

โครงสร้างการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ และการควบคุมขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์
อัตโนมัติแบบใหม่สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร

NEW ABSOLUTE PHASE DETECTION SCHEME AND SINUSOIDAL AUTOMATIC
GAIN CONTROL FOR APPLICATIONS IN COMMUNICATION SYSTEMS

สุขรักร์ แซ่เจี๋ย
SUKKHARAK SAECHIA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2560

KMITL-2017-EN-D-018-22

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

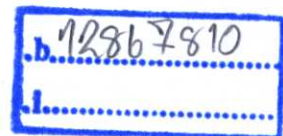
โครงการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ และการควบคุมขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์
อัตโนมัติแบบใหม่สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร

NEW ABSOLUTE PHASE DETECTION SCHEME AND SINUSOIDAL AUTOMATIC
GAIN CONTROL FOR APPLICATIONS IN COMMUNICATION SYSTEMS



สุชรักษ์ แซ่เจี๋ย
SUKKHARAK SAECHIA

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 148246
รับเดือนปี 18 เม. 2560



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2560

KMITL-2017-EN-D-018-22

NEW ABSOLUTE PHASE DETECTION SCHEME AND SINUSOIDAL AUTOMATIC
GAIN CONTROL FOR APPLICATIONS IN COMMUNICATION SYSTEMS

SUKKHARAK SAECHIA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2017
KMITL-2017-EN-D-018-22

COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ โครงสร้างการตรวจจับเฟสสลับบูรณ์และการควบคุมขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร

Thesis Title New Absolute Phase Detection Scheme and Sinusoidal Automatic Gain Control for Applications in Communication Systems

นักศึกษา นายสุรภักษ์ แซ่เจี๋ย

รหัสประจำตัว 54610109

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.จิรสุดา โกษียาภรณ์

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-22

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.มนตรี	ศิริปรัชญานันท์	
ผศ.ดร.ศรวัดน์	ชีวปริชา	
ผศ.ดร.ตุลยา	ลิมปิติ	T. Limpit
ผศ.ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.ดร.จิรสุดา	โกษียาภรณ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 23 กุมภาพันธ์ พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 5

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว


(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

หัวข้อวิทยานิพนธ์	โครงสร้างการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ และการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร
นักศึกษา	นายสุชรักษ์ แซ่เจี๋ย
รหัสประจำตัว	54610109
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.จิรสุดา โกษิยาภรณ์

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอโครงสร้างการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ (A new absolute phase detection scheme: APDS) และการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ (A new sinusoidal automatic gain control: SAGC) สำหรับประยุกต์ใช้งานกับระบบการสื่อสารแบบต่างๆ ซึ่งในส่วนแรกจะกล่าวถึงโครงสร้างการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ โดยโครงสร้างการตรวจจับเฟสที่นำเสนอจะมีความสามารถในการตรวจจับค่าเฟสของสัญญาณอินพุตโดยไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงใดๆ และยังสามารถปรับเปลี่ยนย่านในการตรวจจับเฟสให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน โดยขึ้นอยู่กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่เลือกมาเป็นองค์ประกอบภายในระบบ เนื่องจากคุณสมบัติในการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ของโครงสร้างการตรวจจับเฟสที่นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงประยุกต์ใช้งานโครงสร้างการตรวจจับเฟสที่นำเสนอมาเป็นระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK โดยไม่ใช้สัญญาณอ้างอิงใดๆ ในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ และจากผลการเลียนแบบระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ที่นำเสนอ พบว่าระบบดังกล่าวไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงในการกู้ข้อมูลข่าวสาร 16 บิตกลับคืนมาได้ถูกต้อง ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบสำคัญ และให้ผลลัพธ์ที่น่าพอใจเมื่อเปรียบเทียบกับระบบการมอดูเลตแบบเดิม

ในส่วนที่สองของงานวิจัยนี้ได้นำเสนอระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ โดยมีคุณสมบัติที่ให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเป็น 1 หน่วย และมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวของระบบที่นำเสนอ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ประยุกต์ใช้งานระบบที่นำเสนอเป็นระบบการมอดูเลตความถี่ที่ไม่ใช้สัญญาณอ้างอิงในการกู้ข่าวสารกลับมาไว้อีกด้วย ซึ่งก็เป็นข้อได้เปรียบสำคัญเมื่อเปรียบเทียบกับระบบการมอดูเลตแบบเดิม นอกจากการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ที่นำเสนอเป็นระบบการมอดูเลตที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดที่นำเสนอ มาเป็นระบบการวัดค่าความเร็ว

ช่วงขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง โดยที่เทคนิคนี้จะประกอบไปด้วย 2 ขั้นตอนย่อย คือ ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณอินพุตให้มีขนาดที่เหมาะสมโดยวงจรกรองค่าความถี่ต่ำผ่าน และวงจร SAGC และ ขั้นตอนการวัดค่าความเร็วจากสัญญาณที่ตรวจจับมาได้ โดยระบบการตีמודูเลตทาง ความถี่ที่นำเสนอ โดยพบว่าค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความถี่ อปเปอเรชั่นนั่นเอง และเพื่อยืนยันว่าระบบการควบคุมทางขนาดที่นำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งาน กับระบบการสื่อสารดังกล่าวได้อย่างสะดวกและมีประสิทธิภาพ ผลที่ได้จากการจำลองระบบบน โปรแกรม MATLAB การประยุกต์ใช้งานของระบบที่นำเสนอ และระบบการสื่อสารปกติจึงได้ถูกนำมา เปรียบเทียบ

Thesis	New Absolute Phase Detection Scheme and Sinusoidal Automatic Gain Control for Applications in Communication systems
Student	Mr. Sukkharak Saechia
Student ID.	54610109
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Jeerasuda Koseeyaporn

ABSTRACT

In this thesis, a new absolute phase detection scheme (APDS) is presented. With a simple mathematical analysis, the proposed APDS algorithm is capable of accurately detecting the absolute phase without using reference phase like other conventional techniques. The other massive benefit of the proposed APDS scheme is that its range-expansion flexibility for each application depending on the selected traditional phase detector. Based on the proposed APDS, BPSK and QPSK demodulated simulations, accurately recovering 16-bit-information data, are implemented with the blind carrier recovery methods. From Matlab simulations for BPSK and QPSK demodulations the proposed APDS scheme provides the convenience, advantages and acceptable results in comparison to other traditional techniques.

In the second part, a proposed sinusoidal automatic gain control scheme providing a unit magnitude and 90-degree phase shift output for all inputs' frequency components is proposed. With a very simple mathematical analysis of the SAGC, a large carrier AM demodulation and an FM demodulation schemes with the blind carrier recovery method implemented based on the proposed SAGC are presented. The prominent benefit is that the proposed AM and FM demodulation schemes can correctly recover the baseband signal with the blind carrier recovery method. In addition, the SAGC scheme and the proposed FM demodulation are combined to produce a new instantaneous-velocity measurement method for a continuous wave

short range radar system. Because of a very small echo signal input in the unit of μV , the SAGC scheme performs as a very high gain amplifier to produce the unit amplitude signal. The instantaneous-velocity value is obtained by converting the Doppler shift frequency of the received echo wave with the shorter delay time using the SAGC-based FM demodulation. Using the computer simulations, it is shown that the proposed applications of the SAGC scheme are more convenient and advantageous compared to their traditional techniques while providing acceptable results.

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ รศ. ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน และ รศ. ดร.จิรสุดา โกษิยาวรณ เป็นอย่างสูง สำหรับความเมตตากรุณาอบรมสั่งสอน ให้คำปรึกษาแนะนำ และคอยช่วยเหลือ ทั้งในด้านวิชาการ และแนวคิดในการทำงาน อย่างสม่ำเสมอตลอดมา

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร.ชูลิทธิ์ ประดับเพชร พี่ๆ น้องๆ และ เพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำปรึกษา คำแนะนำต่างๆ ช่วยเหลือ และให้กำลังใจ ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยราชภัฏพระนครศรีอยุธยา ที่สนับสนุนเวลาเพื่อการลาศึกษาต่อเป็นระยะ เวลา 2 ปี

ขอกราบขอบพระคุณมารดา และคุณป้าที่เป็นกำลังใจ ให้ความรักความห่วงใย และสนับสนุนในทุกๆ ด้าน

สุดท้ายนี้ คุณค่า และประโยชน์อันพอจะพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบเป็นเครื่องบูชา พระคุณมารดา ผู้มีพระคุณ ตลอดจนครูอาจารย์ และทุกท่านที่มีส่วนสร้างพื้นฐานการศึกษาให้แก่ผู้เขียน

สุชรักษ์ แซ่เจี๋ย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	V
สารบัญ.....	VI
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1. ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2. ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์.....	4
1.3. ขอบเขตของการทำวิจัย.....	5
1.4. โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	6
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบต่างๆ.....	7
2.1 วงจรเฟสดีเทคเตอร์.....	7
2.1.1. วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก.....	7
2.1.2. วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์.....	8
2.1.3. วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ (Mono-stable Multi-vibrator and RS flip-flop).....	8
2.2 พื้นฐานของวงจร Automatic Gain Control (AGC).....	9
2.3 การแปลงฮิลเบิร์ต.....	12
2.4 การมอดูเลตทางขนาด และการมอดูเลตทางความถี่.....	13
2.4.1. การมอดูเลตทางขนาด (Standard AM).....	13
2.4.2. การตีมอดูเลตทางขนาด.....	14
2.4.3. การมอดูเลตทางความถี่.....	16
2.5 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตทางขนาด และมอดูเลตทางความถี่.....	17
2.5.1. การรบกวนในแบนด์มูลฐาน.....	17
2.5.2. การรบกวนในระบบการมอดูเลตทางขนาด.....	19

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.3. การรบกวนในระบบมอดูเลตทางความถี่.....	20
2.6 หลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK.....	22
2.5.4. ไบนารีเฟสชิฟต์คีย์อิงค์ (Binary phase shift keying: BPSK).....	23
2.5.5. ควอดราเจอร์เฟสชิฟต์คีย์อิงค์ (Quadrature phase shift keying: QPSK).....	25
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย	27
3.1 หลักการวิเคราะห์ระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่.....	27
3.2 ผลกระทบแบบไม่อุดมคติของวงจรภายในระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่.....	28
3.3 ระบบมอดูเลตแบบ BPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่	31
3.4 ระบบการมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่.....	32
3.5 ระบบการมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่ภายใต้ สัญญาณรบกวน	34
3.6 ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ	37
3.7 Signal to noise ratio (SNR) และ noise figure (NF).....	39
3.8 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการ มอดูเลตทางขนาด และการมอดูเลตทางความถี่.....	40
3.8.1 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับ การมอดูเลตทางขนาด (Standard AM)	40
3.8.2 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการ มอดูเลตทางความถี่.....	42
3.8.3 ระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง (CW radar) บนพื้นฐานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ	45
3.8.3.1 การเตรียมสัญญาณ.....	45
3.8.3.2 การวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณสะท้อนจากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่	47

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	48
4.1 ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสับบอร์นแบบใหม่ และการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟสเป็นระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK.....	48
4.1.1. ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสับบอร์นแบบใหม่.....	48
4.1.2. วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์	50
4.1.3. ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบ APDS....	54
4.1.4. ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบ APDS ในช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว AWGN.....	60
4.1.5. ผลการจำลองแบบระบบ APDS และการประยุกต์ใช้งานระบบเป็นวงจร BPSK และ QPSK ติมอดูเลเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSPICE	62
4.2 ผลการจำลองของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ และการนำระบบที่นำเสนอมาใช้งานเป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด, ระบบการติมอดูเลตทางความถี่ และ ระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง.....	69
4.2.1. ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านเฟส และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ	69
4.2.2. ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ผ่านการทำอนุพันธ์และถูกคูณด้วยฟังก์ชัน exponential	72
4.2.3. ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อต่อวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อลดสัญญาณรบกวน	72
4.2.4. ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด (AM).....	76
4.2.5. ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการติมอดูเลตทางความถี่ (FM).....	77
4.2.6. ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของระบบ SAGC และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ.....	85

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง.....	94
เอกสารอ้างอิง.....	97
ภาคผนวก ก.....	100
ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา.....	100
ประวัติผู้เขียน.....	131

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 1.1 วงจร feedback AGC	3
รูปที่ 1.2 วงจร feed-forward AGC	3
รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสดีเทคเตอร์.....	7
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก (Analogue multiplier phase detector).....	7
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ และค่าความต่างเฟส ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง	8
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์	9
รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย u_p ของวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ และค่าความต่างเฟส ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง	10
รูปที่ 2.6 ลักษณะโครงสร้างของระบบ AGC.....	11
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตทางขนาด (Standard AM)	13
รูปที่ 2.8 วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ และ สัญญาณมอดูเลตขนาด $v_c(t)$ และกรอบสัญญาณ $m(t)$	15
รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตทางความถี่	17
รูปที่ 2.10 ระบบแบบแบนด์มีลูฐาน.....	18
รูปที่ 2.11 ระบบการมอดูเลตทางความถี่ที่สร้างจากระบบพีเอ็ม.....	20
รูปที่ 2.12 แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณไซน์ และสัญญาณรบกวนชนิดแบนด์พาสที่มีแบนด์แคบ	21
รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของระบบกู้สัญญาณคลื่นพาห์แบบ M^{th} power synchronizer....	24
รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบกู้สัญญาณคลื่นพาห์โดยวงจร costas loop (Costas loop for carrier recover) สำหรับการดีมอดูเลตแบบ BPSK.....	25
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง-รับ แบบ QPSK.....	25
รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Costas loop ที่ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ QPSK	26
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่.....	27
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS สร้างเป็นระบบการดีมอดูเลตแบบ BPSK	32

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
รูปที่ 3.3	บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS สร้างเป็นระบบการมอดูเลตแบบ QPSK	33
รูปที่ 3.4	ระบบการมอดูเลตแบบ QPSK.....	34
รูปที่ 3.5	แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณไซน์ และสัญญาณรบกวนชนิดแบนด์พาสที่มีแบนด์แคบ	35
รูปที่ 3.6	แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณในระบบการมอดูเลตเชิงมุม	35
รูปที่ 3.7	บล็อกไดอะแกรมของระบบการควบคุมขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติบนพื้นฐานของการแปลงฮิลเบิร์ต	37
รูปที่ 3.8	บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการมอดูเลตทางขนาด	41
รูปที่ 3.9	บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการมอดูเลตทางความถี่	44
รูปที่ 3.10	บล็อกไดอะแกรมของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะบนพื้นฐานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ	46
รูปที่ 4.1	ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยเลือกใช้วงจรรูทเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นวงจรถ่ายในการตรวจจับเฟส.....	48
รูปที่ 4.2	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย กับค่าความต่างเฟสของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ที่ใช้ วงจรรูทเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นองค์ประกอบของระบบ APDS ที่นำเสนอ.....	49
รูปที่ 4.3	ผลการจำลองแบบของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยมีวงจรรีเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบ และมีสัญญาณอินพุตเป็นโคไซน์ฟังก์ชันที่ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/2$ เรเดียน	51
รูปที่ 4.4	ผลการจำลองแบบของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยมีวงจรรีเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบ และมีสัญญาณอินพุตเป็นโคไซน์ฟังก์ชันที่ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/8$ เรเดียน	52
รูปที่ 4.5	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าดิฟเฟอเรนเชียลกับค่าความต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ที่ใช้ วงจรรีเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบของระบบ APDS ที่นำเสนอ.....	53
รูปที่ 4.6	ผลการจำลองแบบของระบบการมอดูเลตแบบ BPSK บนพื้นฐานของ ระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz	53

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองแบบของระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK บนพื้นฐานของ ระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 1000Hz.....	55
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองแบบของการติมอดูเลตแบบ BPSK บนพื้นฐานของ ระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 10000Hz.....	55
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz.....	56
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ ที่ผ่านกระบวนการแมทซิงเพื่อแก้เอาสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz	57
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 20Hz.....	58
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 50Hz.....	59
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของ ระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณอินพุตถูกรบกวน ด้วยสัญญาณรบกวนขาวขนาด -30 dB	60
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของ ระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณอินพุตถูกรบกวน ด้วยสัญญาณรบกวนขาวขนาด -25 dB	61
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเอสเอ็นอาร์อินพุตกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ	61
รูปที่ 4.16 บล็อกไดอะแกรมการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ด้วยโปรแกรม PSPICE	63
รูปที่ 4.17 ผลการจำลองแบบระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ $\sin(20 \times 2\pi \times 10^4 t)$	65
รูปที่ 4.18 ผลการจำลองแบบระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ $\sin(20 \times 2\pi \times 10^4 t + \pi)$	66
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK.....	67
รูปที่ 4.20 ผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK โดยใช้บิตสัญญาณข่าวสาร (00011011) ในการสร้างสัญญาณ QPSK อินพุต	68

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.21 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ อัตราโนมิตี โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 10โวลต์ ความถี่ 1MHz.....	70
รูปที่ 4.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ SAGC กับ ค่าความถี่ในช่วง 0-100kHz และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณ เอาต์พุตของระบบ SAGC กับค่าความถี่ในช่วง 0-100kHz	71
รูปที่ 4.23 ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านขนาดของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่น รูปไซน์อัตราโนมิตี.....	73
รูปที่ 4.24 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ อัตราโนมิตีเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มเพื่อลดสัญญาณรบกวน และสัญญาณอินพุตเป็น สัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว - 30 dB.....	74
รูปที่ 4.25 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ อัตราโนมิตีเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มเพื่อลดสัญญาณรบกวน และสัญญาณอินพุตเป็น สัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว -20dB	75
รูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการควบคุมทางขนาด ของสัญญาณคลื่น รูปไซน์เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วย สัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน - 20dB	76
รูปที่ 4.27 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตราโนมิตี เป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาด	78
รูปที่ 4.28 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตราโนมิตี เป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาด	79
รูปที่ 4.29 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตราโนมิตีเป็น ระบบการติมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกรบกวนด้วย สัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30dB.....	80
รูปที่ 4.30 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตราโนมิตีเป็น ระบบการติมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกรบกวนด้วย สัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -20 dB	81
รูปที่ 4.31 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดู เลตขนาดที่คลื่นพาหามีค่าความถี่เท่ากับ 1.05MHz, มีการเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ และถูกรบกวน ด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30dB	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.32 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการติมอดูเลชันทางความถี่ เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่.....	83
รูปที่ 4.33 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการติมอดูเลตทางความถี่ เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน -20 dB.....	84
รูปที่ 4.34 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตทางความถี่เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่คลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 1.05MHz, มีการเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30 dB.....	85
รูปที่ 4.35 ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของระบบ SAGC และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากการโบกมือ.....	88
รูปที่ 4.36 ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องแบบดั้งเดิม โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากการโบกมือ.....	89
รูปที่ 4.37 ผลการทดลองเปรียบเทียบการใช้เทคนิคการติมอดูเลตระหว่างระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ และวงจรตรวจจ็กรอบสัญญาณ.....	90
รูปที่ 4.38 ผลการจำลองแบบระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของ ระบบ SAGC และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากรถยนต์ที่ความเร็ว 5 กิโลเมตรต่อชั่วโมง.....	91
รูปที่ 4.39 ผลการจำลองแบบระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของ ระบบ SAGC และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากรถยนต์ที่ความเร็ว 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมง.....	92
รูปที่ 4.40 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วของรถยนต์ และค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยของระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ.....	93

บทที่ 1

บทนำ

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ (A new absolute phase detection scheme: APDS) และการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ (A new sinusoidal automatic gain control scheme: SAGC) สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่างๆ ยกตัวอย่างเช่น ระบบการติดตามวัตถุสัญญาณ และระบบการตรวจจับค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง (Continuous wave radar: CW radar) เป็นต้น

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ค่าคงที่เฟสของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอสซิลเลเตอร์นั้น [1] สามารถนิยามได้สองความหมาย คือ ค่ามุมเริ่มต้นของสัญญาณไซน์ ณ จุดเริ่มต้นของสัญญาณ และความหมายที่สองของค่าคงที่เฟสของสัญญาณ คือ ค่าตำแหน่งของสัญญาณบนลูกคลื่นเมื่อเทียบกับจุดเริ่มต้นของสัญญาณ ซึ่งในบริบทของสัญญาณทางการสื่อสารนั้น ค่าคงที่เฟสขณะใดๆ ของสัญญาณ (Instantaneous phase) สามารถแสดงได้ในสมการที่ (1.1)

$$x(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \quad (1.1)$$

โดยที่ A , f_c และ θ คือ ค่าขนาด, ความถี่ และค่าเฟสของสัญญาณไซน์ ตามลำดับ ซึ่งในกรณีของค่าเฟสที่เลื่อนไปจะถูกพิจารณาเป็นค่าเวลาที่เลื่อนไปของสัญญาณ ซึ่งวิธีการวัดค่าเฟสของสัญญาณนั้น ส่วนใหญ่สามารถแบ่งได้เป็นสองกลุ่มใหญ่ๆ คือ การวัดค่าเฟสของสัญญาณใช้เฟสอ้างอิง และการวัดค่าเฟสของสัญญาณโดยไม่ใช้เฟสอ้างอิง

ค่าเฟสสัมบูรณ์ (Absolute phase) [2-3] คือ ค่าเฟสจริงของสัญญาณ ณ ความถี่ใดๆ ที่ถูกวัดเทียบกับค่าเวลามาตรฐาน (Coordinated Universal Time :UTC) หรือสามารถนิยามได้เป็นค่าเฟสที่ศูนย์เรเดียนของสัญญาณรูปโคไซน์ แต่สำหรับค่าความต่างเฟสเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเฟสอ้างอิง (Relative phase) นั้นสามารถถูกวัดขึ้นโดยนำค่าเฟสมาเปรียบเทียบกับค่าเฟสอ้างอิงใดๆ การวัดค่าเฟสสัมบูรณ์ และค่าความต่างเฟสเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเฟสอ้างอิงนั้นสามารถถูกวัดขึ้น ณ เวลาที่ต่างกัน และในสถานที่ที่แตกต่างกัน โดยมีงานวิจัยหลายงานวิจัยได้นำเสนอเทคนิคและวิธีการในการวัดค่าเฟสสัมบูรณ์ [4]-[6] ยกตัวอย่างเช่นในงานวิจัย [5-6] ได้มีการนำเสนอเทคโนโลยีที่ใช้ในการวัดค่าเฟสสัมบูรณ์ในระบบไฟฟ้ากำลังโดยอาศัยค่าเวลามาตรฐาน ซึ่งค่าเวลามาตรฐานนี้สามารถระบุได้จากระบบกำหนดตำแหน่งบนพื้นโลก (Global positioning system: GPS) ดังนั้นจึงพบว่าเทคนิคที่ใช้ในการวัดค่าเฟสสัมบูรณ์สามารถคำนวณค่าเฟสสัมบูรณ์โดยใช้ค่าเวลามาตรฐานเป็นค่าอ้างอิงได้ใน

ทุกๆ ช่วงเวลา และทุกๆ ตำแหน่งได้อย่างถูกต้อง นอกจากนั้นยังมีอีกหลายงานวิจัยที่ได้นำเสนอวิธีการวัดค่าค่าความต่างเฟสเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเฟสอ้างอิง [7] และนำไปใช้งานเช่นเดียวกัน ยกตัวอย่างเช่น [8]-[10] แต่อย่างไรก็ตามการวัดค่าความต่างเฟสนั้นมีข้อจำกัดอยู่ที่สัญญาณอินพุตทั้ง 2 สัญญาณจะต้องมีความถี่เท่ากันถึงจะสามารถวัดค่าความแตกต่างเฟสได้

นอกจากนั้นแล้ว ยังมีการคิดค้นเทคนิควิธีการตรวจจับค่าความต่างเฟสอีกหลายเทคนิค [11] แต่ถูกนำไปใช้งานในวัตถุประสงค์ที่แตกต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก (Analogue Multiplier phase detector), วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ (Exclusive OR gate phase detector) และ วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ (Mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop phase detector) ซึ่งสำหรับวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก จะมีข้อจำกัดในเรื่องของการมีย่านในการตรวจจับค่าความต่างเฟสแคบคือ อยู่ในช่วง 0° ถึง 180° และต้องการสัญญาณอ้างอิงจากเครื่องส่งเพื่อนำค่าเฟสอ้างอิงมาเปรียบเทียบ เช่นเดียวกันกับข้อจำกัดของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ ย่านในการตรวจจับค่าความต่างเฟสจะอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° , ต้องใช้สัญญาณอ้างอิงจากเครื่องส่งและสัญญาณอินพุตของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ทั้งสองสัญญาณจะต้องเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

ในปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้งานไมโครโปรเซสเซอร์ในระบบการวัดค่าความต่างเฟสมากขึ้น ยกตัวอย่างเช่น เทคนิคการทำ zero crossing [12], เทคนิคการประยุกต์ใช้งานวงจรกรองกาลมาน (Kalman filter) และเทคนิคการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier transform) [13-14], แต่อย่างไรก็ตามการประยุกต์ใช้งานเทคนิคเหล่านี้ร่วมกับไมโครโปรเซสเซอร์จะต้องใช้สัญญาณนาฬิกา (Clock signal) ในการซิงค์ข้อมูล ซึ่งพบว่าอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อมจะส่งผลกระทบต่อวงจรคริสตัลลอซซิลเลเตอร์ (Crystal oscillator) ทำให้สร้างสัญญาณนาฬิกาคลาดเคลื่อน และจะส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการในการคำนวณค่าความต่างเฟสได้

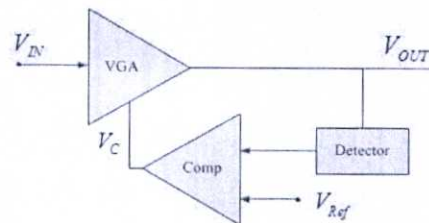
ในกรณีที่ต้องการขยายย่านการตรวจจับค่าความต่างเฟสของสัญญาณให้ครอบคลุมถึง 360° วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์จึงได้ถูกนำมาใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามก็ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของการใช้สัญญาณอ้างอิงในการตรวจจับค่าความต่างเฟส ดังนั้นจากข้อจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นของวงจรตรวจจับเฟสแบบดั้งเดิม ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงนำเสนอระบบที่ใช้ในการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ (A new absolute phase detection scheme: APDS) นอกจากไม่จำเป็นต้องใช้ค่าเฟสอ้างอิงจากภายนอกแล้ว ระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอยังมีข้อดีสำคัญอีกข้อหนึ่งคือ ย่านในการตรวจจับเฟสสามารถเปลี่ยนได้ตามวงจรเฟสดีเทคเตอร์แบบดั้งเดิม เพื่อให้เหมาะสมกับงานที่จะนำระบบที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งาน

นอกจากนี้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นพบว่าเครื่องรับจะเกิดปรากฏการณ์การจางหายจากการแพร่กระจายของสัญญาณ (Fading propagation) ขึ้น เพราะวาระหว่างเครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณ โดยทั่วไปจะพบว่ามีสิ่งกีดขวางการเคลื่อนที่ของสัญญาณที่สามารถส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์การสะท้อน, การแทรกสอด และการกระเจิงของสัญญาณ ทำให้เกิดการลดทอนของขนาดสัญญาณแบบไม่คงที่ ดังนั้นที่เครื่องรับจะได้รับสัญญาณอินพุตสัญญาณเดียวกันหลายครั้ง จึงส่งผลทำให้ขนาดของสัญญาณอินพุตเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างไม่คงที่ จากเหตุการณ์ดังกล่าวจึงทำให้เกิดการสร้างวงจรที่ชื่อว่า automatic gain control (AGC) ที่มีคุณสมบัติในการปรับค่าอัตราขยาย

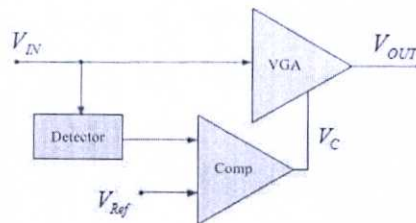
ของวงจรแบบอัตโนมัติ เพื่อรักษาระดับของขนาดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรให้มีค่าคงที่โดยไม่ขึ้นอยู่กับค่าขนาดอินพุตที่เข้ามา

ในปัจจุบันจะพบว่ามีการใช้งานวงจร AGC ในระบบที่ต้องการรับสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดที่อยู่ในย่านกว้าง เพื่อลดการสูญหายของข้อมูล และเพิ่มประสิทธิภาพของระบบนั้นๆ และจากคุณสมบัติของวงจร AGC ที่สามารถกำหนดค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตให้เหมาะสมกับวงจรถัดไปในระบบได้ จึงส่งผลทำให้วงจรที่เป็นองค์ประกอบภายในของระบบไม่จำเป็นต้องมีย่านในการรับข้อมูลที่กว้าง

โดยทั่วไปแล้ววงจร AGC จะสามารถถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มที่ถูกแบ่งตามโครงสร้างของวงจร ซึ่งจะถูกแบ่งออกเป็นสองกลุ่มย่อยคือกลุ่มที่มีโครงสร้างเป็นแบบ feedback AGC และกลุ่มที่มีโครงสร้างเป็นแบบ feed-forward AGC ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 1.1 และ รูปที่ 1.2 ตามลำดับ



รูปที่ 1.1 วงจร feedback AGC



รูปที่ 1.2 วงจร feed-forward AGC

ส่วนในกลุ่มที่สองคือกลุ่มวงจร AGC ที่ถูกออกแบบมาตามจุดประสงค์ของการใช้งาน จึงพบว่าโดยส่วนใหญ่แล้วในระบบการสื่อสาร วงจร AGC จะถูกออกแบบตามความต้องการของระบบนั้นๆ ยกตัวอย่างเช่น ระบบเรดาร์ และระบบเครื่องรับแบบ OFDM WLAN [15] เป็นต้น ในงานวิจัย [16] วงจร feedback analog AGC ถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับเครื่องรับแบบ OFDM WLAN พบว่าวงจร AGC ดังกล่าวจะใช้เวลาในการปรับค่าอัตราขยายของวงจร VGA ไม่สูงมาก ($5.6 \mu s$) และด้วยโครงสร้างประมวลผลสัญญาณในรูปแบบแอนะล็อก วงจรจึงใช้กำลังงานต่ำและไม่จำเป็นต้องใช้วงจรแปลงดิจิทัล/แอนะล็อก (Digital to analog converter) ในระบบของเครื่องรับดังกล่าว แต่อย่างไรก็ตามโครงสร้างของวงจร AGC ชนิดนี้มีความซับซ้อน เนื่องจากจะมีโครงสร้างที่ใช้ในการปรับค่าอัตราขยาย 2 ครั้ง คือ โครงสร้างส่วนการปรับอัตราขยายแบบหยาบและโครงสร้างส่วนการปรับอัตราขยายแบบละเอียด

ในส่วนของการประยุกต์ใช้งานวงจร AGC สำหรับงานเฉพาะด้าน ยกตัวอย่างเช่น การนำวงจร AGC มาประยุกต์ใช้งานในระบบงานด้านการแพทย์ [17] พบว่าสัญญาณอินพุตที่เซนเซอร์ตรวจจับได้จะมีขนาดที่เล็กมาก โดยในงานวิจัย [17] จะเลือกใช้วงจร AGC ที่มีโครงสร้างเป็นแบบ feed-forward และสามารถใช้งานได้กับเซนเซอร์หลายแบบ นอกจากนั้นแล้วยังสามารถปรับค่าอัตราขยายของสัญญาณในช่วงกว้างได้ และค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากระบบก็จะมีค่าต่ำอีกด้วย แต่อย่างไรก็ตามเนื่องจากโครงสร้างของวงจรเป็นแบบ feed-forward ดังนั้นย่านในการตรวจจับขนาดสัญญาณอินพุตของวงจรตรวจจับเฟสจะต้องมีย่านที่กว้าง (0-3V)

วงจร AGC ที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้นเป็นวงจร AGC ที่มีโครงสร้างแบบดั้งเดิม อย่างไรก็ตามมีนักวิจัยหลายท่านที่พยายามสร้างวงจร AGC ที่มีคุณลักษณะเฉพาะที่เหมาะสมกับงานที่จะนำวงจร AGC มาประยุกต์ใช้ ยกตัวอย่างเช่น ในงานวิจัย [18] ได้สร้างวงจร AGC ที่นำมาใช้งานกับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งวงจร AGC นี้มีโครงสร้างที่เป็นทั้งแบบ feedback และ feed-forward ผสมกัน จึงส่งผลทำให้ค่า settling time ไม่สูงมากจึงสามารถประมวลผลข้อมูลได้มาก แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องของความเร็วของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ทำหน้าที่จ่ายสัญญาณควบคุมให้กับวงจร VGA นั้นยังมีความเร็วต่ำ

ในงานวิจัย [19] ระบบ AGC แบบใหม่ได้ถูกนำเสนอและประยุกต์ใช้งานกับระบบการสร้างกระแสไฟฟ้าจากพลังงานลม พบว่าระบบ AGC แบบใหม่นี้ได้มีการประยุกต์ใช้งานระบบ Bayesian networks เพื่อใช้แสดงความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลที่ถูกนำมาประมาณค่าความไม่มีเสถียรภาพของค่ากำลังงานไฟฟ้าและนำมาสร้างสัญญาณที่ใช้ในการควบคุมระบบ AGC ดังกล่าว อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของระบบ AGC นี้ คือปริมาณของหน่วยความจุความจำ (Buffer) ภายในระบบ คือถ้ามีหน่วยความจุความจำไม่เพียงพอจะส่งผลกับความสามารถของกระบวนการที่ใช้ในการตัดสินใจ

ดังนั้นจากข้อจำกัดที่กล่าวมาข้างต้นของวงจร AGC แบบดั้งเดิม ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอระบบที่ใช้ในการควบคุมขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ซึ่งระบบที่นำเสนอจะให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตคงที่ 1 หน่วย และค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเลื่อนเฟสไป 90 องศา ในทุกองค์ประกอบของความถี่เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้มีความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา เพื่อนำเสนอหลักการของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่และการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร การนำเสนอระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่มีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะแก้ไขข้อจำกัดบางประการของวงจรตรวจจับเฟสแบบดั้งเดิมให้หมดไป ได้แก่ ข้อจำกัดในเรื่องของความต้องการสัญญาณอ้างอิงจากภายนอก และความยืดหยุ่นของย่านการตรวจจับเฟส เนื่องจากระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ใช้หลักการพื้นฐานทางด้านคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์ และสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาเพื่อให้วงจรตรวจจับเฟสที่เป็นองค์ประกอบย่อยของระบบตรวจจับค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงที่

ระบบสร้างขึ้นมาได้ สำหรับข้อจำกัดในเรื่องความยืดหยุ่นของย่านการตรวจจับเฟส ยกตัวอย่างเช่น วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกมีย่านในการตรวจจับ ค่าความต่างเฟสอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° เท่านั้น แต่สำหรับระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ที่นำเสนอ สามารถแก้ไขข้อจำกัดนี้ได้โดยทำการเปลี่ยนวงจรตรวจจับเฟสย่อยที่เป็นองค์ประกอบภายในเป็นวงจรโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ และ อาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ เพื่อเพิ่มย่านในการตรวจจับค่าความต่างเฟสเป็น 180° ถึง 360° นอกจากนี้ยังนำระบบตรวจจับเฟสสัมบูรณ์มาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบติมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK [12-14] อีกด้วย

นอกจากระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่แล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ซึ่งระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอนี้ มีคุณสมบัติคือให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเป็น 1 หน่วย และมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อแก้ไขข้อจำกัดบางประการของวงจร automatic gain control แบบชนิดป้อนกลับ เช่น ความสามารถในการประมวลผลข้อมูลที่มีค่าจำกัด และเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ โดยไม่ใช้สัญญาณอ้างอิงในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ในเครื่องรับ และมาประยุกต์ใช้ทำเป็นระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง

1.3 ขอบเขตของการทำวิจัย

การทำวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่และการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร โดยระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยใช้หลักการพื้นฐานทางคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์ และจำลองระบบขึ้นมา โดยระบบนี้สามารถตรวจจับเฟสของสัญญาณ โดยไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงจากภายนอกเหมือนระบบแบบดั้งเดิม นอกจากนี้ยังนำระบบการตรวจจับเฟส ที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK [20-23] โดยไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิงในการสร้างคลื่นพาห้ที่เครื่องรับ และทำการเลียนแบบการทำงานของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Matlab และ PSPICE)

ในทำนองเดียวกันระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติจะใช้หลักการพื้นฐานทางคณิตศาสตร์ในการวิเคราะห์ระบบ ซึ่งระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอมีคุณสมบัติคือให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเป็น 1 หน่วย และมีเฟสเลื่อนไป 90 องศา นอกจากนี้ยังนำระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ AM และ FM โดยไม่จำเป็นต้องใช้สัญญาณอ้างอิง ในการสร้างคลื่นพาห้ที่เครื่องรับ และทำการเลียนแบบการทำงานของระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Matlab)

1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท พร้อมทั้งภาคผนวก โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงที่มาของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ โดยจะอธิบายถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในวงจรตรวจจับเฟสที่มีการนำเสนอมมาแล้ว และได้กล่าวถึงแนวคิดที่จะใช้ในการทำวิจัยเพื่อกำจัดปัญหาดังกล่าว

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการตรวจจับเฟสแบบพื้นฐาน, หลักการของวงจร AGC, การแปลงฮิลเบิร์ต (Hilbert transform), พื้นฐานการติมอดูเลตทางขนาดและความถี่ และพื้นฐานของระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK เพื่อที่จะนำมาเปรียบเทียบกับหลักการใหม่

บทที่ 3 จะกล่าวถึงหลักการของระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่, ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ และการประยุกต์ใช้งานทั้ง 2 ระบบที่นำเสนอ กล่าวคือ การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบติมอดูเลตทางขนาดและความถี่ และระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง และประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการจำลองระบบโดยโปรแกรม Matlab และ โปรแกรม PSPICE สำหรับระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่, ผลการจำลองระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ และผลการจำลองการประยุกต์ใช้งานทั้ง 2 ระบบที่นำเสนอกับระบบสื่อสาร

บทที่ 5 เป็นบทสรุป และวิจารณ์ผลงานวิจัย รวมทั้งเสนอแนะแนวทางสำหรับผู้ที่สนใจจะศึกษาต่อไป

บทที่ 2

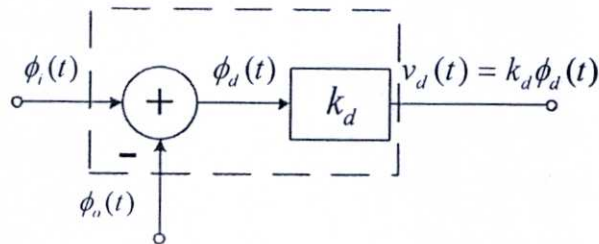
หลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบต่างๆ

2.1 วงจรเฟสดีเทคเตอร์

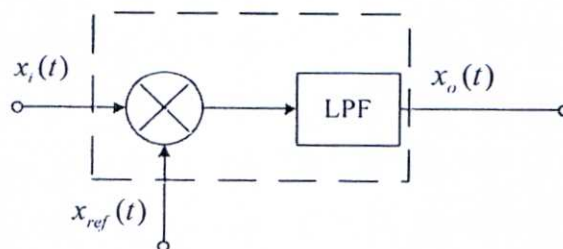
วงจรเฟสดีเทคเตอร์ [11] เป็นวงจรที่ใช้ในการเปรียบเทียบค่าความต่างเฟส $\phi_d(t)$ ของสัญญาณสองสัญญาณ ระหว่างเฟสของสัญญาณที่สนใจ $\phi_i(t)$ กับสัญญาณอ้างอิง $\phi_o(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยที่ค่า k_d และ $v_d(t)$ คือค่าคงที่ และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ตามลำดับ

2.1.1. วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก

วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นวงจรที่แสดงในรูปที่ 2.2 ใช้ในการตรวจจับค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต $x_i(t)$ กับสัญญาณอ้างอิง $x_{ref}(t)$ ที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ โดยใช้เฟสอ้างอิงจากเครื่องส่ง โดยย่านความสามารถในการตรวจจับค่าความต่างเฟสของวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกอยู่ในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรจะอยู่ในรูปของฟังก์ชันไซน์ จึงทำให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตแตกต่างกันในช่วงมุม $0^\circ - 180^\circ$ เท่านั้น



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเฟสดีเทคเตอร์



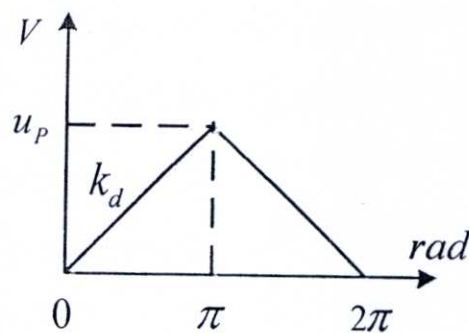
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก (Analogue multiplier phase detector)

2.1.2. วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์

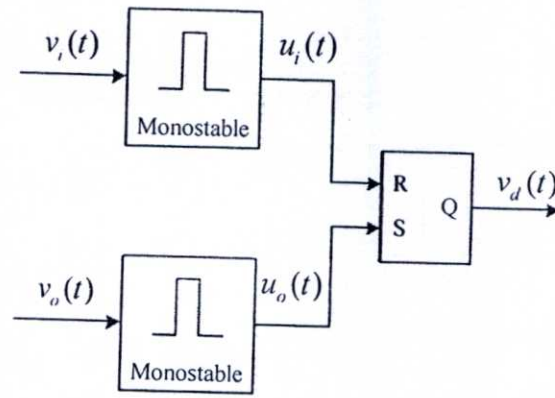
วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ (Exclusive OR gate phase detector) [11] ก็เป็นอีกวงจรหนึ่งที่ยิมนำมาใช้ในการตรวจจับค่าความต่างเฟสของสัญญาณทางด้านการสื่อสารเช่นเดียวกัน และย่านความสามารถในการตรวจจับเฟสของวงจรถูกอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° เหมือนกับวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก แต่ต่างกันที่รูปแบบของสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิงของวงจรมันจะต้องเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเท่านั้น นอกจากนี้ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์จะมีความถี่เป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณอ้างอิงจากกราฟในรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตและค่าความต่างเฟส พบว่าค่าความชันของเส้นกราฟในช่วงมุม 0° ถึง 180° จะมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเพิ่ม และค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยมีค่าไม่ซ้ำกันในช่วงนี้ จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ มีย่านความสามารถในการตรวจจับค่าความต่างเฟสอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° เท่านั้น โดยที่ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยแปรผันตรงกับขนาดของค่าความต่างเฟสที่ตรวจจับได้

2.1.3. วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ (Mono-stable Multi-vibrator and RS flip-flop)

บล็อกไดอะแกรมของวงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.4 มีองค์ประกอบ 2 ส่วนหลักๆ คือ วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ [11] ซึ่งจุดประสงค์การใช้งานวงจรมันเพื่อการตรวจจับค่าความต่างเฟสของสัญญาณเช่นเดียวกันกับวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์แต่ต่างกันตรงที่ย่านการทำงานนั้นขยายไปถึง 360° องศา



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย u_p ของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ และค่าความต่างเฟส ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง



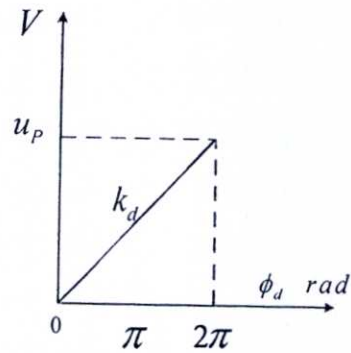
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสตีเทคเตอร์

วงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ เป็นวงจรมัลติไวเบรเตอร์ที่มีสถานะเพียงสถานะเดียวที่เป็นสถานะที่เสถียร และวงจรนี้จะสร้างสัญญาณที่เป็นพัลส์เพียง 1 ลูกต่อการกระตุ้นหนึ่งครั้งจากภายนอก ดังนั้นสำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ในระบบที่นำเสนอนี้ วงจรจะผลิตสัญญาณเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่อง (Pulse train) สำหรับป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตสำหรับวงจรอาร์เอสฟลิปฟลอป ซึ่งวงจรอาร์เอสฟลิปฟลอป คือวงจรที่ต้องการอินพุต 2 สัญญาณ R (reset) และ S (set) และมีเอาต์พุต คือ Q และ \bar{Q} จากคุณสมบัติของวงจรอาร์เอสฟลิปฟลอปที่กล่าวมานี้ ส่งผลให้การประยุกต์ใช้งานของวงจรอาร์เอสฟลิปฟลอปในระบบที่นำเสนอโดยวงจรจะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่าความกว้างพัลส์ (Duty cycle) ไม่เท่ากัน โดยขึ้นอยู่กับระยะเวลาห่างของตำแหน่งพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ทั้ง 2 สัญญาณเปรียบเทียบกับกัน

กราฟรูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย และค่าความต่างเฟสของสัญญาณ โดยจากกราฟพบว่าเส้นกราฟมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเส้นตรง และมีค่าความชันเป็นค่าบวก k_v ดังนั้นสรุปได้ว่าความสัมพันธ์นี้มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเพิ่ม ซึ่งหมายความว่าค่าความต่างเฟสเพิ่มขึ้นก็จะส่งผลทำให้ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นด้วย นอกจากนี้จากฟังก์ชันเชิงเส้นที่พบในกราฟรูปที่ 2.5 ยังสามารถสรุปได้อีกว่างานการทำงานของวงจรโมนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสตีเทคเตอร์มีงานการทำงานกว้างกว่าวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสตีเทคเตอร์ และวงจรคูณเฟสตีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก

2.2 พื้นฐานของวงจร Automatic Gain Control (AGC)

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารข้อมูลได้กลายเป็นปัจจัยจำเป็นในชีวิตประจำวันของมนุษย์ เทคโนโลยีทางการสื่อสารใหม่ๆ ที่มีความน่าเชื่อถือ และมีหน่วยความจำสูง, ราคาถูก และมีขนาดเล็ก จึงได้รับการคิดค้นและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ในระบบการสื่อสารนั้นส่วนที่สำคัญมากส่วนหนึ่งของเครื่องรับสัญญาณคือส่วนที่เรียกว่า front end ซึ่งเป็นส่วนที่ใช้ในการรับข้อมูลจากเครื่องส่งที่ถูก



รูปที่ 2.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย u_p ของวงจร โมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ และค่าความต่างเฟส ระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณอ้างอิง

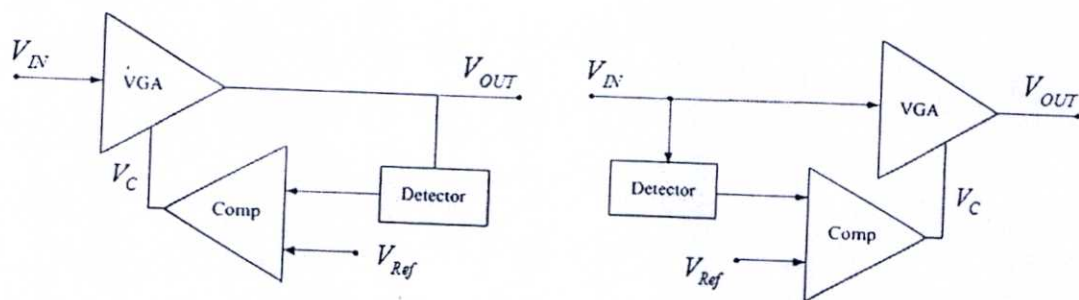
ส่งผ่านช่องสัญญาณสื่อสารมา และข้อมูลจะถูกประมวลผลให้อยู่ในรูปแบบที่เหมาะสมก่อนที่จะส่งผ่านไปในส่วนถัดไป

ภาค front end นั้นเป็นส่วนสำคัญที่ใช้ในการประเมินความสามารถและความน่าเชื่อถือ ในภาพรวมของระบบ แต่อาจจะเป็นสาเหตุของปัญหาต่างๆของระบบ ยกตัวอย่างเช่น ปัญหาเรื่อง peak-to average power ratio (PAPR), ปัญหาการไม่คงที่ของระดับสัญญาณ และปัญหาการลดทอนของระดับสัญญาณ เป็นต้น ซึ่งปัญหาเหล่านี้อาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดต่างๆ ของระบบ เช่น ขนาดกำลังงานของเครื่องส่ง ระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ รวมไปถึงชนิดของช่องสัญญาณ ดังนั้นเครื่องรับจึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์ที่มีความสามารถในการรับสัญญาณในย่านกว้าง เพื่อรองรับปัญหาดังกล่าวนี้

สำหรับการแก้ปัญหาการลดทอนของระดับของขนาดของสัญญาณในภาค front end นั้น วงจร low noise amplifier (LNA) ถูกนำมาประยุกต์ใช้งาน คุณสมบัติของวงจร LNA นั้นจะทำให้หน้าที่ในการเพิ่มระดับค่าพลังงานของสัญญาณ ในขณะที่เดียวกันภายในวงจรจะสร้างสัญญาณรบกวนในระดับต่ำ จึงทำให้สัญญาณที่ผ่านวงจร LNA มีระดับขนาดที่เหมาะสมสำหรับการประมวลผลในภาคถัดไปของระบบ แต่สำหรับปัญหาการจางหายของสัญญาณ (Fading) และการเปลี่ยนระดับค่าขนาดของสัญญาณ วงจร automatic gain control (AGC) [16] ได้ถูกนำมาใช้แก้ปัญหาเหล่านี้ โดยที่ระบบ AGC เป็นระบบที่ใช้ในการรักษาเสถียรภาพของระดับสัญญาณเอาต์พุตให้มีขนาดคงที่โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณอินพุต ระบบ AGC ได้มีการประยุกต์ใช้งานครั้งแรกในระบบของวิทยุสื่อสาร เพื่อปรับระดับของสัญญาณเอาต์พุตของระบบให้คงที่ สำหรับการกำจัดปัญหาการจางหายจากการแพร่กระจายของสัญญาณ (Fading propagation) นั้นวงจร AGC ในบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับสามารถถูกวางได้หลายตำแหน่ง ยกตัวอย่างเช่น ในภาค front end หรือ ในส่วนท้ายสุดของเครื่องรับ ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ในการใช้งาน นอกจากนี้วงจร AGC ยังสามารถถูกออกแบบขึ้นมาใช้งานในอุปกรณ์และระบบอื่นตามมา ยกตัวอย่างเช่น ในระบบเรดาร์ (radar), ระบบโซนาร์ (sonar), เครื่องรับแบบ WLAN [15] และ ระบบวงจรไฟฟ้าอื่นๆ [18-19, 24-27] โครงสร้างของระบบ AGC มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ที่จะนำไปใช้งาน

Feedback AGC [17] มีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.6 (a) ซึ่งโครงสร้างหลักๆ จะประกอบไปด้วย วงจรสามส่วน คือ variable gain control (VGA), detector และ comparator โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุต V_{IN} จะถูกขยายด้วยวงจร VGA ที่ค่าเกณฑ์ถูกควบคุมโดยสัญญาณ V_C เพื่อที่จะปรับค่าขนาดของสัญญาณ V_{OUT} ให้เหมาะสม โดยวงจร peak detector จะทำหน้าที่ ในการตรวจจับค่าระดับของสัญญาณ V_{OUT} แล้วนำเอามาเปรียบเทียบกับค่า V_{Ref} และถูกนำไปผ่าน วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอาสัญญาณ V_C กลับมาควบคุมค่าเกณฑ์ของวงจร VGA อีกครั้ง ซึ่งข้อดีของโครงสร้างแบบป้อนกลับนี้ คือค่าค่าพิสัยการทำงานของวงจร peak detector มีค่าต่ำ, ความเป็นเชิงเส้นของระบบมีสูง ส่วนข้อเสียของโครงสร้างแบบป้อนกลับนี้ คือ ค่าแบนด์วิดท์ ของวงจรมีค่าจำกัดขึ้นอยู่กับค่า settling-time เนื่องจากค่า settling-time คือค่าเวลาที่วงจร AGC ใช้ในการปรับค่า gain ของวงจรจนสามารถทำให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดตามที่ต้องการ โดยที่ถ้าค่า settling-time มีค่าน้อยจะส่งผลทำให้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจร AGC มีค่ามาก เนื่องจากต้องการให้ค่า settling-time ของวงจรมีค่าคงที่ [16] ดังนั้นฟังก์ชันของ VGA gain จะต้องถูกกำหนดขึ้นให้เหมาะสม

Feed-forward AGC [16] มีลักษณะโครงสร้างดังรูปที่ 2.6 (b) ซึ่งโครงสร้างหลักๆ จะประกอบไปด้วยวงจรสามส่วนเช่นเดียวกันกับวงจร feedback AGC คือ variable gain control (VGA), detector และ comparator โดยมีหลักการทำงานดังนี้ สัญญาณอินพุต V_{IN} จะถูกตรวจจับค่าระดับ ของสัญญาณโดยวงจร peak detector แล้วนำเอาสัญญาณที่ได้ มาเปรียบเทียบกับค่า V_{Ref} และถูก นำไปผ่าน วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อกรองเอา สัญญาณ V_C กลับมาควบคุมค่าอัตราขยายของวงจร VGA เพื่อนำ ไปปรับค่าขนาดของสัญญาณ V_{IN} ซึ่งข้อดีของโครงสร้างแบบ feed-forward นี้คือ สามารถส่งข้อมูลได้มาก และค่า settling-time มีค่าต่ำ [18, 25-27] ขึ้นอยู่กับวงจร peak detector เท่านั้น ส่วนข้อเสียของโครงสร้างแบบนี้คือ ค่าพิสัยการทำงาน (Dynamic range) ของวงจร peak detector มีค่าสูง [25] เนื่องจากอินพุตถูกป้อนให้กับวงจร peak detector โดยตรง และต้องเพิ่มความเป็นเชิงเส้นให้ระบบเนื่องจากไม่มีส่วนของการป้อนกลับของวงจร



(a) Feedback AGC

(b) Feed-forward AGC

รูปที่ 2.6 ลักษณะโครงสร้างของระบบ AGC

2.3 การแปลงฮิลเบิร์ต

การแปลงฮิลเบิร์ต [28] เป็นการหาคอนโวลูชันของสัญญาณอินพุต ($x(t)$) กับผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบฮิลเบิร์ต สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{-1}{\pi t} \quad (2.1)$$

เมื่อ $\hat{x}(t)$ เป็นเอาต์พุตของการแปลงฮิลเบิร์ตของสัญญาณอินพุต $x(t)$ และเมื่อทำการแปลงฟูเรียร์ $\frac{-1}{\pi t}$ จะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (2.2)

$$H(j\omega) = F\left\{\frac{-1}{\pi t}\right\} = j \operatorname{sgn}(\omega) \quad (2.2)$$

เมื่อฟังก์ชัน $j \operatorname{sgn}(\omega)$ ถูกนิยามดังสมการที่ (2.3)

$$H(j\omega) = j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1; & \omega > 0 \\ 0; & \omega = 0 \\ -1; & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

อย่างไรก็ตามการแปลงฮิลเบิร์ตสามารถถูกแสดงให้อยู่ในรูปของขนาดและเฟสดังสมการที่ (2.4) และ (2.5)

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (2.4)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

ในสมการที่ (2.4) และ (2.5) แสดงให้เห็นว่าระบบการแปลงฮิลเบิร์ตจะไม่มีผลกระทบต่อค่าขนาดของสัญญาณอินพุต แต่จะเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุตไป 90° ในทุกๆองค์ประกอบความถี่ ยกตัวอย่างเช่น กำหนดให้ $x(t) = A \cos(\omega t)$ เป็นสัญญาณอินพุตเมื่อทำการแปลงฮิลเบิร์ตจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น $\hat{x}(t) = -A \sin(\omega t)$ และในทางกลับกันถ้าอินพุตเป็น $x(t) = A \sin(\omega t)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น $\hat{x}(t) = A \cos(\omega t)$

2.4 การมอดูเลตทางขนาด และ การมอดูเลตทางความถี่

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) เพื่อนำมาสร้างเป็นระบบการมอดูเลตทางขนาด และระบบการมอดูเลตทางความถี่ ดังนั้นในส่วนนี้จึงขอแนะนำหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตทางขนาด และการมอดูเลตทางความถี่แบบดั้งเดิมไว้ดังต่อไปนี้

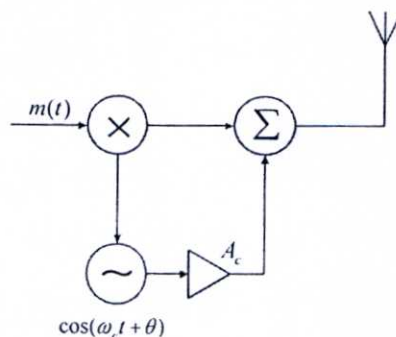
การมอดูเลตสัญญาณ [28] เป็นกระบวนการที่ใช้ในการเคลื่อนย้ายสเปกตรัมของสัญญาณข่าวสารหรือที่เรียกว่าสัญญาณแบนด์มูลฐาน (Baseband) ให้เหมาะสมกับย่านความถี่ของช่องการสื่อสารเพื่อส่งสัญญาณแบนด์มูลฐานที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วผ่านช่องการสื่อสารนั้นไปได้ ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเรื่องของการมอดูเลตทางขนาด (Amplitude modulation: AM) และการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency modulation: FM) ไว้พอสังเขปดังต่อไปนี้

2.4.1. การมอดูเลตทางขนาด (Standard AM)

การมอดูเลตทางขนาดที่จะกล่าวถึงในส่วนนี้ เป็นการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารไปกับสัญญาณคลื่นพาห์ โดยที่มีการส่งสัญญาณคลื่นพาห์ไปพร้อมกับข่าวสารที่ถูกทำการมอดูเลตด้วยดังแสดงในรูปที่ 2.7 เมื่อกำหนด $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสาร หรือสัญญาณมูลฐานที่ต้องการนำไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ $c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \theta)$ สัญญาณมอดูเลตขนาด $\phi_{AM}(t)$ ที่เกิดขึ้นสามารถเขียนแสดงได้ดังนี้ คือ

$$\phi_{AM}(t) = A_c (1 + k_a m(t)) \cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) พบว่าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ควบคุมค่าขนาดของสัญญาณคลื่นพาห์ให้เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณข่าวสารโดยไม่มีผลต่อค่าความถี่เชิงมุม ω_c และเฟส θ ของสัญญาณคลื่นพาห์ โดย $k_a \approx \frac{1}{A_c}$ คือ ค่าความไวของการมอดูเลต (Modulation sensitivity) แต่อย่างไรก็ตาม k_a ต้องไม่ทำให้ค่า $(1 + k_a m(t))$ มีค่าติดลบ และเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณ และไม่ได้ทำให้การวิเคราะห์เสียความหมายโดยทั่วไปแต่อย่างใด จึงกำหนดให้ $A_c = 1$ และ $\theta = 0$ จะสามารถเขียนสมการในรูปที่กระชับขึ้นได้เป็น



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตทางขนาด (Standard AM)

$$\phi_{AM}(t) = (1 + m(t))\cos(\omega_c t + \theta) \quad (2.7)$$

เมื่อ $\Phi(\omega)$ คือคู่การแปลงฟูเรียร์ของ $\phi_{AM}(t)$, $C(\omega)$ คือคู่การแปลงฟูเรียร์ของ $c(t)$ และ $M(\omega)$ คือคู่การแปลงฟูเรียร์ของ $m(t)$ เมื่อทำการแปลงฟูเรียร์สมการที่ (2.7) จะได้ความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$\Phi(\omega) = \frac{1}{2}[B(\omega + \omega_c) + B(\omega - \omega_c)] + C(\omega) \quad (2.8)$$

ซึ่งสมการที่ (2.8) แสดงให้เห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณ $m(t)$ นั้นเมื่อถูกมอดูเลตทางขนาดแล้วจะถูกย้ายความถี่ไปอยู่ในย่านความถี่ที่สูงขึ้นและย่านความถี่ที่ต่ำลง โดยมีค่าความถี่กลางของสัญญาณเท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ ω_c ซึ่งสเปกตรัมที่เกิดขึ้นทั้งสองส่วนจะสมมาตรกัน ส่วนสเปกตรัมของสัญญาณที่อยู่ในย่านความถี่สูงและย่านความถี่ที่ต่ำนั้นเรียกว่า แถบข้างส่วนบน (USB: upper sideband) และ แถบข้างส่วนล่าง (LSB: lower sideband) ตามลำดับ

2.4.2. การดีมอดูเลตทางขนาด

กระบวนการที่จะกู้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กลับมาจากสัญญาณที่ได้ทำการมอดูเลตไปแล้วซึ่งในที่นี้กำหนดให้เป็น $\phi_{AM}(t)$ นั้นสามารถทำได้โดยวิธีการหลักๆ 2 วิธี คือ การดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ (Synchronous demodulation) และ การดีมอดูเลตแบบใช้วงจรตรวจจ็กรอบสัญญาณ ในส่วนนี้จะขอกล่าวถึงการดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ก่อน การดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์เป็นวิธีการดีมอดูเลตสำหรับสัญญาณมอดูเลตขนาดที่มีหรือไม่มีสัญญาณคลื่นพาห้ส่งมาด้วยก็ได้ ซึ่งหลักการของวิธีการนี้คือ เครื่องรับจะต้องทำการสร้างคลื่นพาห้ที่มีความถี่และเฟสตรงกันกับทางด้านเครื่องส่งเพื่อมอดูเลตกับสัญญาณ $\phi_{AM}(t)$ แล้วนำสัญญาณเอาต์พุต $f_D(t)$ ที่ได้จากการมอดูเลตเข้าไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา ดังความสัมพันธ์นี้

$$\begin{aligned} f_D(t) &= \phi_{AM}(t)\cos(\omega_c t) \\ &= (1 + m(t))\cos^2(\omega_c t) \\ &= \frac{m(t)}{2} + \frac{m(t)\cos(2\omega_c t)}{2} + \cos^2(\omega_c t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) พบว่าเมื่อนำสัญญาณ $f_D(t)$ มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน พจน์ที่มีค่าความถี่สูง $\frac{m(t)\cos(2\omega_c t)}{2} + \cos^2(\omega_c t)$ ก็จะถูกกำจัดทิ้งไป เหลือเพียงส่วนที่เป็นสัญญาณข่าวสาร $\frac{m(t)}{2}$ เท่านั้น วิธีการกู้สัญญาณแบบสัมพันธ์นี้ในทางทฤษฎีเหมือนจะดูง่ายต่อการกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ถ้าเครื่องรับไม่สามารถสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ที่มีค่าความถี่กับเฟสให้ตรงกับ

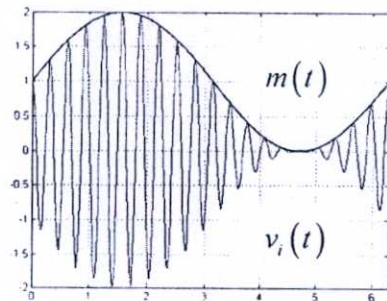
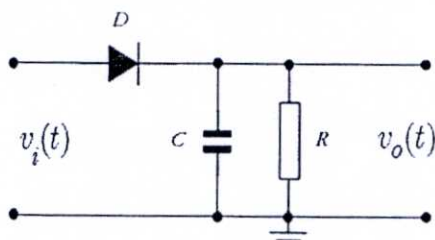
ให้ตรงกับเครื่องส่งแล้ว จะส่งผลทำให้เกิดความผิดเพี้ยนกับสัญญาณที่ถูกกลับคืนมา ดังนั้นวงจรเครื่องรับที่ใช้วิธีการดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์จึงค่อนข้างซับซ้อน

นอกจากนี้ยังมีวิธีการดีมอดูเลตสัญญาณอีกวิธีหนึ่งซึ่งเรียกว่าวิธีการตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope detection) วิธีการดีมอดูเลตแบบนี้สามารถทำได้ง่ายกว่าวิธีการดีมอดูเลตแบบสัมพันธ์ แต่จะต้องมีเงื่อนไขเกี่ยวกับการมอดูเลตเพิ่มขึ้น คือ สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ที่ทำการมอดูเลตจากเครื่องส่งจะต้องไม่มีระดับสัญญาณที่เป็นค่าลบ นั่นคือ ถ้าสัญญาณข่าวสาร $b(t)$ มีส่วนของระดับสัญญาณที่เป็นค่าลบเครื่องส่งจะต้องนำสัญญาณไฟตรงขนาด A โวลต์ มารวมกับสัญญาณ $b(t)$ ภายใต้งี้อื่นไข

$$m(t) = A + b(t) \geq 0 \tag{2.10}$$

ซึ่งผลที่ได้ก็คือเมื่อนำเอาสัญญาณ $m(t)$ ไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์แล้วจะทำให้ค่ากรอบของสัญญาณมอดูเลตขนาดเหมือนกับรูปคลื่นของสัญญาณข่าวสารทุกประการ สำหรับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณนี้ วงจรพื้นฐานจะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.8 (a) ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทํางานพอสังเขปได้ดังนี้

เมื่อมีสัญญาณมอดูเลตขนาด $v_i(t)$ ในรูปที่ 2.8 (b) เป็นอินพุตของวงจรในรูปที่ 2.8 (a) ในขณะที่สัญญาณอินพุตมีค่าเป็นบวก ไดโอด D จะนำกระแสทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุ C ให้มีแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นตามสัญญาณอินพุตจนกระทั่งถึงจุดยอดของสัญญาณ ต่อมาเมื่อขนาดของอินพุตมีค่าลดต่ำกว่าจุดสูงสุด จะพบว่าแรงดันที่ขั้วเอาโนดของไดโอดต่ำกว่าขั้วคาโทด ส่งผลทำให้ไดโอดหยุดนำกระแสตัวเก็บประจุจึงคายประจุผ่านตัวความต้านทาน R ไปอย่างช้าๆ จนกระทั่งเมื่อสัญญาณอินพุตมีค่าแรงดันมากกว่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุอีกครั้ง ไดโอดก็จะนำกระแสเพื่อไปประจุที่ตัวเก็บประจุจนกระทั่งถึงจุดสูงสุดของสัญญาณอินพุตในวงจรถัดมาอีกครั้ง และคายประจุอย่างช้าๆ เมื่ออินพุตมีค่าต่ำลง เป็นเช่นนี้ซ้ำไปเรื่อยๆ ดังนั้นกรอบสัญญาณที่ตรวจจับได้ก็คือข่าวสาร $m(t)$ ที่ต้องการ แต่อย่างไรก็ตามกรอบสัญญาณที่ตรวจจับได้นั้นก็จะมีกร



(a) วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ (b) สัญญาณมอดูเลตขนาด $v_i(t)$ และกรอบสัญญาณ $m(t)$

รูปที่ 2.8 วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ และ สัญญาณมอดูเลตขนาด $v_i(t)$ และกรอบสัญญาณ $m(t)$

กระเพื่อมด้วยความถี่ ω_c เนื่องจากการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุ ดังนั้นสำหรับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณจึงต้องอยู่ภายใต้เงื่อนไขในการเลือกค่าความต้านทานและค่าตัวเก็บประจุ RC ที่เหมาะสมดังสมการ

$$\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m} \quad (2.11)$$

โดยที่ f_c และ f_m คือค่าความถี่ของคลื่นพาห์ และค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสารตามลำดับ ซึ่งค่าคงตัวเชิงเวลา RC (Time constant) ควรที่จะมีค่ามากกว่าค่าคาบเวลาของสัญญาณคลื่นพาห์มากๆ และ น้อยกว่าค่าคาบเวลาที่สั้นที่สุดของสัญญาณข่าวสารมากๆ

สรุปข้อดีของการใช้วิธีตรวจจับกรอบสัญญาณ คือไม่ต้องมีการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่เครื่องรับเหมือนวิธีการติมอดูเลตแบบสัมพันธ์ แต่ก็มีข้อจำกัดที่สำคัญๆ หลายข้อ คือ สัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะต้องไม่มีค่าที่อยู่ในช่วงที่ติดลบ, ค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์จะต้องมีค่ามากกว่าค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณข่าวสารมากๆ และ เงื่อนไขของค่าคงตัวเชิงเวลาดังที่กล่าวมาในสมการที่ (2.11) ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอระบบการติมอดูเลตทางขนาดที่อยู่บนพื้นฐานการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเพื่อลดปัญหาที่กล่าวมาข้างต้น

2.4.3. การมอดูเลตทางความถี่

การมอดูเลตทางความถี่ คือ การมอดูเลตที่ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ ω_c เปลี่ยนแปลงตามค่าขนาดของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กล่าวคือ

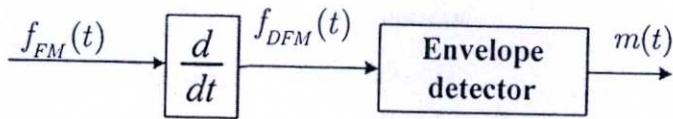
$$\omega_i = \omega_c + k_f m(t) \quad (2.12)$$

โดยที่ ω_i คือ ค่าความถี่ชั่วขณะ (Instantaneous frequency) และ k_f คือ ค่าคงที่ของการมอดูเลต ถ้ากำหนดให้ $f_{FM}(t)$ สัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่ด้วยสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กับสัญญาณคลื่นพาห์ ดังนั้นจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณดังนี้

$$f_{FM}(t) = A \cos \left\{ \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right\} \quad (2.13)$$

โดยที่ A คือค่าขนาดของสัญญาณคลื่นพาห์

ซึ่งในการกู้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กลับคืนมาจากสัญญาณมอดูเลตความถี่ $f_{FM}(t)$ นั้นทำได้หลายวิธีแต่ในงานวิจัยนี้จะกล่าวถึงวิธีการติมอดูเลตทางความถี่แบบพื้นฐาน คือการนำสัญญาณ $f_{FM}(t)$ ไปผ่านวงจรทำอนุพันธ์ (Differentiator) แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ ตามรูปที่ 2.9 ก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของการดีมอดูเลตทางความถี่

จากรูปที่ 2.9 $f_{DFM}(t)$ คือ สัญญาณที่ได้จากวงจรทำอนุพันธ์ สามารถแสดงได้ดังสมการ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 f_{DFM}(t) &= \frac{df_{FM}(t)}{dt} \\
 &= -A(\omega_c + k_f m(t)) \sin \left\{ \omega_c t + k_f \int_0^t m(\tau) d\tau \right\}
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

จากสมการที่ (2.14) พบว่าขนาดของสัญญาณ $f_{DFM}(t)$ นั้นแปรผันตามค่าของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ดังนั้นจึงสามารถใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาช่วยกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้ แต่เนื่องจากข้อจำกัดของวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณและปัญหาเรื่องการกระเพื่อมของสัญญาณ (Ripple) ดังที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อของการดีมอดูเลตทางขนาด ในงานวิจัยนี้จึงได้เสนอวิธีการในการดีมอดูเลตทางความถี่อีกวิธีการหนึ่งด้วยซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

2.5 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตทางขนาด และมอดูเลตทางความถี่

ในระบบสื่อสารนั้นเมื่อเครื่องส่งส่งสัญญาณผ่านช่องตัวกลาง เช่น สายส่งสัญญาณ และท่อนำคลื่นไปสู่เครื่องรับ จะพบว่ามีสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามาปนเปื้อนรวมไปกับสัญญาณนั้นด้วย ดังนั้นสัญญาณที่เครื่องรับกู้คืนมาได้จะมีสัญญาณรบกวนปะปนมากับสัญญาณที่ต้องการ ระบบการสื่อสารที่มีคุณภาพจึงต้องมีคุณสมบัติที่ให้ระดับกำลังของสัญญาณที่ต้องการมีค่ามากกว่าระดับกำลังของสัญญาณรบกวนมาก ซึ่งในหัวข้อนี้จะอธิบายเกี่ยวกับพฤติกรรมของระบบสื่อสารพื้นฐานแบบแบนด์มูลฐาน, ระบบการมอดูเลตทางขนาด และระบบการมอดูเลตทางความถี่เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบแล้ว เครื่องรับของระบบจะมีความสามารถในการจัดการกับสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณรบกวนได้อย่างไร โดยจะถือว่าคุณภาพของกำลังสัญญาณที่ต้องการต่อค่ากำลังสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio: SNR) ที่เอาต์พุตของเครื่องรับนั้นเป็นเกณฑ์ในการเปรียบเทียบ โดยมีสมมติฐานว่าคุณค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่เครื่องรับของแต่ละระบบนั้นมีค่าเท่ากัน

2.5.1. การรบกวนในแบนด์มูลฐาน

การสื่อสารในแบนด์มูลฐาน (Baseband) นั้น สัญญาณข่าวสารจะถูกเครื่องส่งส่งผ่านมาโดยไม่ผ่านการมอดูเลต เครื่องส่งอาจจะมียังวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF) อยู่ที่เอาต์พุต เพื่อกำจัดย่าน

ความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกมาให้อยู่ในช่วงความถี่ที่กำหนด และในระหว่างทางที่สัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณนั้น สัญญาณรบกวนก็จะแทรกเข้ามารบกวนทำให้ค่าเอสเอ็นอาร์ต่ำลง เมื่อสัญญาณเดินทางมาถึงเครื่องรับดังแสดงในรูปที่ 2.10 ซึ่งปกติเครื่องรับจะมีวงจรกรองความถี่ผ่านกรองเอาสัญญาณรบกวนส่วนที่มีองค์ประกอบความถี่ที่อยู่นอกแบนด์วิดท์ของสัญญาณแบนด์มูลฐานออกไป เพื่อปรับค่าเอสเอ็นอาร์ให้สูงขึ้น

จากรูปที่ 2.10 $H_T(\omega)$ คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองสัญญาณในเครื่องส่ง ซึ่งใช้เพื่อกรองเอาส่วนองค์ประกอบความถี่ที่ไม่ต้องการของ $S_m(\omega)$ ออกคงเหลือเป็นเพียง $S_T(\omega)$ ที่ใช้ส่งผ่านช่องสัญญาณที่สมมติว่ามีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น $H_M(\omega)$ ไปยังเครื่องรับ สัญญาณรบกวนที่แทรกเข้ามาในช่องสัญญาณถูกสมมติว่ามีค่ารวมกันเท่ากับ $n(t)$ ซึ่งแทรกเข้ามารวมกับสัญญาณข่าวสารก่อนเข้าวงจรกรองสัญญาณของเครื่องรับ ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอน $H_R(\omega)$ วงจรกรองสัญญาณนี้จะขจัดส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนที่มีสเปกตรัมอยู่นอกแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลออก ดังนั้นถ้ากำหนดให้ S_i และ S_o คือกำลังของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของเครื่องรับตามลำดับ และสมมติว่าวงจรกรองสัญญาณทั้งหมดในระบบนี้เป็นตัวกรองที่มีคุณสมบัติตามอุดมคติ จะได้

$$S_o = S_i \quad (2.15)$$

โดยที่ค่า S_i คำนวณได้จาก

$$S_i = \overline{m^2(t)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi B} S_m(\omega) d\omega \quad (2.16)$$

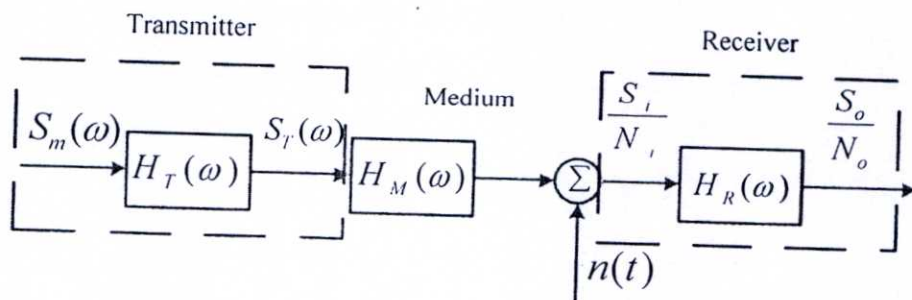
เมื่อ $m(t)$ คือสัญญาณข่าวสารอินพุต และ B คือแบนด์วิดท์ของ $m(t)$ ในหน่วยเฮิรตซ์ ดังนั้นค่าสัญญาณรบกวน N_o หาได้จากค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวน ดังนี้คือ

$$N_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi B} S_n(\omega) d\omega \quad (2.17)$$

ถ้าให้สัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณรบกวนขาว กล่าวคือ $S_n(\omega) = \frac{N}{2}$ จะได้

$$N_o = NB \quad (2.18)$$

แม้ว่าวิธีการคำนวณหาค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการสื่อสารแบบแบนด์มูลฐานที่ทำมานี้จะเป็นวิธีการที่ธรรมดา แต่ค่าผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (2.18) เป็นค่าที่สำคัญมาก เพราะจะถูกนำไปใช้เป็นตัวเปรียบเทียบบอกคุณภาพของระบบสื่อสารต่างๆได้ ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการอ้างอิงถึง จึงกำหนดค่านี้เป็นพารามิเตอร์ γ ไว้ กล่าวคือ



รูปที่ 2.10 ระบบแบบแบนด์มูลฐาน

$$\frac{S_o}{N_o} = \gamma = \frac{S_i}{NB} \quad (2.19)$$

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าค่าเอสเอ็นอาร์ในระบบสื่อสารแบบแบนด์มูลฐานนั้นมีค่าเท่ากับ γ และยังเป็นที่น่าสนใจอีกกว่าค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบนั้น จะถูกใช้เป็นตัวกำหนดคุณภาพของสัญญาณได้เป็นอย่างดี ยกตัวอย่าง เช่น ถ้าค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณเสียงมีค่าประมาณ 5-10 dB เสียงนั้นจะฟังเกือบไม่รู้เรื่อง และเสียงจากโทรศัพท์โดยปกติจะต้องมีค่าเอสเอ็นอาร์ประมาณ 25-35 dB จึงจะทำให้ผู้ฟังไม่เกิดความรำคาญ แต่ถ้าเป็นสัญญาณภาพจะต้องมีค่าเอสเอ็นอาร์ประมาณ 45-55 dB จึงจะทำให้ได้ภาพที่ดี

2.5.2. การรบกวนในระบบการมอดูเลตทางขนาด

เนื่องจากในระบบการมอดูเลตทางขนาดมีการส่งคลื่นพาห์เพิ่มรวมมากับสัญญาณมอดูเลตขนาดด้วย ดังนั้นจึงจำเป็นต้องพิจารณาถึงผลกระทบที่เกิดจากคลื่นพาห์เพิ่มขึ้นมาด้วย โดยสัญญาณมอดูเลตขนาดจะมีรูปฟังก์ชันดังนี้

$$\phi_{AM}(t) = (A_c + m(t)) \cos(\omega_c t) \quad (2.20)$$

จะเห็นว่าการคำนวณค่า S_i จากสมการที่ (2.20) จะได้

$$S_i = \overline{(A_c + m(t))^2 \cos^2(\omega_c t)} = \frac{1}{2} \overline{(A_c^2 + 2A_c m(t) + m^2(t))} \quad (2.21)$$

ในกรณีที่สัญญาณ $m(t)$ มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 จะได้

$$S_i = \frac{1}{2} \overline{(A_c^2 + m^2)} \quad (2.22)$$

เมื่อพิจารณาว่ามีสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ ดังนั้นจะคำนวณหาค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการมอดูเลตทางขนาดที่ใช้การมอดูเลตแบบสัมพัทธ์ ได้เป็น

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2}}{2NB} \quad (2.23)$$

โดยอาศัยสมการที่ (2.22) และ (2.23) จะสามารถจัดสมการได้เป็น

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2}}{A_c^2 + \overline{m^2}} \cdot \frac{S_i}{NB} = \frac{\overline{m^2}}{A_c^2 + \overline{m^2}} \cdot \gamma \quad (2.24)$$

ถ้า $|m(t)|$ มีค่ามากที่สุดคือ m_p แล้วระบบการมอดูเลตทางขนาดจะต้องใช้ค่า $A_c \geq m_p$ เพื่อไม่ให้เกิดการมอดูเลตเกิน ดังนั้นค่าเอสเอ็นอาร์ตามสมการที่ (2.24) จะมีค่าสูงสุดเมื่อ $A_c = m_p$

$$\left. \frac{S_o}{N_o} \right|_{\max} = \frac{\overline{m^2}}{A_c^2 + \overline{m^2}} \cdot \gamma = \frac{1}{1 + \frac{\overline{m^2}}{m_p^2}} \cdot \gamma \quad (2.25)$$

และเพราะ $\frac{\overline{m^2}}{m^2} \geq 1$ เสมอ ดังนั้น

$$\left. \frac{S_o}{N_o} \right|_{\max} \leq \frac{\gamma}{2} \quad (2.26)$$

จะเห็นได้ว่าค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการมอดูเลตทางขนาด (Standard AM) ต่ำกว่าค่าเอสเอ็นอาร์ในระบบสื่อสารแบบแบนด์มูลฐาน 3 เดซิเบลเป็นอย่างน้อย แต่อย่างไรก็ตามในระบบการสื่อสารนั้นมีสาเหตุหลายอย่างที่ทำให้กำลังของเครื่องส่งนั้นถูกจำกัดโดยค้ำยอดสูงสุดหรือค้ำยอด (Peak) ของกำลังส่งแทนที่จะเป็นค่าเฉลี่ยของกำลังส่ง เพราะฉะนั้นในการส่งในระบบการมอดูเลตทางขนาดจึงมักจะมีการจำกัดค้ำยอดของสัญญาณ เพื่อให้มีการมอดูเลตอย่างเต็มที่ได้อีกตลอดเวลา (เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการโอเวอร์มอดูเลชัน)

2.5.3. การรบกวนในระบบมอดูเลตทางความถี่

ตามที่ได้ทราบกันดีอยู่แล้วว่าระบบการมอดูเลตทางความถี่นั้นเป็นระบบที่สามารถดัดแปลงจากระบบมอดูเลตเฟสได้โดยง่าย เพียงทำการเพิ่มวงจรทำปริพันธ์สัญญาณไว้ข้างหน้าวงจรเฟสมอดูเลเตอร์ วงจรรวมก็จะกลายเป็นวงจรมอดูเลตทางความถี่และสำหรับการตีมอดูเลตที่เครื่องรับจะต้องใช้วงจรทำอนุพันธ์สัญญาณเพิ่มต่อกวกรตีมอดูเลตพีเอ็ม ดังแสดงในรูปที่ 2.11 ซึ่งเมื่ออธิบายโดยสมการที่ (2.27)

$$\begin{aligned} x_r(t) &= A_c \cos\{\omega_c t + \varphi(t)\} + n_r(t) \\ &= A_c \cos\{\omega_c t + \varphi(t)\} + E_n(t) \cos\{\omega_c t + \theta_n(t)\} \end{aligned} \quad (2.27)$$

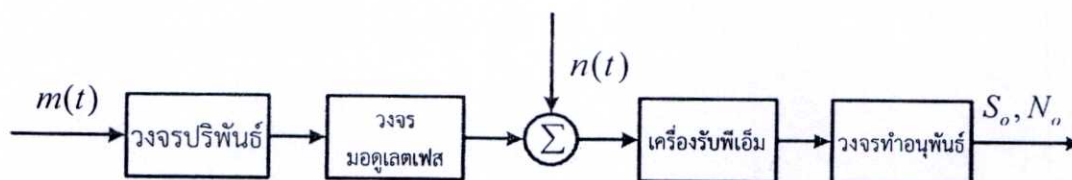
โดยที่ $\varphi(t) = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$

และโดยอาศัยแผนผังเฟเซอร์ของส่วนประกอบของสัญญาณ $x_r(t)$ ในรูปที่ 2.12 เราจะสามารถเขียนสมการแทน $x_r(t)$ ได้เป็น

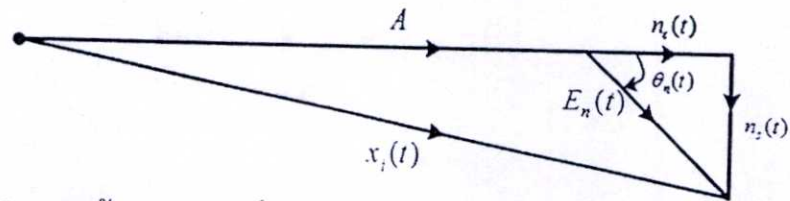
$$x_r(t) = R(t) \cos\{\omega_c t + \varphi(t) + \Delta\varphi(t)\} \quad (2.28)$$

โดยที่

$$R(t) = \left\{ [A_c + E_n(t) \cos\{\theta_n(t) - \varphi(t)\}]^2 + [E_n(t) \sin\{\theta_n(t) - \varphi(t)\}]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.11 ระบบการมอดูเลตทางความถี่ที่สร้างจากระบบพีเอ็ม



รูปที่ 2.12 แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณไซน์ และสัญญาณรบกวนชนิดแบนด์พาสที่มีแบนด์แคบ

และ

$$\Delta\varphi(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{E_n(t) \sin\{\theta_n(t) - \varphi(t)\}}{A_c + E_n(t) \cos\{\theta_n(t) - \varphi(t)\}} \right\} \quad (2.30)$$

ในกรณีที่ $E_n(t) \ll A_c$ จะได้

$$R(t) \approx A_c \quad (2.31)$$

และ

$$\Delta\varphi(t) \approx \frac{E_n(t)}{A_c} \sin\{\theta_n(t) - \varphi(t)\} \quad (2.32)$$

วงจรดีมอดูเลตเฟสจะทำการตรวจจับเฟสของสัญญาณ $y_i(t)$ ออกมา นั่นคือวงจรจะมีเอาต์พุตเป็น

$$\varphi(t) + \Delta\varphi(t) = k_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau + \frac{E_n(t)}{A_c} \sin\{\theta_n(t) - \varphi(t)\} \quad (2.33)$$

จะเห็นได้ว่า $\Delta\varphi(t)$ คือส่วนที่เป็นสัญญาณรบกวน ซึ่งเมื่ออาศัยเงื่อนไขที่ว่า $\varphi(t)$ เปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับ $\theta_n(t)$ ประมาณได้ว่า $\varphi(t)$ คงที่เท่ากับ φ เมื่อเทียบกับ $\theta_n(t)$ สามารถจัดรูปสมการที่ (2.32) ได้เป็น

$$\Delta\varphi(t) = \frac{E_n(t)}{A_c} \sin\{\theta_n(t) - \varphi\} = -\frac{n_s(t)}{A_c} \cos(\varphi) - \frac{n_c(t)}{A_c} \sin(\varphi) \quad (2.34)$$

ซึ่งจะทำให้ได้ค่ากำลังเฉลี่ยของ $\Delta\varphi(t)$ ดังนี้คือ

$$\overline{\Delta\varphi^2(t)} = \frac{\overline{n_s^2(t)}}{A_c^2} \cos^2(\varphi) + \frac{\overline{n_c^2(t)}}{A_c^2} \sin^2(\varphi) \quad (2.35)$$

ทั้งนี้เพราะว่า $\overline{n_s(t)n_c(t)} = 0$ และโดยใช้คุณสมบัติ $\overline{n_s^2(t)} = \overline{n_c^2(t)}$ จะได้

$$\overline{\Delta\varphi^2(t)} = \frac{\overline{n_c^2(t)}}{A_c^2} \{\cos^2(\varphi) + \sin^2(\varphi)\} = \frac{\overline{n_c^2(t)}}{A_c^2} \quad (2.36)$$

และเมื่อ $S_{n_c}(\omega) = \frac{N}{2}$ จะทำให้ $S_{n_c}(\omega) = N$ ทำให้ $S_{\Delta\omega}(\omega) = \frac{N}{A_c^2}$ ดังนั้นเมื่อสัญญาณรบกวนนี้ผ่านวงจรทำอนุพันธ์สัญญาณซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบคือ $H(\omega) = j\omega$ จึงได้

$$S_{n_o}(\omega) = \begin{cases} \frac{N}{A_c^2} \omega^2, & |\omega| \leq 2\pi B \\ 0, & |\omega| > 2\pi B \end{cases} \quad (2.37)$$

ค่าพีเอสดีของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุต $S_{n_o}(\omega)$ อยู่ในรูปของพาราโบลาฟังก์ชัน ดังนั้นการคำนวณกำลังของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตทำได้ดังนี้

$$N_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi B} \frac{N}{A_c^2} \omega^2 d\omega = \frac{8\pi^2 NB^3}{3A_c^2} \quad (2.38)$$

เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตคือ $k_f m(t)$ จึงทำให้ได้ค่า $S_o = k_f^2 \overline{m^2}$ จึงทำให้ค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A_c^2 k_f^2 \overline{m^2}}{8\pi^2 NB^3} \quad (2.39)$$

เพราะกำลังของสัญญาณมอดูเลตความถี่นั้น จะมีค่าคงที่เท่ากับกำลังของคลื่นพาห์ที่ยังไม่มีการมอดูเลต จึงได้ $S_i = \frac{A_c^2}{2}$ และ $\gamma = \frac{A_c^2}{2NB}$ ทำให้สามารถเขียนสมการที่ (2.39) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{S_o}{N_o} = 3 \left[\frac{k_f^2 \overline{m^2}}{(2NB)^2} \right] \cdot \gamma \quad (2.40)$$

และเนื่องจาก $\Delta\omega = k_f m_p$ ดังนั้นจะได้

$$\frac{S_o}{N_o} = 3 \left(\frac{\Delta f}{B} \right)^2 \left(\frac{\overline{m^2}}{m_p^2} \right) \cdot \gamma = 3\beta^2 \left(\frac{\overline{m^2}}{m_p^2} \right) \cdot \gamma \quad (2.41)$$

ในระบบการมอดูเลตทางความถี่จะให้แบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณประมาณ $2\Delta f$ ดังนั้นโดยพิจารณาสมการที่ (2.41) จะพบว่าถ้าสัญญาณมอดูเลตความถี่มีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า ค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบจะเพิ่มขึ้นประมาณ 6 dB

2.6 หลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ (APDS) เพื่อนำมาสร้างเป็นระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และระบบการมอดูเลตแบบ QPSK

ดังนั้นในส่วนนี้จึงขอแนะนำเสนอหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ BPSK และระบบการมอดูเลตแบบ QPSK แบบดั้งเดิมไว้ดังต่อไปนี้

2.5.4. ไบนารีเฟสชิฟท์คีย์อิงค์ (Binary phase shift keying: BPSK)

สำหรับระบบการมอดูเลตแบบ BPSK [20-21, 30] นั้น ข้อมูลข่าวสาร (Binary Data) จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีค่าเฟสต่างกัน 180° ซึ่งโดยทั่วไปจะกำหนดให้ค่าเฟสของทั้งสองสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0 และ π ตามลำดับ ดังนั้นสามารถเขียนสมการแสดงสัญญาณ BPSK ได้ตามสมการที่ (2.42) ซึ่งจากสมการพบว่าค่าความถี่และขนาดของสัญญาณทั้งสองมีค่าเท่ากันแต่ต่างกันที่เฟสของสัญญาณเท่านั้น

$$x(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_c t) & \text{for } 1 \\ A \cos(\omega_c t + \pi) & \text{for } 0 \end{cases} \quad (2.42)$$

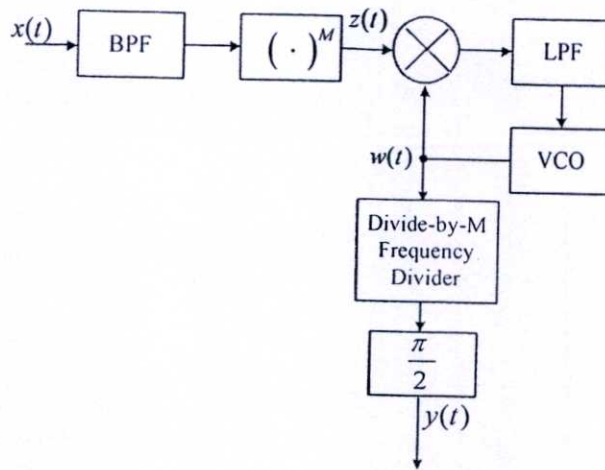
โดยที่ A และ ω_c คือค่าขนาด และความถี่เชิงมุมของสัญญาณ BPSK ซึ่งจากรูปสัญญาณ BPSK นั้น ณ ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงบิตของสัญญาณข่าวสาร จะมีการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ BPSK แบบไม่ต่อเนื่องด้วย แต่ค่าความถี่และขนาดของสัญญาณ BPSK นั้นจะมีค่าคงที่ตลอดทั้งสัญญาณ สำหรับเครื่องรับแบบ BPSK นั้นโดยปกติที่เครื่องรับจะต้องมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ [16] ที่มีค่าความถี่และเฟสสอดคล้องกับเครื่องส่งสัญญาณ เพื่อนำมาใช้ในการกู้สัญญาณข่าวสาร ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงระบบที่ใช้ในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์ที่เป็นที่นิยม นั่นก็คือ วงจร M^{th} power loop และ วงจร Costas loop [16, 28-29]

สำหรับระบบการกู้สัญญาณ PSK ทั่วไปนั้น จะมีวงจรซิงโครไนซ์ที่ใช้ในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์หลักๆ ที่เป็นที่ยึดอยู่ 2 วงจร คือ วงจร M^{th} power loop และ วงจร Costas loop [31] บล็อกไดอะแกรมของวงจร M^{th} power loop แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 โดยอินพุตของวงจรจะถูกยกกำลัง M^{th} โดยวงจร M^{th} power ซึ่งเอาต์พุต $z(t)$ ที่ได้จะมีเส้นสเปกตรัมจำนวนเท่ากับ Mf_c ถ้าต้องการนำวงจร M^{th} power loop มาใช้ในระบบการมอดูเลตแบบ BPSK ซึ่งค่า $M=2$ ดังนั้นวงจร M^{th} power คือ วงจรยกกำลังสองนั่นเองถ้าต้องการประยุกต์ใช้งานกับระบบการมอดูเลตแบบ QPSK นั้น จะต้องกำหนดค่า $M=4$ ดังนั้นวงจร M^{th} power คือ วงจร quadrupling loop จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.13 พบว่าหลังจากวงจร M^{th} power loop นั้นวงจรซิงโครไนซ์ที่กล่าวถึง จะใช้วงจรเฟสล็อกในการตรวจจับค่าความถี่และเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ Mf_c

หลังจากนั้นวงจรหารความถี่ (divide-by- M) จะทำการหารค่าความถี่ที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรเฟสล็อกเพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นพาห์ที่มีค่าความถี่ f_c ที่ต้องการ

จากรูปที่ 2.13 กำหนดให้ $x(t)$ เป็นอินพุตสัญญาณ MPSK ของวงจร M^{th} power synchronizer

$$x(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.43)$$



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของระบบกู้สัญญาณคลื่นพาห้แบบ M^{th} power synchronizer

โดยที่ f_c และ θ คือ ค่าความถี่ และ เฟส ของสัญญาณคลื่นพาห้ของสัญญาณ MPSK หลังจากนั้นเมื่อผ่านวงจร BPF เอาต์พุตที่ได้จะถูกป้อนให้กับวงจร M^{th} power loop จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$z(t) = \cos(2\pi M f_c t + M\theta) \quad (2.44)$$

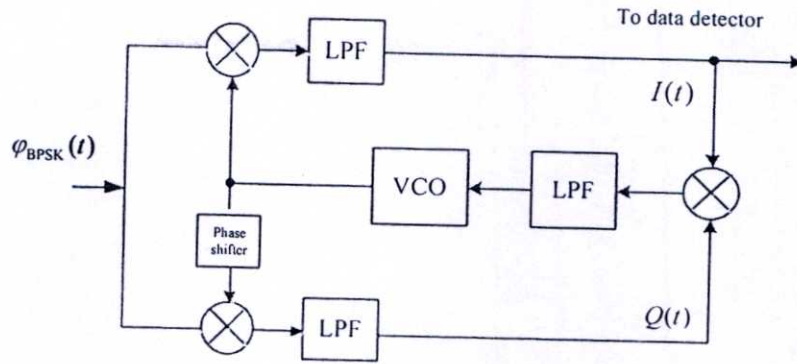
ต่อมาวงจรเฟสล็อกจะทำการตรวจจับค่าเฟสและค่าความถี่ของสัญญาณในสมการที่ (2.44) ได้ผลลัพธ์เป็น

$$w(t) = \sin(2\pi M f_c t + M\hat{\theta}) \quad (2.45)$$

โดยที่ $\hat{\theta}$ คือค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร VCO และ เอาต์พุตที่ได้ถูกส่งต่อให้วงจรหารความถี่ divide-by- M และวงจรเลื่อนเฟสจะได้เอาต์พุตเป็น

$$y(t) = \cos(2\pi f_c t + \hat{\theta}) \quad (2.46)$$

อย่างไรก็ตามการสร้างวงจร M^{th} power synchronizer มีความยากอยู่ที่การสร้างวงจร M^{th} power device โดยเฉพาะสำหรับการซิงค์สัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่สูง ดังนั้นจึงได้มีการสร้างวงจร Costas loop เพื่อนำมาทำการตีมอดูเลตสัญญาณ BPSK ดังแสดงในรูปที่ 2.14 และเนื่องจากโครงสร้างของวงจร Costas loop ไม่มีวงจร M^{th} power ดังนั้น วงจร Costas loop จึงสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าวข้างต้นได้ แต่อย่างไรก็ตามวงจร Costas loop ก็ยังมีข้อจำกัดคือเพื่อให้วงจรสามารถกู้ข้อมูลกลับมาได้อย่างถูกต้อง วงจรคูณ และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่อยู่ในช่องสัญญาณ I และ Q จะต้องมีความถี่และเฟสใกล้เคียงกับค่าความถี่ของคลื่นพาห้ที่มาจากเครื่องส่งด้วย



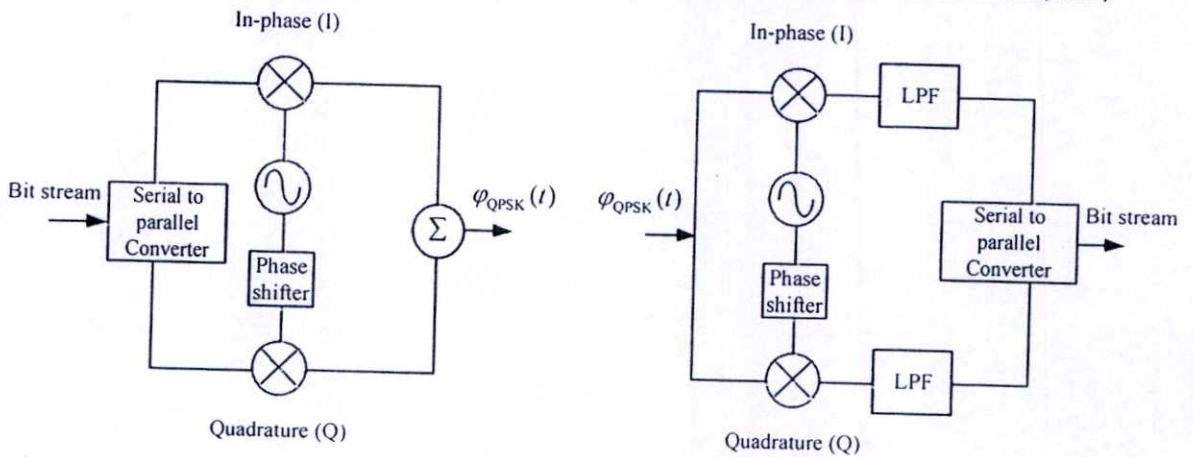
รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบกู้สัญญาณคลื่นพาห้โดยวงจร costas loop (Costas loop for carrier recover) สำหรับการติ่มอดูเลตแบบ BPSK

2.5.5. ควอดราเจอร์เฟสชิฟท์คีย์อิงค์ (Quadrature phase shift keying: QPSK)

Quadrature phase shift keying (QPSK) [28-29] เป็นรูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลชนิดหนึ่ง ที่ค่าเฟสของสัญญาณ ϕ_n ที่ถูกมอดูเลตจะถูกเลื่อนไปเป็นมุม $-135^\circ, -45^\circ, +45^\circ$ or $+135^\circ$ ขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลข่าวสาร โดยในแต่ละช่วงของการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณนั้น แสดงถึงค่าบิตของข้อมูล 2 บิต ซึ่งโครงสร้างของบล็อกไดอะแกรมของการติ่มอดูเลตแบบ QPSK สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 และสมการที่ (2.23) แสดงรูปทั่วไปของสัญญาณ QPSK

$$\varphi_{QPSK}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi_n) \tag{2.23}$$

ซึ่งค่าเฟส $\phi_n = (2n+1) \cdot \frac{\pi}{4}$, โดยที่ $n = 0, 1, 2, 3$, A_c และ ω_c แสดงค่าขนาดและความถี่ของสัญญาณ QPSK ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (2.23) ในรูป quadrature ดังแสดงในสมการที่ (2.24)

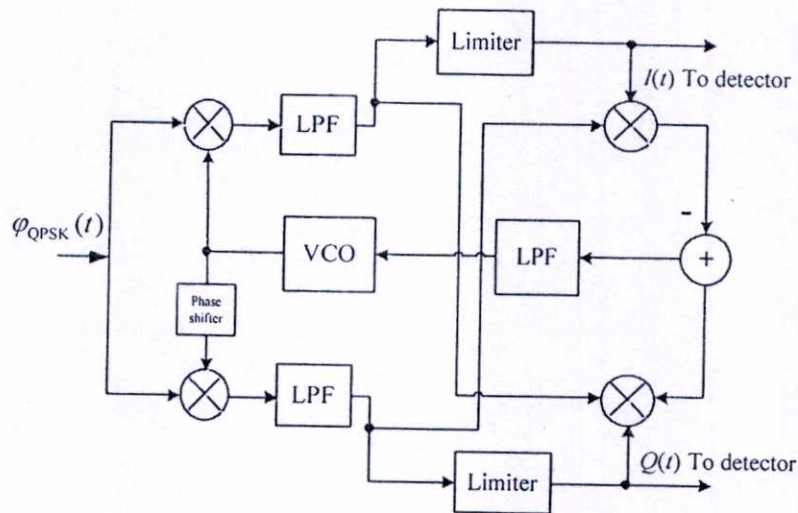


รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง-รับ แบบ QPSK

$$\varphi_{\text{QPSK}}(t) = A_c [\cos(\phi_n) \cos(\omega_c t) - \sin(\phi_n) \sin(\omega_c t)] \quad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.24) สัญญาณ QPSK สามารถสร้างได้จากสัญญาณคลื่นพาห์ 2 สัญญาณ คือ $\cos(\omega_c t)$ และสัญญาณคลื่นพาห์ที่ถูกเลื่อนเฟสไป 90° คือ $-\sin(\omega_c t)$ ซึ่งจากรูปที่ 2.15 จะพบว่า ในส่วนของเครื่องรับจะต้องสร้างคลื่นพาห์ที่ซิงค์โครไนซ์กับสัญญาณพาห์ที่เครื่องส่ง ด้วยวงจร Costas loop หรือ 4^{th} power loop ดังนั้นในรูปที่ 2.16 ซึ่งแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของวงจร Costas loop สำหรับการตีมอดูเลตสัญญาณ QPSK นั้นมีโครงสร้างคล้ายกับวงจร Costas loop ที่ใช้ในการตีมอดูเลตสัญญาณ BPSK แต่จะต้องเพิ่มวงจรมิตเตอร์เพื่อควบคุมค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อให้ทั้งสองช่องสัญญาณมีความสมดุลกัน นอกจากนี้ วงจรคูณและวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ในทั้งสองช่องสัญญาณนั้นจะต้องมีคุณลักษณะที่เหมือนกันด้วย จึงทำให้การสร้างวงจร Costas loop ยังมีข้อจำกัดเมื่อเทียบกับระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ

ในบทที่ 2 นี้ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตสัญญาณ 2 กลุ่ม คือ กลุ่มแรกเป็นการมอดูเลตสัญญาณแอมพลิจูด คือ หลักการมอดูเลตทางขนาด และ หลักการมอดูเลตทางความถี่ และในกลุ่มที่ 2 จะเป็นการตีมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ได้แก่ การตีมอดูเลตแบบ BPSK และ การตีมอดูเลตแบบ QPSK นอกจากนี้ในบทนี้ยังกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรที่เป็นองค์ประกอบที่สำคัญภายในเครื่องรับ ยกตัวอย่างเช่น หลักการของวงจรตรวจจับค่าความต่างเฟส, ระบบการกู้สัญญาณคลื่นพาห์, และ วงจร AGC เป็นต้น จากหลักการพื้นฐานที่กล่าวมาทั้งหมดจะทำให้สามารถนำความรู้ความเข้าใจในวงจร และระบบพื้นฐานเหล่านี้ไปประยุกต์ใช้ และทำความเข้าใจกับระบบ APDS และระบบ SAGC ที่จะกล่าวต่อไปในบทที่ 3 อีกด้วย



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของวงจร Costas loop ที่ใช้ในการตีมอดูเลตสัญญาณ QPSK

บทที่ 3

วิธีการดำเนินการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการวิเคราะห์ระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ (Absolute Phase Detection Scheme: APDS), ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (Sinusoidal Automatic Gain Control: SAGC) และการประยุกต์ใช้งานของระบบทั้ง 2 ระบบกับระบบการสื่อสารแบบต่างๆ

3.1 หลักการวิเคราะห์ระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่

รูปที่ 3.1 แสดงระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ที่ได้นำเสนอ ซึ่งสามารถวิเคราะห์การทำงานได้ดังนี้ กำหนดให้ $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตรูปไซน์ โดยที่ A , ω_0 และ θ คือ ค่าขนาด, ความถี่เชิงมุม และ เฟส ของสัญญาณตามลำดับ ดังแสดงในสมการที่ (3.1)

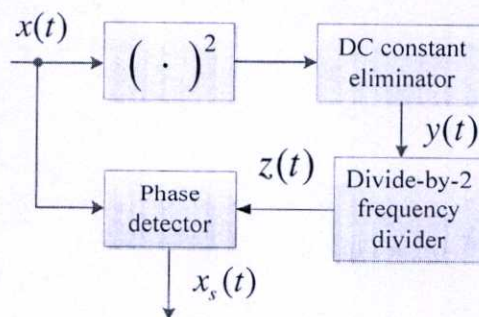
$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.1)$$

หลังจากนั้น ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ (3.1) พบว่า

$$x^2(t) = A^2 \cos^2(\omega_0 t + \theta) = A^2 \left(\frac{1 + \cos(2\omega_0 t + 2\theta)}{2} \right) \quad (3.2)$$

ทำการกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงออกจากสัญญาณอินพุตที่ผ่านวงจยกกำลังสอง

$$y(t) = \frac{A^2 \cos(2\omega_0 t + 2\theta)}{2} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่

ทำการหารความถี่ของสัญญาณในสมการที่ (3.3) ดังนั้นสามารถเขียนสมการผลลัพธ์ใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.4)

$$z(t) = \frac{A^2 \cos(\omega_0 t + 2\theta)}{2} \quad (3.4)$$

พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรความถี่ที่แสดงในสมการที่ (3.4) คือสัญญาณอ้างอิงที่ระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอสร้างขึ้น เพื่อนำมาเป็นสัญญาณอินพุตอ้างอิงของวงจรเฟสดีเทคเตอร์

โดยที่วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์จะทำการเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุต $x(t)$ และสัญญาณอ้างอิง $z(t)$ ซึ่งจะได้ผลลัพธ์เป็นไปตามสมการที่ (3.5)

$$\begin{aligned} x(t) \cdot z(t) &= \frac{A^3}{2} \cos(\omega_0 t + \theta) \cos(\omega_0 t + 2\theta) \\ &= \frac{A^3 \cos(2\omega_0 t + 3\theta) + A^3 \cos(\theta)}{4} \end{aligned} \quad (3.5)$$

หลังจากนั้นกรองสัญญาณที่มีค่าความถี่ต่ำด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่า

$$x_s(t) = \frac{A^3 \cos(\theta)}{4} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบตรวจจับความต่างเฟสที่นำเสนอคือค่าเฟสของสัญญาณอินพุตนั้นสามารถตรวจจับได้โดยไม่จำเป็นต้องใช้ค่าเฟสอ้างอิงจากเครื่องส่ง แต่อย่างไรก็ตามพึงระวังว่าการตรวจจับเฟสของสัญญาณนั้นมีค่าอยู่ในช่วง 0° ถึง 180° เท่านั้น ซึ่งเป็นผลจากวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์ที่ถูกเลือกมาใช้ งาน อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์ระบบที่นำเสนอในส่วนนี้พบว่าระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่อ้างอิงนี้ สามารถตรวจจับเฟสของสัญญาณได้สะดวกโดยใช้กระบวนการพื้นฐานเพียง 4 กระบวนการเท่านั้นคือ การยกกำลังสอง, การกำจัดค่าสัญญาณไฟตรง, การหารความถี่ และ การตรวจจับเฟสของสัญญาณ

3.2 ผลกระทบแบบไม่อุดมคติของวงจรภายในระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่

ในเนื้อหาส่วนนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลกระทบของอุปกรณ์ภายในของระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่ที่นำเสนอได้แก่ ผลกระทบของวงจรยกกำลังสองของสัญญาณ, ผลกระทบของวงจรกำจัดสัญญาณไฟตรง และผลกระทบของวงจรหารค่าความถี่ของสัญญาณ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะทำการศึกษาผลกระทบของค่าความคลาดเคลื่อนสถิต (Static error) และค่าความคลาดเคลื่อนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรคูณสัญญาณต่อระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่ที่นำเสนอโดยละเอียด

วงจรคูณชนิด Analog four-quadrant multiplier จะสร้างสัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของสัญญาณอินพุต ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กำหนดให้สัญญาณอินพุตทั้ง 2 สัญญาณเป็นไปตามสมการที่ (3.7)

$$V_x = V_y = A \cos(\omega t + \theta) + X_{os} \quad X_{os} = Y_{os} \quad (3.7)$$

โดยที่ค่า X_{os} และ Y_{os} คือสัญญาณแรงดันออฟเซตที่สัญญาณอินพุต ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณชนิด Analog four-quadrant multiplier สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.8)

$$E_o = K V_x V_y = \frac{V_x V_y}{V_r} = K (A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \quad (3.8)$$

โดยค่าสเกลแฟกเตอร์ $K = V_r^{-1}$ ซึ่งส่วนใหญ่ค่า $V_r = 10V$ จะส่งผลให้ค่าสเกลแฟกเตอร์มีค่าเท่ากับ $0.1V^{-1}$ เมื่อ $|E_o| < V_r$ โดย $0 \leq |V_x| \leq V_r$ และ $0 \leq |V_y| \leq V_r$ ดังนั้นค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณจะมีค่าแตกต่างจากค่าผลคูณทางทฤษฎีในสมการที่ (3.8) ที่เป็นค่าความคลาดเคลื่อนที่ไม่สามารถกำหนดได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กำหนดให้ค่าความคลาดเคลื่อนเท่ากับ $\varepsilon(V_x, V_y)$ ดังนั้นสมการเอาต์พุตสามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.9)

$$E_o = K V_x V_y \pm \varepsilon(V_x, V_y) \quad (3.9)$$

สาเหตุที่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนสถิติในวงจรคูณสัญญาณ โดยปกติแล้วนั้นมีอยู่ 4 สาเหตุ คือ ค่าสัญญาณแรงดันออฟเซตที่สัญญาณอินพุต (X_{os}, Y_{os}), ค่าสัญญาณแรงดันออฟเซตที่สัญญาณเอาต์พุต (Z_{os}), ค่าสเกลแฟกเตอร์ ΔK และ ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร $f(X, Y)$ ดังนั้นสมการสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณจะสามารถเขียนได้ใหม่เป็นสมการที่ (3.10)

$$E_o = K V_x V_y + \Delta K V_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + f(X, Y)\} \quad (3.10)$$

สำหรับค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรมีสาเหตุมาจากค่ากระแสที่ไม่เท่ากัน หรือ ค่าสัญญาณแรงดันออฟเซตที่ไม่เท่ากันของดิฟเฟอเรนเชียลแพร์ในวงจรคูณ [26] ซึ่งค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้ไม่สามารถที่จะทำให้หมดไปได้ แต่อย่างไรก็ตามสำหรับระบบที่นำเสนอนี้สามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ลงไปได้ในปริมาณมาก ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคูณแบบ four-quadrant variable-transconductance multiplier ที่ถูกรบกวนด้วยค่าความคลาดเคลื่อนสถิติ และค่าความคลาดเคลื่อนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.11)

$$E_o = K V_x V_y + \Delta K V_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2 f(V_y)\} \quad (3.11)$$

โดยที่ δ คือค่าคงที่สำหรับพจน์ที่เป็นค่าความคลาดเคลื่อนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ถ้าพจน์ที่ไม่เป็นเชิงเส้นส่งผลกระทบต่อพจน์โดย V_y ดังนั้นพจน์ค่าความคลาดเคลื่อนที่ไม่เป็นเชิงเส้นสามารถเขียนใหม่ได้เป็น δV_x^2 ดังนั้นสมการสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$E_o = KV_x V_y + \Delta KV_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2\} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) ผลกระทบจากค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากค่าสเกลแพกเตอร์ ΔK สามารถถูกกำจัดไปได้โดยกำหนดค่าสเกลแพกเตอร์ที่เหมาะสม $\Delta K = 0$ จะพบว่า

$$\frac{E_o}{K} = V_x V_y + \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2\} \quad (3.13)$$

แทนค่า V_x และ V_y จากสมการที่ (3.7) ลงในสมการที่ (3.13) พบว่า

$$\begin{aligned} \frac{E_o}{K} = & \left\{ (A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \right. \\ & + 2(A \cos(\omega t + \theta) + X_{os}) X_{os} + (X_{os})^2 \left. \right\} \\ & + (Z_{os}) + \delta (A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \end{aligned} \quad (3.14)$$

จัดพจน์ในสมการที่ (3.14) จึงสามารถเขียนสมการของสัญญาณเอาต์พุตของระบบเทียบกับค่าสเกลแพกเตอร์ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{E_o}{K} = & (A \cos(\omega t + \theta) + 2X_{os})^2 + (Z_{os}) \\ & + \delta (A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \end{aligned} \quad (3.15)$$

ถ้ากำหนดค่าแรงดันออฟเซตของวงจรคูลให้มีค่าตรงกันข้ามกัน จะส่งผลเสมือนว่า $Z_{os} = 0$ และ $X_{os} = 0$ จึงสามารถเขียนสมการสัญญาณเอาต์พุตใหม่ได้เป็นสมการที่ (3.16)

$$E_o = K(1 + \delta)(A \cos(\omega t + \theta))^2 \quad (3.16)$$

หลังจากนั้นทำการกำจัดค่ากระแสไฟตรงในสมการที่ (3.16)

$$y(t) = K(1 + \delta) \frac{A^2}{2} [\cos(2\omega t + 2\theta) + \Delta \varepsilon] \quad (3.17)$$

โดยที่ $\Delta \varepsilon$ คือ ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการกำจัดค่ากระแสไฟตรงในวงจรคูล กระบวนการถัดมาคือการหารค่าความถี่ของสัญญาณในสมการที่ (3.17) พบว่าระบบจะทำการสร้างสัญญาณอ้างอิงแสดงได้ดังสมการที่ (3.18)

$$z(t) = K(1 + \delta) \frac{A^2}{2} [\cos\{(\omega + \Delta\omega)t + 2\theta\} + \Delta \varepsilon] \quad (3.18)$$

โดยที่ $\Delta\omega$ คือค่าความถี่คลาดเคลื่อนที่เกิดจากความคลาดเคลื่อนของวงจรหาค่าความถี่ หลังจาก
นั้นวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกถูกนำมาใช้ในกระบวนการเปรียบเทียบค่าความต่างเฟส
ระหว่างสัญญาณอินพุต V_x และสัญญาณอ้างอิง $z(t)$ พบว่า

$$\begin{aligned} z(t) \cdot V_x &= K(1+\delta) \frac{A^2}{2} [\cos\{(\omega + \Delta\omega)t + 2\theta\} \\ &\quad + \Delta\varepsilon] A \cos(\omega t + \theta) \\ &= K(1+\delta) \frac{A^3}{4} [\cos\{(2\omega + \Delta\omega)t + 3\theta\} \\ &\quad + \cos(\Delta\omega t + \theta) + \Delta\varepsilon \cos(\omega t + \theta)] \end{aligned} \quad (3.19)$$

หลังจากนั้นวงจรหาค่าความถี่ต่ำผ่าน ถูกนำมาใช้เพื่อกำจัดพจน์ที่มีค่าความถี่สูงกว่า ω ดังนั้น
สัญญาณเอาต์พุตของระบบสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.20)

$$x_{s1}(t) = K(1+\delta) \frac{A^3}{4} \cos(\Delta\omega t + \theta) \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) พบว่าวงจรหาค่าความถี่ส่งผลกระทบต่อระบบที่นำเสนอมากที่สุด คือในกรณีที่
 $\Delta\omega \neq 0$ สัญญาณเอาต์พุตของระบบอยู่ในรูปของโคไซน์ฟังก์ชันที่มีค่าความถี่ต่ำ ซึ่งไม่ใช่ค่าเฟสของ
สัญญาณที่ต้องการ แต่ในกรณีที่ $\Delta\omega = 0$ ค่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์
แบบใหม่ที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.21)

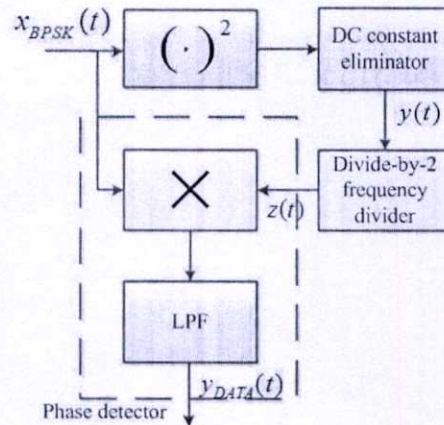
$$x_{s1}(t) = K(1+\delta)x_s(t) \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) พบว่าค่าเอาต์พุตทางทฤษฎีในสมการที่ (3.6) นั้นถูกสเกลด้วยค่าคงที่
 $K(1+\delta)$ ซึ่งมีความหมายโดยนัยว่าค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบจะ
ส่งผลกระทบต่อเล็กน้อยต่อสัญญาณเอาต์พุตของระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอและค่าความคลาด
เคลื่อนที่เกิดจากวงจรกำจัดสัญญาณไฟตรงสามารถถูกกำจัดไปโดยวงจรหาค่าความถี่ต่ำผ่าน

3.3 ระบบติมอดูเลตแบบ BPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสมบูรณ์แบบใหม่มาเป็น
วงจรติมอดูเลตแบบ BPSK โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK ที่
นำเสนอด้วยบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 กำหนดให้ $x_{BPSK}(t)$ เป็นสัญญาณ BPSK อินพุต

$$x_{BPSK}(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_n) \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS สร้างเป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK

โดยที่ A , ω_0 และ $\phi_n = \{0, \pi\}$ เป็นค่าขนาด, ความถี่เชิงมุม และค่าเฟสของสัญญาณอินพุต BPSK ตามลำดับ ซึ่งในระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอนี้ถูกสร้างขึ้นบนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ที่ถูกนำเสนอในหัวข้อที่ 3.1 และสำหรับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่ถูกเลือกเป็นองค์ประกอบภายในสำหรับการประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรตีมอดูเลตแบบ BPSK นี้คือ วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก ดังนั้นถ้าทำการวิเคราะห์ตามสมการที่ (3.2 - 3.5) พบว่าจะได้สมการของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอเป็นไปตามสมการที่ (3.23)

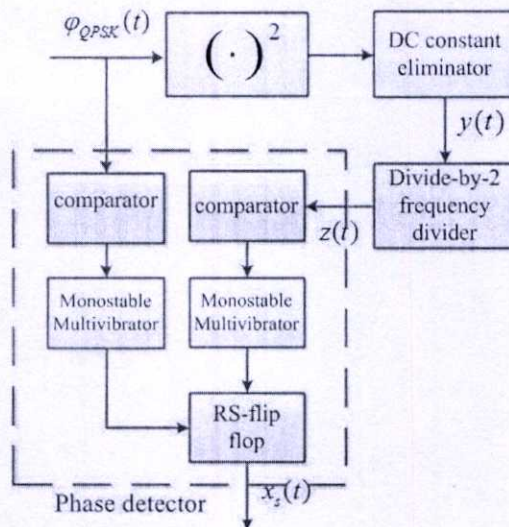
$$y_{DATA}(t) = \frac{A^3 \cos(\phi_n)}{4} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ 3.23 สามารถสรุปได้ว่า ระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK ได้ เพราะว่าการตรวจจับเฟส APDS สามารถกู้สัญญาณข่าวสาร โดยที่เครื่องรับไม่จำเป็นต้องอาศัยข้อมูลความถี่และเฟสจากเครื่องส่งมาสร้างคลื่นพาห้ในการตีมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการชิงโครโนเซชันสัญญาณคลื่นพาห้ของวงจร M^{th} power loop และ วงจร Costas loop [25] ได้

3.4 ระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่

ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟส APDS โดยไม่ใช้เฟสอ้างอิง เป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK โดยจากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.3 กำหนดให้ $\varphi_{QPSK}(t)$ เป็นสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK และ $x_s(t)$ คือสัญญาณเอาต์พุตของระบบ

$$\varphi_{QPSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_n) \quad (3.24)$$



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS สร้างเป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK

โดยที่ A , ω_0 และ $\phi_n = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$ เป็นค่าขนาด, ความถี่เชิงมุม และค่า เฟสของสัญญาณ QPSK อินพุตตามลำดับ ถ้าทำการวิเคราะห์ตามสมการที่ (3.2) และ (3.3) พบว่า

$$y(t) = \frac{A^2 \cos(2\omega_c t + 2\phi_n)}{2} \quad (3.25)$$

เมื่อสัญญาณในสมการที่ (3.25) เป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรหารความถี่ จะพบว่า

$$z(t) = \frac{A^2 \cos(\omega_c t + 2\phi_n)}{2} \quad (3.26)$$

สัญญาณซึ่งแสดงดังสมการที่ (3.26) นั้นเปรียบเสมือนสัญญาณคลื่นพาห์ของระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่ถูกสร้างขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องใช้ข้อมูลด้านความถี่และเฟสจากเครื่องส่งเลย

โดยในกรณีที่วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกถูกเลือกใช้เป็นองค์ประกอบในระบบตีมอดูเลตแบบ QPSK สัญญาณอินพุตซึ่งแสดงดังสมการที่ (3.24) จะถูกคูณด้วยสัญญาณคลื่นพาห์ในสมการที่ (3.26) กล่าวคือ

$$\begin{aligned} \varphi_{QPSK}(t) \cdot z(t) &= \frac{A^3}{2} \cos(\omega_c t + \phi_n) \cos(\omega_c t + 2\phi_n) \\ &= \frac{A^3 \cos(2\omega_c t + 3\phi_n) + A^3 \cos(\phi_n)}{4} \end{aligned} \quad (3.27)$$

หลังจากนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านถูกนำมาใช้ในการกรองพจน์ที่มีความถี่สูงออกไป ดังนั้นพจน์ความถี่ต่ำที่เหลือก็คือเฟสของสัญญาณอินพุตซึ่งก็คือข่าวสารที่ถูกตีมอดูเลตออกมาจากสัญญาณ QPSK อินพุต สามารถแสดงได้ดังนี้

$$x_s(t) = \frac{A^3 \cos(\phi_n)}{4} \quad (3.28)$$

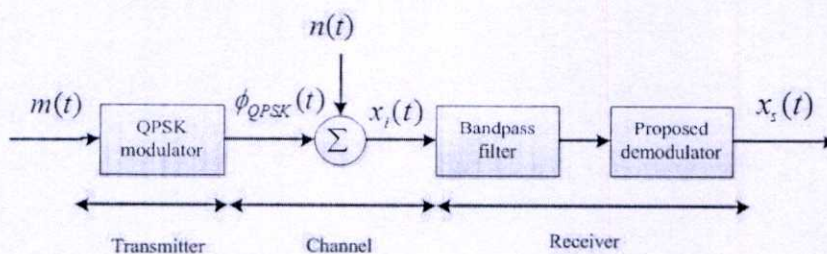
อย่างไรก็ตามสัญญาณในสมการที่ (3.28) นั้นมีข้อจำกัดของวงจรถวายจับเฟสที่เลือกใช้ เนื่องจากฟังก์ชันโคไซน์เป็นฟังก์ชันคู่จึงส่งผลให้ ค่าโคไซน์ในช่วงมุม 0° ถึง 180° จะมีค่าซ้ำกับค่าของโคไซน์ในช่วงมุม 180° ถึง 360° แต่โดยปกติแล้วสัญญาณ QPSK ค่าเฟสของสัญญาณจะถูกเลื่อนไปเป็นมุม -135° , -45° , $+45^\circ$ และ $+135^\circ$ ซึ่งขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลข่าวสาร ดังนั้นระบบ QPSK ที่ใช้วงจรถวายจับเฟสแบบแอนะล็อกเป็นองค์ประกอบ จะให้ค่าเอาต์พุตที่ผิดพลาดในกรณีที่สัญญาณ QPSK ทำมุม -135° และ -45° ดังนั้นจึงต้องเลือกวงจรถวายจับเฟสแบบใหม่ เพื่อให้มี्यानในการตรวจจับเฟสของสัญญาณที่เหมาะสม ซึ่งในที่นี้จึงเลือกวงจรถวายจับเฟสแบบโมโนสเตเบิลลิทัวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟล็อปเฟสดีเทคเตอร์ มาใช้เป็นวงจรถวายจับเฟสดีเทคเตอร์แทน โดยที่สัญญาณในสมการที่ (3.24) และ (3.26) จะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมโดยวงจรถวายจับเฟสดีเทคเตอร์ หลังจากนั้นนำสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรถวายจับเฟสดีเทคเตอร์ทั้งสองวงจรถวายจับเฟสจะถูกป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรถวายจับเฟสแบบลิทัวเบรเตอร์ ซึ่งเอาต์พุตทั้งสองสัญญาณที่ได้ซึ่งอยู่ในรูปของขบวนสัญญาณอิมพัลส์จะถูกป้อนเป็นสัญญาณอินพุตของอาร์เอสฟลิปฟล็อปเพื่อทำการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ค่าความกว้างของพัลส์มีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความต่างเฟสของสัญญาณ ซึ่งก็คือข้อมูลข่าวสารที่ถูกกู้มาจากสัญญาณ QPSK นั้นเอง

3.5 ระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ภายใต้สัญญาณรบกวน

ในหัวข้อที่ 3.4 นั้นได้มีการวิเคราะห์ระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK โดยไม่มีสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณมาเกี่ยวข้อง แต่อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์ระบบที่มีสัญญาณรบกวนอยู่ในช่องสัญญาณด้วยนั้นเป็นสิ่งจำเป็นที่จะทำให้ทราบถึงประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นจากบล็อกไดอะแกรมของระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอในรูปที่ 3.4 จึงกำหนดให้สัญญาณอินพุตอยู่ในรูปของสมการที่ (3.29)

$$\phi_{QPSK} = A \cos[\omega_c t + \psi(t)] \quad (3.29)$$

โดยที่ $\psi(t) = k_p m(t)$ คือเฟสของสัญญาณ QPSK $m(t)$ และ k_p คือสัญญาณข่าวสาร และ ค่าคงที่ตามลำดับ

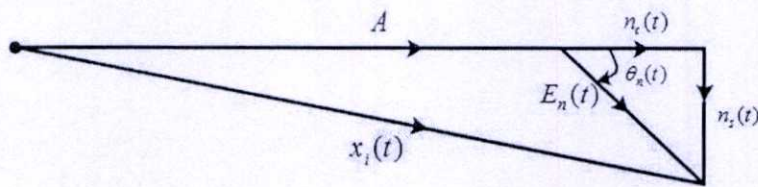


รูปที่ 3.4 ระบบการมอดูเลตแบบ QPSK

แต่เนื่องจากในการวิเคราะห์ระบบในหัวข้อนี้ จะถูกวิเคราะห์ให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่มีสัญญาณรบกวนปนเปื้อนอยู่ในช่องสัญญาณด้วย ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงกำหนดให้สัญญาณรบกวนที่นำมาทดสอบระบบเป็นสัญญาณรบกวนแบบแบนด์พาส $n(t)$ ที่มีค่าแบนด์วิดท์เท่ากับ $2(\Delta f + B)$ และค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง (Power spectral density: PSD) เท่ากับ $S_n(\omega)$ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.30) [23]

$$n(t) = n_c(t)\cos(\omega_c t) + n_s(t)\sin(\omega_c t) \tag{3.30}$$

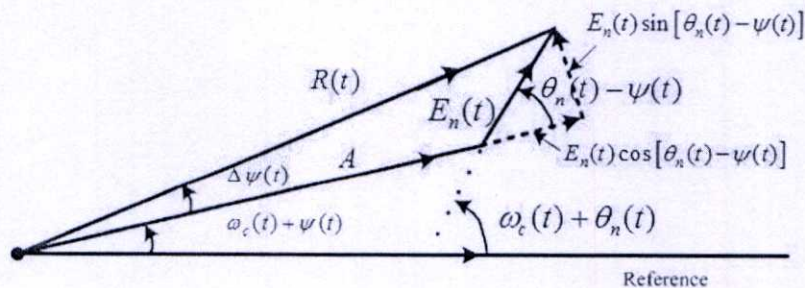
โดยที่ $n_c(t)$ และ $n_s(t)$ เป็นสัญญาณผ่านช่วงความถี่ต่ำที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ $\Delta f + B$ ดังนั้นจากแผนผังแสดงเฟเซอร์ในรูปที่ 3.5 จึงสามารถจัดสัญญาณรบกวนแบบแบนด์พาสใหม่ให้อยู่ในเทอมของค่าขนาด $E_n(t)$ และเฟส $\theta_n(t)$ ดังแสดงในสมการที่ (3.31)



รูปที่ 3.5 แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณไซน์ และสัญญาณรบกวนชนิดแบนด์พาสที่มีแบนด์แคบ

$$n(t) = E_n(t)\cos[\omega_c t + \theta_n(t)] \tag{3.31}$$

ในกรณีสำหรับระบบการมอดูเลตแบบแบนด์กว้างนั้น สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ จะมีการเปลี่ยนแปลงช้ามากเมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวน $n(t)$ จึงสรุปได้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสารและแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ B และ $2(\Delta f + B)$ ตามลำดับ ซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไข $\Delta f \gg B$ ดังนั้นค่าการเปลี่ยนแปลงเฟสและการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้มีการเปลี่ยนแปลงช้ากว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนด้วยเช่นกัน ดังนั้นเพื่อทำการวิเคราะห์ค่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวนของสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่นำเสนอ จึงได้ทำการเขียนเฟสไดอะแกรมขึ้นแสดงไว้ในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แผนผังแสดงเฟเซอร์ของสัญญาณในระบบการมอดูเลตเชิงมุม

สัญญาณ QPSK ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน และถูกป้อนเป็นอินพุต $x_i(t)$ ให้กับระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ

$$\begin{aligned} x_i(t) &= A \cos[\omega_c t + \psi(t)] + n(t) \\ &= A \cos[\omega_c t + \psi(t)] + E_n(t) \cos[\omega_c t + \theta_n(t)] \\ &= R(t) \cos[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \end{aligned} \quad (3.32)$$

โดยที่ $R(t)$ คือค่าขนาด และ $\Delta\psi(t)$ คือค่าเฟส เมื่อทำการจัดสมการให้อยู่ในรูปแบบของเฟสเซอร์ นั่นคือ

$$\begin{aligned} R(t) &= \left[\left\{ A + E_n(t) \cos[\theta_n(t) - \psi(t)] \right\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left\{ E_n(t) \sin[\theta_n(t) - \psi(t)] \right\}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\Delta\psi(t) = -\tan^{-1} \left[\frac{E_n(t) \sin[\theta_n(t) - \psi(t)]}{A + E_n(t) \cos[\theta_n(t) - \psi(t)]} \right] \quad (3.34)$$

เมื่อป้อนสัญญาณในสมการที่ (3.32) เป็นอินพุตให้กับระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคุณเป็น

$$\begin{aligned} x_i^2(t) &= R^2(t) \cos^2[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \\ &= \frac{R^2(t)}{2} [\cos(2\omega_c t + 2\psi(t) + 2\Delta\psi(t)) + 1] \end{aligned} \quad (3.35)$$

หลังจากนั้นกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงออกไป พบว่า

$$y(t) = \frac{R^2(t)}{2} \cos(2\omega_c t + 2\psi(t) + 2\Delta\psi(t)) \quad (3.36)$$

ต่อมาเมื่อป้อนสัญญาณดังกล่าวเข้าไปในวงจรหารความถี่ จะได้ว่า

$$z(t) = \frac{R^2(t)}{2} \cos(\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)) \quad (3.37)$$

เพื่อที่จะกู้สัญญาณข่าวสารและเพื่อทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ระบบ วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกได้ถูกเลือกมาเป็นองค์ประกอบของระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK

$$\begin{aligned} z(t) \cdot x_i(t) &= \frac{R^3(t)}{2} \cos[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \\ &\quad \times \cos[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \\ &= \frac{R^3(t)}{4} \{ \cos[2\omega_c t + 3\psi(t) + 3\Delta\psi(t)] \\ &\quad + \cos[\psi(t) + \Delta\psi(t)] \} \end{aligned} \quad (3.38)$$

ซึ่งเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน จะได้ดังสมการที่ (3.39)

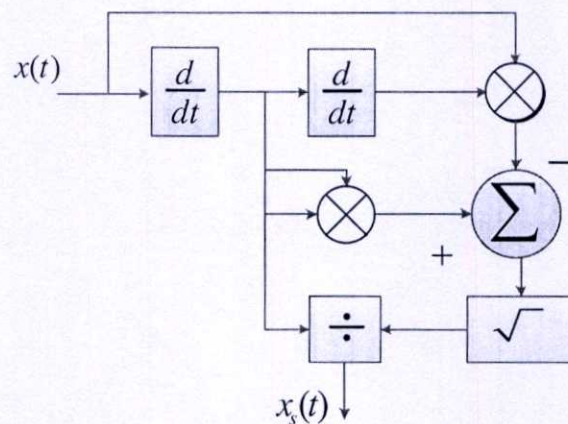
$$x_s(t) = \frac{R^3(t)}{4} \cos[\psi(t) + \Delta\psi(t)] \quad (3.39)$$

ในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีค่ากำลังงานต่ำ $E_n(t) \ll A$ และ $\Delta\psi(t) \ll \frac{\pi}{2}$ ในทุกๆ ค่า t นั้น เราสามารถสรุปได้ว่า $R(t) \approx A$ และ $\Delta\psi(t) = \frac{E_n(t)}{A} \sin[\theta_n(t) - \psi(t)]$ สมการที่ (3.39) จึงสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$x_s(t) = \frac{R^3(t)}{4} \cos\left[\psi(t) + \frac{E_n(t)}{A} \sin[\theta_n(t) - \psi(t)]\right] \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.40) พบว่าพจน์ของสัญญาณรบกวน $\Delta\psi(t)$ เป็นฟังก์ชันของไซน์ จะมีค่าอยู่ในช่วง $[-1, 1]$ เท่านั้น และจะถูกคูณด้วยค่าแฟกเตอร์ $\frac{E_n(t)}{A}$ และจากเงื่อนไขที่กำหนดว่าสัญญาณรบกวนมีค่ากำลังงานต่ำ $E_n(t) \ll A$ จึงส่งผลทำให้ค่า $\frac{E_n(t)}{A}$ น้อยกว่า 1 ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าพจน์ของสัญญาณรบกวนจะส่งผลกระทบต่อพจน์ที่เป็นข่าวสารข้อมูลน้อยมาก

3.6 ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ บนพื้นฐานของการแปลงฮิลเบิร์ต

รูปที่ 3.7 แสดงระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ กำหนดให้ $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุต และ $x_s(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอ

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t + \theta) \quad (3.41)$$

โดยที่ $A > 0$, ω_0 และ θ แทนค่าขนาด, ค่าความถี่เชิงมุม และค่าเฟสของสัญญาณอินพุต โดยทำอนุพันธ์ลำดับที่ 1 และ 2 กับสัญญาณ $x(t)$ จะได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (3.42) และ (3.43) ตามลำดับ

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A\omega_0 \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.42)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -A\omega_0^2 \sin(\omega_0 t + \theta) \quad (3.43)$$

ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ (3.42)

$$(x'(t))^2 = (A\omega_0)^2 \cos^2(\omega_0 t + \theta) \quad (3.44)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ (3.43) ด้วย $x(t)$ จะได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (3.45)

$$x(t)x''(t) = -(A\omega_0)^2 \sin^2(\omega_0 t + \theta) \quad (3.45)$$

ลบสมการที่ (3.44) ด้วยสมการที่ (3.45)

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (A\omega_0)^2 \quad (3.46)$$

ถอดรากที่สองของสมการที่ (3.46) แสดงผลลัพธ์ได้เป็นสมการที่ (3.47)

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = |A\omega_0| \quad (3.47)$$

หารสมการที่ (3.42) ด้วยสมการที่ (3.47)

$$x_s(t) = \frac{x'(t)}{|\omega_0 A|} \quad (3.48)$$

แทนค่าสมการที่ (3.48) ด้วย สมการที่ (3.42) ดังนั้นจะได้เอาต์พุตของระบบ AGC ที่นำเสนอเป็นสมการที่ (3.49)

$$x_s(t) = \cos(\omega_0 t + \theta) = \sin(\omega_0 t + \theta + \frac{\pi}{2}) \quad (3.49)$$

ต่อมาทำการแปลงลาปลาซ (Laplace transform) ทั้งสองข้างของสมการที่ (3.48) จะพบว่าฟังก์ชันส่งผ่านของระบบที่นำเสนอแสดงได้ดังสมการที่ (3.50)

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega_0 A} \right) \cdot s = jA^{-1} \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.50) สามารถแสดงฟังก์ชันผลตอบสนองขนาดและฟังก์ชันผลตอบสนองเฟส ดังแสดงในสมการที่ (3.51) และ (3.52) ตามลำดับ

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (3.51)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (3.52)$$

ดังนั้นคุณลักษณะที่สำคัญของระบบคือทำให้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเป็น 1 หน่วย และเฟสของสัญญาณเลื่อนไป 90 องศา ตัวอย่างเช่น กำหนดให้ $x(t) = A\cos(\omega t)$ เป็นสัญญาณอินพุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็น $\hat{x}(t) = -\sin(\omega t)$ ซึ่งพบว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตไม่มีการเปลี่ยนแปลง จึงสรุปได้ว่าระบบที่นำเสนอนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณที่อยู่ในรูปของ

สัญญาณไซน์ได้ ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณมอดูเลตความถี่, สัญญาณมอดูเลตเฟส และสัญญาณ QPSK เป็นต้น

3.7 Signal to noise ratio (SNR) และ noise figure (NF)

ในระบบการสื่อสารแบบแอนะล็อกนั้น นอกจากสัญญาณไม่เพียงแต่จะถูกลดทอนโดยช่องสัญญาณแล้วยังสามารถถูกรบกวนระหว่างทางโดยสัญญาณรบกวนอื่นๆ อีกด้วย ดังนั้นการกู่ค่าขนาดของสัญญาณให้กลับคืนมา และ คงค่าระดับขนาดของสัญญาณให้เหมาะสมนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับระบบเครื่องรับเป็นอย่างยิ่ง จึงต้องมีเกณฑ์ที่ใช้ในการประเมินคุณภาพของสัญญาณเอาต์พุตและของวงจร AGC ที่เหมาะสม ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ค่าอัตราส่วนของกำลังสัญญาณที่ต้องการต่อค่ากำลังสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio: SNR) และ Noise figure (NF) ตามลำดับ

จากระบบที่นำเสนอในรูปที่ 3.7 กำหนดให้ $x(t)$ เป็นสัญญาณอินพุต และ $x_s(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุต

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t + \theta) + n(t) \quad (3.53)$$

โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่มีค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังเท่ากับ

$$PSD = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|N_T(\omega)|^2}{T} = \frac{N_0}{2} \quad (3.54)$$

จากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.6 เมื่อป้อนสัญญาณในสมการที่ (3.53) เป็นอินพุต สามารถแสดงผลลัพธ์ใหม่ของสมการที่ (3.46) เป็นสมการที่ (3.55)

$$[x'(t)]^2 - x(t)x''(t) = \omega_0^2 A^2 + 2[x'(t)]n'(t) + [\omega_0^2 n(t) - n''(t)]x(t) - \omega_0^2 n^2(t) - [n'(t)]^2 \quad (3.55)$$

จากสมการที่ (3.55) พบว่าพจน์ของค่าคงที่ (DC) นั้นแยกออกจากพจน์ของสัญญาณรบกวนอย่างชัดเจน จึงสามารถใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในการกำจัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูงออกไปได้ ดังแสดงในสมการที่ (3.56)

$$[x'(t)]^2 - x(t)x''(t) \approx \omega_0^2 A^2 \quad (3.56)$$

ทำการวิเคราะห์ตามกระบวนการในหัวข้อ 3.6 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่ถูกป้อนสัญญาณอินพุตพร้อมกับสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้ในสมการที่ (3.57)

$$x_s(t) = \frac{x'(t)}{\sqrt{[x'(t)]^2 - x(t)x''(t)}} = \cos(\omega_0 t + \theta) + \frac{n'(t)}{|\omega_0 A|} \quad (3.57)$$

จากทฤษฎีของ Parseval สามารถแสดงค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนอินพุตและสัญญาณรบกวนเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (3.58) และ (3.59) ตามลำดับ

$$P_{noise_input} = 2 \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B}^{2\pi B} \frac{N_0}{2} d\omega = 2N_0 B \quad (3.58)$$

$$P_{noise_output} = 2 \frac{1}{2\pi(\omega_0 A)^2} \int_{-2\pi B}^{2\pi B} \frac{N_0}{2} \omega^2 d\omega = \frac{8\pi^2 N_0 B^3}{3(\omega_0 A)^2} \quad (3.59)$$

โดยที่ B คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ค่าเอสเอ็นอาร์ คือ อัตราส่วนระหว่างค่ากำลังงานของสัญญาณข่าวสารต่อค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวน ดังนั้นค่าเอสเอ็นอาร์ของสัญญาณอินพุตและของสัญญาณเอาต์พุตสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.60) และ (3.61) ตามลำดับ

$$SNR_{AGC_input} = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{noise_in}} = 10 \log \left(\frac{A^2}{4N_0 B} \right) \quad (3.60)$$

$$SNR_{AGC_output} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{noise_out}} = 10 \log \left(\frac{3(\omega_0 A)^2}{16\pi^2 N_0 B^3} \right) \quad (3.61)$$

ในส่วนของการประเมินค่าความสามารถของระบบนั้น จะถูกคำนวณโดยการหาค่า Noise figure (NF) หลังจากการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ในการกำจัดสัญญาณรบกวนออกไปบางส่วนแล้ว ดังนั้นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากระบบที่นำเสนอนั้นสามารถพิจารณาได้จากค่า NF ในสมการที่ (3.62)

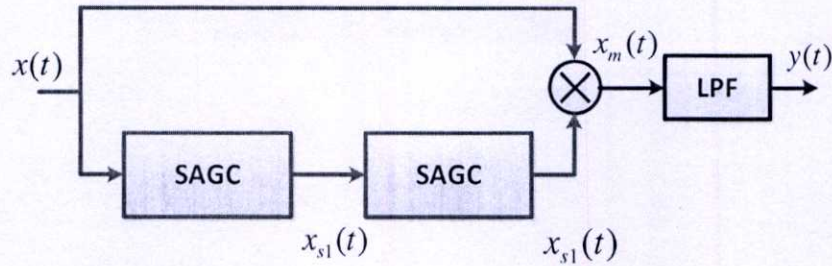
$$NF_{AGC} = \frac{SNR_{input}}{SNR_{output}} = \frac{A^2}{4N_0 B} \cdot \frac{16\pi^2 N_0 B^3}{3(\omega_0 A)^2} = \frac{4\pi^2 B^2}{3\omega_0^2} \quad (3.62)$$

3.8 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการติมอดูเลตทางขนาด และการติมอดูเลตทางความถี่

ในระบบการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ใช้ในการรับและส่งสัญญาณ ซึ่งสายอากาศจะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพก็ต่อเมื่อความยาวของสายอากาศนั้นมีขนาดเป็นจำนวนเท่าของความยาวคลื่นของสัญญาณที่จะทำการส่งและรับ ดังนั้นเพื่อลดขนาดของสายอากาศให้สั้นลงจึงต้องมีระบบการมอดูเลตขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้การมอดูเลตที่สนใจมีอยู่ 2 ชนิด คือ การมอดูเลตขนาด และการมอดูเลตความถี่ แต่อย่างไรก็ตามทั้งสองวิธียังคงมีปัญหาสำคัญคือการกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืน เนื่องจากจะต้องสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ให้มีค่าความถี่และเฟสตรงกับสัญญาณคลื่นพาห้ของทางเครื่องส่ง ดังนั้นจึงได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับระบบการติมอดูเลตทางขนาด และ ติมอดูเลตทางความถี่ ดังต่อไปนี้

3.8.1 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการติมอดูเลตทางขนาด (Standard AM)

จากรูปที่ 3.8 กำหนดให้ สัญญาณอินพุต $x(t)$ เป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางขนาด โดยมี $\cos(\omega_c t + \theta)$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ และ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสาร ดังสมการที่ (3.63)



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตรโนมิติกับการดีมอดูเลตทางขนาด

$$x(t) = (A_c + m(t))\cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.63)$$

ซึ่งถูกป้อนให้กับระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตรโนมิติ เมื่อสัญญาณถูกทำอนุพันธ์ลำดับที่ 1 กับสัญญาณ $x(t)$ จะได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (3.64)

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = -\omega_c (A_c + m(t))\sin(\omega_c t + \theta) + \cos(\omega_c t + \theta)m'(t) \quad (3.64)$$

ในกรณีที่สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ นั้นมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ $m'(t) \ll A_c$ ดังนั้นผลลัพธ์ของการทำอนุพันธ์ลำดับที่ 1 สามารถประมาณได้ในรูปของสมการที่ (3.65)

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} \approx -\omega_c (A_c + m(t))\sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.65)$$

เมื่อสัญญาณถูกทำอนุพันธ์ลำดับที่ 2 กับสัญญาณ $x(t)$ จะได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (3.66)

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -\omega_c^2 (A_c + m(t))\cos(\omega_c t + \theta) + \omega_c m'(t)\sin(\omega_c t + \theta) \quad (3.66)$$

เนื่องจาก $m'(t) \ll A_c$ ดังนั้นสมการที่ (3.66) สามารถประมาณได้ตามสมการที่ (3.67)

$$x''(t) \approx -\omega_c^2 (A_c + m(t))\cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.67)$$

ทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ (3.65)

$$(x'(t))^2 = ((A_c + m(t))\omega_c)^2 \sin^2(\omega_c t + \theta) \quad (3.68)$$

คูณทั้งสองข้างของสมการที่ (3.67) ด้วย $x(t)$ จะได้ผลลัพธ์เป็นสมการที่ (3.69)

$$x(t)x''(t) = -((A_c + m(t))\omega_c)^2 \cos^2(\omega_c t + \theta) \quad (3.69)$$

ลบสมการที่ (3.68) ด้วยสมการที่ (3.69)

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = ((A_c + m(t))\omega_c)^2 \quad (3.70)$$

ถอดรากที่สอง ของสมการที่ (3.70) แสดงผลลัพธ์ได้เป็นสมการที่ (3.71)

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = |(A_c + m(t))\omega_c| \quad (3.71)$$

หารสมการที่ (3.65) ด้วยสมการที่ (3.71)

$$x_{s1}(t) = \frac{x'(t)}{[(A_c + m(t))\omega_c]} \quad (3.72)$$

สัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติคือ

$$x_{s1}(t) = -\sin(\omega_c t + \theta) \cdot \text{sgn}\{(A_c + m(t))\omega_c\} \quad (3.73)$$

นำเอาต์พุตในสมการที่ (3.73) ผ่านระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติอีกครั้ง พบว่า

$$x_{s2}(t) = -\cos(\omega_c t + \theta) \quad (3.74)$$

นำสมการที่ (3.63) คูณกับสมการที่ (3.74) ได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (3.75)

$$\begin{aligned} x_m(t) &= -(A_c + m(t))\cos(\omega_c t + \theta)\cos(\omega_c t + \theta) \\ &= -\frac{(A_c + m(t))}{2} \{\cos(2\omega_c t + 2\theta) + \cos(0)\} \\ &= -\frac{(A_c + m(t))}{2} \cos(2\omega_c t + 2\theta) - \frac{(A_c + m(t))}{2} \end{aligned} \quad (3.75)$$

นำผลลัพธ์ที่ได้จากสมการที่ (3.75) ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (3.77)

$$y(t) = -\frac{(A_c + m(t))}{2} \quad (3.77)$$

3.8.2 การประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติกับการติมอดูเลตทางความถี่

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติในบล็อกไดอะแกรมการติมอดูเลตทางความถี่ แสดงดังรูปที่ 3.9

จากรูปที่ 3.9 กำหนดให้สัญญาณอินพุต $x(t)$ เป็นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่ และ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสาร ดังสมการที่ (3.78)

$$x(t) = A\sin(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau) \quad (3.78)$$

เพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์จึงกำหนดให้ $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau)d\tau = \theta(t)$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$x(t) = A\sin(\theta(t)) \quad (3.79)$$

ผลการทำอนุพันธ์อันดับที่ 1 และ 2 ของ สมการที่ (3.79) ได้ผลลัพธ์ ดังสมการที่ (3.80) และ (3.81) ตามลำดับ

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A \cos(\theta(t)) \theta'(t) \quad (3.80)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = A \left[\cos(\theta(t)) \theta''(t) - (\theta'(t))^2 \sin(\theta(t)) \right] \quad (3.81)$$

ยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ (3.80) ได้เป็น

$$(x'(t))^2 = A^2 (\theta'(t))^2 \cos^2(\theta(t)) \quad (3.82)$$

ผลคูณระหว่างสมการที่ (3.81) และ (3.79) ได้ผลดังสมการที่ (3.83)

$$x(t)x''(t) = A^2 \left[\cos(\theta(t)) \sin(\theta(t)) \theta''(t) - (\theta'(t))^2 \sin^2(\theta(t)) \right] \quad (3.83)$$

ลบสมการที่ (3.82) ด้วยสมการที่ (3.83)

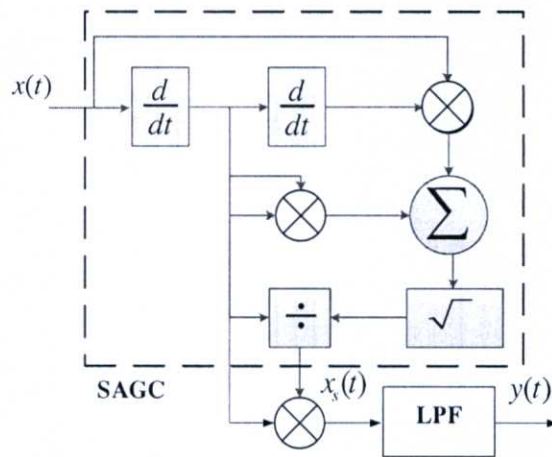
$$\begin{aligned} (x'(t))^2 - x(t)x''(t) &= A^2 (\theta'(t))^2 \cos^2(\theta(t)) \\ &\quad - A^2 \left[\cos(\theta(t)) \sin(\theta(t)) \theta''(t) - (\theta'(t))^2 \sin^2(\theta(t)) \right] \\ &= A^2 (\theta'(t))^2 \left[\cos^2(\theta(t)) + \sin^2(\theta(t)) \right] - A^2 \cos(\theta(t)) \sin(\theta(t)) \theta''(t) \\ &= A^2 (\theta'(t))^2 - \frac{A^2 \sin(2\theta(t)) \theta''(t)}{2} \end{aligned} \quad (3.84)$$

แทนค่า $\theta(t) = \omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$, $\theta'(t) = \omega_c + m(t)$ และ $\theta''(t) = m'(t)$ ตามลำดับ และถ้าสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ นั้นมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ จะได้ $m'(t) \ll A$ และผลลัพธ์ของการหาค่ารากที่ 2 ของสมการที่ (3.84) คือ

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} \approx A(\omega_c t + m(t)) \quad (3.85)$$

หารสมการที่ (3.80) ด้วยสมการที่ (3.85)

$$\begin{aligned} x_s(t) &= \frac{x'(t)}{A(\omega_c t + m(t))} \\ &= \frac{A \cos(\theta(t)) (\omega_c t + m(t))}{A(\omega_c t + m(t))} \\ &= \cos(\theta(t)) = \cos\left(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right) \end{aligned} \quad (3.86)$$



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออตโนมติกับการตีมอดูเลตทางความถี่

ผลลัพธ์ของการคูณกันระหว่างสมการที่ (3.80) และ (3.86) คือ

$$\begin{aligned} x'(t)x_s(t) &= A\cos^2(\theta(t))\theta'(t) \\ &= A\frac{\cos(2\theta(t))+1}{2}\theta'(t) \end{aligned} \quad (3.87)$$

แทนค่า $\theta(t) = \omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ และ $\theta'(t) = \omega_c + m(t)$

$$\begin{aligned} x'(t)x_s(t) &= \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} \left(\cos(2(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau)) + 1 \right) \\ &= \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} \cos(2(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau)) + \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} \end{aligned} \quad (3.88)$$

นำเอาต์พุตที่ได้จากสมการที่ (3.88) ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้

$$y(t) = \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} = \frac{A\omega_c}{2} + \frac{Am(t)}{2} \quad (3.89)$$

ซึ่งพบว่า ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์ออตโนมติกับการตีมอดูเลตทางความถี่ สามารถกู้สัญญาณข่าวสาร $m(t)$ กลับคืนมาได้

3.8.3 ระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง (CW radar) บนพื้นฐานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

นอกจากการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอกับระบบการตีמודูเลตที่ได้นำเสนอไปแล้วในหัวข้อที่ 3.8 ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอการประยุกต์ใช้งานระบบ SAGC กับระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องซึ่งบล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.10 โดยที่เทคนิคนี้ประกอบไปด้วย 2 ขั้นตอนย่อย คือ ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ และ ขั้นตอนการวัดค่าความเร็วจากสัญญาณที่ตรวจจับมาได้ โดยสำหรับขั้นตอนการเตรียมสัญญาณนั้น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำหน้าที่ในการกำจัดค่าสัญญาณรบกวนที่มีค่าความถี่สูง และ วงจร SAGC ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ ทำให้สัญญาณเอาต์พุตของขั้นตอนเตรียมสัญญาณนั้นมีค่าขนาดเป็น 1 หน่วย, ค่าเฟสนั้นจะถูกเลื่อนไป 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถัดมาในส่วนของขั้นตอนที่ 2 คือ ขั้นตอนในการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณที่สะท้อนจากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเอาเทคนิคการตีמודูเลตทางความถี่ที่นำเสนอไปในหัวข้อที่ 3.8.2 มาใช้งาน โดยบล็อกไดอะแกรมของการตีמודูเลตทางความถี่ที่นำเสนอได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.9

3.8.3.1 ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ

เนื่องจากผลลัพธ์ที่ได้จากการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่าความถี่สูงด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นพบว่าค่าขนาดของสัญญาณอินพุตนั้นจะมีค่าลดลง และค่าเฟสของสัญญาณจะถูกเลื่อนไปเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นด้วยคุณสมบัติของระบบ SAGC ที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.6 คือ ค่าขนาดเอาต์พุตของระบบ SAGC จะมีค่าเท่ากับ 1 หน่วย และค่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเลื่อนไป 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำวงจร SAGC มาใช้เป็นวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้ค่าขนาดของสัญญาณอยู่ในช่วงที่เหมาะสมกับค่าพิสัยการทำงานของระบบถัดไป โดยกำหนดให้ $x(t)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องส่งสัญญาณ HB100

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad (3.90)$$

โดย A และ ω_0 เป็นค่าขนาดและค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณเอาต์พุตของเครื่องส่งสัญญาณชนิด HB100 ของสัญญาณสะท้อนที่ได้จากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ตามลำดับ ซึ่งต่อไปนี้จะถูกเรียกว่าสัญญาณอินพุต $x_{echo}(t)$ ของระบบ SAGC

$$x_{echo}(t) = K A \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi] \quad (3.91)$$

โดย K , ω_d และ φ เป็นค่าคงที่ของสมการเรดาร์, ค่าความถี่ดอปเปลอร์ และค่าคงที่เฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณสะท้อนที่ได้จากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาพจน์ค่าความถี่เชิงมุมของ

สัญญาณ $x_{echo}(t)$ และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จึงกำหนดให้ $(\omega_0 + \omega_d) = \omega$ ดังนั้นสมการที่ (3.91) จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$x_{echo}(t) = KA \sin(\omega t + \varphi) \tag{3.92}$$

ผลลัพธ์ที่ได้จากการทำอนุพันธ์อันดับที่ 1 และ 2 ของสัญญาณ $x_{echo}(t)$ แสดงได้ในสมการที่ (3.93) และ (3.94) ตามลำดับ

$$x'_{echo}(t) = \frac{dx_{echo}(t)}{dt} = KA\omega \cos(\omega t + \varphi) \tag{3.93}$$

$$x''_{echo}(t) = \frac{d^2x_{echo}(t)}{dt^2} = -KA\omega^2 \sin(\omega t + \varphi) \tag{3.94}$$

เมื่อทำการยกกำลังสองทั้งสองข้างของสมการที่ (3.93) จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$(x'_{echo}(t))^2 = (KA\omega)^2 \cos^2(\omega t + \varphi) \tag{3.95}$$

คูณสัญญาณในสมการที่ (3.94) ทั้งสองข้าง ด้วย สัญญาณ $x_{echo}(t)$ พบว่า

$$x_{echo}(t)x''_{echo}(t) = -(KA\omega)^2 \sin^2(\omega t + \varphi) \tag{3.96}$$

หลังจากนั้นลบสมการที่ (3.95) ด้วยสมการที่ (3.96)

$$(x'_{echo}(t))^2 - x_{echo}(t)x''_{echo}(t) = (KA\omega)^2 \tag{3.97}$$

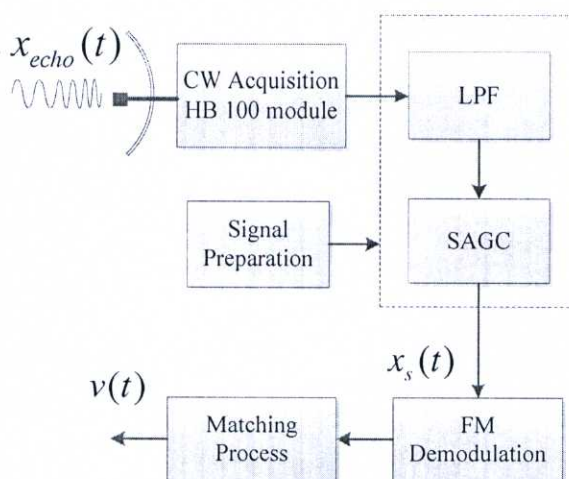
ทำการถอดรากของสมการที่ (3.97)

$$\sqrt{(x'_{echo}(t))^2 - x_{echo}(t)x''_{echo}(t)} = |KA\omega| \tag{3.98}$$

นำค่าคงที่ที่ได้จากสมการที่ (3.98) มาเป็นตัวหาร โดยมีสมการที่ (3.93) เป็นตัวตั้ง พบว่า

$$x_s(t) = \cos(\omega t + \varphi) \tag{3.99}$$

และเมื่อแทนค่าตัวแปร ω ด้วย $(\omega_0 + \omega_d)$ จะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตของระบบที่นำเสนอเป็นไปตามสมการที่ (3.100)



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะบนพื้นฐานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

$$x_s(t) = \cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi] = \sin\left[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \quad (3.100)$$

จากสมการที่ (3.100) พบว่าระบบ SAGC ที่นำเสนอทำหน้าที่เป็นวงจรถยายสัญญาณในกรณี
ที่ค่า $K \leq 1$ ส่วนในกรณีที่ค่า $K > 1$ พบว่าระบบ SAGC ที่นำเสนอจะทำหน้าที่เป็นวงจรถดทอน
สัญญาณ โดยระบบ SAGC จะให้ค่าขนาดเอาต์พุตของระบบเท่ากับ 1 หน่วย และเลื่อนเฟสของ
สัญญาณไป 90 เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต $x_{echo}(t)$

3.8.3.2 ขั้นตอนการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณสะท้อนจาก วัตถุที่กำลังเคลื่อนที่

ในขั้นตอนที่ 2 ของระบบที่นำเสนอคือ ขั้นตอนการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณ
เอาต์พุตที่ได้จากขั้นเตรียมสัญญาณ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวงจรมอดูเลตทางความถี่ 2
ชนิดคือ วงจรมอดูเลตทางความถี่แบบตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope detection) และ ระบบ
การมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอไปแล้วในหัวข้อที่ 3.8.2 โดยทั้งสองเทคนิค จะใช้คุณสมบัติของ
วงจรมอดูเลตทางความถี่ในการดึงค่าความถี่ต่อเพลอร์ออกมาจากสัญญาณมอดูเลตความถี่อินพุต
ซึ่งเทคนิคการมอดูเลตทางความถี่แบบการตรวจจับกรอบสัญญาณ จะทำการเปลี่ยนสัญญาณมอดู
เลตความถี่อินพุตให้กลายเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดโดยการทำอนุพันธ์ หลังจากนั้นนำสัญญาณ
เอาต์พุตจากวงจรถอดอนุพันธ์ไปตรวจจับกรอบสัญญาณ โดยวงจรถอดอนุพันธ์กรอบสัญญาณ ซึ่งผลลัพธ์ที่
ได้ก็จะเป็นค่าความถี่ต่อเพลอร์ที่ต้องการ แต่อย่างไรก็ตามเทคนิคการมอดูเลตทางความถี่แบบการ
ตรวจจับกรอบสัญญาณนั้นยังมีข้อจำกัด คือ เอาต์พุตที่ได้จากวงจรถอดอนุพันธ์จะต้องถูกออฟเซตด้วย
ค่าแรงดันไฟตรงให้เป็นค่าบวกทั้งสัญญาณ และค่าคงที่เวลา (RC) จะต้องมีค่าอยู่ในช่วงระหว่างค่า
คาบเวลาของสัญญาณคลื่นพาห์ และค่าคาบเวลาที่สั้นที่สุดของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตมา
($\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m}$) [12] ซึ่งในที่นี้สัญญาณข่าวสารที่กล่าวถึงก็คือค่าความถี่ต่อเพลอร์ที่ต้องการ ซึ่ง
ในทางตรงกันข้ามถ้าใช้เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่นำเสนอมาทำการมอดูเลต
สัญญาณในสมการที่ (3.82) โดยพิจารณาการวิเคราะห์สัญญาณในหัวข้อที่ 3.8.2 ตั้งแต่สมการที่
(3.78 – 3.89) พบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้คือค่าถี่ต่อเพลอร์ที่ต้องการ แต่ถูกออฟเซตด้วยแรงดันไฟ
ตรง ดังนี้

$$y(t) = \frac{(\omega_c + \omega_d)}{2} = \frac{\omega_c}{2} + \frac{\omega_d}{2} \quad (3.101)$$

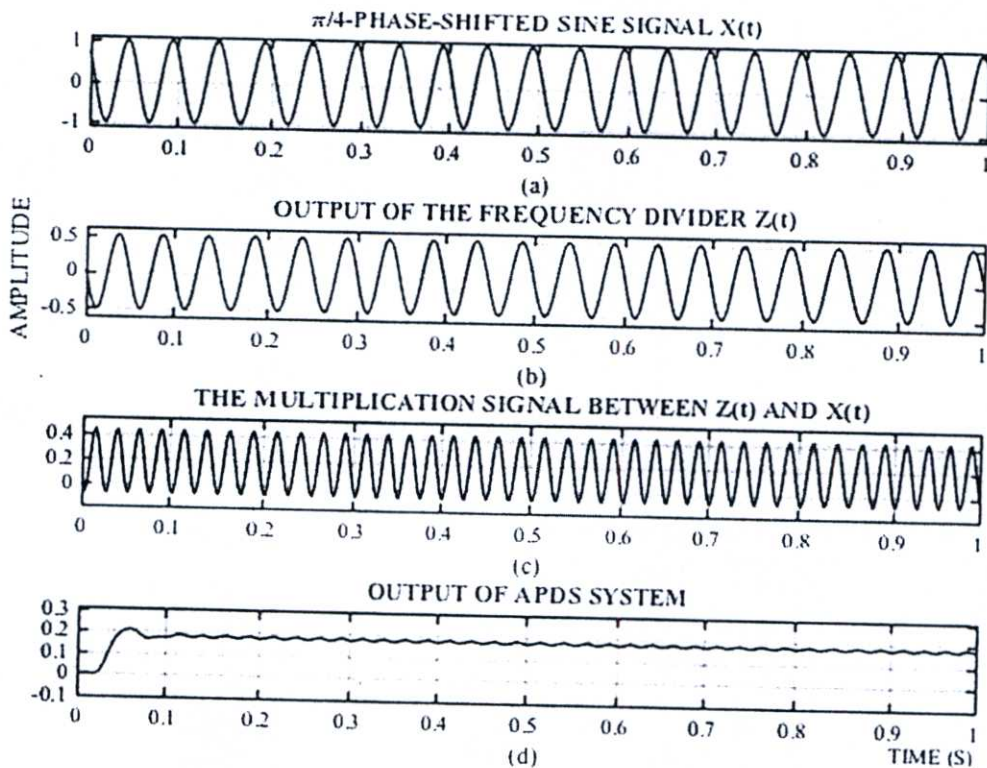
ในบทที่ 3 นี้เป็นการนำเสนอหลักการของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ (APDS)
และการนำระบบ APDS มาประยุกต์ใช้งาน เพื่อสร้างระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ ระบบการ
มอดูเลตแบบ QPSK นอกจากนี้ยังได้มีการนำเสนอหลักการของระบบการควบคุมทางขนาดของ
สัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ (SAGC) และการนำระบบ SAGC มาประยุกต์ใช้งาน เพื่อสร้างระบบ
การมอดูเลตทางขนาด, การมอดูเลตทางความถี่ และ ระบบการตรวจจับค่าความเร็วชั่วขณะของ
ระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ และการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟสเป็นระบบการดีมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK

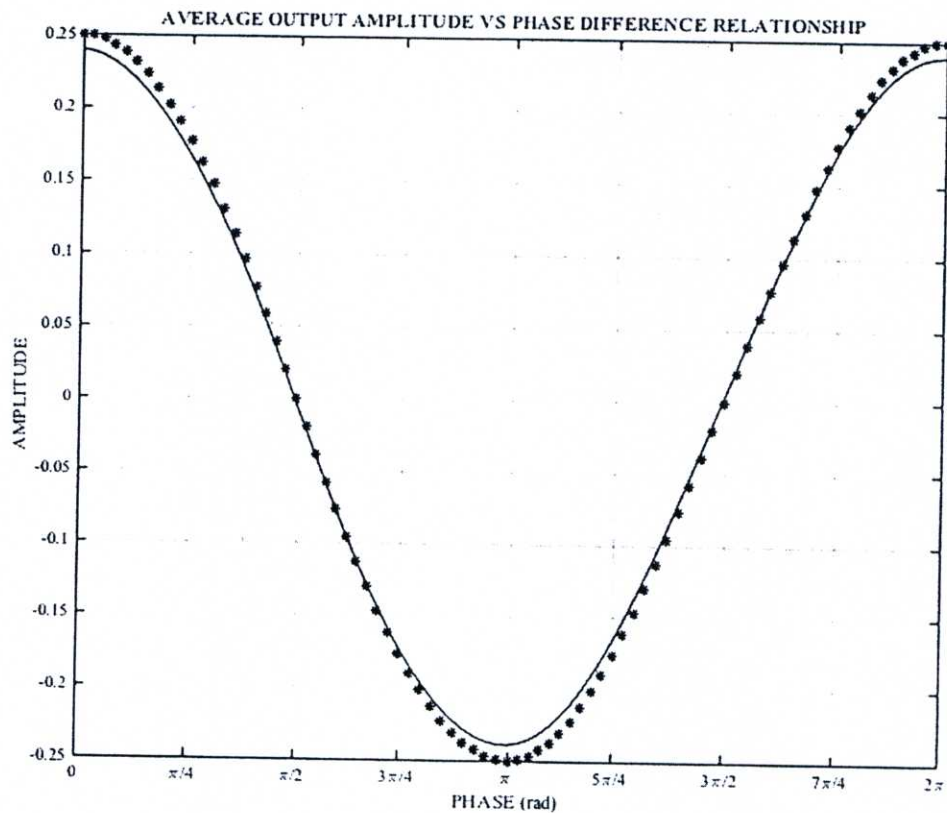
4.1.1. ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่



รูปที่ 4.1 ผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยเลือกใช้วงจรรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นวงจรรช่วยในการตรวจจับเฟส

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่จากรูปที่ 3.1 โดยที่ผลการจำลองแบบจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกคือส่วนที่แสดงผลการทดสอบระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอ โดยเริ่มจากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.1 (a) เป็นสัญญาณอินพุตของระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอที่มีค่าขนาดเท่ากับ 1 โวลต์, ความถี่เท่ากับ 20 เฮิร์ต และเฟสเริ่มต้นที่ $\frac{\pi}{4}$ เรเดียน ซึ่งระบบจะทำการยกกำลังสองสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามา เพื่อให้ค่าความถี่และเฟสของสัญญาณอินพุตเพิ่มเป็น 2 เท่า ถัดมาระบบจะทำการกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงที่ออฟเซตสัญญาณเอาต์พุตจาก

วงจรรวมออก หลังจากนั้นระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอก็จะใช้วงจรรวมความถี่ เพื่อลดเฉพาะค่าความถี่ของสัญญาณลงครึ่งหนึ่ง แต่ค่าเฟสยังคงเป็นสองเท่าของสัญญาณอินพุตของระบบเหมือนเดิมดังแสดงในรูปที่ 4.1 (b) ดังนั้นจะส่งผ่านสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรวมความถี่ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่เลือก โดยในการจำลองแบบครั้งนี้ได้เลือกวงจรเฟสดีเทคเตอร์แบบวงจรรวมเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก (Analogue multiplier phase detector) เป็นองค์ประกอบย่อยของระบบที่นำเสนอ ซึ่งจะประกอบไปด้วยวงจรร้อย 2 วงจร คือ วงจรรวม และวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน ในการตรวจจับค่าความต่างเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตของระบบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรรวมความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (d) ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบการตรวจจับเฟสที่นำเสนอนั้นไม่จำเป็นต้องใช้เฟสอ้างอิงจากเครื่องส่งในการตรวจจับเฟสที่เครื่องรับ



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย กับค่าความต่างเฟสของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ที่ใช้ วงจรรวมเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นองค์ประกอบของระบบ APDS ที่นำเสนอ โดยที่ กราฟ (*) แสดงผลทางทฤษฎี และกราฟเส้นทึบแสดงผลที่ได้จากการจำลองระบบ

รูปที่ 4.2 นี้จะแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยกับค่าความต่างเฟสตั้งแต่ 0 ถึง 2π ของระบบ APDS ที่นำเสนอ จากผลการจำลอง (เส้นทึบ) เปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎี (*) ในสมการที่ (3.6) พบว่าวงจรรวมเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกที่ใช้สร้างระบบ APDS ที่นำเสนอสามารถตรวจจับค่าความต่างเฟสของสัญญาณอยู่ในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ ตรงตามการวิเคราะห์ และจากกราฟในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าในช่วงของความต่างเฟสระหว่าง $(0 - \pi)$ นั้น ค่าความชัน

ของเส้นกราฟมีค่าประมาณ -2.14 หมายความว่าในช่วงนี้กราฟที่ได้จะเป็นฟังก์ชันลด ดังนั้นถ้าค่าความต่างเฟสของสัญญาณมีค่ามากขึ้นแล้ว ค่าขนาดเอาต์พุตเฉลี่ยของระบบ APDS ที่นำเสนอจะมีค่าลดลง

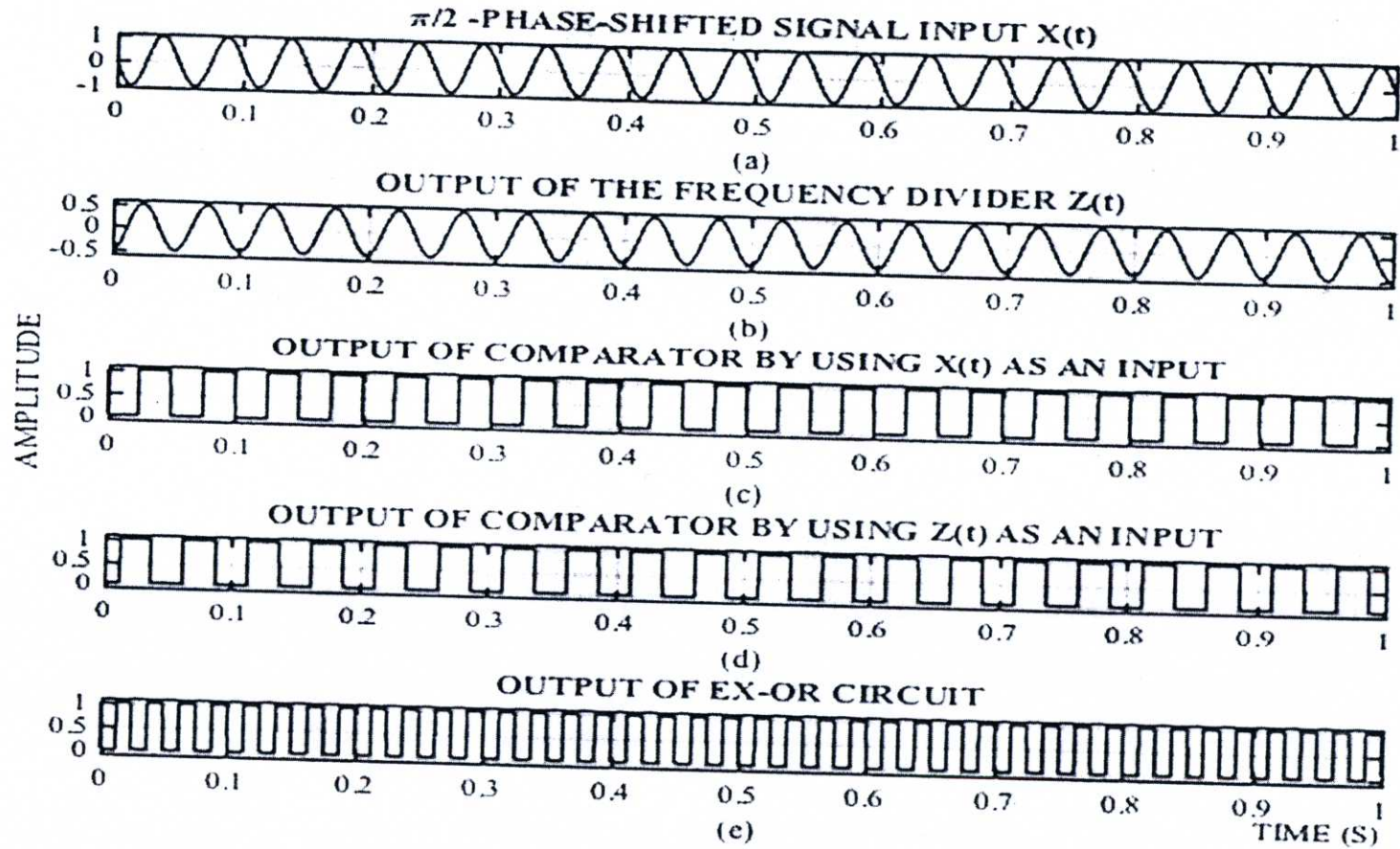
4.1.2. วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์

ในการจำลองแบบถนัดมายังคงเป็นการทดสอบคุณลักษณะของระบบตัวจับเฟส APDS โดยความแตกต่างนั้น อยู่ที่การเลือกวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่เป็นองค์ประกอบของระบบ APDS ซึ่งในการจำลองแบบนี้วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ได้ถูกเลือกมาใช้งาน ดังนั้นจากผลการจำลองในรูปที่ 4.3 อินพุตรูปโคไซน์ที่ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/2$ เรเดียน ของระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอและเอาต์พุตของวงจรหารความถี่นั้นถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.3 (a) และ (b) ตามลำดับ ซึ่งด้วยคุณลักษณะของวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์พบว่าทั้งสองสัญญาณจะต้องถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของสัญญาณสี่เหลี่ยมโดยวงจรคอมพาราเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.3 (c) และ (d) ตามลำดับ ก่อนที่กระบวนการเปรียบเทียบค่าความต่างเฟสของสัญญาณด้วยวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของระบบการตรวจจับค่าความต่างเฟส APDS ที่นำเสนอสามารถถูกแสดงในรูปที่ 4.3 (e)

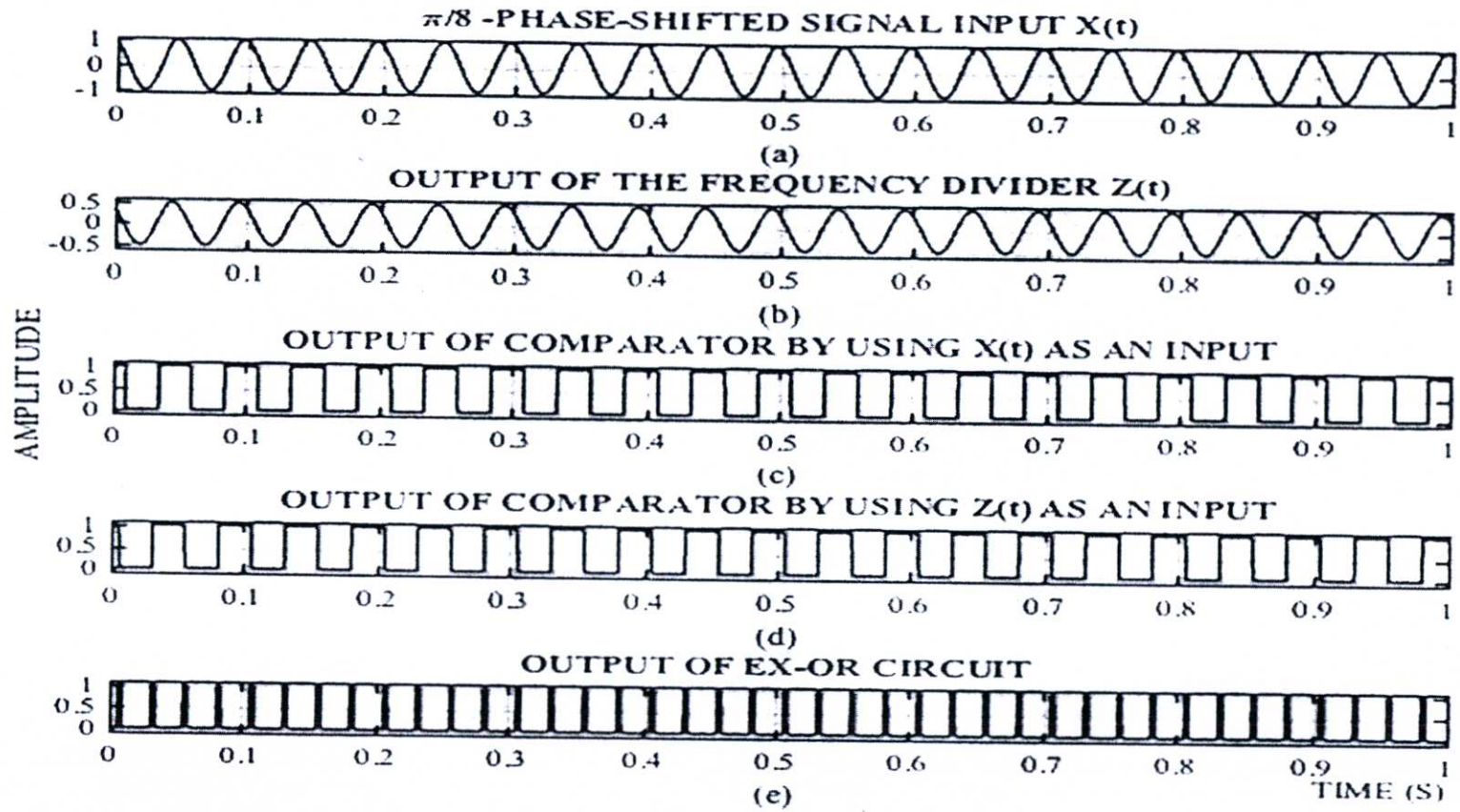
จากผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.4 เมื่อทำการเปลี่ยนค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณอินพุตรูปโคไซน์ของระบบการตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอเป็น $\pi/8$ เรเดียน พบว่าสัญญาณเอาต์พุตถูกแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 (e) จากผลการจำลองระบบตรวจจับเฟสสมบูรณ์ที่นำเสนอในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 สามารถทำให้สรุปได้ว่าค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณอินพุตนั้น เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความกว้างพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตของระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอ

ส่วนในรูปที่ 4.5 นี้จะแสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าดิวิตีไซเคิลกับค่าความต่างเฟส ($0 - 2\pi$) ของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ APDS ที่นำเสนอ พบว่าวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้สร้างระบบ APDS ที่นำเสนอสามารถตรวจจับค่าความต่างเฟสของสัญญาณอยู่ในช่วง $0^\circ - 180^\circ$ เท่านั้น จากกราฟในรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าในช่วงของความต่างเฟสระหว่าง $(0 - \pi)$ ดังนั้นถ้าค่าความต่างเฟสของสัญญาณมีค่ามากขึ้นแล้ว ค่าดิวิตีไซเคิลของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ APDS ที่นำเสนอจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ซึ่งจะสอดคล้องกับผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4

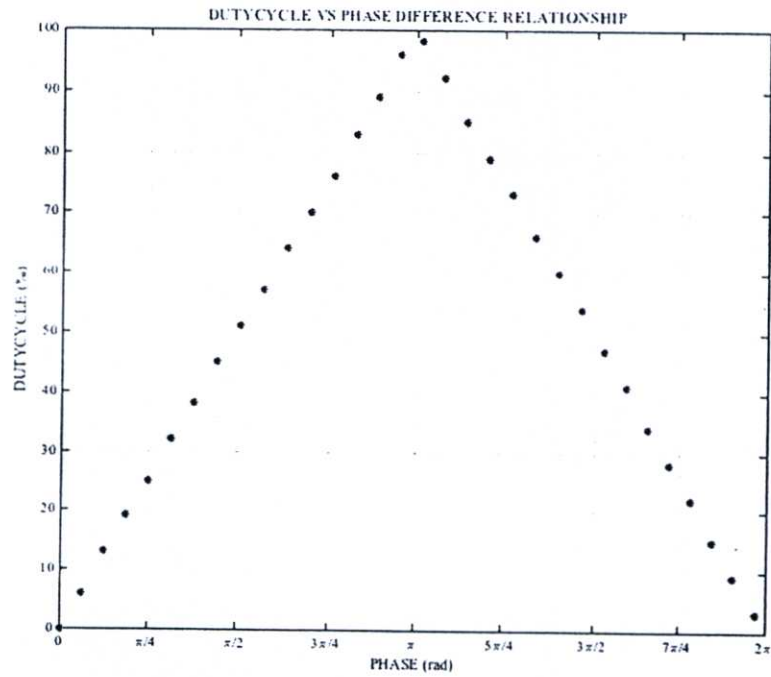
ในลำดับถัดมาจะแสดงผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอมาในการใช้เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ BPSK โดยในรูปที่ 4.6 (b) คือสัญญาณ BPSK ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากข้อมูล 16 บิต [0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1] โดยใช้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับ 10 Hz ดังแสดงในรูปที่ 4.6 (a) ในส่วนการทำงานของระบบนั้นจะป้อนสัญญาณ BPSK ให้เป็นอินพุตของระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอ โดยการจำลองแบบที่ 2 นี้ใช้โครงสร้างเดียวกันกับการจำลองแบบแรก คือใช้วงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกในการเปรียบเทียบความต่างเฟส ซึ่งจากผลการจำลองแบบพบว่ารูปที่ 4.6 (c) และ (d) แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหารความถี่ และเอาต์พุตของวงจรคูณสัญญาณตามลำดับ



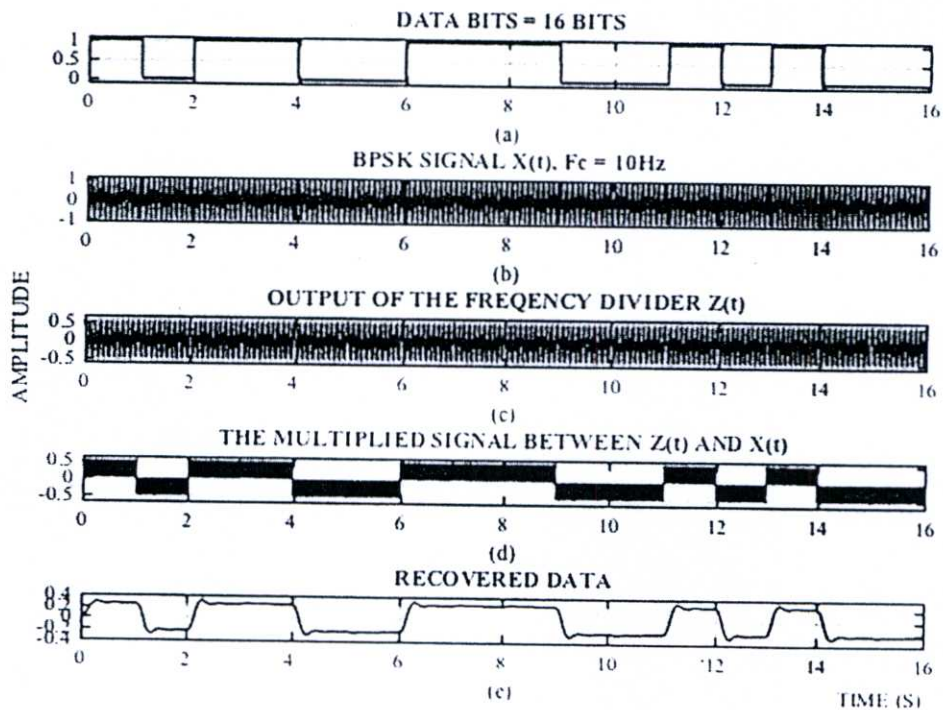
รูปที่ 4.3 ผลการจำลองแบบของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ โดยมีวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบ และมีสัญญาณอินพุตเป็นโคไซน์ฟังก์ชันที่ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/2$ เรเดียน



รูปที่ 4.4 ผลการจำลองแบบของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ โดยมีวงจรถ่ายเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบ และมีสัญญาณอินพุตเป็นโคไซน์ฟังก์ชันที่ถูกเลื่อนเฟสไป $\pi/8$ เรเดียน



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวชี้ไขเคลกับค่าความต่างเฟสของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ที่ใช้วงจรถ่ายเฟสล็อกเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบของระบบ APDS ที่นำเสนอ



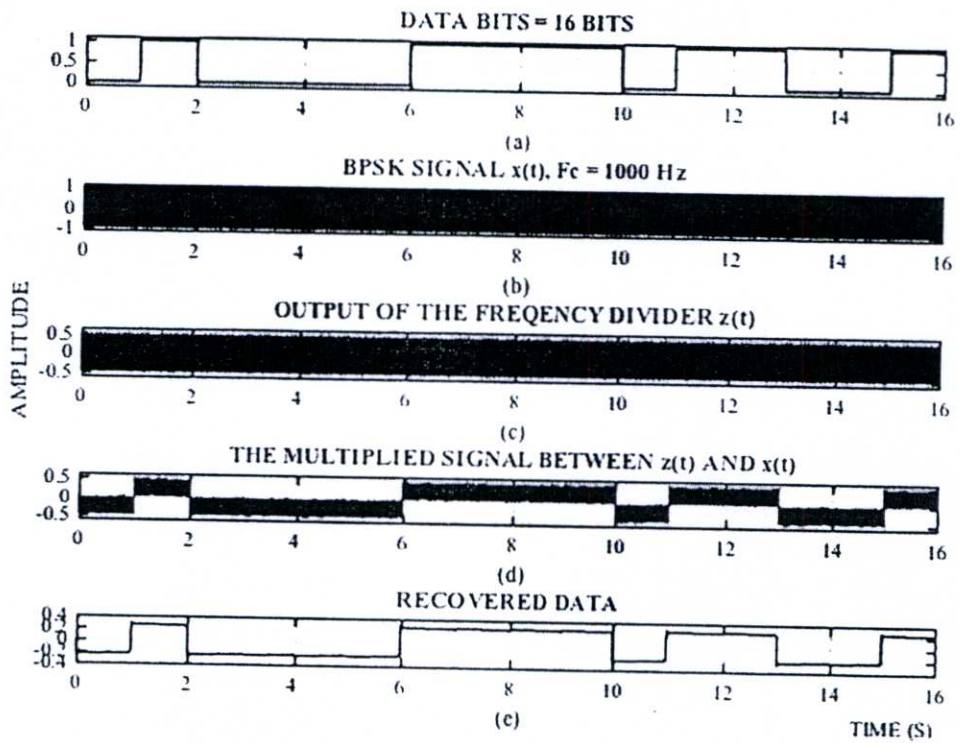
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองแบบของระบบการติดต่อแบบ BPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพหุมีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz

ดังนั้นในรูปที่ 4.6 (e) คือสัญญาณข่าวสาร 16 บิต ที่ถูกตีมอดูเลตด้วยการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอเป็นวงจร BPSK ตีมอดูเลเตอร์ โดยไม่จำเป็นต้องใช้เฟสอ้างอิงจากเครื่องส่งในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่เครื่องรับเหมือนกับเทคนิคการตีมอดูเลตสัญญาณ BPSK แบบเดิม นอกจากนั้นผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ BPSK เป็น 1kHz และ 10kHz การตีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอก็ยังสามารถกู้เอาสัญญาณข่าวสารกลับมาได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (bit error rate: BER) ของระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอนั้นได้ถูกวัดขึ้นในย่านความถี่ 10Hz ถึง 10kHz โดยทำการทดสอบจำนวน 100 ครั้งของแต่ละความถี่พบว่าไม่มีบิตผิดพลาดขึ้น

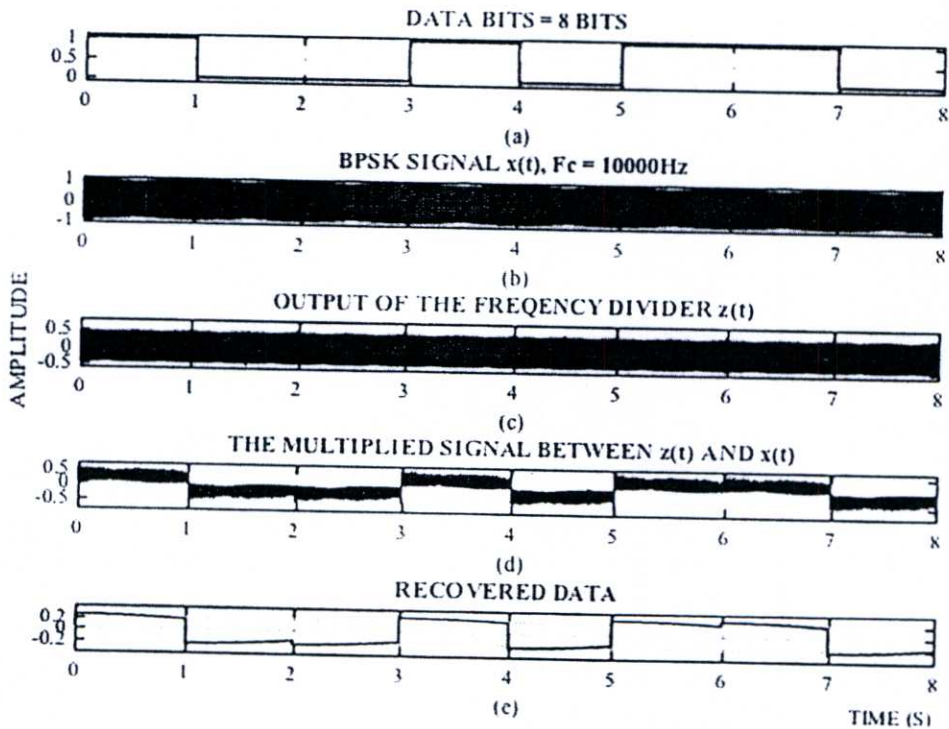
4.1.3. ผลการจำลองแบบระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบ APDS

ในส่วนนี้จะแสดงผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอมาใช้เป็นระบบการตีมอดูเลตสัญญาณ QPSK ในรูปที่ 4.9 (b) โดยใช้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับ 10Hz ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากข้อมูล 16 บิต [0111101001101000] ดังแสดงในรูปที่ 4.9 (a) จะถูกป้อนสัญญาณ QPSK ให้เป็นอินพุตของระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอ โดยใช้โครงสร้างเดียวกันกับการจำลองแบบแรก แต่เปลี่ยนวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อกเป็นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ในการเปรียบเทียบความต่างเฟส เนื่องจากวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่จะนำมาเป็นองค์ประกอบจะต้องมีย่านในการตรวจจับระหว่าง 0° และ 360° เนื่องด้วยคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงค่าเฟสของสัญญาณ QPSK ดังนั้นสัญญาณอินพุตของวงจร โมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์จึงต้องเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม ระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอจึงต้องใช้วงจรคอมพาราเตอร์ในการเปลี่ยนสัญญาณ QPSK อินพุตและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรหารความถี่ โดยจากสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันโคไซน์ ให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 4.9 (b) และ (d) ตามลำดับ

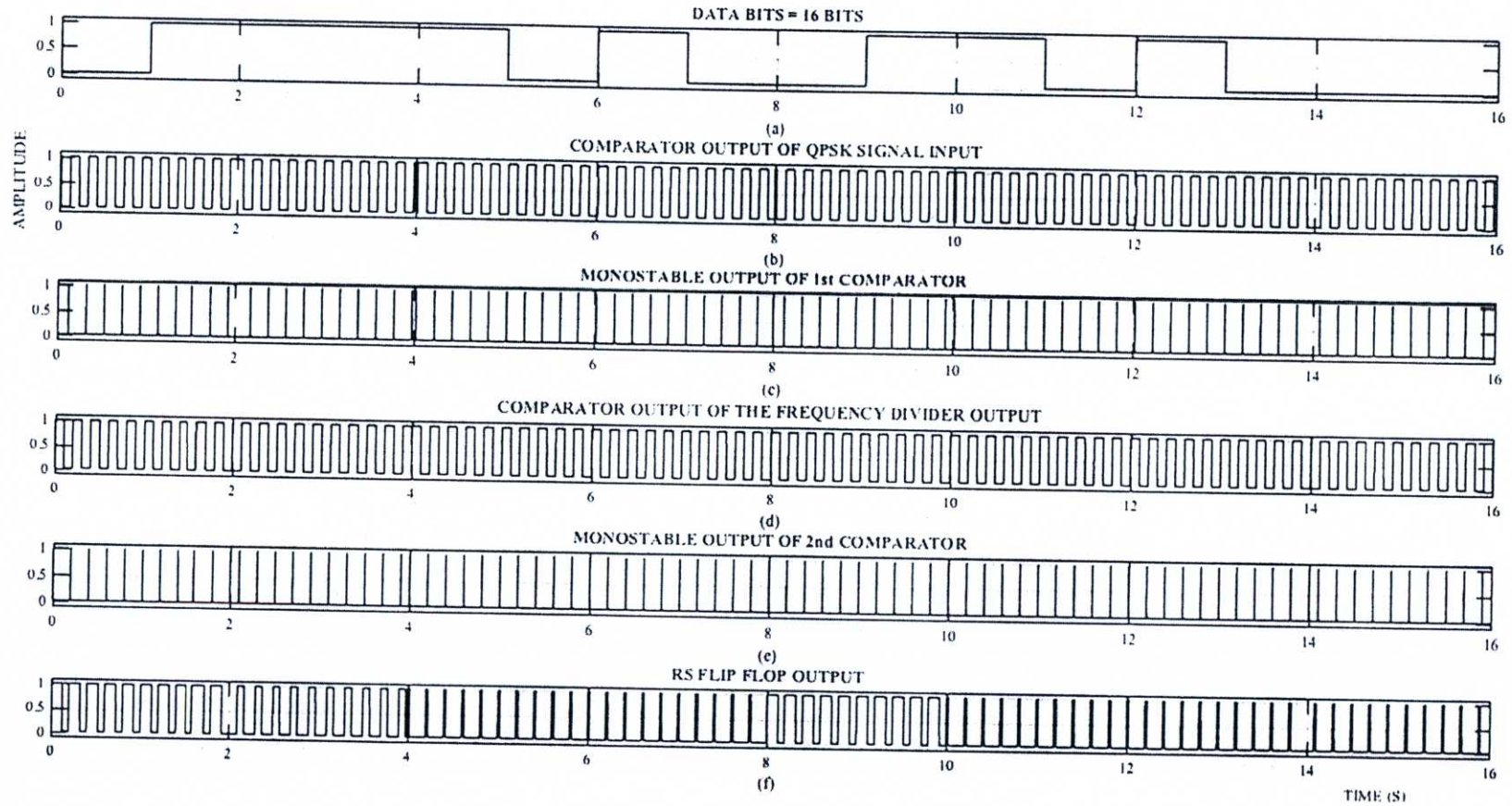
หลังจากนั้นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์จะทำหน้าที่ในการผลิตสัญญาณพัลส์เทรน ดังแสดงในรูปที่ รูปที่ 4.9 (c) และ (e) เพื่อเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรอาร์เอส ฟลิปฟลอป ซึ่งจะได้ผลการจำลองแบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 (f) ซึ่งพบว่า คือค่าความต่างเฟสที่ระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอสามารถตรวจจับได้ และจากผลการจำลองแบบแสดงให้เห็นว่าค่าความกว้างของพัลส์ที่ตรวจจับได้จะมีขนาดที่ต่างกัน 4 แบบ ดังนั้นเมื่อนำมาผ่านกระบวนการแมทซิงก็จะได้สัญญาณข่าวสาร 16 บิต กลับคืนมา ดังแสดงในรูปที่ 4.10 จึงสามารถสรุปได้ว่าระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นเป็นวงจร QPSK ตีมอดูเลเตอร์ โดยไม่จำเป็นต้องใช้เฟสอ้างอิงจากเครื่องส่งในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่เครื่องรับเหมือนกับเทคนิคการตีมอดูเลตสัญญาณ QPSK แบบเดิม นอกจากนั้นผลการจำลองแบบในรูปที่ 4.11 และรูปที่ 4.12 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ QPSK เป็น 20Hz และ 50Hz ระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอก็ยังสามารถกู้เอาสัญญาณข่าวสารกลับมาได้อย่างถูกต้องสมบูรณ์



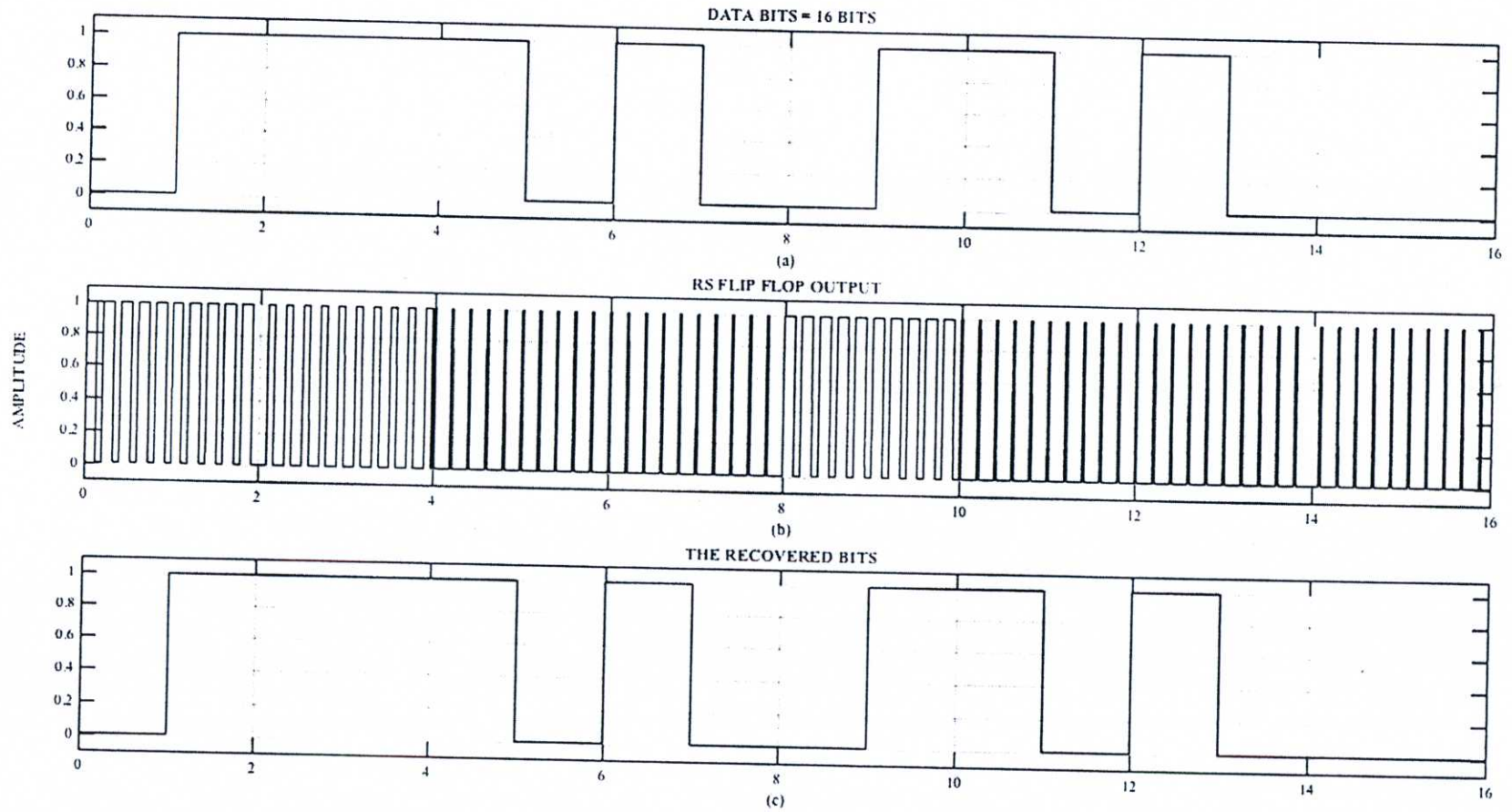
รูปที่ 4.7 ผลการจำลองแบบของระบบการติดต่อแบบ BPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพาหามีค่าความถี่เท่ากับ 1000Hz



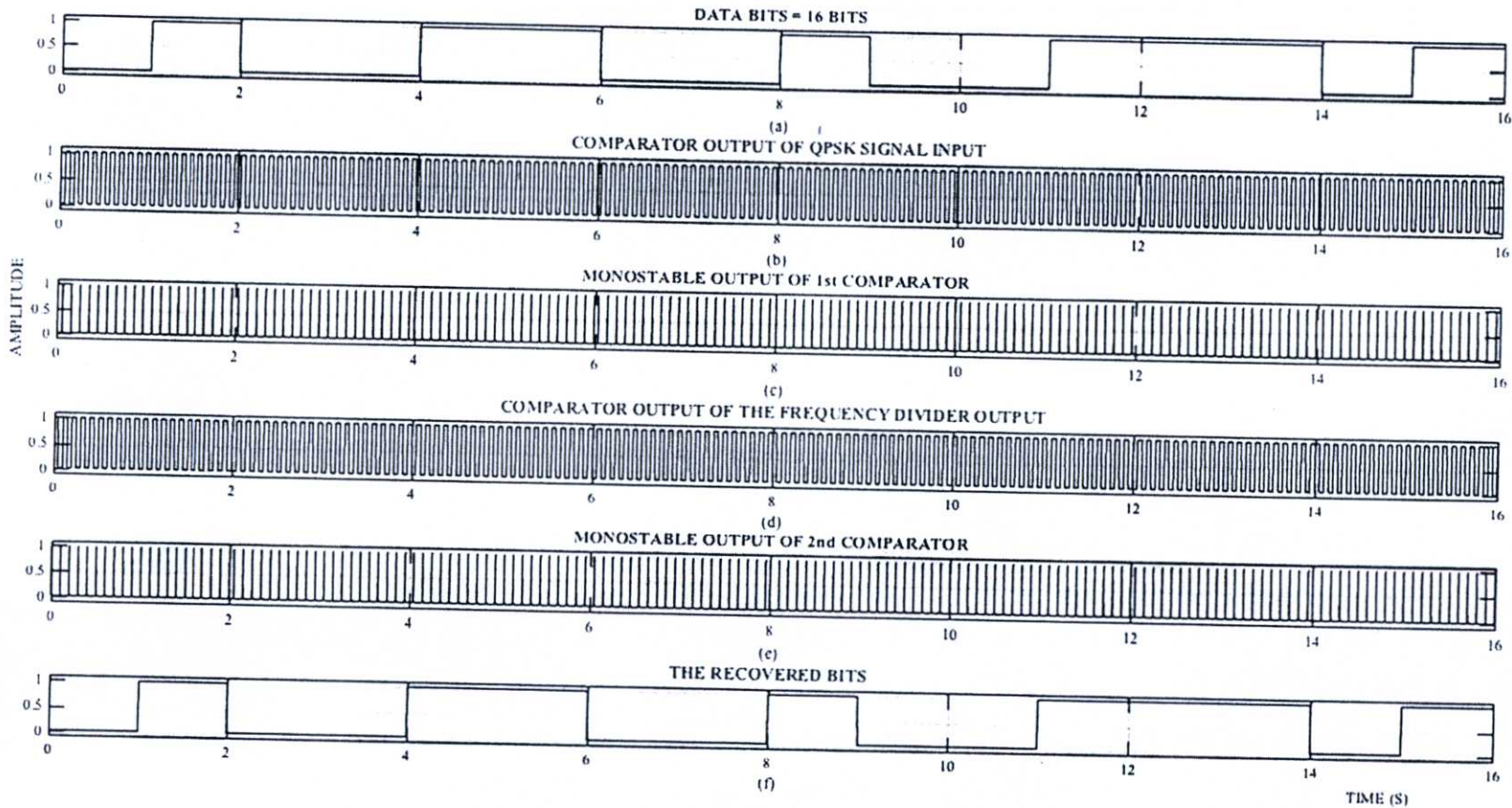
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองแบบของการติดต่อแบบ BPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณคลื่นพาหามีค่าความถี่เท่ากับ 10000Hz



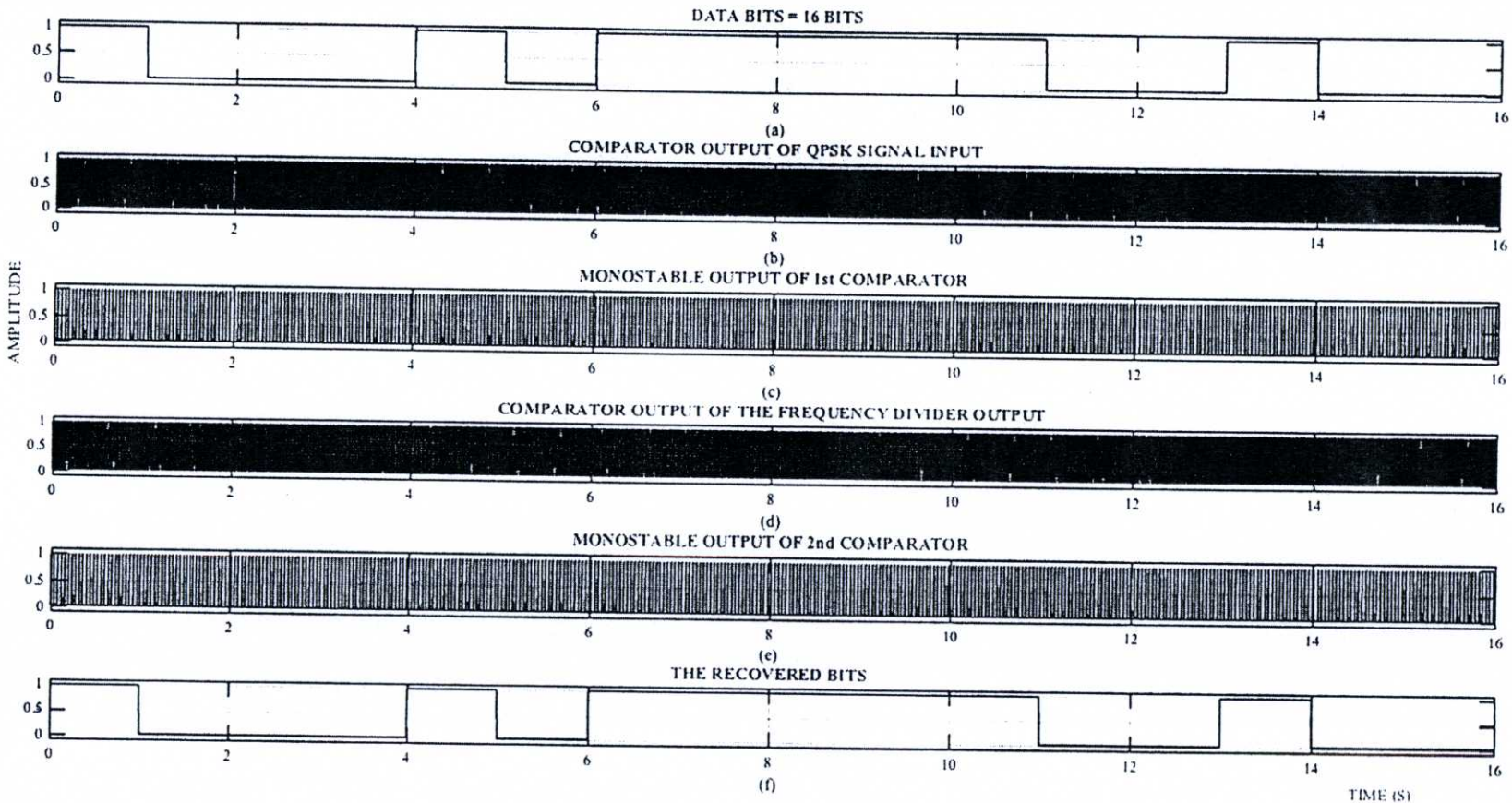
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่
เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองแบบระบบการติดต่อเลขแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่
 ที่ผ่านกระบวนการแมทซิงเพื่อกู้เอาสัญญาณข่าวสารกลับคืนมา เมื่อสัญญาณคลื่นพามีค่าความถี่เท่ากับ 10Hz



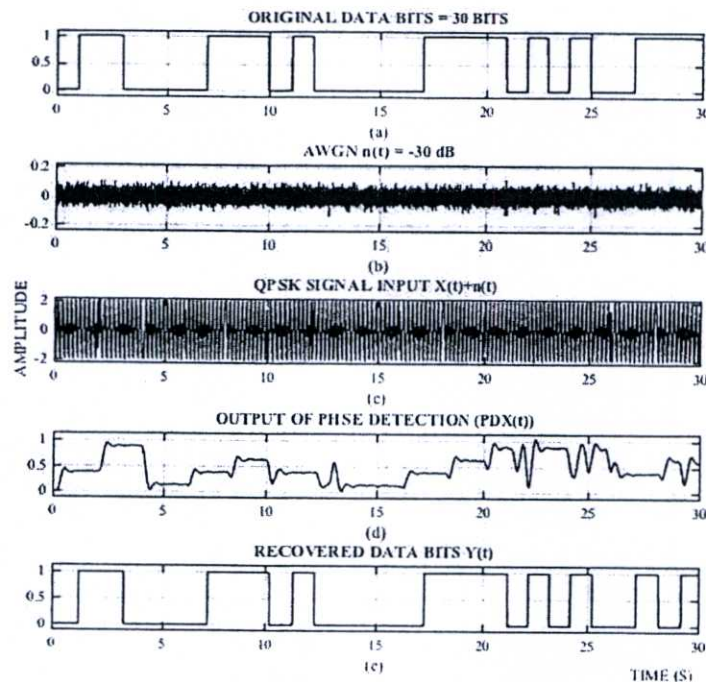
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ เมื่อสัญญาณคลื่นพาหามีค่าความถี่เท่ากับ 20Hz



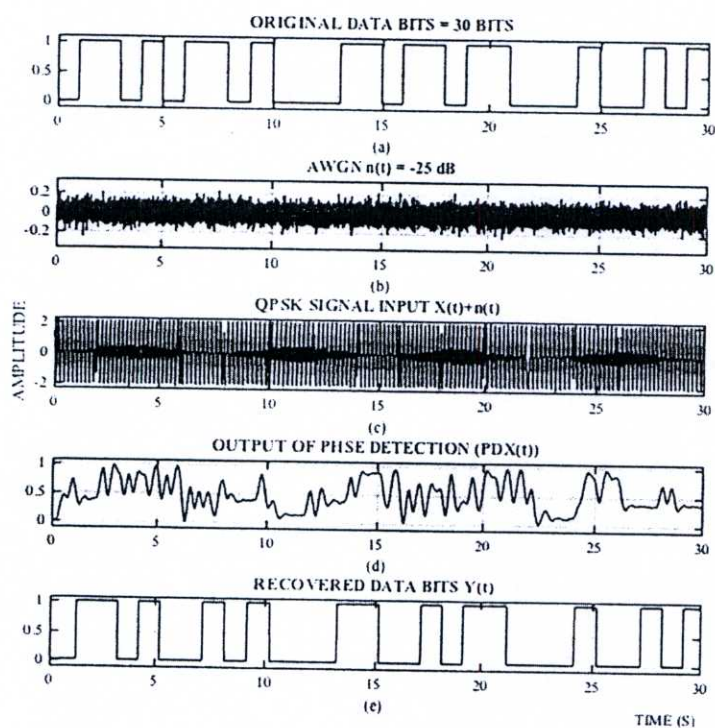
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ เมื่อสัญญาณคลื่นพาห้มีค่าความถี่เท่ากับ 50Hz

4.1.4. ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบ APDS ในช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว AWGN

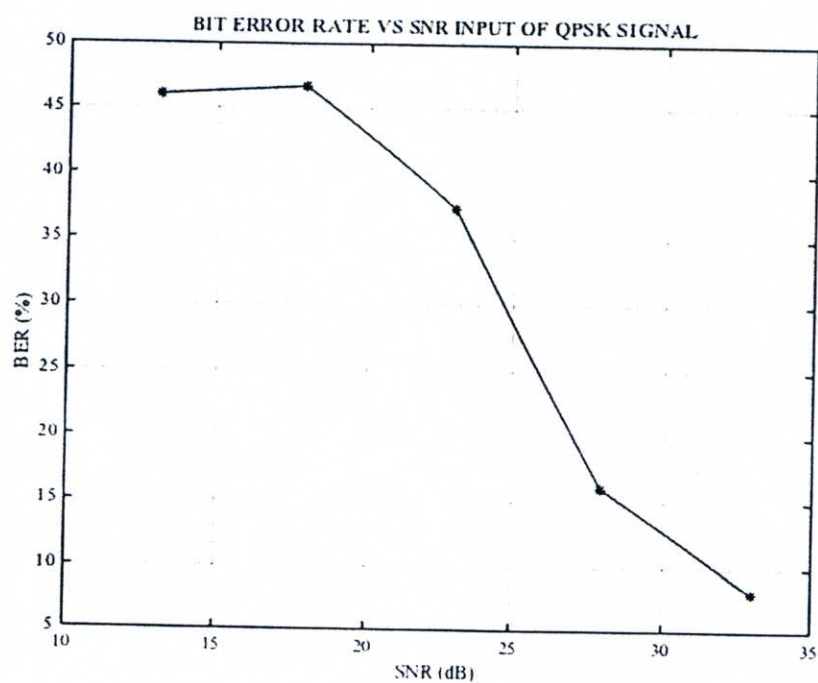
ในการจำลองแบบส่วนนี้เป็นการทดสอบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ ในช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว (Additive white Gaussian noise: AWGN) สัญญาณ QPSK ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน -30 dB และ -25 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.13 (b) และ รูปที่ 4.14 (b) ตามลำดับ จะถูกป้อนให้กับระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอ เพื่อใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพของระบบ โดยในทุกการจำลองแบบนั้น สัญญาณ (a) ในรูปที่ 4.13 และ รูปที่ 4.14 คือสัญญาณข่าวสารจำนวน 30 บิต ดังนั้นสัญญาณ QPSK ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวเพื่อป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตของระบบถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.13 (c), และรูปที่ 4.14 (c) ตามลำดับ ระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอก็จะทำการกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.13 (d) และรูปที่ 4.14 (d) ตามลำดับ ส่วนในรูปที่ 4.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเอสเอ็นอาร์อินพุตของสัญญาณ QPSK (13 dB, 18 dB, 23 dB, 28 dB และ 33 dB) ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวกับอัตราความผิดพลาดบิต (BER) พบว่าเมื่อค่าเอสเอ็นอาร์เพิ่มขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตจะมีค่าลดลง



รูปที่ 4.13 ผลการจำลองแบบระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่เมื่อสัญญาณอินพุตถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวขนาด -30 dB



รูปที่ 4.14 ผลการจำลองแบบระบบการติดต่อแบบ QPSK บนพื้นฐานของระบบการตรวจจับเฟสสมัยรูปแบบใหม่เมื่อสัญญาณอินพุตถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวขนาด -25 dB



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเอสเอ็นอาร์อินพุตกับค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบการติดต่อแบบ QPSK ที่นำเสนอ

4.1.5. ผลการจำลองแบบระบบ APDS และการประยุกต์ใช้งานระบบเป็นวงจรถูก BPSK และ QPSK ตีมอดูเลเตอร์โดยใช้โปรแกรม PSPICE

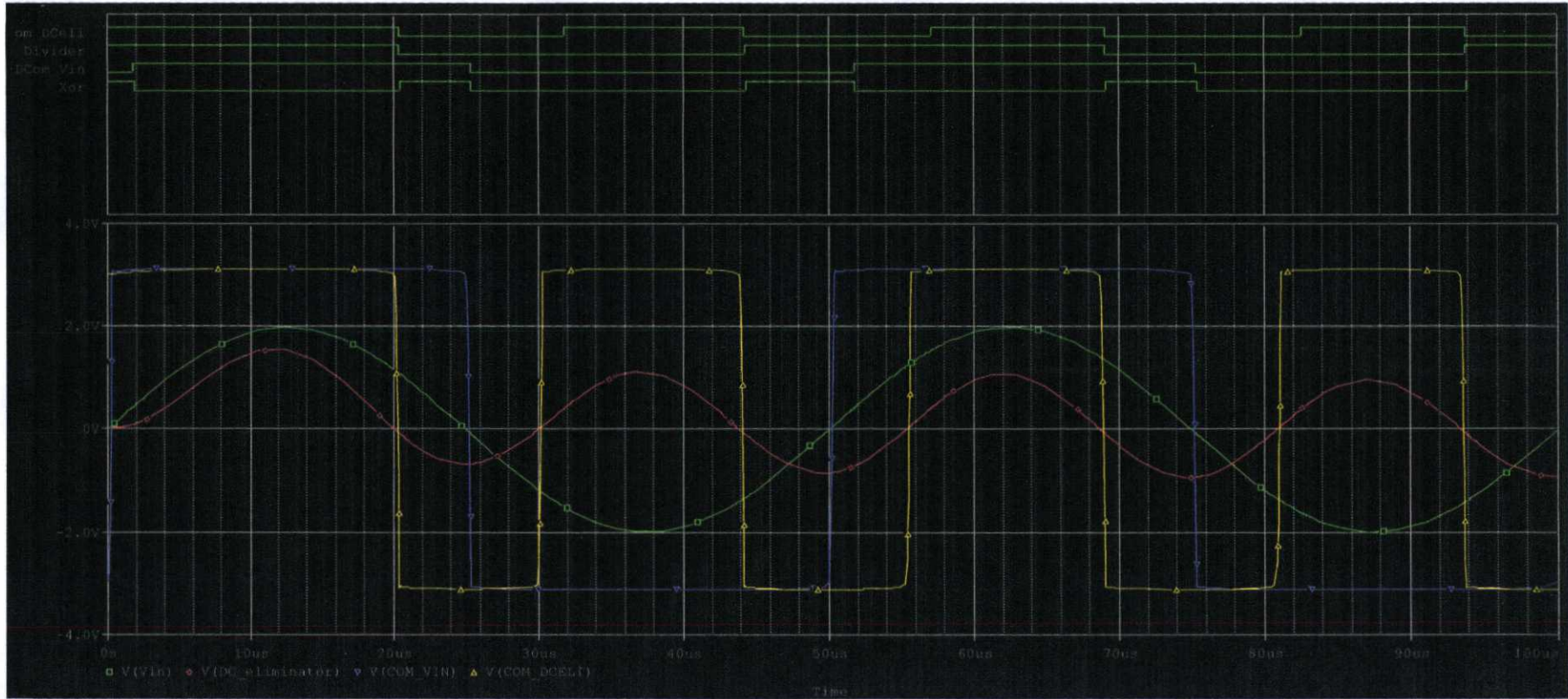
ผลการทดลองในส่วนนี้ ได้มาจากการใช้โปรแกรม PSPICE ในการจำลองแบบระบบตรวจจับเฟส APDS ที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 4.16 โดยเลือกวงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เป็นส่วนหนึ่งของเฟสดีเทคเตอร์ เพื่อจำลองการทำงานของระบบบนพื้นฐานการทำงานของวงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์ นอกจากนี้การวิเคราะห์ทางทฤษฎีที่กล่าวมาในหัวข้อที่ 3.1 ถึง 3.5 นั้น ผลการทดลองและการวิเคราะห์เกี่ยวกับผลกระทบที่เกิดขึ้นของวงจรวจรภายในที่เป็นองค์ประกอบของระบบที่นำเสนอ และผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณรบกวนที่มีต่อระบบที่นำเสนอจะถูกนำเสนอในหัวข้อที่จะกล่าวต่อไปนี้ด้วย ผลการจำลองแบบของระบบในหัวข้อนี้จะช่วยทำให้ผู้อ่านสามารถนำความรู้ไปใช้ในการสร้างวงจรถูกเพื่อนำมาใช้งานจริงได้ ซึ่งผลการจำลองระบบจะถูกแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ 1) ผลการจำลองระบบสำหรับทดสอบคุณลักษณะของระบบ APDS ที่นำเสนอ, 2) ผลการจำลองการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS เป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ BPSK และ 3) ผลการจำลองการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS เป็นระบบการตีมอดูเลตแบบ QPSK

ในรูปที่ 4.17 สัญญาณคลื่นรูปไซน์ขนาด 1 โวลต์ (V(vin): สีเขียว) ความถี่ 20kHz และมีค่าเฟสเริ่มต้นที่ 0° ถูกสร้างขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอ โดยการป้อนสัญญาณไซน์นี้ให้เป็นอินพุตของวงจรถูกกำลังสองเพื่อเพิ่มค่าความถี่ และเฟสของสัญญาณให้มีค่าเป็น 2 เท่า หลังจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกป้อนให้กับวงจรถูกกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงจะได้สัญญาณเอาต์พุต (V (DC_eliminator): สีแดง) เนื่องจากการจำลองแบบระบบตรวจจับเฟสในหัวข้อนี้ได้เลือกวงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบที่ใช้ในการตรวจจับค่าเฟส ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรวจรเปรียบเทียบสัญญาณในการแปลงสัญญาณอินพุตรูปไซน์ (V(vin)) และ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรถูกกำจัดค่าสัญญาณไฟตรง (V (DC_eliminator)) ให้อยู่ในรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (DCom_Vin: สีม่วง) และ (DCom_DCeli: สีเหลือง) ตามลำดับ หลังจากนั้นจะป้อนสัญญาณ (DCom_DCeli) ให้เป็นอินพุตของวงจรถูกกำจัดค่าความถี่ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุต (F_Divider) จะมีค่าความถี่ลดลงครึ่งหนึ่งแต่ค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณยังมีค่าเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต V(vin) เพื่อตรวจจับค่าความต่างเฟส วงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์จะถูกป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณคือ (DCom_V(vin)) และ (F_Divider) ซึ่งจะพบว่าสัญญาณเอาต์พุต (Xor) ของวงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตจะอยู่ในรูปของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่าตัวชี้ไขเคลคองที่

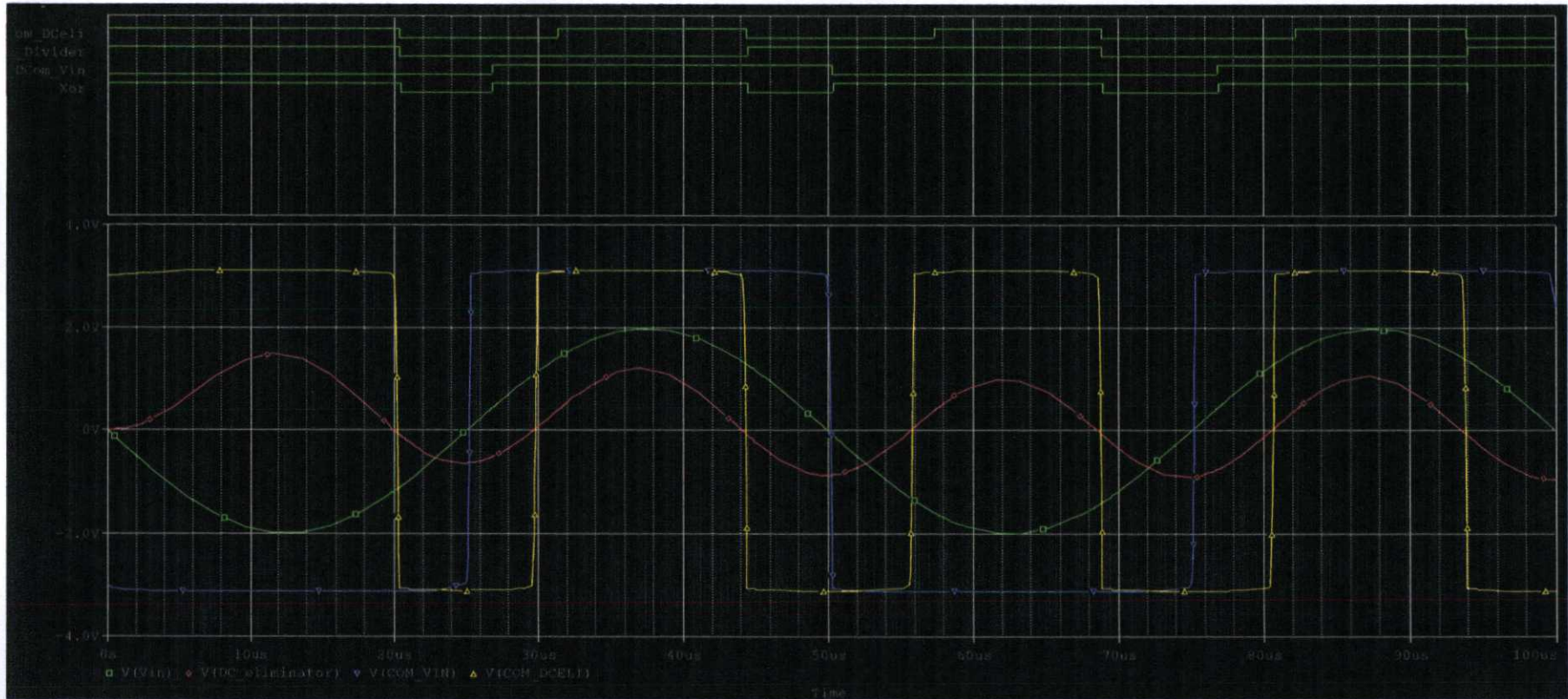
ถัดมาในส่วนของการจำลองแบบในรูปที่ 4.18 นั้นได้มาจากการจำลองแบบเช่นเดียวกับกับผลในรูปที่ 4.17 แต่ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าเฟสเริ่มต้นเท่ากับ 180° ซึ่งจากผลการจำลองแบบพบว่าค่าตัวชี้ไขเคลคองของสัญญาณเอาต์พุต (Xor) ก็มีค่าคงที่เช่นกัน แต่พัลส์ที่ได้มีขนาดกว้างกว่าพัลส์ของสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 4.17 ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวชี้ไขเคลคองของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรวจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์ และเฟสของสัญญาณอินพุตจะสอดคล้องกับกราฟในรูปที่ 4.5 คือค่าความต่างเฟสของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นแล้ว ค่าตัวชี้ไขเคลคองของสัญญาณเอาต์พุตจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ลำดับต่อมาจะเป็นผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS ที่นำเสนอมาใช้เป็นวงจรถูกตีมอดูเลตสัญญาณ BPSK โดยในการจำลองแบบในส่วนนี้ยังใช้บล็อกไดอะแกรมเดิมในรูปที่ 4.16 และผลการจำลองแบบที่ได้จะมีการจัดวางรูปสัญญาณเหมือนกัน

กับรูปที่ 4.18 แต่ต่างกันที่สัญญาณอินพุตซึ่งในการจำลองแบบส่วนนี้จะใช้สัญญาณ BPSK ที่สร้างขึ้นจากสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 40kHz ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.19 เป็นสัญญาณอินพุตของระบบ (V(vin_BPSK): สีม่วง) และป้อนสัญญาณ BPSK ให้เป็นอินพุตของวงจรยกกำลังสองเพื่อเพิ่มค่าความถี่ และเฟสของสัญญาณให้มีค่าเป็น 2 เท่า หลังจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกป้อนให้กับวงจรกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงจะได้สัญญาณเอาต์พุต (V (DC_eliminator): สีเขียว) เนื่องจากการจำลองแบบระบบตรวจจับเฟสในหัวข้อนี้ได้เลือกวงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบที่ใช้ในการตรวจจับค่าเฟส ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณในการแปลงรูปสัญญาณ สัญญาณ BPSK อินพุต (V(vin_BPSK)) และ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำจัดค่าสัญญาณไฟตรง (V (DC_eliminator)) ให้อยู่ในรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (DCom_Vin) และ (DCom_DCeli) ตามลำดับ หลังจากนั้นจะป้อนสัญญาณ (DCom_DCeli) ให้เป็นอินพุตของวงจรหารค่าความถี่ ซึ่งพบว่าสัญญาณเอาต์พุต (F_Divider) จะมีค่าความถี่ลดลงครึ่งหนึ่งแต่ค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณยังมีค่าเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต V(vin) เพื่อตรวจจับค่าความต่างเฟส วงจรเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกตเฟสดีเทคเตอร์จะถูกป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณคือ ((DCom_V(vin)) และ (F_Divider) ซึ่งผลการจำลองแบบแสดงให้เห็นว่าระบบติมอดูเลตสัญญาณ BPSK ที่นำเสนอสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับมาได้ดังแสดงได้จากสัญญาณเอาต์พุต (XOR) ที่มีลักษณะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีค่าดิวิตซ์ไคเคิลแตกต่างกัน 2 ขนาด (57.14%: บิต 0 และ 71.42%: บิต 1) โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าค่าดิวิตซ์ไคเคิลของสัญญาณเอาต์พุตจะมีการเปลี่ยนแปลงตรงตำแหน่งการเปลี่ยนบิตของข้อมูลข่าวสาร (V(Data): สีแดง)

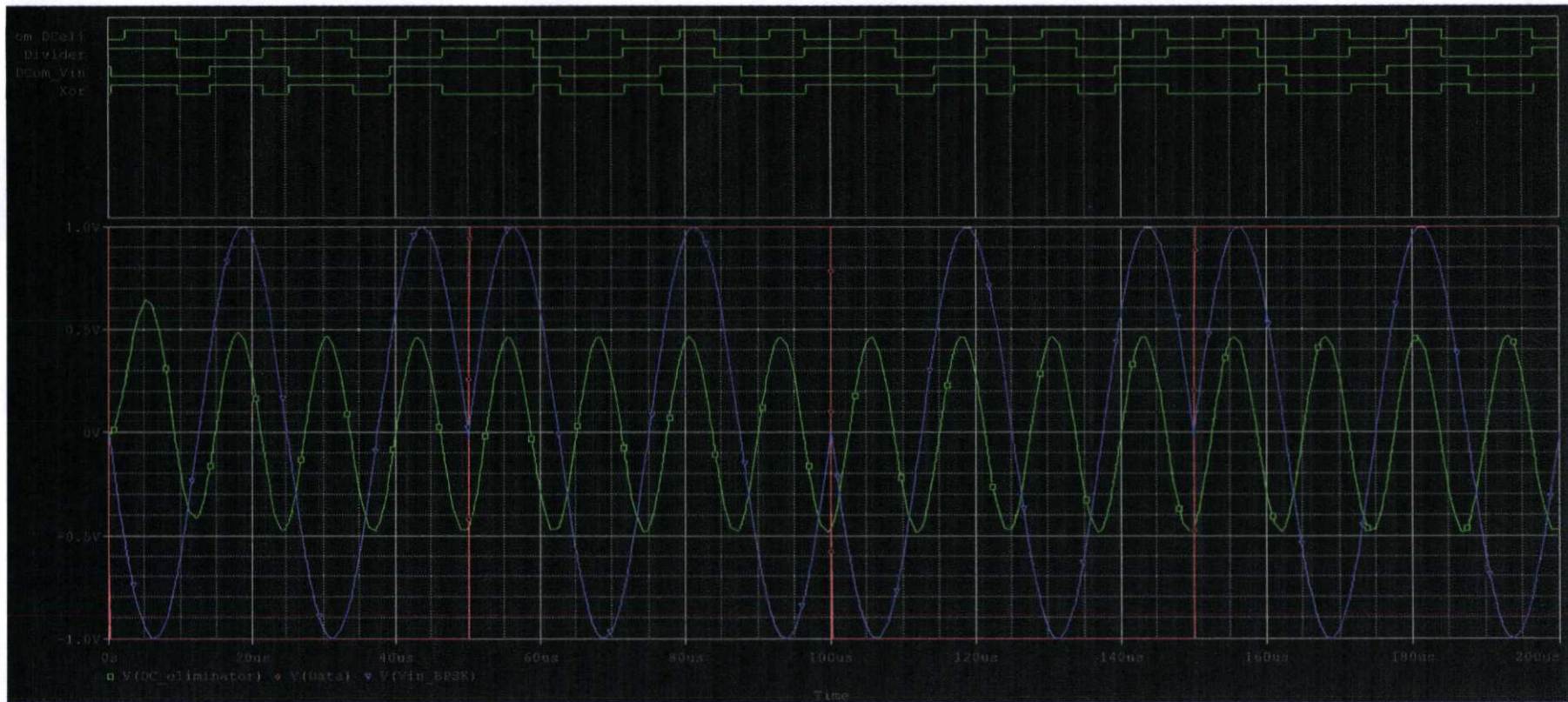
ถัดมาจะเป็นผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบ APDS ที่นำเสนอมาใช้เป็นวงจรติมอดูเลตแบบ QPSK โดยในการจำลองแบบในส่วนนี้ยังใช้บล็อกไดอะแกรมเดิมในรูปที่ 4.16 แต่ต่างกันที่วงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์ จะถูกเลือกมาเป็นองค์ประกอบของระบบเพื่อใช้ในการตรวจจับเฟสของสัญญาณ ซึ่งในการจำลองแบบส่วนนี้จะใช้สัญญาณ QPSK ที่สร้างขึ้นจากบิตของข้อมูลข่าวสาร (00011011) (V(Data): สีแดงและสีเขียว) และสัญญาณคลื่นพาห้ที่ความถี่ 40kHz ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.20 เป็นสัญญาณอินพุตของระบบ (V(vin_QPSK) : สีม่วง) และป้อนสัญญาณ QPSK ให้เป็นอินพุตของวงจรยกกำลังสองเพื่อเพิ่มค่าความถี่ และเฟสของสัญญาณให้มีค่าเป็น 2 เท่า หลังจากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะถูกป้อนให้กับวงจรกำจัดค่าสัญญาณไฟตรงจะได้สัญญาณเอาต์พุต (V (DC_eliminator)) เนื่องจากการจำลองแบบระบบตรวจจับเฟสในหัวข้อนี้ได้เลือกวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอส ฟลิปฟลอปเฟสดีเทคเตอร์เป็นองค์ประกอบที่ใช้ในการตรวจจับค่าเฟส ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณในการแปลงรูปสัญญาณ สัญญาณ QPSK อินพุต (V(vin_QPSK)) และ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกำจัดค่าสัญญาณไฟตรง (V (DC_eliminator)) ให้อยู่ในรูปสัญญาณสี่เหลี่ยม (DCom_Vin) และ (DCom_DCeli) ตามลำดับ หลังจากนั้นจะป้อนสัญญาณ (DCom_DCeli) ให้เป็นอินพุตของวงจรหารค่าความถี่ ซึ่งพบว่าสัญญาณเอาต์พุต (F_Divider) จะมีค่าความถี่ลดลงครึ่งหนึ่งแต่ค่าเฟสเริ่มต้นของสัญญาณยังมีค่าเป็น 2 เท่า เมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต V(vin_QPSK) หลังจากนั้นป้อนสัญญาณ (DCom_Vin) และ (F_Divider) ให้เป็นอินพุตของวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ พบว่าอิมพัลส์เทรนเอาต์พุต แสดงได้ตั้งสัญญาณ (Mono_Vin) และ (Mono_FD V) ตามลำดับ



รูปที่ 4.17 ผลการจำลองแบบระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่ โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ $\sin(20 \times (2\pi) \times 10^4 t)$



รูปที่ 4.18 ผลการจำลองแบบระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ โดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณ $\sin(20 \times (2\pi) \times 10^4 t + \pi)$



รูปที่ 4.19 ผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสัมพันธ์แบบใหม่เป็นระบบการมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 4.20 ผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานระบบการตรวจจับเฟสสี่มบอร์นแบบใหม่เป็นระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK โดยใช้บิตสัญญาณข่าวสาร (00011011) ในการสร้างสัญญาณ QPSK อินพุต

(DCom_Vin) และ (F_Divider) ให้เป็นอินพุตของวงจรมอนอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ พบว่าอิมพัลส์เทรนเอาต์พุต แสดงได้ตั้งสัญญาณ (Mono_Vin) และ (Mono_FD V) ตามลำดับ เพื่อทำการตรวจจับค่าความต่างเฟส จะป้อนสัญญาณ(Mono_Vin) และ (Mono_FD V) ให้เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรรีเอสฟลิปฟลอป สัญญาณเอาต์พุต (RS_FilpFlop) ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.20

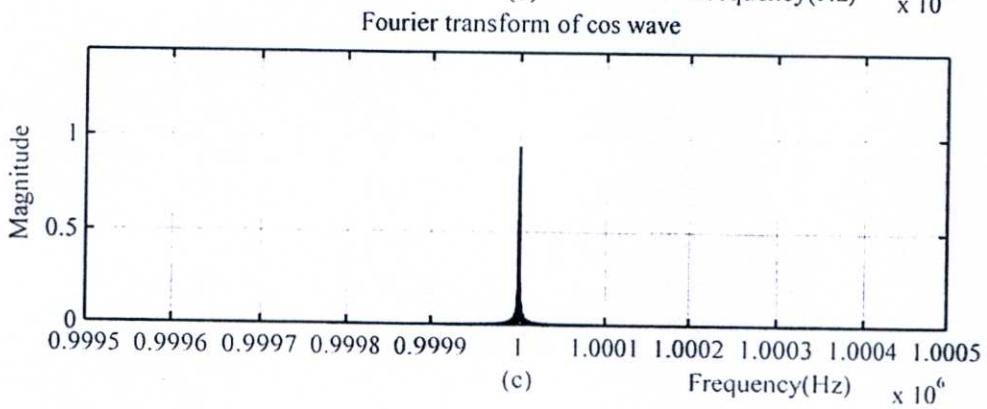
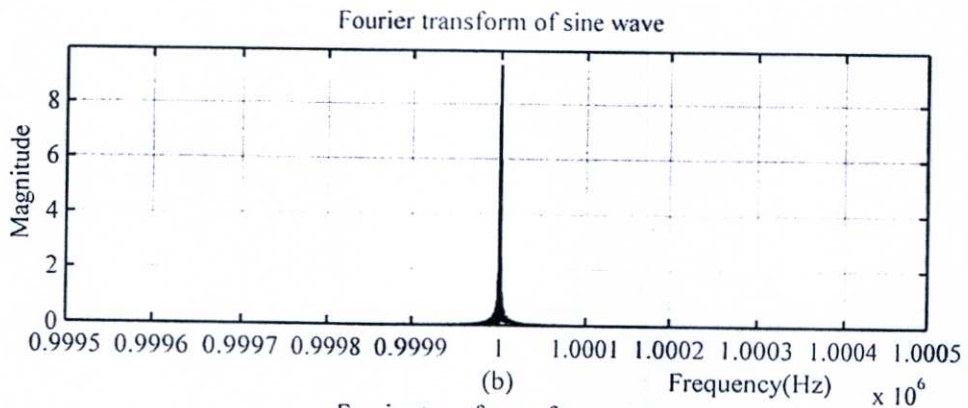
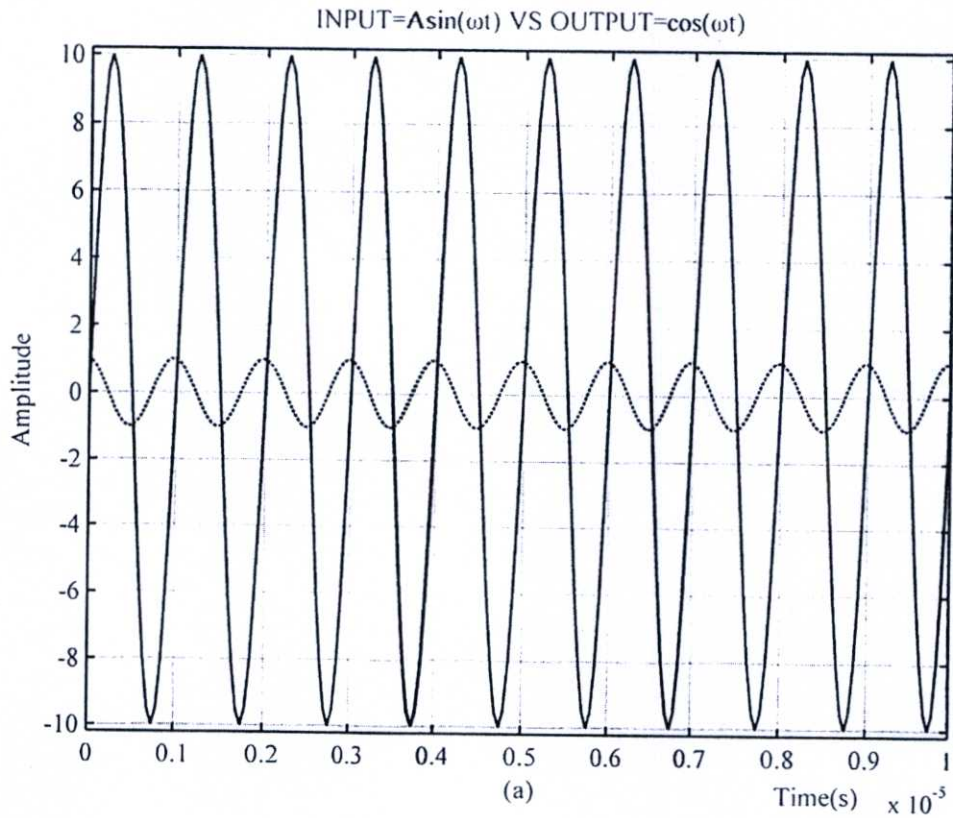
จากผลสัญญาณเอาต์พุต (RS_FilpFlop) ที่ได้พบว่าจะเกิดค่าขนาดของพัลส์ของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ผิดพลาดทุกๆการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ QPSK เนื่องจาก วงจรรีเอสฟลิปฟลอปสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ค่าขนาดของพัลส์ที่ผิดพลาดทุกๆ การเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณ QPSK ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบการติมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้กับระบบที่ต้องทำงานแบบเรียลไทม์ แต่ระบบติมอดูเลตสัญญาณ QPSK ที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพกับระบบการประมวลผลสัญญาณแบบเป็นเฟรม ดังแสดงในผลการจำลองแบบรูปที่ 4.9 ถึงรูปที่ 4.15

4.2 ผลการจำลองของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ และการนำระบบที่นำเสนอมาใช้งานเป็นระบบการติมอดูเลตทางขนาด, ระบบการติมอดูเลตทางความถี่ และ ระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง

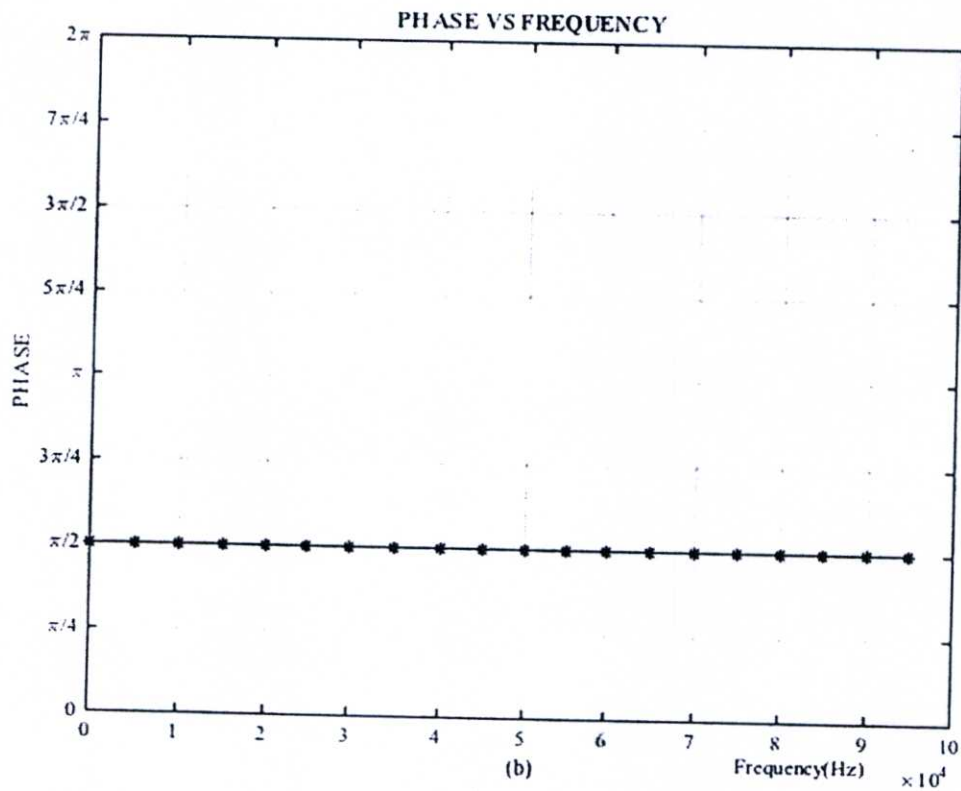
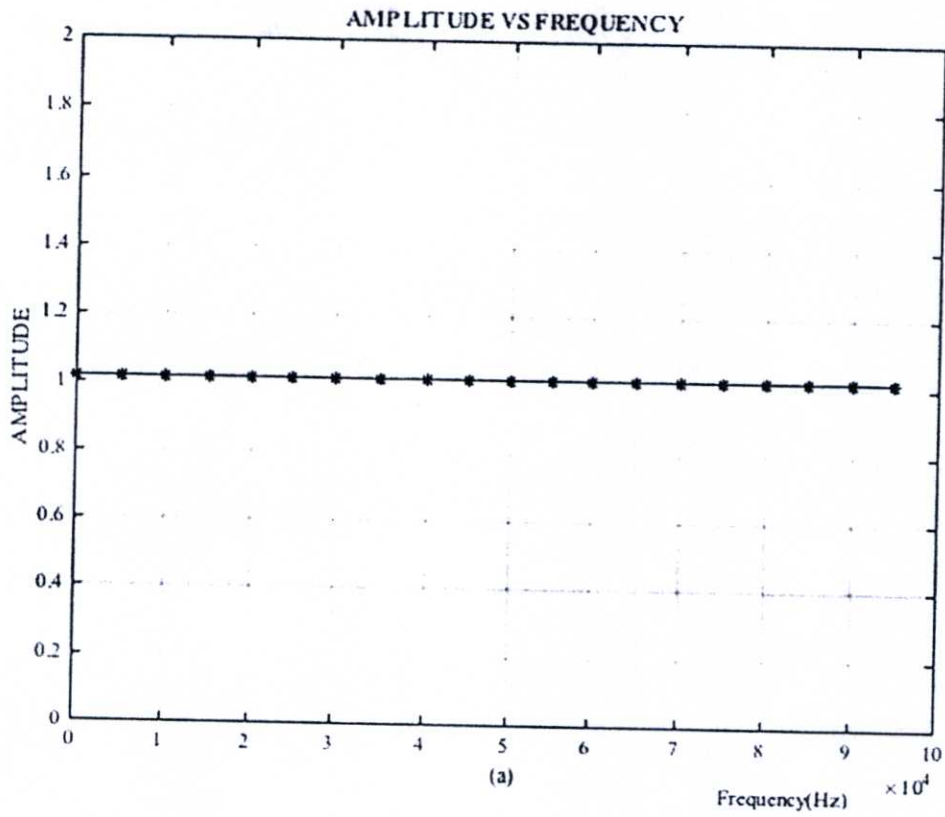
ในบทที่ 4 นี้ นอกจากจะแสดงถึงผลการจำลองแบบของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่แล้ว ยังแสดงผลการจำลองแบบของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ โดยจะแบ่งผลการจำลองแบบออกเป็นสองส่วน คือส่วนที่หนึ่งจะเป็นส่วนแสดงผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบ โดยสามารถแสดงได้ในผลการจำลองแบบหัวข้อที่ 4.2.1 และ 4.2.2 ส่วนที่สองคือการนำระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติมาประยุกต์ใช้งานกับระบบการสื่อสาร แสดงได้ในผลการจำลองแบบหัวข้อที่ 4.2.3 ถึงหัวข้อที่ 4.2.5

4.2.1. ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านเฟส และขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ

ในการจำลองแบบที่ 4.2.1 สัญญาณไซน์ ขนาด 10 โวลต์ ความถี่ 1 MHz ถูกใช้เป็นอินพุตของระบบที่นำเสนอดังแสดงในรูปที่ 4.21 (a) เพื่อต้องการตรวจสอบคุณลักษณะด้านการควบคุมทางขนาดของระบบที่นำเสนอ โดยที่สัญญาณเอาต์พุตจะต้องมีขนาด 1 โวลต์, เฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะเลื่อนไป 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ซึ่งจะพบว่าในรูปที่ 4.21 (a) เอาต์พุตที่ได้มีค่าขนาดเท่ากับ 1 โวลต์ และเฟสถูกเลื่อนไป 90 องศา และเพื่อยืนยันว่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับอินพุตที่ป้อน สเปกตรัมของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต สำหรับสัญญาณไซน์ 1 MHz ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.21 (b) และ (c) ตามลำดับ จากรูปในรูปที่ 4.22 (a) ได้ทดสอบระบบด้วยการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีค่าขนาด เท่ากับ 3 โวลต์ และค่าความถี่ในช่วง



รูปที่ 4.21 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์
อัตโนมัติโดยป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 10 โวลต์ ความถี่ 1MHz



รูปที่ 4.22 (a) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ SAGC กับค่าความถี่ในช่วง 0 - 100kHz (b) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฟสที่เลื่อนไปของสัญญาณเอาต์พุตของระบบ SAGC กับค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตในช่วง 0 - 100kHz

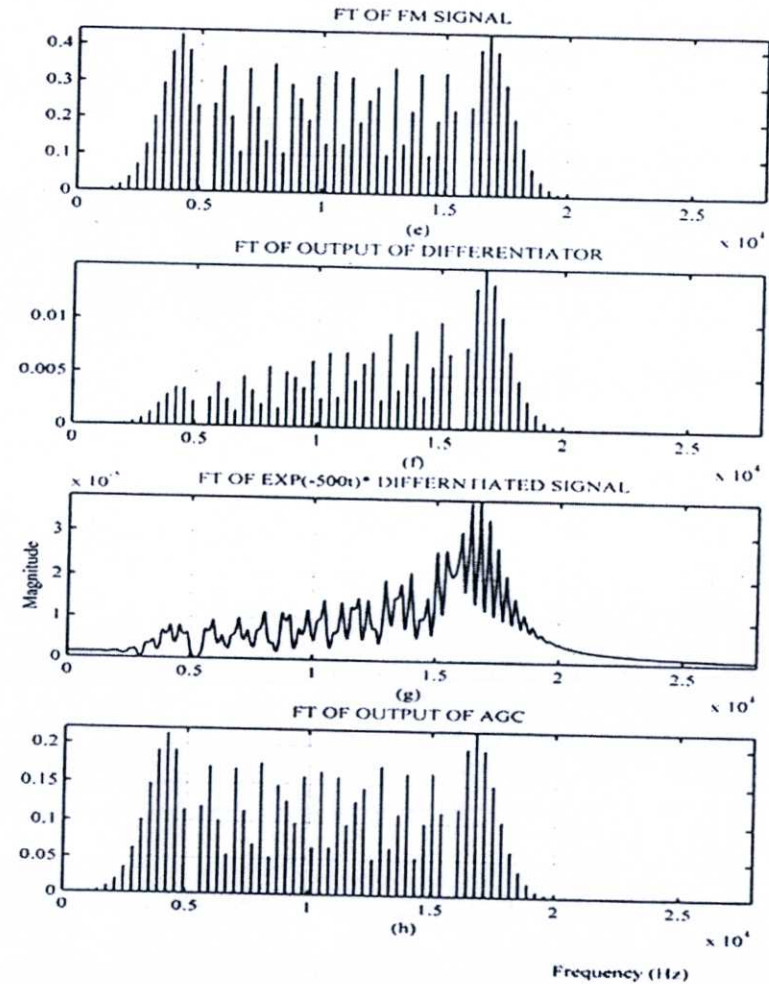
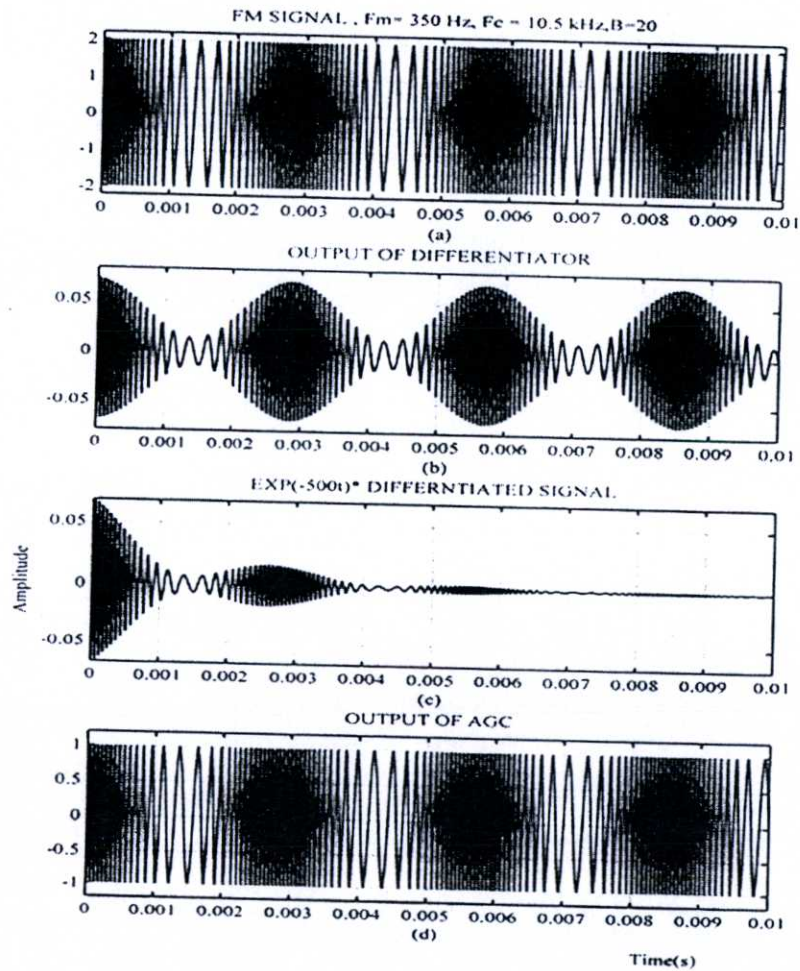
(0 - 100kHz) พบว่าความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีค่าขนาดเท่ากับ 1 โวลต์ ไม่ว่าสัญญาณอินพุตจะมีค่าค่าความถี่ที่เปลี่ยนไป และในรูปที่ 4.22 (b) พบว่าเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกละเลินไป 90 องศา ในทุกๆ ค่าความถี่ของสัญญาณอินพุต

4.2.2. ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ผ่านการทำอนุพันธ์และถูกคูณด้วยฟังก์ชัน exponential

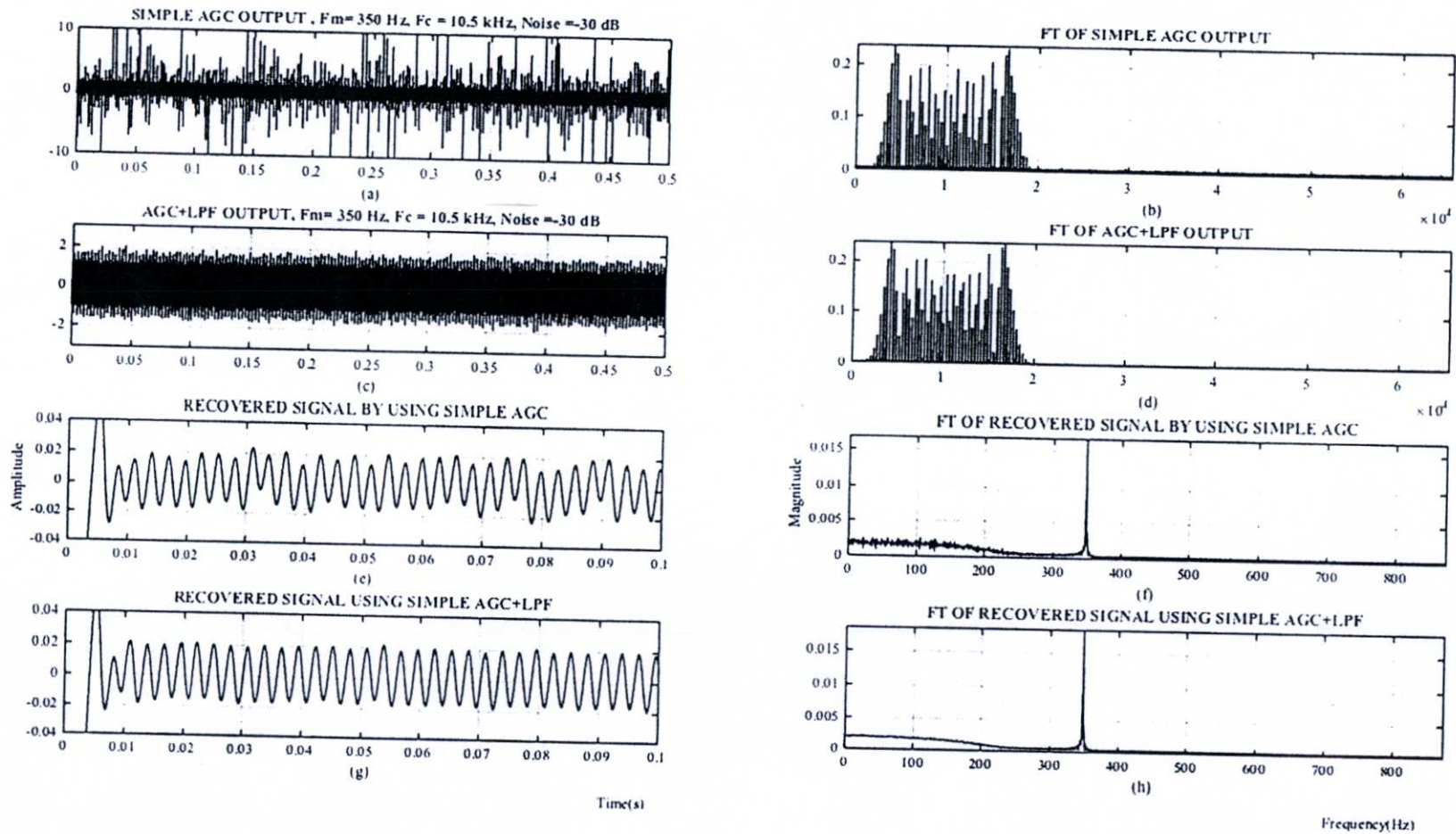
เนื่องจากต้องการทดสอบระบบการควบคุมค่าทางของสัญญาณเอาต์พุตรูปไซน์ ด้วยสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ และค่าขนาดของสัญญาณไปพร้อมๆกัน สำหรับผลการจำลองแบบในหัวข้อที่ 4.2.2 จึงจำลองสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่แสดงไว้ในรูปที่ 4.23 (a) แล้วนำไปผ่านการทำอนุพันธ์ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.23 (b) และถูกนำมาคูณกับฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลที่มีค่าตัวประกอบการหน่วงเท่ากับ -500 แสดงไว้ในรูปที่ 4.23 (c) พบว่าสัญญาณที่ได้จะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งค่าขนาดและค่าความถี่ไปพร้อมๆ กัน หลังจากนั้นป้อนสัญญาณที่ได้ให้กับระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากระบบที่นำเสนอ นั้นจะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.23 (d) โดยที่ รูปที่ 4.23 (e)-(h) นั้นแสดงสเปกตรัมของสัญญาณของรูปที่ 4.23 (a)-(d) ตามลำดับ จากการเปรียบเทียบระหว่างอินพุต และ เอาต์พุตของระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอ นั้น แสดงให้เห็นว่าไม่ว่าค่าขนาดของสัญญาณอินพุตจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร ระบบควบคุมทางขนาดสามารถกู้ค่าขนาดของสัญญาณกลับคืนมาเป็น 1 หน่วยได้ โดยที่สเปกตรัมของสัญญาณไม่เปลี่ยนแปลง

4.2.3. ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อลดสัญญาณรบกวน

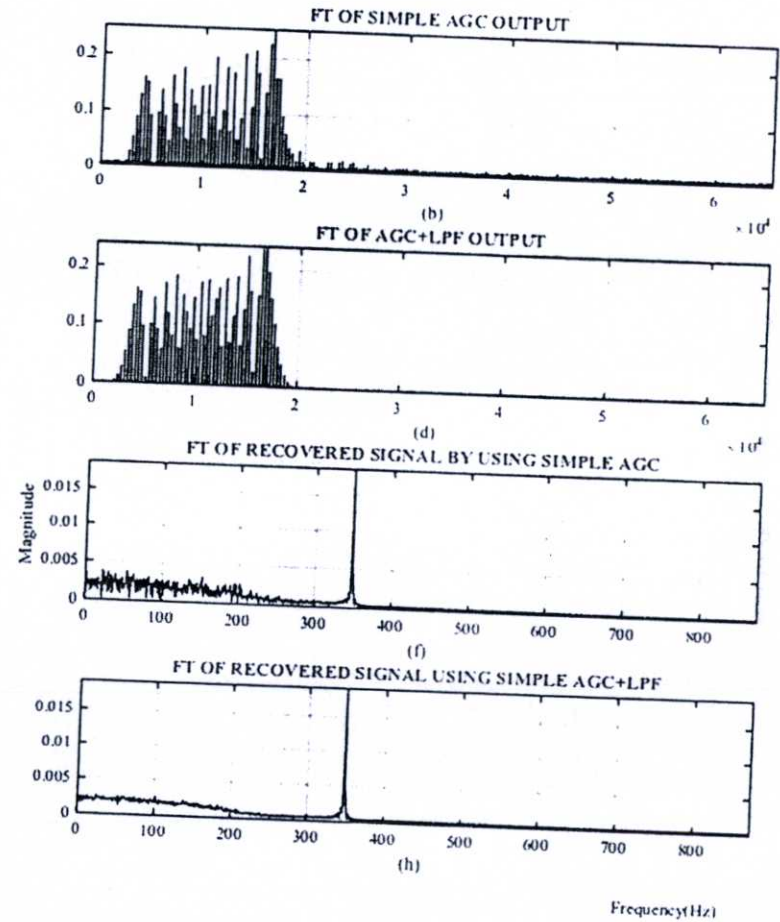
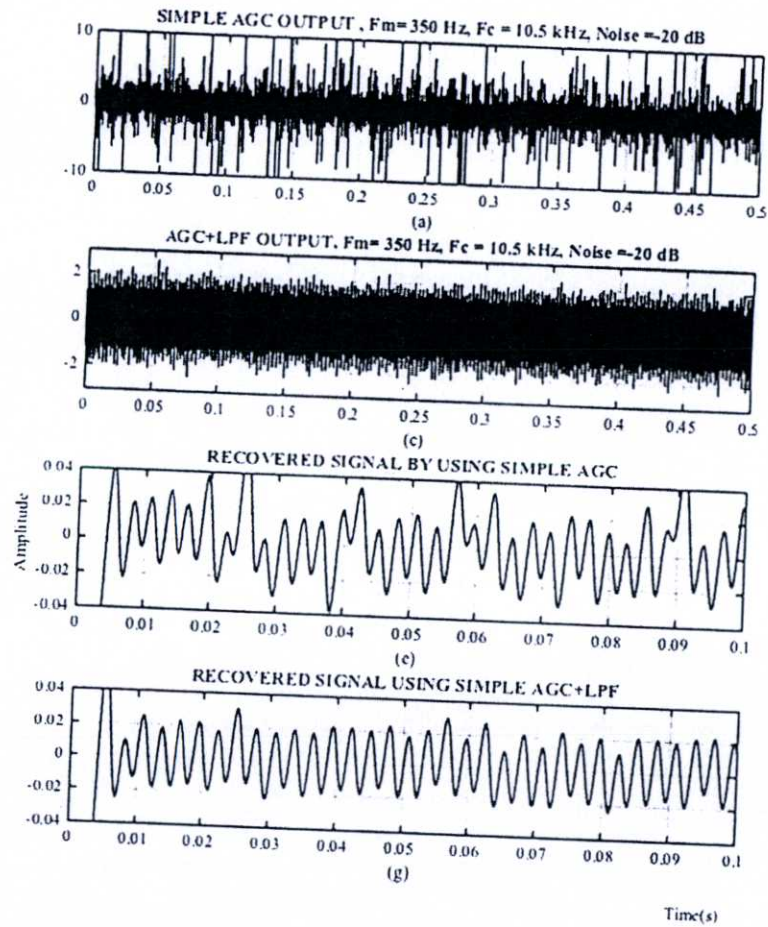
ในการจำลองแบบในหัวข้อที่ 4.2.3 เป็นการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มหลังวงจรบวกสัญญาณเพื่อลดสัญญาณรบกวน หากค่าเอสเอ็นอาร์เอาต์พุตของระบบ และเปรียบเทียบกับค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบโดยไม่ต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่สัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบทั้งสองจะเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ (ความถี่ของสัญญาณข่าวสารเท่ากับ 350 Hz และความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับ 10.5 kHz) ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30 dB (0.001W) ซึ่งในรูปที่ 4.24 (a) และ (c) เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอแบบปกติ และแบบที่เพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านตามลำดับ และสัญญาณข่าวสารที่กู้กลับคืนมาได้ของทั้งสองเทคนิคนั้นสามารถแสดงได้รูปที่ 4.24 (e) และ (g) เพื่อเปรียบเทียบค่าความถี่ของสัญญาณข่าวสารที่กู้กลับคืนมาดังนั้นก็จึงมีการแสดงสเปกตรัมของสัญญาณรูปที่ 4.24 (f) และ (h) ตามลำดับ เช่นเดียวกันกับผลการจำลองระบบในรูปที่ 4.25 แต่ต่างกันโดยป้อนสัญญาณ



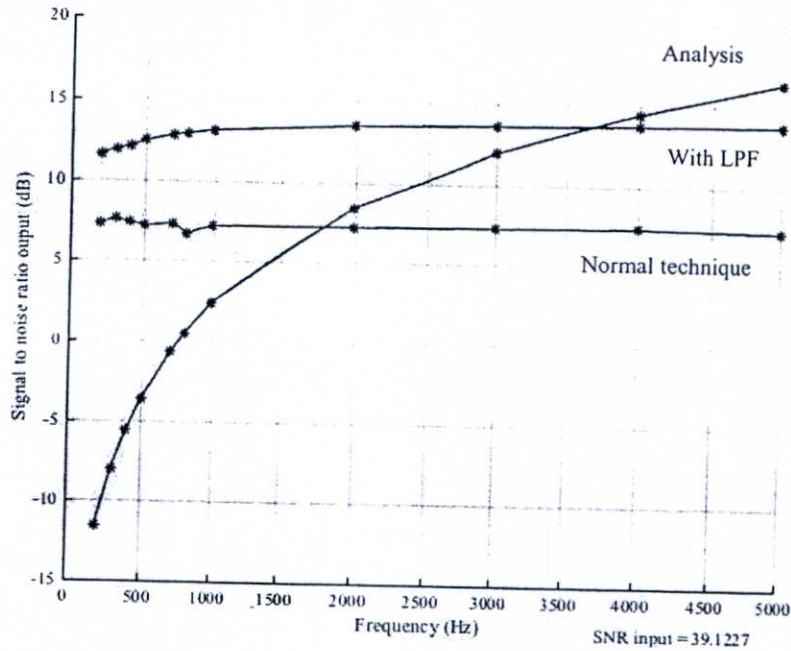
รูปที่ 4.23 ผลการทดสอบคุณลักษณะด้านขนาดของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติ



รูปที่ 4.24 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มเพื่อลดสัญญาณรบกวน และสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว -30 dB



รูปที่ 4.25 ผลการทดสอบคุณลักษณะของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่อต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพิ่มเพื่อลดสัญญาณรบกวน และสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว -20 dB



รูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน -20dB

รบกวนที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -20 dB ผลการจำลองระบบในรูปที่ 4.25 (a) และ (c) เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอแบบปกติ และแบบที่เพิ่มวงจรรองความถี่ต่ำผ่านตามลำดับ และสัญญาณข่าวสารที่ถูกลบคืนมาได้ของทั้งสองเทคนิคนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.25 (e) และ (g) ตามลำดับเช่นกัน ส่วนในรูปที่ 4.26 แสดงการเปรียบเทียบค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ (ความถี่ของสัญญาณข่าวสารเท่ากับ 350Hz , ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์เท่ากับ 10.5kHz และ ค่านมอดูเลชันอินเด็กซ์ = 20) ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน -20 dB ของเทคนิคที่นำเสนอแบบปกติ, เทคนิคที่ต้องวางจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีค่าความถี่คัตออฟที่ 3.15 kHz เพิ่มหลังของวงจรวกสัญญาณ และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี พบว่ากราฟของเทคนิคที่ต้องวางจรรองความถี่ต่ำผ่านให้ค่าเอสเอ็นอาร์เอาต์พุตสูงกว่าเทคนิคการตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนออยู่ประมาณ 5 dB และสอดคล้องกับผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

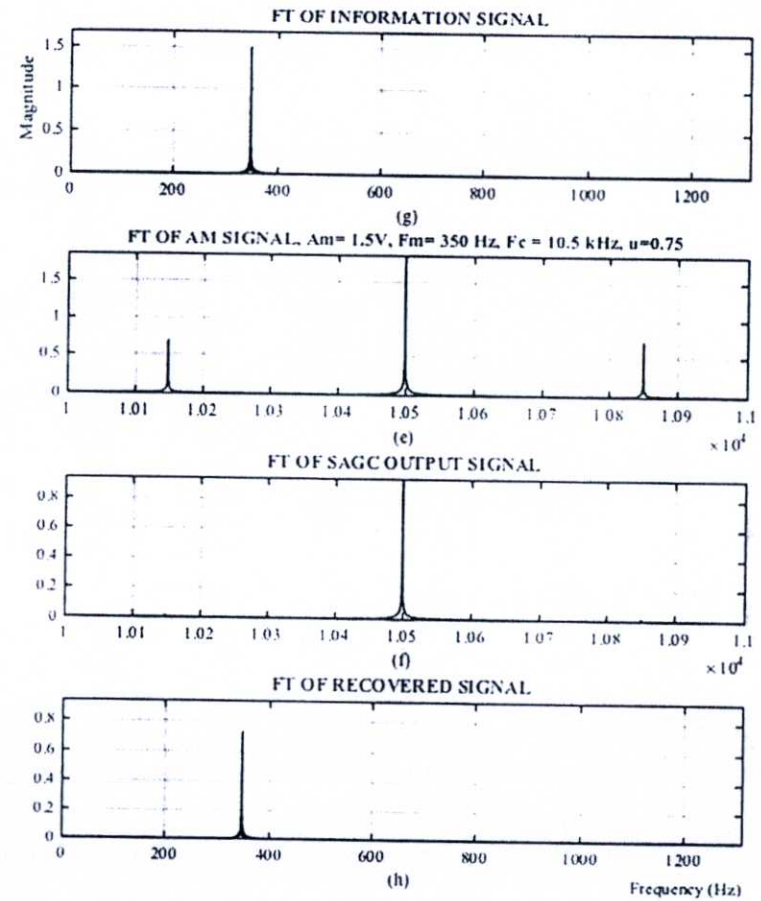
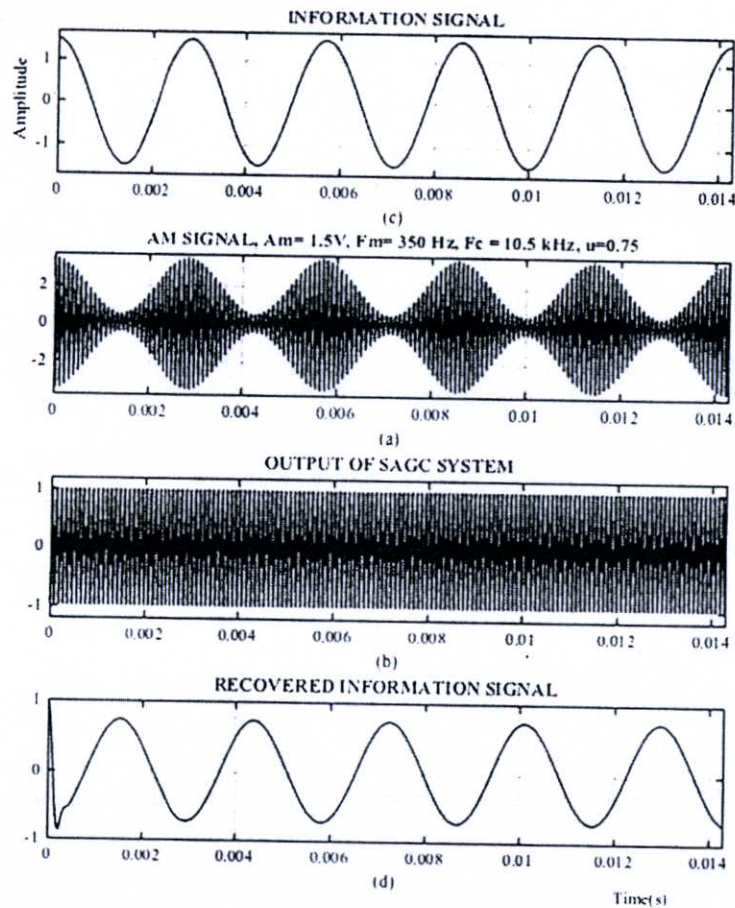
4.2.4. ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางขนาด (AM)

ผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางขนาด ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.8 แสดงได้ดังรูปที่ 4.27 ถึง รูปที่ 4.31 โดยเริ่มจากรูปที่ 4.27 การจัดวางรูปผลการจำลองแบบจะถูกกำหนดให้ทางด้านซ้ายมือ คือผลการจำลองแบบในแกนของเวลา และทางด้านขวามือ คือผลการจำลองแบบใน

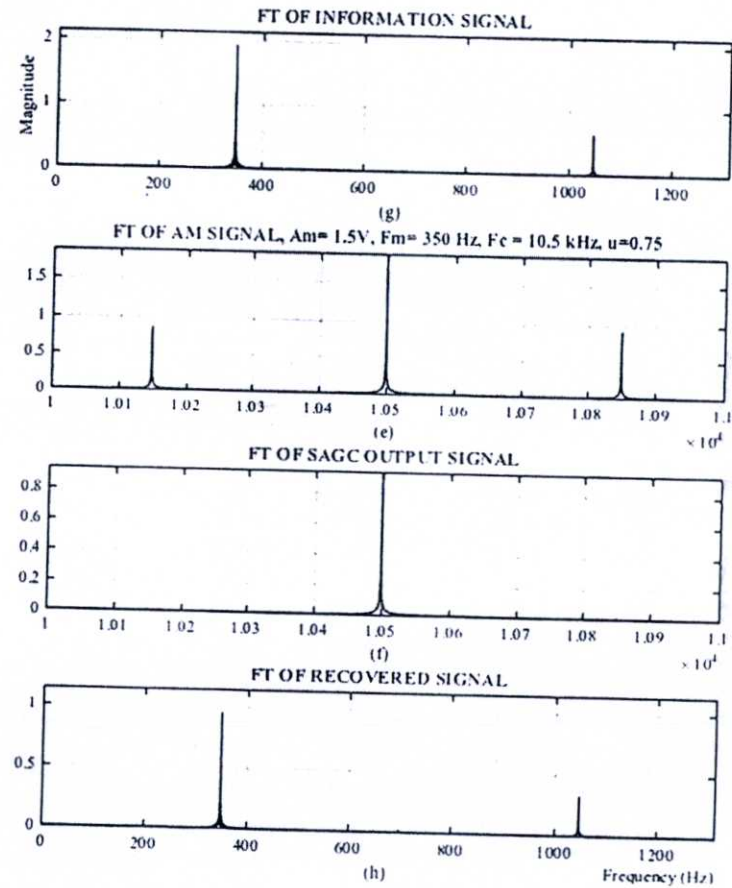
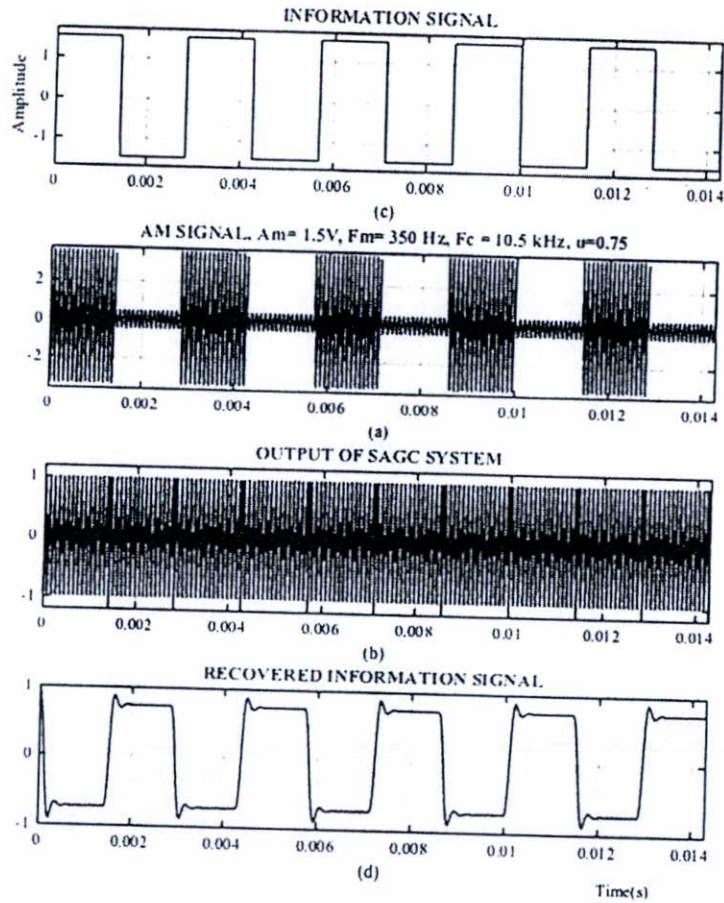
แกนความถี่ของแต่ละสัญญาณคู่ขนานกันไป ซึ่งรูปที่ 4.27 (b) เป็นสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบการตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอ เป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกสร้างขึ้นจากสัญญาณข่าวสารรูปไซน์ดังแสดงในรูปที่ 4.27 (a) ขนาด 1.5 โวลต์ ค่าความถี่ 350Hz และ สัญญาณคลื่นพาห์ 10.5kHz ในรูปที่ 4.27 (c) เป็นสัญญาณที่ได้จากการนำอินพุตไปผ่านระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอ 2 ระบบ หลังจากนั้นเมื่อนำสัญญาณในรูปที่ 4.27 (b) และ (c) มาคูณกัน และกรองสัญญาณด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เอาต์พุตที่ได้จากระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.27 (d) ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับสัญญาณข่าวสารในรูปที่ 4.27 (a) ดังนั้นรูปที่ 4.27 (e)-(h) จึงได้แสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 4.27 (a)-(d) ตามลำดับ ในทำนองเดียวกันกับรูปที่ 4.27 รูปที่ 4.28 (a) แสดงสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบการตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอ เป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกสร้างขึ้นจากสัญญาณข่าวสารรูปสี่เหลี่ยมขนาด 1.5 โวลต์ ค่าความถี่ 350Hz และ สัญญาณคลื่นพาห์ 10.5kHz ในรูปที่ 4.28 (c) เป็นสัญญาณที่ได้จากการนำอินพุตไปผ่านระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอ 2 ระบบ หลังจากนั้นเมื่อนำสัญญาณในรูปที่ 4.28 (b) และ (c) มาคูณกัน และกรองสัญญาณด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เอาต์พุตที่ได้จากระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.27 (d) ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับสัญญาณข่าวสารในรูปที่ 4.28 (a) ดังนั้นรูปที่ 4.28 (e)-(h) จึงได้แสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 4.28 (a)-(d) ตามลำดับ

ส่วนในรูปที่ 4.29 และรูปที่ 4.30 สัญญาณอินพุตที่ถูกป้อนให้กับระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.29 (b) และรูปที่ 4.30 (b) เกิดจากสัญญาณมอดูเลตขนาดในรูปที่ 4.27 (a) แต่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30 dB และ -20dB แสดงได้ดังรูปที่ 4.29 (c) และรูปที่ 4.30 (c) ตามลำดับ ซึ่งพบว่าสัญญาณที่ได้จากการป้อนอินพุตให้กับระบบควบคุมทางขนาดระบบที่ 2 นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 4.29 (d) และรูปที่ 4.30 (d) ดังนั้นเอาต์พุตที่ได้จากระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาว แสดงได้ดังรูปที่ 4.29 (e) และรูปที่ 4.30 (e) นั้นเป็นสัญญาณข่าวสาร ซึ่งสามารถเปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.29 (a) และรูปที่ 4.30 (a) นอกจากนี้ยังพบว่าค่าเอสเอ็นอาร์เอาต์พุตของระบบการตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอนั้นมีค่า 22 dB และ 16.69 dB ตามลำดับ

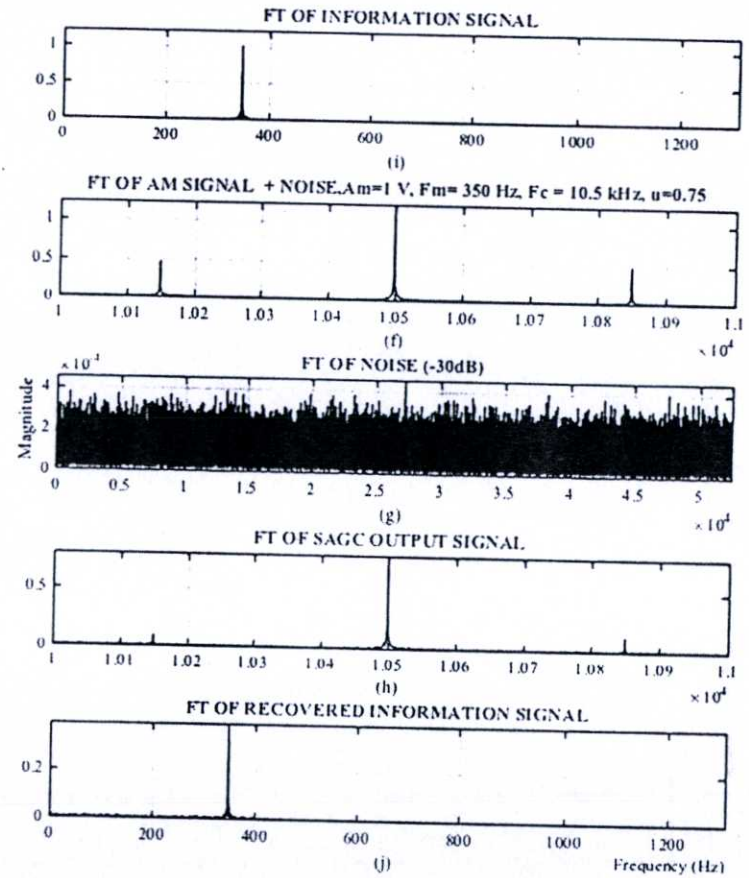
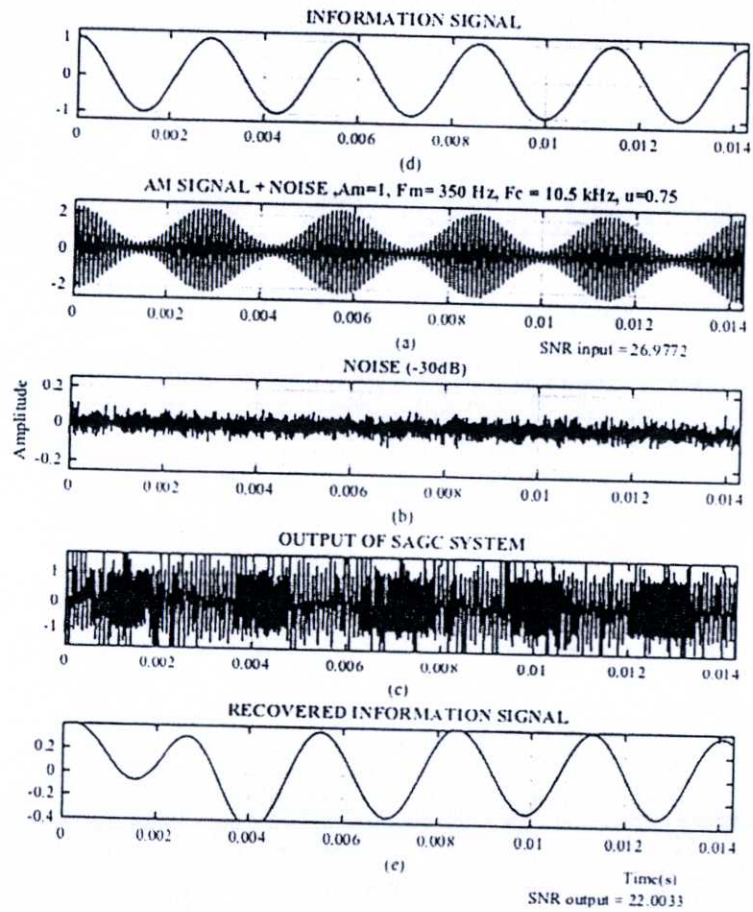
ในส่วนสุดท้ายของการจำลองแบบระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่นำเสนอ เป็นผลการจำลองแบบระบบโดยทำการทดลองเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณสัญญาณมอดูเลตขนาด อินพุต โดยรูปที่ 4.31 (a) และ (c) ในการจำลองแบบกำหนดให้ค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณมอดูเลตขนาด มีค่าเท่ากับ 1.05MHz และมีการเปลี่ยนแปลงค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (0.1 และ 1) ตามลำดับ ซึ่งระบบตีมอดูเลตทางขนาดที่สร้างขึ้นจากการประยุกต์ใช้ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.31 (b) และ (d) ตามลำดับ



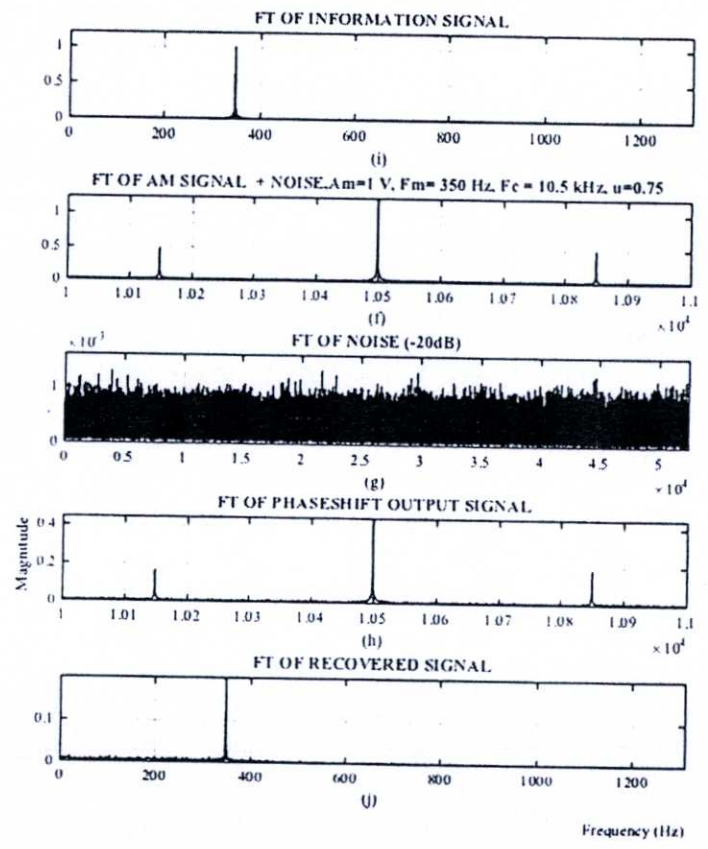
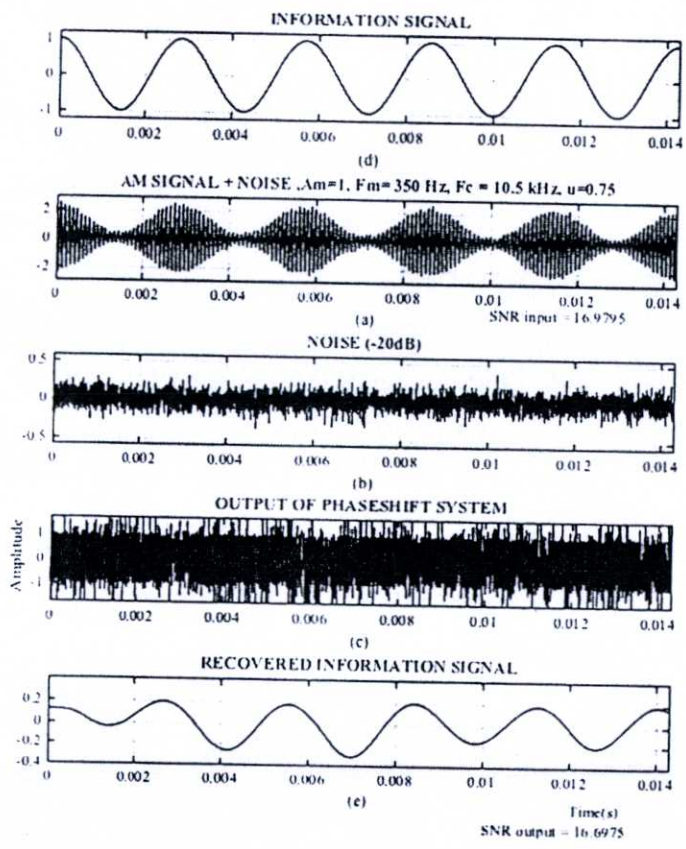
รูปที่ 4.27 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาด



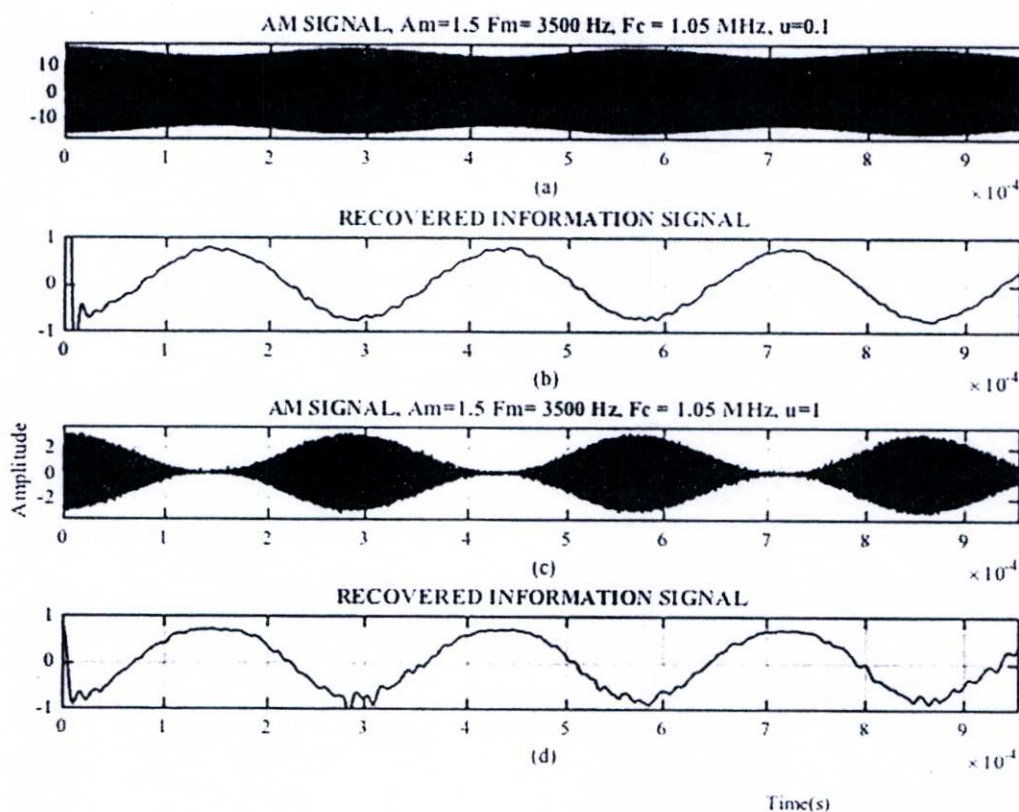
รูปที่ 4.28 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางขนาด
เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาด



รูปที่ 4.29 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางขนาดเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30dB



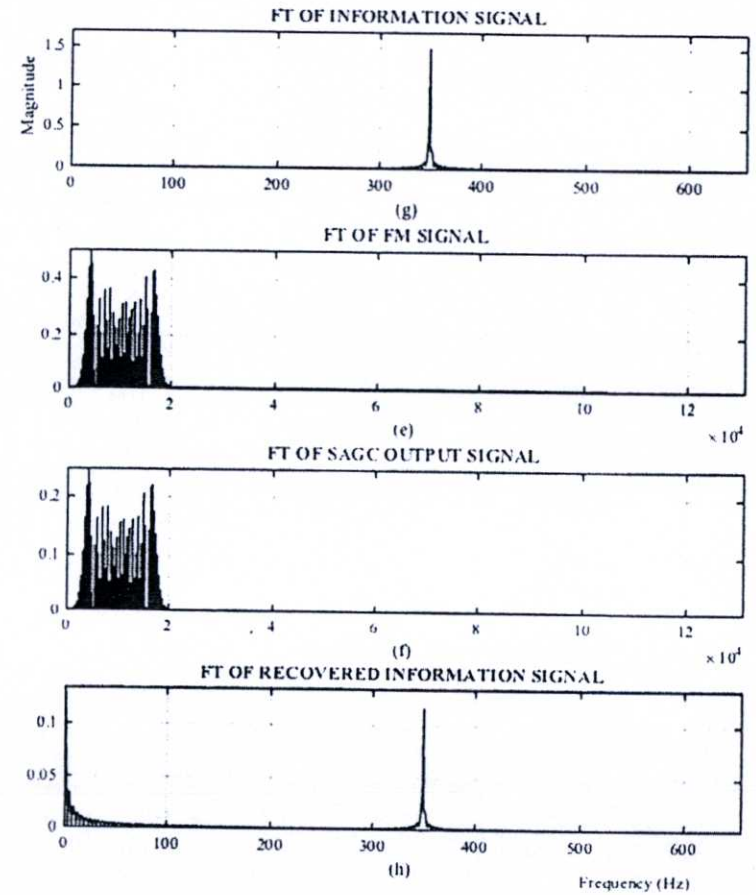
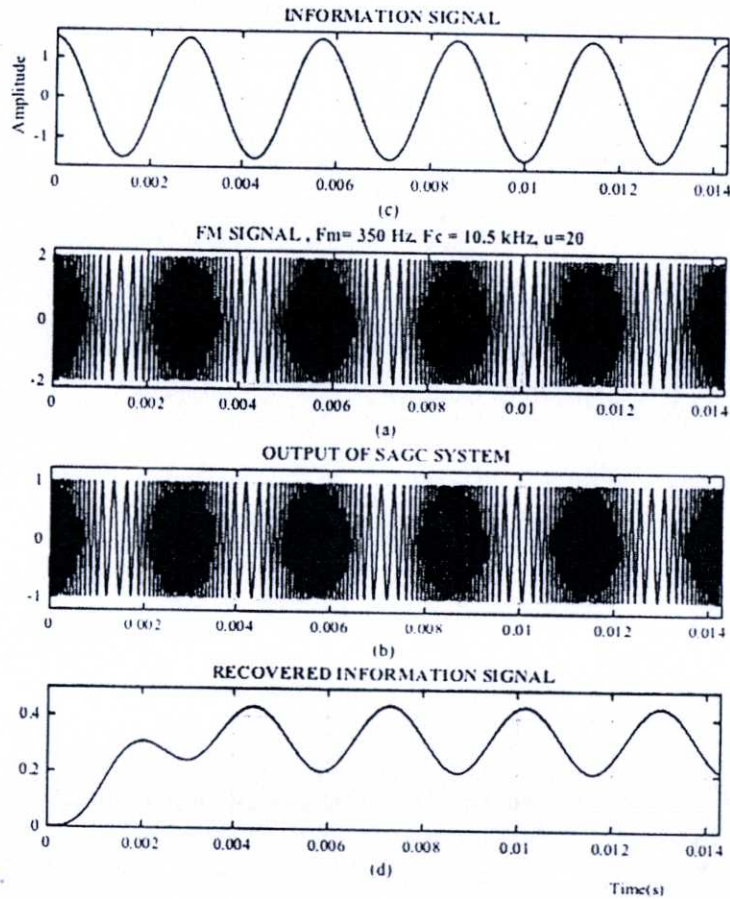
รูปที่ 4.30 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการดีมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -20 dB



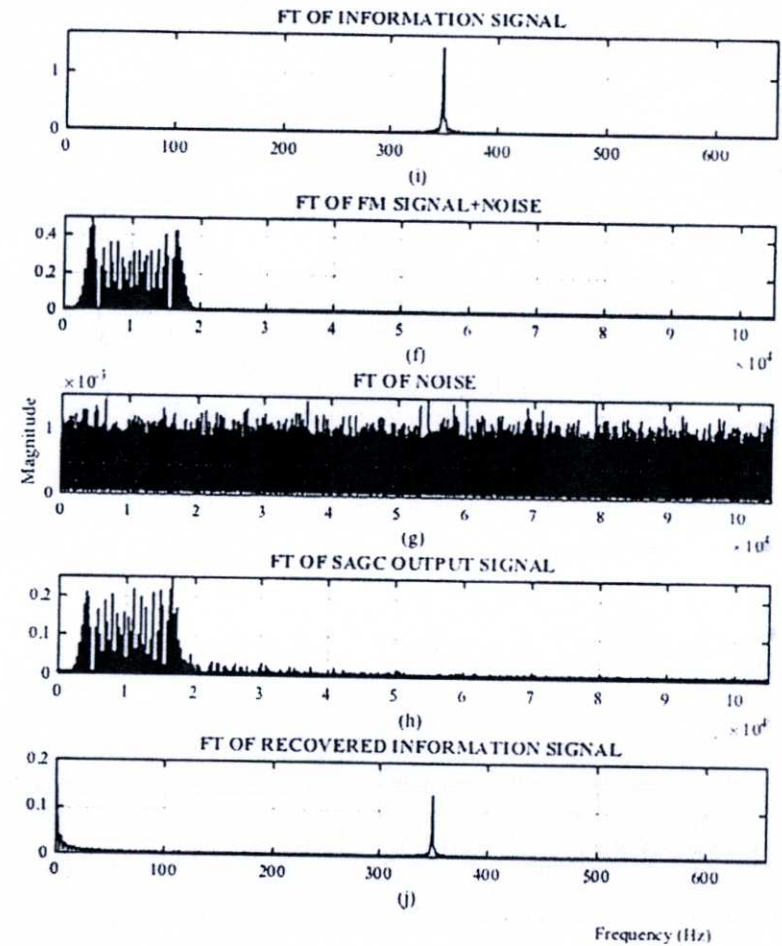
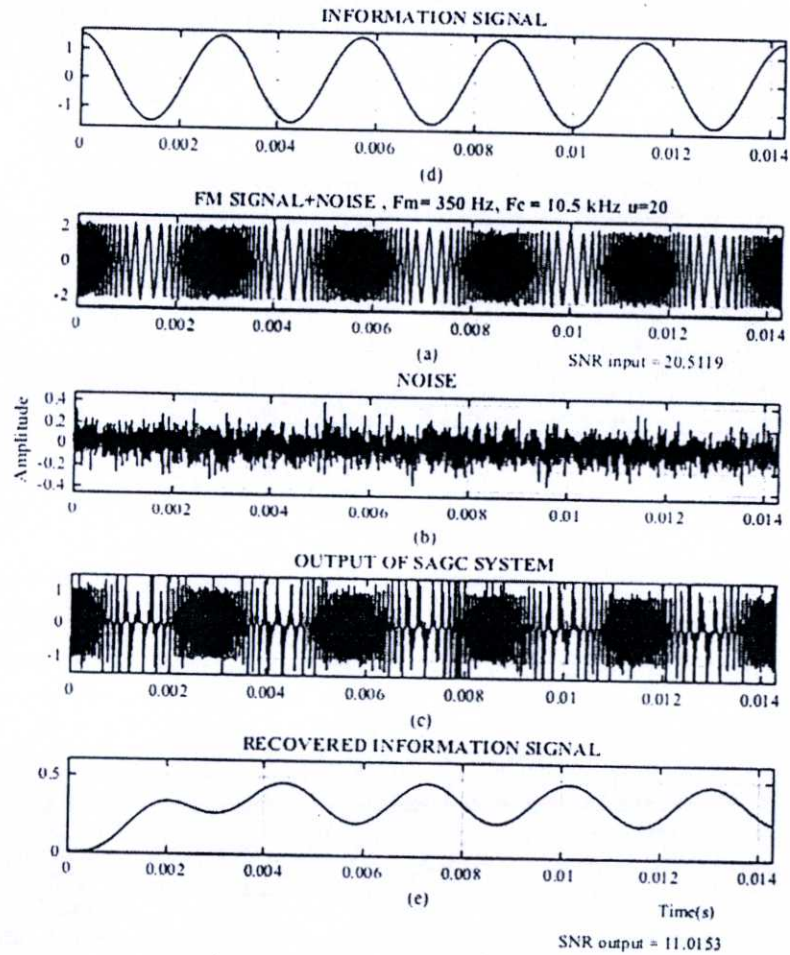
รูปที่ 4.31 ผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตทางขนาด เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตขนาดที่คลื่นพาหามีค่าความถี่เท่ากับ 1.05MHz, มีการเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30dB

4.2.5. ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ (FM)

สำหรับผลการจำลองแบบการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.9 แสดงได้ดังรูปที่ 4.32 และรูปที่ 4.33 โดยเริ่มจากรูปที่ 4.32 การจัดวางรูปผลการจำลองแบบจะถูกกำหนดให้ทางด้านซ้ายมือ คือผลการจำลองแบบในแกนของเวลา และทางด้านขวามือ คือผลการจำลองแบบในแกนความถี่ของแต่ละสัญญาณคู่ขนานกันไป ซึ่งรูปที่ 4.32 (b) นั้นเป็นสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกสร้างขึ้นจากสัญญาณข่าวสารในรูปที่ 4.32 (a) ความถี่ 350 Hz และ สัญญาณคลื่นพาห้ 10.5kHz ในรูปที่ 4.32 (c) เป็นสัญญาณที่ได้จากการนำอินพุตไปผ่านระบบควบคุมทางขนาดที่นำเสนอ หลังจากนั้นเมื่อนำสัญญาณในรูปที่ 4.32 (b) มาผ่านการทำอนุพันธ์ และคูณกับสัญญาณในรูปที่ 4.32 (c) และกรองสัญญาณด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน เอาต์พุตที่ได้จากระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.32 (d) ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับสัญญาณข่าวสารในรูปที่ 4.32 (a) ดังนั้นรูปที่ 4.32 (e)-(h) จึงได้แสดงสเปกตรัมของสัญญาณในรูปที่ 4.32 (a)-(d) ตามลำดับ

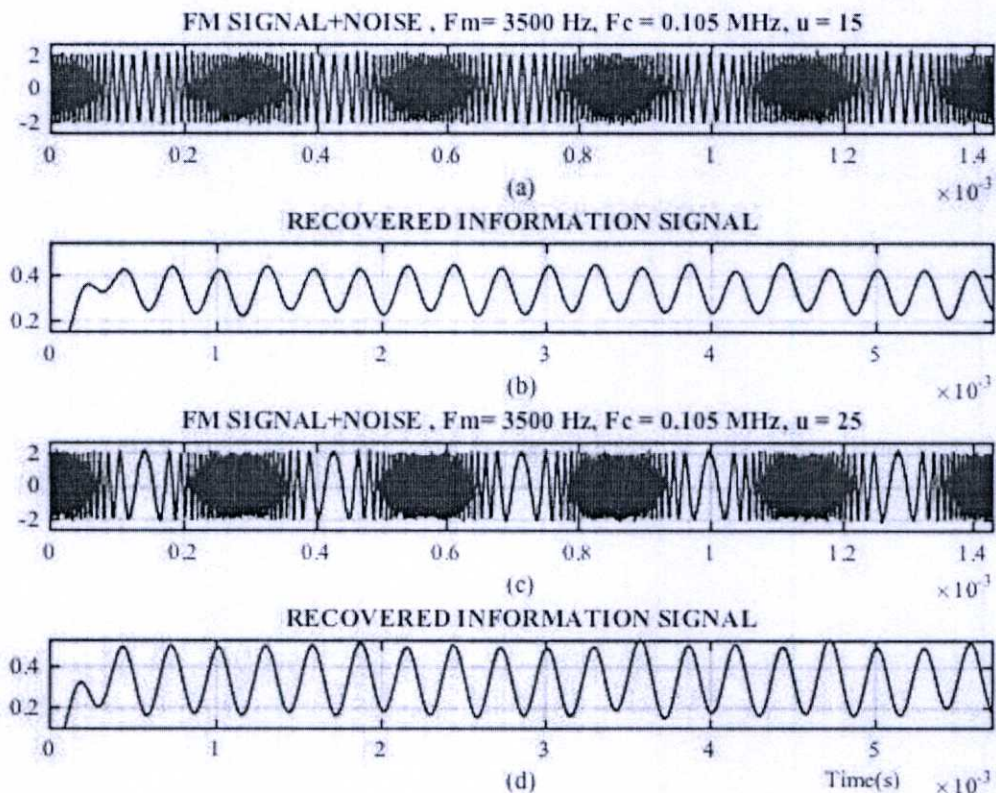


รูปที่ 4.32 ผลการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการดีมอดูเลชันทางความถี่ (FM) เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่



รูปที่ 4.33 ผลการประยุกต์ใช้งานระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการตีมอดูเลตทางความถี่ เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงาน -20 dB

ส่วนในรูปที่ 4.33 นั้นสัญญาณอินพุตที่ถูกป้อนให้กับระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอแสดงได้ดังรูปที่ 4.33 (b) เกิดจากสัญญาณมอดูเลตความถี่ในรูปที่ 4.32 (a) แต่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -20 dB แสดงได้ดังรูปที่ 4.33 (c) ซึ่งพบว่าสัญญาณที่ได้จากการป้อนอินพุตให้กับระบบควบคุมทางขนาด นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.33 (d) และเอาต์พุตที่ได้จากระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอเมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวถูกแสดงได้ดังรูปที่ 4.33 (e) นั้นเป็นสัญญาณข่าวสาร ซึ่งสามารถเปรียบเทียบกับสัญญาณข่าวสารที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.33 (a) นอกจากนี้ยังพบว่าค่าเอสเอ็นอาร์เอาต์พุตของระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอนั้นมีค่า 11.01 dB. และในส่วนสุดท้ายของการจำลองแบบระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอนั้น เป็นผลการจำลองแบบระบบโดยทำการทดลองเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณสัญญาณมอดูเลตความถี่อินพุต โดยรูปที่ 4.34 (a) และ (c) ในการจำลองแบบกำหนดให้ค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณมอดูเลตความถี่มีค่าเท่ากับ 1.05 MHz และมีการเปลี่ยนแปลงค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ (15 และ 25) ตามลำดับ ซึ่งระบบดีมอดูเลตทางความถี่ที่สร้างขึ้นจากการประยุกต์ใช้ระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติที่นำเสนอสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.34 (b) และ (d) ตามลำดับ



รูปที่ 4.34 ผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตทางความถี่เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณมอดูเลตความถี่ที่คลื่นพาห์มีค่าความถี่เท่ากับ 1.05 MHz, มีการเปลี่ยนค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์ และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่ากำลังงานเท่ากับ -30 dB

4.2.6. ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของระบบ SAGC และติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ

ในหัวข้อ 4.2.6 นี้เป็นผลการทดลองของการประยุกต์ใช้งานระบบ SAGC กับระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องโดยในการทดลองจะมีการบันทึกสัญญาณสะท้อนจากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ (สัญญาณ IF เอادتพุต) โดยการตัดเสียงของคอมพิวเตอร์ หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกบันทึกมาจะถูกประมวลผลโดยระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องที่นำเสนอ

จากผลการทดลองในขั้นเตรียมสัญญาณ พบว่าในรูปที่ 4.35 (a) คือ สัญญาณสะท้อนที่ถูกบันทึกมาจากการโบกมือเข้าออก และออกจากเซนเซอร์ HB-100 หลังจากนั้นทำการกำจัดสัญญาณรบกวนย่านความถี่สูงโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยสัญญาณเอادتพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.35 (b) ต่อมา จะทำการขยายค่าขนาดของสัญญาณโดยระบบ SAGC ที่นำเสนอ ซึ่งสัญญาณเอادتพุตที่ได้จะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.35 (c) เพื่อทำการกู้เอาสัญญาณเอادتพุตของระบบวัดค่าความเร็วชั่วขณะที่นำเสนอในรูปที่ 4.35 (d) ระบบการติมอดูเลตทางความถี่ในหัวข้อที่ 3.8.2 จะถูกนำมาใช้ พบว่าค่าขนาดของสัญญาณเอادتพุตจะมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าความถี่ต่อเปลอร์นั่นเอง

ในส่วนต่อมาจะเป็นผลการทดลองระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องแบบปกติ โดยในรูปที่ 4.36 (b) จะเป็นผลการขยายสัญญาณสะท้อนที่ถูกบันทึกมาจากการโบกมือเข้าออกที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.36 (a) ด้วยค่าอัตราการขยาย 100dB หลังจากนั้นสัญญาณที่ผ่านการขยายจะถูกประมวลผลด้วยกระบวนการซีโรครอสซิง (Zero crossing) ดังนั้นสัญญาณเอادتพุตของกระบวนการซีโรครอสซิงสามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.36 (c) หลังจากนั้นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ก็จะกรองสัญญาณเพื่อนำมาเป็นอินพุตของวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ (Envelope detector) ดังแสดงในรูปที่ 4.36 (d)

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.36 (e) พบว่าสัญญาณค่าความเร็วชั่วขณะถูกกู้กลับคืนมาด้วยวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ แต่อย่างไรก็ตามในขั้นการเตรียมสัญญาณของระบบการวัดค่าความเร็วแบบดั้งเดิม วงจรขยายที่ใช้จะต้องเป็นวงจรขยายที่มีค่าอัตราการขยายสูงมากเพื่อจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณอินพุตให้มีค่าขนาดที่เหมาะสมกับกระบวนการซีโรครอสซิง พร้อมกับส่งผลให้สัญญาณรบกวนที่ปนเปื้อนมาถูกขยายไปพร้อมกัน และส่งผลให้ค่าแบนด์วิดท์ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ใช้งานต้องมีย่านการทำงานที่กว้าง

สำหรับสัญญาณในรูปที่ 4.37 (a) จะเป็นสัญญาณสะท้อนที่ถูกบันทึกมาจากการโบกมือเข้าออกที่เซนเซอร์ HB100 จากนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และระบบ SAGC ถูกเลือกมาใช้ในขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ ซึ่งเอادتพุตจากกระบวนการเตรียมสัญญาณสามารถแสดงไว้ในรูปที่ 4.37 (b) เพื่อนำมาป้อนให้เป็นสัญญาณอินพุตของระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.8.2 ดังนั้นในรูปที่ 4.37 (c) คือ สัญญาณเอادتพุตที่ได้จากวงจรติมอดูเลตทางความถี่ และในรูปที่ 4.37 (d) คือ สัญญาณเอادتพุตที่ได้จากวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับเอادتพุตของระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ

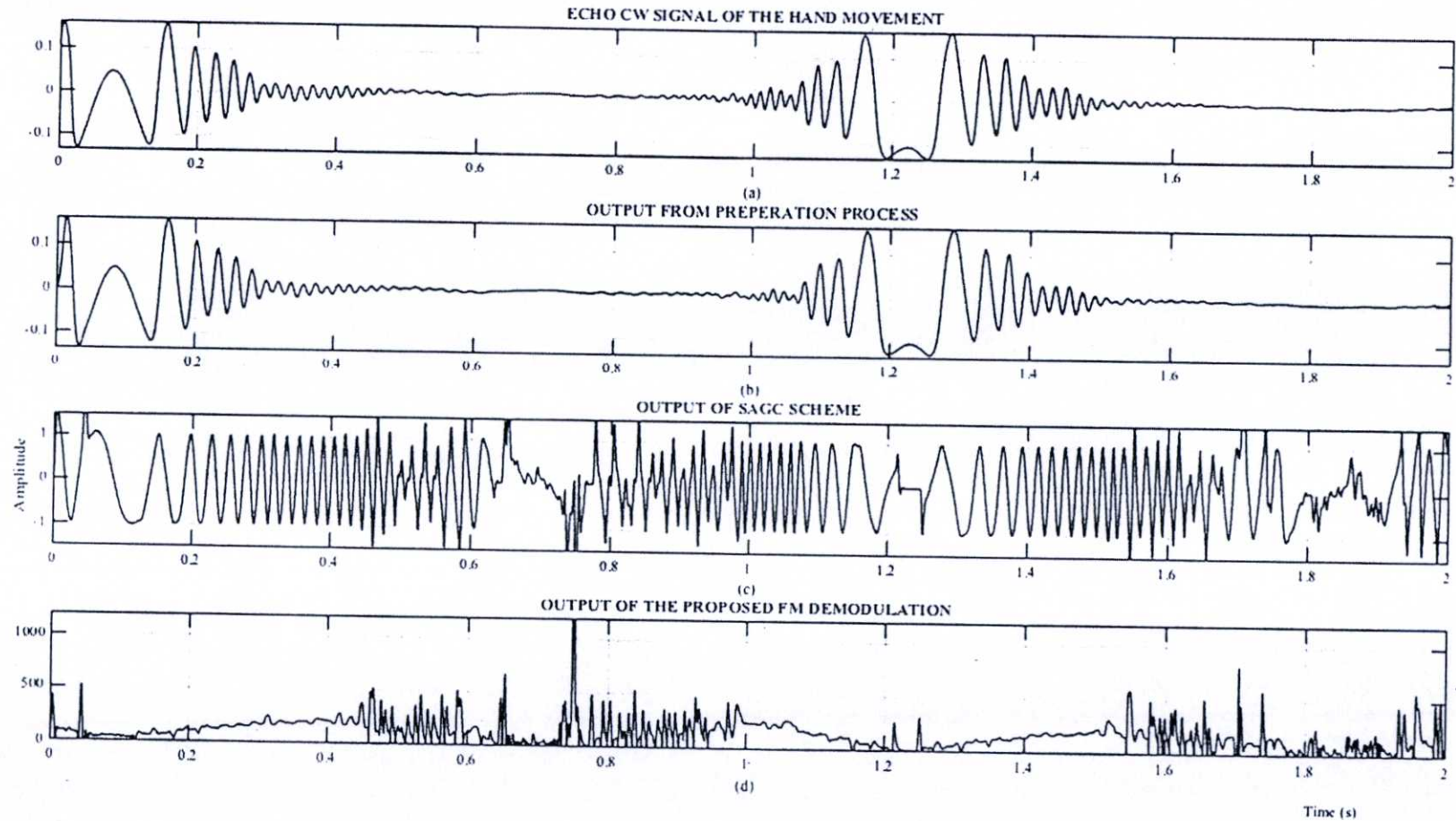
จากการเปรียบเทียบผลการทดลองในรูปที่ 4.37 (e) และรูปที่ 4.36 (e) สามารถสรุปได้ว่า ย่านในการประมวลผลข้อมูลของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะที่นำเสนอกว้างกว่าเทคนิคการใช้

วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ เนื่องจากย่านในการประมวลผลข้อมูลของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ โดยใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณจะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ใช้ คือถ้าวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ให้สัญญาณเอาต์พุตที่มีค่าขนาดที่ไม่คงที่จะส่งผลทำให้ย่านในการประมวลผลข้อมูลของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะลดลง และจะส่งผลทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นของสัญญาณเอาต์พุตได้

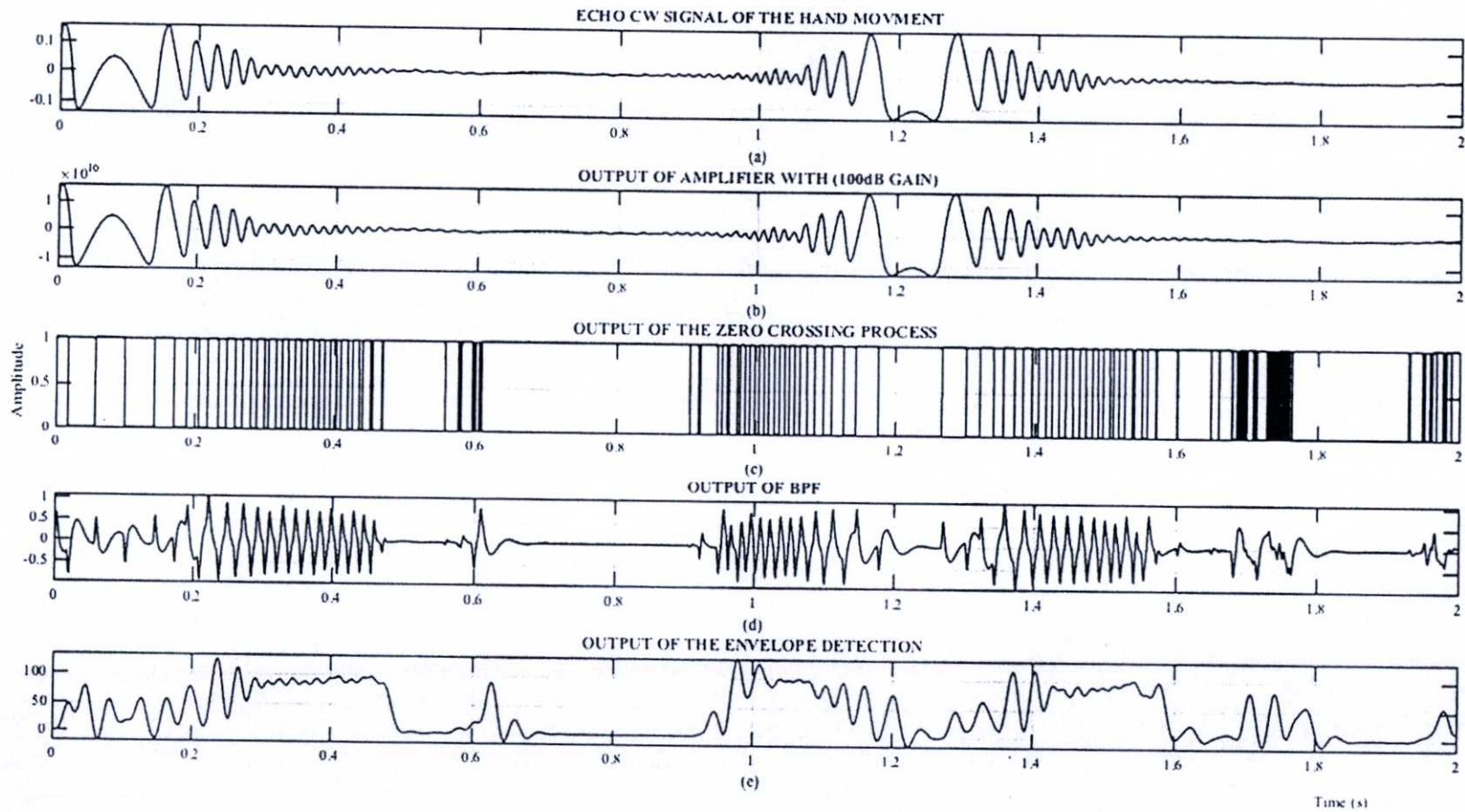
นอกจากนั้นความเร็วในการตอบสนองของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องแบบดั้งเดิมก็จะขึ้นอยู่กับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ใช้ และประกอบกับผลตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ดีควรมีลักษณะที่เรียบแบบอุดมคติก็อยากต่อการสร้างในทางปฏิบัติ ดังนั้นระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะที่น่าเสนอมักจะมีความซับซ้อนน้อยกว่า และมีย่านในการประมวลผลข้อมูลมากกว่าการใช้วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาเป็นระบบการตีמודูเลตทางความถี่

ในรูปที่ 4.38 และรูปที่ 4.39 จะเป็นผลการจำลองแบบของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะที่น่าเสนอ โดยใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนที่บันทึกมาจากรถยนต์ที่กำลังเคลื่อนที่เข้าหาเซนเซอร์ HB-100 ด้วยความเร็วคงที่ 5 และ 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมงตามลำดับ ซึ่งการจัดวางรูปผลการทดลองนั้นเหมือนกับผลการทดลองในรูปที่ 4.35 โดยสัญญาณสะท้อนจากรถยนต์ที่กำลังเคลื่อนที่ด้วยค่าความเร็วคงที่ 5 กิโลเมตรต่อชั่วโมง และ 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมงแสดงไว้ในรูปที่ 4.38 (a) และรูปที่ 4.39 (a) และจะถูกบันทึกด้วยอัตราสุ่มเท่ากับ 8kHz ถัดมาในส่วนของสัญญาณรูปที่ 4.38 (b) และรูปที่ 4.39 (b) เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ จากสัญญาณเหล่านี้จะถูกวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกำจัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง และถูกวงจร SAGC ขยายค่าขนาดสัญญาณให้มีค่าเท่ากับหนึ่งหน่วย ดังแสดงในรูปที่ 4.38 (c) และรูปที่ 4.39 (c) ก่อนป้อนให้กับระบบการตีמודูเลตทางความถี่ที่น่าเสนอ เพื่อที่จะกู้สัญญาณความถี่ตอบเพลอร์ ดังแสดงใน รูปที่ 4.38 (d) และรูปที่ 4.39 (d) พบว่าสัญญาณเอาต์พุตทั้ง 2 สัญญาณมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง นั้นหมายความว่าความเร็วของรถยนต์ที่กำลังเคลื่อนที่นั้นมีค่าคงที่

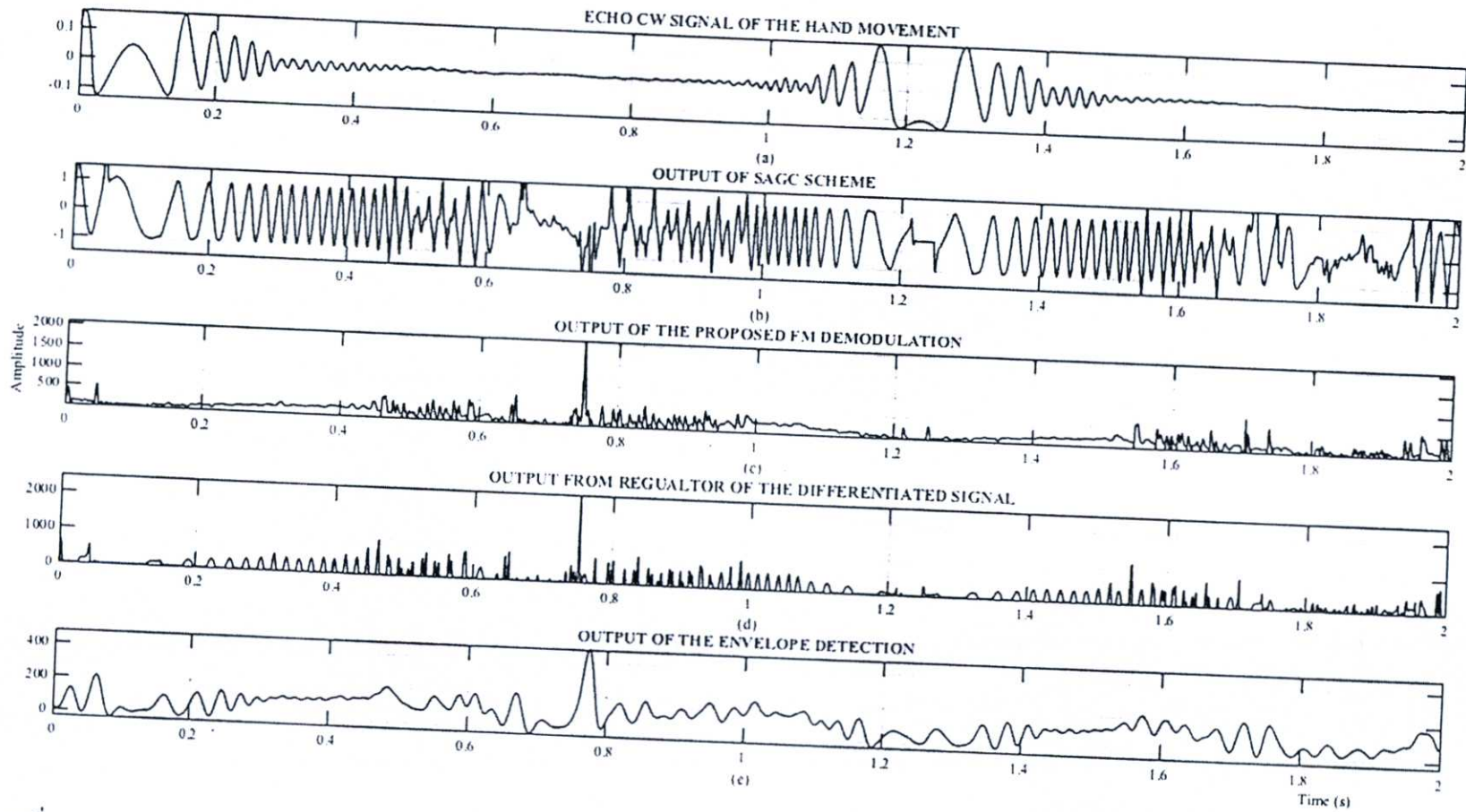
ในรูปที่ 4.40 จะเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วของรถยนต์ที่กำลังเคลื่อนที่ กับค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ย ซึ่งพบว่ากราฟค่อนข้างเป็นเส้นตรงที่มีค่าความชันเป็นค่าบวก หมายความว่า ความเร็วของรถยนต์และค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตเฉลี่ยมีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงซึ่งกันและกัน



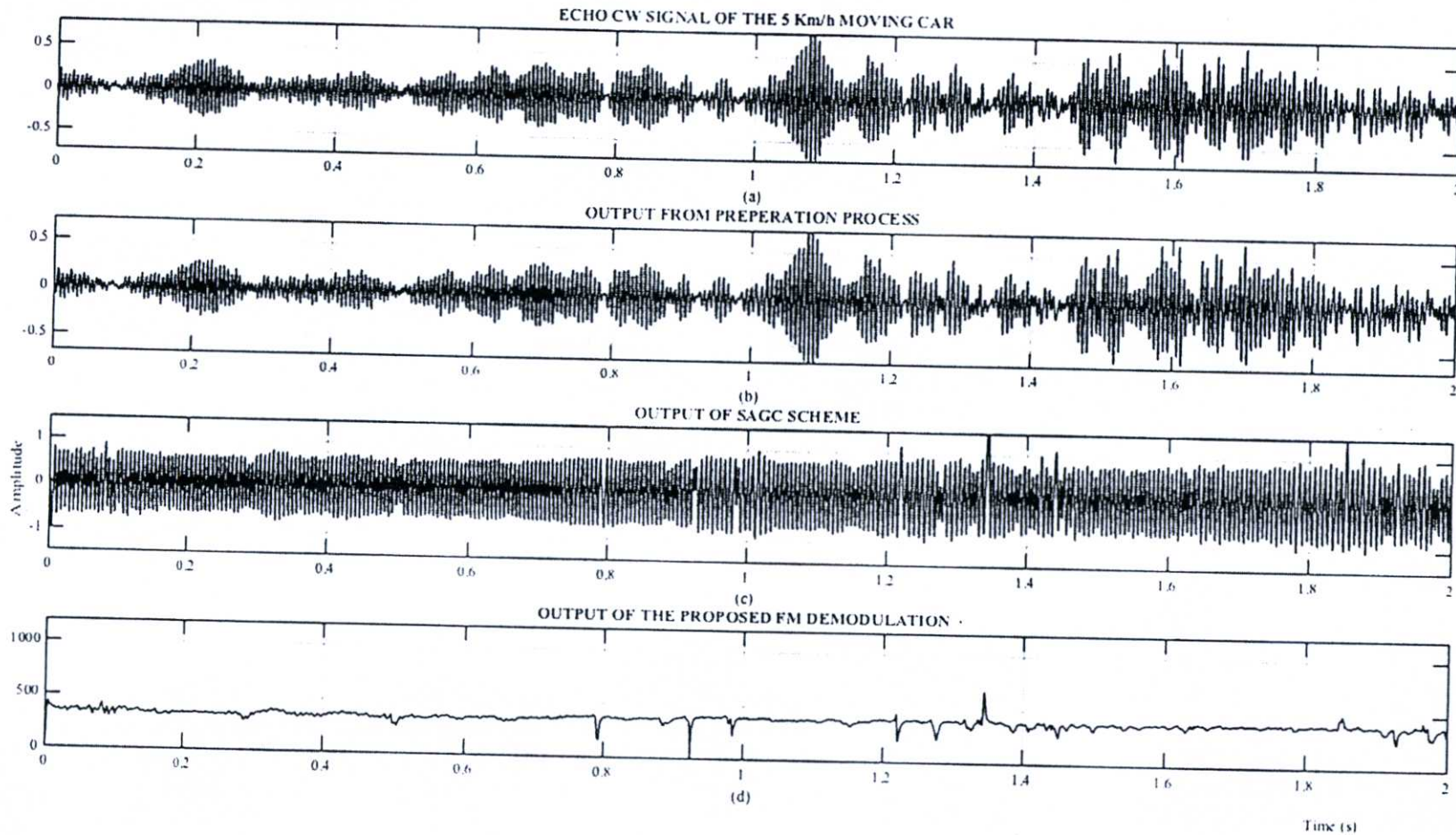
รูปที่ 4.35 ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของระบบ SAGC และระบบการตีמודูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากการโบกมือ



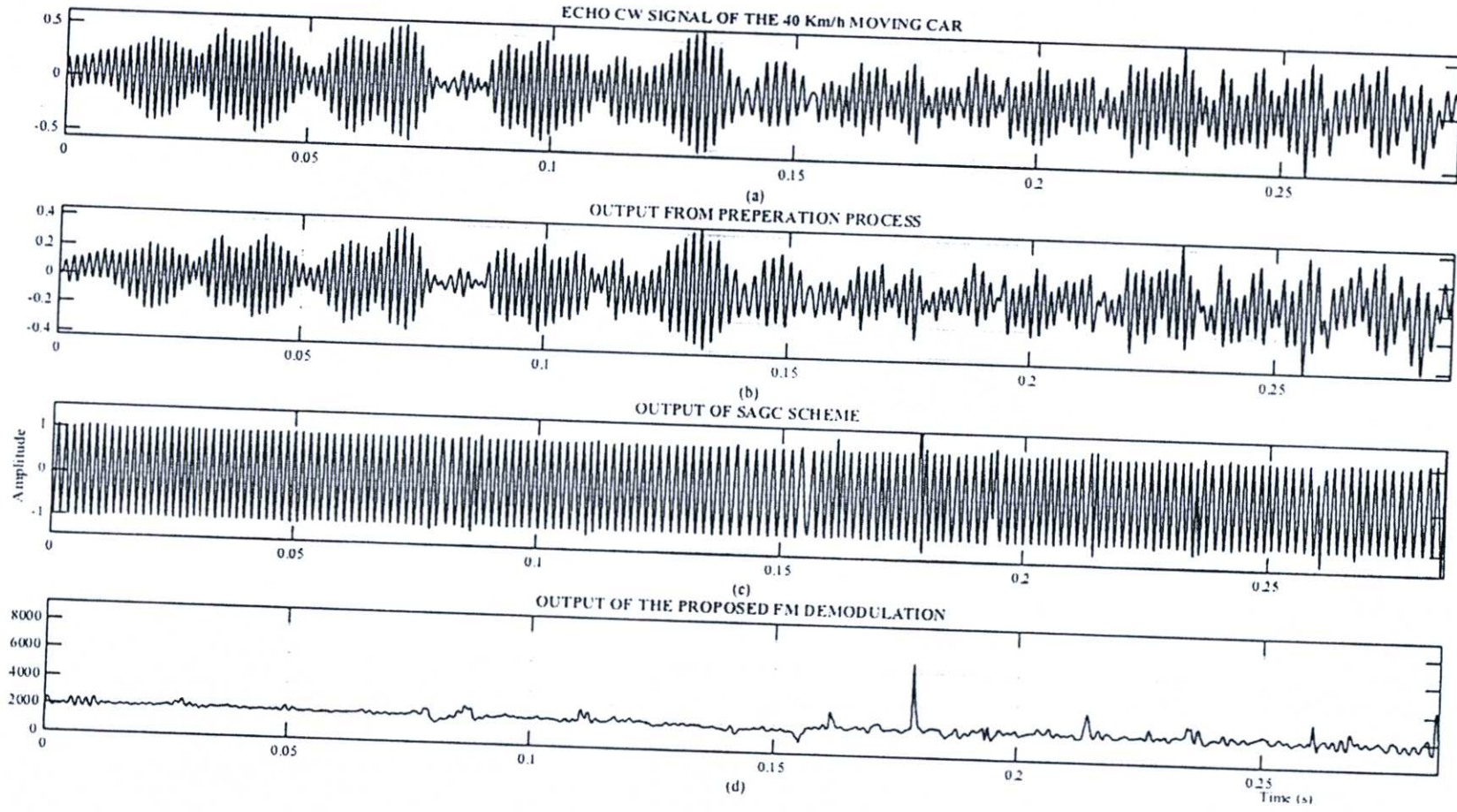
รูปที่ 4.36 ผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องแบบดั้งเดิม โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากการโบกมือ



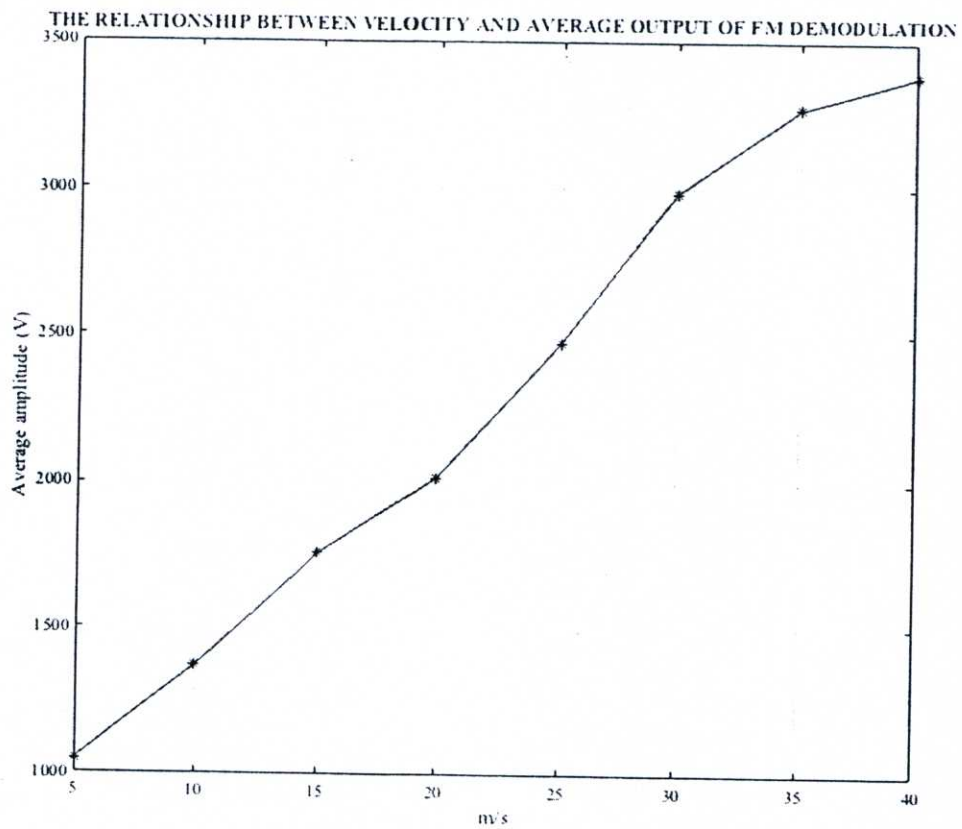
รูปที่ 4.37 ผลการทดลองเปรียบเทียบการใช้เทคนิคการดีมอดูเลตระหว่างระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ และวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ



รูปที่ 4.38 ผลการจำลองแบบระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของ ระบบ SAGC และระบบการตีמודูเลตทางความถี่ที่ นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากรถยนต์ที่ความเร็ว 5 กิโลเมตรต่อชั่วโมง



รูปที่ 4.39 ผลการจำลองแบบระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะ ของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องบนพื้นฐานของ ระบบ SAGC และระบบการตีมอดูเลตทางความถี่ที่ นำเสนอ โดยมีสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณสะท้อนจากรถยนต์ที่ความเร็ว 40 กิโลเมตรต่อชั่วโมง



รูปที่ 4.40 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเร็วของรถยนต์ และค่าขนาดของสัญญาณ
เอาต์พุตเฉลี่ยของระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอระบบที่มีประโยชน์สำหรับการสื่อสาร 2 ระบบ คือ ระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ (A new absolute phase detection scheme: APDS) และระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ (A new sinusoidal automatic gain control: SAGC) และการนำทั้งสองระบบมาประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสาร ได้แก่ การประยุกต์ใช้งานของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่เป็นระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK และการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติเป็นระบบการมอดูเลตทางขนาด, การมอดูเลตทางความถี่ และระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง ซึ่งบทสรุปนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ดังต่อไปนี้

ส่วนที่ 1 สำหรับระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่นั้น ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะมีองค์ประกอบของระบบดังนี้คือ วงจรคูณ, วงจรกำจัดค่าสัญญาณโพตรง, วงจรหารค่าความถี่ และวงจรเฟสดีเทคเตอร์แบบปกติ คุณสมบัติที่สำคัญของระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอนี้ คือสามารถตรวจจับค่าเฟสของสัญญาณโดยไม่จำเป็นต้องทราบค่าเฟสอ้างอิงจากเครื่องส่งเหมือนกับระบบการตรวจจับเฟสแบบทั่วไป ระบบที่นำเสนอนี้มีความยืดหยุ่นในเรื่องของย่านในการตรวจจับเฟสเนื่องจากสามารถเปลี่ยนองค์ประกอบของวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่ใช้ภายในได้ ดังนั้นย่านของเฟสที่สามารถตรวจจับได้ก็จะขึ้นอยู่กับวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่ถูกนำมาใช้งาน เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานที่เหมาะสม แต่อย่างไรก็ตามจากการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ในหัวข้อที่ 3.2 สามารถสรุปได้ว่าวงจรคูณสัญญาณส่งผลกระทบต่อระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอไม่มาก เนื่องจากวงจรคูณจะส่งผลกระทบต่อทำให้ค่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลงเพียงเท่านั้น นอกจากนี้ผลกระทบที่เกิดจากวงจรถัดสัญญาณโพตรงสามารถถูกกำจัดได้ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่ถูกนำมาใช้งาน แต่อย่างไรก็ตามวงจรหารความถี่สร้างสัญญาณรบกวนที่ส่งผลกระทบต่อระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอมากกว่าวงจรรายอื่น ๆ เนื่องจากในกรณีที่ $\Delta\omega \neq 0$ สัญญาณเอาต์พุตของระบบอยู่ในรูปของโคไซน์ฟังก์ชันที่มีค่าความถี่ต่ำ ซึ่งไม่ใช่ค่าเฟสของสัญญาณที่ต้องการ

ภายใต้โครงสร้างเดิมโดยขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับระบบ เมื่อระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK แบบใหม่ พบว่าระบบการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ที่นำเสนอนี้สามารถกู้สัญญาณข่าวสารโดยไม่จำเป็นต้องมีระบบที่กู้สัญญาณคลื่นพาห์เพื่อใช้ในการมอดูเลตสัญญาณข่าวสารเหมือนกับระบบการมอดูเลตแบบทั่วไป

คุณสมบัติของสัญญาณ BPSK คือค่าเฟสของสัญญาณจะถูกเลื่อนไปทำมุมเท่ากับ 0° และ 180° เท่านั้น ดังนั้นสำหรับระบบการมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้

เลือกวงจรคูณเฟสดีเทคเตอร์แบบแอนะล็อก เนื่องจากมีย่านในการตรวจจับเฟสของสัญญาณอยู่ในช่วง $(0^\circ - 180^\circ)$ มาใช้เป็นองค์ประกอบในระบบการดีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอ ซึ่งพบว่าจากผลการจำลองแบบในบทที่ 4 ทำให้สามารถสรุปได้ว่า ระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์ที่นำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการดีมอดูเลตแบบ BPSK โดยไม่จำเป็นต้องปรับเปลี่ยนองค์ประกอบใดๆ และจากผลการจำลองระบบโดยโปรแกรม PSPICE พบว่าระบบการดีมอดูเลตแบบ BPSK ที่นำเสนอสามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณแบบเรียลไทม์ได้อีกด้วย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ยังประยุกต์ใช้งานระบบตรวจจับเฟสที่นำเสนอเป็นระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK อีกด้วย แต่เนื่องจากคุณสมบัติของสัญญาณ QPSK ที่ค่าเฟสของสัญญาณจะถูกเลื่อนไปทำมุมเท่ากับ $-135^\circ, -45^\circ, +45^\circ$ และ $+135^\circ$ ดังนั้นในส่วนของการดีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอวงจรเฟสดีเทคเตอร์ที่มีองค์ประกอบเป็นวงจรโมโนสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ และอาร์เอสฟลิปฟล็อป ได้ถูกนำมาใช้ในการกู้สัญญาณข่าวสารเนื่องจากมีย่านในการตรวจจับเฟสอยู่ในช่วง $(0^\circ - 360^\circ)$ ซึ่งพบว่าจากผลการจำลองแบบในบทที่ 4 ที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขที่มีสัญญาณรบกวนขาวและไม่มีทำให้สามารถสรุปได้ว่า ระบบการตรวจจับเฟสที่นำเสนอสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK โดยเปลี่ยนชนิดของวงจรเฟสดีเทคเตอร์เพื่อให้เหมาะสมกับสัญญาณที่ต้องนำมาทำการดีมอดูเลต และจากผลการจำลองแบบโดยโปรแกรมแมทแลป พบว่าระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK ที่นำเสนอสามารถกู้สัญญาณข่าวสารคืนมาได้โดยไม่ต้องมีระบบสร้างสัญญาณคลื่นพาห์แบบระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK แบบทั่วไป อย่างไรก็ตามจากผลการจำลองระบบการดีมอดูเลตแบบ QPSK โดยโปรแกรม PSPICE พบว่าเกิดการกู้ข้อมูลผิดพลาด ณ ตำแหน่งที่เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสของ สัญญาณ QPSK ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าระบบดีมอดูเลตที่นำเสนอมีข้อจำกัดในการประมวลผลแบบเรียลไทม์

ดังนั้นระบบดีมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK ที่นำเสนอมีข้อดีและข้อได้เปรียบที่สำคัญ คือสามารถหลีกเลี่ยงการใช้งานวงจร M^2 power loop และ วงจร Costas loop ในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์ที่เครื่องรับได้สำหรับข้อเสนอแนะของระบบการตรวจจับเฟสสัมบูรณ์แบบใหม่ที่นำเสนอในอนาคต พบว่าระบบการตรวจจับเฟสที่นำเสนอควรจะถูกนำไปพัฒนาต่อในการสร้างระบบการดีมอดูเลตเฟสและระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ได้ต่อไป

สำหรับในส่วนที่สองนี้จะนำเสนอบทสรุปของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัติแบบใหม่ ซึ่งมีองค์ประกอบภายในของระบบดังนี้คือ วงจรทำอนุพันธ์, วงจรคูณสัญญาณ, วงจรบวกสัญญาณ, วงจรถอดรากที่สอง และวงจรหารสัญญาณ พบว่าระบบที่นำเสนอมีคุณลักษณะที่ให้สัญญาณเอาต์พุตขนาด 1 โวลต์ และเฟสของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนไป 90 องศาเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต และย่านความถี่ของสัญญาณอินพุตรูปไซน์ที่ระบบประมวลผลได้นั้นอยู่ในช่วง 1 Hz- 1 MHz ส่วนบทสรุปการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัตโนมัตินั้นจะแบ่งออกเป็น 2 บทสรุป ได้แก่ 1. บทสรุปของระบบการดีมอดูเลตทางขนาดและระบบการดีมอดูเลตทางความถี่ 2. บทสรุปของระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่อง ซึ่งจากผลการจำลองแบบระบบการดีมอดูเลตทางขนาด และการดีมอดูเลตทางความถี่ที่อยู่ภายใต้เงื่อนไขทั้งที่มีสัญญาณรบกวนขาวและไม่มี พบว่าระบบการดีมอดูเลตทางขนาด และการมอดูเลตความถี่ที่นำเสนอนั้นสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้โดยไม่ต้องใช้วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์เหมือนระบบการดีมอดูเลตขั้นแบบปกติ ถัดมาเพื่อทดสอบความสามารถ

ของระบบการติมอดูเลตทางขนาดและความถี่ที่นำเสนอในบทที่ 4 ได้จำลองระบบการติมอดูเลตทั้งสองชนิดในช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาว โดยมีการเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์, เปลี่ยนค่าคงที่มอดูเลชันของสัญญาณมอดูเลตขนาดและสัญญาณมอดูเลตความถี่ทั้งสองชนิด พบว่าระบบการติมอดูเลตทางขนาด และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอก็ยังสามารถกู้ข่าวสารกลับมาได้ นอกจากนั้นเพื่อลดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจำลองแบบสัญญาณรบกวนที่สัญญาณเอาต์พุตของระบบการติมอดูเลตทางความถี่ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้เพิ่มวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้กับระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอ พบว่าสามารถลดสัญญาณรบกวนที่สัญญาณเอาต์พุตลงไปได้อีกด้วย

โดยปกติแล้วการวัดค่าความเร็วของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องจะใช้ค่าความถี่ดอปเปลอร์ในช่วงเวลาที่จำกัดในการหาค่าความเร็วเฉลี่ยจากสัญญาณสะท้อนของวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ ซึ่งเทคนิคที่กล่าวมานี้จำเป็นต้องใช้วงจรขยายที่มีค่าอัตราขยายสูง และไม่สามารถวัดค่าความเร็วชั่วขณะของวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้ ดังนั้นในบทสรุปสุดท้ายของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะสรุปผลการทดลองระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องที่ถูกสร้างขึ้นจากการประยุกต์ใช้งานของระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัดโนมิตี และระบบการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอมาแล้วข้างต้น โดยระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะระบบเรดาร์ที่ใช้คลื่นต่อเนื่องที่นำเสนอนี้จะประกอบไปด้วย 2 ขั้นตอนย่อย คือ ขั้นตอนการเตรียมสัญญาณ และขั้นตอนการวัดค่าความเร็วจากสัญญาณที่ตรวจจับมาได้ โดยสำหรับขั้นตอนการเตรียมสัญญาณนั้น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะทำหน้าที่ในการกำจัดค่าสัญญาณรบกวนที่มีค่าความถี่สูงออกจากสัญญาณอินพุต และวงจร SAGC ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณทำให้ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของขั้นตอนเตรียมสัญญาณนั้นมีค่าขนาดเป็น 1 หน่วย ถัดมาในส่วนของขั้นตอนที่ 2 คือ ขั้นตอนในการวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณที่สะท้อนจากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเอาเทคนิคการติมอดูเลตทางความถี่ที่นำเสนอไปในหัวข้อ 3.8.2 มาใช้วัดค่าความถี่ของสัญญาณเพื่อนำไปผ่านกระบวนการแมชซิง ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าระบบการวัดค่าความเร็วชั่วขณะที่นำเสนอสามารถวัดค่าความเร็วชั่วขณะของสัญญาณสะท้อนจากวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้

สำหรับระบบการควบคุมทางขนาดของสัญญาณคลื่นรูปไซน์อัดโนมิตีแบบใหม่ ทางผู้วิจัยพบว่าระบบสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal frequency-division multiplexing: OFDM) เพื่อใช้ในการลดค่าอัตราส่วนของค่ากำลังงานสูงสุดต่อค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ (Peak-to-Average Power Ratio: PAPR) เพื่อลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลข่าวสารได้ ซึ่งกำลังเป็นหัวข้อวิจัยที่กำลังศึกษาต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] O. V. Alan and W. S. Alan, Signal and systems, Prentice-Hall, 1997.
- [2] IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems, in IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995), pp. 1-57, 2006.
- [3] Schulz, P. Richard and Laios, "Triggering tradeoffs for recording dynamics," Proc. IEEE Computer Applications in Power, Vol. 10, No. 2, pp. 44-49, 1997.
- [4] J. Horwitz, Feldman, James and Reinhardt, "Remote absolute phase measurement in buried cable systems," Proc. Transmission and Distribution, pp. 397-403, 1994.
- [5] Z. Jie, Z. Changyin, H Wei, J. Ping and C. Chunling, "Precise measurement of power system frequency and absolute phase based on GPS," Proc. Power System Technology, Vol. 3, pp. 1947-1951, 2002.
- [6] Roeder, "Absolute phase in power system applications," Proc. IEEE Transmission and Distribution, pp. 1681-1684, 2002.
- [7] D. Fan, Centeno and H. Zhang, "Aspects on relative phase angle measurement, Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting," pp. 1-4, 2007.
- [8] H. Li, Perrie, Y. He, Lehner and S. Bruschi, "Target detection on the ocean with the relative phase of compact polarimetry SAR," IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, Vol. 51, No. 6, pp. 3299-3305, 2013.
- [9] E.I. Algazin, A.V. Sapsalev, D.V. Makarov, A.P. Kovalevskiy and Veshkurtsev, "The method of signal processing of relative phase modulation," Proc. International Siberian on Control and Communications (SIBCON), pp. 1-4, 2015.
- [10] K. Kobayashi, T. Someya, T. Ohtsuki, S.P.W. Jarot and T. Kashima, "MIMO System with relative phase difference time-shift modulation in rician fading environments," Proc. IEEE Communications, pp. 732-736, 2008.
- [11] W. F. Egan, Phase-lock basics, Wiley-Interscience, pp. 31-44, 1998.
- [12] M. M. Begovic, P. M. Djuric, S. Dunlap and A. G. Phadke, "Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, no. 2, pp. 480-486, Apr 1993.
- [13] A. G. Phadke, J. S. Thorp and M. G. Adamiak, "A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency," in IEEE Power Engineering Review, vol. PER-3, no. 5, pp. 23-23, May 1983.
- [14] A. Mariscotti, Jun-Zhe Yang and Chih-Wen Liu, "Discussion of "A precise calculation of power system frequency and phasor" [Closure to discussion]," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, no. 4, pp. 1319-1320, Oct. 2000.

- [15] O. Jeon, R. M. Fox, B. A. Myers, "Analog AGC circuitry for a CMOS WLAN receiver," *IEEE Journal Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 10, pp. 2291-2300, 2006.
- [16] J. P. A Perez, S. C. Pueyo, B. C. Lopez, *Automatic gain control*, Springer New York Dordrecht Heidelberg, London, pp. 13-27, 2011.
- [17] Y. P. Hsu, Y. T. Lin, C. H. Chen, S. S. Lu, "A feed-forward automatic-gain control amplifier for biomedical applications," in *Prof. Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp. 1-4, 2007.
- [18] J. M. Khoury, "On the design of constant settling time AGC circuits," *IEEE Trans. Circuits and Systems II: Analog and digital Signal Processing*, vol. 45 no. 3, pp. 283-249, 1998.
- [19] E. Bertran, J. M. Palacin, "Control theory applied to the design of AGC circuits," in *Proc. 6th Mediterranean Electronical Conference*, vol. 1, 1991, pp. 66-70.
- [20] Y. Lee, G. Lim and I.C. Park, "Low-complex BPSK demodulation using absolute comparison," *Proc. IEEE Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 1080-1083, 2010.
- [21] T.R. Roshna, R. Nivin, S. Joy, T.J. Apren and V. Alex, "Design and implementation of digital Costas loop and bit synchronizer in FPGA for BPSK demodulation," *Proc. Control Communication and Computing (ICCC)*, pp. 39-44, 2013.
- [22] T. Nagura, Y. Matsumoto, S. Kubota and S. Kato, "QPSK carrier and bit-timing simultaneous recovery scheme for coherent demodulation," *Proc. IEEE Communications*, pp. 1636-1640, 1995.
- [23] O. Hyun-seo, "Coherent DLL code tracking and BER effect on QPSK demodulation in wideband DS-SS reverse link," *Proc. IEEE Vehicular Technology*, pp. 2408-2410, 1998.
- [24] A. S. Hou, C. E. Lin, "The new design of AGC circuit for the sinusoidal oscillator with wide oscillation frequency range," *IEEE Trans. Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 5, pp. 1396-1401, 2004.
- [25] X. Cheng, G. Xie, Z. Zhang, Y. Yang, "Fast-settling feedforward automatic gain control based on a new gain control approach," *IEEE Trans. Circuits and Systems II: Express briefs*, vol. 61 no. 9, pp. 651-655, 2014.
- [26] J. P. Alegre, B. Calvo, S. Celma, "A fast compact CMOS feedforward automatic gain control circuit," *IEEE International Symposium Circuit and Systems (ISCAS)*, pp. 1504-1507, 2008.
- [27] F. A. Mughal, F. Sultan, M. Imran, "Wide dynamic range automatic gain control using feed forward and backward technique," in *Prof. 10th International Bhurban Conf. Applied Sciences & Technology*, pp. 412-415, 2013.
- [28] B.P. Lathi, *Modern digital and analog communication system*, Oxford University, pp. 541-567, 1998.

- [29] F. Xiong, Digital Modulation Techniques, Frtech House telecommunications library, pp. 179-190, 2000.
- [30] D.H. Sheingold, Nonlinear Circuits Handbook, United States of America, pp. 203-269, 1976.
- [31] R. L. Cupo and R. D. Gitlin, "Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers," Proc. IEEE Journal on selected areas in Communications, Vol. 7, No. 9, pp. 1328-1339, 1989.
- [32] E. Hyun, Y. S. Jin, Y. Ju and J. H. Lee, "Development of short-range ground surveillance radar for moving target detection," IEEE Conf. Asia-Pacific Synthetic Aperture Radar (APSAR), Singapore, pp. 692-695, 2015.
- [33] A. Arakelian and A. Hambaryan, "Microwave Doppler-radar system of sea surface and atmospheric formations remote sensing," Combined Optical-Microwave Earth and Atmosphere Sensing Conf., Atlanta, pp. 91-93, 1995.
- [34] K. Ma, Y. Chang, H. Li and J. Gao, "A new method of target tracking in Ultra-Short-Range Radar," Int. Conf Computer Science and Network Technology (ICCSNT), Dalian, pp. 995-998, 2013.
- [35] A. Rahman, E. Yavari, X. Gao, V. Lubecke and O. Boric-Lubecke, "Signal processing techniques for vital sign monitoring using mobile short range Doppler radar," IEEE Topical Conf. Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS), pp. 1-3, 2015.
- [36] G. Richard, Radar System Performance Modeling, Artech House, USA, 2005.
- [37] R. Zhang, J. Yang and J. Xiong, "Novel method of parameter estimation for moving target in millimeter-wave short-range linear FMCW radar," Int. Conf. Signal Processing, vol. 3, pp. 1985-1988, 2004.
- [38] E. Jacobsen and P. Kootsookos, "Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips & Tricks]," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 3, pp. 123-125, May 2007.
- [39] Ç Candan, "A Method for Fine Resolution Frequency Estimation from Three DFT Samples," IEEE Signal Processing Letters, vol. 18, no. 6, pp. 351-354, June 2011.
- [40] L. Jinyong, J. Lee, Y. Kim, K. Kim, and Y. Kim, "Low complexity frequency offset estimation for FMCW radar," Int. Conf. Advances in Computer Science and Engineering., Atlantis Press, 2013.
- [41] V. Tręes, Detection, Estimation and Modulation Theory, Wiley, New York, 1971
- [42] S. Saechia, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, "A new FM demodulation based on SAGC scheme," Int. Symp. Multimedia and Communication Technology, pp. 53-56, September 2015.

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ และได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

ตลอดการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต มีบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวน 4 บทความ ประกอบด้วยบทความวิจัยเรื่องยาว 1 บทความ และเรื่องสั้นอีก 3 บทความมีรายละเอียดดังนี้

1. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New AM Demodulation Scheme with a Blind Carrier Recovery Method," Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS), Hong Kong, 2015.
2. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New FM Demodulation Scheme Based On SAGC," 2015 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, Thailand, 2015, pp. 50-54.
3. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New Instantaneous-Velocity Measurement Method for CW Short Range Radar System," 2016 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, Japan, 2016, pp. 137-143.
4. S. Saechia, C Pradabpet, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, " A New Absolute Phase Detection Scheme," Journal of signal processing, Japan, 2016, pp. 253-266.

A New AM Demodulation Scheme with a Blind Carrier Recovery Method

S. Sukkharak, K. Jeerasuda, and W. Paramote

Abstract—In this paper, the proposed large carrier AM demodulation scheme implemented based on the proposed sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) is presented. A Multiplier, a LPF and 2 sets of SAGC are combined to accomplish the new AM demodulation scheme. The prominent benefit of the proposed AM demodulation scheme is having the blind carrier recovery method. For any ranges of the carrier frequencies and wide range of the modulation indexes, the proposed AM demodulation scheme has the ability to recover the baseband signal. With a very simple mathematical analysis, the proposed SAGC provides unity magnitude and 90-shifted phase output for all input's frequency components. By using the computer simulation, the proposed SAGC and AM demodulation schemes provide the convenience, advantages and acceptable results compared to their traditional techniques.

Index Terms—AM demodulation, carrier recovery, Hilbert transform, sinusoidal automatic gain control

I. INTRODUCTION

WHEN free space is the communication channel, antennae, operating effectively only when their dimensions are of the order of magnitude of the signal wavelength, radiate and receive the signal. Therefore, the required-antenna length may be reduced to the practicability point by shifting the audio tone to a high frequency. Amplitude modulation method [1] has been used as tools for this objective. However, the problem may occur in signal recovery process when the local frequency generated differs in phase or frequency from the transmitting site. The recovered baseband signal strength will, thus, be proportional to these phase differences [1-2], unless it is possible to maintain the phase difference to be zero. If the frequency difference occurs, the quality of the information signal recovered will also be decreased. Since the carrier synchronization [3-4] has been an important problem for the communication systems, envelope detection is an alternative recovery method which does not need the carrier to obtain the information signal. But envelope detection still requires some conditions such as the transmitting message must not be a negative value and the time constant (RC) must be in between the period of the carrier wave and the shortest

period of a baseband signal ($1/f_c \ll RC \ll 1/f_m$). In addition, the Costas loop [1] is one of the powerful demodulation techniques because of its ability to demodulate AM, FM and PSK signals without the need for mode switching. Still its carrier recovery method relies on the knowledge of the modulated frequency and a false the lock phenomenon [6-7] relies on accumulated delay in the long loop. According to these conditions, the large carrier AM demodulation scheme with a non-data aided carrier recovery method is proposed. It is based on a new sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) which is also proposed in this paper.

The organization of this paper is as follows. Principle of the Hilbert transform and a new sinusoidal automatic gain control scheme are mentioned in section II. In section III, new AM demodulation scheme using a new SAGC will be discussed in great detail. Section IV illustrates the results of Matlab computer simulation. Finally, conclusions are given in section V.

II. PRINCIPLES

A. Hilbert Transform

The Hilbert transform is the convolution of an input signal $x(t)$ with the signal $-1/\pi t$, which is the impulse response of the Hilbert system. The Hilbert transform of $x(t)$ by $H[x(t)]$ is defined as

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{-1}{\pi t} \quad (1)$$

when $\hat{x}(t)$ is the Hilbert transform of $x(t)$. Let us consider the Fourier transform of the Hilbert impulse response, which is

$$H(j\omega) = F\left\{\frac{-1}{\pi t}\right\} = j \operatorname{sgn}(\omega) \quad (2)$$

where the function $j \operatorname{sgn}(\omega)$ can be defined as

$$H(j\omega) = j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1; & \omega > 0 \\ 0; & \omega = 0 \\ -1; & \omega < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Similarly, the Hilbert system can be expressed in terms of magnitude and phase as follows.

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (4)$$

Manuscript received December 05, 2014; revised January 13, 2015.

All authors are now with the Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering, KingMongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang, Bangkok, 10520 THAILAND (e-mail: s4610109@kmitl.ac.th, jeerasuda@telecom.kmitl.ac.th, paramote@telecom.kmitl.ac.th).

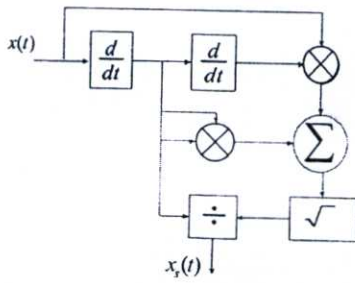


Fig. 1. The proposed SAGC block diagram based on the Hilbert transform

$$|H(j\omega)| = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (5)$$

Eq.(4) and (5) indicate that the system of the Hilbert transform has no impact on the input's magnitude but phase of the input is shifted by $\pi/2$ radians for all frequency components. For example, $x(t) = A\cos(\omega t)$ is the input signal then the output of the Hilbert transform is $\hat{x}(t) = -A\sin(\omega t)$.

B. The Proposed SAGC Scheme

From Fig. 1, let $x(t)$ be the sinusoidal input, which is

$$x(t) = A\sin(\omega_0 t) \quad (6)$$

where A and ω_0 are amplitude and angle frequency of the input signal. By taking first and second derivative to $x(t)$, it respectively yields

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A\omega_0 \cos(\omega_0 t) \quad (7)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -A\omega_0^2 \sin(\omega_0 t) \quad (8)$$

Squaring both sides of (7)

$$(x'(t))^2 = (A\omega_0)^2 \cos^2(\omega_0 t) \quad (9)$$

By multiplying both sides of (8) by $x(t)$, it yields

$$x(t)x''(t) = -(A\omega_0)^2 \sin^2(\omega_0 t) \quad (10)$$

Subtraction (10) from (9) yields

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (A\omega_0)^2 \quad (11)$$

Then taking square root of (11) results in

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = \sqrt{(A\omega_0)^2} = |A\omega_0| \quad (12)$$

After dividing (7) by (12), it yields

$$x_s(t) = \frac{x'(t)}{\omega_0 A} \quad (13)$$

Then substituting (7) for (13), the system's output finally is

$$x_s(t) = \cos(\omega_0 t) = \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (14)$$

By taking Laplace transform to both sides of (13), then the AGC's transfer function can be expressed

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega_0 A} \right) \cdot s = jA^{-1} \quad (15)$$

Hence from Eq.(15), the transfer function of the proposed system can be expressed in terms of magnitude and phase as followings.

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (16)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (17)$$

In comparison with the single sinusoidal input signal as given in (6), the unity magnitude and 90-degree-shifted phase characteristics corresponding to the magnitude and phase responses of the system are applied to obtain the output as given by (14).

III. LARGE CARRIER AM DEMODULATION SCHEME

From Fig. 2, let $m(t)$ be the information signal and the input $x(t)$ applied into the proposed sinusoidal AGC is the amplitude-modulated signal by multiplying the input $m(t)$ with the carrier $\cos(\omega_c t + \theta)$. Thus,

$$x(t) = m(t)\cos(\omega_c t + \theta) \quad (18)$$

The output signal obtained by applying $x(t)$ to the first new sinusoidal AGC is

$$x_{s1}(t) = -\sin(\omega_c t + \theta) \quad (19)$$

By feeding (19) into the second AGC, then its output can be expressed as

$$x_{s2}(t) = -\cos(\omega_c t + \theta) \quad (20)$$

The multiplication between (18) and (20) yields

$$x_m(t) = -\frac{m(t)}{2} \cos(2\omega_c t + 2\theta) - \frac{m(t)}{2} \quad (21)$$

As can be seen in (21), the low frequency component obtaining by using a low pass filter can be expressed as

$$y(t) = -\frac{m(t)}{2} \quad (22)$$

IV. SIMULATION RESULTS

In this section, two parts of SAGC scheme simulation results are illustrated. The first part presents the essential characteristics of SAGC scheme such as amplitude and phase characteristics. The second group is to describe the proposed large carrier AM demodulation behaviors.

A. SAGC Characteristic Results

From Fig. 3(a), this result is obtained by applying 10 kHz sinusoidal input signal with peak amplitude of 10 mV. In this case, the proposed SAGC performs as amplifier with 20 dB gain in order to provide the unit output amplitude depicted by the dash line. The spectrum plots shown in Fig. 3 (b) and (c) confirm that the frequencies of input and output signals are not different.

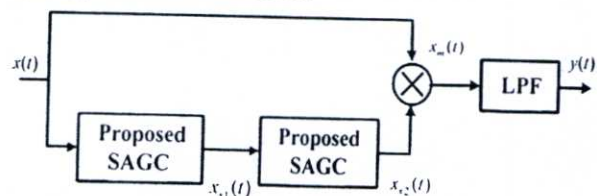


Fig. 2. Large carrier AM demodulation block diagram based SAGC scheme

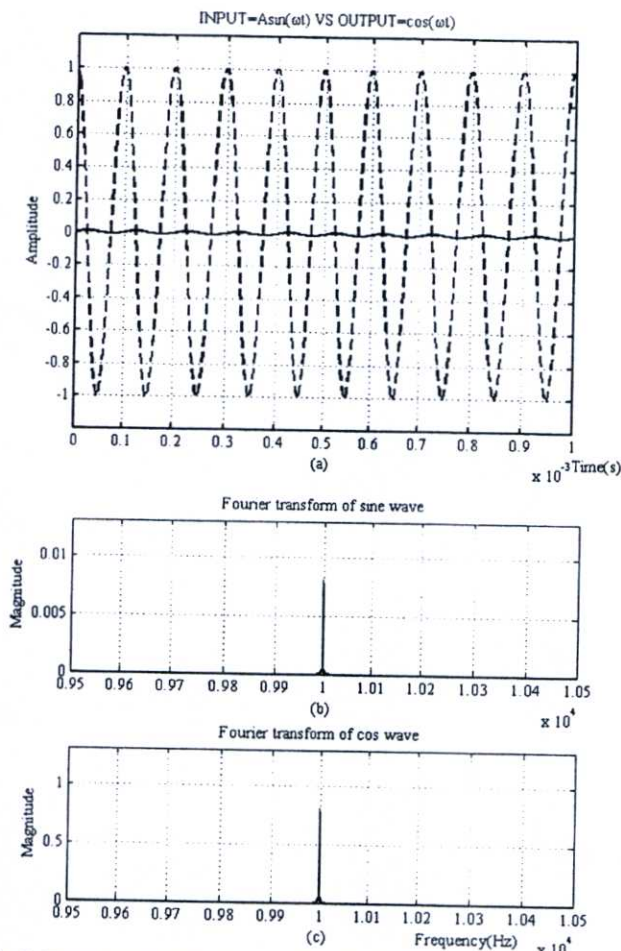


Fig. 3. The unit amplitude characteristic of the SAGC's output for a sinusoidal input (10mV and 10 kHz).

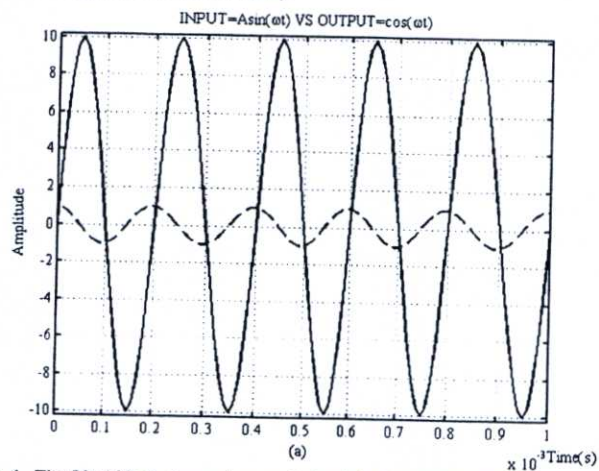


Fig. 4. The 90-shifted phase characteristic of the SAGC's output for a sinusoidal input (10 V and 5 kHz).

In order to acquire the 1-Volt output amplitude shown in the dash-line signal in Fig. 4 (a), the SAGC scheme fed with the sinusoidal input signal at 5 kHz and with peak amplitude of 10 V performs as an attenuator with attenuated gain -10 dB. Besides the unit amplitude behavior, the proposed scheme also delivers the output signal with 90-shifted phase as illustrated in the dash line.

From results in both figures, this scheme can perform as a unit amplitude stabilizer for all input's frequency components because of its characteristics. It is either an attenuator for the input greater than 1V or an amplifier with an input lower than 1V.

B. AM Demodulation Results

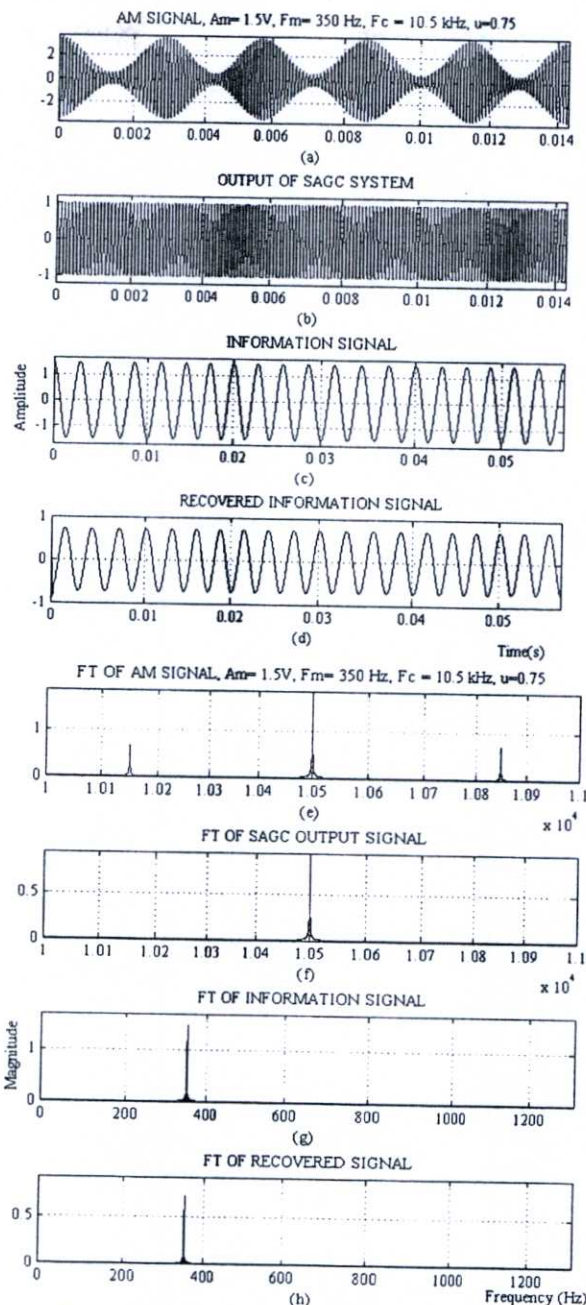


Fig. 5. The result of AM demodulation system using the proposed sinusoidal automatic gain control scheme based the Hilbert transform where (a) and (b) are the AM signal and the output of the proposed AGC scheme, respectively, (c) and (d) are the information signals at the transmitter and receiver, respectively, and (e)-(h) are the frequency component of the signals (a)-(d).

The simulation result of the proposed AM demodulation technique [Fig. 2] has been illustrated in this sub-section. In Fig. 5 (a), the AM signal has been generated from 10.5 kHz carrier and 350 Hz information signal. In Fig. 5 (b), the signal can be obtained by feeding the AM signal into the proposed SAGC scheme twice. The spectrum in (f) shows that the carrier frequency is equal to the transmitted carrier frequency in (e). The spectra shown in (g) and (h) indicate that the information signals at the receiver can be recovered. Moreover, in Fig. 6 (b), white noise (-28.62 dB) has been added into the AM demodulation system so as to estimate the signal to noise ratio output which is 23.47 dB.

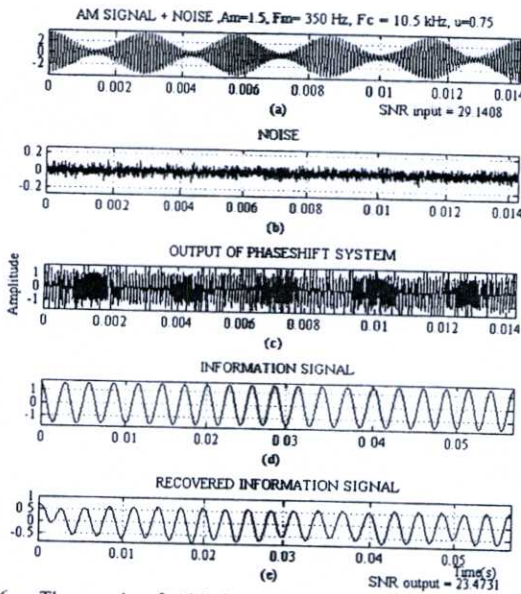


Fig. 6. The result of AM demodulation system using the proposed sinusoidal automatic gain control scheme based the Hilbert transform for white noise environment where (a), (b), and (c) are the AM signal, noise and the output of the proposed AGC scheme, respectively, (d) and (e) are the information signals at the transmitter and receiver, respectively.

In Fig.7 (a) and (c), the modulation indexes of AM signals generated by 1.05 MHz carrier frequency are 0.1 and 1 respectively. By using the proposed AM demodulation scheme, baseband signals depicted in Fig. 7 (b) and (d) are recovered from (a) and (c) respectively. By changing the carrier frequency for generating AM signals (in Fig.7 (e) and (g)) from 1.05 MHz to 10.5 MHz, the baseband signals in Fig. 7 (f) and (h) are obtained. In short, the proposed AM demodulation model has ability to recover the information signal with wide range of carrier frequencies and modulation indexes.

V. CONCLUSION

With a simple mathematical analysis, a new sinusoidal automatic gain control scheme is presented. Based on Hilbert transform, the proposed SAGC provides unity magnitude and 90-shifted phase output for all input's frequency components. Without the feedback structure, this proposed SAGC's properties are quite similar to the feed-forward AGC's one. Hence, this proposed scheme does not take much time to provide the unit output signal and can process more information comparing to the feedback structure. Based on the proposed SAGC, it can be applied for a large carrier AM demodulation scheme that can avoid the problem of matching recovery carrier. In addition, a priori known frequency for the VCO does not require as in the conventional AM demodulator. For wide ranges of the carrier frequencies and modulation indexes, the proposed AM demodulation has the ability to recover the baseband signal back. Because of the unit amplitude characteristic of the proposed SAGC, the local carrier frequency can be generated with unit constant amplitude for the modulation procedure. However, it should be noted that the baseband signal output of the proposed AM demodulation will be phase shifted by 180 degree compared to its original version.

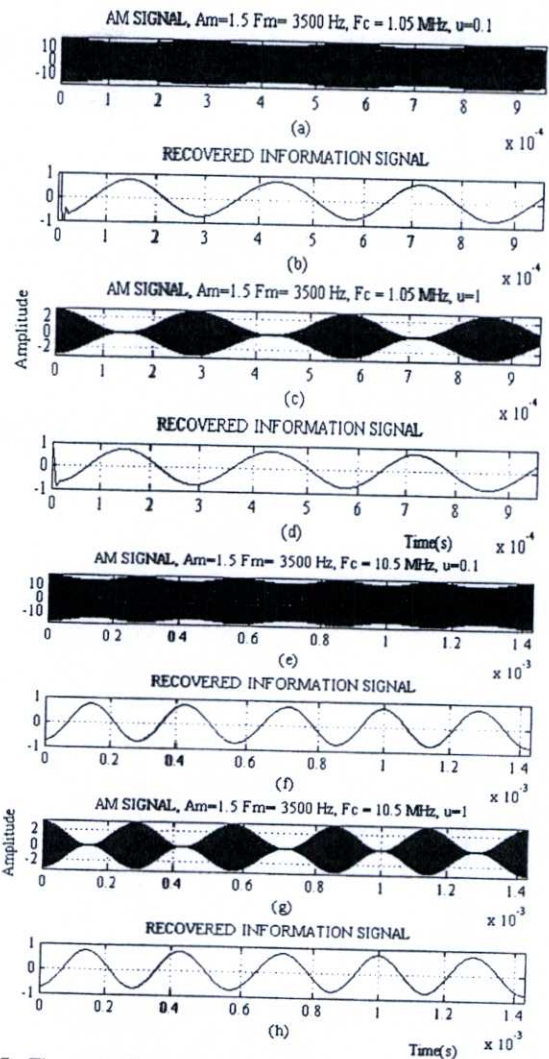


Fig. 7. The result of AM demodulation system using the proposed SAGC scheme based on the Hilbert transform in order to evaluate the effect of modulation index and carrier frequency.

REFERENCES

- [1] B. P. Lathi, *Communication System*. Wiley Eastern Limited. New Delhi, 1968, ch 4.
- [2] R. L. Cupo and R. D. Gitlin, "Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers", *IEEE Journal on selected areas in Communications*, vol. 7, no. 9, pp. 1328-1339, 1989.
- [3] H. M. Kwon and E. K. B Lee, "A novel wireless communication device and its synchronization scheme", *IEEE Global Telecommunications Conf.*, 1995, pp. 659-663.
- [4] R. Haeb and H. Meyr, "A systematic approach to carrier recovery and detection of digitally phase modulated signals on fading channels", *IEEE Trans. Communications*, vol. 37, no. 7, pp. 748-754, 1989.
- [5] K. F. Kord, M. E. Depuy and C. R. Meyer, "Fast envelope detection for thinned display of finely digitized ultrasound scan", *IEEE. Trans. Biomed Engineer.* vol. BME - 32, no. 8, pp. 637 - 638, 1985.
- [6] Simon and K. Marvin, "The False Lock Performance of Costas Loops with Hard-Limited In-Phase Channel", *IEEE Trans. Communications*, vol. 26, no. 7, pp. 23-34, Jan 1987.
- [7] S. John, "False Lock in Costas Loops", in *Proc. 20th Southeastern Symposium System Theory*, USA, 1988, pp. 75-79.

A New FM Demodulation Scheme Based On SAGC

Sukkharak Saechia, Jeerasuda Koseeyaporn

Department of Telecommunications Engineering,
 Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
 Technology Ladkrabang Bangkok, Thailand
 sukkharak@gmail.com, jeerasuda@telecom.kmitl.ac.th

Paramote Wardkein

Department of Telecommunications Engineering,
 Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of
 Technology Ladkrabang Bangkok, Thailand
 pramote@telecom.kmitl.ac.th

Abstract—In this paper, the proposed FM demodulation scheme implemented based on the proposed sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) is presented. A multiplier, a LPF and a set of SAGC are combined to accomplish the new FM demodulation scheme. With any ranges of the carrier frequencies, the proposed FM demodulation scheme has the ability to recover the baseband signal. With a very simple mathematical analysis, the proposed SAGC provides unity magnitude and 90-shifted phase output for all input's frequency components. By using the computer simulation, the proposed SAGC and FM demodulation schemes provide the convenience, advantages and acceptable results compared to their traditional techniques.

Keywords—FM demodulation; envelope detection; Hilbert transform; sinusoidal automatic gain control

I. INTRODUCTION

When free space is the communication channel, the frequency modulation has been used effectively in communications systems for transmitting the audio tone with high frequency carrier. For FM-modulation system [1], there are several types of the signal recovery techniques. The first type is of converting the FM signal to and AM signal through differentiation and then use the envelope detection in order to retrieve the information signal back. Still, the envelope detection [2-3] requires some conditions such as the transmitting message must not be a negative value and the time constant (RC) must be in between the period of the carrier wave and the shortest period of an information signal ($\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m}$). The second type directly tracks the phase and frequency of the modulated signal by using the phase locked loop (PLL) [4-5]. Besides the sub-circuit limitations of PLL such as VCO and phase detector need to be concerned, the data aided carrier recovery method [6-8] has to be prepared in order to match the lock range.

In addition, the Costas loop [1] is one of the powerful demodulation techniques because of its ability to demodulate AM, FM and PSK signals without the need for mode switching. Still its carrier recovery method relies on the knowledge of the modulated frequency and a false the lock phenomenon [9-10] relies on accumulated delay in the long loop. According to these conditions, the FM demodulation scheme with a non-data aided carrier recovery method is proposed. It is based on a new sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) which is also proposed in this paper. Moreover, the SNR is a basic in specifying the signal quality in

analog signals. For voice signals, the standard SNR [1, 11] of 25 to 35 dB at the receiver implies a good quality signal. From the simulation in the noisy environment (-28.62 dB), the SNR output (28.16 dB) of the proposed FM demodulation scheme is satisfactory.

The organization of this paper is as follows. Principle of the Hilbert transform and a new sinusoidal automatic gain control scheme are mentioned in section II. In section III, new FM demodulation scheme using a new SAGC will be discussed in great detail. Section IV illustrates the results of Matlab computer simulation. Finally, conclusion is given in section V.

II. PRINCIPLES

A. Hilbert Transform

The Hilbert transform is the convolution of an input signal ($x(t)$) with the signal $-1/\pi t$, which is the impulse response of the Hilbert system. The Hilbert transform of $x(t)$ by $H[x(t)]$ is defined as

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{-1}{\pi t} \quad (1)$$

when $\hat{x}(t)$ is the Hilbert transform of $x(t)$. Let us consider the Fourier transform of the Hilbert impulse response, which is

$$H(j\omega) = F\left\{\frac{-1}{\pi t}\right\} = j \operatorname{sgn}(\omega) \quad (2)$$

where the function $j \operatorname{sgn}(\omega)$ can be defined as

$$H(j\omega) = j \operatorname{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1; & \omega > 0 \\ 0; & \omega = 0 \\ -1; & \omega < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Similarly, the Hilbert system can be expressed in terms of magnitude and phase as follows.

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (4)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (5)$$

Equation (4) and (5) indicate that the system of the Hilbert transform has no impact on the input's magnitude but phase of

the input is shifted by $\pi/2$ radians for all frequency components. For example, $x(t) = A \cos(\omega t)$ is the input signal then the output of the Hilbert transform is $\hat{x}(t) = -A \sin(\omega t)$.

B. The Proposed SAGC Scheme

From Fig. 1, let $x(t)$ be the sinusoidal input, which is

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad (6)$$

where A and ω_0 are amplitude and angle frequency of the input signal. By taking first and second derivative to $x(t)$, it respectively yields

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A\omega_0 \cos(\omega_0 t) \quad (7)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -A\omega_0^2 \sin(\omega_0 t) \quad (8)$$

Squaring both sides of (7)

$$(x'(t))^2 = (A\omega_0)^2 \cos^2(\omega_0 t) \quad (9)$$

By multiplying both sides of (8) by $x(t)$, it yields

$$x(t)x''(t) = -(A\omega_0)^2 \sin^2(\omega_0 t) \quad (10)$$

Subtraction (10) from (9) yields

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (A\omega_0)^2 \quad (11)$$

Then taking square root of (11) results in

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = \sqrt{(A\omega_0)^2} = |A\omega_0| \quad (12)$$

After dividing (7) by (12), it yields

$$x_s(t) = \frac{x'(t)}{\omega_0 A} \quad (13)$$

Then substituting (7) for (13), the system's output finally is

$$x_s(t) = \cos(\omega_0 t) = \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (14)$$

By taking Laplace transform to both sides of (13), then the AGC's transfer function can be expressed

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega_0 A} \right) \cdot s = jA^{-1} \quad (15)$$

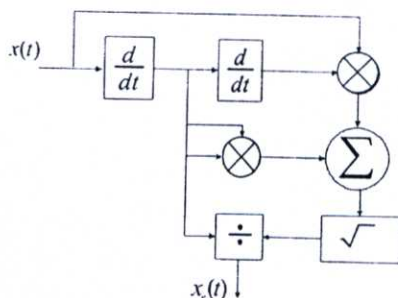


Fig. 1. The proposed SAGC block diagram based on the Hilbert transform

Hence from Eq.(15), the transfer function of the proposed system can be expressed in terms of magnitude and phase as followings.

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (16)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (17)$$

In comparison with the single sinusoidal input signal as given in (6), the unity magnitude and 90-degree-shifted phase characteristics corresponding to the magnitude and phase responses of the system are applied to obtain the output as given by (14).

III. THE PROPOSED FM DEMODULATION SCHEME

In Fig.2, let $m(t)$ be the information signal and the input $x(t)$ applied into the proposed SAGC is the frequency-modulated signal by the integral of input $m(t)$, which is

$$x(t) = A \sin(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau) \quad (18)$$

By considering the argument term, $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ is the

angle of $x(t)$, then by setting $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau = \theta(t)$, eq. (18) is rewritten as

$$x(t) = A \sin(\theta(t)) \quad (19)$$

By taking first derivative to $x(t)$, it yields

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = A \cos(\theta(t)) \theta'(t) \quad (20)$$

By following the steps in section II from (8) to (10), then the subtraction is

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = A^2 (\theta'(t))^2 - \frac{A^2 \sin(2\theta(t))\theta''(t)}{2} \quad (21)$$

By replacing $\theta(t)$ in (21) with $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$, then the first-

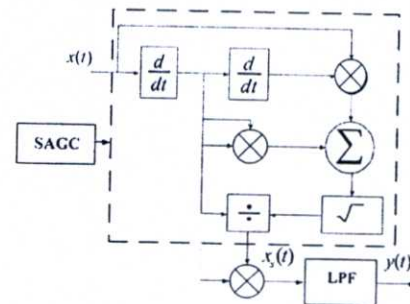


Fig. 2. Frequency demodulation scheme using the proposed SAGC scheme

and the second derivative of $\theta(t)$ can be illustrated as $\theta'(t) = \omega_c + m(t)$ and $\theta''(t) = m'(t)$, respectively. Let $m(t)$ have a very slow variation, therefore, it is assumed that $m'(t) = 0$. Hence, the square root of (21) can be shown as

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = A(\omega_c t + m(t)) \quad (22)$$

After dividing (20) by (22), finally

$$x_s(t) = \cos(\theta(t)) = \cos(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau) \quad (23)$$

The multiplying result between (23) and (20) is

$$x'(t)x_s(t) = A \frac{\cos(2\theta(t)) + 1}{2} \theta'(t) \quad (24)$$

By substituting $\theta(t)$ and $\theta'(t)$ by $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ and $\omega_c + m(t)$, respectively, then the low frequency component obtained by the low pass filter is

$$y(t) = \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} = \frac{A\omega_c}{2} + \frac{Am(t)}{2} \quad (25)$$

The mathematical analysis that has been described shows that the FM demodulator block diagram using the proposed SAGC scheme can be used as a tool to recover the information signal $m(t)$. However, the DC offset at the output of the system depends on the carrier frequency and the signal amplitude.

IV. SIMULATION RESULTS

A. SAGC Characteristic Results

From Fig. 3(a), this result is obtained by applying 10 kHz sinusoidal input signal with peak amplitude of 10 mV. In this case, the proposed SAGC performs as amplifier with 20 dB gain in order to provide the unit output amplitude depicted by the dash line. The spectrum plots shown in Fig. 3 (b) and (c) confirm that the frequencies of input and output signals are not different.

In order to acquire the 1-Volt output amplitude shown in the dash-line signal in Fig. 4 (a), the SAGC scheme fed with the sinusoidal input signal at 5 kHz and with peak amplitude of 10 V performs as an attenuator with attenuated gain -10 dB. Besides the unit amplitude behavior, the proposed scheme also delivers the output signal with 90-shifted phase as illustrated in the dash line. From results in both figures, this scheme can perform as a unit amplitude stabilizer for all input's frequency components because of its characteristics. It is either an attenuator for the input greater than 1V or an amplifier with an input lower than 1V.

B. Results of The Proposed FM Demodulation System

The last simulation results are of the proposed FM demodulation technique [Fig. 5]. In Fig. 5 (a), the FM signal is generated from 10.5 kHz carrier and 350 Hz information signal. In (b), the signal can be obtained by feeding FM signal into the proposed AGC. The spectra given in (g) and (h) show

that the information signals at the receiver can be recovered. Moreover, in Fig. 6 (b), white noise (-28.62 dB) has been added into the FM demodulation system so as to estimate the signal to noise ratio output which is 28.16 dB.

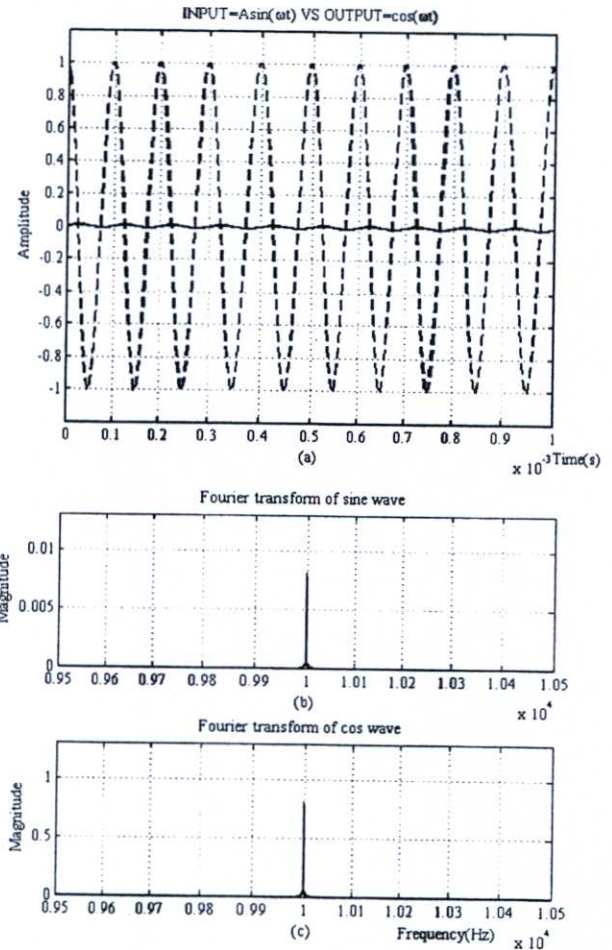


Fig. 3. The unit amplitude characteristic of the SAGC's output for a sinusoidal input (10mV and 10 kHz).

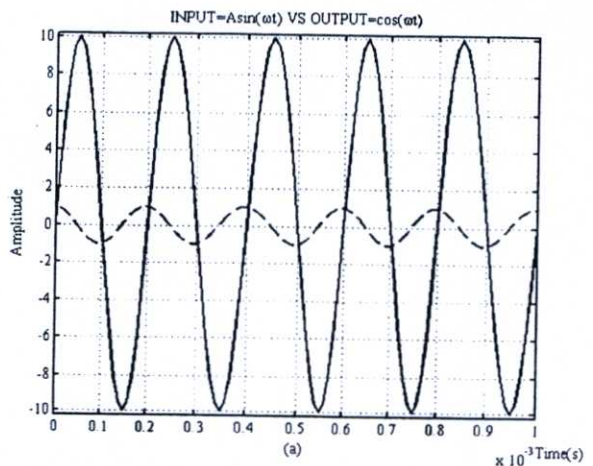


Fig. 4. The 90-shifted phase characteristic of the SAGC's output for a sinusoidal input (10 V and 5 kHz).

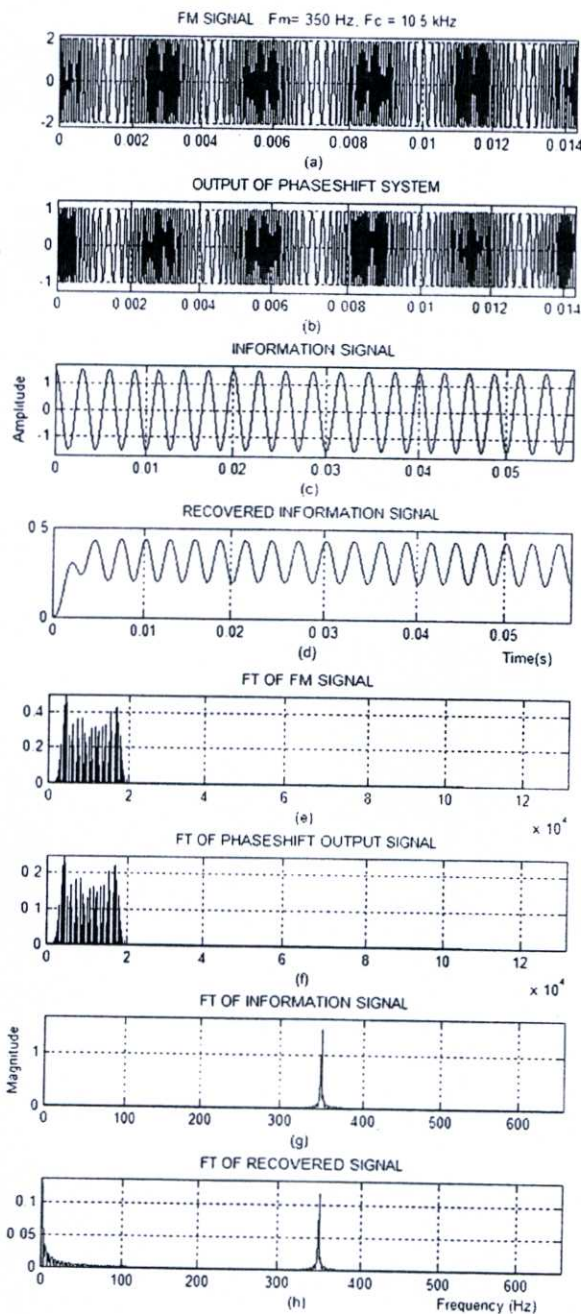


Fig. 5. The result of FM demodulation system using the proposed SAGC scheme based the Hilbert transform where (a) and (b) are the FM signal and the output of the proposed AGC scheme, respectively, (c) and (d) are the information signals at the transmitter and receiver, respectively, and (e)-(h) are the frequency components of the signals on their left-hand column.

V. CONCLUSION

With a simple mathematical analysis, a new sinusoidal automatic gain control scheme is presented. Based on Hilbert transform, the proposed SAGC provides unity magnitude and 90-shifted phase output for all input's frequency components.

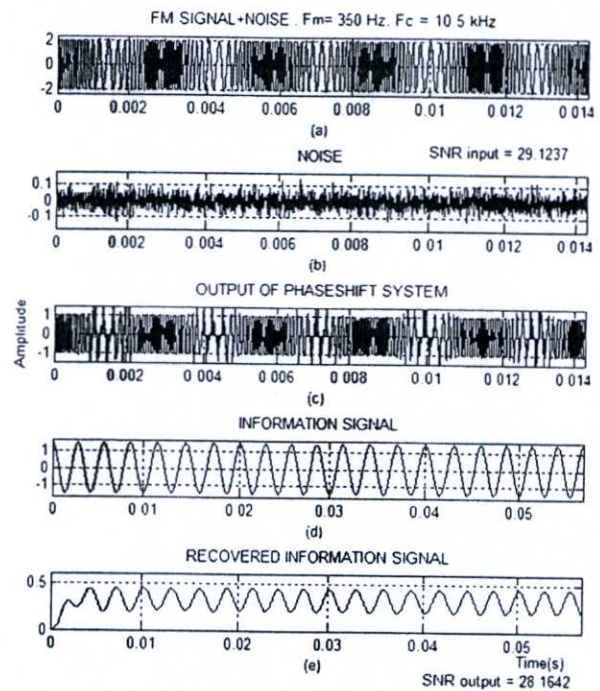


Fig. 6. The result of FM demodulation system using the proposed SAGC scheme based the Hilbert transform for white noise environment where (a), (b), and (c) are the FM signal, noise and the output of the proposed SAGC scheme, respectively, (d) and (e) are the information signals at the transmitter and receiver, respectively.

Without the feedback structure, this proposed SAGC's properties are quite similar to the feed-forward AGC's one. Hence, this proposed scheme does not take much time to provide the unit output signal and can process more information comparing to the feedback structure. Based on the proposed SAGC, it can be applied for a FM demodulation scheme that can avoid the problem of matching recovery carrier and a false the lock phenomenon of the Costas's loop and PLL. With the wide frequency range ability of the proposed SAGC scheme, the proposed FM demodulation also has the ability to recover the baseband signal back for wide ranges of the carrier frequencies. Furthermore, the benefits and the drawbacks of the traditional FM demodulation techniques are listed in order to compare with the proposed FM demodulation scheme shown in Table I.

For voice signals, the standard SNR of 25 to 35 dB at the receiver implies a good quality signal. From the simulation in the noisy environment (-28.62 dB), the SNR output (28.16 dB) of the proposed FM demodulation scheme is satisfactory. However, it should be noted that the baseband signal output of the proposed FM demodulation will has a DC offset depending on the carrier frequency.

TABLE I. PERFORMANCE OF FM DEMODULATION TECHNIQUES

Type of FM demodulation	Performance	
	Advantages	Disadvantages
Envelop detection	Very simple and easy to implement.	Time constant (RC) must be between the carrier signal period and the shortest

Type of FM demodulation	Performance	
	Advantages	Disadvantages
		information signal period. If RC constant is less than the carrier signal period, the ripple over the information output will be increased. In the case of the RC constant is more than shortest signal period, the recovered output might be distorted.
FM demodulation by using PLL	The performance is very good in the low SNR environment. If the input sinusoid is noisy, the PLL not only tracks the sinusoid, but also cleans it up.	The circuit is quite complex because there are several components combined so as to achieve the demodulation. Each of the components has its own limitation such as free running frequency of the VCO needs the transmitter's local frequency information in order to generate the local carrier at the receiver. In the case of the carrier frequency is not in the PLL's lock range or the input frequency changes too rapidly, the loop may not acquire lock.
Costas loop	This demodulation is very powerful because it can demodulate the AM, FM and PSK signal without the need for mode switching	The local carrier generator at the receiver needs the local frequency information from the transmitter in order to produce the signal. Both of the low pass filters has to be identical.
Proposed FM demodulation	The baseband signal output of the proposed FM demodulation will has a DC offset depending on the carrier frequency.	This scheme can avoid the problem of carrier recovery matching and a false the lock phenomenon of the Costas's loop and PLL. According to the envelope detection, this proposed technique does not generate any ripples at the output signal. With the wide frequency range ability of the

Type of FM demodulation	Performance	
	Advantages	Disadvantages
		proposed SAGC scheme, the proposed FM demodulation also has the ability to recover the baseband signal back for wide ranges of the carrier frequencies.

REFERENCES

- [1] B. P. Lathi, Communication System. Wiley Eastern Limited, New Delhi, 1968, ch 5,12.
- [2] K. F. Kord, M. E. Depuy and C. R. Meyer, "Fast envelope detection for thinned display of finely digitized ultrasound scan." IEEE. Trans. Biomed Engineer. vol. BME - 32, no. 8, pp. 637 - 638, 1985.
- [3] H. Xiongchuan, G. Dolmans and J. R. Long, " Noise and sensitivity in RF envelope detection receivers," IEEE Trans. Circuits and Systems II, vol. 60, pp. 637-641, Oct. 2013.
- [4] B. Y. Bae, M. Univ and D. K. Lee, " Novel structure of phase-locked loop robust against disturbances," Electrical Machines and Systems International Conf., pp. 169-174, Oct 2007.
- [5] A. Singhal, C. Madhu and V. Kumar, "Designs of all digital phase locked loop." Recent Advances in Engineering and Computational Sciences, pp. 1-5, March 2014
- [6] R. L. Cupo and R. D. Gitlin, "Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers," IEEE Journal on selected areas in Communications, vol. 7, no. 9, pp. 1328-1339, 1989.
- [7] H. M. Kwon and E. K. B Lee, "A novel wireless communication device and its synchronization scheme." IEEE Global Telecommunications Conf., 1995, pp. 659-663.
- [8] R. Haeb and H. Meyr, "A systematic approach to carrier recovery and detection of digitally phase modulated signals on fading channels," IEEE Trans. Communications, vol. 37, no. 7, pp. 748-754, 1989.
- [9] Simon and K. Marvin, "The False Lock Performance of Costas Loops with Hard-Limited In-Phase Channel," IEEE Trans. Communications, vol. 26, no. 7, pp. 23-34, Jan 1987.
- [10] S. John, "False Lock in Costas Loops," in Proc. 20th Southeastern Symposium System Theory, USA, pp. 75-79, 1988.
- [11] S. Mischa, Information transmission, modulation and noise. McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, Singapore, 1990, pp. 497-517.

A New Instantaneous-Velocity Measurement Method for CW Short Range Radar System

Sukkharak Saechia, Pannipa Chinakaew, Jeerasuda Koseeyaporn, and Paramote Wardkein

Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Abstract—With a very simple mathematical analysis, a new instantaneous-velocity measurement method for a CW short range radar system is proposed. The sinusoidal automatic gain control and the FM demodulation based on SAGC scheme are combined so as to accomplish this method. In order to provide the echo signal for processing on Matlab program, HB 100 module performs as a Doppler shift signal collector. Because of a very small echo signal input (μV), the SAGC scheme performs as a very high gain amplifier to produce the unit amplitude signal. With the shorter delay time, the instantaneous-velocity value is obtained by converting the Doppler shift frequency of the received echo wave by using the FM demodulation based on SAGC scheme. The proposed velocity measurement technique shows the less complication of velocity conversion and the acceptable results comparing to the conventional ones.

I. INTRODUCTION

Generally, the radar system's function depicted in Fig. 1. is to transmit a burst of electromagnetic energy in order to detect the target intercepting the energy by its receiver. The radar system's usage varies massively including: strategic and tactical surveillance [1]; remote atmospheric and sea-state sensing [2]; tracking and guidance [3]; and precision disaster control or monitoring [4]. Since the electromagnetic energy travels with the speed of light (c) 3×10^8 m/s, the distance (R) from the radar to the target is measured by (1)

$$R = \frac{ct}{2} \quad (1)$$

where t is travelling round trip time of electromagnetic wave. The target radial velocity can be conventionally measured in two ways which are from the multiple range measurements and from the Doppler-frequency shift of the received signal. The velocity measurements using Doppler shift output almost always give the better accuracy than noncoherent processing of range measurements.

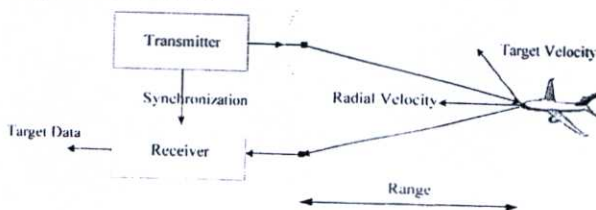


Fig. 1. Radar system

One of the simple radar systems, which only use just a simple un-modulated continuous signal, is CW radar system [5]. For CW radar system, a continuous wave signal is transmitted with a constant frequency and amplitude towards the target. At the sensor module, the echo signal is reflected by a moving target with a radial velocity and is received with an additional Doppler frequency. The distance between the target and the sensor cannot be directly measured, but this system can be modified by modulating the transmitting signal to make a time reference of the received echoes.

In the industrial applications, the short range measurements (below 100 meters) need to be performed with a high accuracy. The Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) radars [6] can solve this problem. Thus, many high accuracy frequency-estimation techniques of the received signal have been created and developed [7-9] in order to approximate the frequency without increasing the FFT size. To improve the frequency estimation, the two stage search is introduced [8], [10]. The rough search is to find the N-point FFT peaks and the delicate search is performed around the peaks found from the first search. The above discussion shows some complications of obtaining the information such as distance, Doppler frequency and run time for these conventional radar systems. Therefore, this paper presents a new instantaneous-velocity measurement process for CW radar system in order to amplify the measured Doppler frequency and convert it to the instantaneous velocity of the moving target. The results of this technique are determined by the spacing of the points in the second stage.

The organization of this paper is as follows. Principle of the CW radar system, HB 100 module, a sinusoidal automatic gain control scheme (SAGC) [11] and The FM demodulation scheme based on sinusoidal automatic gain control scheme [11] are briefly mentioned in section II. In section III, a new instantaneous-velocity measurement for CW radar system will be discussed in great detail. Section IV illustrates the results of Matlab computer simulation. Finally, conclusion is given in section V.

II. PRINCIPLES

A. CW Radar System and HB 100 Module

Continuous wave radar (CW radar) emits a continuous signal and must receive the returned signal while it is

transmitting. Because the CW radar system continuously transmits signal, the range between the sensor and the moving target cannot be directly calculated. However, the target's velocity is proportional to the Doppler-frequency shift of the received signal. In many CW radar applications, it is of interest to distinguish that the target is approaching or receding. This can be determined by using the separate filters which are located on either side of the intermediate frequency. If the returned frequency lies below the carrier, then the target is receding; otherwise it is approaching. In the radar system, the sensor module has been used to transmit and detect the signal to retrieve the Doppler-frequency shift information. In this paper, The X-band microwave motion sensor module (HB 100) has been used for the CW radar signal acquisition process. The X-band microwave motion sensor module (HB 100) is a mono-static DRO Doppler transceiver front-end module. This module designed for the movement detection consists of Dielectric Resonator Oscillator (DRO), microwave mixer and patch antenna depicted in Fig. 2.

There are some specifications of HB 100 module needed to be concerned. When the movement is detected, the amplitude of the Doppler shift output at the IF terminal is in the range of microvolt. In order to amplify the Doppler shift output to a processable level, a high gain amplifier is usually connected to the IF terminal. The frequency calculated by the Doppler equation (2) of Doppler shift output is proportional to the motion's velocity.

$$F_d = 2V \left(\frac{F_t}{c} \right) \cos \theta \quad (2)$$

where F_d is a Doppler frequency, F_t is a transmitted frequency (10.525 GHz), V is a target's velocity and θ is an angle between the target moving direction and the axis of the module.

At the level of 25 Hz Doppler shift output in the technical data sheet, the received microwave signal is attenuated to 93 dB below the transmitted one. The total losses of 93 dB combine with two ways free space loss (82.4 dB for 30-metre distance at 10.525 GHz transmitted frequency), reflection loss and absorption loss.

B. A Sinusoidal Automatic Gain Control

In 2005, the sinusoidal automatic gain control scheme was proposed [11]. This research studied and discussed the SAGC scheme in more detail in order to expand its applications which will be briefly reviewed as follows. From Fig. 3, let $x(t)$ be the sinusoidal input, which is

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad (3)$$

where A and ω_0 are amplitude and angular frequency of the input signal.

By following the steps in [11], the system's output finally is

$$x_s(t) = \frac{x'(t)}{\omega_0 A} \quad (4)$$

Then substituting the differentiated input in (4), (4) can be rewritten as

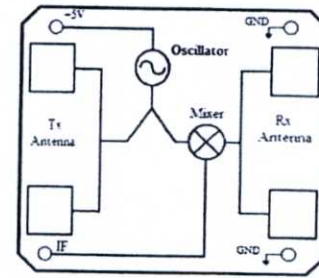


Fig. 2. Block diagram of the X-band microwave motion sensor module (HB 100)

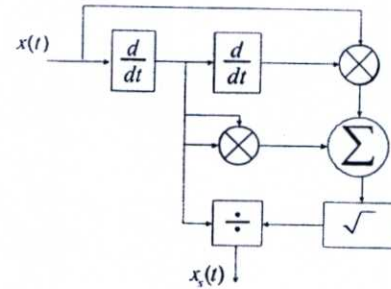


Fig. 3. The proposed SAGC block diagram based on Hilbert transform

$$x_s(t) = \cos(\omega_0 t) = \sin(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

By taking Laplace transform to both sides of (4), then the AGC's transfer function can be expressed by

$$H(s) = \frac{X_s(s)}{X(s)} = \left(\frac{1}{\omega_0 A} \right) \cdot s = jA^{-1} \quad (6)$$

Hence, from (6), the transfer function of the proposed system can be expressed in terms of magnitude and phase as followings.

$$|H(j\omega)| = A^{-1} \quad (7)$$

$$\angle H(j\omega) = \begin{cases} \frac{\pi}{2}; & \omega > 0 \\ -\frac{\pi}{2}; & \omega < 0 \end{cases} \quad (8)$$

In comparison with the single sinusoidal input signal as given in (3), the unity magnitude and 90-degree-shifted phase characteristics corresponding to the magnitude and phase responses of the system are applied to obtain the output as given by (5).

C. FM Demodulation Scheme Based on SAGC

As discussed in [11], the application of the SAGC scheme for a new FM demodulation technique was presented and the results were shown that the proposed technique can demodulate the information signal back. In this section, the concept of this demodulation scheme will, therefore, be briefly discussed. In Fig.4, let $m(t)$ be the information signal and the input $x(t)$ applied into the proposed SAGC is the

frequency-modulated signal by the integral of input $m(t)$, which is

$$x(t) = A \sin(\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau) \quad (9)$$

By considering the argument term, $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$ is the angle of $x(t)$, then by setting $\omega_c t + \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau = \theta(t)$, (10) is rewritten as

$$x(t) = A \sin(\theta(t)) \quad (11)$$

By following the steps in [11], then information of this FM demodulation scheme is

$$y(t) = \frac{A(\omega_c + m(t))}{2} = \frac{A\omega_c}{2} + \frac{Am(t)}{2} \quad (12)$$

Equation (12) shows that the FM demodulator block diagram based on the proposed SAGC scheme can recover the information signal $m(t)$ back. The DC offset in the demodulation output is directly proportional to the carrier frequency and the signal amplitude.

III. A NEW INSTANTANEOUS-VELOCITY MEASUREMENT METHOD

Because of the complication of the direct-velocity measurement of the CW radar system, a new instantaneous-velocity measurement method depicted in Fig. 5 is proposed. This technique is separated into two procedures, which are the signal preparation process and the velocity measurement process. For the signal preparation process, LPF and SAGC operate as the high frequency noise cancellation and the high gain amplifier respectively. For the second procedure, the FM demodulation processes the unit amplitude output of the SAGC scheme so as to obtain the instantaneous velocity of the moving target.

A. Amplification by Using SAGC Scheme

Preparing the signal by using LPF in order to clean the high frequency noise usually decreases the amplitude and shifts the phase of the received radar signal. After that, the SAGC scheme is applied to magnify the signal's amplitude for the latter process. Let $x(t)$ be the transmitted signal, which is

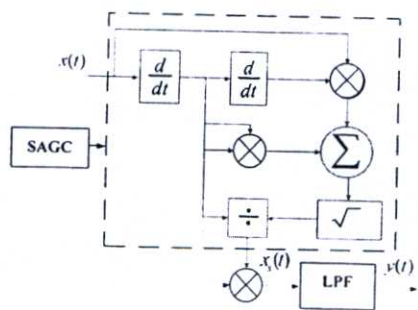


Fig. 4. Frequency demodulation scheme based on SAGC scheme

$$x(t) = A \sin(\omega_0 t) \quad (13)$$

where A and ω_0 are amplitude and angular frequency of the transmitted signal respectively. The echo signal from the moving target will be

$$x_{echo}(t) = KA \sin[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi] \quad (14)$$

where K , ω_d and φ are the constant from the radar equation, a Doppler angular frequency shift and a constant phase shift. By considering the argument term, $(\omega_0 + \omega_d)$ is the angular frequency of $x(t)$, then by setting $(\omega_0 + \omega_d) = \omega$, eq. (14) is rewritten as

$$x(t) = KA \sin(\omega t + \varphi) \quad (15)$$

The results of first and the second derivative of $x(t)$ are respectively, given by

$$x'(t) = \frac{dx(t)}{dt} = KA\omega \cos(\omega t + \varphi) \quad (16)$$

$$x''(t) = \frac{d^2x(t)}{dt^2} = -KA\omega^2 \sin(\omega t + \varphi) \quad (17)$$

By squaring both sides of (16), it yields

$$(x'(t))^2 = (KA\omega)^2 \cos^2(\omega t + \varphi) \quad (18)$$

By multiplying both sides of (17) by $x(t)$, it yields

$$x(t)x''(t) = -(KA\omega)^2 \sin^2(\omega t + \varphi) \quad (19)$$

Subtraction (19) from (18) results in

$$(x'(t))^2 - x(t)x''(t) = (KA\omega)^2 \quad (20)$$

The square root of (20) can be shown as

$$\sqrt{(x'(t))^2 - x(t)x''(t)} = |KA\omega| \quad (21)$$

After dividing (16) by (21), the final result is

$$x_s(t) = \cos(\omega t + \varphi) \quad (22)$$

By replacing ω with $(\omega_0 + \omega_d)$, then (22) can be rewritten as

$$x_s(t) = \cos[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi] = \sin\left[(\omega_0 + \omega_d)t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right] \quad (23)$$

From the output signal $x_s(t)$ in (23), the SAGC scheme performs as the amplifier. It magnifies the echo signal's amplitude to be a unit, but its phase is shifted by 90 degrees.

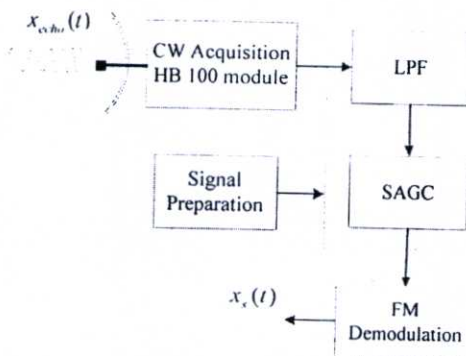


Fig. 5. Block diagram of CW radar system based on new instantaneous-velocity measurement method

B. Instantaneous-velocity Measurement Method

After the signal preparation process, two FM demodulation schemes, which are envelope detection and the FM demodulation based on SAGC scheme, are applied in order to extract the Doppler shift frequency (ω_d). For the FM demodulated by using envelope detection, the conversion of FM signal to and AM signal by using the differentiation is required before applying the envelope detection to determine the Doppler shift frequency. In addition, using envelope detection technique requires some conditions such as the transmitting message must not be a negative value and the time constant (RC) must be in between the period of the carrier wave and the shortest period of an information signal

$$\left(\frac{1}{f_c} \ll RC \ll \frac{1}{f_m}\right) [12].$$

On the other hand, the technique of FM demodulation based on SAGC scheme is applied to demodulate the signal in (15). By following the steps in section IIC., then the output of FM demodulation based on SAGC scheme is

$$y(t) = \frac{(\omega_c + \omega_d)}{2} = \frac{\omega_c}{2} + \frac{\omega_d}{2} \quad (24)$$

IV. EXPERIMENT AND RESULTS

In this section, the simulation results will be illustrated where all the results are separated into two groups as following.

A. Characteristic Results of SAGC Scheme

In Fig. 6(a), the result is obtained by applying 2kHz sinusoidal input signal with peak amplitude of $2.5 \mu V$. In this case, the proposed SAGC performs as amplifier with 56 dB gain in order to provide the unit output amplitude depicted in Fig. 6(b). In Fig. 6(c) and 6(d), the spectrum plots confirm that the frequencies of input and output signals are identical.

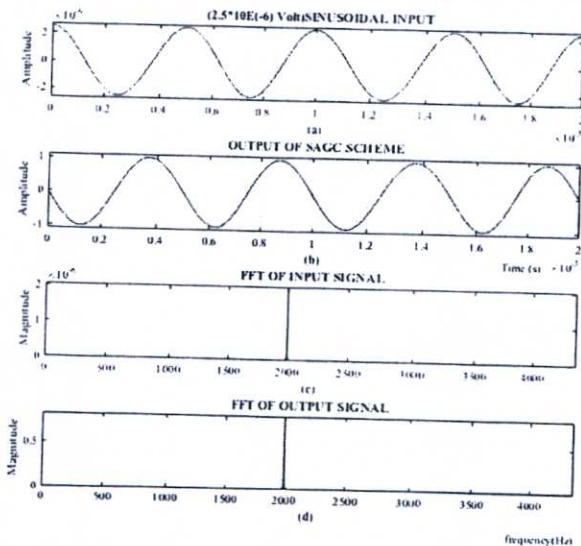


Fig. 6. The unit amplitude characteristic of the SAGC's output for a sinusoidal input (2.5uV and 2kHz)

In Fig. 7, the unit amplitude stabilization characteristic has been verified. With the 10.5kHz carrier and the 350Hz information signal, the frequency of the generated FM signal depicted in Fig. 7 (a) is varied. In order to vary the amplitude of FM signal, the differentiator is used as a tool to produce the signal in Fig. 7 (b). The input signal in Fig. 7 (c) is generated by multiplying the signal in Fig. 7 (b) with the exponential function with its -500 damping factor. The variations [Fig. 7 (c)] of input amplitude and input frequency are obvious. The obtained output [Fig. 7 (d)] shows that the SAGC scheme produces unity amplitude output for overall gain control. The spectrum [Fig. 7 (h)] also confirms that there is only the magnitude difference from FM input spectrum [Fig. 7 (e)].

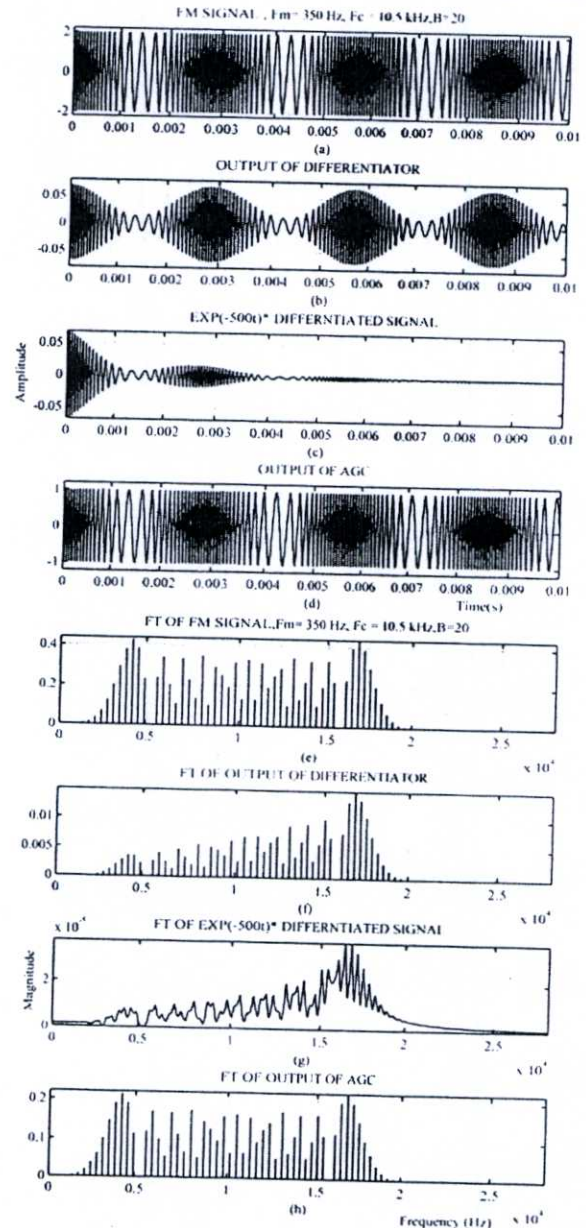


Fig. 7. The unit amplitude stabilization characteristic of SAGC scheme's output for the amplitude and frequency variation input

B. Instantaneous Velocity-Measurement Results

In this subsection, the experiment is set up by using the HB-100 sensor to collect the echo signal. The IF signal output is fed through the laptop's soundcard port, and then is recorded. After that, the recorded signals are processed by the proposed algorithm using Matlab program

From Fig. 8, the top trace shows the echo signal from the moving target, which is the hand movement. After that, the LPF filter is applied in the signal preparation process in order to eliminate the high frequency noise, which generates the output in Fig. 8 (b). Amplifying the signal's amplitude to be one unit by using the SAGC scheme has to be concerned with 90-degree phase shift of the output depicted in Fig. 8 (c). The signal's amplitude the bottom trace shown in Fig. 8 (d) is proportional to the Doppler frequency. To recover the Doppler frequency from the SAGC scheme's output depicted in Fig. 8 (d), the FM demodulation based on envelope detection and based on SAGC scheme will be applied.

These results are simulated by using the conventional CW radar system. In Fig.9 (b), the echo signal is amplified from the input signal (Fig.9 (a)) by the 100dB amplifier. After that the zero crossing process is applied for obtaining the signal in Fig. 9 (c). The zero crossing output is fed through the BPF to retrieve the signal in Fig. 9 (d). Finally, the instantaneous velocity is generated by using the envelope detection. In Fig. 9, this amplifier must have a very high gain so as to amplify the small amplitude of the echo signal for the latter zero crossing process. This can be implied that the corrupted noise in the signal is also amplified. The wide bandwidth of BPF is needed to extend the processing range of the radar system as depicted in Fig. 9 (e).

In Fig. 10 (a), the returned CW signal generated from the hand movement was recorded. LPF and SAGC are applied so as to prepare the signal depicted in Fig. 10 (b) for FM demodulation procedure. In Fig. 10 (c), the result shows the demodulated output of the FM demodulation based on SAGC

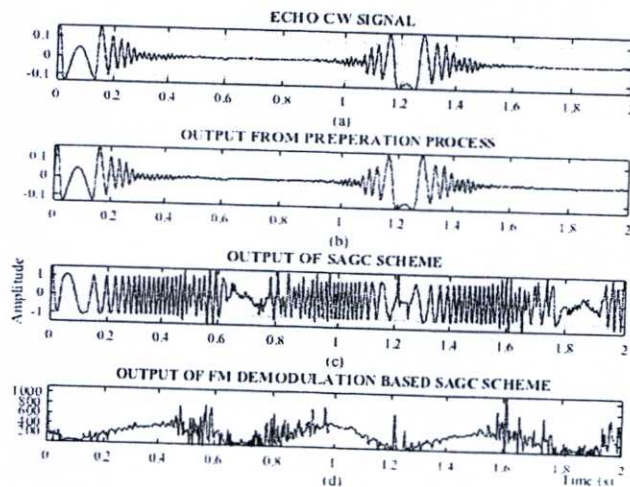


Fig. 8. The results of the proposed CW radar detecting method with the hand movement

scheme. The demodulated output depicted in the bottom trace is the envelope of the signal depicted in Fig. 10(e).

The comparison between Fig. 10 (e) and Fig. 9 (e) shows that the processing range of the proposed scheme starts earlier than the conventional technique, which depends on the bandwidth of BPF. With the use of the BPF, the amplitude of the signal is not constant, which may cause the processing range reduction and error. The slower response of the conventional CW radar system also occurs because of the delay from using the BPF. Additionally, the BPF which has a flat wide band is quite difficult to create in practical. Therefore, the proposed system has less complication and performs with the wider processing range and faster response.

In Fig. 11 and 12, the pattern arrangement of the proposed radar system's results is the same as shown in Fig. 8. This experiment using the proposed technique is to obtain the velocity from the received signal of the moving car with the speed of 5km/h and 40km/h, respectively. The top traces

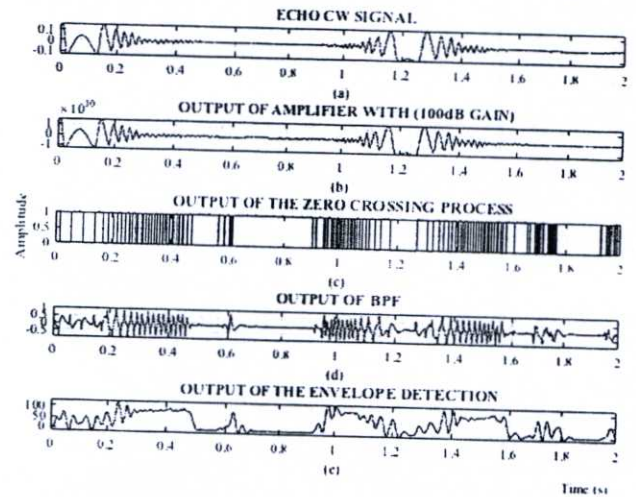


Fig. 9. The results of the conventional CW radar detecting method with the hand movement

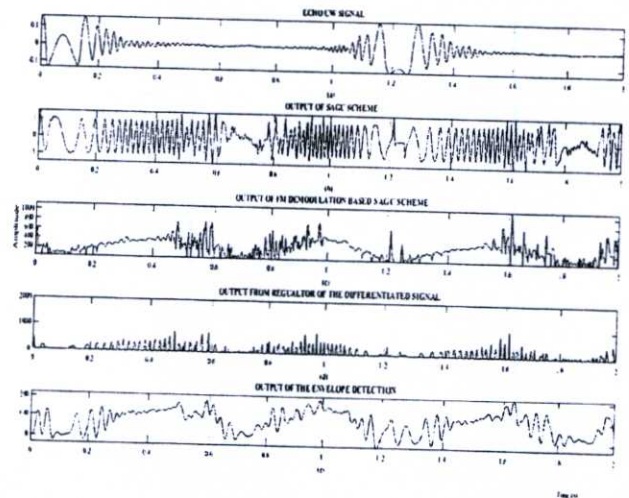


Fig. 10. The comparison results between the envelope detection and the FM demodulation based on SAGC scheme

the echo signals collected by HB100 module with the sampling rate of 8 kHz. The second and the third traces of both figures, the high noise frequency elimination process and the signal amplification by using SAGC scheme are performed in order to ready the echo signals. The bottom traces from both figures present the velocities demodulated by FM demodulation based SAGC scheme from the echo signals with the speed of 5km/h and 40km/h, respectively.

From the experimental results shown in Fig. 13, the graph plotted the relationship between the velocity and the average output amplitude has the positive slope. It implies that moving-car velocities is directly proportional to the average output amplitude. After that the relationship between the average output amplitude and the input's frequency of the pure sinusoidal signal is simulated in order to test this FM demodulation system. Then, the matching process between the velocity of the moving car and the frequency is performed by comparing the average output amplitude of the FM demodulation based SAGC scheme.

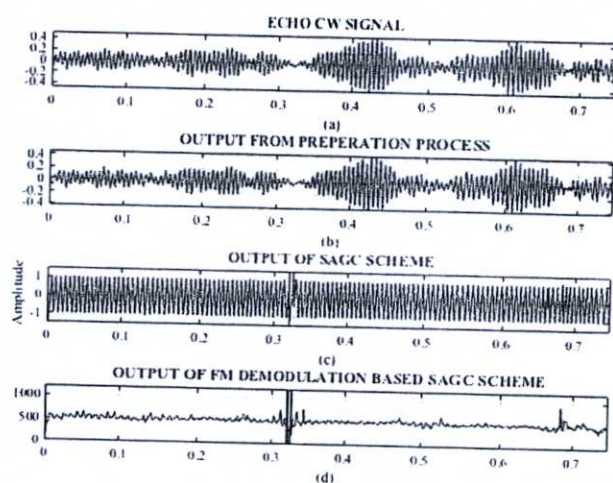


Fig. 11. The results of the proposed CW radar detecting method using 5 km/h moving-car signal

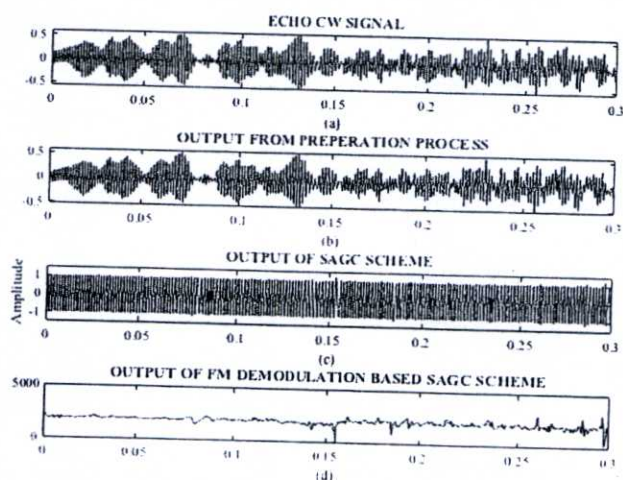


Fig. 12. The results of the proposed CW radar detecting method using 40 km/h moving-car signal

By linking average output amplitude from both experiments, the relationship between the moving car velocity and the echo signal's Doppler frequency is plotted in the directly proportional manner as depicted in Fig. 14.

V. CONCLUSIONS

When the average velocity measurement is required in the CW radar system, normally the Doppler shift frequency with the specific time range has to be recorded and converted to average velocity of the moving target. Based on this technique, the instantaneous velocity and acceleration cannot be measured. With a very simple CW radar system, the new instantaneous velocity-measurement method is proposed in order to obtain these measurements. By using HB100 module, the Doppler shift frequency collected from echo signal is recorded. For the signal preparation procedure, the high

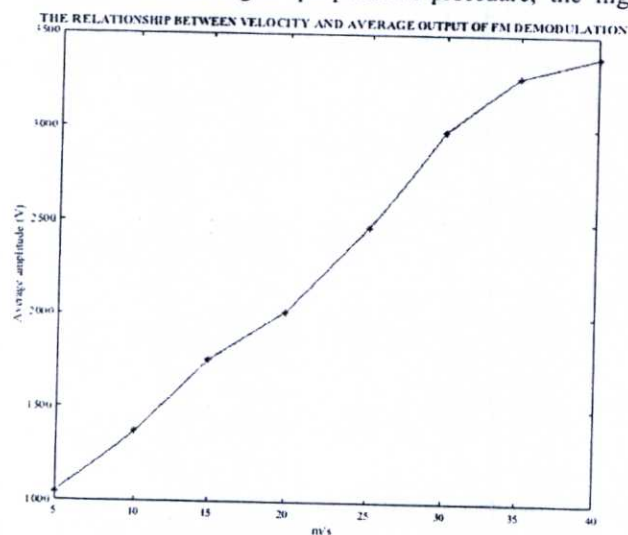


Fig. 13. The relationship between the moving-car velocity and the average output amplitude of FM demodulation based on SAGC scheme

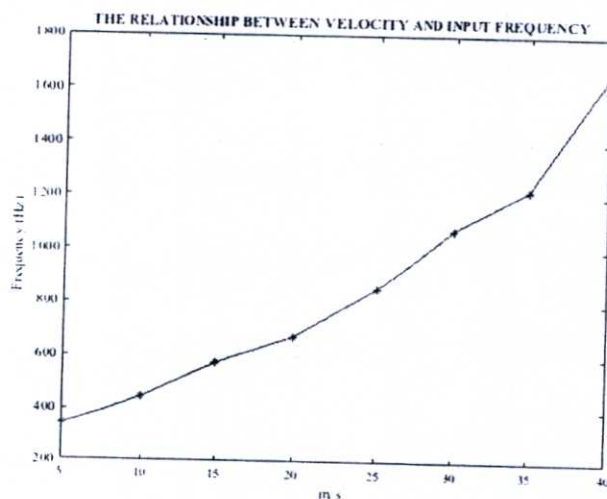


Fig. 14. The relationship between the moving-car velocity and the Doppler frequency

frequency noise can be eliminated by LPF, but amplitude attenuation may be inevitable. This problem can be solved by using the sinusoidal automatic gain control scheme [11] where very small amplitude is amplified to be one unit. Based on the FM demodulation based SAGC scheme [11], the Doppler shift frequency signal is continuously converted to the velocity values. It implies that the distance, which is between the moving target and the sensor, the velocity and the acceleration can also be calculated. By comparing with the conventional technique (using envelope detection), it has more complication than the proposed scheme. In addition, it requires high gain amplifier and wide bandwidth BPF. Moreover, the amplified noise occurred in the traditional technique can cause the decreased quality of the system's output. On the contrary, the proposed velocity measurement technique uses LPF to eliminate the high frequency noise, so the total noise in the system is less than the conventional scheme.

ACKNOWLEDGMENT

We would like to express our sincere thankful appreciation to Dr. Chusit Pradabpet the head of institute of research and development of Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University for his encouragement, advices and support in the preparation of this paper.

REFERENCES

- [1] E. Hyun, Y. S. Jin, Y. Ju and J. H. Lee, "Development of short-range ground surveillance radar for moving target detection," *IEEE Conf. Asia-Pacific Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, Singapore, pp. 692-695, 2015.
- [2] A. Arakelian and A. Hambaryan, "Microwave Doppler-radar system of sea surface and atmospheric formations remote sensing," *Combined Optical-Microwave Earth and Atmosphere Sensing Conf.*, Atlanta, pp. 91-93, 1995.
- [3] K. Ma, Y. Chang, H. Li and J. Gao, "A new method of target tracking in Ultra-Short-Range Radar," *Int. Conf. Computer Science and Network Technology (ICCSNT)*, Dalian, pp. 995-998, 2013.
- [4] A. Rahman, E. Yavari, X. Gao, V. Lubecke and O. Boric-Lubecke, "Signal processing techniques for vital sign monitoring using mobile short range doppler radar," *IEEE Topical Conf. Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireless)*, pp. 1-3, 2015.
- [5] G. Richard, *Radar System Performance Modeling*, Artech House, USA, 2005.
- [6] R. Zhang, J. Yang and J. Xiong, "Novel method of parameter estimation for moving target in millimeter-wave short-range linear FMCW radar," *Int. Conf. Signal Processing*, vol. 3, pp. 1985-1988, 2004.
- [7] E. Jacobsen and P. Kootsookos, "Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips & Tricks]," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 3, pp. 123-125, May 2007.
- [8] Ç Candan, "A Method for Fine Resolution Frequency Estimation from Three DFT Samples," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 351-354, June 2011.
- [9] L. Jinyong, J. Lee, Y. Kim, K. Kim, and Y. Kim, "Low complexity frequency offset estimation for FMCW radar," *Int. Conf. Advances in Computer Science and Engineering*, Atlantis Press, 2013.
- [10] V. Trees, *Detection, Estimation and Modulation Theory*, Wiley, New York, 1971.
- [11] S. Saechia, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, "A new FM demodulation based on SAGC scheme," *Int. Symp. Multimedia and Communication Technology*, pp. 53-56, September 2015.
- [12] B.P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communication System*, Wiley Eastem Limited, New Delhi, 1968.

PAPER

A New Absolute Phase Detection Scheme

Sukkharak Saechia¹, Chusit Pradabpet², Jeerasuda Koseeyaporn¹ and Paramote Wardkein¹

¹Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

²Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology
Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University, 13000, Thailand

E-mail: sukkharak@gmail.com, dr.chusit.p@ieee.org, jeerasuda@telecom.kmitl.ac.th,
pramote@telecom.kmitl.ac.th

Abstract In this paper, the new absolute phase detection scheme (APDS) is presented. With a simple mathematical analysis, the proposed APDS algorithm is capable of accurately detecting the absolute phase without using reference phase like other conventional techniques. The other massive benefit of using the proposed APDS scheme is its range-expansion flexibility for each application depending on the selected traditional PD. Based on the proposed APDS, BPSK and QPSK demodulated simulations, accurately recovering 16-bit-information data, are implemented with the blind carrier recovery methods. Also, the analog multiplier PD was selected in order to verify the proposed QPSK demodulator under the AWGN channel. It is found that the output phase is irrelevantly disturbed by additive white Gaussian noise. For the QPSK-demodulated PSPICE simulation, the proposed technique is more compatible with the frame processing manner rather than the real time processing. From both PSPICE and Matlab simulations for BPSK and QPSK demodulation the proposed APDS scheme provides convenience, advantages, and acceptable results in comparison to other traditional techniques.

Keywords: carrier recovery, mono-stable multi-vibrator, phase detection, quadrature phase shift keying, synchronizer

1. Introduction

Phase constant [1] of the oscillating signals has two different meanings. One called phase offset or phase difference is the initial angle of a sinusoidal function at its origin (see (1)). The other meaning is the position on the wave cycle that has elapsed relative to the origin. In the context of communication waveforms, the time-variant angle $(2\pi f_c t + \theta)$ is referred to as instantaneous phase of $x(t)$.

$$x(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta)} \quad (1)$$

where A , f_c and θ are amplitude, local frequency and the phase of sinusoidal function, respectively. In the case of infinite sinusoids, the phase shift is considered as a time delay of the signal. Phase has been widely used in the communication industry especially in the modulation system. Two important types of phase measurements are an absolute phase and relative phase measurements.

The absolute phase [2-3] is the actual phase of the vibration waveform at the frequency of interest, which is measured with respect to the standard time such as Coordinated Universal Time (UTC). Also, absolute

phase can be defined as zero degree corresponding to the positive maximum of a cosine wave coincident with the on-time reference. Whenever measurements of any sort are made with reference to a consistent external standard, it becomes possible to compare measurements, which is therefore called the relative phase. These measurements are made at different times and places, and are known with certainty how they compare. Many researches have presented the methods to measure the absolute phase such as "Remote absolute phase measurement in a buried cable system [4]", "Precise measurement of power system frequency and absolute phase based on GPS [5]" and "Absolute phase in power system applications [6]". Not only do these researches have their own specific ways to measure the absolute phases, but these measurements can also be used to calculate the relative phases as well. For the relative phase, it is the difference between the absolute phases of two vibration waveforms [7]. It is necessary that both signals must be of the same frequency and vibration units i.e. if one signal is generated at the frequency of f_c and the other at $2f_c$, the relative phase cannot be measured. The usage of the relative phase has been expanded to many fields such as "Target detection on the ocean with the relative phase of compact

polarimetry SAR [8]”, “The method of signal processing of relative phase modulation [9]” and “MIMO system with relative phase difference time-shift modulation in Rician fading environments [10]”.

Also, many relative phase detection techniques [11] have been implemented in different purposes such as the analogue multiplier PD, the exclusive OR gate PD, and the mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop. For the analogue multiplier PD, which has a narrow phase detection range ($0^\circ - 180^\circ$), the phase reference from the transmitter is required to be one of the multiplier inputs. The limitations of the exclusive OR gate PD are that the reference signal requirement, the type of both input-signal needs to be only square waves, and the phase detection range ($0^\circ - 180^\circ$) is narrow. In order to expand the phase detection to full range of 360° , the combination of the mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop are obtained, but the requirement of a reference signal still exists. According to these limitations of these traditional phase detectors, a new absolute phase detection scheme (APDS) without the prior reference phase requirement so as to achieve all of the existing limitations is presented in this article. Not only does the proposed APDS not require the reference phase, but it also provides the flexibility for phase-detection-range expansion due to the ability of the proposed APDS in order to switch the sub-PD to suit each application.

In digital modulation, phase shift keying (PSK) has been used in order to transfer the information data to the receiver [12-14]. Phase shift keying is a massive class of digital modulation scheme such as the coherent binary phase shift keying (BPSK), the differential binary phase shift keying (DBPSK), and the quadrature phase shift keying (QPSK). Among all MPSK schemes, QPSK is the most popular modulation because it does not suffer from BER degradation [15] while the bandwidth efficiency is increased. With the phase detection property of the proposed APDS, it can be applied as BPSK and QPSK demodulation. The contributions of the proposed APDS for a new BPSK and QPSK demodulations will also be presented in this paper.

This article is organized as follows: the conventional phase detections, the proposed phase detection algorithm without using reference phase, and the non-ideal effects of the APSD's components are mentioned in section 2. In section 3 and 4, the proposed BPSK and QPSK demodulation schemes with the blind carrier recovery method will be respectively discussed in detail. Section 5 illustrates the results of Matlab and PSPICE computer simulations. Finally, the conclusion is provided in section 6.

2. Phase Detections

2.1 Conventional phase detections

A phase detector [11] is the circuit, which compares and detects the phase difference from input signal and the reference signal generated by using the prior

reference phase information. From Fig.1, $\phi_d(t)$ is the phase difference between input phase $\phi_i(t)$ and $\phi_o(t)$. k_d and $v_d(t)$ are the constant and the output of the phase detector, respectively.

2.2 An analogue multiplier PD

From Fig. 2, an analogue multiplier phase detector [11] is the circuit detecting the phase difference from sinusoidal signal input $x_i(t)$ and the reference sinusoid $x_{ref}(t)$ generated by using the prior reference phase information. The phase detection range of this PD is limited from $0^\circ - 180^\circ$.

2.3 Exclusive OR gate PD

This circuit is used to detect the phase difference from a square wave input and the reference square wave. With the property of Ex-OR gate [11], the frequency of the output is twice the amount of the reference frequency. The characteristic of phase detection range is the slope (k_d) plotted between average output amplitude value and phase difference value. From Fig. 3, the maximum output amplitude occurs at the 180° phase difference implying that the phase detection range of Ex-OR gate can be only from 0° to 180° .

2.4 Mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop

This RS flip-flop phase detector [11] depicted in Fig. 4 consists of two parts, which are the mono-stable multi-vibrator and the RS flip-flop. With the property of RS flip-flop, the frequencies of both input and output signals are the same.

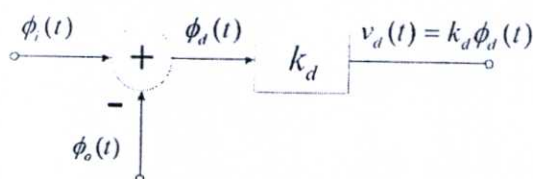


Fig. 1 The block diagram of the phase detection

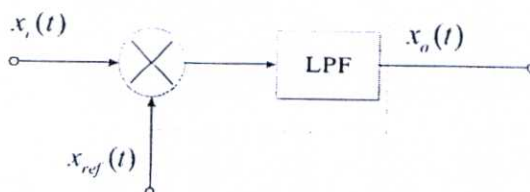


Fig. 2 The block diagram of the analogue multiplier phase detector

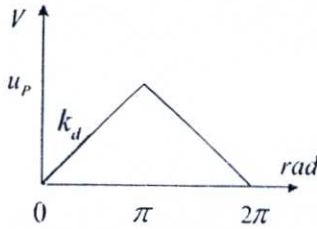


Fig. 3 The relationship between average output amplitude value and phase difference value produced by Ex-OR gate

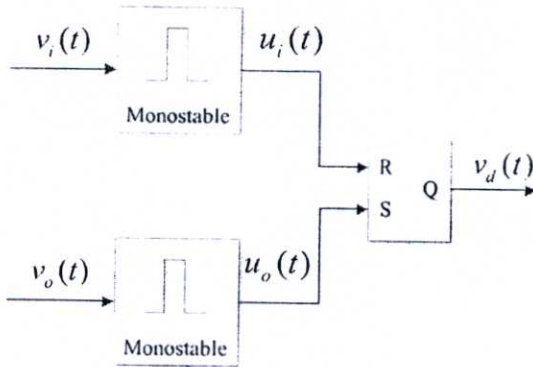


Fig. 4 The block diagram of RS flip-flop phase detector

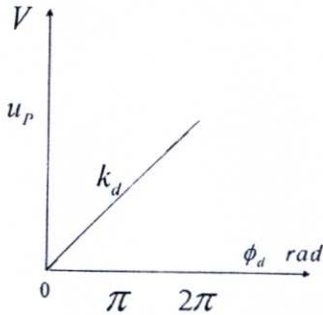


Fig. 5 The relationship between average output amplitude value and phase difference value produced by the RS flip-flop PD

The characteristic of phase detection range is the slope plotted between average output amplitude value and phase difference value. From Fig. 5, the maximum output amplitude occurs at the 360° phase difference, which implies that the phase difference range of RS-flip-flop phase detector can be from 0° to 360°.

2.5 The proposed phase detection algorithm without using reference phase

From Fig. 6, let $x(t)$ be the sinusoidal input, which is

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \theta) \tag{2}$$

where A , ω_0 and θ are amplitude, angle frequency and the phase of the input signal respectively. By squaring (2), it yields

$$x^2(t) = A^2 \cos^2(\omega_0 t + \theta) = A^2 \left(\frac{1 + \cos(2\omega_0 t + 2\theta)}{2} \right) \tag{3}$$

Eliminating the DC constant from (3) results in

$$y(t) = \frac{A^2 \cos(2\omega_0 t + 2\theta)}{2} \tag{4}$$

By using a divide-by-2 frequency divider, (4) can be rewritten as (5)

$$z(t) = \frac{A^2 \cos(\omega_0 t + 2\theta)}{2} \tag{5}$$

Equation (5) is the regenerated reference signal without using the prior reference requirement. In order to detect the absolute phase of the input $x(t)$, one of the conventional phase detectors called the analogue multiplier PD is selected. By multiplying (5) with $x(t)$, it yields

$$\begin{aligned} x(t) \cdot z(t) &= \frac{A^3}{2} \cos(\omega_0 t + \theta) \cos(\omega_0 t + 2\theta) \\ &= \frac{A^3 \cos(2\omega_0 t + 3\theta) + A^3 \cos(\theta)}{4} \end{aligned} \tag{6}$$

By using LPF, the low frequency component is obtained, which is

$$x_s(t) = \frac{A^3 \cos(\theta)}{4} \tag{7}$$

From (7), the phase of the input signal can be retrieved without the prior reference phase requirement. However, the limitation of the proposed APDS is that the phase detection range should be between 0° and 180°, otherwise the detected absolute phase might be duplicated. It should be noted that the proposed APDS has only four steps in order to detect the absolute phase, which are squaring the input signal, DC offset elimination, divide-by-2 frequency division and phase detection.

2.6 The non-ideal effects of the APDS's components

In this section, the discussion about the non-ideal effects of the proposed scheme's components such as the squaring part, the DC eliminator and the frequency divider is also considered. The component that might affect to the proposed scheme the most is the squaring part. Hence, the analog four-quadrant multiplier depicted in [16] will be selected to discuss in detail about its static error for the proposed principle.

Generally, an analog four-quadrant multiplier produces an output which is proportional to the product of two independent bipolar inputs. In this paper, let the two inputs of this multiplier be the same, which are

$$V_x = V_y = A \cos(\omega t + \theta) + X_{os} \quad X_{os} = Y_{os} \tag{8}$$

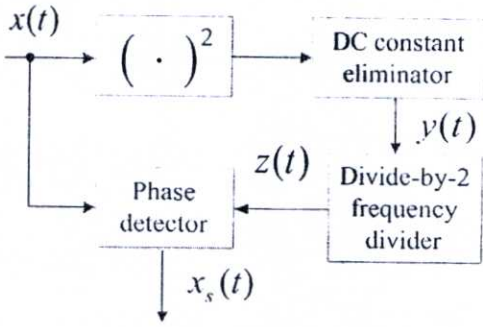


Fig. 6 The block diagram of the proposed phase detection scheme

where X_{os} and Y_{os} are input offset. The ideal multiplier's output is

$$E_o = KV_x V_y = \frac{V_x V_y}{V_r} = K(A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \quad (9)$$

The proportionality constant $K = V_r^{-1}$ is usually fixed at $0.1V^{-1}$, $|E_o| < V_r$ and $0 \leq |V_x, V_y| \leq V_r$. The output of a practical multiplier will differ from the theoretical product of its inputs by an unpredictable amount, $\varepsilon(V_x, V_y)$, as defined in this equation

$$E_o = KV_x V_y \pm \varepsilon(V_x, V_y) \quad (10)$$

There are four primary sources of static error in an analog multiplier which are the input offsets (X_{os}, Y_{os}), the output offset (Z_{os}), the scale factor ΔK and nonlinearity $f(X, Y)$ shown as follows

$$E_o = KV_x V_y + \Delta KV_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + f(X, Y)\} \quad (11)$$

For the nonlinearity, the unbalance current or offset-voltage mismatch between the two differential pairs, Q1A-B and Q3A-B is the primary source of the nonlinearity [16]. This error is generally irreducible; however, in this certain case, a large percentage of it can be eliminated. The 4-quadrant variable-transconductance multiplier circuit has predominantly second-order nonlinearity, so (11) can be rewritten as

$$E_o = KV_x V_y + \Delta KV_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2 f(V_x)\} \quad (12)$$

where δ is the constant factor to the nonlinear term. If the nonlinear term is independent of (or not strongly influenced by) V_x , then the nonlinearity term can be written as δV_x^2 .

$$E_o = KV_x V_y + \Delta KV_x V_y + (K + \Delta K) \times \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2\} \quad (13)$$

The effects of these first three errors can be reduced to zero by precise adjustment of the scale factor to cancel the 3rd error and by introducing equal and

opposite offsets for cancelling the 1st, 2nd errors. Assuming that $\Delta K = 0$, (13) is rewritten as

$$\frac{E_o}{K} = V_x V_y + \{V_x Y_{os} + V_y X_{os} + (X_{os} Y_{os}) + (Z_{os}) + \delta V_x^2\} \quad (14)$$

Substituting V_x, V_y in (14) by (8), then it results as

$$\frac{E_o}{K} = \{(A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 + 2(A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})X_{os} + (X_{os})^2\} + (Z_{os}) + \delta V_x^2 \quad (15)$$

By rearranging and rewriting (15), it then becomes

$$\frac{E_o}{K} = (A \cos(\omega t + \theta) + 2X_{os})^2 + (Z_{os}) + \delta(A \cos(\omega t + \theta) + X_{os})^2 \quad (16)$$

By precisely introducing the equal and opposite offsets to this multiplier, it can then be assumed that $Z_{os} = 0$ and $X_{os} = 0$.

$$E_o = K(1 + \delta)(A \cos(\omega t + \theta))^2 \quad (17)$$

After eliminating the DC component, the result is

$$y(t) = K(1 + \delta) \frac{A^2}{2} [\cos(2\omega t + 2\theta) + \Delta\varepsilon] \quad (18)$$

where $\Delta\varepsilon$ is the error constant from the DC elimination. By using a divide-by-2 frequency divider, (18) can be rewritten as

$$z(t) = K(1 + \delta) \frac{A^2}{2} [\cos\{(\omega + \Delta\omega)t + 2\theta\} + \Delta\varepsilon] \quad (19)$$

where $\Delta\omega$ is the error frequency caused by the divide-by-2 frequency divider. By using the traditional analog multiplier phase detector, multiplying (19) by (8) thus yields

$$\begin{aligned} z(t) \cdot V_x &= K(1 + \delta) \frac{A^2}{2} [\cos\{(\omega + \Delta\omega)t + 2\theta\} + \Delta\varepsilon] A \cos(\omega t + \theta) \\ &= K(1 + \delta) \frac{A^3}{4} [\cos\{(2\omega + \Delta\omega)t + 3\theta\} + \cos(\Delta\omega t + \theta) + \Delta\varepsilon \cos(\omega t + \theta)] \end{aligned} \quad (20)$$

By using LPF, the output of the proposed phase detector is

$$x_s(t) = K(1 + \delta) \frac{A^3}{4} \cos(\Delta\omega t + \theta) \quad (21)$$

In the case of $\Delta\omega \neq 0$, the output in (21) is of a cosine function with the low frequency $\Delta\omega$, so it implies that the output amplitude will slowly swing along the x axis, which causes the incorrect demodulated information signal. Therefore, the divide-by-2 frequency divider must correctly regenerate the signal with the frequency of $\omega_{out} = \frac{1}{2}\omega_{in}$ to aid the accurate demodulation scheme. In the case of $\Delta\omega = 0$, the relationship between the ideal output $x_s(t)$ in (7) of the proposed APDS and (21) is as follows

$$x_{s1}(t) = K(1+\delta)x_s(t) \quad (22)$$

From (22), the ideal output in (7) is scaled by a constant factor of $K(1+\delta)$, which implies that the nonlinearity of the four-quadrant multiplier does not have any major effect on the proposed APDS and the impact of DC elimination is eliminated by the LPF.

3. The Proposed BPSK Demodulation Scheme with a Blind Carrier Recovery Method

3.1 Principle of BPSK transceiver

For the BPSK modulation scheme, binary data are represented by two signals with two different phases, which typically are 0 and π . These signals, which have the same frequency and energy, are

$$x_1(t) = A \cos(\omega_c t), \quad \text{for } 1 \quad (23)$$

$$x_2(t) = -A \cos(\omega_c t), \quad \text{for } 0 \quad (24)$$

where A and ω_c are amplitude and angle frequency of the BPSK signal. The BPSK waveform whose phases are generally not continuous at the bit boundaries has a constant envelope and frequency. Unlike the simple conventional BPSK modulator, the coherent BPSK demodulator must generate the reference signal [16-18], which is synchronous to the received signal in frequency and phase in order to correctly demodulate the transmitted signal from the transmitter. For PSK signals, there is no spectral line at its carrier frequency, so there are two main types of carrier synchronizers, the M^{th} power loop, and the Costas loop [19]. The first method is the M^{th} power device depicted in Fig. 7, producing $z(t)$, which has the spectral line at Mf_c . For BPSK, $M = 2$, thus it is a squaring loop. For QPSK, $M = 4$, so it is quadrupling loop. The phase locked loop has been used as a tool to track and lock onto the frequency and phase of the Mf_c component. The divide-by- M device divides this component's frequency in order to generate the desired carrier at f_c .

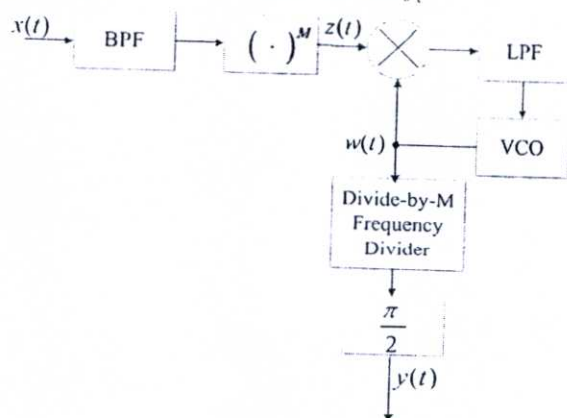


Fig. 7 The M^{th} power synchronizer block diagram for carrier recovery

From Fig. 7, let $x(t)$ be the MPSK signal input of the M^{th} power synchronizer, which is

$$x(t) = \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (25)$$

where f_c and θ are local frequency and phase of received MPSK signal respectively. After filtering by band-pass filter, the input has been fed to the M^{th} power loop, it yields

$$z(t) = \cos(2\pi M f_c t + M\theta) \quad (26)$$

By feeding (26) as an input of the phase locked loop, the local carrier is generated as

$$w(t) = \sin(2\pi M f_c t + M\hat{\theta}) \quad (27)$$

where $\hat{\theta}$ is phase of VCO output signal. Then dividing the component's frequency of (27) by divide-by- M device and shifting the signal phase by 90 degrees, the recovered local carrier results as

$$y(t) = \cos(2\pi f_c t + \hat{\theta}) \quad (28)$$

However, the difficulty in the circuit implementation of the M^{th} power synchronizer is the M^{th} power device, especially at the high frequencies. Therefore, the BPSK carrier recovery design of Costas loop [20-21] depicted in Fig. 8 can avoid this problem. Still, the complexity in Costas loop implementation is to maintain the balance between the I- and Q- channel. The two multipliers and low-pass filters in these two channels must be perfectly matched in order to achieve the theoretical performance. Moreover, its VCO has to generate a local carrier with a frequency close to the transmitted carrier frequency and some initial phase.

3.2 The proposed BPSK demodulation scheme

From Fig. 9, let $x_{BPSK}(t)$ be the BPSK signal input, which is

$$x_{BPSK}(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_n) \quad (29)$$

where A , ω_0 and ϕ_n are amplitude, angle frequency and phase of the BPSK signal input respectively. In order to detect the phase of the BPSK input $x_{BPSK}(t)$, the analogue multiplier PD is used by following the steps from (3)-(6), it yields

$$y_{DATA}(t) = \frac{A^3 \cos(\phi_n)}{4} \quad (30)$$

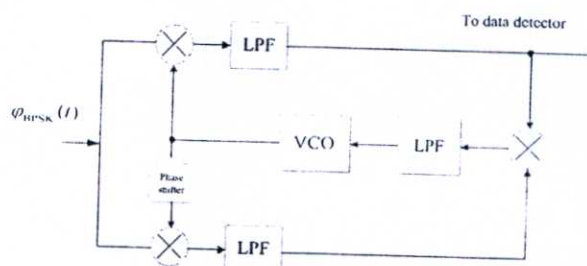


Fig. 8 The Costas loop for carrier recover for BPSK

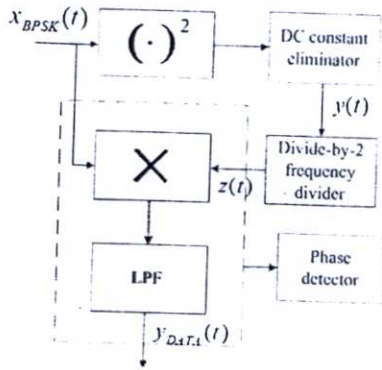


Fig. 9 The block diagram of proposed BPSK demodulation scheme

The proposed APDS can be used as a BPSK demodulation scheme because it can simply recover the transmitted BPSK signal phase, which is the information data sent by the transmitter. Based on the proposed APDS, the proposed BPSK demodulation scheme with non-data aided carrier recovery method can avoid the synchronous problems of M^n power loop, and the Costas loop.

4. The Proposed BPSK and QPSK Demodulation Schemes

4.1 Principle of QPSK transceiver

From Fig. 10, the quadrature phase shift keying (QPSK) is a digital modulation scheme which the phase ϕ_n of the modulated signal is shifted to the corresponding phase related with one of four possible two-bit input data. For example, the 4 phases are -135° , -45° , $+45^\circ$ or $+135^\circ$ for 00, 01, 10, and 11 input data, respectively.

According to this discussion, a generalized form of QPSK is modeled as follows:

$$\varphi_{QPSK}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \phi_n) \tag{31}$$

where $\phi_n = (2n+1) \cdot \frac{\pi}{4}$, for $n=0,1,2,3$. A_c and ω_c are the amplitude and frequency of the QPSK signal. By rewriting (31) in the quadrature form, it then yields

$$\varphi_{QPSK}(t) = A_c [\cos(\phi_n) \cos(\omega_c t) - \sin(\phi_n) \sin(\omega_c t)] \tag{32}$$

From the equation (32), the QPSK signal can be generated by using two carriers, which are in-phase $\cos(\omega_c t)$ and quadrature $-\sin(\omega_c t)$. The quadrature carrier $-\sin(\omega_c t)$ is simply obtained by using 90° -phase shifter whose input is the in-phase $\cos(\omega_c t)$. At the receiver, the QPSK coherent demodulator depicted in Fig. 10 (b) must be provided in order to detect the binary stream back. Besides the local carrier must be regenerated, the 90° -phase shifter is also employed to generate the quadrature carrier.

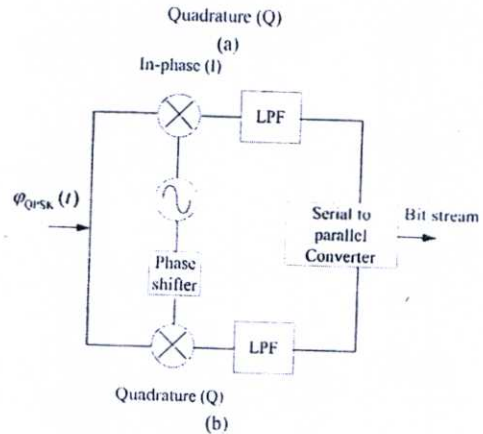
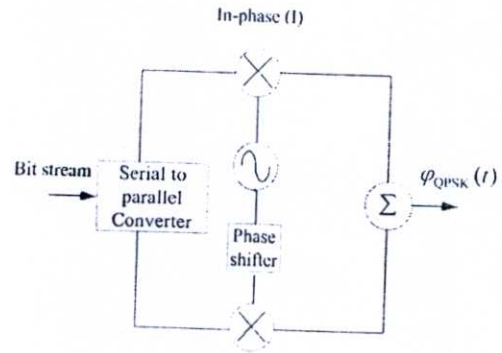


Fig. 10 The block diagram of QPSK transmitter (a) and receiver (b)

In order to generate the synchronous carrier at the QPSK receiver, the Costas loop and 4^{th} power loop can be used. The working principle of QPSK Costas loop block diagram depicted in Fig. 11 is similar to BPSK Costas loop. The limiters are bipolar, which are used to control the amplitude of the two channels' signal to maintain balance. Besides the existence of a multiplier and LPF matching conditions, the QPSK Costas loop is quite a complicated technique in comparison to the proposed QPSK demodulation scheme.

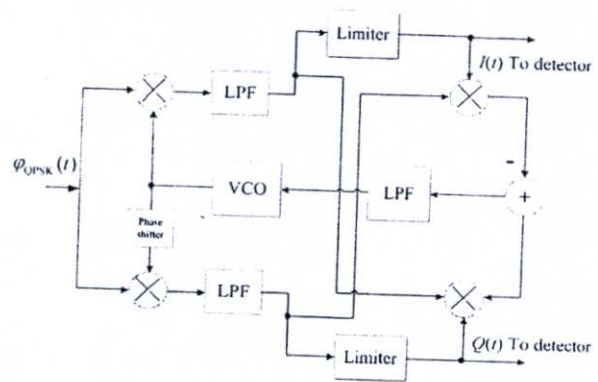


Fig. 11 Costas loop for carrier recovery for QPSK

4.2 The proposed QPSK demodulation scheme

From Fig. 12, let $\varphi_{QPSK}(t)$ be the input applied into the proposed phase detection scheme and $x_s(t)$ be the output.

$$\varphi_{QPSK}(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_n) \tag{33}$$

where A , ω_c and ϕ_n are the amplitude, the angle frequency and the phase of QPSK signal respectively. By following the steps from (3) to (4), it yields

$$v(t) = \frac{A^2 \cos(2\omega_c t + 2\phi_n)}{2} \tag{34}$$

By using a divide-by-2 frequency divider, (34) can be rewritten as (35)

$$z(t) = \frac{A^2 \cos(\omega_c t + 2\phi_n)}{2} \tag{35}$$

Equation (35) can perform as the recovered carrier for the QPSK demodulator with blind carrier recovery method. In the case that the analogue multiplier PD is used by multiplying (35) with $\varphi_{QPSK}(t)$, it yields

$$\begin{aligned} \varphi_{QPSK}(t) \cdot z(t) &= \frac{A^3}{2} \cos(\omega_c t + \phi_n) \cos(\omega_c t + 2\phi_n) \\ &= \frac{A^3 \cos(2\omega_c t + 3\phi_n) + A^3 \cos(\phi_n)}{4} \end{aligned} \tag{36}$$

By using LPF, the low frequency component is obtained

$$x_s(t) = \frac{A^3 \cos(\phi_n)}{4} \tag{37}$$

Equation (37) has a limitation on the QPSK signal whose phase is normally shifted by the angle of -135° , -45° , $+45^\circ$ or $+135^\circ$, but it can detect the signal phase only between 0° and 180° . In the case of the different phase is greater than 180° , ambiguity in the output is exist. Hence, instead of using the multiplication circuit and the LPF, another phase detector consisting of the comparator, mono-stable multi-vibrator, and RS flip-flop, is depicted in Fig. 4 is employed in this work for the purpose of phase detection. The signals in (33) and (35) is converted to the square waves by using the com-

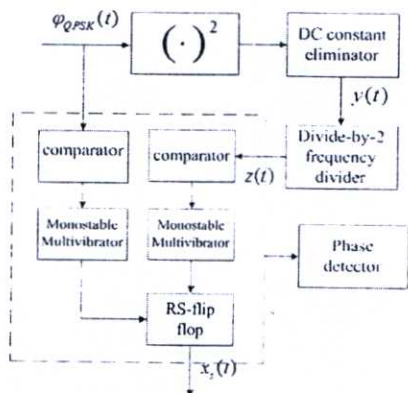


Fig. 12 The block diagram of the proposed QPSK demodulation scheme

parator, then these two square waves are fed to be inputs of mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop in order to detect phase differences. With the phase detection range ($0^\circ - 360^\circ$) of the RS flip-flop PD, the proposed QPSK demodulation scheme can simply recover the information data. In comparison to the QPSK Costas loop, the compact QPSK demodulation scheme with the blind carrier recovery method can avoid the multiplier and LPF matching conditions.

4.3 The proposed QPSK demodulation scheme under the bandpass noise condition

In the section 4.2, the simulation was performed under noise free conditions, so it is imperative for the proposed scheme to be discussed and tested under the AWGN channel. From the block diagram of the QPSK-modulated system depicted in Fig. 13, the QPSK signal can be written as

$$\phi_{QPSK} = A \cos[\omega_c t + \psi(t)] \tag{38}$$

where $\psi(t) = k_p m(t)$ is the signal phase, $m(t)$ and k_p are the information signal and the constant, respectively. The channel noise $n(t)$ at the demodulator input is a bandpass noise with the PSD $S_n(\omega)$ and bandwidth $2(\Delta f + B)$.

The noise $n(t)$ can be expressed in the term of quadrature components [23] as

$$n(t) = n_c(t) \cos(\omega_c t) + n_s(t) \sin(\omega_c t) \tag{39}$$

where $n_c(t)$ and $n_s(t)$ are low-pass signals of bandwidth $\Delta f + B$. This bandpass noise can be expressed in terms of amplitude $E_n(t)$ and phase $\theta_n(t)$ as given in Fig. 14.

$$n(t) = E_n(t) \cos[\omega_c t + \theta_n(t)] \tag{40}$$

For wide-band modulation, the signal $m(t)$ changes very slowly relative to noise $n(t)$. The modulating signal bandwidth is B , and the noise bandwidth is $2(\Delta f + B)$, $\Delta f \ll B$. Hence, the phase and the frequency variations of the modulated carrier are much slower than the variation of $n(t)$. In order to analyze the phase deviation caused by the noise at the output of the proposed system, the phasor diagram of the signal is constructed as given in Fig. 15.

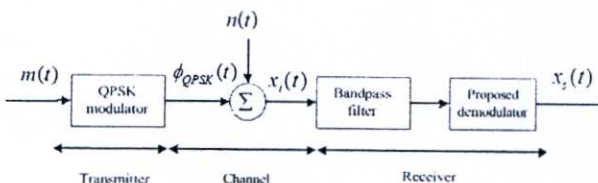


Fig. 13 QPSK modulation system

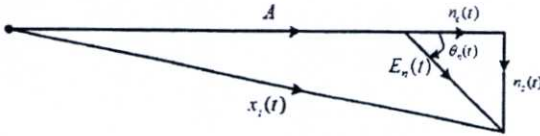


Fig. 14 The phasor representation of a sinusoid and a narrow-band Gaussian bandpass noise

The QPSK signal disturbed by the AWGN $x_i(t)$ has been fed as an input of the proposed QPSK demodulation scheme.

$$\begin{aligned} x_i(t) &= A \cos[\omega_c t + \psi(t)] + n(t) \\ &= A \cos[\omega_c t + \psi(t)] + E_n(t) \cos[\omega_c t + \theta_n(t)] \quad (41) \\ &= R(t) \cos[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \end{aligned}$$

where

$$\begin{aligned} R(t) &= \left[\{A + E_n(t) \cos[\theta_n(t) - \psi(t)]\}^2 \right. \\ &\quad \left. + \{E_n(t) \sin[\theta_n(t) - \psi(t)]\}^2 \right]^{1/2} \quad (42) \end{aligned}$$

$$\Delta\psi(t) = -\tan^{-1} \left[\frac{E_n(t) \sin[\theta_n(t) - \psi(t)]}{A + E_n(t) \cos[\theta_n(t) - \psi(t)]} \right] \quad (43)$$

Applying (41) as an input of the proposed QPSK system, the output of the squaring is

$$\begin{aligned} x_i^2(t) &= R^2(t) \cos^2[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \\ &= \frac{R^2(t)}{2} [\cos(2\omega_c t + 2\psi(t) + 2\Delta\psi(t)) + 1] \quad (44) \end{aligned}$$

After that the DC constant is removed, (44) can be rewritten as

$$y(t) = \frac{R^2(t)}{2} \cos(2\omega_c t + 2\psi(t) + 2\Delta\psi(t)) \quad (45)$$

By using the divide-by-2 frequency divider, the regenerated signal is expressed as

$$z(t) = \frac{R^2(t)}{2} \cos(\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)) \quad (46)$$

In order to recover the signal's phase and to less complex for the analysis, the conventional multiplier phase detector is applied, thus it yields

$$\begin{aligned} z(t) \cdot x_i(t) &= \frac{R^3(t)}{2} \cos[\omega_c t + 2\psi(t) + 2\Delta\psi(t)] \\ &\quad \times \cos[\omega_c t + \psi(t) + \Delta\psi(t)] \\ &= \frac{R^3(t)}{4} \{ \cos[2\omega_c t + 3\psi(t) + 3\Delta\psi(t)] \\ &\quad + \cos[\psi(t) + \Delta\psi(t)] \} \quad (47) \end{aligned}$$

By using LPF, then it results as

$$x_s(t) = \frac{R^3(t)}{4} \cos[\psi(t) + \Delta\psi(t)] \quad (48)$$

For the small noise case, where $E_n(t) \ll A$ and $\Delta\psi(t) \ll \frac{\pi}{2}$ for all t , we can then assume that

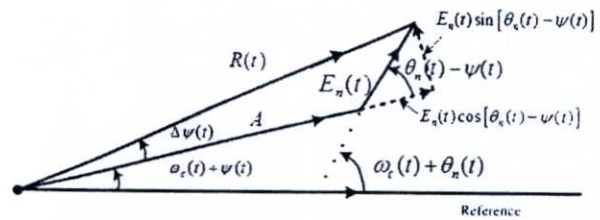


Fig. 15 The phasor representation of signals in an angle-modulated system

$$R(t) \approx A \text{ and } \Delta\psi(t) \approx \frac{E_n(t)}{A} \sin[\theta_n(t) - \psi(t)], \text{ and (48)}$$

can be rewritten as

$$x_s(t) = \frac{R^3(t)}{4} \cos \left[\psi(t) + \frac{E_n(t)}{A} \sin[\theta_n(t) - \psi(t)] \right] \quad (49)$$

Note that the noise term $\Delta\psi(t)$ is a function of sine, whose range is between $[-1, 1]$, multiplied by the factor of $\frac{E_n(t)}{A}$. With the condition of $E_n(t) \ll A$, it also

causes the value of $\frac{E_n(t)}{A}$ to be less than a unit.

Therefore, the noise term has minor impact towards the recovered information term.

5. Simulation Results

5.1 Results of the proposed phase detection algorithm

In the simulation, the characteristic results of the proposed absolute phase detector scheme without using the reference phase will be demonstrated. First, as depicted in Fig.16, the sinusoidal input given in Fig. 16 (a) is squaring to double the frequency and phase. Next, the DC offset in the squared signal is eliminated and then a divide-by-2 frequency divider is used in order to decrease half of the signal frequency, thus the output yields in Fig. 16 (b). After that the traditional analogue multiplier phase detection scheme, which is the combination of the multiplier and the LPF, detects the different phase from both input and reference signals (see Fig. 16 (d)). Therefore, the novel phase absolute detection scheme does not need any information about the reference phase in order to retrieve the signal phase. However, it should be concerned that the phase detection range of the proposed algorithm depends on the conventional PD used.

From (7), the proposed APDS's output is represented in the cosine function which means that the cosine function value is not duplicative in the range of $0^\circ - 180^\circ$. In Fig. 17, the average output amplitude and $(0 - 2\pi)$ phase difference relationship of the proposed APDS shows that its phase detection range is from 0° to 180° depending on the analogue multiplier PD used. The approximate slope in the range of $(0 - \pi)$ X-axis can be calculated to -2.14. The negative slope indicates that the greater the phase differences are, the less the average output amplitudes becomes.

In order to expand the PD detection range, the Ex-OR PD is employed. The output of the proposed APDS is depicted in Fig. 18 (b) which is generated from the input sinusoid with the $\pi/2$ delay phase shown in Fig. 18(a). Both sinusoids are converted to be two square waves depicted in Fig. 18 (c) and (d) by using the comparators. In Fig. 18 (e), the phase differences from both square signals are produced by Ex-OR gate phase detector.

With the same procedures in the previous simulation illustrated in Fig. 18, the phase difference (from both square signals regenerated by using the comparators) depicted in Fig. 19 (e) are produced by Ex-OR gate phase detector. From both figures, the different phase value is directly proportional to input's delay phase.

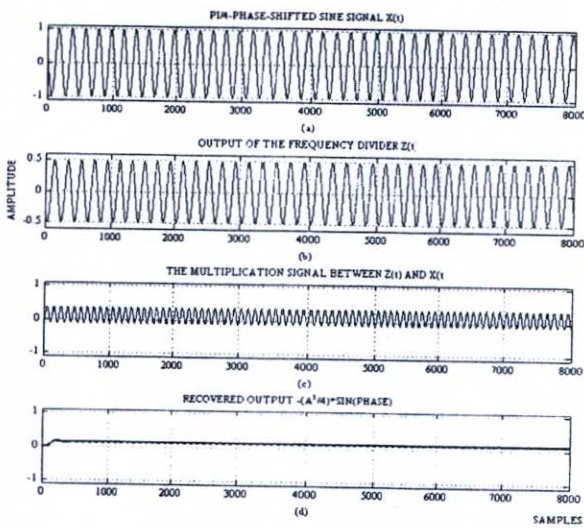


Fig. 16 The result of the proposed phase detection algorithm without using the reference phase

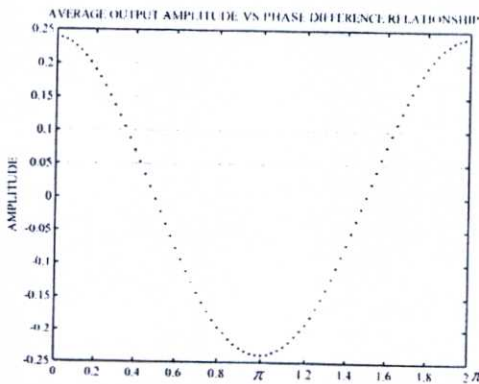


Fig. 17 The average output amplitude and phase difference relationship of the proposed APDS with the analogue multiplier PD

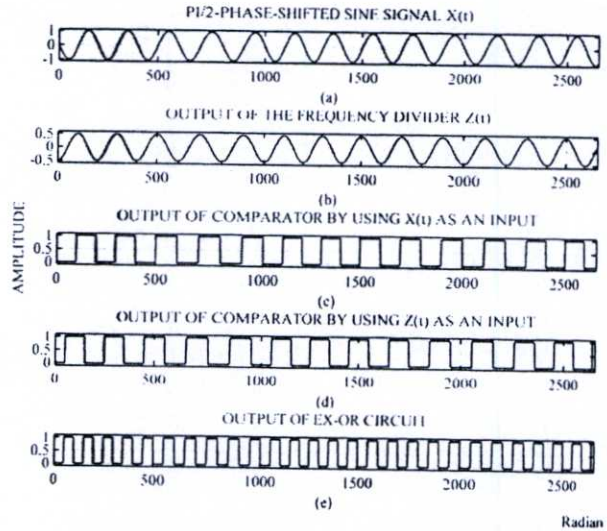


Fig. 18 The result of absolute phase detection scheme with the Ex-OR gate by using the sinusoidal with the $\pi/2$ delay phase as an input

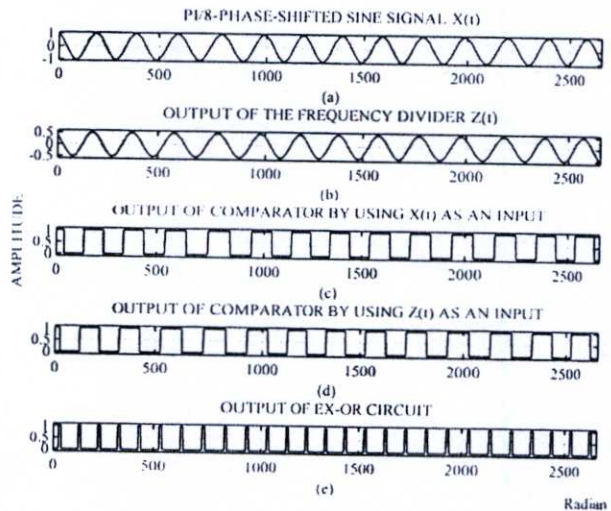


Fig. 19 The result of absolute phase detection scheme with the Ex-OR gate by using the sinusoidal with the $\pi/8$ delay phase as an input

In Fig. 20, the characteristic of phase detection range is the slope (k_d) plotted between average output amplitude value and phase difference value. From Fig. 20, the maximum output amplitude occurs at the 180° phase difference implying that the phase detection range of Ex-OR phase detector is between 0° and 180° .

5.2 Results of the proposed BPSK demodulation scheme

The BPSK signal depicted in Fig. 21 (b) is generated by using the 16-bit data [0 0 1 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1] depicted Fig. 21 (a). By using the same steps with the

traditional PD as in the first simulation, Fig. 21 (c) and (d) represent the outputs of the divide-by-2 frequency divider and multiplier respectively.

Finally, the information data illustrated in Fig. 21 (e) is recovered by using the LPF. It should be noted that this simulation creates the BPSK demodulation scheme with a blind carrier recovery method based on the proposed PD scheme without using the reference phase and provides the accurately recovered 16-bit data.

5.3 Results of the proposed QPSK demodulation scheme

The QPSK signal is generated by using the 16-bit data [0 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 0] depicted Fig. 22 (a). To accurately detect the phase difference [Fig. 22 (f)] from these square-wave outputs of the comparators, instead of using the conventional PD, the PD which is the combination of the mono-stable multi-vibrator and the RS flip-flop, has been used because the range of this new combination PD is from 0° and 360° .

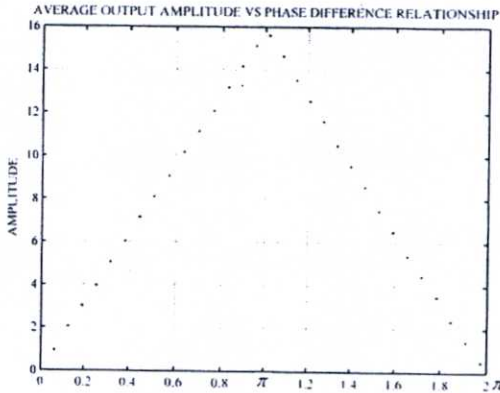


Fig. 20 The graph of average output amplitude and the different phase relationship

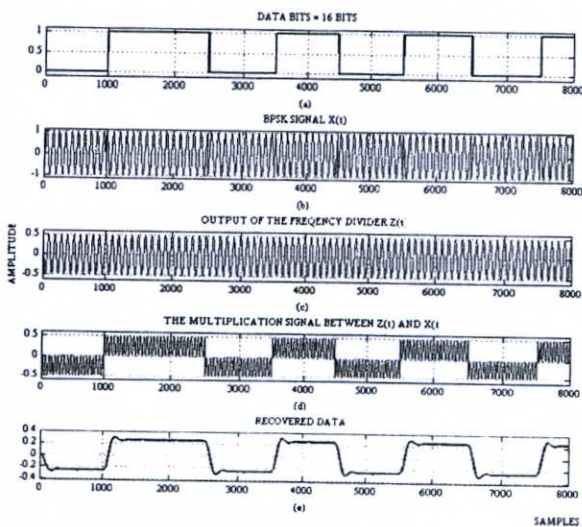


Fig. 21 The results of using the proposed phase detection algorithm without using the reference phase as a BPSK demodulation

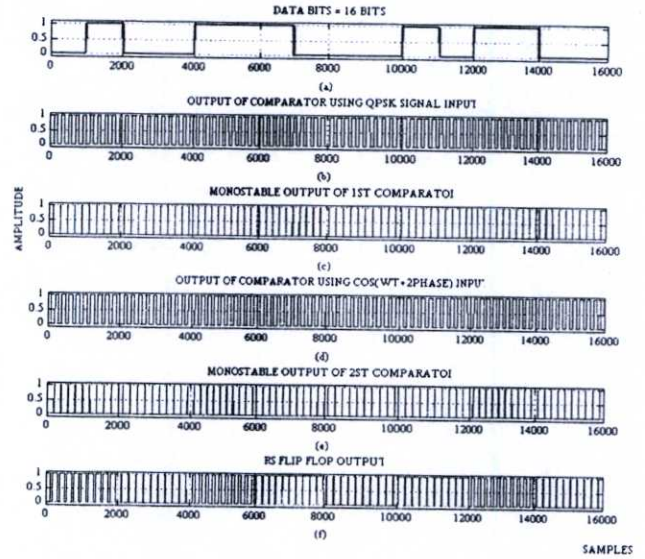


Fig. 22 The results of using the proposed phase detection algorithm without using the reference phase as a BPSK demodulation

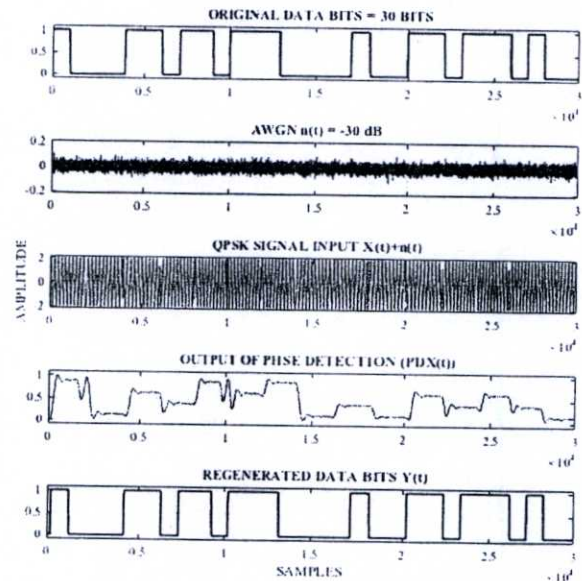


Fig. 23 The proposed QPSK demodulator's simulation result according to the QPSK signal input disturbed by -30 dB noise power

After that, the four pulse-width sizes of the RS flip-flop output depicted in Fig. 22 (f) is the input of the matching procedure in order to regenerate the 16-bit data.

5.4 Results of the proposed QPSK demodulation scheme in the AWGN channel

A test simulation depicted in Fig. 23 was constructed followed by the QPSK demodulation scheme as in Fig.

12 and was investigated for the performance of the proposed QPSK demodulation scheme in additive white Gaussian noise (AWGN) channel.

The inputs consisting of QPSK signals and Gaussian noise are fed to the proposed QPSK demodulation scheme. The evaluation of the proposed QPSK receiver's performance includes the noise power levels of -30 dB, -28 dB and -25 dB illustrated in Fig. 23 (b), 24 (b) and 25 (b) respectively. For all simulation results, the top traces show the different 30-bit original data and the second traces show the AWGN signal with the power of -30 dB, -28 dB and -30 dB, respectively. In the third traces, the three inputs including QPSK signals with these noise powers were fed through the proposed QPSK demodulator in order to retrieve the original data bits. All bottom traces are the regenerated data bit plotted to compare with the original ones.

5.5 Results of the proposed QPSK demodulation scheme by using PSPICE simulation

In this section, this research presents the fundamental circuit simulation depicted in Fig. 26 by using the PSPICE simulation. According to the section 2.6 and 4.3, the discussion about the impact of the proposed system's components and the impact of the AWGN in real time processing are provided, respectively.

Therefore, all simulation results in this section provide the essential knowhow to implement the actual circuit. These results are separated into three parts. In Fig. 27 and Fig. 28, the relationship between XOR's output and the input phase, which agrees well with the result in Fig. 20, is confirmed.

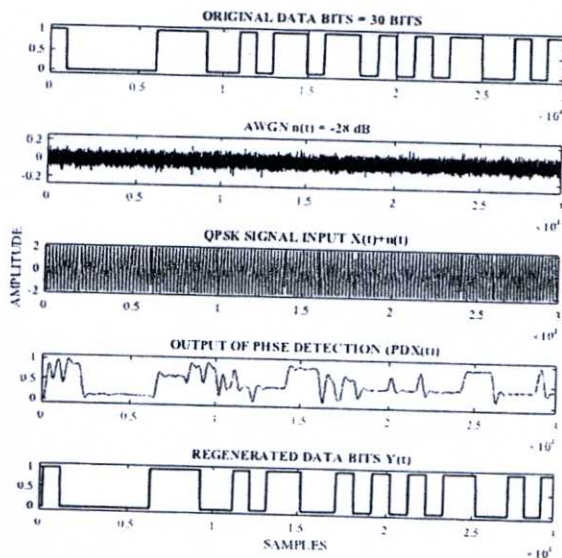


Fig. 24 The proposed QPSK demodulator's simulation result according to the QPSK signal input disturbed by -28 dB noise power

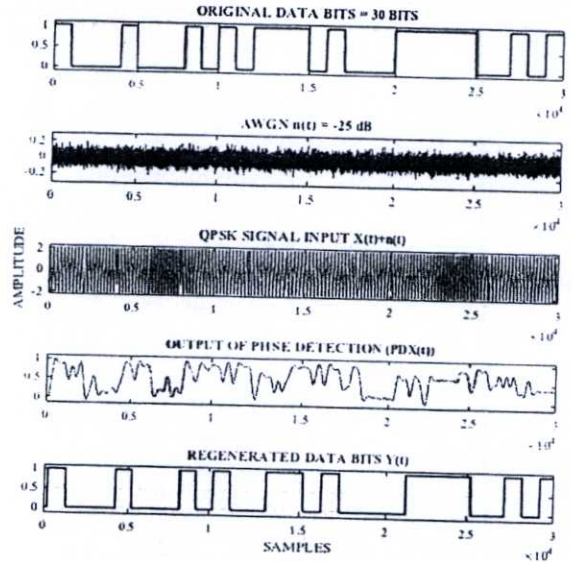


Fig. 25 The proposed QPSK demodulator's simulation result according to the QPSK signal input disturbed by -25 dB noise power

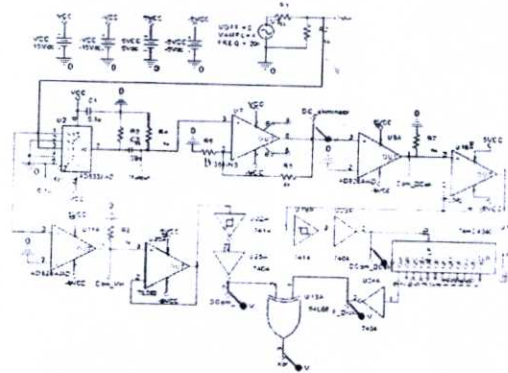


Fig. 26 The proposed circuit simulation

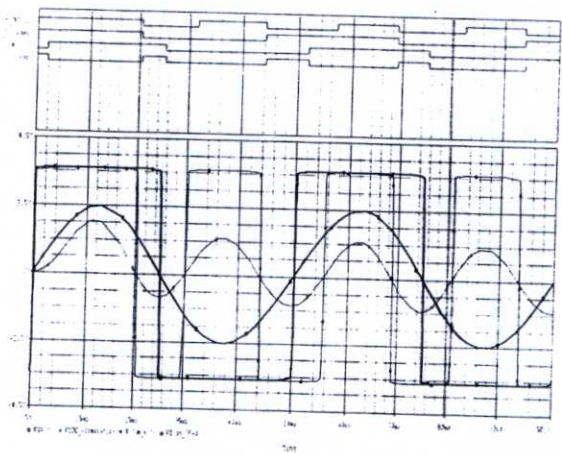


Fig. 27 The PSPICE simulation result by applying $\sin(\omega t)$ input to the proposed APDS circuit

Then the proposed BPSK-demodulated result, which is constructed by the same circuit in the previous simulation with 40 kHz-carrier BPSK input is given in Fig. 29. The result shows the 2-square-wave outputs depicted in the top trace (XOR) with the 2-different-size pulse widths distinguished by the data bit's transition. Therefore, LPF and the matching process can be used for regenerating the data bits.

For real time processing of QPSK simulation depicted in Fig. 30, the false detected phases exist at every phase transition of the QPSK input signal. In this simulation, the multiplier, the DC eliminator, and the frequency divider work perfectly as illustrated by the signals in the Fig. 30. At the selected phase detection (mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop) block in Fig. 12, both impulse trains in the top trace are generated correctly by the mono-stable multi-vibrator circuits. But it is found that the incorrect pulse width of square waves generated by the RS flip flop occurred around the phase transition periods of the QPSK signal. Hence, the proposed scheme is incompatible with the real time processing for phase detection. But it works perfectly fine in the case of frame processing as depicted in Fig. 22, 23, 24 and 25.

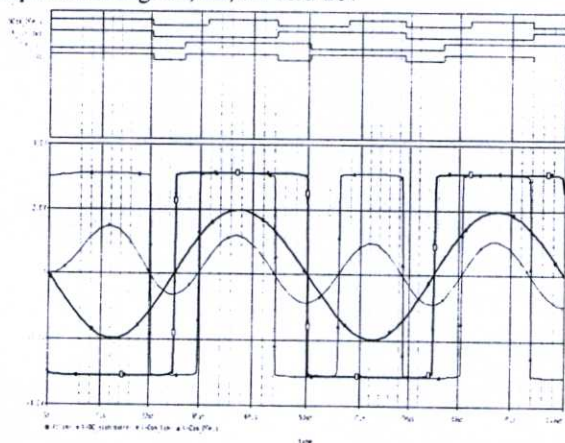


Fig. 28 The PSPICE simulation result by applying $\sin(\omega t + \pi)$ input to the proposed APDS circuit

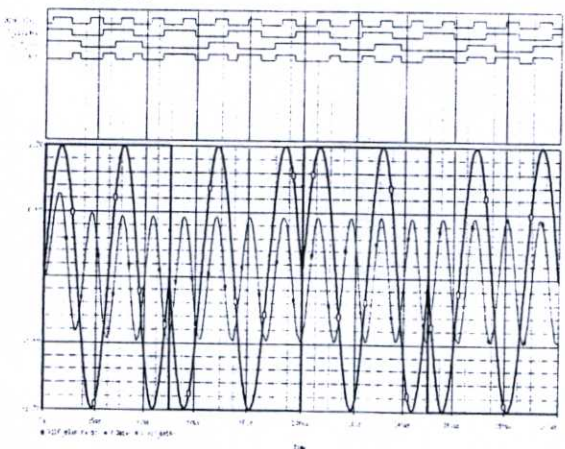


Fig. 29 The PSPICE simulation result by applying BPSK signal to the proposed APDS circuit

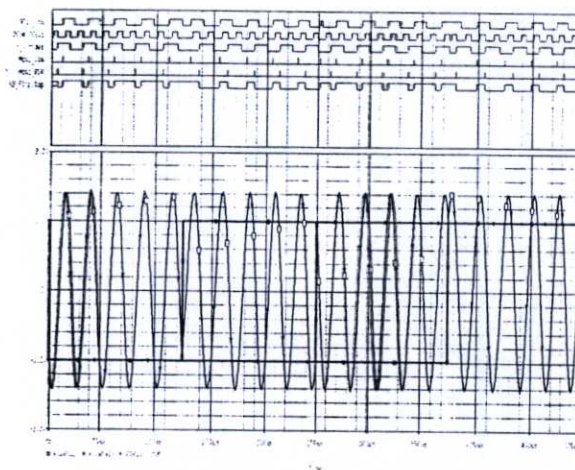


Fig. 30 The PSPICE simulation result by applying QPSK signal generated by the data bits (00011011) to the proposed APDS circuit

6. Conclusions

With simple mathematical analysis, a novel absolute phase detection scheme is presented. Due to the variety of traditional PD-block in the proposed scheme, the flexibility of PD-range expansion is readily provided in order to suit the application's purposes. Unlike the conventional phase detectors such as an analogue multiplier and the combination of mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop, the proposed absolute PD absolutely detects the phase constant from the sinusoidal input without the prior reference phase requirement. By the analysis in section 2.6, it can be concluded that the divide-by-2 frequency divider has the most effect to the proposed scheme in comparison to the analog multiplier which its scale factor causes the amplitude variation of the output. Also the impact of the DC elimination procedure can be removed by the LPF in the conventional PD. With the PSPICE simulation, the total power consumption of the proposed APDS circuit is 427mW, which is most consumed by the multiplier (200mW) compared to other components.

For the proposed BPSK demodulation scheme, the analogue multiplier PD, which has the narrow phase detection range ($0^\circ - 180^\circ$), is selected for detecting the information data. In order to create the QPSK demodulation scheme, the combination of mono-stable multi-vibrator and RS flip-flop is required because the phase detection range needs to be expanded to 360° in order to avoid the ambiguity in data recovery. Based on the proposed absolute PD algorithm, it can be contributed as BPSK and QPSK demodulators. The results illustrate that both demodulating schemes implemented with a blind carrier recovery method can accurately recover the transmitted BPSK and QPSK signal phase, which are 16-bit data, respectively. Furthermore, both proposed demodulation schemes can avoid the synchronous conditions of M^{th} power loop.

and the Costas loop. Due to the analysis in the section 5.4, the analog multiplier PD was selected in order to verify the proposed QPSK demodulator under the AWGN conditions. The conclusion is the output phase is irrelevantly disturbed by additive white Gaussian noise. From the PSPICE results, it is noted that the false phase detection occurs at every phase transition of QPSK signal, so the proposed scheme for QPSK demodulator cannot be applied for the real time processing. However, the Matlab simulation results show that the proposed scheme for QPSK demodulator can be applied only for the frame processing case.

References

- [1] O. V. Alan and W. S. Alan: Signal and Systems, Prentice-Hall, 1997.
- [2] IEEE Standard for Synchrophasors for Power Systems, in IEEE Std C37.118-2005 (Revision of IEEE Std 1344-1995), pp. 1-57, 2006.
- [3] R. P. Schulz and B. B. Laios: Triggering tradeoffs for recording dynamics, Proc. IEEE Computer Applications in Power, Vol. 10, No. 2, pp. 44-49, 1997.
- [4] J. Horwitz, J. Feldman, N. Reinhardt and C. B. Damrel: Remote absolute phase measurement in buried cable systems, Proc. Transmission and Distribution, pp. 397-403, 1994.
- [5] Z. Jie, Z. Changyin, H. Wei, J. Ping and C. Chunling: Precise measurement of power system frequency and absolute phase based on GPS, Proc. Power System Technology, Vol. 3, pp. 1947-1951, 2002.
- [6] B. H. Roeder: Absolute phase in power system applications, Proc. IEEE Transmission and Distribution, pp. 1681-1684, 2002.
- [7] D. Fan, V. Centeno and H. Zhang: Aspects on relative phase angle measurement, Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, pp. 1-4, 2007.
- [8] H. Li, W. Perrie, Y. He, S. Lehner and S. Brusch: Target detection on the ocean with the relative phase of compact polarimetry SAR, IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, Vol. 51, No. 6, pp. 3299-3305, 2013.
- [9] E. I. Algazin, A. V. Sapsalev, D. V. Makarov, A. P. Kovalevskiy and Y. M. Veshkurtsev: The method of signal processing of relative phase modulation, Proc. International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), pp. 1-4, 2015.
- [10] K. Kobayashi, T. Someya, T. Ohtsuki, S.P.W. Jarot and T. Kashima: MIMO System with relative phase difference time-shift modulation in rician fading environments, Proc. IEEE Communications, pp. 732-736, 2008.
- [11] W. F. Egan: Phase-Lock Basics, Wiley-Interscience, pp. 31-44, 1998.
- [12] Y. Lee, G. Lim and I.C. Park: Low-complex BPSK demodulation using absolute comparison, Proc. IEEE Electronics, Circuits and Systems (ICECS), pp. 1080-1083, 2010.
- [13] T.R. Roshna, R. Nivin, S. Joy, T.J. Apren and V. Alex: Design and implementation of digital Costas loop and bit synchronizer in FPGA for BPSK demodulation, Proc. Control Communication and Computing (ICCC), pp. 39-44, 2013.
- [14] T. Nagura, Y. Matsumoto, S. Kubota and S. Kato: QPSK carrier and bit-timing simultaneous recovery scheme for coherent demodulation, Proc. IEEE Communications, pp. 1636-1640, 1995.
- [15] O. Hyun-seo: Coherent DLL code tracking and BER effect on QPSK demodulation in wideband DS-CDMA reverse link, Proc. IEEE Vehicular Technology, pp. 2408-2410, 1998.
- [16] D. H. Sheingold: Nonlinear Circuits Handbook, United States of America, pp. 203-269, 1976.
- [17] R. L. Cupo and R. D. Gitlin: Adaptive carrier recovery systems for digital data communications receivers, Proc. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 7, No. 9, pp. 1328-1339, 1989.
- [18] H. M. Kwon and E. K. B. Lee: A novel wireless communication device and its synchronization scheme, Proc. IEEE Global Telecommunications, pp. 659-663, 1995.
- [19] R. Haeb and H. Meyr: A systematic approach to carrier recovery and detection of digitally phase modulated signals on fading channels, IEEE Trans. Communications, Vol. 37, No. 7, pp. 748-754, 1989.
- [20] F. Xiong: Digital Modulation Techniques, Frtech House Telecommunications Library, pp. 179-190, 2000.
- [21] M. Simon: The false lock performance of Costas loops with hard-limited in-phase channel, IEEE Trans. Communications, Vol. 26, No. 7, pp. 23-34, 1978.
- [22] S. John: False lock in Costas loops, Proc. 20th Southeastern Symposium System Theory, pp. 75-79, 1988.
- [23] B. P. Lathi: Modern Digital and Analog Communication System, Oxford University, pp. 541-567, 1998.

Acknowledgment

We are so thankful for sharing the insight and expertise, which greatly assisted the research, from our colleagues. We are also immensely grateful to Journal of Signal Processing Editor and the reviewers for their very valuable comments and ideas on an earlier manuscript in order to improve our paper's quality, although any mistakes are our own and should not harm the reputations of these esteemed persons.



Sukkharak Saechia received his B. Eng. and M. Eng. degrees in telecommunications engineering from the King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Bangkok, Thailand, in 2004 and 2007, respectively. He studied in the doctoral degree program in telecommunications engineering at King Mong-

kut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok Thailand. Currently, he is a faculty member of the Department of Computer Education, Faculty of Education, Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University, Thailand. He was a Special Session Chair for ISMAC 2015 and a Publicity Co-Chair for ISMAC 2016. His research interests are in analog and digital communication, digital signal processing and applications.



Chusit Pradabpet received his B. Ind. Tech. degree in electrical engineering from Srinakharinwirot University, Thailand, in 1997, M. Eng. degree in telecommunications engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 2003, and Ph.D. de-

gree in the field of media and network technologies from Hokkaido University, Japan, in 2010. Since 1999, he has been a faculty member of the Department of Electrical Engineering, Faculty of Science and Technology, Phranakhon Si Ayutthaya Rajabhat University, Thailand, where he is currently an Associate Professor. His research interests include wireless communication system and digital signal processing. He was a Technical Program Co-Chair (ISMAC2015), Special Session Chairs (ISCIT 2015), General Co-Chair (SISA 2016, ISMAC 2016). He is also a member of IEEE and IEICE.



Jeerasuda Koseeyarporn received her Ph.D. degree in electrical engineering from Vanderbilt University, USA in 2003. She is currently an Associate Professor at the Faculty of Engineering, Department of Telecommunications Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand. Her research is in the

area of analog communication circuits, and analog and digital signal processing in communication systems.



Paramote Wardkein received his M. Eng. and D. Eng. degrees from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand in 1990 and 1997, respectively. He is an Associate Professor of the Department of Telecommunications Engineering at the Faculty of Engineering, KMITL. His re-

search interests are in analog and digital communication, digital signal processing and integrated circuit design.

(Received January 14, 2016; revised May 25, 2016)

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุชรักษ์ แซ่เจี๋ย
วัน เดือน ปีเกิด	4 กันยายน 2525 ที่อ่างทอง
ประวัติการศึกษา	2548 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม (เกียรตินิยมอันดับ2) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2550 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

1. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "Human Identification System Based ECG Signal," *2005 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2005)*, Melbourne, Australia, 2005, pp. 1-4.
2. W. Phanphaisarn and S. Saechia, "A Simple Synthesis Technique of PWM Signal," *APCCAS 2006 - 2006 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Singapore, 2006, pp. 1647-1650.
3. S. Sinchai, S. Saechia, T. Limpiti, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "Estimating an optimal setpoint to lessen errors in filling weighing system based on Kalman filtering," *2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Florence, 2014, pp. 2189-2193.
4. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New AM Demodulation Scheme with a Blind Carrier Recovery Method," *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS)*, Hong Kong, 2015.
5. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New FM Demodulation Scheme Based On SAGC," *2015 International Symposium on Multimedia and Communication Technology*, Thailand, 2015, pp. 50-54.

6. I. Pokinchotanun, P. Sirichotedumrong, S. Saechia and P. Wardkein, "An Eye-Muscle Feature Extracting for Human Identification," 2016 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, Japan, 2016, pp. 133-136.
7. S. Saechia, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A New Instantaneous-Velocity Measurement Method for CW Short Range Radar System," 2016 International Symposium on Multimedia and Communication Technology, Japan, 2016, pp. 137-143.
8. S. Saechia, C Pradabpet, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, " A New Absolute Phase Detection Scheme," Journal of signal processing, Japan, 2016, pp. 253-266.