

อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยสมการ
วินเนอร์ฮอฟ และการประยุกต์ใช้งาน

A LEAST MEAN SQUARE ALGORITHM BASED ON WIENER-HOPF
EQUATION FOR INITIAL CONDITION AND ITS APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2560
KMITL-2017-EN-D-018-178

อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยสมการ
วินเนอร์ฮอฟ และการประยุกต์ใช้งาน

A LEAST MEAN SQUARE ALGORITHM BASED ON WIENER-HOPF
EQUATION FOR INITIAL CONDITION AND ITS APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-178

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A LEAST MEAN SQUARE ALGORITHM BASED ON WIENER-HOPF
EQUATION FOR INITIAL CONDITION AND ITS APPLICATIONS



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-018-178

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยสมการวินเนอร์ฮอฟ และการประยุกต์ใช้งาน

Thesis Title A Least Mean Square Algorithm based on Wiener-Hopf Equation for Initial Condition and Its Applications

นักศึกษา นางสาวอัญชลี มโนสืบ

รหัสประจำตัว 53610105

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-178

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พีระพล	ยุวภูษิตานนท์	
ผศ.ดร.ศรวัดน์	ชีวปริชา	
ผศ.ดร.สมเกียรติ	ฤกษ์วีรัญญ์	
ผศ.ดร.ตุลยา	ลิมปิติ	
รศ.ดร.ปราโมทย์	วาดเขียน	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 14 กรกฎาคม พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 14 กรกฎาคม พ.ศ. 2560

หัวข้อวิทยานิพนธ์	อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วย สมการวินเนอร์ฮอฟ และการประยุกต์ใช้งาน
นักศึกษา	นางสาวอัญชลี มโนสืบ
รหัสประจำตัว	53610105
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2560
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยการวิเคราะห์จากสมการผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณที่อยู่ในรูปของสมการผลต่าง ผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามสมการวินเนอร์ฮอฟทำให้ระบบสามารถปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้ที่ขนาดตัวอย่างใดๆ และค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยขึ้นอยู่กับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณนี้ วิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอจะนำไปใช้กับอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ, การตีמודูเลตสัญญาณแอนะล็อกและการตีמודูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวิธีที่นำเสนอกับวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบอื่นๆ นั้นจะใช้การจำลองระบบการทำงานบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ จากผลการจำลองระบบพบว่า ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และกัสัญญาณข่าวสารกลับคืนได้มาได้เร็วกว่า และมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยกว่าวิธีที่กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบอื่นๆ

Thesis	A Least Mean Square Algorithm Based on Wiener-Hopf Equation for Initial Condition and Its Applications
Student	Miss Anchalee Manosueb
Student ID.	53610105
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Paramote Wardkein

ABSTRACT

This thesis proposes a technique for finding the initial weight for an adaptive filter by analyzing the response equation in the form of the difference equation. The analytical response indicates that the initial weights obtained from the Wiener-Hopf equation enable the adaptive filter to properly converge for any sample size and the mean-squared error (MSE) depends on these initial weights. The proposed technique is utilized in the least mean square (LMS) algorithm for eliminating the known frequency power line interference (PLI) in the electrocardiogram signal, demodulating analog signal and demodulating OFDM signal. To compare the efficacy of the proposed technique to other techniques, the systems are simulated using a computer program. The simulation results demonstrate that the proposed technique enables the systems to eliminate the PLI signal and demodulate message signal with the fastest time and smallest MSE.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร. ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์และรศ.ดร. จีรสุดา โกษิยาภรณ์ ที่เป็นแรงผลักดันให้ข้าพเจ้ามีความกระตือรือร้นในการค้นคว้าหาคำตอบของวิทยานิพนธ์นี้ ให้โอกาสทางการศึกษาและยังช่วยเหลือในเรื่องต่าง ๆ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ทั้งสองและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ นายสุรรัชช์ แซ่เจ็ย, นายธนนท์ คณะเจริญ และนายเลอสรณ์ กิรสมุทธานนท์ ที่คอยช่วยเหลือและให้คำแนะนำในทุก ๆ เรื่อง

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ ที่คอยให้กำลังใจและช่วยในการหาข้อมูล, วิเคราะห์ และตอบข้อสงสัยของข้าพเจ้า และขอขอบคุณทุก ๆ ท่านที่คอยให้คำแนะนำและกำลังใจเสมอมา

ขอขอบคุณบัณฑิตศึกษา คณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่าง ๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดาที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกเรื่อง ๆ ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

อัญชลี มโนสืบ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล.....	5
2.3 ตัวกรองสัญญาณแบบดิจิทัล.....	6
2.3.1 ตัวกรองสัญญาณแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด.....	6
2.3.2 ตัวกรองสัญญาณแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด.....	7
2.4 ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	9
2.4.1 ตัวกรองสัญญาณแบบวินเนอร์.....	10
2.4.2 อัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด.....	13
2.4.3 สมรรถนะของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีอัลกอริทึมแบบ ค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด.....	16
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	19
2.5.1 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดไซนุซoidal ด้วยตัวกรองสัญญาณ แบบปรับตัวได้ที่มีอัลกอริทึมในการปรับตัวแบบใหม่.....	20

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5.2 ระเบียบวิธีในการปรับตัวแบบใหม่ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	20
2.5.3 วิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	21
2.5.4 การติมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	21
2.5.5 การติมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม.....	22
2.6 สรุป.....	22
บทที่ 3 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อการคำนวณและการออกแบบ.....	23
3.1 กล่าวนำ.....	23
3.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณ.....	23
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าผลต่างกำลังสองเฉลี่ยกับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	27
3.4 วิธีการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่เหมาะสมของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ได้นำเสนอ.....	29
3.5 จำนวนการคำนวณเชิงเลขของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยสมการวินเนอร์ฮอฟ.....	32
3.6 การประยุกต์ใช้งาน.....	33
3.6.1 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	33
3.6.2 การติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	35
3.6.3 การติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	38

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.7 สรุป.....	41
บทที่ 4 ผลการจำลองระบบ.....	43
4.1 กล่าวนำ.....	43
4.2 การทดสอบระบบ.....	44
4.2.1 การทดสอบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นกับระบบระบุเอกลักษณ์.....	44
4.2.2 การทดสอบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นกับการระบบกำจัดสัญญาณ รบกวน.....	58
4.3 การประยุกต์ใช้งาน.....	72
4.3.1 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณ คลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	72
4.3.2 ระบบตีמודูเลตสัญญาณแอนะล็อก.....	101
4.3.3 ระบบตีמודูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	135
4.4 สรุป.....	137
บทที่ 5 สรุปผลงานวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	138
เอกสารอ้างอิง.....	139
ภาคผนวก.....	141

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า	
2.1	เปรียบเทียบคุณสมบัติของตัวกรองความถี่แบบเอพโฟอาร์กับไอโออาร์.....	8
3.1	จำนวนการคำนวณเชิงเลขในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ.....	32
4.1	พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบระบุเอกลักษณ์.....	45
4.2	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB	47
4.3	ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	51
4.4	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB....	51
4.5	ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	54
4.6	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	54
4.7	ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	57
4.8	ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ.....	57
4.9	พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบกำจัดสัญญาณรบกวน.....	58
4.10	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB.....	60
4.11	ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB.....	65
4.12	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB.....	65
4.13	ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB.....	68
4.14	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB.....	68
4.15	ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB.....	71
4.16	ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ นำเสนอ.....	72
4.17	พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์.....	73
4.18	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	75
4.19	ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB...	80
4.20	เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ ไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	80

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.21 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	83
4.22 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	84
4.23 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	87
4.24 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่.....	88
4.25 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่.....	91
4.26 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	92
4.27 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	96
4.28 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	96
4.29 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	100
4.30 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอ.....	101
4.31 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบตีมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก.....	102
4.32 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	104
4.33 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	106
4.34 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	107
4.35 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	110
4.36 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	110
4.37 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	113

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.38 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ นำเสนอ.....	113
4.39 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	114
4.40 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	117
4.41 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	117
4.42 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	120
4.43 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	121
4.44 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	123
4.45 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ นำเสนอ.....	124
4.46 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	124
4.47 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	127
4.48 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	128
4.49 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	131
4.50 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	131
4.51 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	134
4.52 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ นำเสนอ.....	134
4.53 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบติ่มอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	136
4.54 ผลการติ่มอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	136

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์.....	7
2.2	โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบไอไออาร์.....	8
2.3	โครงสร้างของตัวกรองแบบวินเนอร์.....	10
2.4	โครงสร้างตัวกรองแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัลกอริทึมแบบ LMS.....	14
2.5	ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณ.....	18
3.1	โครงสร้างตัวกรองสัญญาณแบบ Linear Combiner.....	24
3.2	ค่าผลต่างกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นตามสมการที่ (3.22) เมื่อมีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ต่างกันจากจำนวนตัวอย่างที่ต่างกัน.....	31
3.3	โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	34
3.4	โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการตัดยอดสัญญาณแอนะล็อก.....	35
3.5	โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการตัดยอดสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม.....	38
4.1	สัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบระบุเอกลักษณ์.....	45
4.2	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสต์เมนต์ของระบบระบุเอกลักษณ์.....	48
4.3	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบระบุเอกลักษณ์.....	48
4.4	สัญญาณที่ต้องการของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	49
4.5	สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	50
4.6	ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	50
4.7	ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	51
4.8	สัญญาณที่ต้องการของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	51
4.9	สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	52
4.10	ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	52
4.11	ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	53
4.12	สัญญาณที่ต้องการของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	54

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
X
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	55
4.14 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	55
4.15 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB....	56
4.16 สัญญาณที่ถูกรบกวนในระบบกำจัดสัญญาณรบกวน.....	58
4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสต์เมนต์ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน.....	59
4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาด กำลังสองเฉลี่ยของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน.....	61
4.19 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB.....	62
4.20 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB.....	62
4.21 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = 10 dB.....	63
4.22 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB.....	63
4.23 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB.....	65
4.24 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB.....	66
4.25 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = 0 dB.....	66
4.26 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB.....	67
4.27 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB.....	69
4.28 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB.....	69
4.29 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = -10 dB.....	70
4.30 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB.....	70
4.31 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพาเวอร์ไลน์.....	73
4.32 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสต์เมนต์ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์.....	74
4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาด กำลังสองเฉลี่ยของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์.....	76

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.34 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	77
4.35 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	78
4.36 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มี ค่า SNR = 10 dB.....	78
4.37 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB.....	79
4.38 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่ มีค่า SNR = 10 dB.....	79
4.39 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	80
4.40 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	81
4.41 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มี ค่า SNR = 0 dB.....	81
4.42 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB.....	82
4.43 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่ มีค่า SNR = 0 dB.....	82
4.44 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	84
4.45 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	85
4.46 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มี ค่า SNR = -10 dB.....	85
4.47 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB.....	86
4.48 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่ มีค่า SNR = -10 dB.....	86
4.49 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่ขนาดมีการ เปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่.....	88
4.50 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริ์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟส คงที่.....	89

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.51 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่.....	89
4.52 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่ เฟสคงที่.....	90
4.53 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่.....	90
4.54 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่ เฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	92
4.55 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการ เปลี่ยนแปลง.....	93
4.56 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	93
4.57 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการ เปลี่ยนแปลง.....	94
4.58 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	94
4.59 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมี การเปลี่ยนแปลง.....	97
4.60 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการ เปลี่ยนแปลง.....	97
4.61 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	98
4.62 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการ เปลี่ยนแปลง.....	98
4.63 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง.....	99
4.64 สัญญาณข่าวสารที่ใช้ในการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก.....	101
4.65 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาด กำลังสองเฉลี่ยของระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก.....	103

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.66 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	104
4.67 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	104
4.68 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB	105
4.69 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	105
4.70 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	107
4.71 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	108
4.72 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	108
4.73 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	109
4.74 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	110
4.75 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	111
4.76 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	111
4.77 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	112
4.78 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	114
4.79 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	115
4.80 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB	115
4.81 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	116
4.82 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	118
4.83 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	118
4.84 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB....	119
4.85 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	119
4.84 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB....	119

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.85 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	119
4.86 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	121
4.87 ผลการติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	121
4.88 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB	122
4.89 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	122
4.90 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	125
4.91 ผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	125
4.92 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	126
4.93 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB.....	126
4.94 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	128
4.95 ผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	129
4.96 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB	129
4.97 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB.....	130
4.98 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	131
4.99 ผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	132
4.100 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	132
4.101 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB.....	133

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ [1-2] ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในหลากหลายสายงาน ยกตัวอย่างเช่น การระบุเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification), การพยากรณ์ (Prediction), การปรับแต่งสัญญาณ (Equalization), การกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise Cancellation) และการดีมอดูเลตสัญญาณ (Demodulation) ซึ่งอัลกอริทึมที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายคืออัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด (Least Mean Square: LMS) เนื่องจากง่ายต่อการใช้งาน และมีภาระการคำนวณเชิงเลขน้อย สมรรถนะของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวที่ใช้ อัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ 2 ตัว นั่นคือค่าเกณฑ์ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ หรือค่าขนาดขั้น (Step Size: μ) และค่าเงื่อนไขเริ่มต้น (Initial Condition of Weight: $\mathbf{w}(0)$) ที่กำหนดให้กับตัวกรองสัญญาณ ซึ่งพารามิเตอร์ทั้งสองนี้ต่างมีผลกับค่าเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมและค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในระบบ เนื่องจากอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดเป็นอัลกอริทึมที่ง่าย ลักษณะของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะใช้เพียงการประมาณค่าของสัญญาณขาเข้าในลำดับก่อนหน้ากับค่าผลต่างที่เกิดขึ้นนั้นมาคำนวณ ทำให้การปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมใช้เวลาาก ส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดของตัวกรองสัญญาณสูงไปด้วย ดังนั้นถ้าสามารถกำหนดค่าขนาดขั้นและค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณให้เหมาะสมได้ จะส่งผลให้ค่าเวลาในการลู่อเข้าและค่าความผิดพลาดของตัวกรองลดลงด้วย

โดยทั่วไปแล้วอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดจะกำหนดค่าขนาดขั้นคงที่ ถ้ากำหนดค่าขนาดขั้นสูงจะทำให้ค่าเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมเร็วและเกิดค่าความผิดพลาดของตัวกรองสูง ในขณะที่การกำหนดค่าขนาดขั้นต่ำจะทำให้ค่าเวลาปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมช้าและเกิดค่าความผิดพลาดในช่วงที่ยังไม่เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมสูง แต่เมื่อเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมแล้วจะเกิดค่าความผิดพลาดต่ำ ดังนั้นการกำหนดค่าขนาดขั้นจึงถือว่าสำคัญสำหรับการใช้อัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด จากเหตุผลที่ได้กล่าวมาจึงได้มีงานวิจัยที่เกี่ยวกับการกำหนดค่าขนาดขั้นแบบปรับตัวได้ [3-4] ให้กับตัวกรองสัญญาณมากมายซึ่งลักษณะการทำงานโดยส่วนใหญ่คือ ในสถานะเริ่มต้นจะกำหนดให้ค่าขนาดขั้นที่ใช้มีค่าสูงเพื่อให้ตัวกรองสัญญาณสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้อย่างรวดเร็ว หลังจากตัวกรองสัญญาณเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมจะมีการปรับค่าขนาดขั้นให้ต่ำลงเพื่อลดค่าความผิดพลาดของระบบที่เกิดขึ้นจากที่ได้กล่าวแล้วข้างต้นว่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งก็คือ ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณ แม้ว่าจะมีการกำหนดค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้แล้วก็ตาม ถ้าค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณไม่เหมาะสมก็อาจส่งผลให้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ไม่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงให้ความสำคัญ และศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวกับการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ในปี 2009 พูลศักดิ์ โกษิยาภรณ์ และคณะ [5] ได้นำเสนองานวิจัยเรื่อง วิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ โดยใช้สัญญาณขาเข้าของระบบ 2 ตัวอย่างแรกในการคำนวณหาค่าขนาดและเฟสให้กับสัญญาณรบกวนอ้างอิงซึ่งทำให้ระบบสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ได้เร็วกว่าระบบที่ไม่มีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น แม้การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นดังกล่าวจะสามารถทำให้กำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ได้เร็วกว่าระบบที่ไม่มีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่หาก 2 ตัวอย่างแรกที่ใช้ในการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นมีความแตกต่างจากระดับสัญญาณโดยรวมมากก็ จะทำให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้ไม่เหมาะสม ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์มีประสิทธิภาพไม่ดีขึ้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยพิจารณาจากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณที่อยู่ในรูปของสมการผลต่าง ซึ่งผลการวิเคราะห์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้พบว่า หากกำหนดให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ตามสมการของวินเนอร์ฮอปจะทำให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองของระบบสามารถลู่เข้าสู่ค่าความผิดพลาดที่น้อยที่สุดของระบบได้ ทั้งนี้ผลการวิเคราะห์ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้นี้สอดคล้องกับผลจำลองการทำงานของระบบที่นำไปประยุกต์ใช้นั้นคือ ระบบสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และกู่สัญญาณขาวสารกลับคืนมาได้เร็วกว่าระบบที่มีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้อื่นๆ

1.2 จุดมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีจุดมุ่งหมายที่ต้องการนำเสนอวิธีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้นำมาใช้กับอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ให้ใช้เวลาในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้รวดเร็ว และลดค่าความผิดพลาดของตัวกรองให้น้อยลง และสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ, ระบบการติดตามดูแลสัญญาณแอนะล็อก และการติดตามดูแลสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

จากการวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มีความเป็นไปได้ว่า หากมีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ตามสมการของวินเนอร์ฮอฟจะทำให้ตัวกรองสัญญาณสามารถปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้เร็วขึ้น ส่งผลให้ค่าความผิดพลาดของตัวกรองมีค่าลดลงนั่นคือประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพิ่มขึ้น แต่เนื่องจากการนำสมการวินเนอร์ฮอฟมาคำนวณจำเป็นต้องทราบถึงคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้าของตัวกรองและสัญญาณที่ต้องการทั้งหมดทำให้ตัวกรองสัญญาณไม่สามารถทำงานในเวลาจริงได้ เพื่อให้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สามารถทำงานได้ในระบบเวลาจริงจึงได้ใช้คุณลักษณะของสัญญาณบางส่วนมาใช้ในการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ดังนั้นลักษณะการทำงานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอคือ เมื่อสัญญาณขาเข้าของระบบเข้ามาตัวกรองสัญญาณจะยังไม่ทำงานแต่จะเก็บค่าตัวอย่างของสัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณและสัญญาณที่ต้องการให้ได้ตามจำนวนที่ต้องการก่อน จากนั้นจะนำตัวอย่างของสัญญาณที่ได้ไปคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณตามสมการของวินเนอร์ฮอฟแล้วกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นนั้นให้กับตัวกรองสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณจะเริ่มทำงานโดยปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม

1.4 ขอบเขตการวิจัย

ขอบเขตการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ วิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อนำไปใช้ในการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้และทดสอบประสิทธิภาพตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอกับระบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่มีความถี่ของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์อยู่ที่ 50 เฮิรตซ์ ที่สัญญาณที่มีค่า SNR ต่างๆ รวมทั้งทดสอบกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบมอดูเลตสัญญาณแอมพลิจูดที่สัญญาณข่าวสารมีความถี่ 3 เฮิร์ตซ์ ความถี่คลื่นพาห์อยู่ที่ 150 เฮิร์ตซ์ โดยใช้กับสัญญาณที่มอดูเลตเชิงขนาด, เฟส และความถี่ ซึ่งจะเปรียบเทียบผลการจำลองระบบกับวิธีที่กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและวิธีที่นำเสนอโดยพลศาสตร์ โทเซียภรณ์ โดยจะจำลองระบบบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ นอกจากนี้ยังทดสอบกับระบบมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีจำนวนช่องสัญญาณ 1,000 ช่องสัญญาณ, ความถี่คลื่นพาห์เริ่มต้นที่ 0.001π เรเดียน โดยใช้กับสัญญาณที่มอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ (BASK), เชิงเฟส 2 ระดับ (BPSK) และเชิงขนาดและเฟส 16 ระดับ (16QAM) ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบผลการจำลองระบบกับวิธีที่ใช้การแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform: FFT) บนโปรแกรมคอมพิวเตอร์

1.5 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบไปด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมา, วัตถุประสงค์, สมมติฐาน, ขอบเขตและโครงประกอบของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบไปด้วย ทฤษฎีพื้นฐานของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล, ตัวกรองสัญญาณแบบดิจิทัล และตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ อันได้แก่ ตัวกรองสัญญาณแบบวินเนอร์, ตัวกรองสัญญาณแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดและสมรรถนะของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 3 กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณ, ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้, วิธีการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่เหมาะสมของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอ, จำนวนการคำนวณเชิงเลขสำหรับการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอรวมไปถึงการประยุกต์ใช้งาน

บทที่ 4 ผลการจำลองระบบการทำงานเพื่อยืนยันการวิเคราะห์ในทางทฤษฎี ซึ่งประกอบไปด้วยผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์และระบบกำจัดสัญญาณรบกวน และผลการประยุกต์ใช้งานกับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ, ระบบมอดูเลตสัญญาณแอมพลิจูดและระบบมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 2 นี้ จะกล่าวถึงตัวกรองความถี่ดิจิทัลซึ่งจะอธิบายถึงตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เพื่อให้เข้าใจการออกแบบและหลักการทำงานโดยทั่วไปของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่จะกล่าวในบทต่อไป

2.2 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นการตีความหมาย, สื่อความหมาย หรือการตัดสินใจ และควบคุมสัญญาณเพื่อนำมาใช้ประโยชน์ด้านต่างๆ โดยการเปลี่ยนรูปสัญญาณต่อเนื่องทางเวลาให้เป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา การประมวลผลสัญญาณนั้นอาจจะกระทำต่อสัญญาณโดยตรง เช่น การขยาย, การลดทอน, การกรอง หรืออาจมีการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณไปก่อน เช่น การประมวลผลในโดเมนต่างๆ โดยเมื่อทำการแปลงแล้วความหมายของสัญญาณ และข้อมูลที่อยู่ในสัญญาณก่อนการแปลงยังคงเป็นสัญญาณเดิมหรือมีความหมายเดิมอยู่ครบถ้วน

ข้อดีของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

- สามารถยอมรับข้อผิดพลาดที่เกิดจากค่าอุปกรณ์ที่นำมาสร้างเป็นส่วนประมวลผลได้
- ตัวประมวลผลมีเสถียรภาพที่ดี และมีความเที่ยงตรงสูง

ข้อเสียของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

- ความถูกต้องบางส่วนของสัญญาณจะหายไปเนื่องจากการตัดทิ้ง (Truncation) และการปรับเศษ (Round off)
- มีวงจรถ่วงซ้อนเนื่องจากจำเป็นต้องมีส่วนของการแปลงสัญญาณที่ต่อเนื่องทางเวลาเป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาส่งผลให้มีความยากให้การออกแบบตัวประมวลผล

2.3 ตัวกรองแบบดิจิทัล (Digital Filter)

ตัวกรองความถี่เป็นวงจรที่ใช้กรองสัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการผ่านออกมาได้ ส่วนสัญญาณที่มีความถี่อื่นจะถูกลดทอน (Attenuate) จนหมดไป ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรนั้นต้องใช้งานคำนวณทางคณิตศาสตร์เข้ามาช่วย ในปัจจุบันตัวกรองความถี่แบบดิจิทัลถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากข้อดีหลายประการดังนี้

- ผลตอบสนองทางความถี่ของตัวกรองความถี่ สามารถออกแบบให้มีความใกล้เคียงกับผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการได้ นอกจากนี้การออกแบบตัวกรองความถี่ให้มีผลตอบสนองเชิงเส้นสามารถทำได้ง่าย
- คุณสมบัติของตัวกรองความถี่ที่ออกแบบ และสร้างขึ้นจะไม่เปลี่ยนแปลงไปตามสภาพแวดล้อม, อุณหภูมิ หรือระยะเวลาในการใช้งาน นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานในย่านความถี่ต่ำได้เป็นอย่างดี
- การประยุกต์ใช้งานเป็นตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter) สามารถทำได้ง่าย

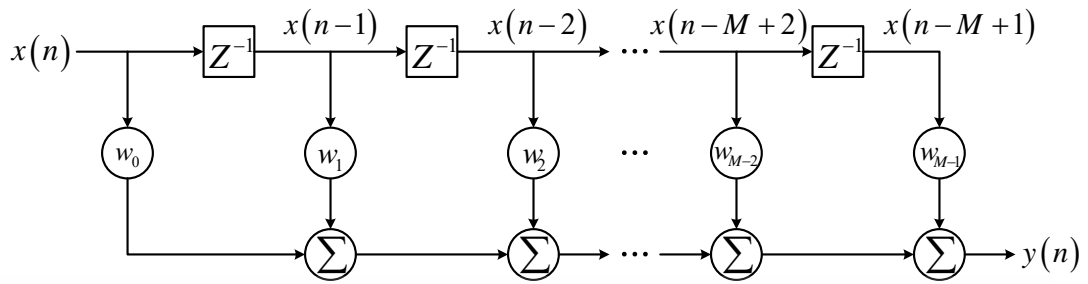
ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัลสามารถแบ่งตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบได้ 2 ประเภทคือ

2.3.1 ตัวกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด หรือตัวกรองแบบเอฟไออาร์ (Finite Impulse Response Filter: FIR Filter)

ตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์เป็นตัวกรองความถี่ที่สัญญาณขาออก $y(n)$ ขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้าสถานะปัจจุบัน $x(n)$ และสัญญาณขาเข้าสถานะก่อนหน้า $x(n-i)$ ในช่วงเวลาจำกัด M เท่านั้น สัญญาณก่อนหน้าที่ไม่ได้อยู่ในช่วงเวลาดังกล่าวจะไม่มีผลใดๆ ต่อผลลัพธ์ $y(n)$ ผลตอบสนองของวงจรเขียนได้ดังนี้

$$y(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i x(n-i) \quad (2.1)$$

โครงสร้างของตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์แสดงดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์

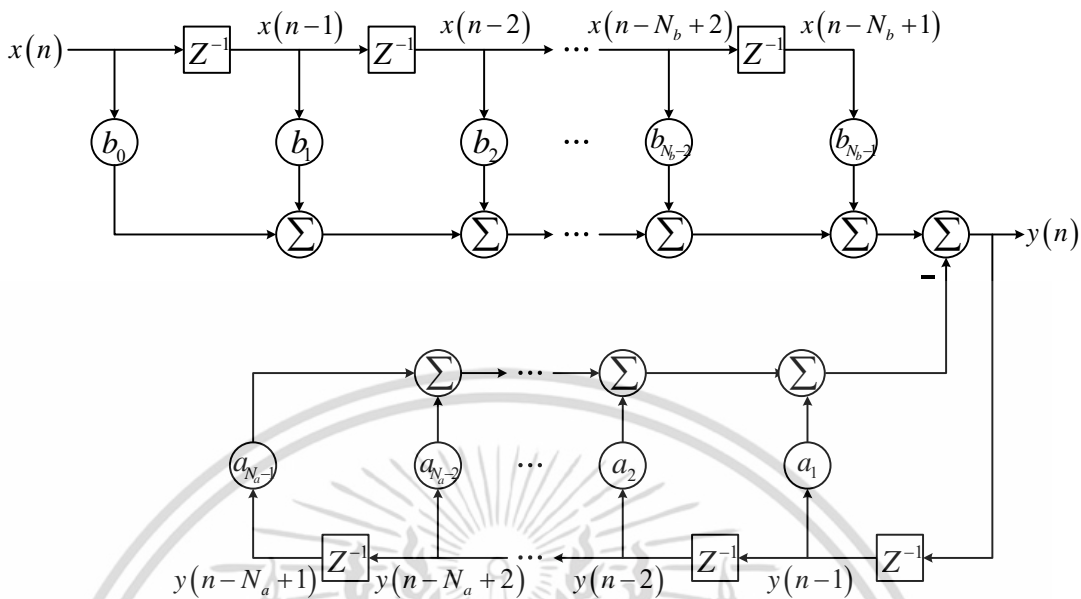
จากสมการที่ (2.1) และโครงสร้างของตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์ดังรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าผลลัพธ์ของตัวกรองความถี่เกิดจากผลรวมที่ได้จากการคูณกันระหว่างสัญญาณขาเข้าในสถานะก่อนหน้า $x(n-i)$ กับค่าสัมประสิทธิ์ w_i โดย $i=0, \dots, M-1$ และตัวกรองความถี่มีโครงสร้างป้อนไปข้างหน้าอย่างเดียวกันนั้น

2.3.2 ตัวกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด หรือตัวกรองแบบไอไออาร์ (Infinite Impulse Response Filter: IIR Filter)

ตัวกรองความถี่แบบไอไออาร์เป็นตัวกรองความถี่ที่สัญญาณขาออกของวงจร $y(n)$ เกิดจากผลรวมที่ได้จากการคูณกันของสัญญาณขาเข้าสถานะก่อนหน้า $x(n-i)$ กับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจร b_i โดย $i=0, \dots, N_b-1$ และ N_b คืออันดับของระบบ รวมกับผลคูณที่ได้จากสัญญาณขาออกก่อนหน้า $y(n-j)$ กับค่าสัมประสิทธิ์ของระบบ a_j โดย $j=0, \dots, N_a-1$ และ N_a คือ อันดับของระบบ

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N_b-1} b_i x(n-i) - \sum_{j=0}^{N_a-1} a_j y(n-j) \quad (2.2)$$

โครงสร้างของตัวกรองความถี่แบบไอไออาร์แสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างตัวกรองความถี่แบบไอโออาร์

การเปรียบเทียบตัวกรองความถี่แบบเอฟโออาร์กับตัวกรองความถี่แบบไอโออาร์แสดงดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของตัวกรองความถี่แบบเอฟโออาร์กับไอโออาร์

คุณสมบัติ	ตัวกรองความถี่แบบเอฟโออาร์	ตัวกรองความถี่แบบไอโออาร์
1. ฟังก์ชันของระบบ	มีเฉพาะซีโร่	มีทั้งโพล และซีโร่
2. คุณสมบัติทางเฟส	เฟสเชิงเส้นทำได้ง่าย	เฟสเชิงเส้นทำได้เพียงการประมาณค่าเท่านั้น
3. เสถียรภาพ	เสถียรเสมอ	ไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับค่าโพล
4. ความซับซ้อน	ขึ้นอยู่กับความยาวของการตอบสนองอิมพัลส์	ไม่ขึ้นอยู่กับความยาว ปกติแล้วใช้น้อยกว่า เอฟโออาร์ มาก
5. การออกแบบ	เหมาะกับการออกแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์	เหมาะกับการออกแบบโดยใช้เครื่องคิดเลข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกใช้งานระหว่างตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์ และแบบไอไออาร์สามารถเลือกให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้

- การประยุกต์ใช้งานทางการส่งข้อมูล (Data Transmission), เครื่องมือทางการแพทย์ (Biomedicine) และการประมวลผลภาพ (Image Processing) จำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์จึงเหมาะสมกว่าแบบไอไออาร์
- การใช้งานที่แสดงผล ณ เวลาขณะนั้นซึ่งต้องมีการจำกัดจำนวนบิต การคำนวณสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่จะต้องทำการปัดเศษ (Round-off) ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดจากการปัดเศษขึ้น ความผิดพลาดนี้จะเกิดขึ้นในตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์น้อยกว่าแบบไอไออาร์
- ในกรณีที่มีความต้องการให้ความชันในช่วงแถบความถี่ตัด (Transition Band) สูงนั้น ตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์ต้องใช้จำนวนอันดับสูงกว่า ทำให้มีสัมประสิทธิ์จำนวนมากกว่า และมีความยุ่งยากกว่าตัวกรองความถี่แบบไอไออาร์
- ตัวกรองความถี่แบบไอไออาร์สามารถออกแบบได้โดยตรงจากตัวกรองความถี่ที่เป็นแบบแอนะล็อกแต่ตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์ไม่สามารถทำได้
- ตัวกรองความถี่แบบเอฟไออาร์จะสังเคราะห์ได้ค่อนข้างยาก ถ้าหากไม่ใช้คอมพิวเตอร์ช่วยในการออกแบบ

2.4 ตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter)

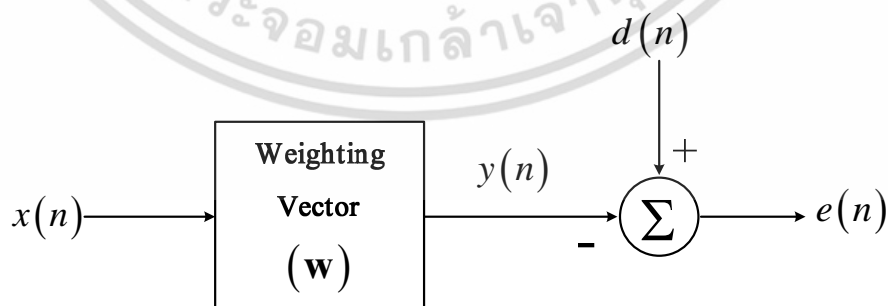
ตัวกรองความถี่ต่างๆ ไปเป็นตัวกรองความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ หรือไม่แปรผันตามเวลา สำหรับตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้จะเป็นตัวกรองความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ปรับเปลี่ยนตลอดเวลา โดยมีลักษณะการปรับค่าสัมประสิทธิ์อัตโนมัติ ซึ่งใช้เงื่อนไขทางสถิติของสัญญาณ และจำลองสภาพแวดล้อมในการหาค่าสัมประสิทธิ์ ตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้นี้ทำให้ขอบเขตของการประยุกต์ใช้งานในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลกว้างมากขึ้น ตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้มีประโยชน์อย่างมากในสถานะที่ไม่สามารถใช้ตัวกรองความถี่แบบธรรมดา หรือใช้ได้แต่ให้ผลได้ไม่แน่นอน ยกตัวอย่างเช่น

- เมื่อสัญญาณรบกวน และสัญญาณที่ต้องการอยู่ในย่านความถี่เดียวกัน ซึ่งถ้าใช้ตัวกรองความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์คงที่ และต้องการให้สัญญาณรบกวนส่วนใหญ่หมดไป ก็จะทำให้สัญญาณที่ต้องการหายไปด้วย
- เมื่อไม่ทราบลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณรบกวน เช่น ไม่ทราบว่าสัญญาณรบกวนอยู่ในย่านความถี่ใด หรือเข้ามาในทิศทางใด เช่นในกรณีของสายอากาศแบบอาร์เรย์ เป็นต้น
- เมื่อสัญญาณที่ต้องการมีความผิดเพี้ยน, ไม่ทราบลักษณะที่แน่นอน เช่น กรณีของโมเด็ม หรือโทรศัพท์มือถือที่มีการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ สัญญาณที่เครื่องรับได้รับจะถูกทำให้ผิดเพี้ยนไปด้วย ฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณที่ไม่ทราบค่าแน่นอน และอาจมีค่าแปรตามเวลา เพราะฉะนั้นจึงต้องใช้ตัวกรองความถี่เพื่อทำการกรองเอาความผิดพลาดนี้ออกไป

ตัวกรองความถี่ดิจิทัลแบบปรับตัวได้มีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เช่น ระบบสื่อสาร, ระบบควบคุม, เรดาร์, โซนาร์ และเครื่องมือทางการแพทย์ ทั้งนี้เพราะความสามารถในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่เข้ามาได้ด้วยตัวเอง

ในการออกแบบตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้บางชนิดนั้นมีความจำเป็นต้องทราบข้อมูลเบื้องต้น และลักษณะเฉพาะเจาะจงของการประยุกต์ใช้งานนั้นๆ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวนี้จำเป็นมากสำหรับการออกแบบเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการเลือกโครงสร้างของตัวกรองความถี่ ขั้นตอนการออกแบบตัวกรองความถี่แบบปรับตัวได้เป็นขั้นตอนที่ยากที่สุด

2.4.1 ตัวกรองแบบวินเนอร์ (Wiener Filter)



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของตัวกรองแบบวินเนอร์

จากรูปที่ 2.3 สัญญาณขาออกของตัวกรองสัญญาณแบบวินเนอร์คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i x(n-i) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \quad (2.3)$$

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

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

\mathbf{w} คือ เวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนัก (Weighting Vector) หรือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณ

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

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

โดยที่ L คือ จำนวนค่าน้ำหนัก หรือจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณ และหาค่าความผิดพลาดได้ดังนี้

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) \quad (2.4)$$

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

$e(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณขาเข้า (Error Signal)

วัตถุประสงค์ของการใช้ตัวกรองสัญญาณแบบวินเนอร์ก็เพื่อลดค่าความผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุด ซึ่งมีตัววัดปริมาณค่าผิดพลาดที่เรียกว่า ฟังก์ชันวัตถุประสงค์ (Cost Function) หรือ ξ แสดงดังสมการ

$$\begin{aligned} \xi &= E[e^2(n)] \\ &= E[d^2(n) - 2d(n)\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}] \\ &= E[d^2(n)] - 2E[d(n)\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)] + E[\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}] \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T E[d(n)\mathbf{x}(n)] + \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T \mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$E[\cdot]$ คือ ตัวดำเนินการหาค่าคาดหวัง (Expectation operator)

$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]$ คือ เมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation Matrix) ของสัญญาณขาเข้า

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

จากสมการที่ (2.5) เมื่อต้องการลดค่าความผิดพลาดให้เหลือน้อยที่สุด ทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของ ξ เทียบกับ \mathbf{w} หรือที่เรียกว่า เกรเดียนท์ของ ξ (\mathbf{g}_w)

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

เมื่อให้ $\nabla(\xi) = 0$ จะสามารถหาค่าน้ำหนักที่เหมาะสม (\mathbf{w}_o) ได้ดังนี้

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (2.6)$$

ซึ่งสมการที่ (2.6) นี้ถูกเรียกว่า สมการวินเนอร์ฮอฟ ถ้าแทนค่าน้ำหนักที่เหมาะสมจากสมการที่ (2.6) ลงในสมการที่ (2.5) จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความผิดพลาดที่น้อยที่สุด จากวิธีของวินเนอร์ฮอฟได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\xi_{\min} &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}_o^T \mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}_o^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \\ &= E[d^2(n)] - \mathbf{w}_o^T \mathbf{r}_{dx}\end{aligned} \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(n) & x(n-1) & \dots & x(n-L-1) \end{bmatrix}$$

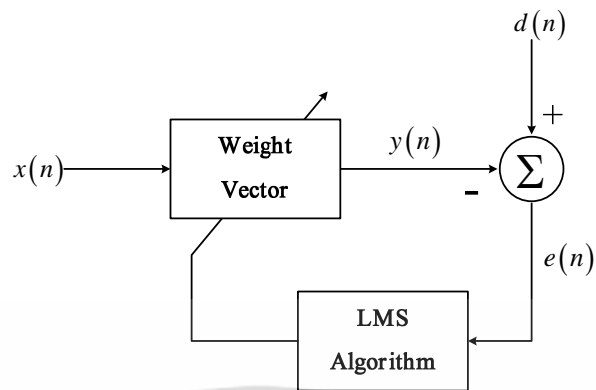
$$= \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,L-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{L-1,0} & r_{L-1,1} & \dots & r_{L-1,L-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}_{dx} = E[d(n)\mathbf{x}(n)] = \begin{bmatrix} d(n)x(n) \\ d(n)x(n-1) \\ d(n)x(n-2) \\ \vdots \\ d(n)x(n-L-1) \end{bmatrix}$$

จะเห็นว่าข้อจำกัดของตัวกรองแบบวินเนอร์คือ ต้องทราบเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (\mathbf{R}_{xx}) และเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ (\mathbf{r}_{dx}) และต้องใช้เวลาในการคำนวณผลคูณเนื่องจากต้องหาอินเวอร์สของเมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ อีกทั้งค่าเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้จะเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นจะต้องมีการคำนวณใหม่เรื่อยๆ และใช้เวลาในการคำนวณนาน ดังนั้นจึงมีการเลือกใช้ตัวกรองวินเนอร์แบบปรับตัวได้ที่สามารถใช้กับสัญญาณขาเข้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ และใช้เวลาในการคำนวณรวดเร็วดังที่อธิบายในหัวข้อต่อไป

2.4.2 อัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด หรืออัลกอริทึมแอลเอ็มเอส (Least Mean Square Algorithm: LMS Algorithm)

การใช้ตัวกรองแบบวินเนอร์จะใช้ในสถานะที่ไม่มีการผันแปรตามเวลา แม้ว่าจะสามารถคำนวณค่าที่ถูกต้องได้ แต่การคำนวณทำได้ยาก ในขณะที่เดียวกันได้มีการพัฒนาตัวกรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive Filter) หลายวิธี ข้อดีของตัวกรองแบบปรับตัวได้ประการหนึ่งคือ มีสูตรการคำนวณที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และไม่จำเป็นต้องรู้พารามิเตอร์ทางสถิติของสัญญาณขาเข้า ที่สำคัญค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะถูกปรับโดยอัตโนมัติให้เหมาะสมเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้า



รูปที่ 2.4 โครงสร้างตัวกรองแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัลกอริทึมแบบ LMS

ตัวกรองแบบปรับตัวได้ที่อาศัยอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดเป็นวิธีการที่ง่าย, การคำนวณไม่ซับซ้อน และอาศัยค่าสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ มาคำนวณเพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณโดยใช้เงื่อนไขของการลดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error: MSE) ให้มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะส่งผลให้สัญญาณขาออกจากตัวกรองสัญญาณนั้นมีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากที่สุดด้วย เมื่อต้องการหาค่า ξ ที่น้อยที่สุดเมื่อเทียบกับการปรับ \mathbf{w} ทำได้โดยหา $\frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}}$

$$\mathbf{g}_w = \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial \mathbf{w}} = -2E[e(n)\mathbf{x}(n)] = -2\mathbf{r}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w} \quad (2.8)$$

การค้นหาแบบสเต็ปเพสเดสเซนต์ (Steepest Descent Method) ได้ถูกนำมาใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรดังสมการ

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{g}_w(n) \\ \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - 2\mu \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (2.9)$$

โดยที่ μ คือ ค่าเกณฑ์การปรับตัว (Adaptation Gain) หรือขนาดขั้น (Step Size)

จากสมการที่ (2.9) จะเห็นว่าค่า $\mathbf{w}(n+1)$ จะปรับค่าตามค่าลบของเกรเดียนท์ของ ξ (\mathbf{g}_w) และค่า μ มีผลต่ออัตราการลู่เข้าของอัลกอริทึม ในการกำหนดค่า μ ต้องกำหนดให้เหมาะสมเงื่อนไขในการกำหนดค่า μ นั้น [1] เป็นตามสมการที่ (2.10)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})} \quad (2.10)$$

โดยที่ $\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})$ คือ ผลบวกสมาชิกในแนวทแยงของเมตริกซ์อัตโนมัติ

จากสมการที่ (2.10) ถ้าสามารถหาเมตริกซ์อัตโนมัติของสัญญาณขาเข้าได้จะรู้ขอบเขตค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมได้เช่นเดียวกัน

สำหรับอัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดนั้น ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะใช้การประมาณค่าเกรเดียนท์ของ ζ ($\hat{\mathbf{g}}_w$) จากสมการที่ (2.6) ของวิธีวินเนอร์ฮอฟ

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}$$

โดยจะประมาณให้

$$\mathbf{R}_{xx} \approx \hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) = \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{r}_{dx} \approx \hat{\mathbf{r}}_{dx}(n) = d(n) \mathbf{x}(n) \quad (2.12)$$

การประมาณค่าเกรเดียนท์ของ ζ ($\hat{\mathbf{g}}_w$) คือ

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{g}}_w(n) &= -2\hat{\mathbf{r}}_{dx}(n) + 2\hat{\mathbf{R}}_{xx}(n) \mathbf{w}(n) \\ &= -2d(n) \mathbf{x}(n) + 2\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n) \\ &= -2\mathbf{x}(n) (d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n)) \\ &= -2\mathbf{x}(n) (d(n) - y(n)) \\ &= -2e(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.13)$$

ดังนั้นสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองคือ

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \mu \hat{\mathbf{g}}_w(n) \\ &= \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n) \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.6) และ (2.14) จะเห็นว่าสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวิธีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดนั้น ค่าคาดหวัง (Expectation Operation) ได้ถูกนำออกไปจากสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ในวิธีสตีเฟนเดสเซนส์ซึ่งแทนด้วยการประมาณค่าเกรเดียนท์ การลดค่าคาดหวังนี้ทำให้เกิดผลตามมามีคือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองโดยวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด ค่าความผิดพลาดจะมีการเคลื่อนไหวอย่างสุ่มรอบๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด (Error Surface) หรือปรับเข้าสู่ค่าเฉลี่ยแทนที่จะปรับเข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

2.4.3 สมรรถนะของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด

ในการวัดสมรรถนะการทำงานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้จะใช้เกณฑ์ในการวัด 2 ค่าคือ

- ค่ามิสแอดจัสเมนต์ (Misadjustment)

ค่ามิสแอดจัสเมนต์สามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$M = \frac{E[\xi_{ex}]}{\xi_{min}} \quad (2.15)$$

โดยที่ ξ_{min} คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดซึ่งหาได้จากวิธีของวินเนอร์ฮอฟ

ξ_{ex} คือ ผลต่างระหว่างค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของตัวกรองกับค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดซึ่งหาได้จากวิธีของวินเนอร์ฮอฟ

และค่า $E[\xi_{ex}]$ สามารถหาได้จากสมการที่ (2.16)

$$E[\xi_{ex}] = \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) \mu \xi_{min} \quad (2.16)$$

ดังนั้นค่ามิสแอดจัสเมนต์ในสมการที่ (2.15) จะสามารถหาได้ดังนี้

$$M = \frac{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) \mu \xi_{min}}{\xi_{min}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \text{tr}(\mathbf{R}_{xx})\mu \quad (2.17)$$

สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะโดยค่ามิสแอดจัสเม้นท์นั้น หากตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ตัวใดมีค่ามิสแอดจัสเม้นท์น้อยกว่า ก็จะได้ว่าตัวกรองนั้นมีสมรรถนะมากกว่า

- **ความเร็วในการลู่เข้า**

โดยปกติแล้วความเร็วในการลู่เข้าจะพิจารณาจากจำนวนค่าตัวอย่างในการปรับตัวที่ทำให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดซึ่งจะหาได้เมื่อทราบค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดของระบบก่อน แต่ในการออกแบบระบบการปรับตัวนั้นบางครั้งไม่สามารถทราบได้ว่าสัญญาณขาเข้าของระบบเป็นอย่างไร ทำให้ไม่สามารถทราบค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุดได้ ดังนั้นจึงต้องทำการพิจารณาจากค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าความผิดพลาดกำลังสอง โดยละพจน์ที่ขึ้นอยู่กับจำนวนค่าตัวอย่างในการปรับตัวออก เมื่อหาค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าความผิดพลาดกำลังสองได้แล้ว จะสามารถนำไปหาจำนวนค่าตัวอย่างที่ใช้ในการลู่เข้าของระบบได้ภายใต้เงื่อนไขของสถานะที่เหมาะสม ดังนั้นในการหาจำนวนค่าตัวอย่างจะเริ่มจากการพิจารณาค่าคงที่ทางเวลา โดยหาได้จาก

ค่าคงที่ทางเวลา (Time Constant)

การพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในแต่ละรอบของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ [1] สามารถหาได้ดังนี้

$$\xi(n) = \xi_{\min} + (1 - 2\mu\lambda_i)^{2n} \xi_{ex}(0) \quad (2.18)$$

โดยที่ λ_i คือ ค่าไอเกน จากนั้นพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละรอบ จะได้ดังรูปที่ 2.5

จากรูปที่ 2.5 เมื่อพิจารณาการลดลงของค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะเห็นว่า ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีการลดลงเป็นเอกซ์โพเนนเชียลซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \xi(n) &= \xi_{\min} + [\xi(0) - \xi_{\min}] \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right) \\ &= \xi_{\min} + \xi_{ex}(0) \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right) \end{aligned} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

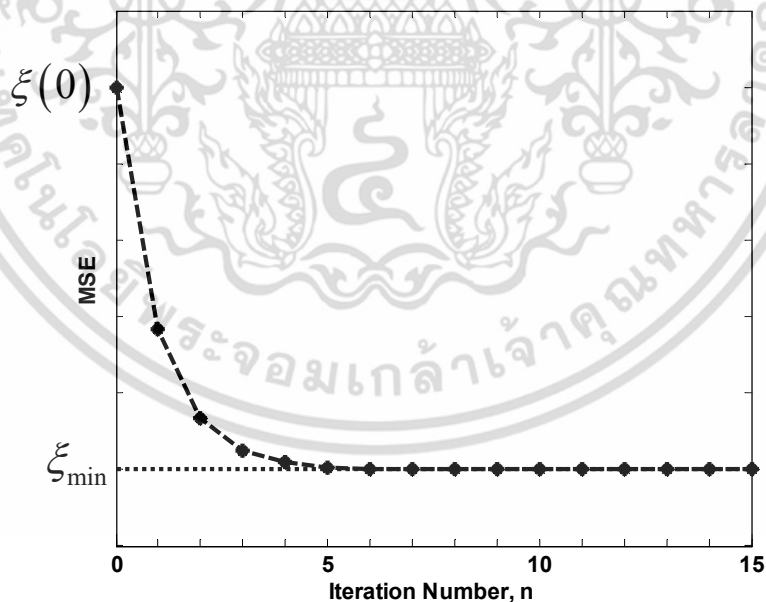
โดยที่ τ คือ ค่าคงที่ทางเวลาของการลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลในรูปที่ 2.5 เปรียบเทียบสมการที่ (2.18) กับ (2.19) จะได้ว่า

$$(1 - 2\mu\lambda_i)^{2n} = \left(\exp\left(-\frac{1}{\tau}\right) \right)^n \quad (2.20)$$

แก้สมการหาค่าคงที่ทางเวลาของการลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลในรูปที่ 2.5 จะได้ว่า

$$\tau \approx \frac{1}{4\mu\lambda_i} \quad (2.21)$$

ค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของการปรับตัวจากการพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองที่ได้จากสมการที่ (2.21) ทำการพิจารณาสมการที่ (2.19) เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม $\xi(n) = \xi_{\min}$ จะได้ว่า



รูปที่ 2.5 ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\xi_{ex}(0) \exp\left(-\frac{n}{\tau}\right) = 0 \quad (2.22)$$

เมื่อทำการแทนค่า $n = 5\tau$ ลงในสมการที่ (2.22) จะได้

$$\xi_{ex}(0) \exp(-5) = 0.007 \xi_{ex}(0) \approx 0 \quad (2.23)$$

จากสมการที่ (2.23) ในทางปฏิบัติถือว่าประมาณได้เท่ากับศูนย์ ดังนั้นสามารถหาจำนวนค่าตัวอย่างที่ใช้ในการสุ่มเข้าของระบบเมื่อทราบค่าคงที่ทางเวลาในการลดลงของค่าความผิดพลาดกำลังสองจากสมการที่ (2.21) ได้ดังนี้

$$n = 5\tau \approx \frac{5}{4\mu\lambda_i} \quad (2.24)$$

ดังนั้นจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการสุ่มเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมที่สุดที่เป็นไปได้คือ

$$n \approx \frac{5}{4\mu\lambda_{\min}} \quad (2.25)$$

สำหรับการเปรียบเทียบสมรรถนะโดยค่าคงที่ทางเวลา หากตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ตัวใดมีค่าคงที่ทางเวลาน้อยกว่า ก็จะถือว่าตัวกรองนั้นมีสมรรถนะมากกว่า

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

สำหรับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเกี่ยวข้องกับการนำเอาตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้ด้านต่างๆ ซึ่งมีรายละเอียดงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซน์ซวยดอลด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวแบบใหม่ (A New Adaptive Algorithm for Eliminating Sinusoidal Interferences)

งานวิจัยเรื่องการจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซน์ซวยดอลด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวแบบใหม่ (A New Adaptive Algorithm for Eliminating Sinusoidal Interferences) ถูกนำเสนอโดย H. C. So [6] โดยพิจารณาสัญญาณแทรกสอดอยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ซวยดอลที่ประกอบไปด้วยขนาดและเฟส ซึ่งจะกำหนดให้สัมประสิทธิ์ของตัวกรองคือ ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดอ้างอิง ดังนั้นการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจึงเป็นการปรับขนาดและเฟสโดยตรง แต่ข้อเสียของวิธีการนี้ก็คือ การปรับสัมประสิทธิ์เชิงขนาดไม่เป็นอิสระแต่ขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์เชิงเฟส ดังนั้นหากสัมประสิทธิ์เชิงเฟสยังไม่สามารถปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้ก็จะทำให้สัมประสิทธิ์เชิงขนาดปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมไม่ได้เช่นเดียวกัน ส่งผลให้การกำจัดสัญญาณแทรกสอดบางกรณีเป็นไปได้ช้า หรือได้ผลไม่ดันทัก

2.5.2 ระเบียบวิธีในการปรับตัวแบบใหม่ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (New Adaptive Filter Algorithm for Noise Cancellation in ECG Signals)

งานวิจัยเรื่องระเบียบวิธีในการปรับตัวแบบใหม่ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (New Adaptive Filter Algorithm for Noise Cancellation in ECG Signals) ถูกนำเสนอโดย ฉันทน์ คณะเจริญ และคณะ [7] โดยสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบคือ สัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์โดยพิจารณาสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ให้อยู่ในรูปผลรวมของสัญญาณไซน์ซวยดอล ซึ่งตัวกรองจะทำการปรับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ซวยดอลให้มีค่าตรงกับสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่เกิดขึ้น การพิจารณาและให้สัญญาณขาเข้าเป็นไปตามที่กล่าวมาข้างต้นทำให้การปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองซึ่งก็คือ ขนาดของสัญญาณไซน์ซวยดอลเป็นอิสระต่อกันทำให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ได้ดีกว่าการปรับขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดโดยตรง

2.5.3 วิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (An Enhanced Adaptive Algorithm for PLI Cancellation in ECG signals)

งานวิจัยเรื่องวิธีการปรับปรุงอัลกอริทึมของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (An Enhanced Adaptive Algorithm for PLI Cancellation in ECG signal) ถูกนำเสนอโดย พุศศักดิ์ โกษิยาภรณ์ และคณะ [5] การปรับปรุงอัลกอริทึมของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้นี้ทำโดยการตั้งค่าเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับตัวกรองสัญญาณ โดยอาศัยการชั่งตัวอย่างเพียง 2 ตัวอย่างแรกของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่เข้ามาในระบบ จากนั้นนำตัวอย่างที่ได้มาพยากรณ์ค่าขนาดและเฟสของสัญญาณ แล้วนำไปกำหนดเป็นค่าเริ่มต้นให้กับสัญญาณอ้างอิงของระบบ ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้จากงานวิจัยนี้สามารถนำมาใช้กับตัวกรองที่มีสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณไซน์ชวยดอลได้ทั้ง 2 ลักษณะคือลักษณะที่มีการปรับค่าขนาดและเฟสของสัญญาณอ้างอิงและลักษณะที่มีการปรับค่าขนาดของสัญญาณไซน์ชวยดอล ซึ่งเมื่อใช้การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยวิธีนี้ประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณเพิ่มขึ้น นั่นคือ ระบบสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ได้เร็วขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณ

2.5.4 การดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation)

งานวิจัยเรื่อง การดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาดด้วยหลักการของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation) ถูกนำเสนอโดย Fathy F. Yassa และ Sbarbel E. Noujaim [8] สำหรับงานวิจัยนี้เป็นการนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้กับการดีมอดูเลตสัญญาณเชิงขนาด โดยให้สัญญาณขาเข้าของตัวกรองเป็นสัญญาณไซน์ชวยดอลที่มีความถี่และเฟสตรงกับคลื่นพาหะที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณ ซึ่งตัวกรองจะทำการปรับค่าขนาดของสัญญาณขาเข้าเพื่อสร้างคลื่นพาหะอ้างอิง ดังนั้นสัมประสิทธิ์ที่เกิดจากการปรับค่าของตัวกรองก็คือสัญญาณข่าวสารที่ถูกฝากมากับคลื่นพาหะนั้นเอง แต่ลักษณะการทำงานและโครงสร้างของงานวิจัยนี้สามารถดีมอดูเลตได้เฉพาะสัญญาณเชิงขนาดเท่านั้น

2.5.5 วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม (An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals)

งานวิจัยเรื่อง วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับสัญญาณคิวเอเอ็ม (An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals) นำเสนอโดย Li Yanxin และ Hu Aiqun [9] ลักษณะของโครงสร้างจะเหมือนกับ [7] แต่นำมาประยุกต์ใช้กับการดีมอดูเลตสัญญาณคิวเอเอ็ม ซึ่งสัญญาณขาเข้าของตัวกรองก็คือสัญญาณไซน์ซวยดอลที่มีความถี่และเฟสตรงกับคลื่นพาหุ สัญญาณข่าวสารจะถูกกู้กลับคืนมาจากสัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณไซน์ซวยดอล ซึ่งสามารถแปลงให้อยู่ในรูปของขนาดและเฟสได้

2.6 สรุป

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย อันได้แก่ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล, ตัวกรองสัญญาณแบบดิจิทัล, ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดโดยมีการวิเคราะห์สมรรถนะของตัวกรองสัญญาณที่มีอัลกอริทึมดังกล่าวด้วยการใช้ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณที่อยู่ในรูปสมการผลต่างกำลังสองมาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งค่าที่นำมาใช้ตัดสินประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีอัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุดคือ ค่ามิสแอดจัสเมนต์และค่าคงที่ทางเวลาในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม กล่าวคือ ตัวกรองสัญญาณใดที่มีค่ามิสแอดจัสเมนต์และค่าคงที่ทางเวลาน้อย ตัวกรองสัญญาณนั้นจะมีประสิทธิภาพในการทำงานมากกว่าตัวกรองสัญญาณอื่นๆ

ในส่วนของงานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้กล่าวถึงการนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ไปใช้กับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่มีการพัฒนาโครงสร้างที่ใช้ในการปรับตัวอย่างต่อเนื่องจนเริ่มมีการนำเสนอวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานและได้กล่าวถึงการนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ไปใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับสัญญาณแบบปรับตัวได้ด้วยสมการของวินเนอร์ฮอฟและนำไปประยุกต์ใช้กับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์, ระบบดีมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก และระบบดีมอดูเลตสัญญาณไอเอฟดีเอ็ม โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ เพื่อการคำนวณและการออกแบบ

3.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 3 นี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ด้วยสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองโดยใช้สมการผลต่างเพื่อนำมากำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณ, ผลของเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองที่มีต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของตัวกรอง, การหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจากวิธีที่นำเสนอ, จำนวนการคำนวณเชิงเลขในการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นและการประยุกต์ใช้งานในระบบต่าง ๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.2 การวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของระบบ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อใช้ในการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่เหมาะสมให้กับระบบ โดยโครงสร้างที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 3.1 จากรูปที่ 3.1 สัญญาณขาออกของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ($e(n)$) และสัญญาณอ้างอิง ($\hat{x}(n)$) แสดงดังต่อไปนี้

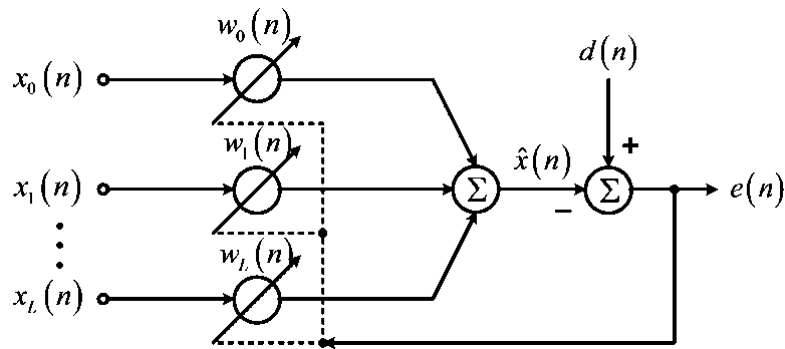
$$e(n) = d(n) - \hat{x}(n) \quad (3.1)$$

$$\hat{x}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (3.2)$$

โดยที่ $d(n)$ คือ สัญญาณที่ต้องการ

$\mathbf{X}(n)$ คือ เวกเตอร์สัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

$\mathbf{w}(n)$ คือ เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งมีสมการในการปรับค่าดังนี้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวกรองสัญญาณแบบ Linear Combiner

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) - \mu \frac{\partial \xi(\mathbf{w}(n-1))}{\partial \mathbf{w}(n-1)} \quad (3.3)$$

โดยที่ μ คือ ค่าขนาดขั้นมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

$\xi(\mathbf{w}(n-1))$ คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย สามารถหาได้จากสมการที่ (3.4)

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n-1)) &= E[e^2(n-1)] \\ &= E[(d(n-1) - \hat{x}(n-1))^2] \\ &= E[(d(n-1) - \mathbf{X}^T(n-1)\mathbf{w}(n-1))^2] \\ &= E[d^2(n-1)] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n-1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

โดยที่ $E[\cdot]$ คือ ตัวดำเนินการหาค่าคาดหวัง

\mathbf{r}_{dx} คือ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้, $\mathbf{r}_{dx} = E[d(n-1)\mathbf{X}(n-1)]$

\mathbf{R}_{xx} คือ เมตริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้,

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(n-1)\mathbf{X}^T(n-1)]$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.4) ลงในสมการที่ (3.3) จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}(n-1) - \mu \frac{\partial (E[d^2(n-1)] - 2\mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n-1))}{\partial \mathbf{w}(n-1)} \\ &= \mathbf{w}(n) - \mu [-2\mathbf{r}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n)] \\ &= \mathbf{w}(n) + 2\mu\mathbf{r}_{dx} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n) \end{aligned} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการที่ (3.5) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(n) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{w}(n-1) + 2\mu\mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{w}(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{w}(n-1) &= 2\mu\mathbf{r}_{dx}\end{aligned}\quad (3.6)$$

สมการที่ (3.6) คือสมการผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งมีสมการผลตอบสนองธรรมชาติ (Natural Response: \mathbf{w}_n) ดังนี้

$$\mathbf{w}_n(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{w}_n(n-1) = 0 \quad (3.7)$$

เมื่อกำหนดให้ผลตอบสนองธรรมชาติ $\mathbf{w}_n(n) = \mathbf{r}^n \mathbf{C}$ จะได้

$$\mathbf{r}^n \mathbf{C} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{r}^{n-1} \mathbf{C} = 0 \quad (3.8)$$

ดังนั้นเมื่อให้ $n=0$ จะสามารถหาค่าเมตริกซ์ \mathbf{r} ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\mathbf{C} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{r}^{-1} \mathbf{C} &= 0 \\ \mathbf{r} &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]\end{aligned}\quad (3.9)$$

ดังนั้นผลตอบสนองธรรมชาติ คือ

$$\mathbf{w}_n(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n \mathbf{C} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.6) สมการผลตอบสนองบังคับคือ

$$\mathbf{w}_f(n) - \mathbf{w}_f(n-1)[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] = 2\mu\mathbf{r}_{dx} \quad (3.11)$$

ถ้ากำหนดให้ \mathbf{R}_{xx} และ \mathbf{r}_{dx} มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากเมื่อเทียบกับ n ดังนั้นจึงสมมติให้ \mathbf{R}_{xx} และ \mathbf{r}_{dx} เป็นค่าคงที่ เมื่อกำหนดให้ผลตอบสนองบังคับคือ $\mathbf{w}_f(n) = \mathbf{A}$ แทนลงในสมการที่ (3.11) จะสามารถหาเวกเตอร์ค่าคงที่ \mathbf{A} ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \mathbf{A} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{A} &= 2\mu\mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{A} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (3.12)$$

ดังนั้นผลตอบสนองบังคับ คือ

$$\mathbf{w}_f(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (3.13)$$

สมการผลตอบสนองสมบูรณ์ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้คือ

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}_n(n) + \mathbf{w}_f(n) \\ &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (3.14)$$

ถ้ากำหนดให้ $n=0$, เวกเตอร์ค่าคงที่ \mathbf{C} จะสามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(0) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^0 \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \\ &= \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{C} &= \mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (3.15)$$

แทนเวกเตอร์ค่าคงที่ \mathbf{C} ลงในสมการผลตอบสนองสมบูรณ์สมการที่ (3.14) จะได้

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (3.16)$$

โดยที่ $\mathbf{w}(0)$ คือ เงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ เมื่อกำหนดให้

$\mathbf{w}(0) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}$ และแทนค่าลงในสมการที่ (3.16) ผลตอบสนองของระบบคือ

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \\ &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการที่ (3.6) และ (3.17) จะเห็นว่าตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้อยู่ในสถานะที่เหมาะสมได้ที่ขนาดตัวอย่างใด ๆ หากกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นตามที่ได้นำเสนอ

3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยกับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยเริ่มจากการแทนค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยในสมการที่ (3.4) ลงในสมการผลตอบแทนของสมบรูณ์ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในสมการที่ (3.16) จะสามารถหาค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n)) = & \mathbf{E}[d^2(n)] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \\ & + \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \\ & \cdot \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

ทำการจัดรูปสมการที่ (3.18) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n)) = & \mathbf{E}[d^2(n)] - 2\mathbf{r}_{dx}^T [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \\ & + \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} + \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \\ & \cdot \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \end{aligned} \quad (3.19)$$

เพื่อง่ายต่อการพิจารณา ขอนำพจน์ที่ 4 ของสมการที่ (3.19) มาจัดรูปใหม่ดังสมการที่ (3.20)

$$\begin{aligned} & \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} + \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \\ & \cdot \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \\ = & \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\} \\ & + \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \\ & + \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\} \\ & + \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปพจน์ที่ 2 ด้านขวามือของสมการโดยใช้คุณสมบัติของเมทริกซ์ $\mathbf{AB}^T = (\mathbf{BA}^T)^T$ และจัดรูปพจน์ที่ 3 ด้วยคุณสมบัติของเมทริกซ์ที่สมมาตร $(\mathbf{R}^{-1})^T = \mathbf{R}^{-1}$ จะได้ดังสมการที่ (3.21)

$$\begin{aligned}
& \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} + \left\{ \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \\
& \quad \cdot \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \\
& = \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} \\
& \quad + \left\{ \mathbf{r}_{dx}^T \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} \right\}^T \\
& \quad + \mathbf{r}_{dx}^T \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} \\
& \quad + \mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}
\end{aligned} \tag{3.21}$$

นำสมการที่ (3.21) แทนลงในสมการที่ (3.19) จะได้

$$\begin{aligned}
\xi(\mathbf{w}(n)) &= \mathbf{E} \left[d^2(n) \right] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \\
& \quad + \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} \\
& \quad + \left\{ \mathbf{r}_{dx}^T \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} \right\}^T \\
& \quad + \mathbf{r}_{dx}^T \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\} + \mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

เมื่อทำการรวมพจน์ที่เหมือนกันแล้วจะได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
\xi(\mathbf{w}(n)) &= \mathbf{E} \left[d^2(n) \right] - \mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \\
& \quad + \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\}^T \mathbf{R}_{xx} \left\{ \left[\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx} \right]^n \left[\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.23}$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้ว่าค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรอง $\mathbf{w}(0)$ นั้นมีผลต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย โดยที่ระบบจะเกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดก็ต่อเมื่อพจน์สุดท้ายของสมการที่ (3.23) เข้าใกล้ 0 ซึ่งจะเป็นไปได้ก็ต่อเมื่อค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณ $\mathbf{w}(0)$ เข้าใกล้ค่า $\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วิธีการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่เหมาะสมของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้นำเสนอ

โดยทั่วไปเมื่อตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม สัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณจะมีค่าตามสมการที่ (3.6) นั่นก็คือสมการวินเนอร์ฮอฟ ซึ่งการจะหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมตามสมการวินเนอร์ฮอฟได้นั้นจำเป็นต้องทราบสัญญาณขาเข้า และสัญญาณที่ต้องการของระบบทั้งสัญญาณ ทำให้การหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองไม่สามารถทำงานได้ในระบบเวลาจริง (Real Time) ดังนั้นเพื่อให้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ยังคงคุณสมบัติการทำงานในเวลาจริงและมีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณที่เหมาะสม วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณจากสมการของวินเนอร์ฮอฟ โดยจะใช้จำนวนค่าตัวอย่างของสัญญาณบางส่วนมาคำนวณหาค่าเท่านั้น

จากรูปที่ 3.1 เมื่อมีสัญญาณขาเข้า $\mathbf{X}(n)$ และสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ เข้ามาในระบบระบบจะยังไม่ทำงานจนกว่าจะเก็บค่าตัวอย่างของสัญญาณขาเข้า $\mathbf{X}(n)$ และสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ ได้ตามที่ต้องการ สมมติให้ระบบต้องการจำนวนตัวอย่างสัญญาณ M ตัวอย่างนั้นคือ

$$\mathbf{d} = [d(1) \quad d(2) \quad \dots \quad d(M)] \quad (3.24)$$

$$\mathbf{X}(n) = [x_0(n) \quad x_1(n) \quad \dots \quad x_L(n)]^T \quad (3.25)$$

นำค่าตัวอย่างของสัญญาณ $\mathbf{X}(n)$ มาประมาณค่าอัตสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้า $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$ ดังนี้

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{xx} &= \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^T(n) \\ &= \frac{1}{M} \{ \mathbf{X}(1) \mathbf{X}^T(1) + \mathbf{X}(2) \mathbf{X}^T(2) + \dots + \mathbf{X}(M) \mathbf{X}^T(M) \} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{M} \left\{ \begin{bmatrix} x_0(1) \\ x_1(1) \\ \vdots \\ x_L(1) \end{bmatrix} [x_0(1) \ x_1(1) \ \cdots \ x_L(1)] \right. \\
&+ \begin{bmatrix} x_0(2) \\ x_1(2) \\ \vdots \\ x_L(2) \end{bmatrix} [x_0(2) \ x_1(2) \ \cdots \ x_L(2)] + \dots \\
&+ \left. \begin{bmatrix} x_0(M) \\ x_1(M) \\ \vdots \\ x_L(M) \end{bmatrix} [x_0(M) \ x_1(M) \ \cdots \ x_L(M)] \right\} \\
&= \frac{1}{M} \left\{ \begin{bmatrix} x_0^2(1) & x_0(1)x_1(1) & \cdots & x_0(1)x_L(1) \\ x_1(1)x_0(1) & x_1^2(1) & \cdots & x_1(1)x_L(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_L(1)x_0(1) & x_L(1)x_1(1) & \cdots & x_L^2(1) \end{bmatrix} + \dots \right. \\
&+ \left. \begin{bmatrix} x_0^2(M) & x_0(M)x_1(M) & \cdots & x_0(M)x_L(M) \\ x_1(M)x_0(M) & x_1^2(M) & \cdots & x_1(M)x_L(M) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_L(M)x_0(M) & x_L(M)x_1(M) & \cdots & x_L^2(M) \end{bmatrix} \right\} \tag{3.27}
\end{aligned}$$

นำค่าตัวอย่างของสัญญาณ $\mathbf{X}(n)$ และสัญญาณ $d(n)$ มาประมาณค่าสหสัมพันธ์ไขว้ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$ ดังนี้

$$\hat{\mathbf{r}}_{dx} = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M d(n) \mathbf{X}(n) \tag{3.28}$$

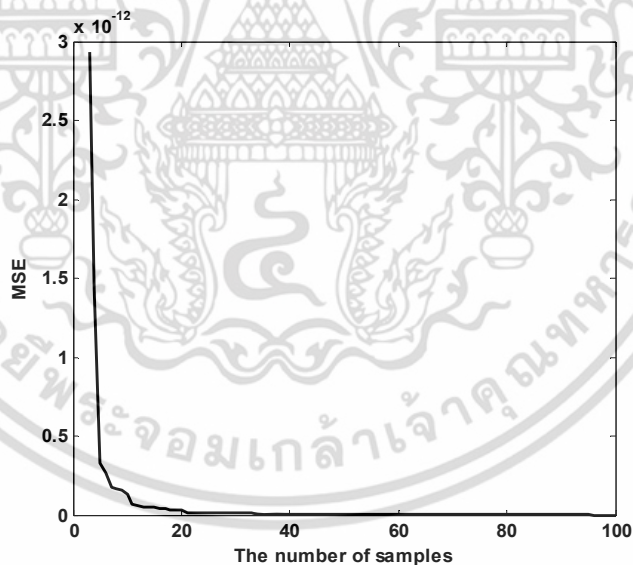
$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{M} \{d(1)\mathbf{X}(1) + d(2)\mathbf{X}(2) + \dots + d(M)\mathbf{X}(M)\} \\
&= \frac{1}{M} \left\{ d(1) \begin{bmatrix} x_0(1) \\ x_1(1) \\ \vdots \\ x_L(1) \end{bmatrix} + d(2) \begin{bmatrix} x_0(2) \\ x_1(2) \\ \vdots \\ x_L(2) \end{bmatrix} + \dots + d(M) \begin{bmatrix} x_0(M) \\ x_1(M) \\ \vdots \\ x_L(M) \end{bmatrix} \right\} \\
&= \frac{1}{M} \left\{ \begin{bmatrix} d(1)x_0(1) \\ d(1)x_1(1) \\ \vdots \\ d(1)x_L(1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d(2)x_0(2) \\ d(2)x_1(2) \\ \vdots \\ d(2)x_L(2) \end{bmatrix} + \dots + \begin{bmatrix} d(M)x_0(M) \\ d(M)x_1(M) \\ \vdots \\ d(M)x_L(M) \end{bmatrix} \right\} \tag{3.29}
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วนำค่าจากสมการที่ (3.27) และ (3.29) ไปหาค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณตามสมการของวินเนอร์ฮอฟ ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้นี้จะถูกนำไปกำหนดเป็นค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

$$\mathbf{w}(0) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(M) \hat{\mathbf{r}}_{dx}(M) \quad (3.30)$$

เพื่อแสดงให้เห็นว่าการใช้จำนวนตัวอย่างในการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เท่ากันจะให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ต่างกันส่งผลให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของตัวกรองสัญญาณต่างกันไป ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยจากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าเมื่อใช้จำนวนตัวอย่างประมาณ 40 ตัวอย่างขึ้นไปจะให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ทำให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยเข้าใกล้ค่าที่สามารถเกิดน้อยที่สุดของระบบได้ จำนวนตัวอย่างที่นำมาใช้คำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นนั้นมีผลต่อจำนวนการคำนวณเชิงเลขซึ่งส่งผลต่อเวลาที่ใช้ในการทำงานโดยรวมของระบบ ดังนั้นในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงจำนวนการคำนวณเชิงเลขที่ใช้สำหรับการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 3.2 ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นตามสมการที่ (3.22) เมื่อมีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณที่ต่างกันจากจำนวนตัวอย่างที่ต่างกัน

3.5 จำนวนการคำนวณเชิงเลขของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยสมการวินเนอร์ฮอฟ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงจำนวนการคำนวณเชิงเลขที่เกิดขึ้นในการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอซึ่งจะแสดงจำนวนการบวกและการคูณในการคำนวณดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 จำนวนการคำนวณเชิงเลขในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

การคำนวณเชิงเลข การหาค่า	จำนวนการคูณ	จำนวนการบวก
$\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$L^2(M+1)$	$L^2(M-1)$
$\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$M(L+1)$	$M-1$
$\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}$	L^3	-
$\hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	L^2	$L(L-1)$
รวม	$L^3 + 2L^2 + L^2M + ML + M$	$L^2M - L + M - 1$

โดยที่ L คือ จำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณและ M คือจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ จากตารางที่ 3.1 จะเห็นว่าการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ใช้การคูณและการบวกเป็นจำนวนมากขึ้นอยู่กับจำนวนสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณและจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ ดังนั้นหากเลือกจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมไม่มากเกินไปจนเป็นภาระการทำงานและไม่น้อยเกินไปจนเป็นตัวแทนของสัญญาณไม่ได้ ก็จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับตัวกรองอย่างเหมาะสมได้ และด้วยเทคโนโลยีในปัจจุบันที่มีตัวประมวลผลอย่างรวดเร็วจึงทำให้การคำนวณที่เกิดขึ้นใช้เวลาไม่มากนัก ซึ่งเวลาที่ใช้ในการคำนวณค่าเงื่อนไขสำหรับการประยุกต์ใช้งานต่างๆ จะแสดงให้เห็นในบทที่ 4

3.6 การประยุกต์ใช้งาน

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอจะถูกนำมาประยุกต์ใช้กับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์, ระบบตีมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก และระบบตีมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มซึ่งรายละเอียดการทำงานของแต่ละระบบจะถูกอธิบายดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.1 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

ในการประยุกต์ใช้งานตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ [7] มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.3 ซึ่งจะได้สมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$e(n) = s(n) - i_r(n) \quad (3.31)$$

$$s(n) = d(n) + i(n) \quad (3.32)$$

โดยที่ $s(n)$ คือ สัญญาณขาเข้าของระบบ, $i_r(n)$ คือ สัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์อ้างอิง, $e(n)$ คือ สัญญาณขาออกของระบบ, $d(n)$ คือสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และ $i(n)$ คือ สัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีความถี่ (ω) ที่แน่นอนสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$i(n) = \alpha(n) \cos(\omega n + \phi(n)) \quad (3.33)$$

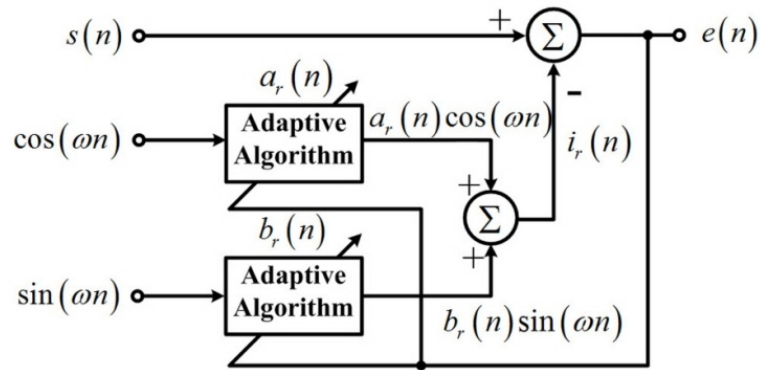
โดยที่ $\alpha(n)$, $\phi(n)$ คือขนาดและเฟสที่ไม่รู้ค่าตามลำดับ สมการที่ (3.35) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปการรวมกันของสัญญาณโคไซน์และไซน์ได้ดังสมการที่ (3.36)

$$i(n) = a(n) \cos(\omega n) + b(n) \sin(\omega n) \quad (3.36)$$

โดยที่ $a(n)$, $b(n)$ คือขนาดของสัญญาณโคไซน์และไซน์ตามลำดับ ความสัมพันธ์ของตัวแปรระหว่างสมการที่ (3.35) และ (3.36) คือ

$$\alpha(n) = \sqrt{a^2(n) + b^2(n)} \quad (3.37)$$

$$\phi(n) = \tan^{-1} \left(\frac{-b(n)}{a(n)} \right) \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.3 โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

จากสมการที่ (3.36) สัญญาณขาเข้าของระบบในสมการที่ (3.34) สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$s(n) = d(n) + a(n)\cos(\omega n) + b(n)\sin(\omega n) \quad (3.39)$$

จากรูปที่ 3.3 สมการสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์อ้างอิงคือ

$$i_r(n) = a_r(n)\cos(\omega n) + b_r(n)\sin(\omega n) \quad (3.40)$$

โดยที่ $a_r(n)$, $b_r(n)$ คือ สัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณโคไซน์และไซน์ตามลำดับ แทนสมการที่ (3.39) และ (3.40) ลงในสมการที่ (3.33) จะได้

$$e(n) = d(n) + a(n)\cos(\omega n) + b(n)\sin(\omega n) - a_r(n)\cos(\omega n) - b_r(n)\sin(\omega n) \quad (3.41)$$

สมการในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณทั้งสองสามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} a_r(n+1) &= a_r(n) + \frac{\mu_a}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_r(n)} \\ &= a_r(n) + \mu_a e(n) \cos(\omega n) \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} b_r(n+1) &= b_r(n) - \frac{\mu_b}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial b_r(n)} \\ &= b_r(n) + \mu_b e(n) \sin(\omega n) \end{aligned} \quad (3.43)$$

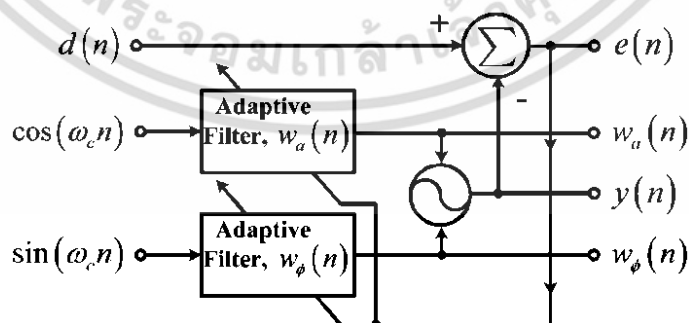
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ μ_a, μ_b คือ ค่าขนาดขั้นที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณโคไซน์และไซน์ตามลำดับ ซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 จากสมการที่ (3.41) หากระบบสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้ $a_r(n) = a(n)$ และ $b_r(n) = b(n)$ นั้นหมายความว่า ระบบสามารถสร้างสัญญาณอ้างอิงให้ได้เท่ากับสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่เกิดขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ถูกกำจัดออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้นั่นเอง

3.6.2 การติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

สำหรับการนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกอันได้แก่ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation: AM), สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส (Phase Modulation: PM) และสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation: FM) มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.4 จากรูป $d(n)$ คือ สัญญาณมอดูเลตซึ่งคือสัญญาณเอเอ็ม, พีเอ็มและเอฟเอ็ม โดยมีสัญญาณข่าวสาร $m(n) = A_m \cos(n\omega_m)$ และคลื่นพาห้ $c(n) = A_c \cos(n\omega_c)$ แสดงดังสมการที่ (3.44) – (3.46) ตามลำดับ

$$\begin{aligned}
 d_{AM}(n) &= A_c \cos(n\omega_c) + m(n) \cos(n\omega_c) \\
 &= (A_c + m(n)) \cos(n\omega_c) \\
 &= (A_c + A_m \cos(n\omega_m)) \cos(n\omega_c) \\
 &= A_c \left(1 + \frac{A_m}{A_c} \cos(n\omega_m) \right) \cos(n\omega_c)
 \end{aligned} \tag{3.44}$$



รูปที่ 3.4 โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\frac{A_m}{A_c}$ คือ ดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาด (Amplitude Modulation Index) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้มามีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือขนาดของสัญญาณข่าวสารกับขนาดของคลื่นพาห้อมีค่าเท่ากันในที่นี้คือ 1

$$\begin{aligned} d_{PM}(n) &= A_c \cos(n\omega_c + k_p m(n)) \\ &= A_c \cos(n\omega_c + k_p A_m \cos(n\omega_m)) \end{aligned} \quad (3.45)$$

โดยที่ k_p คือค่าคงที่ และ $k_p A_m$ คือ ดัชนีการมอดูเลตเชิงเฟส (Phase Modulation Index) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้มามีค่าเท่ากับ 1

$$\begin{aligned} d_{FM}(n) &= \cos\left(n\omega_c + k_f \int m(n) dn\right) \\ &= \cos\left(n\omega_c + k_f \int A_m \cos(n\omega_m) dn\right) \\ &= \cos\left(n\omega_c + \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(n\omega_m)\right) \end{aligned} \quad (3.46)$$

โดยที่ $k_f A_m$ คือค่าความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด (Peak Frequency Deviation: $\Delta\omega$) และ $\frac{k_f A_m}{\omega_m}$ คือ ดัชนีการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation Index) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้มามีค่าเท่ากับ $\frac{1}{\omega_m}$ จากรูปที่ 3.4 สัญญาณขาออก $e(n)$ และสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิง $y(n)$ มีความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.47)

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.47)$$

$$y(n) = w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (3.48)$$

โดยที่ $w_a(n)$, $w_\phi(n)$ คือสัมประสิทธิ์เชิงขนาด และเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงตามลำดับ สัญญาณขาออกของการมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม, พีเอ็มและเอฟเอ็มแสดงดังสมการที่ (3.49), (3.50) และ (3.51) ตามลำดับ

$$e_{AM}(n) = \left\{ A_c \left(1 + \frac{A_m}{A_c} \cos(n\omega_m) \right) \cos(n\omega_c) \right\} - \left\{ w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n)) \right\} \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_{PM}(n) = \left\{ A_c \cos(n\omega_c + k_p A_m \cos(n\omega_m)) \right\} - \left\{ w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n)) \right\} \quad (3.50)$$

$$e_{FM}(n) = \left\{ \cos\left(n\omega_c + \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(n\omega_m)\right) \right\} - \left\{ w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n)) \right\} \quad (3.51)$$

สำหรับสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด $w_a(n)$ และสัมประสิทธิ์เชิงเฟส $w_\phi(n)$ เป็นไปตามสมการที่ (3.52) และ (3.53) ตามลำดับ โดยให้ μ_a และ μ_ϕ คือ ค่าขนาดขั้นที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาด $w_a(n)$ และ เฟส $w_\phi(n)$ ตามลำดับ ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1

$$\begin{aligned} w_a(n+1) &= w_a(n) - \mu_a \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} \\ &= w_a(n) + 2\mu_a e(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned} w_\phi(n+1) &= w_\phi(n) - \frac{\mu_\phi}{w_a(n)} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} \\ &= w_\phi(n) - 2\mu_\phi e(n) \sin(n\omega_c + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (3.53)$$

เมื่อระบบของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานจนเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม จะทำให้สัญญาณขาออกมีค่าเท่ากับศูนย์ส่งผลให้

กรณีติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม

$$\begin{aligned} w_a(n) &= A_c \left(1 + \frac{A_m}{A_c} \cos(n\omega_m) \right) \\ w_\phi(n) &= 0 \end{aligned} \quad (3.54)$$

กรณีติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม

$$\begin{aligned} w_a(n) &= 1 \\ w_\phi(n) &= k_p A_m \cos(n\omega_m) \end{aligned} \quad (3.55)$$

กรณีติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

$$\begin{aligned} w_a(n) &= 1 \\ w_\phi(n) &= \frac{k_f A_m}{\omega_m} \sin(n\omega_m) \end{aligned} \quad (3.56)$$

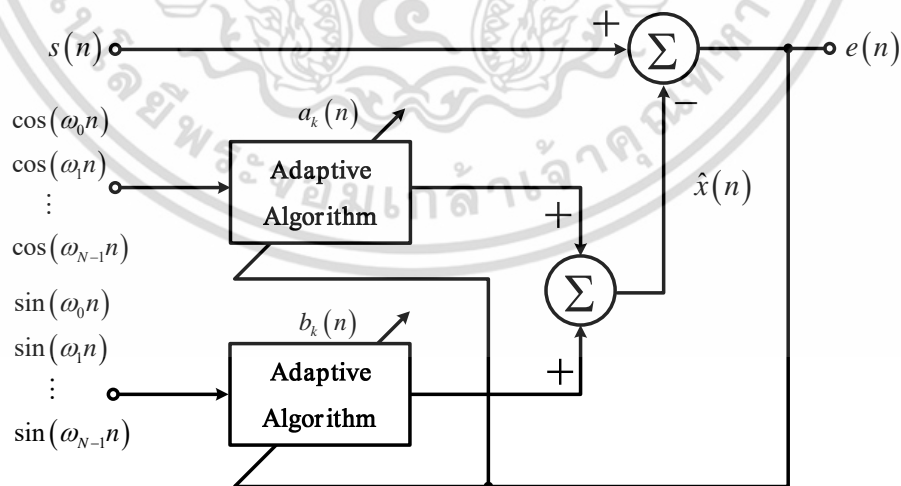
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.54) แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่มีอคูเลตสัญญาณเอเอ็ม เมื่อระบบเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมสัญญาณข่าวสารสามารถถูกกู้คืนได้จากสัมประสิทธิ์ $w_d(n)$ ในขณะที่กรณีที่มีอคูเลตสัญญาณพีเอ็ม แสดงดังสมการที่ (3.55) จะสามารถกู้สัญญาณข่าวสารได้จากสัมประสิทธิ์ $w_p(n)$ และจากสมการที่ (3.56) ในกรณีที่มีอคูเลตสัญญาณเอฟเอ็มจะสามารถกู้สัญญาณข่าวสารที่ถูกทำปริพันธ์ได้จากสัมประสิทธิ์ $w_f(n)$ ดังนั้นเมื่อต้องการสัญญาณข่าวสารกลับคืนมาต้องนำค่า $w_d(n)$ ไปผ่านกระบวนการอนุพันธ์ก่อน นั่นหมายความว่า การนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้ในการที่มีอคูเลตสัญญาณแอนะล็อกจะสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้จากสัมประสิทธิ์เชิงขนาด และสัมประสิทธิ์เชิงเฟสของตัวกรองนั่นเอง

3.6.3 การที่มีอคูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

ในการประยุกต์ใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการที่มีอคูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM) นั้น จะใช้โครงสร้างของตัวกรองตามรูปที่ 3.5 สมการสัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่มีคุณสมบัติของคลื่นพหุย่อยที่ตั้งฉากกัน และอยู่ในรูปของสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลา คือ

$$s(n) = \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \right]. \quad (3.57)$$



รูปที่ 3.5 โครงสร้างตัวกรองสัญญาณในการที่มีอคูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $s(n)$ คือ สัญญาณโอเอฟดีเอ็มที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา, N คือ จำนวนตัวอย่างใน 1 เวลา สัญญาณ (T_s) และ d_k คือ ค่าสัญญาณข้อมูลซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$d_k = A_k e^{j\phi_k} = I_k + jQ_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.58)$$

โดยที่ I_k คือ องค์ประกอบอินเฟส (Inphase) ของสัญญาณข้อมูล และ Q_k คือ องค์ประกอบควอดราเจอร์ (Quadrature) ของสัญญาณข้อมูลและจากความสัมพันธ์ $e^{\pm j\omega n} = \cos(\omega n) \pm j \sin(\omega n)$ องค์ประกอบอินเฟส I_k และองค์ประกอบควอดราเจอร์ Q_k สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสัญญาณไซน์ซวยดอลได้ดังนี้

$$I_k = A_k \cos \phi_k, Q_k = A_k \sin \phi_k \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.58) และ (3.59) สัญญาณโอเอฟดีเอ็มในสมการที่ (3.57) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสัญญาณไซน์ซวยดอลได้ดังสมการที่ (3.60)

$$\begin{aligned} s(n) &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \right] \\ &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} (A_k \cos \phi_k + jA_k \sin \phi_k) \left(\cos \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) + j \sin \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) \right) \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(A_k \cos \phi_k \cos \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) + A_k \sin \phi_k \sin \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) \right) \\ s(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin \left(2\pi \frac{k}{N} n \right) \end{aligned} \quad (3.60)$$

เมื่อกลับมาพิจารณาโครงสร้างของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ตามรูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกกับสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิง เป็นดังสมการที่ 3.61

$$e(n) = s(n) - \hat{x}(n) \quad (3.61)$$

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos(2\pi \frac{k}{N} n) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin(2\pi \frac{k}{N} n) \quad (3.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ a_k, b_k คือ สัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณโคไซน์และไซน์ตามลำดับ เมื่อแทนสมการสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม สมการที่ (3.60) และสมการสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิง สมการที่ (3.62) ลงในสมการที่ (3.63) จะได้สมการสัญญาณขาออก ดังนี้

$$e(n) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) - \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (3.63)$$

โดยสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง a_k และ b_k เป็นไปตามสมการที่ (3.64) และ (3.65)

$$a_k(n+1) = a_k(n) + \mu_a \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_k(n)} = a_k(n) + 2\mu_a e(n) \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (3.64)$$

$$b_k(n+1) = b_k(n) - \mu_b \frac{\partial e^2(n)}{\partial b_k(n)} = b_k(n) + 2\mu_b e(n) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (3.65)$$

โดยที่ μ_a, μ_b คือ ค่าขนาดขั้นที่ใช้ในการปรับค่าของ a_k, b_k ตามลำดับซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 เมื่อระบบของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานจนเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม จะทำให้สัญญาณขาออกมีค่าเท่ากับศูนย์ส่งผลให้

$$\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (3.66)$$

จากสมการที่ (3.66) แสดงให้เห็นว่าเมื่อระบบเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม $a_k = I_k$ และ $b_k = -Q_k$ นั้นหมายความว่า การนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มสามารถกู้ค่าประกอบอินเฟส I_k และองค์ประกอบควอดราเจอร์ Q_k ของสัญญาณข้อมูลได้จากค่าสัมประสิทธิ์ a_k และ b_k ของตัวกรองสัญญาณนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 สรุป

เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อ การคำนวณ และการออกแบบระบบ ซึ่งจะวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณให้อยู่ในรูป ของสมการความผิดพลาด จากผลการวิเคราะห์พบว่าเมื่อกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรอง สัญญาณ $\mathbf{w}(0) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}$ หรือก็คือเท่ากับสมการของวินเนอร์ฮอฟจะทำให้ระบบสามารถเข้าสู่สภาวะ ที่เหมาะสมที่ขนาดตัวอย่างใดๆ โดยเมื่อนำสมการผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแทนในสมการ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยพบว่า หากแทนค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณตามที่ได้ นำเสนอลงในสมการค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยจะทำให้ค่านี้สามารถเข้าสู่ค่าที่น้อยที่สุดที่เป็นไป ได้ของระบบ ซึ่งการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณจะทำได้โดยใช้จำนวนค่าตัวอย่าง ของสัญญาณบางส่วนมาคำนวณหาค่าเท่านั้น นั่นคือ เมื่อมีสัญญาณขาเข้าและสัญญาณที่ต้องการเข้า มาในระบบ ระบบจะยังไม่ทำงานจนกว่าจะเก็บค่าตัวอย่างของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณที่ต้องการ ได้ตามที่ต้องการแล้วนำไปคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณตามสมการของวินเนอร์ ฮอฟ ซึ่งการใช้จำนวนตัวอย่างในการคำนวณที่แตกต่างกันจะทำให้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรอง สัญญาณแตกต่างกันไปส่งผลต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในระบบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้้นำการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มาใช้กับ อัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดเพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจและระบบติมอดูเลตสัญญาณ สำหรับระบบกำจัด สัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์นั้นจะใช้โครงสร้างในการปรับตัวตามงานวิจัยของธนนท์ คณะเจริญ และคณะ [7] ซึ่งเมื่อตัวกรองสัญญาณสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดของสัญญาณโคไซน์และ ไซน์ให้เท่ากับสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ก็จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออก จากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจได้ ส่วนระบบการติมอดูเลตสัญญาณจะแบ่งออกเป็น 2 ระบบนั่นคือ การติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกและการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม สำหรับการติมอดูเลต สัญญาณแอนะล็อกจะใช้โครงสร้างในการปรับตัวตามงานวิจัยของ H. C. So [6] เมื่อตัวกรองสัญญาณ ปรับค่าสัมประสิทธิ์เชิงขนาดและเฟสของคลื่นพาห์อ้างอิงให้เท่ากับขนาดและเฟสของคลื่นพาห์ที่ใช้ใน การมอดูเลตสัญญาณได้ก็จะสามารถกู้สัญญาณข่าวสารจากสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด, เฟส และ ความถี่ได้เช่นเดียว ส่วนการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจะใช้โครงสร้างในการปรับตัวตามงานวิจัย ของธนนท์ คณะเจริญ และคณะ [7] โดยเมื่อตัวกรองสัญญาณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณ คลื่นพาห์อ้างอิงให้เท่ากับคลื่นพาห์ในแต่ละช่องสัญญาณได้ก็จะสามารถกู้องค์ประกอบอินเฟสและ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบควอดร่าเจอร์ของสัญลักษณ์ข้อมูลได้นั้นเอง ซึ่งผลการจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้จะถูกกล่าวถึงในบทที่ 4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการจำลองระบบ

4.1 กล่าวนำ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการจำลองระบบเพื่อทดสอบประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ เมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองจากวิธีที่นำเสนอ โดยจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การทดสอบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอกับระบบตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้พื้นฐานทั่วไป และการประยุกต์ใช้งานกับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ, ระบบคีมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก และระบบคีมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

การหาค่าต่าง ๆ ในการจำลองระบบ และการเก็บผลการจำลองระบบมีดังนี้

- หากระบบใดมีการใช้สัญญาณแบบสุ่มจะทำการจำลองระบบ 150 ครั้งเพื่อหาค่าต่าง ๆ เป็นค่าเฉลี่ย
- ในการจำลองระบบสัญญาณขาเข้าจะมีอัตราส่วนกำลังของสัญญาณที่สนใจกับกำลังของสัญญาณรบกวน ($SNR=10\log(E[s^2(n)]/E[v^2(n)])$) เท่ากับ 10 dB, 0 dB และ -10 dB เพื่อแสดงให้เห็นว่า ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แม้ในสถานะที่มีการรบกวนสูง โดยที่ $s(n)$ คือสัญญาณที่สนใจหรือสัญญาณขาเข้าของระบบก่อนเกิดการรบกวนและ $v(n)$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น
- ความผิดพลาดของค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะวัดจากค่ายกกำลังสองของนอร์มความผิดพลาดระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ที่แท้จริงจากวิธีของวินเนอร์กับค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้จากการประมาณที่นำเสนอ ($\|\mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\|^2$) หากมีค่าน้อยก็หมายความว่าค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่แท้จริง
- สัญญาณผลต่างความผิดพลาดกำลังสอง (e_{ex}^2) หาได้จากการนำค่าความผิดพลาดกำลังสองของระบบที่กำลังพิจารณาลบด้วยค่าผิดพลาดกำลังสองที่น้อยที่สุดของตัวกรอง (e_{min}^2) ซึ่งหาได้จากสมการที่ (4.1)

$$e_{min}^2(n) = d^2(n) + \mathbf{w}_o^T \mathbf{X}(n) \mathbf{X}(n)^T \mathbf{w}_o - 2d(n) \mathbf{X}(n)^T \mathbf{w}_o \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การพิจารณาเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมจะพิจารณาตั้งแต่สถานะเริ่มต้นเมื่อสัญญาณที่ต้องการเข้ามาในระบบจนถึงสถานะที่ค่าผลต่างความผิดพลาดกำลังสองมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 0.007 เท่าของค่าผลต่างความผิดพลาดกำลังสอง ณ สถานะเริ่มต้นการทำงานของระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (e_{rex}^2) ซึ่งมีเกณฑ์การตัดสินใจอ้างอิงมาจาก [19] ดังนี้

$$Threshold = 0.007e_{rex}^2 \quad (1) \quad (4.2)$$

โดย $e_{rex}^2 (1)$ คือ ค่าเฉลี่ยผลต่างความผิดพลาดกำลังสองที่เกิดขึ้นจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองหลังจากมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มรวม 150 ครั้ง ซึ่งมีการคำนวณทุกครั้งของการทำงาน และเวลารวมที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมสำหรับตัวกรองที่มีการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้นคือ ผลรวมของเวลาที่ใช้ในการคำนวณค่าเงื่อนไขเริ่มต้นกับเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยเริ่มจับเวลาตั้งแต่ตัวกรองเริ่มทำงาน โดยการจำลองระบบและผลการจำลองระบบมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.2 การทดสอบระบบ

เพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจากวิธีที่ได้นำเสนอสามารถใช้กับการทำงานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้จริงจึงได้ทำการทดสอบการใช้งานพื้นฐานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ 2 ระบบคือ ระบบระบุเอกลักษณ์และระบบกำจัดสัญญาณรบกวนซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.2.1 การทดสอบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นกับระบบระบุเอกลักษณ์

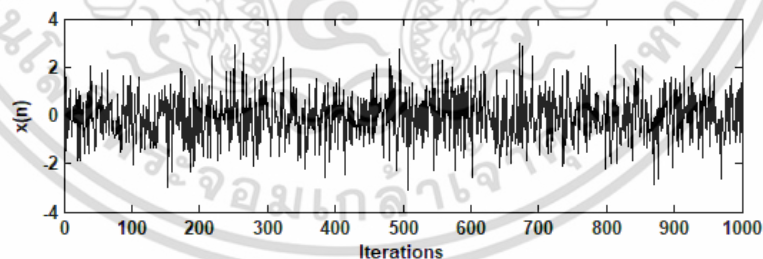
ในการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์นี้ จะกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณของระบบตามตารางที่ 4.1 สัญญาณขาเข้าของตัวกรองแสดงดังรูปที่ 4.1 สำหรับระบบระบุเอกลักษณ์นี้ ค่า SNR คืออัตราส่วนของกำลังสัญญาณที่ผ่านระบบไม่ทราบเอกลักษณ์กับกำลังสัญญาณรบกวน ส่วนค่าขนาดขั้นและจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะหาได้จากกราฟที่แสดงดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบระบุเอกลักษณ์

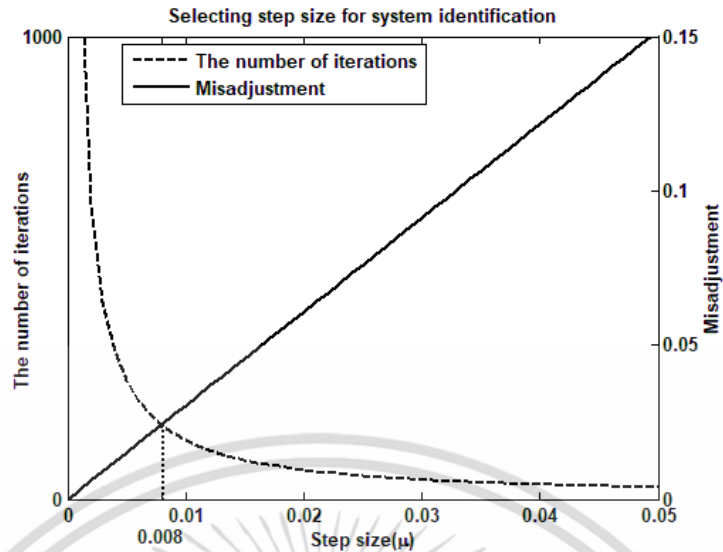
พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
สัญญาณขาเข้า ($x(n)$)	สัญญาณสุ่ม 1,000 ตัวอย่าง ค่าเฉลี่ยของสัญญาณเท่ากับ 0 ความแปรปรวนของสัญญาณเท่ากับ 1
ระบบที่ไม่ทราบเอกลักษณ์	ฟังก์ชันการถ่ายโอนคือ $0.9 + 0.2z^{-1} - 0.4z^{-2}$
ลักษณะสัญญาณที่ต้องการ ($d(n)$)	SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB
ลักษณะสัญญาณรบกวน	สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนขาว ความแปรปรวนของสัญญาณเท่ากับ 0.1, 1 และ 10 สำหรับสัญญาณที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB ตามลำดับ

4.2.1.1 การหาพารามิเตอร์ต่างๆของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้ในระบบระบุเอกลักษณ์

สำหรับการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มีความสำคัญกับการทำงานของตัวกรองซึ่งจะส่งผลต่อค่าความผิดพลาด และเวลาที่ใช้ในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบนี้ได้แก่



รูปที่ 4.1 สัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบระบุเอกลักษณ์



รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสเมนต์ของระบบระบุเอกลักษณ์

• **ขนาดขั้น** การหาค่าขนาดขั้นที่จะนำมาใช้สำหรับการจำลองระบบระบุเอกลักษณ์นี้ จะหาจากจุดตัดของกราฟค่าคงที่ทางเวลาตามสมการที่ (2.25) กับค่ามิสแอดจัสเมนต์ตามสมการที่ (2.17) ซึ่งจะได้กราฟดังรูปที่ 4.2

จากกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 4.2 ค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมคือ 0.008 เพื่อตรวจสอบค่าขนาดขั้นที่ได้ว่าอยู่ในขอบเขตที่นำไปใช้งานได้จริงหรือไม่ตามสมการที่ (2.10) นั่นคือ

$$0 < \mu < \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})} \quad (2.10)$$

โดยที่ $\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})$ คือผลบวกของสมาชิกในแนวทแยงของเมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx} ซึ่งระบบระบุเอกลักษณ์ที่ใช้ทดสอบระบบนี้สามารถหาเมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx} และ $\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})$ แสดงดังสมการที่ (4.3) และ (4.4) ตามลำดับ

$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{bmatrix} 1.0147 & -0.0148 & 0.0357 \\ -0.0148 & 1.0138 & -0.0141 \\ 0.0357 & -0.0141 & 1.0133 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) &= 1.0147 + 1.0138 + 1.0133 \\ &= 3.0417 \end{aligned} \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาค่า $\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})}$ ได้ดังสมการที่ (4.5) จึงได้ขอบเขตของค่าขนาดชั้นดังสมการที่ (4.6)

$$\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})} = 0.3288 \quad (4.5)$$

$$0 < \mu < 0.3288 \quad (4.6)$$

ซึ่งค่าขนาดชั้นที่ได้จากรูปที่ 4.2 อยู่ภายในเงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (4.6) จึงสามารถนำมาใช้ได้

● **จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น** หาได้จากกราฟความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นเมื่อใช้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้จากจำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณที่แตกต่างกัน ซึ่งกราฟความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยนี้จะมีค่าลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งจะใช้หลักการในการเลือกจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมเช่นเดียวกับการหาค่าคงที่ทางเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมนั้นคือ จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมคือ จำนวนตัวอย่างที่เริ่มทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าเป็น 0.007 เท่าของความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย ณ จุดเริ่มต้น โดยนำสัญญาณที่ต้องการในกรณีที่มีค่า SNR = -10 dB มาใช้ในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมแสดงดังรูปที่ 4.3 จากรูปที่ 4.3 จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมสำหรับระบบระบุเอกลักษณ์คือ 11 ตัวอย่าง

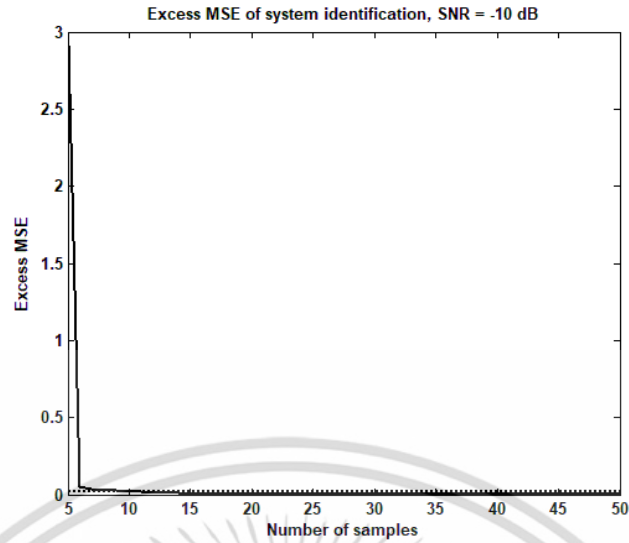
4.2.1.2 ระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

● **ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น** จะหาได้ตามวิธีที่อธิบายในหัวข้อ 3.4 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ใช้จำนวนตัวอย่างทั้ง 1000 ตัวอย่างกับ 11 ตัวอย่างดังตารางที่ 4.2

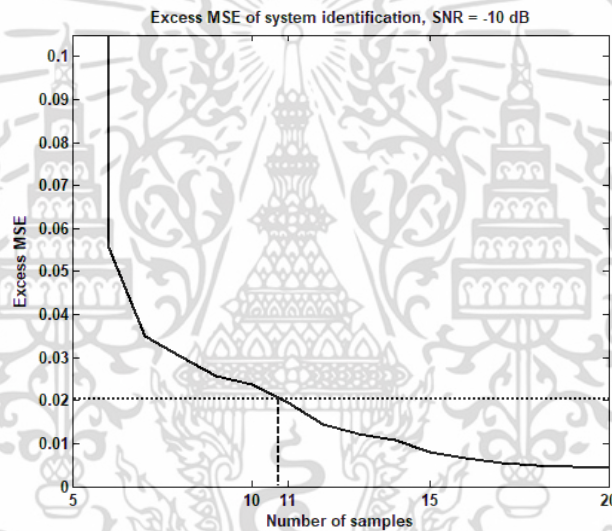
ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	1000 ตัวอย่าง	11 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 1.0147 & -0.0148 & 0.0357 \\ -0.0148 & 1.0138 & -0.0141 \\ 0.0357 & -0.0141 & 1.0133 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.0286 & -0.1792 & -0.3855 \\ -0.1792 & 0.9627 & -0.1444 \\ -0.3855 & -0.1444 & 0.9443 \end{bmatrix}$
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.8951 \ 0.1955 \ -0.3760]^T$	$[1.0430 \ 0.0876 \ -0.7462]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.8992 \ 0.2004 \ -0.4000]^T$	$[0.9022 \ 0.2003 \ -0.3913]^T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



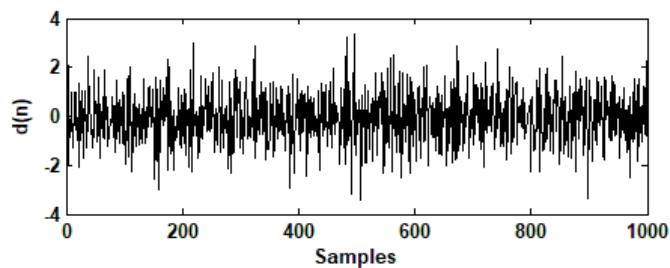
ก) จำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณอยู่ในช่วง 5 ถึง 50 ตัวอย่าง



ข) จุดตัดของกราฟในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมที่ใช้ในการคำนวณ

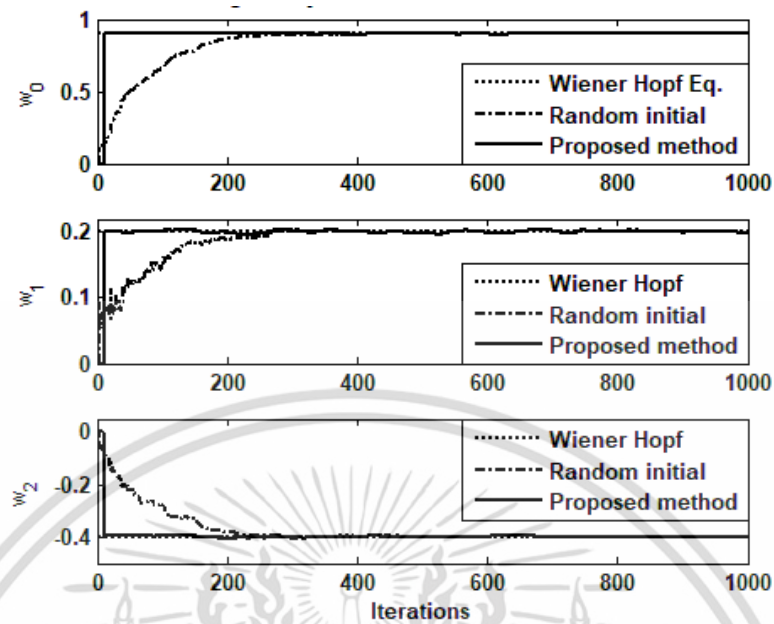
รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบระบุเอกลักษณ์

● ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

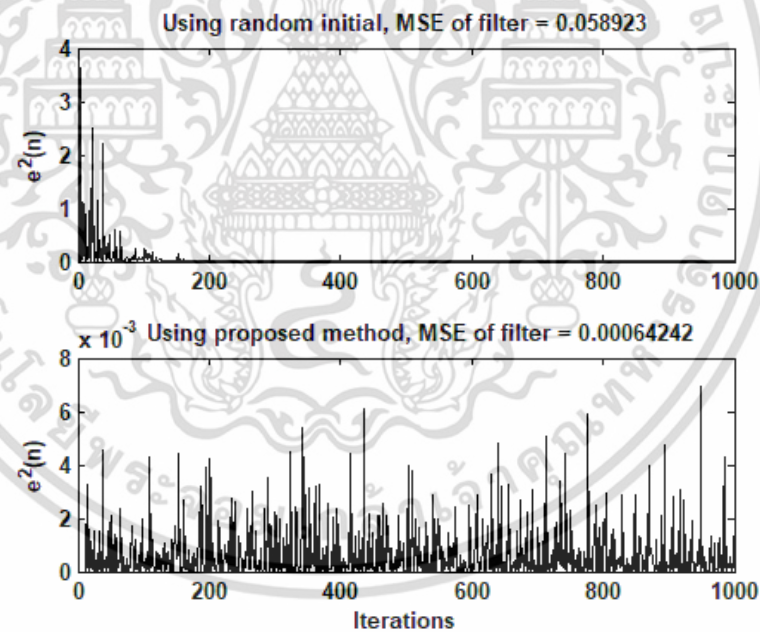


รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ต้องการของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



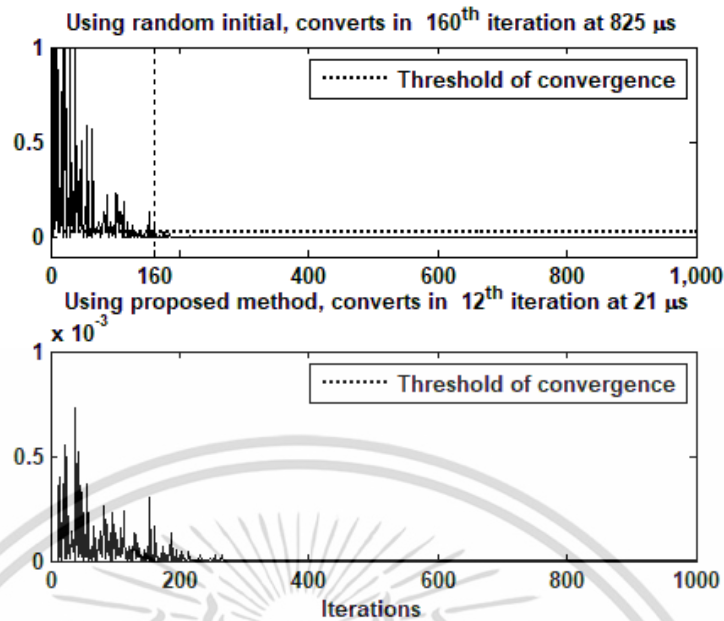
รูปที่ 4.5 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB



รูปที่ 4.6 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนด
เงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

จากผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB ที่มีลักษณะสัญญาณตามรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นถึงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองซึ่งจะเห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขต้นด้วยวิธีที่นำเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง ส่งผลให้ความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองในรูปที่ 4.6 ช่วง 200 รอบแรกมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ส่วนผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองสัญญาณในรูปที่ 4.7 แสดงถึงจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.7) เนื่องจากระบบระบุเอกลักษณ์ที่ใช้ทดสอบมีสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง 3 ตัว ทำให้ตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มเริ่มทำงานเมื่อสัญญาณที่ต้องการตัวอย่างที่ 4 เข้ามาในระบบ ดังนั้นในสมการที่ (4.7) จึงใช้ค่าความผิดพลาดกำลังสองของระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ณ ตัวอย่างที่ 4 ในการคำนวณหาเกณฑ์การตัดสินใจ ซึ่งเมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาาระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยกว่าระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม จากรูปที่ 4.7 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มมีค่าสูงสุดอยู่ประมาณ 4

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (4) \\
 &= 0.007(3.6178) \\
 &= 0.0253 \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

ผลการจำลองระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้

ตารางที่ 4.3 ผลการทดสอบระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบระบบเบบเอกลักษณ์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	
		แบบสุ่ม	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE		0.0589	0.0006
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		160	12
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	12
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		825	21

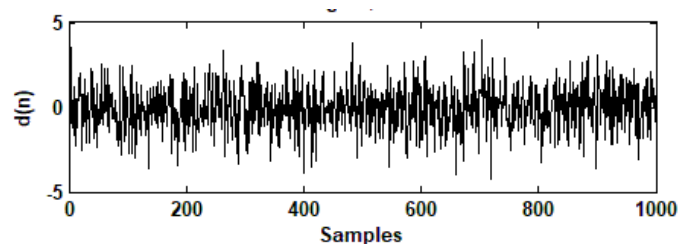
4.2.1.3 ระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

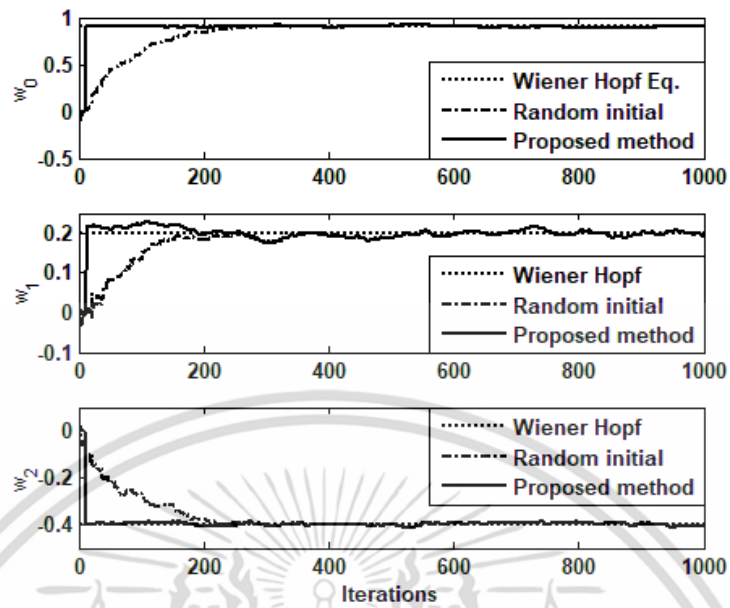
พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	1000 ตัวอย่าง	11 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 1.0147 & -0.0148 & 0.0357 \\ -0.0148 & 1.0138 & -0.0141 \\ 0.0357 & -0.0141 & 1.0133 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.0286 & -0.1792 & -0.3855 \\ -0.1792 & 0.9627 & -0.1444 \\ -0.3855 & -0.1444 & 0.9443 \end{bmatrix}$
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.8973 \quad 0.1937 \quad -0.3749]^T$	$[1.0510 \quad 0.1047 \quad -0.7589]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.9013 \quad 0.1987 \quad -0.3990]^T$	$[0.9105 \quad 0.2185 \quad -0.3986]^T$

- ผลการทดสอบระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

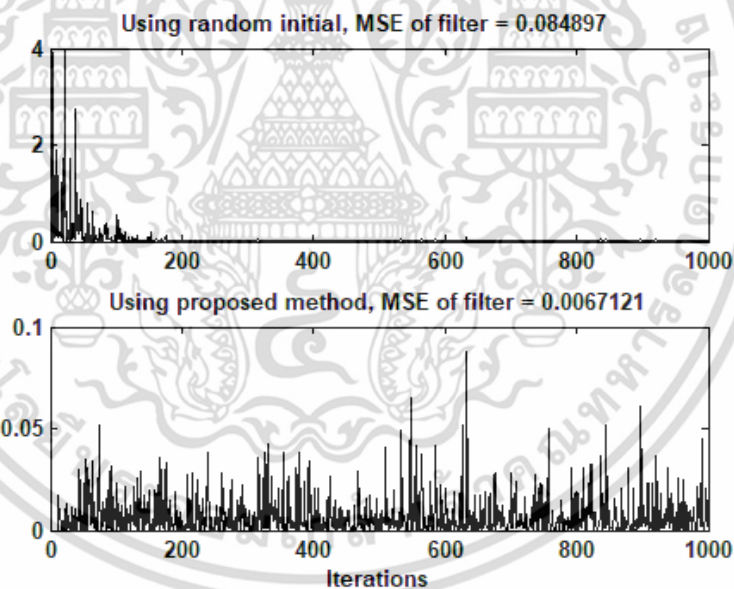


รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ต้องการของระบบระบบเบบเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



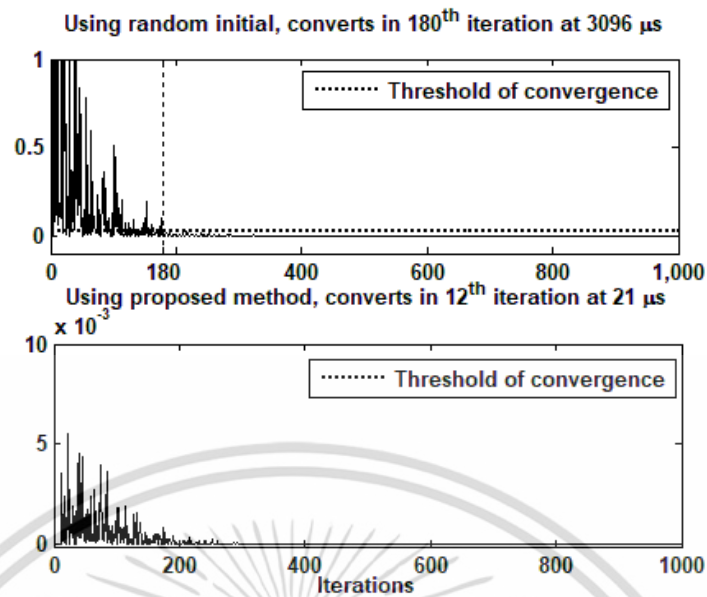
รูปที่ 4.9 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB



รูปที่ 4.10 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนด
เงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

จากผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9 แสดงให้เห็นถึงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองซึ่งจะเห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขต้นด้วยวิธีที่นำเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองและมีลักษณะการปรับตัวรอบ ๆ ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมส่งผลให้ความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองในรูปที่ 4.10 ช่วง 200 รอบแรกมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ส่วนผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองสัญญาณในรูปที่ 4.11 แสดงถึงจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.8) ซึ่งเมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยกว่าระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ในรูปที่ 4.11 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มมีค่าสูงสุดประมาณ 4

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e^2 (4) \\
 &= 0.007(3.8990) \\
 &= 0.0273
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

ผลการจำลองระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบระบุเอกลักษณ์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	
		แบบสุ่ม	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE		0.0849	0.0067
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		180	12
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	13
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		3,096	21

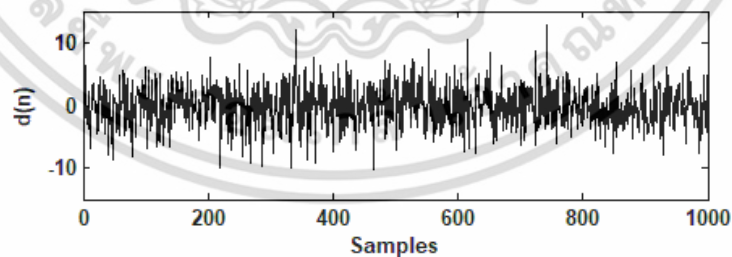
4.2.1.4 ระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

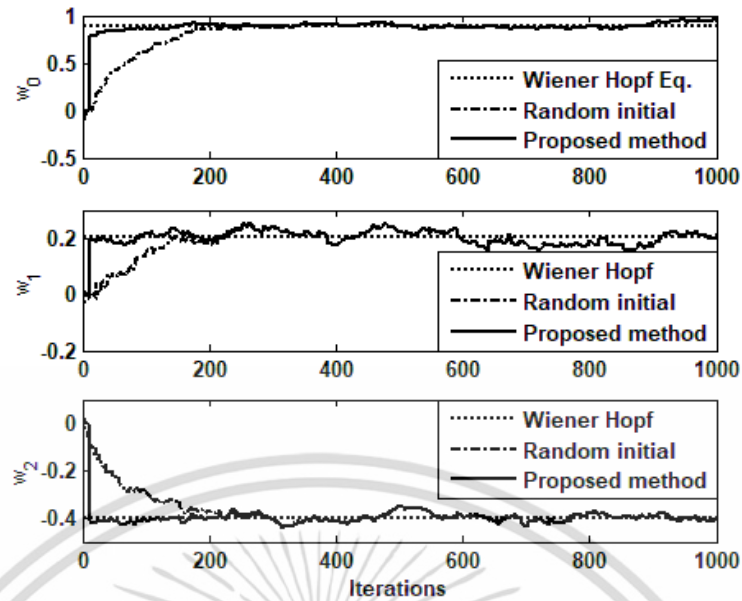
พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	1000 ตัวอย่าง	11 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 1.0147 & -0.0148 & 0.0357 \\ -0.0148 & 1.0138 & -0.0141 \\ 0.0357 & -0.0141 & 1.0133 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.0286 & -0.1792 & -0.3855 \\ -0.1792 & 0.9627 & -0.1444 \\ -0.3855 & -0.1444 & 0.9443 \end{bmatrix}$
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.8924 \quad 0.2015 \quad -0.3750]^T$	$[0.9267 \quad 0.1013 \quad -0.7146]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.8965 \quad 0.2063 \quad -0.3988]^T$	$[0.7805 \quad 0.1892 \quad -0.4092]^T$

- ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

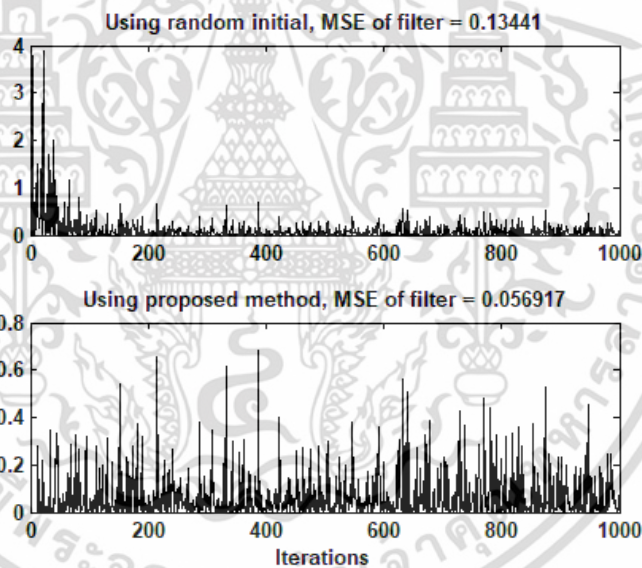


รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ต้องการของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



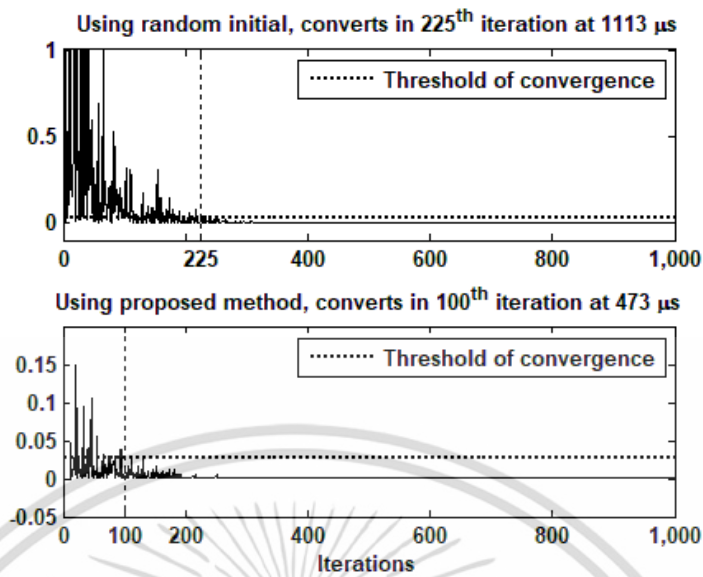
รูปที่ 4.13 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB



รูปที่ 4.14 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนด
เงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

จากผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB ซึ่งมีลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นถึงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองซึ่งจะเห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยวิธีที่นำเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง และมีลักษณะการปรับตัวรอบ ๆ ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมส่งผลให้ความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองในรูปที่ 4.14 ช่วง 300 รอบแรกมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ส่วนผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองสัญญาณในรูปที่ 4.15 แสดงถึงจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.9) ซึ่งเมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณา ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยกว่าระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม จากรูปที่ 4.15 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มมีค่าสูงสุดประมาณ 4

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e^2 (4) \\
 &= 0.007(3.7977) \\
 &= 0.0272
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

ผลการจำลองระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปเป็นตารางได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.7 ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบระบุเอกลักษณ์	
	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE	0.1344	0.0569
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	225	100
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	12
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	1,113	473

จากผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ที่การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเปรียบเทียบกับกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม เมื่อสัญญาณที่ต้องการของระบบมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB แสดงให้เห็นว่า การกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธีที่ได้นำเสนอจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองมากกว่าระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ส่งผลให้ค่าความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอในช่วง 200-300 รอบแรกในการปรับตัวมีค่าน้อยกว่าระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม และเมื่อพิจารณารูปผลต่างความผิดพลาดกำลังสองพบว่า ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอจำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยกว่าระบบที่มีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ซึ่งผลการจำลองระบบเมื่อสัญญาณมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB มีผลที่สอดคล้องไปในทางเดียวกัน เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเมื่อสัญญาณมีค่า SNR ต่างๆ จึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังตารางที่ 4.8 จากตารางค่า $\|\mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\|^2$ เป็นค่าบ่งชี้ถึงความผิดพลาดของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง

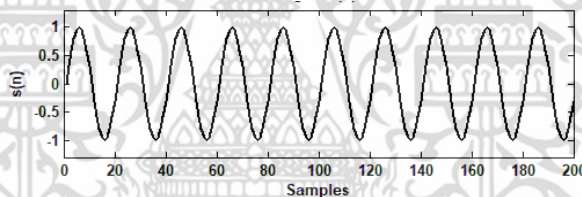
ตารางที่ 4.8 ผลการทดสอบระบบระบุเอกลักษณ์ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

SNR (dB)	$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)
10	0.0001	0.0006	12	21
0	0.0005	0.0067	12	21
-10	0.0139	0.0569	100	473

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การทดสอบค่าเงื่อนไขเริ่มต้นกับระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

ในการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนนี้ จะกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณของระบบตามตารางที่ 4.9 โดยสัญญาณที่ถูกรบกวนหรือสัญญาณข่าวสารคือสัญญาณไซน์ชวยดอลแสดงดังรูปที่ 4.16 ค่าขนาดขั้นและจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณค่าเงื่อนไขเริ่มต้นจะหาได้จากรูปที่ 4.17 และ 4.18 ตามลำดับ สำหรับระบบกำจัดสัญญาณรบกวน ค่า SNR คืออัตราส่วนของกำลังสัญญาณที่ถูกรบกวนกับกำลังสัญญาณรบกวน และความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบคือความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณที่ถูกรบกวนกับสัญญาณที่ได้จากการกำจัดสัญญาณรบกวน ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนคือ สัญญาณความผิดพลาดของตัวกรองซึ่งควรได้ผลลัพธ์เป็นสัญญาณไซน์ชวยดอลที่ถูกกำจัดสัญญาณรบกวนออกแล้ว สำหรับระบบนี้ลักษณะความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองไม่สามารถแสดงความแตกต่างของระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอได้ แต่ความแตกต่างของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นทั้ง 2 วิธีจะเห็นได้ชัดเจนเมื่อพิจารณาจากผลต่างความผิดพลาดกำลังสอง



รูปที่ 4.16 สัญญาณที่ถูกรบกวนในระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

ตารางที่ 4.9 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
สัญญาณที่ถูกรบกวน ($s(n)$)	สัญญาณไซน์ชวยดอล ขนาด 1 หน่วย ความถี่ 0.1π rad/s
ลักษณะสัญญาณขาเข้าของระบบ ($d(n)$)	SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB
ลักษณะสัญญาณรบกวน ($v(n)$)	สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนขาว ความแปรปรวนของสัญญาณเท่ากับ 0.05, 0.5 และ 5 สำหรับสัญญาณที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB ตามลำดับ
ลักษณะสัญญาณขาเข้า ($x(n)$)	สัญญาณ $v(n)$ ที่ผ่านระบบที่มีฟังก์ชันการถ่ายโอนเป็น $0.9 + 0.5z^{-1} + 0.4z^{-2} + 0.2z^{-3}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะในหน่วยงานนี้ หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยไว้ล่วงหน้า ขอสงวนสิทธิ์ในข้อผิดพลาด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

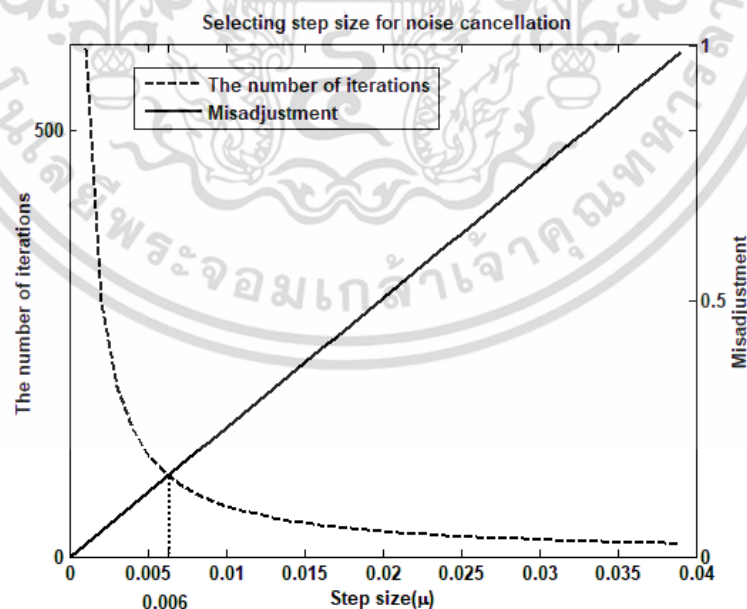
4.2.2.1 การหาพารามิเตอร์ต่างๆของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบการกำจัดสัญญาณรบกวนสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

● **ขนาดขั้น** ค่าขนาดขั้นที่จะนำมาใช้สำหรับการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนจะหาได้จากกราฟความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.17 โดยค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมคือ 0.006 เพื่อตรวจสอบค่าขนาดขั้นที่ได้ว่าอยู่ในขอบเขตที่นำไปใช้งานได้จริงหรือไม่ตามสมการที่ (2.10) เมื่อพิจารณาสัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณคือ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการสุ่มแบบเกาส์เซียนขาวและสัญญาณขาเข้าที่จะนำมาพิจารณาหาค่าขนาดขั้นคือ สัญญาณรบกวนที่ทำให้เกิดสัญญาณขาเข้าของระบบที่มีค่า SNR = -10 dB ทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx} ได้ดังนี้

$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{bmatrix} 5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 5 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) &= 5 + 5 + 5 + 5 \\ &= 20 \end{aligned} \quad (4.11)$$



รูปที่ 4.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสเมนต์ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาค่า $\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})}$ ได้ดังสมการที่ (4.12) จึงได้ขอบเขตของค่าขนาดขั้นดังสมการที่ (4.13)

$$\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})} = 0.05 \quad (4.12)$$

$$0 < \mu < 0.05 \quad (4.13)$$

ซึ่งค่าขนาดขั้นที่ได้จากรูปที่ 4.17 อยู่ภายในเงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (4.13) จึงสามารถนำมาใช้ได้

- จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น จะหาจากกราฟความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นของสัญญาณที่มีค่า SNR = -10 dB มาใช้ในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.18 จากรูปที่ 4.18 จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมสำหรับระบบกำจัดสัญญาณรบกวน คือ 26 ตัวอย่าง

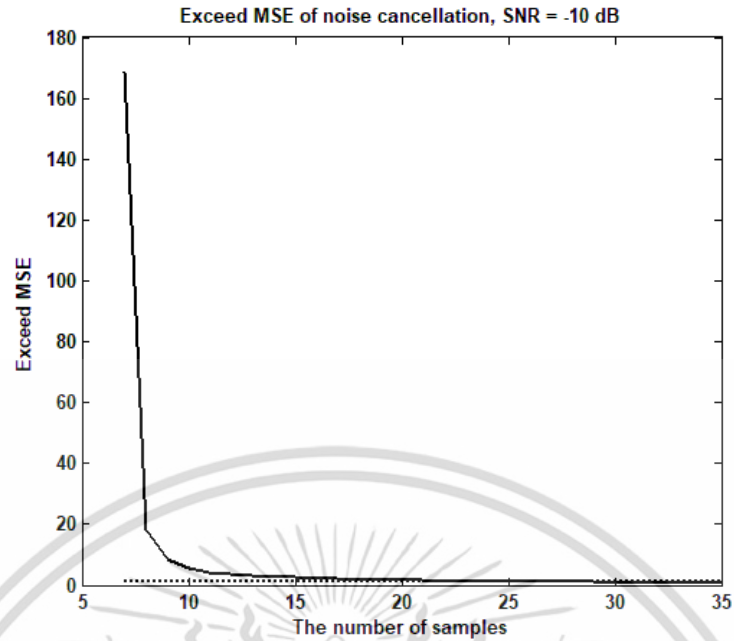
4.2.2.2 ระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.10

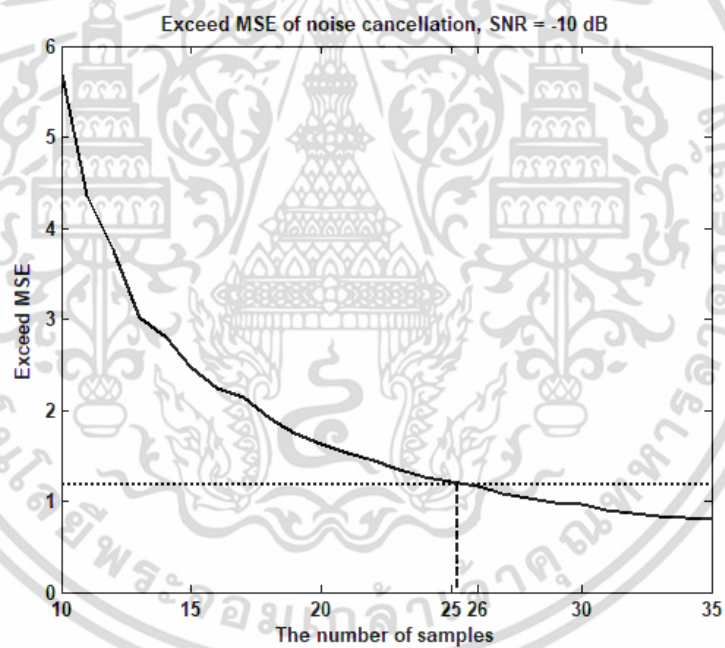
ตารางที่ 4.10 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	2000 ตัวอย่าง	26 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.0631 & 0.0365 & 0.0228 & 0.0087 \\ 0.0365 & 0.0630 & 0.0365 & 0.0228 \\ 0.0228 & 0.0365 & 0.0630 & 0.0365 \\ 0.0087 & 0.0228 & 0.0365 & 0.0630 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0636 & 0.0362 & 0.0204 & 0.0064 \\ 0.0362 & 0.0613 & 0.0345 & 0.0196 \\ 0.0204 & 0.0345 & 0.0583 & 0.0331 \\ 0.0064 & 0.0196 & 0.0331 & 0.0560 \end{bmatrix}$
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.0454 \ 0.0002 \ -0.0001 \ -0.0002]^T$	$[0.0472 \ 0.0003 \ -0.0024 \ -0.0023]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น	$[1.1002 \ -0.6103 \ -0.1263 \ 0.1387]^T$	$[1.1456 \ -0.5910 \ -0.1544 \ 0.1056]^T$
$\mathbf{w}(0)$		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) จำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณอยู่ในช่วง 5 ถึง 35 ตัวอย่าง

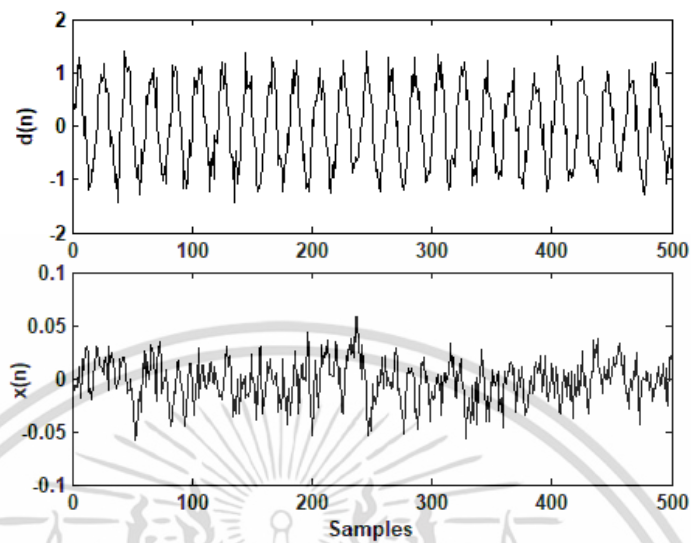


ข) จุดตัดของกราฟในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมที่ใช้ในการคำนวณ

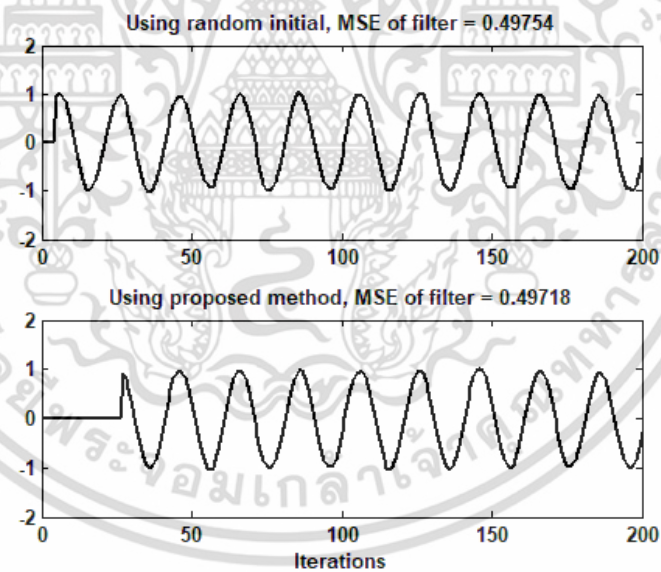
รูปที่ 4.18 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบกำจัดสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB

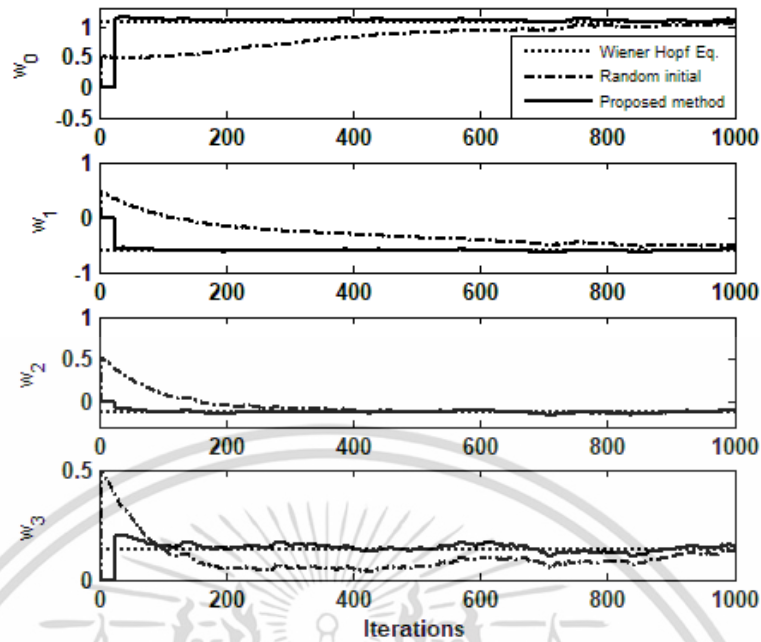


รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB
(บน) สัญญาณขาเข้าของระบบ (ล่าง) สัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณ

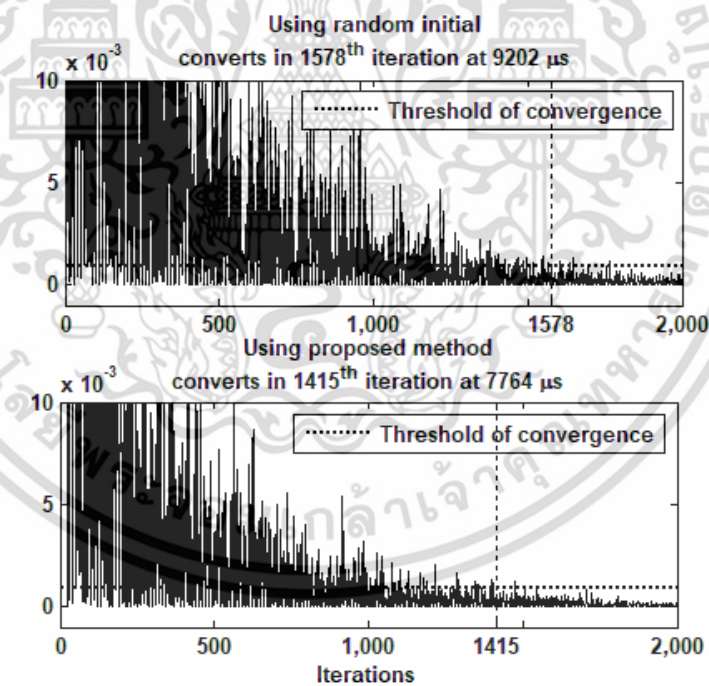


รูปที่ 4.20 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.21 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = 10 dB



รูปที่ 4.22 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB มีลักษณะสัญญาณขาเข้าของระบบและสัญญาณขาเข้าของตัวกรองดังรูปที่ 4.19 โดยรูปที่ 4.20 แสดงผลการกำจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าผลที่ได้ไม่แตกต่างกันมากนัก เมื่อพิจารณารูปที่ 4.21 ที่แสดงให้เห็นถึงการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองพบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยวิธีที่น่าเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง ซึ่งจะเห็นความแตกต่างของระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอได้จากรูปที่ 4.22 ที่แสดงผลต่างความผิดพลาดกำลังสองซึ่งพอจะเห็นได้ว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ส่วนจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.14) เนื่องจากระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่ใช้ทดสอบมีสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง 4 ตัว ทำให้ตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มเริ่มทำงานเมื่อสัญญาณขาเข้าของระบบตัวอย่างที่ 5 เข้ามาในระบบ ดังนั้นในสมการที่ (4.14) จึงใช้ค่าความผิดพลาดกำลังสองของระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ณ ตัวอย่างที่ 5 ในการคำนวณหาเกณฑ์การตัดสินใจ เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่าระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอสามารถปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้เร็วกว่า จากรูปที่ 4.22 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่น่าเสนอมีค่าสูงสุดประมาณ 0.15 และ 0.1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.11

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (5) \\ &= 0.007(0.1279) \\ &= 0.0009 \end{aligned} \quad (4.14)$$

ตารางที่ 4.11 ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณรบกวน	
	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม	วิธีที่น่าเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.4975	0.4972
MSE ของระบบ	0.0013	0.0003
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	1,578	1,415
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	12
เวลารวมที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	9,202	7,764

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในวงจำกัดเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

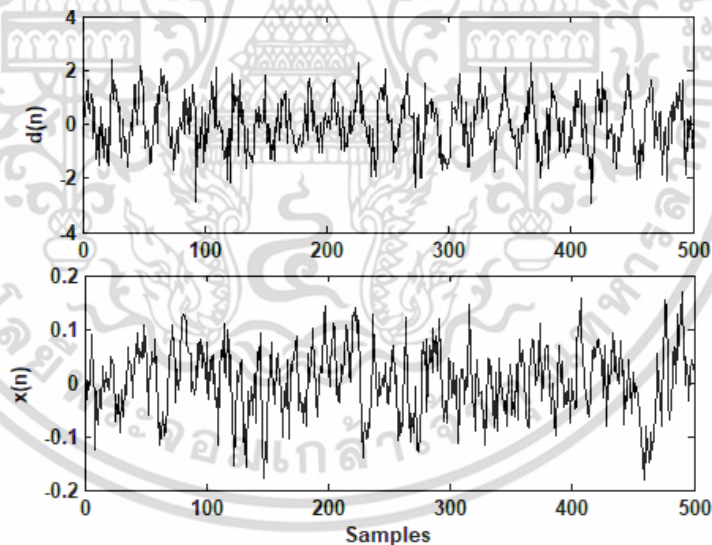
4.2.2.3 ระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.12

ตารางที่ 4.12 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB

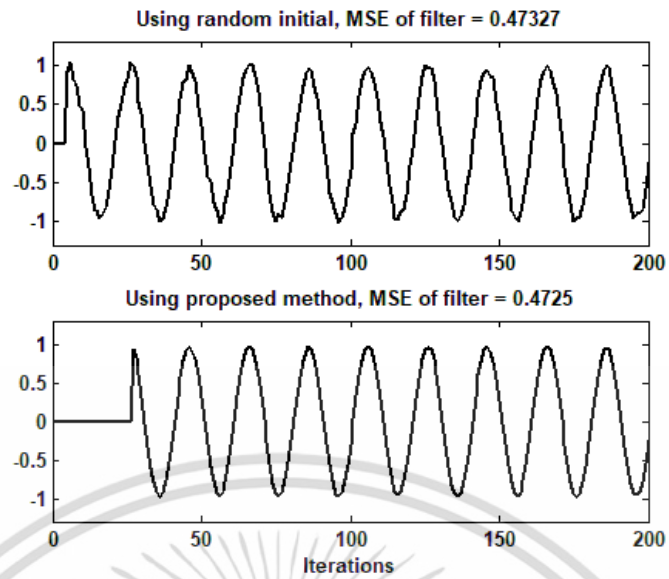
พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	2000 ตัวอย่าง	26 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.6301 & 0.3655 & 0.2301 & 0.0905 \\ 0.3655 & 0.6298 & 0.3652 & 0.2300 \\ 0.2301 & 0.3652 & 0.6294 & 0.3651 \\ 0.0905 & 0.2300 & 0.3651 & 0.6291 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.6156 & 0.3300 & 0.2132 & 0.0871 \\ 0.3300 & 0.5884 & 0.3151 & 0.2021 \\ 0.2132 & 0.3151 & 0.5618 & 0.2984 \\ 0.0871 & 0.2021 & 0.2984 & 0.5362 \end{bmatrix}$
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.4506 \ 0.0013 \ 0.0007 \ 0.0011]^T$	$[0.4559 \ -0.0074 \ 0.0202 \ 0.0175]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[1.0960 \ -0.6122 \ -0.1262 \ 0.1412]^T$	$[1.0873 \ -0.6108 \ -0.1173 \ 0.1550]^T$

- ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB

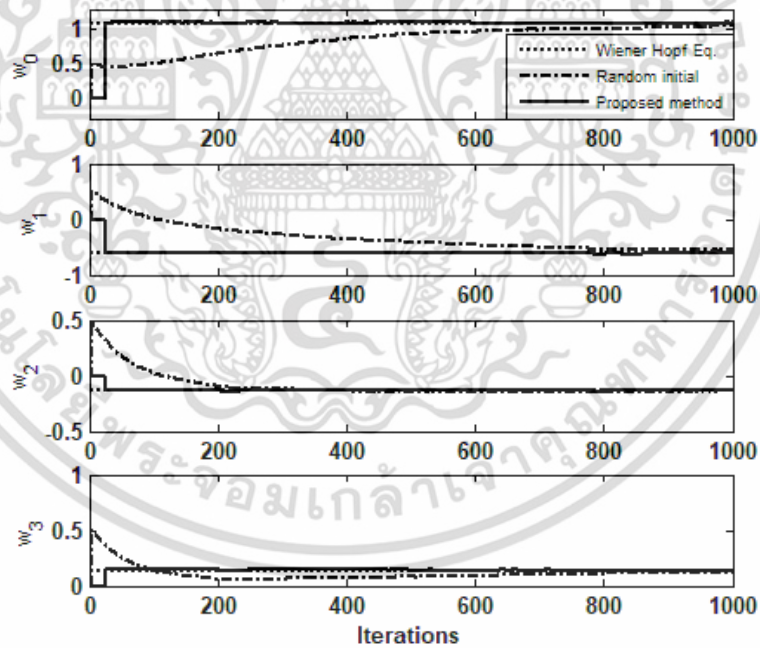


รูปที่ 4.23 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB

(บน) สัญญาณขาเข้าของระบบ (ล่าง) สัญญาณขาเข้าของตัวกรอง

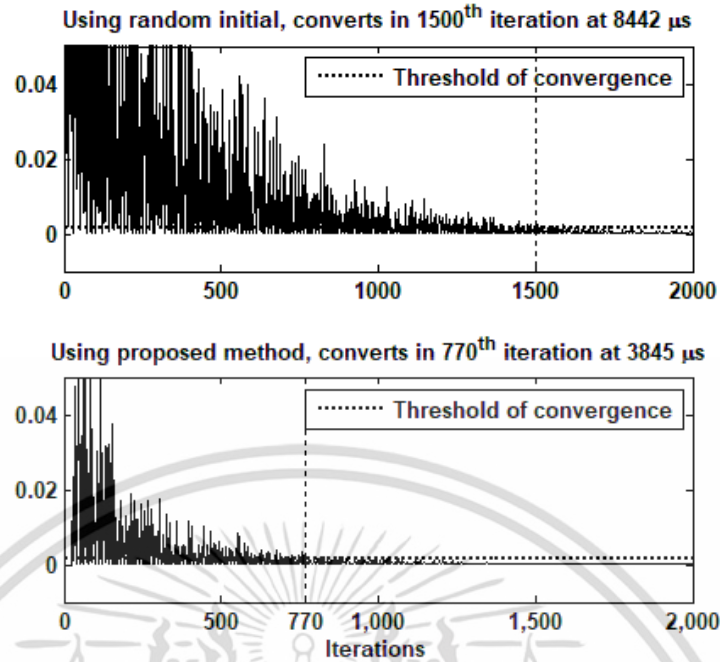


รูปที่ 4.24 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.25 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

จากผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะสัญญาณขาเข้าของระบบและสัญญาณขาเข้าของตัวกรองดังรูปที่ 4.23 โดยรูปที่ 4.24 แสดงผลการกำจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าผลที่ได้จากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มลักษณะสัญญาณมีการผิดรูปเล็กน้อย เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.25 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขต้นด้วยวิธีที่นำเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง ส่งผลให้ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.26 ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มซึ่งจะเห็นได้ชัดในช่วง 1,000 รอบแรกในการปรับตัว ส่วนจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.15) เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม จากรูปที่ 4.26 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าสูงสุดประมาณ 0.25 และ 0.1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (5) \\
 &= 0.007(0.2525) \\
 &= 0.0018
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

ตารางที่ 4.13 ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณรบกวน	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	
		แบบสุ่ม	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.4733	0.4725
MSE ของระบบ		0.0021	0.0007
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		1,500	770
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	12
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		8,442	3,845

4.2.2.4 ระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB

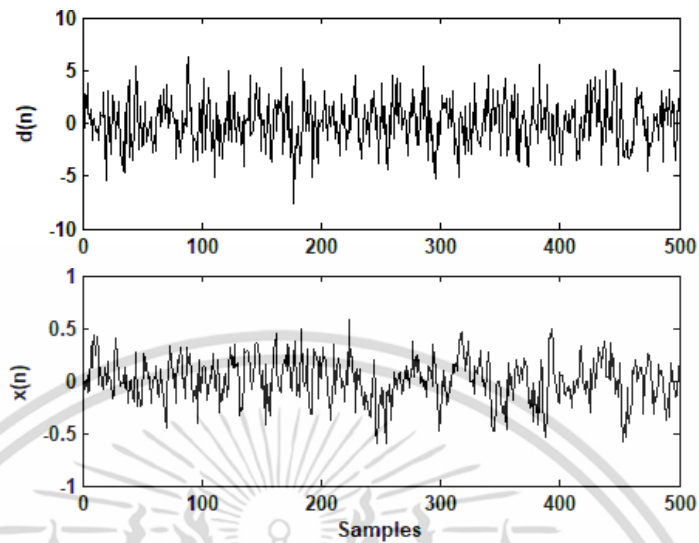
- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.14

ตารางที่ 4.14 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB

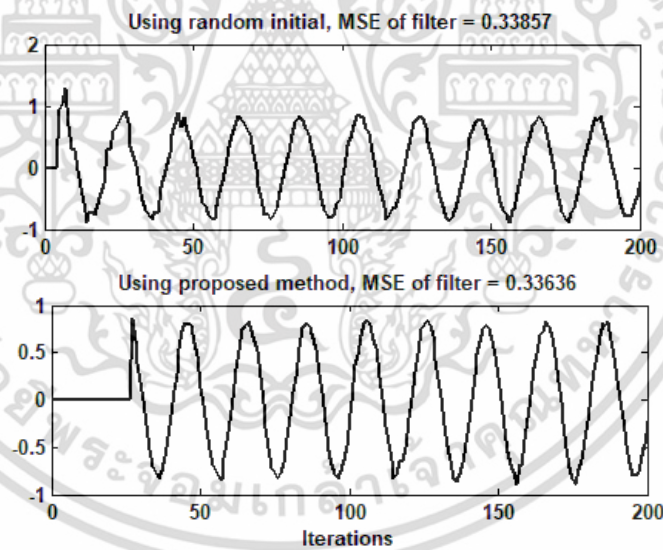
พารามิเตอร์	จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ	
	2000 ตัวอย่าง	26 ตัวอย่าง
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$ \begin{bmatrix} 6.3573 & 3.7045 & 2.3407 & 0.9381 \\ 3.7045 & 6.3548 & 3.7030 & 2.3397 \\ 2.3407 & 3.7030 & 6.3517 & 3.7014 \\ 0.9381 & 2.3397 & 3.7014 & 6.3487 \end{bmatrix} $	$ \begin{bmatrix} 5.9279 & 3.2763 & 2.0890 & 0.9400 \\ 3.2763 & 5.6678 & 3.1164 & 1.9600 \\ 2.0890 & 3.1164 & 5.4119 & 2.9561 \\ 0.9400 & 1.9600 & 2.9561 & 5.1388 \end{bmatrix} $
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[4.5405 \ 0.0350 \ 0.0185 \ 0.0218]^T$	$[4.3651 \ -0.0221 \ 0.0710 \ 0.1328]^T$
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[1.0965 \ -0.6117 \ -0.1264 \ 0.1406]^T$	$[1.0979 \ -0.6119 \ -0.1366 \ 0.1284]^T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB

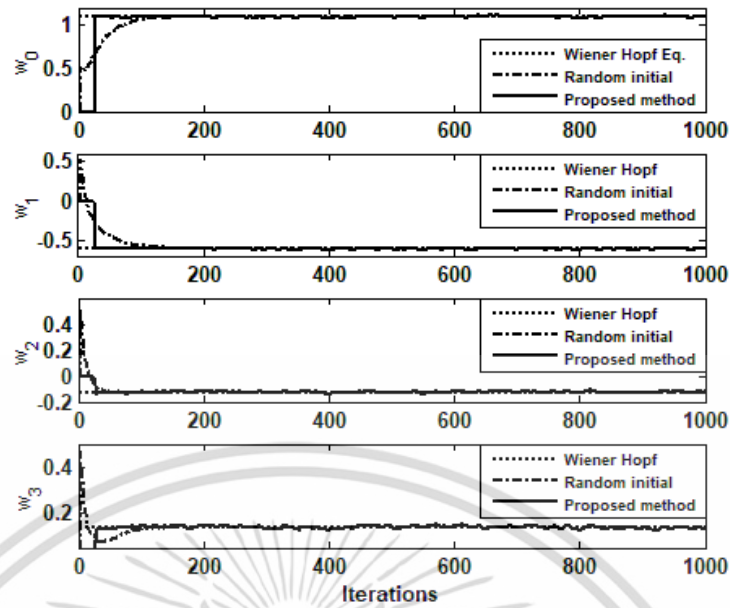


รูปที่ 4.27 สัญญาณที่ใช้ในระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB
(บน) สัญญาณขาเข้าของระบบ (ล่าง) สัญญาณขาเข้าของตัวกรอง

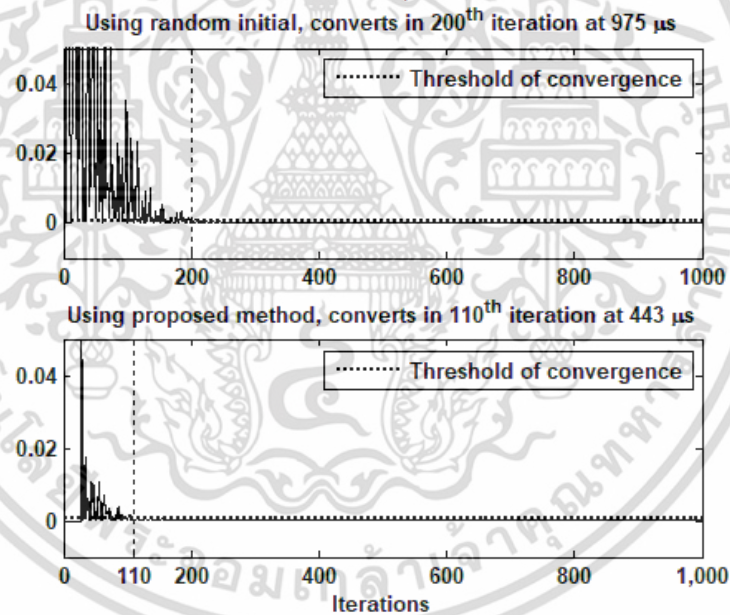


รูปที่ 4.28 ผลการกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.29 สัมประสิทธิ์ตัวกรองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนเมื่อมีค่า SNR = -10 dB



รูปที่ 4.30 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

จากผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB มีลักษณะสัญญาณขาเข้าของระบบและสัญญาณขาเข้าของตัวกรองดังรูปที่ 4.27 โดยรูปที่ 4.28 แสดงผลการกำจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ ซึ่งจากรูปจะเห็นว่าผลที่ได้จากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มลักษณะสัญญาณมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผิดรูปเล็กน้อย เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.29 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยวิธีที่นำเสนอมีการกำหนดค่าได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง ส่งผลให้ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.30 ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มซึ่งจะเห็นได้ชัดในช่วง 200 รอบแรกในการปรับตัว ส่วนจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.16) เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม จากรูปที่ 4.26 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าสูงสุดประมาณ 1 และ 0.05 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.15

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 \quad (5) \\
 &= 0.007(0.0727) \\
 &= 0.0005
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

ตารางที่ 4.15 ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณรบกวน	
	แบบสุ่ม	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.3386	0.3364
MSE ของระบบ	0.0200	0.0187
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (รอบ)	200	110
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	12
เวลารวมในการเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)	975	443

จากผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเปรียบเทียบกับกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม เมื่อสัญญาณมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB แสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอสามารถกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นได้ใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรอง ส่งผลให้มีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยรวมทั้งผลต่างความผิดพลาดกำลังสองและใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยกว่า

ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ เมื่อสัญญาณมีค่า SNR ต่างกันจึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังนี้

ตารางที่ 4.16 ผลการทดสอบระบบกำจัดสัญญาณรบกวนของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

SNR (dB)	$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE ของตัวกรอง	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)
10	0.4165	0.4972	1,415	7,764
0	0.4483	0.4725	770	3,845
-10	0.4542	0.3364	110	443

จากการทดสอบการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นด้วยวิธีที่นำเสนอกับระบบระบุเอกลักษณ์และระบบกำจัดสัญญาณรบกวน แสดงให้เห็นว่าการใช้ค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของตัวกรองสัญญาณได้ นั่นคือ ลดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมได้ ในส่วนต่อไปจะกล่าวถึงการนำวิธีที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้งาน และผลการจำลองระบบ

4.3 การประยุกต์ใช้งาน

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงการนำวิธีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานกับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ, ระบบตีמודูเลตสัญญาณแอนะล็อก และระบบตีמודูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.3.1 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

การจำลองระบบเพื่อประยุกต์ใช้งานค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอกับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ จะทำการจำลองระบบทั้งหมด 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่สัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์มีขนาดและเฟสคงที่, สัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่, สัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง และสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง โดยการเปลี่ยนแปลงจะเป็นไปอย่างช้าๆ การจำลองระบบทั้ง 4 กรณีจะทำการเปรียบเทียบการทำงานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น 3 แบบ คือ แบบสุ่ม, วิธี [5] และวิธีที่นำเสนอ สำหรับ

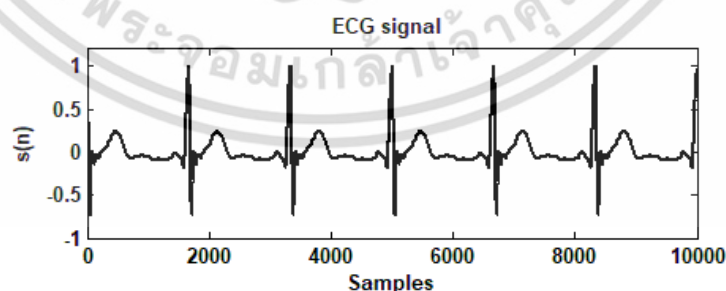
ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณความผิดพลาดของตัวกรอง ดังนั้นลักษณะการเก็บผลการจำลองระบบจะเหมือนกับระบบการกำจัดสัญญาณรบกวนในหัวข้อ 4.2.2 นั่นคือจะไม่แสดงผลของสัญญาณความผิดพลาดกำลังสองของตัวกรองเนื่องจากเห็นความแตกต่างของแต่ละระบบไม่ชัดเจน

ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์จะกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณของระบบตามตารางที่ 4.17 โดยสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการจำลองระบบแสดงดังรูปที่ 4.31 ค่า SNR ของระบบคือ อัตราส่วนของกำลังสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจกับกำลังสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบคือความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการจำลองระบบกับสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ได้จากการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4.17 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
ลักษณะสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์	สัญญาณอยู่ในรูปผลรวมของสัญญาณไซน์ซวยดอลที่มีความถี่เชิงมุม 0.02π rad/s ซึ่งมีความแปรปรวน เมื่อมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB, -10 dB ดังนี้ - ขนาดและเฟสคงที่ใช้ความแปรปรวนเท่ากับ 0.004, 0.04 และ 0.4 ตามลำดับ - ขนาดหรือเฟสมีการเปลี่ยนแปลงใช้ความแปรปรวนเท่ากับ 0.04 ทำให้เกิดค่า SNR = 0 dB
ลักษณะสัญญาณขาเข้า $x(n)$	สัญญาณไซน์ซวยดอลที่มีความถี่ตรงกับสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และมีขนาด 1 หน่วย



รูปที่ 4.31 สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจที่ใช้ในการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.1 การหาพารามิเตอร์ต่างๆของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับระบบ กำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบการกำจัด
สัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์สามารถหาได้ดังต่อไปนี้

ขนาดขั้น ค่าขนาดขั้นที่จะนำมาใช้สำหรับการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด
พาเวอรีไลน์จะหาได้จากกราฟความสัมพันธ์ดังรูปที่ 4.32 โดยค่าขนาดขั้นที่เหมาะสมคือ 0.02 เพื่อ
ตรวจสอบค่าขนาดขั้นที่ได้ว่าอยู่ในขอบเขตที่นำไปใช้งานได้จริงหรือไม่ตามสมการที่ (2.10) เมื่อ
พิจารณาสัญญาณขาเข้าของตัวกรองคือ สัญญาณไซน์ชอยดอลทำให้สามารถหาค่าเมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx} และ
 $\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})$ แสดงดังสมการที่ (4.17) และ (4.18) ตามลำดับ

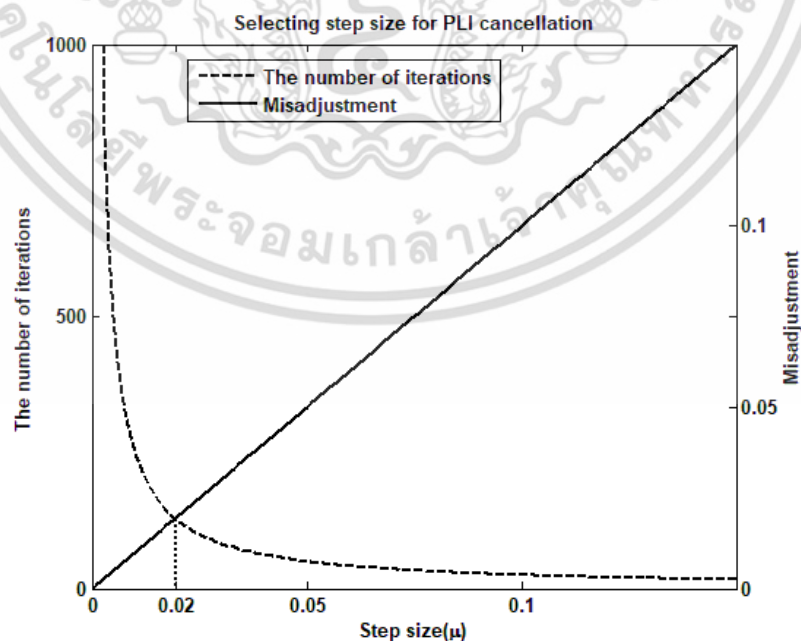
$$\mathbf{R}_{xx} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{R}_{xx}) &= 0.5 + 0.5 \\ &= 1 \end{aligned} \quad (4.18)$$

และสามารถหาค่า $\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})}$ ได้ดังสมการที่ (4.19) จึงได้ขอบเขตของค่าขนาดขั้นดังสมการที่ (4.20)

$$\frac{1}{\text{tr}(\mathbf{R}_{xx})} = 1 \quad (4.19)$$

$$0 < \mu < 1 \quad (4.20)$$



รูปที่ 4.32 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างขนาดขั้นกับค่าคงที่ทางเวลาและค่ามิสแอดจัสเม้นท์ของ

ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งค่าขนาดขั้นที่ได้จากรูปที่ 4.32 อยู่ภายในเงื่อนไขขอบเขตในสมการที่ (4.20) จึงสามารถนำมาใช้ได้
จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น จะหาจากกราฟความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นของสัญญาณที่มีค่า SNR = -10 dB มาใช้ในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.33 จากรูปที่ 4.33 จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมสำหรับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์คือ 32 ตัวอย่าง

4.3.1.2 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีขนาดและเฟสคงที่

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีขนาดและเฟสคงที่แบ่งออกเป็น 3 กรณีคือ ขนาดของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ทำให้เกิดสัญญาณที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB โดยมีเฟสคงที่อยู่ที่ $\frac{\pi}{8}$ เรเดียนส์ ซึ่งความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์คือ 0.004, 0.04 และ 0.4 สำหรับสัญญาณที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB รายละเอียดของแต่ละกรณีมีดังนี้

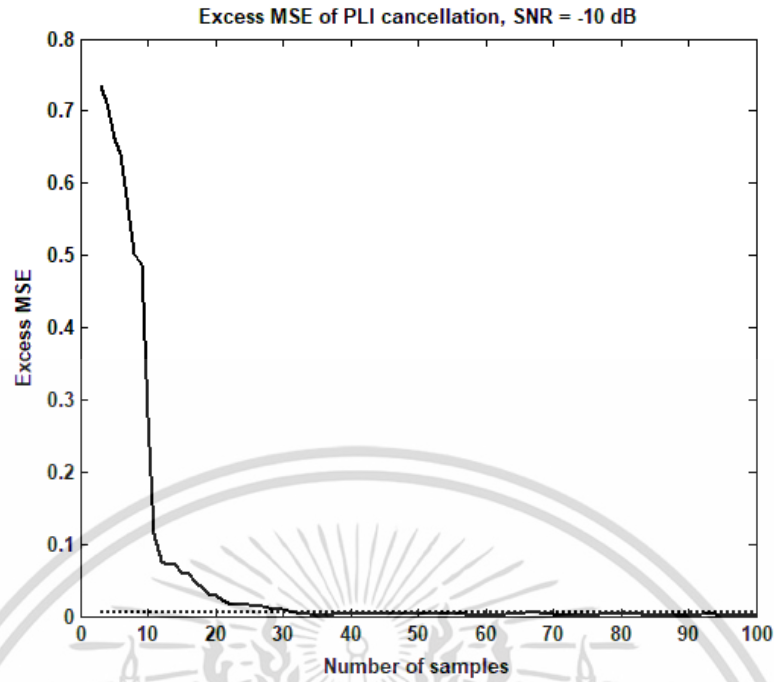
- ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.18

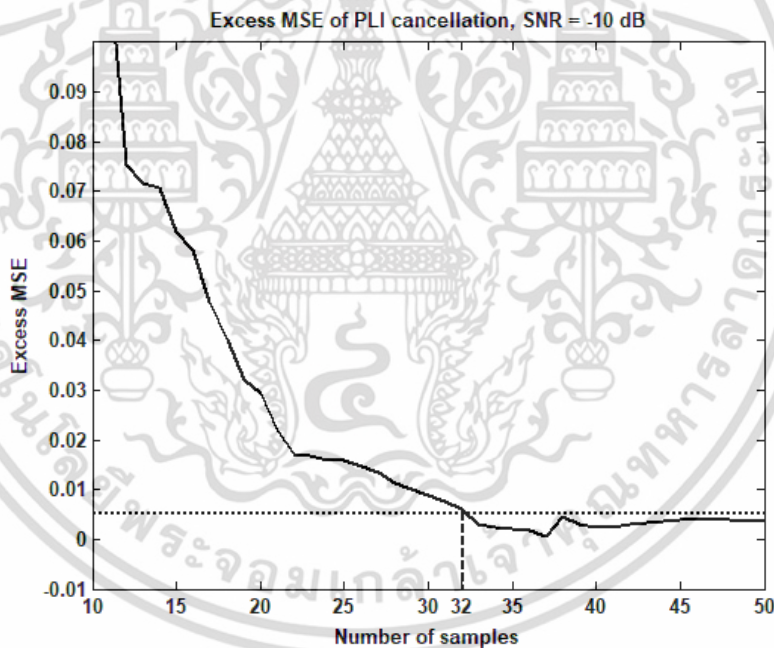
ตารางที่ 4.18 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.0416 \quad -0.0172]^T$	$[0.0542 \quad 0.0265]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.0831 \quad -0.0344]^T$	$[0.1058 \quad 0.04937]^T$	$[0.6261 \quad 0.8598]^T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก) จำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณอยู่ในช่วง 0 ถึง 100 ตัวอย่าง



ข) จุดตัดของกราฟในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมที่ใช้ในการคำนวณ

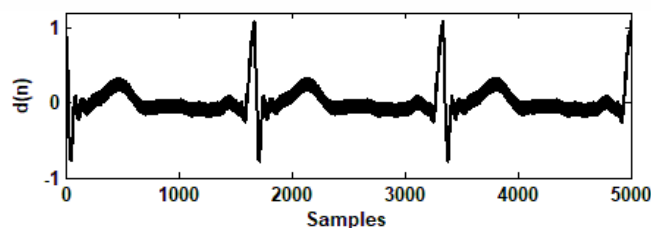
รูปที่ 4.33 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอ์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

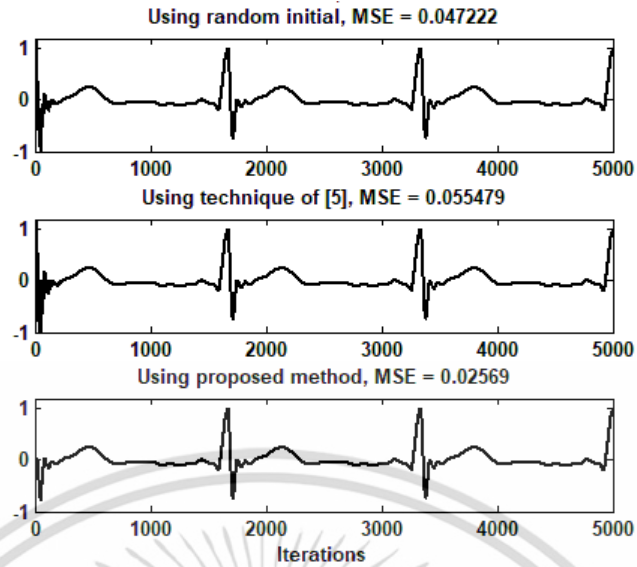
การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.34 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์แสดงดังรูปที่ 4.35 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วง 200 รอบแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์รวมอยู่ด้วยซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.36 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีการกำหนดค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองมากที่สุด ส่งผลให้สามารถปรับขนาดของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์อ้างอิงเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัว ส่วนผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มตามรูปที่ 4.37 และในรูปที่ 4.38 แสดงผลต่างความผิดพลาดกำลังสองเพื่อนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมซึ่งมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.21) เนื่องจากระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์มีสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง 2 ตัว ทำให้ตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มเริ่มทำงานเมื่อสัญญาณขาเข้าของระบบตัวอย่างที่ 3 เข้ามาในระบบ ดังนั้นในสมการที่ (4.21) จึงใช้ค่าความผิดพลาดกำลังสองของระบบเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ณ ตัวอย่างที่ 3 ในการคำนวณหาเกณฑ์การตัดสินใจ เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.38 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 2 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.19

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(0.7214) \\
 &= 0.0050
 \end{aligned}
 \tag{4.21}$$



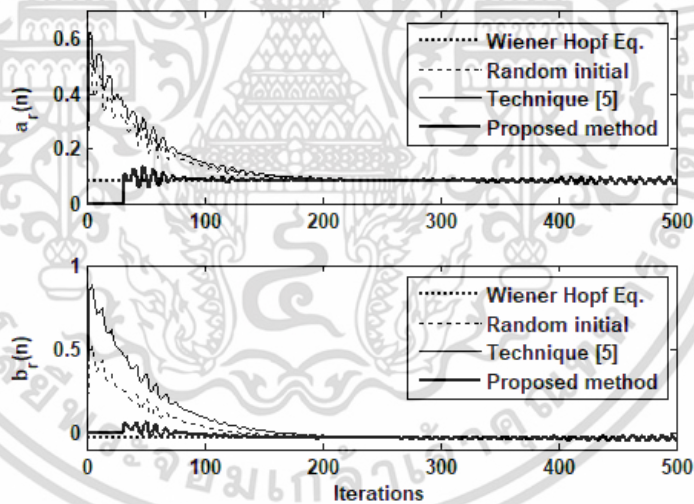
รูปที่ 4.34 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



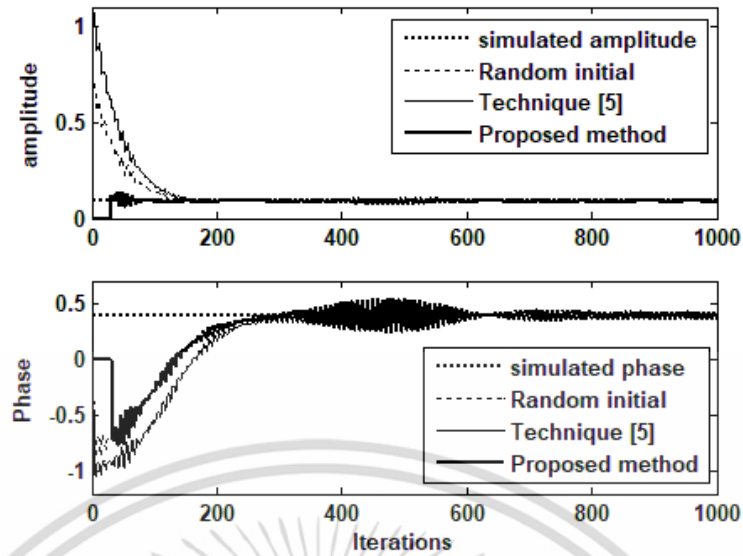
รูปที่ 4.35 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

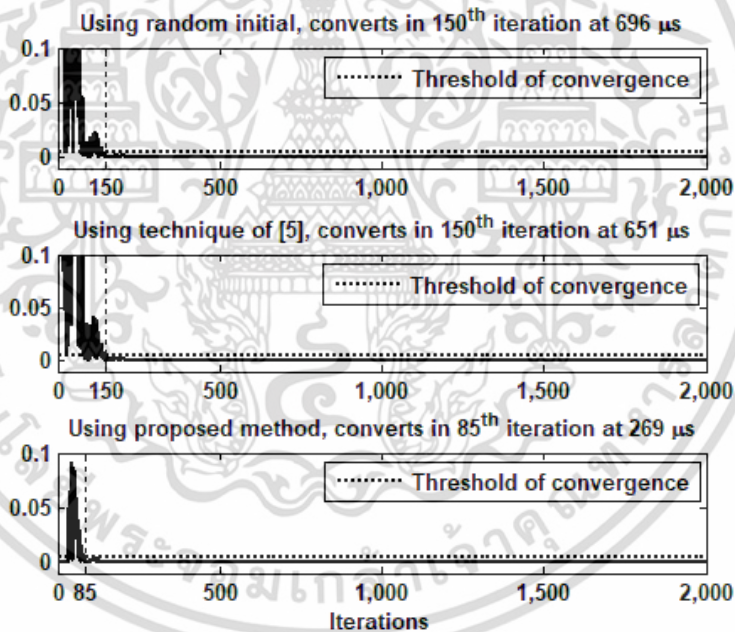


รูปที่ 4.36 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB
(บน) ขนาด (ล่าง) เฟส



รูปที่ 4.38 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.19 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0472	0.0555	0.0257
MSE ของระบบ		0.0054	0.0138	0.0002
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		150	150	85
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.7	11
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		696	651	269

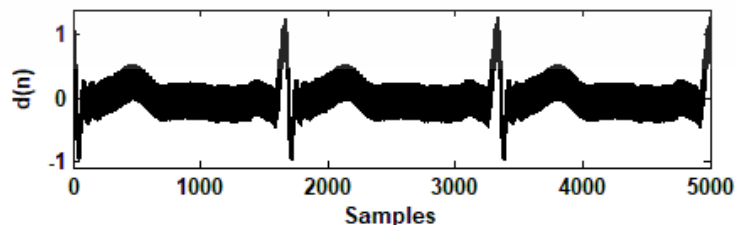
- ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.20

ตารางที่ 4.20 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

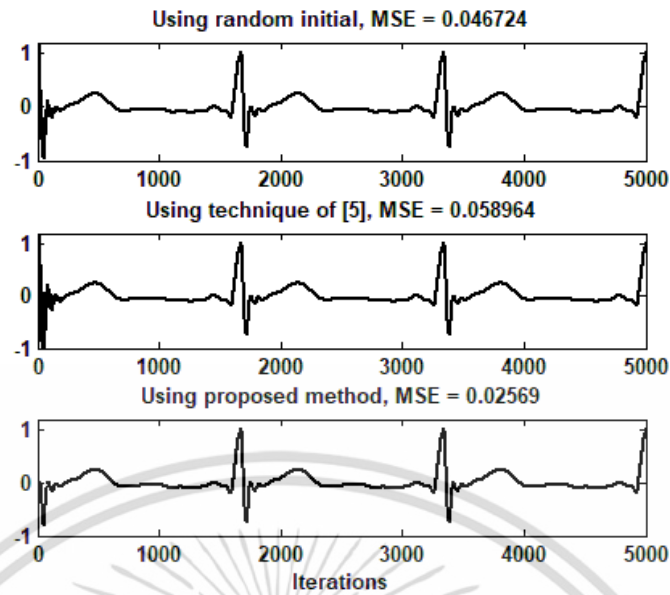
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx}	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.1316 \ -0.0545]^T$	$[0.1435 \ -0.0071]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.2633 \ -0.1091]^T$	$[0.2860 \ -0.0252]^T$	$[0.5515 \ 1.0399]^T$

ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

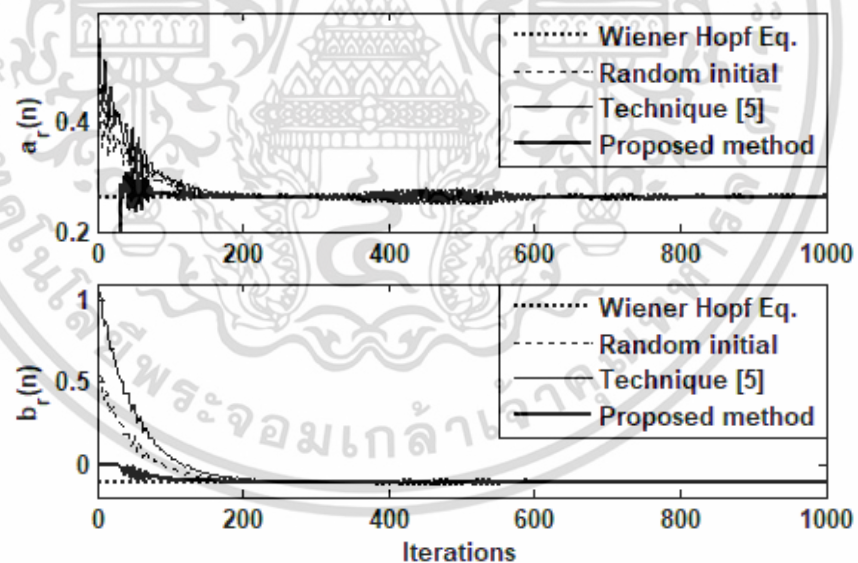


รูปที่ 4.39 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอรีไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

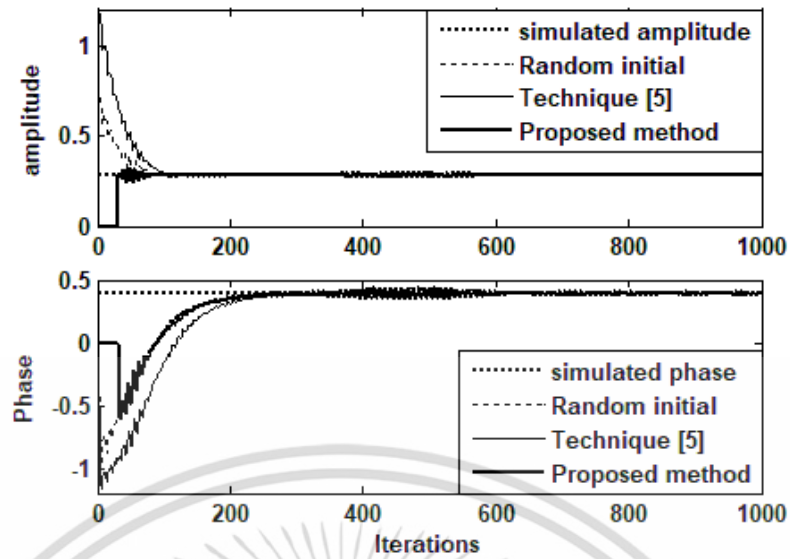


รูปที่ 4.40 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

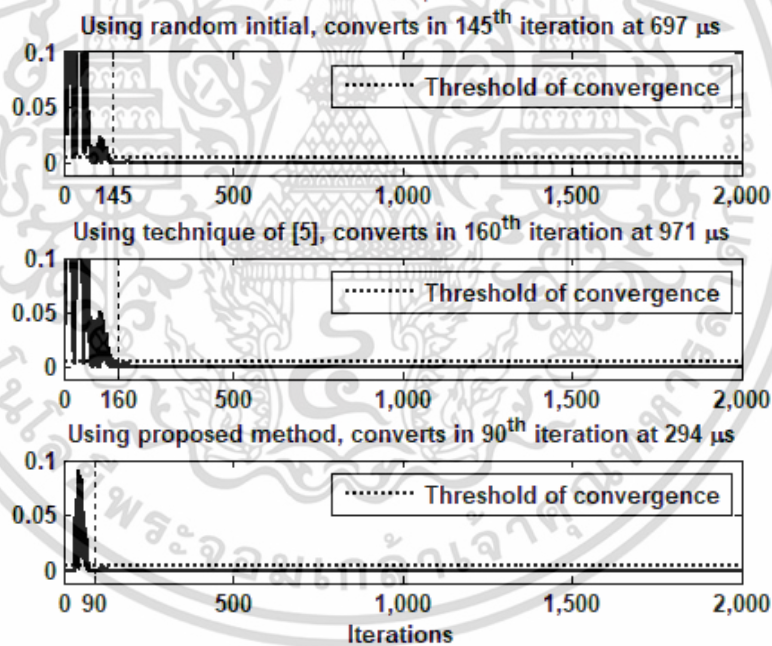


รูปที่ 4.41 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.42 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB
(บน) ขนาด (ล่าง) เฟส



รูปที่ 4.43 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.39 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์แสดงดังรูปที่ 4.40 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วง 200 รอบแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์รวมอยู่ด้วยโดยผลจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีการคงเหลือของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์มากที่สุดซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.41 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีการกำหนดค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองมากที่สุด ส่งผลให้สามารถปรับขนาดของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์อ้างอิงเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัว ส่วนผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มตามรูปที่ 4.42 และในรูปที่ 4.43 แสดงผลต่างความผิดพลาดกำลังสองเพื่อนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมซึ่งมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.22) เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.43 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 2 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.21

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(0.8022) \\
 &= 0.0056
 \end{aligned}
 \tag{4.22}$$

ตารางที่ 4.21 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0467	0.0590	0.0257
MSE ของระบบ		0.0056	0.0182	0.0002
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		145	160	90
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.7	11
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		697	671	294

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

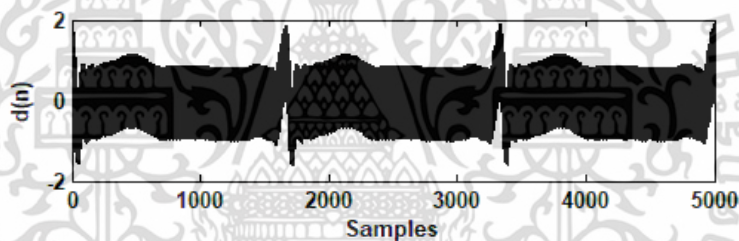
- ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.22

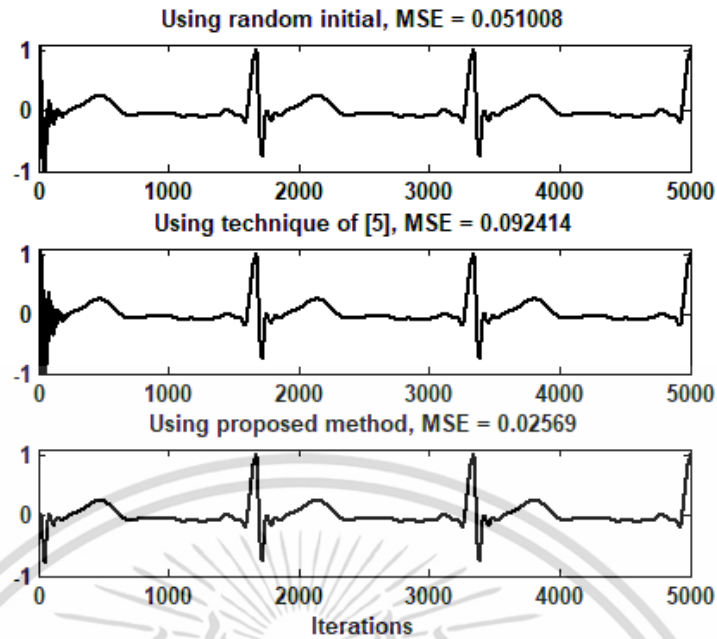
ตารางที่ 4.22 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.4199 \ -0.1739]^T$	$[0.4293 \ -0.1147]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.8398 \ -0.3479]^T$	$[0.8625 \ -0.2640]^T$	$[0.3127 \ 1.6164]^T$

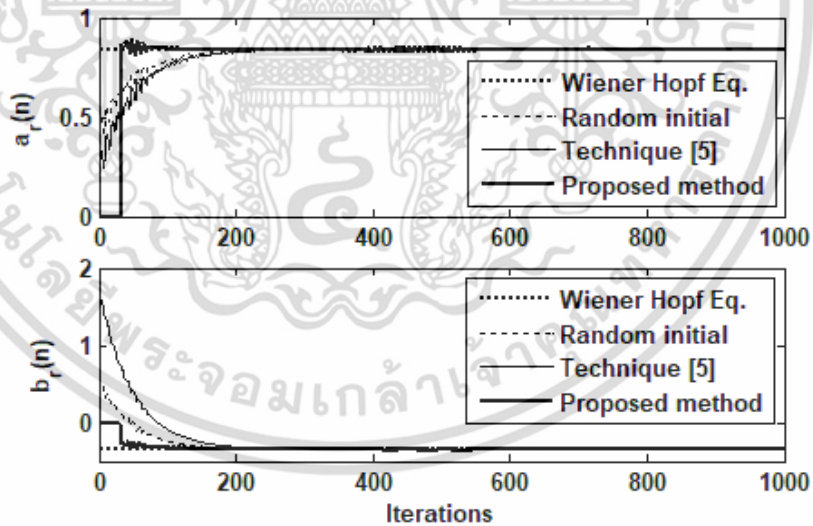
ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB



รูปที่ 4.44 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

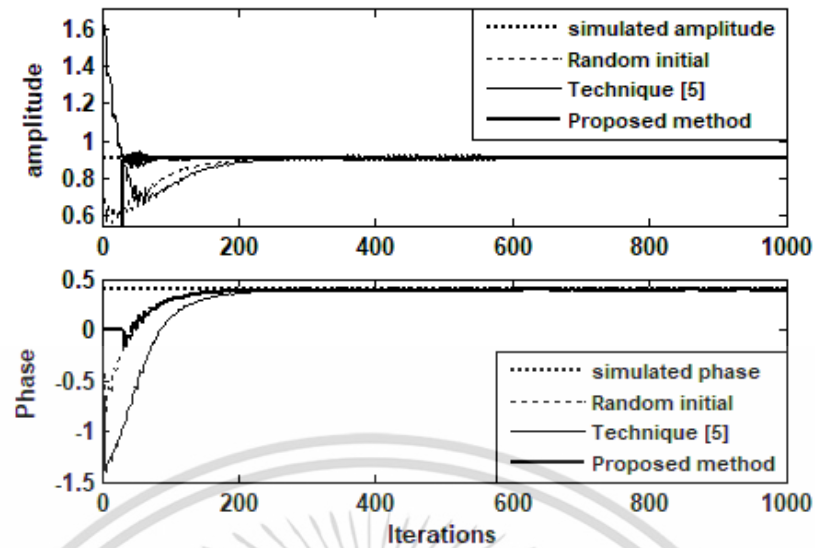


รูปที่ 4.45 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



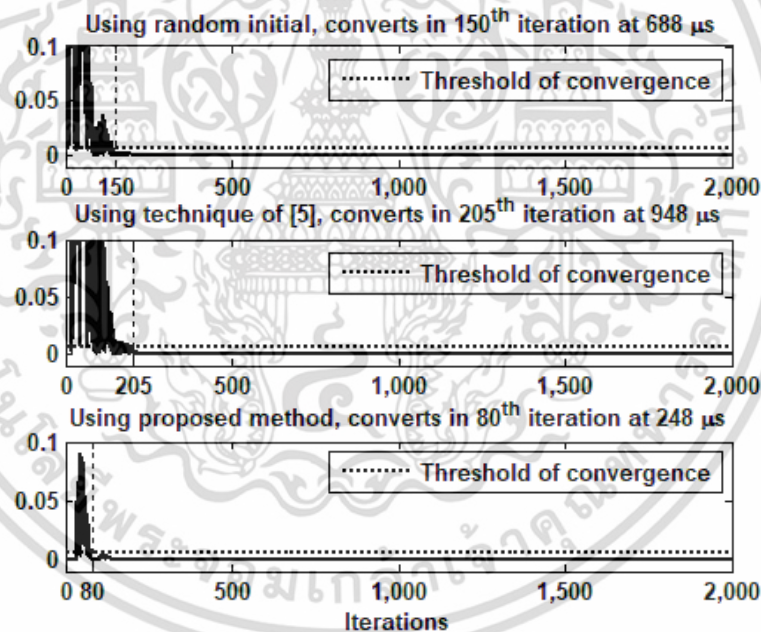
รูปที่ 4.46 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.47 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

(บน) ขนาด (ล่าง) เฟส



รูปที่ 4.48 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่

มีค่า SNR = -10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.44 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์แสดงดัง

รูปที่ 4.45 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วง 200 รอบแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไลน์รวมอยู่ด้วยโดยผลจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีการคงเหลือของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์มากที่สุดซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.46 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีการกำหนดค่าใกล้เคียงกับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองมากที่สุด ส่งผลให้สามารถปรับขนาดของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์อ้างอิงเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัว ส่วนผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มตามรูปที่ 4.47 และในรูปที่ 4.48 แสดงผลต่างความผิดพลาดกำลังสองเพื่อนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมซึ่งมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.23) เมื่อใช้เกณฑ์นี้พิจารณาจะเห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.48 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 3 และ 8 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.23

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e^2_{rex} \quad (3) \\ &= 0.007(0.8854) \\ &= 0.0062 \end{aligned} \quad (4.23)$$

ตารางที่ 4.23 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0510	0.0924	0.0257
MSE ของระบบ		0.0115	0.0545	0.0002
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (รอบ)		150	205	80
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.7	11
เวลารวมในการเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)		688	948	248

สำหรับการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจกรณีที่มีขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์คงที่ เมื่อสัญญาณมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB มีผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่สอดคล้องกันนั้นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและใช้เวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5]

4.3.1.3 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

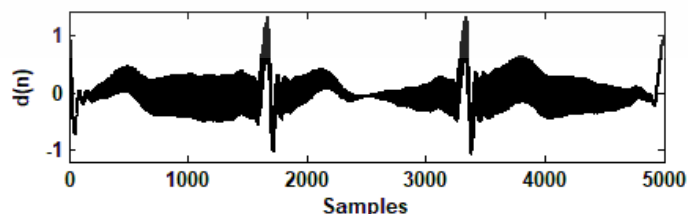
การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ตามสัญญาณ $0.4 \sin(\omega t)$ ซึ่งมีความถี่เชิงมุมเป็น $\omega = 0.0004\pi$ เรเดียนส์ต่อวินาทีและเฟสคงที่อยู่ที่ $\frac{\pi}{8}$ เรเดียนส์ การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบมีรายละเอียดดังนี้

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.24

ตารางที่ 4.24 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

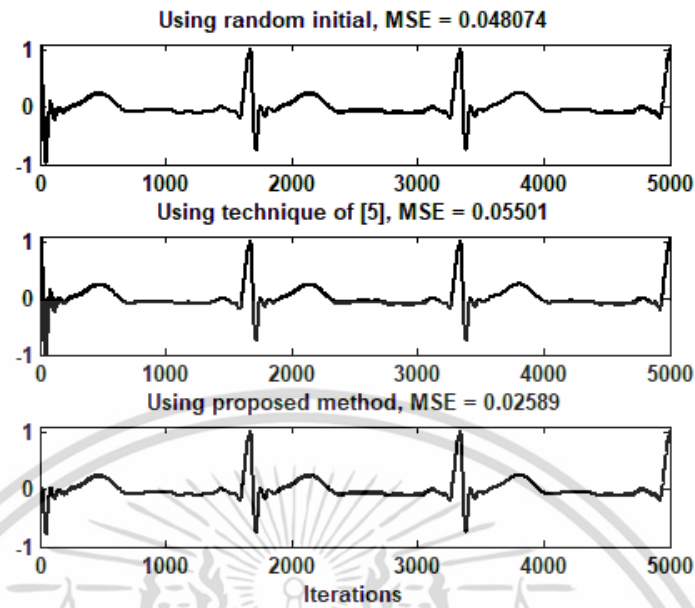
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[-1.1 \times 10^{-5} \quad 2.2 \times 10^{-6}]^T$	$[0.0165 \quad 0.0407]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[-2.2 \times 10^{-5} \quad 4.4 \times 10^{-6}]^T$	$[0.0297 \quad 0.0808]^T$	$[0.6608 \quad 0.7766]^T$

- ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

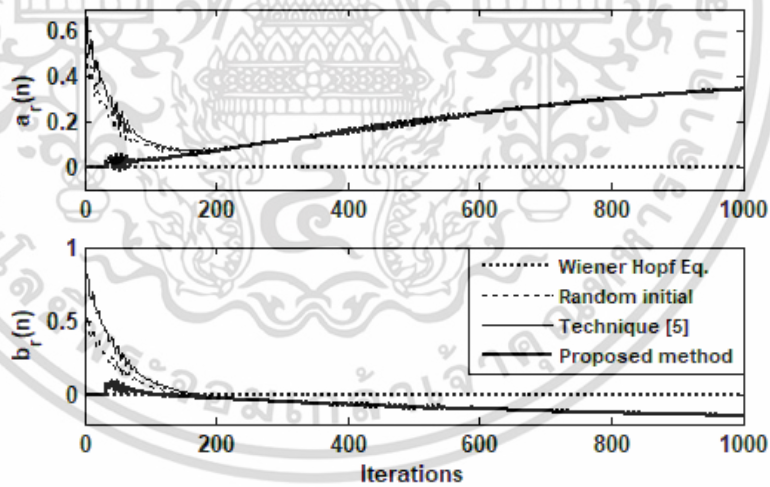


รูปที่ 4.49 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

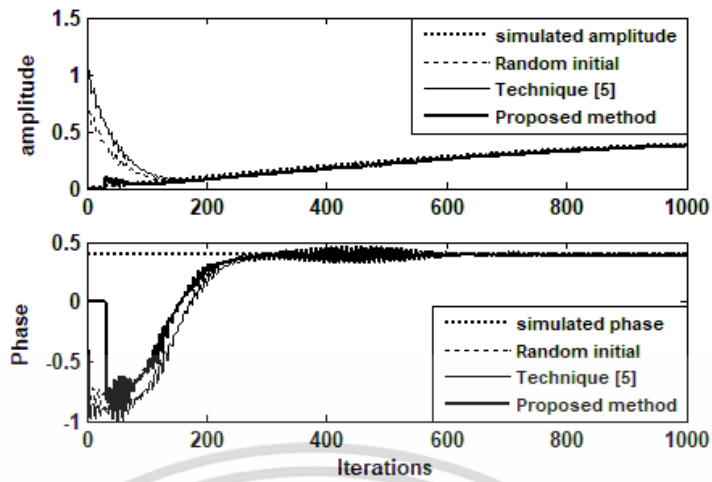


รูปที่ 4.50 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

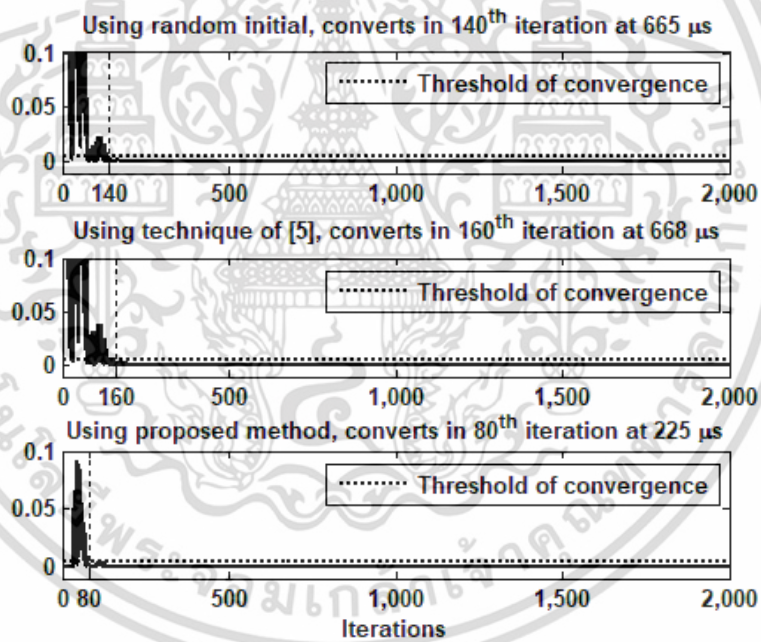


รูปที่ 4.51 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.52 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาวเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ (บน) ขนาด (ล่าง) เฟส



รูปที่ 4.53 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาวเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาวเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.49 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาวเวอร์ไลน์แสดงดังรูปที่ 4.50 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วง 200 รอบแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทรกสอดเพาเวอร์ไลน์รวมอยู่ด้วยโดยผลจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีการคงเหลือของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์มากที่สุดซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.51 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของตัวกรองที่หาได้จากสมการวินเนอร์ฮอฟไม่สามารถนำมาอ้างอิงในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงได้เนื่องจากเป็นค่าคงที่เพียงค่าหนึ่ง แต่เมื่อสังเกตการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะเห็นว่าเมื่อผ่านไป 200 รอบแรกของการปรับตัว ค่าสัมประสิทธิ์ทั้ง 2 ตัวของทุกวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นมีการปรับค่าไปในทางเดียวกันเพื่อแสดงให้เห็นถึงผลของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของแต่ละวิธีจึงต้องพิจารณาค่าขนาดและเฟสที่ได้จากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ในรูปที่ 4.52 ประกอบด้วยนั่นคือ ขนาดของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์อ้างอิงที่ได้จากกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัว ส่วนผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม และผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.53 แสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด โดยใช้เกณฑ์การตัดสินใจตามสมการที่ (4.24) จากรูปที่ 4.53 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 2 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.25

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(0.7039) \\
 &= 0.0049
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

ตารางที่ 4.25 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0481	0.0550	0.0215
MSE ของระบบ		0.0060	0.0129	0.0004
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		140	160	80
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.8	12
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		665	668	225

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.4 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง

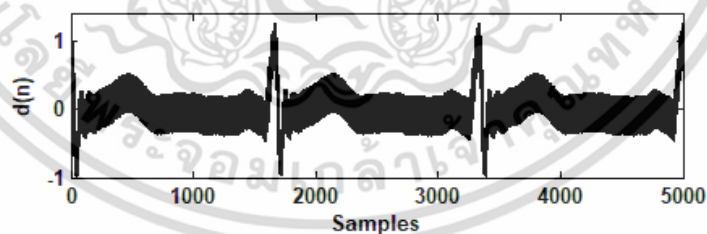
การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง โดยมีขนาดคงที่อยู่ที่ 0.3 หน่วย และเฟสมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ ตั้งแต่ $0 - \frac{\pi}{2}$ เรเดียนส์ อย่างเป็นเชิงเส้น การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นและผลการจำลองระบบมีรายละเอียดดังนี้

- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.26

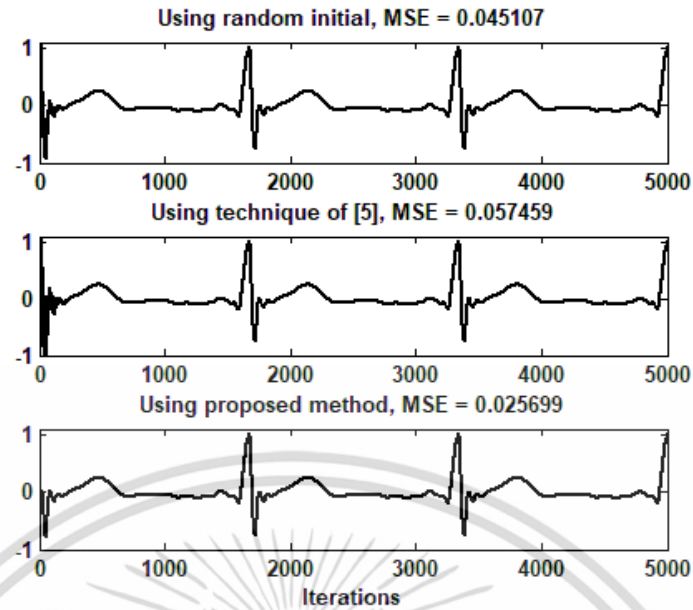
ตารางที่ 4.26 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.0907 \quad -0.0907]^T$	$[0.1565 \quad 0.0471]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.1815 \quad -0.1814]^T$	$[0.3076 \quad 0.0831]^T$	$[0.6605 \quad 1.0616]^T$

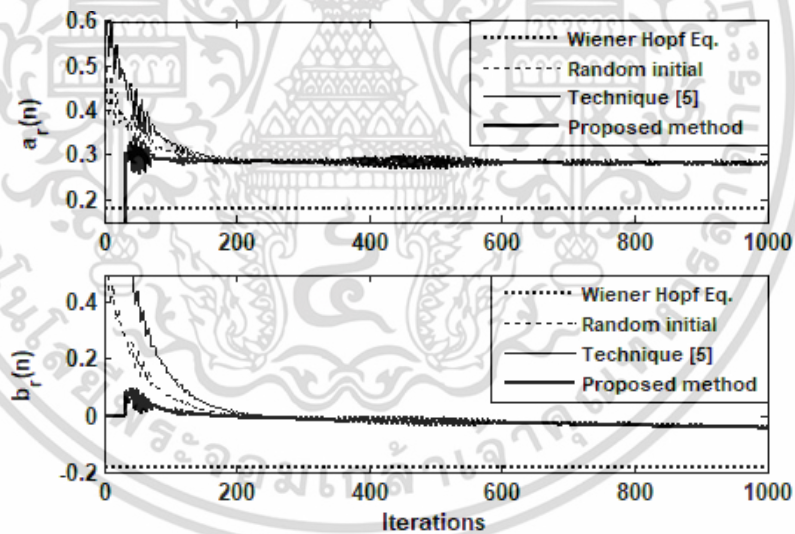
- ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.54 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง

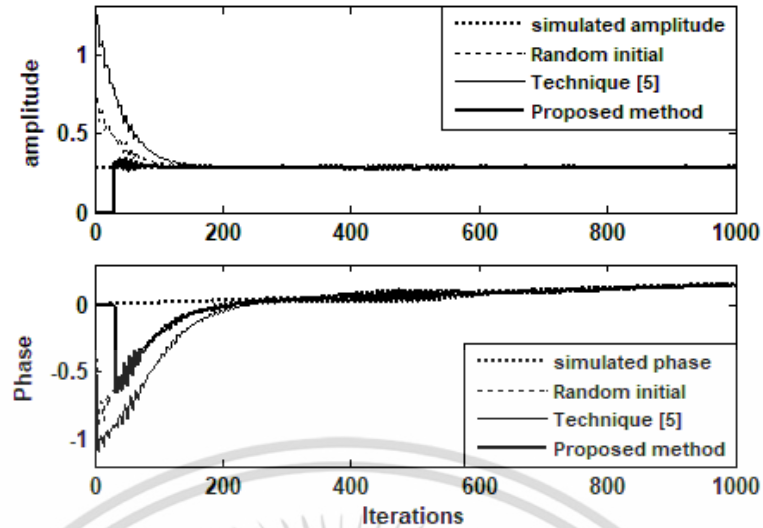


รูปที่ 4.55 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

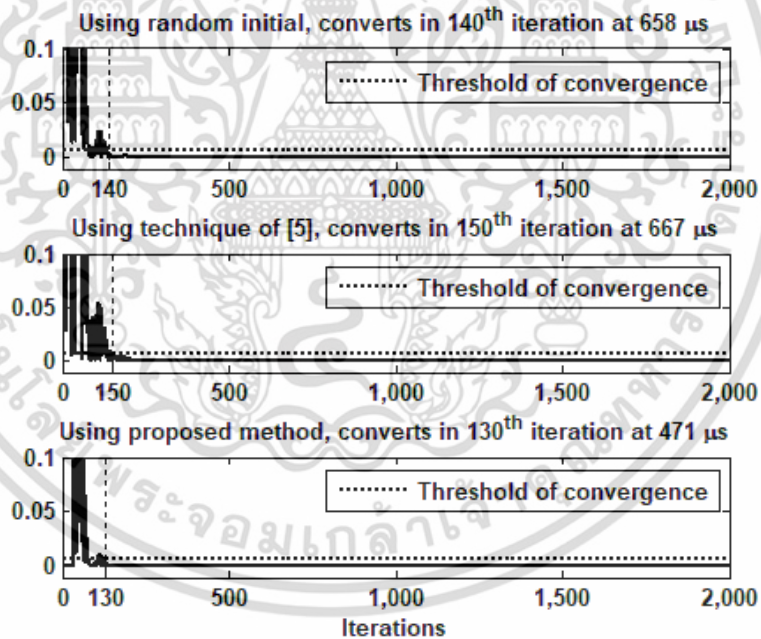


รูปที่ 4.56 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.57 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง
(บน) ขนาด (ล่าง) เฟส



รูปที่ 4.58 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.54 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์แสดงดังรูปที่ 4.55 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วงแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์รวมอยู่ด้วยโดยผลจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีการคงเหลือของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์มากที่สุดซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.56 พบว่าการปรับค่าสัมประสิทธิ์ทั้ง 2 ตัวของทุกวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นมีการปรับค่าไปในทางเดียวกันภายใน 200 รอบแรกของการปรับตัว แต่จะไม่ลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้จากสมการวินเนอร์ฮอฟเนื่องจากเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์มีการเปลี่ยนแปลงจึงส่งผลให้ลักษณะการปรับค่าสัมประสิทธิ์มีการเปลี่ยนแปลงไม่ลู่เข้าสู่ค่าใดค่าหนึ่ง เพื่อให้ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์อ้างอิงเข้าใกล้ค่าที่แท้จริงได้ดังรูปที่ 4.57 ซึ่งจะเห็นได้ว่า ขนาดของสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์อ้างอิงที่ได้จากกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัวจากนั้นขนาดที่ได้จะคงที่ ในขณะที่ผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มเมื่อผ่านไป 200 รอบแรกของการปรับตัวก็จะเข้าสู่ค่าเฟสที่แท้จริงที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ และผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.58 แสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด โดยใช้เกณฑ์การตัดสินใจตามสมการที่ (4.25) จากรูปที่ 4.58 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม, การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] และการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าสูงสุดประมาณ 2, 4 และ 0.3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดมีการเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่ สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.27

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(1.0994) \\
 &= 0.0077 \quad (4.25)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.27 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลง

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด เพาเวอร์ไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0451	0.0575	0.0257
MSE ของระบบ		0.0038	0.0164	0.0002
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		140	150	130
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.7	11
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		658	667	471

4.3.1.5 ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลงโดยขนาดมีการเปลี่ยนแปลงตามหัวข้อที่ 4.3.1.3 และเฟสมีการเปลี่ยนแปลงตามหัวข้อ 4.3.1.4 การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นและผลการจำลองระบบมีรายละเอียดดังนี้

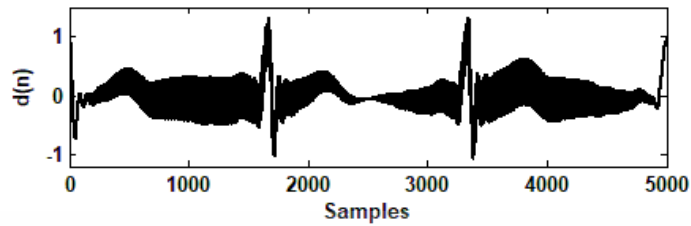
- ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.28

ตารางที่ 4.28 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง

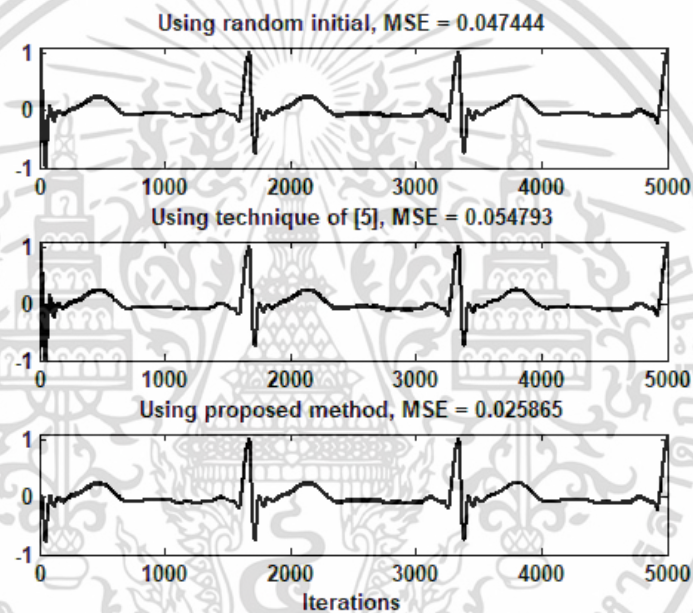
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	32	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.5036 & 0.0189 \\ 0.0189 & 0.4964 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.0163 \quad 0.0163]^T$	$[0.0168 \quad 0.0422]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.0326 \quad 0.0326]^T$	$[0.0303 \quad 0.0838]^T$	$[0.6611 \quad 0.7766]^T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

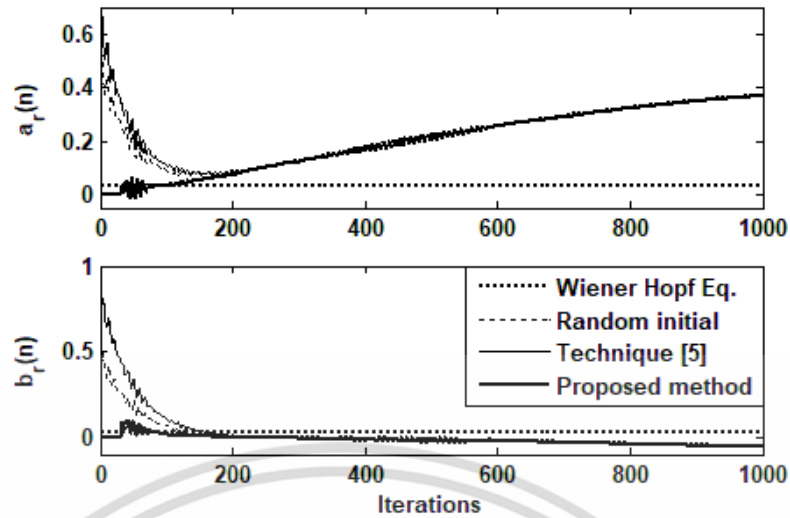
- ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง



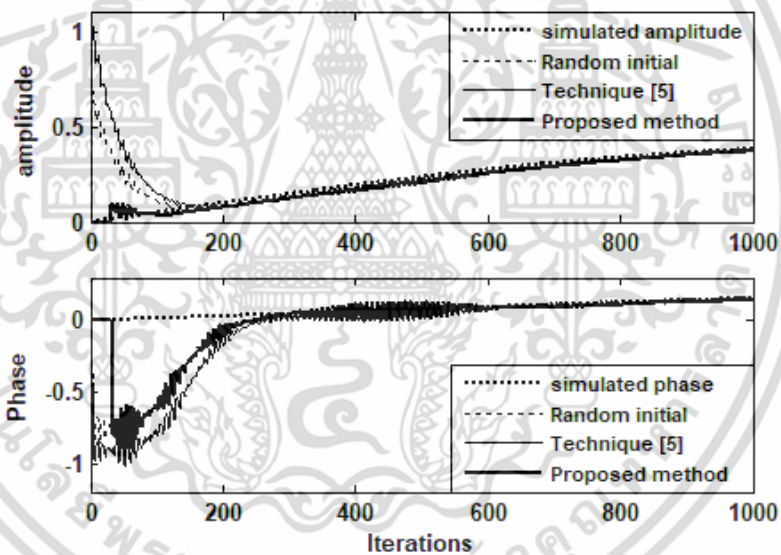
รูปที่ 4.59 สัญญาณขาเข้าของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.60 ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

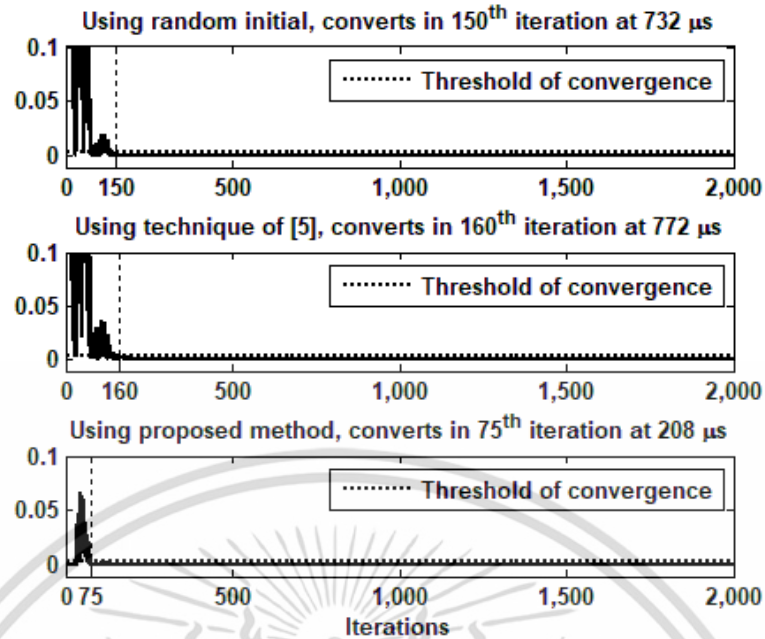


รูปที่ 4.61 สัมประสิทธิ์ตัวกรองสัญญาณของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 4.62 ขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง
(บน) ขนาด (ล่าง) เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.63 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง มีลักษณะของสัญญาณขาเข้าของระบบดังรูปที่ 4.59 โดยผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์แสดงดังรูปที่ 4.60 จากรูปจะเห็นว่า ในช่วง 200 รอบแรกของการปรับตัวยังมีสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์รวมอยู่ด้วยโดยผลจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีการคงเหลือของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์มากที่สุดซึ่งเป็นผลมาจากการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เมื่อพิจารณาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองในรูปที่ 4.61 พบว่าผลการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะไปในทางเดียวกันกับกรณีที่สัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ที่ขนาดเปลี่ยนแปลงแต่เฟสคงที่และกรณีที่ขนาดคงที่แต่เฟสมีการเปลี่ยนแปลงคือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้จะไม่หยุดที่ค่าใดค่าหนึ่งในกรณีนี้จะเห็นได้ชัดกว่ากรณีที่มีเฟสเปลี่ยนแปลงเพียงอย่างเดียว ซึ่งขนาดและเฟสของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์อ้างอิงแสดงดังรูปที่ 4.62 จะเห็นได้ว่า ขนาดที่ได้จากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเข้าใกล้ขนาดที่แท้จริงได้ภายใน 100 รอบแรกของการปรับตัว ส่วนผลการปรับเฟสนั้นจะใกล้เคียงกับการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม และผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.63 แสดงให้เห็นว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อย

ที่สุด โดยใช้เกณฑ์การตัดสินใจตามสมการที่ (4.26) จากรูปที่ 4.63 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 2 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.29

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 \quad (3) \\ &= 0.007(0.6023) \\ &= 0.0042 \end{aligned} \quad (4.26)$$

ตารางที่ 4.29 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ที่ขนาดและเฟสมีการเปลี่ยนแปลง

ตัวชี้วัด	ระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0474	0.0548	0.0257
MSE ของระบบ		0.0054	0.0127	0.0004
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (รอบ)		150	160	75
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	0.7	11
เวลารวมในการเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)		732	772	208

จากผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจทั้ง 4 กรณีแสดงให้เห็นว่า ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ได้ดีไม่ว่าขนาดและเฟสของสัญญาณจะคงที่หรือมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ และเมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณตามวิธีที่ได้นำเสนอทำให้ผลการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์มีความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสมน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ทั้ง 4 กรณี จึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังนี้

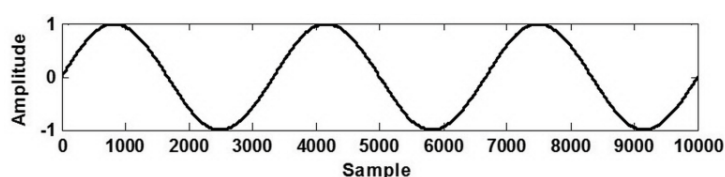
ตารางที่ 4.30 ผลการจำลองระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์ของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

ลักษณะของสัญญาณแทรกสอดพาเวอริไลน์			$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)
ขนาด, เฟสคงที่	SNR	10	0.0075	0.0257	85	269
		0	0.0075	0.0257	90	294
		-10	0.0075	0.0257	80	248
ขนาดเปลี่ยนแปลง			0.0074	0.0215	80	225
เฟสเปลี่ยนแปลง			0.0859	0.0257	130	472
ขนาด, เฟสเปลี่ยนแปลง			0.0026	0.0257	75	208

4.3.2 ระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

การจำลองระบบเพื่อประยุกต์ใช้งานค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอให้กับระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก โดยใช้การติมอดูเลตสัญญาณ 3 ประเภทคือ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด (amplitude modulation: AM), สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส (phase modulation: PM) และสัญญาณมอดูเลตเชิงความถี่ (frequency modulation: FM) และแต่ละประเภทจะมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบการทำงานของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น 3 แบบ คือ แบบสุ่ม, วิธี [5] และวิธีที่นำเสนอ

ระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกจะกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณของระบบตามตารางที่ 4.31 โดยสัญญาณข่าวสารที่ใช้ในการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณแสดงดังรูปที่ 4.64 ค่า SNR ของระบบคือ อัตราส่วนของกำลังสัญญาณมอดูเลตกับกำลังสัญญาณรบกวน, ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบคือความผิดพลาดระหว่างสัญญาณข่าวสารกับสัญญาณที่กู้ได้จากตัวกรอง และพารามิเตอร์ของตัวกรองสัญญาณนั้นจะต้องทำการหาจากกราฟต่างๆ ตามหัวข้อดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.64 สัญญาณข่าวสารที่ใช้ในการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.31 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบติ่มอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

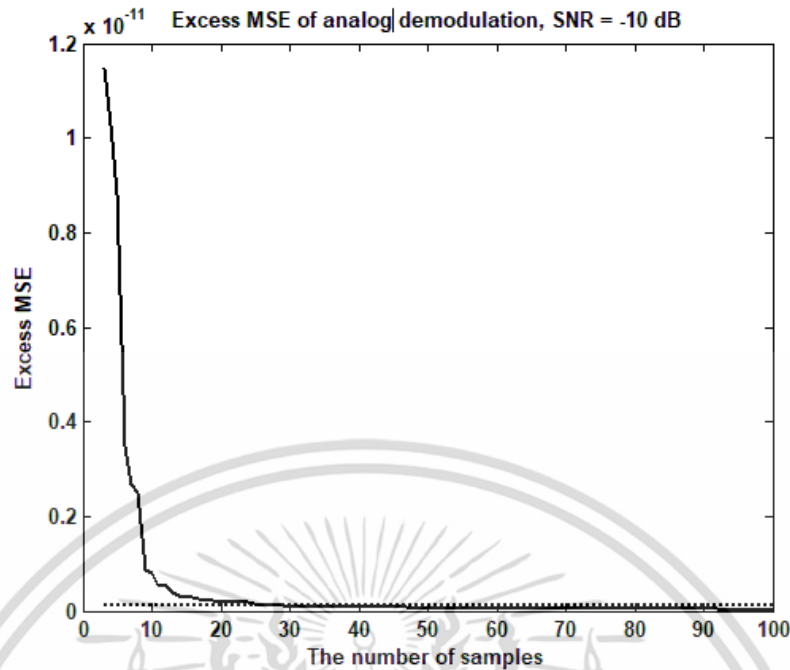
พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
สัญญาณข่าวสาร	สัญญาณไซน์ซอียดอลที่มีขนาด 1 หน่วย ความถี่เชิงมุม 0.0006π rad/s
คลื่นพาห้	สัญญาณไซน์ซอียดอลที่มีขนาด 1 หน่วย ความถี่เชิงมุม 0.03π rad/s
ดัชนีการมอดูเลต	1
สัญญาณขาเข้าตัวกรอง	สัญญาณไซน์ซอียดอลที่มีความถี่ตรงกับคลื่นพาห้และมีขนาด 1 หน่วย
สัญญาณขาเข้าของระบบ	สัญญาณมอดูเลตที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB
สัญญาณรบกวน	สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนขาว ซึ่งมีความแปรปรวนเมื่อมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB ในระบบต่างๆ ตามลำดับดังนี้ - การติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มใช้ความแปรปรวนเท่ากับ 0.075, 0.75 และ 7.5 ตามลำดับ - การติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มและเอฟเอ็มใช้ความแปรปรวนเท่ากับ 0.05, 0.5 และ 5 ตามลำดับ

4.3.2.1 การหาพารามิเตอร์ต่างๆของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับระบบติ่มอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

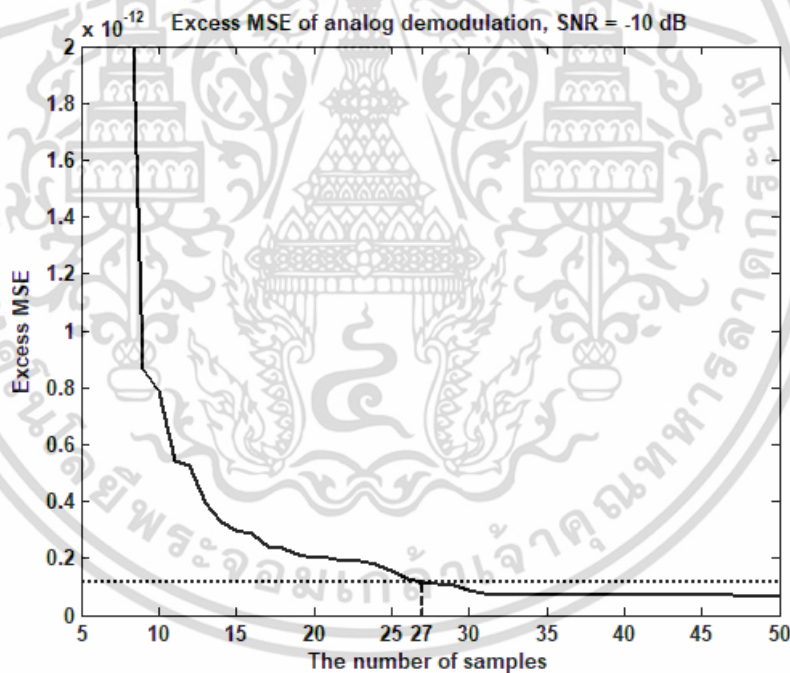
สำหรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบติ่มอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

- **ขนาดชั้น** เนื่องจากสัญญาณขาเข้าของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เป็นสัญญาณไซน์ซอียดอลเหมือนกับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ จึงทำให้ได้เมตริกซ์ \mathbf{R}_{xx} เท่ากัน ดังนั้นค่าขนาดชั้นที่ได้จึงเท่ากับ 0.02 เช่นเดียวกับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดพาเวอร์ไลน์ตามรูปที่ 4.32

- **จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น** จะหาจากกราฟความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่เกิดขึ้นของสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มาใช้ในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.65 จากรูปที่ 4.65 จำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมสำหรับระบบติ่มอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกคือ 27 ตัวอย่าง



ก) จำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณอยู่ในช่วง 0 ถึง 100 ตัวอย่าง



ข) จุดตัดของกราฟในการหาจำนวนตัวอย่างที่เหมาะสมที่ใช้ในการคำนวณ

รูปที่ 4.65 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณกับความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก

4.3.2.2 ระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม

- ระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

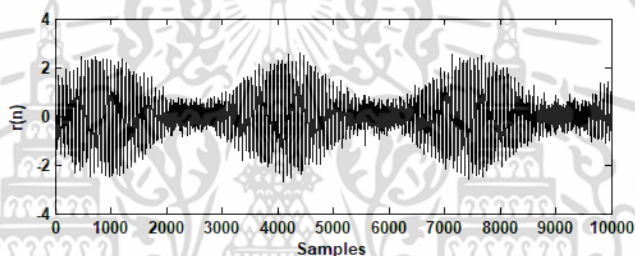
ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

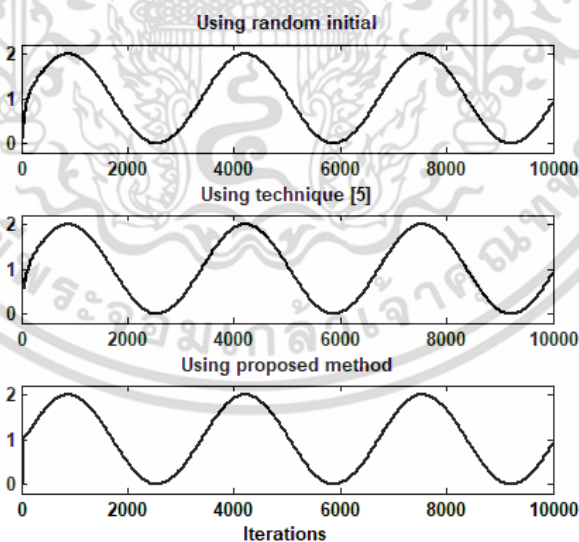
ตารางที่ 4.32 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.5 \quad -0.0004]^T$	$[0.4232 \quad 0.0680]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.9999 \quad -0.0007]^T$	$[1.0214 \quad -0.0068]^T$	$[1.0547 \quad -0.7959]^T$

● ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB



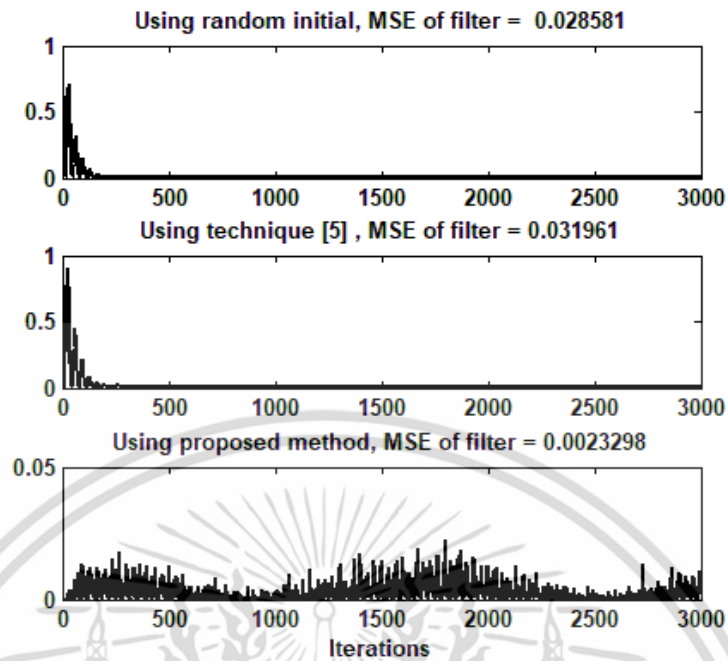
รูปที่ 4.66 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB



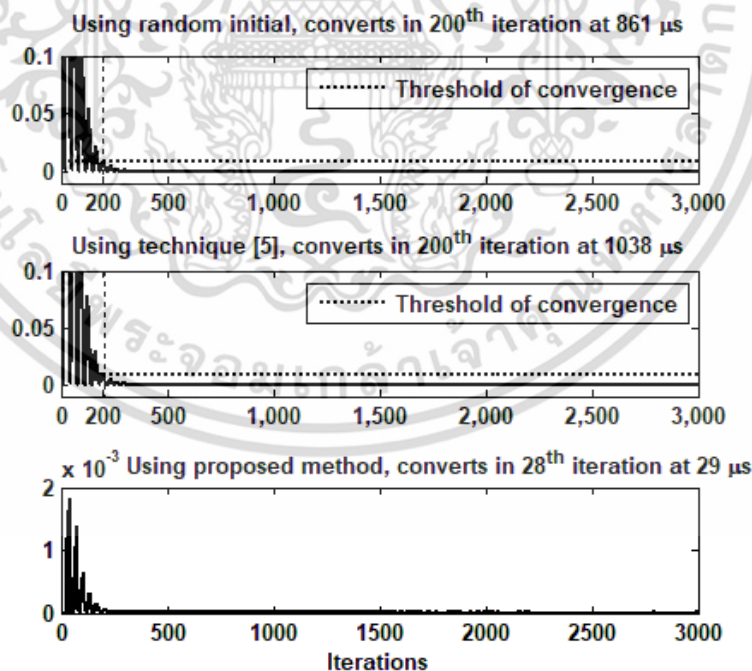
รูปที่ 4.67 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.68 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.69 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB มีลักษณะของสัญญาณเอเอ็มที่ถูกรบกวนดังรูปที่ 4.66 โดยผลการติมอดูเลตสัญญาณคือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง สำหรับผลการติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มคือ สัมประสิทธิ์เชิงขนาดของตัวกรองแสดงดังรูปที่ 4.67 จากรูปจะเห็นว่า มีเพียงช่วงเริ่มต้นของการปรับตัวเท่านั้นที่ลักษณะของสัญญาณมีความผิดเพี้ยนไปเป็นผลมาจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของแต่ละวิธี และเมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.68 จะเห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.69 จะนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.27) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.69 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 0.8 และ 1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.33

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e^{2} (3) \\ &= 0.007(1.1627) \\ &= 0.0081 \end{aligned} \quad (4.27)$$

ตารางที่ 4.33 ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติมอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0285	0.0320	0.0023
MSE ของระบบ		0.0546	0.0220	0.0035
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		200	200	28
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	128	19
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		861	1,038	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

การจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

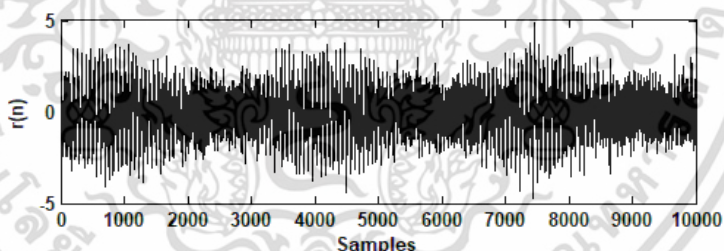
ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.34

ตารางที่ 4.34 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า

SNR = 0 dB

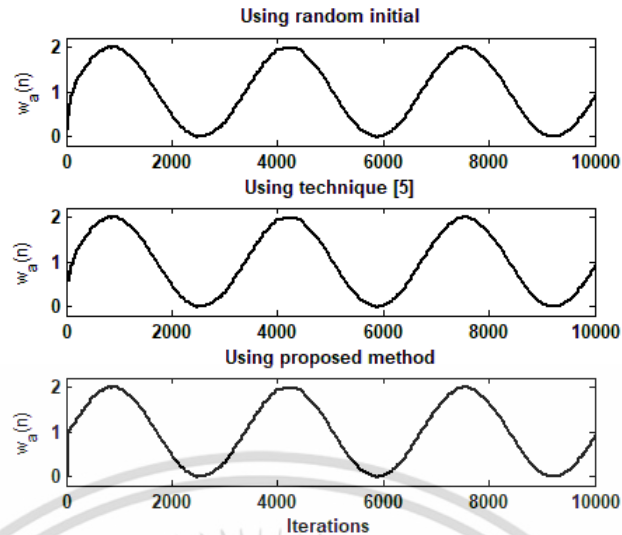
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.4999 \quad -0.0006]^T$	$[0.4233 \quad 0.0727]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.9997 \quad -0.0012]^T$	$[1.0204 \quad 0.0013]^T$	$[1.0831 \quad -0.5655]^T$

- ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB



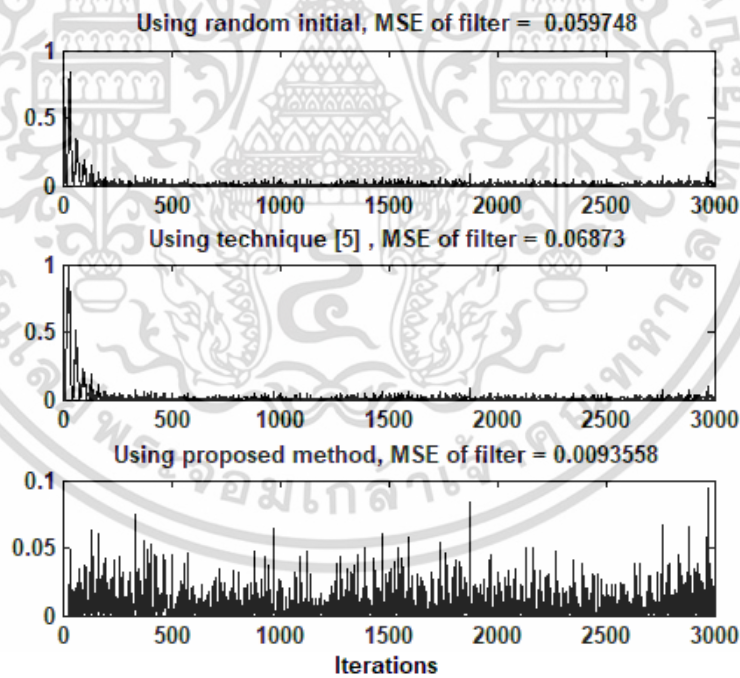
รูปที่ 4.70 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.71 ผลการตีמודูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

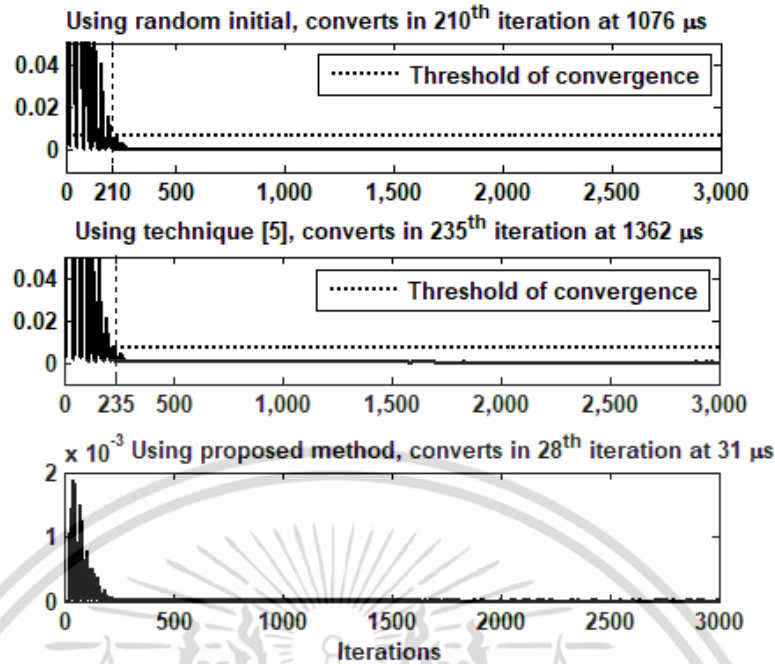
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.72 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีמודูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.73 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะของสัญญาณเอเอ็มที่ถูกบวกรวมดังรูปที่ 4.70 โดยผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.71 จากรูปจะเห็นว่า ผลการตีมอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีไม่แตกต่างกันมากนัก จึงต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.72 ประกอบด้วย พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อย ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.73 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.28) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.73 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 1 ทั้ง 2 วิธี ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.35

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e^2_{\text{rex}} \quad (3) \\ &= 0.007(1.0130) \\ &= 0.0071 \end{aligned} \quad (4.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.35 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็ม	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0597	0.0687	0.0094
MSE ของระบบ		0.0502	0.0231	0.0042
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		210	235	28
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	127	21
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		1,076	1,362	31

• ระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

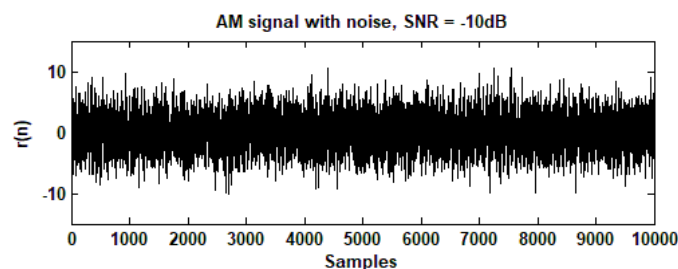
การจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.36

ตารางที่ 4.36 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

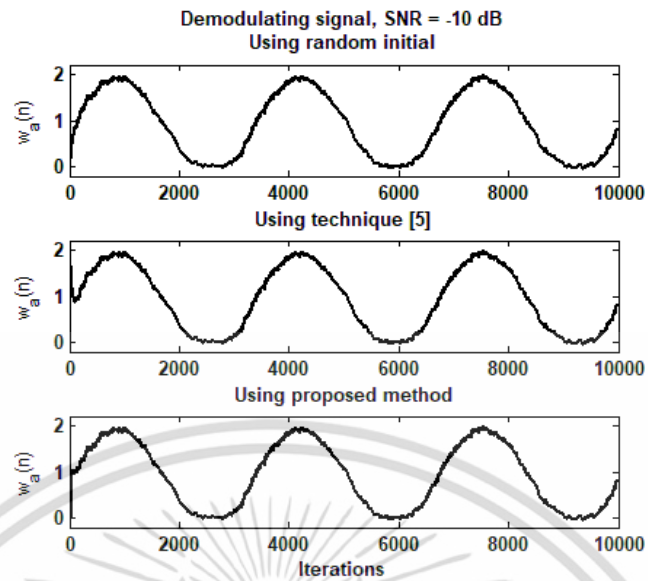
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.4971 \quad -0.0017]^T$	$[0.4048 \quad 0.0585]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.9941 \quad -0.0035]^T$	$[0.9789 \quad -0.0180]^T$	$[2.5295 \quad -0.8796]^T$

• ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

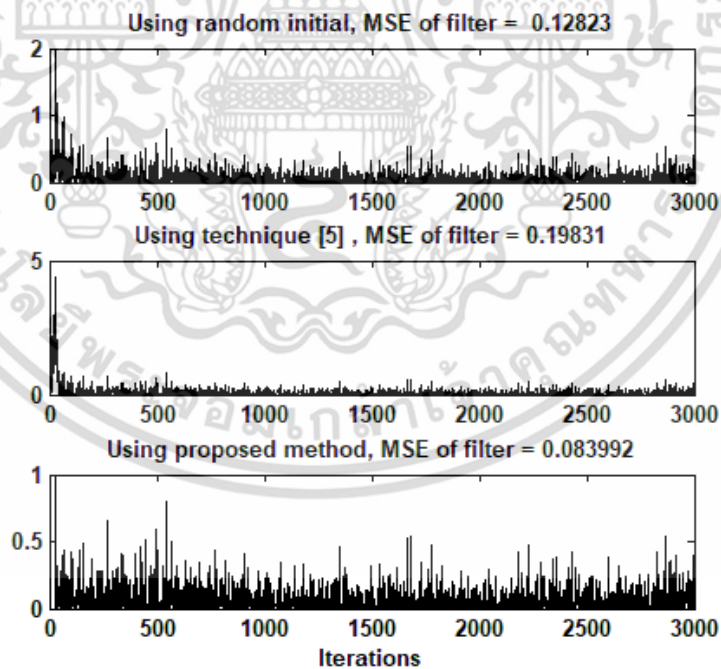


รูปที่ 4.74 สัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

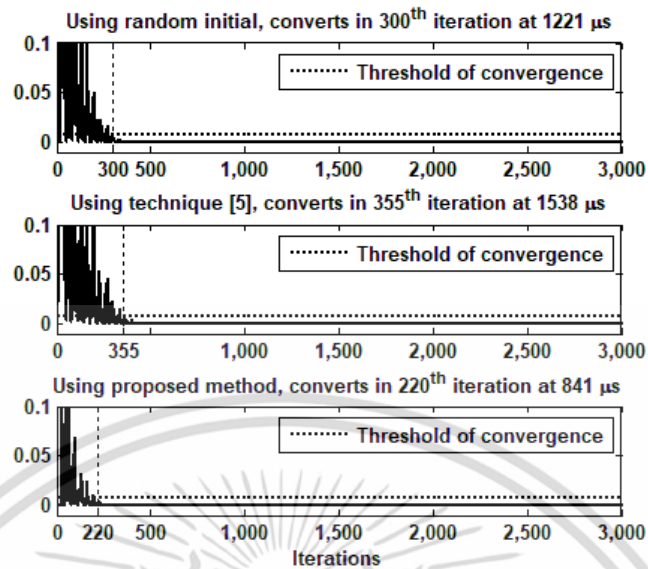


รูปที่ 4.75 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.76 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบดีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.77 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีลักษณะของสัญญาณเอเอ็มที่ถูกรบกวนดังรูปที่ 4.74 โดยผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.75 จากรูปจะเห็นว่า ผลการตีมอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีมีความผิดพลาดของสัญญาณไม่แตกต่างกันพอให้เห็นความแตกต่างของแต่ละวิธีจึงพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.76 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.77 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.29) แสดงให้เห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.77 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม, การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] และการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าสูงสุดประมาณ 2, 4 และ 0.3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.37

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 (3) \\
 &= 0.007(1.1363) \\
 &= 0.0080
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

ตารางที่ 4.37 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
	แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.1282	0.1983	0.0840
MSE ของระบบ	0.0664	0.0673	0.0208
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (รอบ)	300	355	220
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	128	19
เวลารวมในการเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)	1,221	1,538	841

จากการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB พบว่ามีผลไปในทางเดียวกัน นั่นคือการตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มได้ผลไม่ต่างกันมากนักมีเพียงช่วงเริ่มต้นของการปรับตัวเท่านั้นที่แตกต่างกันตามค่าเงื่อนไขเริ่มต้นที่กำหนดในแต่ละวิธี ซึ่งจะส่งผลต่อค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม โดยผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มชี้ให้เห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและใช้เวลาในการปรับตัวยุทธ์ที่สุด ไม่ว่าสัญญาณจะมีค่า SNR เท่าใดก็ตาม เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเมื่อสัญญาณมีค่า SNR ต่างกันจึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังนี้

ตารางที่ 4.38 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

SNR (dB)	$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สถานะที่เหมาะสม (μs)
10	0.0005	0.0023	28	29
0	0.0004	0.0094	28	31
-10	0.0004	0.0840	220	841

4.3.2.3 ระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม

- ระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

การจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นและผลการจำลองระบบดังนี้

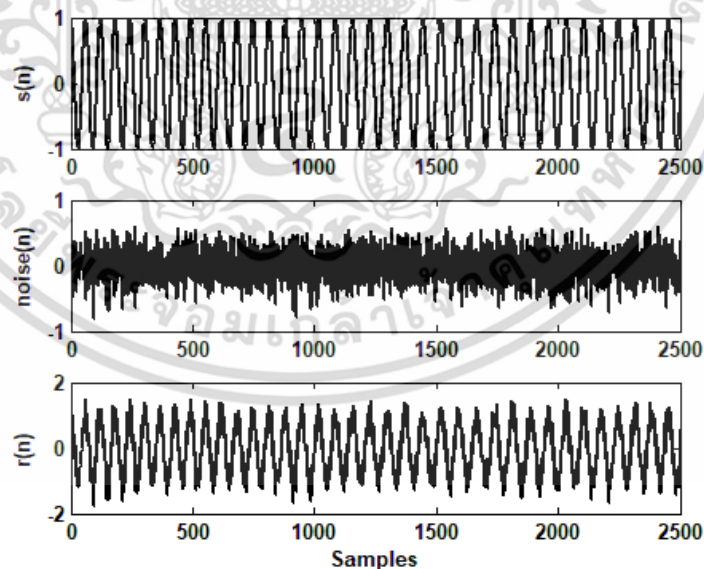
ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.39

ตารางที่ 4.39 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า

SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.3825 \quad -0.0001]^T$	$[0.4198 \quad 0.0588]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.7650 \quad -0.0002]^T$	$[1.0158 \quad -0.0220]^T$	$[1.0208 \quad -0.9425]^T$

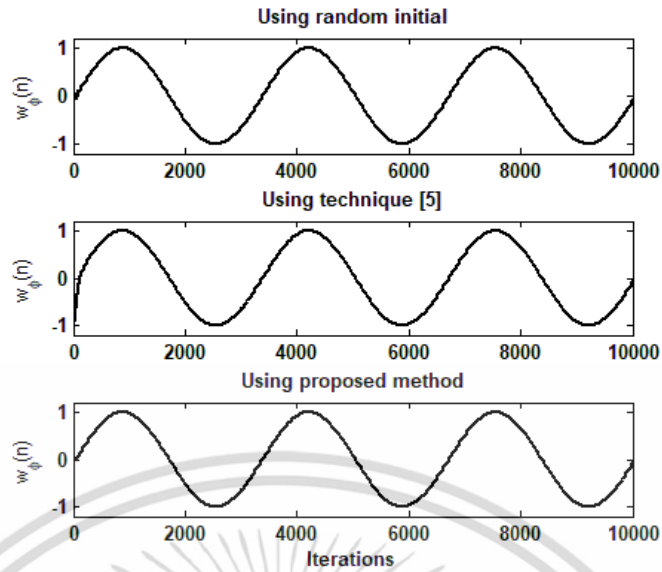
- ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB



รูปที่ 4.78 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

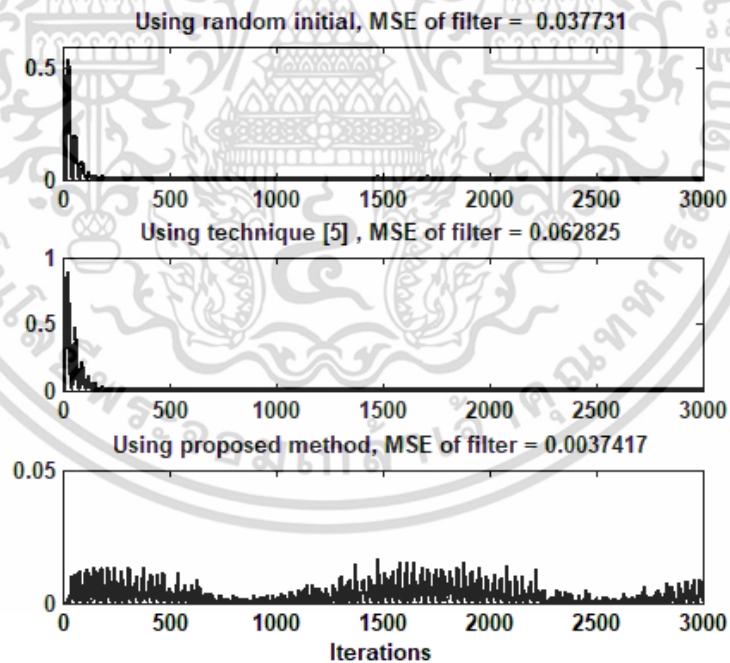
(บน) สัญญาณพีเอ็ม (กลาง) สัญญาณรบกวน (ล่าง) สัญญาณพีเอ็มที่ถูกรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.79 ผลการตีמודูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

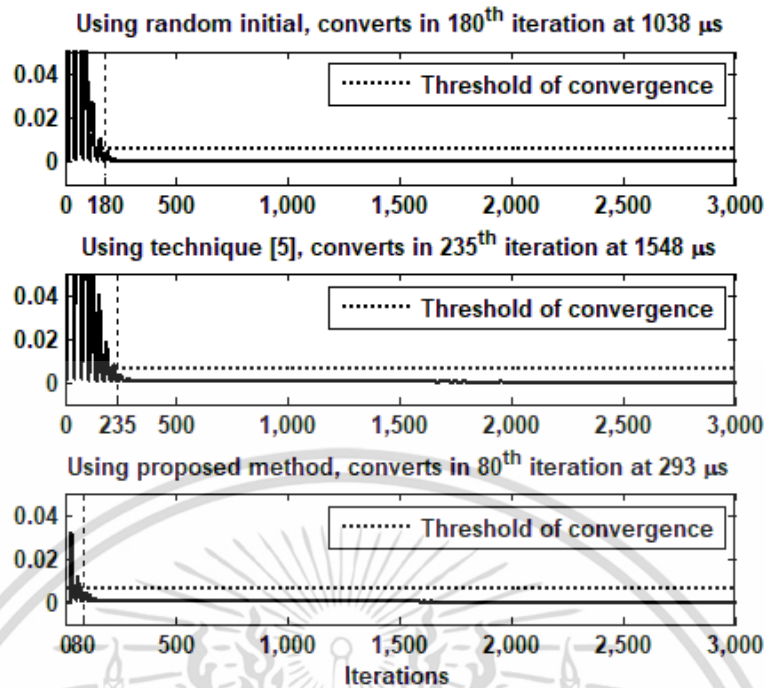
(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.80 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีמודูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.81 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB มีลักษณะของสัญญาณพีเอ็มที่ถูกบวกรวมดังรูปที่ 4.78 โดยผลการตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มคือ สัมประสิทธิ์เชิงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงแสดงดังรูปที่ 4.79 จากรูปจะเห็นว่า มีเพียงช่วงเริ่มต้นของการปรับตัวเท่านั้นที่ลักษณะของสัญญาณมีความผิดเพี้ยนไปเป็นผลมาจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของแต่ละวิธี และเมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.80 จะเห็นได้ชัดเจนยิ่งขึ้นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอทำให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองตามรูปที่ 4.81 จะนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม โดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.30) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.81 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 0.6 และ 1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.40

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(0.9079) \\
 &= 0.0064 \quad (4.30)
 \end{aligned}$$

ตารางที่ 4.40 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม		
	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	แบบสุ่ม	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.0377	0.0628	0.0037
MSE ของระบบ	0.0042	0.0559	0.0038
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	180	235	80
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	121	19
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	1,038	1,548	293

● ระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นและผลการจำลองระบบดังนี้

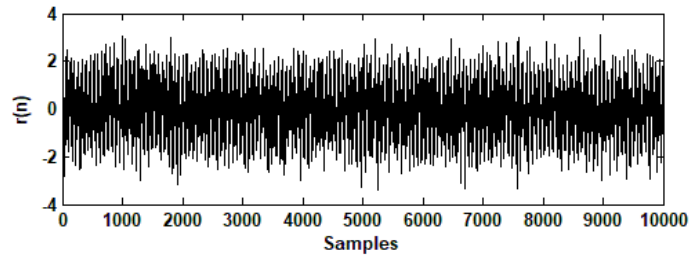
ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.41

ตารางที่ 4.41 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

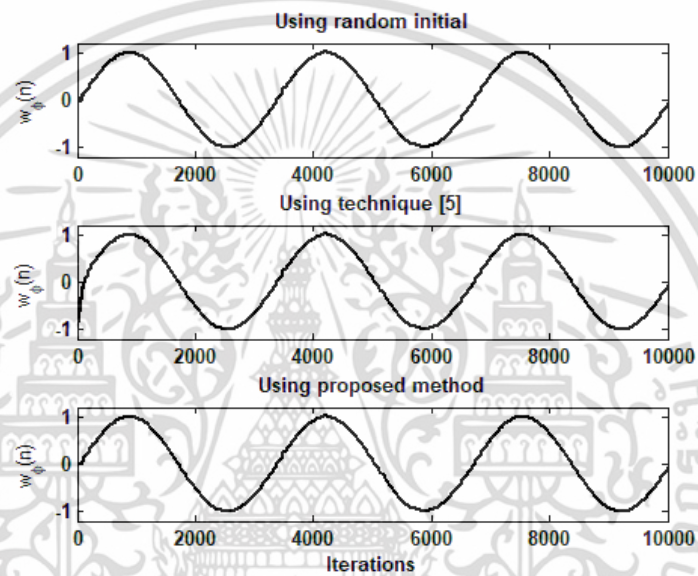
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.3821 \quad -0.0006]^T$	$[0.4206 \quad 0.0678]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.7642 \quad -0.0011]^T$	$[1.0152 \quad -0.0065]^T$	$[1.1337 \quad -0.7749]^T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

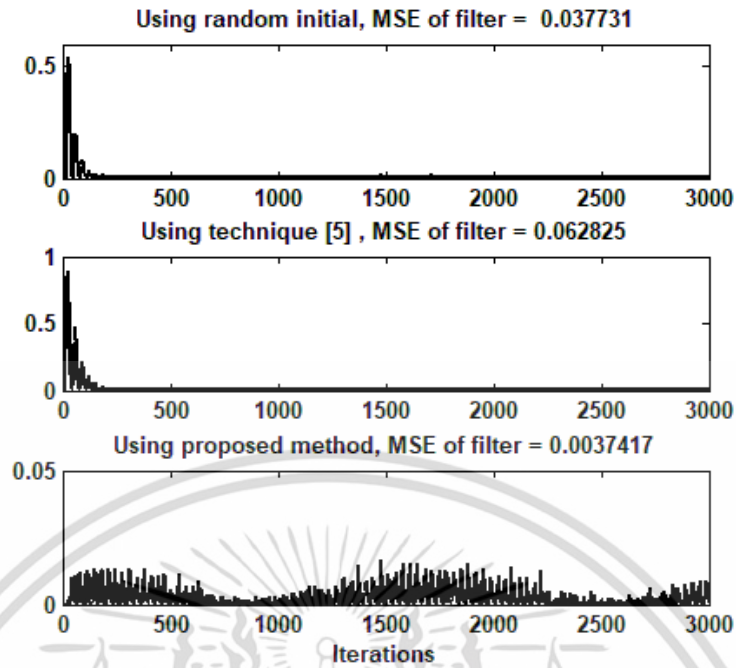


รูปที่ 4.82 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

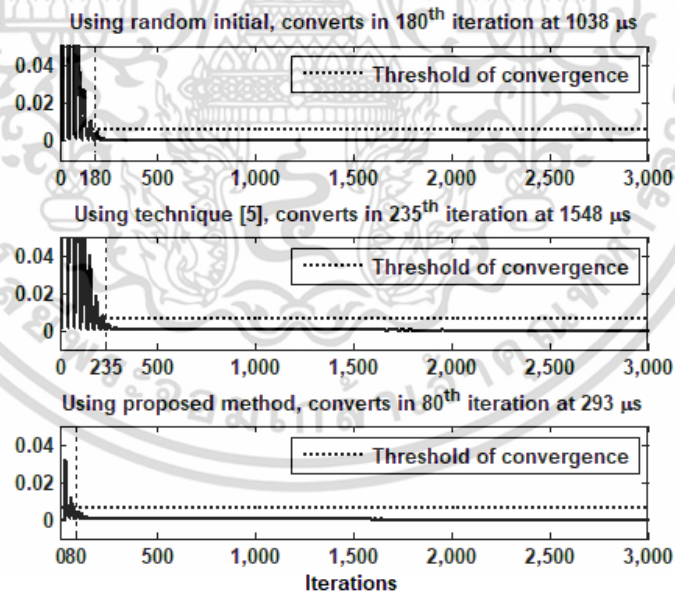


รูปที่ 4.83 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.84 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.85 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบคิมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะของสัญญาณพีเอ็มที่ถูกบวกรูปที่ 4.82 โดยผลการติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.83 จากรูปจะเห็นว่า ผลการติ่มอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีไม่แตกต่างกันมากนัก จึงต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.84 ประกอบด้วย ซึ่งพบว่าจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อย ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.85 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.31) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.85 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 0.6 และ 1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.42

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e^{r_{ex}} (3) \\ &= 0.007(0.8630) \\ &= 0.0060 \end{aligned} \quad (4.31)$$

ตารางที่ 4.42 ผลการจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0416	0.0718	0.0067
MSE ของระบบ		0.0036	0.0485	0.0035
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		210	235	110
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	168	30
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		1,235	1,581	573

● ระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

การจำลองระบบติ่มอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.43

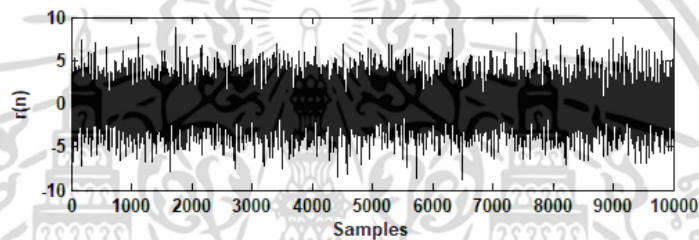
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.43 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า

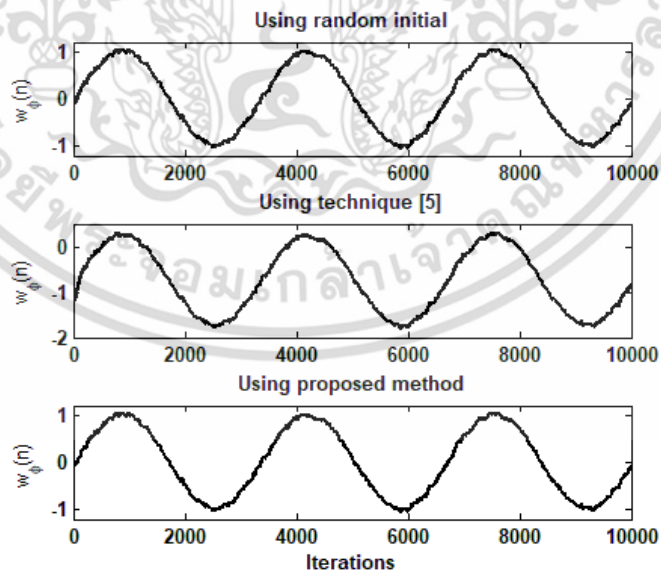
$$\text{SNR} = -10 \text{ dB}$$

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[0.3838 \quad -0.0003]^T$	$[0.4137 \quad 0.0611]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[0.7676 \quad -0.0007]^T$	$[1.0002 \quad -0.0161]^T$	$[1.9162 \quad -0.9634]^T$

- ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB



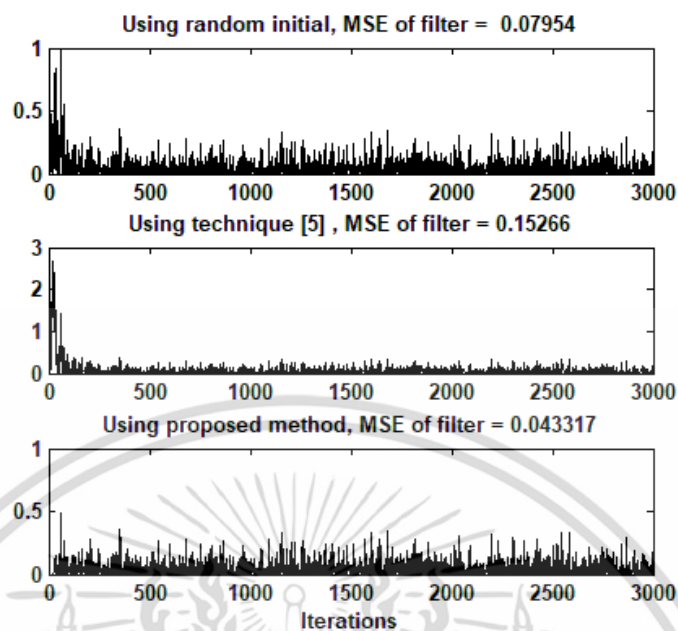
รูปที่ 4.86 สัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB



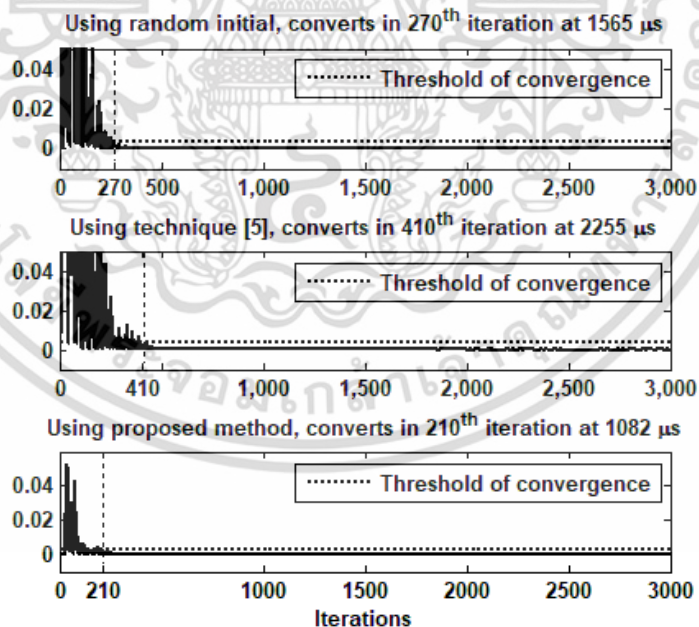
รูปที่ 4.87 ผลการตีมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.88 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบติดดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.89 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบติดดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีลักษณะของสัญญาณพีเอ็มที่ถูกบวกรูปที่ 4.86 โดยผลการติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.87 จากรูปจะเห็นว่า ผลการติมอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีมีความผิดพลาดต่างกันเพื่อให้เห็นความแตกต่างของแต่ละวิธีจึงพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.88 พบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.89 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม โดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.32) แสดงให้เห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.89 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 1 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.44

$$\begin{aligned} \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{ret}}^2 \quad (3) \\ &= 0.007(0.4827) \\ &= 0.0034 \end{aligned} \quad (4.32)$$

ตารางที่ 4.44 ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็ม	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
		แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง		0.0795	1,527	0.0433
MSE ของระบบ		0.0041	0.7041	0.0041
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)		270	410	210
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)		0	178	32
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)		1,565	2,255	1,082

จากผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มเมื่อมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB พบว่าผลการติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มคือสัมประสิทธิ์เชิงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิง ซึ่งผลการติมอดูเลตสัญญาณพีเอ็มที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นทั้ง 3 วิธีให้ผลลัพธ์โดยรวมของสัญญาณไม่ต่างกันนัก แต่เมื่อพิจารณาเฉพาะช่วง 500 รอบแรกของการปรับตัวจะเห็นได้ชัดว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่าวิธีอื่นๆ ส่งผลให้มีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดและเมื่อพิจารณาผลต่างกำลังสองของตัวกรองพบว่า การกำหนดเงื่อนไขเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นที่นำเสนอใช้เวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด ซึ่งผลการตีความสัญญาณพีเอ็มนี้ไปในทางเดียวกันไม่ว่าสัญญาณจะมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB หรือ -10 dB ก็ตาม เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอเมื่อสัญญาณมีค่า SNR ต่างกันจึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังนี้

ตารางที่ 4.45 ผลการจำลองระบบตีความสัญญาณพีเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

SNR (dB)	$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)
10	0.0634	0.0037	80	293
0	0.0630	0.0067	110	573
-10	0.0543	0.0433	210	1,082

4.3.2.4 ระบบตีความสัญญาณเอฟเอ็ม

● ระบบตีความสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

การจำลองระบบตีความสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.46

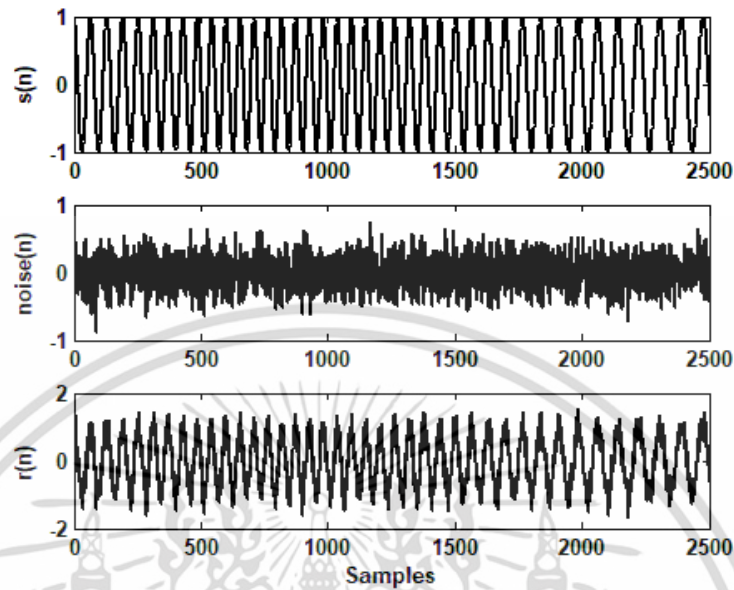
ตารางที่ 4.46 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีความสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า

SNR = 10 dB

พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[-0.0088 \quad -0.0747]^T$	$[0.4153 \quad 0.0665]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[-0.0176 \quad -0.1494]^T$	$[1.0023 \quad -0.0071]^T$	$[1.0301 \quad -0.8796]^T$

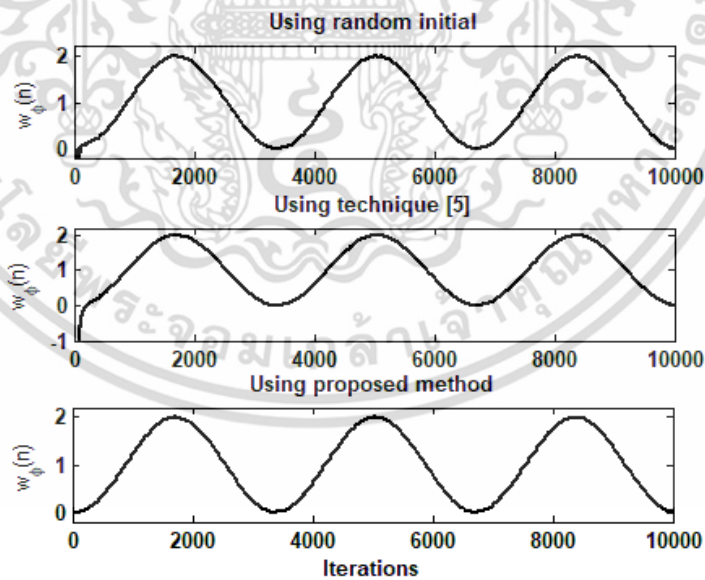
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB



รูปที่ 4.90 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

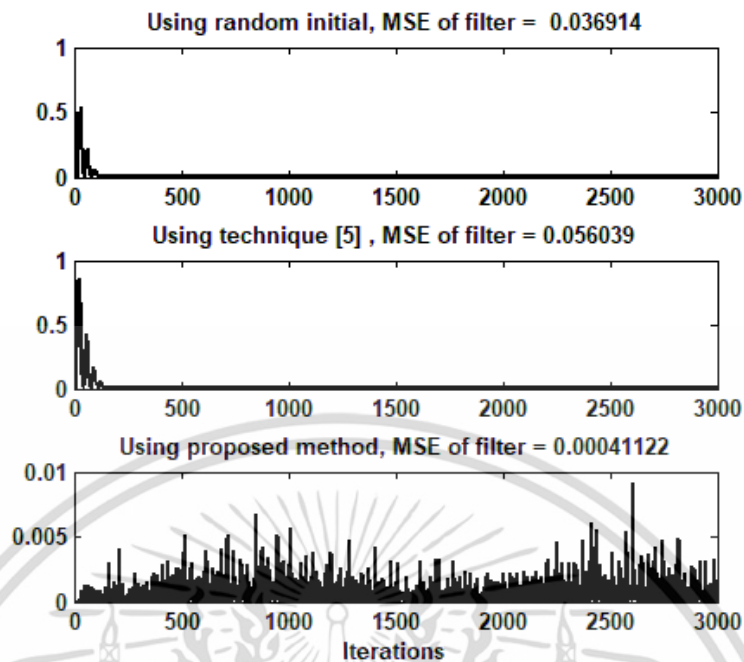
(บน) สัญญาณเอฟเอ็ม (กลาง) สัญญาณรบกวน (ล่าง)
สัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกรบกวน



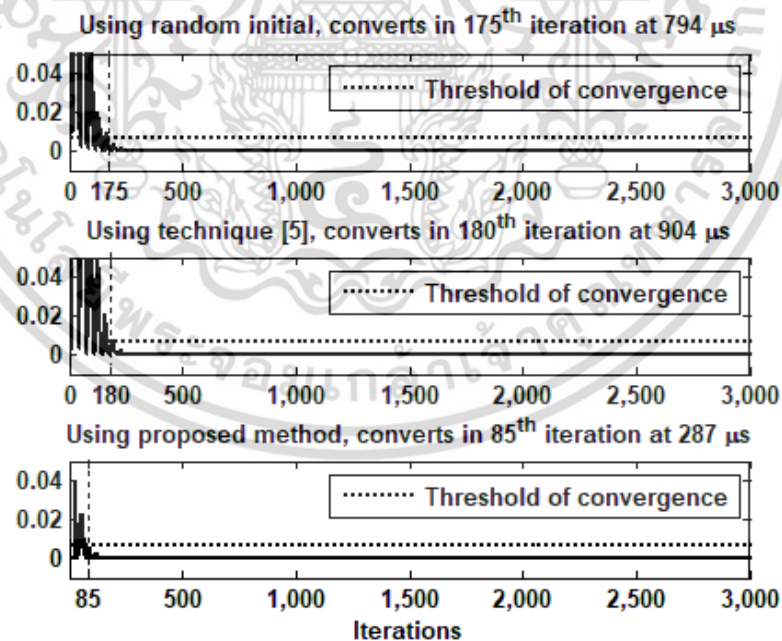
รูปที่ 4.91 ผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

(บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.92 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.93 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB มีลักษณะของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกปรับรูปที่ 4.90 โดยผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มคือ สัมประสิทธิ์เชิงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงรูปที่ 4.91 ซึ่งสามารถกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้จากการนำสัญญาณนี้ไปทำอนุพันธ์ จากรูปที่ 4.91 จะเห็นว่า มีเพียงช่วงเริ่มต้นของการปรับตัวเท่านั้นที่ลักษณะของสัญญาณมีความผิดเพี้ยนไปเป็นผลมาจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของแต่ละวิธี โดยวิธีตาม [5] มีลักษณะความผิดเพี้ยนอย่างเห็นได้ชัด และเมื่อพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.92 จะเห็นได้ชัดเจนนยิ่งขึ้นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอทำให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด ส่วนผลต่างความผิดพลาดกำลังสองตามรูปที่ 4.93 จะนำมาพิจารณาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.33) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.93 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 0.6 และ 1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.47

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{\text{rex}}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(0.9816) \\
 &= 0.0069
 \end{aligned}
 \tag{4.33}$$

ตารางที่ 4.47 ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม			วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
	แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ			
MSE ของตัวกรอง	0.0369	0.0560	0.0004			
MSE ของระบบ	0.0345	0.0410	0.0354			
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	175	185	85			
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	115	18			
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	794	904	287			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

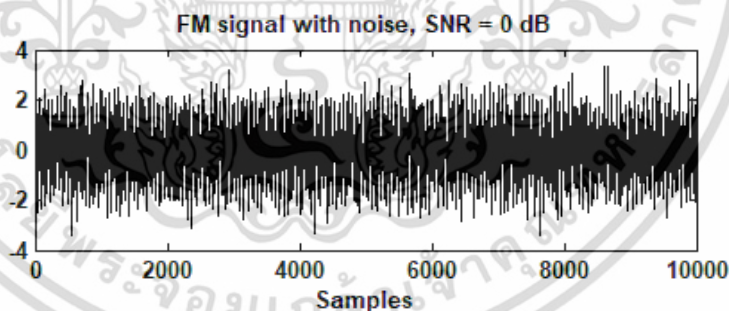
ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.48

ตารางที่ 4.48 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า

SNR = 0 dB

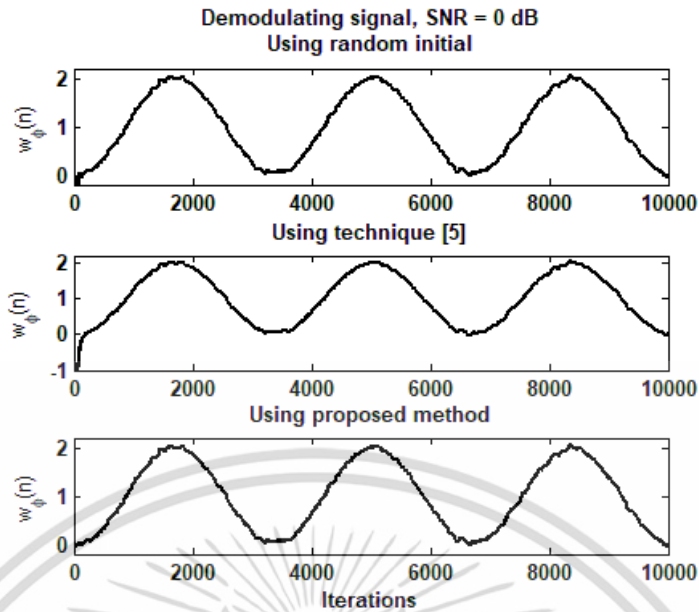
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[-0.0088 \quad -0.0747]^T$	$[0.4153 \quad 0.0665]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[-0.0176 \quad -0.1494]^T$	$[1.0023 \quad -0.0071]^T$	$[1.0301 \quad -0.8796]^T$

- ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

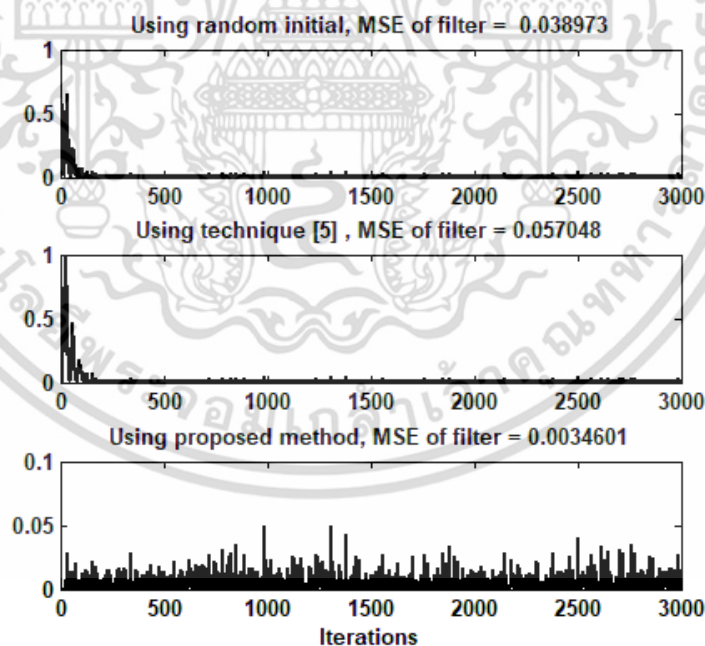


รูปที่ 4.94 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

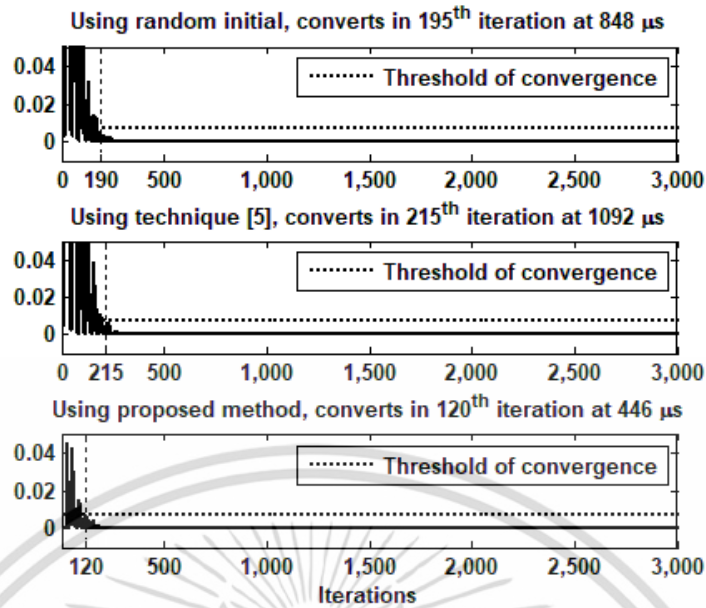


รูปที่ 4.95 ผลการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.96 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.97 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB มีลักษณะของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกปรับตามรูปที่ 4.94 โดยผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.95 จากรูปจะเห็นว่า ผลการตีมอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีไม่แตกต่างกันมากนัก จึงต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.96 ประกอบด้วย ซึ่งพบว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอมีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อยส่งผลให้เกิดความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.97 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.34) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.97 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 0.6 และ 1 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.49

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 \quad (3) \\
 &= 0.007(1.0231) \\
 &= 0.0716
 \end{aligned}
 \tag{4.34}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.49 ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 0 dB

ตัวชี้วัด	ระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม		
	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
	แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.0390	0.0570	0.0346
MSE ของระบบ	0.0210	0.0228	0.0210
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	190	215	120
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	126	18
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	848	1,092	446

• ระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

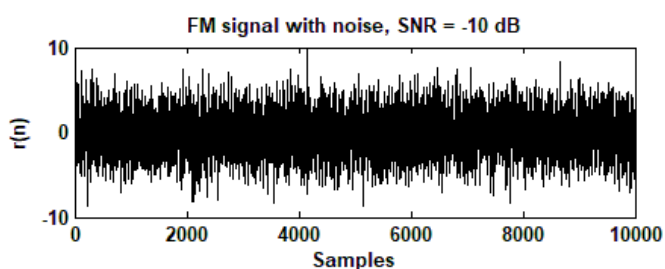
การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลการจำลองระบบดังนี้

ค่าเงื่อนไขเริ่มต้น แสดงดังตารางที่ 4.50

ตารางที่ 4.50 เปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

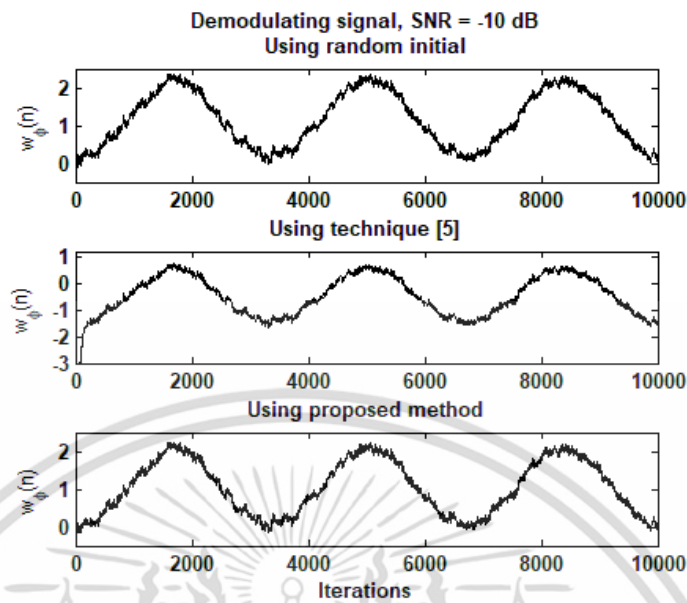
พารามิเตอร์	สมการวินเนอร์ฮอฟ (จำนวนตัวอย่างที่ใช้ในการคำนวณ)		วิธี [5]
	10,000	27	
เมตริกซ์ $\hat{\mathbf{R}}_{xx}$	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.4148 & 0.0705 \\ 0.0705 & 0.5852 \end{bmatrix}$	-
เวกเตอร์ $\hat{\mathbf{r}}_{dx}$	$[-0.0088 \quad -0.0747]^T$	$[0.4153 \quad 0.0665]^T$	-
เงื่อนไขเริ่มต้น $\mathbf{w}(0)$	$[-0.0176 \quad -0.1494]^T$	$[1.0023 \quad -0.0071]^T$	$[1.0301 \quad -0.8796]^T$

• ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

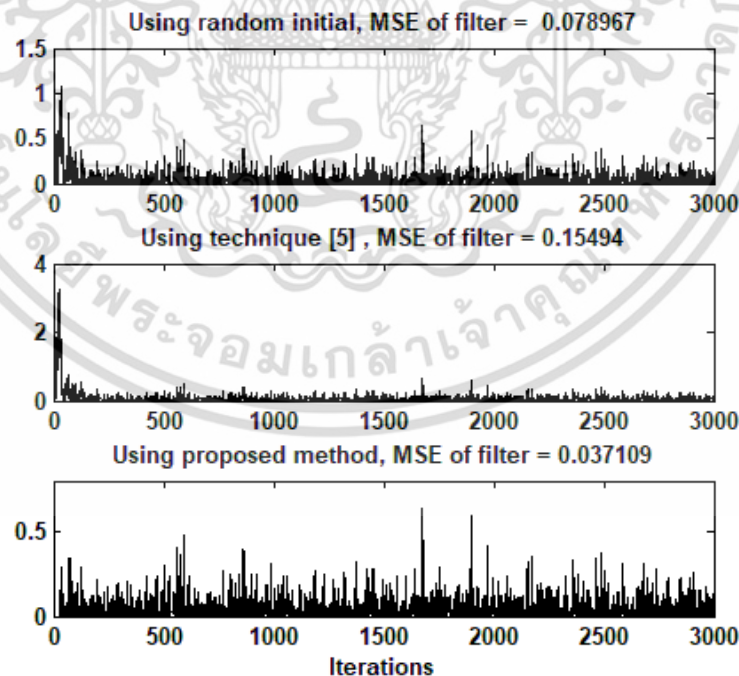


รูปที่ 4.98 สัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

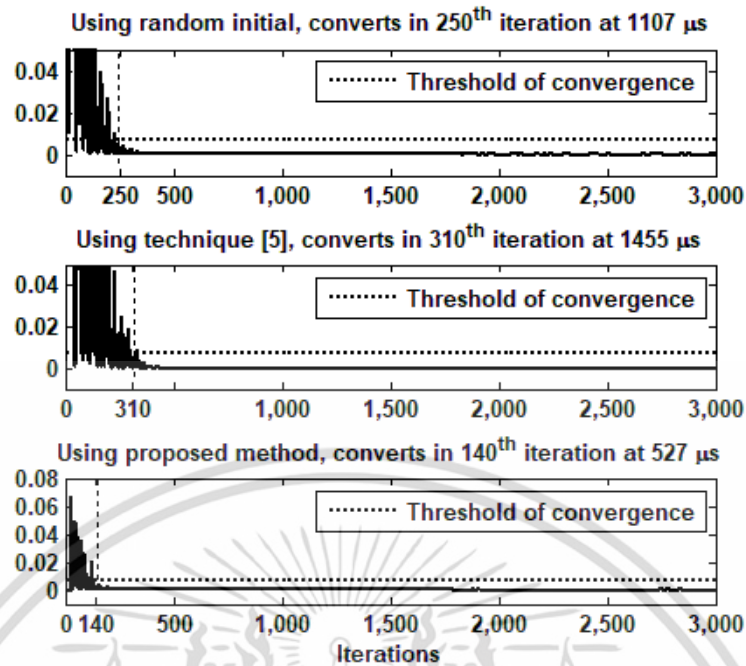


รูปที่ 4.99 ผลการตีמודูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ



รูปที่ 4.100 ความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีמודูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.101 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB (บน) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม (กลาง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] (ล่าง) ระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่ได้นำเสนอ

การจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB มีลักษณะของสัญญาณเอฟเอ็มที่ถูกปรับตามรูปที่ 4.98 โดยผลการตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มแสดงดังรูปที่ 4.99 จากรูปจะเห็นว่า ผลการตีมอดูเลตสัญญาณจากการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแต่ละวิธีไม่แตกต่างกันมากนัก จึงต้องพิจารณาค่าความผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.100 ด้วย ซึ่งพบว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ มีค่าความผิดพลาดกำลังสองในช่วงเริ่มการทำงานน้อยส่งผลให้เกิดความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุด และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.101 เพื่อหาจำนวนรอบและเวลาที่ใช้ในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมโดยมีเกณฑ์การตัดสินใจดังสมการที่ (4.35) ซึ่งการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอใช้จำนวนรอบและเวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จากรูปที่ 4.101 ผลต่างความผิดพลาดกำลังสองของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] มีค่าสูงสุดประมาณ 1 และ 3 ตามลำดับ ผลการจำลองระบบตีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 4.51

$$\begin{aligned}
 \text{Threshold} &= 0.007e_{rex}^2 (3) \\
 &= 0.007(1.0127) \\
 &= 0.0071
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.51 ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = -10 dB

ตัวชี้วัด	ระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม		
	วิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น		
	แบบสุ่ม	วิธี [5]	วิธีที่ได้ นำเสนอ
MSE ของตัวกรอง	0.1515	0.1619	0.0806
MSE ของระบบ	0.0205	0.0916	0.0173
จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (รอบ)	250	310	140
เวลาที่ใช้ในการคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้น (μs)	0	127	17
เวลารวมในการเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)	1,107	1,455	527

จากผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB พบว่า ผลการติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มทั้ง 3 กรณีเป็นไปในทางเดียวกันคือ การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและใช้เวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] เพื่อเปรียบเทียบผลการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ เมื่อสัญญาณมีค่า SNR ต่างกันจึงสรุปเป็นตารางเปรียบเทียบดังนี้

ตารางที่ 4.52 ผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอ

SNR (dB)	$\ \mathbf{w}(0) - \mathbf{w}_o\ ^2$	MSE	จำนวนรอบในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม	เวลาที่ใช้ในการปรับเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสม (μs)
10	0.1072	0.0004	85	287
0	0.1086	0.0346	120	446
-10	0.1134	0.0806	140	527

สำหรับการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม, สัญญาณพีเอ็ม และสัญญาณเอฟเอ็มที่มีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB จะเห็นว่า ผลการติมอดูเลตก็คือ สัมประสิทธิ์ของตัวกรองที่ได้จากการปรับตัวหรือก็คือ ขนาดและเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิง เมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้กับตัวกรองต่างกันส่งผลให้ลักษณะของสัญญาณในช่วง 500 รอบแรกของการปรับตัวมีลักษณะต่างกันไปทำให้เกิดค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยตามการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้น

จากผลการจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณทั้ง 3 ประเภทแสดงให้เห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยและใช้เวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยที่สุด จึงสามารถกล่าวได้ว่า การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอสามารถเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานให้กับตัวกรองสำหรับการติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกได้ และในส่วนตัวไปจะกล่าวถึงการนำวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้กับการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

4.3.3 ระบบติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

สำหรับการประยุกต์ใช้งานตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้กับระบบติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มนั้น มีการหาค่าขนาดขั้นและจำนวนตัวอย่างในการคำนวณค่าเงื่อนไขเริ่มต้นเหมือนกับระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก โดยจะจำลองระบบติมอดูเลตสัญญาณ 3 ประเภทคือ สัญญาณมอดูเลตเชิงขนาด 2 ระดับ (binary amplitude shift keying: BASK), สัญญาณมอดูเลตเชิงเฟส 2 ระดับ (binary phase shift keying: BPSK) และสัญญาณมอดูเลตเชิงขนาดและเชิงเฟส (quadrature amplitude modulation: QAM) ซึ่งค่าขนาดขั้นที่ใช้สำหรับการติมอดูเลตสัญญาณบีเอสเคโอเอฟดีเอ็มและพีเอสเคโอเอฟดีเอ็มคือ 0.001 และจำนวนตัวอย่างที่นำมาคำนวณเงื่อนไขเริ่มต้นคือ 500 ตัวอย่าง สำหรับการติมอดูเลตสัญญาณคิวเอ็มโอเอฟดีเอ็มจะใช้ค่าขนาดขั้นเท่ากับ 0.0005 และใช้ 200 ตัวอย่างมาใช้ในการคำนวณหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้น

เมื่อเปรียบเทียบการนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นมาใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มกับการแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็วแล้ว พบว่า การใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ใช้เวลาในการประมวลผลนานเนื่องจากมีภาระในการคำนวณมากกว่าการแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็วและเมื่อมีข้อมูลเข้ามามากๆ จะยิ่งทำให้การประมวลผลช้ายิ่งขึ้น ดังนั้นจะแสดงผลในส่วนของการคำนวณผิดพลาดที่เกิดขึ้นเมื่อมีสัญลักษณ์ข้อมูลที่เข้ามา 1,000 ค่า สำหรับสัญญาณบีเอสเคและพีเอสเคโอเอฟดีเอ็ม ส่วนสัญญาณคิวเอ็มโอเอฟดีเอ็มจะใช้สัญลักษณ์ข้อมูล 250 ค่า ซึ่งจะกำหนดให้สัญญาณโอเอฟดีเอ็มมีค่า SNR = 10 dB, 0 dB และ -10 dB โดยที่ค่า SNR หากจากอัตราส่วนของพลังงานในการส่งข้อมูล 1 บิตต่อพลังงานของสัญญาณรบกวน โดยมีพารามิเตอร์ในการจำลองระบบดังนี้

ตารางที่ 4.53 พารามิเตอร์ต่างๆ ของสัญญาณในระบบติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
สัญลักษณ์ข้อมูล	บีเอสเค: สุ่มค่า 0, 1 มา 1,000 ค่า พีเอสเค: สุ่มค่า -1, 1 มา 1,000 ค่า คิวเอเอ็ม: องค์ประกอบอินเฟส: สุ่มค่า -3, -1, 1, 3 มา 250 ค่า องค์ประกอบควอดราเจอร์: สุ่มค่า -3, -1, 1, 3 มา 250 ค่า
จำนวนช่องสัญญาณ	1,000 ช่องสัญญาณ
คลื่นพาห้	สัญญาณไซน์ซอียดอลขนาด 1 หน่วย ความถี่เชิงมุมเริ่มต้น 0.001π rad/s แต่ละช่องสัญญาณมีความถี่เชิงมุมต่างกัน 0.001π rad/s
สัญญาณขาเข้าตัวกรอง	สัญญาณไซน์ซอียดอลที่มีความถี่ตรงกับคลื่นพาห้และมีขนาด 1 หน่วย

ผลการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

ตารางที่ 4.54 ผลการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

		จำนวนบิตผิดพลาด (บิต)					
		การแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว			ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้		
		BASK	BPSK	QAM	BASK	BPSK	QAM
SNR	10	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0
	-10	0	0	0	21	10	6
เวลาที่ใช้ติมอดูเลต (μs)		32	24	59	15 ms	15 ms	2 ms

จากผลการติมอดูเลตสัญญาณบีเอสเคโอเอฟดีเอ็ม, พีเอสเคโอเอฟดีเอ็มและคิวเอเอ็มโอเอฟดีเอ็ม แสดงให้เห็นว่าจำนวนบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูล 1,000 บิต ด้วยตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ค่อนข้างสูงเมื่อเปรียบเทียบกับผลการแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว และมีการประมวลผลนานเนื่องจากมีจำนวนสัญญาณขาเข้ามาก จึงทำให้มีภาระในการคำนวณที่สูง ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ไม่เหมาะสมจะนำไปใช้ในระบบติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม แต่เป็นเพียงวิธีการหนึ่งที่สามารถติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มได้เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการจำลองระบบเพื่อเป็นการแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้เมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองจากวิธีที่นำเสนอ โดยมีการนำวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอไปทดสอบกับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ 2 ระบบได้แก่ ระบบระบุเอกลักษณ์และระบบกำจัดสัญญาณรบกวน จากผลการทดสอบระบบทั้งสองแสดงให้เห็นว่า ตัวกรองสัญญาณที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีความผิดพลาดและใช้เวลาในการปรับตัวเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมน้อยกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่ม ดังนั้นจึงนำวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้กับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์, ระบบคิมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกและระบบคิมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม ผลปรากฏว่าในระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และระบบคิมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นที่นำเสนอมีประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้นเช่นเดียวกับการทดสอบระบบเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบสุ่มและการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นตามวิธี [5] ในขณะที่การนำตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ไปประยุกต์ใช้กับระบบคิมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มให้ผลได้ไม่ดีขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วิธีแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็วเนื่องจากมีภาระในการคำนวณค่อนข้างสูงส่งผลให้ใช้เวลาในการประมวลผลมาก ทั้งยังเกิดจำนวนบิตผิดพลาดที่สูงอีกด้วย ดังนั้นในระบบคิมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มจึงไม่เหมาะกับการใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวิธีการหาค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยพิจารณาจากโครงสร้างของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้และวิเคราะห์ผลตอบสนองของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่อยู่ในรูปของสมการผลต่าง ผลการวิเคราะห์พบว่าเมื่อกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณด้วยสมการ $\mathbf{w}(0) = \hat{\mathbf{R}}_{xx}^{-1}(M) \hat{\mathbf{r}}_{dx}(M)$ หรือก็คือสมการของวินเนอร์ฮอฟ จะทำให้ระบบสามารถเข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้ ณ ค่าขนาดตัวอย่างใดๆ และเมื่อพิจารณาสมการค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอพบว่า ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของระบบสามารถเข้าสู่ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยที่น้อยที่สุดของระบบได้ ด้วยคุณสมบัติดังกล่าวจึงนำวิธีการกำหนดค่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอไปประยุกต์ใช้กับระบบต่างๆ

วิธีการหาเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอสามารถนำไปใช้กับตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีอัลกอริทึมแบบค่ากำลังสองเฉลี่ยน้อยที่สุดซึ่งนำไปประยุกต์ใช้กับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ ระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อก และระบบติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม โดยในการจำลองการทำงานของระบบ จะทำการเปรียบเทียบกับระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบสุ่ม กับระบบที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ถูกนำเสนอโดยพลคักดี โกชียาภรณ์ และคณะ [5] ซึ่งได้ทำการจำลองระบบการทำงานบนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอกับระบบอื่นๆ

จากผลลัพธ์ที่ได้แสดงให้เห็นว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอสำหรับระบบกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์ออกจากสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจ และระบบติมอดูเลตสัญญาณแอนะล็อกมีประสิทธิภาพสูงกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบอื่นๆ นั่นคือ ระบบที่ใช้การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองสัญญาณให้เข้าสู่สภาวะที่เหมาะสมได้เร็วกว่าและมีค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำกว่า ทำให้สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพาเวอร์ไลน์และกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาได้เร็วกว่าการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้ ด้วยวิธีอื่นๆ ส่วนระบบการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็มเมื่อเปรียบเทียบกับ การแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็วพบว่า การใช้ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัวได้มีจำนวนบิตผิดพลาดสูงกว่าการใช้วิธีแปลงฟูเรียร์อย่างรวดเร็ว ทั้งยังมีภาระการคำนวณที่มากจึงสามารถกล่าวได้ว่า ตัวกรองสัญญาณแบบปรับตัว

ได้ไม่เหมาะกับการนำไปใช้ในระบบการติมอดูเลตสัญญาณโอเอฟดีเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bernard Widrow, Samuel D. Stearns. **Adaptive Signal Processing**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1985.
- [2] Simon Haykin. **Adaptive Filter Theory**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 2001.
- [3] Harris R. W., Chabries D. M., Bishop F. A. “A variable step (VS) adaptive filter algorithm.” **IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing**, vol. 34, no. 2, 1986. pp. 309-316
- [4] Li H., Tong N., Liu N. and Jiang J. “A New Variable-Step-Size LMS Adaptive Filtering Algorithm.” **International Conference on Signal Processing**, 2008. pp. 38-41
- [5] Koseeyaporn P., Koseeyaporn J., Wardkein P. “An enhanced adaptive algorithm for PLI cancellation in ECG signals.” **International Conference on Information, Communications and Signal Processing**, 2009. pp. 1-5
- [6] So H. C. “Adaptive algorithm for sinusoidal interference cancellation.” **Electronics Letters**, vol. 33, no. 22, 1997. pp. 1910-1911
- [7] Kanachareon T., Koseeyaporn J., Punchalard R., Wardkein P. “New Adaptive Filter Algorithm for Noise Cancellation in ECG Signals.” **Electrical Engineering Conference**, Thailand, 2008.
- [8] Yassa F. F., Noujaim S. E. “Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation.” **IEEE Conf. Signals Syst. and Comput.**, vol. 1, 1988. pp. 107 - 111
- [9] Yanxin L, Aiqun H. “An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals.” **International Symposium on Microwave, antenna, propagation and EMC Technologies for Wireless Communications**, 2007. pp. 1064-1067
- [10] Levkov C., Saki M. C., Ivanov R. and Daskalov K. “Subtraction of 50 Hz interference from the electrocardiogram.” **Med. Biol. & Comput.**, vol. 22, 1984. pp. 371-373
- [11] Gilloire A., Vetterli M. “Adaptive filtering in subbands with critical sampling: analysis, experiments, and application to acoustic echo cancellation.” **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 40, no. 8, Aug., 1992. pp. 1862- 1875

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [12] Benesty J. et al. "Adaptive filtering algorithms for stereophonic acoustic echo cancellation," **Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Process.**, vol. 5, May, 1995. pp. 3099-3102
- [13] Gay S.L. "An efficient, fast converging adaptive filter for network echo cancellation," **Conf. Rec. 32th Asilomar Conf. Signal, Syst. & comput.**, vol. 1, Nov., 1998. pp. 394-398
- [14] Kompis M., Russi E. "Adaptive heart-noise reduction of lung sounds recorded by a single microphone." **Proc. Int. Conf. IEEE Eng. Med. and Biol. Soc.**, vol. 3, Nov., 1992. pp. 691-692
- [15] Hadjileontiadis L. J., Panas S.M. "Adaptive reduction of heart sounds from lung sounds using fourth-order statistics." **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, vol. 44, no. 7, Jul., 1997. pp. 642-648
- [16] Gnitecki J. et al. "Recursive least squares adaptive noise cancellation filtering for heart sound reduction in lung sounds recordings." **Proc. Int. Conf. IEEE Eng. Med. and Biol. Soc.**, vol. 3, Sep., 2003. pp. 2416-2419
- [17] Widrow B. et al. "Adaptive noise canceling: principles and applications." **Proc. IEEE**, vol.63, no. 12, Dec., 1975. pp. 1692-1716
- [18] Werter M.J. "FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter." **IEEE Transactions on Signal Processing**, vol. 44, no. 7, 1996. pp. 1822-2825
- [19] วิวัฒน์ กิรานนท์และคณะ. **การวิเคราะห์วงจรไฟฟ้า**. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2552.
- [20] วิวัฒน์ กิรานนท์. **วิศวกรรมการสื่อสาร**. กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. A. Manosueb, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "PLI cancellation in ECG signal based on adaptive filter by using Wiener-Hopf equation for providing initial condition," Hindawi Journal Computational and Mathematical Methods in Medicine, vol. 2014, 2014.
2. A. Manosueb, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "New Adaptive Analog Demodulation," International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, June 2016.
3. A. Manosueb, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "New Adaptive Analog Demodulation," International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication System, Oct. 2016.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Research Article

PLI Cancellation in ECG Signal Based on Adaptive Filter by Using Wiener-Hopf Equation for Providing Initial Condition

Anchalee Manosueb, Jeerasuda Koseeyaporn, and Paramote Wardkein

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

Correspondence should be addressed to Anchalee Manosueb; anchalee.manosueb@gmail.com

Received 3 May 2014; Accepted 29 June 2014; Published 23 July 2014

Academic Editor: Carlo Cattani

Copyright © 2014 Anchalee Manosueb et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

This paper presents a technique for finding the optimal initial weight for adaptive filter by using difference equation. The obtained analytical response of the system identifies the appropriate weights for the system and shows that the MSE depends on the initial weight. The proposed technique is applied to eliminate the known frequency power line interference (PLI) signal in the electrocardiogram (ECG) signal. The PLI signal is considered as a combination of cosine and sine signals. The adaptive filter, therefore, attempts to adjust the amplitude of cosine and sine signals to synthesize a reference signal very similar to the contaminated PLI signal. To compare the potential of the proposed technique to other techniques, the system is simulated by using the Matlab program and the TMS320C6713 digital board. The simulation results demonstrate that the proposed technique enables the system to eliminate the PLI signal with the fastest time and gains the superior results of the recovered ECG signal.

1. Introduction

Nowadays, the number of patients with cardiac disorders continuously increases. Certain inappropriate habits in daily life, such as low physical activity, can lead to the risk factors for heart disease. Moreover, the improper eating habits might cause hyperlipidemia, incurrent disease of hypertension, and diabetes. There are several forms of cardiac disorder, for instance, coronary heart disease, enlarged heart, valvular heart disease, and myocardial disease due to myocardial infarction. The detection of these symptoms commonly relies on medical professionals to diagnose various factors to identify the exact abnormality of the patient's heart. The electrocardiogram (ECG) signal is a periodic waveform, which represents electrical occurrences during one heartbeat. Therefore, the interpretation of the ECG waveform is one basic technique that is used in the diagnosis of cardiac disorders. If an abnormality exists in the ECG waveform, it implies that the heart is also functioning abnormally; then, an in-depth diagnosis should be conducted. The ECG signal is a voltage signal that occurs in cardiac myocyte; it results

from the exchange of the mineral concentration, such as sodium ions outside and potassium ions inside the cell. The amplitude of the ECG signal is typically very small (less than 20 mV). In the measurement of the ECG signal, the electrical device, which consists of several circuits, is used to acquire the signal. Although digital signal processing is applied through the process of signal acquisition [1–4], unfortunately, the acquired ECG waveform is still contaminated by the power line interference (PLI). If the PLI's amplitude is greater than 1% of the ECG's amplitude, it may affect the diagnosis of the medical professionals.

According to the mentioned information, the PLI signal usually occurs during the processes of ECG signal acquiring. It distorts the ECG waveform and causes the difficulties in the diagnosis procedure. By reviewing the existing literature, various methods for cancelling the PLI signal had been proposed. For example, the method which was proposed by Levkov et al. [6] generates the reference PLI signal by delaying the contaminated signal. This means that the reference PLI signal and the contaminated PLI signal have equal frequency and amplitude, but different phase. Then, the PLI cancellation

เอกสารนี้เป็นเอกสารผลงานวิจัยที่สร้างขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

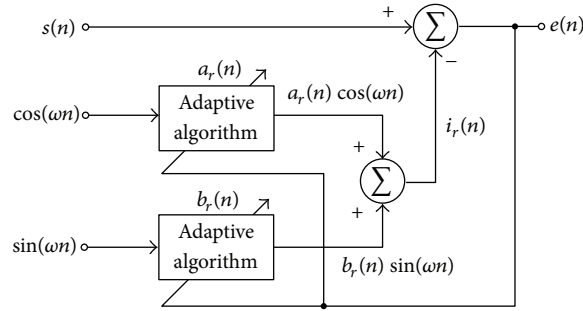


FIGURE 1: Block diagram of the proposed adaptive filter for eliminating PLI signal.

is achieved by adding the generated reference PLI signal to the input signal. However, this approach will gain the dissatisfying results when the frequency, phase, or amplitude of the PLI signal varies over the time.

Using an adaptive filter is another effective method to eliminate the PLI signal. The adaptive filter has been mostly applied in signal processing [7–9] such as prediction, system identification, equalization, demodulation, and noise cancellation as echo cancellation [10–12], the denoising of heart sound [13–15], and PLI elimination [16–18]. For example, Widrow et al. [19] applied the least mean square (LMS) algorithm to adaptive filter to cancel the 60 Hz PLI signal. In this system, the amplitude and phase of the reference signal are determined by using two adapted weights, which will be adapted until the amplitude and phase are optimally close to those of the PLI signal. After that, So [20] presented the method called ASIC (adaptive sinusoidal interference canceller). In this method, the PLI signal and the input signal of the adaptive filter are defined in the form of sinusoidal signals. Two adapted weights, which correspond to the amplitude and phase parameters of the reference signal, are adapted to obtain the best reference PLI signal. Although the amplitude and phase parameters of the reference PLI signal are directly adapted, the ASIC technique does not provide the good result in the case of the time varying PLI signal. This occurs because the adaptation of amplitude and phase in the ASIC technique is not independent.

In 2008, Kanachareon [21] proposed a method for PLI cancellation where the PLI signal and the reference PLI signal are defined as the summation of cosine and sine signals. The reference PLI signal of the system is generated by adapting the amplitude of cosine and sine signals. Based on this approach, even the PLI signal is time variant; it can be eliminated. However, this PLI cancellation system may not work effectively, if the initial condition is not proper. In other words, the drawback of this technique is that the performance of the adaptive system depends on the proper initial condition. Later in 2009, Koseyaporn et al. [5] proposed an enhanced adaptive algorithm for PLI cancellation in ECG signal where the two first samples are employed to find the best initial value of amplitude and phase of the reference PLI signal. With the defined initial conditions, this proposed technique can quickly eliminate the PLI signal. However, if the difference

between the amplitudes of the two used samples is more than the average amplitude of the ECG signal, it will cause the improper initial conditions.

In this paper, a technique to obtain the initial weights for LMS based on the adaptive algorithm is presented. The initial weights are determined by representing the adapted weight equation in the form of the difference equation. With this technique, it can be applied for PLI cancellation. The paper is organized as follows: a technique for finding the optimal initial weight and the method for defining some variables are described in Section 2. The results of computer simulation are given in Section 3. Finally, Section 4 is the conclusion.

2. Method

2.1. The Proposed Method Based on Adaptive Filter for Eliminating the PLI Signal. The proposed technique for eliminating the PLI signal, which corrupts in the ECG signal, is based on the adaptive algorithm. The block diagram of this technique is shown in Figure 1 [22]. The recovered ECG signal $e(n)$ and the corrupted ECG signal $s(n)$ can be written as

$$e(n) = s(n) - i_r(n), \quad (1)$$

$$s(n) = d(n) + i(n), \quad (2)$$

where $i_r(n)$ is the reference PLI signal which is generated by the system, $d(n)$ is the original ECG signal, and $i(n)$ is the contaminated PLI signal which is assumed to be a single frequency sinusoid. For the PLI signal, it is expressed in the following equation:

$$i(n) = \alpha(n) \cos(\omega n + \phi(n)), \quad (3)$$

where $\alpha(n)$ and $\phi(n)$ are unknown amplitude and phase, respectively. Mathematically, (3) can be rewritten in the following form:

$$i(n) = a(n) \cos(\omega n) + b(n) \sin(\omega n), \quad (4)$$

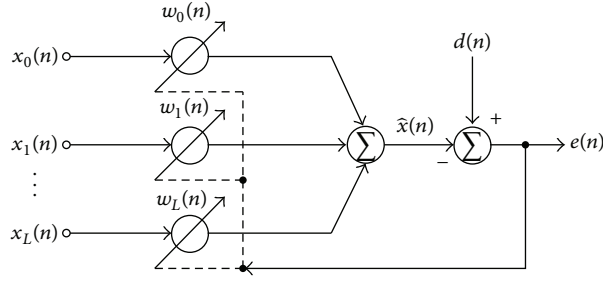


FIGURE 2: Block diagram of adaptive linear combination filter.

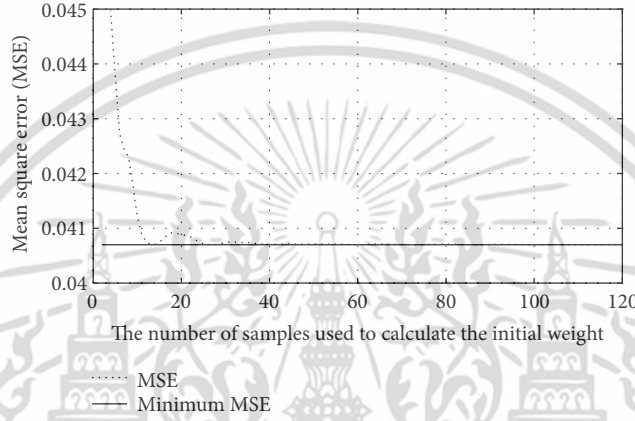


FIGURE 3: MSE of the system versus the number of samples employed in the initial weight calculation.

where $a(n)$ and $b(n)$ are the amplitude parameters of the cosine and sine terms, respectively. The relationship between the variables of (3) and (4) is given by

$$\begin{aligned} r(n) &= \sqrt{a^2(n) + b^2(n)} \\ \phi(n) &= \tan^{-1}\left(\frac{-b(n)}{a(n)}\right). \end{aligned} \quad (5)$$

By using (4), (2) is rewritten to be

$$s(n) = d(n) + a(n) \cos(\omega n) + b(n) \sin(\omega n). \quad (6)$$

And the reference signal of the system is rewritten as

$$i_r(n) = a_r(n) \cos(\omega n) + b_r(n) \sin(\omega n). \quad (7)$$

Let $a_r(n)$ and $b_r(n)$ be the adaptive weights of $\cos(\omega n)$ and $\sin(\omega n)$, respectively. Thus, the recovered signal as shown in (1) is given by

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + a(n) \cos(\omega n) + b(n) \sin(\omega n) \\ &\quad - a_r(n) \cos(\omega n) - b_r(n) \sin(\omega n). \end{aligned} \quad (8)$$

From (8), if the adaptive filter can adjust the adaptive weights $a_r(n)$ and $b_r(n)$, respectively, to $a(n)$ and $b(n)$, the recovered

signal $e(n)$, therefore, is $d(n)$. The parameters $a_r(n)$ and $b_r(n)$ are adapted according to the following equations:

$$\begin{aligned} a_r(n+1) &= a_r(n) + \mu_a \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_r(n)} \\ &= a_r(n) + 2\mu_a e(n) \cos(\omega n) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} b_r(n+1) &= b_r(n) - \mu_b \frac{\partial e^2(n)}{\partial b_r(n)} \\ &= b_r(n) + 2\mu_b e(n) \sin(\omega n), \end{aligned} \quad (10)$$

where μ_a, μ_b are the step size values of the adaptive algorithm, which is $0 < \mu_a, \mu_b < 1$.

2.2. A Technique for Finding the Optimal Initial Weight. This technique realizes an adaptive filter as the linear combination filter, which is depicted in Figure 2. The error signal of the adaptive filter $e(n)$ and the reference signal $\hat{x}(n)$ of the system are given by

$$e(n) = d(n) - \hat{x}(n), \quad (11)$$

$$\hat{x}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n),$$

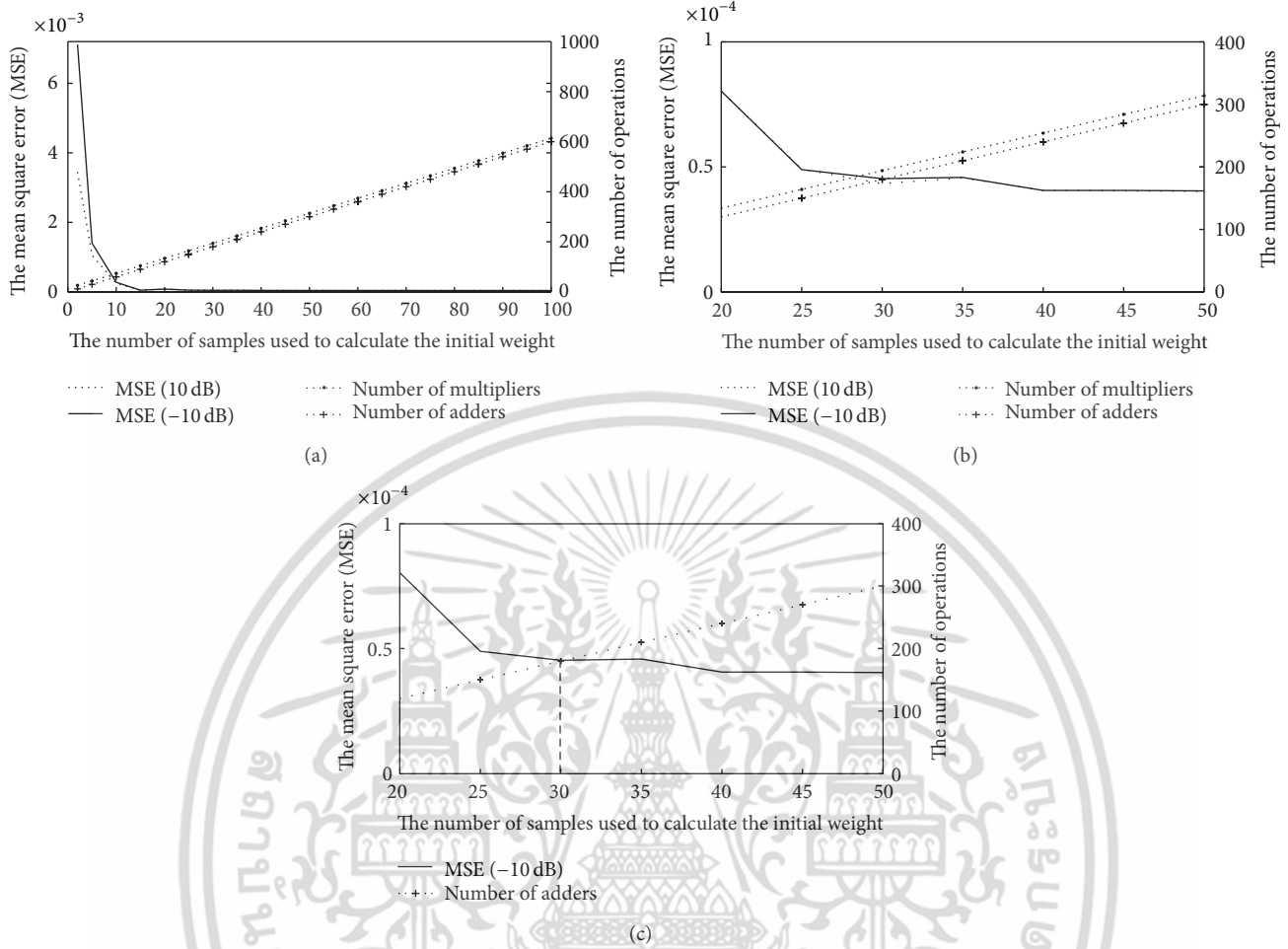


FIGURE 4: The relationship between the MSE and the number of mathematical operations versus the number of samples used in calculating: (a) with no constraint, (b) with acceptable requirement, and (c) the intersection of the graph for finding the number of samples.

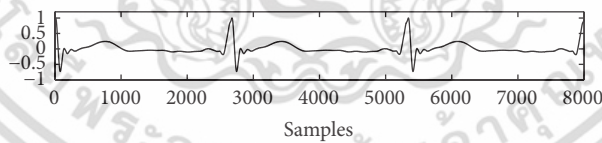


FIGURE 5: The ECG signal employed in the simulation.

where $d(n)$ is the desired signal, $\mathbf{X}(n)$ is the input column vector of the adaptive filter, and $\mathbf{w}(n)$ is the adapted weight column vector. The weight vector is adapted by

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial \xi(\mathbf{w}(n))}{\partial \mathbf{w}(n)}, \quad (12)$$

where μ is the step size value, which is $0 < \mu < 1$, and $\xi(\mathbf{w}(n))$ is the mean square error that is determined by

$$\xi(\mathbf{w}(n)) = E[e^2(n)]$$

$$= E[(d(n) - \hat{x}(n))^2]$$

$$\begin{aligned} &= E \left[(d(n) - \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n))^2 \right] \\ &= E \left[d^2(n) \right] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^T(n) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(n). \end{aligned} \quad (13)$$

Let $E[\cdot]$ be the expectation operation, \mathbf{r}_{dx} the cross-correlation between the desired signal and the input signal, and \mathbf{R}_{xx} the autocorrelation of the input signal. By replacing (13) into (12), it yields

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n)$$

$$- \mu \frac{\partial (E[d^2(n)] - 2\mathbf{w}^T(n) \mathbf{r}_{dx} + \mathbf{w}^T(n) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(n))}{\partial \mathbf{w}(n)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

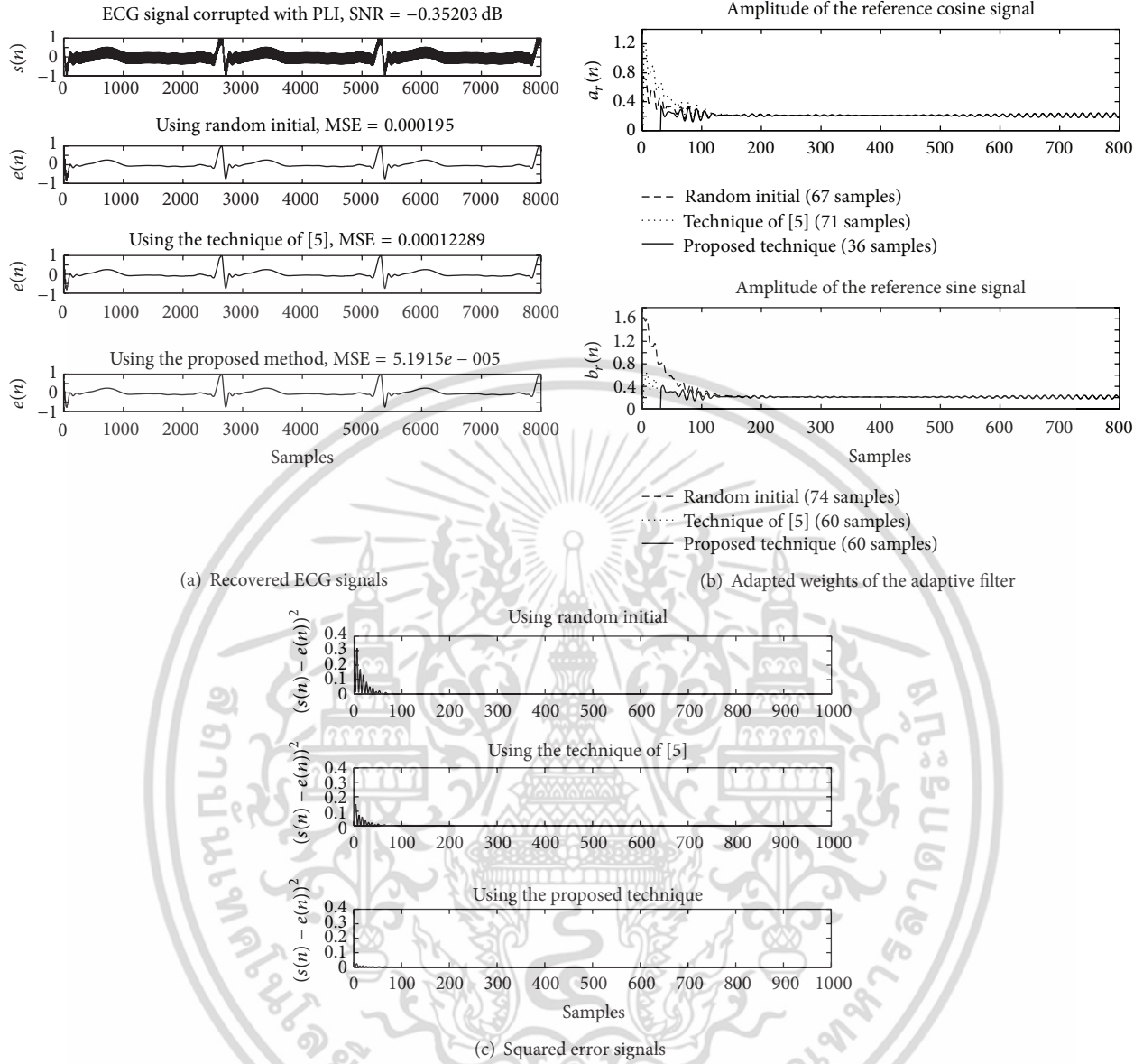


FIGURE 6: Comparing simulation results of using the Matlab program for SNR = -0.35 dB. (a) Contaminated ECG signal and recovered ECG signals. (b) Adapted weights of the cosine and sine signals. (c) Squared error signals.

$$\begin{aligned}
 &= \mathbf{w}(n) - \mu [-2\mathbf{r}_{dx} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n)] \\
 &= \mathbf{w}(n) + 2\mu\mathbf{r}_{dx} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}(n).
 \end{aligned} \tag{14}$$

When the system reaches the convergence state, $\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n)$ converges to \mathbf{w}_o , which is the optimal adapted weight, and can be defined by

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{w}_o + 2\mu\mathbf{r}_{dx} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}_o = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}. \tag{15}$$

This equation is called the Wiener-Hopf equation. By considering (14), it can be rearranged in the form of the difference equation as

$$\begin{aligned}
 \mathbf{w}(n) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]\mathbf{w}(n-1) + 2\mu\mathbf{r}_{dx} \\
 \mathbf{w}(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]\mathbf{w}(n-1) &= 2\mu\mathbf{r}_{dx}.
 \end{aligned} \tag{16}$$

In the form of difference equation as given by (16), the natural response equation is found to be

$$\mathbf{w}_n(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]\mathbf{w}_n(n-1) = 0. \tag{17}$$

Let $\mathbf{w}_n(n) = \mathbf{r}^n\mathbf{C}$, where \mathbf{C} is a constant vector. By solving (17), it is found that

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}^n\mathbf{C} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]\mathbf{r}^{n-1}\mathbf{C} &= 0, \\
 \mathbf{r} &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}].
 \end{aligned} \tag{18}$$

Then, the natural response is

$$\mathbf{w}_n(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n\mathbf{C}. \tag{19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่เชิงพาณิชย์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

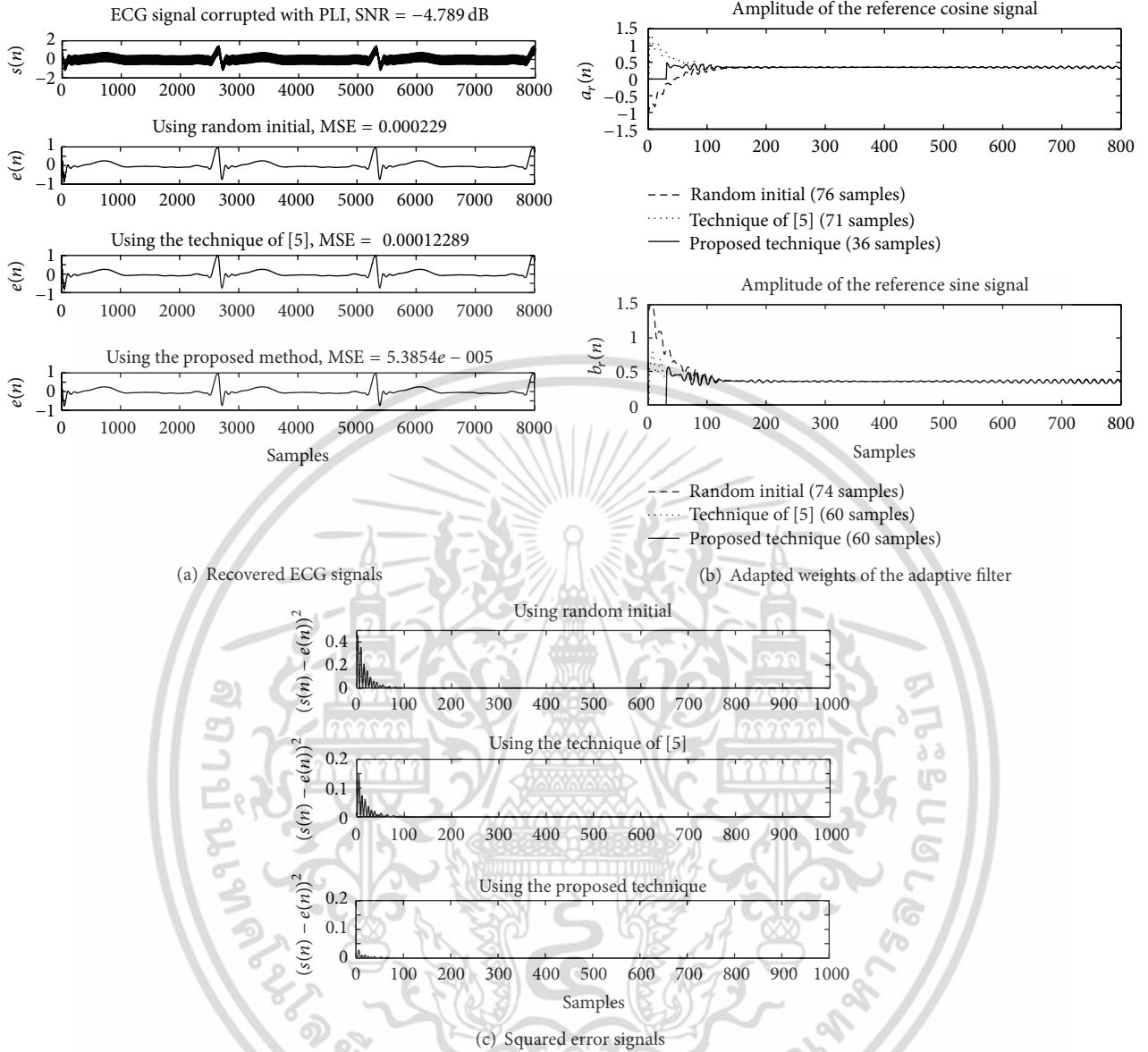


FIGURE 7: Comparing simulation results of using the Matlab program for SNR = -4.79 dB. (a) Contaminated ECG signal and recovered ECG signals. (b) Adapted weights of the cosine and sine signals. (c) Squared error signals.

In addition, the forced response equation, which is considered from (16), is

$$\mathbf{w}_f(n) - \mathbf{w}_f(n-1) [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] = 2\mu\mathbf{r}_{dx}. \quad (20)$$

In this paper, it is assumed that \mathbf{R}_{xx} and \mathbf{r}_{dx} are changed very slowly when compared with n ; therefore, these two parameters are considered as constants. By defining $\mathbf{w}_f(n) = \mathbf{A}$, the forced response is solved as follows:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{A} &= 2\mu\mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{A} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}. \end{aligned} \quad (21)$$

Hence, the impulse response of the adaptive filter is

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}_n^*(n) + \mathbf{w}_f(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}. \quad (22)$$

From (22), by defining $n = 0$, the constant vector \mathbf{C} is found to be

$$\mathbf{w}(0) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^0 \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} = \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}, \quad (23)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}.$$

By replacing (23) into (22), it yields

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}, \quad (24)$$

where $\mathbf{w}(0)$ is the initial weight of the adaptive filter. By letting $\mathbf{w}(0) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}$ and replacing it into (24), the impulse response of the system will be

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}. \quad (25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

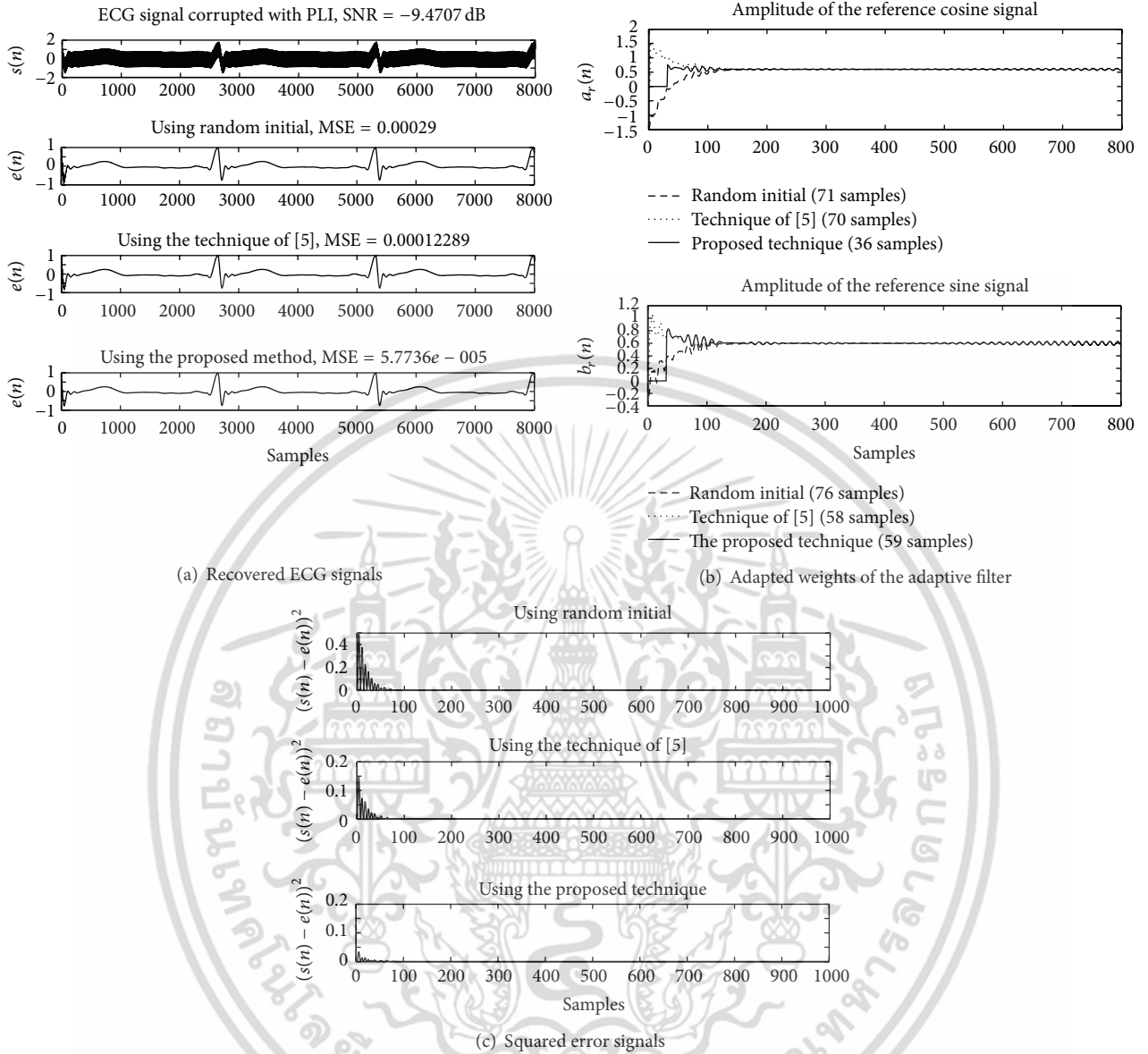


FIGURE 8: Comparing simulation results of using the Matlab program for SNR = -9.47 dB. (a) Contaminated ECG signal and recovered ECG signals. (b) Adapted weights of the cosine and sine signals. (c) Squared error signals.

By considering (25), it is seen that the adaptive filter has converted to convergent state at any n .

2.3. The Performance of the System in Terms of MSE Related to the Initial Weight. From the MSE given in (13) and the impulse response of adaptive filter given in (24), it is found that

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n)) &= \mathbf{E} \left[d^2(n) \right] \\ &- 2\mathbf{r}_{dx}^T \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \\ &+ \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\}^T \\ &\times \mathbf{R}_{xx} \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n)) &= \mathbf{E} \left[d^2(n) \right] + \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\}^T \\ &\times \mathbf{R}_{xx} \left\{ [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{dx}] \right\} \\ &- \mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}. \end{aligned} \quad (26)$$

From (26), it implies that the initial weight $\mathbf{w}(0)$ affects the MSE of the system. The minimum MSE will be achieved, if the second term of (26) is close to zero. Figure 3 illustrates the MSE of the system versus the number of samples, which is used to determine the initial weight (dashed line). It is seen that the more samples, the less MSE of the system. From Figure 3, when the number of samples is more than 30 samples, the minimum MSE is approximately achieved.

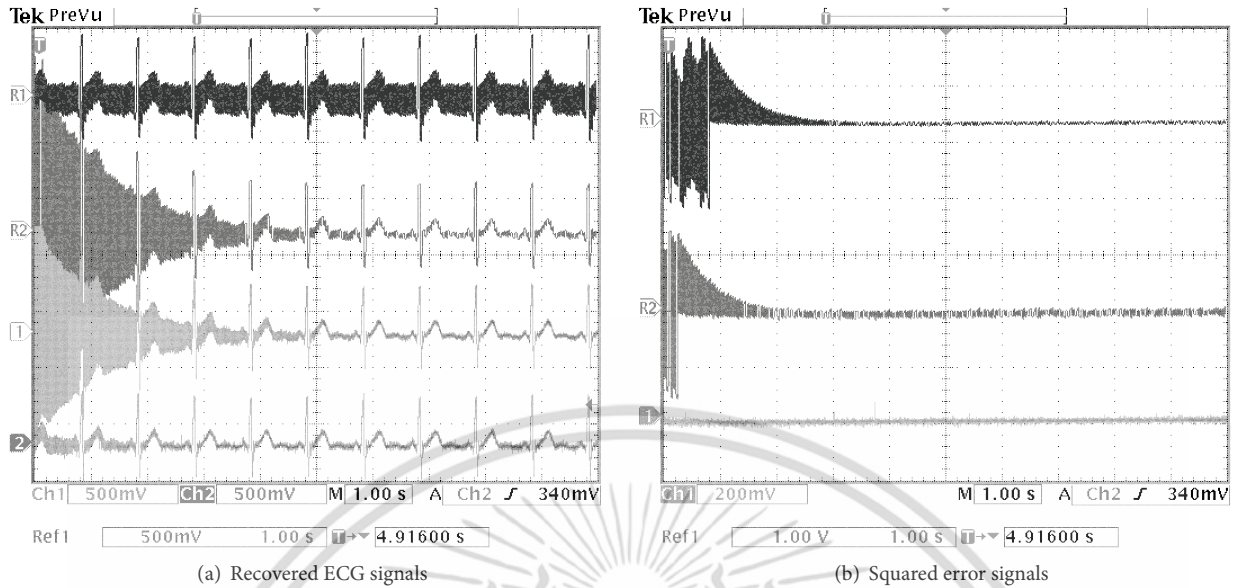


FIGURE 9: Comparing simulation results of using the TMS320C6713 digital board for SNR = -0.35 dB. (a) R1: contaminated ECG signal, R2: recovered ECG signal by using random initial, Ch1: recovered ECG signal of the technique of [5], and Ch2: recovered ECG signal of the proposed technique. (b) R1: squared error signal by using random initial, Ch1: squared error signal of the technique of [5], and Ch2: squared error signal of the proposed technique.

2.4. *The Method for Finding a Proper Number of Samples to Calculate the Optimum Initial Weight.* It is well known that the initial weight is an important factor for the convergence rate of the adaptive filter. In addition, as shown in the previous subsection, the number of samples for calculating the initial weight is related to the MSE of the system, which indicates the efficiency of the adaptive filter. It, thus, gives rise to a question regarding how to find a proper number of samples for determining the initial weight.

In this paper, the number of samples used to calculate the initial weight will be determined by using two criteria as the number of the mathematical operations and the acceptable value of the MSE.

The number of mathematical operations, multiplication and addition, for calculating the initial weight, is shown in (27) and (28), respectively.

Consider the following:

$$\text{Number of Multipliers} = (N + N^2)(m + 1) + N^2 + \frac{N^3}{2}, \quad (27)$$

$$\text{Number of Adders} = (N + N^2)(m - 1) + N^2 - N + \frac{N^3}{2}, \quad (28)$$

where N is the number of input signals of the adaptive filter, which is 2 in this case (cosine and sine signals), and m is the number of samples for calculating.

In this study, the intersection between the graph of the MSE of the system and the graph of the number of operations (multiplier and adder) is used to determine the proper number of samples used for calculating the initial

weight. From Figure 4(a), it is the relationship between the MSE and the number of mathematical operations versus the number of samples used in calculating with no constraint. To determine the proper number of samples, the graphs of the MSE at the SNR = 10 dB (general case) and the SNR = -10 dB (the worst case) are considered. In this figure, there are 4 intersection points which may hardly be observed. For Figure 4(b), the graph is obtained by setting the conditions for the MSE to be less than 0.0001 and for the number of mathematical operations (multiplier and adder) to be 400. The number of samples is defined from the intersection point, which is the largest one. It is obtained from the intersection point between the graph of the MSE at the SNR = 10 dB and the graph of the number of adder operations. It is clearly illustrated in Figure 4(c) that the proper number of samples is 30 samples. The selected number of samples, thus, is 30. After that, the initial weight is shown as follows:

$$\mathbf{d} = [d(1) \ d(2) \ \dots \ d(30)]; \text{ input signal}$$

$$\mathbf{x}_1 = [x_1(1) \ x_1(2) \ \dots \ x_1(30)]^T; \cos(\omega n)$$

$$\mathbf{x}_2 = [x_2(1) \ x_2(2) \ \dots \ x_2(30)]^T; \sin(\omega n)$$

$$\mathbf{r}_{dx} = E[\mathbf{d}\mathbf{x}_1 \ \mathbf{d}\mathbf{x}_2]^T \quad (29)$$

$$\mathbf{R}_{xx} = E \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_1^T \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{x}_2^T \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2^T \mathbf{x}_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}$$

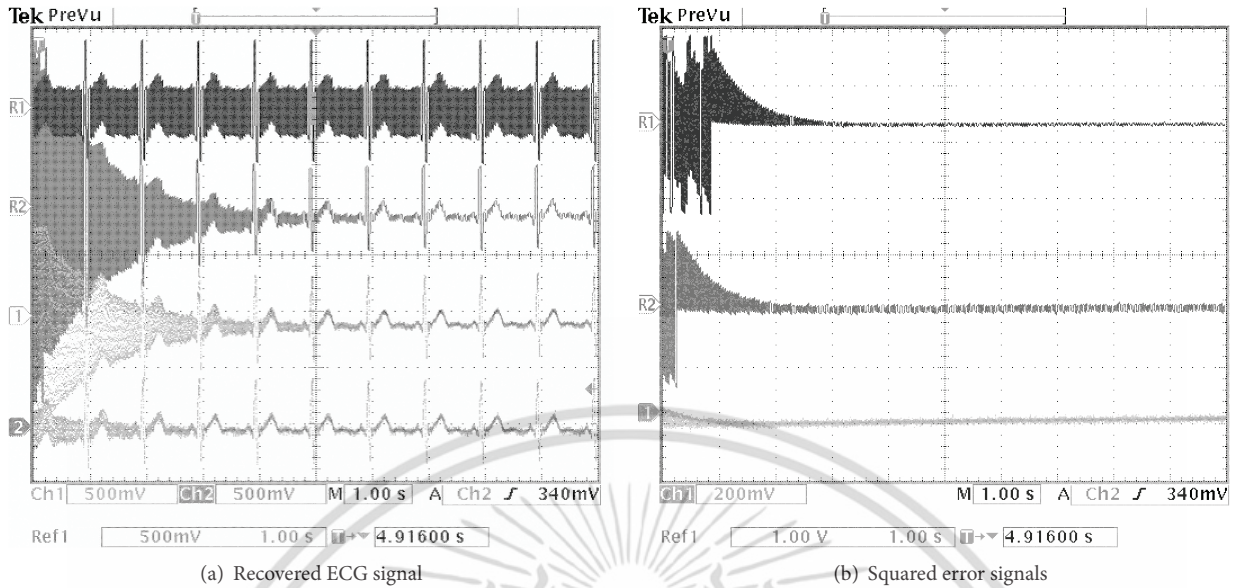


FIGURE 10: Comparing simulation results of using the TMS320C6713 digital board for SNR = -4.79 dB. (a) R1: contaminated ECG signal, R2: recovered ECG signal by using random initial, Ch1: recovered ECG signal of the technique of [5], and Ch2: recovered ECG signal of the proposed technique. (b) R1: squared error signal by using random initial, Ch1: squared error signal of the technique of [5], and Ch2: squared error signal of the proposed technique.

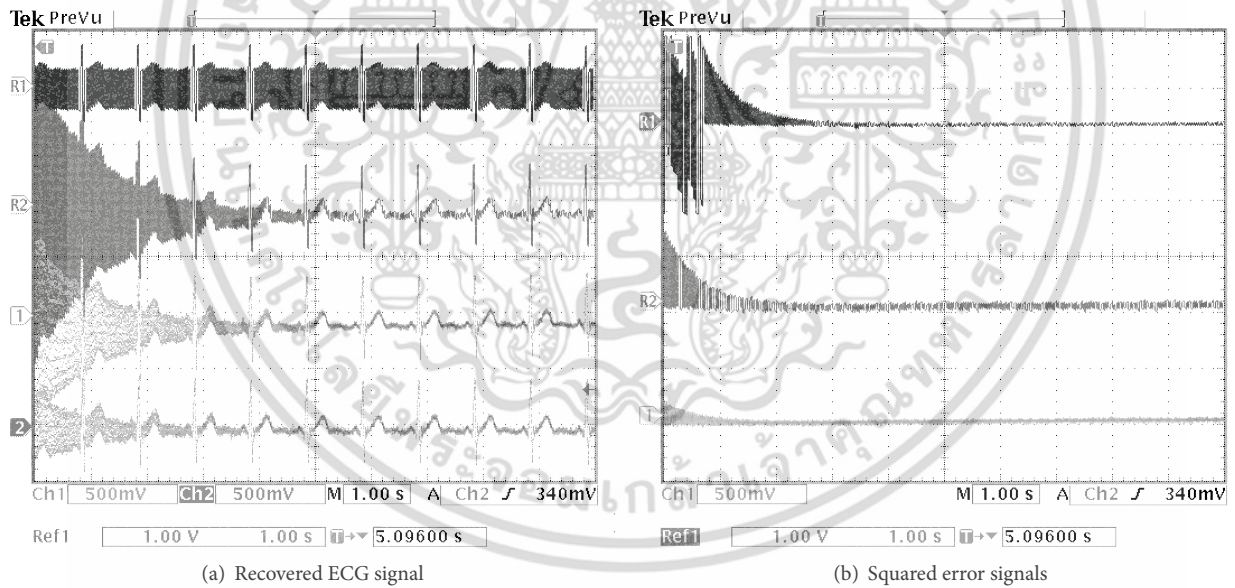


FIGURE 11: Comparing simulation results of using the TMS320C6713 digital board for SNR = -9.47 dB. (a) R1: contaminated ECG signal, R2: recovered ECG signal by using random initial, Ch1: recovered ECG signal of the technique of [5], and Ch2: recovered ECG signal of the proposed technique. (b) R1: squared error signal by using random initial, Ch1: squared error signal of the technique of [5], and Ch2: squared error signal of the proposed technique.

3. The Simulation Results

In this section, the simulation results are presented. The proposed technique and two other techniques for determining initial weight, which are the technique of using random initial and the technique proposed by Koseeyaporn et al. [5], are

used to compare the performance of the adaptive filter. The simulation results will be separated into two parts as follows.

3.1. The Simulation Results of Using the Matlab Program. The clean ECG signal employed in the simulation is illustrated

in Figure 5. The adaptive filter is set up to eliminate the PLI signal which corrupts in the ECG signal, and the step size parameters defined as μ_a and μ_b are 0.032. The simulation results of using the Matlab program are depicted in Figures 6, 7, and 8 for the SNR at -0.35 , -4.79 , and -9.47 dB, respectively.

The recovered ECG signals as shown in Figure 6(a), which are obtained from three methods, are in different waveforms. The results show that the proposed method is superior to other methods, due to the lowest MSE. The number of samples to reach the convergence state in each technique, which is considered from the adapted weights of the adaptive filter, is given in Figure 6(b). In Figure 6(b), the numbers of samples used for the convergence of the reference cosine signal ($a_r(n)$) are 67, 71, and 36 for using random initial, the technique of [5], and the proposed technique, respectively. The numbers of samples used for the convergence of the reference sine signal ($b_r(n)$) are 74, 60, and 60 for using random initial, the technique of [5], and the proposed technique, respectively. The squared error signals obtained from the compared techniques are depicted in Figure 6(c). The results of the simulation for the SNR at -4.79 and -9.47 dB are demonstrated in Figures 7 and 8, respectively.

3.2. The Simulation Results of Using the TMS320C6713 Digital Board. The PLI cancellation results from the TMS320C6713 digital board are depicted in Figures 9, 10, and 11 for the SNR of the input signal at -0.35 , -4.79 , and -9.47 dB, respectively. By considering from the beginning state of these results, it illustrates that the proposed method can eliminate the PLI signal with the fastest time which is accordant with the results of computer simulation.

4. Conclusion

A technique for finding the appropriate initial weights for the adaptive filter is proposed in this paper. The initial weights are determined by representing the adapted equation in the form of the difference equation. The derived analytical response identifies the appropriate weights for the system and shows that the MSE depends on the initial weights. The proposed technique aims to be applied for PLI cancellation in ECG signal. The results obtained from computer simulation by using the Matlab program and the TMS320C6713 digital board show that the adaptive filter based on the proposed technique for obtaining the proper initial weights can be applied in PLI cancellation and provides better performance than the compared techniques.

Conflict of Interests

The authors declare that there is no conflict of interests regarding the publication of this paper.

Acknowledgment

The authors gratefully acknowledge the National Broadcasting and Telecommunications Commission (NBTC) for the financial support under TRIDI NTC Scholarship (Grant no. 010/2553).

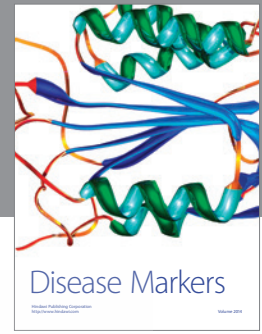
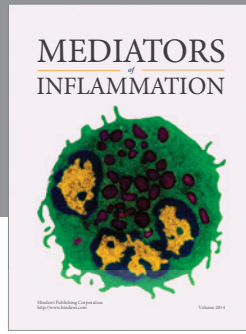
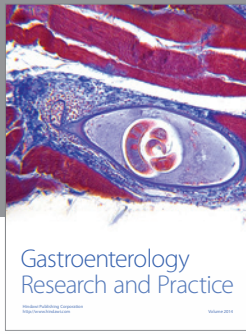
References

- [1] D. A. Coast, R. M. Stern, G. G. Cano, and S. A. Briller, "An approach to cardiac arrhythmia analysis using hidden Markov models," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 37, no. 9, pp. 826–836, 1990.
- [2] R. Silipo and C. Marches, "Artificial neural networks for automatic ECG analysis," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 5, pp. 1417–1425, 1998.
- [3] W. Phanphaisarn, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, A. Teeyapant, and S. Teeyapant, "A new automated heart defect detection based on signals and systems concept," in *Proceedings of the IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS '06)*, pp. 73–76, London, UK, December 2006.
- [4] I. Moazzen, M. R. Ahmadzadeh, A. M. Doost-Hoseini, and M. J. Omidi, "An intelligent classifier for cardiac arrhythmias recognition," in *Proceeding of the International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP '09)*, pp. 1–5, Nanjing, China, November 2009.
- [5] P. Koseeyaporn, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, "An enhanced adaptive algorithm for PLI cancellation in ECG signals," in *Proceedings of the 7th International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS '09)*, December 2009.
- [6] C. Levkov, G. Michov, R. Ivanov, and I. K. Daskalov, "Subtraction of 50 Hz interference from the electrocardiogram," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 22, no. 4, pp. 371–373, 1984.
- [7] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [8] B. Farhang-Boroujeny, *Adaptive Filters: Theory and Applications*, John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1998.
- [9] A. D. Poularikas and A. M. Ramadan, *Adaptive Filtering Primer with MATLAB*, CRC Press, Boca Raton, Fla, USA, 2006.
- [10] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive filtering in subbands with critical sampling: analysis, experiments, and application to acoustic echo cancellation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 40, no. 8, pp. 1862–1875, 1992.
- [11] J. Benesty, F. Amand, A. Gilloire, and Y. Grenier, "Adaptive filtering algorithms for stereophonic acoustic echo cancellation," in *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '95)*, vol. 5, pp. 3099–3102, Detroit, Mich, USA, May 1995.
- [12] S. L. Gay, "Efficient, fast converging adaptive filter for network echo cancellation," in *Proceedings of the 32nd Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, vol. 1, pp. 394–398, November 1998.
- [13] M. Kompis and E. Russi, "Adaptive heart-noise reduction of lung sounds recorded by a single microphone," in *Proceedings of the 14th IEEE Annual International Conference on Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 3, pp. 691–692, November 1992.
- [14] L. J. Hadjileontiadis and S. M. Panas, "Adaptive reduction of heart sounds from lung sounds using fourth-order statistics,"

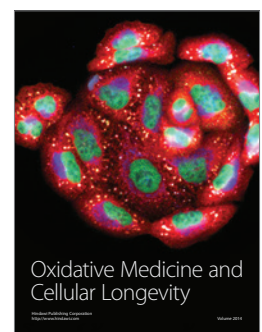
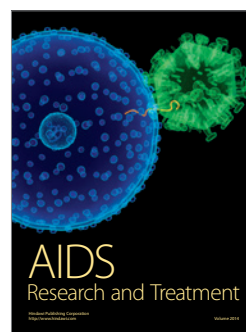
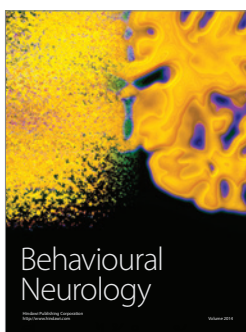
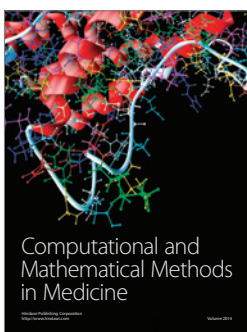
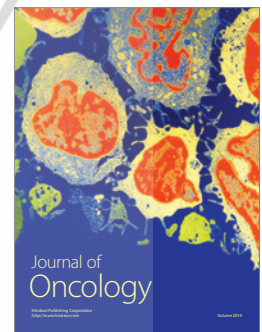
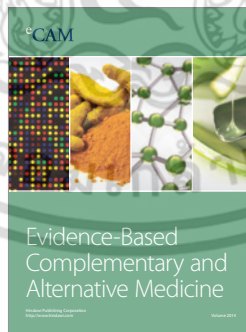
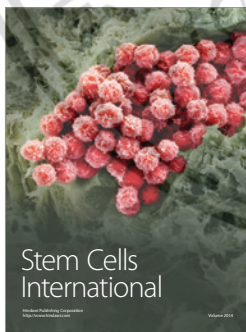
IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 44, no. 7, pp. 642–648, 1997.

- [15] J. Gnitecki, Z. Moussavi, and H. Pasterkamp, “Recursive least squares adaptive noise cancellation filtering for heart sound reduction in lung sounds recordings,” in *Proceedings of the 25th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, vol. 3, pp. 2416–2419, September 2003.
- [16] M. Malboubi, F. Razzazi, and M. S. Aliyari, “Elimination of power line noise from EMG signals using an efficient adaptive Laguerre filter,” in *Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES '10)*, pp. 49–52, September 2010.
- [17] R. Sameni, “A linear kalman notch filter for power-line interference cancellation,” in *Proceedings of the 16th CSI International Symposium on Artificial Intelligence and Signal Processing (AISP '12)*, pp. 604–610, Shiraz, Iran, May 2012.
- [18] M. Butt, N. Razzaq, I. Sadiq, M. Salman, and T. Zaidi, “Power Line Interference tracking in ECG signal using State Space RLS,” in *Proceedings of the IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA '13)*, pp. 211–215, June 2013.
- [19] B. Widrow, J. R. Glover Jr., and J. M. McCool, “Adaptive noise cancelling: principles and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716, 1975.
- [20] H. C. So, “Adaptive algorithm for sinusoidal interference cancellation,” *Electronics Letters*, vol. 33, no. 22, pp. 1910–1912, 1997.
- [21] T. Kanachareon, “New adaptive filter algorithm for noise cancellation in ECG signals,” in *Proceedings of the 31st Electrical Engineering Conference*, 2008.
- [22] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, New Jersey, NJ, USA, 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Hindawi
Submit your manuscripts at
<http://www.hindawi.com>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเนื้อหาเว็บไซต์หรือระบบออนไลน์ท่านใด
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

New Adaptive Analog Demodulation

Anchalee Manosueb, Jeerasuda Koseeyaporn and Paramote Wardkein

Department of Telecommunications Engineering,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand
E-mail: anchalee.manosueb@gmail.com

Abstract— In this paper, demodulation method by using adaptive filter with initial condition is proposed. In the proposed method, message signal is recovered from amplitude and phase of reference carrier signal. The initial weights for adaptive filter are determined by representing the adapted weight equation in the form of the difference equation. The results obtained from both computer and TMS320C6713 digital board simulations demonstrate that the adaptive filter based on the proposed method provides faster convergence time and smaller error than the use of traditional condition.

Keywords—demodulation; LMS adaptive filter; Weiner Hopf equation; initial condition

I. INTRODUCTION

Using an adaptive filter is one effective method to demodulate message signal. The adaptive filter has been mostly applied in signal processing [1] such as prediction, system identification, equalization, noise cancellation [2] and demodulation. For example, F. F. Yassa *et al.* [3] proposed an adaptive synchronous amplitude demodulation technique but it can demodulate only AM signal. Later, FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter was proposed by M. J. Werter [4] and an adaptive demodulation method for QAM signal was proposed by L. Yanxin and H. Aiqun [5]. The algorithm which has been widely used for adaptive is based on least mean square (LMS) because it is simple and consumes low computation. Fundamentally, the performance of the LMS algorithm depends on two factors which are the step size μ and the initial condition of weight $\mathbf{w}(0)$. Both of them affect the convergence rate and the residual error of the adaptive algorithm.

In general, the LMS algorithm employs a constant step size but many researches had been studied on the algorithm whose step size can be varied [6-7]. The principle is that large step size is used at the beginning stage in order to speed up the convergence, and then the smaller step size is employed to obtain a least residual error. However, the initial condition is another important factor to the performance of convergence that cannot be neglected. Although the appropriated step size has been selected, the adaptive algorithm may not converge due to the improper initial condition. The proper initial condition can promote the convergence rate of the algorithm. In 2009, P. Koseeyaporn *et al.* [8] proposed an enhanced adaptive algorithm for PLI cancellation in ECG signal where

the first two samples are employed to find the best initial value of amplitude and phase of reference sinusoid. This technique is only applied for the reference sinusoidal signal. In case that the first two samples are more different than the average amplitude of the ECG signal, the best initial value may not be obtained.

A new method for demodulation is thus proposed in this paper. It is based on using LMS adaptive filter which employs the adapted weight equation in the form of the difference equation to determine the initial weight [9]. With this method, the recovered message signal can be quickly detected. It provides faster convergence time and smaller error in both cases of without noise and with noise when compares the results of the technique proposed in [8].

The organization of this paper is as follows. The demodulation method based on adaptive filter and the technique for finding the optimum initial weight is mentioned in section 2. Section 3 shows the results of computer and TMS320C6713 digital board simulation. Finally, the conclusion is given in section 4.

II. PRINCIPLE

A. Adaptive algorithm

The block diagram of adaptive filter for demodulation adapted from [2] is shown in Fig. 1. From Fig. 1, the modulated signal $d(n)$ whose carrier signal is for amplitude, phase and frequency modulation can be respectively expressed as

$$d_{AM}(n) = m(n)\cos(n\omega_c) \quad (1)$$

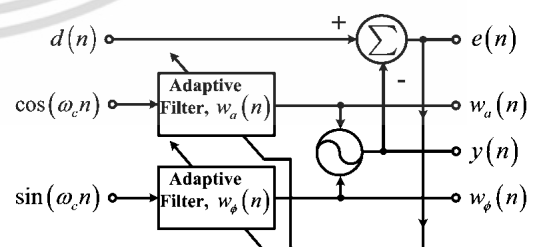


Fig. 1. Block diagram of adaptive filter for demodulation.

$$d_{PM}(n) = \cos(n\omega_c + m(n)) \quad (2)$$

$$d_{FM}(n) = \cos(n\omega_c + \int m(n)dn) \quad (3)$$

where $m(n)$ is the message signal. By considering amplitude of (1), phase of (2) and frequency of (3), it is seen that these characteristics of the carrier signal are directly proportional to the message signal, which are amplitude modulation (AM) signal, phase modulation (PM) signal and frequency modulation (FM) signal, respectively.

To demodulate these signals, the block diagram in Fig. 1 is employed. The error signal $e(n)$ and the reference carrier signal $y(n)$ can be written as

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4)$$

$$y(n) = w_a(n) \cos(\omega_c n + w_\phi(n)) \quad (5)$$

where $w_a(n)$, $w_\phi(n)$ are adapted weight for amplitude and phase of the reference carrier signal, respectively.

The error signals of the demodulation system for AM, PM and FM cases are shown in (6), (7), and (8), respectively.

$$e_{AM}(n) = \{m(n) \cos(n\omega_c)\} - \{w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n))\} \quad (6)$$

$$e_{PM}(n) = \{\cos(n\omega_c + m(n))\} - \{w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n))\} \quad (7)$$

$$e_{FM}(n) = \{\cos(n\omega_c + \int m(n)dn)\} - \{w_a(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n))\} \quad (8)$$

By considering (6), (7), and (8) at the convergent state where $e(n)$ is zero, it yields

AM demodulation case:

$$w_a(n) = m(n) \quad (9)$$

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

PM demodulation case:

$$w_a(n) = 1$$

$$w_\phi(n) = m(n) \quad (10)$$

FM demodulation case:

$$w_a(n) = 1$$

$$w_\phi(n) = \int m(n)dn \quad (11)$$

From (9), the reconstructed message signal of the AM case is $w_a(n)$. Similarly, from (10), the reconstructed message signal of the PM case is $w_\phi(n)$ and (11) shows that the message signal is integrated, the reconstructed message signal of the FM modulation is obtained by differentiation of $w_\phi(n)$.

In order not to confuse the step size variable (μ) of the system for this application, μ_a and μ_ϕ ($0 < \mu_a, \mu_\phi < 1$) are defined as the step size of the system that are used to adapt the amplitude and phase of reference carries signal, respectively.

The adapted weights $w_a(n)$ and $w_\phi(n)$ are adapted according to (12) and (13), respectively, as

$$\begin{aligned} w_a(n+1) &= w_a(n) - \mu_a \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_a(n)} \\ &= w_a(n) + 2\mu_a e(n) \cos(n\omega_c + w_\phi(n)) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} w_\phi(n+1) &= w_\phi(n) - \frac{\mu_\phi}{w_a(n)} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_\phi(n)} \\ &= w_\phi(n) - 2\mu_\phi e(n) \sin(n\omega_c + w_\phi(n)). \end{aligned} \quad (13)$$

B. A technique for finding the optimal initial weight

In this subsection, the technique for finding the optimal initial weight is briefly described [9]. From Fig. 2 [11], the error signal of adaptive filter $e(n)$ and the reference signal $\hat{x}(n)$ of the system can be given by

$$e(n) = d(n) - \hat{x}(n) \quad (14)$$

$$\hat{x}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (15)$$

where $d(n)$ is the desired signal, $\mathbf{X}(n)$ is the input column vector of an adaptive filter, and $\mathbf{w}(n)$ is the adapted weight column vector and adapted by the following equation

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \frac{\partial \xi(\mathbf{w}(n))}{\partial \mathbf{w}(n)} \quad (16)$$

where μ is step size that is $0 < \mu < 1$ and $\xi(\mathbf{w}(n))$ is mean squared error which can be determined by

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{w}(n)) &= E[e^2(n)] \\ &= E[d^2(n)] - 2\mathbf{r}_{dx}^T \mathbf{w}(n) + \mathbf{w}^T(n) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(n). \end{aligned} \quad (17)$$

Let $E[\bullet]$ be expectation operation, \mathbf{r}_{dx} be cross correlation between the desired signal and the input signal, and \mathbf{R}_{xx} be auto correlation of the input signal.

By replacing (17) into (16), it yields

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu \mathbf{r}_{dx} - 2\mu \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}(n). \quad (18)$$

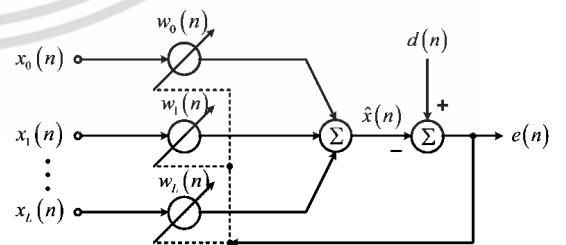


Fig. 2. Block diagram of adaptive linear combination filter.

When the system reaches to the convergence state as discussed in [11], $\mathbf{w}(n+1)$ and $\mathbf{w}(n)$ are converged to the optimal adapted weight \mathbf{w}_o and thus

$$\mathbf{w}_o = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (19)$$

This equation is called Wiener Hopf equation. By considering (18), it can be rearranged in the form of the difference equation as

$$\mathbf{w}(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{w}(n-1) = 2\mu\mathbf{r}_{dx} \quad (20)$$

The impulse response equation of the system is shown in (20). For the natural response equation, which is not influenced by the forcing term $2\mu\mathbf{r}_{dx}$, it is written as follow

$$\mathbf{w}_n(n) - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{w}_n(n-1) = 0 \quad (21)$$

By letting $\mathbf{w}_n(n) = \mathbf{r}^n \mathbf{C}$ and solving (21), it is found that

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^n \mathbf{C} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{r}^{n-1} \mathbf{C} &= 0 \\ \mathbf{r} &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \end{aligned} \quad (22)$$

Then, the natural response is

$$\mathbf{w}_n(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n \mathbf{C} \quad (23)$$

From (20), the forced response is influence from the forcing term $2\mu\mathbf{r}_{dx}$ therefore the forced response equation is

$$\mathbf{w}_f(n) - \mathbf{w}_f(n-1) [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] = 2\mu\mathbf{r}_{dx} \quad (24)$$

In order to determine the impulse response simply, the wide-sense stationary is used in this study which its auto-correlation does not change. In addition, let \mathbf{r}_{dx} be changed very slowly over n , therefore these two parameters are considered as constant. By defining $\mathbf{w}_f(n) = \mathbf{A}$, the force response can be solved as follows

$$\begin{aligned} \mathbf{A} - [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}] \mathbf{A} &= 2\mu\mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{A} &= \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (25)$$

Hence, the impulse response of adaptive filter is

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(n) &= \mathbf{w}_n(n) + \mathbf{w}_f(n) \\ &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (26)$$

From (26), by setting $n = 0$, the constant vector \mathbf{C} is found to be

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(0) &= [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^0 \mathbf{C} + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \\ \mathbf{C} &= \mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \end{aligned} \quad (27)$$

By replacing (27) into (26), it yields

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{I} - 2\mu\mathbf{R}_{xx}]^n [\mathbf{w}(0) - \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}] + \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (28)$$

where $\mathbf{w}(0)$ is the initial weight of adaptive filter. By letting $\mathbf{w}(0) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx}$ and replacing into (28), the impulse response of the system is

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{dx} \quad (29)$$

Let us consider (29), it is seen that the adaptive filter has been converted to convergent state at any n .

III. THE SIMULATION RESULTS

In this section, the simulation results are presented. Three techniques for determining the initial weight selection are employed to compare the performance of the adaptive filters. One technique is the random initial value. Another technique proposed in [8] is employed to determine amplitude and phase of the reference sinusoid by using the first two samples at nT_s and $(n+1)T_s$ as shown in the following equations.

$$v(nT_s) = V_m \sin(\omega nT_s + \theta) \quad (30)$$

$$v((n+1)T_s) = V_m \sin(\omega(n+1)T_s + \theta) \quad (31)$$

where T_s is sampling period. The amplitude and phase of a sinusoid can be defined from the following equations:

$$V_m = \sqrt{v^2(n) + \left(\frac{[v(n+1) - Mv(n)]}{N} \right)^2} \quad (32)$$

$$\tan(\omega nT_s + \theta) = \frac{Nv(n)}{[v(n+1) - Mv(n)]} \quad (33)$$

where $M = \cos(\omega T_s)$ and $N = \sin(\omega T_s)$.

These two techniques will be compared with the proposed approach in this paper. For the simulation, it will be divided into two parts which are:

A. Simulation results of using Matlab program

The simulation results for demodulation are shown in this subsection. The information signal employed in amplitude modulation, phase modulation, and frequency modulation is depicted in Fig. 3. The step size parameters are defined as μ_a and $\mu_\phi = 0.032$. The obtained results are shown in Fig. 4-15.

In this paper, the convergence time is considered from the number of samples that is counted from the beginning state to the state that the difference between squared errors at $n-1$ and n is less than 0.0003, that is $|e^2(n-1) - e^2(n)| \leq 0.0003$.

For the proposed approach, the number of samples used for calculation the initial weight is 30 samples, as discussed in [9].

1) *Demodulation results of AM signal:* The AM demodulated results shown in Fig. 4-7 illustrate that the proposed technique provides the smallest MSE of the recovered message signal and requires least number of samples to reach the convergence state, compared to other techniques for both cases : without and with noise at SNR = 2 dB.

2) *Demodulation results of PM signal:* Fig. 8 and 10 demonstrate the PM demodulated results obtained from Matlab simulation. Fig. 8 illustrates the recovered message signal of the PM signal without noise. The recovered message signal for the PM signal with noise, where SNR is 2 dB, depicted in Fig.10. The squared error graph shows the iterative number used to convergence state for PM signal illustrated in Fig. 9 and 11. The recovered waveforms, MSE and convergent time obtained by using the proposed technique are better than other methods.

3) *Demodulation results of FM signal:* For the FM demodulated results, the waveforms of the recovered message signals obtained by each method as shown in Fig. 12 and 14 are not different but the MSE measurement and the squared error in Fig. 13 and 15 shows that the results of the proposed method is better than the other two techniques.

The results given in Fig. 16 and 17 illustrate that the proposed method not only demodulate pure sinusoidal signal, but also demodulate composite signal e.g. rectangular and triangle signals.

B. Simulation results of digital broad TMS320C6713

Demodulation results of the AM signal, the PM signal and the FM signal on digital broad TMS320C6713 are given in Fig. 18-20, respectively. In this subsection, the convergence time is considered from the beginning state to the state that the error of demodulated signal is less than 0.05. The time convergence of each technique is shown in Table IV.

In Fig. 19, although the result of the proposed method and method using technique of [8] are not different, however, the waveform and the time convergence obtained by the proposed method are better than others methods, as clearly seen in Fig. 18, 20 and Table IV.

From the results obtained by computer simulation and digital broad TMS320C6713, it can be concluded that the proposed method provides better performance than the compared techniques.

IV. CONCLUSIONS

This paper presents a demodulation method based on adaptive filter. Its initial weights are determined by representing the adapted equation in the difference equation. The results obtained by using computer simulation and using a digital board show that the proposed method can quickly detect the message signal. It provides faster convergence time and smaller error in both cases of without noise and with noise. However, at the beginning state the proposed technique needs a set of signal samples in order to calculate the proper initial condition, thus the adaptive filter based on the proposed technique will start after a set of signal samples is ready. It should be emphasized that the analysis and results in this research are only for LMS algorithm and for the system whose auto correlation and cross correlation are not changed or changed very slowly compared to n . The proposed technique is thus suitable for PLI cancellation [9] and analog demodulation e.g. AM, PM and FM signals. For the case that these conditions cannot be hold, further studies will investigate whether or not the advantages of fast convergence and small MSE mentioned above still exist.

TABLE I. MSE AND NUMBER OF SAMPLES USED FOR THE CONVERGENCE STATE IN THE CASE OF AM SIGNAL

Method	Without noise		With noise, SNR = 2 dB	
	MSE	Number of samples	MSE	Number of samples
Random	0.0163	83	0.0161	54
Technique of [8]	0.0084	85	0.0157	54
Proposed method	0.0025	4	0.0087	21

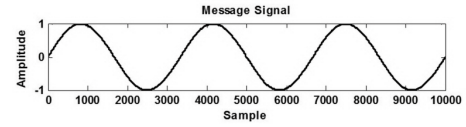


Fig. 3. The reference message signal employed in application of demodulation

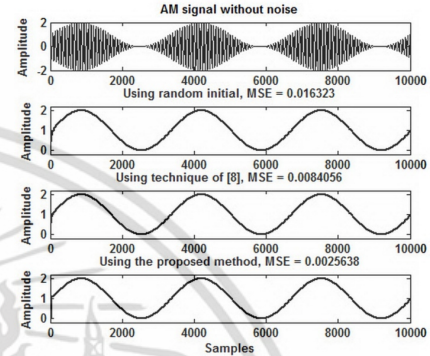


Fig. 4. The result of AM signal demodulation (without noise)

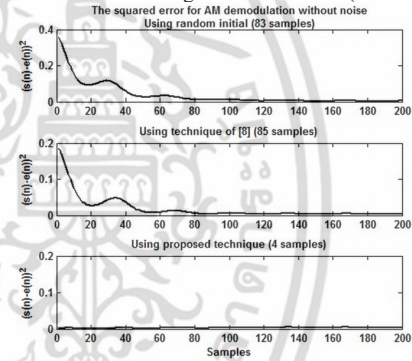


Fig. 5. The squared error for AM signal demodulation (without noise)

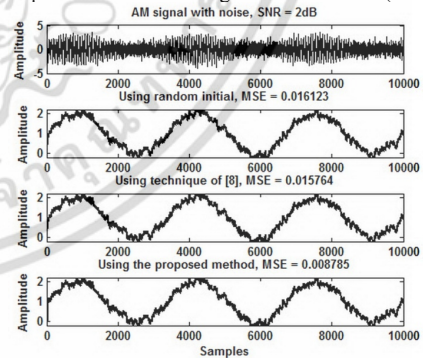


Fig. 6. The result of AM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

TABLE II. MSE AND NUMBER OF SAMPLES USED FOR THE CONVERGENCE STATE IN THE CASE OF PM SIGNAL

Method	Without noise		With noise, SNR = 2 dB	
	MSE	Number of samples	MSE	Number of samples
Random	0.0060	103	0.0094	39
Technique of [8]	0.0183	78	0.0210	105
Proposed method	0.0025	23	0.0093	37

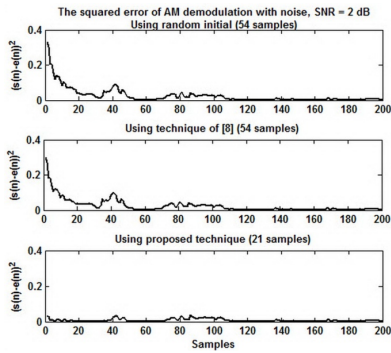


Fig. 7. The squared error for AM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

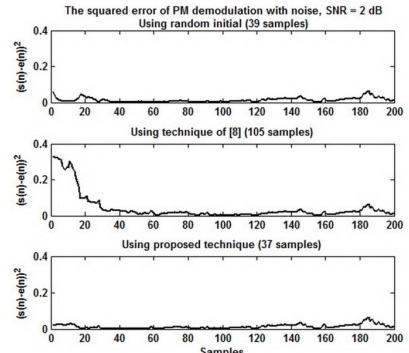


Fig. 11. The squared error for PM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

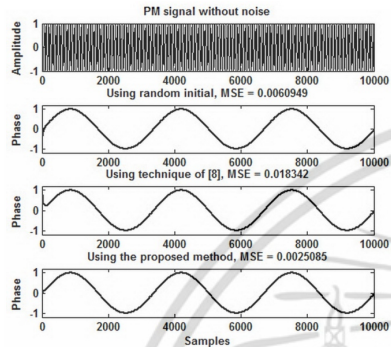


Fig. 8. The result of PM signal demodulation (without noise)

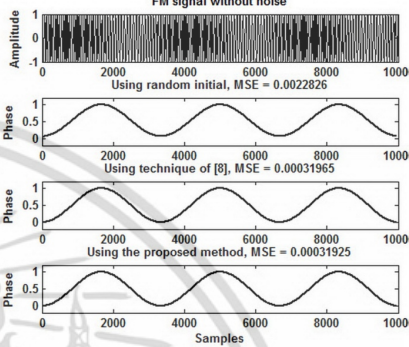


Fig. 12. The result of FM signal demodulation (without noise)

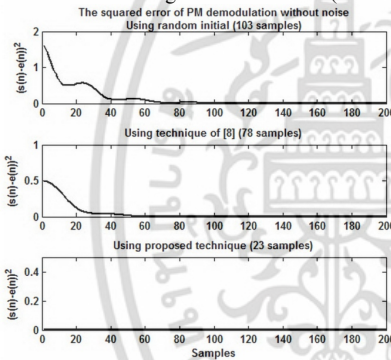


Fig. 9. The squared error for PM signal demodulation (without noise)

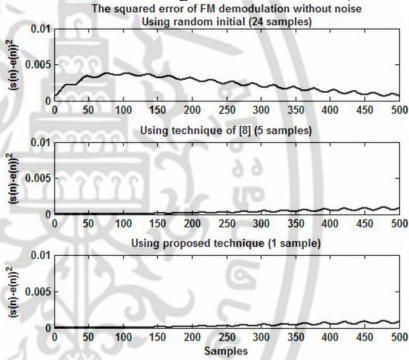


Fig. 13. The squared error for FM signal demodulation (without noise)

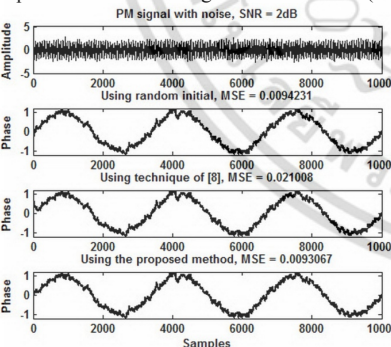


Fig. 10. The result of PM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

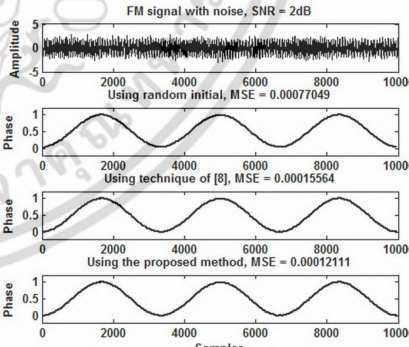


Fig. 14. The result of FM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

TABLE III. MSE AND NUMBER OF SAMPLES USED FOR THE CONVERGENCE STATE IN THE CASE OF FM SIGNAL

Method	Without noise		With noise, SNR = 2 dB	
	MSE	Number of samples	MSE	Number of samples
Random	0.0023	24	0.0008	49
Technique of [8]	0.0003	5	0.0002	9
Proposed method	0.0003	1	0.0001	7

TABLE IV. THE TIME CONVERGENCE OF DEMODULATED SIGNAL

Method	The time convergence of demodulated signal (s)		
	AM	PM	FM
Random	4.1	8.6	7.3
Technique of [8]	3.4	6.6	6.3
Proposed method	2.7	6.6	5.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวชนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

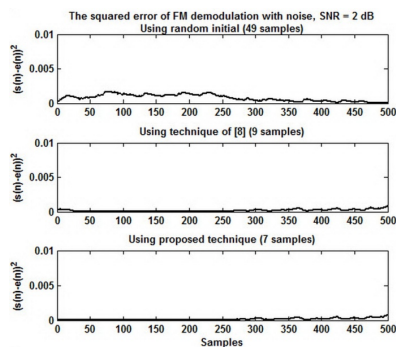


Fig. 15. The squared error for FM signal demodulation (with noise, SNR = 2 dB)

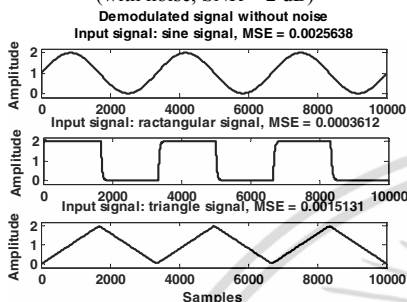


Fig. 16. Demodulated signal for sine, rectangular and triangle input signal (without noise)

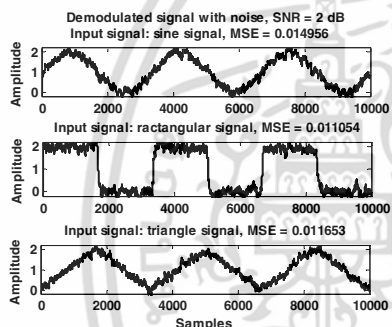


Fig. 17. Demodulated signal for sine, rectangular and triangle input signal (with noise, SNR = 2 dB)

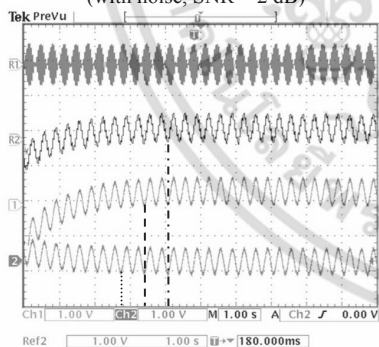


Fig. 18. The result of AM signal demodulation on digital board (without noise)

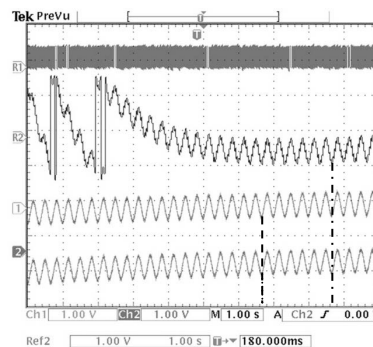


Fig. 19. The result of PM signal demodulation on digital board (without noise)

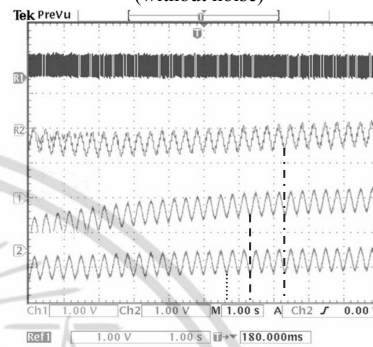


Fig. 20. The result of FM signal demodulation on digital board (without noise)

REFERENCES

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [2] H.C. So, "Adaptive Algorithm for Sinusoidal Interference Cancellation," *IEE Electron. Letters*, vol. 33(22), pp. 1910-1912, Oct. 1997.
- [3] F. F. Yassa and S. E. Noujaim, "Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation", *IEEE Conf. Signals Syst. and Comput.*, vol. 1, pp. 107 - 111, 1988.
- [4] M. J. Werter, "FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol. 44, no. 7, pp. 1822 - 1825, Jul. 1996.
- [5] L. Yanxin and H. Aiqun, "An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals", *IEEE Int. Symp. Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communication*, pp. 1064-1067, Aug. 2007.
- [6] R.W. Harris, D.M. Chabries, F.A. Bishop, "A variable step (VS) adaptive filter algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Process.*, vol. 34, no 2, pp. 309-316, 1986.
- [7] H. Li, N. Tong, N. Liu and J. Jiang, "A New Variable-Step-Size LMS Adaptive Filtering Algorithm," *The 9th Int. Conference Signal Process.*, pp. 38-41, 2008.
- [8] P. Koseeyaporn, J. Koseeyaporn, and P. Wardkein, "An Enhanced Adaptive Algorithm for PLI Cancellation in ECG signal," *IEEE Int. Conf. Inform., Commun. and Signal Process.*, pp. 1-5, Dec., 2009.
- [9] A. Manosueb, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "PLI cancellation in ECG signal based on adaptive filter by using Wiener-Hopf equation for providing initial condition" *Hindawi J. Computational and Math. Methods in Medicine*, vol. 2014, 2014.
- [10] B. Widrow et al., "Adaptive Noise Canceling: Principles and Applications," *Proc. IEEE*, vol. 63, pp. 1692-1716, Dec. 1975.
- [11] B. Widrow and S.D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [12] T. Kanachareon, J. Koseeyaporn, R. Puchalard, and P. Wardkein, "New Adaptive Filter Algorithm for Noise Cancellation," *The 31th Elect. Eng. Conf. (Thailand)*, Oct. 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

An adaptive demodulation for OFDM Signal

Anchalee Manosueb, Jeerasuda Koseeyaporn and Paramote Wardkein

Department of Telecommunications Engineering,
Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Ladkrabang, Bangkok, 10520 Thailand
E-mail: anchalee.manosueb@gmail.com

Abstract—This paper presents a novel method for OFDM demodulation based on LMS adaptive filter. In this proposed method, data symbol is reconstructed from amplitude of reference signal without using fast Fourier transform and thus this method can be applied for real time system. In addition, the convergence rate of adaptive filter can be promoted by using the proper initial weights. The proposed technique will be applied for BASK-OFDM, BPSK-OFDM and QAM-OFDM demodulation. The obtained simulation results of the proposed method compared to the conventional scheme show that the proposed technique can be applied for real time processing of OFDM demodulation.

Keywords—adaptive filter; LMS algorithm; initial weight; OFDM; demodulation

I. INTRODUCTION

Nowadays, the amenities in communication technology are required such as multimedia mobile communication, high speed internet, video conference and public digital broadcasting. These communications on high data rate digital communication system requires wide bandwidth [1]. Then various techniques are developed to achieve high efficiency of bandwidth usage. Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) is one technique which can support high data rate communication [2].

OFDM technique provides more efficient bandwidth usage compared with the same number of subcarrier conventional frequency division multiplexing (FDM) [3]. The data transfer by using OFDM is developed by the ideas of parallel data transmission [4]. It is based on dividing the data into subgroup, each subgroup is modulated with a difference subcarrier which is orthogonal to each other. So, the overlap (aliasing) is passable. Since the original OFDM was presented [5]-[6], many researches have been continuing launched. In addition, after a technique by using inverse discrete Fourier transform (IDFT) for modulation and discrete Fourier transform (DFT) for demodulation OFDM signal was proposed [7]-[8], OFDM has become a standard of transmission in many communication systems ever since. Later, IDFT and DFT can be reduced their mathematical operation by using IFFT and FFT, respectively [9]-[10]. Among these developing OFDM researches, most researchers focus on improving the performance of OFDM

system. For example, the using of wavelet coefficients instead of Fourier coefficients was introduced by [11], while a dividing block data to a small subblock for improving data rate of transmission and reducing mathematic operation was presented by [12].

In present, the adaptive filter is employed for demodulation in many researches such as an adaptive synchronous amplitude demodulation technique proposed by Fathy F. Yassa *et al.* [13]. Later, Michael J. Werter presented FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter [14] and L. Yanxin and H. Aiqun proposed an adaptive demodulation method for QAM signal [15].

In this paper, a new technique for demodulation OFDM signal is proposed. It is based on using LMS adaptive filter whose initial condition of weight is defined according to the technique proposed in [16]. By using the proposed method, the FFT for reconstruction OFDM signal is not required. The OFDM demodulation using the proposed technique can rapidly reconstructing data symbol and working in real-time system.

The organization of this paper is as follows. Section 2 mentions the principle of OFDM and the OFDM demodulation using adaptive filter. The computer simulation results are shown in section 3. Finally, section 4 discusses the conclusion.

II. PRINCIPLE AND METHOD

A. Orthogonal property of OFDM system

Generally, the subcarrier of OFDM system is orthogonal to each other. This technique, a signal in each channel is generated without interference. By using a Fourier transform, which is

$$F(\omega) = \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1)$$

where $x(t)$ is the analogue signal whose amplitude is for example, A volts for symbol “1” or -A volts for symbol “0”, during the symbol period T_s second. The result of integrating (1) is given by

$$F(\omega) = AT_s \left(\frac{\sin\left(\frac{T_s \omega}{2}\right)}{\frac{T_s \omega}{2}} \right) = AT_s \operatorname{sinc}\left(\frac{T_s \omega}{2}\right) \quad (2)$$

To obtain the orthogonal property of the sinc function $F(\omega)$, it is defined that $\frac{T_s \omega}{2} = \pi n$ where $n = 1, 2, 3, \dots$ which results in $F(\omega)$ will be zero when

$$\omega = \frac{2\pi n}{T_s} \quad (3)$$

The selection of ω depends on symbol period or data rate. Thus, carrier frequency arrangement can be provided by

$$f_{cn} = f_0 + \frac{n}{T_s} \quad (4)$$

where f_0 is the minimum subcarrier frequency using in the OFDM system.

Fig. 1 illustrates the frequency spectrum of orthogonal subcarriers using (4). From Fig. 1, the peak of each subcarrier is not interfered to each other. The conventional block diagram of OFDM is illustrated in Fig. 2.

From the block diagram shown in Fig. 2(a), the input digital data is divided to N subgroups and demodulated with N subcarriers. The digital data rate is m bit/second, therefore, the data rate of each channel is $\frac{m}{N}$ bit/second. The digital data is transformed to the data symbol, and then the real part of OFDM signal ($s(n)$) by using IFFT will be transmitted. According to Fig. 2(b), $s(n)$ signal is transformed to d_k by using FFT, then the digital data can be reconstructed from d_k .

The OFDM signal in the form of continuous time is expressed in the following equation:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} \right] \quad (5)$$

From (5), if the OFDM signal is passed through the sampling process whose sampling time $\frac{T_s}{N}$, it means that there are N samples in T_s seconds. Hence, the OFDM signal in the form of discrete time can be written as

$$s(n) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \right] \quad (6)$$

And (6) is normalized with $\frac{1}{N}$, it yields

$$s(n) = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \right] \quad (7)$$

This equation is the IDFT equation. From (7), d_k is coefficient of the exponential function. Therefore, the data symbol can be reconstructed by using DFT which is

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (8)$$

Fourier transform is the process of transformation the signal in time domain into frequency domain. It is related to the complex function which is

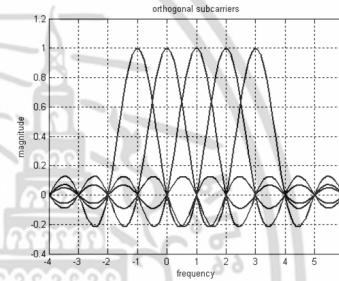
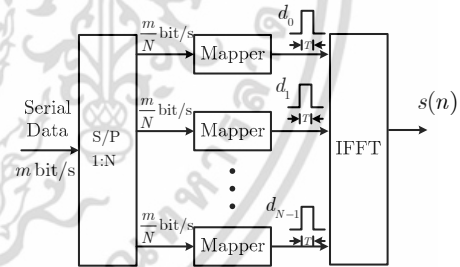
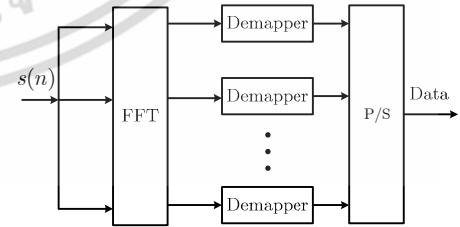


Fig. 1. Spectrum of orthogonal subcarrier in OFDM system



a) OFDM transmission using IFFT



b) OFDM received using FFT

Fig. 2. The conventional block diagram of OFDM system

$$e^{\pm j\omega n} = \cos(\omega n) \pm j \sin(\omega n) \quad (9)$$

where in term of $\cos(\omega n)$ is real part and $\sin(\omega n)$ is imaginary part. In present, OFDM system employs inverse fast Fourier transform (IFFT) and fast Fourier transform (FFT) for modulation and demodulation, respectively.

B. OFDM demodulation by using adaptive filter

In this subsection, a new method for OFDM demodulation by using adaptive filter is explained. The block diagram of the proposed adaptive filter for OFDM demodulation is shown in Fig. 3. The output of the system $e(n)$ is

$$e(n) = s(n) - \hat{x}(n) \quad (10)$$

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (11)$$

where $s(n)$ is OFDM signal, $\hat{x}(n)$ is reference carrier signal of the system, a_k, b_k are adapted weight that is amplitude of cosine and sine signal, respectively. In (6), the data symbol d_k is the complex number that is

$$d_k = A_k e^{j\phi_k} = I_k + jQ_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

By using (9), the variables of (12) are given by

$$I_k = A_k \cos \phi_k, Q_k = A_k \sin \phi_k \quad (13)$$

where I_k is inphase component of data symbol, Q_k is quadrature component of data symbol and ϕ_k is angle of data symbol.

From (12) and (13), (6) can be rewritten as

$$\begin{aligned} s(n) &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \right] \\ &= \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} (A_k \cos \phi_k + jA_k \sin \phi_k) \right. \\ &\quad \left. \left(\cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + j \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \right) \right] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(A_k \cos \phi_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \right. \\ &\quad \left. + A_k \sin \phi_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \right) \\ s(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right). \quad (14) \end{aligned}$$

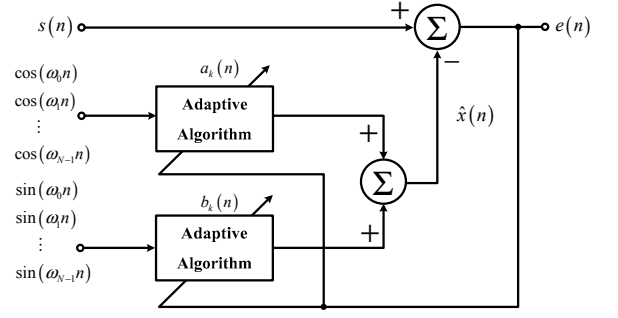


Fig. 3. Block diagram of the proposed OFDM demodulation

By replacing (11) and (14) into (10), it yields

$$\begin{aligned} e(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \\ &\quad - \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) - \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (15) \end{aligned}$$

By considering (15) at the convergent state where $e(n) = 0$

$$\begin{aligned} &\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} (-Q_k) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) + \sum_{k=0}^{N-1} b_k \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (16) \end{aligned}$$

From (16), it is seen that $a_k = I_k$ and $b_k = -Q_k$, it thus implies that the data symbol can be demodulated by adaptive filter in the form of adapted weight a_k, b_k . The parameters a_k and b_k are adapted according to the following equations:

$$\begin{aligned} a_k(n+1) &= a_k(n) + \mu_a \frac{\partial e^2(n)}{\partial a_k(n)} \\ &= a_k(n) + 2\mu_a e(n) \cos\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_k(n+1) &= b_k(n) - \mu_b \frac{\partial e^2(n)}{\partial b_k(n)} \\ &= b_k(n) + 2\mu_b e(n) \sin\left(2\pi \frac{k}{N} n\right) \quad (18) \end{aligned}$$

where μ_a, μ_b are the step size values of the adaptive algorithm, which is $0 < \mu_a, \mu_b < 1$.

III. THE SIMULATION RESULTS

The simulation results for OFDM demodulation by using adaptive filter with the optimal initial weight are shown in this section. The simulation is obtained by using MATLAB and the

algorithm of adaptive filter is based on least mean square (LMS). The step size parameters are $\mu_a, \mu_b = 0.032$ defined from the intersection point between the graph of misadjustment (M) and the iteration number of weight adjustment process (τ) [16]. The proposed technique and the conventional technique are used to compare the reconstructed data symbol with noise at SNR = 5 dB. The sample number of 43, 38 and 84 samples are employed to finding the initial weight according to the technique given in [15] for BASK-OFDM, BPSK-OFDM and QAM-OFDM, respectively. For the simulation, it is assumed that 1 symbol has 10 bits so there are 10 subcarriers where the fundamental frequency is 0.01π radians. The data symbol employed in BASK-OFDM and BPSK-OFDM are shown in Fig. 4 and 8, respectively. For Fig. 12 and 13, the inphase components and quadrature components of QAM-OFDM are depicted.

For demodulating BASK-OFDM signal, Fig. 5 depicts the BASK-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB where the reconstructed data symbol is shown in Fig. 6. From the result, the proposed method can reconstruct data symbol more accurate than the conventional method. The behavior of adapted weights of the adaptive filter is depicted in Fig. 7. From Fig. 7, the number of samples, which is used to reach the convergence state after employ the proper the initial weight, is 53 samples. By considering Fig. 7, the proposed method can stop process and reconstruct data symbol after 53 iterations has been processed, whereas using of FFT method must wait for all samples of the symbol in order to start process and also needs all of them to reconstruct data symbol. It implies that the proposed method is in the process to reconstruct the data symbol while the FFT method is still waiting to completely collect all symbols and reconstruction process has not yet been started. Similarly, for demodulating BPSK-OFDM signal and QAM-OFDM signal, the results are demonstrated in Fig. 9-11 and 14-18, sequentially.

IV. CONCLUSION

This article proposes a new method for OFDM demodulation by using adaptive filter with the proper initial condition. The simulation results show that the proposed technique can reconstruct correct data symbol for BASK-OFDM, BPSK-OFDM and QAM-OFDM compared to the conventional technique for the case with noise at SNR = 5 dB. The adapted weight of adaptive filter shows that the proposed technique can stop adapting process and reconstruct data symbol after the adaptive filter reaches to the convergent state. Contrarily to the conventional technique that all samples of the symbol are required for reconstruction, the proposed technique can reconstruct data symbol after the adaptive filter reaches its convergent state in a concise time. Comparing to the conventional technique, the proposed method can be applied for real time processing due to the properties of adaptive filter. However, it should be noted that in term of mathematical operations, the proposed technique requires more operations than the conventional one.

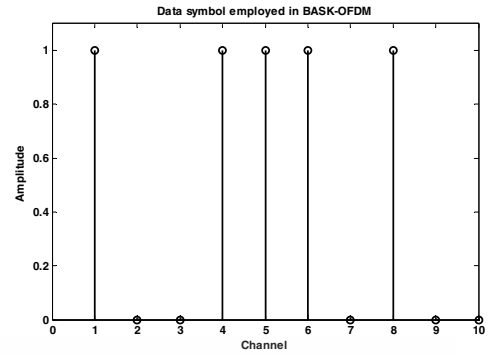


Fig. 4. Data symbol employed in BASK-OFDM

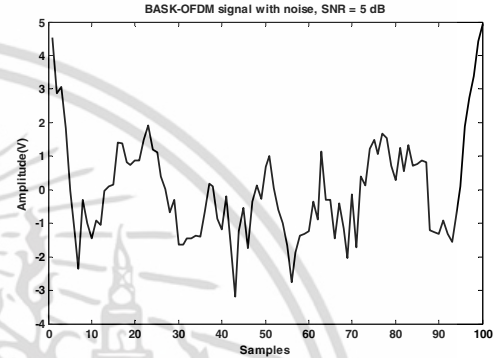


Fig. 5. BASK-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

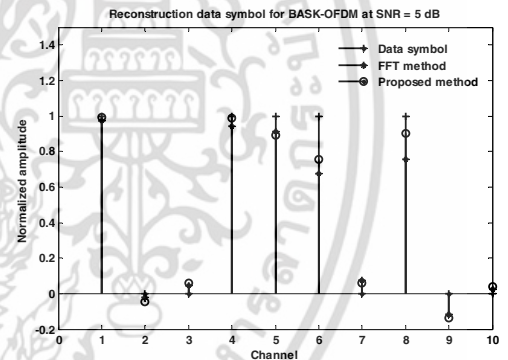


Fig. 6. Reconstructed data symbol for BASK-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

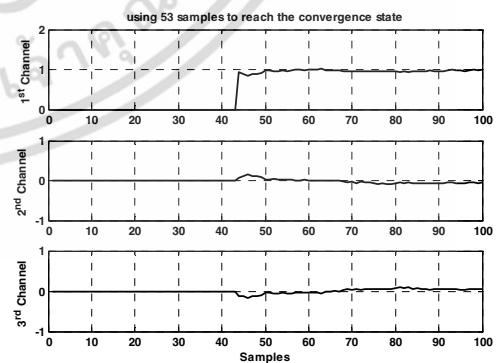


Fig. 7. Adapted weight of adaptive filter for BASK-OFDM

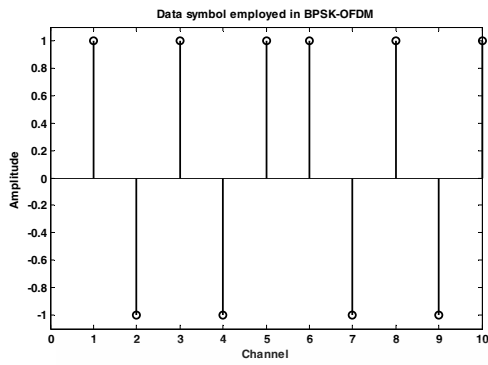


Fig. 8. Data symbol employed in BPSK-OFDM

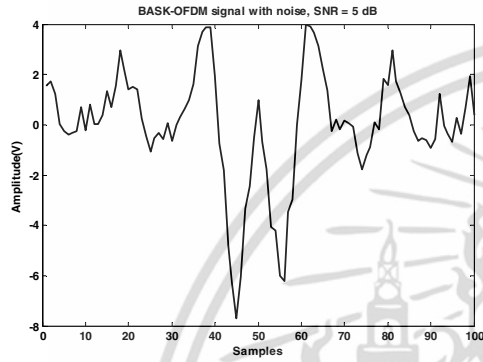


Fig. 9. BPSK-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

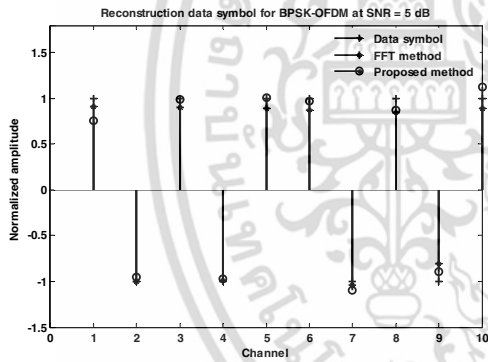


Fig. 10. Reconstructed data symbol for BPSK-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

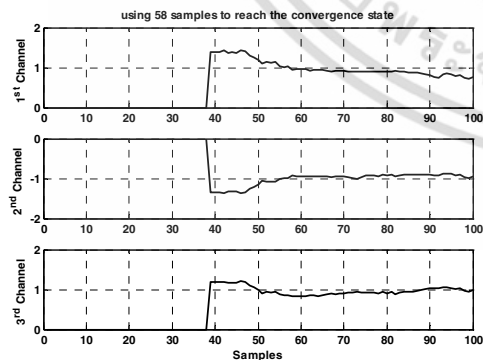


Fig. 11. Adapted weight of adaptive filter for BPSK-OFDM

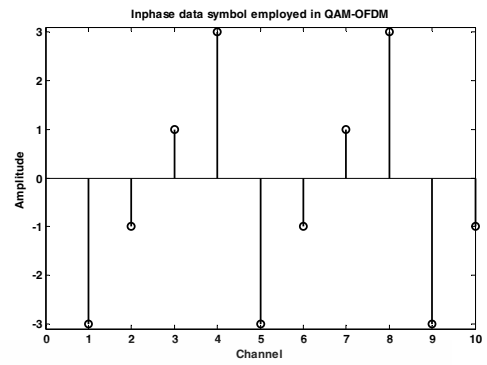


Fig. 12. Inphase components in QAM-OFDM

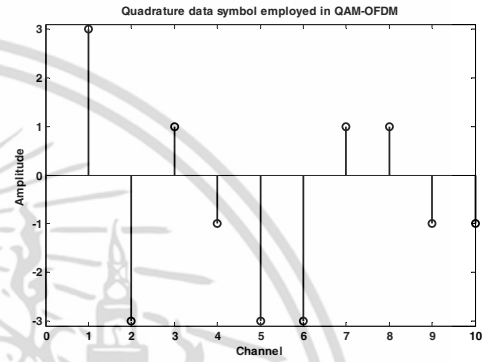


Fig. 13. Quadrature components in QAM-OFDM

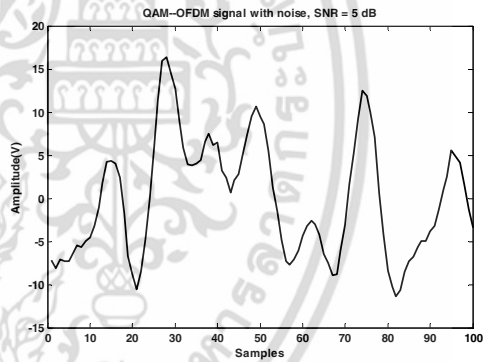


Fig. 14. QAM-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

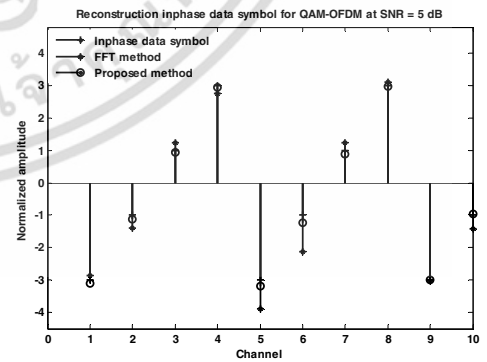


Fig. 15. Reconstructed inphase component for QAM-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

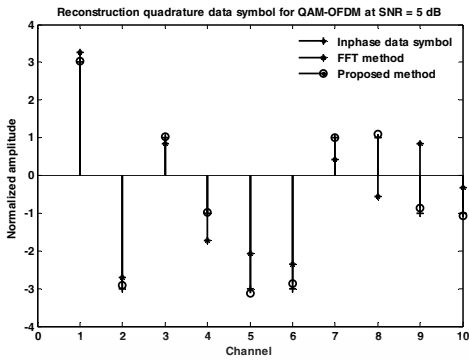


Fig. 16. Reconstructed quadrature component for QAM-OFDM signal with noise at SNR = 5 dB

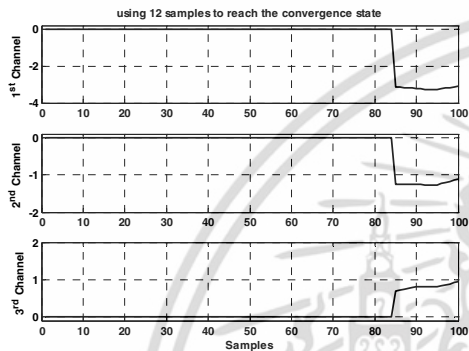


Fig. 17. Adapted inphase component for QAM-OFDM

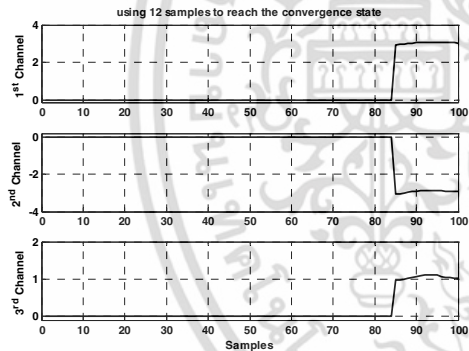


Fig. 18. Adapted quadrature component for QAM-OFDM

REFERENCES

- [1] V.K. Garg, *Wireless Network Evolution 2G to 3G*, NJ: Prentice Hall, 2001.
- [2] R.V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, 1st ed., MA: Artech House, 2000.
- [3] A.F. Molisch, A. Mamela and D.P. Taylor, *Wideband Wireless digital Communication*, NJ: Prentice Hall, 2000.
- [4] R.W. Chang, "Synthesis of Band limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," *Bell System Technical Journal*, vol 45, pp. 1775-1796, 1966.
- [5] B.R. Saltzberg, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System," *IEEE Trans. Commu.*, pp. 805-811, 1967.
- [6] R.W. Chang and R.A. Gibby, "Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," *IEEE Trans. Commu.*, pp. 529-540, 1968.
- [7] S.B. Weinstein and P.M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commu.*, pp. 628-634, 1971.
- [8] A. Peled, A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," in *Proceedings of the IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, and Signal Process. (ICASSP'80)*, 1980, pp. 964-967.
- [9] B. Hirotsaki, "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Commu.*, pp. 982-989, 1981
- [10] G. Cariolaro, F.C. Vagliani, "An OFDM scheme with a Half Complexity," *IEEE J. Commu.*, pp. 1586 - 1599, 1995.
- [11] X. Zhang, G. Bi, "OFDM scheme based on complex orthogonal wavelet packet," *Proc. 12th IEEE Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commu.*, pp. E-99 - E-102, 2001.
- [12] S.G. Kang, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," *IEEE Trans. Broadcasting*, pp. 333 - 338, 1999.
- [13] F. F. Yassa and S. E. Noujaim, "Adaptive Synchronous Amplitude Demodulation", *IEEE Conf. Signals Syst. and Comput.*, vol. 1, pp. 107 - 111, 1988.
- [14] M. J. Werter, "FSK demodulation using an adaptive recursive digital filter," *IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Process.*, vol. 44, no. 7, pp. 1822 - 1825, Jul. 1996.
- [15] L. Yanxin and H. Aiqun, "An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals", *IEEE Int. Symp. Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Commu.*, pp. 1064-1067, Aug. 2007.
- [16] A. Manosueb, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "PLI cancellation in ECG signal based on adaptive filter by using Wiener-Hopf equation for providing initial condition" *Hindawi J. Computational and Math. Methods in Medicine*, vol. 2014, 2014.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – สกุล	นางสาวอัญชลี มโนสืบ
เกิด	26 มกราคม 2529
ภูมิลำเนา	จังหวัดตาก
ประวัติการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2551 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2553 วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2560
ทุนการศึกษา	สถาบันวิจัยและพัฒนาอุตสาหกรรมโทรคมนาคม สำนักงานคณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้