

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอล
แบบขยายและส่งต่อโดยวิธีการทำพรีดีสตอร์ชัน

PERFORMANCE OF AMPLIFY AND FORWARD PROTOCOL FOR COOPERATIVE
COMMUNICATION WITH PREDISTORTION TECHNIQUE

พลานนท์ จิตต์สำรวย
PLANON JITSUMRUAY

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2556
KMITL-2013-EN-M-010-094

PERFORMANCE OF AMPLIFY AND FORWARD PROTOCOL FOR COOPERATIVE
COMMUNICATION WITH PREDISTORTION TECHNIQUE

PLANON JITSUMRUAY

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2013
KMITL-2013-EN-M-010-094

COPYRIGHT 2013

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อโดยวิธีการทำพรีดีสตอร์ชัน

Thesis Title Performance of Amplify and Forward Protocol for Cooperative Communication with Predistortion Technique

นักศึกษา ร้อยโท พลานนท์ จิตต์สำรวย

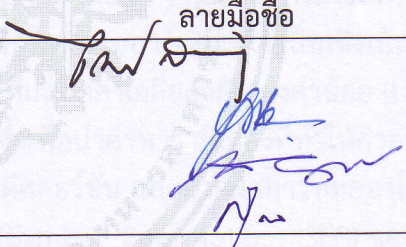
รหัสประจำตัว 51060941

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สุวิพล สิริชีวะภาค

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2013-EN-M-010-094

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ไกรสิน	สงวัฒนา	
รศ.ดร.ยุทธพงษ์	รังสรรค์เสรี	
รศ.ดร.พีระพล	ยุวภูษิตานนท์	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวะภาค	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 20 พฤษภาคม พ.ศ. 2556 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 4

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชชีวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 20 พฤษภาคม พ.ศ. 2556

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อโดยวิธีการทำพรีดิสทอร์ชัน
นักศึกษา	ร้อยโท พลานนท์ จิตต์สำรวย
รหัสนักศึกษา	51060941
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2556
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สุวิพล สิริชีวะภาค

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการสื่อสารไร้สาย แบบร่วมมือ (Cooperative Communication) ที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (Amplify and Forward : AF) โดยการทำพรีดิสทอร์ชัน (Predistortion) เพื่อลดผลกระทบจากความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวขยายกำลังสัญญาณ (HPA) จากตัวรีเลย์ โดยได้นำวิธีจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นซึ่งเป็นการใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอ (ARMA Model) ร่วมกับอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series) ผลลัพธ์คือ ได้เอาต์พุตสามส่วนรวมกันในชื่อโมเดลเออาร์เอ็มเอไม่เป็นเชิงเส้นแบบดิสครีต (Discrete Nonlinear ARMA Model) และใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (LMS) มาใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบวนซ้ำเพื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (MSE) มีค่าต่ำสุดมาใช้กับโมเดลพรีดิสทอร์ชัน และจากผลการทดลองโดยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error ratio : SER) ของการมอดูเลตแบบ M-QAM และ BPSK พบว่าสามารถลดอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ได้

Thesis Title	Performance of Amplify and forward Protocol for Cooperative Communication with Predistortion Technique
Student	Lt.Planon Jitsumruay
Student ID.	51060941
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunications Engineering
Year	2013
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepon Sittichivapak

ABSTRACT

This thesis proposes the performance analysis of Amplify and forward for Cooperative Communication with Predistortion Technique to reduced nonlinear distortion effect from nonlinear high power amplifier at Relay. Channel parameter estimation method is carried out by using Auto Regressive Moving Average (ARMA) and cooperated with Volterra Series Expansion which is expanded by Voltera series called Discrete Nonlinear ARMA Model. The model is used Adaptive Filtering techniques and Least Mean Square (LMS) Algorithm to recursive estimation of channel parameters. The value can be converged to MSE optimum to involved Predistortion Model. Finally, the results in computer simulation which show Symbol Error ratio (SER) for M-QAM and BPSK can be achieved.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงเป็นอย่างดี ด้วยการให้คำแนะนำและคำปรึกษาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. สุวิพล สิริชีวะภาค ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมงานวิจัย ท่านได้กรุณาให้แนวความคิด คำปรึกษา และแนะแนวทางในการทำงานวิจัย ตลอดจนการแก้ไขปัญหาต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย เป็นอย่างดียิ่ง ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ นายอาทิตย์ จิตต์สำรวย นางฐาริณี พิชัยยุทธ์ และ อาจารย์สุนทรี ประมวลโกศลยุต คุณพ่อ คุณแม่ และครอบครัวที่คอยให้กำลังใจ สนับสนุน และให้ความช่วยเหลือในการศึกษาตลอดมาเป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณ อาจารย์เศรษฐกร กาเมือง อาจารย์ประจำคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตสกลนคร ที่ให้คำแนะนำในการทำงานวิจัย

ขอขอบพระคุณ พ.อ.เศรษฐศิริ ตรีศักดิ์ศรี ผู้อำนวยการฝ่ายเทคนิคและการออกอากาศ สถานีวิทยุโทรทัศน์กองทัพบก รวมทั้งผู้บังคับบัญชาของกรมการทหารสื่อสารทุกท่าน ซึ่งผู้วิจัยรับราชการอยู่ ที่สนับสนุนและให้โอกาสในการเข้ารับศึกษา และพี่ ๆ เพื่อน ๆ ทุกคนในสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยเป็นกำลังใจและให้คำปรึกษาเรื่องต่างๆ อย่างสม่ำเสมอ

ประโยชน์และคุณค่าดังที่ได้กล่าวไว้ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านที่กล่าวมาข้างต้น และหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ทำงานวิจัยในด้านนี้ต่อไป

พลานนท์ จิตต์สำรวย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูปภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	3
1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย.....	5
2.1 การทำพรีดีสตอร์ชันไม่เป็นเชิงเส้นในระบบสื่อสาร (Nonlinear Predistortion).....	5
2.2 วิธีการของระบบปรับค่าได้ (Adaptive System).....	8
2.2.1 องค์ประกอบของวิธีการบ่งเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification).....	9
2.2.2 การวัดค่าสมรรถนะในระบบปรับค่าได้.....	11
2.2.3 อัตราการลู่เข้า (Convergence Rate).....	11
2.2.4 การประมาณค่าพารามิเตอร์ที่แม่นยำ.....	12
2.2.5 ความซับซ้อนในการคำนวณ (Computational Complexity).....	12
2.2.6 เสถียรภาพ (Stability).....	13
2.2.7 อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบปรับค่าได้.....	13
2.2.8 ตัวกรองโพลีโนเมียล.....	14
2.3 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย.....	15
2.4 การส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	16
2.4.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก.....	17
2.5 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ.....	18
2.5.1 โพรโทคอลสำหรับระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ.....	19
2.5.2 โพรโทคอลแบบขยายสัญญาณและส่งต่อ.....	20
2.6 เทคนิคการรวมสัญญาณ.....	21
2.6.1 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบเลือก (Selection combining: SC).....	22
2.6.2 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximum Ratio combining: MRC).....	22

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.7 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่างๆ.....	23
2.7.1 อัตราความผิดพลาดในการตัดสินใจสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER).....	23
2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR).....	24
บทที่ 3 งานวิจัยที่นำเสนอ.....	25
3.1 โมเดลแบบเออาร์เอ็มเอ (ARMA Model).....	25
3.2 ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Systems).....	26
3.3 การกระจายอนุกรมโวลเทร่าของระบบเออาร์เอ็มเอ (Volterra Series Expansion of the ARMA System).....	28
3.4 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ.....	29
3.5 การชดเชยความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสาร แบบขยายสัญญาณและส่งต่อ.....	34
3.6 การผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสารแบบขยายสัญญาณและส่งต่อ.....	35
3.7 การวิเคราะห์การเกิดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้น.....	38
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	40
4.1 ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์ของระบบที่เชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น.....	41
4.1.1 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป.....	41
4.1.2 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป และอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่นำเสนอ.....	42
4.1.2 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นเชิงเส้นด้วย อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไปและอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่นำเสนอ.....	43
4.2 ผลการทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมื่อ ที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (Amplify and Forward).....	44
4.2.1 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบ้นช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น ในการมอดูเลตแบบ 4 – QAM.....	44
4.2.2 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบ้นช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น ในการมอดูเลตแบบ 16 – QAM.....	45
4.2.3 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบ้นช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น ในการมอดูเลตแบบ 64 – QAM.....	46
4.2.4 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบ้นช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น ในการมอดูเลตแบบ BPSK.....	47
4.2.5 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบ้นช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น และการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลตแบบ 4 – QAM.....	48

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.6 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น และการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลต แบบ 16 – QAM.....	49
4.2.7 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น และการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลต แบบ 64 – QAM.....	50
4.2.8 การทดลองหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น และการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลต แบบ BPSK.....	51
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	52
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	52
5.1.1 ภาพรวมของงานวิจัย.....	52
5.1.2 วิธีการที่นำเสนอ.....	53
5.1.3 สรุปผลการทดลอง.....	53
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	54
เอกสารอ้างอิง.....	55
ประวัติผู้เขียน.....	58
ภาคผนวก.....	59
ภาคผนวก ก. ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	60

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 โมเดลแบบแท็ปดีเลย์ (Tapped Delay Line) สำหรับการจำลองช่องสัญญาณ	2
2.1 ค่าคุณสมบัติเฉพาะตัว AM/PM และ AM/AM ของตัวขยายกำลัง	6
2.2 แสดงบล็อกของการทำพรีดีสตอร์ชันของตัวขยายกำลังสัญญาณ	7
2.3 โมเดลวิธีการบ่งเอกลักษณ์ระบบ (System Identification)	10
2.4 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย	16
2.5 แถบความถี่ที่มีการซ้อนทับกันของวิธีการแบบ OFDM [15]	16
2.6 แสดงคลื่นพหุย่อยของ OFDM ที่มีความถี่ต่างกันบนแกนเวลา [15]	17
2.7 แสดงคลื่นพหุย่อยของสัญญาณ OFDM ที่ซ้อนกันบนแกนความถี่	18
2.8 ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ	19
2.9 การส่งต่อสัญญาณแบบ Amplify-and-Forward ในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ [18]	20
2.10 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบเลือก [18]	22
2.11 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณสูงสุด	23
3.1 บล็อกไดอะแกรมของโมเดลเออาร์เอ็มเอที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบเต็มหน่วย	28
3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบจากสมการที่ (3.17) เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ	32
3.3 โมเดลของความไม่เป็นเชิงเส้น (โมเดลแฮมเมอร์สไตน์)	33
3.4 โครงสร้างระบบสำหรับการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์	35
3.5 โครงสร้างระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ	36
4.1 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ เป็นผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป	41
4.2 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ โดยเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมเดิมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอ	42
4.3 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเป็นเชิงเส้น ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ โดยเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมเดิมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอ เพื่อเสนอว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอ สามารถใช้ได้กับระบบเชิงเส้นทั่วไปได้	43
4.4 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 4-QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)	44
4.5 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 16 - QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)	45
4.6 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 64 - QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)	46

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S – D ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นโดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN).....	47
4.8 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 4 – QAM.....	48
4.9 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 16 – QAM.....	49
4.10 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 64 – QAM.....	50
4.11 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ BPSK.....	51

บทที่ 1

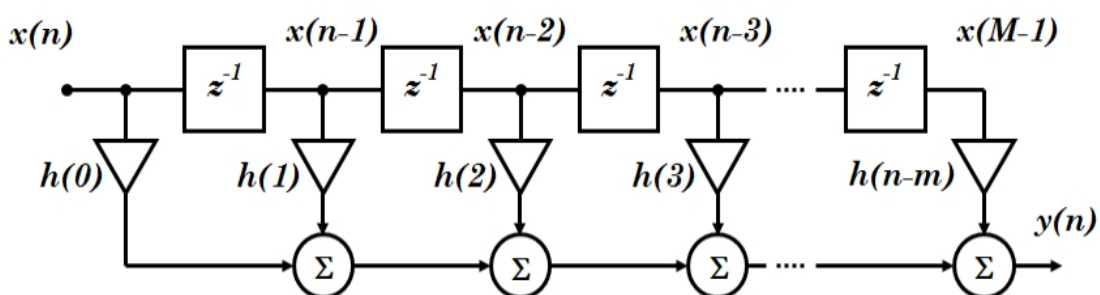
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันนั้น ได้มีการพัฒนาออกมาหลากหลายรูปแบบเพื่อตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งาน ไม่ว่าจะเป็นเรื่องความเร็วในการรับ - ส่งข้อมูลที่สูงขึ้น เรื่องของความเป็นอิสระในการเคลื่อนที่ได้ หรือจะเป็นเรื่องของคุณภาพ ความน่าเชื่อถือในการให้บริการที่ดีในระบบ ทั้งนี้ก็เพื่อรองรับกับความต้องการในการสื่อสารข้อมูลมัลติมีเดีย ซึ่งประกอบไปด้วยข้อมูลภาพ ข้อมูลเสียงและข้อมูลสื่อสารอื่นๆ ในอนาคต แต่อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันมีระบบสื่อสารไร้สายชนิดหนึ่งซึ่งสามารถรองรับความต้องการ ในการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้นในอนาคตและเพิ่มทางเลือกในการส่งข้อมูลในช่องสัญญาณที่ดีที่สุด การสื่อสารดังกล่าวนี้เรียกว่า การสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ (Cooperative Communication) เป็นเทคนิคการส่งต่อข้อมูล (relaying) โดยให้ผู้ใช้งานคนอื่นๆ ในระบบ ทำหน้าที่เป็นผู้ช่วยส่งต่อข้อมูลไปยังเครื่องรับปลายทาง เทคนิคนี้ช่วยเพิ่มความหลากหลายของช่องสัญญาณ (diversity) ได้มากขึ้น ซึ่งส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูล (bit error rate : BER) ของระบบโดยรวมลดลง แต่ปัญหาจากการจางหาย (fading) ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ จากสัญญาณรบกวน (Noise) ความล่าช้าของสัญญาณที่ส่งมา รวมทั้งความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากตัวขยายกำลังสัญญาณ มีผลให้เกิดการลดทอนของสัญญาณ (Attenuations) เช่นกัน ทำให้อัตราความผิดพลาดของการตัดสินใจข้อมูลที่ด้านรับมีค่าสูงขึ้น จนเกิดความผิดพลาดในการรับ-ส่งสัญญาณ ซึ่งความน่าจะเป็นที่จะทำให้เกิดความผิดพลาด ส่วนใหญ่เกิดมาจากความผิดเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Distortion) แน่แน่นอนว่าสมรรถนะของระบบจะลดลง [3]

ในระบบการสื่อสารที่มีการมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [3] นั้น มีความไวต่อความเพี้ยนจากความไม่เป็นเชิงเส้นเป็นอย่างมาก ซึ่งเกิดจากการส่งข้อมูลผ่านอุปกรณ์ขยายกำลังสัญญาณในระบบ โดยมีผลกระทบหลักๆ สองส่วนด้วยกันคือ หนึ่งทำให้เกิดการแทรกสอดในช่องสัญญาณใกล้เคียงกัน (Adjacent Channel Interference : ACI) และอย่างที่สองคือ ทำให้เกิดรูปแบบของการผิดเพี้ยนของสัญญาณโดยสัญญาณของสัญลักษณ์ใดๆ ปะปนไปในสัญญาณเดียวกันของสัญลักษณ์ลำดับ (Symbol Sequence) ถัดๆไป ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการรับสัญญาณของเครื่องรับสัญญาณ (Inter-Symbol Interference : ISI) ดังนั้นจึงมีนักวิจัยหลายท่านได้ทำการศึกษาเพื่อลดผลกระทบจากความเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้นนี้[1-6] อย่างไรก็ตามก่อนที่จะทำการลดผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบ เราจำเป็นต้องหาโมเดลช่องสัญญาณที่เหมาะสม[11] ในบางช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่าพารามิเตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องหาโมเดลช่องสัญญาณที่เหมาะสมกับระบบ โดยข้อดีของการโมเดลช่องสัญญาณคือสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่า[11] เพื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่จำลองได้นั้นมาใช้ในการลดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบสื่อสารต่อไป

ในระบบสื่อสารโดยทั่วไปนั้น การจำลองแบบโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของช่องสัญญาณการสื่อสารเป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมาก สำหรับการพัฒนาระบบสื่อสาร การโมเดลช่องสัญญาณการสื่อสารที่ง่ายสำหรับการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ (Channel Simulation) คือโมเดลแบบแท็ปดีเลย์ (Tapped Delay Line) [9] ที่มีความสัมพันธ์อินพุต – เอาต์พุต ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 โมเดลแบบแท็ปดีเลย์ (Tapped Delay Line) สำหรับการจำลองช่องสัญญาณ

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m(n)x(n-m)$$

1.1

เมื่อ M คือ จำนวนแท็ปดีเลย์

$x(n)$ คือ อินพุตของช่องสัญญาณ

$y(n)$ คือ เอาต์พุตที่ออกจากช่องสัญญาณ

$h(n)$ คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ใช้วิธีการบ่งเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification) มาใช้ในการหาค่าพารามิเตอร์ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยการป้อนสัญญาณอินพุตที่เหมาะสม ให้กับระบบที่ต้องการควบคุม (Unknown System) และทำการวัดผลตอบสนองที่เอาต์พุต และนำข้อมูลอินพุตและเอาต์พุตที่เก็บค่าไว้มาคำนวณหาผลตอบสนองทางความถี่ในรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของระบบที่ต้องการทราบ โดยใช้โมเดลทางคณิตศาสตร์และใช้ตัวกรองแบบปรับค่าได้ (Adaptive Filter) มาช่วยปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมกับระบบ ซึ่งวิธีการออกแบบโมเดลทางคณิตศาสตร์นี้จะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

การศึกษาวิจัยการหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ Amplify-and-forward (AF) โดยการทำให้พรีดิสโตร์เตอร์ (Predistorter) มีความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ดังนี้

1.2.1 ศึกษาวิธีการประมาณช่องสัญญาณโดยการใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอ

1.2.2 เสนอวิธีการจำลองค่าพารามิเตอร์ของโมเดลช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ตัวกรองโพลินอเมียล (Polynomial Filtering) ร่วมกับโมเดลเออาร์เอ็มเอ (ARMA Model) และอัลกอริทึมแอสเอ็มเอส (LMS)

1.2.3 วิเคราะห์ผลกระทบจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ (Relay) ในการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ

1.2.4 เพิ่มสมรรถนะของระบบด้วยการทำให้พรีดิสโตร์เตอร์จากค่าพารามิเตอร์ที่จำลองได้

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมมติฐานของการศึกษาวิจัยการหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อโดยการทำให้พรีดิสโตร์เตอร์ เมื่อมีอิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวขยายกำลังสัญญาณนั้นส่งผลกระทบต่อระบบซึ่งทำให้ค่าสมรรถนะของระบบลดลงเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเมื่อไม่มีความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเกิดขึ้น ซึ่งเมื่อใช้การทำให้พรีดิสโตร์เตอร์ค่าสมรรถนะของระบบจะเพิ่มขึ้น โดยค่าพารามิเตอร์ต่างๆของตัวพรีดิสโตร์เตอร์ได้จากการจำลองที่นำเสนอ

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นและวิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ โดยมีรายละเอียดดังนี้

1.4.1 ศึกษาวิธีการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อใช้ในการลดความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ

1.4.2 ศึกษาผลกระทบจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวขยายกำลังสัญญาณจากตัวรีเลย์

1.4.3 ทดสอบด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาค่าสมรรถนะระบบการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ เปรียบเทียบเมื่อมีความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการทำ พรีดิคเตอร์เตอร์สำหรับการมอดูเลตแบบ 4, 16, 64 – QAM และ BPSK เพื่อสังเกตความแตกต่าง

1.5 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 5 บท รายละเอียดประกอบด้วย

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงสาเหตุจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและหลักการประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการบ่งเอกลักษณ์รวมทั้งเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ ที่มีการใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (Amplify-and-forward: AF) อธิบายถึงพารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ

บทที่ 3 กล่าวถึงงานวิจัยที่ได้นำเสนอ โดยจะนำเสนอวิธีการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นและอิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวขยายกำลังที่ตัวรีเลย์ต่อระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (Amplify-and-forward: AF)

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลองและการอธิบายผลการทดลอง

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ระบบและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัย

รายละเอียดของเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และงานวิจัยด้านการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ได้นำทฤษฎีที่กล่าวถึงไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ ซึ่งมีอิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังสัญญาณที่ทำให้สมรรถนะของระบบลดลง

2.1 การทำพรีดีสตอร์ชันไม่เป็นเชิงเส้นในระบบสื่อสาร (Nonlinear Predistortion)

การออกแบบโมเดลพรีดีสตอร์เตอร์ ได้มีผู้วิจัยหลายท่าน [1-6] ทำการทดลองออกแบบโมเดลเพื่อชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบที่มีตัวขยายกำลัง (Nonlinear HPA) เป็นส่วนประกอบ เช่น เครื่องส่งสัญญาณระบบ OFDM เมื่อการทำงานในย่านสถานะอิ่มตัวของตัวขยายกำลัง โดยการสร้างอินเวอร์สของตัวขยายกำลังที่ตัวส่ง เพื่อทำการหักล้างความไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับชนิดของตัวขยายกำลังที่มีใช้กันอย่างแพร่หลายมีด้วยกันสองชนิดคือ แบบ TWT (Travel Wave Tube) และ แบบ SSPA (Solid State Power Amplifier) โดยชนิดที่เป็นแบบ TWT นิยมใช้ในการสื่อสารดาวเทียมส่วนแบบ SSPA ถูกนำมาใช้กับหลายๆแอปพลิเคชันรวมทั้งระบบโทรศัพท์มือถือ เพราะมีขนาดเล็ก สำหรับในงานวิจัยส่วนใหญ่นิยมใช้โมเดลของซาเลห์ (Saleh's Model) [2] มาใช้ในงานวิจัย โดยมีรูปแบบเอาต์พุตของสัญญาณที่มีความเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้นดังสมการ

$$z(t) = f[u_y(t)] e^{j\{\alpha_y(t) + \phi(u_y(t))\}} \quad 2.1$$

โดยที่ $u_y(t)$ และ $\alpha_y(t)$ คือค่าขนาดและเฟสของสัญญาณอินพุต สำหรับการวัดสัญญาณค่า AM/PM และ AM/AM ของตัวขยายกำลังแบบ TWT ซึ่งได้นำเสนอโดยโมเดลของซาเลห์ (Saleh's Model) [2] ดังนี้

$$f(u_y) = \frac{\alpha_A u_y}{1 + \beta_A |u_y|^2} \quad 2.2$$

$$\phi(u_y) = \frac{\alpha_\phi |u_y|^2}{1 + \beta_\phi |u_y|^2} \quad 2.3$$

ในส่วนของตัวขยายกำลังแบบ SSPA มีค่า AM/PM และ AM/AM ดังนี้ [2]

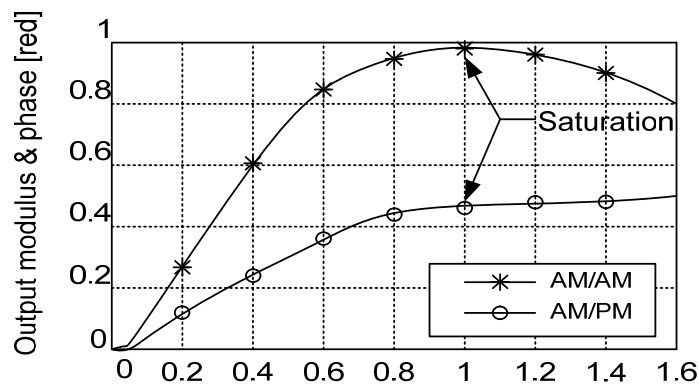
$$f(u_y) = \frac{u_y}{\left[1 + \left(\frac{u_y}{A_{\max}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \quad 2.4$$

$$\phi(u_y) = 0 \quad 2.5$$

เมื่อ A_{\max} คือค่าแอมพลิจูดของเอาต์พุตสูงสุดและ p คือค่าพารามิเตอร์เพื่อสำหรับเปลี่ยนช่วงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้น สำหรับในที่นี้เราจะพิจารณาโมเดลชาเลร์ชของ ตัวขยายกำลังแบบ TWT เพื่อให้เห็นคุณลักษณะ AM/PM และ AM/AM โดยจะกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆเป็น $\alpha_A=2$ $\beta_A=1$ $\alpha_\phi=4$ $\beta_\phi=9$ ซึ่งเป็นชนิดที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบรวมมือ [3] ดังนั้นค่าอินพุตที่สภาวะอิมิตัวเป็น $A_s = 1/\sqrt{\beta_A}$ และได้ค่าแอมพลิจูดเอาต์พุตสูงสุดเป็น

$$A_{\max} = \max \{ f[x(t)] \} = \frac{\alpha_A A_s}{2} \quad 2.6$$

จึงได้กราฟความสัมพันธ์ของ AM/AM และ AM/PM แสดงได้ดังรูป

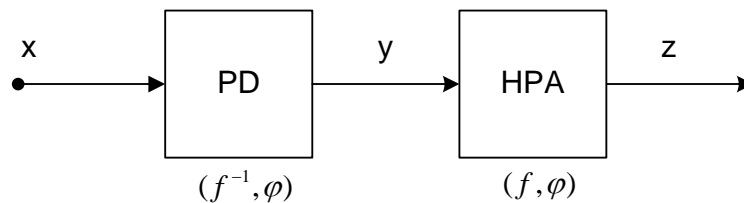


รูปที่ 2.1 ค่าคุณสมบัติเฉพาะตัว AM/PM และ AM/AM ของตัวขยายกำลัง

สำหรับความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากตัวขยายกำลังแบบ TWT ขึ้นอยู่กับค่าแบ็คออฟ (Back Off) ดังนั้น อินพุตแบ็คออฟสำหรับการทำตัวพรีดีสตอร์เตอร์ของตัวขยายกำลังนิยามได้ดังนี้ [3]

$$IBO = 10 \log \left(\frac{P_{sat,i}}{P_{avg,i}} \right) \quad 2.7$$

โดยที่ $P_{sat,i}$ คือกำลังสัญญาณอินพุตที่สภาวะอิ่มตัว และ $P_{avg,i}$ คือ กำลังอินพุตเฉลี่ยของตัวขยายกำลัง สำหรับวิธีการทำพรีดีสตอร์ชัน (Pre-distortion Technique) จะใช้โมเดลพรีดีสตอร์เตอร์มาเชื่อมต่อไว้ด้านหน้าของโมเดลแบบไม่เป็นเชิงเส้นหรือตัวขยายกำลังสัญญาณ และจะได้เอาต์พุตรวมที่มีการหักล้างความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นออกไปจนมีลักษณะใกล้เคียงกับเชิงเส้น ซึ่งผลลัพธ์ของเอาต์พุตที่ได้นี้จะขึ้นอยู่กับการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่แม่นยำ



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกของการทำพรีดีสตอร์ชันของตัวขยายกำลังสัญญาณ

จากรูปที่ เป็นการแสดงบล็อกของการทำพรีดีสตอร์ชันของตัวขยายกำลังสัญญาณ โดยบล็อกของตัวพรีดีสตอร์เตอร์นั้นมีฟังก์ชันส่วนกลับของตัวขยายกำลังสัญญาณ (f^{-1}, φ) ดังนั้นผลที่ได้คืออินพุตจะมีความเป็นเชิงเส้นมากขึ้นดังสมการ

$$z(t) \approx Cx(t) \quad 2.8$$

เราก็จะได้สมการของพรีดีสตอร์ชันโดยการแทนค่าแอมพลิจูดที่สภาวะอิ่มตัว $A_s = 1/\sqrt{\beta_A}$ ลงในสมการที่ (2.2) จึงได้

$$f(u_y) = \frac{A_s^2 \alpha_A u_y}{A_s^2 + u_y^2} \quad 2.9$$

โดยเราสามารถหาค่าอินเวอร์สของฟังก์ชันส่งผ่าน $f[.]^{-1}$ ของค่า AM/AM ซึ่งใช้สมการที่ (2.9) เมื่อ $u = f^{-1}(f(u))$ ดังนั้นจึงได้สมการ [2]

$$f^{-1}(u) = \frac{A_s^2 \alpha}{2u} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{2u}{\alpha_A A_s} \right)^2} \right] \quad 2.10$$

จากสมการข้างต้นนั้นจะเป็นไปได้ก็ต่อเมื่อ $0 \leq u \leq A_s \alpha_A / 2$ ซึ่งเป็นการจำกัดขอบเขตของอินพุตในการชดเชยค่า AM/AM แต่อย่างไรก็ตามความสามารถในการอินเวอร์สฟังก์ชันของตัวขยายกำลังสัญญาณในรูปแบบเชิงซ้อนจะไม่ถูกจำกัดเหมือนสมการข้างต้น และต่อจากนั้นเมื่อพิจารณาค่า AM/PM ของบล็อกพรีดีสตอร์เตอร์เราจะได้สมการ [2]

$$y = f^{-1}(u_x) e^{j(\alpha_x + \phi(u_x))} \quad 2.11$$

$$z = f(f^{-1}(u_x)) e^{j(\alpha_x + \phi(u_x) + \phi(f^{-1}(u_x)))} \quad 2.12$$

เพื่อให้การแก้ไขถูกต้องดังนั้นสามารถเขียนสมการได้เป็น [3-4]

$$\phi(u_x) = -\phi[f^{-1}(u_x)] \quad 2.13$$

รูปแบบทั่วไปสำหรับฟังก์ชันการทำพรีดีสตอร์เตอร์ของค่า AM/PM $\phi[\cdot]$ นั้นชดเชยในส่วนของความเพี้ยนของแอมพลิจูดต่อเฟส $\phi[\cdot]$ ที่เกิดขึ้นภายในตัวขยายกำลังสัญญาณที่มีค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ AM/AM $f[\cdot]$ โดยการทำการอินเวอร์สจะได้ฟังก์ชัน $f^{-1}[\cdot]$ หลังจากนั้นก็จะเป็นการหาค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นเพื่อนำมาใช้กับบล็อกพรีดีสตอร์เตอร์

2.2 วิธีการของระบบปรับค่าได้ (Adaptive System)

สำหรับพื้นฐานที่ใช้ในการแก้ไขปัญหาเชิงวิศวกรรมของตัวกรองแบบปรับค่าได้โดยทั่วไปนิยมใช้ 4 รูปแบบด้วยกัน [7] สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำรูปแบบของการบ่งเอกลักษณ์ของระบบมาใช้ในการพิจารณา โดยหลักการพื้นฐานแล้วนั้นในการออกแบบตัวกรองแบบปรับค่าได้ อินพุตของระบบปรับค่าได้จะนิยามให้อยู่ในรูปอันดับเวลาไม่ต่อเนื่อง $x(n)$ ในขณะที่เอาต์พุตของระบบคือ $y(n)$ และเมื่ออินพุตของสัญญาณที่เป็นค่าปัจจุบันและเมื่อเวลาผ่านไปที่ $N-1$ ซึ่งโดยทั่วไปแสดงได้ในรูปของเวกเตอร์อินพุตดังนี้

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), x(n), \dots, x(n-N+1)]^T \quad 2.14$$

เพื่อให้่ายในการนำมาใช้งานกับสมการของตัวกรองปรับค่าได้ซึ่งระบบปรับค่าได้ทุกแบบต้องการสัญญาณควบคุม $d(n)$ ซึ่งนำมาขับเคลื่อนขบวนการปรับปรุงค่าสัญญาณที่ต้องการโดยเฉพาะ ดังนั้นเราจะได้ค่าเอาต์พุตที่ผิดพลาด $e(n)$ ซึ่งมีผลมาจากค่าผลต่างระหว่างสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรอง และเมื่อนำมาคำนวณโดยใช้ค่า Cost Function เพื่อหาค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (Mean Squared Error: MSE) ซึ่งเป็นค่าเชิงสถิติตั้งสมการ

$$J(n) = E[|e(n)|^2] \quad 2.15$$

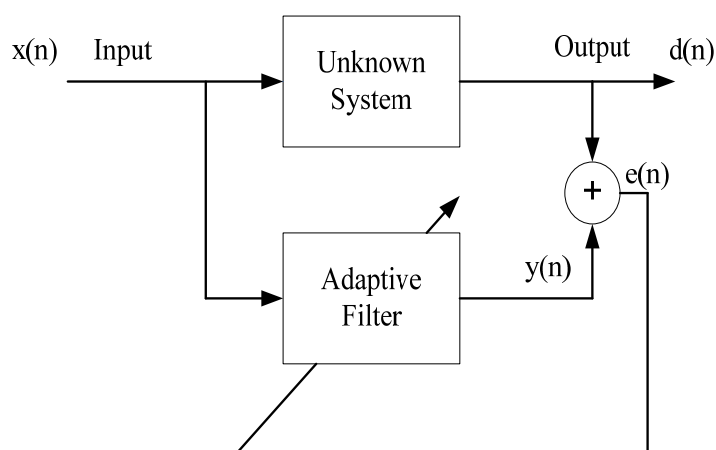
ในทางปฏิบัติเราจะใช้การประมาณค่าคาดการณ์อย่างมีเหตุผลในเทอมทางด้านขวาของสมการ มีวิธีการประมาณค่าอีกวิธีหนึ่งซึ่งใช้กับในหลายๆอัลกอริทึมการ คือค่าเฉลี่ยถ่วงน้ำหนักของค่าผิดพลาดกำลังสอง ที่มีขนาดความยาว L

$$J(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \lambda^i |e(n)|^2 \quad 2.16$$

เมื่อ $0 < \lambda \leq 1$ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การลืม (forgetting factor) เป็นช่วงห่างที่เล็กมากบนช่วงของเวลาสุ่ม ขนาดความยาว L คือค่าพารามิเตอร์สมมติ ซึ่งเป็นค่าที่ต้องปรับแต่งตามแอปพลิเคชันที่จะนำไปใช้งาน สำหรับสมการค่า Cost Function (2.15) ส่วนใหญ่มักจะเรียกว่า ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองแบบ เฟ้นสุ่ม (stochastic mean squared error) ในขณะที่อีกสมการหนึ่ง (2.16) ถูกเรียกว่า ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองแบบบ่งชี้ (deterministic mean squared error) [7]

2.2.1 องค์ประกอบของวิธีการบ่งเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification)

สำหรับการวิเคราะห์รวมทั้งควบคุมระบบซึ่งจำเป็นที่จะต้องทราบถึงโมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบ โดยอาจหาโมเดลได้หลายวิธีด้วยกัน ทั้งจากวิธีการวิเคราะห์โมเดลและวิธีการหาโมเดลระบบจากการทดลองวัดค่า ดังนั้นวิธีการบ่งเอกลักษณ์ระบบที่มีการค้นคว้าและทดลองจากนักวิจัย ตั้งแต่อดีตถึงปัจจุบันนั้น [7-8] จึงเป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาวิเคราะห์โมเดลทางคณิตศาสตร์ของระบบได้ โดยได้นำตัวกรองแบบปรับค่าได้ (Adaptive filter) ที่มีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน มาใช้สำหรับพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างระบบที่ไม่ทราบค่า (Unknown System) และตัวกรองแบบปรับค่าได้ (Adaptive filter) ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โมเดลวิธีการบ่งเอกลักษณ์ระบบ (System Identification)

เมื่อทั้งตัวกรองปรับค่าได้และระบบที่ไม่ทราบค่า(Unknown System) ถูกกระตุ้นด้วยอินพุต $x(n)$ ตัวเดียวกัน เอาต์พุตของระบบถูกเปรียบเทียบ อยู่ในรูปแบบของสัญญาณที่ผิดพลาด $e(n)$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.17)$$

และค่าพารามิเตอร์ของตัวกรองปรับค่าได้จะถูกปรับปรุงค่าอย่างวนซ้ำด้วยฟังก์ชันที่กำหนดเพื่อให้ค่าความผิดพลาด $e(n)$ มีค่าต่ำสุด ในการที่จะกำหนดรูปแบบของการบ่งเอกลักษณ์ระบบสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ ได้มาจากค่าเอาต์พุตของระบบที่ไม่ทราบค่าที่มีอินพุต $x(n)$ ที่สามารถควบคุมได้ เมื่อระบบนั้นสามารถหาค่า Cost Function ได้ และค่าพารามิเตอร์ของตัวกรองปรับค่าได้มีการเข้าสู่หาค่าคงที่ การที่จะเลือกหรือออกแบบโมเดลของระบบไม่ทราบค่า (Unknown System) ต้องวิเคราะห์ว่ามีรูปแบบของกระบวนการปรับค่าที่สามารถให้การประมาณค่าที่ดีที่สุดที่ให้ค่า MSE จากการใช้โครงสร้างของระบบปรับค่าได้มาเป็นตัวกำหนด

สำหรับรูปแบบของระบบปรับค่าได้ที่มีโมเดลของระบบไม่ทราบค่า(Unknown System) ที่ดี รองรับได้ทุกความถี่ สิ่งที่สำคัญคือ ค่าสัญญาณอินพุตที่มีปริมาณแถบความถี่เพียงพอต่อการพิจารณาตัวอย่างเช่น ถ้าตัวกรองปรับแบบค่าได้มีโครงสร้างตัวกรองแบบ FIR มีสัมประสิทธิ์ที่สามารถปรับค่าได้ N สัญญาณอินพุตต้องมีองค์ประกอบทางความถี่ที่แตกต่างกันอย่างน้อย N ค่า เพื่อที่จะหาค่าคุณลักษณะเฉพาะกลุ่มค่าสัมประสิทธิ์ซึ่งทำให้ได้ค่า MSE มีค่าต่ำสุด จากที่กล่าวมาข้างต้นนั้น สัญญาณอินพุตที่เป็นอุดมคติ นั่นคือ สัญญาณรบกวนแบบขาว(White Noise) เพราะมีค่าได้ทุกช่วงความถี่และมีกำลังที่เท่ากัน สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณรบกวนสีแถบกว้าง(Broadband Colored Noise) เป็นสัญญาณที่มีผลการกระตุ้นที่ดี เมื่อวิเคราะห์ด้วยตัวกรองแบบปรับค่าได้ ซึ่งจะให้ค่า MSE มีค่าต่ำสุด ถึงแม้ว่าโดยทั่วไป อัตราการเข้าสู่ของกระบวนการเรียนรู้ระบบจะช้ากว่า สัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณรบกวนแบบขาว เนื่องจากค่าความถี่ที่ถูกกระตุ้นระดับกำลังสัญญาณที่ต่ำจะเข้าสู่ได้ช้า ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำหลักการนี้มา

ทำการวิเคราะห์และปรับปรุงกระบวนการด้านอินพุตเพื่อพิจารณาอัตราการเรียนรู้ (Learning Process)

องค์ประกอบของระบบปรับค่าได้นั้นเป็นหลักการพื้นฐานของการกรองแบบปรับตัวได้ (Adaptive filtering) และเป็นหลักสำคัญของหลายแอปพลิเคชันของตัวกรองปรับค่าได้นำไปใช้งาน ความน่าสนใจหลักของวิธีการบ่งเอกลักษณ์นั้นคือสัญญาณควบคุม (Training Signal) จะถูกสร้างขึ้นมาจากโดยอัตโนมัติทางด้านเอาต์พุตของระบบไม่ทราบค่า (Unknown System) แต่ก็มีข้อเสียตรงที่ว่าอินพุตของระบบไม่ทราบค่า (Unknown System) ถูกบรบกวนจากสัญญาณรบกวนภายนอก เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ต้องการและ ในการเลือกใช้โมเดลของระบบไม่ทราบค่าในบางแอปพลิเคชัน ดังนั้นความถูกต้องแม่นยำค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะต้องนำมาพิจารณาเป็นลำดับแรก

2.2.2 การวัดค่าสมรรถนะในระบบปรับค่าได้

สำหรับระบบปรับค่าได้โดยส่วนมากแล้วความสำคัญในการวัดค่าสมรรถนะนั้นไม่อาจกล่าวได้เพียงอย่างเดียว ว่าวิธีการของผู้ออกแบบการทำงานของระบบปรับค่าได้ดีแล้ว แต่รวมไปการประเมินผลจากเปรียบเทียบสมรรถนะของโครงสร้างของตัวกรองอื่นๆและอัลกอริทึมที่ใช้ เพื่อนำไปสู่ผลลัพธ์ที่ดีและเหมาะสมที่สุดในการนำไปใช้กับแอปพลิเคชันที่ต้องการ ถึงแม้ว่ามีการนำวิธีการวัดค่าสมรรถนะ ซึ่งก็มีอยู่หลายวิธีด้วยกันมาใช้กับระบบปรับค่า แต่ก็มีกฎเกณฑ์ข้อบังคับที่แตกต่างกันออกไป ยกตัวอย่างเช่น อัตราการเรียนรู้ (Convergence Rate) และความซับซ้อนของการคำนวณ (Computation Complexity) ซึ่งก็มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน การประเมินค่าที่เหมาะสมหลักเกณฑ์มาใช้วิเคราะห์ว่าวิธีการใดจะเหมาะสมกับแอปพลิเคชันที่จะนำไปใช้เพื่อหาข้อดีข้อเสียต่อไป

2.2.3 อัตราการเรียนรู้ (Convergence Rate)

อัตราการเรียนรู้ (Convergence Rate) กระบวนการเรียนรู้ของการปรับตัวเป็นสิ่งที่สำคัญมาก หลักเกณฑ์การวัดค่าสมรรถนะนั้น ต้องได้รับการประเมินจากความต้องการที่ว่าเราจะนำไปใช้กับแอปพลิเคชันใด ซึ่งถ้าศึกษาบทความหลายๆบทความที่เกี่ยวกับการใช้งานโครงสร้างของตัวกรองและอัลกอริทึมแบบปรับตัวที่ใช้ที่มีการยืนยันว่าอัตราการเรียนรู้ เข้าใกล้จุดที่เหมาะสม ซึ่งไม่ควรเข้าใจผิดคิดว่าอัตราการเรียนรู้ที่เร็วกว่า จะต้องให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่า อาจกล่าวได้ว่า การเพิ่มขึ้นของอัตราการเรียนรู้ที่เร็วกว่าเป็นเพียงการจัดสรรแหล่งจ่ายที่เพิ่มเติมให้คุ่มค่าเท่านั้น ถ้าต้องการอัตราการเรียนรู้ที่เร็วกว่า ก็ต่อเมื่อไปใช้ในการทำงานที่มีความถี่สูงๆ ในแอปพลิเคชันที่ใช้กับความถี่ต่ำเช่น การกำจัดเสียงก้องแบบปรับตัวบนช่องสัญญาณคุณภาพเสียงโทรศัพท์มาตรฐาน และในเทคนิคการปรับค่าสำหรับการกำจัดสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เสียง เพื่อปรับปรุงสัญญาณเสียงภายในห้อง แม้อัตราการเรียนรู้จะช้าและการวิธีการที่ง่ายกว่าโดยใช้อัลกอริทึมแบบเดิมก็ให้ผลลัพธ์ที่ดีพอแล้ว อย่างไรก็ตามการใช้เทคนิคปรับค่านี้นี้มีการนำมาประยุกต์ใช้เพิ่มมากขึ้นสำหรับวิทยุสื่อสารเคลื่อนที่ โทรศัพท์มือถือ และระบบโทรทัศน์ดิจิทัล (HDTV) ซึ่งก็เห็นได้ว่าเมื่อมีแอปพลิเคชันในการใช้งานกับย่านความถี่สูงๆ มีเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นการปรับค่า

(Convergence) ที่รวดเร็ว ก็อาจนำมาเป็นองค์ประกอบเพื่อตัดสินความถูกต้องของวิธีการปรับค่าที่เลือกใช้ รวมทั้งในการกรองแบบปรับค่าได้ 2 มิติ ของอันดับภาพและวิดีโอ ซึ่งจำเป็นสำหรับตัวกรองปรับค่าได้ที่ต้องตรวจจับค่าเชิงสถิติของสัญญาณที่มีหลากหลายให้ได้อย่างรวดเร็ว แต่สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้หาวิธีการและอัลกอริทึมมาปรับปรุงการลู่เข้า (Convergence) ให้เร็วขึ้นกว่าเดิม

2.2.4 การประมาณค่าพารามิเตอร์ที่แม่นยำ

ความแม่นยำของพารามิเตอร์ที่ปรับค่าได้หลังจากการลู่เข้าของระบบปรับค่าได้ เป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างยิ่งในแอปพลิเคชันของระบบการบ่งเอกลักษณ์ (System Identification) เมื่อสัมประสิทธิ์ที่ได้จากการประมาณถูกนำมาใช้กับระบบไม่ทราบค่า (Unknown System) โดยทั่วไปแล้วระบบปรับค่าได้ ซึ่งมีค่าความไวของสัมประสิทธิ์ที่ต่ำจะให้ผลลัพธ์ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่แม่นยำกว่า ตัวอย่างเช่น ถ้าตัวกรองแบบปรับค่าได้แบบ IIR ถูกนำไปใช้ในการระบุฟังก์ชันส่งผ่านใดๆ (Unknown Transfer Function) และได้ค่าพารามิเตอร์ของการโมเดลมา มันได้แสดงให้เห็นในรูปแบบของที่มีเหตุผลที่ว่าโครงสร้างที่มีค่าสัมประสิทธิ์ความไวต่ำจะให้ผลลัพธ์ในการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ที่แม่นยำ [9-10]

2.2.5 ความซับซ้อนในการคำนวณ (Computational Complexity)

ความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งสำหรับแอปพลิเคชันที่เป็นแบบเวลาปัจจุบัน ที่อัลกอริทึมมาใช้ในการออกแบบฮาร์ดแวร์ VLSI หรือการหาคำตอบโดยใช้การโปรแกรมในแบบเวลาปัจจุบันกับอุปกรณ์ประเภทชิพ (DSP Chip) เพราะความเร็วและความแม่นยำของชิปดีเอสพี จะอยู่ภายใต้การควบคุมของผู้ออกแบบตัวกรองปรับค่าได้ บ่อยครั้งที่ผู้ออกแบบให้ความสำคัญไปที่การเลือกใช้อัลกอริทึมแบบปรับค่าได้เพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีพอกับวัตถุประสงค์ที่ใช้และขั้นตอนในการคำนวณที่ง่าย ในการเปรียบเทียบปริมาณความต้องการในการทำงานแบบเวลาปัจจุบัน ถ้าข้อมูลถูกประมวลผลแบบตัดขาด (Off-line) โดยเก็บไว้ยังหน่วยความจำ แล้วเลือกใช้อัลกอริทึมแบบใหม่ที่เหมาะสม เพื่อยืนยันความเป็นไปได้ว่าผลลัพธ์ที่ได้ดีที่สุด ยิ่งไปกว่านั้นถ้าการประมวลผลสามารถทำได้ด้วยคอมพิวเตอร์แล้วความซับซ้อนของอัลกอริทึมและความแม่นยำของค่าพารามิเตอร์ก็จะเป็นเพียงข้อพิจารณาที่ไม่สำคัญทันที เพราะส่วนใหญ่เมื่อนำเอาคอมพิวเตอร์มาใช้แล้วก็จะสามารถตรวจสอบผลที่ได้เป็นที่น่าพอใจ [10] สำหรับในบางแอปพลิเคชัน ความซับซ้อนในการคำนวณอาจจะเปลี่ยนไปพิจารณาอยู่ในรูปของกำลังที่ต้องใช้ ดังนั้นในแอปพลิเคชันที่มีกำลังที่จำกัดควรที่จะต้องหาอัลกอริทึมที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าก็จะได้ผลลัพธ์ที่ต้องการได้ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการประมวลผลแบบเวลาปัจจุบันในแอปพลิเคชันใดๆ โดยใช้ชิพประมวลผลเพียงตัวเดียว ขณะเดียวกันก็อาจจะใช้งานชิพประมวลผลสองตัวทำงานร่วมกัน แต่เมื่อใช้ชิพประมวลสองตัวก็ต้องใช้กำลังมากขึ้นก็ต้องมาพิจารณาเกี่ยวกับข้อจำกัดของกำลังที่ใช้ด้วย

2.2.6 เสถียรภาพ (Stability)

ระบบปรับค่าได้ถูกพิจารณาสำหรับการหาคำตอบของปัญหาจากการทดลอง คำถามที่เกี่ยวกับความมีเสถียรภาพเกิดขึ้นเป็นอย่างแรกแน่นอน เพราะอัลกอริทึมแบบปรับค่าได้ใดๆก็ตาม อยู่ในรูปของระบบควบคุมแบบป้อนกลับรูปปิด (Close Loop) บ่อยครั้งที่เกิดการขาดเสถียรภาพ[7] และพฤติกรรมที่แตกต่างกันออกไปของระบบปรับค่า โดยทั่วไปตัวกรองปรับค่าที่มีพื้นฐานมาจากโครงสร้าง FIR มีความคงที่ถาวรซึ่งจนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงของค่า Step size และค่าเกณฑ์ที่ถูกเลือกไว้แต่เดิม ดังนั้นจึงไม่ต้องกังวลเกี่ยวกับการขาดเสถียรภาพในสมรรถนะของระบบเวลาปัจจุบัน (Real Time) อย่างไรก็ตามเมื่อใช้โครงสร้างแบบ IIR จำเป็นที่จะต้องพิจารณาเกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบ ถ้า pole ของตัวกรองปรับค่าถูกเคลื่อนไกลออกไปจากวงกลมหนึ่งหน่วยในขณะที่อยู่ในขบวนการปรับปรุงค่า อัลกอริทึมปรับค่าเองก็อาจอยู่ในสภาพไม่มีเสถียรภาพได้ และภายในขบวนการเรียนรู้ อาจจะไม่มีการลู่เข้า (Diverge) ปัญหาที่เกิดขึ้นนี้อาจทำให้เป็นอุปสรรค เพราะโดยจากการแสดงด้วยการทดสอบพบว่าตัวกรองปรับค่าแบบ IIR หลายตัวจะสามารถทำการลู่เข้าได้เร็วที่มาก โดยยอมให้ pole อยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วย ซึ่งก็เป็นเพียงอุปสรรคเดียวเท่านั้นในการที่หาคำตอบที่เสถียรของขบวนการปรับค่าให้ลู่เข้า บางครั้งการวางขอบเขตจำกัดของ pole ให้อยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยโดยใช้เทคนิคการสะท้อน (Reflection Techniques) จะบีบขบวนการเรียนรู้ให้สามารถหาคำตอบได้โดยการลู่เข้าที่ช้าลง

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์อื่นๆ ของความมีเสถียรภาพที่ยืนยันว่าระบบปรับค่าได้ (Adaptive System) ยังคงเป็นมืออยู่ เพราะเมื่อมีการทำงานภายในตัวเพื่อให้เกิดการลู่เข้าและไม่ทำการเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์อย่างไร้จุดหมายโดยตลอดช่องว่างของค่าพารามิเตอร์

2.2.7 อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบปรับค่าได้

อัลกอริทึมที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้อัลกอริทึมแบบแอลเอ็มเอส ซึ่งมีข้อดีในการนำมาใช้งานที่ง่ายไม่ซับซ้อนและสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย เพื่อใช้หาฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) หรือเมตริกซ์ส่วนกลับ เพราะการใช้งานที่ง่ายดังนั้นจึงมีงานวิจัยส่วนใหญ่ นำอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสมาใช้เป็นอัลกอริทึมแบบปรับค่าได้ สำหรับในงานวิจัยฉบับนี้ได้นำอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสมาใช้ในการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก (Weight) ด้วยการคูณด้วยเซตของสัญญาณอินพุตของตัวกรองเพื่อหาค่า (Inner Product) เพราะฉะนั้นผลลัพธ์ที่ได้คือค่าประมาณ (Estimate) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ ต่อจากนั้นด้วยการเปรียบเทียบกับค่าสัญญาณที่แท้จริงเราก็จะได้ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการประมาณค่า เมื่อได้ค่าความผิดพลาดเราก็จะนำมาใช้ในการปรับปรุงค่าถ่วงน้ำหนักของตัวกรองโดยการทำงานแบบหมุนวนไปจนกว่าการปรับปรุงค่าได้ค่าเอาต์พุตของตัวกรองที่มีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่แท้จริง โดยอัตราการปรับปรุงค่าจะขึ้นอยู่กับค่า Step size ที่เหมาะสม ดังนั้นวิธีการของอัลกอริทึมนี้จะมีด้วยกันสามขั้นตอนดังแสดงได้ดังนี้

1. ให้สัญญาณเอาต์พุตเป็น

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k x(n-k) \quad 2.18$$

2. ค่าความผิดพลาดจากการประมาณค่าสัญญาณ ใน (2.17) ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณ $d(n)$ และ $x(n)$

3. สมการปรับปรุงค่าถ่วงน้ำหนัก

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n)x(n) \quad 2.19$$

จะสังเกตได้ว่าเทอมที่สองในสมการ 2.19 แสดงให้เห็นการแก้ไขค่าถ่วงน้ำหนักเพื่อให้ความผิดพลาดน้อยลง ซึ่งจะทำให้การประมาณค่าเอาต์พุตของสัญญาณที่ต้องการมีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่แท้จริง

2.2.8 ตัวกรองโพลีโนเมียล

ตัวกรองโพลีโนเมียลที่ใช้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ใช้ในการพิจารณากับระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยมีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตเมื่อระบบมาความสมเหตุสมผลดังนี้ [11-12]

$$y(n) = \sum_{i=0}^p f_i \left\{ \begin{array}{l} x(n), x(n-1), \dots, \\ x(n-N), y(n-1), \dots, \\ y(n-M) \end{array} \right\} \quad 2.20$$

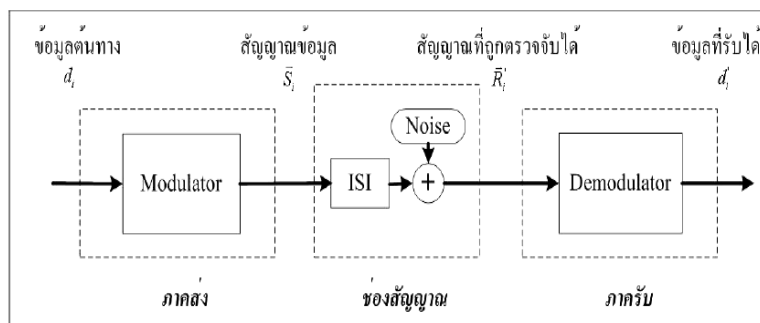
โดยที่ $f_i(\dots)$ คืออันดับตัวกรองโพลีโนเมียลในรูปตัวแปรภายในวงเล็บ จากสมการข้างต้นนั้นถ้าเป็นระบบเชิงเส้นนั้น $f_i(\dots) = 0$ สำหรับทุก $i \neq 1$ ถ้าระบบมีการกำหนดขอบเขตของอินพุตและเอาต์พุตจะแสดงในรูปของการกระจายอนุกรมไวเทร่าดังนี้

$$\begin{aligned} y(n) = & h_0 + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} h_1(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} h_2(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) + \dots \\ & + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \dots \sum_{n_p=0}^{N_p-1} h_p(n_1, n_2, \dots, n_p)x(n-n_1)x(n-n_2)\dots x(n-n_p) \end{aligned} \quad 2.21$$

เมื่อ $h_p(n_1, n_2, \dots, n_p)$ เป็นจำนวนอันดับแก่นโวเทร่า (Volterra Kernel) ของระบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยสังเกตได้ว่าอันดับแก่นโวเทร่านั้นเหมือนกับจำนวนมิติของการทำคอนโวลูชัน ซึ่งค่าแก่นโวเทร่านี้จะใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากับระบบไม่เป็นเชิงเส้นต่อไป

2.3 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สาย

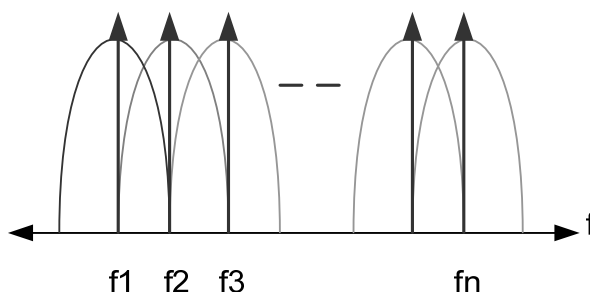
ระบบสื่อสารไร้สาย เป็นรูปแบบหนึ่งในหลายๆวิธีของการสื่อสาร ที่ใช้สำหรับส่งข้อมูลข่าวสารแบบอนาล็อกหรือดิจิทัล จากด้านส่งไปยังด้านรับ ผ่านช่องสัญญาณสื่อสารแบบไร้สาย เช่น การส่งข้อมูลโดยใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า(Microwave) ระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม(Satellite system) และระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่(Mobile system) เป็นต้น แต่เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณไร้สายที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามองค์ประกอบต่างๆ อย่างเช่น สิ่งแวดล้อมทางกายภาพ ความเร็วในการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์ ด้านรับหรือด้านส่ง รวมถึงอุณหภูมิ เป็นต้น เป็นผลให้สัญญาณข้อมูลที่ถูกตรวจจับได้ที่ด้านรับ มีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปจากเดิม จึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยี และวิธีการต่างๆขึ้นมา เพื่อแก้ไขปัญหาเหล่านี้ในการออกแบบและใช้งานระบบสื่อสารไร้สายเพื่อรับ-ส่งข้อมูลดิจิทัลนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาองค์ประกอบต่างๆของระบบสื่อสาร เช่น ขนาดแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของช่องสัญญาณที่ใช้ งาน อัตราเร็วในการส่งข้อมูล และกำลังส่ง เป็นต้น โดยจะต้องมีการออกแบบให้เหมาะสมเพื่อให้สามารถใช้งานระบบสื่อสารนั้นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่เป็นการรบกวนช่องสัญญาณอื่นๆ จากรูปที่ 2.1 เป็นการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย โดยข้อมูลดิจิทัล d_i ผ่านการมอดูเลต (Modulate) ก่อนถูกส่งผ่านระบบสื่อสาร เพื่อแปลงข้อมูลให้เป็นสัญญาณข้อมูล S_i ที่มีคุณสมบัติเหมาะสมต่อการส่งผ่านช่องสัญญาณ และเมื่อสัญญาณข้อมูล R_i ถูกตรวจจับได้ที่ด้านรับ ก็จะถูกนำมาผ่านการดีมอดูเลต (Demodulate) เพื่อแปลงสัญญาณข้อมูลให้กลายเป็นข้อมูลดิจิทัล d_i เพื่อนำไปใช้งานต่อไป โดยจะพบว่า ข้อมูลดิจิทัลที่ได้จากการทำงานของด้านรับนั้นอาจมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไป เมื่อเปรียบเทียบกับข้อมูลที่ส่งออกไปจากด้านส่ง ซึ่งเกิดมาจากผลขององค์ประกอบต่างๆในระบบสื่อสาร สำหรับองค์ประกอบหลักที่ส่งผลให้ข้อมูลที่ถูกส่งผ่านมาเกิดความผิดพลาดขึ้นนั้น เกิดมาจากการถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) และเกิดจากลักษณะในการส่งข้อมูลทีสัญญาณข้อมูล S_i สามารถเดินทางไปถึงด้านรับได้จากหลายวิถีด้วยกัน (multi-path) โดยที่ในแต่ละเส้นทางนั้น อาจจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน จึงส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในลักษณะของการทับซ้อนระหว่างสัญญาณขึ้น



รูปที่ 2.4 การส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณไร้สาย

2.4 การส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

การส่งสัญญาณแบบ OFDM [13,14] ใช้เทคนิคการส่งแบบหลายคลื่นพาห์ ส่งผ่านช่องสัญญาณออกไปในเวลาเดียวกัน โดยจะเป็นการส่งข้อมูลแบบขนาน แล้วทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing: FDM) ซึ่งในการส่งสัญญาณคลื่นพาห์แบบเดิมนั้นจะแบ่งคลื่นพาห์ออกเป็นช่วงๆ และจะได้คลื่นพาห์ย่อยเป็นจำนวนมากในแบนด์วิดท์ที่ใช้ โดยที่แต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะไม่มี การซ้อนทับกันของสเปกตรัมความถี่ จากนั้นสัญญาณคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมด จะส่งออกช่องสัญญาณโดยใช้การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ แต่อย่างไรก็ตามการส่งแบบวิธี FDM ยังไม่สามารถใช้แถบความถี่ได้อย่างคุ้มค่า ดังนั้นจึงมีการคิดวิธีการส่งสัญญาณแบบขนานและทำการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่เป็นคลื่นพาห์ย่อยจำนวนมากที่มีการซ้อนทับกัน โดยที่คลื่นพาห์จำนวนมากนั้น จะมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal) โดยที่ไม่มีการรบกวนกัน ดังที่แสดงในรูปที่ 2.5 แสดงแถบความถี่ที่มีการซ้อนทับกันของวิธีการแบบ OFDM ซึ่งจะมีประสิทธิภาพกว่าวิธีการเดิม โดยสามารถประหยัดแบนด์วิดท์ได้ประมาณ 50 %

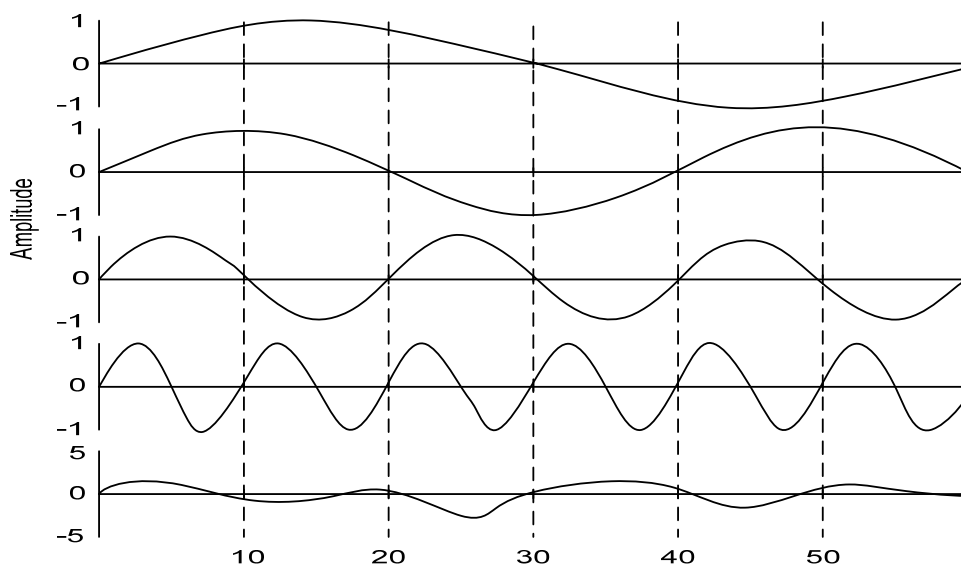


รูปที่ 2.5 แถบความถี่ที่มีการซ้อนทับกันของวิธีการแบบ OFDM [15]

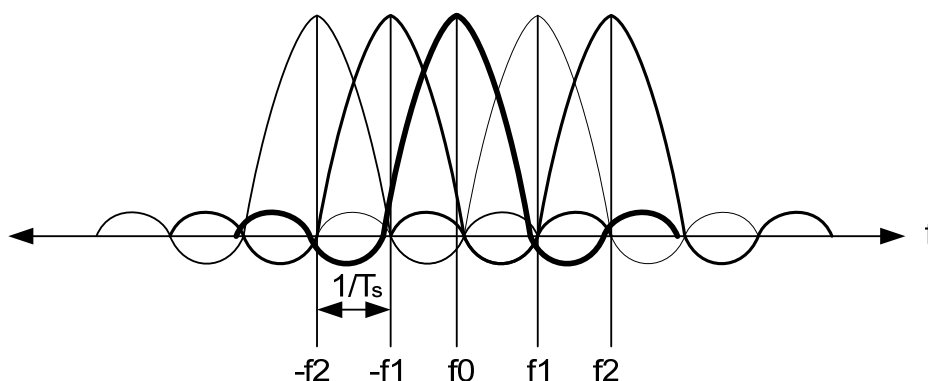
ดังนั้นสัญญาณบิตข้อมูลอัตราสูงที่ต้องการส่งออกไป จะถูกแบ่งแยกออกเป็นข้อมูลที่มีอัตราบิตต่ำลงหลายๆอัน โดยอาศัยเทคนิคการแปลงข้อมูลแบบอนุกรมมาเป็นแบบขนาน (Serial to Parallel) แล้วจึงนำมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห้ของช่องสัญญาณต่างๆ ด้วยเหตุนี้จึงเรียกระบบ OFDM ว่าเป็นการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ (Multi-Carrier Modulation Technique) □ ต่อจากนั้นจึงทำการแปลงสัญญาณโดเมนความถี่มาเป็นสัญญาณโดเมนทางเวลาโดยอาศัยวิธีการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) ตามด้วยการแทรกช่วงเวลาป้องกัน (Guard Interval) เพื่อแก้ปัญหาการรบกวนกันเนื่องมาจากการประวิงเวลา ที่เป็นผลมาจากการสะท้อนของคลื่นหลายเส้นทาง (Multi-Path Delay) ของช่องสัญญาณแบบไร้สาย ต่อจากนั้นทำการรวมสัญญาณย่อยๆ เหล่านั้นด้วยเทคนิคการแปลงข้อมูลแบบขนานมาเป็นแบบอนุกรม (Parallel to Serial) แล้วส่งออกอากาศไปยังเครื่องรับต่อไป

2.4.1 คุณสมบัติของการตั้งฉาก

ระบบ OFDM นั้นใช้การส่งคลื่นพาห้ย่อยที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันในโนเมนความถี่ ทำให้สามารถส่งข้อมูลข่าวสารในคลื่นพาห้ที่แตกต่างกัน ในไม่มีการรบกวนกันแต่ก็อาจเกิดในบางกรณีที่มีการแทรกสอดในช่องสัญญาณชิดกัน (Inter Channel Interference) สัญญาณ OFDM สามารถสร้างสัญญาณได้จากผลรวมของสัญญาณไซน์ (Sinusoid Signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยๆ ความถี่เบสแบนด์ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย โดยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์ โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพาห้ย่อยนั้นมีจำนวนรอบเป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์ดังนั้นผลที่ตามมาจะทำให้คลื่นพาห้ย่อยนั้นตั้งฉากกัน



รูปที่ 2.6 แสดงคลื่นพาห้ย่อยของ OFDM ที่มีความถี่ต่างกันบนแกนเวลา [15]



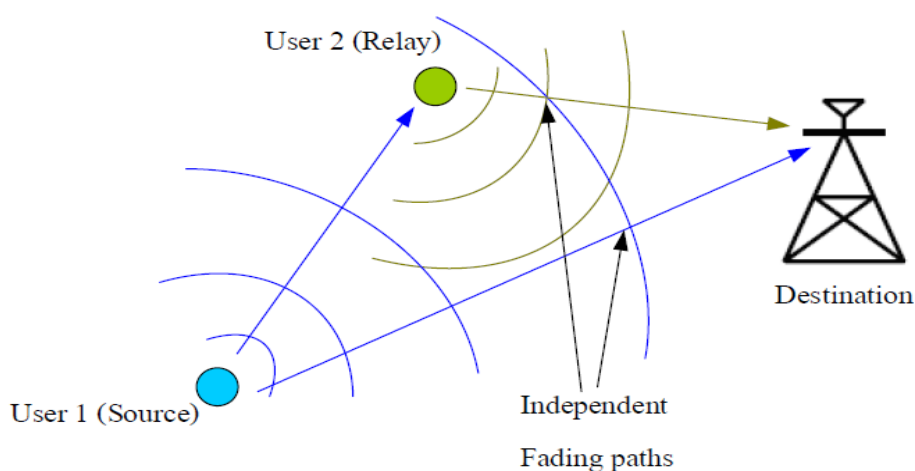
รูปที่ 2.7 แสดงคลื่นพาร์ย่อยของสัญญาณ OFDM ที่ซ้อนกันบนแกนความถี่

จากรูปที่ 2.6 แสดงรูปแบบของสัญญาณ OFDM บนแกนเวลาที่มีคลื่นพาร์ย่อย 4 คลื่นพาร์ พบว่าในแต่ละสัญญาณย่อยจะมีลูกคลื่นจำนวน 1, 2, 3 และ 4 ลูกคลื่น ในช่วงเวลาหนึ่ง สัญญาณ โดยรูปด้านล่างสุด คือสัญญาณรวมทั้ง 4 คลื่นพาร์ รูปที่ 2.7 แสดงคลื่นพาร์ย่อยบนแกนความถี่โดยใช้วิธี FFT (Fast Fourier Transform)

คุณสมบัติของการตั้งฉากของสัญญาณ OFDM ก็คือเมื่อสัญญาณของคลื่นพาร์ย่อยแสดงบนแกนความถี่ ซึ่งสัญญาณแต่ละคลื่นจะมีลักษณะรูปคลื่นเป็นสัญญาณซิงค์ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.7 โดยแต่ละคลื่นพาร์จะมีกึ่งกลางยอดคลื่นที่มีตำแหน่งตรงกับตำแหน่งที่สัญญาณอื่นๆ มีระดับสัญญาณเป็นศูนย์ (null) โดยที่จุดยอดคลื่นของแต่ละสัญญาณจะมีระยะห่างกันตามแกนความถี่เท่ากับ $1/T_s$ เมื่อ T_s คือช่วงเวลาของสัญญาณ ดังนั้นคลื่นพาร์ย่อยของสัญญาณ OFDM มีระยะห่างเป็น $\Delta f = 1/T_s$ ดังนั้นที่เครื่องรับจะต้องแซมเปิลสเปคตรัมของสัญญาณ OFDM ที่ตำแหน่งกึ่งกลางจุดยอดของแต่ละคลื่นพาร์ย่อย โดยการที่แถบความถี่ของคลื่นพาร์ย่อยซ้อนทับกัน จะไม่มีผลกระทบต่อที่เครื่องรับ เพราะที่จุดยอดของคลื่นนั้นสัญญาณอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งเป็นผลมาจากคุณสมบัติของการตั้งฉากกันของแต่ละคลื่นพาร์ย่อย

2.5 หลักการพื้นฐานของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ (Cooperative Communication) เป็นระบบสื่อสารที่อาศัยผู้ใช้งานในโครงข่ายระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless communication network) ทำหน้าที่รับสัญญาณและช่วยส่งต่อสัญญาณที่รับได้ไปยังเครื่องรับปลายทางร่วมกัน โดยผู้ใช้ที่ส่งสัญญาณเป็นคนแรก เรียกว่า “ผู้ส่ง (source)” และผู้ใช้ที่ทำหน้าที่ช่วยส่งต่อสัญญาณ เรียกว่า Relay ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 ระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

ซึ่งการช่วยส่งต่อสัญญาณจะทำให้เกิดการเพิ่มความหลากหลายของช่องสัญญาณ (Diversity gain) ขึ้น เหมือนในระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้าหลายทางออก (Multiple Input Multiple output: MIMO) และส่งผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลลดลง ข้อดีของระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมืออีกประการหนึ่งคือ การช่วยเพิ่มพิสัย (range) ในการสื่อสารของผู้ใช้งานในโครงข่ายสื่อสารไร้สาย เนื่องจากผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้เครื่องรับปลายทาง สามารถช่วยส่งต่อข้อมูลของผู้ส่งซึ่งอยู่ห่างไกลออกไปมากๆได้

2.5.1 โพรโตคอลสำหรับระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ

ในปัจจุบันได้มีการนำเสนอโพรโตคอลสำหรับระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือไว้ 3 รูปแบบ ดังต่อไปนี้[17] คือ

1. โพรโตคอลแบบไม่เปลี่ยนแปลง (Fixed Relaying Protocol) โพรโตคอลแบบนี้มีหลักการคือ มีการกำหนดจำนวนและระบุผู้ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็น Relay คงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงตลอดการสื่อสาร โพรโตคอลแบบนี้มีความซับซ้อนน้อยที่สุด

2. โพรโตคอลแบบเลือก (Selecting Relaying Protocol) โพรโตคอลแบบนี้จะมีหลักการคือ ไม่มีการกำหนดจำนวนและระบุผู้ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็น Relay ที่คงที่ โดยมีวิธีการเลือกผู้ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็น Relay จากค่าขนาดของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและผู้รับที่ถูกเลือกเป็น Relay ที่มีค่ามากที่สุด ซึ่งโพรโตคอลแบบนี้มีความซับซ้อนมากกว่าโพรโตคอลแบบไม่เปลี่ยนแปลง

3. โพรโตคอลแบบมีการป้อนกลับ (Incremental Relaying Protocol) โพรโตคอลแบบนี้จะมีลักษณะคล้ายๆกับโพรโตคอลแบบเลือก Relay เพียงแต่มีการเพิ่มเงื่อนไขการเลือกผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay มากขึ้น และจุดเด่นของโพรโตคอลนี้ก็คือ เครื่องรับจะทำการส่งข้อความตอบกลับไปยังผู้ใช้งานทุกคน เพื่อให้ทราบสถานะของการส่งสัญญาณในแต่ละครั้ง หากการส่งข้อมูลนั้นไม่มีความ

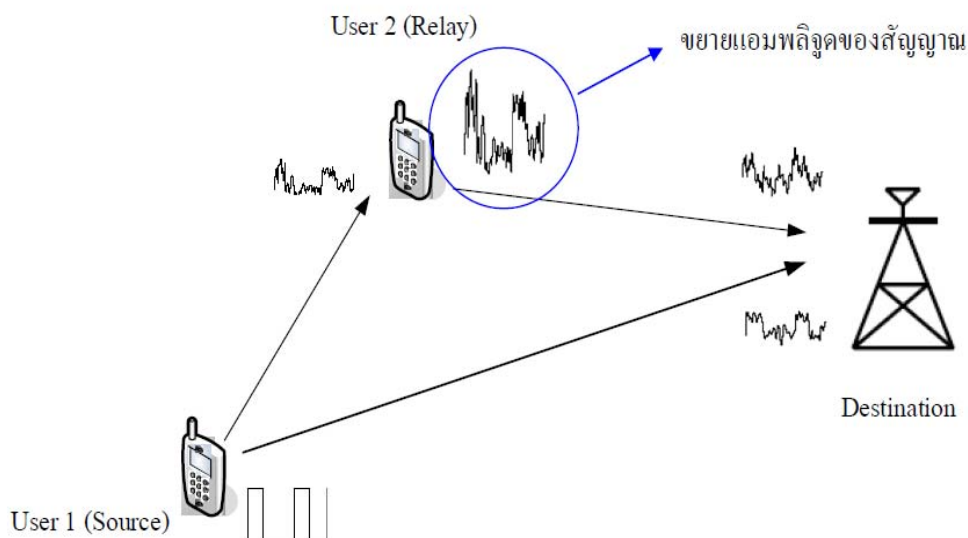
ผิดพลาด เครื่องรับจะส่งข้อความกลับมายังผู้ใช้งานทุกคน เพื่อให้รับสถานะของการส่งที่สมบูรณ์ จึงทำให้ผู้ใช้งานที่หน้าที่เป็น Relay ไม่ต้องส่งต่อสัญญาณไปยังเครื่องรับ แต่ถ้าหากส่งข้อมูลเกิดความผิดพลาด เครื่องรับจะส่งข้อความกลับมายังผู้ใช้งานทุกคน เพื่อรับทราบสถานะของการส่งที่ไม่สมบูรณ์และมีการร้องขอให้มีการส่งข้อมูลใหม่จากผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay โพรโตคอลแบบนี้มีความซับซ้อนสูงที่สุด

การหาประสิทธิภาพของโปรโตคอลทั้งหมดนี้สามารถทำได้โดย การหาความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ขาดหาย (Outage probability) และจะเห็นได้ว่าโปรโตคอลในแต่ละแบบจะมีความซับซ้อนแตกต่างกัน และมีประสิทธิภาพที่ต่างกันด้วย โดยโปรโตคอลแบบมีการป้อนกลับจะมีประสิทธิภาพสูงสุด และโปรโตคอลแบบไม่เปลี่ยนแปลงจะมีประสิทธิภาพต่ำที่สุด

การส่งต่อสัญญาณจาก Relay ไปยังเครื่องรับ สามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบด้วยกัน คือ Amplify-and-Forward (AF) และ Decode-and-Forward (DF) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวเฉพาะวิธี Amplify-and-Forward (AF)

2.5.2 โพรโตคอลแบบขยายสัญญาณและส่งต่อ

Amplify-and-Forward: ผู้ใช้งานที่ทำหน้าที่เป็น Relay จะทำการขยายสัญญาณที่ได้รับ ได้ให้มีขนาดแอมพลิจูดสูงขึ้นตามเกณฑ์ที่กำหนด แล้วส่งต่อไปยังเครื่องรับปลายทาง ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การส่งต่อสัญญาณแบบ Amplify-and-Forward ในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ [18]

จากการจำลองและการเข้าถึงช่องสัญญาณในรูปที่ 2.9 Relay จะทำการขยายสัญญาณที่ได้รับได้ให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นตามเกณฑ์ที่กำหนด และส่งต่อสัญญาณที่ได้รับไปยังเครื่องรับ ซึ่งผลของข้อมูลที่ได้ จะเป็นดังสมการที่ (2.22)

$$x_R(n) = \beta Y_{SR}(n) \quad ; \quad n = \frac{T}{2} + 1 \dots T \quad (2.22)$$

เมื่อ $Y_{SR}(n)$ คือ สัญญาณที่ Relay รับได้จากเครื่องส่ง

$$\beta \text{ คือ อัตราการขยายแอมพลิจูดสัญญาณ } \beta \leq \sqrt{\frac{1}{|h_{SR}|^2 P_1 + N_0}} \text{ และ}$$

h_{SR} คือ ช่องสัญญาณสำหรับการส่งข้อมูลระหว่างเครื่องส่งและ Relay

N_0 คือ แวเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN)

P_1 คือ กำลังส่งสัญญาณจากเครื่องส่ง

2.6 เทคนิคการรวมสัญญาณ

เนื่องจากเครื่องรับในระบบสื่อสารไร้สายแบบร่วมมือ มีการรับสัญญาณชุดเดียวกันจากเครื่องส่งและรีเลย์ (Relay) ในแต่ละช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการรวมสัญญาณทางด้านเครื่องรับ เพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่ดีที่สุดไปใช้งาน พิจารณาระบบสื่อสารไร้สายที่มีการรับสัญญาณที่มาจากช่องสัญญาณที่แตกต่างกันจำนวน N ช่อง สัญญาณทั้งหมดนี้สามารถนำมารวมกันแบบเชิงเส้น (linear combination) เนื่องจากระบบที่ทำการศึกษาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้น โดยค่าสัมประสิทธิ์ของการรวมแต่ละช่องสัญญาณคือ a_j แสดงได้ดังสมการที่ (2.23)

$$f(t) = a_1 f_1(t) + a_2 f_2(t) + \dots + a_N f_N(t) = \sum_{j=1}^N a_j f_j(t) \quad (2.23)$$

โดยกำหนดให้ $f_j(t) = x_j(t) \cdot m(t) + n_j(t)$

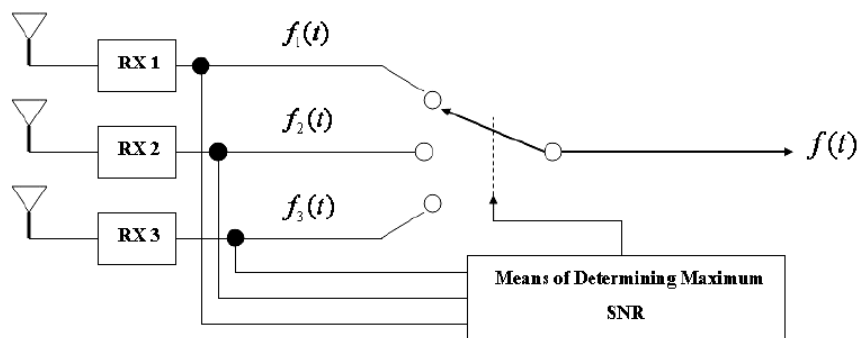
และ $x_j(t)$ คือ ช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูล

$m(t)$ คือ ข้อมูลที่ต้องการส่ง

a_j คือ ค่าสัมประสิทธิ์การรวมของแต่ละช่องสัญญาณ

$n_j(t)$ คือ สัญญาณรบกวนระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง

2.6.1 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบเลือก (Selection combining: SC)



รูปที่ 2.10 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบเลือก [18]

สำหรับเทคนิคการรวมสัญญาณแบบเลือกจะทำการรวมสัญญาณ โดยเลือกสัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณที่ดีที่สุดเพียง 1 สัญญาณเท่านั้น ซึ่งจะพิจารณาเลือกสัญญาณที่มีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากที่สุดของสัญญาณที่รับมาทั้งหมด และจากสมการที่ (2.23) กำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$a_j(t) = \begin{cases} 1 & , \text{for } j = k \\ 0 & , \text{for } j \neq k \end{cases} \quad (2.24)$$

เมื่อกำหนดให้ k คือ ดัชนีชี้สำหรับสัญญาณที่มีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมากที่สุด

2.6.2 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงสุด (Maximum Ratio combining: MRC)

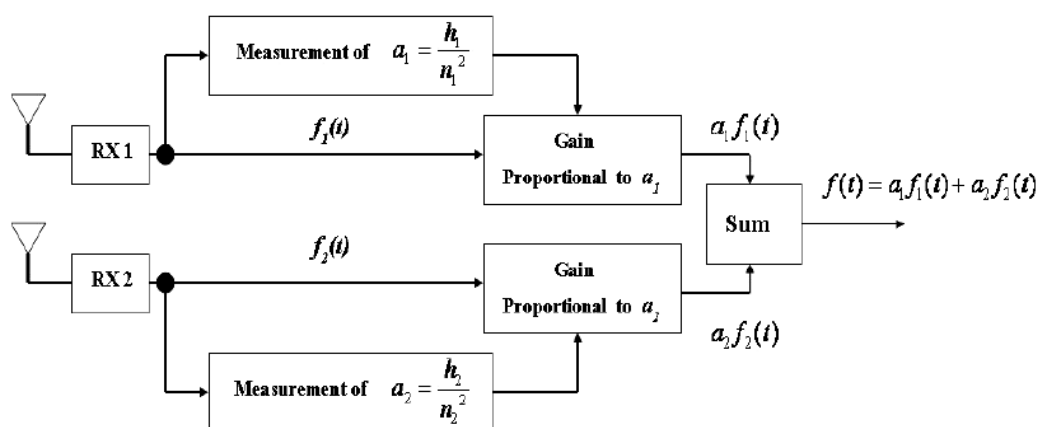
เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณสูงสุด เป็นการรวมสัญญาณโดยการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณให้มีค่าอัตราส่วนต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ทั้งหมดบวกกัน ซึ่งจะส่งผลให้ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณรวมทั้งหมดมีค่าสูงที่สุด และสามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$a_j(t) = \frac{x_j}{n_j} \quad (2.25)$$

เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้อัตราส่วนสัญญาณสูงที่สุด จะมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ย $\bar{\gamma}_t$ เท่ากับ

$$\bar{\gamma}_t = \sum_{j=1}^N \gamma_j \quad (2.26)$$

เมื่อ γ_j คือ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.11 เทคนิคการรวมสัญญาณแบบทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณสูงที่สุด

2.7 พารามิเตอร์ที่ใช้วัดสมรรถนะของระบบ และความหมายของค่าต่างๆ

เพื่อที่จะศึกษาถึงผลกระทบจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้น การวัดสมรรถนะของระบบจะเป็นตัวบ่งบอกถึงประสิทธิภาพของระบบ ทั้งที่เป็นเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นของช่องสัญญาณดังนั้นการหาค่าสมรรถนะต่างๆ จึงสำคัญเป็นอย่างยิ่งดังนี้

2.7.1 อัตราความผิดพลาดในการตัดสินใจสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER)

อัตราความผิดพลาดในการตัดสินใจสัญลักษณ์ คือ อัตราส่วนของจำนวนสัญลักษณ์ที่ทางด้านรับตัดสินใจผิดพลาด เมื่อเทียบกับจำนวนของสัญลักษณ์ทั้งหมดที่ถูกส่งมาจากด้านส่ง เป็นค่าพารามิเตอร์สำคัญในการวัดสมรรถนะของระบบ เป็นค่าที่แสดงถึง ความถูกต้องของการรับ-ส่งข้อมูลโดยตรง เป็น

พารามิเตอร์ที่นิยมใช้ในการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่สนใจในสภาวะต่างๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน หรือเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนไป

2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณเมื่อเทียบกับกำลังของสัญญาณรบกวน ส่วนใหญ่ค่ากำลังของสัญญาณจะมีค่ามากเมื่อเทียบกับค่ากำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้นค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจึงนิยมวัดกันในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) โดยค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับผู้ใช้คนที่ k ในค่าหน่วยเดซิเบล สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.27)

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.27)$$

เมื่อ A_k คือ ขนาดของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งก็คือ กำลังงานของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

บทที่ 3 งานวิจัยที่นำเสนอ

บทนี้เป็นการนำเสนอวิธีการออกแบบโมเดลแบบปรับค่าได้โดยการประยุกต์ใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอ (Auto Regressive Moving Average Model: ARMA) ร่วมกับตัวกรองโพลีโนเมียลรวมทั้งใช้อัลกอริทึม แอลเอ็มเอสปรับค่าได้ เพื่อปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ต่างในการจำลองค่าพารามิเตอร์ของระบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่างๆมาทำการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังสัญญาณในระบบ การสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (AF Cooperative Protocol) ซึ่งได้แบ่งการวิเคราะห์เป็นสองส่วน คือ ส่วนแรกจะเป็นการอธิบายการจำลองค่าพารามิเตอร์ และส่วนที่สองจะเป็นผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังที่ตัวรีเลย์ โดยผลจากการวิเคราะห์สามารถให้ผลการทดลองโดยใช้โปรแกรม Matlab ซึ่งจะแสดงในบทต่อไป

3.1 โมเดลแบบเออาร์เอ็มเอ (ARMA Model)

การโมเดลแบบเออาร์เอ็มเอมีข้อดีคือ สามารถประมาณค่าสเปกตรัมตอบเปโลรีใดๆ ได้อย่างเที่ยงตรงกว่าใน [19] และการจำลองแบบค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณนั้น สามารถยืนยันได้ว่า เป็นช่องสัญญาณแบบเรเลย์ (Rayleigh Fading Channel) ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของการโมเดลแบบนี้ก็คือ สามารถใช้อัลกอริทึมที่สนับสนุน (Implementation Algorithm) ได้ง่ายในทางปฏิบัติ โดยส่วนใหญ่แล้ว โมเดลแบบเออาร์เอ็มเอ จะใช้ในการบ่งบอกลักษณะ (Identification) ของระบบเชิงเส้น ซึ่งอินพุตของระบบเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian Random Variable) และสัญญาณรบกวนแบบขาว (White Noise) เอาต์พุตเป็นกระบวนการสุ่มแบบสโตแคสติก (Stochastic Random Process) โมเดลนี้เป็นการรวมกันของโมเดลแบบเออาร์ (Auto Regressive Model) กับ โมเดลแบบเอ็มเอ (Moving Average) ซึ่งแสดงสมการได้ดังนี้ [20]

$$\sum_{k=0}^K w(k)x(n-k) = \sum_{q=0}^Q b(q)y(n-q) \quad 3.1$$

$$g(n) = \sum_{k=0}^K a(k)x(n-k) + \sum_{q=1}^Q b(q)y(n-q) \quad 3.2$$

ซึ่ง $w(k) = -a(k)$

$x(n)$ คือ อินพุตที่มีคุณสมบัติแบบเกาส์ (Gaussian) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ (Zero Mean)

$y(n)$ คือ เอาต์พุตของกระบวนการสุ่มแบบสโตแคสติก (Stochastic Random Process) เออาร์เอ็มเอ (ARMA)

$w(k), b(q)$ คือ สัมประสิทธิ์ของโมเดลเออาร์ (AR) และ สัมประสิทธิ์ของโมเดลเอ็มเอ (MA) ตามลำดับ

K, Q คือ อันดับของโมเดลเออาร์ (AR) และ อันดับของโมเดลเอ็มเอ (MA) ตามลำดับ

3.2 ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Systems)

โดยทั่วไปไม่ว่าจะเป็นระบบสื่อสาร ระบบควบคุมและอื่นๆ เป็นต้น มักพิจารณาระบบเป็นแบบเชิงเส้น (Linear Systems) ซึ่งง่ายต่อการพิจารณาและบ่งบอกลักษณะ (Identifications) หรือประมาณค่าต่างๆของระบบ แต่การใช้งานบางอย่างการใช้ระบบเชิงเส้นมาพิจารณานั้น อาจไม่เพียงพอต่อการบ่งบอกลักษณะหรือคาดเดาได้ ยังผลทำให้สมรรถนะของระบบนั้นไม่ดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่นในระบบสื่อสารดาวเทียม ตัวขยายกำลังที่ติดตั้งอยู่บนดาวเทียมเอง จะทำงานใกล้จุดอิ่มตัว (Saturation) เพื่อใช้พลังงานให้คุ้มค่า เหตุนี้เองที่ทำให้เกิดความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น โดยเป็นความผิดเพี้ยนไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Distortions) ของสัญญาณ ประเภทของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นมีหลากหลายตามการใช้งาน เช่น ระบบโฮโมมอร์ฟิก (Homomorphic System) ที่พิจารณาในระบบประมวลผลภาพ ตัวกรองอันดับสถิติ (Order Statistic Filters) ประเภทนี้จะใช้พิจารณาในระบบที่อินพุตถูกรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive Noise), โครงข่ายประสาทเทียม (Neural Networks), และตัวกรองโพลีโนเมียล (Polynomial Filters) เป็นต้น ซึ่งบทความนี้เลือกใช้ตัวกรองโพลีโนเมียล มาใช้พิจารณาระบบไม่เป็นเชิงเส้น ในกรณีที่อินพุต และเอาต์พุตถูกกำหนดขอบเขต (Bounded – Input Bounded - Output) และเสถียร (Stable) ในขอบเขตนั้นสามารถพิจารณาเป็นการกระจายอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series Expansion) ได้ โดยกำหนดสมการการกระจายได้ดังนี้

$$y(n) = h_0 + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} h_1(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} h_2(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) + \dots$$

$$+ \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \dots \sum_{n_p=0}^{N_p-1} h_p(n_1, n_2, \dots, n_p)x(n-n_1)x(n-n_2)\dots x(n-n_p)$$
3.3

ดังนั้นด้วยการพิจารณาว่าเป็นระบบที่ไม่แปรเปลี่ยนต่อเวลาแบบดิสครีต (Discrete Time Invariant: DTI) เราจะได้

$$y(n) = h_0 + \sum_{p=1}^P h_p [x(n)]$$
3.4

ซึ่ง

$$h_p [x(n)] = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \dots \sum_{n_p=0}^{N_p-1} h_p(n_1, n_2, \dots, n_p) x(n-n_1) \dots x(n-n_p) \quad 3.5$$

$h_p(n_1, n_2, \dots, n_p)$ คือ แก่นของโวลเทร่าอันดับที่ P (P^{th} - order Volterra Kernel) ของระบบและถ้า $h_p(n_1, n_2, \dots, n_p) = 0$ ที่ทุกๆค่าของ $n_i < 0$ ซึ่ง $i = 1, \dots, P$ ระบบ DTI ไม่เป็นเชิงเส้นนี้ Causal ถ้าสมการที่ 3.5 ถูกพิจารณาเป็นระบบโฮโมจีเนียส (Homogeneous System) และพิจารณาโพลีโนเมียลเพียงอันดับที่สอง สมการข้างต้นจะลดลงเหลือ

$$y(n) = h_0 + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} h_1(n_1) x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} h_2(n_1, n_2) x(n-n_1) x(n-n_2) \quad 3.6$$

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ใช้การกระจายอนุกรมโวลเทร่าเพียงอันดับสองเท่านั้น[21] ซึ่งอาจเพียงพอต่อการบ่งบอกลักษณะหรือคาดเดาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบได้ ในกรณีที่ระบบหนึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต (Input - Output Relation) เป็นดังสมการต่อไปนี้

$$y(n) = \left[\sum_{m=0}^{M-1} h(m) x(n-m) \right]^3 \quad 3.7$$

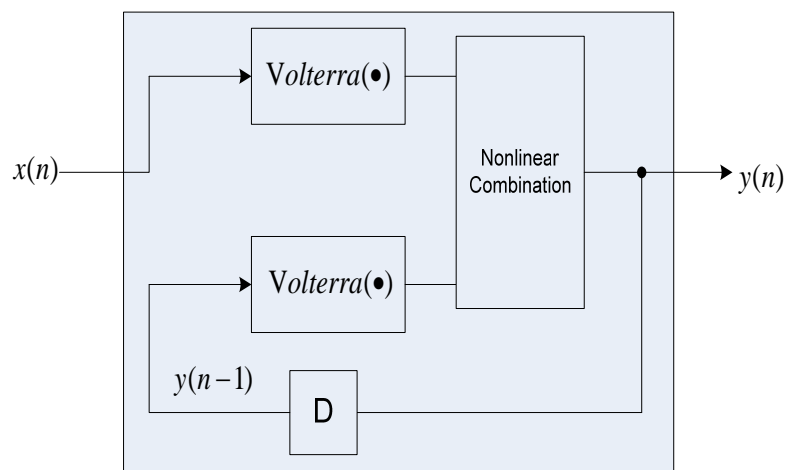
$$h_3(m_1, m_2, m_3) = h(m_1) h(m_2) h(m_3) \quad ; 0 \leq m_1, m_2, m_3 \leq N-1 \quad 3.8$$

เมื่อพิจารณาระบบนี้เป็นการต่อแบบคาสเคด (Cascade) กันของระบบเชิงเส้น ซึ่งเรียกว่าโมเดลแบบวีเนอร์ (Wiener Model) [22] ระบบอีกอันหนึ่งที่มีความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตต่อไปนี้

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} h(m) x^3(n-m) \quad 3.9$$

การต่อแบบคาสเคด (Cascade) กันแบบนี้เรียกว่า โมเดลแบบแฮมเมอร์สไตน์ (Hammerstein Model) [23]

3.3 การกระจายอนุกรมโวลเทร่าของระบบเออาร์เอ็มเอ (Volterra Series Expansion of the ARMA System)



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของโมเดลเออาร์เอ็มเอที่ไม่เป็นเชิงเส้นแบบเต็มหน่วย

ใช้ออนุกรมโวลเทร่ากระจายสมการของเออาร์เอ็มเอในสมการที่ 3.2 ตามบล็อกไดอะแกรมที่นำเสนอในรูปที่ 3.1 สามารถกระจายสมการโดยอาศัยหลักการใน [24] คือ

$$x(n) = x_a(n) + x_b(n) \quad 3.10$$

$$y(n) = y_a(n) + y_b(n) + 2h_{ab}[x_a(n), x_b(n)] \quad 3.11$$

โดยที่ $x_a(n), x_b(n), y_a(n), y_b(n)$ เป็นค่าพารามิเตอร์ที่อยู่ในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 ได้เป็นสมการเออาร์เอ็มเอที่ไม่เป็นเชิงเส้นเต็มหน่วย (Discrete Nonlinear ARMA equation) ใน [25] ซึ่งถ้าพิจารณาเพียงอันดับที่สอง (Second-order Volterra series expansion) สามารถลดรูปสมการได้ดังสมการที่ 3.12

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{n_1=0}^N a(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N a(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) \\
& + \sum_{m_1=1}^M b(m_1)y(n-m_1) + \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M b(m_1, m_2)y(n-m_1)y(n-m_2) \\
& + \sum_{n_1=0}^N \sum_{m_1=1}^M c(n_1, m_1)x(n-n_1)y(n-m_1) \\
& + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M c(n_1, n_2, m_1, m_2)x(n-n_1)x(n-n_2)y(n-m_1)y(n-m_2)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

3.4 การวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบเออาร์เอ็มเอแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear ARMA Systems) นี้ จะใช้ตัวกรองปรับตัวได้ (Adaptive Filter) ด้วยอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (Least Mean Square (LMS) Algorithm) เนื่องจากง่ายต่อการสนับสนุนโดยฮาร์ดแวร์ (Hardware Implementations) และความซับซ้อนที่น้อยกว่า ข้อดีของการใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้นี้คือ สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของระบบได้ โดยไม่จำเป็นต้องทราบสถานะของระบบหรือช่องสัญญาณ จากสมการที่ 3.12 ซึ่งเป็นอนุกรมโวลเทร่าของเออาร์เอ็มเออันดับสอง และเพื่อให้ง่ายต่อการสนับสนุนสำหรับการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ กำหนดให้

$$\mathbf{X}_{\alpha_i}^{(i)} \otimes \mathbf{Y}_{\alpha_i}^{(i)} = \mathbf{V}_{\alpha_i}^{(i)} \tag{3.13}$$

ซึ่ง

$\mathbf{X}_{\alpha_i}^{(i)} = [x(n-n_1), x(n-n_2), \dots, x(n-n_i)]$: เป็นเวกเตอร์อินพุต

$\mathbf{Y}_{\alpha_i}^{(i)} = [y(n-m_1), y(n-m_1), \dots, y(n-m_i)]$: เป็นเวกเตอร์เอาต์พุตที่เวลาที่ผ่านมา ทำให้ได้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{n_1=0}^N a(n_1)X_{n_1}^{(1)}(n) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N a(n_1, n_2)X_{n_1 n_2}^{(2)}(n) + \sum_{m_1=1}^M b(m_1)Y_{m_1}^{(1)}(n) \\
& + \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M b(m_1, m_2)Y_{m_1 m_2}^{(2)}(n) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{m_1=1}^M c(n_1, m_1)V_{n_1 m_1}^{(1)}(n) \\
& + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M c(n_1, n_2, m_1, m_2)V_{m_1 m_2}^{(2)}(n)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

เพื่อลดจำนวนของพารามิเตอร์ของระบบ สามารถใช้หลักของความสมมาตร (Symmetry) ของอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series) ตามที่พิจารณาใน [25] ยกตัวอย่างเช่น $a(n_1, n_2) = a(n_2, n_1)$ ดังนั้นสามารถลดจำนวนของพารามิเตอร์ของสมการข้างต้นได้ แต่ทั้งนี้เทอมที่ 5 และ 6 ไม่สามารถใช้ความสมมาตรได้ จัดรูปสมการที่ 3.14 ใหม่จะได้

$$y(n) = \sum_{i=0}^2 \sum_{\alpha_i}^r a(\alpha_i) \mathbf{X}_{\alpha_i}^{(i)}(n) + \sum_{i=0}^2 \sum_{\beta_i}^p b(\beta_i) \mathbf{Y}_{\beta_i}^{(i)}(n-1) + \sum_{i=0}^2 \sum_{\eta_i}^q c(\eta_i) \mathbf{V}_{\eta_i}^{(i)}(n) \tag{3.15}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
\alpha_i &= \text{perm}(n_1, \dots, n_i) \\
\beta_i &= \text{perm}(m_1, \dots, m_i) \\
\eta_i &= \text{perm}(n_1, \dots, n_i, m_1, \dots, m_i)
\end{aligned}$$

$a(\alpha_i)$, $b(\beta_i)$, $c(\eta_i)$: เป็นพารามิเตอร์ต่างๆที่ต้องการจะหา โดยอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้นี้เมื่อจัดรูปเป็นเมตริกซ์จะได้

$$y(n) = \mathbf{a}^T \mathbf{X} + \mathbf{b}^T \mathbf{Y} + \mathbf{c}^T \mathbf{V} \tag{3.16}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
\mathbf{a} &= [a(0), a(1), \dots, a(N), a(0,0), a(1,1), \dots, a(N, N)]^T \\
\mathbf{b} &= [b(0), b(1), \dots, b(M), b(1,1), b(1,1), \dots, b(M, M)]^T \\
\mathbf{c} &= [c(0,1), \dots, c(0, M), c(1,1), \dots, c(N, M), c(0,0,1,1), \dots, c(N, N, M, M)]^T
\end{aligned}$$

$$\mathbf{X}(\mathbf{n}) = [x(n), \dots, x(n - N), x^2(n), x(n)x(n - 1), \dots, x(n)x(n - N), x^2(n - 1), \dots, x(n - 1)x(n - N), \dots, x^2(n - N)]$$

$$\mathbf{Y}(\mathbf{n}) = [y(n - 1), \dots, y(n - M), y^2(n - 1), y(n - 1)x(n - 2), \dots, y(n - 1)y(n - M), x^2(n - 2), \dots, y(n - 2)y(n - M), \dots, y^2(n - M)]$$

$$\mathbf{V}(\mathbf{n}) = [x(n)y(n - 1), \dots, x(n)y(n - M), x(n - 1)y(n - 1), \dots, x(n - 1)y(n - M), \dots, x(n - N)y(n - M), x^2(n)y^2(n - 1), \dots, x^2(n)y(n - 1)y(n - 2), \dots, x^2(n)y(n - 1)y(n - M), \dots, x^2(n)y(n - 2)y(n - 1), x^2(n)y(n - 2)y(n - M), \dots, x^2(n)y^2(n - M), \dots, x^2(n - N)y^2(n - M)]$$

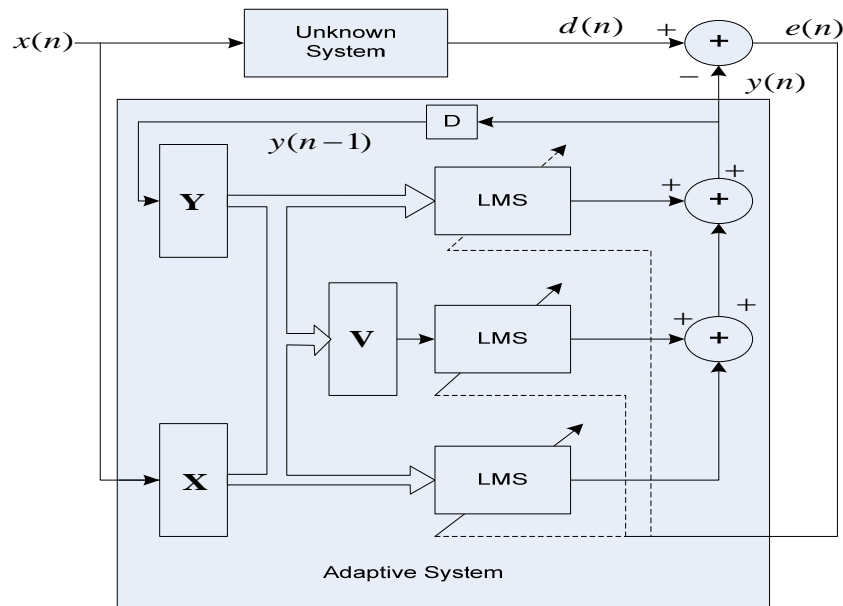
สมการที่ 3.16 แสดงให้เห็นการรวมกันของระบบสามระบบ ซึ่งตรงนี้สามารถใช้ตัวกรองซึ่งใช้อัลกอริทึม LMS หรือใช้อัลกอริทึมตัวเดียวได้ แต่ต้องใช้ขนาดเมตริกซ์ที่ใหญ่ขึ้นดังนี้

$$y(n) = \mathbf{G}^T \mathbf{Z} \quad 3.17$$

โดยที่

$$\mathbf{G} = [\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}]^T$$

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{X}, \mathbf{Y}, \mathbf{V}]$$



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบจากสมการที่ 3.17 เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

จากรูปที่ 3.2 และพิจารณาอินพุตต่างๆ เป็นทั้งจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อนได้สมการทั่วไปของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ดังนี้

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) = d(n) - [\mathbf{a}^H \mathbf{X} + \mathbf{b}^H \mathbf{Y} + \mathbf{c}^H \mathbf{V}] \\ &= d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z} \end{aligned} \quad 3.18$$

ด้วยอัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (Least Mean Square: LMS) ได้สมการการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ (Coefficient Updating equation) ของโมเดลนี้ดังสมการที่ 3.19

$$\mathbf{G}(n+1) = \mathbf{G}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{Z} \quad 3.19$$

หรือพิจารณาเป็นเมตริกซ์ย่อย

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{X} \quad 3.20$$

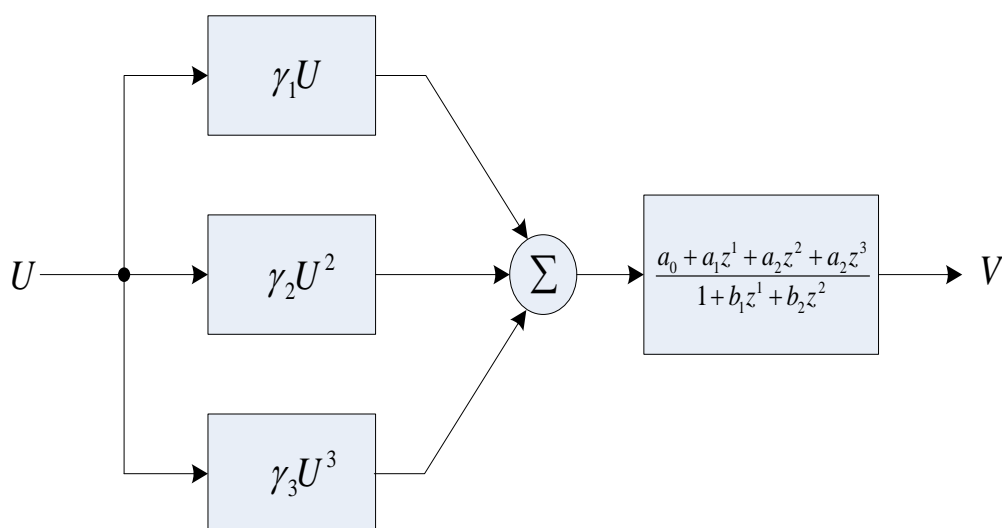
$$\mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{Y} \quad 3.21$$

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{V} \quad 3.22$$

และค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (Mean - Squared error: MSE) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \varepsilon(n) &= E\{e^2(n)\} \\
 &= E\left\{(d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z})(d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z})^H\right\} \\
 &= \sigma_d^2 - \mathbf{G}^H \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{G}^H + \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{G}
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

การจำลองผลด้วยคอมพิวเตอร์นั้น ก่อนอื่นต้องพิจารณาระบบของการโมเดลช่องสัญญาณในระบบแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้โมเดลแฮมเมอร์สไตน์ (Hammerstein Model) ใน [24] เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โมเดลของความไม่เป็นเชิงเส้น (โมเดลแฮมเมอร์สไตน์)

ค่า $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ เป็นสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity coefficients) จะได้สมการที่ 3.24 ส่วนบล็อกสุดท้าย $F\{\bullet\}$ เป็นตัวกรองเชิงเส้น (Linear FIR Filter) ในที่นี้ใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอเป็นตัวกรองเชิงเส้น นั่นคือตัวกรองเออาร์เอ็มเอขนาด (4, 2) มีคุณสมบัติดังสมการที่ 3.25

$$V = F\{\{\gamma_1 U + \gamma_2 U^2 + \gamma_3 U^3\}\} \quad 3.24$$

$$y = -\sum_{i=0}^4 a(i)x(n-i) + \sum_{k=1}^2 b(k)y(n-k) \quad 3.25$$

ตารางที่ 1.1 สัมประสิทธิ์ของโมเดลที่ใช้สำหรับสมการที่ 3.24, 3.25

γ_1	γ_2	γ_3	$a(1)$	$a(2)$	$a(3)$	$a(4)$	$b(1)$	$b(2)$
0.04324	1	-0.02214	-1.352	1.338	-0.662	0.240	-0.2	0.04

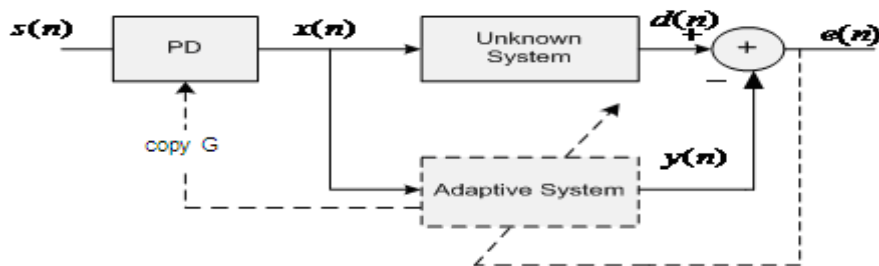
ในส่วนของอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส (LMS Algorithm) จะใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบนอร์มอลไลซ์ (Normalized LMS Algorithm: NLMS Algorithm)

$$\mathbf{G}(n+1) = \mathbf{G}(n) + \frac{2\mu e(n)\mathbf{Z}}{\|\mathbf{Z}\|} \quad 3.26$$

ซึ่งจากสมการที่ 3.20, 3.21, 3.22 ทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์เป็น $\mathbf{a}(0) = \mathbf{0}, \mathbf{b}(0) = \mathbf{0}, \mathbf{c}(0) = \mathbf{0}$ และค่าคงที่ step size เป็น $\mu_a = \mu_b = \mu_c = \mu = [0.001, 0.005, 0.015, 0.01]$

3.5 การชดเชยความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสารแบบขยายสัญญาณแล้วส่งต่อ

หลังจากที่ได้ทำการโมเดลวิธีการบ่งเอกลักษณะระบบไม่เป็นเชิงเส้นแล้ว เมื่อค่าพารามิเตอร์ถูกประมาณค่า ก็จะทำให้การสำเนาพารามิเตอร์เหล่านั้นไปยังส่วนของโมเดลพรีดีคเตอร์เตอร์ (Predsitorter Model) เพื่อที่จะชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของช่องสัญญาณ ในที่นี้เป็นตัวขยายกำลังสัญญาณที่ตัวรีเลย์ในระบบขยายและส่งต่อ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างระบบสำหรับการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์

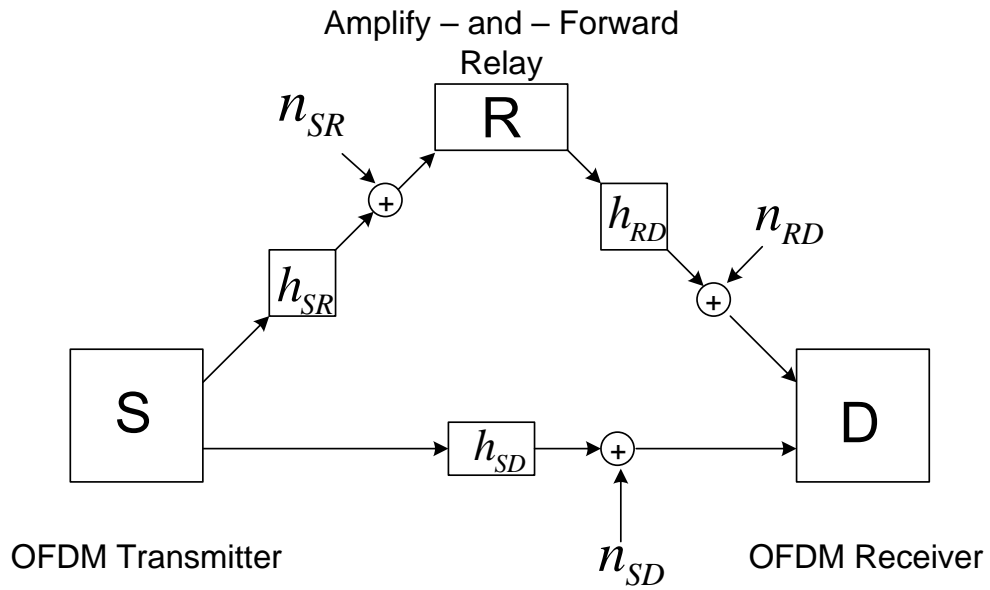
จากรูปที่ และสมการที่ 3.24, 3.25 สามารถแสดงได้ดังสมการ [30]

$$\mathbf{D} = \mathbf{F} \left\{ \left(\gamma_1 U + \gamma_2 U^2 + \gamma_3 U^3 \right) \left(\mathbf{G}^T \mathbf{Z} \right)^{-1} \right\} \quad 3.27$$

เมื่อ \mathbf{D} คือเวกเตอร์เอาต์พุตของระบบที่มีการชดเชยค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของโมเดลแฮมเมอร์สไตน์ [24] โดยสัมประสิทธิ์ของความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะถูกกำหนดในการทดสอบด้วยโปรแกรม Matlab

3.6 การผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสารแบบขยายสัญญาณและส่งต่อ

ในระบบสื่อสารแบบร่วมมือที่นำมาพิจารณานี้ประกอบไปด้วย ตัวส่งต้นทาง, รีเลย์ และตัวรับปลายทาง โดยพิจารณาว่าแต่ละส่วนมีเสาอากาศเพียงต้นเดียว โดยทั้งสามช่องทางการสื่อสารกำหนดให้เป็นช่องสัญญาณแบบหลายช่องทาง และแต่ละช่องทางถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาต์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Nois : AWGN) สัญญาณที่ตัวรับปลายทางได้รับจากตัวส่งต้นทาง และรีเลย์ กำหนดให้มีคุณลักษณะแบบตั้งฉาก (Orthogonal) รวมทั้งการส่งสัญญาณบนช่องเวลาที่ต่างกัน และการส่งสัญญาณพิจารณาให้รีเลย์มีการส่งแบบทางเดียว (Half-Duplex) ซึ่งจะสามารถทำการวิเคราะห์ได้ง่ายกว่าการส่งสัญญาณแบบสองทาง (Full-Duplex) ซึ่งรีเลย์ที่มีการส่งแบบสองทางนั้นจะทำการส่งและรับสัญญาณในเวลาเดียวกันและความถี่เดียวกัน สำหรับตัวส่งต้นทางนั้นกำหนดให้เป็นการส่งสัญญาณแบบ OFDM ที่มี N_c เป็นจำนวนคลื่นพาห้อย่อย นอกจากนั้น ให้การขยายสัญญาณที่ตัวส่งเป็นแบบเชิงเส้นและมีเกนขยายเป็น 1 เท่า โดยสมมุติฐานที่ได้พิจารณาว่าตัวส่งคือ สถานีฐานนั้นมีขบวนการจัดการต่อแหล่งพลังงานที่เหมาะสมโดยวิธีการต่างๆ ที่มีผู้นำเสนอ [26-28] ในการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังสัญญาณ และในส่วนของตัวส่งต้นทาง ใช้จำนวนบิตแบบสุ่มในการมอดูเลตแบบ M - QAM และ BPSK หลังจากนั้น ใช้การแปลงกลับฟูเรียร์แบบเร็วของค่าสัญญาณ (IFFT) รวมทั้งเพิ่ม Cyclic Prefix ลงไปในการกำเนิดสัญญาณ OFDM



รูปที่ 3.5 โครงสร้างระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ

ตัวรีเลย์ที่ใช้ในการทดลองนี้ เป็นรีเลย์แบบขยายสัญญาณแล้วส่งต่อ (Amplify - and - Forward Relay: AF) ค่าเกณฑ์ที่ กำลังเอาต์พุตสูงสุดซึ่งถูกจำกัดด้วย ค่าแรงดันไฟฟ้าที่สภาวะอิ่มตัว ประกอบไปด้วยการขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยสามารถปรับค่าองค์ประกอบของค่าเอาต์พุตแบ็คออฟ (OBO) ซึ่งค่า OBO คืออัตราส่วนระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้าที่สภาวะอิ่มตัวต่อเอาต์พุตที่ใช้จริง โดยแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$OBO = \frac{P_{sat}}{P_{out}} = \frac{V_{sat}^2}{E\{|u(t)|^2\}} \quad 3.28$$

โดยที่ V_{sat}^2 คือค่าแรงดันไฟฟ้าที่สภาวะอิ่มตัว, $u(t)$ คือค่าเอาต์พุตของตัวขยายกำลังสัญญาณ และ $E\{|u(t)|^2\}$ คือค่ากำลังเอาต์พุตเฉลี่ยของตัวขยายกำลังสัญญาณ $x(t) = \rho(t)e^{j\phi(t)}$

สำหรับในการขยายกำลังสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะใช้ฟังก์ชัน $F_A[\cdot]$ และ $F_P[\cdot]$ มาใช้ในการนิยามค่าการแปลง AM/AM และ AM/PM ตามลำดับ [2], [3] เมื่อสัญญาณอินพุตกำหนดให้เป็น $x(t) = \rho(t)e^{j\phi(t)}$ โดยสามารถแสดงสมการเอาต์พุตได้เป็น

$$y(t) = F[x(t)] = F_A[\rho(t)]e^{F_P[\rho(t)]}e^{j\phi(t)} \quad 3.29$$

และในส่วนของรีเลย์เมื่อพิจารณาอินพุตของตัวขยายกำลังในโดเมนเวลาสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$y_{SR}(t) = h_{SR}(t) * x_{SR}(t) + n_{SR}(t) \quad 3.30$$

โดยเอาต์พุตสัญญาณของตัวขยายกำลังสัญญาณจะขึ้นอยู่กับสัญญาณที่รับมาได้นั้น ซึ่งสามารถแสดงในโดเมนเวลาได้ดังสมการ

$$x_{RD}(t) = F[y_{SR}(t)] \quad 3.31$$

ที่ตัวรับปลายทางนั้น สัญญาณที่รับมาได้ จะถูกแปลงรูป [28] รวบรวมสัญญาณขึ้นมาใหม่รวมทั้งทำการถอดรหัส ดังนั้นในการพิจารณาอย่างแรกคือ ควรพิจารณาเมื่อตัวขยายกำลังสัญญาณของรีเลย์เป็นเชิงเส้นที่มีอัตราขยาย 1 เท่าและไม่มีคามผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเกิดขึ้นกับสัญญาณที่รับมาได้ โดยสัญญาณที่รับมาได้จากตัวส่งต้นทางและจากตัวรีเลย์หลังจากที่ได้เอา Cyclic Prefix ออกและเข้าสู่กระบวนการ FFT แล้วจึงได้สมการดังนี้

$$Y_{SD}(k) = H_{SD}(k)X(k) + N_{SD}(k) \quad 3.32$$

$$Y_{SRD}(k) = H_{SRD}(k)X(k) + N_{SRD}(k) \quad 3.33$$

สำหรับ k กำหนดให้เป็นคลื่นพาห่อย่อย $X(k)$ คือสัญลักษณ์ที่ถูกส่งผ่านในระบบ OFDM, $H_{SD}(k)$ คือผลตอบสองทางความถี่ของช่องสัญญาณในการส่งผ่านและ $N_{SD}(k)$ คือส่วนของสัญญาณรบกวนบวกโดยที่ $N_{SRD}(k) = H_{SD}(k)N_{SR}(k) + N_{RD}(k)$ และ $H_{SRD}(k) = H_{SR}(k)H_{RD}(k)$ คือค่าสัญญาณรบกวนบวก และค่าผลตอบสองทางความถี่ของช่องสัญญาณในการส่งผ่านของเส้นทางจาก $S \rightarrow R \rightarrow D$ โดยที่ส่วนของสัญญาณรบกวนแบบขาว $N_{SRD}(k)$ เป็นแบบเกาต์ที่มีค่าความแปรปรวนดังนี้

$$\sigma_{SRD}^2(k) = |H_{RD}(k)|^2 \sigma_{SR}^2 + \sigma_{RD}^2 \quad 3.34$$

โดยเมื่อสองสัญญาณคือ $Y_{SD}(k)$ $Y_{SRD}(k)$ ถูกนำมารวมกันโดยใช้วิธีการรวมสัญญาณให้ได้อัตราสูงสุดหรือ MRC โดยให้น้ำหนักไปที่ค่า SNR ในแต่ละเส้นทางของการส่งผ่าน

$$Y_D(k) = \frac{H_{SD}^*(k)}{\sigma_{RD}^2} Y_{SD}(k) + \frac{H_{SRD}^*(k)}{\sigma_{SRD}^2(k)} Y_{SRD}(k) \quad 3.35$$

เทอมสัญญาณรบกวน $\sigma_{SRD}^2(k)$ สามารถประมาณค่าได้ที่ตัวรับปลายทางโดยการตัดการสื่อสารจากตัวส่งต้นทางโดยให้ตัวรีเลย์ส่งสัญญาณเพียงอย่างเดียว หลังจากที่ทำการรวมสัญญาณแล้วส่งต่อมายังตัวดีคอดสัญญาณและทำการตีโมดูลิตสัญญาณแบบ ML (Maximum Likelihood Detector) ต่อไป [29] จากที่ได้กล่าวมานั้นเป็นการพิจารณาเมื่อไม่มีความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากตัวรีเลย์ กรณีต่อไปจะเป็นการพิจารณาเมื่อความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากตัวรีเลย์ที่มีตัวขยายกำลังสัญญาณ ดังนั้นสมการ 3.35 จะไม่เหมือนเดิมอีกต่อไป

3.7 การวิเคราะห์การเกิดความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้น

เมื่อกำหนดให้อินพุตของการมอดูเลตเป็นการสุ่มค่าสัญลักษณ์ ในการส่งสัญญาณ OFDM ที่มีการกระจายตัวแบบเกาต์ โดยความยาวของจำนวนสัญลักษณ์ที่เพียงพอในช่องสัญญาณที่มีการจางหาย ดังนั้นเราสามารถพิจารณา $y_{SR}(t)$ ที่รับได้ที่ตัวรีเลย์ในโดเมนเวลา ถ้าเกิดการเปลี่ยนแปลงในช่องสัญญาณช้ากว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญลักษณ์ในระบบ OFDM โดยผลกระทบของช่องสัญญาณที่เกิดกับสัญญาณที่รีเลย์รับมาได้ เป็นแบบ Quasi - Static และให้การกระจายตัวของสัญญาณ $y_{SR}(t)$ ให้เหมือนกับสัญญาณที่ส่งมาจากต้นทาง เมื่ออินพุตเข้าไปยังตัวขยายสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นเอาต์พุตที่มีการขยายตัวสามารถแสดงในโดเมนเวลา[30] ได้ดังนี้

$$y(t) = Kx(t) + d(t) \quad 3.36$$

เมื่อ $K \leq 1$ คืออัตราขยายในส่วนที่เป็นเชิงเส้น และ $d(t)$ คือความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งก็คือฟังก์ชันของสัญลักษณ์ที่ถูกส่ง $\{X(k)\}_{k=1}^{N_c}$ และฟังก์ชันส่งผ่านของตัวขยายกำลังคือ $F[\cdot]$ โดยกำหนดให้ N_c คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ถูกส่ง จากการโมเดลความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนนั้นเมื่อเราทราบถึงเทอมที่เกิดความผิดพลาดขึ้น ดังนั้นต้องหาวิธีการที่จะมาหักล้างความไม่เชิงเส้นที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่รับมาได้ โดยการโมเดลตัวขยายกำลังที่นำมาใช้ในตัวรีเลย์ จากสมการ 3.35 ในเทอมของความผิดพลาดที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดจากผลของการขยายกำลังของตัวขยายที่ตัวรีเลย์ ดังนั้นเอาต์พุตของตัวขยายกำลังเมื่อพิจารณาในโดเมนเวลา ในรูปการคูณอินพุตกับเทอมของสัญญาณรบกวนได้เป็น

$$\begin{aligned} x_{RD}(t) &= F[y_{SRD}(t)] = Ky_{SR}(t) + d[y_{SR}(t)] \\ &= Kh_{SR}(t) * x(t) + Kn_{SR}(t) + d[y_{SR}(t)] \end{aligned} \quad 3.37$$

ที่ตัวรับปลายทาง สัญญาณที่รับมาได้จากตัวรีเลย์เมื่อพิจารณาในโดเมนความถี่แสดงได้ดังนี้

$$Y_{SRD}(k) = KH_{SRD}(k)X(k) + KH_{RD}(k)[N_{SR}(k) + K^{-1}D(k)] + N_{RD}(k) \quad 3.38$$

เมื่อ $D(k)$ คือความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่มีคลื่นพาห่อย่อย k โดยมีความสัมพันธ์กับค่าความเพี้ยนเมื่อพิจารณาในโดเมนเวลา $d[y_{SR}(t)]$ ที่ผ่านขบวนการ FFT และข้อสังเกตหลักในที่นี้ ถ้าอินพุตของแรงดันไฟฟ้าในสภาวะอิมิตัวของตัวขยายกำลังถูกกำหนดให้มีระดับที่ต่ำ เหตุการณ์ที่จะเกิดการคลิบ ในขณะที่กำลังสร้างสัญลักษณ์ของ OFDM ซึ่งในส่วนนี้ยังคงมีการเกิดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ในโดเมนความถี่ $D(k)$ และอาศัยสมมุติฐานของเกาต์บับน $D(k)$ จึงได้สมการจากการรวม MRC ดังนี้

$$Y_D(k) = \frac{H_{SD}^*(k)}{\sigma_{RD}^2} Y_{SD}(k) + \frac{KH_{SRD}^*(k)}{\hat{\sigma}_{SRD}^2(k)} Y_{SRD}(k) \quad 3.39$$

โดยที่

$$\hat{\sigma}_{SRD}^2(k) = |KH_{RD}(k)|^2 \hat{\sigma}_{SR}^2 + \sigma_{RD}^2 \quad 3.40$$

$$\hat{\sigma}_{SR}^2(k) = \sigma_{SR}^2 + K^{-2} \sigma_{nld}^2 \quad 3.41$$

จากการวิเคราะห์การเกิดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นจากตัวขยายกำลังที่ตัวรีเลย์นั้น โดยฟังก์ชันของตัวขยายกำลังที่เป็นโมเดลแบบแอมเมอร์สไตร์ [24] และเพื่อหาค่าประสิทธิภาพของระบบจากการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการทำพรีดีสตอร์ส เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่เป็นเชิงเส้นและระบบที่มีตัวขยายกำลังสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้โปรแกรม Matlab มาใช้คำนวณหาค่าสมรรถนะระบบเพื่อให้เห็นผลการทดสอบที่คำนวณได้ในบทความต่อไป

บทที่ 4

ผลการทดลอง

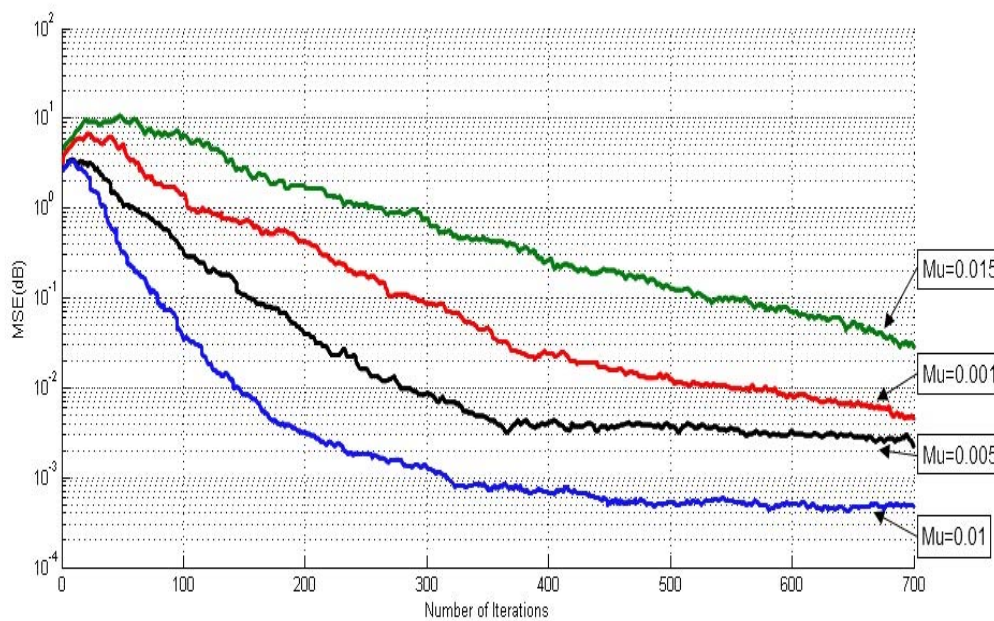
รายละเอียดที่นำเสนอในบทนี้ นำเสนอผลการทดลองการจำลองค่าพารามิเตอร์ช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นในการสื่อสารแบบขยายแล้วส่งต่อ ด้วยวิธีการประยุกต์ใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอร่วมกับตัวกรองโพลีโนเมียลและอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส โมเดลที่ไม่เป็นเชิงเส้นนี้สมมติให้เป็นตัวขยายกำลังสัญญาณที่ตัวรีเลย์ และวิเคราะห์การรับจากสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจะแบ่งการทดลองออกเป็นสองส่วน คือ การทดสอบโมเดลการจำลองค่าพารามิเตอร์ว่าสามารถหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมได้หรือไม่และส่วนที่สองเป็นการนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองมาใช้ในการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายแล้วส่งต่อเพื่อหาค่าสมรรถนะระบบโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณค่า SER (Symbol Error Rate) เมื่อเทียบกับค่า SNR (Signal to Noise Ratio) ตาม [15] สรุปได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทดสอบระบบ

System Parameter	Values
Modulation Scheme	4 – QAM, 16– QAM, 64– QAM, BPSK
Number of FFT Point (N)	256
System Bandwidth	20 MHz
Sub – carrier Spacing	119 kHz
Symbol Duration	11.1 μ s
Effective Symbol Duration	8.4 μ s
Guard Time Interval	2.7 μ s
Carrier Frequency	5 GHz
Channel model	AWGN

4.1 ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์ของระบบที่เชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น

4.1.1 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป

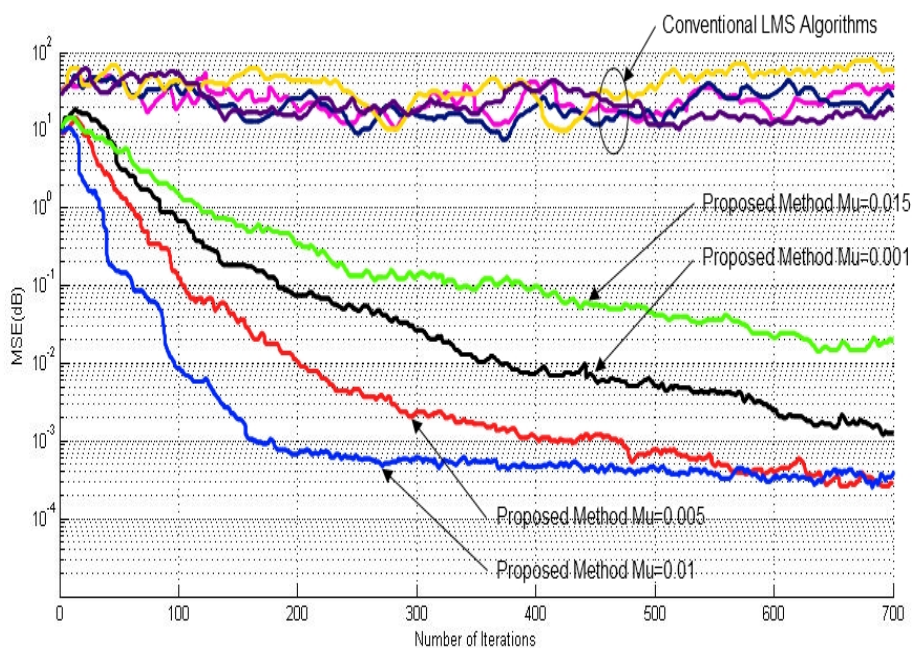


รูปที่ 4.1 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ เป็นผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป

ผลการทดสอบค่า MSE ในระบบเชิงเส้น (โมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเชิงเส้นขนาด (4,2)) ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไป [11] ที่ค่า Step size (μ) $\mu_a = \mu_b = \mu_c = \mu = [0.001, 0.005, 0.015, 0.01]$ โดยกราฟสามารถดูเข้า (convergence) หาค่าเหมาะสมได้ดังในรูปที่ 4.1

โดยค่า (Mean Square Error (dB): MSE) คือค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณที่ผิดพลาด ซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่แท้จริง (Desired Signal) และสัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรองแบบปรับค่าได้จากการวนซ้ำของระบบปรับค่า (Iterations) ในแต่ละรอบ มีหน่วยเป็น dB เนื่องจากทั้งสองสัญญาณมีความแตกต่างกันน้อยและเพื่อให้เห็นถึงความเปลี่ยนแปลงของกราฟที่ชัดเจน โดยเมื่อค่า MSE มีค่าน้อยลงก็หมายความว่า การปรับค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆในระบบปรับค่าที่ทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัวกรองปรับค่าได้มีสัญญาณที่ใกล้เคียงกับสัญญาณที่แท้จริงและต้องใช้เวลาที่ step size (μ) ที่เหมาะสมเป็นตัวควบคุมการดูเข้าของกราฟ MSE เหมาะสม ถ้าค่า step size (μ) มีค่ามากอัตราการดูเข้าของกราฟก็จะเร็วกว่าค่า step size (μ) ที่น้อยแต่จะเกิดการดูเข้าที่ไม่เหมาะสมหรือได้ค่า MSE ที่ไม่เป็นค่าต่ำที่สุด (Minimum)

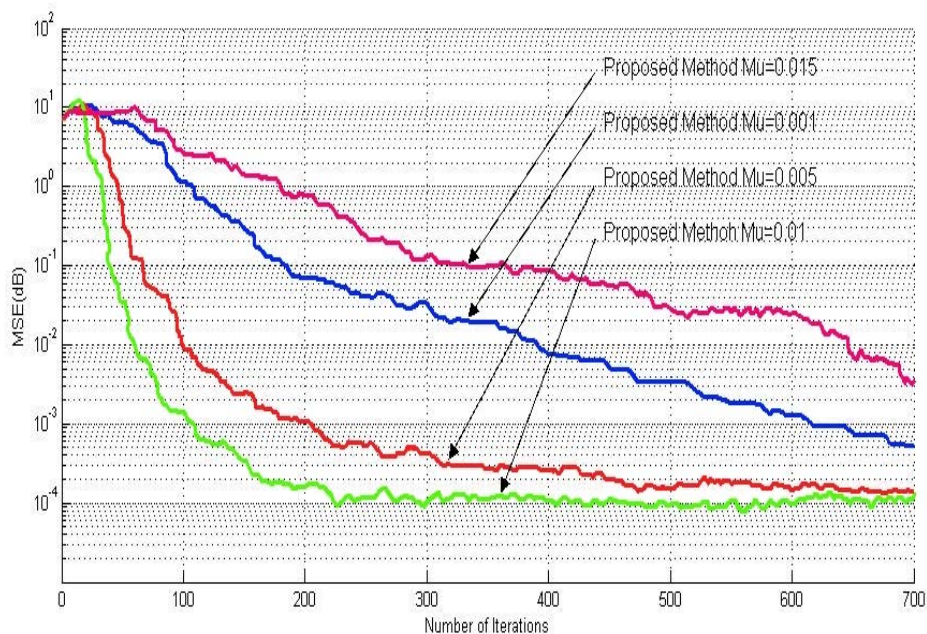
4.1.2 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไปและอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่นำเสนอ



รูปที่ 4.2 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบไม่เป็นเชิงเส้น ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ โดยเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมเดิมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอ

การทดสอบค่า MSE ในระบบแบบไม่เป็นเชิงเส้น (โมเดลแบบแฮมเมอร์สไตน์) กับโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเป็นไม่เป็นเชิงเส้นที่นำเสนอที่ค่า Step size (μ) $\mu_a = \mu_b = \mu_c = \mu = [0.001, 0.005, 0.015, 0.01]$ เปรียบเทียบกับการใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบทั่วไป [11] โดยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบทั่วไปไม่สามารถได้ค่า MSE ที่เหมาะสมได้เนื่อง จากอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบทั่วไปเป็นอัลกอริทึมแบบเชิงเส้น ดังนั้นซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีที่ว่าอัลกอริทึมแบบเชิงเส้นไม่สามารถสนับสนุนในระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้ แต่อัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถหาค่า MSE ได้เพราะมีการกระจายตัวของอินพุตด้วยอนุกรมไวลเทร่าในรูปที่ 4.2

4.1.3 การจำลองค่าพารามิเตอร์ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นเชิงเส้นด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสทั่วไปและอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่นำเสนอ



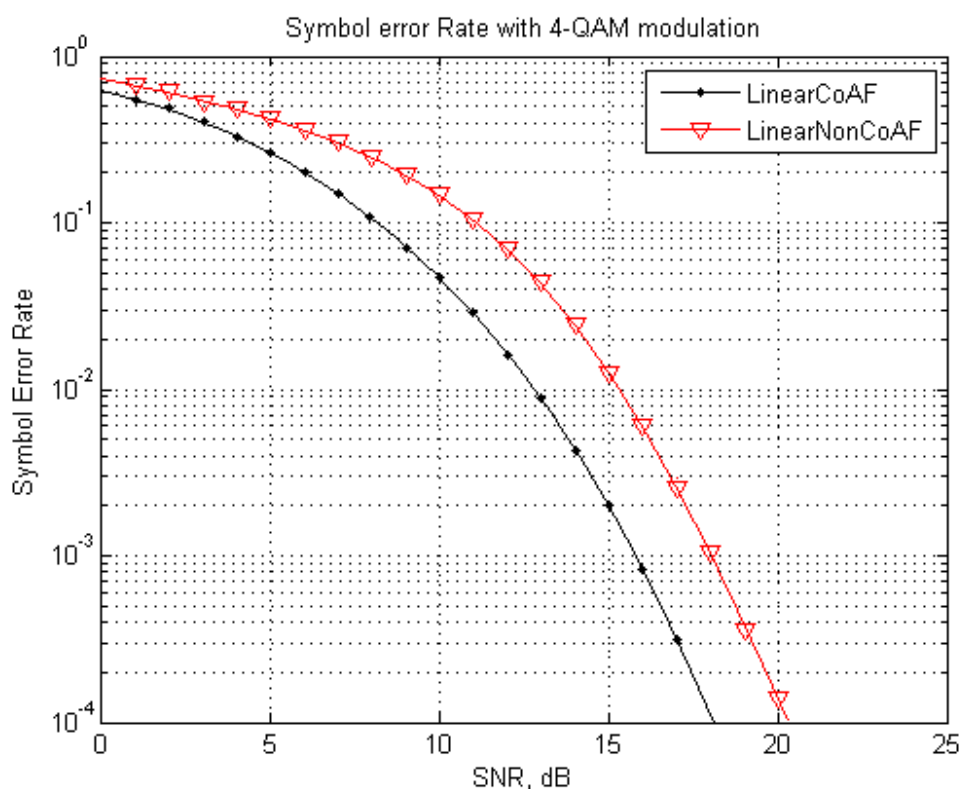
รูปที่ 4.3 ผลการจำลองโมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเป็นเชิงเส้น ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสที่ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆโดยเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมเดิมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอ เพื่อเสนอว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอ สามารถใช้ได้กับระบบเชิงเส้นทั่วไปได้

และการทดสอบหาค่า MSE ในระบบแบบเชิงเส้น (โมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเชิงเส้นขนาด (4,2)) ด้วยอัลกอริทึมที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่นำเสนอด้วยค่า Step size(μ) $\mu_a = \mu_b = \mu_c = \mu = [0.001, 0.005, 0.015, 0.01]$ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถใช้ได้กับระบบเชิงเส้นทั่วไปได้ กราฟมีการดูเข้าหาค่าที่เหมาะสมได้ รวมทั้งมีอัตราการลู่เข้าที่ดีกว่าเนื่องจากการกระจายตัวของอินพุตด้วยอนุกรมไวลเทร่าดังรูปที่ 4.3

4.2 ผลการทดลองหาค่าสมรรถนะระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ (Amplify and Forward)

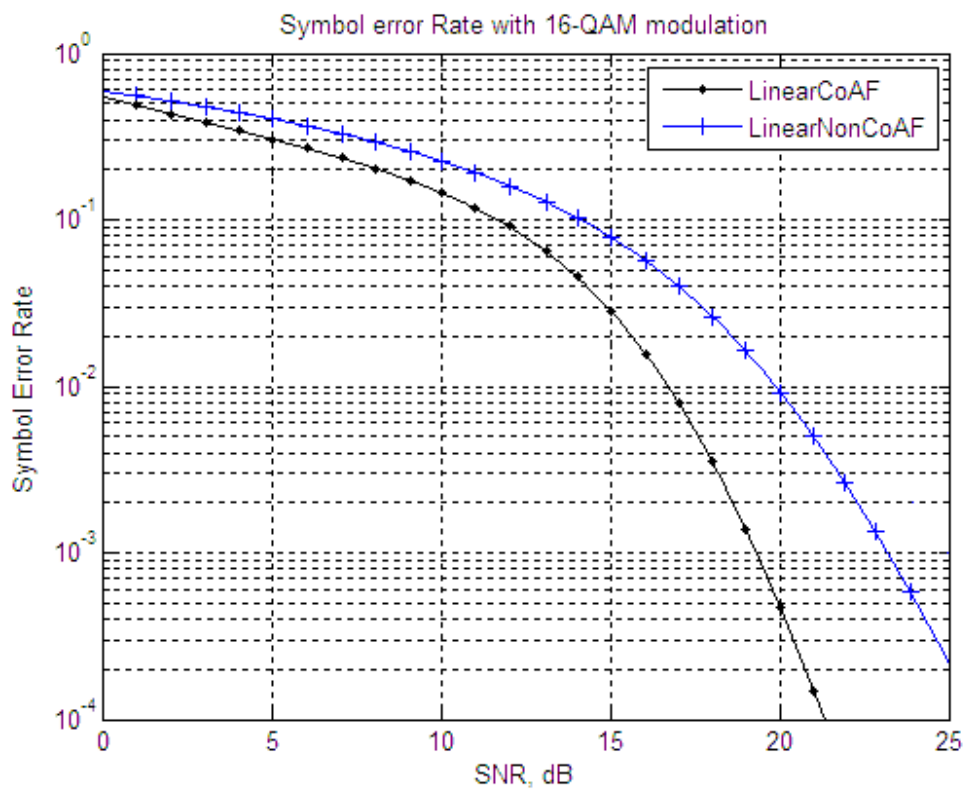
สำหรับในส่วนนี้เป็นการทดสอบหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ทำการทดสอบมีด้วยกันสองส่วน ส่วนแรกจะเป็นเงื่อนไขของการสื่อสารในช่องสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น นั้นหมายความว่าไม่เกิดอิทธิพลจากความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังเพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างกับการสื่อสารแบบทั่วไป โดยจะมีการโมดูเลตแบบ [31] 4 - QAM, 16 - QAM, 64 - QAM, และแบบ BPSK ส่วนที่สองเป็นการทดสอบและเปรียบเทียบระบบเมื่อพิจารณาในช่องสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อมีตัวขยายกำลังที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการลดอิทธิพลจากความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการใช้พรีดีสตอร์เตอร์ จากค่าพารามิเตอร์ที่จำลองค่าของช่องสัญญาณที่ได้นั้น

4.2.1 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 4 - QAM



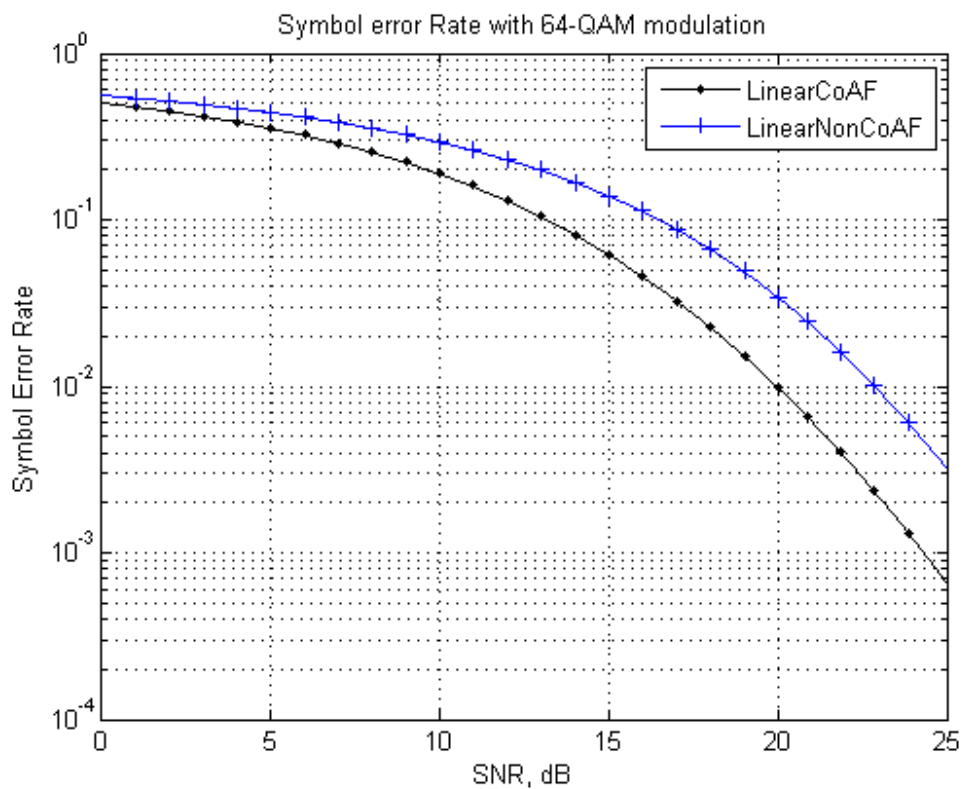
รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 4-QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)

4.2.2 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 16 - QAM



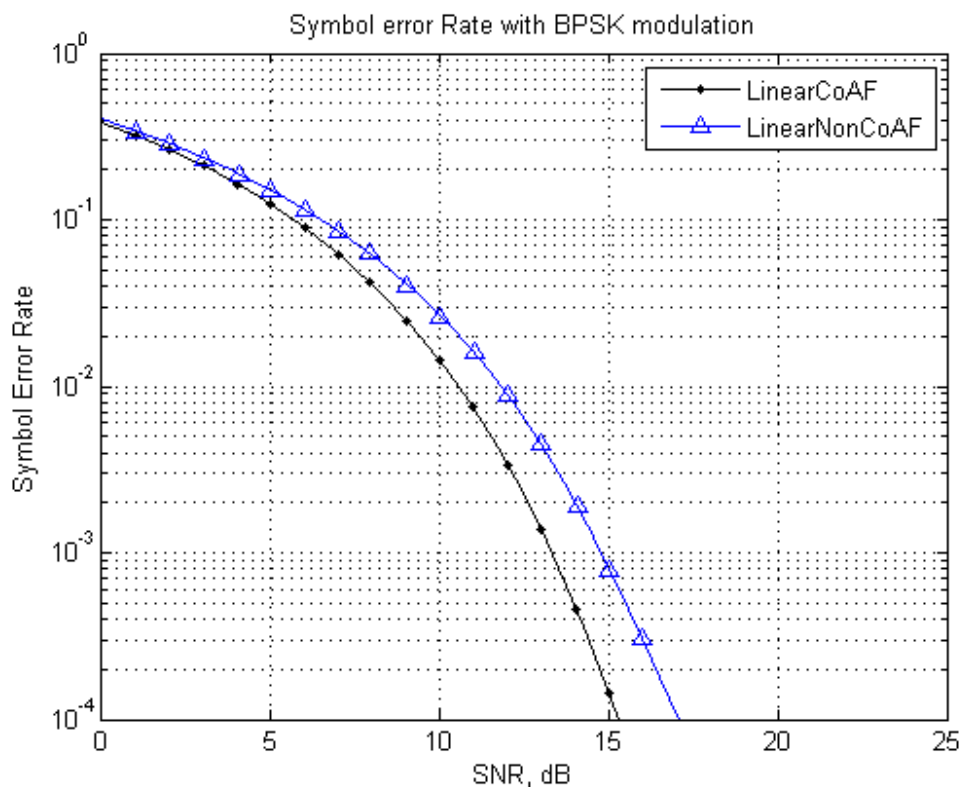
รูปที่ 4.5 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 16 - QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)

4.2.3 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 64 - QAM



รูปที่ 4.6 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S - D ที่มีการมอดูเลตแบบ 64 - QAM ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้น โดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)

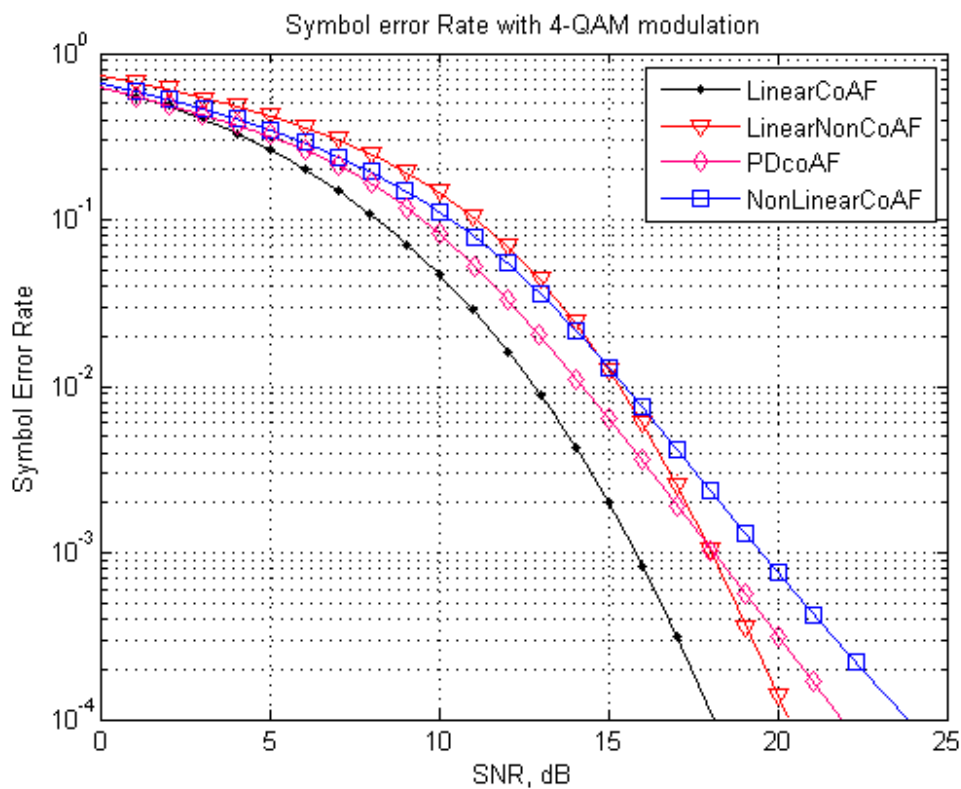
4.2.4 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 4.7 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อและแบบธรรมดาจาก S – D ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK ในช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นโดยมีการรบกวนสีขาวแบบบวก (AWGN)

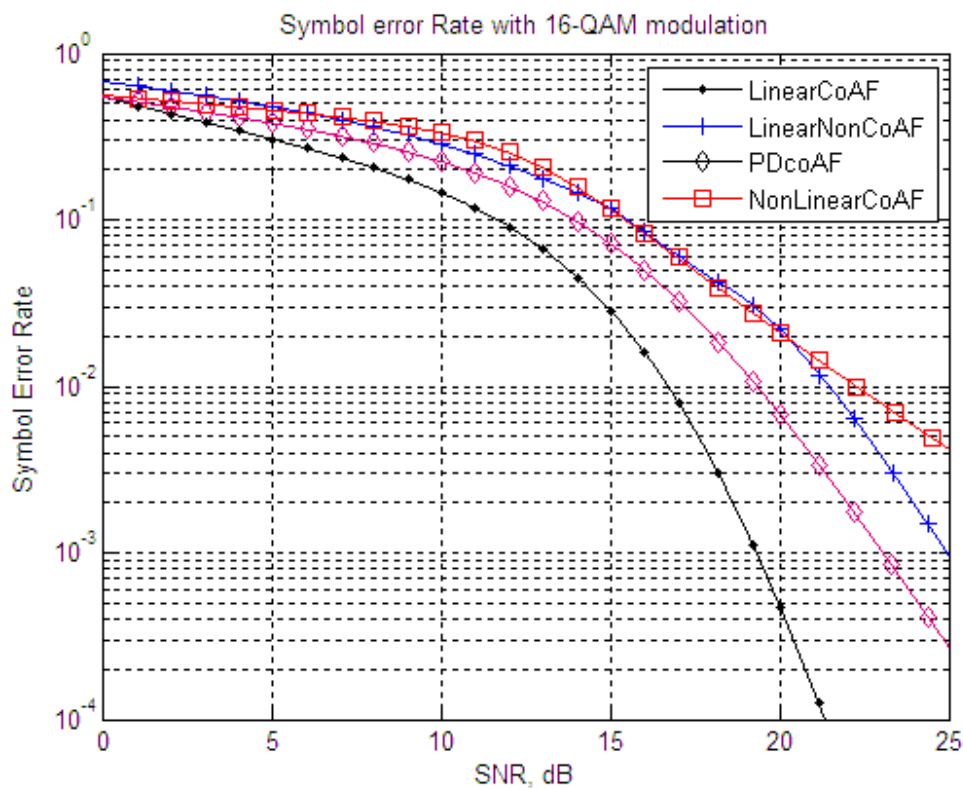
จากการทดสอบหาค่าสมรรถนะจากรูปที่ 4.4, 4.5, 4.6, 4.7 ของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่เปรียบเทียบกับ การสื่อสารแบบทั่วไป โดยการมอดูเลตแบบต่างๆ ที่กำหนดนั้น สำหรับการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อเมื่อพิจารณาในระบบเชิงเส้นมีค่าสมรรถนะ SER ที่ดีกว่า การสื่อสารแบบทั่วไป

4.2.5 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรับเลยในการมอดูเลตแบบ 4 - QAM



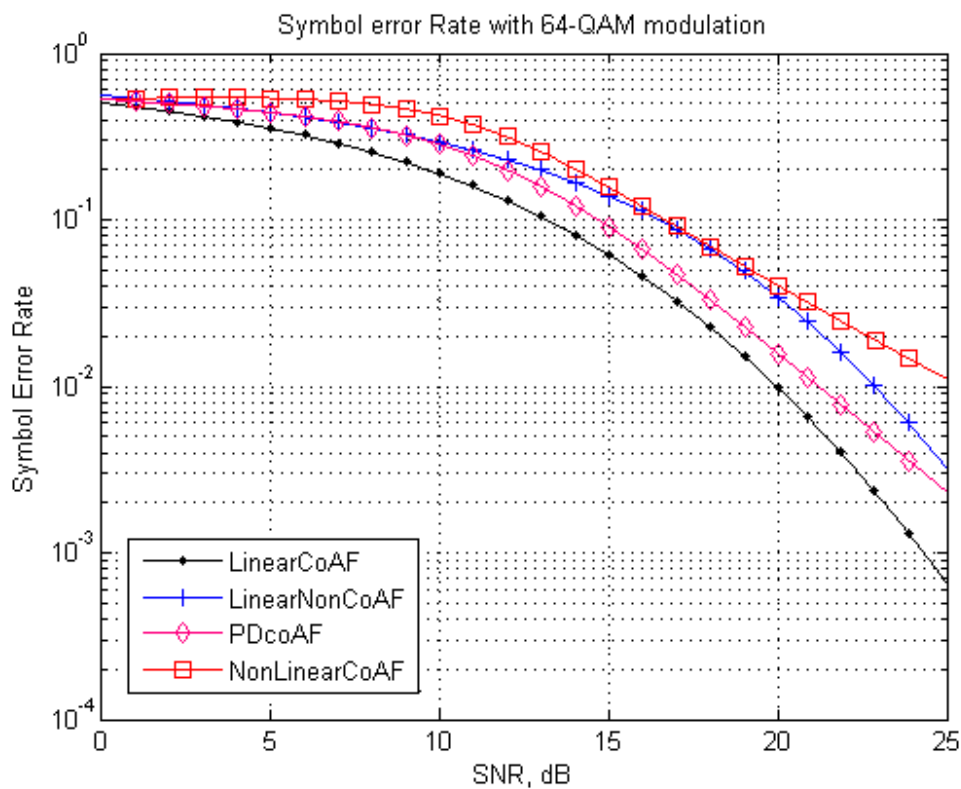
รูปที่ 4.8 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ 4 - QAM

4.2.6 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นและการชดเชยความ
ไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลตแบบ 16 - QAM



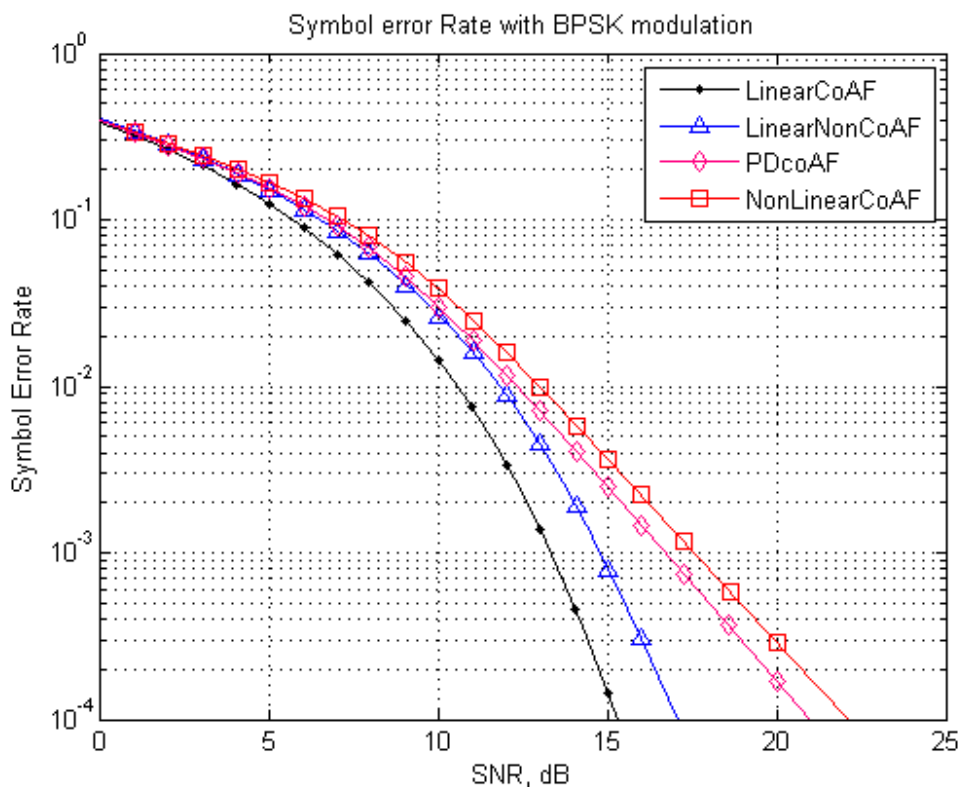
รูปที่ 4.9 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผล
จากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ
16 - QAM

4.2.7 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นและการชดเชยความ
ไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรับเลยในการมอดูเลตแบบ 64 - QAM



รูปที่ 4.10 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผล
จากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ
64 - QAM

4.2.8 การทดลองหาค่าสมรรถนะระบบบนช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ในการมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 4.11 ผลการทดสอบระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นในการมอดูเลตแบบ BPSK

จากรูปที่ 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, เป็นผลการทดสอบหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อเมื่อพิจารณาอิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้น จากตัวขยายสัญญาณที่ตัวรีเลย์ [32] ซึ่งจะทำให้ค่าสมรรถนะของระบบลดลงในการมอดูเลตแบบ M-QAM จะสังเกตได้ว่ามีค่าสมรรถนะลดลงมากกว่าการมอดูเลตแบบ BPSK และเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ที่จำลองได้จากระบบไม่เป็นเชิงเส้นมาใช้ในตัวพรีดีคเตอร์เตอร์ เพื่อหักล้างค่าความไม่เป็นเชิงเส้นนั้นออกไปตั้งนั้นจากกราฟเมื่อมีการทำพรีดีคเตอร์เตอร์แล้ว ค่าสมรรถนะของระบบจะเพิ่มขึ้น ซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์ถึงความสามารถในการเพิ่มขึ้นของค่าสมรรถนะของระบบจากการทำพรีดีคเตอร์เตอร์นั้นพบว่า ถ้าการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่แม่นยำ ก็จะสามารถลดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นได้มาก ทำให้ค่าสมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้น

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

รายละเอียดที่นำเสนอในบทนี้ เป็นการสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะซึ่งจะได้นำเสนอข้อมูลสำคัญของการศึกษาวิจัยเพื่อชี้ให้เห็นว่างานวิจัยครั้งนี้ประสบผลสำเร็จอย่างไร สามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับงานวิจัยที่ได้ศึกษามาหรือไม่ รวมทั้งนำเสนอแนวทางการพัฒนาเพื่อให้การวิจัยการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการประยุกต์ใช้วิธีการพื้นฐานที่ไม่ซับซ้อนและให้ผลลัพธ์ที่ดีในแอปพลิเคชันที่นำไปใช้งาน

5.1 สรุปผลการวิจัย

การศึกษาวิจัยที่ได้ดำเนินการอย่างเป็นขั้นตอน เริ่มจากการศึกษาการวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการใช้วิธีบ่งเอกลักษณ์ และใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบปรับค่าเพื่อปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ร่วมได้การพิจารณาด้วยการใช้ตัวกรองโพลีโนเมียลร่วมกับโมเดลแบบเออาร์เอ็มเอที่มีคุณสมบัติในการทำนายระบบได้ เพื่อใช้ในการวิเคราะห์หาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่อิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังที่ตัวรีเลย์ การทดลองและสรุปผลการทดลอง สามารถสรุปผลการวิจัยใน 3 ส่วนดังนี้

5.1.1 ภาพรวมของงานวิจัย

งานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำความรู้ในหลายส่วนด้วยกันมาวิเคราะห์ถึงปัญหาในการที่จะเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อซึ่งมีเงื่อนไขข้อกำหนดไว้ว่า เมื่อมีความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นเกิดขึ้นจากตัวขยายกำลังที่ตัวรีเลย์ นั้นได้ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะหาวิธีการมากำจัดความเพี้ยนนั้นซึ่งก็มีอยู่หลายวิธีด้วยกัน [30] ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกวิธีการทำพรีดีสตอร์เตอร์ โดยค่าพารามิเตอร์ของตัวพรีดีสตอร์เตอร์นั้นได้มาจากการจำลองค่าจากโมเดลที่ได้ทำการวิจัยศึกษา และได้อาศัยตัวกรองโพลีโนเมียลร่วมกับโมเดลแบบเออาร์เอ็มเอ ผลลัพธ์คือการกระจายอินพุตของระบบเป็นสามส่วนด้วยกันโดยแต่ละส่วนจะถูกปรับค่าสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส จนได้ค่า MSE ที่เหมาะสมซึ่งเป็นการจำลองค่าเฉลี่ย 400 ครั้ง ถึงจุดนี้จึงนำค่าพารามิเตอร์ที่จำลองมาได้นั้นใช้วิธีการกลับค่าร่วมกับฟังก์ชันของตัวขยายกำลัง [3] ที่มีการโมเดลแบบแฮมเมอร์สไตส์ จากนั้นทำการวิเคราะห์วิธีการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ ซึ่งได้อาศัยตัวรีเลย์ช่วยในการส่งสัญญาณต่อไปยังปลายทาง ที่ตัวรีเลย์เมื่อรับสัญญาณจากผู้ส่งต้นทางจะทำการขยายสัญญาณและทำการส่งสัญญาณไปยังผู้รับปลายทางต่อไป ซึ่งในขณะที่ทำการขยายสัญญาณนั้นเกิดสถานะคลิปปิงขึ้น [6] ทำให้เกิดความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นขึ้น จะส่งผลให้อัตราของ

สัญญาณรบกวนเกาต์แบบขาวววก (AWGN) มีมากขึ้น ทำให้ค่าสมรรถนะระบบลดลง ด้วยเหตุผลนี้เราจึงจำเป็นต้องจะลดความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้น

5.1.2 วิธีการที่นำเสนอ

ขั้นตอนการหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ ประกอบด้วย 4 ขั้นตอน

1. ทำการวิเคราะห์โมเดลความไม่เป็นเชิงเส้นที่เหมาะสมหรือเป็นไปได้ในการบ่งเอกลักษณ์ของระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้โมเดลแบบแฮมเมอร์สไตส์ [6]

2. การใช้ตัวกรองโพลีโนเมียลโดยการกระจายตัวอนุกรมไวเทร่ารวมกับโมเดลเออาร์เอ็มเอทีใช้หลักการความเป็นเนื้อเดียวกัน (Homogenous) เพื่อให้อินพุตมีสามส่วนแต่ละส่วนจะใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสมาใช้ปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ระบบเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimum)

3. การวิเคราะห์การสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อที่มีผลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากตัวขยายกำลังสัญญาณที่เกิดขึ้นจากตัวรีเลย์

4. การทดสอบเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ เมื่อมีและไม่มีอิทธิพลจากความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นจากตัวขยายกำลังสัญญาณที่เกิดขึ้นจากตัวรีเลย์ รวมทั้งการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะเมื่อผ่านกระบวนการของตัวพรีดีสตอร์เตอร์ โดยวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ เพื่อแสดงให้เห็นว่าสามารถเพิ่มสมรรถนะให้แก่ระบบได้

5.1.3 สรุปผลการทดลอง

จากการศึกษาวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ดำเนินการทดลองการออกแบบวิธีการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งจากผลการทดลองเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ของโมเดลที่ได้ทำการออกแบบที่ทำให้ค่า MSE ลู่เข้าหาค่าที่เหมาะสม จากการจำลองค่า 400 ครั้งด้วยโปรแกรม Matlab ซึ่งโมเดลที่ทำการออกแบบสามารถใช้งานได้ทั้งระบบที่เป็นเชิงเส้นรวมทั้งระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยที่ค่า Step Size ที่ทำให้ค่าการลู่เข้าเหมาะสมที่สุดคือ 0.01 ในขณะที่อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบเดิม [7] นั้นไม่สามารถให้ค่า MSE ลู่เข้าหาค่าที่เหมาะสมได้ จากนั้นเมื่อนำค่าพารามิเตอร์จากการจำลอง มาใช้งานกับตัวพรีดีสตอร์เตอร์ ในระบบการสื่อสารแบบร่วมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อ เพื่อกำจัดอิทธิพลจากความผิดเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นของตัวขยายกำลังที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่ตัวรีเลย์ จากผลการทดลองเมื่อพิจารณาผลของความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นและการมอดูเลตแบบ 4, 16, 64 – QAM และ BPSK ซึ่งค่าสมรรถนะของระบบจะลดลง โดยสังเกตได้ว่าความเพี้ยนที่ไม่เป็นเชิงเส้นนั้นจะส่งผลกระทบต่อการมอดูเลตแบบ M – QAM มากกว่าแบบ BPSK และเมื่อมีการใช้ตัวพรีดีสตอร์เตอร์มาพิจารณาพบว่าค่าสมรรถนะของระบบจะเพิ่มขึ้น แต่ก็ยังคงมีอิทธิพลจากความไม่เป็นเชิงเส้นอยู่ซึ่งเกิดจากการประมาณค่าพารามิเตอร์ที่ไม่สมบูรณ์ด้วยอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอ

5.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาการออกแบบวิธีการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งอัลกอริทึมแอลเอ็มเอสนั้นมีข้อดีในด้านความไม่ซับซ้อนในการนำไปใช้งาน แต่ความแม่นยำในการปรับค่าสัมประสิทธิ์นั้นยังไม่ดีพอ ดังนั้นควรที่จะต้องหาอัลกอริทึมแบบอื่นที่ให้ความแม่นยำมากกว่าเช่น อัลกอริทึมอาร์แอลเอส (RLS Algorithm) หรือ ตัวกรองคาลมาน (Kalman filter) ซึ่งจะให้ความแม่นยำรวมทั้งอัตราการลู่เข้าของค่า MSE ที่ดีกว่าแต่จะเพิ่มความซับซ้อนในการคำนวณมากขึ้น และสำหรับการสื่อสารแบบรวมมือที่ใช้โปรโตคอลแบบขยายและส่งต่อนั้นได้กำหนดให้ใช้การส่งสัญญาณด้วยเสาอากาศเพียงตัวเดียว ทางด้านผู้ส่ง (Source) ด้านผู้รับปลายทาง (Destination) และตัวรีเลย์ ดังนั้นควรพิจารณาในระบบที่มีหลายเสาอากาศเพื่อที่จะเพิ่มค่าสมรรถนะของระบบ

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Zayani and R. Bouallegue, "Pre-Distortion for the compensation of HPA nonlinearity with neural networks: Application to satellite communications", IJCSNS, Vol.7 No.3, P.1620 – 1624, March 2007.
- [2] V. Amaresh, Yih-Fang Huang, "Amplifier Predistortion using Uncented Kalman Filtering", IEEE 6th, Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, P.221-225, 2005.
- [3] Y. Ding, I. Nikhamhang and A. Sano, "An Adaptive Nonlinearity Compensation Scheme for OFDM Communication Systems", Proceeding of the 6th world Congress on Intelligent Control and Automation, p.1733-1777, Dalian, China, 2006.
- [4] T. Koh and E. Powers, "Second-Order Volterra Filtering and Its Application to Nonlinear System Identification", IEEE Tran., Vol. ASSP-33, No.6, 1985.
- [5] W. Jeon, K. Chang and Y. Cho, "An Adaptive Data Predistorter for Compensation of Nonlinear Distortion in OFDM System", IEEE Tran., Vol. 45, No.10, p.1167-1171, 1997.
- [6] E. Aschbacher and M. Rupp, "Modelling and Identification of A Nonlinear Power Amplifier with Memory for Nonlinear Digital Adaptive Pre-distortion", IEEE, Published in the Proceeding of the SPAWC Workshop, 2003.
- [7] W. K. Jenkins, A. W. Hull, J. C. Strait, B. A. Schnaufer, X. Li, "Advanced concepts in adaptive Signal Processing", Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [8] V. Hegde, C. Radhakrishnan, D. Krusienski, and W. Jenkins, "Architectures and Algorithms for Nonlinear Adaptive Filter", IEEE., The Pennsylvania State University, P.1015 – 1018, 2002.
- [9] M. nayeri and W. K. Jenkins, "Alternate Realizations to adaptive IIR Filters and properties of their performance surfaces", IEEE Trans., Circuits Syst., vol. CAS-36, no.4, pp.,485-496, April 1989.
- [10] J.J. Shynk, "Adaptive IIR filtering using parallel-form realizations, "IEEE Trans. Acoust. Sp. Sig. Proc., vol. ASSP-37, no. 4, pp. 519-533, Apr. 1989.
- [11] S. M. Kay, "Modern Spectral Estimation: Theory and Application", Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1988.
- [12] V. J. Mathews, "Polynomial Signal Processing", New York, NY, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [13] W. Jian and C. Yu, J. Wang and J. Yu, L. wang, "OFDM Adaptive Digital Predistortion Method Combines RLS and LMS Algorithm", P.3900-3903, ICIEA 2009.

- [14] C. Alexandre and R. Fernandes. "Outage Performance of Cooperative Amplify-and-Forward OFDM System With Nonlinear Power Amplifiers", IEEE 13 th., SPAWC, P.459- 463, 2012.
- [15] Tanapong khomyat, "Performance Analysis of Data Transmission Over Rayleigh Channel in MIMO-OFDM System", ISBN 974-15-229-2,2006
- [16] K. Azafian, H. E. Gamal, and P. Schniter, "On the achievable diversity multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 51, no. 12, pp. 4152-4172, December 2005.
- [17] S. Yang and J. Belfiore, "Towards the Optimal Amplify-and-Forward Cooperative Diversity Scheme," IEEE Trans. Inform. Theory, submitted for publication, March 2006.
- [18] Chinwara Kranwittayakan, "Analysis and Comparison of Performances of cooperative Communications with Alamouti's Space Time Coding Using AF and DF Protocols", KMITL-2012-EN-M-010-080, 2012.
- [19] W. C. Jakes, " Microwave Mobile Communications.", New York: Wiley., 1974.
- [20] S. M. Kay, "Modern Spectral Estimation: Theory and Application", Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1988.
- [21] Levanony,D., Berman,N., "Recursive nonlinear system identification by a stochastic gradient algorithm:stability, performance, and model nonlinearity considerations" IEEE Trans.Volume 52,Issue 9,pp.2540 – 2550, 2004.
- [22] Shahracini, Z., Daneshpour, N., Motlagh, M.R.J., Poshtan, J., "A Nonlinear Model Predictive Control System Based on Wiener Model", Control, ICARCV '06, 9th, pp.1 – 6., 2006.
- [23] F. H. I. Chang, R. Luus, "A noniterative method for identification using Hammerstein model",IEEE Trans. Automat. Contr., (Short Papers), vol. AC – 16, pp. 464 – 468., Oct. 1971.
- [24] V. J. Mathews, "Polynomial Signal Processing", New York, NY, John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [25] S.R.Parker, F.A. Perry, "A discrete ARMA model for nonlinear system identification", IEEE Trans. Circuits& Syst., vol. cas-28, no. 3, pp. 224 – 233., 1981.
- [26] J-J van de Beek, O.Edfors, M.Sandell, S.K,Wilson and P.O.Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems, in Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference Chicago, pp-815-819, Jul.1995.

- [27] Patel, C.S., Stuber, G.L., "Channel Estimation for Amplify and Forward Relay Based Cooperation Diversity Systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on* Volume 6, Issue 6, Page(s):2348 – 2356, June 2007.
- [28] D. G. Brennan, "Linear diversity combining techniques," *Proceedings of the IEEE*, vol.91, No.2, pp.331-356, Feb. 2003.
- [29] J. Laneman and G. Womell, "Distributed space-time coded protocols for exploiting Cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415-2425, October 2003.
- [30] S. Werner, F. Gregorio, J. Cousseau, J. Figueroa, and R. Wichman, "Broadband Power Amplifier Nonlinearity Cancellation in OFDM Systems" *ACTA Technica Napocensis*, Vol.49, Num 4, 2008.
- [31] F. Casadevall and A. Valdovinos, "Performance Analysis and QAM Modulations Applied to the LINC Transmitter", *IEEE Tran.* Vol. 42 No.4, P.399-406, 1993.
- [32] G.Chrisikos, C.Clack, A.Moulthrop, M.Mula, and C. Silva, "A nonlinear ARMA Model for Simulating Power Amplifiers", *IEEE MTT-S Digest*, p.733-736, 1998.

ภาคผนวก

การประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นโดยใช้ตัวกรองโพลีโนเมียลและ
อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบปรับค่าได้

Nonlinear Channel Estimation by Using Polynomial Filtering and Adaptive Algorithms

พลานนท์ จิตต์สำรวาย¹ และ สุวิพล ลิทธิชีวภาค¹

Planon Jitsumruay¹ and Suvepon Sittichevapak¹

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอวิธีการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอ (S.M.Kay,1988) ร่วมกับอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series) ซึ่งเอาต์พุตของเออาร์เอ็มเอนั้น เป็นตัวแปรสุ่มแบบสโตแคสติก (Stochastic Random Process) ผลลัพธ์คือ ได้เอาต์พุตสามส่วนรวมกันในชื่อโมเดลเออาร์เอ็มเอไม่เป็นเชิงเส้นแบบดิสครีต (Discrete Nonlinear ARMA Model) และใช้อัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (LMS) มาใช้ในการประมาณค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบวนซ้ำ โดยการจำลองช่องสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นนี้ ใช้โมเดลวีเนอร์-แฮมเมอร์สไตน์ (Wiener-Hammerstein Model) (Jozef,2007) และเมื่อทดสอบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อหาค่า MSE ของเอาต์พุตทั้งสองส่วน ผลที่ได้คือกราฟ MSE ผู้เข้าหาค่าที่เหมาะสมได้อย่างถูกต้อง

ABSTRACT

This paper presents a study of channel parameter estimation method by using Auto Regressive Moving Average: ARMA, cooperated with Volterra Series Expansion, Output is stochastic random process which is expanded by Volterra series called Discrete Nonlinear ARMA Model. The model uses Adaptive Filtering techniques and Least Mean Square (LMS) Algorithm to recursive estimation of channel parameters. And use Wiener-Hammerstein Model for unknown system. Finally, the results in computer simulation show that the proposed method can be converge to MSE optimum correctly.

Key Words: Volterra Series, LMS Algorithm, Nonlinear ARMA Model, Wiener-Hammerstein Model

e-mail address: justy_ola@hotmail.com

¹ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

Department of Telecommunication engineering, Faculty of engineering, KMITL, Ladkrabung, Bangkok 10520

คำนำ

เทคนิคการกรองแบบเชิงเส้น ได้นำไปใช้งานอย่างหลากหลาย W.C. Jakes,(1974) ในด้านของการประมวลผลสัญญาณโทรคมนาคมและระบบควบคุม อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานบางอย่าง ตัวกรองแบบเชิงเส้นนั้นไม่สามารถที่จะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นได้ เทคนิคการกรองแบบไม่เป็นเชิงเส้น จึงเป็นวิธีการที่สามารถทำให้ค่าสมรรถนะของระบบดีขึ้นได้ W.K.Jenkins *et al.*,(1996) ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องโมเดลของสัญญาณขึ้นมา ซึ่งข้อดีของการโมเดลของสัญญาณคือสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่าเพื่อนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของระบบต่อไป โดยระบบที่สนใจใช้ศึกษาคือช่องสัญญาณที่มีตัวขยายกำลัง (High Power Amplifier) เป็นองค์ประกอบ ในระบบสื่อสารดิจิทัลซึ่งจะมีความไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อช่วงการทำงานเข้าสู่สภาวะอิมพัลส์ Gonzalez-Serrano *et al.*,(2001) โดยในการทดลองจะใช้โมเดลวีเนอร์-แฮมเมอร์สไตน์เป็นแบบจำลองของตัวขยายกำลังที่อยู่ในสภาวะอิมพัลส์ ตามการทดลองของ Jozef,(2007) แล้วใช้โมเดลเออาร์เอ็มเอแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่นำเสนอซึ่งประกอบด้วยอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส (LMS) และตัวกรองโพลีโนเมียล มาทำการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ในรูปแบบของการบ่งบอกลักษณะของระบบ (System Identification) ผลที่ได้จากการทดสอบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ สามารถคำนวณค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (Mean – Squared error: MSE) มีอัตราลดลงสู่ค่าที่เหมาะสมได้ และเมื่อเปลี่ยนมาทดลองโดยใช้โมเดลแบบเชิงเส้นทั่วๆไปนั้นก็พบว่า สามารถหาค่า MSE ได้เช่นกัน

อุปกรณ์และวิธีการ

ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น

ในระบบสื่อสารนั้น การจำลองช่องสัญญาณการสื่อสารเป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมาก สำหรับการพัฒนาระบบสื่อสาร ซึ่งการจำลองช่องสัญญาณการสื่อสารที่ง่ายสำหรับการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณคือโมเดลแบบแท็ปดีเลย์ (TDL) ที่อธิบายโดย P.A.Bello,(1963)

โดยทั่วไปไม่ว่าจะเป็นระบบสื่อสาร ระบบควบคุมและอื่นๆ เป็นต้น มักพิจารณาระบบเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งง่ายต่อการพิจารณาและบ่งบอกลักษณะหรือประมาณค่าต่างๆของระบบ แต่การใช้งานบางอย่างการใช้ระบบเชิงเส้นมาพิจารณานั้น อาจไม่เพียงพอต่อการบ่งบอกลักษณะหรือคาดเดาได้ ยังผลทำให้สมรรถนะของระบบนั้นไม่ดีขึ้น ประเภทของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นมีหลากหลายตามการใช้งาน ซึ่งบทความนี้เลือกใช้ตัวกรองโพลีโนเมียล มาใช้พิจารณาระบบไม่เป็นเชิงเส้น ในกรณีที่มีอินพุต และเอาต์พุตถูกกำหนดขอบเขต Bounded – Input Bounded - Output และความเสถียรในขอบเขตนั้นสามารถพิจารณาเป็นการกระจายอนุกรมโวลเทร่า (Volterra Series Expansion) V.J.Mathews,(2000) โดยกำหนดสมการการกระจายพิจารณาว่าเป็นระบบที่ไม่แปรเปลี่ยนต่อเวลาแบบดิสครีต (DTI) และพิจารณาโพลีโนเมียลเพียงอันดับที่สอง (Levanony and Berman,2004)

$$y(n) = h_0 + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} h_1(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} h_2(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) + \dots$$
$$+ \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \dots \sum_{n_p=0}^{N_p-1} h_p(n_1, n_2, \dots, n_p)x(n-n_1)x(n-n_2)\dots x(n-n_p)$$
(1)

ในบทความนี้ ใช้การกระจายอนุกรมโวลเทร่าเพียงอันดับสองเท่านั้นซึ่งอาจเพียงพอต่อการบ่งบอกลักษณะของระบบได้ ในกรณีที่ระบบหนึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต (Input – Output Relation) เป็นดังสมการต่อไปนี้

$$y(n) = h_0 + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} h_1(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} h_2(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) \quad (2)$$

วิธีการกระจายอนุกรมโวลเทร่าของระบบเออาร์เอ็มเอและการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

โมเดลแบบเออาร์เอ็มเอนี้มีข้อดีคือ สามารถประมาณค่าสเปกตรัมดอปเปลอร์วิเศษได้โดยตรงกว่า (W.C.Jakes, 1974) ได้ทำการจำลองค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณและยืนยันได้ว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเรเลย์ (Rayleigh Fading Channel) ข้อดีอีกอย่างหนึ่งของการโมเดลแบบนี้ก็คือ สามารถใช้อัลกอริทึมที่สนับสนุนได้ง่ายในทางปฏิบัติ โดยส่วนใหญ่แล้วโมเดลแบบเออาร์เอ็มเอนี้จะใช้ในการบ่งบอกลักษณะของระบบเชิงเส้น ซึ่งอินพุตของระบบเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบขาว (White Noise) เอาต์พุตเป็นกระบวนการสุ่มแบบสโตแคสติก (Stochastic Random Process) โมเดลแบบเออาร์เอ็มเอ เป็นการรวมกันของโมเดลแบบเออาร์ (Auto Regressive Model) กับโมเดลแบบเอ็มเอ (Moving Average) ซึ่งแสดงสมการได้ดังนี้ S.M.Kay, (1988)

$$\sum_{k=0}^K a(k)x(n-k) = \sum_{q=0}^Q b(q)y(n-q) \quad (3)$$

$$g(n) = \sum_{k=0}^K a(k)x(n-k) + \sum_{q=1}^Q b(q)y(n-q) \quad (4)$$

$x(n)$ คือ อินพุตที่มีคุณสมบัติแบบเกาส์ (Gaussian) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ (Zero Mean)

$y(n)$ คือ เอาต์พุตของกระบวนการสุ่มแบบสโตแคสติก (Stochastic Random Process) เออาร์เอ็มเอ (ARMA)

$a(k), b(q)$ คือ สัมประสิทธิ์ของโมเดลเออาร์ (AR) และ สัมประสิทธิ์ของโมเดลเอ็มเอ (MA) ตามลำดับ

k, q คือ อันดับของโมเดลเออาร์ (AR) และ อันดับของโมเดลเอ็มเอ (MA) ตามลำดับ

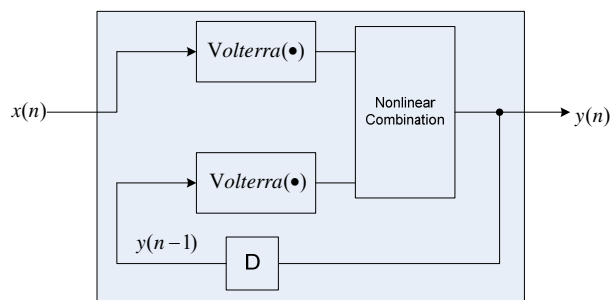


Figure 1 Block diagram of Volterra series expansion in ARMA system model

ตามบล็อกไดอะแกรม (Figure1) กระจายสมการโดยอาศัยหลักการของ V.J.Mathews, (2000) ได้เป็นสมการเออาร์เอ็มเอที่ไม่เป็นเชิงเส้นเต็มหน่วยใน S.R.Parker and Perry, (1981) พิจารณาเพียงอันดับที่สองได้ดัง (5)

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{n_1=0}^N a(n_1)x(n-n_1) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N a(n_1, n_2)x(n-n_1)x(n-n_2) + \sum_{m_1=1}^M b(m_1)y(n-m_1) \\
& + \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M b(m_1, m_2)y(n-m_1)y(n-m_2) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{m_1=1}^M c(n_1, m_1)x(n-n_1)y(n-m_1) \\
& + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M c(n_1, n_2, m_1, m_2)x(n-n_1)x(n-n_2)y(n-m_1)y(n-m_2)
\end{aligned} \quad (5)$$

การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของระบบเออาร์เอ็มแบบไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear ARMA Systems) ใช้ตัวกรองปรับตัวได้ ด้วยอัลกอริทึมค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (Least Mean Square (LMS) Algorithm) เนื่องจากง่ายต่อการสนับสนุนโดยฮาร์ดแวร์และความซับซ้อนที่น้อยกว่า ข้อดีของการใช้อัลกอริทึมปรับตัวได้นี้คือ สามารถหาค่าพารามิเตอร์ของระบบได้ โดยไม่จำเป็นต้องทราบสถานะของระบบหรือของสัญญาณ และเพื่อให้ง่ายต่อการสนับสนุนสำหรับการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ กำหนดให้

$$X_{\alpha_i}^{(i)}(n)Y_{\alpha_i}^{(i)}(n) = V_{\alpha_i}^{(i)}(n) \quad (6)$$

ซึ่ง

$X_{\alpha_i}^{(i)}(n) = x(n-n_1) \dots x(n-n_i)$: เป็นเวกเตอร์อินพุต

$Y_{\alpha_i}^{(i)}(n) = y(n-m_1) \dots y(n-m_i)$: เป็นเวกเตอร์เอาต์พุตที่เวลาที่ผ่านมา ทำให้ได้สมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
y(n) = & \sum_{n_1=0}^N a(n_1)X_{n_1}^{(1)}(n) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N a(n_1, n_2)X_{n_1 n_2}^{(2)}(n) + \sum_{m_1=1}^M b(m_1)Y_{m_1}^{(1)}(n) + \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M b(m_1, m_2)Y_{m_1 m_2}^{(2)}(n) \\
& + \sum_{n_1=0}^N \sum_{m_1=1}^M c(n_1, m_1)V_{n_1 m_1}^{(1)}(n) + \sum_{n_1=0}^N \sum_{n_2=0}^N \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M c(n_1, n_2, m_1, m_2)V_{m_1 m_2}^{(2)}(n)
\end{aligned} \quad (7)$$

เพื่อลดจำนวนของพารามิเตอร์ของระบบ สามารถใช้หลักของความสมมาตรของอนุกรมไวลเทร่า ตามที่พิจารณาในวิธีของ S.R.Parker and Perry, (1981) ใหม่จะได้

$$y(n) = \sum_{i=0}^2 \sum_{\alpha_i}^r a(\alpha_i)X_{\alpha_i}^{(i)}(n) + \sum_{i=0}^2 \sum_{\beta_i}^p b(\beta_i)Y_{\beta_i}^{(i)}(n-1) + \sum_{i=0}^2 \sum_{\eta_i}^q c(\eta_i)V_{\eta_i}^{(i)}(n) \quad (8)$$

โดยที่

$a(\alpha_i), b(\beta_i), c(\eta_i)$: เป็นพารามิเตอร์ต่างๆที่สำคัญโดยอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้เมื่อจัดรูปเป็นเมตริกส์ได้

$$y(n) = \mathbf{a}^T \mathbf{X}(n) + \mathbf{b}^T \mathbf{Y}(n) + \mathbf{c}^T \mathbf{V}(n) \quad (9)$$

ซึ่งตรงนี้สามารถใช้ตัวกรองซึ่งใช้อัลกอริทึม LMS ตัวเดียวได้ แต่ต้องใช้ขนาดเมตริกส์ที่ใหญ่ขึ้น

$$y(n) = \mathbf{G}^T \mathbf{Z}(n) \quad (10)$$

โดยที่

$$\mathbf{G} = [\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}]^T$$

$$\mathbf{Z}(n) = [\mathbf{X}(n), \mathbf{Y}(n), \mathbf{V}(n)]$$

ดังนั้น
$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - [\mathbf{a}^H \mathbf{X}(n) + \mathbf{b}^H \mathbf{Y}(n) + \mathbf{c}^H \mathbf{V}(n)] = d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z}(n) \quad (11)$$

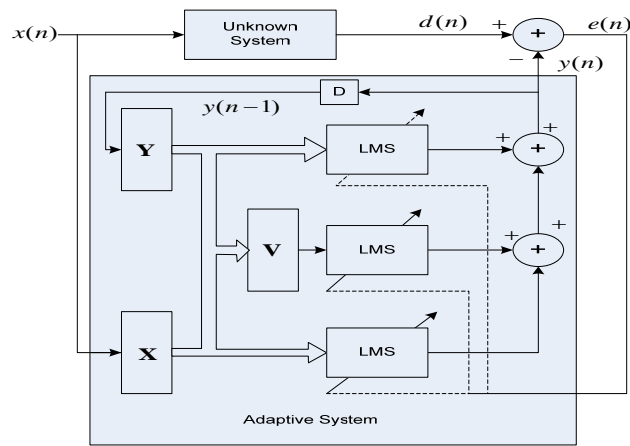


Figure 2 Block diagram of proposed method in Eq. (11) for parameter estimation

การทดสอบผลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Computer Simulations)

การจำลองผลด้วยคอมพิวเตอร์นั้น Unknown System ก่อนอื่นต้องพิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณในระบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยการใช้โมเดลวินเนอร์-แฮมเมอร์สไตน์ (Wiener-Hammerstein Model) ซึ่งใช้แทนแบบจำลองของตัวขยายกำลังสัญญาณใน Yuanming, Itthisek and Sano, (2006) มีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity coefficients) จากการศึกษาของ Jozef, (2007) เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ (Figure 3)

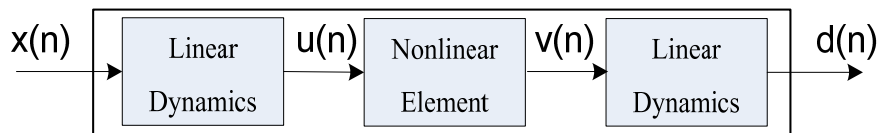


Figure 3 Wiener-Hammerstein model for simulation (L.Sun, Y.Ding and Sano, 2003)

$$d = \gamma_1(x) + \gamma_2(u) + \gamma_3(v) \quad (12)$$

สำหรับ Unknown System ที่พิจารณาเป็นระบบเชิงเส้นทั่วไปนั้น ใช้โมเดลอาร์เอ็มเออันดับ (4,2) (Figure 4) เพื่อใช้สำหรับทดสอบกับวิธีการที่นำเสนอ

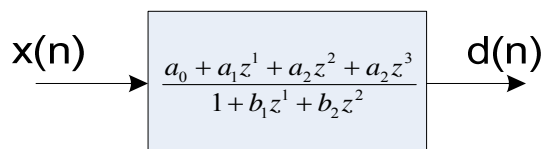


Figure 4 Linear ARMA model (4,2) for simulation

$$d = -\sum_{i=0}^4 a(i)x(n-i) + \sum_{k=1}^2 b(k)d(n-k) \quad (13)$$

Table 1 Coefficient of linear ARMA model for simulation

$a(1)$	$a(2)$	$a(3)$	$a(4)$	$b(1)$	$b(2)$
-1.352	1.338	-0.662	0.240	-0.2	0.04

ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (Mean – Squared error: MSE) คำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \varepsilon(n) &= E\{e^2(n)\} \\ &= E\{(d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z}(n))(d(n) - \mathbf{G}^H \mathbf{Z}(n))^H\} \\ &= \sigma_d^2 - \mathbf{G}^H \mathbf{P} - \mathbf{P}^H \mathbf{G} + \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{zz} \mathbf{G} \end{aligned} \quad (14)$$

ซึ่ง

$$\mathbf{P} = E\{\mathbf{Z}(n)d^*(n)\}, \quad \mathbf{P}^H = E\{d(n)\mathbf{Z}(n)\}, \quad \mathbf{R}_{zz} = E\{\mathbf{Z}(n)\mathbf{Z}^H(n)\}$$

ด้วยอัลกอริทึมแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองค่าน้อย (Least Mean Square: LMS) มีสมการการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ (Coefficient Updating equation) ของโมเดลนี้ดังสมการ

$$\mathbf{G}(n+1) = \mathbf{G}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{Z}(n) \quad (15)$$

ในส่วนของอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส (LMS Algorithm) จะใช้อัลกอริทึมแอลเอ็มเอสแบบนอร์มอลไลซ์ (Normalized LMS Algorithm: NLMS Algorithm) W.K.Jenkins *et al.*, (1996)

$$\mathbf{G}(n+1) = \mathbf{G}(n) + \frac{2\mu e(n)\mathbf{Z}(n)}{\|\mathbf{Z}(n)\|} \quad (16)$$

ซึ่งจากสมการที่ (9), (16) ทำการกำหนดค่าเริ่มต้นของสัมประสิทธิ์เป็น $\mathbf{a}(0) = 0, \mathbf{b}(0) = 0, \mathbf{c}(0) = 0$ และค่าคงที่ step size เป็น $\mu_a = \mu_b = \mu_c = \mu = [0.001, 0.005, 0.015, 0.01]$ โดยการทดลองเปลี่ยนค่าคงที่เพื่อหาค่าคงที่ค่าใดที่ทำให้การลู่เข้า (convergence) หาค่าที่เหมาะสม

ผลการทดลองและวิจารณ์

ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม Matlab

ผลการทดสอบค่า MSE โดยเป็นการเปรียบเทียบระหว่าง วิธีการ System Identification แบบเดิม S. M. Kay, (1988) และวิธีการที่นำเสนอร่วมกับอัลกอริทึมแอลเอ็มเอส ในระบบเชิงเส้น (โมเดลเออาร์เอ็มเอแบบเชิงเส้นขนาด (4,2)) ค่า Step size (μ) ค่าต่างๆ พบว่าทั้งสองวิธีนั้น สามารถได้กราฟที่ลู่เข้า (convergence) หาค่าที่เหมาะสมได้ (Figure 5), (Figure 6) ส่วนการทดสอบหาค่า MSE ในระบบไม่เป็นเชิงเส้นนั้น (Wiener-Hammerstein Model) พบว่าวิธีการ System Identification แบบเดิมไม่สามารถหาค่า MSE ได้ แต่วิธีการที่นำเสนอสามารถหาค่า MSE ได้ (Figure 7) โดยกราฟสามารถลู่เข้าหาค่าที่เหมาะสมตามค่า μ แต่ละค่า

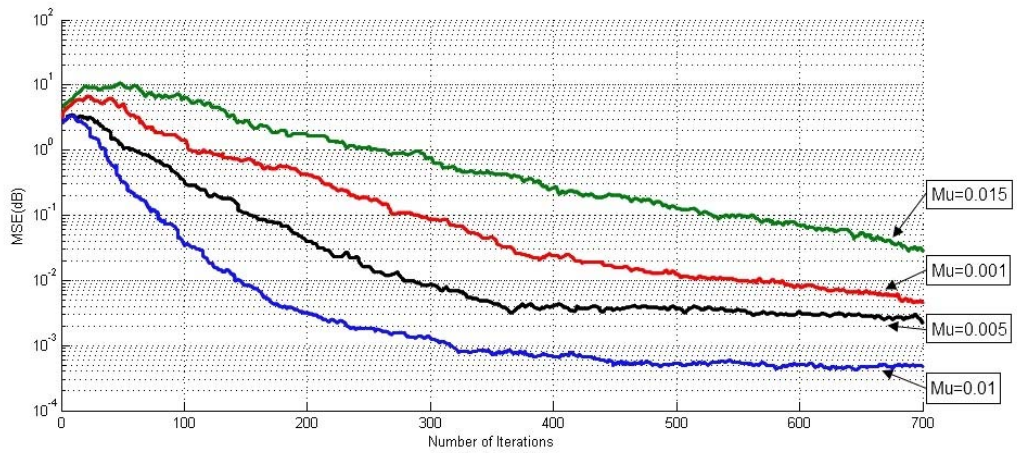


Figure 5 Simulation result of linear system (linear ARMA model (4, 2)) with conventional method
S. M. Kay, (1988)

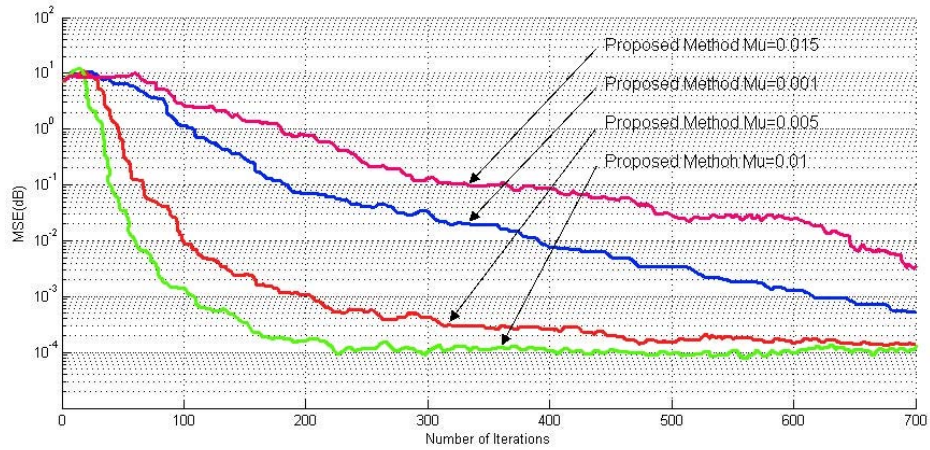


Figure 6 Simulation result of linear system (linear ARMA model (4, 2)) with proposed method

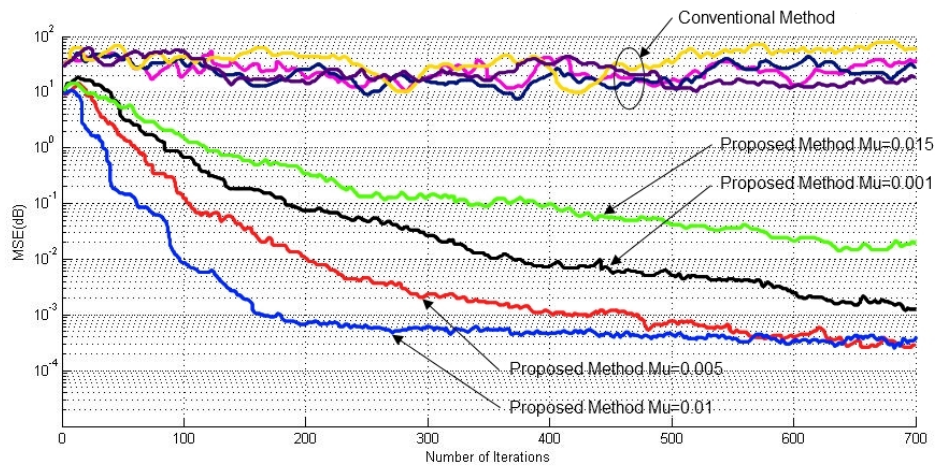


Figure 7 Simulation result of nonlinear system (Wiener-Hammerstein model) compare of proposed method with conventional Method (S. M. Kay, (1988))

สรุป

จากผลการทดสอบด้วยคอมพิวเตอร์พบว่าระบบเชิงเส้นทั่วไปนั้น เมื่อใช้วิธีการ System Identification แบบเดิม S. M. Kay, (1988) สามารถทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ระบบได้ โดยกราฟ (Figure 5) มีการลู่ออกด้วยค่า step size ที่เหมาะสม นั่นคือ 0.01 จากนั้นเมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ระบบเชิงเส้น ด้วยวิธีการที่นำเสนอร่วมกับ อัลกอริทึมแอดเอ็มเอส ก็ได้กราฟ (Figure 6) ที่มีการลู่ออกอย่างเหมาะสมเช่นกัน และเมื่อเปลี่ยนมาทำการวิเคราะห์ในระบบไม่เป็นเชิงเส้น พบว่าวิธีการ System Identification แบบเดิม S. M. Kay, (1988) นั้น ไม่สามารถทำการวิเคราะห์ระบบได้ โดยกราฟไม่เกิดการลู่ออกหาค่า MSE ได้ แต่เมื่อใช้วิธีการที่นำเสนอร่วมกับอัลกอริทึมแอดเอ็มเอส พบว่าสามารถทำการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ของระบบได้ โดยกราฟ (Figure 7) มีการลู่ออกหาค่า MSE ที่เหมาะสมได้ ซึ่งค่า step size ที่ทำให้กราฟมีการลู่ออกเหมาะสมที่สุด จากการทดสอบคือ 0.01 และจากผลการทดสอบที่ได้นั้นสามารถนำวิธีการดังกล่าวไปทำการศึกษา ในเรื่องของกาวิเคราะห์ค่าสมรรถนะในระบบสื่อสารดาวเทียม ซึ่งจะใช้กับงานวิจัยในอนาคตต่อไป.

เอกสารอ้างอิง

- S. M. Kay, 1988. Modern Spectral Estimation: Theory and Application. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall.
- Jozef, 2007. *Journal of ELECTRICAL ENGINEERING* 58: 114–117
- W. C. Jakes, 1974. Microwave Mobile Communications. New York: Wiley.
- W. K. Jenkins, A. W. Hull, J. C. Strait, B. A. Schnauffer, X. Li, 1996. Advanced concepts in adaptive Signal Processing., Norwell, MA, Kluwer Academic Publishers.
- Gonzalez-Serrano, F.J. Abreu-Sernandez, V. Murillo-Fuentes, J.J., 2001. Adaptive nonlinear equalization for CDMA communication systems. *IEEE International Conference* 6: 1969-1973.
- P. A. Bello, 1963 "Characterization of randomly time – invariant linear channels," *IEEE Trans. Comm. Syst* 11: 360 – 393.
- V. J. Mathews, 2000. Polynomial Signal Processing. New York, NY, John Wiley & Sons, Inc.
- Levanony, D., Berman, N., 2004. Recursive nonlinear system identification by a stochastic gradient algorithm : stability, performance, and model nonlinearity considerations. *IEEE Trans.* 52: 2540 – 2550.
- S. R. Parker, F. A. Perry, 1981. A discrete ARMA model for nonlinear system identification. *IEEE Trans. Circuits & Syst.* 28: 224 – 233.
- Yuanming, Itthisek and Sano, 2006. An Adaptive Nonlinearity Compensation Scheme for OFDM Communication System. *the 6th World Congress on Intelligent Control* : 1773-1777
- L. Sun, Y. Ding and Sano, 2003. Identification-based predistortion scheme frequency domain for high power amplifier. *IEICE trans.* 4: 874-881

Introduction

Time-of-flight (TOF) estimation is the process of determining the relative shift D between a reference $x(t)$ (or transmitted) signal and delayed $s(t)$ (or received) signal:

$$x(t) = r(t) + g_x(t) \quad (1a)$$

$$s(t) = r(t - D) + g_s(t) \quad (1b)$$

where the $x(t)$ consists of a reference signal $r(t)$, and Gaussian noise $g_x(t)$, while the $s(t)$ consists of the time delayed version of the reference signal $r(t-D)$, and Gaussian noise $g_s(t)$. Additionally let us assume that the noise signals are uncorrelated with each other and with the reference signal.

The TOF lies at the core of many modern signal processing algorithms. In medical ultrasound for example, the TOF is employed in blood flow estimation, tissue motion measurement, tissue elasticity estimation and a number of other algorithms. To these and numerous other algorithms the TOF accuracy and computational cost are critical important.

The TOF has been widely and meticulously studied over the past forty years. Early work focused on applications in radar and sonar. While efforts over the past two decades have broadened to include speech processing, medical imaging, and a broad array of other applications, classical TOF there are a few approaches depending on the reference signal and other conditions.

TOF measurement methods when the reference signal is random or when TOF measurement is based on direct time-to-digital conversion have been analyzed in studied literature [12-16]. A some kind of "critical point" inside the signal, where the signal energy have maximum value or other conditions are detected, is applied to the signal for determining a point of measurement (positive or negative slope zero crossing, maximum value, a special marker, etc.). The disadvantage of the method is that a signal-to-noise ratio could be changed only by increasing the power of used signals. There are physical and other limitations on a maximal energy used in the measurement.

For the case of a deterministic reference signal, the classical methods are generally based on the second order statistics [2], notably computing the lag for which the cross-correlation between the reference and the delayed signal have a maximum value. Another popular method involves the minimization of the squared error (a least squares approach) between the signals for different lags. The advantage of the statistical methods is so called "process gain" means that the signal-to-noise ratio could be increased by increasing the length (or bandwidth) of the reference signal [1]. Up to 60 dB "process gain" is available in practical situations. The higher gain is limited by a sampling jitter and clock stability. A popular method to estimate the time delay is to search for the global extreme $R(\tau_m)$ of the crosscorrelation function [3]:

$$R(\tau) = \frac{1}{N-\tau} \sum_{n=0}^{N-1-\tau} x(n) \cdot s(n+\tau). \quad (2)$$

As the true value of D is not an integer, the estimate may be improved by the well-known parabolic fit:

$$\hat{D} = \tau_m - 0.5 \cdot \frac{R(\tau_m + 1) - R(\tau_m - 1)}{R(\tau_m + 1) - 2 \cdot R(\tau_m) + R(\tau_m - 1)} \quad (3)$$

The similar is Fourier Transform-Phase-Slope determination method in TOF measurements [3]. The method makes use of the fact that the cross-spectral density estimate is $P_{xs}(\omega) = P_{rr}(\omega)e^{j\theta}$, where $\theta = -\omega \cdot D$ and $P_{rr}(\omega)$ is power spectrum of the signal. Slope of the phase is determined by linear regression of weighted data points within the signal bandwidth and a weighted y-intercept.

Other methods to determinate the TOF are based on system identification [4, 5]. The time delay estimation is considered as a noisy input-output FIR/IIR system identification problem where the task is to find the unknown transfer function $h(n)$ using the adaptive filter. Most common adoption algorithm is the least-mean square (LMS):

$$h_i(n+1) = h_i(n) + \mu \cdot e(n) \cdot x(n) \quad (4)$$

where k is iteration number, μ is step-size parameter, which has a limited range of adjustment in order to insure stability.

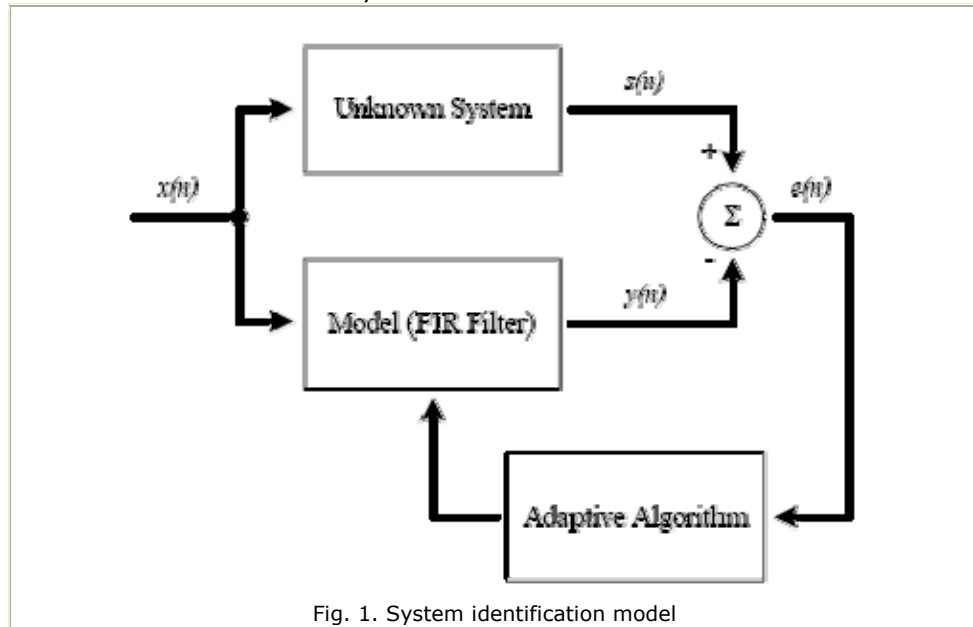


Fig. 1. System identification model

The LMS algorithm has many advantages (due to its computational simplicity), but its convergence rate is slow. The improvements of the convergence [4, 5] are based on assumption that $h_i(D(k))$, then estimated delay is updated during iteration:

$$\hat{D}(k+1) = \hat{D}(k) + \mu \cdot e(k) \cdot \sum_{n=-M_1}^{M_2} f(n, \hat{D}(k)) \cdot x(k-n) \quad (5)$$

The biggest disadvantage of this method is a slow convergence rate. [5] Hundreds or even thousands of iteration cycles are required to achieve a high TOF resolution.

Improvement of the adaptive algorithm

The literature analysis shows, that the most accurate results could be observed by the system identification method. The biggest disadvantage of the method could be avoided by dramatical reduction of iteration cycles. We propose to change Eq.5 of estimation of new TOF cycle to the binary tree search algorithm.

The binary search technique is a fundamental method for locating an element of a particular value within a sequence of sorted elements. The idea is to eliminate half of the search space with each comparison. First, the middle element of the sequence is compared to the value we are searching for. If this element matches the value we are searching for, we are done. If, however, the middle element is "less than" the value we have chosen for, (as specified by the relation used to specify a total order over the set of elements), then we know that if the value exists in the sequence, it must exist somewhere after the middle element. Therefore, we can eliminate the first half of the sequence from our search and simply repeat the search in the exact same manner on the remaining half of the sequence. If, however, the value we are searching for comes before the middle element, then we repeat the search on the first half of the sequence.

Lets take a look to Eq.3. There we have three points of the main lobe of the correlation function. The peak value is somewhere in between (from $\tau_m - 1$ to τ_m) or in between (from τ_m to $\tau_m + 1$). If we decide that our maximum is in one of the interval then again we could divide the interval in two parts and search for another interval. All the time we repeat this by two decreases the interval length. This is true only if the lobe of correlation is monotonous from both sides. Everything sounds like in the binary search. Actually we do not need to calculate Eq.3, it is enough to compare the values of $R(\tau_m - 1)$ and $R(\tau_m + 1)$:

$$\Delta\tau = -0.5 \cdot \frac{R(\tau_m + 1) - R(\tau_m - 1)}{R(\tau_m + 1) - 2 \cdot R(\tau_m) + R(\tau_m - 1)}, \quad (6)$$

where we let

$$\begin{cases} R(\tau_m) \geq R(\tau_m - 1) \\ R(\tau_m) \geq R(\tau_m + 1) \\ R(\tau_m - 1) + R(\tau_m + 1) \leq 2 \cdot R(\tau_m) \end{cases} . \quad (7)$$

then $\Delta\tau > 0$ (condition to select interval from τ_m to $\tau_m + 1$) could be extracted to two expressions:

$$\begin{cases} -R(\tau_m + 1) + R(\tau_m - 1) \geq 0, \\ R(\tau_m + 1) - 2 \cdot R(\tau_m) + R(\tau_m - 1) > 0 \end{cases} \quad (8a)$$

and

$$\begin{cases} -R(\tau_m + 1) + R(\tau_m - 1) \leq 0 \\ R(\tau_m + 1) - 2 \cdot R(\tau_m) + R(\tau_m - 1) < 0 \end{cases} \quad (8b)$$

These equations may be rewritten:

$$\begin{cases} R(\tau_m - 1) \geq R(\tau_m + 1) \\ R(\tau_m + 1) + R(\tau_m - 1) > 2 \cdot R(\tau_m) \end{cases} \quad (9a)$$

$$\begin{cases} R(\tau_m - 1) \leq R(\tau_m + 1) \\ R(\tau_m + 1) + R(\tau_m - 1) < 2 \cdot R(\tau_m) \end{cases} \quad (9b)$$

Eq. 9a it is not our case, because $R(\tau_m - 1) + R(\tau_m + 1) \leq 2 \cdot R(\tau_m)$ is not valid in our case, and Eq. 9b is only one solution of Eq.8. We have showed that it is enough to check $R(\tau_m - 1) \leq R(\tau_m + 1)$ condition and choose the interval (from τ_m to $\tau_m + 1$) if this condition is true, and the interval (from $\tau_m - 1$ to τ_m) if the condition is false.

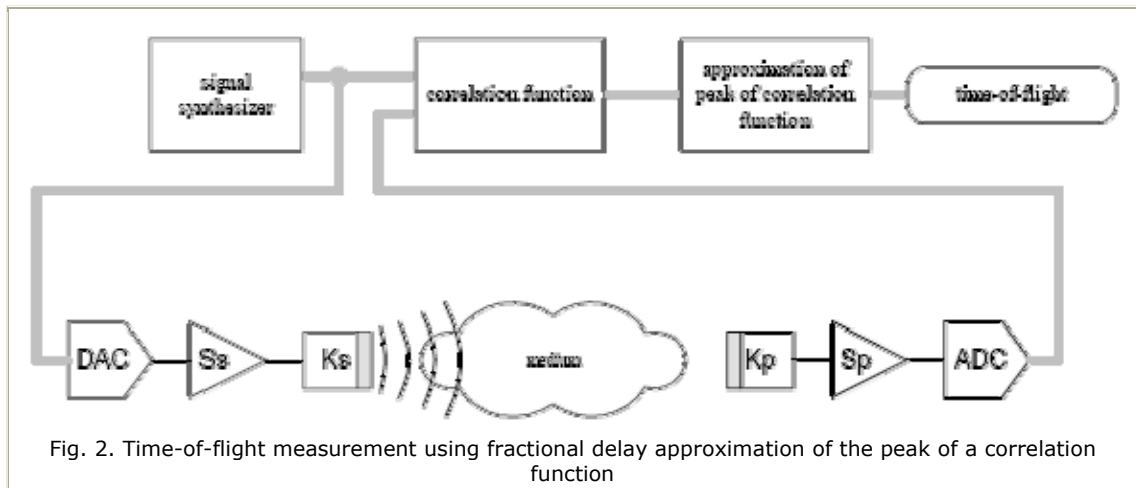
We propose to use $\sin(x)/x$ FIR reconstruction filter as a fractional delay element in Fig.1. The impulse response of such a filter is well known from the Shannon's reconstruction theorem:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) \cdot \frac{\sin(\pi \cdot f_s \cdot (t - k \cdot T))}{\pi \cdot f_s \cdot (t - k \cdot T)}, \quad (10)$$

where $x(k)$ is the correlation function, T is the sampling period and f_s is the sampling frequency.

Modeling and results

The simulated system is showed in Fig. 2. We were using the signal phase modulation by the 13-order Barker code. The synthesizer then is calculating the complex waveform of a signal to be transmitted. The DAC is converting the digital code stream to the analogue signal, which then is amplified and transmitted by a transmitting transducer to the medium. The receiver includes the receiving transducer and the amplifier. The received analog signal is converted back to the digital form and the cross-correlation function of the transmitted and received signals is calculated. The time of flight is extracted from the correlation function by a special unit by using the binary search technique to search for the peak of the correlation function.



Various distortions are canceled by introducing calibration step. The reference signal (used for correlation calculation) is copy of the received signal at the defined conditions (TOF sense).

Simulation model of medium, where the signal is propagating, will not include effects of nonlinear harmonics generation. The frequency dependent attenuation and velocity of sound in the medium are evaluated. Signal is split to the harmonic components traveling from the transmitter to the receiver:

$$\begin{aligned}
 v(t, x, c_0, \alpha) = & \\
 = 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_n e^{-\alpha(n \cdot \omega) x} \cos \left(n \left(\omega t - \frac{\omega \cdot x}{c_0(n \cdot \omega)} \right) \right) + N(t) & \\
 & (11)
 \end{aligned}$$

where $2 \cdot I_n$ is the amplitude of the n -th harmonic; $\alpha(\omega)$ is the attenuation coefficient; $c_0(\omega)$ is the velocity of sound; x is the distance between receiver and transmitter; $N(t)$ is the noise.

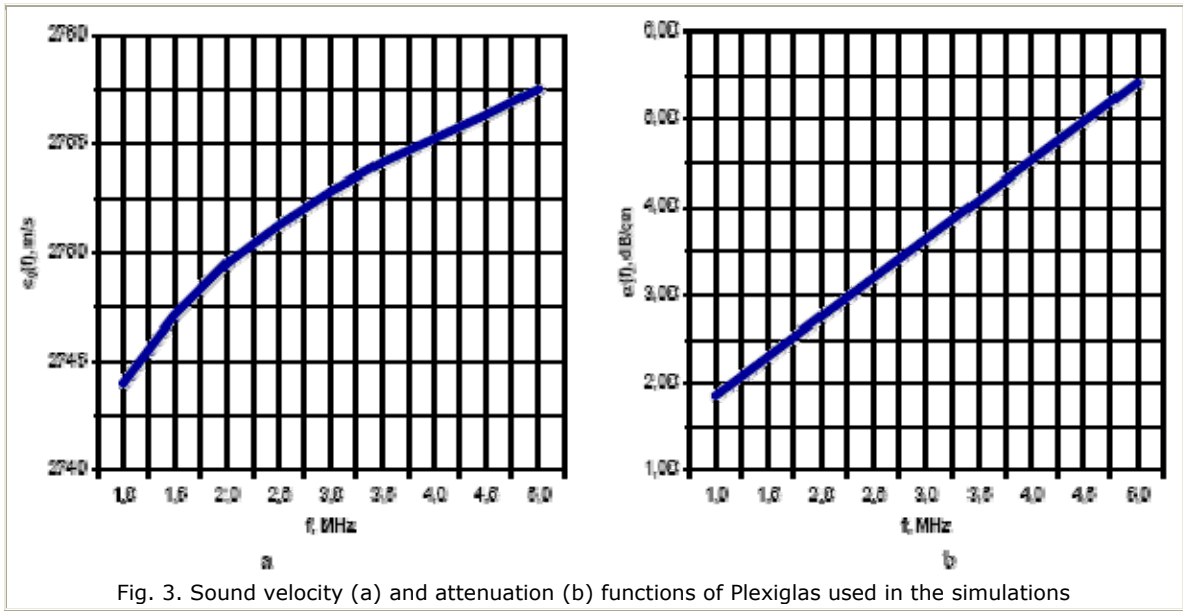


Fig. 3. Sound velocity (a) and attenuation (b) functions of Plexiglas used in the simulations

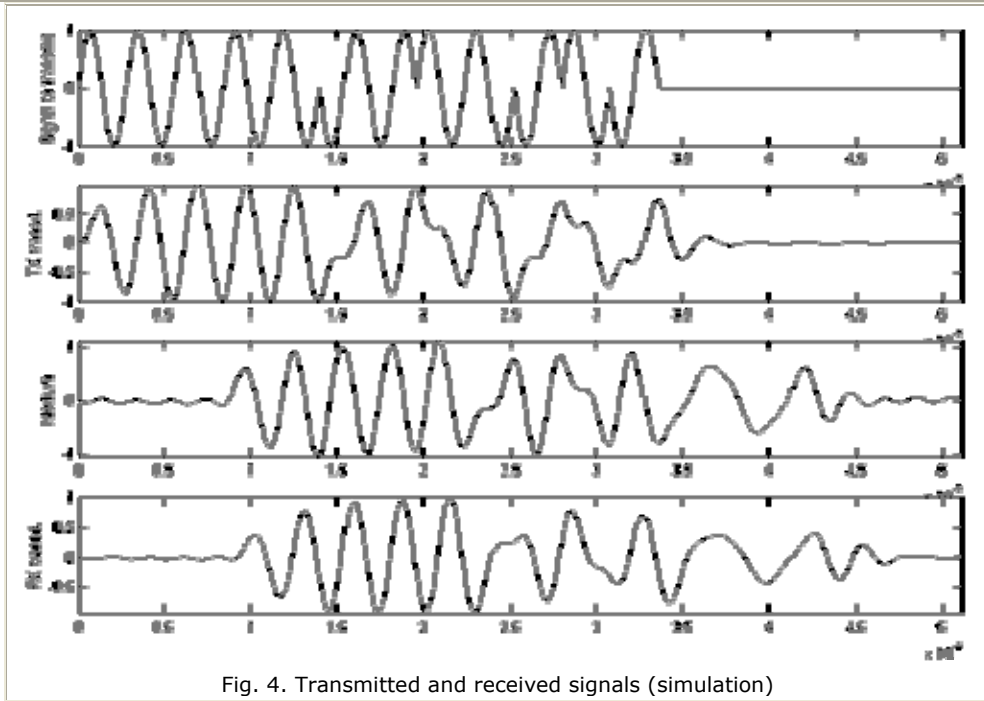


Fig. 4. Transmitted and received signals (simulation)

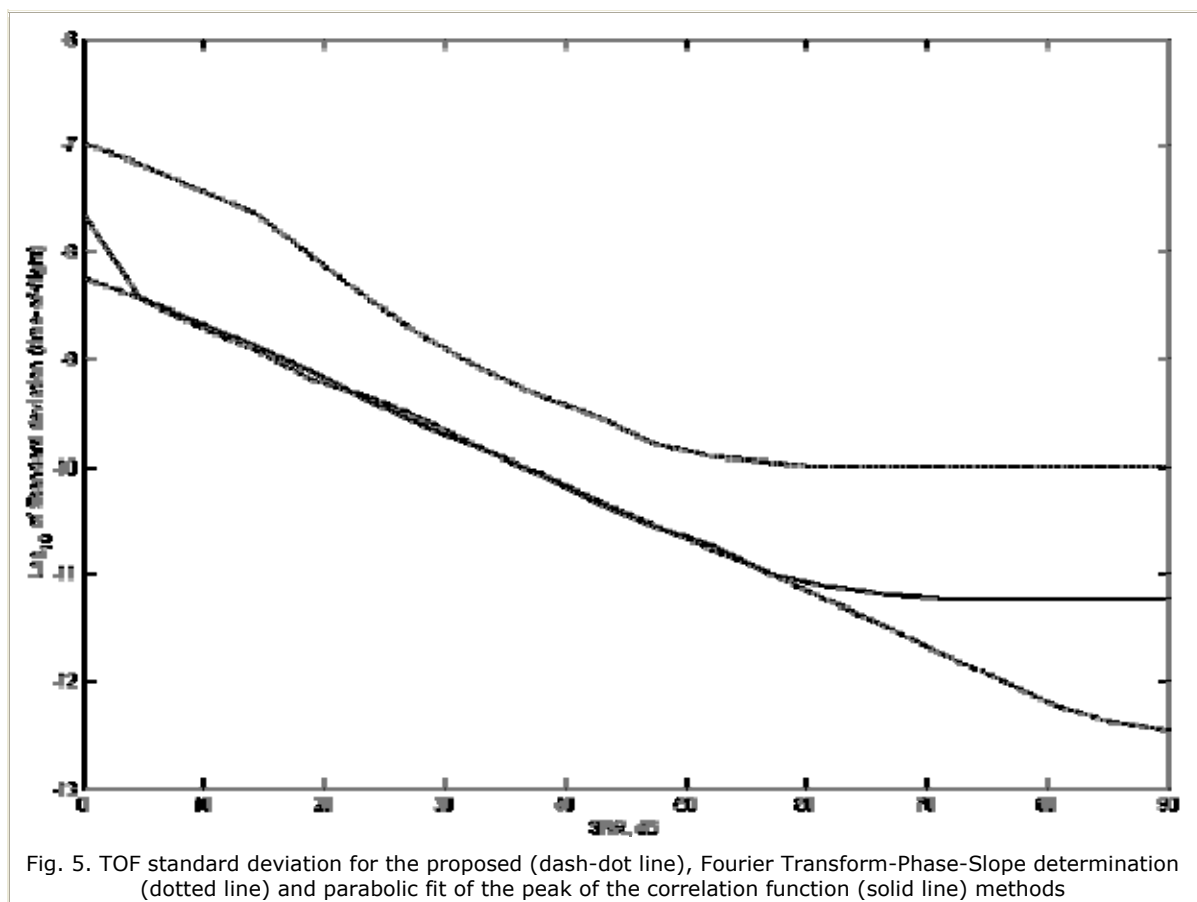
Parameter	Value	Variation (influence test)
Sampling frequency (fs)	100 MHz	none
Sampled signal length (N)	512 points	none
Center frequency of the reference signal (freq)	3.5 MHz	none
TX transducer center frequency	3.5 MHz	3.0 .. 4.0 MHz
TX transducer bandwidth	3.5 MHz (or ± 1.75 MHz)	2.0 .. 4.5 MHz
RX transducer center frequency	3.5 MHz	3.0 .. 4.0 MHz
RX transducer bandwidth	3.5 MHz (or ± 1.75 MHz)	2.0 .. 4.5 MHz
SNR (if not other specified)	200 dB	0 .. 90 dB

Table 1. Parameters for simulations

The receiving and transmitting transducers were modeled as resonance systems with defined resonance frequencies and bandwidths. The pulse response of such a system is:

$$h(t) = e^{-2\Delta\omega t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (12)$$

where $\Delta\omega$ is the bandwidth of the transducer; ω_0 is the resonance frequency of the transducer. Another amplifiers, other electronic circuit and transducers effects are not simulated. Simulation tests had been conducted to evaluate the delay estimation performance of the proposed and two prior art methods. Performance criteria's are showed in Table 1. Each test had all criteria's fixed except one, which was variable during the tests. Each point was calculated from 100 independent measurements (see Fig.6). The medium parameters were fixed during simulations.



Conclusions

Under the simulation conditions considered here, the new binary search of peak of correlation method had a higher possible resolution limit than the parabolic fit of the peak of a correlation function and the Fourier Transform- Phase-Slope determination methods (see Fig. 5). The proposed method is less sensitive to the frequency dependent attenuation and velocity of waves in the medium, as well to the variation of influence factors (see Fig. 6 to 10). Increasing the length and coding of the reference signal one could achieve the required SNR ratio for defined accuracy of TOF estimation. The computation speed is dramatically reduced from hundreds or even thousands iterations to ten without accuracy degradation. The new binary search adoption algorithm could be used in another system identification

applications as well. Modeling results show, that it is possible to achieve few ps standard deviation of time-of-flight measurement or 1/10000 of the sampling period.

Appendix

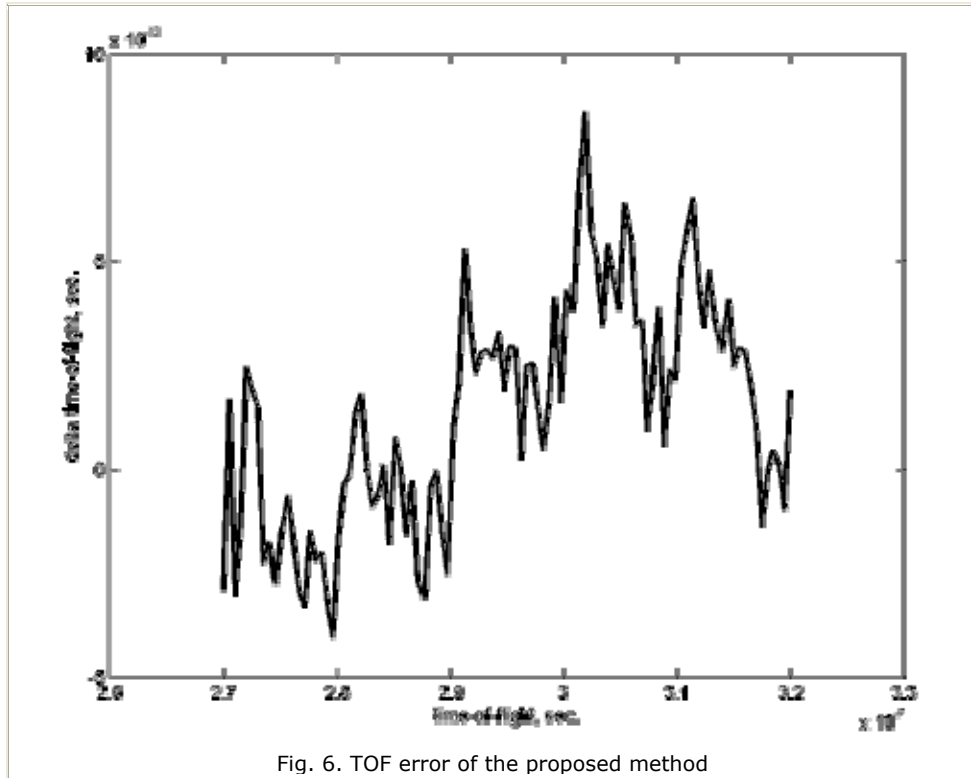


Fig. 6. TOF error of the proposed method

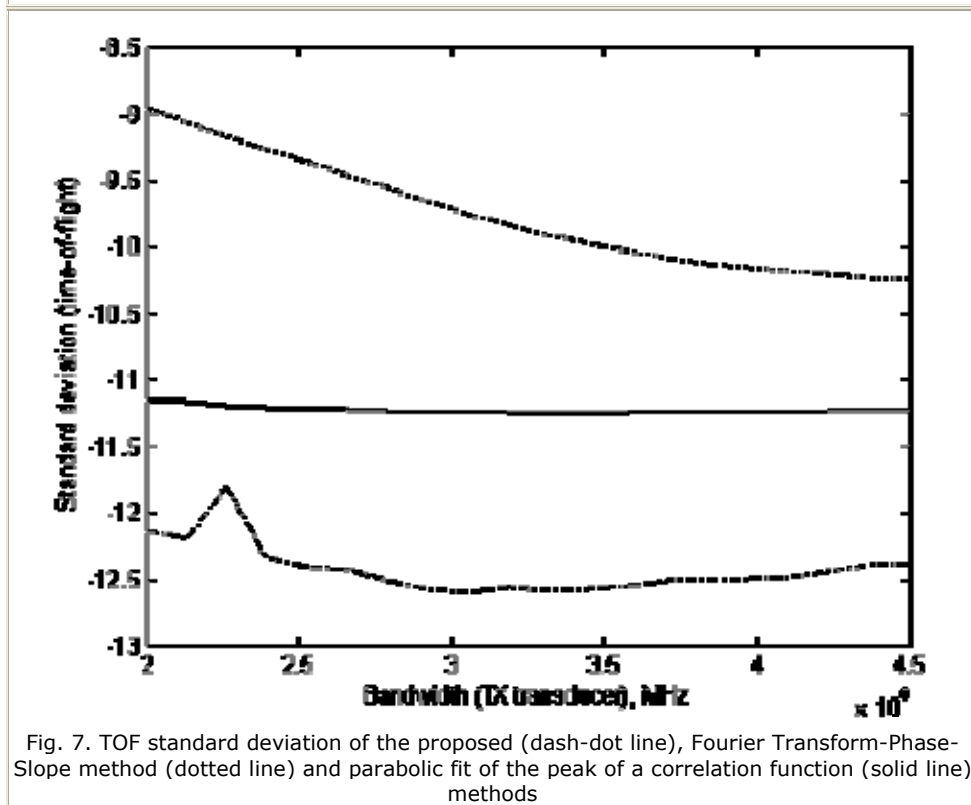


Fig. 7. TOF standard deviation of the proposed (dash-dot line), Fourier Transform-Phase-Slope method (dotted line) and parabolic fit of the peak of a correlation function (solid line) methods

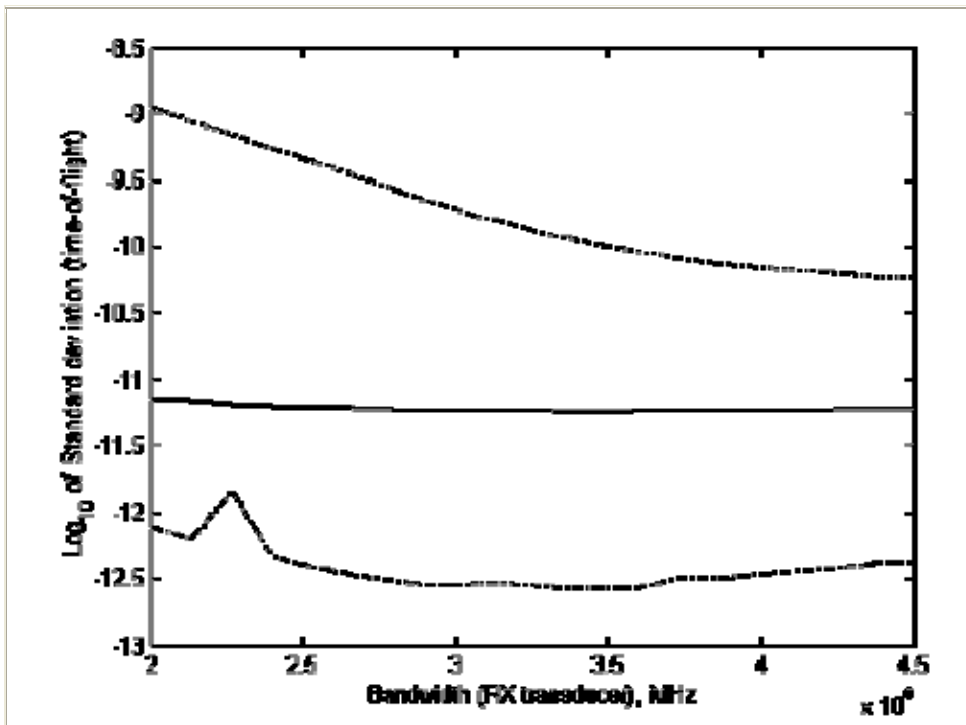


Fig. 8. TOF standard deviation of the proposed (dash-dot line), Fourier Transform-Phase-Slope (dotted line) and parabolic fit of the peak of a correlation function (solid line) methods

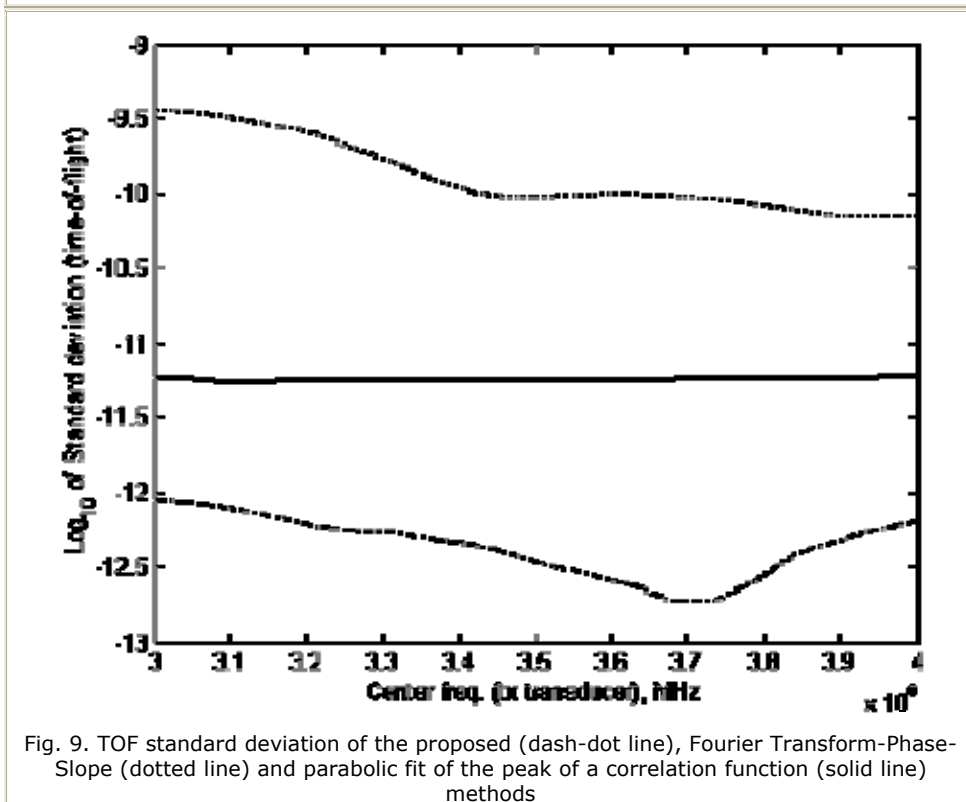
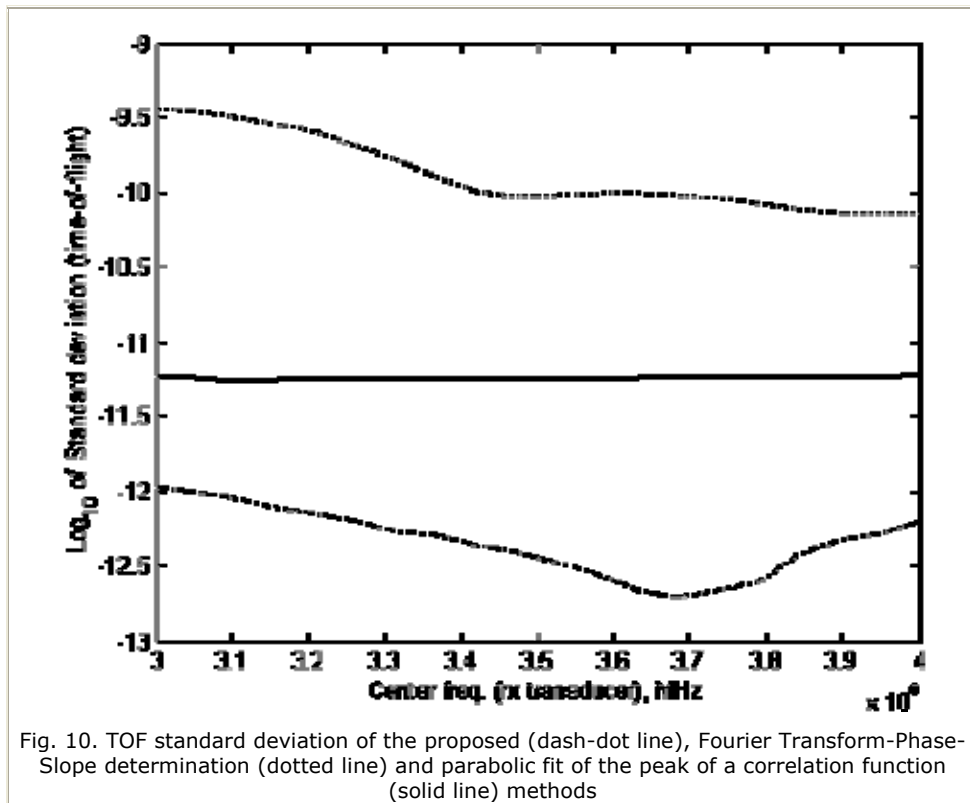


Fig. 9. TOF standard deviation of the proposed (dash-dot line), Fourier Transform-Phase-Slope (dotted line) and parabolic fit of the peak of a correlation function (solid line) methods



References

1. Dixon R. C. Spread spectrum systems with commercial applications. Third Edition, ISBN 0-471-59342-7. New York. 1994.
2. Kay S. M. Fundamentals of statistical signal processing: Estimation theory. Prentice Hall. 1994.
3. Dooley S. R. and Nandi A. K. Comparison of subsample time delay estimation methods applied to narrowband signals. IOP Measurement Science & Technology. September 1998. Vol. 9(9). P.1400-1408.
4. So H. C. Noisy input-output system identification approach for time delay estimation. Signal processing'82. January 2002. P. 1471- 1475.
5. Dooley S. R. and Nandi A. K. Adaptive subsample time delay estimation using Lagrange interpolators. IEEE Signal Processing Letters. March 1999. Vol. 6(3). P.65-67.
6. Maskell D. L. and Wood G. S. Adaptive subsample delay estimation using a Windowed quadrature phase detector. IEEE TENCON – 2003. Advanced DSP (X03) session.
7. Grennberg A., Sandell M. Estimation of subsample time delay differences in narrowband ultrasonic echoes using the Hilbert transform. IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control. Vol. 41. No.5. P. 588-595.
8. Lai X., Torp H. Member IEEE, Interpolation methods for time-delay estimation using cross-correlation method for blood velocity measurement. IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control. Vol. 46. No. 2. P. 277-290.
9. Torp H., member IEEE Kristoffersen K., Angelsen B.A.J., senior member, IEEE. Autocorrelation techniques in color flow imaging: signal model and statistical properties of the autocorrelation estimates. IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control. Vol. 41. No. 5. P. 604-612.
10. Lai X., Torp H., member IEEE Kristoffersen K. An extended autocorrelation method for estimation of blood velocity. IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics and frequency control. Vol.44. No. 6. P. 1332-1342.

11. Rabben S. I., Bjaerum S., Sorhus V., Torp H. Ultrasound-based vessel wall tracking: an auto-correlation technique with RF center frequency estimation. *Ultrasound in Med. & Biol.* Vol. 28. No. 4. P. 507-517.
12. Umekage Y., Nagaoka Y., Eguchi O. Flowmeter, Patent no. EP1243901, Issued: 25 September, 2002.
13. Freund W., Letton W. and others. Method and apparatus for measuring the time of flight of a signal, Patent no. EP5983730, Issued: 16 November, 1999.
14. Ragauskas A. V., Danilov V. G. Radio signal receiver. Patent No. SU862364, Issued: 7 September, 1981.
15. Feller M. F. Ultrasonic transit time flow sensor and method, Patent No. US6370963, Issued: 16 April, 2002.
16. Sang-Yong Nam. Ultrasonic flow velocity measuring apparatus. Patent No. US6435038, Issued: 20 August, 2002.
17. Vaseghi Saeed V. Advanced digital signal processing and noise reduction, second edition. ISBN 0-471-626962-9. John Willey & Sons Ltd. 2000.
18. Haykin Simon. Adaptive filter theory, third edition. ISBN 013322760X. Prentice Hall. 1995.