ สัญญาณนั้นจะถูกทำอนุพันธ์ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}\hat{d}(n) &= \frac{d}{dn}(\cos((\omega_c + m(n))n)) \\ &= -(\omega_c + m(n))\sin((\omega_c + m(n))n)\end{aligned}\quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) จะเห็นว่าสัญญาณข่าวสารนั้นเป็นขนาดของสัญญาณในสมการ (2.20) ดังนั้น เมื่อนำสัญญาณมาผ่านวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณจะได้สัญญาณข่าวสารดังสมการที่ (2.21) กลับคืนมา

$$\hat{m}(n) = |-(\omega_c + m(n))| \quad (2.21)$$

นำสัญญาณในสมการที่ (2.21) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลก็จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมาดังสมการต่อไปนี้

$$B = \begin{cases} 0, & \hat{m}(n) = \omega_c + A_0 \\ 1, & \hat{m}(n) = \omega_c + A_1 \end{cases} \quad (2.22)$$

## 2.3 ตัวแปรสุ่ม (Random Variable)

### 2.3.1 ตัวแปรสุ่ม และความน่าจะเป็น (Random Variable and Probability)

ถ้าให้ผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A และห้อง B เป็นดังนี้

ตารางที่ 2.1 ผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A และ B

เกรด	ห้อง A		ห้อง B	
	จำนวน (คน)	ความน่าจะเป็น	จำนวน (คน)	ความน่าจะเป็น
A (4)	8	0.16	5	0.10
B (3)	14	0.28	22	0.44
C (2)	18	0.36	12	0.24
D (1)	10	0.20	11	0.22
รวม	50	1.00	50	1.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 2.1 นักศึกษาที่ได้เกรดต่างๆ ในวิชาคณิตศาสตร์ คือ เหตุการณ์ที่เกิดขึ้น ในที่นี้มี 4 เหตุการณ์คือ เหตุการณ์ที่นักศึกษาได้เกรด A, B, C และ D

ตัวแปรสุ่ม  $X$  คือ เซตของจำนวนจริง ( $x$ ) ที่แทนเซตของเหตุการณ์ ( $X$ ) ในที่นี้คือ  $\{4, 3, 2, 1\}$  แทน  $\{A, B, C, D\}$

ความน่าจะเป็นของ  $x$  ( $P(x)$ ) คือ โอกาสความเป็นไปได้ที่จะเกิดเหตุการณ์  $X$  ขึ้นจากจำนวนเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมด ในที่นี้คือ จำนวนของนักศึกษาที่ได้เกรด A, B, C หรือ D ต่อจำนวนนักศึกษาในห้อง

จากข้อมูลในตารางที่ 2.1 ไม่สามารถตัดสินใจว่านักศึกษาห้อง A หรือ B ที่มีผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ดีกว่า ดังนั้นเมื่อต้องการเปรียบเทียบผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษา 2 ห้องนี้จึงต้องเปรียบเทียบจากค่าเฉลี่ย (Mean) หรือค่าคาดหวัง (Expectation Value) ดังสมการ

$$E[x] = \sum_{i=1}^N (x_i P(x_i)) \quad (2.23)$$

โดยที่  $i = 1, 2, \dots, N$

$N$  คือ จำนวนเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นทั้งหมด

จากข้อมูลในตารางที่ 2.1 ค่าคาดหวังผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A คือ

$$\begin{aligned} E[x] &= (4 \times 0.16) + (3 \times 0.28) + (2 \times 0.36) + (1 \times 0.2) \\ &= 2.40 \end{aligned} \quad (2.24)$$

ค่าคาดหวังผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง B คือ

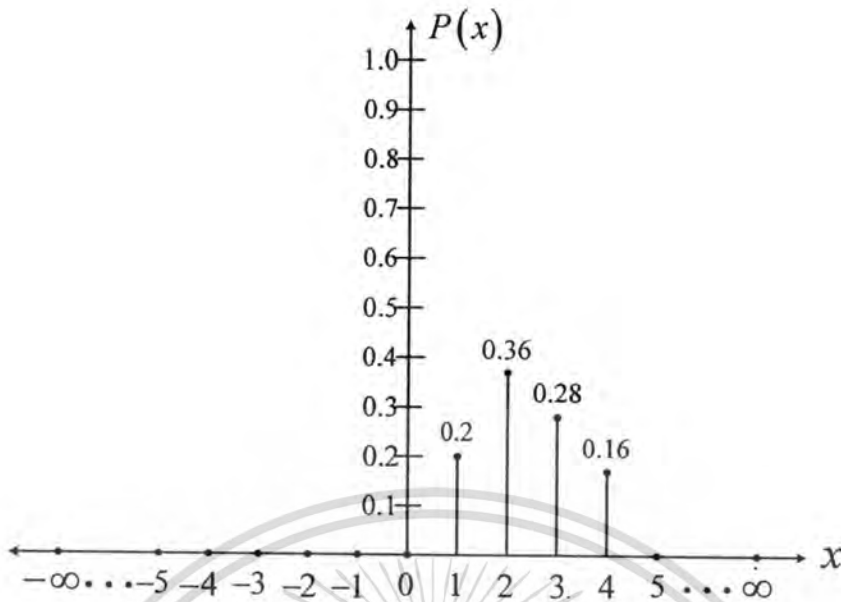
$$\begin{aligned} E[x] &= (4 \times 0.10) + (3 \times 0.44) + (2 \times 0.24) + (1 \times 0.22) \\ &= 2.42 \end{aligned} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.24) และ (2.25) ทำให้ทราบว่านักศึกษาห้อง B มีผลการเรียนวิชาคณิตศาสตร์โดยรวมดีกว่านักศึกษาห้อง A

### 2.3.2 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function: CDF)

จากตารางที่ 2.1 เมื่อความน่าจะเป็นที่นักศึกษาห้อง A จะได้เกรดต่างๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 กราฟความน่าจะเป็นที่นักศึกษาห้อง A จะได้เกรดต่างๆ

ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม ( $F_X(x)$ ) คือ ผลรวมความน่าจะเป็นของค่าตัวแปรสุ่ม ตั้งแต่  $-\infty$  จนถึง  $\infty$  ค่าตัวแปรสุ่ม  $x$  ที่เราสนใจ

$$F_X(x) = P(X \leq x) \quad (2.26)$$

จากรูปที่ 2.10 จะได้ว่า

$$F_X(0) = 0$$

$$F_X(1) = 0.20$$

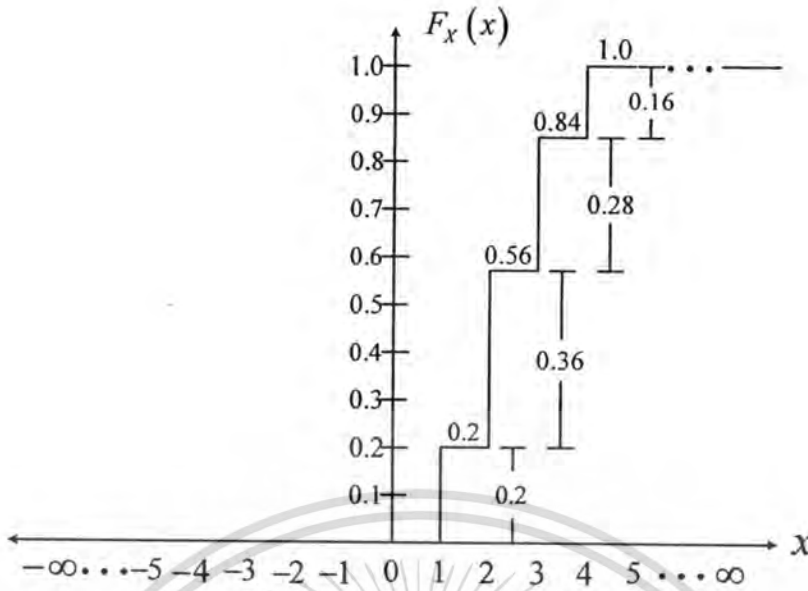
$$F_X(2) = 0.56$$

$$F_X(3) = 0.84$$

$$F_X(4) = 1$$

$$F_X(\infty) = 1$$

ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสมผลการเรียนคณิตศาสตร์ของนักศึกษาห้อง A

### 2.3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf)

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น  $p_X(x)$  ของตัวแปรสุ่ม  $X$  สามารถหาได้ดังนี้

$$p_X(x) = \frac{dF_X(x)}{dx} \quad (2.27)$$

เมื่อทำปริพันธ์สมการที่ (2.27) จะได้

$$\int_{-\infty}^x p_X(x) dx = \int_{-\infty}^x \frac{dF_X(x)}{dx} = F_X(x) \quad (2.28)$$

เมื่อให้  $x = \infty$  จะได้

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_X(x) dx = F_X(\infty) = 1 \quad (2.29)$$

พิจารณาที่  $a < x \leq b$  จะได้

$$\begin{aligned} F_X[a < x \leq b] &= \int_a^b p_X(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^b p_X(x) dx - \int_{-\infty}^a p_X(x) dx \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= F_X(b) - F_X(a) \quad (2.30)$$

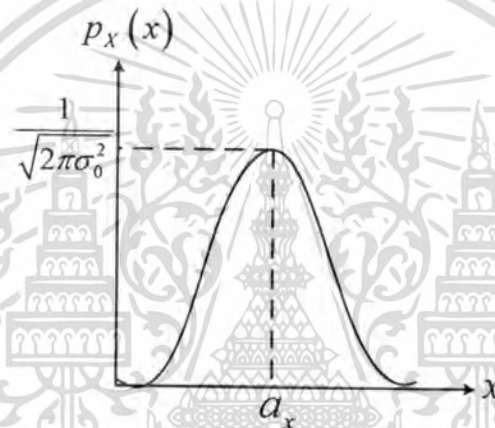
### 2.3.4 ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian Random Variable)

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นแบบเกาส์มีสมการดังนี้

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} e^{-(x-a_x)^2/2\sigma_0^2} \quad (2.31)$$

โดยที่  $a_x$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $p_X(x)$

$\sigma_0$  คือ ความแปรปรวนของ  $x$



รูปที่ 2.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์

ฟังก์ชันการแจกแจงสะสมของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์หาได้จาก

$$\begin{aligned} F_X(x) &= P(X \leq x) \\ &= \int_{-\infty}^x p_X(x) dx \\ &= 1 - \int_x^{\infty} p_X(x) dx \\ &= 1 - \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} e^{-(x-a_x)^2/2\sigma_0^2} dx \end{aligned} \quad (2.32)$$

ทำการเปลี่ยนตัวแปรโดยให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{x-a_x}{\sigma_0} \\
 du &= \frac{dx}{\sigma_0} \\
 dx &= \sigma_0 du
 \end{aligned}
 \tag{2.33}$$

แทนสมการที่ (2.33) ลงในสมการที่ (2.32) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 F_x(x) &= 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{x-a_x}{\sigma_0}}^{\infty} e^{-u^2/2} du \\
 &= 1 - Q\left(\frac{x-a_x}{\sigma_0}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.34}$$

โดยที่  $Q(x)$  เรียกว่า ฟังก์ชัน  $Q$  ซึ่งนิยามได้โดย

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-x^2/2} dx
 \tag{2.35}$$

## 2.4 ความน่าจะเป็นผิดพลาด (Bit Error Probability)

ถ้าให้สัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณแบบเกาส์ ความน่าจะเป็นของค่าสัญญาณ  $\hat{m}$  ที่รับได้ เมื่อค่าสัญญาณที่ส่งมา คือ บิต 0

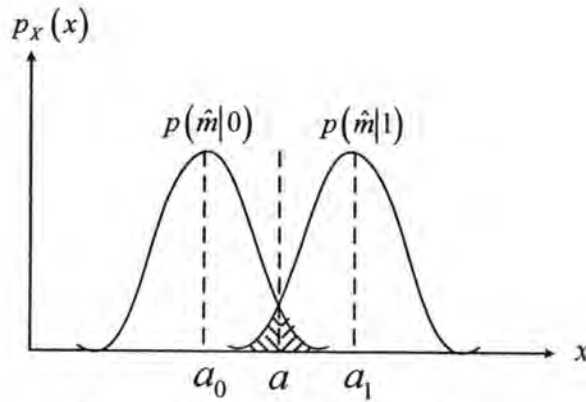
$$p(\hat{m}|0) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-(x-a_0)^2/2\sigma_0^2}
 \tag{2.36}$$

และความน่าจะเป็นของค่าสัญญาณ  $\hat{m}$  ที่รับได้ เมื่อค่าสัญญาณที่ส่งมา คือ บิต 1

$$p(\hat{m}|1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-(x-a_1)^2/2\sigma_0^2}
 \tag{2.37}$$

โดยที่  $a_0$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $p(\hat{m}|0)$

$a_1$  คือ ค่าเฉลี่ยของ  $p(\hat{m}|1)$



รูปที่ 2.13 การเลือกค่าแนวกำลัง  $a$  ที่เหมาะสม

จากรูปที่ 2.13 ถ้าเลือกค่า  $a$  เป็นแนวกำลังที่ใช้ในการตัดสินใจ ดังนั้นเมื่อค่าสัญญาณ  $\hat{m} > a$   $B$  จะเป็นบิต 1 ซึ่งพบว่ามีโอกาสที่จะตัดสินใจสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้น นั่นหมายความว่าข้อมูลที่ส่งมาเป็นบิต 0 แต่ถูกตัดสินใจให้เป็นบิต 1 เมื่อพิจารณารูปที่ 2.13 โอกาสที่สัญญาณจะถูกตัดสินใจผิดพลาดนั้นมีค่าเท่ากับพื้นที่ในส่วนที่แรเงาในส่วนที่  $\hat{m} > a$  ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$P(e|0) = \int_a^{\infty} p(\hat{m}|0) d\hat{m} \quad (2.38)$$

และเมื่อค่าสัญญาณ  $\hat{m} < a$   $B$  จะเป็นบิต 0 ซึ่งพบว่ามีโอกาสที่จะตัดสินใจสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้น นั่นหมายความว่าข้อมูลที่ส่งมาเป็นบิต 1 แต่ถูกตัดสินใจให้เป็นบิต 0 เมื่อพิจารณารูปที่ 2.13 โอกาสที่สัญญาณจะถูกตัดสินใจผิดพลาดนั้นมีค่าเท่ากับพื้นที่ในส่วนที่แรเงาในส่วนที่  $\hat{m} < a$  ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$P(e|1) = \int_{-\infty}^a p(\hat{m}|1) d\hat{m} \quad (2.39)$$

ทำให้

$$P_B = P(e|0)P(0) + P(e|1)P(1) \quad (2.40)$$

โดยที่  $P(0)$  คือ ความน่าจะเป็นในการส่งข้อมูลบิต 0

$P(1)$  คือ ความน่าจะเป็นในการส่งข้อมูลบิต 1

ถ้าให้ความน่าจะเป็นในการส่งข้อมูลบิต 0 และ 1 เท่ากัน นั่นคือ

$$P(0) = P(1) = \frac{1}{2} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.41) สามารถเขียนสมการที่ (2.40) ได้ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_B = \frac{1}{2} \{P(e|0) + P(e|1)\} \quad (2.42)$$

จากรูปที่ 2.13 จะเห็นว่าค่าผลบวกของพื้นที่ที่แรเงา ซึ่งเป็นตัวกำหนด  $P_B$  จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อเลือกค่า  $a$  ให้ตรงกับตำแหน่ง  $\hat{m}$  ที่เป็นจุดตัดของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น  $p(\hat{m}|0)$  กับ  $p(\hat{m}|1)$  ซึ่งเป็นจุดกึ่งกลางระหว่างค่าของ  $\hat{m}$  ที่เป็นค่าเฉลี่ยของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น  $p(\hat{m}|0)$  กับ  $p(\hat{m}|1)$  พอดี นั่นคือ

$$a = \frac{a_0 + a_1}{2} \quad (2.43)$$

จากการเลือกแนวกำลัง  $a$  จะทำให้

$$P_B = P(e|0) = P(e|1) \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.38) และ (2.43) สามารถหาความน่าจะเป็นผิดพลาดได้ดังนี้

$$P_B = \int_{a=(a_0+a_1)/2}^{\infty} \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} e^{-(\hat{m}-a_0)^2/2\sigma_0^2} d\hat{m} \quad (2.45)$$

ทำการเปลี่ยนตัวแปรโดยให้

$$\begin{aligned} u &= \frac{\hat{m} - a_0}{\sigma_0} \\ du &= \frac{d\hat{m}}{\sigma_0} \\ d\hat{m} &= \sigma_0 du \end{aligned} \quad (2.46)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นผิดพลาดคือ

$$P_B = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{u=(a_0+a_1)/2\sigma_0}^{\infty} e^{-u^2/2} du \quad (2.47)$$

เมื่อจัดให้อยู่ในรูปฟังก์ชัน  $Q$  ดังสมการที่ (2.35) ได้ดังนี้

$$Q\left(\frac{a_0 + a_1}{2\sigma_0}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{u=(a_0+a_1)/2\sigma_0}^{\infty} e^{-u^2/2} du \quad (2.48)$$

แทนสมการที่ (2.48) ในสมการที่ (2.47) ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_B = Q\left(\frac{a_0 + a_1}{2\sigma_0}\right) \quad (2.49)$$

จากรูปที่ 2.13 ให้  $a_0 + a_1 = r$  ซึ่งคือระยะห่างระหว่าง  $a_0$  กับ  $a_1$  ดังนั้นสมการที่ (2.49) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$P_B = Q\left(\frac{r}{2\sigma_0}\right) \quad (2.50)$$

เมื่อความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ ( $\sigma_0^2$ ) คือ

$$\begin{aligned} \sigma_0^2 &= \frac{N_0}{2} \\ \sigma_0 &= \sqrt{\frac{N_0}{2}} \end{aligned} \quad (2.51)$$

โดยที่  $N_0$  คือ พลังงานของสัญญาณรบกวน แทนสมการที่ (2.51) ลงในสมการที่ (2.50)

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{r^2}{2N_0}}\right) \quad (2.52)$$

## 2.5 การวิเคราะห์สมรรถนะในการส่งข้อมูลดิจิทัล (Performance Analysis)

การวิเคราะห์สมรรถนะในการส่งข้อมูลดิจิทัลนั้นจะพิจารณาจากความน่าจะเป็นผิดพลาด จากสมการที่ (2.52) ความน่าจะเป็นผิดพลาดในการส่งข้อมูลดิจิทัลขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด, สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส และสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ เราจะทำการปรับสมการที่ (2.52) ให้อยู่ในรูปของค่าประสิทธิภาพพลังงาน ( $\eta_p$ ) ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

$$\eta_p = \frac{r^2}{E_b} \quad (2.53)$$

โดยที่  $\eta_p$  คือ ประสิทธิภาพพลังงาน

$E_b$  คือ พลังงานในการส่งสัญญาณต่อ 1 บิต

$r$  คือ ระยะระหว่างเวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลต

จากสมการที่ (2.53) แก้สมการหาค่า  $r$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r = \sqrt{\eta_r E_b} \quad (2.54)$$

แทนค่าสมการที่ (2.54) ลงในสมการที่ (2.52) จะได้

$$P_R = Q \left( \sqrt{\frac{\eta_r E_b}{2N_0}} \right) \quad (2.55)$$

### 2.5.1 ความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

จากสมการที่ (2.6) สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.14 เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

จากสมการที่ (2.55) เราต้องทำการหาค่าประสิทธิภาพพลังงานโดยจะเริ่มจาก

$$E_b \equiv P(1)m^2(1) + P(0)m^2(0) \quad (2.56)$$

แทนสมการที่ (2.56) ลงในสมการที่ (2.53) จะได้

$$\eta_r = \frac{r^2}{P(1)m^2(1) + P(0)m^2(0)} \quad (2.57)$$

สำหรับสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ กำหนดให้

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2}$$

$$m(1) = 1$$

$$m(0) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $m(1)$  คือ ระดับแรงดันที่ใช้แทนบิตข้อมูล 1  
 $m(0)$  คือ ระดับแรงดันที่ใช้แทนบิตข้อมูล 0

จากรูปที่ (2.14) ได้  $r=1$  แทนค่า  $r=1, P(1), P(0), m(1)$  และ  $m(0)$  ลงในสมการที่ (2.57) จะได้

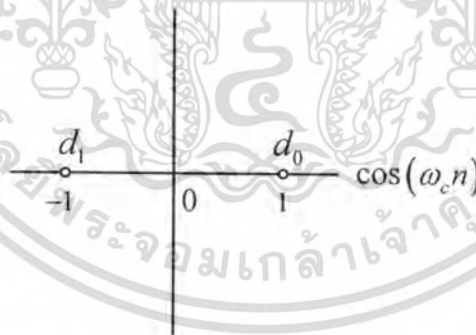
$$\eta_p = \frac{1^2}{\left(\frac{1}{2} \cdot (1)^2 + \frac{1}{2} \cdot (0)^2\right)} = 2 \quad (2.58)$$

แทนสมการที่ (2.58) ลงสมการที่ (2.55) จะสามารถหาความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดได้ดังนี้

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.59)$$

### 2.5.2 ความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

จากสมการที่ (2.13) สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.15 เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

สำหรับสัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ กำหนดให้

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2}$$

$$m(1) = -1$$

$$m(0) = 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ (2.15) ได้  $r = 2$  แทนค่า  $r = 2, P(1), P(0), m(1)$  และ  $m(0)$  ลงในสมการที่ (2.57) จะได้

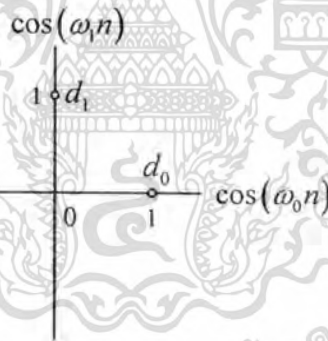
$$\eta_F = \frac{2^2}{\left(\frac{1}{2} \cdot (-1)^2 + \frac{1}{2} \cdot (1)^2\right)} = 4 \quad (2.60)$$

แทนสมการที่ (2.60) ลงสมการที่ (2.55) จะสามารถหาความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดได้ดังนี้

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{2N_0}}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.61)$$

### 2.5.3 ความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดของสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

จากสมการที่ (2.19) สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 เวกเตอร์ของสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

สำหรับสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ กำหนดให้

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2}$$

$$m(1) = 1$$

$$m(0) = -1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ (2.16) ได้  $r = \sqrt{2}$  แทนค่า  $r = \sqrt{2}$ ,  $P(1)$ ,  $P(0)$ ,  $m(1)$  และ  $m(0)$  ลงในสมการที่ (2.57) จะได้

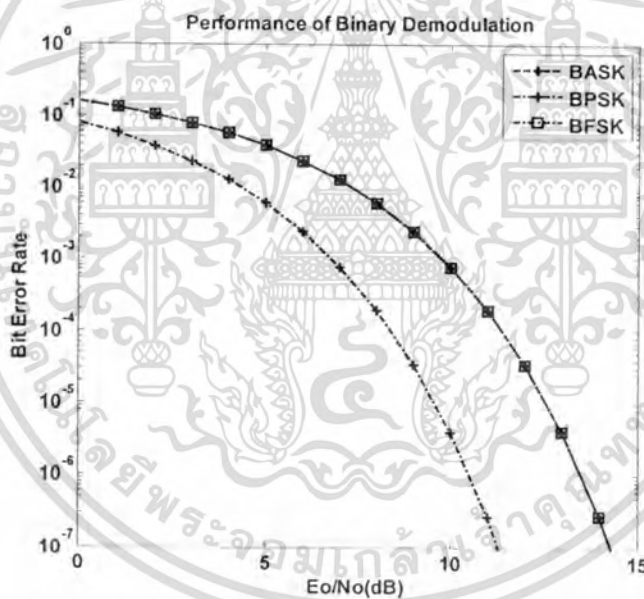
$$\eta_P = \frac{(\sqrt{2})^2}{\left(\frac{1}{2} \cdot (1)^2 + \frac{1}{2} \cdot (-1)^2\right)}$$

$$= 2 \quad (2.62)$$

แทนสมการที่ (2.62) ลงสมการที่ (2.55) จะสามารถหาความน่าจะเป็นผิดพลาดได้ดังนี้

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{2N_0}}\right)$$

$$= Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.63)$$



รูปที่ 2.17 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะการมอดูเลต 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 วงจรกรองแบบดิจิตอล (Digital Filter)

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่ใช้กรองสัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการผ่านออกมาได้ ส่วนสัญญาณที่มีความถี่อื่นจะถูกลดทอน (Attenuate) จนหมดไป ในการวิเคราะห์ และสังเคราะห์วงจรนั้นต้องใช้การคำนวณทางคณิตศาสตร์เข้ามาช่วย ในปัจจุบันวงจรกรองความถี่แบบดิจิตอลถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากข้อดีหลายประการดังนี้

- ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ สามารถออกแบบให้มีความใกล้เคียงกับผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการได้ นอกจากนี้การออกแบบวงจรกรองความถี่ให้มีความเสถียรเชิงเส้นสามารถทำได้ง่าย

- คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ออกแบบ และสร้างขึ้นจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อม, อุณหภูมิ หรือระยะเวลาในการใช้งาน นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานในย่านความถี่ต่ำได้เป็นอย่างดี

- การประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter) สามารถทำได้ง่าย

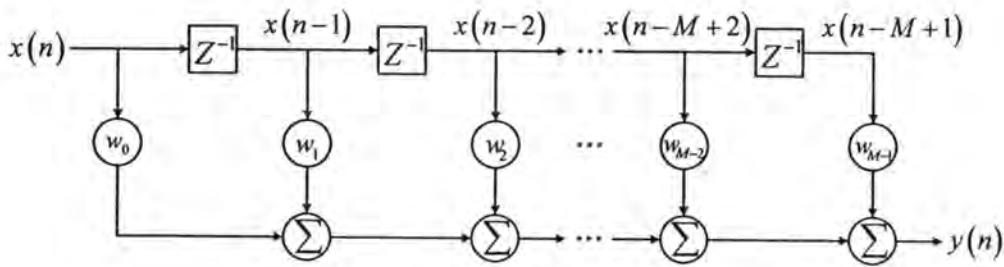
วงจรกรองความถี่แบบดิจิตอลสามารถแบ่งตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบได้ 2 ประเภทคือ

### 2.6.1 วงจรกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนจำกัด หรือวงจรกรองแบบเฟอไออาร์ (Finite Impulse Response Filter; FIR Filter)

วงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์เป็นวงจรกรองความถี่ที่ผลลัพธ์ของวงจร  $y(n)$  ขึ้นกับข้อมูลขาเข้าในสถานะปัจจุบัน  $x(n)$  และข้อมูลขาเข้าในสถานะก่อนหน้าในช่วงเวลาจำกัด  $M$  เท่านั้น ข้อมูลก่อนหน้าที่ไม่ได้อยู่ในช่วงเวลาดังกล่าวจะไม่มีผลใดๆ ต่อผลลัพธ์  $y(n)$  ผลตอบสนองของวงจรเขียนได้เป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i x(n-i) \quad (2.64)$$

บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์แสดงดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์

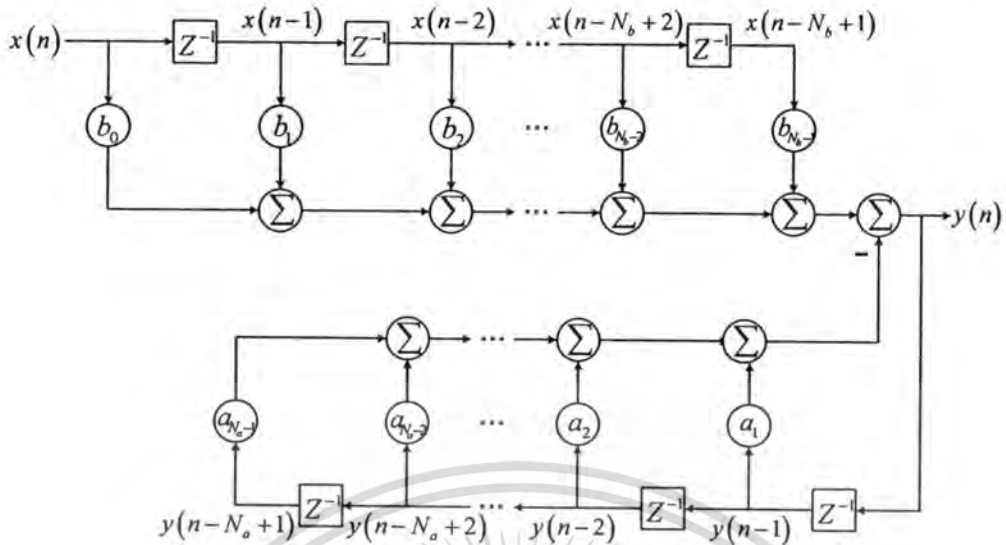
จากสมการ (2.56) และบล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์ดังรูปที่ 2.18 จะเห็นว่าผลลัพธ์ของวงจรกรองความถี่ที่เกิดจากผลรวมของผลคูณระหว่างข้อมูลขาเข้าในสถานะก่อนหน้า  $x(n-i]$  กับค่าสัมประสิทธิ์  $w_i$  โดย  $i=0, \dots, M-1$  และวงจรกรองความถี่มีโครงสร้างป้อนไปข้างหน้าอย่างเดียวนั้น

### 2.6.2 วงจรกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนไม่จำกัด หรือวงจรกรองแบบไอโออาร์ (Infinite Impulse Response Filter: IIR Filter)

วงจรกรองความถี่แบบ ไอโออาร์เป็นวงจรกรองความถี่ที่ผลลัพธ์ของวงจร  $y(n]$  ขึ้นกับข้อมูลขาเข้าในสถานะปัจจุบันและ ในอดีต และข้อมูลขาออกในสถานะก่อนหน้าทำให้เสมือนหนึ่งว่าผลตอบสนองของวงจรขึ้นกับข้อมูลขาเข้าในอดีตจนถึงปัจจุบันลบกับข้อมูลขาออกในอดีต ดังนั้นผลตอบสนองของวงจรเขียนได้เป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N_x-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{N_y-1} a_j y(n-j) \quad (2.65)$$

บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองความถี่แบบไอโออาร์แสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่แบบโอไออาร์

การเปรียบเทียบวงจรกรองความถี่แบบเอฟไออาร์กับวงจรกรองความถี่แบบโอไออาร์ แสดงดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบเอฟไออาร์กับโอไออาร์

คุณสมบัติ	วงจรกรองความถี่แบบเอฟไออาร์	วงจรกรองความถี่แบบโอไออาร์
1. ฟังก์ชันของระบบ	มีเฉพาะซีโร	มีทั้งโพล และซีโร
2. คุณสมบัติทางเฟส	เฟสเชิงเส้นทำได้ง่าย	เฟสเชิงเส้นทำได้เพียงการประมาณค่าเท่านั้น
3. เสถียรภาพ	เสถียรเสมอ	ไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับโพล
4. ความซับซ้อน	ขึ้นอยู่กับความยาวของการคอบสนองอิมพัลส์	ไม่ขึ้นอยู่กับความยาว ปกติแล้วใช้น้อยกว่า เอฟไออาร์ มาก
5. การออกแบบ	ใช้คอมพิวเตอร์ช่วยจะเหมาะสม	ใช้แต่เครื่องคิดเลขก็พอ (เพราะมักมีสูตรค้นแบบให้มากพอ)

การเลือกใช้งานระหว่างวงจรกรองความถี่แบบเอฟไออาร์ และแบบโอไออาร์สามารถเลือกให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การประยุกต์ใช้งานทางด้านการส่งข้อมูล (Data Transmission), เครื่องมือทางการแพทย์ (Biomedicine) และการประมวลผลภาพ (Image Processing) จำเป็นต้องใช้วงจรกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นวงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์จึงเหมาะสมกว่าแบบโอไออาร์

- การใช้งานที่แสดงผล ณ เวลาขณะนั้นซึ่งต้องมีการจำกัดจำนวนบิต การคำนวณสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่จะต้องทำการปัดเศษ (Round-off) ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดจากการปัดเศษขึ้น ความผิดพลาดนี้จะเกิดขึ้นในวงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์น้อยกว่าแบบโอไออาร์

- ในกรณีที่มีความต้องการให้ความชันในช่วงแถบความถี่ตัด (Transition Band) สูงนั้น วงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์ต้องใช้จำนวนอันดับสูงกว่า ทำให้มีสัมประสิทธิ์จำนวนมาก และมีความยุ่งยากกว่าวงจรกรองความถี่แบบโอไออาร์

- วงจรกรองความถี่แบบโอไออาร์สามารถออกแบบได้โดยตรงจากวงจรกรองความถี่ที่เป็นแบบอนาล็อกแต่วงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์ไม่สามารถทำได้

- วงจรกรองความถี่แบบเฟอไออาร์จะสังเคราะห์ได้ค่อนข้างยาก ถ้าหากไม่ใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ

### 2.6.3 วงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter)

วงจรกรองความถี่ต่างๆ ไปเป็นวงจรกรองความถี่แบบค่าสัมประสิทธิ์คงที่ หรือแบบไม่แปรตามเวลา สำหรับวงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบที่มีค่าสัมประสิทธิ์ปรับเปลี่ยนตลอดเวลา โดยมีลักษณะการปรับค่าสัมประสิทธิ์โดยอัตโนมัติ โดยใช้เงื่อนไขทางสถิติของสัญญาณ และจำลองสภาพแวดล้อมในการหาค่าสัมประสิทธิ์ วงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้นี้ทำให้ขอบเขตของการประยุกต์ใช้งานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลกว้างขวางมากขึ้น วงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้มีประโยชน์อย่างมากในสภาวะที่ไม่สามารถใช้วงจรกรองความถี่แบบธรรมดาได้ หรือใช้ได้แต่ให้ผลได้ไม่ดีนัก ยกตัวอย่างเช่น

- เมื่อสัญญาณรบกวน และสัญญาณที่ต้องการอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน ซึ่งถ้าใช้วงจรกรองความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ และต้องการให้สัญญาณรบกวนส่วนใหญ่หมดไป ก็จะทำให้สัญญาณที่ต้องการหายไปด้วย

- เมื่อไม่รู้ลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณรบกวน เช่น ไม่รู้ว่าสัญญาณรบกวนอยู่ในย่านความถี่ใด หรือเข้ามาในทิศทางใด เช่นในกรณีของสายอากาศแบบอาร์เรย์ เป็นต้น

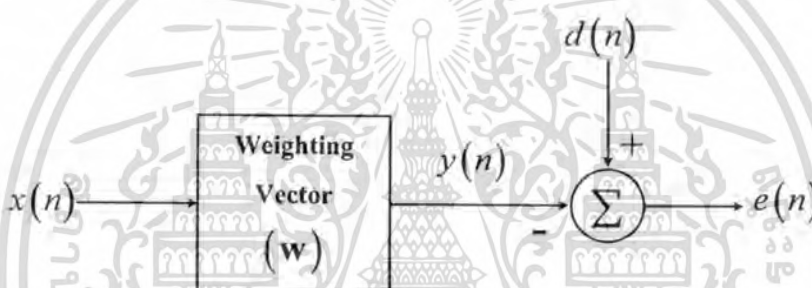
- เมื่อสัญญาณที่ต้องการมีความผิดเพี้ยน, ไม่รู้ลักษณะที่แน่นอน เช่น กรณีของโมเด็ม หรือโทรศัพท์มือถือที่มีการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ สัญญาณที่เครื่องรับได้รับจะถูก

ทำให้ผิดเพี้ยนไปด้วย พังกัณฑ์ด้วยไอของสัญญาณที่ไม่รู้ค่าแน่นอน และอาจมีค่าแปรตามเวลา เพราะฉะนั้นจึงต้องใช้วงจรกรองความถี่เพื่อทำการกรองเอาความผิดพลาดนี้ออกไป

วงจรกรองความถี่ดิจิทัลแบบปรับตัว ได้มีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เช่น ระบบสื่อสาร, ระบบควบคุม, เรดาร์, โซนาร์ และเครื่องมือทางการแพทย์ ทั้งนี้เพราะความสามารถในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่เข้ามาได้ด้วยตัวเอง

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้บางชนิดนั้นมีความจำเป็นต้องทราบข้อมูลเบื้องต้น และลักษณะเฉพาะเจาะจงของการประยุกต์ใช้งานนั้นๆ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวนี้จำเป็นมากสำหรับการออกแบบเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการเลือก โครงสร้างของวงจรกรองความถี่ ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้เป็นขั้นตอนที่ยากที่สุด

2.6.3.1 วงจรกรองแบบวินเนอร์ (Wiener Filter)



รูปที่ 2.20 บล็อกโคแอดแกรมของวงจรกรองแบบวินเนอร์

จากรูปที่ 2.20 สัญญาณขาออกของวงจรกรองสัญญาณแบบวินเนอร์คือ

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i x(n-i) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \tag{2.66}$$

โดยที่  $\mathbf{x}(n)$  คือ เวกเตอร์สัญญาณขาเข้า (Input Signal Vector)

$y(n)$  คือ สัญญาณขาออก (Output Signal)

$\mathbf{w}$  คือ เวกเตอร์ค่าน้ำหนัก (Weighting Vector)

เมื่อ  $\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T$

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{L-1}]^T$$

โดยที่  $N$  คือ จำนวนค่าน้ำหนัก หรือจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณ และหาค่าความผิดพลาดได้

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \quad (2.67)$$

โดยที่  $d(n)$  คือ สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal)

$e(n)$  ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณขาเข้า (Error Signal)

วัตถุประสงค์ของการใช้วงจรกรองสัญญาณแบบวินเนอร์ก็เพื่อลดค่าความผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุด ซึ่งมีตัววัดปริมาณค่าผิดพลาดที่เรียกว่า ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Cost Function) หรือ  $\xi$  แสดงดังสมการ

$$\begin{aligned} \xi &= E[e^2(n)] \\ &= E[d^2(n) - 2d(n)\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}] \\ &= E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)] + E[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}] \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[d(n) \mathbf{x}(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n)] \mathbf{w} \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.68)$$

โดยที่

$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n)]$  คือ เมทริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของสัญญาณขาเข้า

$\mathbf{p} = E[d(n) \mathbf{x}(n)]$  คือ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation Vector) ระหว่างสัญญาณขาเข้า  $\mathbf{x}(n)$  กับสัญญาณอ้างอิง  $d(n)$

$\xi$  คือ ฟังก์ชันวัตถุประสงค์

จากสมการที่(2.68) เมื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุด ทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของ  $\xi$  เทียบกับ  $\mathbf{w}$  หรือที่เรียกว่า เกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $\mathbf{g}_w$ )

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_w &= \nabla(\xi) = \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}} (E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}) \\ &= -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned}$$

เมื่อให้  $\nabla(\xi) = 0$  จะได้

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (2.69)$$

ถ้าแทนค่าน้ำหนักที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.69) ลงในสมการที่ (2.68) จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดที่น้อยที่สุด จากวิธีของวินเนอร์-ฮอฟฟ์ที่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\xi_{\min} &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}_o^T \mathbf{p} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \\ &= E[d^2(n)] - \mathbf{w}_o^T \mathbf{p}\end{aligned}\quad (2.70)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}\mathbf{R} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) & x(n-1) & \dots & x(n-L-1) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,L-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{L-1,0} & r_{L-1,1} & \dots & r_{L-1,L-1} \end{bmatrix} \\ \mathbf{p} &= E[d(n)\mathbf{x}(n)] = \begin{bmatrix} d(n)x(n) \\ d(n)x(n-1) \\ d(n)x(n-2) \\ \vdots \\ d(n)x(n-L-1) \end{bmatrix}\end{aligned}$$

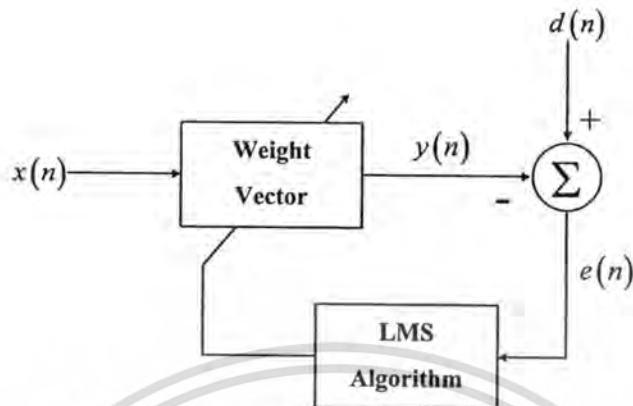
จะเห็นว่าข้อจำกัดของวงจรกรองแบบวินเนอร์คือ ต้องรู้เมตริกซ์สหสัมพันธ์ ( $\mathbf{R}$ ) และเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ ( $\mathbf{p}$ ) ซึ่งต้องใช้เวลาในการคำนวณผลนานเนื่องจากต้องหาอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ อีกทั้งค่าเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้จะเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นจะต้องมีการคำนวณใหม่เรื่อยๆ และใช้เวลาในการคำนวณนาน ดังนั้นจึงมีการเลือกใช้วงจรกรองวินเนอร์แบบปรับตัวได้ที่สามารถใช้กับสัญญาณขาเข้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ และใช้เวลาในการคำนวณรวดเร็วซึ่งได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

### 2.6.3.2 วงจรกรองที่มีอัลกอริธึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด หรือ อัลกอริธึมแบบลีสมีนสแควร์เออเรอร์ (Least Mean Square Error Algorithm: LMS Algorithm)

การใช้วงจรกรองแบบวินเนอร์จะใช้ในสถานะที่ไม่มีกรผันแปรตามเวลา แม้ว่าจะสามารถคำนวณค่าที่ถูกต้องได้ แต่การคำนวณทำได้ยาก ในขณะเดียวกันได้มีการพัฒนาวงจรกรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter) หลายวิธี ข้อดีของวงจรกรองแบบปรับตัวได้ประการหนึ่งคือ มีสูตรการคำนวณที่ง่ายไม่ซับซ้อน และไม่จำเป็นต้องรู้พารามิเตอร์ทางสถิติของสัญญาณขาเข้า ที่สำคัญค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจะถูกปรับโดยอัตโนมัติให้เหมาะสมเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้า สำหรับงานวิจัยนี้เป็นการนำวงจรกรองแบบปรับตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ที่ใช้อัลกอริธึมค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (LMS Algorithm) มาประยุกต์ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ



รูปที่ 2.21 บล็อกโคอะแกรมวงจรรองแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัลกอริธึมแบบ LMS

วงจรรองแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัลกอริธึมค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดเป็นวิธีการที่ง่าย, การคำนวณไม่ซับซ้อน, มีเวลาการดูเข้า (Convergence Time) ที่เร็ว และอาศัยค่าสัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  มาคำนวณเพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณโดยใช้เงื่อนไขของการลดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error: MSE) ให้มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้สัญญาณขาออกจากวงจรรองสัญญาณนั้นมีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากที่สุดด้วย เมื่อต้องการหาค่า  $\xi$  ที่น้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการปรับ  $w$  ทำได้โดยหา  $\frac{\partial \xi}{\partial w}$

$$g_w = \frac{\partial \xi}{\partial w} = \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w} = -2E[e(n)x(n)] = -2p + 2Rw \quad (2.71)$$

การค้นหาค่าแบบสตีพเพสเดสเซนต์ (Steepest Descent Method) ได้ถูกนำมาใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) - \mu g_w(n) \\ w(n+1) &= w(n) - 2\mu R w(n) + 2\mu p \end{aligned} \quad (2.72)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ค่าเกณฑ์การปรับตัว (Adaptation Gain) หรือขนาดขั้น (Step Size)

จากสมการที่ (2.72) จะเห็นว่าค่า  $w(n+1)$  จะปรับค่าตามค่าลบของเกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $g_w$ ) และค่า  $\mu$  มีผลต่ออัตราการดูเข้าของอัลกอริธึม ในการกำหนดค่า  $\mu$  ต้องกำหนดให้เหมาะสม เงื่อนไขในการกำหนดค่า  $\mu$  นั้น จะเริ่มพิจารณาจากคุณสมบัติ, ค่าคุณลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Characteristic Values) หรือค่าไอเกน (Eigenvalues) และเมตริกซ์ของเวกเตอร์ไอเกน (Eigenvector) ของเมตริกซ์สหมพันธ์ ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$[R - \lambda I]Q_i = 0 \quad (2.73)$$

โดยที่  $\lambda$  คือ ค่าไอเกน

$I$  คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์

$Q_i$  คือ เมตริกซ์ของเวกเตอร์ไอเกนที่สอดคล้องกับค่าไอเกน และ  $Q_i^{-1} = Q_i^T$

จากสมการที่ (2.73) สามารถเขียนได้เป็น

$$RQ_i = \lambda_i Q_i \quad (2.74)$$

และสามารถกระจายสมการที่ (2.74) ได้ดังนี้

$$R[Q_0 \ Q_1 \ \dots \ Q_{L-1}] = [Q_0 \ Q_1 \ \dots \ Q_{L-1}] \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_{L-1} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

จากสมการที่ (2.75) สามารถเขียนสมการที่ (2.74) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} RQ &= QA \\ \Lambda &= Q^T R Q \text{ หรือ } R = Q \Lambda Q^T \end{aligned} \quad (2.76)$$

โดยที่  $\Lambda$  คือ เมตริกซ์ของค่าไอเกนซึ่งเป็นเมตริกซ์แนวทแยง (Diagonal Matrix)

กำหนดให้

$$v = w - w_0 \quad (2.77)$$

และ

$$v' = Q^T v = Q^{-1} v \quad (2.78)$$

โดยที่  $v$  คือ ค่าที่เบี่ยงเบนไปของสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง

สมการที่ (2.77) เป็นการแปลงพิกัดจากพิกัดของสัมประสิทธิ์วงจรรองให้เป็นพิกัดของค่าเบี่ยงเบนของวงจรรอง ส่วนสมการที่ (2.78) เป็นการหมุนแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถเขียนสมการที่ (2.76) ให้อยู่ในรูปของค่าเบี่ยงเบนสัมประสิทธิ์ได้ดังนี้

$$\mathbf{v}(n+1) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}]\mathbf{v}(n) \quad (2.79)$$

จากสมการที่ (2.78) สามารถเขียนสมการที่ (2.79) ได้ใหม่ดังนี้

$$\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n+1) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}]\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) \quad (2.80)$$

นำ  $\mathbf{Q}^{-1}$  คูณทั้งสองข้างของสมการได้

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n+1) &= \mathbf{Q}^{-1}[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}]\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) \\ \mathbf{v}'(n+1) &= [\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{I}\mathbf{Q} - 2\mu\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{Q}]\mathbf{v}'(n) \end{aligned} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ (2.76) จัดรูปสมการที่ (2.81) ได้ดังนี้

$$\mathbf{v}'(n+1) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n) \quad (2.82)$$

ให้  $n = n-1$  จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'(n) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n-1) \\ \mathbf{v}'(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n-1) &= 0 \end{aligned} \quad (2.83)$$

สมการที่ (2.83) เป็นสมการผลต่าง (Difference Equation) ที่มีแต่ผลตอบสนองธรรมชาติ ( $\mathbf{v}'_n(n)$ ) ซึ่งหาได้จาก

$$\mathbf{v}'_n(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'_n(n-1) = 0 \quad (2.84)$$

โดยกำหนดให้

$$\mathbf{v}'_n(n) = \mathbf{C}\mathbf{r}^n \quad (2.85)$$

แทนสมการที่ (2.85) ลงในสมการที่ (2.84) จะได้

$$\mathbf{C}\mathbf{r}^n - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{C}\mathbf{r}^{n-1} = 0 \quad (2.86)$$

ให้  $n = 0$  จะได้

$$\mathbf{C} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{C}\mathbf{r}^{-1} = 0 \quad (2.87)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ  $r$  มาคูณทั้งสองข้างของสมการจะได้

$$Cr - [I - 2\mu\Lambda]C = 0 \quad (2.88)$$

นำ  $C$  มาหารทั้งสองข้างของสมการจะได้

$$\begin{aligned} r - [I - 2\mu\Lambda] &= 0 \\ r &= [I - 2\mu\Lambda] \end{aligned} \quad (2.89)$$

สมการที่ (2.89) สามารถเขียนอยู่ในรูปเมทริกซ์ได้ดังนี้

$$r = I - 2\mu\Lambda = \begin{bmatrix} 1 - 2\mu\lambda_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 - 2\mu\lambda_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 - 2\mu\lambda_{L-1} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

ซึ่งสามารถลดรูปได้เป็น

$$r = 1 - 2\mu\lambda_i \quad ; i = 0, 1, \dots, L-1 \quad (2.91)$$

ดังนั้นค่าผลตอบแทนของธรรมชาติ  $v'_n(n)$  คือ

$$v'_n(n) = C [1 - 2\mu\lambda_i]^n \quad (2.92)$$

จากสมการที่ (2.92) หากค่า  $C$  โดยให้  $n = 0$  จะได้

$$v'_n(0) = C \quad (2.93)$$

ดังนั้นค่าผลตอบแทนของธรรมชาติคือ

$$v'_n(n) = [1 - 2\mu\lambda_i]^n v'_n(0) \quad (2.94)$$

จากเงื่อนไขของเสถียรภาพของระบบทำให้

$$|1 - 2\mu\lambda_i| < 1 \quad (2.95)$$

เอาค่าสัมบูรณ์ออกจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-1 < 1 - 2\mu\lambda_i < 1 \quad (2.96)$$

แก้สมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} -2 < -2\mu\lambda_i < 0 \\ 0 < \mu\lambda_i < 1 \\ 0 < \mu < \frac{1}{\lambda_i} \end{aligned} \quad (2.97)$$

เนื่องจากค่าไอเกนสูงสุดที่เป็นไปได้คือ  $\lambda_{\max}$  ดังนั้นสมการที่ (2.97) จะได้ขอบเขตใหม่คือ

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (2.98)$$

และผลบวกของค่าไอเกนทั้งหมด หรือผลบวกในแนวทแยงของ  $\Lambda$  ( $\text{tr}(\Lambda)$ ) มีค่ามากกว่า  $\lambda_{\max}$  ดังนั้นสมการที่ (2.98) จะได้ขอบเขตใหม่คือ

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}(\Lambda)} \quad (2.99)$$

จากสมการที่ (2.76) หากค่าผลบวกในแนวทแยงจะได้

$$\text{tr}(\Lambda) = \text{tr}(\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{Q}) \quad (2.100)$$

จากคุณสมบัติของผลบวกในแนวทแยงของเมตริกซ์

$$\text{tr}(\mathbf{AB}) = \text{tr}(\mathbf{BA})$$

ทำให้สมการที่ (2.100) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \text{tr}(\Lambda) &= \text{tr}(\mathbf{R}\mathbf{Q}\mathbf{Q}^{-1}) \\ &= \text{tr}(\mathbf{R}) \end{aligned} \quad (2.101)$$

แทนสมการที่ (2.101) ลงในสมการที่ (2.99) จะได้

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R})} \quad (2.102)$$

โดยที่  $\text{tr}(\mathbf{R})$  คือ ผลบวกในแนวทแยงของเมตริกซ์สหสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.102) ถ้าเราสามารถหาเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าได้ เราก็จะสามารถรู้ขอบเขตค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมได้เช่นเดียวกัน

สำหรับอัลกอริทึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดนั้น ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจะใช้การประมาณค่าเกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $\hat{\xi}_w$ ) จากสมการที่ (2.69) ของวิธีวินเนอร์-ซอฟท์

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p}$$

โดยจะประมาณให้

$$\mathbf{R} \approx \hat{\mathbf{R}}(n) = \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n) \quad (2.103)$$

$$\mathbf{p} \approx \hat{\mathbf{p}}(n) = d(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.104)$$

การประมาณค่าเกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $\hat{\xi}_w$ ) คือ

$$\begin{aligned} \hat{\xi}_w(n) &= -2\hat{\mathbf{p}}(n) + 2\hat{\mathbf{R}}(n)\mathbf{w}(n) \\ &= -2d(n)\mathbf{x}(n) + 2\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n) \\ &= -2\mathbf{x}(n)(d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)) \\ &= -2\mathbf{x}(n)(d(n) - y(n)) \\ &= -2e(n)\mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.105)$$

ดังนั้นสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรคือ

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu\hat{\xi}_w(n) \\ &= \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.106)$$

จากสมการที่ (2.69) และ (2.106) จะเห็นว่าสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดนั้น ค่าคาดหวัง (Expectation Operation) ได้ถูกนำออกไปจากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ในวิธีสตีเฟสเดสเซนส์ซึ่งแทนด้วยการประมาณค่าเกรเดียนท์ การละค่าคาดหวังนี้ทำให้เกิดผลตามมาคือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองโดยวิธีค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุด ค่าความผิดพลาดจะมีการเคลื่อนไหวอย่างสุ่มรอบๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด (Error Surface) หรือถ่วงเข้าสู่ค่าเฉลี่ยแทนที่จะถ่วงเข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.3.3 สมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับคัวได้ที่อาศัยอัลกอริธึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด

ในการวัดสมรรถนะการทำงานของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับคัวได้จะใช้เกณฑ์ในการวัด 2 ค่า คือ

- ค่ามิสแอดจัสเมนต์ (Misadjustment)

ค่ามิสแอดจัสเมนต์สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$M = \frac{E[\xi_{ex}]}{\xi_{min}} \quad (2.107)$$

โดยที่  $\xi_{min}$  คือ ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดซึ่งหาได้จากวิธีของวินเนอร์-ฮอฟท์  
 $\xi_{ex}$  คือ ผลต่างระหว่างค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของวงจรกรองกับค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดซึ่งหาได้จากวิธีของวินเนอร์-ฮอฟท์

และ  $\xi_{ex}$  หาได้จาก

$$\xi_{ex} = \xi - \xi_{min} \quad (2.108)$$

โดยที่  $\xi$  คือ ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองเฉลี่ยของวงจรกรองสัญญาณ

จากสมการที่ (2.68)

$$\xi = E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}$$

จากสมการที่ (2.77) จัดรูปสมการที่ (2.68) ให้อยู่ในรูปของ  $\mathbf{v}$  โดยบวกเทอม  $[-\mathbf{w}_o^T \mathbf{p} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{p}]$  ทางขวามือของสมการที่ (2.68) จะได้

$$\xi = E[d^2(n)] - \mathbf{w}_o^T \mathbf{p} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{p} - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.109)$$

จากสมการที่ (2.70) สมการที่ (2.109) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\xi = \xi_{min} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{p} - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.110)$$

กระจายเทอม  $2\mathbf{w}^T \mathbf{p}$  จะได้

$$\xi = \xi_{min} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{p} - \mathbf{w}^T \mathbf{p} - \mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.111)$$

ดึงตัวร่วม  $\mathbf{p}$  ของเทอมที่ 2 กับ 3 ออกมาจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\xi &= \xi_{\min} - (\mathbf{w}^T - \mathbf{w}_o^T) \mathbf{p} - \mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \\ &= \xi_{\min} - \mathbf{v}^T \mathbf{p} - \mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}\end{aligned}\quad (2.112)$$

จากสมการที่ (2.69) หาค่า  $\mathbf{p}$  ได้

$$\mathbf{p} = \mathbf{R} \mathbf{w}_o \quad (2.113)$$

แทนค่าสมการที่ (2.113) ลงในสมการที่ (2.112) จะได้

$$\xi = \xi_{\min} - \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{w}_o - \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w}_o + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (2.114)$$

ดึงตัวร่วม  $\mathbf{w}^T \mathbf{R}$  ของเทอมที่ 3 กับ 4 ในสมการที่ (2.114) ออกมาจะได้

$$\xi = \xi_{\min} - \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{w}_o + \mathbf{w}^T \mathbf{R} (\mathbf{w} - \mathbf{w}_o) \quad (2.115)$$

จากสมการที่ (2.77) สามารถเขียนสมการที่ (2.115) ได้ใหม่ดังนี้

$$\xi = \xi_{\min} - \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{w}_o + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{v} \quad (2.116)$$

จัดรูปสมการที่ (2.116) ได้ใหม่ดังนี้

$$\xi = \xi_{\min} - \mathbf{w}_o^T \mathbf{R} \mathbf{v} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{v} \quad (2.117)$$

ดึงตัวร่วม  $\mathbf{R} \mathbf{v}$  ในเทอมที่ 2 กับ 3 ของสมการที่ (2.117) ออกจะได้

$$\xi = \xi_{\min} + \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{v} \quad (2.118)$$

เปรียบเทียบสมการที่ (2.118) กับ (2.108) จะได้

$$\xi_{ex} = \mathbf{v}^T \mathbf{R} \mathbf{v} \quad (2.119)$$

จากสมการที่ (2.78) จะได้

$$\begin{aligned}\xi_{ex} &= (\mathbf{Q} \mathbf{v}')^T \mathbf{R} \mathbf{Q} \mathbf{v}' \\ &= \mathbf{v}'^T \mathbf{Q}^T \mathbf{R} \mathbf{Q} \mathbf{v}'\end{aligned}\quad (2.120)$$

จากสมการที่ (2.76) สามารถเขียนสมการที่ (2.120) ได้ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\xi_{ex} = \mathbf{v}'^T \Lambda \mathbf{v}' \quad (2.121)$$

ดังนั้น

$$E[\xi_{ex}] = E[\mathbf{v}'^T \Lambda \mathbf{v}'] \quad (2.122)$$

จากสมการที่ (2.122) เมตริกซ์ค่าไอเกน  $\Lambda$  เป็นเมตริกซ์แนวทแยง ดังนั้นจึงสามารถเขียนสมการที่ (2.122) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} E[\xi_{ex}] &= \left( \sum_{n=0}^N \lambda_n \right) E[\mathbf{v}'^T \mathbf{v}'] \\ &= \text{tr}(\mathbf{R}) E[\mathbf{v}'^T \mathbf{v}'] \end{aligned} \quad (2.123)$$

การประมาณค่าเกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $\hat{\mathbf{g}}_w$ ) ในอัลกอริธึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด จะทำให้เกิดการรบกวนแบบเกรเดียนท์ขึ้น ซึ่งการประมาณค่าเกรเดียนท์ของ  $\xi$  ( $\hat{\mathbf{g}}_w$ ) นี้สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของการรบกวนแบบเกรเดียนท์ได้ดังนี้

$$\hat{\mathbf{g}}_w = \mathbf{g}_w + \mathbf{N} \quad (2.124)$$

โดยที่  $\mathbf{N}$  คือ การรบกวนแบบเกรเดียนท์

จากสมการที่ (2.71) สมการที่ (2.124) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\hat{\mathbf{g}}_w = 2\mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{p} + \mathbf{N} \quad (2.125)$$

จากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริธึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{g}}_w(n) \quad (2.126)$$

แทนค่าสมการที่ (2.113) และ (2.125) ลงในสมการที่ (2.126) จะได้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - 2\mu\mathbf{R}\mathbf{w}(n) - 2\mu\mathbf{R}^{-1}\mathbf{w}_o + \mu\mathbf{N}(n) \quad (2.127)$$

เปลี่ยนพิกัดจาก  $\mathbf{w}$  ไปเป็น  $\mathbf{v}$  โดยใช้สมการที่ (2.77) จะได้

$$\mathbf{v}(n+1) = \mathbf{v}(n) - 2\mu\mathbf{R}\mathbf{v}(n) + \mu\mathbf{N}(n) \quad (2.128)$$

จากสมการที่ (2.78) สามารถเขียนสมการที่ (2.128) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n+1) = \mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) - 2\mu\mathbf{R}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{N}(n) \quad (2.129)$$

นำ  $\mathbf{Q}^{-1}$  คูณทั้งสองข้างของสมการที่ (2.129)

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n+1) &= \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) - 2\mu\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{N}(n) \\ \mathbf{v}'(n+1) &= \mathbf{v}'(n) - 2\mu\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{Q}\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{N}'(n) \end{aligned} \quad (2.130)$$

จากสมการที่ (2.76) สามารถเขียนสมการที่ (2.130) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'(n+1) &= \mathbf{v}'(n) - 2\mu\mathbf{\Lambda}\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{N}'(n) \\ &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{N}'(n) \end{aligned} \quad (2.131)$$

เมื่อเข้าสู่สภาวะถ่วงเข้า  $\mathbf{v}'(n+1) = \mathbf{v}'(n)$  ดังนั้นจะได้

$$\mathbf{v}'(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n) + \mu\mathbf{N}'(n) \quad (2.132)$$

ทำการหาค่า  $\mathbf{v}'(n)\mathbf{v}'^T(n)$  จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'(n)\mathbf{v}'^T(n) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n)\mathbf{v}'^T(n)[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]^T + \mu^2\mathbf{N}'(n)\mathbf{N}'^T(n) \\ &\quad - \mu\{[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]\mathbf{v}'(n)\mathbf{N}'^T(n) + \mathbf{N}'(n)\mathbf{v}'^T(n)[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]^T\} \end{aligned} \quad (2.133)$$

จากนั้นหาค่า  $E[\mathbf{v}'(n)\mathbf{v}'^T(n)]$  ซึ่งก็คือ ค่า  $\text{cov}[\mathbf{v}'(n)]$  ได้ดังนี้

$$\text{cov}[\mathbf{v}'(n)] = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]^2 \text{cov}[\mathbf{v}'(n)] + \mu^2 \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] \quad (2.134)$$

จากสมการที่ (2.134) สามารถกระจายเทอม  $[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{\Lambda}]^2$  ได้ดังนี้

$$\text{cov}[\mathbf{v}'(n)] = (\mathbf{I} - 4\mu\mathbf{\Lambda} + 4\mu^2\mathbf{\Lambda}^2)\text{cov}[\mathbf{v}'(n)] + \mu^2 \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] \quad (2.135)$$

ทำการย้ายข้างรวมเทอมของ  $\text{cov}[\mathbf{v}'(n)]$  จะได้

$$\begin{aligned} 4\mu[\mathbf{\Lambda} - \mu\mathbf{\Lambda}^2]\text{cov}[\mathbf{v}'(n)] &= \mu^2 \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] \\ \text{cov}[\mathbf{v}'(n)] &= \frac{\mu}{4}[\mathbf{\Lambda} - \mu\mathbf{\Lambda}^2]^{-1} \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] \end{aligned} \quad (2.136)$$

ทุกสมการที่ (2.136) ไว้ก่อน ทำการหาค่า  $\text{cov}[\mathbf{N}'(n)]$  จากสมการที่ (2.105) แทนค่าลงในสมการที่ (2.124) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$-2e(n)\mathbf{x}(n) = \mathbf{g}_w + \mathbf{N}(n) \quad (2.137)$$

จากวิธีของวินเนอร์-ฮอฟที่จะให้  $\mathbf{g}_w = 0$  ดังนั้น

$$\mathbf{N}(n) = -2e(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.138)$$

จากสมการที่ (2.138) สามารถหาค่า  $\text{cov}[\mathbf{N}(n)]$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{N}(n)] &= E[\mathbf{N}(n)\mathbf{N}^T(n)] \\ &= 4E[e^2(n)\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \\ &= 4E[e^2(n)]E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \\ &= 4\xi_{\min} \mathbf{R} \end{aligned} \quad (2.139)$$

ทำการหาค่า  $\text{cov}[\mathbf{N}'(n)]$  โดยอาศัยการหมุนแกนในสมการที่ (2.78) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] &= \text{cov}[\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{N}(n)] \\ &= E[\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{N}(n)(\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{N}(n))^T] \\ &= E[\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{N}(n)\mathbf{N}^T(n)\mathbf{Q}] \\ &= \mathbf{Q}^{-1}E[\mathbf{N}(n)\mathbf{N}^T(n)]\mathbf{Q} \\ &= \mathbf{Q}^{-1}\text{cov}[\mathbf{N}(n)]\mathbf{Q} \end{aligned} \quad (2.140)$$

แทนสมการที่ (2.139) ลงในสมการที่ (2.140) จะได้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{N}'(n)] &= \mathbf{Q}^{-1}4\xi_{\min}\mathbf{R}\mathbf{Q} \\ &= 4\xi_{\min}\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{Q} \\ &= 4\xi_{\min}\mathbf{\Lambda} \end{aligned} \quad (2.141)$$

แทนสมการที่ (2.141) ลงในสมการที่ (2.136) จะได้

$$\begin{aligned} \text{cov}[\mathbf{v}'(n)] &= \frac{\mu}{4}[\mathbf{\Lambda} - \mu\mathbf{\Lambda}^2]^{-1}4\xi_{\min}\mathbf{\Lambda} \\ &= \mu\xi_{\min}[\mathbf{\Lambda} - \mu\mathbf{\Lambda}^2]^{-1}\mathbf{\Lambda} \end{aligned} \quad (2.142)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อให้ค่า  $\mu\Lambda$  มีค่าน้อยกว่า 1 เนื่องจากการเลือกค่า  $\mu$  น้อยๆ จึงสามารถละเทอมของ  $\mu\Lambda^2$  ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned}\text{cov}[\mathbf{v}'(n)] &\approx \mu\xi_{\min}^{\xi}\Lambda^{-1}\Lambda \\ &\approx \mu\xi_{\min}^{\xi}\mathbf{I}\end{aligned}\quad (2.143)$$

แทนสมการที่ (2.143) ลงในสมการที่ (2.123) จะได้

$$E[\xi_{\text{ex}}] = \text{tr}(\mathbf{R})\mu\xi_{\min}^{\xi}\quad (2.144)$$

ดังนั้นค่ามิสแอดจัสเมนต์ในสมการที่ (2.107) จะสามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}M &= \frac{\text{tr}(\mathbf{R})\mu\xi_{\min}^{\xi}}{\xi_{\min}^{\xi}} \\ &= \text{tr}(\mathbf{R})\mu\end{aligned}\quad (2.145)$$

สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะ โดยใช้ค่ามิสแอดจัสเมนต์นั้น หากวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้วงจรมีค่ามิสแอดจัสเมนต์น้อยกว่า ก็ถือว่างจรมีสมรรถนะมากกว่า

#### • ความเร็วในการลู่เข้า

โดยปกติแล้วความเร็วในการลู่เข้าจะพิจารณาจากจำนวนค่าตัวอย่างในการปรับตัวที่ทำให้เกิดค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดซึ่งจะหาได้เมื่อทราบค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดของระบบก่อน แต่ในการออกแบบระบบการปรับค่านั้นบางครั้งเราไม่สามารถทราบได้ว่าสัญญาณขาเข้าของระบบเป็นอย่างไรทำให้ไม่สามารถทราบค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดได้ ดังนั้นจึงต้องทำการพิจารณาจากค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าผิดพลาดกำลังสอง โดยละเทอมที่ขึ้นอยู่กับจำนวนค่าตัวอย่างในการปรับตัวออก เมื่อหาค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าผิดพลาดกำลังสองได้แล้ว จะสามารถนำไปหาจำนวนค่าตัวอย่างที่ใช้ในการลู่เข้าของระบบได้ ภายใต้เงื่อนไขของสภาวะลู่เข้า ดังนั้นในการหาจำนวนค่าตัวอย่าง จะเริ่มจากการพิจารณาค่าคงที่ทางเวลา โดยหาได้จาก

#### - ค่าคงที่ทางเวลา (Time Constant)

การพิจารณาค่าผิดพลาดกำลังสองที่เกิดขึ้นในแต่ละรอบของการปรับค่าสัมประสิทธิ์นั้น จากสมการที่ (2.108) และ (2.121) จะได้

$$\xi(n) = \xi_{\min} + \mathbf{v}'(n)\Lambda\mathbf{v}'(n)\quad (2.146)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลตอบสนองธรรมชาติของสมการผลต่างที่แสดงในสมการที่ (2.94)

$$\mathbf{v}'(n) = (1 - 2\mu\lambda)^n \mathbf{v}'(0)$$

แทนค่าสมการที่ (2.78) ลงในสมการที่ (2.94) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\mathbf{Q}^{-1}\mathbf{v}(n) = (1 - 2\mu\lambda)^n \mathbf{Q}^{-1}\mathbf{v}(0) \quad (2.147)$$

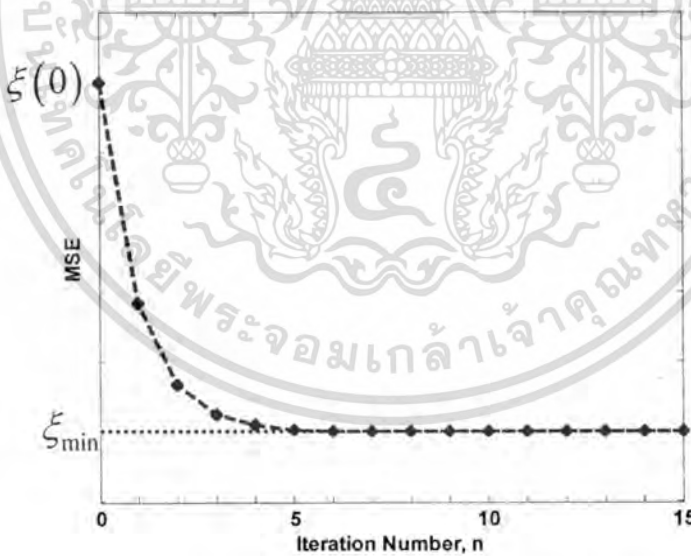
แทนสมการที่ (2.147) ลงในสมการที่ (2.146) จะได้

$$\begin{aligned} \xi(n) &= \xi_{\min} + (1 - 2\mu\lambda)^n \mathbf{v}^T(0) [\mathbf{Q}^{-1} \Delta \mathbf{Q}] \mathbf{v}(0) (1 - 2\mu\lambda)^n \\ &= \xi_{\min} + (1 - 2\mu\lambda)^{2n} \mathbf{v}^T(0) \mathbf{R} \mathbf{v}(0) \end{aligned} \quad (2.148)$$

จากสมการที่ (2.119) สามารถเขียนสมการที่ (2.148) ได้ใหม่ดังนี้

$$\xi(n) = \xi_{\min} + (1 - 2\mu\lambda)^{2n} \xi_{ex}(0) \quad (2.149)$$

จากนั้นพิจารณาค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละรอบ จะได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.22 ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถองสัญญาณ

จากรูปที่ 2.22 ให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีการลดลงเป็นเอกซ์โพเนนเชียลซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\xi(n) &= \xi_{\min} + [\xi(0) - \xi_{\min}] \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right) \\ &= \xi_{\min} + \xi_{ex}(0) \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right)\end{aligned}\quad (2.150)$$

โดยที่  $\tau$  คือ ค่าคงที่ทางเวลาของการลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลในรูปที่ 2.23  
เปรียบเทียบสมการที่ (2.149) กับ (2.150) จะได้

$$(1 - 2\mu\lambda)^{2n} = \left(\exp\left(-\frac{1}{\tau}\right)\right)^n \quad (2.151)$$

นำค่า  $\frac{2}{2}$  คูณในเทอมของ  $\tau$  แล้วทำการจัดให้อยู่ในรูปยกกำลัง  $2n$  จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}(1 - 2\mu\lambda)^{2n} &= \left(\exp\left(-\frac{2}{2\tau}\right)\right)^n \\ (1 - 2\mu\lambda)^{2n} &= \left(\exp\left(-\frac{1}{2\tau}\right)\right)^{2n}\end{aligned}\quad (2.152)$$

จากสมการที่ (2.152) ทำให้ทราบว่า

$$\begin{aligned}(1 - 2\mu\lambda) &= \exp\left(-\frac{1}{2\tau}\right) \\ (1 - 2\mu\lambda) &\approx 1 - \frac{1}{2\tau}\end{aligned}\quad (2.153)$$

แก้สมการหาค่าคงที่ทางเวลาของการลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลในรูปที่ 2.23 จะได้

$$\begin{aligned}2\tau &\approx \frac{1}{2\mu\lambda} \\ \tau &\approx \frac{1}{4\mu\lambda}\end{aligned}\quad (2.154)$$

ค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของการปรับตัวจากการพิจารณาค่าผิดพลาดกำลังสองที่ได้  
จากสมการที่ (2.154) เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.150) เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะคู่เข้า  
 $\xi(n) = \xi_{\min}$  จะได้

$$\xi_{ex}(0) \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right) = 0 \quad (2.155)$$

เมื่อเราทำการแทนค่า  $n = 5\tau$  ลงในสมการที่ (2.155) แล้วจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\xi_{ex}(0) \exp(-5) = 0.007 \xi_{ex}(0) \approx 0 \quad (2.156)$$

จากสมการที่ (2.156) ในทางปฏิบัติเราถือว่าประมาณได้เท่ากับศูนย์ดังนั้นเราสามารถหาจำนวนค่าตัวอย่างที่ใช้ในการลู่อเข้าของระบบเมื่อทราบค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าผิดพลาดกำลังสองจากสมการที่ (2.154) ได้ดังนี้

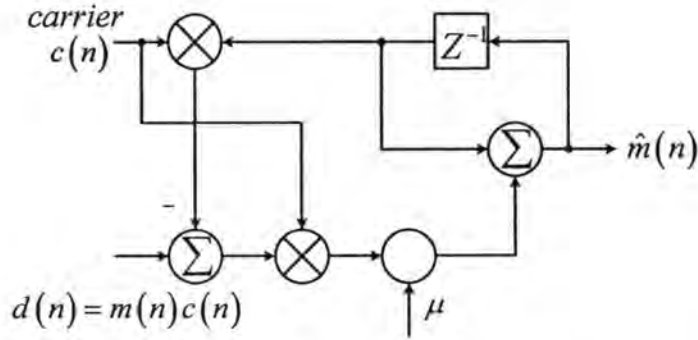
$$\begin{aligned} n &= 5\tau \\ &\approx \frac{5}{4\mu\lambda} \end{aligned} \quad (2.157)$$

## 2.7 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

จากการศึกษาค้นคว้าพบว่า วงจรที่ใช้ในการมอดูเลต และดีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนั้นจะประกอบด้วยวงจรย่อยๆ หลายวงจรด้วยกัน ถ้ายังต้องการวงจรที่สามารถมอดูเลต และดีมอดูเลตสัญญาณได้หลายชนิดด้วยแล้ว วงจรมอดูเลต และดีมอดูเลตจะยังมีขนาดใหญ่ และมีการสิ้นเปลืองพลังงานมากขึ้น ดังนั้นจึง ได้มีนักวิจัยหลายท่านพยายามที่จะสร้างการมอดูเลต และดีมอดูเลตแบบต่างๆ ด้วยเทคนิคการประมวลผลดิจิทัล (DSP) ซึ่งทำให้วงจรมอดูเลต และดีมอดูเลตที่ได้มีความยืดหยุ่นในการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ง่ายโดยไม่ต้องไปปรับตัวอุปกรณ์ในวงจร อีกทั้งยังมีการประหยัดพลังงานมากกว่าเดิมอีกด้วย จากการสืบค้นพบว่างานวิจัยที่มีการนำเอาหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลมีอยู่มากมาย ดังนั้นขอยกตัวอย่างงานวิจัยที่ใกล้เคียงกับวิทยานิพนธ์นี้ 2 งานวิจัยคือ

### 2.7.1 การดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation)

งานวิจัยเรื่อง การดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation) ได้นำเสนอโดย Fathy F. Yassa และ Sbarbel E. Noujaim ซึ่งบ่งบอกไดอะแกรมของงานที่ได้นำเสนอแสดงดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมการคิ่มอดูเลตเชิงขนาดของ Fathy F. Yassa และ Sbarbel E. Noujaim

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.23 คลื่นพาห์ของวงจรคือ

$$c(n) = A_c \cos(\omega_c n) \quad (2.158)$$

โดยที่  $c(n)$  คือ คลื่นพาห์  
 $A_c$  คือ ขนาดของคลื่นพาห์  
 $\omega_c$  คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์

สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดคือ

$$\begin{aligned} d(n) &= m(n)c(n) \\ &= A_c m(n) \cos(\omega_c n) \end{aligned} \quad (2.159)$$

โดยที่  $d(n)$  คือ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด  
 $m(n)$  คือ สัญญาณข่าวสาร

สัญญาณอ้างอิงของวงจรคือ

$$y(n) = w(n)c(n) \quad (2.160)$$

โดยที่  $y(n)$  คือ สัญญาณอ้างอิงของวงจร  
 $w(n)$  คือ ค่าน้ำหนัก หรือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณ

ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณอ้างอิงคือ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.161)$$

โดยที่  $e(n)$  คือ ค่าความผิดพลาดของวงจรกรองสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการการปรับตัวของสัมประสิทธิ์ของวงจรถอดคือ

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n)c(n) \quad (2.162)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ค่าเกณฑ์ในการปรับตัว หรือค่าขนาดขั้น (Step Size)

จากสมการที่ (2.159), (2.160) และ (2.161) เมื่อวงจรถอดสัญญาณเข้าสู่สภาวะถ่วงเข้า  $e(n) = 0$  สามารถเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$w(n)c(n) = m(n)c(n) \quad (2.163)$$

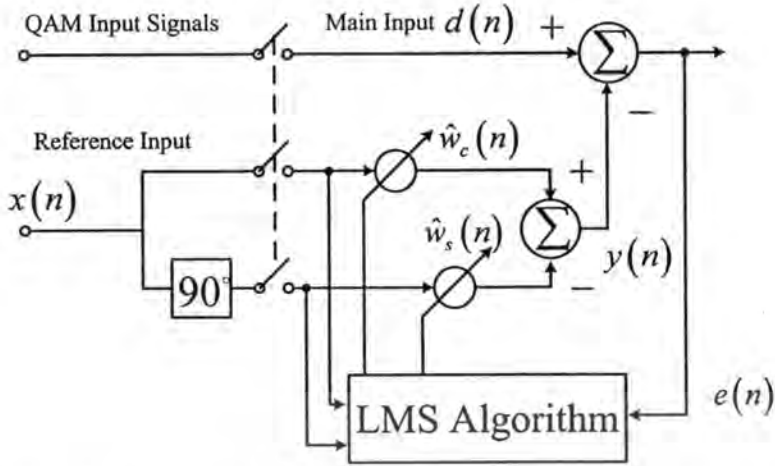
นั่นคือ

$$w(n) = m(n) \quad (2.164)$$

จากสมการ (2.164) ทำให้ทราบว่า งานวิจัยเรื่อง การดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วย หลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation) ที่นำเสนอโดย Fathy F. Yassa และ Sbarbel E. Noujaim สามารถกู้สัญญาณข่าวสารได้จาก สัมประสิทธิ์ของวงจรถอดสัญญาณแบบปรับตัวได้ แดงจรดังกล่าวสามารถดีมอดูเลตได้เฉพาะ สัญญาณเชิงขนาดเท่านั้น

### 2.7.2 วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม (An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals)

งานวิจัยเรื่อง วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม (An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals) ได้นำเสนอ โดย Li Yanxin และ Hu Aiqun ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของงานที่ได้นำเสนอแสดงดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 บล็อกไดอะแกรมการคิมอดูเลตสัญญาณคิวเอเอ็มของ Li Yanxin และ Hu Aiqun

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.24 สัญญาณคิวเอเอ็มคือ

$$d(n) = A_c \cos(\omega_0 n + \phi_0) - A_s \sin(\omega_0 n + \phi_0) \quad (2.165)$$

โดยที่  $d(n)$  คือ สัญญาณคิวเอเอ็ม หรือสัญญาณขาเข้าของระบบ

$A_c$  คือ ขนาดของสัญญาณ โคไซน์

$A_s$  คือ ขนาดของสัญญาณ ไซน์

สัญญาณอ้างอิงขาเข้าของระบบคือ

$$\mathbf{x}(n) = \begin{pmatrix} x_c(n) \\ x_s(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \cos(\omega_0 n + \phi_0) \\ A \sin(\omega_0 n + \phi_0) \end{pmatrix} \quad (2.166)$$

โดยที่  $x_c(n)$ ,  $x_s(n)$  คือ สัญญาณอ้างอิงขาเข้า หรือสัญญาณขาเข้าของวงจรกรองสัญญาณ

$A$  คือ ขนาดของสัญญาณ โคไซน์ และ ไซน์ ซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงขาเข้า

สัญญาณอ้างอิงของระบบคือ

$$y(n) = \hat{w}_c(n) A \cos(\omega_0 n + \phi_0) - \hat{w}_s(n) A \sin(\omega_0 n + \phi_0) \quad (2.167)$$

โดยที่  $y(n)$  คือ สัญญาณอ้างอิงของระบบ

$\hat{w}_c(n)$  คือ สัมประสิทธิ์วงจรกรองของสัญญาณ โคไซน์

$\hat{w}_s(n)$  คือ สัมประสิทธิ์วงจรกรองของสัญญาณ ไซน์

ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณมอดูเลตกับสัญญาณอ้างอิงคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.168)$$

โดยที่  $e(n)$  คือ ค่าความผิดพลาดของวงจรรองสัญญาณ

สมการการปรับตัวของสัมประสิทธิ์ของวงจรรองคือ

$$\hat{w}_c(n+1) = \hat{w}_c(n) + \mu A \cos(\omega_0 n + \phi_0) e(n) \quad (2.169)$$

$$\hat{w}_s(n+1) = \hat{w}_s(n) + \mu A \sin(\omega_0 n + \phi_0) e(n) \quad (2.170)$$

โดยที่  $\mu$  คือ ค่าเกณฑ์ในการปรับตัว หรือค่าขนาดขั้น (Step Size)

จากสมการที่ (2.165), (2.167) และ (2.168) เมื่อวงจรรองสัญญาณเข้าสู่สภาวะลู่เข้า  $e(n) = 0$  จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ของสัญญาณคิวเอเอ็มกับสัญญาณอ้างอิงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} y(n) &= d(n) \\ &= A_c \cos(\omega_0 n + \phi_0) - A_s \sin(\omega_0 n + \phi_0) \\ &= \hat{w}_c(n) A \cos(\omega_0 n + \phi_0) - \hat{w}_s(n) A \sin(\omega_0 n + \phi_0) \end{aligned} \quad (2.171)$$

นั่นคือ

$$\hat{w}_c(n) = \frac{A_c}{A} \quad (2.172)$$

$$\hat{w}_s(n) = \frac{A_s}{A} \quad (2.173)$$

จากสมการ (2.172) และ (2.173) ทำให้ทราบว่า งานวิจัยเรื่อง วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม (An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals) ที่นำเสนอโดย Li Yanxin และ Hu Aiqun สัมประสิทธิ์ของวงจรรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ทั้งสองตัวสามารถนำมาสู่สัญญาณข่าวสารดิจิทัลกลับคืนให้อยู่ในรูปของขนาด และเฟสได้ดังนี้

$$A_m = \sqrt{\hat{w}_c^2 + \hat{w}_s^2} \quad (2.174)$$

$$\phi_m = \tan^{-1} \left( \frac{\hat{w}_s}{\hat{w}_c} \right) \quad (2.175)$$

โดยที่  $A_m$  คือ ขนาดของสัญญาณข่าวสารดิจิทัลที่ดีมอดูเลตได้

$\phi_m$  คือ เฟสของสัญญาณข่าวสารดิจิทัลที่ดีมอดูเลตได้



จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1

$$y(n) = w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.1)$$

$$d(n) = a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) \\ &= a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) - w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

- โดยที่  $y(n)$  คือ สัญญาณอ้างอิงของระบบ  
 $w_a(n)$  คือ สัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณอ้างอิง  
 $w_\phi(n)$  คือ สัมประสิทธิ์เชิงเฟสของสัญญาณอ้างอิง  
 $d(n)$  คือ สัญญาณขาเข้าของระบบ หรือสัญญาณมอดูเลต  
 $a_m(n)$  คือ ขนาดของสัญญาณมอดูเลต  
 $\phi_m(n)$  คือ เฟสของสัญญาณมอดูเลต  
 $e(n)$  คือ สัญญาณผิดพลาดระหว่างสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณอ้างอิง

จากหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจะมีการปรับตัวอยู่ตลอดเวลา ซึ่งก็คือ ค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด และเชิงเฟสของสัญญาณอ้างอิง โดยหลักการที่ใช้ในการปรับตัวคือ อัลกอริธึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด

### 3.2.2 สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด

สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดของวงจรรองสัญญาณ [3] สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$w_a(n+1) = w_a(n) - \mu \frac{\partial e^2(n)}{2 \partial w_a(n)} \quad (3.4)$$

จากสมการ (3.3) หาค่าผิดพลาดกำลังสองได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e^2(n) &= a_m^2(n) \cos^2(\omega_c n + \phi_m(n)) \\ &\quad - 2a_m(n)w_a(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \\ &\quad + w_a^2(n) \cos^2(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.5)$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} &= \frac{\partial a_m^2(n) \cos^2(\omega_c n + \phi_m(n))}{\partial w_a(n)} \\ &= \frac{\partial 2a_m(n) w_a(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n))}{\partial w_a(n)} \\ &\quad + \frac{\partial w_a^2(n) \cos^2(\omega_c n + w_\phi(n))}{\partial w_a(n)} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} &= 0 - 2a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \\ &\quad + 2w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) ดึงตัวร่วม -2 ออกมาได้ดังสมการที่ (3.8)

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} &= -2 \left[ a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \right. \\ &\quad \left. - w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \right] \end{aligned} \quad (3.8)$$

จากนั้นดึงตัวร่วม  $\cos(\omega_c n + w_\phi(n))$  ในสมการที่ (3.8) ได้ดังสมการที่ (3.9)

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} &= -2 \left[ a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \right. \\ &\quad \left. - w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \right] \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) สามารถเขียนสมการที่ (3.9) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} = -2[d(n) - y(n)] \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถเขียนสมการที่ (3.10) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} = -2e(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.11)$$

แทนค่าจากสมการที่ (3.11) ลงในสมการที่ (3.4) จะได้

$$\begin{aligned} w_a(n+1) &= w_a(n) - \mu \frac{[-2e(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n))]}{2} \\ &= w_a(n) + \mu e(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดในสมการที่ (3.12) เมื่อเปรียบเทียบกับสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ใช้อัลกอริทึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดในสมการที่ (2.98) จะทราบว่า

$$x_0(n) = \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.13)$$

โดยที่  $x_0(n)$  คือ สัญญาณขาเข้าของวงจรกรองสัญญาณในการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด ซึ่งต้องสร้างให้กับวงจรกรองสัญญาณดังกล่าวในรูปที่ 3.1

เพื่อให้สอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 จะให้  $n = n-1$  สมการที่ (3.12) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$w_a(n) = w_a(n-1) + \mu e(n-1) \cos((n-1)\omega_c + w_\phi(n-1)) \quad (3.14)$$

### 3.2.3 สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟส

สมการการปรับตัวของค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟสของวงจรกรองสัญญาณ [3] สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$w_\phi(n+1) = w_\phi(n) - \mu \frac{\partial e^2(n)}{2w_a(n) \partial w_\phi(n)} \quad (3.15)$$

จากสมการ (3.6) หาค่า  $\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} &= \frac{\partial a_m^2(n) \cos^2(\omega_c n + \phi_m(n))}{\partial w_\phi(n)} \\ &\quad - \frac{\partial 2a_m(n) w_a(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \cos(\omega_c n + w_\phi(n))}{\partial w_\phi(n)} \\ &\quad + \frac{\partial w_a^2(n) \cos^2(\omega_c n + w_\phi(n))}{\partial w_\phi(n)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} &= 0 - 2a_m(n) w_a(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) (-\sin(\omega_c n + w_\phi(n))) \\ &\quad + 2w_a^2(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) (-\sin(\omega_c n + w_\phi(n))) \end{aligned} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) คึงตัวร่วม  $2w_a(n)$  ออกมาได้ดังสมการที่ (3.18)

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} &= 2w_o(n) \left[ a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \right. \\ &\quad \left. - w_o(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) คึงตัวร่วม  $\sin(\omega_c n + w_\phi(n))$  ออกมาได้ตั้งสมการที่ (3.19)

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} &= 2w_o(n) \left[ a_m(n) \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \right. \\ &\quad \left. - w_o(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \right] \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) สามารถเขียนสมการที่ (3.19) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} = 2w_o(n) [d(n) - y(n)] \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.3) สามารถเขียนสมการที่ (3.20) ใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} = 2w_o(n) e(n) \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.21)$$

แทนค่าสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.15) จะได้

$$\begin{aligned} w_\phi(n+1) &= w_\phi(n) - \mu \frac{2w_o(n) e(n) \sin(\omega_c n + w_\phi(n))}{2w_o(n)} \\ &= w_\phi(n) - \mu e(n) \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.22)$$

จากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟสในสมการที่ (3.22) เมื่อเปรียบเทียบกับสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถองที่ใช้อัลกอริทึมแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดในสมการที่ (2.98) จะทราบว่า

$$x_1(n) = \sin(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.23)$$

โดยที่  $x_1(n)$  คือ สัญญาณขาเข้าของวงจรถองสัญญาณในการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟส ซึ่งต้องสร้างให้กับวงจรถองสัญญาณดังกล่าวในรูปที่ 3.1

เพื่อให้สอดคล้องกับบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 จะให้  $n = n-1$  สมการที่ (3.22) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w_p(n) = w_p(n-1) - \mu e(n-1) \sin((n-1)\omega_c + w_p(n-1)) \quad (3.24)$$

### 3.2.4 ค่าขนาดขั้นที่เหมาะสม

ในบทที่ 2 ได้กล่าวไว้แล้วว่าค่าขนาดขั้น (Step Size) มีผลต่อความเร็วในการลู่เข้าในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองคั้งนั้นการเลือกค่าขนาดขั้นจึงสำคัญเป็นอย่างมาก จากสมการที่ (2.94) ต้องหาเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของสัญญาณขาเข้า ( $\mathbf{R}$ ) ซึ่งหาได้จากสมการ

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} x_0(n) \\ x_1(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0(n) & x_1(n) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.25)$$

จากรูปที่ 3.1

$$x_0(n) = \cos(\omega_c n + w_p(n)) \quad (3.26)$$

$$x_1(n) = \sin(\omega_c n + w_p(n)) \quad (3.27)$$

โดย  $x_0(n)$  คือ สัญญาณขาเข้าที่ 1 ของวงจรรองสัญญาณ

$x_1(n)$  คือ สัญญาณขาเข้าที่ 2 ของวงจรรองสัญญาณ

ผลการคูณของฟังก์ชันตรีโกณจะคิดเฉพาะในส่วนของเทอมความถี่ต่ำคั้งนั้นสามารถหาเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าได้คั้งนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E \begin{bmatrix} \cos^2(\omega_c n + \phi(n)) & \cos(\omega_c n + \phi(n)) \sin(\omega_c n + \phi(n)) \\ \cos(\omega_c n + \phi(n)) \sin(\omega_c n + \phi(n)) & \sin^2(\omega_c n + \phi(n)) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \{ \cos(0) + \cos(2\omega_c n + 2\phi(n)) \} & \frac{1}{2} \{ \sin(0) + \sin(2\omega_c n + 2\phi(n)) \} \\ \frac{1}{2} \{ \sin(0) + \sin(2\omega_c n + 2\phi(n)) \} & \frac{1}{2} \{ \cos(0) - \cos(2\omega_c n + 2\phi(n)) \} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.28)$$

เมื่อคิดแต่เทอมความถี่ต่ำจะได้

$$\mathbf{R} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

จากสมการที่ (3.29) จะได้ผลรวมแนวทแยงคั้งนี้

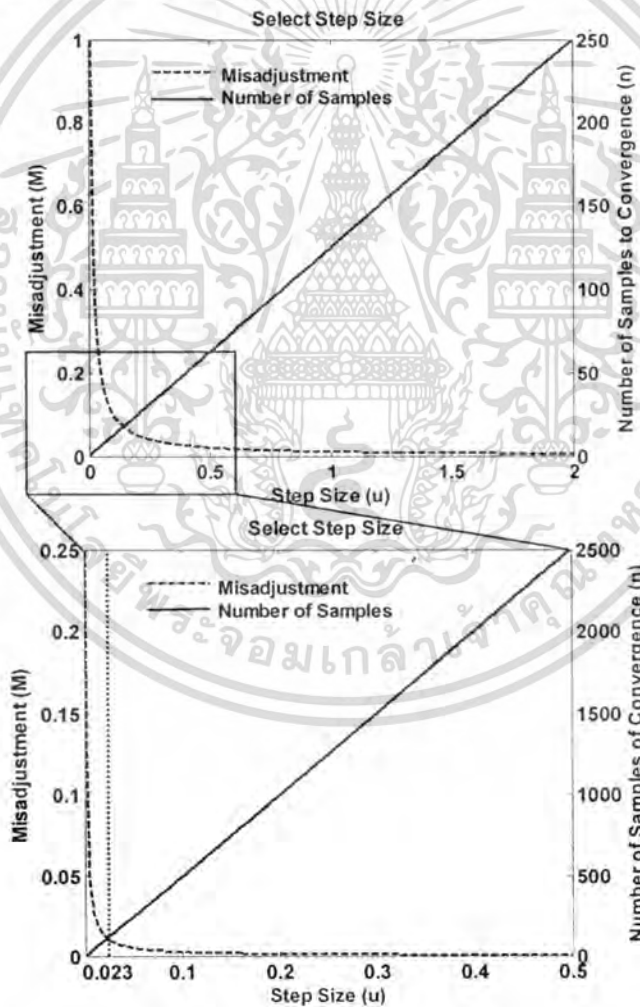
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{tr}(\mathbf{R}) = \frac{1}{2} \tag{3.30}$$

ทำให้ขอบเขตของค่าขนาดขั้นในสมการที่ (2.94) คือ

$$0 < \mu < 2 \tag{3.31}$$

จากสมการที่ (3.31) จะได้ขอบเขตที่เป็นไปได้ของค่าขนาดขั้น เพื่อให้สามารถระบุค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมผู้จัดทำวิจัยจึงนำค่ามิสแอดจัสต์เมนต์ (Misadjustment:  $M$ ) และค่าคงที่ทางเวลา ซึ่งแสดงถึงสมรรถนะของวงจรกรองสัญญาณมาพิจารณา โดยหาจากสมการที่ (2.137) และ (2.152) ตามลำดับ กำหนดค่าขนาดขั้นอยู่ในขอบเขตดังสมการที่ (3.31) จากนั้นนำค่ามิสแอดจัสต์เมนต์ และค่าคงที่ทางเวลาที่ได้มาพล็อตกราฟ หาจุดตัดของกราฟทั้งสองจะได้ค่าขนาดขั้นที่เหมาะสม ซึ่งกราฟในการหาค่าขนาดขั้นแสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ามิสแอดจัสต์เมนต์กับค่าคงที่เวลาทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 เนื่องจากในการหาค่ามอดูเลตจัสเมนท์ และค่าคงที่ทางเวลาจากสมการที่ (2.137) และ (2.152) อยู่ในเงื่อนไขที่ว่า ค่าขนาดขั้นจะต้องมีค่าน้อยๆ จึงได้ทำการขยายกราฟ เพื่อให้ตรงตามเงื่อนไขที่ได้พิจารณา ดังนั้นจุดตัดของกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลตจัสเมนท์กับค่าคงที่ทางเวลา นั่นก็คือ

$$\mu = 0.023 \quad (3.32)$$

จะเห็นว่าหากเลือกค่าขนาดขั้นมากกว่าค่าในสมการที่ (3.32) จำนวนรอบในการลู่อู่เข้าจะน้อยกว่าค่าในสมการที่ (3.32) ในขณะที่ค่ามอดูเลตจัสเมนท์มีค่ามากกว่ามาก และในทางกลับกัน หากเลือกค่าขนาดขั้นน้อยกว่าค่าในสมการที่ (3.32) จำนวนรอบในการลู่อู่เข้าจะมากกว่ามาก ในขณะที่ค่ามอดูเลตจัสเมนท์น้อย ดังนั้นควรเลือกค่าขนาดขั้นให้เหมาะสม

### 3.3 หลักการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยอัลกอริธึมที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

#### 3.3.1 การดีมอดูเลตเชิงขนาด

จากสมการที่ (2.6) สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดคือ

$$d(n) = \begin{cases} 0 & , \text{ for binary bit 0} \\ A_c \cos(\omega_c n) & , \text{ for binary bit 1} \end{cases}$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.2) กับสมการที่ (2.6) จะได้

$$a_m(n) = \begin{cases} 0 & , \text{ for binary bit 0} \\ A_c & , \text{ for binary bit 1} \end{cases} \quad (3.33)$$

$$\phi_m(n) = 0 \quad (3.34)$$

เมื่อให้  $e(n) = 0$  สามารถเขียนสมการที่ (3.3) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} 0 &= a_m(n) \cos(\omega_c n) - w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \\ w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) &= a_m(n) \cos(\omega_c n) \end{aligned} \quad (3.35)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.35) จะได้

$$w_a(n) = a_m(n) \quad (3.36)$$

$$w_\phi(n) = 0 \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสัญญาณในสมการที่ (3.36) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัล จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมา

$$B = \begin{cases} 0, & w_a(n) = 0 \\ 1, & w_a(n) = A_1 \end{cases} \quad (3.38)$$

โดยที่  $B$  คือ ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลที่ถูกกลับคืนมาได้

### 3.3.2 การคีมอดูเลตเชิงเฟส

จากสมการที่ (2.11) สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟสคือ

$$d(n) = \begin{cases} \cos(\omega_c n) & , \text{ for binary bit 0} \\ \cos(\omega_c n + \pi) & , \text{ for binary bit 1} \end{cases}$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.2) กับสมการที่ (2.11) จะได้

$$a_m(n) = 1 \quad (3.39)$$

$$\phi_m(n) = \begin{cases} 0, & \text{for binary bit 0} \\ \pi, & \text{for binary bit 1} \end{cases} \quad (3.40)$$

เมื่อให้  $e(n) = 0$  สามารถเขียนสมการที่ (3.3) ได้ใหม่ดังนี้

$$\begin{aligned} 0 &= a_m \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) - w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \\ w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) &= a_m \cos(\omega_c n + \phi_m(n)) \end{aligned} \quad (3.41)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.41) จะได้

$$w_a(n) = a_m \quad (3.42)$$

$$w_\phi(n) = \phi_m(n) \quad (3.43)$$

นำสัญญาณในสมการที่ (3.43) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัล จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมา

$$B = \begin{cases} 0, & w_\phi(n) = 0 \\ 1, & w_\phi(n) = \pi \end{cases} \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.3 การดีมอดูเลตเชิงความถี่

จากสมการที่ (2.19) สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ที่มีสมการดังนี้

$$d(n) = \begin{cases} \cos((\omega_c + A_0)n), & \text{for symbol 0} \\ \cos((\omega_c + A_1)n), & \text{for symbol 1} \end{cases}$$

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (3.2) กับสมการที่ (2.19) จะได้

$$a_m(n) = 1 \quad (3.45)$$

$$\phi_m(n) = \begin{cases} A_0 n, & \text{for binary bit 0} \\ A_1 n, & \text{for binary bit 1} \end{cases} \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (2.18) สมการที่ (3.46) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$\phi_m(n) = m(n)n \quad (3.47)$$

เมื่อให้  $e(n) = 0$  สามารถเขียนสมการที่ (3.3) ใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} 0 &= a_m \cos(\omega_c n + m(n)n) - w_o(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \\ w_o(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) &= a_m \cos(\omega_c n + m(n)n) \end{aligned} \quad (3.48)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.48) จะได้

$$w_o(n) = a_m \quad (3.49)$$

$$w_\phi(n) = m(n)n \quad (3.50)$$

นำสมการที่ (3.50) มาทำอนุพันธ์ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{dw_\phi(n)}{dn} &= \frac{dm(n)n}{dn} \\ &= m(n) \end{aligned} \quad (3.51)$$

นำสัญญาณในสมการที่ (3.51) มาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัล จะได้ข้อมูลข่าวสารดิจิทัลกลับคืนมา

$$B = \begin{cases} 0, & \frac{dw_\phi(n)}{dn} = A_0 \\ 1, & \frac{dw_\phi(n)}{dn} = A_1 \end{cases} \quad (3.52)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการจำลองระบบ

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 2 และ 3 ได้อธิบายถึงหลักการทำงานพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง, การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ และหลักการการคิโมคูลตสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้ในงานวิจัย ซึ่งในบทที่ 4 จะแสดงผลการคิโมคูลตด้วยอัลกอริธึมที่ได้ออกแบบโดยจำลองระบบการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB

ในการจำลองระบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ จะใช้สัญญาณมอดูเลตที่มี 2 ลักษณะได้แก่ สัญญาณมอดูเลตที่ปราศจากสัญญาณรบกวน และสัญญาณมอดูเลตที่มีค่า SNR (Signal to Noise Ratio) เท่ากับ 20 dB เพื่อแสดงให้เห็นว่า ระบบที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพในสภาวะแวดล้อมที่มีการรบกวน และในการจำลองระบบจะมีการเปรียบเทียบผลการคิโมคูลตสัญญาณจากระบบที่ได้นำเสนอกับระบบของ Li Yanxin และ Hu Aiqun ซึ่งในที่นี้ขอเรียกว่าระบบของ Yanxin เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะในการคิโมคูลตสัญญาณต่าง ๆ สัญญาณมอดูเลตที่จะนำมาใช้ในการจำลองระบบมีอยู่ด้วยกัน 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ สัญญาณที่ใช้ 1 บิต ต่อ 1 สัญลักษณ์ ซึ่งได้แก่ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ หรือ BASK, สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ หรือ BPSK และสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ หรือ BFSK และสัญญาณที่ใช้ 2 บิต ต่อ 1 สัญลักษณ์ ซึ่งได้แก่ สัญญาณควอดราเจอร์ (มอดูเลตเชิงขนาด และเฟส) หรือ QAM และสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ หรือ AFSK ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลองระบบแสดงดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 ข้อมูลคิจิตคอลที่ใช้ในแต่ละการทดลอง

การทดลอง	ชนิดของสัญญาณมอดูเลต	ข้อมูลคิจิตคอล
การดีมอดูเลตสัญญาณ	ASK	1111101010011010
	PSK	
	FSK	
	QAM	
	AFSK	
การจำลองระบบเพื่อหา Learning Curve	ASK	00
	PSK	11
	FSK	
	QAM	
	AFSK	
การจำลองระบบเพื่อหา อัตราบิตผิดพลาด (BER)	ASK	
	PSK	
	FSK	
	QAM	
	AFSK	

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่แต่ละการทดลองใช้ร่วมกัน

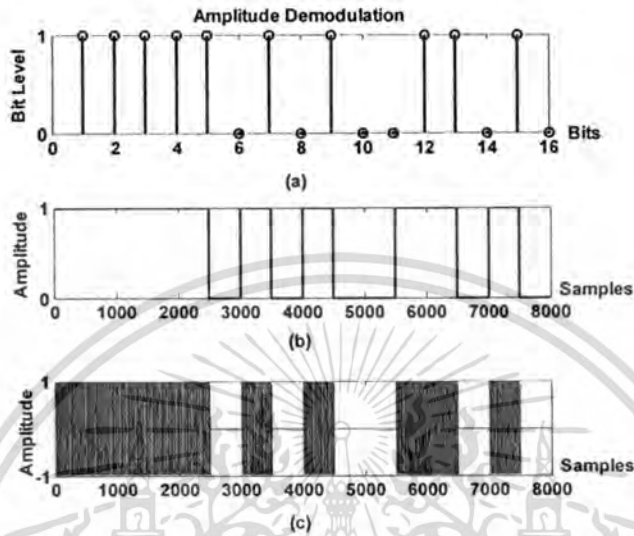
พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนดให้ระบบ	
	ระบบที่นำเสนอ	ระบบของ Yanxin
ค่าเริ่มต้นของระบบ	$w_a(0) = 1, w_r(0) = 0$	$\hat{w}_c(0) = 1, \hat{w}_s(0) = 0$
ค่าขนาดขั้น (Step Size)	0.023	
จำนวนค่าตัวอย่างต่อ 1 สัญลักษณ์	500 ค่าตัวอย่าง	
ความถี่คลื่นพาห้	200 เฮิร์ตซ์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การดีมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ 1 บิต ต่อ 1 สัญลักษณ์

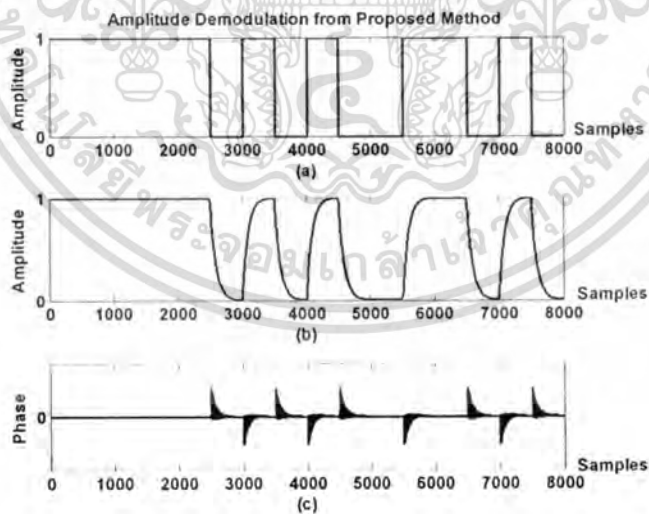
### 4.2.1 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด 2 ระดับ

#### 4.2.1.1 ผลการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

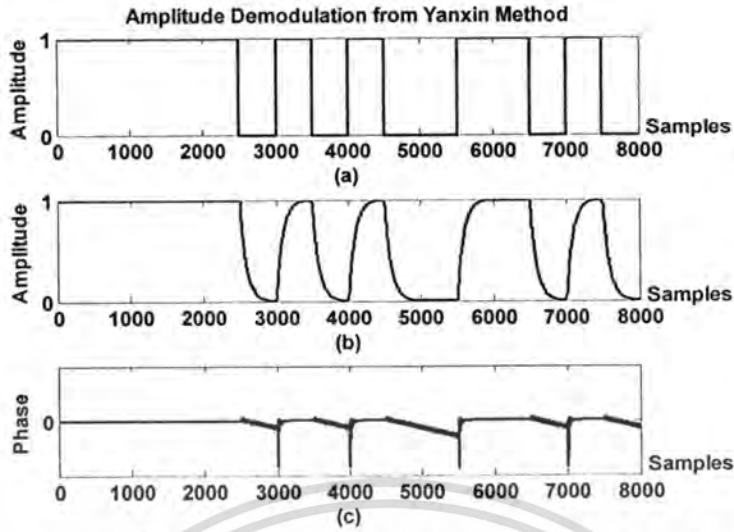
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณแอมพลิจูดเชิงขนาด 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.2 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมที่นำเสนอ

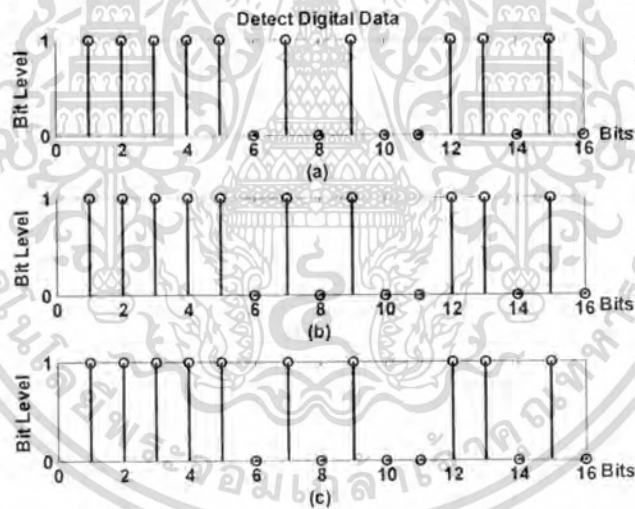
- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมของ Yanxin

- a) สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณคํมอดูเลตเชิงขนาด
- c) สัญญาณคํมอดูเลตเชิงเฟส

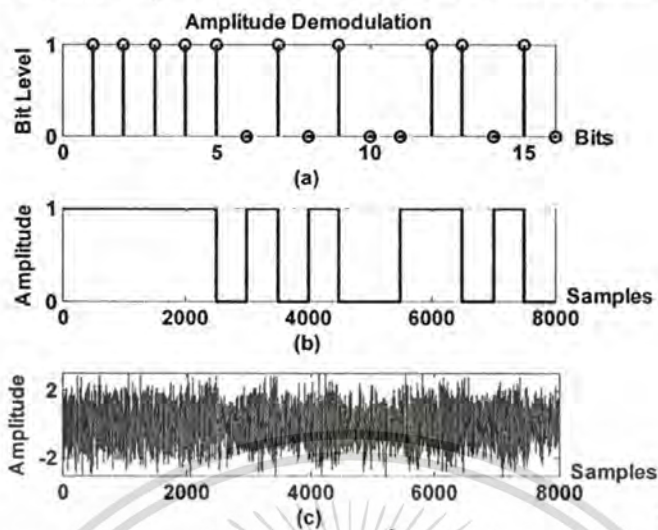


รูปที่ 4.4 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- a) ข้อมูลดิจิทัลที่นำมอดูเลต
- b) ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- c) ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากอัลกอริทึม Yanxin

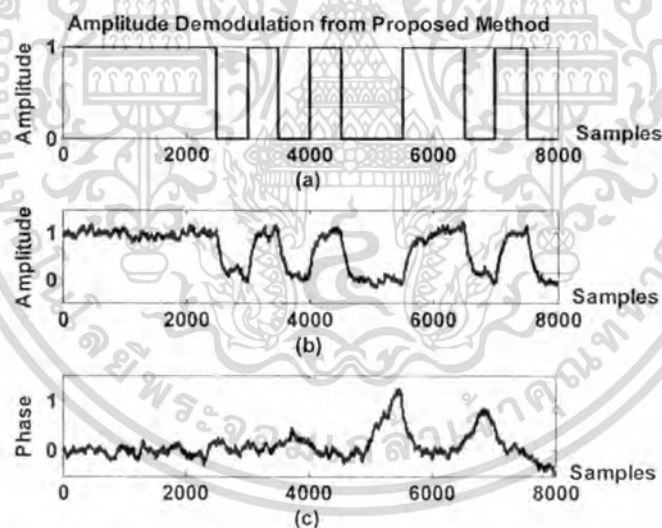
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1.2 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB

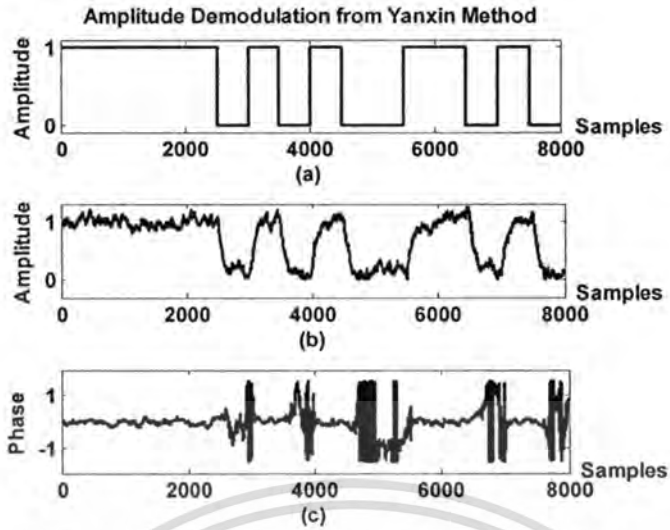
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.6 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ

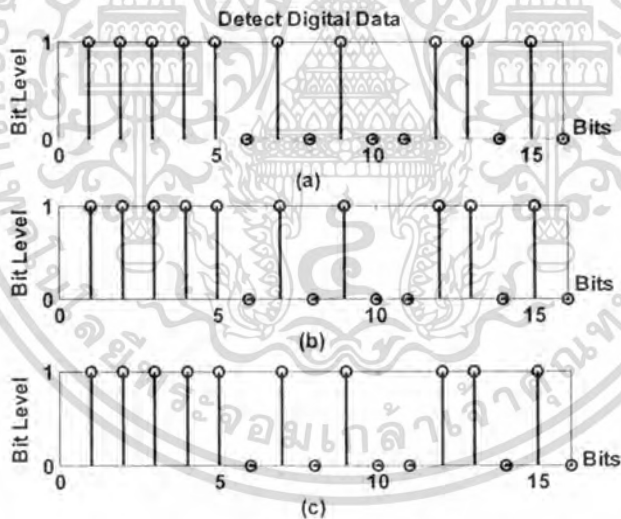
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลการคิมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาลอดที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณคิมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณคิมอดูเลตเชิงเฟส

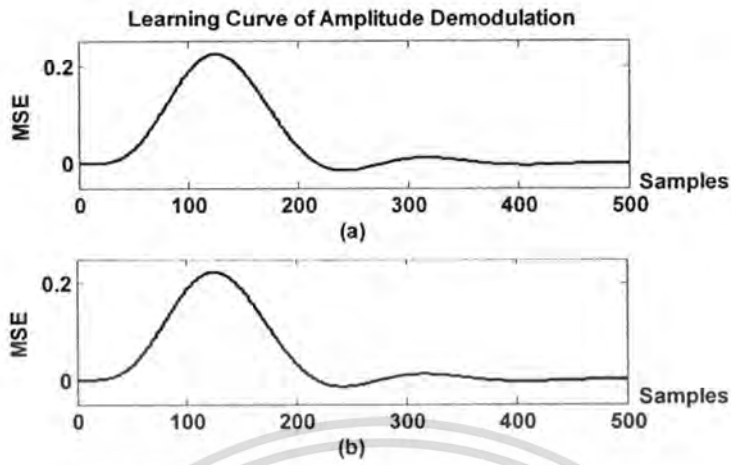


รูปที่ 4.8 ผลการแปลงสัญญาณคิมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมาคิมอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมของ Yanxin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

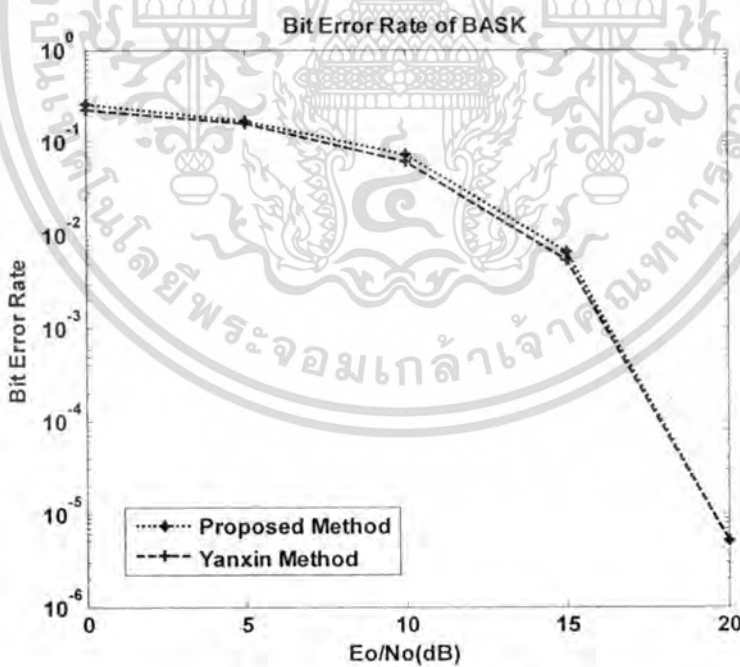
#### 4.2.1.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการตีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ



รูปที่ 4.9 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการตีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

- Learning Curve จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- Learning Curve จากอัลกอริทึมของ Yanxin

#### 4.2.1.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการตีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

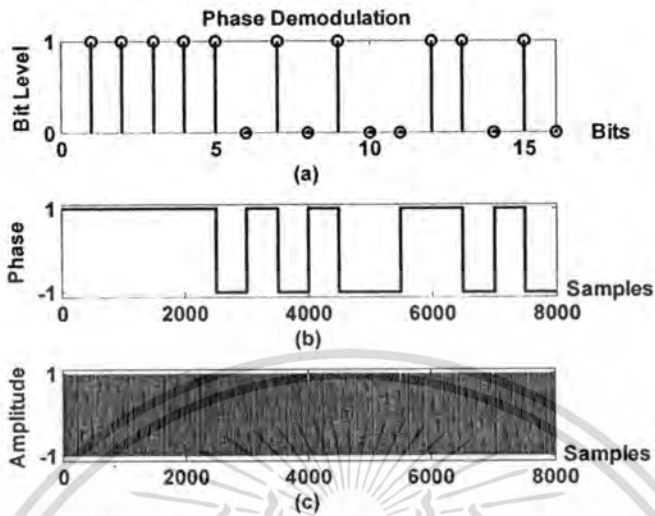


รูปที่ 4.10 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการตีมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

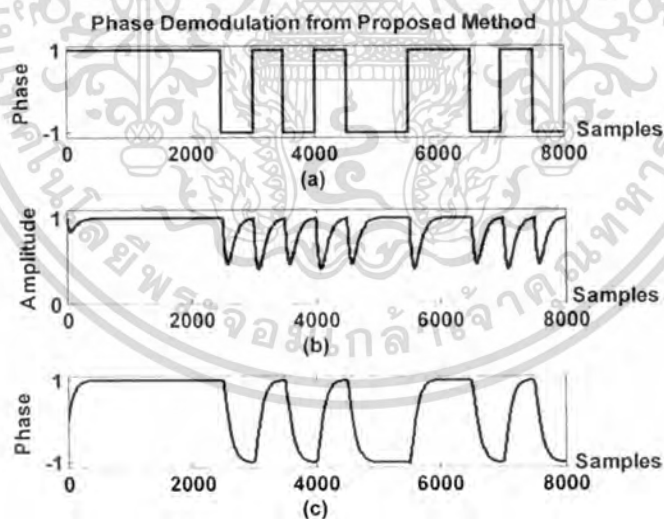
## 4.2.2 ผลการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

### 4.2.2.1 ผลการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

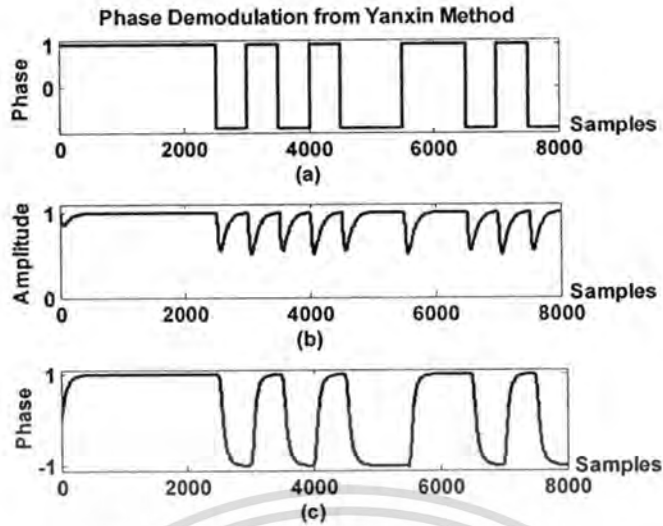
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.12 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมที่นำเสนอ

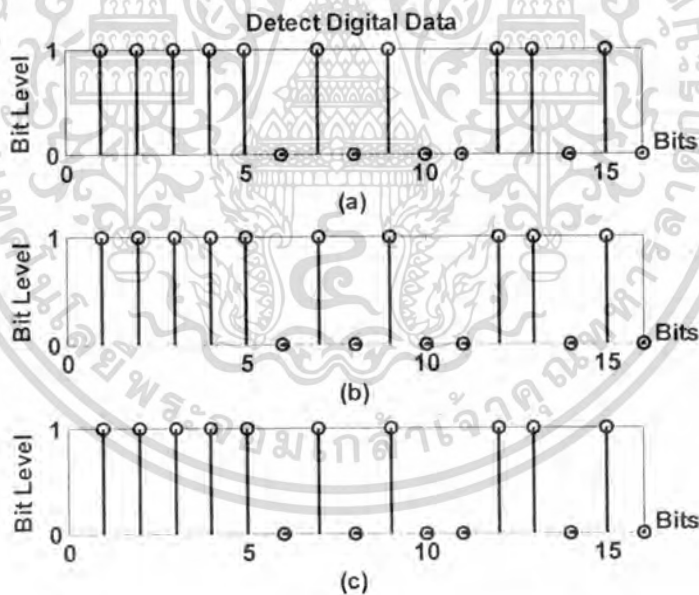
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 ผลการคืนมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณคืนมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณคืนมอดูเลตเชิงเฟส

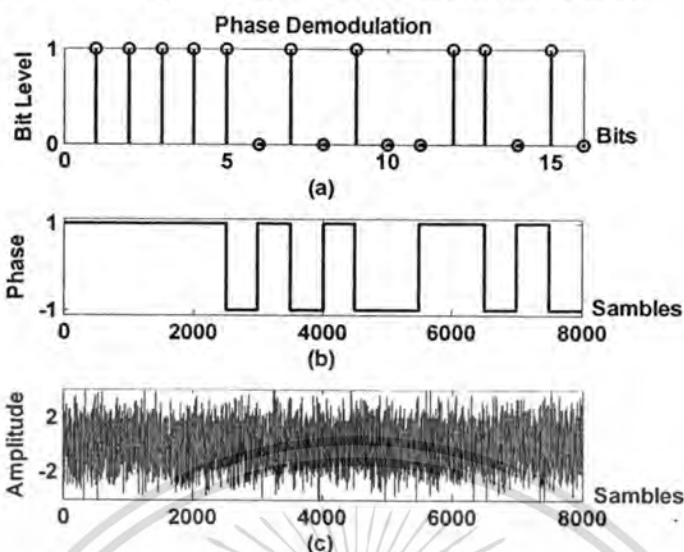


รูปที่ 4.14 ผลการแปลงสัญญาณคืนมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมของ Yanxin

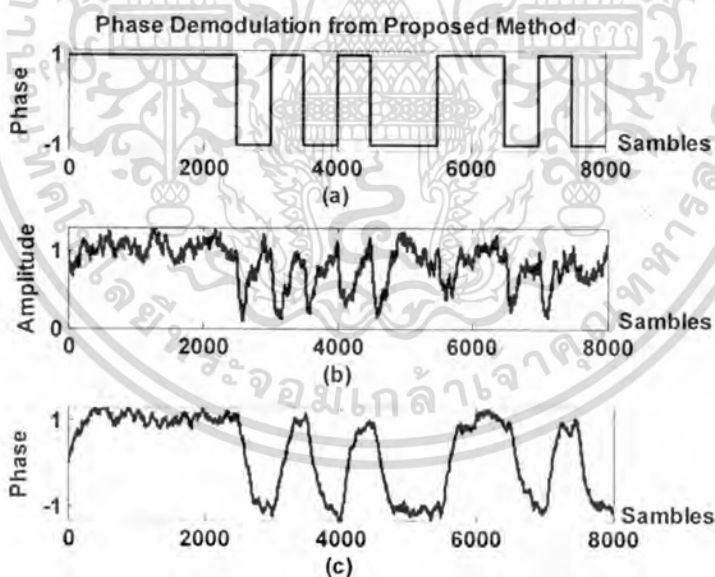
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.2 ผลการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.15 สัญญาณ ที่ใช้ในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB

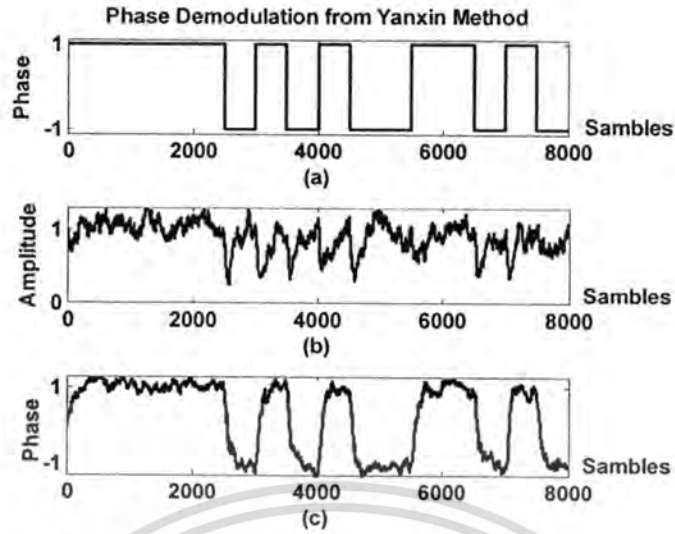
- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณข่าวสารอนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- c) สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.16 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ

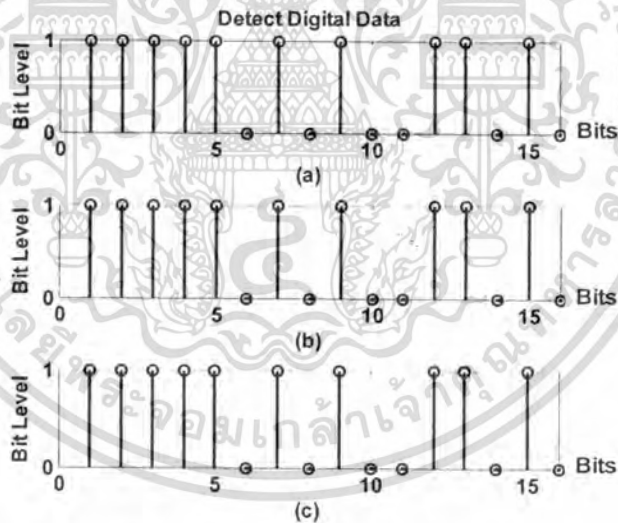
- a) สัญญาณข่าวสารอนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- c) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

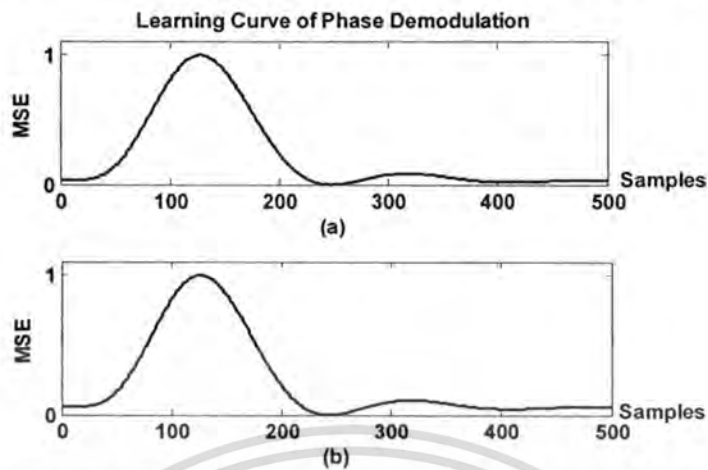


รูปที่ 4.18 ผลการแปลงสัญญาณดีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมของ Yanxin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

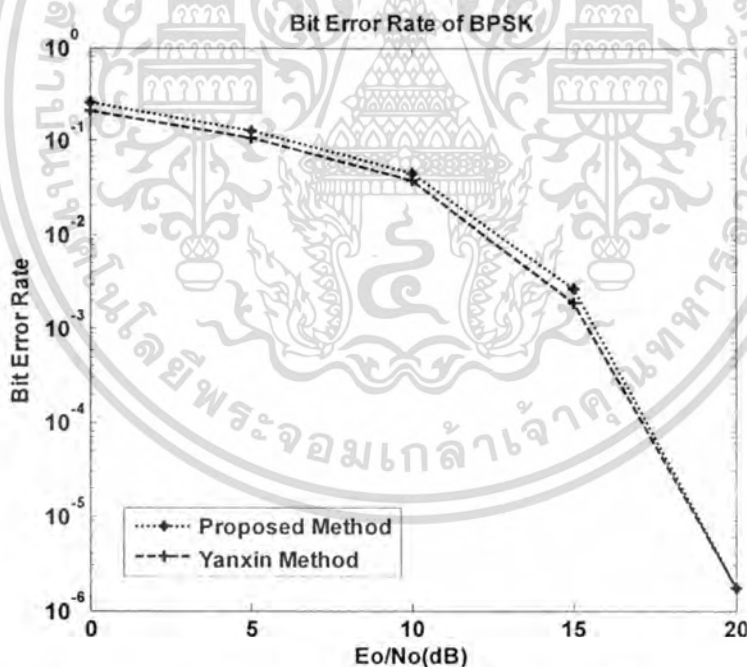
#### 4.2.2.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ



รูปที่ 4.19 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

- Learning Curve จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- Learning Curve จากอัลกอริทึมของ Yanxin

#### 4.2.2.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

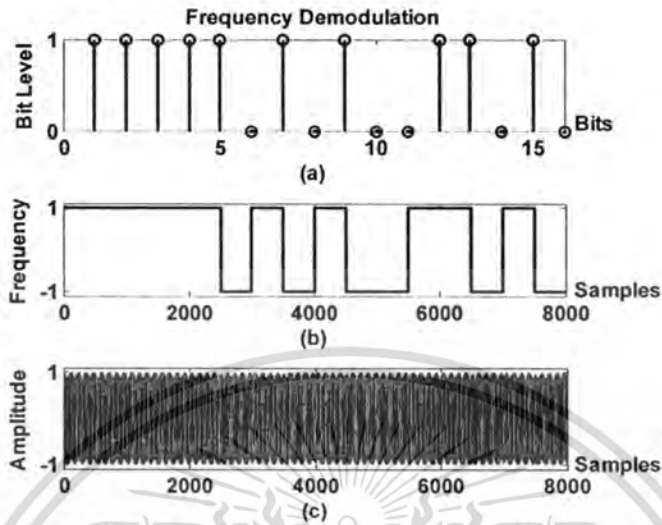


รูปที่ 4.20 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

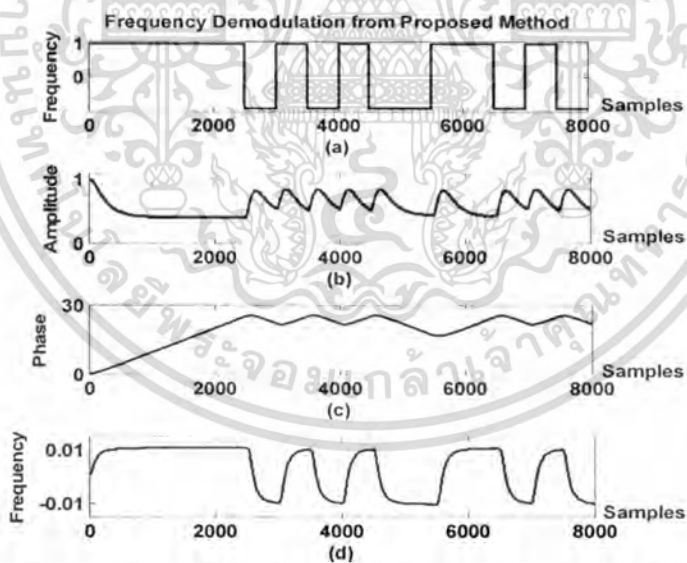
### 4.2.3 ผลการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

#### 4.2.3.1 ผลการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.21 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

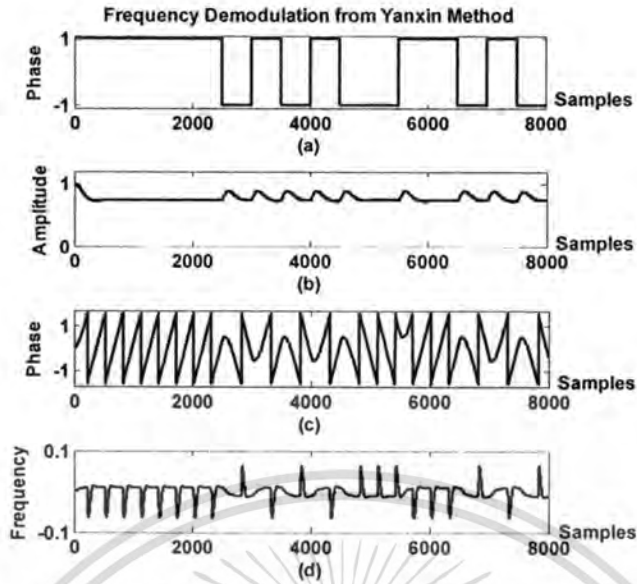
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.22 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมที่นำเสนอ

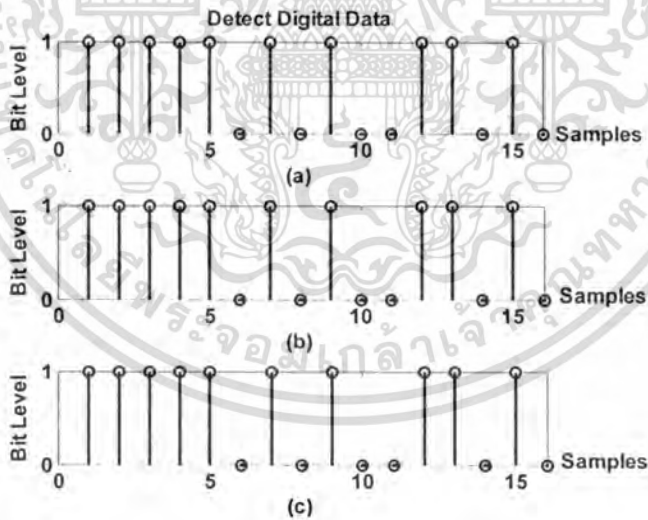
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ प्राप्तจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริธึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารรบกวนที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงความถี่

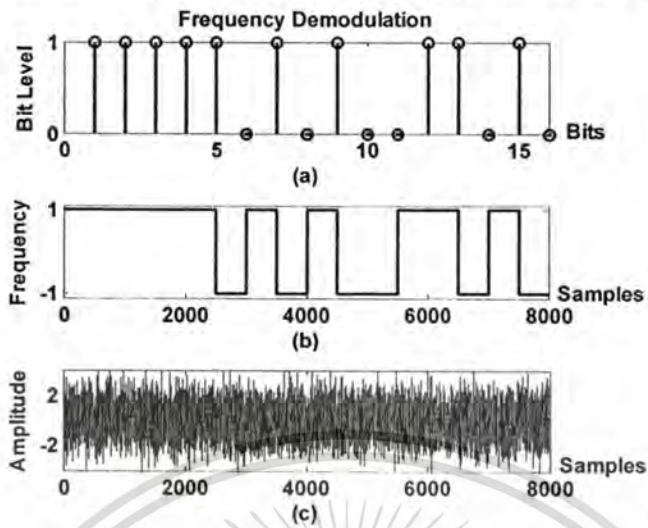


รูปที่ 4.24 ผลการแปลงสัญญาณดีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมของ Yanxin

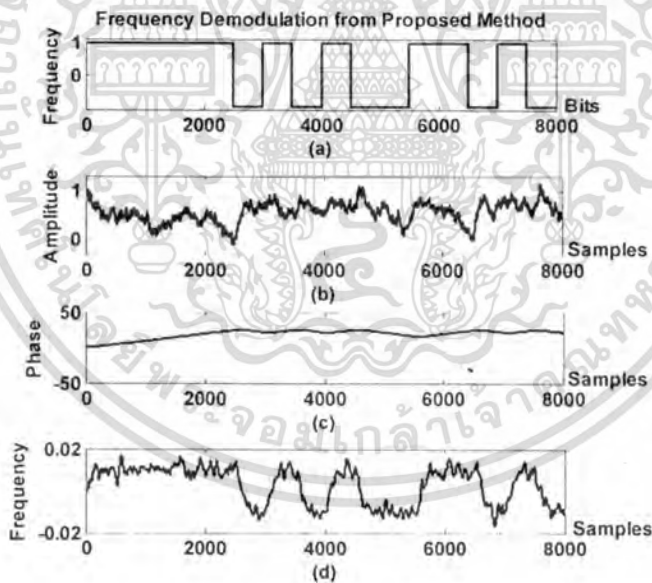
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.3.2 ผลการคิ่มอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.25 สัญญาณที่ใช้ในการคิ่มอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB

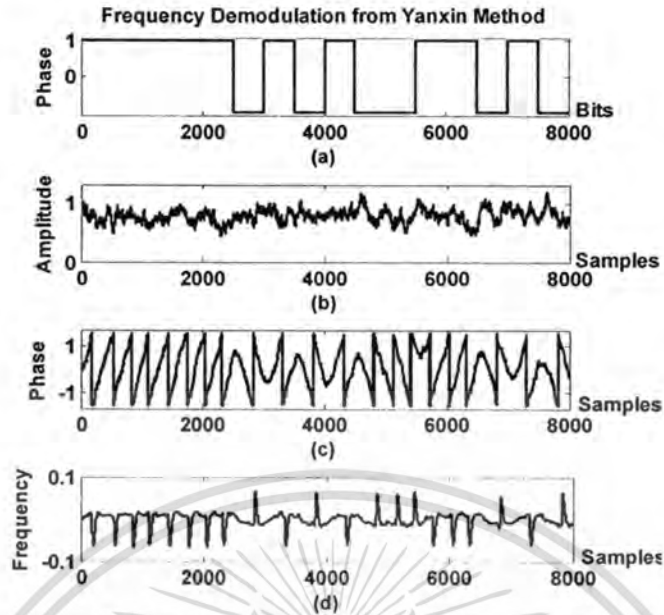
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.26 ผลการคิ่มอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ

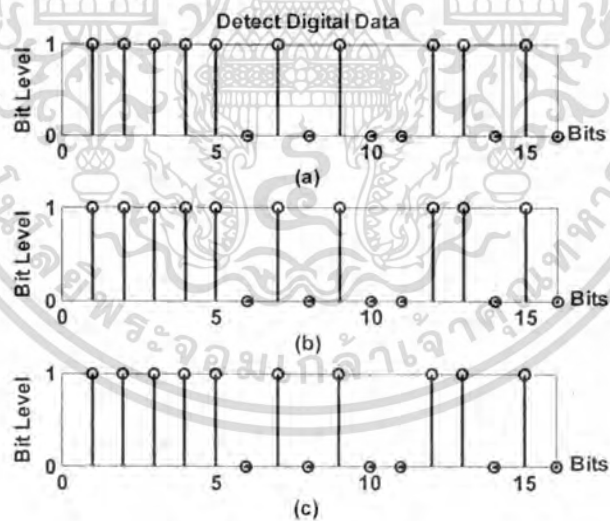
- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณคิ่มอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณคิ่มอดูเลตเชิงเฟส
- สัญญาณคิ่มอดูเลตเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 ผลการคํมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณคํมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณคํมอดูเลตเชิงเฟส
- สัญญาณคํมอดูเลตเชิงความถี่

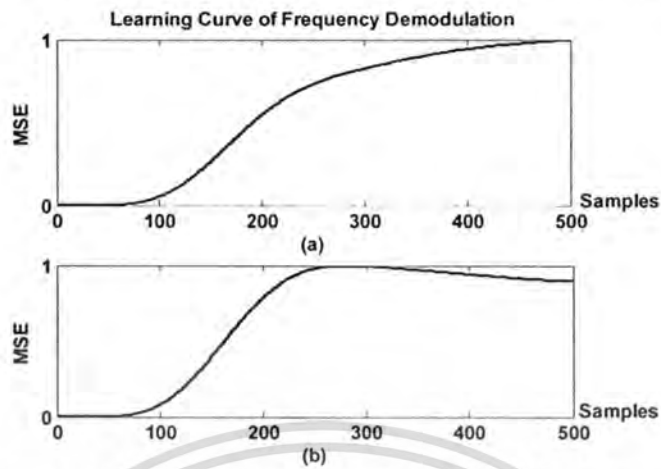


รูปที่ 4.28 ผลการแปลงสัญญาณคํมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมของ Yanxin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

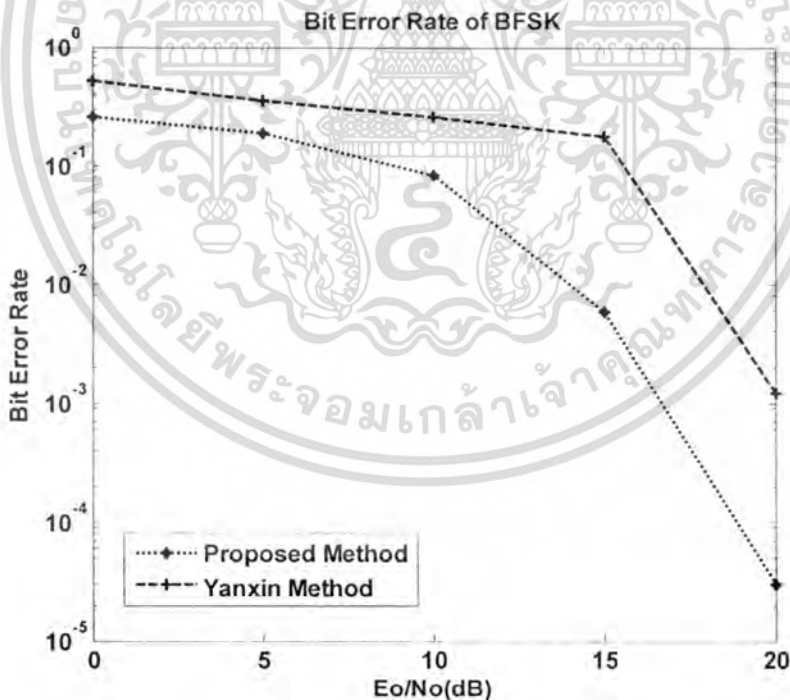
#### 4.2.3.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ



รูปที่ 4.29 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

- Learning Curve จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- Learning Curve จากอัลกอริทึมของ Yanxin

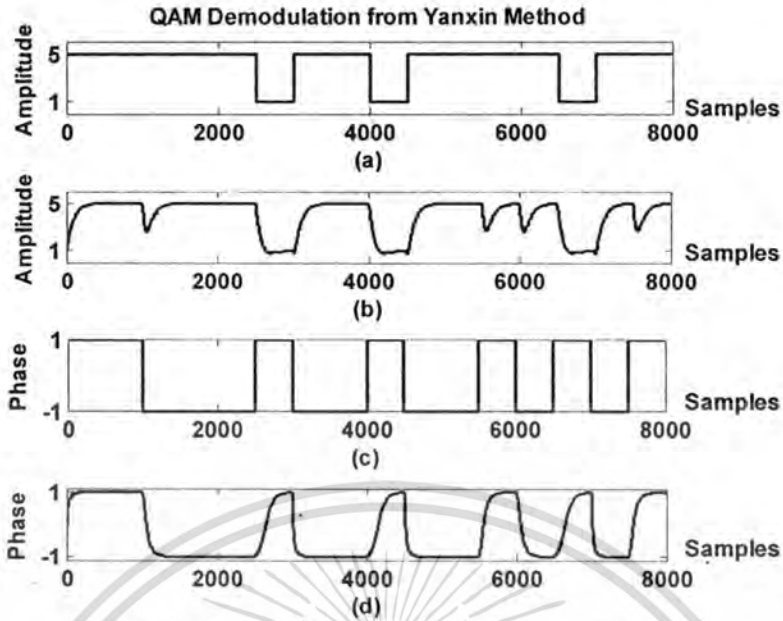
#### 4.2.3.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ



รูปที่ 4.30 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ

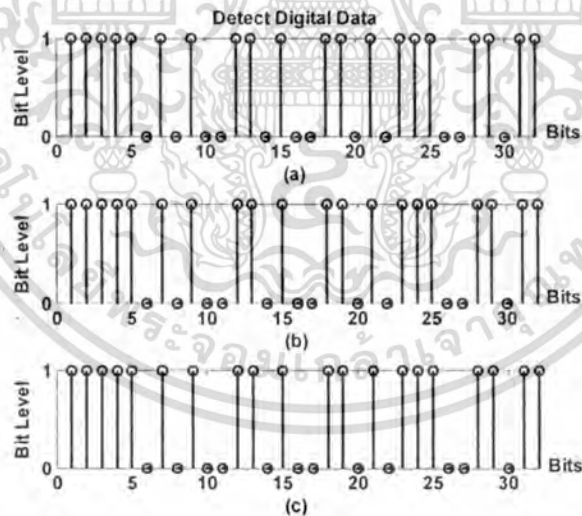
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ 4.33 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

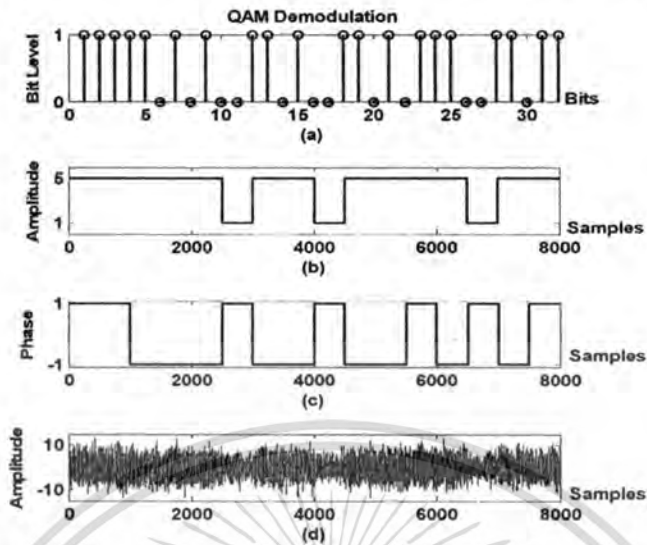


รูปที่ 4.34 ผลการแปลงสัญญาณดีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมของ Yanxin

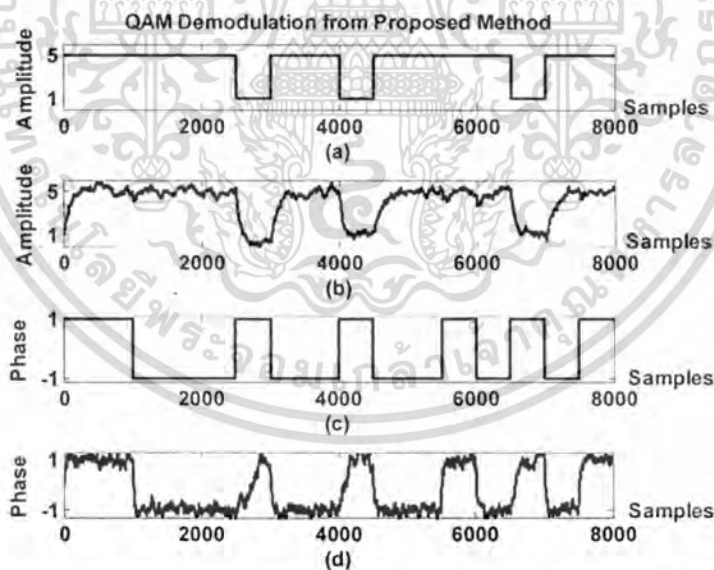
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.1.2 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.35 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณควอดราเจอร์ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB

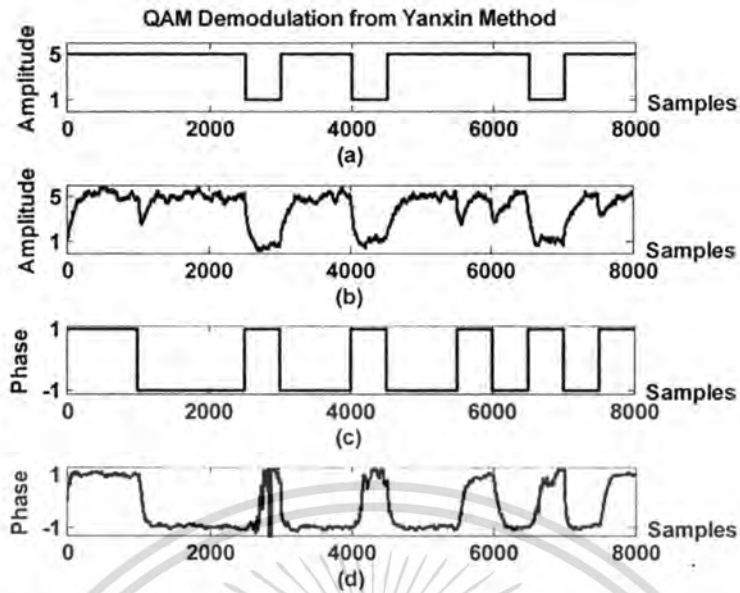
- ข้อมูลดิจิทัล
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.36 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ

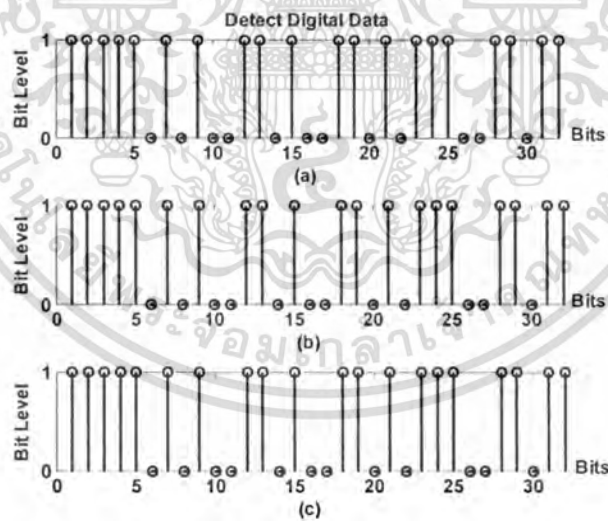
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริทึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขที่
- สัญญาณตีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณตีมอดูเลตเชิงเฟส

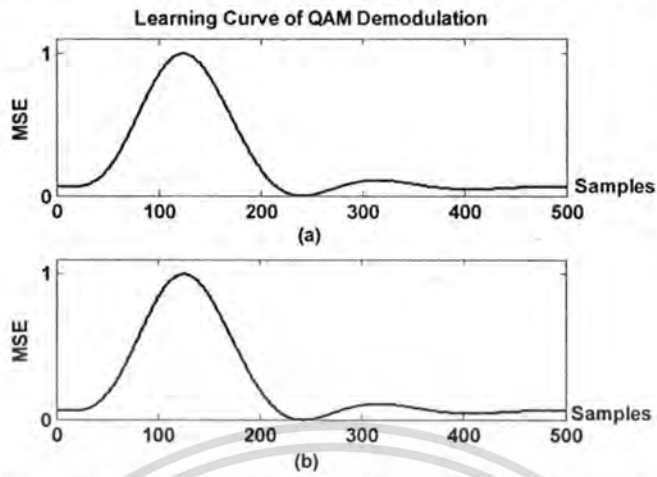


รูปที่ 4.38 ผลการแปลงสัญญาณตีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมของ Yanxin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

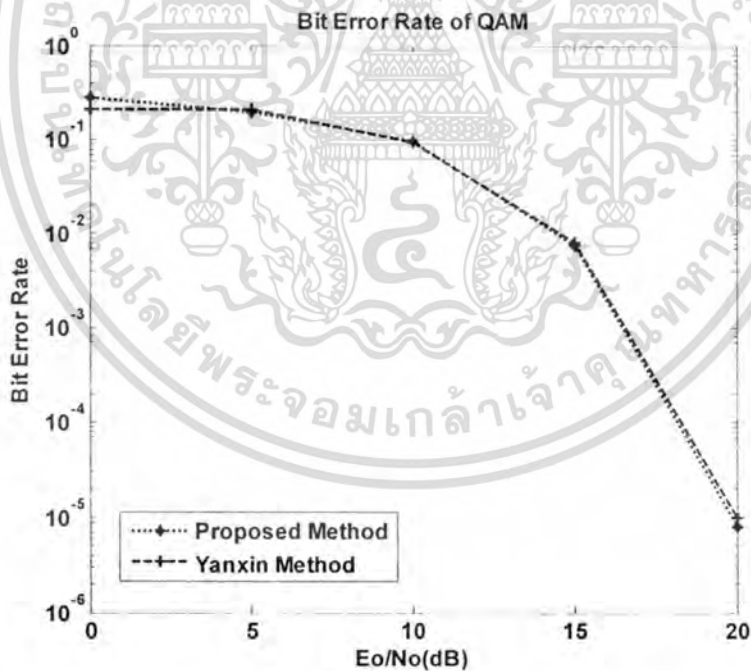
#### 4.3.1.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการตีמודเลตสัญญาณควอดราเจอร์



รูปที่ 4.39 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการตีמודเลตสัญญาณควอดราเจอร์

- Learning Curve จากอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- Learning Curve จากอัลกอริทึมของ Yanxin

#### 4.3.1.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการตีמודเลตสัญญาณควอดราเจอร์

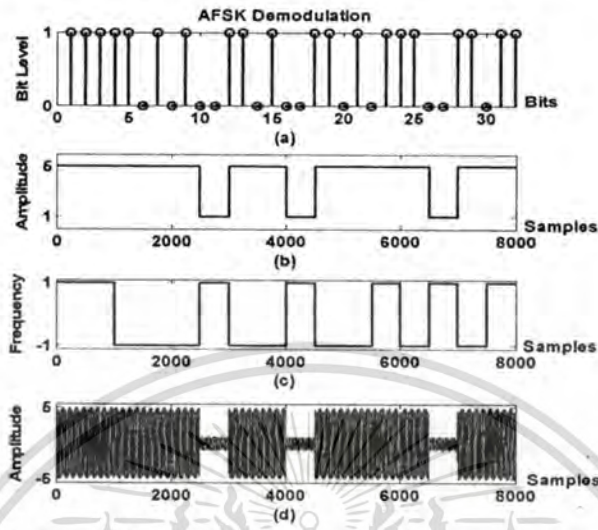


รูปที่ 4.40 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการตีמודเลตสัญญาณควอดราเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

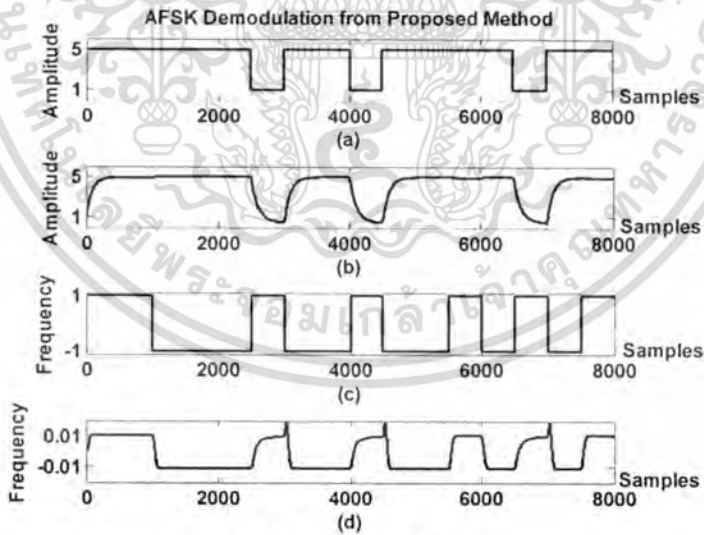
4.3.2 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่

4.3.2.1 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.41 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวน

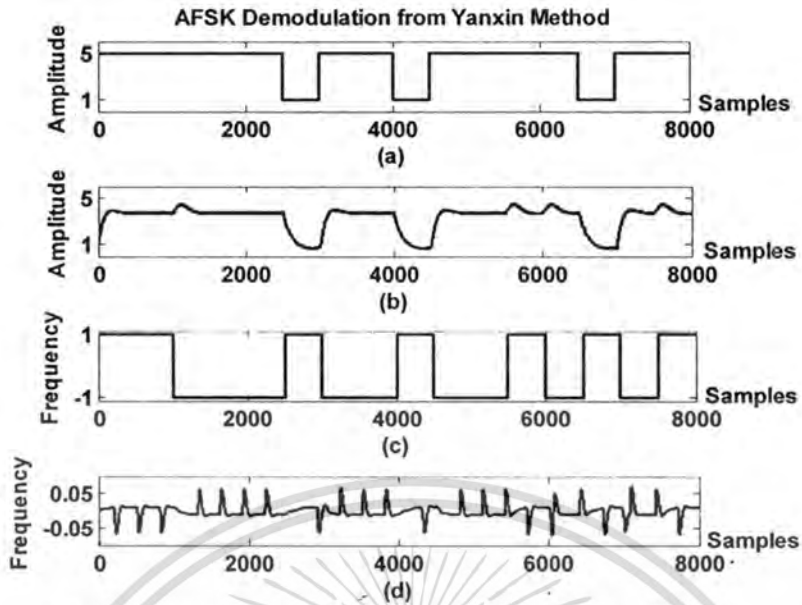
- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- c) สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- d) สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.42 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมที่นำเสนอ

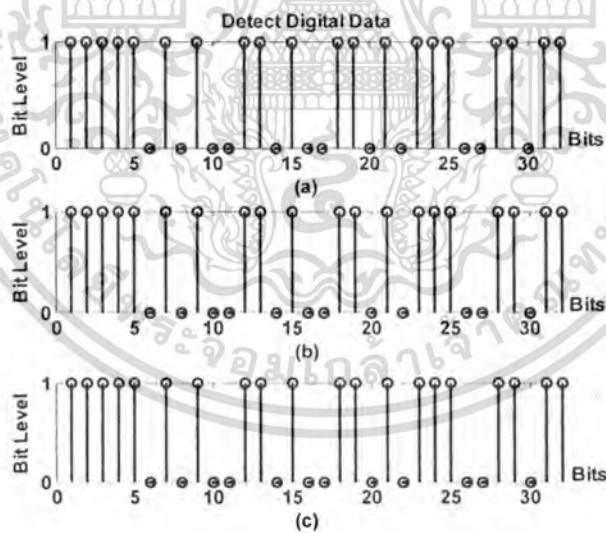
- a) สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- b) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- c) สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- d) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.43 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณที่ปราศจากสัญญาณรบกวนจากอัลกอริทึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณตีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณข่าวสารนาลอกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณตีมอดูเลตเชิงความถี่

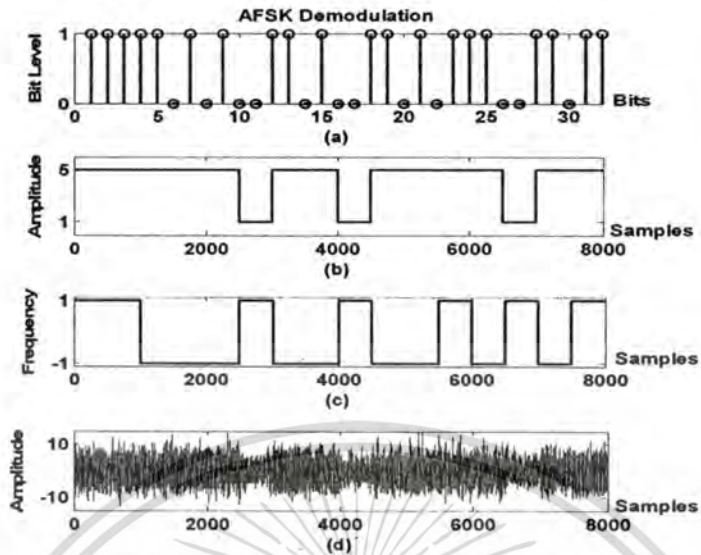


รูปที่ 4.44 ผลการแปลงสัญญาณตีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริทึมของ Yanxin

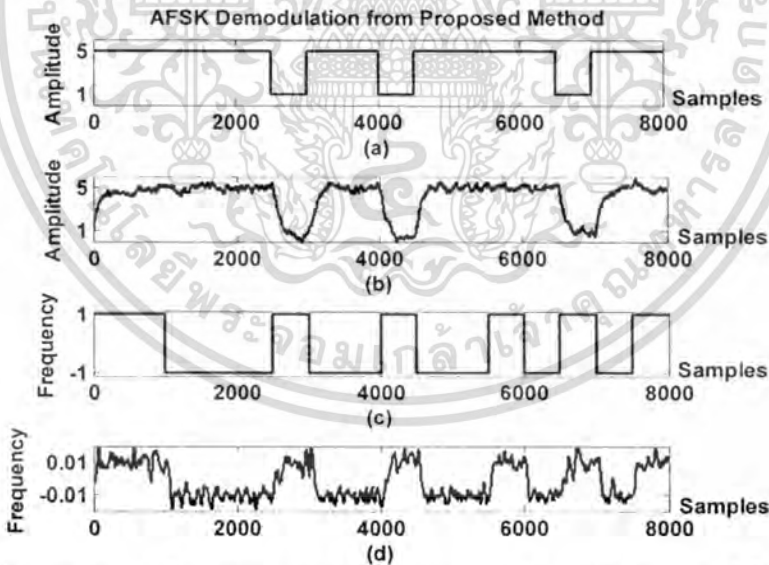
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2.2 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.45 สัญญาณที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB

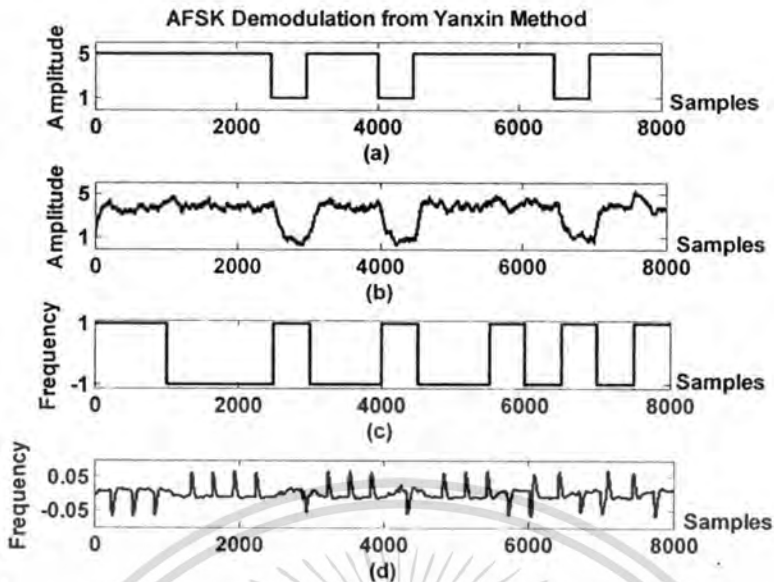
- a) ข้อมูลดิจิทัล
- b) สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับบิตเลขคู่
- c) สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับบิตเลขคู่
- d) สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB



รูปที่ 4.46 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมที่นำเสนอ

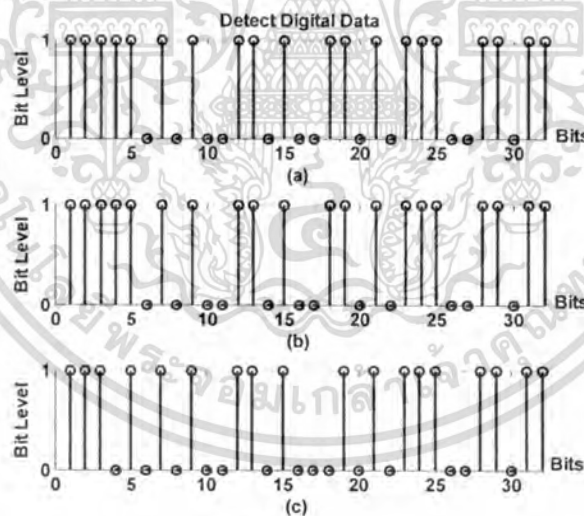
- a) สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับบิตเลขคู่
- b) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- c) สัญญาณข่าวสารนาฬิกาที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับบิตเลขคู่
- d) สัญญาณดีมอดูเลตเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.47 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB จากอัลกอริธึมของ Yanxin

- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงขนาด
- สัญญาณข่าวสารอนาล็อกที่ได้จากการแปลงข้อมูลดิจิทัลลำดับเลขคู่
- สัญญาณดีมอดูเลตเชิงความถี่



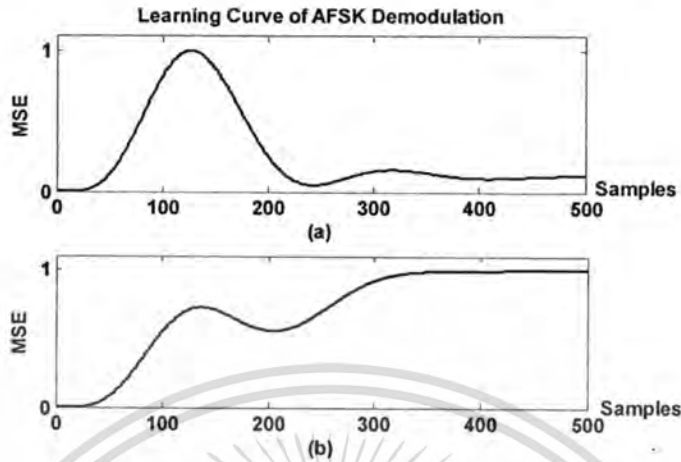
รูปที่ 4.48 ผลการแปลงสัญญาณดีมอดูเลตเป็นข้อมูลดิจิทัล

- ข้อมูลดิจิทัลที่นำมามอดูเลต
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมที่นำเสนอ
- ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการอัลกอริธึมของ Yanxin

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2.3 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และ

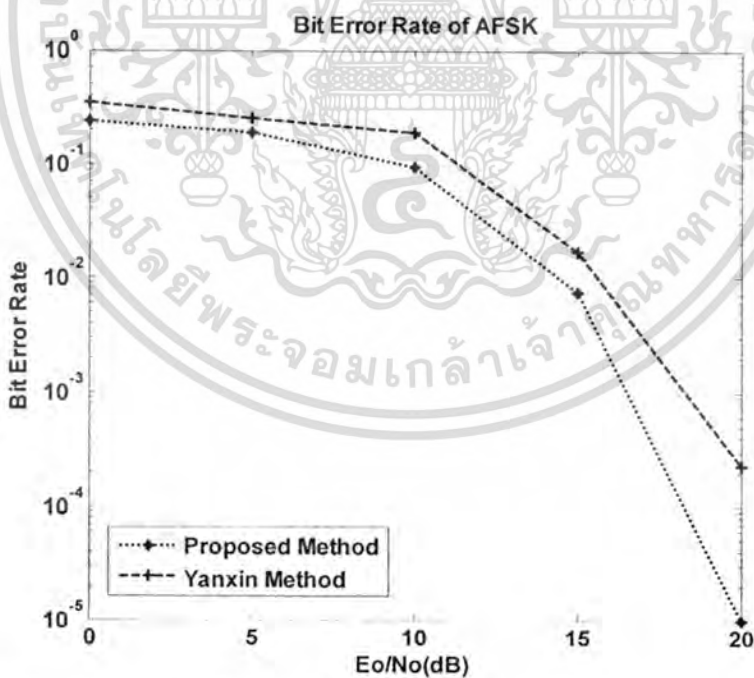
ความถี่



รูปที่ 4.49 ผลการเปรียบเทียบ Learning Curve ในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่

- a) Learning Curve จากอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอ
- b) Learning Curve จากอัลกอริทึมของ Yanxin

4.3.2.4 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่



รูปที่ 4.50 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะในการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด และความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวิธีการคิโมคูเลตสัญญาณด้วยหลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้โดยให้สัญญาณขาเข้าของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้คือ คลื่นพาห์ จากนั้นวงจรกรองสัญญาณจะทำการปรับขนาด และเฟสของคลื่นพาห์ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสาร ซึ่งการเปลี่ยนแปลงนี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต ทำให้วิธีการคิโมคูเลตที่นำเสนอสามารถรองรับสัญญาณได้หลายชนิด

ในการจำลองระบบเพื่อแสดงให้เห็นว่า ระบบที่นำเสนอสามารถแก้ปัญหาในการรองรับชนิดของสัญญาณ และสามารถทำงานภายใต้สภาวะแวดล้อมที่มีการรบกวนของสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ จึงทำการคิโมคูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ (BASK), สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ (BPSK), สัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ (BFSK), สัญญาณควอดราเจอร์ (QAM) และสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ (AFSK) ที่ปราศจากสัญญาณรบกวน และสัญญาณที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB เปรียบเทียบกับระบบคิโมคูเลตสัญญาณที่ใช้หลักการของวงจรกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ของ Yanxin

จากผลการจำลองระบบจะเห็นว่า ถึงแม้ระบบที่ได้นำเสนอจะมีสมรรถนะในการคิโมคูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ, สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ และสัญญาณควอดราเจอร์ ไม่ได้เท่ากับระบบของ Yanxin ก็ตาม แต่ผลก็แตกต่างกันไม่มาก และในขณะที่ระบบที่ได้นำเสนอสามารถคิโมคูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ และ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ระบบของ Yanxin ไม่สามารถคิโมคูเลตสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ 2 ระดับ และ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด และความถี่ได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- [1] L. Yanxin and H. Aiqun, "An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals," IEEE Int. Symp. Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communication, pp. 1064-1067, Aug 2007.
- [2] F. F. Yassa and S. E. Noujaim, "Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation," IEEE Asil. Conf. Signals Systems and Computers, Vol. 1, pp. 107-111, 1988.
- [3] H. C. So, "A New Adaptive Algorithm for Eliminating Sinusoidal Interferences," IEEE Symp. Circuits and Systems, pp. 514-517, Aug 1998.
- [4] U. Madhow, **Fundamentals of Digital Communication**, New York, Cambridge University Press, 2008.
- [5] Paulo S. R. Diniz, **Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation Third Edition**, Springer, 2008.
- [6] S. Haykin and M. Moher, **Introduction to Analog and Digital Communications Second Edition**, John Wiley & Sons, 2007.
- [7] A. D. Poularikas and Z. M. Ramadan, **Adaptive Filtering Primer with MATLAB**, New York, CRC Press, 2006.
- [8] F. Xiong, **Digital Modulation Techniques**, Norwood, Artech House, 2000.
- [9] I. Glover and P. Grant, **Digital Communications**, Prentice Hall, 2000.
- [10] S. Haykin, **Adaptive Filter Theory**, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1986.
- [11] B. Widrow and S. D. Stearns, **Adaptive Signal Processing**, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1985.
- [12] พรชัย ทรัพย์นิธิ, การสื่อสารดิจิทัล, หจก. วี.เจ. พรินติ้ง, 2551.
- [13] วิวัฒน์ กิรานนท์, วิศวกรรมการสื่อสาร, อักษรสยามการพิมพ์, 2546.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PROCEEDINGS  
VOL. 2**

CM - Communication  
EL - Electronics  
DS - Digital Signal Processing  
PH - Photonics  
GN - General Engineering and Science  
BE - Biomedical Engineering

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๒  
๒๘-๓๐ ตุลาคม ๒๕๕๒ โรงแรมทวารวดี รีสอร์ท จ.ปราจีนบุรี

32<sup>nd</sup> Electrical Engineering Conference  
28-30 October 2009 Tawaravadee Resort Hotel, Prachinburi, Thailand

WD Western Digital  
NECTEC  
TRIDI  
ptt Group

จัดการประชุมโดย ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
หลักสูตรวิทยาศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชา  
เทคโนโลยีการจัดการระบบสารสนเทศ  
และภาควิชาวิศวกรรมชีวการแพทย์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วิธีการดึงข้อมูลสัญญาณด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ Demodulation Method Based on Adaptive Filter Algorithm

อัญชลี โนนสืบ\* ธนินท์ คณะเจริญ\* จิรศุภา โคนิชยาภรณ์\* ปราโมทย์ วาดเขียน\*

\*ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

E-mail : anan\_jany@hotmail.com, nott\_bt\_moo@hotmail.com, jeerasuda@telecom.kmitl.ac.th, pramote@telecom.kmitl.ac.th

#### บทคัดย่อ

ในบทความนี้การดึงข้อมูลสัญญาณคือการใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ที่ขึ้นอยู่กับสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการดึงออกมาจากสัญญาณที่ส่งมาซึ่งมีสัญญาณรบกวนที่เปลี่ยนแปลงเป็นแบบสุ่มสัญญาณที่ส่งมาซึ่งมีสัญญาณรบกวนที่เปลี่ยนแปลงเป็นแบบสุ่มสัญญาณที่ส่งมาซึ่งมีสัญญาณรบกวนที่เปลี่ยนแปลงเป็นแบบสุ่ม

คำสำคัญ : การดึงข้อมูล, ตัวกรองแบบปรับค่าได้

#### Abstract

In this paper, demodulation by using adaptive filter is proposed. With this technique, information signal is recovered from amplitude and phase of carrier signal and then it is converted to digital data. The proposed principle provides a new and efficient algorithm for demodulation under corrupted noise environment. In addition, various types of modulated signals can be demodulated by using the proposed algorithm. The simulation result obtained from Matlab demonstrate that the proposed principle is applicable.

Keyword: Demodulation, Adaptive Filter

#### 1. บทนำ

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายกำลังได้รับความนิยมสูงในโลกล่าสุด สำหรับการใช้ชีวิตประจำวันของมนุษย์ในปัจจุบันเป็นอันมาก ยกตัวอย่างเช่น โทรศัพท์มือถือ, อินเทอร์เน็ต, การประชุมทางไกล, การรับข่าวสาร เหตุการณ์ทั่วโลกผ่านสัญญาณดาวเทียม เป็นต้น อุปกรณ์หรือที่ถึงกันการทำงานของระบบเหล่านี้มีองค์ประกอบที่สำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ เครื่องส่งสัญญาณ (Transmitter) ซึ่งมีวงจรสำคัญคือ วงจรมอดูเลต (Modulator) และ เครื่องรับสัญญาณ (Receiver) ซึ่งมีวงจรสำคัญคือ วงจรดีมอดูเลต

(Demodulator) การมอดูเลตเป็นการย้ายความถี่ขององค์ประกอบของสัญญาณให้เหมาะสมกับคุณสมบัติของทางความถี่ของตัวกลาง ส่วนการดีมอดูเลตก็เป็นการย้ายความถี่ขององค์ประกอบของสัญญาณที่ได้รับกลับ ไปเป็นความถี่ของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง

การมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณข่าวสารสามารถแบ่งได้หลายชนิดตามคุณสมบัติของสัญญาณคลื่นพาหะที่ใช้ เช่น AM, FM สำหรับคลื่นพาหะที่เป็นสัญญาณไซน์และ PPM, PAM, PFM สำหรับคลื่นพาหะที่เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม เป็นต้น [1], [2], [3] นอกจากนี้การมอดูเลตยังสามารถแบ่งได้ตามชนิดของข้อมูล เช่น ถ้าข้อมูลเป็นอนาล็อกก็เรียกว่าอนาล็อกมอดูเลต แต่ถ้าข้อมูลเป็นดิจิทัลหรือดิจิทัลคือเรียกว่าดิจิทัลมอดูเลต สำหรับการดีมอดูเลตแบบดิจิทัล จะระงับประกอบด้วยการกรองสัญญาณหลายส่วน เช่น วงจรคั่นสัญญาณ, วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน, วงจรแปรเฟสสัญญาณ เป็นต้น ถ้าต้องการวงจรที่ง่ายหรือดีมอดูเลตสัญญาณได้หลายชนิดด้วยแล้ว วงจรดีมอดูเลตที่มีขนาดเล็กและมีการเปลี่ยนแปลงจำนวนมากขึ้นนั้นจะได้มีนักวิจัยพยายามที่จะสร้างการดีมอดูเลตแบบต่างๆ คือเทคนิคการประมวลผลดิจิทัล (DSP) ซึ่งทำให้ตัวดีมอดูเลตที่มีความยืดหยุ่นในการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้เองโดยไม่ต้องไปเปลี่ยนตัวอุปกรณ์ในวงจร อีกทั้งยังมีวงจรที่ผลิตได้ง่ายและราคาถูกลง จากการใช้เทคนิคนี้ได้นักวิจัย เช่น Fahy F, Yaris และ Charbel E. Nourallah [4] นำเสนอวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณ AM ด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้แบบโครงสร้างเมทริกซ์แบบไฮเออร์ดีคอน Michael J. Werner [5] ได้พัฒนาการใช้วิธีการดีมอดูเลตแบบปรับค่าได้ในกรณีของสัญญาณ FM (Frequency Modulation) และเมื่อไม่นานมานี้ E. Yaguez และ H. Aquino [6] ได้พัฒนาวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณ QAM ด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ ซึ่งโครงสร้างนี้ไม่สับสนกับดีมอดูเลตสัญญาณ FSK (Frequency Shift Keying) ได้ และผลการดีมอดูเลตสัญญาณ ASK (Amplitude Shift Keying) ก็ทำได้เช่นกัน

ดังนั้น ในงานวิจัยนี้จึงได้มีนำเสนอวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ที่มีอัลกอริทึมการปรับค่าแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (Least Mean Squares) ในการดึงสัญญาณจากคลื่นต้นฉบับที่มีการรบกวนที่สุ่มแบบสุ่มสัญญาณได้หลายชนิดด้วยกัน ทำให้ได้การดีมอดูเลตสัญญาณที่มีโครงสร้างขนาดเล็กและมีประสิทธิภาพที่เร็วและแม่นยำและไม่ยุ่งยากซับซ้อนเหมือนวิธีการที่กล่าวมาข้างต้น รายละเอียดของวิธีการที่มีเสนอได้กล่าวไว้ในส่วนที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอง หลักการดังกล่าวได้สะท้อนการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ซึ่งได้แสดงผลไว้ในส่วนที่สาม และ ส่วนที่สี่จะกล่าวถึงบทสรุปของบทความนี้

2. ทฤษฎีและหลักการ

เพื่อให้ผู้อ่านเข้าใจการมอดูเลตด้วยวิธีที่ได้นับเสนอ จึงขอกล่าวถึงกรรมของคุณสมบัติและการมอดูเลตโดยทั่วไปเสียก่อน

2.1 การมอดูเลตด้วยสัญญาณ (Modulation)

ในการส่งข้อมูลดิจิทัล ข้อมูลดิจิทัลจะถูกแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อก  $m(t)$  แล้วทำการมอดูเลตจนออกนอกไปยังสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าให้สัญญาณคลื่นพาห้เป็นดังสมการที่ (1)

$C(t) = \cos(\omega_c t)$  (1)

โดย  $C(t)$  คือ สัญญาณในก่อนเนื่องมาจากของสัญญาณคลื่นพาห้  $\omega_c$  คือ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้

เราสามารถเขียนฟังก์ชันสัญญาณที่มอดูเลตด้วยวิธีดังที่ได้ดังนี้

• สัญญาณที่มอดูเลตด้วยแอมพลิจูด (ASK: Amplitude Shift Keying) เป็นดังนี้

$S_{ASK}(t) = m(t)\cos(\omega_c t)$  (2)

โดย  $S_{ASK}(t)$  คือ สัญญาณในก่อนเนื่องมาจากของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยแอมพลิจูด

$m(t)$  คือ สัญญาณในก่อนเนื่องมาจากของสัญญาณอนาล็อกที่แปรผันตรงกับข้อมูลดิจิทัล

• สัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟส (FSK: Frequency Shift Keying) เป็นดังนี้

$S_{FSK}(t) = \cos(\omega_c t + \phi(m(t)))$  (3)

โดย  $S_{FSK}(t)$  คือ สัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟส

• สัญญาณที่มอดูเลตด้วยความถี่ (PSK: Phase Shift Keying) เป็นดังนี้

$S_{PSK}(t) = \cos(\omega_c t) - \phi(m(t))$  (4)

โดย  $S_{PSK}(t)$  คือ สัญญาณที่มอดูเลตด้วยความถี่

2.2 การหามอดูเลตด้วยสัญญาณ (Demodulation)

2.2.1 วิธีการหามอดูเลตด้วยสัญญาณโดยทั่วไป

วิธีการหามอดูเลตด้วยสัญญาณ ASK, FSK และ PSK มีการกล่าวถึงดังนี้ เมื่อสัญญาณที่รับเข้ามาในระบบเป็นดังสมการที่ (2) (3) (4)

สัญญาณ ASK จะถูกนำไปคูณกับสัญญาณคลื่นพาห้ ดังนี้

$m_{ASK}(t) = \cos(\omega_c t) \{m(t)\cos(\omega_c t)\}$   
 $= \frac{m(t)}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega_c t)]$  (5)

สัญญาณ PSK จะรับด้วยคลื่น แสดงได้ดังนี้

$m_{PSK}(t) = \cos(\omega_c t) \{ \cos(\phi) \cos(\omega_c t) - \sin(\phi) \sin(\omega_c t) \}$   
 $= \frac{1}{2} [\cos(\omega_c t + \phi) + \cos(\omega_c t - \phi) - \sin(\phi) \sin(2\omega_c t)]$  (6)

ส่วนสัญญาณ FSK นั้นจะถูกลำบากก่อนด้วยวิธีดังนี้

$m_{FSK}(t) = \frac{d}{dt} [\cos(\omega_c t) - \phi(m(t))]$   
 $= -(\omega_c - \phi'(m(t))) \sin(\omega_c t) - \phi'(m(t)) \cos(\omega_c t)$  (7)

สัญญาณ  $m_{ASK}$  และ  $m_{FSK}$  นั้นจะถูกลำบากด้วยความถี่หนึ่งและดึงสัญญาณที่ (8) และ (9) ตามลำดับ

$m_{ASK}(t) = \frac{m(t)}{2}$  (8)

$m_{FSK}(t) = \frac{1}{2} (\cos(m(t)))$  (9)

ส่วนสัญญาณ  $m_{PSK}$  ที่ผ่านวงจรความถี่ของสัญญาณ แสดงดังนี้

$m_{PSK}(t) = -(\omega_c + km(t))$  (10)

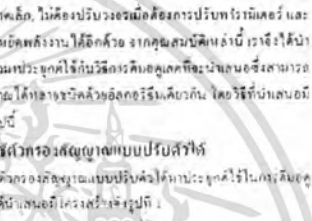
2.2.2 วิธีการหามอดูเลตด้วยสัญญาณด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้

ตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ (Adaptive Filter) [7], [8] มีคุณสมบัติพิเศษ คือ สามารถทำงานในสภาวะแวดล้อมที่ไม่อาจคาดเดาได้ล่วงหน้า และยังสามารถประมวลผลสัญญาณขาเข้า (Input Signal) ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ (Time Varyance) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ออกคุณสมบัติดังกล่าว ตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้จะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานด้านต่าง ๆ ปัจจุบันตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ถูกนำมาใช้เป็นส่วนหนึ่งของระบบส่งข้อมูลจำนวนมาก [9], [10] และเมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำระบบวิธีการมอดูเลตด้วยสัญญาณโดยวิธีหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ [11] ซึ่งวิธีการมอดูเลตแบบดังกล่าวมีข้อดีดังนี้

โครงสร้างที่ง่ายและเล็ก, ไม่ต้องปรับวงจรเมื่อมีการปรับพารามิเตอร์ และยังสามารถประมวลผลสัญญาณได้อีกด้วย จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้ เราจึงได้นำหลักการดังกล่าวมาประยุกต์ใช้กับวิธีการมอดูเลตด้วยสัญญาณที่นำเสนอซึ่งสามารถมอดูเลตสัญญาณได้ทั้งทางวิธีมอดูเลตด้วยวิธีแอมพลิจูด โดยวิธีที่นำเสนอมีหลักการดังต่อไปนี้

การประยุกต์ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้

การรับสัญญาณของสัญญาณแบบปรับค่าได้มาประยุกต์ใช้กับสัญญาณของสัญญาณที่ได้นับเสนอไว้ เราสามารถสร้างรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบที่ได้นับเสนอ

สัญญาณของสัญญาณที่ได้นับเสนอของสัญญาณที่รับเข้ามา

$x(t) = y(t) + n(t)$  (11)

โดย  $x(t)$  คือ สัญญาณขาออก

$y(t)$  คือ สัญญาณอ้างอิง

$n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนในระบบที่ได้นับเสนอ

การหามอดูเลตด้วยสัญญาณ  $x(t)$  ในสมการที่ (11)

$x(t) = y(t) + n(t)$  (12)

โดย  $y(t)$  คือ สัญญาณที่รับเข้ามาที่ตัวกรองสัญญาณของตัวกรอง

ที่รับเข้า คือ สัญญาณที่มอดูเลตด้วย ASK, FSK หรือ PSK

ในบทความนี้ได้กล่าวถึงระบบที่ได้นับเสนอซึ่งมีสัญญาณที่รับเข้ามา

ที่รับเข้าที่รับเข้ามาจะแปรผันตามเวลาและผลที่ได้นับเสนอ ดังนี้

$y(t) = x(t) \cos(\omega_c t + \phi(m(t)))$  (13)

โดย  $x(t)$  คือ สัญญาณที่รับเข้ามาที่ตัวกรองสัญญาณของตัวกรอง

ที่รับเข้า คือ สัญญาณที่มอดูเลตด้วย ASK, FSK หรือ PSK

สัญญาณที่รับเข้ามาที่ตัวกรองสัญญาณของตัวกรองที่รับเข้ามาจะแปรผันตามเวลาและผลที่ได้นับเสนอ ดังนี้

$y(t) = m(t) \cos(\omega_c t) + n(t) \cos(\omega_c t) - \phi(m(t))$  (14)

ที่รับเข้าจะแปรผันตามเวลาและผลที่ได้นับเสนอ ดังนี้

$y(t) = [m(t) \cos(\omega_c t) + n(t) \cos(\omega_c t) - \phi(m(t))]$  (15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสัญการที่ (12), (13) แล้วแทนค่าในสมการที่ (11) จะได้

$$r_{\text{cos}}(n) = \left\{ \cos(n\omega_c + \phi) m(n) \cos(n\omega_c) - [\phi_c(n) \cos(n\omega_c) + \phi_s(n)] \right\} \quad (16)$$

จากสมการที่ (14), (15) และ (16) แสดงให้เห็นว่าที่สถานะสภาวะ (r(n) = 0) พหุนามคือค่าจะมีความสัมพันธ์ดังนี้

ASK:  $a_s(n) = m(n)$   
 $\phi_s(n) = 0$  (17)

PSK:  $a_s(n) = 1$   
 $\phi_s(n) = m(n)$  (15)

FSK:  $a_s(n) = 1$   
 $\phi_s(n) = k \int m(n) dn$  (19)

จากสมการที่ (17) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณข่าวสารก็คือ ขนาดของสัญญาณซึ่งใช้แทนบิตหรือจากสมการที่ (18) เฟสของสัญญาณซึ่งอ้างอิงคือ สัญญาณข่าวสาร และจากสมการที่ (19) จะเห็นว่าเฟสของสัญญาณอ้างอิง คือ สัญญาณข่าวสารที่ถูกทำปริพันธ์ เมื่อนำสัญญาณดังกล่าวมาประมวลผลที่รีซีฟ จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา โดยอาศัยหลักการในการปรับตัวของสัญญาณอ้างอิงเป็นแบบค่ากำลังกวมเฉลี่ยเมื่อที่สุก (Least Mean Square) ซึ่งถูกนำเสนอโดย H.C. Ho [12] สมการในการปรับตัวของพหุนามคือพหุนามแสดงได้ดังนี้

$$a_s(n+1) = a_s(n) - \frac{\mu_s}{2} \frac{\partial r^2(n)}{\partial a_s(n)} = a_s(n) - \mu_s r(n) \cos(n\omega_c - \phi_s(n)) \quad (20)$$

$$\phi_s(n+1) = \phi_s(n) - \frac{\mu_s}{2a_s(n)} \frac{\partial r^2(n)}{\partial \phi_s(n)} = \phi_s(n) - \mu_s r(n) \sin(n\omega_c - \phi_s(n)) \quad (21)$$

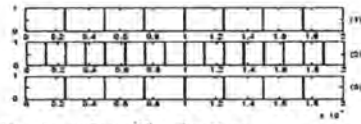
โดย  $\mu_s, \mu_\phi$  คือ ค่าคงที่ปรับค่าของพหุนาม  $\mu_s$  และ  $\mu_\phi$  เป็นค่าที่ใช้ในการควบคุมอัตราในการลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม

5. หลักการถอดรหัส

ในการถอดรหัสได้ใช้วิธีประมวลผลแบบดิจิทัลหรือระบบที่ทำงานโดยให้ข้อมูลดิจิทัลออกมาเป็น บิตคือ 1 สัญลักษณ์จะถูกแทนด้วยสัญญาณข่าวสาร (ในรูปที่ 2) ซึ่งจะใช้ในการถอดรหัสแบบ BASK, BPSK, และ BFSK ดังที่เห็นข้อมูลดิจิทัลแบบ 1 บิตคือ 1 สัญลักษณ์จะถูกแทนด้วยสัญญาณข่าวสาร (ในรูปที่ 2) ซึ่งใช้ใช้ในการถอดรหัสแบบ QAM (และ AFSK) สำหรับการถอดรหัสแบบ QAM สัญญาณข่าวสาร (2) จะถูกถอดรหัสเชิงขนาด และสัญญาณข่าวสาร (3) จะถูกถอดรหัสเชิงเฟส ส่วนการถอดรหัสแบบ AFSK สัญญาณข่าวสาร (2) จะถูกถอดรหัสเชิงขนาด และสัญญาณข่าวสาร (3) จะถูกถอดรหัสเชิงเฟส

ส่วนการถอดรหัสของพหุนามที่ใช้ในการถอดรหัสกำหนดให้มีค่าดังนี้

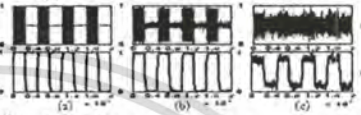
- ความถี่สัญญาณข่าวสาร (1) และ (3) คือ 4 Hz, 8 Hz และ 12 Hz ตามลำดับ
  - ความถี่สัญญาณกึ่งพาหะ คือ 2 MHz
  - ความถี่แบงก์พาส คือ 20 MHz
  - $\mu_s, \mu_\phi = 0.02$
- นอกจากนี้ข้อมูลสัญญาณจะส่งในรูปที่ 3, 4, 5, 6 และ 7 ตามลำดับ



รูปที่ 5: สัญญาณข่าวสารที่ใช้แทนข้อมูลดิจิทัล  
 (1) สัญญาณข่าวสารของข้อมูลดิจิทัล 1 บิตคือ 1 สัญลักษณ์  
 (2) สัญญาณข่าวสารที่ 1 ของข้อมูลดิจิทัล 2 บิตคือ 1 สัญลักษณ์  
 (3) สัญญาณข่าวสารที่ 2 ของข้อมูลดิจิทัล 2 บิตคือ 1 สัญลักษณ์

5.1 ผลการหาค่าของสัญญาณที่ถอดรหัส

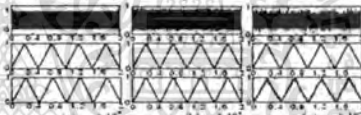
ในการจำลองการคืนข้อมูล สัญญาณข่าวสารจะถูกถอดรหัสแบบ BASK, BPSK, BFSK, QAM และ AFSK ตามลำดับ โดยให้สัญญาณเข้าที่มี 9 สัญลักษณ์คือ (a) สัญญาณที่ใช้ในการถอดรหัส, (b) สัญญาณที่มีค่า SNR = 15 dB และ (c) สัญญาณที่มีค่า SNR = -3 dB ซึ่งผลการถอดรหัสแสดงต่อไปนี้



รูปที่ 6: การคืนข้อมูลสัญญาณ BASK  
 1a, 1b, 1c: สัญญาณ BASK  
 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (1) ที่ใช้คืนได้จากการคืนข้อมูลการถอดรหัส



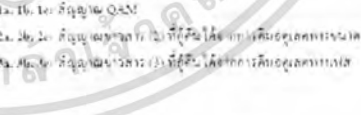
รูปที่ 7: การคืนข้อมูลสัญญาณ BPSK  
 1a, 1b, 1c: สัญญาณ BPSK  
 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (1) ที่ใช้คืนได้จากการคืนข้อมูลการถอดรหัส



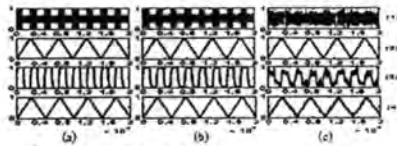
รูปที่ 8: การคืนข้อมูลสัญญาณ BFSK  
 1a, 1b, 1c: สัญญาณ BFSK  
 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (1) ที่ใช้คืนได้จากการคืนข้อมูลการถอดรหัส



รูปที่ 9: การคืนข้อมูลสัญญาณ QAM  
 1a, 1b, 1c: สัญญาณ QAM  
 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (1) ที่ใช้คืนได้จากการคืนข้อมูลการถอดรหัส



รูปที่ 10: การคืนข้อมูลสัญญาณ AFSK  
 1a, 1b, 1c: สัญญาณ AFSK  
 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (1) ที่ใช้คืนได้จากการคืนข้อมูลการถอดรหัส

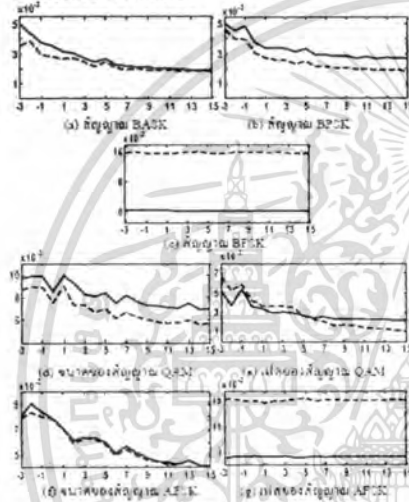


รูปที่ 7 การมอดูเลตสัญญาณ AFSK

- 1a, 1b, 1c: สัญญาณ AFSK
- 2a, 2b, 2c: สัญญาณข่าวสาร (3) ที่ถูกค้นได้จากการมอดูเลตทวิขั้ว
- 3a, 3b, 3c: สัญญาณข่าวสาร (2) ที่ถูกค้นได้จากการมอดูเลตทวิขั้ว
- 4a, 4b, 4c: สัญญาณข่าวสาร (3) ที่ถูกค้นได้จากการมอดูเลตทวิขั้ว

5.2 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการที่มอดูเลต

ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีการมอดูเลตนั้น เราจะทำการจำลองระบบที่ได้นำเสนอ และระบบของ L. Yausua และ H. Aiqua [6] โดยให้สัญญาณขาเข้าของระบบมีค่า SNR ตั้งแต่ -3 dB ถึง 15 dB แล้วนำมาหาค่า MCE ของแต่ละระบบ และนำมาแสดงกราฟที่เปรียบเทียบกัน ผลการเปรียบเทียบเห็นผลได้ดังนี้



รูปที่ 8 การเปรียบเทียบค่า MSE ในการมอดูเลตของทั้งสองระบบ ระบบที่นำเสนองาน และระบบของ L. Yausua และ H. Aiqua

4. สรุปและวิจารณ์

ในบทความนี้ได้นำเสนอวิธีการมอดูเลตสัญญาณทวิขั้วโดยอาศัยการประยุกต์ใช้วงจรกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้ ซึ่งทำหน้าที่ให้สัญญาณข่าวสารถูกหักกับกับขนาด เฟส หรือความถี่ หรือทั้งขนาดและเฟส หรือทั้งขนาด และ ความถี่ของสัญญาณคล้ายๆกับ วิธีการมอดูเลตที่นำเสนอก่อนหน้านี้วิธีการปรับค่าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับค่าได้หรือ

ปรับค่าขนาดและเฟสของสัญญาณอ้างอิงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบของ L. Yausua และ H. Aiqua [6] ถึงแม้ว่าในการมอดูเลตสัญญาณแบบ BASK, BPSK, QAM ระบบที่นำเสนอนี้จะมีประสิทธิภาพที่ต่ำกว่าเล็กน้อย แต่การมอดูเลตความถี่ของสัญญาณแบบ BPSK และ AFSK ระบบที่นำเสนอนี้มีประสิทธิภาพที่สูงกว่ามาก และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับระบบของ C. S. Liangqua และ C. A. Corral [11] จะเห็นว่าระบบที่นำเสนอนี้มีข้อได้เปรียบที่ผู้แยกชิ้นส่วนน้อยกว่ามาก วิธีการมอดูเลตสัญญาณที่ได้นำเสนอนี้สามารถมอดูเลตสัญญาณได้หลายชนิดด้วยกัน คือ สัญญาณ BASK, BPSK, BPSK, QAM และ AFSK จึงทำให้วิธีการมอดูเลตดังกล่าวลดข้อจำกัดในการรับสัญญาณขาเข้า, โครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน, สามารถรับสัญญาณข่าวสารกลับมาได้อย่างถูกต้อง

เอกสารอ้างอิง

- [1] U. Madhow, *Fundamentals of Digital Communication*, New York, NY: Cambridge University Press, pp. 43-46, 2002.
- [2] F. Xiang, *Digital Modulation Techniques*, Norwood, MA: Artech House, pp. 87-458, 2000.
- [3] วิวัฒน์ ธีระวัฒน์, *วิศวกรรมสื่อสาร*, กรุงเทพฯ: อักษรสัมพันธ์พิมพ์, หน้า 133-276, 2546.
- [4] M. J. Werner, "FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter," *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 45, no. 9, pp. 1822-1825, 1996.
- [5] F. F. Yousaf and C. E. Nonsipani, "Adaptive Demodulation: A Simple Demodulation," *IEEE Trans. Comp. Systems Systems and Computers*, vol. 1, pp. 167-171, 1958.
- [6] L. Yausua and H. Aiqua, "An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals," *IEEE Int. Symp. Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communication*, pp. 1064-1067, Aug. 2004.
- [7] J. R. Touchette, G. R. Nussler, and M. G. Lomax, *Filters and Design Applications*, Wiley, New York, 1971, John Wiley, pp. 121-124, 2001.
- [8] C. H. Rappaport, *Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, pp. 335-376, 1958.
- [9] J. D. Griesse, "Adaptive Prediction of Speech Differential Encoding Systems," *IEEE Proc.*, vol. 81, no. 4, pp. 483-487, Apr. 1980.
- [10] B. Jabali-Fachima and M. Linaoui, "Adaptive Noise Cancellation Techniques in Digital Data Linking to digital Computers," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 34, pp. 1591-1598, Sep. 2007.
- [11] C. S. Liangqua and C. A. Corral, "Design of Demodulators Using Time-Varying Adaptive Digital Filters," *IEEE Proc. Microwave, Antenna, Propagation and Systems*, vol. 1, pp. 76-79, Aug. 1999.
- [12] H. C. Lee, "A New Adaptive Algorithm for Eliminating Transient Interference," *IEEE Symp. Circuits and Systems*, pp. 514-517, Aug. 1983.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	อัญชลี มโนสืบ
เกิด	26 มกราคม 2529
การศึกษา	ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2550
ผลงานทางวิชาการ	“วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบ ปรับตัวได้”, การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 จัดโดยมหาวิทยาลัยมหิดล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้