

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**วงจรรองนอตช์ไออาร์แบบปรับตัว  
เพื่อการระงับสัญญาณแทรกสอดแบบไซน์ซวยด์**

**ADAPTIVE IIR NOTCH FILTER  
FOR SINUSOIDAL INTERFERENCE SUPPRESSION**



T118031



วุฒิพร เดิศวาสนา

WUTHIPORN LOETWASSANA

ฉพ.  
๖ 868๖  
2554

b. 1233๖24๑  
i. ....

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 118031  
วัน,เดือน,ปี 25 ต.ค. 2554

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ADAPTIVE IIR NOTCH FILTER  
FOR SINUSOIDAL INTERFERENCE SUPPRESSION**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADGRABANG**

**2011**

**KMITL-2011-EN-D-018-017**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2011**

**FACULTY OF ENGINEERING**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวเพื่อการระงับสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์
นักศึกษา	นาย วุฒิพร เลิศวาสนา
รหัสประจำตัว	49060015
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2554
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออัลกอริทึมปรับตัววงจรรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรเพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการระงับสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ ซึ่งอัลกอริทึมปรับตัวที่นำเสนอทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายที่ไม่มีค่าไบอัสเกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์เมื่ออัลกอริทึมเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว โดยหลักการที่นำเสนออาศัยการเพิ่มฟังก์ชันเข้าไปในอัลกอริทึมเพื่อกำจัดค่าพารามิเตอร์โคเดนต์ที่ส่งผลต่อการก่อเกิดไบอัสกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ด้วยการนำเทคนิคนี้จะทำให้สามารถกำจัดค่าไบอัสออกไปได้ ขณะที่การคำนวณเพิ่มขึ้นในอัลกอริทึมเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพื่อยืนยันถึงแนวคิดนี้จึงทำการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อพิจารณาพฤติกรรมที่สถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราวของอัลกอริทึม โดยอาศัยเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่งมาวิเคราะห์หาสมการสุดท้ายรูปกระชับ จากนั้นนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีมาพิจารณาเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบในกรณีต่าง ๆ ซึ่งพบว่ามีลักษณะสอดคล้องกันและสามารถยืนยันได้ว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอเป็นอัลกอริทึมปรับตัวที่ปราศจากค่าไบอัส นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึม plain gradient (PG) และอัลกอริทึม modified plain gradient (MPG) ภายใต้การกำหนดเงื่อนไขในการจำลองแบบที่เหมือนกัน ซึ่งผลจากการจำลองแบบพบว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอให้สมรรถนะที่ดีกว่าอัลกอริทึม PG และ MPG ในทุกกรณีของการจำลองแบบ สุดท้ายในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแนวคิดในการนำวงจรรองนอตซ์โครงสร้างดังกล่าวปรับตัวด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานสำหรับกำจัดเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียงและกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังเข้าไปในสัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจหรือ ECG ซึ่งผลจากการจำลองแบบตามหลักการที่นำเสนอพบว่าวงจรรองนอตซ์ปรับตัวด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอให้สมรรถนะของอัลกอริทึมที่ดีและสามารถระงับสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ออกจากระบบดังกล่าวได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Adaptive IIR Notch Filter for Sinusoidal Interference Suppression
<b>Student</b>	Mr. Wuthiporn Loetwassana
<b>Student ID.</b>	49060015
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2011
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Pramote Wardkein

## ABSTRACT

This thesis proposes an adaptive algorithm of a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros for sinusoidal interference suppression. The proposed adaptive algorithm is the unbiased algorithm based on plain gradient by appending a function in order to remove a dominant parameter that produces inherent bias in the coefficient of the filter. By using this technique, the inherent bias will be eliminated with slight increase in computational complexity. To confirm the proposed technique, theoretical analysis by using local linearization for deriving steady state and transient state behaviors are presented in compact form. The theoretical and simulation results are compared to corroborate the effectiveness of the proposed algorithm that it is the unbiased adaptive algorithm. Moreover, this thesis presents the performance of the proposed algorithm compared with those of the plain gradient (PG) and modified plain gradient (MPG) algorithms under the same condition of the simulations. These simulation results are found that the proposed algorithm provides the performance better than those of the PG and MPG algorithms for all simulation cases. Finally, this thesis proposes applied concepts of howling elimination in amplifier system and 50 Hz power-line interference elimination in electrocardiogram (ECG) signal. These simulation results are shown that the adaptive IIR notch filter with the proposed adaptive algorithm provides good performance, and it can suppress the sinusoidal interferences.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วง ได้ดีด้วยคำสอนและข้อแนะนำทางวิชาการจาก รองศาสตราจารย์ ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งใน ความเมตตากรุณาและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณรองศาสตราจารย์ ดร.ราชู พันธุ์ฉลาด รองศาสตราจารย์ ดร. จีรสุตา โกษิยาภรณ์ และ ดร.ชวิชัย เมธีวรัญญู ที่ให้คำแนะนำที่ดีทางวิชาการ ตลอดจนขอขอบคุณมหาวิทยาลัย เทคโนโลยีมหานครที่ให้ทุนสนับสนุนการศึกษาตลอดหลักสูตรการศึกษา ขอขอบคุณอาจารย์ สุณีย์ คุรุรัช หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและเพื่อนร่วมงานทุกคนที่สนับสนุนและให้ กำลังใจในการศึกษา ขอขอบพระคุณคณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ทุกท่านที่ให้คำแนะนำในการ เขียนวิทยานิพนธ์ให้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาที่ให้ความรัก ให้กำลังใจและความห่วงใย ขอขอบคุณพี่ และน้องที่ให้กำลังใจ สดุดีคุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ ภรรยาและบุตรที่เป็นกำลังใจโดยตลอด

วุฒิพร เลิศวาสนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
บทที่ 2 หลักการเบื้องต้นวงจรกรองแบบปรับตัว.....	4
2.1 โครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัว.....	4
2.2 รูปแบบการใช้งานวงจรกรองแบบปรับตัว.....	10
2.3 สรุป.....	13
บทที่ 3 วงจรกรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสอง.....	14
3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอน.....	14
3.2 ผลตอบสนองความถี่และแบนด์วิดท์.....	16
3.3 โครงสร้างวงจรกรอง.....	20
3.4 สรุป.....	21
บทที่ 4 อัลกอริทึมปรับตัว.....	22
4.1 ฟังก์ชันจุดประสงค์.....	22
4.2 ปัญหาการเกิดไบอัสของอัลกอริทึมปรับตัว.....	26
4.3 อัลกอริทึมปรับตัวที่นำเสนอ.....	32
4.4 สรุป.....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การวิเคราะห์สมรรถนะอัลกอริทึมปรับตัว.....	37
5.1 การวิเคราะห์ที่สถานะอยู่ตัว.....	37
5.2 การวิเคราะห์ที่สถานะชั่วคราว.....	48
5.3 สรุป.....	53
บทที่ 6 ผลการจำลองแบบ.....	54
6.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะที่สถานะอยู่ตัว.....	54
6.2 การเปรียบเทียบพฤติกรรมการลู่.....	58
6.3 การเปรียบเทียบพฤติกรรมการติดตาม.....	62
6.4 สรุป.....	67
บทที่ 7 การประยุกต์ใช้งาน.....	68
7.1 การกำจัดเสียงรบกวนในระบบเครื่องขยายเสียง.....	68
7.1.1 การเกิดเสียงรบกวนในระบบเครื่องขยายเสียง.....	68
7.1.2 ผลการจำลองแบบสำหรับการกำจัดเสียงรบกวน.....	72
7.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังในคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	80
7.2.1 การแทรกสอดของสัญญาณความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังในคลื่นไฟฟ้าหัวใจ.....	80
7.2.2 ผลการจำลองแบบสำหรับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz.....	81
7.3 สรุป.....	88
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	89
8.1 สรุปผลการวิจัย.....	89
8.2 ข้อเสนอแนะ.....	91
เอกสารอ้างอิง.....	92
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	120

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัว.....	4
2.2 วงจรกรองเอพไออาร์โครงสร้างตามขวาง.....	5
2.3 วงจรกรองไอไออาร์โครงสร้างรูปแบบโดยตรง.....	6
2.4 วงจรกรองโครงสร้างแบบแลตทิซ.....	7
2.5 รูปแบบการหาเอกลักษณ์ของระบบและการฝึกฝนของระบบ.....	11
2.6 รูปแบบการทำนายสัญญาณและกำจัดการแทรกสอดสัญญาณ.....	12
3.1 ลักษณะตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรถ่วงนอตช์ไอไออาร์อันดับสอง.....	14
3.2 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสวงจรถ่วงนอตช์ไอไออาร์อันดับสองที่บังคับโพลซีโร.....	17
3.3 การพิจารณาแบนด์วิดท์ด้วยกราฟตำแหน่งโพลซีโร.....	18
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์กับตำแหน่งโพลซีโร.....	20
3.5 โครงสร้างวงจรถ่วงนอตช์ไอไออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร.....	21
4.1 ลักษณะฟังก์ชันจุดประสงค์แบบทั่วไป.....	24
4.2 ลักษณะฟังก์ชันจุดประสงค์รูปแบบใหม่.....	26
4.3 ความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนของวงจรถ่วงที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG.....	32
4.4 ลักษณะค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ก่อให้เกิดไบอัสของอัลกอริทึม MPG.....	33
5.1 พหุคูณค่าไบอัสและ MSE ต่อความถี่สัญญาณไซนัสชอยด์อินพุต.....	44
5.2 พหุคูณค่าไบอัสและ MSE ต่อค่ารัศมีโพลของวงจรถ่วงนอตช์.....	45
5.3 พหุคูณค่าไบอัสและ MSE ต่อขนาดขั้นของอัลกอริทึม UPG.....	46
5.4 พหุคูณค่าไบอัสและ MSE ต่อค่า SBR ที่อินพุตของวงจรถ่วงนอตช์.....	47
5.5 พหุคูณการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้ $\mu = 2 \times 10^{-4}$ .....	51
5.6 พหุคูณการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้ $\mu = 5 \times 10^{-4}$ .....	51
5.7 พหุคูณการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้ $\rho = 0.95$ .....	52
5.8 การลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้ $\omega_0 = 0.8\pi$ rad/sample.....	53
6.1 พหุคูณของค่าไบอัส ค่า MSE และความผิดพลาดของความถี่นอตช์ ต่อความถี่สัญญาณไซนัสชอยด์อินพุต.....	55
6.2 พหุคูณของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่ารัศมีโพลของวงจรถ่วงนอตช์.....	56
6.3 พหุคูณของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่าขนาดขั้นของอัลกอริทึม.....	57
6.4 พหุคูณของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่า SBR ที่อินพุตของวงจรถ่วงนอตช์.....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.5 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล $\rho = 0.85$ .....	59
6.6 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล $\rho = 0.95$ .....	60
6.7 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่าขนาดขั้น $\mu = 1 \times 10^{-3}$ .....	61
6.8 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดให้ $\omega_0 = 0.7\pi$ rad/sample.....	62
6.9 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล $\rho = 0.85$ .....	64
6.10 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล $\rho = 0.95$ .....	65
6.11 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่าขนาดขั้น $\mu = 7 \times 10^{-5}$ .....	65
6.12 พฤติกรรมการติดตามกรณีสัญญาณเชิงรีปทางลบ.....	67
7.1 ลักษณะการป้อนกลับทางเสียงในระบบเครื่องขยายเสียง.....	69
7.2 การกำจัดเสียงฮอนด้วยวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัว.....	71
7.3 สัญญาณเสียงพูดต้นฉบับ.....	72
7.4 สัญญาณเสียงพูดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณเสียงฮอน.....	73
7.5 สัญญาณที่เอาต์พุตและพฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ที่ปรับตัวด้วย อัลกอริทึม UPG.....	74
7.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองนอตช์และค่า PSD ของสัญญาณเอาต์พุต.....	75
7.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองนอตช์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG.....	76
7.8 การลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG.....	77
7.9 สเปกโตรแกรมสัญญาณเอาต์พุตวงจรกรองที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG.....	78
7.10 ค่า PSD ที่เอาต์พุตวงจรกรองนอตช์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG.....	79
7.11 สัญญาณ ECG และค่า PSD ของสัญญาณต้นฉบับ.....	81
7.12 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 5 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	82
7.13 สัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 5 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	83
7.14 ค่า PSD สัญญาณเอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 5 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	84
7.15 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 1 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	85
7.16 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 10 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	85
7.17 สัญญาณ ECG เอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 10 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	86
7.18 PSD สัญญาณเอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไซนูซอยด์ขนาด 10 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG.....	87

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณไซน์ซอซด์ (หรือสัญญาณแบนด์แคป) ในงานทางวิศวกรรมไฟฟ้า เช่น ระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์ ระบบควบคุมในงานอุตสาหกรรม ระบบสื่อสาร และระบบเครื่องขยายเสียง เป็นต้น เกิดขึ้นบ่อยครั้ง สาเหตุและปัจจัยการแทรกสอดของสัญญาณในแต่ละระบบเกิดขึ้นแตกต่างกันไป ที่ผ่านมามีส่วนใหญ่นำเอาตัวกรองนอตช์แบบปรับตัว (adaptive notch filter หรือ ANF) เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวออกจากสัญญาณที่ต้องการในระบบ [1-19, 26, 35-37, 40-42, 46] วงจรกรองนอตช์แบบปรับตัวที่นำเสนอผ่านมานั้นมีทั้งโครงสร้างให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด (finite impulse response หรือ FIR) มีชื่อเรียกว่า วงจรกรองนอตช์เอฟไออาร์แบบปรับตัว (FIR-ANF) [1-5, 35, 41, 46] และโครงสร้างที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (infinite impulse response หรือ IIR) มีชื่อเรียกว่าวงจรกรองนอตช์ไอไออาร์แบบปรับตัว (IIR-ANF) [6-19, 26, 36, 37, 40, 42] โดย FIR-ANF ดังบทความที่ [1, 2, 46] มีโครงสร้างการทำงานแบบกำจัดสัญญาณแทรกสอด (interference cancellation) และบ่อยครั้งถูกเรียกว่าวงจรกำจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัว (adaptive noise cancellation หรือ ANC) บทความที่ [1, 3-5, 35, 41] นำเสนอ FIR-ANF มีลักษณะโครงสร้างการทำงานแบบการเพิ่มสัญญาณในสายแบบปรับตัว (adaptive line enhancement หรือ ALE) สำหรับบทความที่ [6, 40, 42] นำเสนอ IIR-ANF มีโครงสร้างการทำงานแบบตัวเพิ่มสัญญาณในสายปรับตัวได้แบบป้อนกลับ (feedback adaptive line enhance หรือ FALE) บทความที่ [7] นำเสนอ IIR-ANF อันดับสอง โครงสร้างแบบแลตทิซ (lattice) บทความที่ [8-11, 36] นำเสนอ IIR-ANF อันดับสองจากการแปลงแบบไบลิเนียร์ที่มีโครงสร้างการทำงานแบบ ALE (หรือ IIR-ALE) บทความที่ [12] นำเสนอ IIR-ANF โครงสร้างบั้งคัปโพล บทความที่ [13-15] นำเสนอ IIR-ANF โครงสร้างบั้งคัปโพลและซีโร และบทความที่ [16-19, 26, 37] นำเสนอ IIR-ANF อันดับสองที่บั้งคัปโพลและซีโร

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่า IIR-ANF มีประสิทธิภาพการทำงานดีกว่า FIR-ANF ที่แบนด์วิดท์ของวงจรกรองเท่ากัน [18] กล่าวคือ FIR-ANF ต้องการจำนวนสัมประสิทธิ์มากกว่า เนื่องจากแบนด์วิดท์ของวงจรกรองแปรผกผันกับจำนวนสัมประสิทธิ์ [6] ขณะที่แบนด์วิดท์ของ IIR-ANF ขึ้นอยู่กับการควบคุมตำแหน่งของโพลภายในวงกลมหนึ่งหน่วยโดยไม่ขึ้นกับจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง [12, 13] ทำให้ IIR-ANF มีความซับซ้อนของการคำนวณต่ำกว่า และสามารถนำมาสร้างให้ทำงานแบบเวลาจริง (real time) ได้ง่ายกว่า FIR-ANF แต่ IIR-ANF มีข้อด้อยเกี่ยวกับเสถียรภาพของระบบ อย่างไรก็ตามถ้าสามารถควบคุมโพลของวงจรกรองให้อยู่ในตำแหน่ง

ที่เหมาะสมภายในวงกลมหนึ่งหน่วยและสอดคล้องกับคุณลักษณะทางสถิติของสัญญาณในระบบนั้น ๆ ได้ จะทำให้ IIR-ANF มีสมรรถนะที่ดีกว่า FIR-ANF [8] ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้เกิดการวิจัยพัฒนาโครงสร้างของ IIR-ANF และวิจัยเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ กันอย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะ IIR-ANF โครงสร้างที่บังคับโพลและซีโร (มีอันดับ  $N$ ) นำเสนอโดยบทความที่ [13] เป็นโครงสร้างที่พัฒนามาจาก IIR-ANF ที่บังคับโพลนำเสนอโดยบทความที่ [12] ซึ่งให้สมรรถนะของวงจรกรองที่ดีกว่า กล่าวคือมีเสถียรภาพดีกว่า ให้อัตราการลู่ออกของการปรับตัวสูงกว่า ต้องการจำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของ IIR-ANF ตามโครงสร้างในบทความที่ [12] ขณะเดียวกันยังสามารถให้แบนด์วิดท์ที่แคบกว่าอีกด้วย และด้วยความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่า ทำให้สามารถสร้างเพื่อทำงานแบบเวลาจริงได้ง่าย ส่งผลให้โครงสร้างดังกล่าวได้รับความสนใจในการวิจัยและพัฒนาเพื่อการประยุกต์ใช้งานหลายลักษณะ [14-19, 26, 37] สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัย IIR-ANF อันดับสองที่บังคับโพลและซีโรตามโครงสร้างของบทความที่ [13]

ที่ผ่านมานอกจากมีงานวิจัยเพื่อพัฒนาโครงสร้างของ IIR-ANF แล้ว ยังมีการวิจัยพัฒนาอัลกอริทึมปรับตัวของ IIR-ANF เพื่อประยุกต์ใช้งานสำหรับกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์อีกด้วย [8, 11-14, 16-19] ส่วนใหญ่เป็นอัลกอริทึมที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์ได้แก่ อัลกอริทึมเกาส์นิวตัน (Gauss-Newton หรือ GN) [12] และอัลกอริทึม RPE (recursive prediction error) [13, 14] ซึ่งอัลกอริทึมเหล่านี้มีสมรรถนะที่ดี แต่มีความซับซ้อนในการคำนวณสูง หลังจากนั้นบทความที่ [8] ได้นำเสนอแนวคิดการใช้อัลกอริทึมที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย (plain gradient หรือ PG) เนื่องจากอัลกอริทึมดังกล่าวมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำ จึงเป็นที่สนใจต่อการนำมาเป็นอัลกอริทึมปรับตัว IIR-ANF ที่มีโครงสร้างแบบต่าง ๆ [9, 11, 16-19] นอกจากนี้มีการพัฒนาอัลกอริทึม PG ให้มีอัตราการลู่ออกสูงขึ้น เช่น อัลกอริทึม NPG (normalized PG) [11, 16] และอัลกอริทึม LMP (least mean  $p$ -power) [17] เป็นต้น เมื่อไม่นานมานี้บทความที่ [18] ได้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะที่สถานะอยู่ตัวของ IIR-ANF อันดับสองบังคับโพลและซีโรที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG ซึ่งพบว่าเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วจะเกิดไบอัสขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้ ซึ่งค่าไบอัสดังกล่าวส่งผลให้ความถี่นอตช์ของวงจรกรองคลาดเคลื่อนจากค่าจริง (หรือเกิดค่าออฟเซตของความถี่นอตช์) และนอตช์ไม่ตรงกับความถี่ไซนูซอยด์อินพุต ทำให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ให้หมดไปได้ สาเหตุหลักของการเกิดค่าไบอัสเนื่องมาจากค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของสัญญาณแบนด์กว้างที่ต้องการในระบบ อย่างไรก็ตามบทความดังกล่าวไม่ได้แนะนำอัลกอริทึมสำหรับกำจัดค่าไบอัส หลังจากนั้นบทความที่ [19] นำเสนออัลกอริทึมปรับตัว IIR-ANF อันดับสองที่บังคับโพลและซีโร โดยอัลกอริทึมดังกล่าวทำงานอยู่บนพื้นฐานฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) แบบใหม่และเนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่พัฒนามาจากพื้นฐานของอัลกอริทึม PG จึงมีชื่อเรียกว่าอัลกอริทึม MPG (modified PG) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่มีอัตราการ

ค่าสัมประสิทธิ์สูงกว่าและมีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่าอัลกอริทึม PG NPG และ LMP ตามลำดับ แต่อย่างไรก็ตาม MPG เป็นอัลกอริทึมที่มีค่าไบอัสเช่นเดียวกับอัลกอริทึม PG ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดสำหรับหัวข้อวิจัยเพื่อพัฒนาอัลกอริทึมปรับตัว IIR-ANF อันดับสองบังคับ โพลและซีโรที่ปราศจากค่าไบอัสและมีอัตราการลู่ดังเช่นอัลกอริทึม MPG

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้มีจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาวิจัยพัฒนาอัลกอริทึมปรับตัว วงจรกรองนอตช์ไอ ไออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับ โพลและซีโรเพื่อการประยุกต์ใช้งาน สำหรับระบบสัญญาณแทรกสอดแบบไขว้หูซอยด์ โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายและปราศจากค่าไบอัสเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว ขณะเดียวกันอัลกอริทึมที่นำเสนอมีอัตราการลู่สัมประสิทธิ์เหมือนกับอัลกอริทึม MPG

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากอัลกอริทึม MPG ที่นำเสนอในบทความที่ [19] มีข้อเด่นเรื่องความซับซ้อนในการคำนวณต่ำและให้อัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ดี แต่มีข้อด้อยเรื่องเกิดค่าไบอัสขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว ดังนั้นจึงอาศัยเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่ง (local linearization) [27] มาทำการวิเคราะห์หาสาเหตุของการเกิดไบอัสในอัลกอริทึม MPG จากนั้นทำการศึกษาวิเคราะห์เพื่อหาฟังก์ชันสำหรับกำจัดค่าไบอัสออกจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ทำงานอยู่บนพื้นฐานการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน

## 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออัลกอริทึมปรับตัววงจรกรองนอตช์ไอ ไออาร์แบบปรับตัวอันดับสองบังคับ โพลและซีโรที่ปราศจากค่าไบอัส โดยอัลกอริทึมที่นำเสนอทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายอาศัยฟังก์ชันจุดประสงค์เหมือนกับอัลกอริทึม MPG เพื่อเป็นเกณฑ์สำหรับปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ จากนั้นนำเสนอการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อหาสมการสุดท้ายรูปกระชับ (compact form) ของสมรรถนะอัลกอริทึมที่สถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราว พร้อมทั้งทำการศึกษเปรียบเทียบผลวิเคราะห์ทางทฤษฎีกับผลทางการจำลองแบบ (simulation) ของสมรรถนะอัลกอริทึมที่นำเสนอ และทำการศึกษเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอัลกอริทึม PG และ MPG นอกจากนี้จะนำเสนอแนวคิดสำหรับประยุกต์ใช้งานวงจรกรองนอตช์โครงสร้างดังกล่าวปรับตัวด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยนำเสนอแนวคิดการกำจัดสัญญาณเสียงหอน (howling) ที่เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียง และนำเสนอการกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากระบบไฟฟ้ากำลังในคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

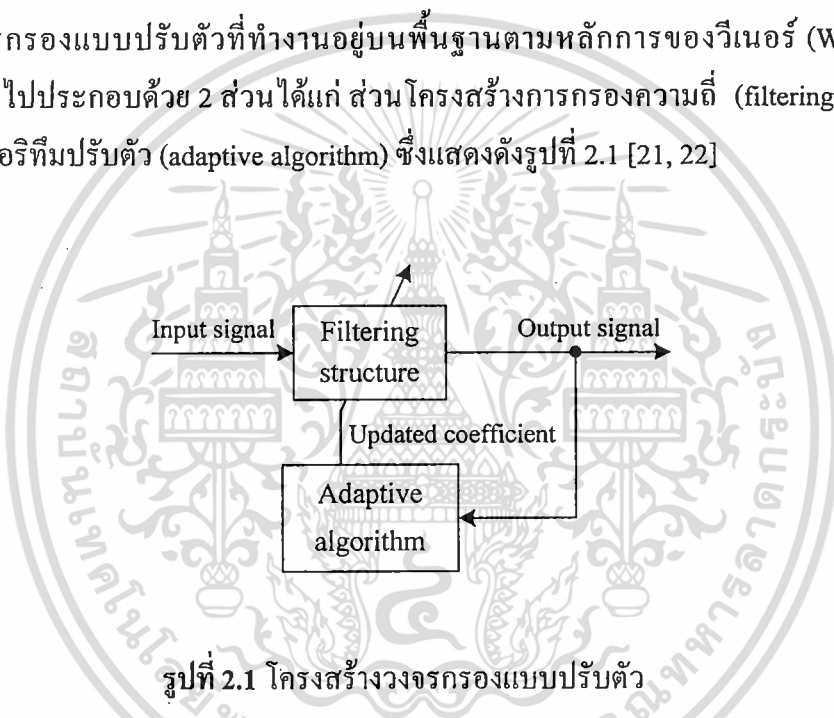
## บทที่ 2

# หลักการเบื้องต้นของวงจรกรองแบบปรับตัว

บทนี้กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของวงจรกรองแบบปรับตัว โดยกล่าวถึงโครงสร้างและหลักการการทำงานทั่วไปในส่วนต่าง ๆ ของวงจรกรอง นอกจากนี้ได้กล่าวถึงรูปแบบการใช้งานของวงจรกรองแบบปรับตัวลักษณะต่าง ๆ ซึ่งจะขอกล่าวรายละเอียดดังนี้

### 2.1 โครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัว

วงจรกรองแบบปรับตัวที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานตามหลักการของวีเนอร์ (Wiener) มีโครงสร้างทั่วไปประกอบด้วย 2 ส่วนได้แก่ ส่วนโครงสร้างการกรองความถี่ (filtering structure) และส่วนอัลกอริทึมปรับตัว (adaptive algorithm) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.1 [21, 22]

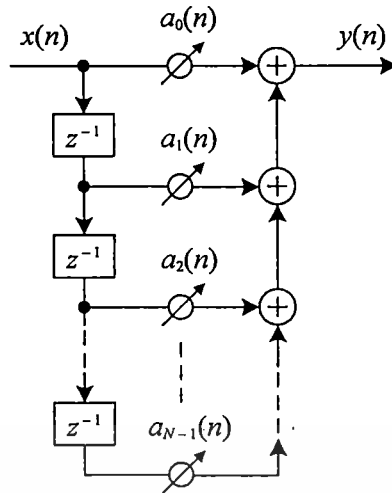


รูปที่ 2.1 โครงสร้างวงจรกรองแบบปรับตัว

ส่วนโครงสร้างการกรองอาจจะมีลักษณะโครงสร้างที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบแบบจำกัด (finite impulse response หรือ FIR) หรือผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (infinite impulse response หรือ IIR) ซึ่งเหล่านี้สามารถสร้างได้ง่ายด้วยโครงสร้างรูปแบบโดยตรงดังแสดงตามรูปที่ 2.2 และรูปที่ 2.3 ตามลำดับ หรืออาจจะสร้างด้วยโครงสร้างแบบแลตทิซดังรูปที่ 2.4

รูปที่ 2.2 เป็นวงจรกรองรูปแบบโดยตรงโครงสร้างตามขวาง (transversal structure) มีอันดับ  $N-1$  ( $N-1$  order) หรือบางครั้งถูกเรียกว่าวงจรกรองตัวประวิงแบบต่อแยก (tapped delay filter) [21] ซึ่งโครงสร้างการกรองที่สร้างในลักษณะนี้จะให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเอฟไออาร์ ดังนั้นส่วนใหญ่จึงถูกเรียกว่าวงจรกรองเอฟไออาร์ และจากรูปสามารถพิจารณาสมการผลต่าง (different equation) ที่เอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วงจรกรองเอพ็โอาร์โครงสร้างตามขวาง

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

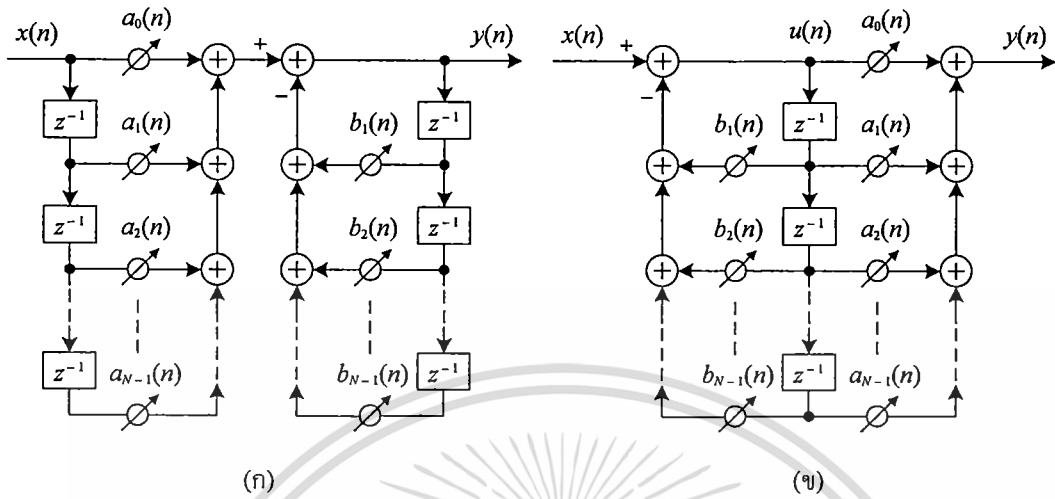
จากสมการ  $x(n)$   $y(n)$  และ  $a(n)$  คือสัญญาณอินพุต สัญญาณเอาต์พุต และสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองตามลำดับ ขณะที่  $n$  คือดัชนีเวลา (discrete time index) และ  $N$  หมายถึงจำนวนสัมประสิทธิ์ ซึ่งจากสมการจะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแปรค่าตามเวลา นั้นหมายถึงวงจรกรองแบบปรับตัวเป็นระบบที่แปรค่าตามเวลา ถ้าสมมติให้สัญญาณในระบบเป็นกระบวนการสุ่ม (random process) ที่มีค่าทางสถิตินิ่ง (stationary statistic) กล่าวคือ ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนของสัญญาณเป็นค่าคงที่และเป็นอิสระต่อดัชนีเวลา  $n$  ขณะเดียวกันค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation) จะขึ้นอยู่กับผลต่างทางเวลาเท่านั้น สำหรับระบบที่ไม่มีคุณลักษณะทางสถิติดังกล่าวจะเป็นกระบวนการสุ่มแบบไม่นิ่งทางสถิติ [20-22] เมื่อระบบปรับตัวจนสัมประสิทธิ์ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด (optimum) แล้วจึงสามารถสมมติให้วงจรกรองมีลักษณะเป็นระบบที่ไม่แปรตามเวลาได้ [20, 22] ดังนั้นจากสมการที่ (2.1) จึงสามารถพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ได้เป็น

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i z^{-i} \quad (2.2)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเป็นค่าคงที่ไม่แปรตามเวลาและ  $z$  คือตัวแปรเชิงซ้อน สำหรับรูปที่ 2.3 เป็นโครงสร้างที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบโอไออาร์ ดังนั้นส่วนใหญ่จึงเรียกววงจรกรองแบบโอไออาร์ ซึ่งสามารถสร้างได้ 2 รูปแบบ โดยจากรูปที่ 2.3 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรกรองไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่หนึ่ง (direct form I) ซึ่งแสดงสมการผลต่างที่เอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.3)



รูปที่ 2.3 วงจรกรองไอโออาร์โครงสร้างรูปแบบโดยตรง

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)x(n-i) - \sum_{i=1}^{N-1} b_i(n)y(n-i) \quad (2.3)$$

จากรูปที่ 2.3 (ข) เป็นวงจรกรองไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่สอง (direct form II) ซึ่งสามารถแสดงสมการผลต่างของระบบได้เป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(n)u(n-i) \quad (2.4)$$

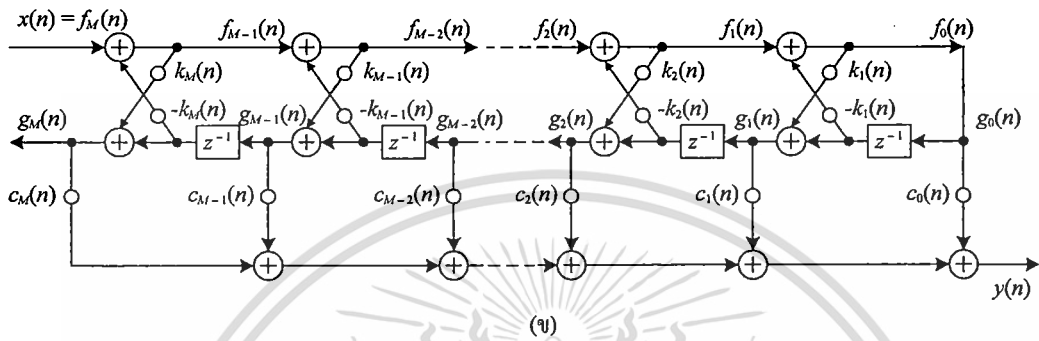
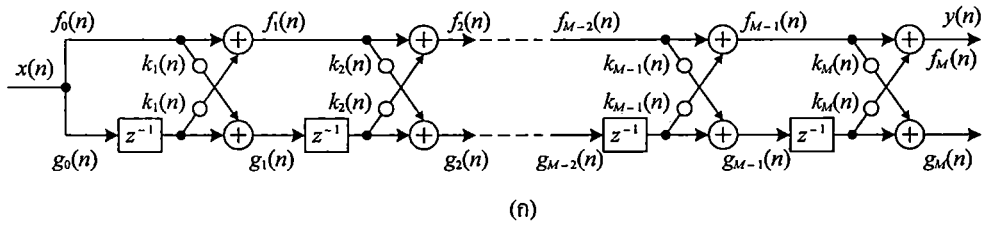
และ

$$u(n) = x(n) - \sum_{i=1}^{N-1} b_i(n)u(n-i) \quad (2.5)$$

ถึงแม้ว่าวงจรกรองทั้งสองมีลักษณะ โครงสร้างที่แตกต่างกัน แต่ทั้งสองต่างก็มีฟังก์ชันถ่ายโอนเหมือนกันกล่าวคือ

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^{N-1} b_i z^{-i}} \quad (2.6)$$

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัยโครงสร้างการกรองแบบไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่หนึ่ง



รูปที่ 2.4 วงจรกรอง โครงสร้างแบบแลตทิซ

รูปที่ 2.4 (ก) และรูปที่ 2.4 (ข) เป็นโครงสร้างการกรองแบบเอฟไออาร์แลตทิซ และไอไออาร์แลตทิซแลตเตอร์ ตามลำดับ ซึ่งจากรูปที่ 2.4 (ก) เป็นโครงสร้างที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเอฟไออาร์ ภายในประกอบด้วยชุดโครงสร้างแบบแลตทิซอันดับ 1 แต่ละชุดต่อเรียงกันจำนวน  $M$  ชุด โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ของแต่ละชุดได้ดังนี้ [22, 23]

$$f_i(n) = f_{i-1}(n) + k_i(n)g_{i-1}(n-1) \quad \text{เมื่อ } i = 1, 2, \dots, M \quad (2.7)$$

$$g_i(n) = k_i(n)f_{i-1}(n) + g_{i-1}(n-1) \quad (2.8)$$

โดย

$$y(n) = f_M(n) \quad (2.9)$$

และ

$$x(n) = f_0(n) = g_0(n) \quad (2.10)$$

จากสมการ  $x(n)$   $y(n)$  และ  $k(n)$  คือสัญญาณอินพุต สัญญาณเอาต์พุต และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ของวงจรกรองตามลำดับ โดยมี  $f(n)$  คือสัญญาณการทำนาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปข้างหน้า (forward prediction) และ  $g(n)$  คือสัญญาณการทำนายย้อนกลับ (backward prediction) ของระบบ เมื่อทำการแปลง  $z$  ( $z$  transform) สมการที่ (2.7) และ (2.8) ให้อยู่ในรูป

$$F_i(z) = F_{i-1}(z) + k_i z^{-1} G_{i-1}(z) \quad (2.11)$$

$$G_i(z) = k_i F_{i-1}(z) + z^{-1} G_{i-1}(z) \quad (2.12)$$

หรือพิจารณาอยู่ในรูปฟังก์ชันถ่ายโอนของชุดแลตทิซชุดที่  $i$  ใด ๆ

$$A_i(z) = \frac{F_i}{X(z)} = A_{i-1}(z) + k_i z^{-1} Q_{i-1}(z) \quad (2.13)$$

$$Q_i(z) = \frac{G_i(z)}{X(z)} = k_i A_{i-1}(z) + z^{-1} Q_{i-1}(z) \quad (2.14)$$

โดย

$$A_i(z) = 1 + \sum_{j=1}^i a_j z^{-j} \quad \text{เมื่อ } a_0 = 1 \quad (2.15)$$

และ

$$Q_i(z) = \sum_{j=0}^i a_{i-j} z^{-j} = z^{-i} A_i(z^{-1}) \quad (2.16)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.13) ถึง (2.16) เมื่อพิจารณาโดยรวมจากอินพุต  $x(n)$  ถึงเอาต์พุต  $y(n)$  ของระบบ จึงสามารถพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของวงจรกรองได้เป็น

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = 1 + \sum_{i=1}^M a_i z^{-i} \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) จะเห็นได้ว่าเป็นสมการของเอฟโออาร์รูปแบบโดยตรงโดย  $a_0 = 1$  ซึ่งสามารถพิจารณาหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์ในสมการที่ (2.17) กับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากโครงสร้างแบบแลตทิซ ได้จากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.18)

$$a_j^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ } j=0 \\ a_j^{(i-1)} + k_i a_{i-j}^{(i-1)} & \text{เมื่อ } i=1,2,\dots,M \text{ และ } j=1,2,\dots,i-1 \\ k_i & \text{เมื่อ } j=i \end{cases} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18)  $i$  ที่เป็นตัวยกอยู่ในวงเล็บคือดัชนีชี้ลำดับของวงจรรองโครงสร้างรูปแบบโดยตรง แต่สำหรับ  $i$  ที่เป็นตัวห้อยคือดัชนีชี้ลำดับสัมประสิทธิ์การสะท้อนของวงจรรองโครงสร้างแลตทิซ และ  $j$  คือดัชนีชี้ลำดับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองโครงสร้างรูปแบบโดยตรงตามลำดับ ซึ่งจากสมการจะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองรูปแบบโดยตรงอันดับ  $i$  ใดๆ จะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์อันดับที่  $i-1$  และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนชุดที่  $i$  ดังนั้นการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์จึงเป็นลักษณะแบบรีเคอร์ซีฟ (recursive) [22, 23]

จากรูปที่ 2.4 (ข) เป็นโครงสร้างการกรองที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไอโออาร์ที่ประกอบด้วยสองส่วนได้แก่ ส่วนโครงสร้างแบบแลตทิซ ซึ่งเป็นตัวกำหนดโพล (pole) ของระบบ และส่วนโครงสร้างแลตเตอร์ (ladder) ซึ่งเป็นตัวกำหนดซีโร (zero) ของระบบตามลำดับ [23] ดังนั้นฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของระบบสามารถพิจารณาได้จาก

$$H(z) = \frac{A(z)}{B(z)} = \frac{\sum_{i=0}^M a_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^M b_i z^{-i}} \quad (2.19)$$

โดยสัมประสิทธิ์  $b_i$  ในพจน์ส่วนสามารถคำนวณได้จาก

$$b_j^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{เมื่อ } j=0 \\ b_j^{(i-1)} + k_i b_{i-j}^{(i-1)} & \text{เมื่อ } i=1,2,\dots,M \text{ และ } j=1,2,\dots,i-1 \\ k_i & \text{เมื่อ } j=i \end{cases} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) จะเห็นได้ว่าการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์มีลักษณะเป็นแบบรีเคอร์ซีฟเหมือนกับสมการที่ (2.18) และสัมประสิทธิ์  $a_i$  ในพจน์เศษของสมการที่ (2.19) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.21)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_j^{(M)} = c_j^{(M)} + \sum_{i=j+1}^M c_i^{(M)} b_{i-j}^{(i)} \quad \text{เมื่อ } i = 1, 2, \dots, M \quad (2.21)$$

$$\text{และ } j = 1, 2, \dots, i-1$$

จากสมการ  $M$  คืออันดับ  $i$  คือดัชนีชี้อันดับของวงจรรอง และ  $j$  คือดัชนีชี้ลำดับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองตามลำดับ

สำหรับส่วนอัลกอริทึมปรับตัวซึ่งทำหน้าที่คำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ให้กับส่วนโครงสร้างการกรอง โดยส่วนใหญ่จะมีรูปแบบของอัลกอริทึมดังสมการ [21, 22]

$$\text{Newcoefficient} = \text{Old coefficient} + (\text{Step size})(\text{Error function}) \quad (2.22)$$

สัมประสิทธิ์ของส่วนโครงสร้างการกรองที่จะทำการปรับค่าใหม่นั้น จะขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์ค่าเก่าและฟังก์ชันผิดพลาด (error function) โดยมีขนาดขั้น (step size) เป็นแฟกเตอร์ที่คูณกับฟังก์ชันผิดพลาดเพื่อถ่วงน้ำหนักของค่าฟังก์ชัน ซึ่งค่าขนาดขั้นจะเป็นตัวกำหนดอัตราการลู่ (convergent rate) ค่าสัมประสิทธิ์เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด และฟังก์ชันผิดพลาดจะขึ้นอยู่กับลักษณะของโครงสร้างการกรองและลักษณะของเกณฑ์ (criterion) ที่ถูกนำมาใช้เป็นฟังก์ชัน

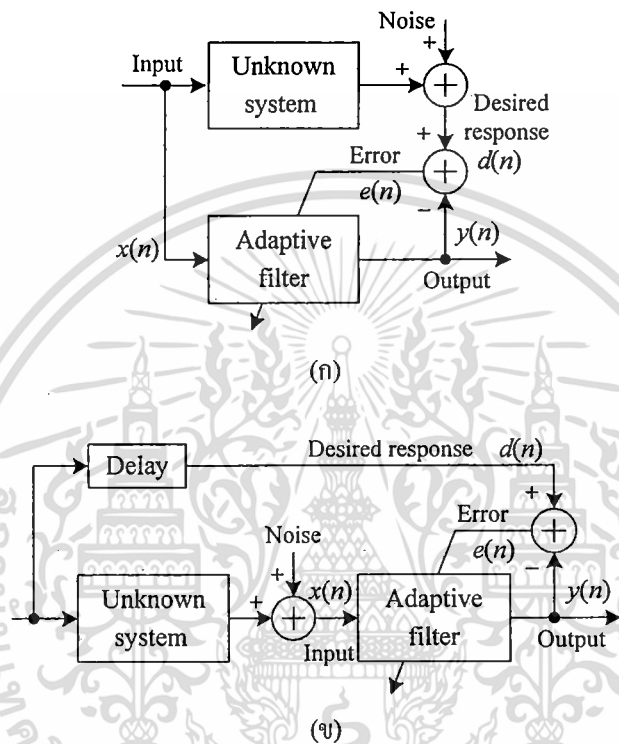
## 2.2 รูปแบบการใช้งานวงจรรองแบบปรับตัว

เนื่องจากวงจรรองแบบปรับตัวสามารถทำงานได้ทั้งสภาวะแวดล้อมที่มีคุณลักษณะทางสถิติหนึ่งและไม่นิ่ง จึงทำให้วงจรรองแบบปรับตัวถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่าง ๆ ได้แก่ ในระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ระบบงานทางเสียง ระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์ และระบบเรดาร์ เป็นต้น ซึ่งเหล่านี้สามารถจัดแบ่งรูปแบบการใช้งานของวงจรรองแบบปรับตัวได้เป็น 4 รูปแบบ ได้แก่ รูปแบบการหาเอกลักษณ์ระบบ (system identification) รูปแบบการผกผันของระบบ (system inversion) ดังแสดงตามรูปที่ 2.5 รูปแบบการทำนายสัญญาณ (signal prediction) และรูปแบบกำจัดการแทรกสอดของสัญญาณ (interference cancellation) ดังแสดงตามรูปที่ 2.6 ตามลำดับ [21, 22]

การหาเอกลักษณ์ของระบบดังรูปที่ 2.5 (ก) วงจรรองจะทำการปรับตัวเพื่อให้ผลตอบสนองอิมพัลส์เหมือนกับของระบบที่ไม่ทราบคุณสมบัติ (unknown system) โดยมีสัญญาณผิดพลาดจากการลบกันระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองกับสัญญาณผลตอบสนองที่ต้องการของระบบซึ่งประกอบด้วยสัญญาณเอาต์พุตของระบบไม่ทราบคุณสมบัติผนวกกับสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาในระบบ สัญญาณผิดพลาดจะถูกนำไปเป็นเกณฑ์สำหรับอัลกอริทึมปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง เมื่อวงจรรองปรับตัวจนให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

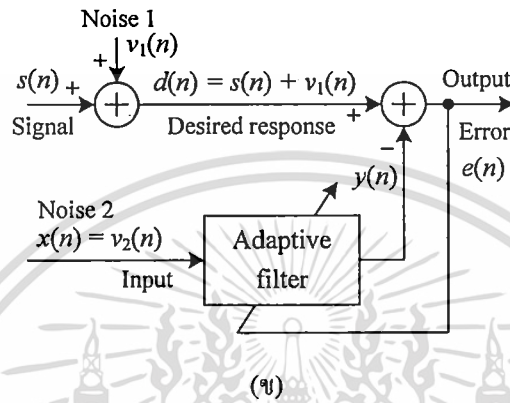
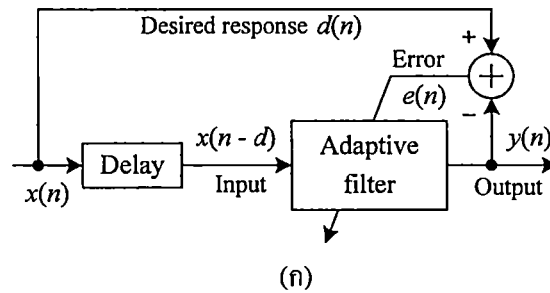
(minimum mean square error หรือ MMSE) แล้วจะทำให้สัมประสิทธิ์ของวงจรรองถู่เข้าคู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด และวงจรรองจะให้ผลตอบสนองอิมพัลส์เหมือนกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบไม่ทราบคุณสมบัติ ซึ่งรูปแบบดังกล่าวนี้สามารถนำไปใช้งานได้หลายลักษณะได้แก่ การจำลองช่องสัญญาณ (channel modeling) การกำจัดเสียงสะท้อน (echo cancellation) ในระบบโทรศัพท์ และระบบประชุมทางไกล (teleconference) เป็นต้น



รูปที่ 2.5 รูปแบบการหาเอกลักษณ์ของระบบและการฝึกฝนของระบบ

รูปที่ 2.5 (ข) เป็นรูปแบบการฝึกฝนของระบบ ซึ่งสัญญาณอินพุตของวงจรรองแบบปรับตัวประกอบด้วยสัญญาณจากเอาต์พุตของระบบไม่ทราบคุณสมบัติกับสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาในระบบ โดยสัญญาณผิดพลาดจะเกิดจากการลบกัันระหว่างสัญญาณผลตอบสนองที่ต้องการ (สัญญาณที่มีคุณลักษณะทางสถิติเหมือนกับสัญญาณอินพุตของระบบไม่ทราบคุณสมบัติ) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรอง ซึ่งสัญญาณผิดพลาดที่ได้จะถูกนำไปเป็นเกณฑ์สำหรับอัลกอริทึมปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง เมื่อวงจรรองปรับตัวจนให้สัญญาณผิดพลาดกำลังสองมีค่าเฉลี่ยต่ำสุดแล้ว วงจรรองจะให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ที่ฝึกฝนกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบไม่ทราบคุณสมบัติ ซึ่งรูปแบบการทำงานลักษณะนี้ถูกนำไปใช้งานในหลายลักษณะเช่น วงจรปรับเท่าแบบปรับตัว (adaptive equalizer) ในระบบสื่อสาร และวงจรดีคอนโวลูชันแบบปรับตัว (adaptive deconvolution) ในระบบควบคุม เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารทูลงวันเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 รูปแบบการทำนายสัญญาณและกำจัดการแทรกสอดสัญญาณ

รูปที่ 2.6 (ก) เป็นรูปแบบการทำนายสัญญาณ ซึ่งวงจรกรองแบบปรับตัวถูกนำไปใช้สำหรับการทำนายสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ เวลาปัจจุบัน โดยอาศัยสัญญาณที่ได้เกิดขึ้นแล้วในอดีตจำนวนหนึ่ง โดยวงจรกรองจะทำการปรับตัวเพื่อให้สัญญาณผิดพลาดกำลังสองมีค่าเฉลี่ยเข้าสู่ค่าต่ำสุด ซึ่งทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ทำนายได้ของวงจรกรองมีลักษณะตามที่ต้องการ รูปแบบการทำงานลักษณะนี้ถูกนำไปใช้งานเกี่ยวกับการเข้ารหัสสัญญาณแบบ LPC (linear predictive coding) การจำลองสัญญาณเสียง (speech modeling) และการระงับสัญญาณรบกวน (noise suppression) เป็นต้น

สำหรับรูปแบบกำจัดการแทรกสอด ดังรูปที่ 2.6 (ข) ซึ่ง  $s(n)$  เป็นสัญญาณที่ต้องการ  $v_1(n)$  และ  $v_2(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนที่มีค่าสหสัมพันธ์กันทางสถิติ โดยวงจรกรองจะปรับตัวเพื่อให้สัญญาณผิดพลาด (เป็นสัญญาณเอาต์พุตของระบบ) มีค่ากำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด ทำให้สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรอง  $y(n)$  มีคุณลักษณะทางสถิติเหมือนกับสัญญาณ  $v_1(n)$  เมื่อนำไปลบกับสัญญาณ  $d(n)$  จึงทำให้ที่เอาต์พุตของระบบมีเฉพาะองค์ประกอบของสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น รูปแบบดังกล่าวสามารถนำไปใช้งานด้านการกำจัดสัญญาณรบกวนทางเสียง (acoustic noise cancellation) การกำจัดเสียงสะท้อนในระบบเสียง (acoustic echo cancellation) และระบบสายอากาศแบบปรับตัว (adaptive antenna) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 สรุป

วงจรรองแบบปรับตัวมีโครงสร้างทั่วไปประกอบด้วย 2 ส่วนได้แก่ ส่วนโครงสร้างการกรองความถี่ และส่วนอัลกอริทึมปรับตัว ส่วนของโครงสร้างการกรองความถี่สามารถสร้างด้วยโครงสร้างรูปแบบโดยตรงและโครงสร้างแบบแลตทิซ โดยทั้งสองรูปแบบสามารถสร้างให้มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเอฟไออาร์และไอไออาร์ได้ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้อาศัยโครงสร้างวงจรรองไอไออาร์รูปแบบโดยตรงรูปแบบที่หนึ่งนำมาสร้างเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างการกรองความถี่ซึ่งวงจรรองแบบปรับตัวสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้ 4 รูปแบบได้แก่ รูปแบบการหาเอกลักษณ์ระบบ รูปแบบการฝึกฝนของระบบ รูปแบบการทำนายสัญญาณ และรูปแบบกำจัดการแทรกสอดของสัญญาณ ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

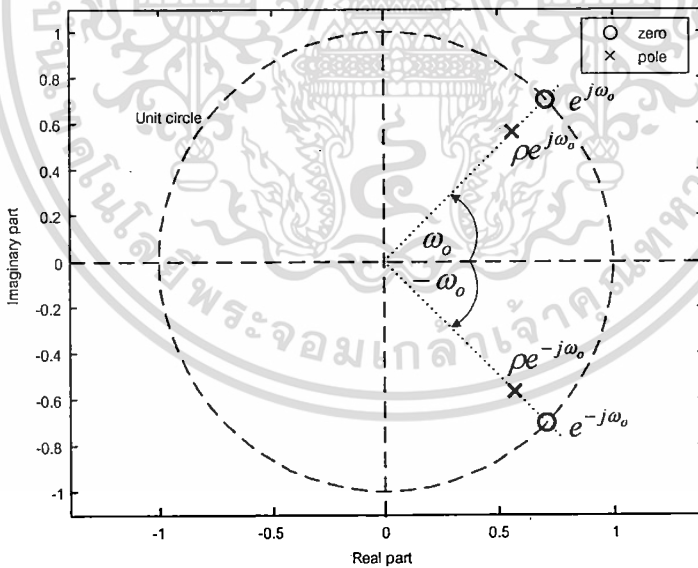
### บทที่ 3

## วงจรรองนอกรีโออาร์แบบปรับตัวอันดับสอง

บทนี้กล่าวถึงรายละเอียดต่าง ๆ ของวงจรรองนอกรีโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรซึ่งถูกนำมาใช้งานสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ โดยกล่าวถึงรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอน ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรรอง พารามิเตอร์ที่กำหนดแบนด์วิดท์ของวงจรรอง และรูปแบบโครงสร้างของวงจรรอง ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

### 3.1 ฟังก์ชันถ่ายโอน

วงจรรองนอกรีโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรตามโครงสร้างที่นำเสนอโดยบทความที่ [13] (ซึ่งมีอันดับเท่ากับ  $N$ ) มีลักษณะฟังก์ชันถ่ายโอนที่ให้จำนวนโพลและซีโรเป็นคู่สังยุค (conjugate pair) อย่างละหนึ่งคู่อยู่ในระนาบ  $z$  ( $z$ -plane) โดยทำมุมกับแกนจริงด้วยค่า  $\omega_0$  ซึ่งเป็นความถี่ดิจิทัลเชิงมุมของสัญญาณไซน์ซอซอค์อินพุตมีหน่วยเป็น rad/sample [24, 25] (ต่อไปขอเรียกสั้น ๆ ว่าความถี่อินพุต) ดังแสดงลักษณะตำแหน่งของโพลและซีโรตามรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ลักษณะตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรรองนอกรีโออาร์อันดับสอง

จากรูปโพลและซีโรถูกบังคับให้อยู่ในแนวรัศมีเดียวกันและตรงกับความถี่สัญญาณไซน์ซอซอค์อินพุตของระบบ โดยมีซีโรถูกบังคับให้อยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วย และโพลอยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยห่างจากจุดกำเนิดของระนาบด้วยระยะ  $p$  ซึ่งมีชื่อเรียกว่ารัศมีโพล (pole radius) [13, 24, 25]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัว โพลและซีโรสามารถเปลี่ยนแปลงตำแหน่งได้โดยเคลื่อนที่ไปพร้อมกันในระนาบ  $z$  ตามความถี่สัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต (จาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample) ตำแหน่งของโพลและซีโรจะมีอิทธิพลต่อผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรอง กล่าวคือซีโรทำให้เกิดการนอตช์ของผลตอบสนองทางขนาดที่ตรงกับความถี่สัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต ขณะที่โพลเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ โดยมีค่ารัศมีโพล  $\rho$  เป็นตัวกำหนดตำแหน่งของโพลซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง  $0 \leq \rho < 1$  เมื่อ  $\rho$  ถูกกำหนดให้เข้าใกล้หนึ่ง หมายถึงตำแหน่งโพลเข้าใกล้ซีโรและส่งผลให้แบนด์วิดท์ของนอตช์ลดลง ขณะที่กำหนดให้ค่า  $\rho$  เข้าใกล้ศูนย์ทำให้ตำแหน่งของโพลห่างจากซีโร ส่งผลให้แบนด์วิดท์ของนอตช์กว้างขึ้น [24, 25] จากคุณลักษณะดังกล่าวข้างต้นและรูปที่ 3.1 จึงสามารถนำไปสู่การพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์อันดับสองได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 H(z) &= \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{(z - e^{j\omega_0})(z - e^{-j\omega_0})}{(z - \rho e^{j\omega_0})(z - \rho e^{-j\omega_0})} \\
 &= \frac{1 - (e^{j\omega_0} + e^{-j\omega_0})z^{-1} + z^{-2}}{1 - \rho(e^{j\omega_0} + e^{-j\omega_0})z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \\
 &= \frac{1 - 2\cos\omega_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2\rho\cos\omega_0 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

ถ้ากำหนดให้

$$a_0 = -2\cos\omega_0 \tag{3.2}$$

ดังนั้น

$$H(z) = \frac{1 + a_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho a_0 z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \tag{3.3}$$

เนื่องจากวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัวมีค่าสัมประสิทธิ์แปรค่าได้ตามความถี่ของสัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต ( $0 \leq \omega_0 \leq \pi$ ) จึงแสดงสมการรูปแบบทั่วไปได้เป็น

$$H(z) = \frac{1 + az^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho az^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \tag{3.4}$$

สมการที่ (3.4) เป็นรูปแบบฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร โดย  $a$  คือสัมประสิทธิ์ค่าใด ๆ ของวงจรกรองแปรค่าได้อยู่ในช่วง  $-2 \leq a \leq 2$  ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุตและ  $\rho_0$  คือสัมประสิทธิ์ค่าเหมาะที่สุดของวงจรกรองตามความสัมพันธ์ดังสมการที่ (3.2) และ  $z$  คือตัวแปรเชิงซ้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 ผลตอบสนองความถี่และแบนด์วิดท์

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองสามารถหาได้ด้วยการแทนค่า  $z = e^{j\omega}$  เข้าไปในฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเพื่อแสดงสมการอยู่ในรูปเชิงขั้ว (polar form) กล่าวคือ

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| \angle H(e^{j\omega}) \quad (3.5)$$

เมื่อ  $|H(e^{j\omega})|$  คือผลตอบสนองทางขนาด (magnitude response) และ  $\angle H(e^{j\omega})$  คือผลตอบสนองทางเฟส (phase response) ของวงจรกรองนอกรีต และจากสมการที่ (3.4) เมื่อทำการจัดรูปแบบของสมการใหม่เป็น

$$H(z) = \frac{z + a + z^{-1}}{z + \rho a + \rho^2 z^{-1}} \quad (3.6)$$

จากนั้นแทนค่า  $z = e^{j\omega}$  เข้าไปในสมการที่ (3.6) พร้อมทั้งจัดรูปสมการใหม่ นั่นคือ

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \frac{e^{j\omega} + e^{-j\omega} + a}{e^{j\omega} + \rho a + \rho^2 e^{-j\omega}} \\ &= \frac{2 \cos \omega + a}{\rho a + (1 + \rho^2) \cos \omega + j(1 - \rho^2) \sin \omega} \end{aligned} \quad (3.7)$$

โดยผลตอบสนองทางขนาดหาได้จาก

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{|2 \cos \omega + a|}{\sqrt{(\rho a + (1 + \rho^2) \cos \omega)^2 + (1 - \rho^2)^2 \sin^2 \omega}} \quad (3.8)$$

และผลตอบสนองทางเฟสพิจารณาจาก

$$\angle H(e^{j\omega}) = -\tan^{-1} \left( \frac{(1 - \rho^2) \sin \omega}{\rho a + (1 + \rho^2) \cos \omega} \right) \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) และ (3.9) กำหนดให้  $a = a_0 = -2 \cos \omega_0$  ดังนั้น ที่ความถี่  $\omega = \omega_0$  ผลตอบสนองทางขนาดเท่ากับศูนย์ กล่าวคือ

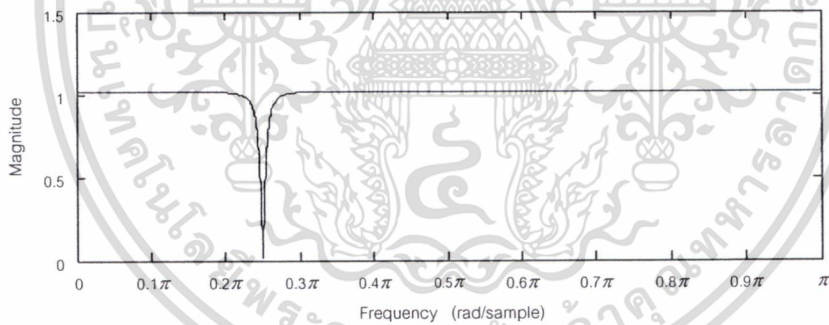
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(e^{j\omega_0})|_{\omega=\omega_0} = 0 \tag{3.10}$$

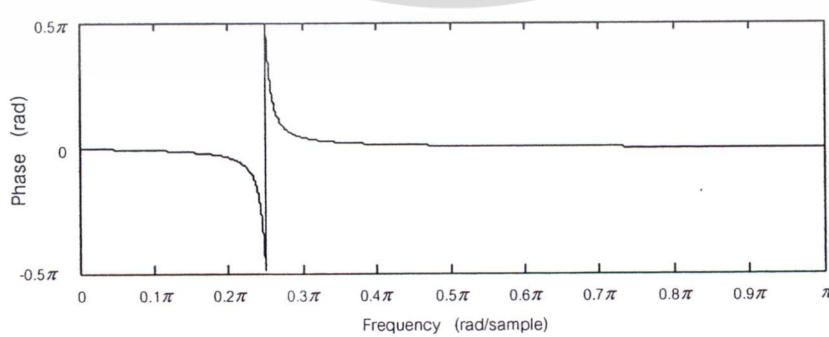
และพจน์ส่วนของสมการที่ (3.9) มีค่าต่ำประมาณเท่ากับศูนย์ ทำให้ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองที่  $\omega = \omega_0$  เท่ากับ [25]

$$\angle H(e^{j\omega_0})|_{\omega=\omega_0} \approx \pm \frac{\pi}{2} \tag{3.11}$$

จากรูปที่ 3.2 (ก) เป็นการแสดงตัวอย่างของผลตอบสนองทางขนาดจากสมการที่ (3.8) และรูปที่ 3.2 (ข) เป็นผลตอบสนองทางเฟสจากสมการที่ (3.9) โดยกำหนดให้ความถี่  $\omega_0 = \pi/4$  rad/sample (ความถี่นอตช์ของวงจรกรอง) และค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.98$  ซึ่งจากรูปที่ 3.2 (ก) จะเห็นว่าที่ความถี่  $\omega = \omega_0$  ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองนอตช์ประมาณเท่ากับศูนย์ และจากรูปที่ 3.2 (ข) พบว่าผลตอบสนองทางเฟสเท่ากับ  $\pm \pi/2$  rad ซึ่งจะเห็นได้ว่าที่ความถี่นอตช์มีลักษณะสอดคล้องกับสมการที่ (3.10) และสมการที่ (3.11)



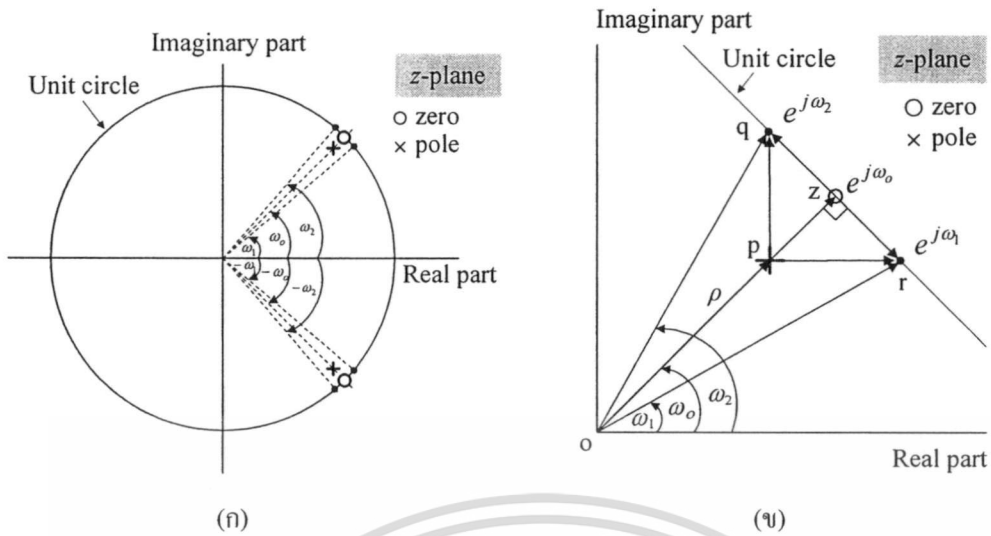
(ก)



(ข)

รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสวงจรกรองนอตช์ไอโอรันดับสองที่บังคับ โพลซีโร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 การพิจารณาแบนด์วิดท์ด้วยกราฟตำแหน่งโพลซีโร

สำหรับแบนด์วิดท์ของวงจรกรองนอซ์ไอโออาร์อันดับสอง โดยพิจารณาที่ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนลดลง  $1/\sqrt{2}$  เท่า ซึ่งสามารถพิจารณาได้ง่ายด้วยการอาศัยกราฟตำแหน่งโพลและซีโร ดังรูปที่ 3.3 [25] ซึ่งรูปที่ 3.3 (ก) เป็นการแสดงตำแหน่งโพลซีโรโดยภาพรวม และรูปที่ 3.3 (ข) แสดงตำแหน่งโพลซีโรเฉพาะช่วงความถี่ค่านับวก จากรูปซีโรอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยที่จุด  $z$  และ โพลอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วยที่จุด  $p$  ห่างจากจุดกำเนิด (จุด  $o$ ) ด้วยระยะ  $\rho$  ซึ่งเวกเตอร์  $\vec{op}$  และ  $\vec{oz}$  อยู่บนรัศมีและมีทิศทางเดียวกัน ทำมุมกับแกนจริงของระนาบ  $z$  ด้วยความถี่เชิงมุม  $\omega_0$  (ความถี่สัญญาณไขว้ของอินพุตของระบบ) นอกจากนั้นสมมติให้ตำแหน่งของโพลเข้าใกล้หนึ่ง ( $\rho \rightarrow 1$ ) จนทำให้จุดต่างๆ บนกราฟได้แก่ จุด  $p, q, r$  และ  $z$  มีตำแหน่งอยู่ใกล้กันมาก ดังนั้นเส้นที่ลากระหว่างจุด  $r$  และ  $q$  (เวกเตอร์  $\vec{zq}$  และ  $\vec{zr}$ ) เป็นเส้นตรงทับกับเส้นวงกลมหนึ่งหน่วยและตั้งฉากกับเวกเตอร์  $\vec{oz}$  ขณะที่เวกเตอร์  $\vec{or}$  และ  $\vec{oq}$  ทำมุมกับแกนจริงด้วยความถี่เชิงมุม  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ตามลำดับ ที่ความถี่ทั้งสองดังกล่าวนี้จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองมีขนาดเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  นั่นคือ

$$|H(e^{j\omega_1})| = |H(e^{j\omega_2})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{3.12}$$

ดังนั้น

$$|\vec{zq}| = |\vec{zr}| \tag{3.13}$$

และ

$$|\vec{pq}| = |\vec{pr}| \tag{3.14}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.1) เมื่อพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบที่ความถี่  $\omega_1$  โดยแทนค่า  $z = e^{j\omega_1}$

$$H(e^{j\omega_1}) = \frac{(e^{j\omega_1} - e^{j\omega_0})(e^{j\omega_1} - e^{-j\omega_0})}{(e^{j\omega_1} - \rho e^{j\omega_0})(e^{j\omega_1} - \rho e^{-j\omega_0})} \quad (3.15)$$

จากรูปที่ 3.3 (ข) เนื่องจากค่า  $e^{j\omega_1} - e^{j\omega_0}$  คือเวกเตอร์  $\vec{zr}$  และ  $e^{j\omega_1} - \rho e^{j\omega_0}$  คือเวกเตอร์  $\vec{pr}$  ขณะที่  $e^{j\omega_1} - e^{-j\omega_0}$  คือเวกเตอร์จากซีโรสังยุคมายังจุด  $r$  และค่า  $e^{j\omega_1} - \rho e^{-j\omega_0}$  คือเวกเตอร์จากโพลสังยุคมายังจุด  $r$  จากข้อสมมติที่ให้โพลอยู่ในตำแหน่งที่ใกล้กับซีโรมาก จึงทำให้ขนาดของเวกเตอร์จากคู่สังยุคมีค่าเท่ากัน นั่นคือ

$$|e^{j\omega_1} - e^{-j\omega_0}| \approx |e^{j\omega_1} - \rho e^{-j\omega_0}| \quad (3.16)$$

ดังนั้นสามารถพิจารณาสมการที่ (3.15) ได้ใหม่เป็น

$$|H(e^{j\omega_1})| = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx \frac{|e^{j\omega_1} - e^{j\omega_0}|}{|e^{j\omega_1} - \rho e^{j\omega_0}|} \approx \frac{|\vec{zr}|}{|\vec{pr}|} \quad (3.17)$$

เนื่องจากสามเหลี่ยม  $pzr$  เป็นสามเหลี่ยมมุมฉาก และเพื่อให้ได้ค่าอัตราส่วนทางขนาดตามสมการที่ (3.17) ดังนั้นขนาดของเวกเตอร์  $|\vec{zr}| = |\vec{pz}|$  และจากรูปที่ 3.3 (ข) พบว่าขนาดของเวกเตอร์  $|\vec{pz}| = 1 - \rho$  ขณะเดียวกันอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.13) ดังนั้น

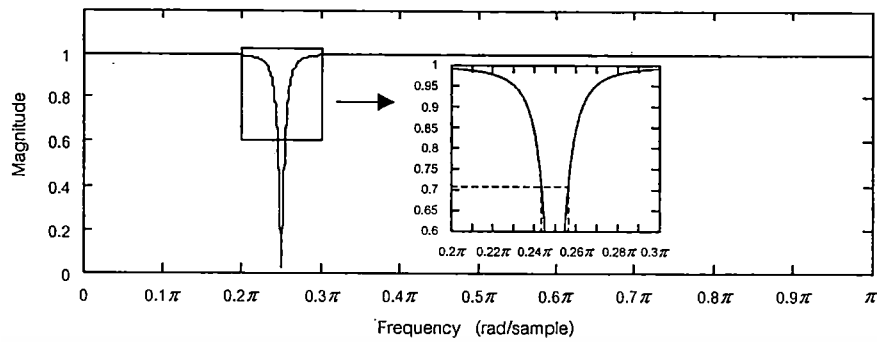
$$|\vec{zq}| = |\vec{zr}| = 1 - \rho \quad (3.18)$$

และพบว่าขนาดของเวกเตอร์  $|\vec{oq}| \approx |\vec{or}| \approx 1$  และอาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (3.18) จึงสามารถพิจารณาหาแบนด์วิดท์ของวงจรรองนอตช์โอไออาร์อันดับสองได้ดังสมการ

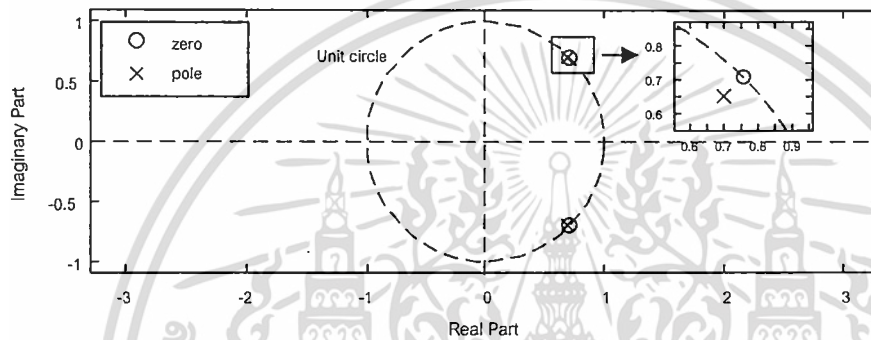
$$B.W. = \omega_2 - \omega_1 \approx 2(1 - \rho) \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) แสดงให้เห็นว่าค่ารัศมีโพล  $\rho$  เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดตำแหน่งของโพลห่างจากจุดกำเนิดบนระนาบ  $z$  และมีผลต่อการกำหนดแบนด์วิดท์ของวงจรรองนอตช์อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแบนด์วิดท์กับตำแหน่งโพลซีโร

รูปที่ 3.4 (ก) และรูปที่ 3.4 (ข) เป็นการแสดงตัวอย่างผลตอบสนองความถี่และการแสดงตำแหน่งโพลซีโร ตามลำดับ โดยกำหนดให้ความถี่  $\omega_0 = \pi/4$  rad/sample และค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.98$  ซึ่งจากรูปที่ 3.4 (ข) จะเห็นได้ว่าโพลอยู่ในตำแหน่งใกล้กับซีโร และทั้งคู่ทำมุมกับแกนจริงด้วยค่า  $\pi/4$  rad/sample สำหรับรูปที่ 3.4 (ก) พบว่าสามารถอ่านค่าของแบนด์วิดท์วงจรรองนอตซ์ได้ประมาณ  $0.012\pi$  rad/sample หรือ 0.038 ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับหลักการตั้งสมการที่ (3.19)

### 3.3 โครงสร้างวงจรรอง

จากสมการที่ (3.4) สามารถนำมาสู่การพิจารณาอยู่ในรูปสมการผลต่างของระบบได้ดังสมการที่ (3.20)

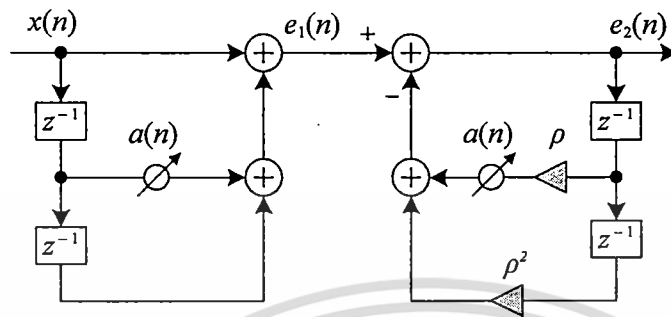
$$e_2(n) = e_1(n) - \rho a(n)e_2(n-1) - \rho^2 e_2(n-2) \quad (3.20)$$

และ

$$e_1(n) = x(n) + a(n)x(n-1) + x(n-2) \quad (3.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.20) และ (3.21) สามารถนำมาสร้างเป็นวงจรกรองนอตช์ ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสอง โครงสร้างรูปแบบโดยตรงดังรูป



รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร

จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นลักษณะโครงสร้างของวงจรกรองไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่หนึ่ง โดยมี  $x(n)$  และ  $e_2(n)$  เป็นสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของระบบ ตามลำดับ  $e_1(n)$  คือสัญญาณเอาต์พุตจากส่วนที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเอพไอโออาร์ (หรือพจน์เศษ  $N(z)$  ของฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (3.4))  $a(n)$  คือสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่แปรค่าตามดัชนีเวลา โดยมีอัลกอริทึมปรับตัวทำหน้าที่คำนวณและปรับค่าให้กับสัมประสิทธิ์ สำหรับ  $\rho$  เป็นค่าคงที่ซึ่งกำหนดตำแหน่งโพล ขณะที่  $n$  คือดัชนีเวลาของระบบ และ  $z^{-1}$  คือตัวประวิงหนึ่งหน่วย (unit delay) ซึ่งทำหน้าที่ประวิงเวลาของสัญญาณ 1 ตัวอย่าง (sample) หรือ 1 จุด

### 3.4 สรุป

วงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบให้จำนวนโพลและซีโรเป็นคู่สังยุคอย่างละหนึ่งคู่ โดยซีโรถูกบังคับให้อยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วย โพลอยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยห่างจากจุดกำเนิดของระนาบ  $z$  เท่ากับ  $\rho$  ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง (มีค่าอยู่ในช่วง  $-2 \leq a \leq 2$ ) จะเป็นตัวกำหนดตำแหน่งของซีโรบนวงกลมหนึ่งหน่วยซึ่งเป็นความถี่นอตช์ของวงจรกรอง โดยจะนอตช์ตรงกับความถี่ของสัญญาณไขว้ขอยด์อินพุต ขณะที่ค่ารัศมีโพล  $\rho$  (มีค่าอยู่ในช่วง  $0 \leq \rho < 1$ ) เป็นพารามิเตอร์กำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ และโครงสร้างของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่หนึ่ง

## บทที่ 4

### อัลกอริทึมปรับตัว

บทนี้กล่าวถึงอัลกอริทึมปรับตัวสำหรับวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร โดยกล่าวถึงฟังก์ชันจุดประสงค์เพื่อเป็นเกณฑ์สำหรับอัลกอริทึมปรับตัว กล่าวถึงปัญหาการเกิดไบอัสของอัลกอริทึมที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย โดยอาศัยเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่งมาวิเคราะห์เพื่อหาสาเหตุของการเกิดไบอัส นอกจากนั้นจะได้กล่าวถึงอัลกอริทึมปรับตัวที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

#### 4.1 ฟังก์ชันจุดประสงค์

จากลักษณะโครงสร้างของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ซึ่งอัลกอริทึมสำหรับปรับสัมประสิทธิ์วงจรกรองนอตช์ที่อยู่บนพื้นฐานของการประมาณค่าเกรเดียนต์ [12-18, 37] ส่วนใหญ่อาศัยฟังก์ชันจุดประสงค์ (cost function) ดังสมการ

$$J(a) = E[e_2^2(n)] \quad (4.1)$$

จากสมการ  $E[\cdot]$  คือค่าคาดหวังทางสถิติ (expected value) และ  $e_2(n)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองซึ่งถูกนำมาเป็นสัญญาณผิดพลาด (error signal) ของอัลกอริทึมปรับตัว จากฟังก์ชันในสมการที่ (4.1) ค่าเฉลี่ยของสัญญาณผิดพลาดแปรค่าตามสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ถ้าสมมติให้สัญญาณอินพุตของวงจรกรองประกอบด้วยสัญญาณแบนด์กว้างและสัญญาณแทรกสอดแบบไซน์ซอซด์ซึ่งเป็นสัญญาณแบนด์แคบกล่าวคือ

$$x(n) = A \cos(\omega_0 n + \theta) + v(n) \quad (4.2)$$

เมื่อ  $A$   $\omega_0$  และ  $\theta$  คือขนาด ความถี่ และเฟสของสัญญาณไซน์ซอซด์อินพุต ตามลำดับ ซึ่ง  $A$  และ  $\omega_0$  เป็นค่าคงที่ใด ๆ ไม่ทราบค่า ขณะที่  $\theta$  เป็นตัวแปรสุ่ม (random variable) ของสัญญาณไซน์ซอซด์ที่มีการแจกแจงค่า PDF (probability density function) แบบเอกรูป (uniform distribution) ตลอดช่วง 0 ถึง  $2\pi$  และ  $v(n)$  คือสัญญาณแบนด์กว้าง เพื่อความสะดวกต่อการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ในที่นี้สมมติให้เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (white Gaussian noise) มีค่าเฉลี่ยทางสถิติเท่ากับศูนย์ และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ  $\sigma_v^2$  จากนั้นอาศัยทฤษฎีบทของปาร์เซวาล (Parseval's theorem) [22] เพื่อหาคำตอบของสมการที่ (4.1) นั่นคือ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 J(a) &= E[e_2^2(n)] = \frac{1}{2\pi j} \oint |H(z)|^2 \Phi_x(z) z^{-1} dz \\
 &= P_s |H(e^{j\omega_0}, a)|^2 + \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint |H(z)|^2 z^{-1} dz
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

จากสมการที่ (4.3)  $\Phi_x(z)$  คือความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (power spectrum density หรือ PSD) ของสัญญาณอินพุต และ  $H(z)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองนอตช์ ขณะที่  $H(e^{j\omega_0}, a)$  คือฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองนอตช์ที่ความถี่  $\omega_0$  โดยมี  $a$  (สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง) เป็นตัวแปรของฟังก์ชัน  $P_s$  คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณไซน์ซออยด์อินพุต ( $P_s = A^2/2$ ) และ  $\sigma_v^2$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณแบนด์กว้างอินพุต สำหรับพจน์แรกของสมการที่ (4.3) สามารถหาคำตอบได้โดยอาศัยสมการที่ (3.8)

$$|H(e^{j\omega_0}, a)| = \frac{|a + 2 \cos \omega_0|}{\sqrt{(\rho a + (1 + \rho^2) \cos \omega_0)^2 + (1 - \rho^2)^2 \sin^2 \omega_0}} \tag{4.4}$$

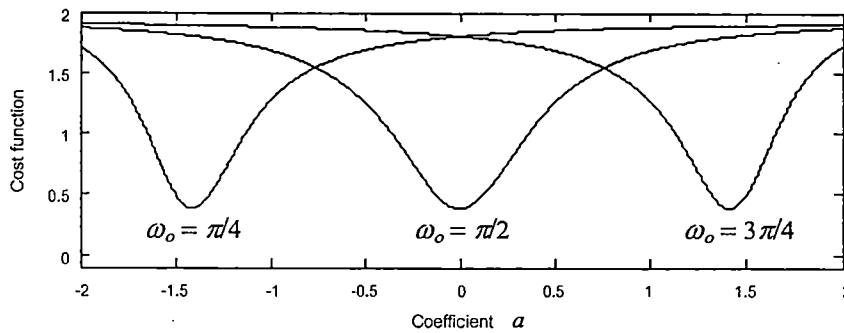
และพจน์ที่สองของสมการที่ (4.3) สามารถหาผลเฉลยได้ โดยอาศัยทฤษฎีค่าที่เหลือ (theory of residue) [22] เพื่อนำมาวิเคราะห์หาคำตอบ

$$\begin{aligned}
 \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint |H(z)|^2 z^{-1} dz &= \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z) H(z^{-1}) z^{-1} dz \\
 &= \sigma_v^2 \sum_i (z - z_i) H(z) H(z^{-1}) z^{-1} \Big|_{z=z_i} \\
 &= \sigma_v^2 \sum_{i=1}^5 (z - z_i) \frac{z^2 + az + 1}{z^2 + \rho az + \rho^2} \frac{1 + az + z^2}{1 + \rho az + \rho^2 z^2} z^{-1} \Big|_{z=z_i} \\
 &= \frac{\sigma_v^2}{\rho^2} - \left( \frac{1 - \rho}{1 + \rho} \right) \left( \frac{(1 + \rho^2)(1 + \rho)^2 - 2\rho^2 a^2}{\rho^2 (1 + \rho^2)^2 - \rho^2 a^2} \right) \sigma_v^2
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

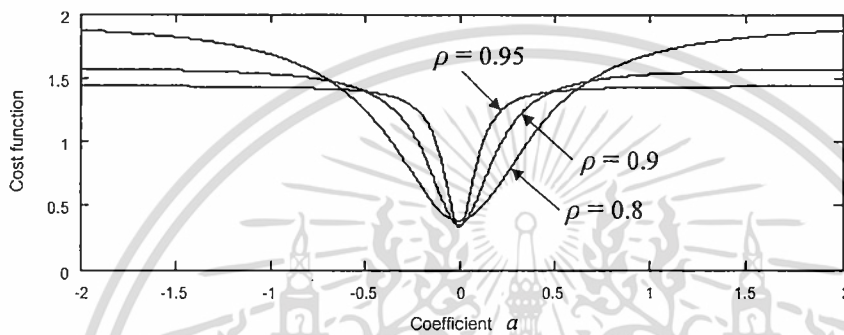
เมื่อ  $\rho$  คือรัศมีโพลซึ่งเป็นพารามิเตอร์กำหนดตำแหน่งโพลของวงจรกรองนอตช์ และ  $a_0$  คือสัมประสิทธิ์ค่าจริงของวงจรกรองที่ให้ความถี่นอตช์ตรงกับความถี่ไซน์ซออยด์อินพุต ซึ่งเป็นค่าเหมาะที่สุดสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.2) เมื่อนำสมการที่ (4.4) และ (4.5) แทนค่าลงในสมการที่ (4.3) แล้วทำการพล็อตกราฟเพื่อพิจารณาฟังก์ชันผิดพลาดที่แปรตามค่าสัมประสิทธิ์ ( $-2 \leq a \leq 2$ ) โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้  $\rho = 0.8$   $\omega_0 = \pi/4$   $\pi/2$  และ  $3\pi/4$  rad/sample ตามลำดับ กำหนดให้อัตราส่วนกำลังเฉลี่ยระหว่างสัญญาณไซน์ซออยด์ต่อสัญญาณแบนด์กว้าง (sinusoid to broadband ratio) หรือ SBR = 5 dB โดยให้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 4.1 (ก) จากนั้นกำหนดให้  $\omega_0 = \pi/2$  rad/sample  $\rho = 0.8$   $0.9$  และ  $0.95$  ตามลำดับ ซึ่งให้ผลลัพธ์ดังรูปที่ 4.1 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

#### รูปที่ 4.1 ลักษณะฟังก์ชันจุดประสงค์แบบทั่วไป

จากรูปที่ 4.1 (ก) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สัญญาณไซน์ซอซอค์อินพุต  $\omega_o = \pi/4$  rad/sample ให้สัมประสิทธิ์ค่าเหมาะที่สุด  $a_o = -1.4$  ที่  $\omega_o = \pi/2$  rad/sample ให้ค่า  $a_o = 0$  และที่  $\omega_o = 3\pi/4$  rad/sample ให้ค่า  $a_o = 1.4$  ตามลำดับ ซึ่งที่ค่าเหล่านี้ฟังก์ชันจุดประสงค์ให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (minimum mean square error หรือ MMSE) และจากรูปที่ 4.1 (ข) พบว่าเมื่อรัศมีโพลเข้าใกล้หนึ่ง ลักษณะกราฟของฟังก์ชันจุดประสงค์แคบลงซึ่งส่งผลให้อัตราการลู่ของอัลกอริทึมปรับตัวลดลง เนื่องจากช่วงของกราฟซึ่งห่างจากค่าเหมาะที่สุดมีลักษณะค่อนข้างแบนราบ ส่งผลให้ค่าเกรเดียนต์ที่ประมาณได้มีค่าต่ำทำให้การปรับสัมประสิทธิ์เข้าสู่จุด MMSE กระทำได้ช้ากว่าที่รัศมีโพลมีค่าต่ำ [19]

นอกจากนั้นบทความที่ [19] ได้นำเสนออัลกอริทึมปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรมีฟังก์ชันจุดประสงค์รูปแบบใหม่กล่าวคือ

$$J(a) = E[e_1(n)e_2(n)] \quad (4.6)$$

เมื่อ  $e_1(n)$  คือสัญญาณเอาต์พุตจากส่วนที่ให้ผลตอบสนองอิมพัลส์แบบเอฟไออาร์ (จากรูปที่ 3.5) ซึ่งเป็นพจน์เศษ  $N(z)$  (พจน์เศษของสมการที่ (3.4)) เป็นตัวกำหนดซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอน จากนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัยทฤษฎีบทของปาร์เซวาลและทฤษฎีค่าที่เหลือดังเช่นหลักการข้างต้น จึงสามารถหาฟังก์ชันจุดประสงค์รูปแบบใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} J(a) &= E[e_1(n)e_2(n)] = \frac{1}{2\pi j} \oint H(z)N(z^{-1})\Phi_x(z)z^{-1}dz \\ &= P_s |H(e^{j\omega_0}, a)| |N(e^{j\omega_0}, a)| \psi(a) + \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)N(z^{-1})z^{-1}dz \\ &= P_s |H(e^{j\omega_0}, a)| |N(e^{j\omega_0}, a)| \psi(a) + (2 - \rho^2 + (1 - \rho)^2 a^2) \sigma_v^2 \end{aligned} \quad (4.7)$$

เมื่อ

$$|N(e^{j\omega_0}, a)| = a + 2 \cos \omega_0 \quad (4.8)$$

และ

$$\psi(a) = \cos(\phi_1 - \phi_2) \quad (4.9)$$

โดย

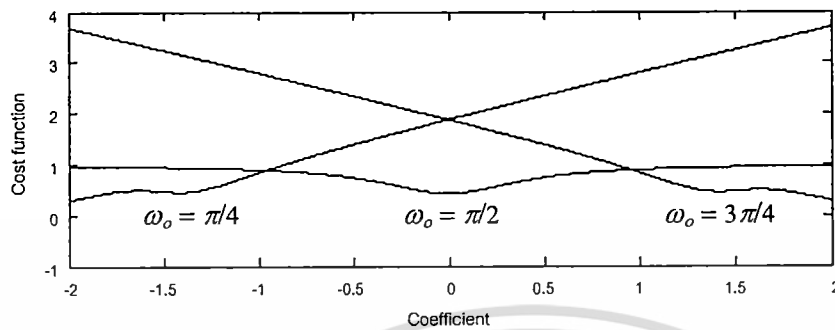
$$\phi_1 = \begin{cases} \omega_0 & \text{เมื่อ } \omega_0 \leq \frac{\pi}{2} \\ \pi + \omega_0 & \text{เมื่อ } \omega_0 > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (4.10)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \left( \frac{(1 - \rho^2) \sin \omega_0}{(1 + \rho^2) \cos \omega_0 + \rho a} \right) \quad (4.11)$$

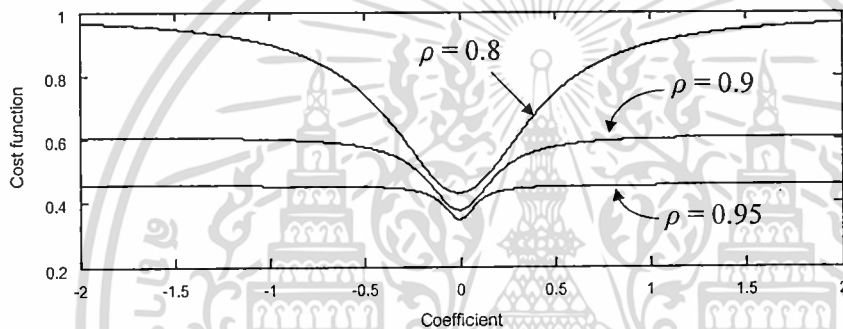
จากสมการด้านบน  $\phi_1$  และ  $\phi_2$  คือผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอน  $N(z)$  และ  $H(z)$  ตามลำดับ ดังนั้นจากสมการที่ (4.7) ถึง (4.11) เมื่อนำไปพล็อตกราฟเพื่อพิจารณาลักษณะฟังก์ชันผิดพลาดโดยอาศัยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เหมือนกับกรณีข้างต้น จะให้กราฟแสดงดังรูปที่ 4.2 ซึ่งจากรูปที่ 4.2 (ก) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่  $\omega_0 = \pi/2$  rad/sample มีลักษณะของกราฟคล้ายกับรูปที่ 4.1 (ก) แต่ที่ความถี่  $\omega_0 < \pi/2$  rad/sample และ  $\omega_0 > \pi/2$  rad/sample ลักษณะของกราฟต่างกัน กล่าวคือในช่วงความถี่ห่างจาก  $\omega_0$  ฟังก์ชันจุดประสงค์แบบทั่วไปมีลักษณะค่อนข้างแบนราบ แต่สำหรับฟังก์ชันจุดประสงค์แบบใหม่มีลักษณะลาดเอียง ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าที่  $\omega_0$  เท่ากับ  $\pi/4$   $3\pi/4$  และ  $3\pi/4$  rad/sample ตามลำดับ ให้สัมประสิทธิ์ค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ  $a_0$  เท่ากับ  $-1.4$   $0$  และ  $1.4$  ตามลำดับ สำหรับที่  $\omega_0$  เท่ากับ  $\pi/2$  rad/sample ฟังก์ชันจุดประสงค์ให้ค่าผิดพลาดเป็น MMSE แต่สำหรับที่  $\pi/4$  และ  $3\pi/4$  rad/sample ค่าผิดพลาดไม่ใช่ค่าต่ำที่สุดของกราฟ แต่เป็นลักษณะต่ำสุดเฉพาะแห่ง (local minimum) และสำหรับรูปที่ 4.2 (ข) จะเห็นได้ว่าค่ารัศมีโพลส่งผลต่อความถี่สูงมากกว่าความถี่ต่ำของฟังก์ชันจุดประสงค์ ด้วยลักษณะเช่นนี้ของฟังก์ชันดังกล่าวทำให้อัลกอริทึมปรับตัวมีอัตราการลู่ที่สูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับฟังก์ชันจุดประสงค์แบบทั่วไป [19] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงได้อาศัยฟังก์ชันจุดประสงค์ตามสมการที่ (4.6) เพื่อเป็นเกณฑ์สำหรับอัลกอริทึมปรับตัวของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.2 ลักษณะฟังก์ชันจุดประสงค์รูปแบบใหม่

## 4.2 ปัญหาการเกิดไบอัสของอัลกอริทึมปรับตัว

อัลกอริทึมปรับตัวของวงจรกรองที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์ [1-6, 8-19] ส่วนใหญ่มีรูปแบบของอัลกอริทึมดังสมการ

$$a(n+1) = a(n) + \mu(-\hat{v}(n)) \quad (4.12)$$

เมื่อ  $a(n+1)$  และ  $a(n)$  คือสัมประสิทธิ์ค่าใหม่ที่จะปรับไปในอนาคตและสัมประสิทธิ์ค่าเก่า ณ คำนีเวลปัจจุบันของวงจรกรอง ตามลำดับ ขณะที่  $\mu$  คือขนาดขั้น (step size) ของการปรับสัมประสิทธิ์ เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดอัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์และเสถียรภาพของอัลกอริทึม [20, 21] สำหรับ  $\hat{v}(n)$  คือฟังก์ชันการประมาณค่าเกรเดียนต์ ณ คำนีเวลปัจจุบันที่มีทิศทางลบ ซึ่งในที่นี้ได้อาศัยการประมาณค่าเกรเดียนต์ฟังก์ชันผิดพลาดของรูปที่ 4.2 นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{V}(n) = \frac{\partial}{\partial a(n)}(e_1(n)e_2(n)) \quad (4.13)$$

เนื่องจากบทความที่ [19] ได้นำเสนออัลกอริทึม MPG (modified plain gradient) สำหรับปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่พัฒนามาจากอัลกอริทึม PG (plain gradient) [16] อัลกอริทึมเหล่านี้ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย เมื่อนำสมการที่ (3.20) และ (3.21) แทนค่าในสมการที่ (4.13) จึงสามารถประมาณค่าเกรเดียนต์ของสมการที่ (4.13) ได้เป็น

$$\hat{V}(n) \approx e_2(n)g(n) \quad (4.14)$$

เมื่อ  $g(n)$  คือสัญญาณเกรเดียนต์ [19] ซึ่งพิจารณาจาก

$$g(n) = \frac{\partial e_1(n)}{\partial a(n)} = x(n-1) \quad (4.15)$$

นำสมการที่ (4.14) แทนค่าลงในสมการที่ (4.12) จะได้

$$a(n+1) = a(n) - \mu e_2(n)g(n) \quad (4.16)$$

สมการที่ (4.16) คืออัลกอริทึม MPG ซึ่งมีข้อเด่นในเรื่องการให้อัตราการลู่ของสัมประสิทธิ์สูงกว่าอัลกอริทึม PG ขณะที่มีความซับซ้อนในการคำนวณต่ำกว่า แต่อย่างไรก็ตามจากการศึกษาพบว่า MPG เป็นอีกอัลกอริทึมที่มีปัญหาเกี่ยวกับการเกิดไบอัสขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้เมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว ซึ่งค่าไบอัสดังกล่าวจะส่งผลให้ความถี่นอตช์ของวงจรรองคลาดเคลื่อนไปจากค่าจริง เมื่อนำวงจรรองนอตช์ที่มีคุณลักษณะดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ จะส่งผลให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวให้หมดไปได้

ในบทที่ 3 เป็นการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองนอตช์ที่สถานะอยู่ตัวในกรณีที่สมมติให้สัมประสิทธิ์ของวงจรรองปราศจากค่าไบอัส กล่าวคือ  $a = a_0 = -2\cos\omega_0$  ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองมีความถี่นอตช์ตรงกับความถี่สัญญาณไซนูซอยด์อินพุต แต่ในความเป็นจริงสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่อัลกอริทึมปรับได้มีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าจริง นั่นคือ

$$a = a_0 + \delta_a \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $a$  คือสัมประสิทธิ์ค่าใด ๆ ที่อัลกอริทึมปรับได้ (พิจารณาที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม)  $a_0$  คือสัมประสิทธิ์ค่าจริง และ  $\delta_a$  คือค่าเบี่ยงเบนของสัมประสิทธิ์ (coefficient deviation) จากค่าจริง ซึ่งบ่อยครั้งเรียกว่าค่าผลต่างสัมประสิทธิ์ (coefficient difference) [18] ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองมีความถี่นอตช์เบี่ยงเบนคลาดเคลื่อนจากค่าจริง เนื่องจากฟังก์ชันจุดประสงค์ที่ใช้เป็นเกณฑ์สำหรับอัลกอริทึมปรับตัวมีลักษณะดังรูปที่ 4.2 ซึ่งมีลักษณะต่ำสุดเฉพาะแห่ง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่งมาวิเคราะห์หาสาเหตุการเกิดค่าไบอัส ซึ่งเทคนิคนี้นำเสนอโดยบทความที่ [27] เพื่ออธิบายพฤติกรรมการลู่ของอัลกอริทึม SHARF ด้วยการนำอนุกรมเทย์เลอร์มาประมาณอัลกอริทึม (พิจารณาที่อันดับหนึ่ง) โดยพิจารณาสัมประสิทธิ์ที่สถานะชั่วคราวก่อนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมเพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์หาสมการผลต่างเฉลี่ยอยู่ในรูปสมการเชิงเส้น ต่อมาบทความที่ [9] นำเทคนิคดังกล่าวมาวิเคราะห์เพื่ออธิบายพฤติกรรมที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม PG ที่ปรับตัววงจรกรองนอตช์ไอโออาร์อันดับสอง โครงสร้างจากการแปลงไบลิเนียร์ บทความที่ [18] นำเทคนิคดังกล่าวมาวิเคราะห์สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม PG ที่ปรับตัววงจรกรองนอตช์ไอโออาร์อันดับสองบังคับโพลและซีโร โดยพิจารณาการประมาณด้วยอนุกรมเทย์เลอร์ที่อันดับสอง ซึ่งให้ค่าที่ได้จากการประมาณแม่นยำกว่าการประมาณที่อันดับหนึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จึงอาศัยการประมาณค่าฟังก์ชันตามเทคนิคของบทความที่ [18] ดังนั้นจากสมการที่ (3.4) จึงสามารถประมาณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนคลาดเคลื่อนของวงจรกรองที่ความถี่  $\omega = \omega_0$  ได้เป็น

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega_0}) &= \frac{1 + ae^{-j\omega_0} + e^{-j2\omega_0}}{1 + \rho ae^{-j\omega_0} + \rho^2 e^{-j2\omega_0}} \\ &\approx H(e^{j\omega_0}, a_0) + (a - a_0) \frac{d}{da_0} H(e^{j\omega_0}, a_0) \\ &\quad + \frac{(a - a_0)^2}{2!} \frac{d^2}{da_0^2} H(e^{j\omega_0}, a_0) + \dots \end{aligned} \quad (4.18)$$

จากการพิจารณาพบว่าพจน์แรกของสมการที่ (4.18) มีค่าเท่ากับศูนย์ และพจน์ที่มีกำลังสามเป็นต้นไปมีค่าต่ำมากจนสามารถละเลยได้ [18, 19] เมื่ออาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4.17) ดังนั้น

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega_0}) &\approx \frac{\delta_a}{a_0(\rho - 1) + (\rho^2 - 1)e^{-j\omega_0}} - \frac{\rho\delta_a^2}{(a_0(\rho - 1) + (\rho^2 - 1)e^{-j\omega_0})^2} \\ &\approx B\delta_a e^{-j\phi_2} - \rho B^2 \delta_a^2 e^{-j2\phi_2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

เมื่อกำหนดให้

$$B = \left| \frac{1}{a_0(\rho - 1) + (\rho^2 - 1)e^{-j\omega_0}} \right| = \frac{1}{(1 - \rho)\sqrt{(1 + \rho)^2 - \rho a_0^2}} \quad (4.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$\phi_2 = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{(1+\rho)\sin\omega_o}{(1-\rho)\cos\omega_o}\right) & \text{เมื่อ } \omega_o \leq \frac{\pi}{2} \\ \pi + \tan^{-1}\left(\frac{(1+\rho)\sin\omega_o}{(1-\rho)\cos\omega_o}\right) & \text{เมื่อ } \omega_o > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (4.21)$$

จากสมการที่ (4.19)  $B$  และ  $\phi_2$  คือผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรรองนอตรซ์ ตามลำดับ ที่สถานะอยู่ตัวเมื่อพิจารณาสัมประสิทธิ์ของวงจรรองมีค่าเบี่ยงเบนไปจากค่าจริง ซึ่งจะเห็นได้ว่ามี ลักษณะแตกต่างจากสมการที่ (3.8) และ (3.9) เนื่องจากไม่ได้พิจารณาผลกระทบจากค่าไบอัสที่เกิดขึ้นจากการประมาณเกรเดียนต์แบบง่ายของอัลกอริทึมปรับตัว

สำหรับการประมาณค่าไบอัสที่เกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตรซ์เมื่ออัลกอริทึม MPG ปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว สามารถหาคำตอบได้จากการพิจารณาค่าคาดหวังทางสถิติ สมการที่ (4.16) นั่นคือ

$$E[a(n+1)] = E[a(n)] - \mu E[e_2(n)g(n)] \quad (4.22)$$

พจน์ที่สองของสมการที่ (4.22) เป็นค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเกรเดียนต์และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองนอตรซ์ โดยสัญญาณ  $e_2(n)$  สามารถพิจารณาหาคำตอบได้ด้วยการนำสัญญาณตามสมการที่ (4.2) ป้อนที่อินพุตของวงจรรองนอตรซ์มีฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (4.19) กล่าวคือ

$$e_2(n) = AB\delta_a(n)\cos(\omega_o n + \theta - \phi_2) - \rho AB^2 \delta_a^2(n)\cos(\omega_o n + \theta - 2\phi_2) + v_2(n) \quad (4.23)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าค่าผลต่างสัมประสิทธิ์เป็นค่าที่แปรตามเวลา และอาศัยสมการที่ (4.15) สามารถพิจารณาสัญญาณ  $g(n)$  ได้จาก

$$g(n) = A\cos(\omega_o n + \theta - \omega_o) + v_3(n) \quad (4.24)$$

จากสมการที่ (4.23) และ (4.24)  $v_2(n)$  และ  $v_3(n)$  เป็นสัญญาณแบนด์กว้างปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรรองนอตรซ์  $H(z)$  และที่เอาต์พุตของวงจรรองเกรเดียนต์  $G(z)$  ( $G(z) = z^{-1}$ ) ตามลำดับ ซึ่งเกิดจากสัญญาณแบนด์กว้าง  $v(n)$  ที่อินพุตของระบบ เพื่อความสะดวกต่อการวิเคราะห์ทางทฤษฎีในที่นี้ สมมติให้สัญญาณ  $v(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ ดังนั้นสัญญาณ  $v_2(n)$  และ  $v_3(n)$  จึงเป็นสัญญาณแบนด์กว้างมีค่าเฉลี่ยทางสถิติเท่ากับศูนย์และค่าความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma_2^2$  และ  $\sigma_3^2$  ตามลำดับ โดยสัญญาณทั้งสองมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันทางสถิติ ขณะที่ทั้งสัญญาณ  $v_2(n)$  และ  $v_3(n)$  ไม่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามทางสถิติกับสัญญาณไซนูซอยด์และค่า  $\delta_a(n)$  นอกจากนั้น กำหนดให้ขนาดขั้นของอัลกอริทึมมีค่าต่ำ ทำให้อัลกอริทึมปรับตัวอย่างช้า ๆ จนส่งผลให้ค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง  $\delta_a(n)$  กับสัญญาณไขว้ของซายด์เป็นอิสระต่อกันทางสถิติ โดยมี  $A$  และ  $\omega_o$  เป็นค่าคงที่ใด ๆ และ  $\theta$  เป็นตัวแปรสุ่มที่แจกแจงค่า PDF แบบเอกรูปตลอดช่วง  $0$  ถึง  $2\pi$  rad [18, 19] ดังนั้นเมื่ออาศัยสมการที่ (4.23) และ (4.24) จึงสามารถพิจารณาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง  $g(n)$  และ  $e_2(n)$  ได้เป็น

$$\begin{aligned}
 E[e_2(n)g(n)] &= A^2 BE[\delta_a(n) \cos(\omega_o n + \theta - \phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o)] \\
 &\quad - \rho A^2 B^2 E[\delta_a^2(n) \cos(\omega_o n + \theta - 2\phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o)] + E[v_2(n)v_3(n)] \\
 &= A^2 BE[\delta_a(n)] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega_o n + \theta - \phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o) d\theta \\
 &\quad - \rho A^2 B^2 E[\delta_a^2(n)] \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega_o n + \theta - 2\phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o) d\theta \\
 &\quad + E[v_2(n)v_3(n)] \\
 &= \frac{A^2}{2} B \cos(\omega_o - \phi_2) E[\delta_a(n)] - \rho \frac{A^2}{2} B^2 \cos(\omega_o - 2\phi_2) E[\delta_a^2(n)] \\
 &\quad + E[v_2(n)v_3(n)] \tag{4.25}
 \end{aligned}$$

เพื่อให้รูปแบบของสมการมีความกระชับและง่ายต่อการพิจารณาจึงกำหนดให้

$$\varphi_2 = P_s B \cos(\omega_o - \phi_2) \tag{4.26}$$

$$\varphi_3 = \rho P_s B^2 \cos(\omega_o - 2\phi_2) \tag{4.27}$$

$$R_{23} = E[v_2(n)v_3(n)] \tag{4.28}$$

ดังนั้น

$$E[e_2(n)g(n)] = \varphi_2 E[\delta_a(n)] - \varphi_3 E[\delta_a^2(n)] + R_{23} \tag{4.29}$$

จากสมการข้างต้น  $P_s$  คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณไขว้ของซายด์อินพุต และพจน์ที่สามของสมการที่ (4.29) คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณแบนด์กว้าง ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาคำตอบได้โดยอาศัยทฤษฎีค่าที่เหลือ นั่นคือ

$$\begin{aligned}
 R_{23} &= \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)G(z^{-1})z^{-1} dz = \sigma_v^2 \sum_i (z - z_i) H(z)G(z^{-1})z^{-1} \Big|_{z=z_i} \\
 &= \alpha a_o \sigma_v^2 \tag{4.30}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (4.30) กำหนดให้  $\alpha = 1 - \rho$  จากนั้นนำสมการที่ (4.29) แทนค่าในสมการที่ (4.22) จึงสามารถหาคำตอบเป็น

$$E[a(n+1)] = E[a(n)] - \mu\varphi_2 E[\delta_a(n)] + \mu\varphi_3 E[\delta_a^2(n)] - \mu R_{23} \quad (4.31)$$

อาศัยความสัมพันธ์จากสมการที่ (4.17) จึงให้

$$E[a(n+1)] = a_o + E[\delta_a(n+1)] \quad (4.32)$$

และ

$$E[a(n)] = a_o + E[\delta_a(n)] \quad (4.33)$$

นำสมการที่ (4.32) และ (4.33) แทนค่าในสมการที่ (4.31) พร้อมทั้งจัดรูปสมการเป็น

$$E[\delta_a(n+1)] = (1 - \mu\varphi_2)E[\delta_a(n)] + \mu\varphi_3 E[\delta_a^2(n)] - \mu R_{23} \quad (4.34)$$

สมการที่ (4.34) ถูกเรียกว่าสมการผลต่างค่าสัมประสิทธิ์เฉลี่ย [9, 18, 19, 26] ซึ่งจากสมการเป็นการพิจารณาที่บริเวณเข้าใกล้สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมปรับตัว (หรือบริเวณเข้าใกล้ค่าเหมาะที่สุดของฟังก์ชันจุดประสงค์) เพื่อความสะดวกต่อการวิเคราะห์ทางทฤษฎีของการพิจารณาสมการผลต่างสัมประสิทธิ์เฉลี่ยที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม จึงสมมติให้ขนาดขั้น  $\mu$  มีค่าต่ำ อัลกอริทึมปรับตัวอย่างช้า ๆ จนสามารถเข้าสู่สถานะอยู่ตัว โดยพิจารณาที่  $n \rightarrow \infty$  เมื่ออัลกอริทึมเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วจะให้สมการผลต่างสัมประสิทธิ์เฉลี่ยเป็นค่าคงที่ นั่นคือ

$$E[\delta_a(n+1)]_{n \rightarrow \infty} = E[\delta_a(n)]_{n \rightarrow \infty} = E[\delta_a(\infty)] \quad (4.35)$$

$$E[\delta_a^2(n+1)]_{n \rightarrow \infty} = E[\delta_a^2(n)]_{n \rightarrow \infty} = E[\delta_a^2(\infty)] \quad (4.36)$$

นำความสัมพันธ์ของสมการที่ (4.35) และ (4.36) แทนค่าในสมการที่ (4.34) ทำให้สามารถพิจารณาสมการผลต่างสัมประสิทธิ์เฉลี่ยที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม MPG ได้เป็น

$$E[\delta_a(\infty)] = \frac{\varphi_3}{\varphi_2} E[\delta_a^2(\infty)] - \frac{R_{23}}{\varphi_2} \quad (4.37)$$

นำสมการที่ (4.37) แทนค่าในสมการที่ (4.33) โดยพิจารณาที่  $n \rightarrow \infty$  จะได้ว่ารูปของสมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

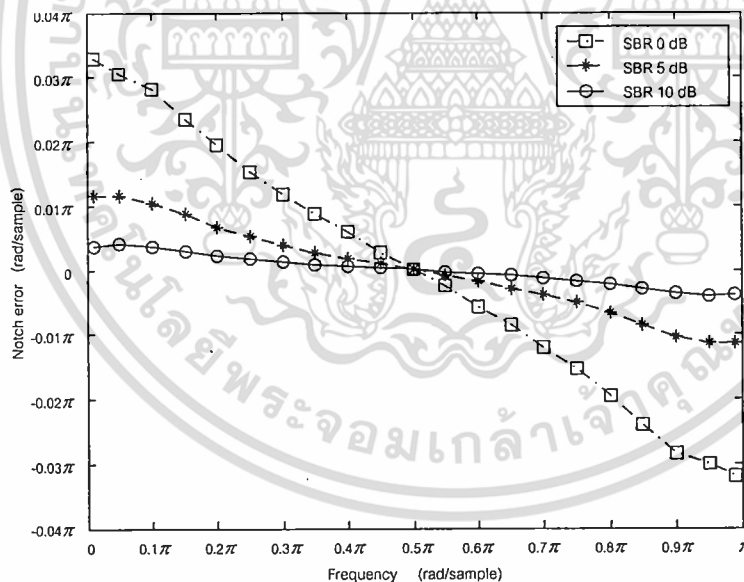
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E[a(\infty)] = a_0 + \frac{\varphi_3}{\varphi_2} E[\delta_a^2(\infty)] - \frac{R_{23}}{\varphi_2} \quad (4.38)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าเมื่ออัลกอริทึม MPG ปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตช์จนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วสัมประสิทธิ์ที่ประมาณค่าได้ ประกอบด้วยสองส่วนได้แก่พจน์แรกเป็นสัมประสิทธิ์ค่าจริง ส่วนที่สองเป็นค่าไบอัสซึ่งประกอบด้วยพจน์ที่สองและพจน์ที่สามของสมการ โดยส่วนที่สองนี้ส่งผลให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองมีความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนจากค่าจริง ดังนั้นสิ่งนี้จึงเป็นข้อด้อยของอัลกอริทึม MPG ที่นำเสนอโดยบทความที่ [19]

### 4.3 อัลกอริทึมปรับตัวที่นำเสนอ

เนื่องจากอัลกอริทึมปรับตัว MPG มีข้อเด่นในเรื่องอัตราการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์สูงกว่า และมีความซับซ้อนการคำนวณต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึม PG แต่อัลกอริทึม MPG มีข้อด้อยเกี่ยวกับการเกิดไบอัสขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วเช่นเดียวกับอัลกอริทึม PG ซึ่งค่าไบอัสจะส่งผลให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองมีความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนจากค่าจริง

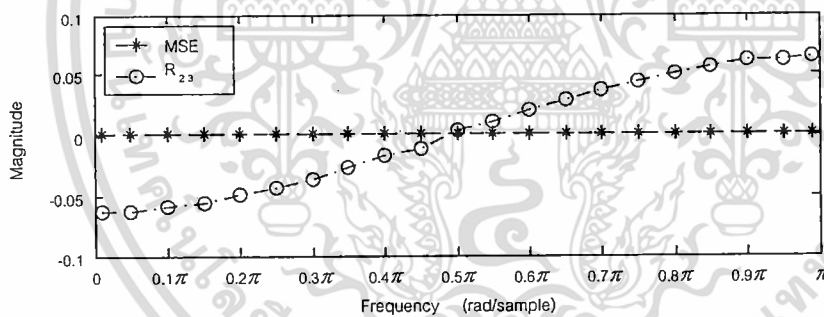


รูปที่ 4.3 ความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนของวงจรรองที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG

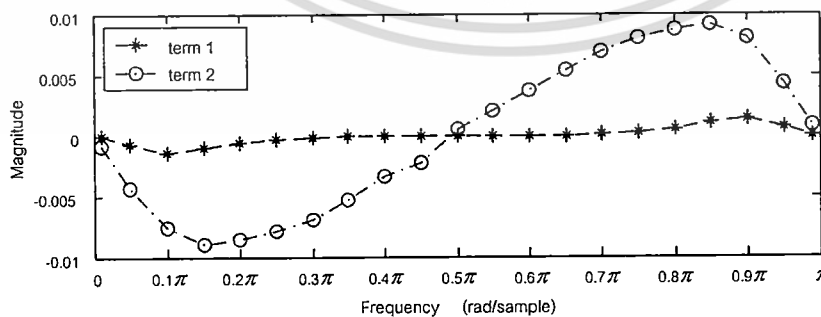
รูปที่ 4.3 เป็นผลความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนของวงจรรองนอตช์ตามโครงสร้างรูปที่ 3.5 ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG ที่ได้จากการจำลองแบบ โดยกำหนดพารามิเตอร์ของวงจรรองนอตช์และอัลกอริทึมดังนี้ กำหนดให้  $\rho = 0.9$  และ  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  อินพุตของวงจรรองประกอบด้วยสัญญาณไซน์ซอซด์และสัญญาณแบนด์กว้างซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ โดยกำหนดให้ค่า SBR ที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตของวงจรกรองนอตช์เท่ากับ 0 dB 5 dB และ 10 dB ตามลำดับ ทำการจำลองแบบ 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$  เป็นเฟสของสัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุตที่ถูกเลื่อนไป  $\pi/6$  rad ของแต่ละครั้งในการจำลองแบบ และในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 10000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดมาหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล (ensemble) โดยให้ผลการเปรียบเทียบดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจากรูปพบว่าที่ความถี่ใกล้กับ 0 และ  $\pi$  rad/sample ความถี่นอตช์ของวงจรกรองมีความคลาดเคลื่อนจากค่าจริงสูง แต่ที่ความถี่  $\pi/2$  rad/sample ไม่มีความคลาดเคลื่อนของความถี่นอตช์ ขณะที่ค่า SBR เพิ่มขึ้นส่งผลให้ความคลาดเคลื่อนของความถี่นอตช์ลดลง

เมื่อพิจารณาสมการที่ (4.37) ซึ่งเป็นไบอัสเกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม MPG ประกอบด้วยสองส่วนได้แก่ พจน์แรกเกิดจากค่า  $\varphi_2$   $\varphi_3$  และ  $E[\delta_a^2(n)]$  ซึ่งค่า  $E[\delta_a^2(n)]$  คือค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (mean square error) หรือ MSE [18, 19] พจน์ที่สองเกิดจากค่า  $\varphi_2$  และ  $R_{23}$  ดังนั้นเพื่อศึกษาถึงคุณลักษณะของค่าพารามิเตอร์ตามสมการที่ (4.37) จึงได้ทำการจำลองแบบการทำงานของอัลกอริทึม MPG และกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบเหมือนกับกรณีข้างต้น โดยจำลองแบบที่ค่า SBR = 5 dB ซึ่งให้ผลแสดงดังรูปที่ 4.4 โดยรูปที่ 4.4 (ก) เป็นผลเปรียบเทียบระหว่างค่า MSE กับ  $R_{23}$  และรูปที่ 4.4 (ข) เป็นผลเปรียบเทียบระหว่างพจน์ที่ 1 กับพจน์ที่ 2 ของสมการที่ (4.37)



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.4 ลักษณะค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ก่อให้เกิดไบอัสของอัลกอริทึม MPG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.4 (ก) พบว่าค่า MSE มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดต่ำ (ประมาณเท่ากับศูนย์) จากช่วงความถี่ 0 ถึง  $\pi$  rad/sample เมื่อเปรียบเทียบกับค่า  $R_{23}$  ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดสูงกว่าและแปรค่าตามความถี่ จากรูปที่ 4.4 (ข) จะเห็นได้ว่ากราฟพจน์แรกของสมการที่ (4.37) มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดต่ำกว่ากราฟพจน์ที่สอง นั่นคือพจน์ที่สองมีนัยสำคัญต่อการเกิดค่าไบอัสมากกว่าพจน์ที่หนึ่ง ดังนั้นจากรูปที่ 4.4 (ก) และ รูปที่ 4.4 (ข) จึงสามารถสรุปได้ว่าค่า  $R_{23}$  คือพารามิเตอร์โคเดนต์ที่มีอิทธิพลต่อการเกิดไบอัสขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจากการปรับตัวของอัลกอริทึม MPG ดังนั้นถ้าสามารถกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{23}$  ออกจากอัลกอริทึมดังกล่าวได้ จะส่งผลโดยตรงให้ค่าไบอัสหายไปจากสัมประสิทธิ์ของวงจรรองได้ ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์นี้จึงเกิดแนวคิดในการพัฒนาอัลกอริทึมที่ปราศจากค่าไบอัสสำหรับปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับ โพลและซีโรด้วยการเพิ่มฟังก์ชันที่สามารถให้ค่าสหสัมพันธ์ทางสถิติเหมือนกับค่าพารามิเตอร์โคเดนต์ดังกล่าวเข้าไปในอัลกอริทึมเพื่อให้เกิดการหักล้างกัน โดยฟังก์ชันดังกล่าวจะอยู่บนพื้นฐานการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน

จากสมการที่ (4.29) จะเห็นได้ว่าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ  $e_2(n)$  และ  $g(n)$  จะเป็นตัวให้กำเนิดค่า  $R_{23}$  ขึ้นกับอัลกอริทึมปรับสัมประสิทธิ์ ดังนั้นถ้าสามารถทำการสร้างฟังก์ชันที่ให้คุณลักษณะเหมือนกับค่า  $R_{23}$  แต่มีเครื่องหมายตรงข้าม เมื่อนำมาบวกเพิ่มเข้ากับสมการที่ (4.16) ทำให้สามารถกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{23}$  ได้ ซึ่งจากหลักคิดดังกล่าวและจากการศึกษาพบว่าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ  $e_1(n)$  และ  $g(n)$  เป็นฟังก์ชันที่สามารถให้ค่าพารามิเตอร์มีคุณลักษณะทางสถิติคล้ายกับ  $R_{23}$  รวมอยู่ด้วย และจากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่า  $e_1(n)$  คือสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองมีฟังก์ชันถ่ายโอน  $N(z)$  จากนั้นอาศัยอนุกรมเทย์เลอร์ทำการประมาณฟังก์ชัน  $N(z)$  ที่ค่า  $z = e^{j\omega_0}$  โดยทำการพิจารณากรณีที่ค่าสัมประสิทธิ์  $a$  ของวงจรรองมีการเบี่ยงเบนจากสัมประสิทธิ์ค่าจริง  $a_0$  กล่าวคือ

$$\begin{aligned} N(e^{j\omega_0}) &= 1 + ae^{-j\omega_0} + e^{-j2\omega_0} \\ &\approx N(e^{j\omega_0}, a_0) + (a - a_0) \frac{d}{da_0} N(e^{j\omega_0}, a_0) + \frac{(a - a_0)^2}{2!} \frac{d^2}{da_0^2} N(e^{j\omega_0}, a_0) + \dots \\ &\approx \delta_a e^{-j\phi_a} \end{aligned} \quad (4.39)$$

โดย

$$\phi_a = \begin{cases} \omega_0 & \text{เมื่อ } \omega_0 \leq \frac{\pi}{2} \\ \pi + \omega_0 & \text{เมื่อ } \omega_0 > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (4.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณ  $e_1(n)$  เกิดจากการป้อนสัญญาณ  $x(n)$  มีคุณลักษณะดังสมการที่ (4.2) เข้าที่อินพุตของวงจรกรอง  $N(z)$  ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาหาคำตอบของสมการได้เป็น

$$e_1(n) = A\delta_a(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_1) + v_1(n) \quad (4.41)$$

จากสมการ  $v_1(n)$  คือสัญญาณแบนด์กว้างที่เอาต์พุตของวงจรกรอง  $N(z)$  ซึ่งเกิดจากสัญญาณแบนด์กว้าง  $v(n)$  ที่อินพุตของระบบ เนื่องจากในการวิเคราะห์สมมติให้  $v(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ เพราะฉะนั้นสัญญาณ  $v_1(n)$  จึงมีค่าเฉลี่ยทางสถิติเท่ากับศูนย์ ค่าความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma_1^2$  จากสมการที่ (4.24) และ (4.41) ทำให้สามารถพิจารณาหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามได้ โดยอาศัยข้อสมมติฐานตามหลักการวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณ  $e_2(n)$  และ  $g(n)$  ดังกล่าวได้ ซึ่งให้คำตอบเป็น

$$\begin{aligned} E[e_1(n)g(n)] &= A^2 E[\delta_a(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_1)\cos(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] \\ &\quad + E[v_1(n)v_3(n)] \\ &= \frac{A^2}{2} \cos(\omega_0 - \phi_1) E[\delta_a(n)] + E[v_1(n)v_3(n)] \end{aligned} \quad (4.42)$$

เพื่อให้รูปแบบของสมการมีความกระชับและง่ายต่อการพิจารณาจึงกำหนดให้

$$\phi_1 = P_s \cos(\omega_0 - \phi_1) \quad (4.43)$$

และ

$$R_{13} = E[v_1(n)v_3(n)] \quad (4.44)$$

ดังนั้น

$$E[e_1(n)g(n)] = \phi_1 E[\delta_a(n)] + R_{13} \quad (4.45)$$

สำหรับพจน์ที่สองของสมการที่ (4.45) สามารถหาผลเฉลยได้ด้วยอาศัยทฤษฎีค่าที่เหลือ

$$\begin{aligned} R_{13} &= \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint N(z)G(z^{-1})z^{-1} dz = \sigma_v^2 \sum_i (z - z_i) N(z)G(z^{-1})z^{-1} \Big|_{z=z_i} \\ &= a_0 \sigma_v^2 \end{aligned} \quad (4.46)$$

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบรูปแบบของสมการระหว่างสมการที่ (4.30) กับ (4.46) พบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{23} = \alpha R_{13} \quad (4.47)$$

จากความสัมพันธ์ข้างต้นนำไปสู่การนำเสนออัลกอริทึมที่ปราศจากค่าไบอัสสำหรับปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งอัลกอริทึมที่นำเสนอทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณเกรเดียนต์แบบง่ายเช่นเดียวกับอัลกอริทึม PG และ MPG ในวิทยานิพนธ์นี้ขอเรียกอัลกอริทึมที่นำเสนอว่า UPG (unbiased plain gradient) [26] มีรูปแบบดังสมการ

$$a(n+1) = a(n) - \mu e_2(n)g(n) + \mu \alpha e_1(n)g(n) \quad (4.48)$$

หรือเขียนอีกรูปแบบหนึ่งคือ

$$a(n+1) = a(n) - \mu g(n)(e_2(n) - \alpha e_1(n)) \quad (4.49)$$

จากอัลกอริทึมที่นำเสนอตามสมการที่ (4.49) เมื่อเปรียบเทียบกับอัลกอริทึม MPG ตามสมการที่ (4.16) พบว่าอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอมีการคำนวณเพิ่มขึ้นเพียงการคูณหนึ่งครั้งและการบวกสองครั้งเท่านั้น และพจน์ที่สามของสมการที่ (4.48) มีจุดประสงค์เพื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์สำหรับกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{23}$  ซึ่งเกิดจากพจน์ที่สองให้ออกจากค่าสัมประสิทธิ์เมื่ออัลกอริทึมปรับค่าจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว เพื่อพิสูจน์แนวคิดดังกล่าว การวิเคราะห์สมรรถนะอัลกอริทึม UPG จะขอกล่าวรายละเอียดในบทที่ 5 เป็นลำดับต่อไป

#### 4.4 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออัลกอริทึม UPG สำหรับปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งอัลกอริทึมที่นำเสนอพัฒนามาจากอัลกอริทึม MPG ด้วยการเพิ่มพจน์สำหรับกำจัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณแบนด์กว้าง (ค่า  $R_{23}$ ) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์โดดเด่นที่ส่งผลให้เกิดค่าไบอัสขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว และด้วยการใช้เทคนิคดังกล่าวทำให้การคำนวณของอัลกอริทึมเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย

## บทที่ 5

### การวิเคราะห์สมรรถนะอัลกอริทึมปรับตัว

บทนี้กล่าวถึงการวิเคราะห์สมรรถนะที่สถานะอยู่ตัวและชั่วคราวของอัลกอริทึมปรับตัวที่นำเสนอ โดยวิเคราะห์เพื่อหาสมการสุดท้ายรูปกระชับ นอกจากนั้นได้กล่าวถึงการนำผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีมาพิจารณาเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบของอัลกอริทึมที่นำเสนอ เพื่อยืนยันถึงความสอดคล้องกัน

#### 5.1 การวิเคราะห์ที่สถานะอยู่ตัว

การวิเคราะห์สมรรถนะอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอ โดยพิจารณาพฤติกรรมของอัลกอริทึมเมื่อปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วนั้น สามารถหาคำตอบได้ด้วยการเริ่มต้นพิจารณาหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของสัมประสิทธิ์จากสมการที่ (4.48) นั่นคือ

$$E[a(n+1)] = E[a(n)] - \mu E[e_2(n)g(n)] + \mu \alpha E[e_1(n)g(n)] \quad (5.1)$$

นำสมการที่ (4.29) และ (4.45) แทนค่าในสมการที่ (5.1) พร้อมทั้งอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4.47) จึงให้รูปแบบของสมการเป็น

$$E[a(n+1)] = E[a(n)] - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)E[\delta_a(n)] + \mu\varphi_3E[\delta_a^2(n)] \quad (5.2)$$

จากสมการที่ (5.2) จะเห็นได้ว่าค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{23}$  (ซึ่งปรากฏค่าอยู่ในอัลกอริทึม MPG) เป็นพารามิเตอร์โคเคนต์ที่ส่งผลให้เกิดไบอัสขึ้นกับสัมประสิทธิ์ที่ถูกปรับด้วยอัลกอริทึมนั้น ได้ถูกกำจัดออกจากอัลกอริทึมที่นำเสนอแล้วเนื่องจากคุณลักษณะทางสถิติตรงข้ามกับค่า  $R_{23}$  ซึ่งเกิดจากพจน์ที่สามของสมการที่ (5.1)

อาศัยความสัมพันธ์ของค่าสัมประสิทธิ์จากสมการที่ (4.32) และ (4.33) เพื่อจัดรูปสมการที่ (5.2) ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างค่าสัมประสิทธิ์เฉลี่ย

$$E[\delta_a(n+1)] = (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))E[\delta_a(n)] + \mu\varphi_3E[\delta_a^2(n)] \quad (5.3)$$

สมการที่ (5.3) เป็นสมการผลต่างค่าสัมประสิทธิ์เฉลี่ยที่สถานะของอัลกอริทึมก่อนการเข้าสู่สถานะอยู่ตัว เนื่องจากในการวิเคราะห์สมมติให้ในระบบเป็นกระบวนการสุ่มที่สัญญาณในระบบมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะทางสถิติหนึ่ง กล่าวคือสัญญาณอินพุตของวงจรกรองนอตช์ประกอบด้วยสัญญาณแบนด์กว้าง (สัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์) และสัญญาณแบนด์แคบ (สัญญาณไซนูซอยด์) ที่แทรกสอดเข้ามาในระบบ โดยสัญญาณไซนูซอยด์ มีขนาดและความถี่เป็นค่าคงที่ใด ๆ ที่ไม่ทราบค่า มีเฟสของสัญญาณเป็นตัวแปรสุ่ม นอกจากนั้นกำหนดให้ขนาดขึ้น  $\mu$  มีค่าต่ำเพื่อทำให้อัลกอริทึมปรับตัวช้า ค่าเฉลี่ยทางสถิติของสัมประสิทธิ์เปลี่ยนแปลงค่าอย่างช้า ๆ จนมีลักษณะเป็นอิสระทางสถิติกับการเปลี่ยนแปลงทางสถิติของสัญญาณไซนูซอยด์อินพุต [26] เมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดแล้ว ค่าเฉลี่ยทางสถิติของสัมประสิทธิ์จะมีลักษณะคงที่ ซึ่งหมายถึงอัลกอริทึมปรับตัวเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว ดังนั้นจึงสามารถอาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (4.35) และ (4.36) เพื่อวิเคราะห์หาคุณลักษณะที่สถานะอยู่ตัวของสมการที่ (5.3) ได้เป็น

$$E[\delta_a(\infty)] = \frac{\varphi_3}{\varphi_2 - \alpha\varphi_1} E[\delta_a^2(\infty)] \quad (5.4)$$

นำสมการที่ (5.4) แทนค่าในสมการที่ (4.33) ด้วยการพิจารณาที่  $n \rightarrow \infty$  นั่นคือ

$$E[a(\infty)] = a_0 + \frac{\varphi_3}{\varphi_2 - \alpha\varphi_1} E[\delta_a^2(\infty)] \quad (5.5)$$

จากสมการ (5.5) จะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยทางสถิติของสัมประสิทธิ์วงจรกรองนอตช์ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมประกอบด้วยสองส่วน ได้แก่ พจน์แรกเป็นสัมประสิทธิ์ค่าจริง และพจน์ที่สองเป็นค่าไบอัสซึ่งยังคงปรากฏอยู่ในอัลกอริทึม แต่อย่างไรก็ตามค่าพารามิเตอร์สำคัญ ( $R_{23}$ ) ต่อการแก้ปัญหาไบอัสได้ถูกกำจัดออกไปแล้ว ดังนั้นพจน์ที่สองของสมการซึ่งเป็นส่วนที่เหลือจากกระบวนการวิเคราะห์เป็นพารามิเตอร์ที่มีนัยสำคัญต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับค่า  $R_{23}$  ซึ่งจากสมการจะเห็นได้ว่าค่า  $\varphi_2$ ,  $\varphi_3$  และ  $\varphi_1$  สามารถหาค่าตอบได้จากสมการที่ (4.26) (4.27) และ (4.43) ตามลำดับ สำหรับ  $E[\delta_a^2(\infty)]$  เป็นค่า MSE ที่สถานะอยู่ตัวซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าตอบได้โดยการจัดรูปสมการที่ (4.48) ให้อยู่ในรูปสมการผลต่างค่าสัมประสิทธิ์ จากนั้นทำการยกกำลังสองและตามด้วยหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของสมการ ซึ่งให้รูปแบบของสมการเป็น

$$\begin{aligned} E[\delta_a^2(n+1)] &= E[\delta_a^2(n)] - 2\mu E[\delta_a(n)e_2(n)g(n)] \\ &\quad + 2\mu\alpha E[\delta_a(n)e_1(n)g(n)] - 2\mu^2\alpha E[e_1(n)e_2(n)g^2(n)] \\ &\quad + \mu^2 E[e_2^2(n)g^2(n)] + \mu^2\alpha^2 E[e_1^2(n)g^2(n)] \end{aligned} \quad (5.6)$$

อาศัยสมการที่ (4.23) (4.24) และ (4.41) นำมาแทนค่าเพื่อวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ทางสถิติของสัญญาณในพจน์ที่สองถึงพจน์ที่หกของสมการที่ (5.6) ตามลำดับ เพื่อความสะดวกต่อการวิเคราะห์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางทฤษฎีจึงกำหนดข้อสมมติต่าง ๆ ไว้ดังนี้ ประการแรกขนาดชั้น  $\mu$  มีค่าต่ำอัลกอริทึมปรับตัวซ้ำ ทำให้ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างค่าผลต่างสัมประสิทธิ์ของวงจรถองกับสัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต มีลักษณะเป็นอิสระทางสถิติ ประการที่สอง  $A$  และ  $\omega_0$  เป็นค่าคงที่ใด ๆ ขณะที่  $\theta$  เป็นตัวแปรสุ่มที่ แจกแจงค่า PDF แบบเอกรูปตลอดช่วง  $0$  ถึง  $2\pi$  ประการที่สาม  $v_1(n)$   $v_2(n)$  และ  $v_3(n)$  เป็นสัญญาณ แบนด์กว้างมีค่าเฉลี่ยทางสถิติเท่ากับศูนย์และมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันที่มีลักษณะการแจก แจกแจงค่า PDF แบบเกาส์ร่วม (jointly Gaussian distributed) ประการที่สี่ ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง  $\delta_a(n)$  กับ  $v_1(n)$  ระหว่าง  $\delta_a(n)$  กับ  $v_2(n)$  และระหว่าง  $\delta_a(n)$  กับ  $v_3(n)$  เท่ากับศูนย์ (ไม่มีค่า สหสัมพันธ์ข้ามทางสถิติระหว่างกัน) ประการที่ห้า พจน์ของค่า  $E[\delta_a^k(n)]$  (เมื่อ  $k \geq 3$ ) มีค่าต่ำ มากเมื่อเปรียบเทียบกับค่า  $E[\delta_a(n)]$  และ  $E[\delta_a^2(n)]$  จึงสามารถพิจารณาละเลยค่าได้ [18, 19, 26] จากข้อสมมติดังกล่าวทำให้สามารถวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณในแต่ละพจน์ ของสมการที่ (5.6) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} E[\delta_a(n)e_2(n)g(n)] &= A^2BE[\delta_a^2(n)\cos(\omega_0n+\theta-\phi_2)\cos(\omega_0n+\theta-\omega_0)] \\ &\quad + E[\delta_a(n)v_2(n)v_3(n)] \\ &= \frac{A^2}{2}B\cos(\omega_0-\phi_2)E[\delta_a^2(n)] + E[v_2(n)v_3(n)]E[\delta_a(n)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

อาศัยค่าจากสมการที่ (4.26) และ (4.28) ทำให้สามารถแสดงสมการที่ (5.7) ในรูปแบบกระชับได้

$$E[\delta_a(n)e_2(n)g(n)] = \varphi_2E[\delta_a^2(n)] + R_{23}E[\delta_a(n)] \quad (5.8)$$

สำหรับพจน์ที่สามของสมการที่ (5.6) สามารถวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง สัญญาณได้จาก

$$\begin{aligned} E[\delta_a(n)e_1(n)g(n)] &= A^2E[\delta_a^2(n)\cos(\omega_0n+\theta-\phi_1)\cos(\omega_0n+\theta-\omega_0)] \\ &\quad + E[\delta_a(n)v_1(n)v_3(n)] \\ &= \frac{A^2}{2}\cos(\omega_0-\phi_1)E[\delta_a^2(n)] + E[v_1(n)v_3(n)]E[\delta_a(n)] \end{aligned} \quad (5.9)$$

อาศัยค่าจากสมการที่ (4.43) และ (4.44) เพื่อจัดรูปสมการที่ (5.9) ใหม่เป็น

$$E[\delta_a(n)e_1(n)g(n)] = \varphi_1E[\delta_a^2(n)] + R_{13}E[\delta_a(n)] \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับบริการวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณในพจน์ที่สี่ของสมการที่ (5.6) สามารถพิจารณาจาก

$$\begin{aligned}
 E[e_1(n)e_2(n)g^2(n)] &= A^4 BE[\delta_a^2(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_2)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_1)\cos^2(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] \\
 &\quad + A^2 BE[\delta_a^2(n)v_3^2(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_2)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_1)] \\
 &\quad + 2A^2 E[\delta_a(n)v_2(n)v_3(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_1)\cos(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] \\
 &\quad + 2A^2 BE[\delta_a(n)v_1(n)v_3(n)\cos(\omega_0 n + \theta - \phi_2)\cos(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] \\
 &\quad - 2\rho A^2 B^2 E[\delta_a^2(n)v_1(n)v_3(n)\cos(\omega_0 n + \theta - 2\phi_2)\cos(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] \\
 &\quad + A^2 E[v_1(n)v_2(n)\cos^2(\omega_0 n + \theta - \omega_0)] + E[v_1(n)v_2(n)v_3^2(n)] \\
 &= \frac{A^4}{4} B \left( \cos(\phi_1 - \phi_2) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 - \phi_1 - \phi_2) \right) E[\delta_a^2(n)] \\
 &\quad + \frac{A^2}{2} B \cos(\phi_1 - \phi_2) E[v_3^2(n)] E[\delta_a^2(n)] \\
 &\quad + A^2 \cos(\omega_0 - \phi_1) E[v_2(n)v_3(n)] E[\delta_a(n)] \\
 &\quad + A^2 B \cos(\omega_0 - \phi_2) E[v_1(n)v_3(n)] E[\delta_a(n)] \\
 &\quad - \rho A^2 B^2 \cos(\omega_0 - 2\phi_2) E[v_1(n)v_3(n)] E[\delta_a^2(n)] \\
 &\quad + \frac{A^2}{2} E[v_1(n)v_2(n)] + E[v_1(n)v_2(n)v_3^2(n)] \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

จากสมการข้างต้น  $E[v_3^2(n)]$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณแบนด์กว้าง  $v_3(n)$  ที่เอาต์พุตของวงจรกรองเกรเดียนต์มีฟังก์ชันถ่ายโอน  $G(z)$  ซึ่งสามารถหาคำตอบได้จาก

$$\begin{aligned}
 E[v_3^2(n)] &= \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint G(z)G(z^{-1})z^{-1} dz \\
 &= \sigma_v^2 \quad (5.12)
 \end{aligned}$$

เมื่อ  $\sigma_v^2$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณแบนด์กว้าง  $v(n)$  ที่อินพุตของวงจรกรองนอตช์  $H(z)$  สำหรับ  $E[v_1(n)v_2(n)]$  จากสมการที่ (5.11) คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณแบนด์กว้าง  $v_1(n)$  ที่เอาต์พุตของวงจรกรอง  $N(z)$  กับสัญญาณแบนด์กว้าง  $v_2(n)$  ที่เอาต์พุตของวงจรกรองนอตช์  $H(z)$  ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาผลเฉลยได้ โดยอาศัยทฤษฎีค่าที่เหลือนั้นคือ

$$\begin{aligned}
 E[v_1(n)v_2(n)] &= R_{12} = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)N(z^{-1})z^{-1} dz \\
 &= (1 + 2\alpha - \alpha^2(1 - \alpha_0^2))\sigma_v^2 \quad (5.13)
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรีกองงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสำหรับพจน์สุดท้ายของสมการที่ (5.11) สามารถหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณได้ โดยอาศัยทฤษฎีบทการแยกตัวประกอบ โมเมนต์แบบเกาส์ (Gaussian moment factoring theorem) [22] กล่าวคือ

$$\begin{aligned} E[v_1(n)v_2(n)v_3^2(n)] &= E[v_1(n)v_2(n)]E[v_3^2(n)] + E[v_1(n)v_3(n)]E[v_2(n)v_3(n)] \\ &\quad + E[v_1(n)v_3(n)]E[v_2(n)v_3(n)] \\ &= \sigma_v^2 R_{12} + 2R_{13}R_{23} \end{aligned} \quad (5.14)$$

นำสมการที่ (5.12) (5.13) และ (5.14) ตลอดจนนำสมการที่ (4.26) ถึง (4.28) สมการที่ (4.43) และ (4.44) แทนค่าในสมการที่ (5.11) พร้อมจัดรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} E[e_1(n)e_2(n)g^2(n)] &= P_s^2 B \left( \cos(\phi_1 - \phi_2) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_o - \phi_1 - \phi_2) \right) E[\delta_a^2(n)] \\ &\quad + P_s B \sigma_v^2 \cos(\phi_1 - \phi_2) E[\delta_a^2(n)] + 2\phi_1 R_{23} E[\delta_a(n)] \\ &\quad + 2\phi_2 R_{13} E[\delta_a(n)] - 2\phi_3 R_{13} E[\delta_a^2(n)] \\ &\quad + P_s R_{12} + \sigma_v^2 R_{12} + 2R_{13}R_{23} \end{aligned} \quad (5.15)$$

เมื่อ  $P_s = A^2/2$  คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณไซน์ซอซอดอินพุต  $B$  และ  $\phi_2$  คือผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของวงจรรองนอกรีต  $H(z)$  ตามลำดับ และ  $\phi_1$  คือผลตอบสนองทางเฟสของวงจรรอง  $N(z)$  สำหรับพจน์ที่ห้าของสมการที่ (5.6) สามารถหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณได้จาก

$$\begin{aligned} E[e_2^2(n)g^2(n)] &= A^4 B^2 E[\delta_a^2(n) \cos^2(\omega_o n + \theta - \phi_2) \cos^2(\omega_o n + \theta - \omega_o)] \\ &\quad + A^2 B^2 E[\delta_a^2(n) v_3^2(n) \cos^2(\omega_o n + \theta - \phi_2)] \\ &\quad + 4A^2 B E[\delta_a(n) v_2(n) v_3(n) \cos(\omega_o n + \theta - \phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o)] \\ &\quad - 4\rho A^2 B^2 E[\delta_a^2(n) v_2(n) v_3(n) \cos(\omega_o n + \theta - 2\phi_2) \cos(\omega_o n + \theta - \omega_o)] \\ &\quad + \frac{A^2}{2} E[v_2^2(n)] + E[v_2^2(n) v_3^2(n)] \end{aligned} \quad (5.16)$$

จากสมการที่ (5.16)  $E[v_2^2(n)]$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณแบนด์กว้าง  $v_2(n)$  ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้จาก

$$\begin{aligned} E[v_2^2(n)] &= \sigma_2^2 = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z) H(z^{-1}) z^{-1} dz \\ &= \frac{\sigma_v^2}{\rho} \left( \frac{1-\rho}{1+\rho} \right) \left( \frac{(1+\rho^2)(1+\rho)^2 - 2\rho^2 \alpha_o^2}{\rho^2((\rho^2+1)^2 - \rho^2 \alpha_o^2)} \right) \sigma_v^2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.17)  $\rho$  และ  $\alpha_0$  คือรัศมีโพลและสัมประสิทธิ์ค่าจริงของวงจรรองนอตรซ์ตามลำดับ สำหรับพจน์สุดท้ายของสมการที่ (5.16) สามารถหาผลเฉลยได้ โดยอาศัยทฤษฎีการแยกตัวประกอบโมเมนต์แบบเกาส์

$$\begin{aligned} E[v_2^2(n)v_3^2(n)] &= E[v_2^2(n)]E[v_3^2(n)] + E[v_2(n)v_3(n)]E[v_2(n)v_3(n)] \\ &\quad + E[v_2(n)v_3(n)]E[v_2(n)v_3(n)] \\ &= \sigma_2^2\sigma_3^2 + 2R_{23}^2 \end{aligned} \quad (5.18)$$

จากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถแสดงสมการที่ (5.16) อยู่ในรูปแบบกระชับได้เป็น

$$\begin{aligned} E[e_2^2(n)g^2(n)] &= \frac{P_s^2}{2}B^2E[\delta_a^2(n)] + \varphi_2^2E[\delta_a^2(n)] + P_sB^2\sigma_v^2E[\delta_a^2(n)] \\ &\quad + 4\varphi_2R_{23}E[\delta_a(n)] - 4\varphi_3R_{23}E[\delta_a(n)] \\ &\quad + P_s\sigma_2^2 + \sigma_2^2\sigma_3^2 + 2R_{23}^2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

สำหรับพจน์ที่หกซึ่งเป็นพจน์สุดท้ายของสมการที่ (5.6) สามารถหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณได้จาก

$$\begin{aligned} E[e_1^2(n)g^2(n)] &= A^4E[\delta_a^2(n)\cos^2(\omega_0n + \theta - \phi_1)\cos^2(\omega_0n + \theta - \omega_0)] \\ &\quad + A^2E[\delta_a^2(n)v_3^2(n)\cos^2(\omega_0n + \theta - \phi_1)] \\ &\quad + 4A^2E[\delta_a(n)v_1(n)v_3(n)\cos(\omega_0n + \theta - \phi_1)\cos(\omega_0n + \theta - \omega_0)] \\ &\quad + \frac{A^2}{2}E[v_1^2(n)] + E[v_1^2(n)v_3^2(n)] \end{aligned} \quad (5.20)$$

จากสมการที่ (5.20)  $E[v_1^2(n)]$  คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณแบนด์กว้าง  $v_1(n)$  ซึ่งสามารถหาคำตอบได้จาก

$$\begin{aligned} E[v_1^2(n)] &= \sigma_1^2 = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint N(z)N(z^{-1})z^{-1}dz \\ &= (2 + \alpha_0^2)\sigma_v^2 \end{aligned} \quad (5.21)$$

และพจน์สุดท้ายของสมการที่ (5.20) สามารถวิเคราะห์หาผลเฉลยได้ โดยอาศัยทฤษฎีการแยกตัวประกอบโมเมนต์แบบเกาส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
E[v_1^2(n)v_3^2(n)] &= E[v_1^2(n)]E[v_3^2(n)] + E[v_1(n)v_3(n)]E[v_1(n)v_3(n)] \\
&\quad + E[v_1(n)v_3(n)]E[v_1(n)v_3(n)] \\
&= \sigma_1^2\sigma_v^2 + 2R_{13}^2
\end{aligned} \tag{5.22}$$

ดังนั้นจึงสามารถจัดรูปสมการที่ (5.20) ได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned}
E[e_1^2(n)g^2(n)] &= \frac{P_s^2}{2} E[\delta_a^2(n)] + \varphi_1^2 E[\delta_a^2(n)] + P_s\sigma_v^2 E[\delta_a^2(n)] \\
&\quad + 4\varphi_1 R_{13} E[\delta_a(n)] + P_s\sigma_1^2 + \sigma_1^2\sigma_v^2 + 2R_{13}^2
\end{aligned} \tag{5.23}$$

จากนั้นนำคำตอบทั้งหมดที่วิเคราะห์ได้จากสมการที่ (5.8) (5.10) (5.15) (5.19) และ (5.23) แทนค่าในสมการที่ (5.6) พร้อมทั้งจัดสมการให้อยู่ในรูปแบบกระชับ นั่นคือ

$$E[\delta_a^2(n+1)] = (1 - 2\mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1) + \mu^2\eta_1)E[\delta_a(n)] + \mu^2\eta_2 \tag{5.24}$$

เมื่อกำหนดให้

$$\begin{aligned}
\eta_1 &= \left(\frac{P_s}{2} + \sigma_v^2\right)(B^2 + \alpha^2)P_s - 2\alpha(P_s + \sigma_v^2)P_s B \cos(\phi_1 - \phi_2) \\
&\quad - \alpha P_s^2 B \cos(2\omega_0 - \phi_1 - \phi_2) + \alpha^2\varphi_1^2 + \varphi_2^2
\end{aligned} \tag{5.25}$$

และ

$$\eta_2 = (P_s + \sigma_v^2)(\alpha^2\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\alpha R_{12}) \tag{5.26}$$

อาศัยหลักเกณฑ์การพิจารณาอัลกอริทึมที่สถานะอยู่ตัวจากสมการที่ (4.35) และ (4.36) พร้อมทั้งนำสมการที่ (5.4) แทนค่าในสมการที่ (5.24) จึงสามารถพิจารณาค่า MSE ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG ได้ดังสมการด้านล่าง

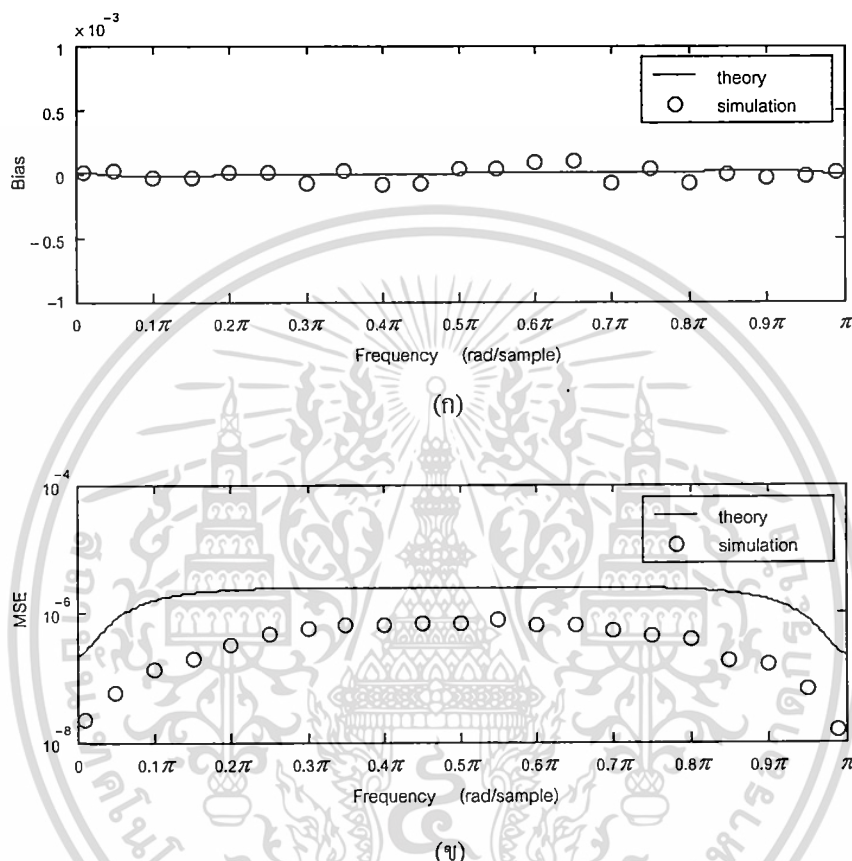
$$E[\delta_a^2(\infty)] = \frac{\mu\eta_2}{2(\varphi_2 - \alpha\varphi_1) - \mu\eta_1} \tag{5.27}$$

เมื่อนำสมการที่ (5.27) แทนค่าในสมการที่ (5.4) ทำให้สามารถหาค่าไบอัสที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมที่นำเสนอได้เป็น

$$E[\delta_a(\infty)] = \frac{\mu\varphi_3\eta_2}{(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)(2(\varphi_2 - \alpha\varphi_1) - \mu\eta_1)} \tag{5.28}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

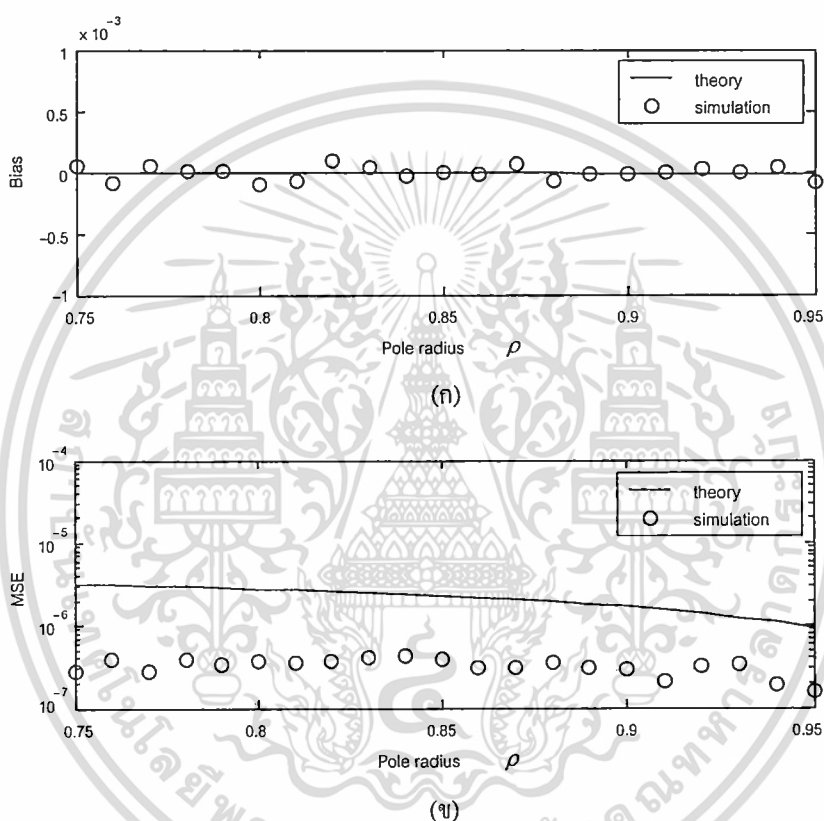
เพื่อตรวจสอบและยืนยันความถูกต้องจากผลการวิเคราะห์สมรรถนะทางทฤษฎีของอัลกอริทึม UPG ที่สถานะอยู่ตัว จึงทำการนำผลจากการวิเคราะห์คือค่า MSE (สมการที่ (5.27)) และค่าไบอัส (สมการที่ (5.28)) ที่เกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตช์ที่ถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึมดังกล่าว โดยทำการทดสอบเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบการทำงานของอัลกอริทึมด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ในกรณีต่าง ๆ ดังนี้



รูปที่ 5.1 พฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ต่อความถี่สัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต

กรณีแรกทำการทดสอบพฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ต่อความถี่สัญญาณ ไซนูซอยด์อินพุต โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและการจำลองแบบถูกกำหนดค่าให้เหมือนกันกล่าวคือ วงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.5 กำหนดให้รัศมีโพล  $\rho = 0.85$  สัมประสิทธิ์ของวงจรรองถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม UPG มีขนาดขั้น  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  และกำหนดให้สัญญาณอินพุตของวงจรรองประกอบด้วยสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์และสัญญาณ ไซนูซอยด์ โดยกำหนดให้ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ ไซนูซอยด์ต่อสัญญาณแบนด์กว้างหรือ SBR ที่อินพุตของวงจรรองนอตช์เท่ากับ 5 dB สำหรับการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองนอตช์โครงสร้างดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG นั้น จะทำการจำลองแบบจำนวน 100 ครั้ง โดยแต่ละครั้งกำหนดให้

ค่า  $\theta$  ของสัญญาณไขว้ซอซด์ถูกเลื่อนเฟสไปครั้งละ  $\pi/6$  rad และในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุต จำนวน 10000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งผลของค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG ต่อความถี่สัญญาณไขว้ซอซด์อินพุตจาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample ที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและจากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 5.1 (ก) และรูปที่ 5.1 (ข) ตามลำดับ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีมีลักษณะที่สอดคล้องกับผลจากการจำลองแบบ ซึ่งค่าไบอัสและ MSE ที่ปรากฏมีค่าต่ำเท่ากับศูนย์ โดยประมาณตลอดช่วงความถี่จาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample



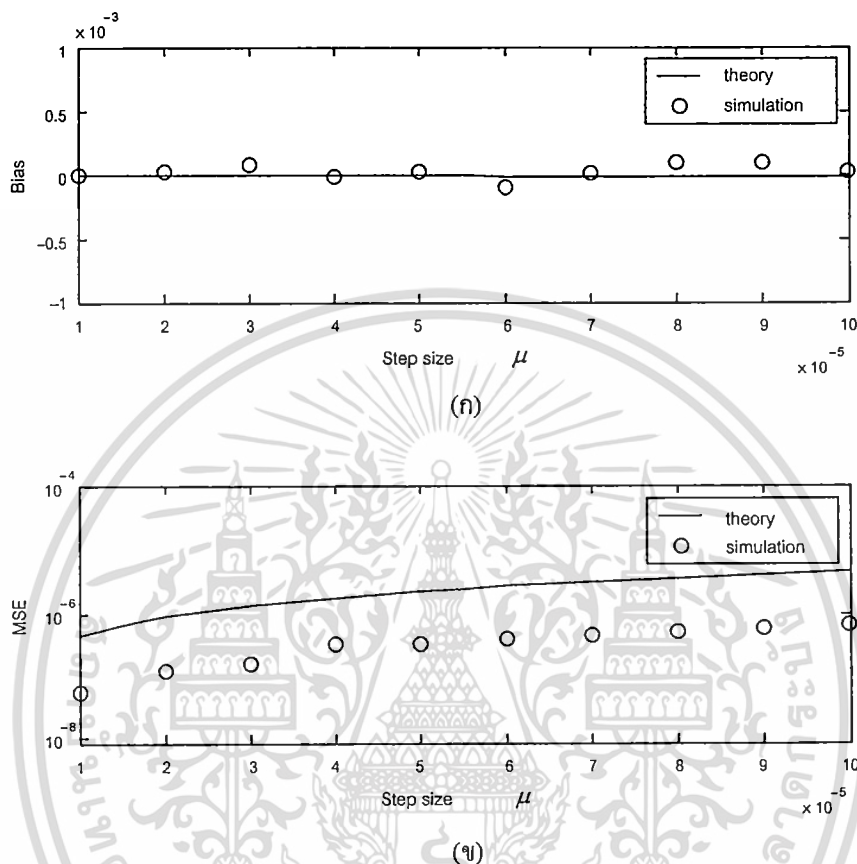
รูปที่ 5.2 พฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ต่อค่ารัศมีโพลของวงจรรองนอตซ์

กรณีที่สองทำการทดสอบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวของ อัลกอริทึมจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบต่อค่ารัศมีโพล  $\rho$  ของวงจรรองนอตซ์จาก 0.75 ถึง 0.95 โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบมีดังนี้  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample (ความถี่ของสัญญาณไขว้ซอซด์) ขนาดขั้น  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  และ SBR = 5 dB สำหรับวิธีการจำลองแบบของอัลกอริทึม กำหนดในลักษณะเดียวกับกรณีแรก ซึ่งผลของค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG ต่อค่ารัศมีโพลของวงจรรองนอตซ์แสดงเปรียบเทียบกันระหว่างผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและจากการจำลองแบบดังรูปที่ 5.2 (ก) และรูปที่ 5.2 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

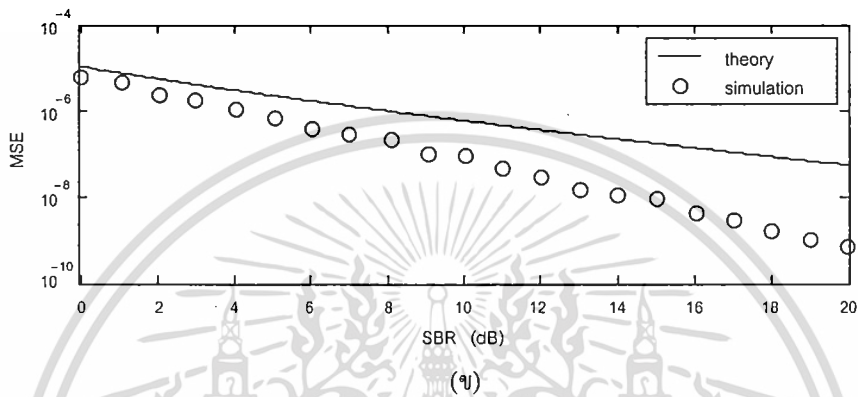
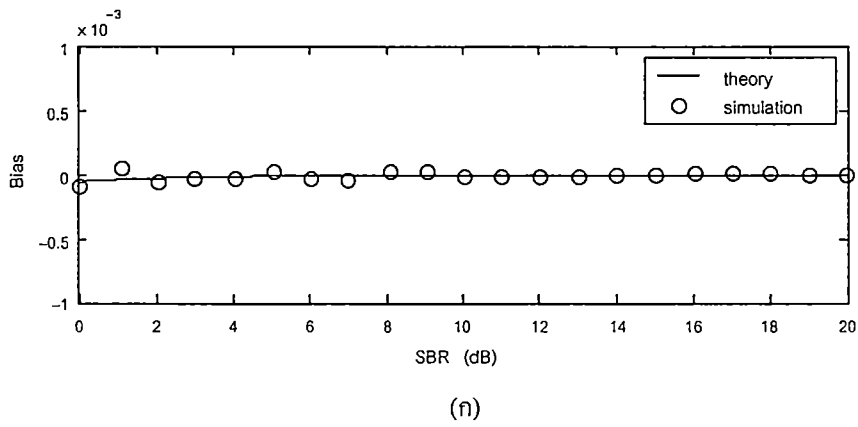
ตามลำดับ ซึ่งจากรูปพบว่าลักษณะพฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ของอัลกอริทึมที่สถานะอยู่ตัวมีค่าต่ำเท่ากับศูนย์โดยประมาณ ตลอดช่วงค่ารัศมีโพลาของวงจรรองนอตซ์จาก 0.75 ถึง 0.95 ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลจากการจำลองแบบมีลักษณะสอดคล้องกัน



รูปที่ 5.3 พฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ต่อขนาดขั้นของอัลกอริทึม UPG

กรณีที่ทำกรทดสอบค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวต่อขนาดขั้น  $\mu$  ของอัลกอริทึม จาก  $1 \times 10^{-5}$  ถึง  $10 \times 10^{-5}$  โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบดังนี้  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample  $\rho = 0.85$  และ SBR = 5 dB วิธีการจำลองแบบกำหนดลักษณะเดียวกับกรณีข้างต้น ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลจากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 5.3 โดยรูปที่ 5.3 (ก) เป็นผลจากการประมาณค่าไบอัส และรูปที่ 5.3 (ข) เป็นผลจากการประมาณค่า MSE ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกันระหว่างผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลจากการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ซึ่งค่าไบอัสและ MSE ที่เกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์มีค่าต่ำเท่ากับศูนย์โดยประมาณ ตลอดช่วงค่าขนาดขั้นของอัลกอริทึมจาก  $1 \times 10^{-5}$  ถึง  $10 \times 10^{-5}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 พฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ต่อค่า SBR ที่อินพุตของวงจรรองนอตช์

กรณีที่ทำการศึกษาทดสอบพฤติกรรมค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวต่อค่า SBR ที่อินพุตของวงจรรองนอตช์จาก 0 dB ถึง 20 dB โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบดังนี้  $\rho = 0.85$ ,  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample และ  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  สำหรับวิธีการจำลองแบบกำหนดลักษณะเดียวกับกรณีข้างต้น ผลที่ได้จากการทดสอบแสดงไว้ดังรูปที่ 5.4 โดยรูปที่ 5.4 (ก) และรูปที่ 5.4 (ข) เป็นการประมาณค่าไบอัสและค่า MSE ตามลำดับ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าลักษณะพฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมมีการเปลี่ยนแปลงค่าต่ำเท่ากับศูนย์โดยประมาณตลอดช่วงค่า SBR ที่อินพุตของวงจรรองนอตช์จาก 0 dB ถึง 20 dB ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและผลจากการจำลองแบบมีลักษณะสอดคล้องกัน

จากผลการทดสอบสมรรถนะของอัลกอริทึม UPG ที่สถานะอยู่ตัวจากรูปที่ 5.1 ถึงรูปที่ 5.4 จะเห็นได้ว่าไบอัสมีค่าต่ำเท่ากับศูนย์ซึ่งให้กราฟสอดคล้องกันทั้งผลทางทฤษฎีและการจำลองแบบในทุกกรณีของการทดสอบ สำหรับค่า MSE พบว่ากราฟที่ได้จากทฤษฎีและการจำลองแบบไม่ทับซ้อนกัน ทั้งนี้เนื่องจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีได้ละเลยพจน์  $E[\delta_a^k(n)]$  (เมื่อ  $k$  คืออันดับที่มากกว่า 2) แต่อย่างไรก็ตามกราฟทั้งสองมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงที่สอดคล้องกันในทิศทางเดียวกัน แต่เมื่อพิจารณาเลขของกราฟค่า MSE จะเห็นได้ว่ามีค่าต่ำมากจนสามารถกล่าวได้ว่า MSE มีค่าเท่ากับศูนย์ในทุกกรณีของการทดสอบ ดังนั้นจึงสามารถกล่าวโดยสรุปได้ว่าด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอทำให้ค่าไบอัสเกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองที่บังคับ โพลและซีโรเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วมีค่าเท่ากับศูนย์ในทุกกรณีของการทดสอบ เมื่อย้อนกลับมาพิจารณาสมการที่ (5.5) จะเห็นได้ว่าพจน์ที่สองของสมการมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับพจน์แรกจนสามารถพิจารณาละเลยค่าของพจน์ที่สองได้ จึงสามารถประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์ที่สถานะอยู่ตัวได้เป็น

$$E[a(\infty)] \approx a_0 = -2 \cos \omega_0 \quad (5.29)$$

จากสมการที่ (5.29) แสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจากการประมาณค่าที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG มีค่าเท่ากับสัมประสิทธิ์ค่าจริง ดังนั้นเมื่อนำค่าดังกล่าวแทนลงในฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองนอตซ์ดังสมการที่ (3.4) จะทำให้วงจรรองมีความถี่นอตซ์ตรงกับความถี่ของสัญญาณไขนุชอยด์อินพุต เมื่อนำวงจรรองนอตซ์ดังกล่าวไปใช้งานก็จะสามารถระงับสัญญาณแทรกสอดแบบไขนุชอยด์ออกจากสัญญาณที่ต้องการได้อย่างสมบูรณ์ ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าหลักการที่นำเสนอสามารถกำจัดค่าไบอัสออกจากสัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์ได้

## 5.2 การวิเคราะห์ที่สถานะชั่วคราว

เนื่องจากโดยธรรมชาติของวงจรรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวมีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด ทำให้ฟังก์ชันจุดประสงค์ของอัลกอริทึมปรับตัวมีลักษณะไม่เป็นฟังก์ชันของสมการกำลังสอง (quadratic function) ส่งผลให้ไม่สามารถประมาณพฤติกรรมการลู่ของอัลกอริทึมที่สถานะชั่วคราวด้วยฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล ดังเช่นวงจรรองนอตซ์เอฟไออาร์แบบปรับตัว [20] ที่สามารถหาสมการสุดท้ายรูปกระชับเพื่ออธิบายพฤติกรรมการลู่ที่สถานะชั่วคราวได้ ดังนั้นวงจรรองไอโออาร์แบบปรับตัวจึงยากต่อการวิเคราะห์หาสมการสุดท้ายรูปกระชับเพื่ออธิบายพฤติกรรมการลู่ของอัลกอริทึมปรับตัวที่สถานะชั่วคราวได้ [9] แต่อย่างไรก็ตามพฤติกรรมการลู่ของอัลกอริทึมที่สถานะชั่วคราวบางช่วงสามารถอธิบายได้ด้วยอาศัยเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่ง [27] ซึ่งเป็นการพิจารณาพฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่สถานะชั่วคราวช่วงก่อนเข้าสู่สถานะอยู่ตัว (เป็นการพิจารณาช่วงที่ใกล้กับสถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม) สำหรับการวิเคราะห์หาสมการสุดท้ายรูปกระชับเพื่ออธิบายพฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่สถานะชั่วคราวช่วงก่อนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG สามารถวิเคราะห์ได้ โดยเริ่มต้นพิจารณาจากสมการที่ (5.1) กล่าวคือ

$$E[a(n+1)] = E[a(n)] - \mu E[e_2(n)g(n)] + \mu \alpha E[e_1(n)g(n)] \quad (5.30)$$

ทำการประมาณค่าพจน์ที่สองและพจน์ที่สามของสมการที่ (5.30) ด้วยอนุกรมเทย์เลอร์อันดับหนึ่งเพื่อนำไปสู่การจัดรูปแบบเป็นสมการเชิงเส้น [9, 27] โดยพิจารณาการเบี่ยงเบนค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่ใกล้กับบริเวณของสัมประสิทธิ์ค่าจริงซึ่งให้คำตอบเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E[e_2(n)g(n)] = \varphi_2 E[\delta_a(n)] + R_{23} \quad (5.31)$$

และ

$$E[e_1(n)g(n)] = \varphi_1 E[\delta_a(n)] + R_{13} \quad (5.32)$$

นำสมการที่ (5.31) และ (5.32) แทนค่าในสมการที่ (5.30) ซึ่งให้รูปแบบของสมการเป็น

$$\begin{aligned} E[a(n+1)] &= E[a(n)] - \mu\varphi_2 E[\delta_a(n)] + \mu\alpha\varphi_1 E[\delta_a(n)] \\ &= E[a(n)] - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1) E[\delta_a(n)] \end{aligned} \quad (5.33)$$

จากสมการที่ (5.33) ค่า  $\varphi_2$  และ  $\varphi_1$  สามารถหาคำตอบได้จากสมการที่ (4.26) และ (4.43) ตามลำดับ และ  $\delta_a(n)$  คือค่าผลต่างสัมประสิทธิ์ระหว่าง  $a(n)$  กับ  $a_0$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นค่าที่แปรตามเวลา และสามารถพิจารณาจัดรูปแบบสมการที่ (5.33) ได้ใหม่เป็น

$$E[a(n+1)] = (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))E[a(n)] + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)a_0 \quad (5.34)$$

สมการที่ (5.34) เป็นสมการเชิงเส้น จะเห็นได้ว่าพจน์แรกมีค่าแปรตามดัชนีเวลา  $n$  และพจน์ที่สองไม่แปรตามเวลา เมื่อพิจารณาสมการด้วยลำดับของดัชนีเวลา เริ่มต้นจาก  $n = 0, 1, 2, \dots$  นั่นคือ

$$\begin{aligned} E[a(1)] &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))a(0) + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)a_0 \\ E[a(2)] &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^2 a(0) + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)(1 + (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)))a_0 \\ E[a(3)] &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^3 a(0) + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)a_0 \sum_{i=0}^2 (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^i \\ &\vdots \\ E[a(n)] &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^n a(0) + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)a_0 \sum_{i=0}^{n-1} (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^i \end{aligned} \quad (5.35)$$

เมื่อพิจารณาพจน์ที่สองของสมการที่ (5.35) จะเห็นได้ว่าส่วนที่เป็นฟังก์ชันผลรวม สามารถประมาณค่าได้โดยอาศัยอนุกรมเรขาคณิต ดังนั้นจึงสามารถจัดรูปแบบของสมการให้มีความกระชับขึ้นได้ นั่นคือ

$$\begin{aligned} E[a(n)] &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^n a(0) + \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)a_0 \left( \frac{1 - (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^n}{1 - (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))} \right) \\ &= (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^n (a(0) - a_0) + a_0 \end{aligned} \quad (5.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.36) ค่า  $a(0)$  คือสัมประสิทธิ์ของวงจรรองค่าเริ่มต้น (ที่ดัชนีเวลา  $n = 0$ ) ซึ่งจากสมการพบว่าพจน์ที่หนึ่งแสดงถึงพฤติกรรมการลู่ของสัมประสิทธิ์ที่สถานะชั่วคราวช่วงก่อนการลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG โดยค่า  $a_0$  ในพจน์ที่สองของสมการคือสัมประสิทธิ์ค่าจริงที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม

การปรับตัวของอัลกอริทึมจะเกิดการลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวได้นั้น ค่าที่อยู่ในวงเล็บพจน์แรกของสมการที่ (5.36) จะต้องมามีค่าตามเงื่อนไขดังนี้

$$|1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1)| < 1 \quad (5.37)$$

นั่นคือพจน์แรกของสมการที่ (5.36) จะมีค่าลดลงในลักษณะเอกโพเนนเชียลตามดัชนีเวลา  $n$  ที่เพิ่มขึ้น ดังนี้

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (1 - \mu(\varphi_2 - \alpha\varphi_1))^n \approx 0 \quad (5.38)$$

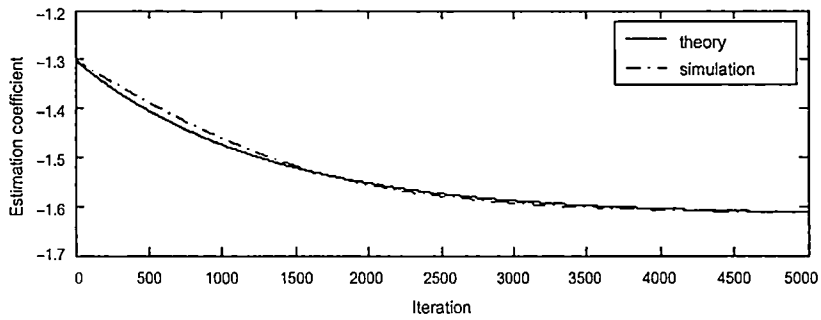
และ

$$\lim_{n \rightarrow \infty} E[a(n)] \approx a_0 \quad (5.39)$$

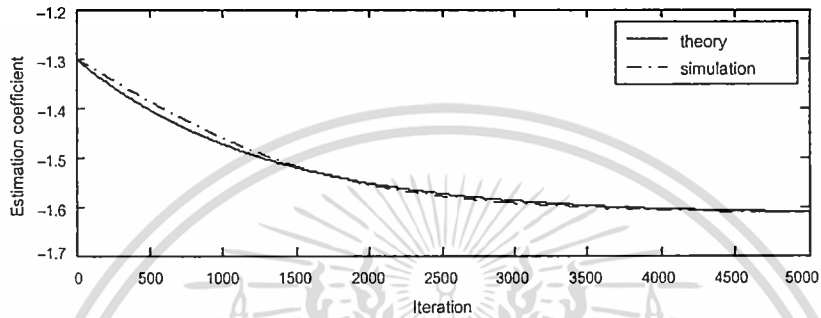
จากสมการที่ (5.38) และ (5.39) แสดงให้เห็นว่าเมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนเกิดการลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว สัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่อัลกอริทึมประมาณค่าได้จะเท่าสัมประสิทธิ์ค่าจริง โดยปราศจากค่าไบอัส ซึ่งสอดคล้องกับผลจากการวิเคราะห์ดังสมการที่ (5.29)

เพื่อตรวจสอบผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเกี่ยวกับพฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ที่สถานะชั่วคราวช่วงก่อนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม UPG จึงได้ทำการจำลองแบบการทำงานของอัลกอริทึมเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีดังสมการที่ (5.36) โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการทดสอบทั้งทางทฤษฎีและการจำลองแบบมีค่าเหมือนกันดังนี้ วงจรรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.5 มีค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.85$  ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น  $a(0) = -1.3$  โดยสัมประสิทธิ์ของวงจรรองถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม UPG มีขนาดขั้น  $\mu = 2 \times 10^{-4}$  ที่อินพุตของวงจรรองประกอบด้วยสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์และสัญญาณไซน์ชอยด์ความถี่  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample จากนั้นทำการจำลองแบบการทำงานของอัลกอริทึมด้วยจำนวน 100 ครั้ง แต่ละครั้งของการจำลองแบบอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 5000 ตัวอย่าง และมี  $\theta$  ของสัญญาณไซน์ชอยด์ถูกเลื่อนเฟสไป  $\pi/6$  rad ในแต่ละครั้งของการจำลองแบบ จากนั้นนำผลการจำลองแบบทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันด้วยค่า SBR ที่อินพุตของวงจรรองเท่ากับ 0 dB และ 10 dB ดังรูปที่ 5.5 (ก) และรูปที่ 5.5 (ข) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

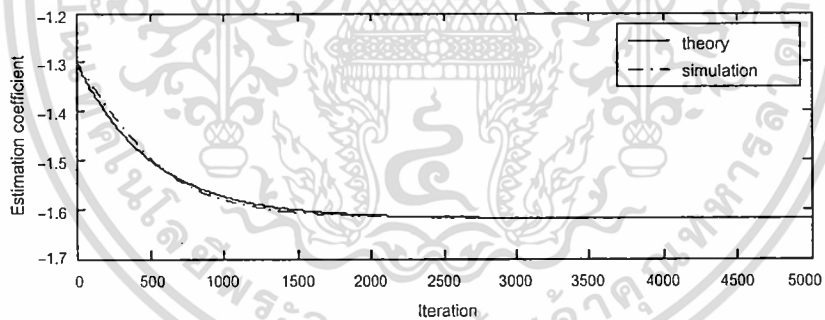


(ก)

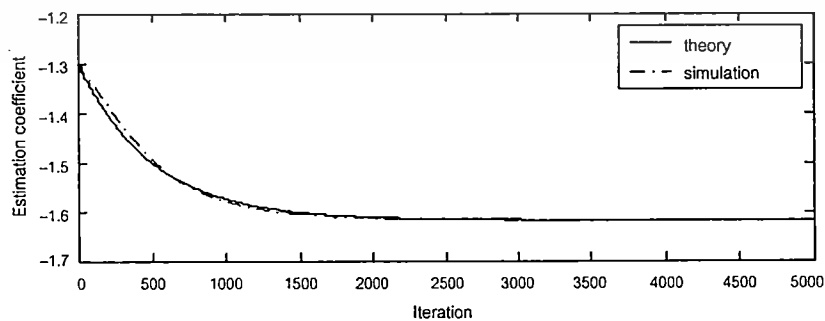


(ข)

รูปที่ 5.5 พฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้  $\mu = 2 \times 10^{-4}$



(ค)

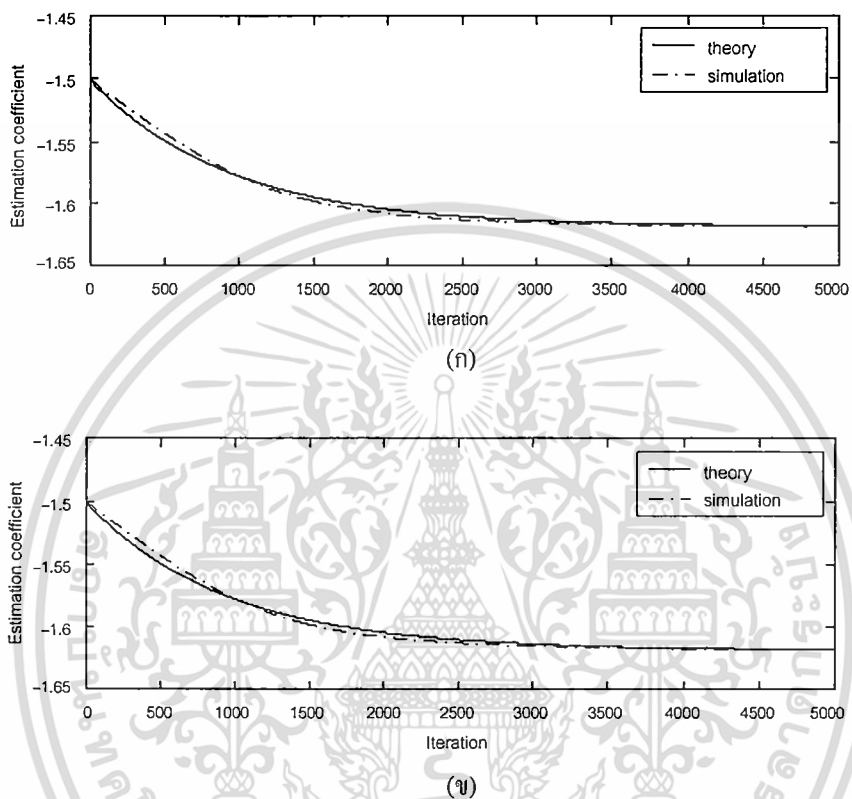


(ง)

รูปที่ 5.6 พฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้  $\mu = 5 \times 10^{-4}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นทำการทดสอบด้วยการกำหนดให้ขนาดขั้นเพิ่มขึ้นนั้นคือ  $\mu = 5 \times 10^{-4}$  และสำหรับค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ กำหนดให้เหมือนกับกรณีข้างต้น ซึ่งให้ผลการจำลองแบบเปรียบเทียบกับผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีแสดงดังรูปที่ 5.6 โดยรูปที่ 5.6 (ก) และรูปที่ 5.6 (ข) เป็นการทดสอบที่ค่า SBR = 0 dB และ SBR = 10 dB ตามลำดับ

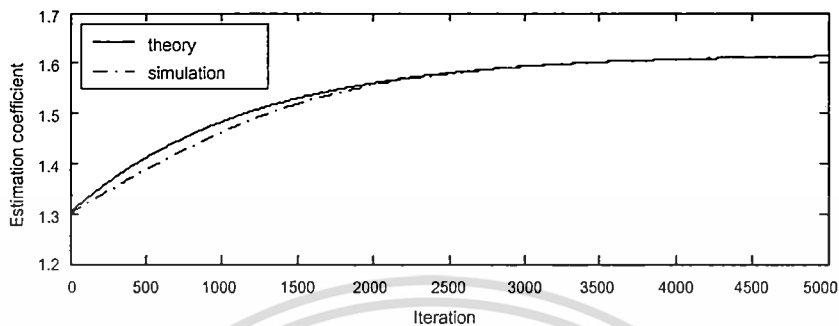


รูปที่ 5.7 พฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้  $\rho = 0.95$

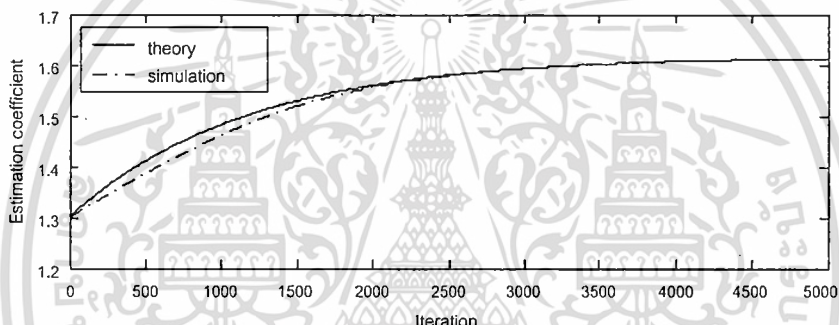
กรณีต่อมาทำการทดสอบด้วยการกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้  $\rho = 0.95$   $\omega_o = 0.2\pi$  rad/sample  $\mu = 2 \times 10^{-4}$  และ  $a(0) = -1.5$  สำหรับวิธีการจำลองแบบกำหนดลักษณะเดียวกับกรณีแรก ซึ่งผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีแสดงเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบดังรูปที่ 5.7 โดยรูปที่ 5.7 (ก) และรูปที่ 5.7 (ข) ทำการทดสอบที่ค่า SBR = 0 dB และ SBR = 10 dB ตามลำดับ

กรณีสุดท้ายทำการทดสอบพฤติกรรมลู่ของอัลกอริทึม UPG ด้วยการกำหนดค่าพารามิเตอร์  $\rho = 0.85$   $\mu = 2 \times 10^{-4}$   $\omega_o = 0.8\pi$  rad/sample ค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้น  $a(0) = 1.3$  และวิธีการจำลองแบบกำหนดลักษณะเดียวกับกรณีแรก ซึ่งให้ผลเปรียบเทียบกันระหว่างการจำลองแบบและผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎีดังรูปที่ 5.8 โดยรูปที่ 5.8 (ก) และรูปที่ 5.8 (ข) ทำการทดสอบที่ค่า SBR = 0 dB และ SBR = 10 dB ตามลำดับ

จากรูปที่ 5.5 ถึงรูปที่ 5.8 จะเห็นได้ว่าผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีของพฤติกรรมการลู่ที่สถานะชั่วคราวช่วงก่อนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึมที่นำเสนอมีลักษณะสอดคล้องกับผลจากการจำลองแบบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 5.8 การลู่สัมประสิทธิ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยกำหนดให้  $\omega_0 = 0.8\pi$  rad/sample

### 5.3 สรุป

การวิเคราะห์สมรรถนะอัลกอริทึม UPG สำหรับปรับสัมประสิทธิ์วงจรรองนอศ์ ไอไออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร โดยทำการวิเคราะห์เพื่อศึกษาพฤติกรรมของอัลกอริทึมที่สถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราว โดยอาศัยเทคนิคทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่งมาทำการวิเคราะห์เพื่อหาสมการสุดท้ายรูปกระชับ จากนั้นนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบการทำงานของอัลกอริทึมเพื่อยืนยันถึงความสอดคล้องกัน ซึ่งจากการทดสอบพบว่าผลลัพธ์ทั้งสองมีลักษณะสอดคล้องกัน

## บทที่ 6

### ผลการจำลองแบบ

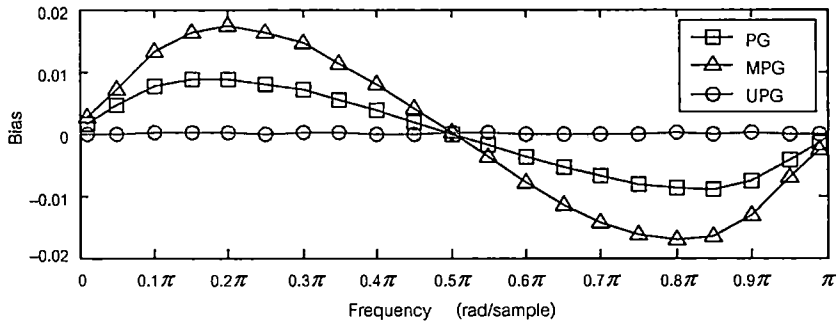
บทนี้กล่าวถึงการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอ กับอัลกอริทึม PG (plain gradient) และ MPG (modified plain gradient) ภายใต้การกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบเหมือนกัน เช่น อาศัยโครงสร้างวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ดังรูปที่ 3.5 กำหนดค่ารัศมีโพล  $\rho$  ของวงจรกรอง และขนาดขั้น  $\mu$  ของอัลกอริทึมเหมือนกัน เป็นต้น โดยทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสามอัลกอริทึมดังนี้

#### 6.1 การเปรียบเทียบสมรรถนะที่สถานะอยู่ตัว

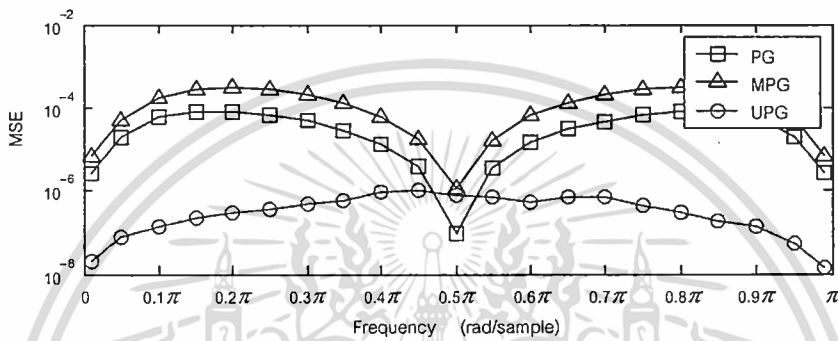
กรณีแรกทำการจำลองแบบเพื่อทดสอบพฤติกรรมของค่าไบอัส ค่า MSE และความผิดพลาดของความถี่นอตช์ต่อความถี่สัญญาณไซน์ซอซด์อินพุตจาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample โดยกำหนดให้วงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรมีค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.85$  สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ ทั้งสามอัลกอริทึมกำหนดให้ค่าขนาดขั้นเท่ากันคือ  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  ที่อินพุตของวงจรกรองประกอบด้วยสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์และสัญญาณไซน์ซอซด์ โดยมีค่าอัตราส่วนกำลังเฉลี่ยระหว่างสัญญาณไซน์ซอซด์ต่อสัญญาณแบนด์กว้างหรือ SBR เท่ากับ 5 dB จากนั้นทำการจำลองแบบทั้งสามอัลกอริทึมพร้อมกันด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$  เป็นเฟสของสัญญาณไซน์ซอซด์อินพุตที่ถูกเลื่อนเฟสไป  $\pi/6$  rad ในแต่ละครั้งของการจำลองแบบ ซึ่งแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 10000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งผลจากการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.1 โดยรูปที่ 6.1 (ก) รูปที่ 6.1 (ข) และรูปที่ 6.1 (ค) เป็นการประมาณค่าไบอัส ค่า MSE และความถี่นอตช์ผิดพลาดตามลำดับ จากรูปพบว่าอัลกอริทึม PG และ MPG มีค่าไบอัสสูงสุดที่ความถี่ของสัญญาณไซน์ซอซด์อินพุตเท่ากับ  $0.2\pi$  rad/sample และ  $0.8\pi$  rad/sample สำหรับอัลกอริทึม UPG ให้ค่าไบอัสต่ำที่สุดประมาณเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงความถี่จาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample ดังรูปที่ 6.1 (ก) และให้ค่า MSE ต่ำที่สุดอยู่ในช่วง  $10^{-8}$  ถึง  $10^{-6}$  ดังรูปที่ 6.1 (ข) ขณะที่อัลกอริทึม PG และ MPG ให้ค่าความผิดพลาดของความถี่นอตช์สูงที่ความถี่ 0 และ  $\pi$  rad/sample แต่สำหรับอัลกอริทึมที่นำเสนอให้ค่าความผิดพลาดของความถี่นอตช์ประมาณเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงความถี่จาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample ดังรูปที่ 6.1 (ค) นั่นหมายถึงวงจรกรองนอตช์โครงสร้างดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG มีความถี่นอตช์ตรงกับความถี่ของสัญญาณไซน์ซอซด์อินพุตตลอดช่วงความถี่จาก 0 ถึง  $\pi$  rad/sample

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

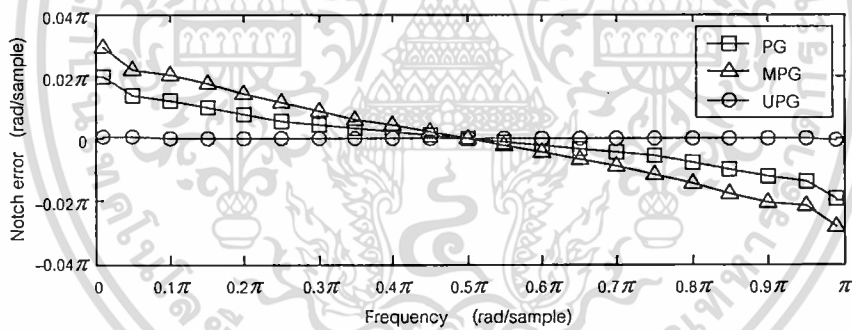
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

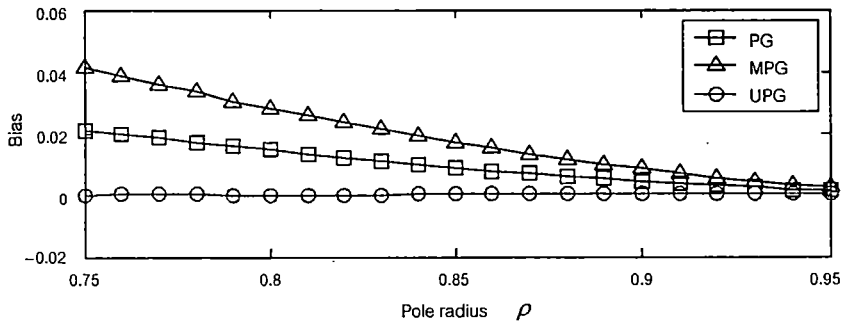


(ค)

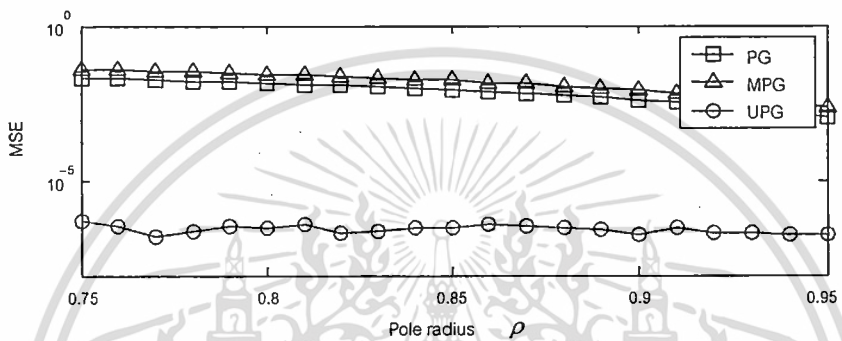
รูปที่ 6.1 พฤติกรรมของค่าไบอัส ค่า MSE และความผิดพลาดของความถี่ notch ต่อความถี่สัญญาณไขว้ของอัลกอริทึม

กรณีที่สองทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวของทั้งสามอัลกอริทึมต่อค่ารัศมีโพลา  $p$  ของวงจรถ่วงนอตรหัสจาก 0.75 ถึง 0.95 โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการจำลองแบบเหมือนกันทั้งสามอัลกอริทึม ดังนี้  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  และ SBR = 5 dB สำหรับวิธีการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึม กำหนดในลักษณะเดียวกับกรณีแรก ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.2 โดยรูปที่ 6.2 (ก) และรูปที่ 6.2 (ข) เป็นการประมาณค่าไบอัสและค่า MSE ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

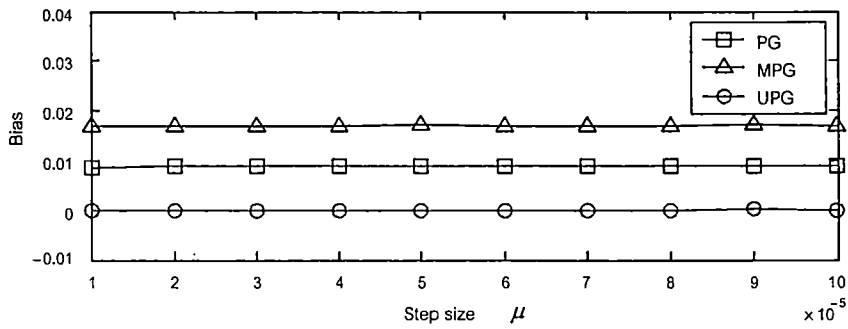
รูปที่ 6.2 พฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่ารัศมีโพลของวงจรถรอนนอตซ์

จากรูปที่ 6.2 จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึม PG และ MPG มีค่าไบอัสประมาณ 0.02 และ 0.04 ตามลำดับที่ค่ารัศมีโพลของวงจรถรอนนอตซ์เท่ากับ 0.75 และมีค่าไบอัสลดลงเมื่อค่ารัศมีโพลเพิ่มขึ้น แต่สำหรับอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอ ให้ค่าไบอัสเท่ากับศูนย์โดยประมาณตลอดช่วงค่ารัศมีโพลจาก 0.75 ถึง 0.95 ดังแสดงในรูปที่ 6.2 (ก) ขณะเดียวกันให้ค่า MSE ต่ำที่สุดประมาณ  $10^{-6}$  ดังแสดงในรูปที่ 6.2 (ข)

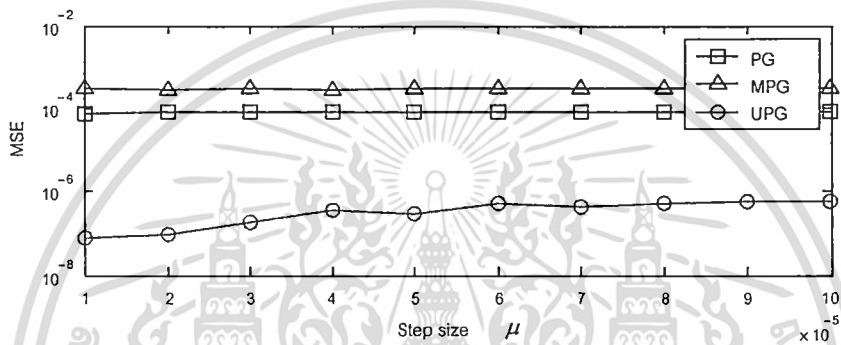
กรณีที่สามทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัวต่อค่าขนาดขั้น  $\mu$  ของทั้งสามอัลกอริทึมจาก  $1 \times 10^{-5}$  ถึง  $10 \times 10^{-5}$  โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเหมือนกันคือ  $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample  $\rho = 0.85$  และ SBR = 5 dB สำหรับวิธีการจำลองแบบกำหนดในลักษณะเดียวกับกรณีข้างต้น ผลจากการจำลองแบบวงจรถรอนนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยทั้งสามอัลกอริทึมแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.3 โดยรูปที่ 6.3 (ก) และรูปที่ 6.3 (ข) เป็นการประมาณค่าไบอัสและค่า MSE ตามลำดับ ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นถึงอัลกอริทึม PG และ MPG มีค่าไบอัสประมาณ 0.01 และ 0.017 ตามลำดับ แต่สำหรับอัลกอริทึม UPG มีค่าไบอัสต่ำประมาณเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงขนาดขั้นของอัลกอริทึมจาก  $1 \times 10^{-5}$  ถึง  $10 \times 10^{-5}$  ดังแสดงในรูปที่ 6.3 (ก) ขณะเดียวกันอัลกอริทึม UPG ให้ค่า MSE ต่ำอยู่ในช่วง  $10^{-7}$  ถึง  $10^{-6}$  ดังรูปที่ 6.3 (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

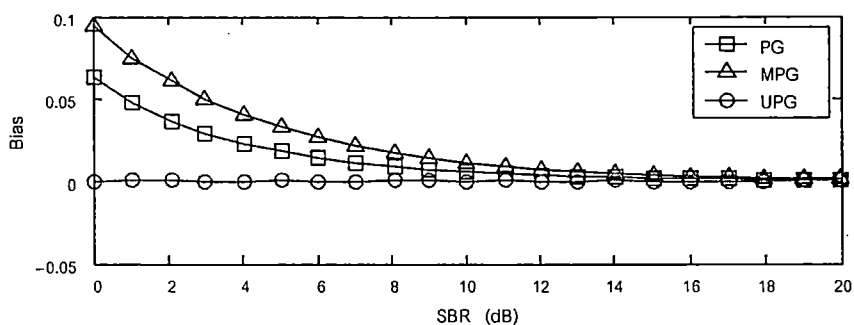
รูปที่ 6.3 พฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่าขนาดขั้นของอัลกอริทึม

กรณีนี้ที่ทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ที่สถานะอยู่ตัว ต่อค่า SBR ของสัญญาณที่อินพุตวางจกรกรงนอศซ์จาก 0 dB ถึง 20 dB โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเหมือนกันนั่นคือ  $\rho = 0.85$   $\omega_0 = 0.2\pi$  rad/sample และ  $\mu = 5 \times 10^{-5}$  ผลที่ได้จากการจำลองแบบวางจกรกรงนอศซ์ที่ปรับด้วยทั้งสามอัลกอริทึมแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.4 โดยรูปที่ 6.4 (ก) และรูปที่ 6.4 (ข) เป็นการประมาณค่าไบอัสและค่า MSE ตามลำดับ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าลักษณะพฤติกรรมของค่าไบอัสที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม PG และ MPG มีค่าประมาณ 0.065 และ 0.1 ตามลำดับที่ค่า SBR = 0 dB ขณะเดียวกันค่าไบอัสจะลดลงเมื่อ SBR มีค่าเพิ่มขึ้น แต่สำหรับอัลกอริทึม UPG ให้ค่าไบอัสต่ำประมาณเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงค่า SBR จาก 0 dB ถึง 20 dB ดังแสดงในรูปที่ 6.4 (ก) และให้ค่า MSE ต่ำ ๆ อยู่ในช่วงระหว่าง  $10^{-9}$  ถึง  $10^{-5}$  ดังแสดงในรูปที่ 6.4 (ข)

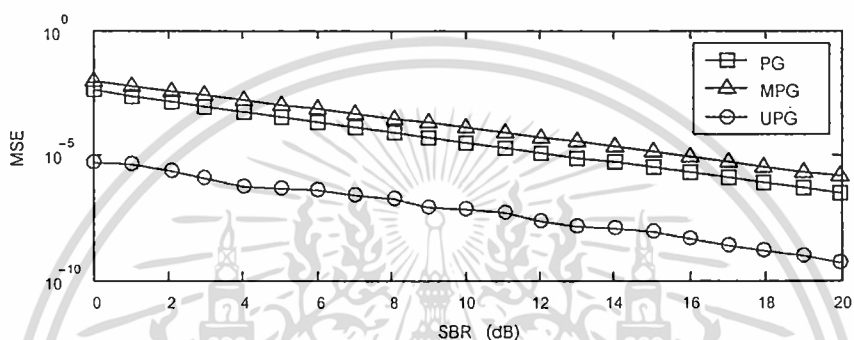
จากรูปที่ 6.1 ถึงรูปที่ 6.4 จะเห็นได้ว่าเมื่ออัลกอริทึม UPG ปรับสัมประสิทธิ์ของวงจกรกรงนอศซ์จนลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว (สัมประสิทธิ์ของวงจกรกรงนอศซ์เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด) ไบอัสที่เกิดขึ้นกับสัมประสิทธิ์มีค่าต่ำประมาณเท่ากับศูนย์ในทุกกรณีของการจำลองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.4 พฤติกรรมของค่าไบอัสและ MSE ต่อค่า SBR ที่อินพุตของวงจรถองนอตซ์

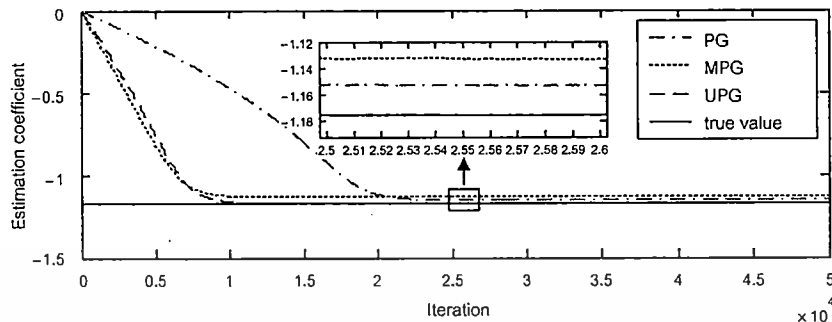
## 6.2 การเปรียบเทียบพฤติกรรมการถ่วง

หัวข้อนี้กล่าวถึงการเปรียบเทียบพฤติกรรมการถ่วงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถองนอตซ์ โครงสร้างดังกล่าวข้างต้นที่ถูกปรับด้วยสามอัลกอริทึมคือ PG MPG และ UPG ตามลำดับ โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเหมือนกัน ซึ่งได้แบ่งการจำลองแบบออกเป็นกรณีต่าง ๆ ดังนี้

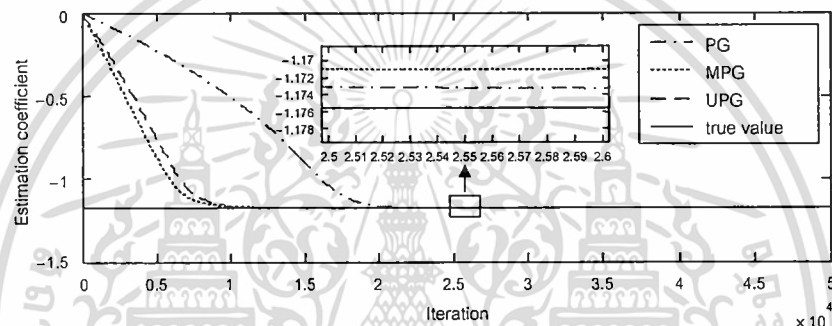
กรณีที่หนึ่งกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในการจำลองแบบดังนี้ รัศมีโพล  $\rho = 0.85$  และขนาดขั้น  $\mu = 2 \times 10^{-4}$  กำหนดให้สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้น  $a(0) = 0$  เนื่องจากความถี่สัญญาณไซนูซอยด์อินพุตของระบบโดยทั่วไปจะไม่ทราบค่า ดังนั้นการกำหนดให้สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นเท่ากับศูนย์จึงเป็นการกำหนดความถี่นอตซ์ของวงจรถองนอตซ์อยู่ที่  $0.5\pi$  rad/sample ซึ่งเป็นความถี่กึ่งกลางของความถี่ดิจิทัล จากนั้นกำหนดให้อินพุตวงจรถองนอตซ์ประกอบด้วยสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์และสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่  $0.3\pi$  rad/sample แล้วจำลองแบบที่ค่า SBR = 0 dB และ SBR = 10 dB ตามลำดับ ด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$  เป็นเฟสของสัญญาณไซนูซอยด์ที่เลื่อนค่าไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ ในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 50000 ตัวอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิ้ล ซึ่งผลจากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.5 โดยรูปที่ 6.5 (ก) และรูปที่ 6.5 (ข) กำหนดให้  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.5 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.85$

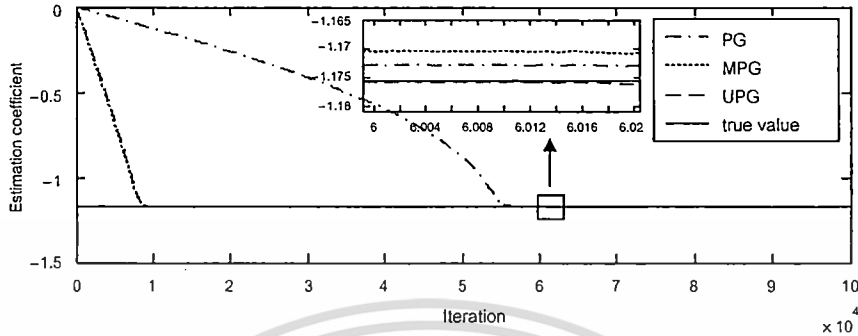
จากรูปที่ 6.5 (ก) จะเห็นได้ว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG ให้อัตราการลู่ของสัมประสิทธิ์ต่ำที่สุด โดยเริ่มลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ดัชนีเวลา  $n = 24000$  สำหรับอัลกอริทึม MPG และ UPG จะให้สัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์เริ่มลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่ดัชนีเวลา  $n = 10000$  เมื่อทั้งสามอัลกอริทึมปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้วอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์เท่ากับค่าจริง แต่สำหรับอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์แตกต่างจากค่าจริง (ให้พิจารณาภาพขยาย) เนื่องจากผลของค่าไบอัส สำหรับที่ค่า SBR ของอินพุตวงจรรองนอตซ์เท่ากับ 10 dB ทั้งสามอัลกอริทึมยังให้อัตราการลู่สัมประสิทธิ์คงเดิม เมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว อัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์ใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้น แต่สำหรับอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์เท่ากับค่าจริง ดังแสดงตามรูปที่ 6.5 (ข)

กรณีที่สองทำการจำลองแบบทั้งสามอัลกอริทึมเพื่อพิจารณาพฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้  $\omega_0 = 0.3\pi$  rad/sample  $\mu = 2 \times 10^{-4}$  และค่ารัศมีโพลของวงจรรองนอตซ์เพิ่มขึ้นจากเดิมเป็น  $\rho = 0.95$  กำหนดให้สัมประสิทธิ์ของวงจรรองค่าเริ่มต้น  $\alpha(0) = 0$  ทำการจำลองแบบทั้งสามอัลกอริทึมพร้อมกันด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$

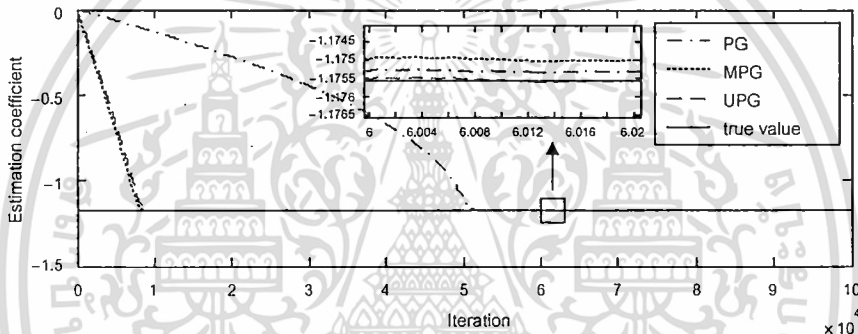
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเฟสของสัญญาณไซน์ซอซด์ที่ถูกเลื่อนไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ และในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 100000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.6



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.6 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่ารัศมีโพลา  $\rho = 0.95$

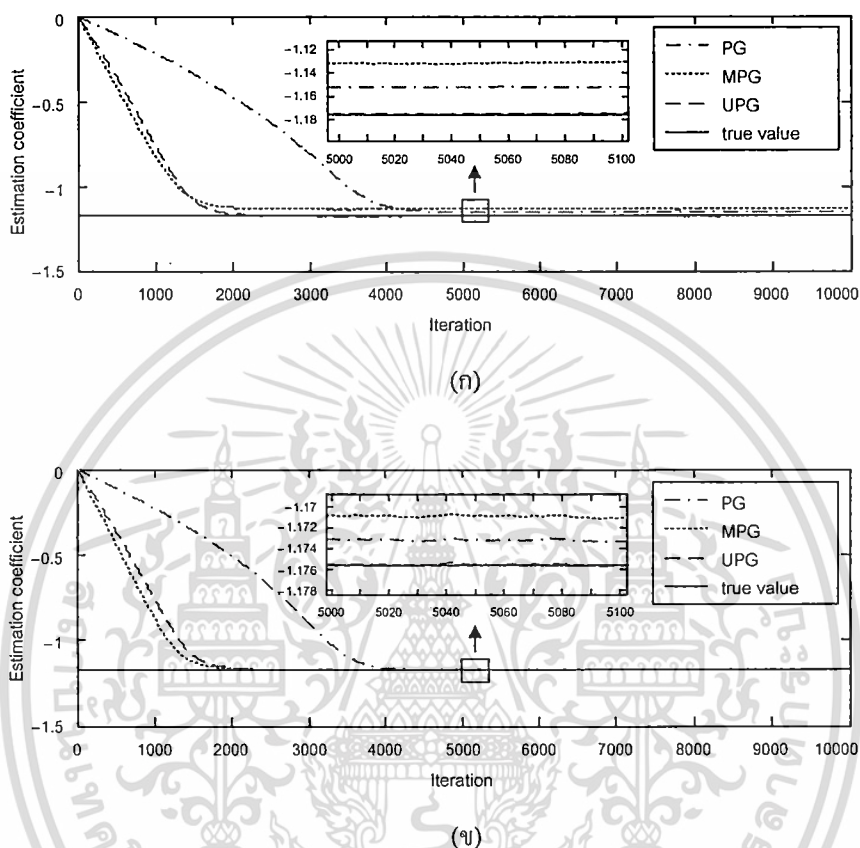
รูปที่ 6.6 (ก) และรูปที่ 6.6 (ข) กำหนดให้  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ จากรูปพบว่าอัลกอริทึม MPG และ UPG ยังคงมีอัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เท่าเดิม แต่สำหรับอัลกอริทึม PG มีอัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ลดลง นั่นคือค่ารัศมีโพลาของวงจรวงสูงขึ้นไปส่งผลให้อัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึม PG ลดลง เนื่องจากฟังก์ชันจุดประสงค์แคบลง ทำให้การปรับสัมประสิทธิ์จากค่าเริ่มต้นเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดใช้เวลามากขึ้น แต่สำหรับอัลกอริทึม MPG และ UPG การปรับสัมประสิทธิ์จากค่าเริ่มต้นมายังค่าที่เหมาะสมที่สุดของฟังก์ชันจุดประสงค์ไม่เปลี่ยนแปลงทำให้อัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ไม่เปลี่ยนแปลง เมื่ออัลกอริทึมทั้งสามปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว วงจรวงจรกรองนอกรีตที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์เท่ากับค่าจริง แต่สำหรับอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์ใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้นเมื่อค่ารัศมีโพลาของวงจรวงจรกรองนอกรีตเพิ่มขึ้น

กรณีที่สามกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้  $\omega_0 = 0.3\pi$  rad/sample  $\rho = 0.85$

กำหนดให้ขนาดขั้นของทั้งสามอัลกอริทึมเพิ่มขึ้นนั่นคือ  $\mu = 1 \times 10^{-3}$  และค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองนอตซ์  $\alpha(0) = 0$  ทำการจำลองแบบที่ค่า  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ ด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$  เป็นเฟสของสัญญาณไซน์ซอซด์ที่เลื่อนไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ ในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 10000 ตัวอย่าง ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.7



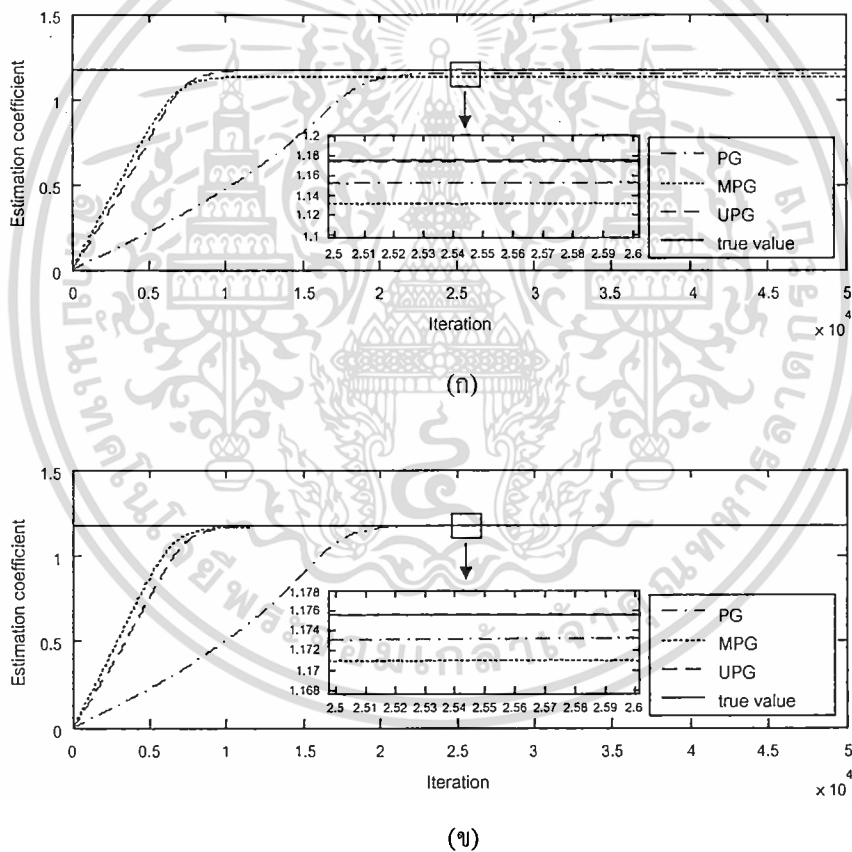
รูปที่ 6.7 พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดค่าขนาดขั้น  $\mu = 1 \times 10^{-3}$

รูปที่ 6.7 (ก) และ 6.7 (ข) กำหนดให้  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยทั้งสามอัลกอริทึมมีอัตราการลู่ค่าสัมประสิทธิ์สูงขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบรูปที่ 6.5 เนื่องจากขนาดขั้นของอัลกอริทึมเพิ่มขึ้น โดยอัลกอริทึม MPG และ UPG ให้อัตราการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์ที่ใกล้เคียงกันและมีอัตราการลู่สูงกว่าอัลกอริทึม PG หลังจากทั้งสามอัลกอริทึมปรับตัวจนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว อัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้เท่ากับค่าจริง แต่สำหรับอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้มีค่าใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้นก็ต่อเมื่อค่า  $SBR$  ที่อินพุตของวงจรรองนอตซ์มีค่าเพิ่มขึ้น

กรณีที่สี่ทำการจำลองแบบการทำงานของทั้งสามอัลกอริทึมเพื่อพิจารณาพฤติกรรมการลู่ของสัมประสิทธิ์โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้  $\rho = 0.85$   $\mu = 2 \times 10^{-4}$  เปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์ซอซด์อินพุตเป็น  $\omega_s = 0.7\pi$  rad/sample และค่าสัมประสิทธิ์เริ่มต้นของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรอง  $a(0) = 0$  ทำการจำลองแบบด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยมี  $\theta$  เป็นเฟสสัญญาณไซนูซอยด์ที่เลื่อนค่าไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ ในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 50000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ผลที่ได้จากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.8 โดยรูปที่ 6.8 (ก) และรูปที่ 6.8 (ข) กำหนดให้  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ ซึ่งจากรูปพบว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม MPG และ UPG ให้อัตราการลู่ของค่าสัมประสิทธิ์ที่ใกล้เคียงกัน โดยเริ่มลู่ค่าเข้าสู่สถานะอยู่ตัวที่คี่ชนี้เวลา  $n = 10000$  (เหมือนกับกรณีแรก) และมีอัตราการลู่สูงกว่าอัลกอริทึม PG ขณะที่หลังจากทั้งสามอัลกอริทึมปรับตัวจนลู่เข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว อัลกอริทึม UPG จะให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้เท่ากับค่าจริง แต่สำหรับอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้มีค่าไม่เท่ากับค่าจริง และจะให้ค่าใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้น เมื่อค่า  $SBR$  ที่อินพุตของวงจรรองนอตซ์มีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 6.8 พฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์เมื่อกำหนดให้  $\omega_0 = 0.7\pi$  rad/sample

### 6.3 การเปรียบเทียบพฤติกรรมการติดตาม

หัวข้อที่ 6.1 และ 6.2 ที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการจำลองแบบภายใต้กระบวนการสุ่มที่สัญญาณในระบบมีคุณลักษณะทางสถิติหนึ่ง สำหรับหัวข้อนี้เป็นการจำลองแบบการทำงานวงจรรองนอตซ์ภายใต้การรบกวนแบบสุ่ม โดยจะพิจารณาถึงผลของการรบกวนที่มีต่อค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้ ซึ่งพบว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรรณนอตร์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ ภายใต้เงื่อนไขของกระบวนการสุ่มที่สัญญาณในระบบมีคุณลักษณะทางสถิติไม่นิ่ง กล่าวคือสัญญาณไขนุชอยด์อินพุตมีความถี่แปรตามเวลาอย่างช้า ๆ ที่เรียกว่าสัญญาณเชิร์ป (chirp signal) [21, 28] เพื่อพิจารณาพฤติกรรมติดตามการแปรความถี่สัญญาณไขนุชอยด์อินพุตของทั้งสามอัลกอริทึม ดังนั้นจากสมการที่ (4.2) จึงสามารถแสดงสมการสัญญาณอินพุตของวงจรกรรณนอตร์ได้ใหม่เป็น

$$x(n) = A \cos \Theta(n) + v(n) \quad (6.1)$$

เมื่อ

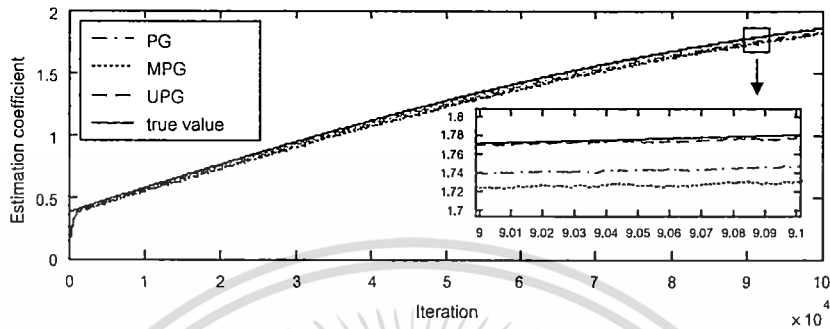
$$\Theta(n) = \omega_1 n + \frac{1}{2} \beta n^2 + \theta \quad (6.2)$$

จากสมการที่ (6.1)  $A$  คือขนาดของสัญญาณไขนุชอยด์ซึ่งเป็นค่าคงที่ใด ๆ ที่ไม่ทราบค่า และ  $\Theta(n)$  คือมุมเรเดียนของสัญญาณไขนุชอยด์ที่แปรตามดัชนีเวลา  $n$  และ  $v(n)$  คือสัญญาณแบนด์กว้างสำหรับในการจำลองแบบนี้สมมติให้เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์มีค่าเฉลี่ยทางสถิติเท่ากับศูนย์ มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ  $\sigma_v^2$  และจากสมการที่ (6.2)  $\omega_1$  คือความถี่เริ่มต้นของสัญญาณไขนุชอยด์ที่ดัชนีเวลา  $n=0$  โดยมี  $\beta$  คืออัตราการเชิร์ปซึ่งเป็นค่าคงที่ [21, 28] และ  $\theta$  คือเฟสเริ่มต้นของสัญญาณไขนุชอยด์อินพุตซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีลักษณะการแจกแจงค่า PDF แบบเอกรูปตลอดช่วง  $0$  ถึง  $2\pi$  rad จากนั้นทำการจำลองแบบตามกรณีต่าง ๆ ดังนี้

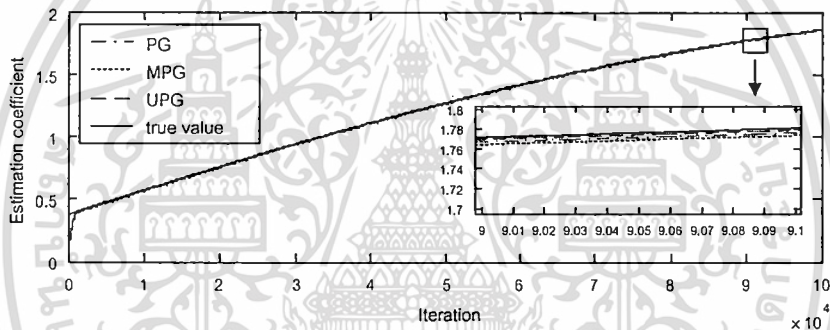
กรณีที่หนึ่ง กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบมีค่าดังนี้ ความถี่เริ่มต้นของสัญญาณไขนุชอยด์  $\omega_1 = 0.56\pi$  rad/sample รัศมีโพลของวงจรกรรณนอตร์  $\rho = 0.85$  ขนาดขั้นของทั้งสามอัลกอริทึม  $\mu = 5 \times 10^{-4}$  และอัตราการเชิร์ป  $\beta = 1 \times 10^{-5}$  สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นของวงจรกรรณนอตร์  $a(0) = 0$  ทำการจำลองแบบด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยเฟสของสัญญาณไขนุชอยด์ถูกเลื่อนไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ แต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 100000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งให้ผลจากการจำลองแบบการทำงานของทั้งสามอัลกอริทึมเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.9 จากรูปที่ 6.9 (ก) เป็นการจำลองแบบที่ค่า SBR อินพุตของวงจรกรรณนอตร์เท่ากับ 0 dB ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรรณนอตร์ที่ถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับนั้น แปรค่าตามดัชนีเวลาไปตามสัมประสิทธิ์ค่าจริง แต่เมื่อทำการขยายภาพเพื่อดูในรายละเอียด กลับพบว่าวงจรกรรณนอตร์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่แตกต่างจากค่าจริง ซึ่งมีสาเหตุมาจากอัลกอริทึมทั้งสองมีค่าไบอัสสำหรับวงจรกรรณนอตร์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แปรค่าตามดัชนีเวลาเท่ากับค่าจริง สำหรับรูปที่ 6.9 (ข) เป็นการจำลองแบบที่ค่า SBR อินพุตของวงจรกรรณนอตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ 10 dB ซึ่งพบว่าวงจรรองนอศซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์แปรค่าตามดัชนีเวลาได้ใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 6.9 (ก) และสำหรับอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์แปรค่าตามดัชนีเวลาได้เท่ากับค่าจริง



(ก)

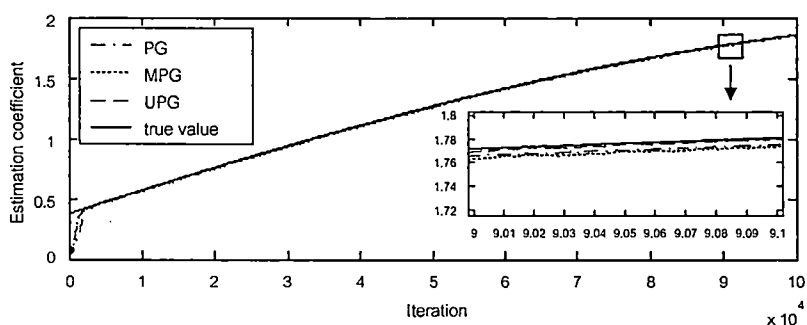


(ข)

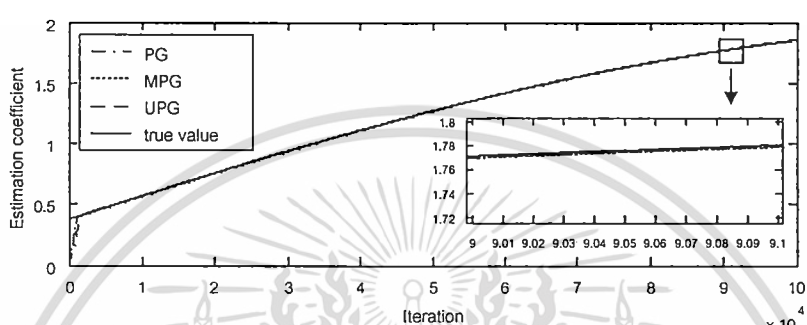
รูปที่ 6.9 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.85$

กรณีที่สองทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมการติดตามของทั้งสามอัลกอริทึม โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์  $\omega_i = 0.56\pi$   $\rho = 0.95$   $\mu = 5 \times 10^{-4}$  และ  $\beta = 1 \times 10^{-5}$  สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้น  $\alpha(0) = 0$  วิธีการจำลองแบบกำหนดลักษณะเดียวกับกรณีแรก ซึ่งให้ผลจากการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.10 จากรูปที่ 6.10 (ก) เป็นการจำลองแบบที่ค่า SBR = 0 dB ซึ่งพบว่าวงจรรองนอศซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แปรค่าใกล้เคียงกับสัมประสิทธิ์ค่าจริงและมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 6.9 (ข) สำหรับวงจรรองนอศซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG พบว่าให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แปรค่าเท่ากับสัมประสิทธิ์ค่าจริง สำหรับการจำลองที่ค่า SBR = 10 dB ดังแสดงตามรูปที่ 6.10 (ข) พบว่าวงจรรองนอศซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึมทั้งสามให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แปรค่าได้เท่ากับสัมประสิทธิ์ค่าจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

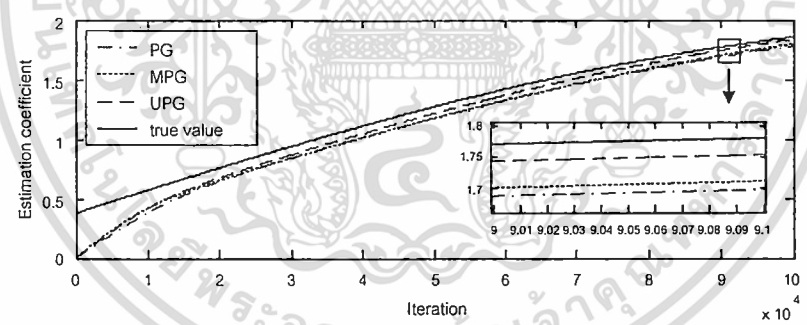


(ก)

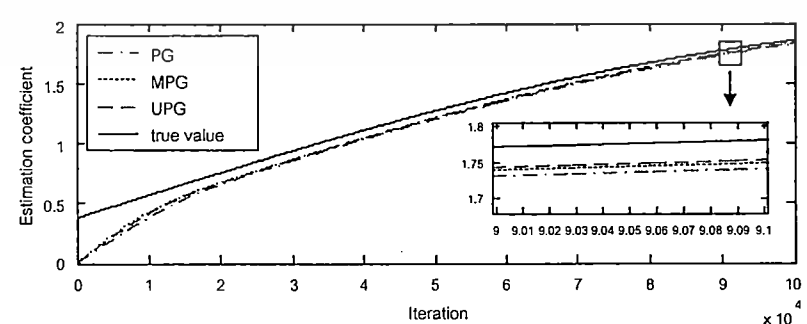


(ข)

รูปที่ 6.10 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่ารัศมีโพล  $\rho = 0.95$



(ค)



(ง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 6.11 พฤติกรรมการติดตามเมื่อกำหนดค่าขนาดขั้น  $\mu = 7 \times 10^{-5}$  ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่สามทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมการติดตามของทั้งสามอัลกอริทึม โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้  $\omega_i = 0.56\pi$  rad/sample  $\rho = 0.85$   $\beta = 1 \times 10^{-5}$  และกำหนดให้ขนาดขั้นของอัลกอริทึมลดลงเป็น  $\mu = 7 \times 10^{-5}$  สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นของวงจรรองนอตซ์  $a(0) = 0$  กำหนดวิธีการจำลองแบบลักษณะเดียวกับกรณีข้างต้น ซึ่งให้ผลจากการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.11 โดยรูปที่ 6.11 (ก) และรูปที่ 6.11 (ข) กำหนดให้  $SBR = 0$  dB และ  $SBR = 10$  dB ตามลำดับ ซึ่งพบว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ ให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่ปรับได้แปรค่าตามดัชนีเวลาได้ไม่เท่ากับสัมประสิทธิ์ค่าจริง ซึ่งมีสาเหตุมาจากการกำหนดขนาดขั้น  $\mu$  ของอัลกอริทึมมีค่าลดลงจนทำให้อัลกอริทึมปรับตัวไม่ทันต่อการแปรความถี่ของสัญญาณไซนูซอยด์อินพุต

กรณีที่สี่ทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมการติดตามของทั้งสามอัลกอริทึม โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้  $\omega_i = 0.44\pi$  rad/sample  $\rho = 0.85$   $\mu = 5 \times 10^{-4}$  และ  $\beta = 1 \times 10^{-5}$  สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นของวงจรรองนอตซ์  $a(0) = 0$  และสัญญาณไซนูซอยด์อินพุตแปรความถี่ลดลงตามดัชนีเวลาหรือที่เรียกว่าสัญญาณเชิงรีปทางลบ (negative chirp) [28] ดังนั้นจากสมการที่ (6.2) จึงแสดงรูปของสมการใหม่สำหรับสัญญาณเชิงรีปทางลบ นั่นคือ

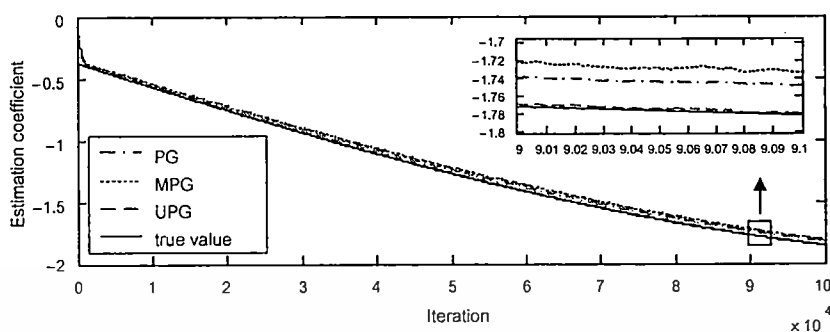
$$\Theta(n) = \omega_i n - \frac{1}{2} \beta n^2 + \theta \quad (6.3)$$

ทำการจำลองแบบด้วยจำนวน 100 ครั้ง โดยเฟสของสัญญาณไซนูซอยด์ถูกเลื่อนไป  $\pi/6$  rad ต่อครั้งของการจำลองแบบ ในแต่ละครั้งอาศัยสัญญาณอินพุตจำนวน 100000 ตัวอย่าง จากนั้นนำผลที่ได้ทั้งหมดหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล ซึ่งให้ผลจากการจำลองแบบของทั้งสามอัลกอริทึมเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 6.12 จากรูปที่ 6.12 (ก) เป็นการจำลองแบบที่ค่า  $SBR = 0$  dB ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ให้ค่าสัมประสิทธิ์ที่แตกต่างจากสัมประสิทธิ์ค่าจริง แต่สำหรับวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์ที่ปรับได้เท่ากับสัมประสิทธิ์ค่าจริง สำหรับรูปที่ 6.12 (ข) เป็นการจำลองแบบที่ค่า  $SBR = 10$  dB ซึ่งพบว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ให้สัมประสิทธิ์แปรค่าตามดัชนีเวลาได้ใกล้เคียงกับค่าจริงมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 6.12 (ก) แต่สำหรับอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์แปรค่าตามดัชนีเวลาได้เท่ากับค่าจริง

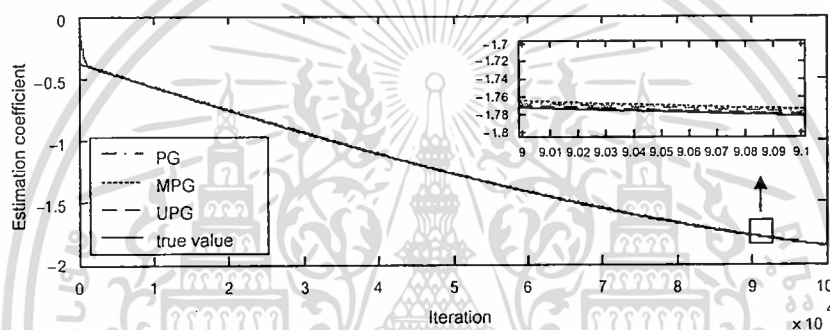
จากรูปที่ 6.9 ถึงรูปที่ 6.12 จะเห็นได้ว่าวงจรรองนอตซ์โครงสร้างดังกล่าวข้างต้นที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG จะให้สมรรถนะที่ดีก็ต่อเมื่อค่า  $SBR$  ที่อินพุตและค่ารัศมีโพลของวงจรรองนอตซ์มีค่าสูง แต่การกำหนดให้รัศมีโพลเข้าใกล้หนึ่งมากเกินไปจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของวงจรรองนอตซ์ได้ สำหรับวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UPG สามารถทำงานได้ดีถึงแม้ SBR ที่อินพุตวงจรรองมีค่าต่ำ ขณะเดียวกันยังสามารถกำหนดค่ารัศมีโพลวงจรรองนอตซ์ให้ต่ำกว่ากรณีแรกได้เพื่อไม่ให้ส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.12 พฤติกรรมการติดตามกรณีสัญญาณเชิงรับทางลบ

## 6.4 สรุป

การจำลองแบบการทำงานของวงจรรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งสัมประสิทธิ์ของวงจรรองถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ เพื่อทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสามอัลกอริทึมภายใต้เงื่อนไขในการจำลองแบบที่เหมือนกันดังกล่าวแล้วนั้น โดยทำการจำลองแบบเพื่อพิจารณาพฤติกรรมที่สถานะอยู่ตัว พฤติกรรมการลู่ค่าสัมประสิทธิ์ และพฤติกรรมการติดตามของทั้งสามอัลกอริทึม ตามลำดับ ผลจากการจำลองแบบพบว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ให้สมรรถนะที่ดีกว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### การประยุกต์ใช้งาน

บทนี้กล่าวถึงแนวคิดเพื่อนำวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร (ตามโครงสร้างรูปที่ 3.5) ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG มาประยุกต์ใช้งานเพื่อการระงับสัญญาณรบกวนแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ ซึ่งเกิดขึ้นกับงานในหลายลักษณะ ได้แก่ การเกิดเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียง การเกิดเสียงหอนในระบบประชุมทางไกล การเกิดเสียงหอนในเครื่องช่วยฟังของผู้พิการทางการได้ยิน การแทรกสอดของสัญญาณความถี่ 50 Hz จากระบบไฟฟ้ากำลังเข้าไปในระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์ การรบกวนแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ในระบบสื่อสาร เป็นต้น [7, 29-46] สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ขอยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานเฉพาะการกำจัดเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียง และการกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังในระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์เท่านั้น

#### 7.1 การกำจัดเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียง

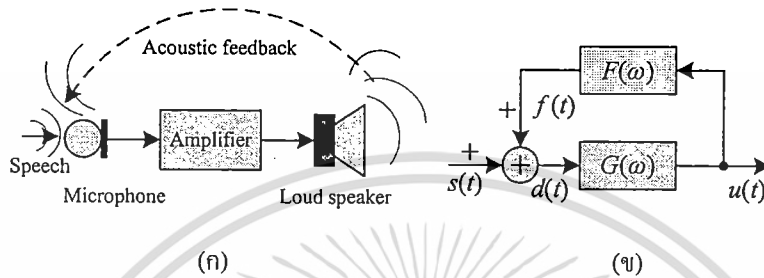
##### 7.1.1 การเกิดเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียง

การใช้งานของระบบเครื่องขยายเสียง ไม่ว่าจะเป็นงานกลางแจ้งหรืองานที่อยู่ในอาคาร ดังเช่น งานแสดงดนตรีกลางแจ้ง การกล่าวปราศรัยต่อสาธารณชนกลางแจ้ง การประชุมสัมมนา และการแสดงดนตรีในอาคาร เป็นต้น งานเหล่านี้มักประสบกับปัญหาที่เรียกว่าปัญหาเสียงหอน (howling) หรือเสียงหวีด (whistling) เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียงอยู่เสมอเมื่อการติดตั้งและการปรับแต่งระบบไม่เหมาะสม [29, 37, 38, 41, 42] ปัญหาเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียงนอกจากก่อให้เกิดความรำคาญเมื่อได้ยินแล้วยังส่งผลให้เกิดความเสียหายต่อระบบเครื่องขยายเสียงได้อีกด้วย เช่นอาจจะทำให้เกิดความเสียหายแก่ลำโพง หรือตัวเครื่องขยายเสียง [37, 41, 42] ปัญหาเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียงเกิดขึ้นเนื่องจากการติดตั้งระบบโดยจัดวางตำแหน่งลำโพงกับไมโครโฟนไม่เหมาะสมทำให้เกิดการป้อนกลับทางเสียง (acoustic feedback) จากลำโพงผ่านอากาศเข้าสู่ไมโครโฟน โดยทั่วไปสามารถจำแนกการป้อนกลับทางเสียงจากลำโพงสู่ไมโครโฟนได้สองลักษณะ ได้แก่วิถีตรง (directed path) จากลำโพงสู่ไมโครโฟน และวิถีสะท้อน (reflected path) ของเสียงจากลำโพงอาจจะสะท้อนกับพื้น ผนัง ฝ้าเพดาน และวัตถุขนาดใหญ่ต่าง ๆ เข้าสู่ไมโครโฟน เป็นต้น ซึ่งการป้อนกลับทางเสียงในระบบเครื่องขยายเสียงสามารถอธิบายโดยแสดงการจำลองรูปแบบการทำงานได้ดังรูปที่ 7.1 [41, 42] จากรูปที่ 7.1 (ก) จะเห็นได้ว่าการป้อนกลับทางเสียงที่เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียงสามารถพิจารณาแบบจำลองการทำงานได้ ดังรูปที่ 7.1 (ข) โดย  $s(t)$  คือสัญญาณเสียงพูด (speech signal) จากไมโครโฟนและถูกขยายด้วยเครื่องขยายเสียงที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น  $G(\omega)$  ให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงที่เอาต์พุตเป็น  $u(t)$  ออกจากลำโพง โดยส่วนหนึ่งถูกป้อนกลับทางเสียงผ่านอากาศซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น  $F(\omega)$  ให้สัญญาณ  $f(t)$  ออกมาและไปรวมกับสัญญาณ  $s(t)$  ที่ไมโครโฟน ดังนั้นสัญญาณที่เอาต์พุตของไมโครโฟนจึงเป็น  $d(t)$  ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณเสียงพูดกับสัญญาณป้อนกลับ กล่าวคือ  $d(t) = s(t) + f(t)$  จากความสัมพันธ์ลักษณะดังกล่าวจึงสามารถพิจารณาหาฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบโดยรวมได้ดังสมการที่ (7.1) [32, 38, 41, 42]



รูปที่ 7.1 ลักษณะการป้อนกลับทางเสียงในระบบเครื่องขยายเสียง

$$T(\omega) = \frac{G(\omega)}{1 - G(\omega)F(\omega)} \quad (7.1)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบป้อนกลับแบบบวก ซึ่งอาจจะมีบางความถี่เกิดการเรโซแนนซ์กับระบบ และถ้าหากความถี่ดังกล่าวที่มีทั้งขนาดและเฟสทำให้อัตราขยายวงรอบเปิด (open loop gain) ของระบบเกิดเงื่อนไขตามเกณฑ์ของบาร์คเฮาเซอร์เซน (Barkhausen criterion) กล่าวคือ

$$|G(\omega)F(\omega)| \geq 1 \quad (7.2)$$

และ

$$\angle G(\omega)F(\omega) = m2\pi \quad \text{เมื่อ } m = 0 \ 1 \ 2 \dots \quad (7.3)$$

นั่นคือจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ จึงส่งผลให้ระบบเกิดการออสซิลเลชันที่ความถี่ดังกล่าว และสัญญาณที่ความถี่ออสซิลเลชันนี้เป็นสัญญาณไขว่ซอด้จะค่อย ๆ ถูกขยายโดยเครื่องขยายเสียงมีขนาดใหญ่ขึ้นเรื่อย ๆ ในแต่ละวงรอบของการป้อนกลับทางเสียง トラバドที่ยังไม่มีการขยับยั้งการป้อนกลับทางเสียง สัญญาณไขว่ซอด้ความถี่ดังกล่าวจะถูกขยายจนถึงจุดอิมตัวของเครื่องขยายเสียง ถ้าหากสัญญาณดังกล่าวมีความถี่อยู่ในช่วงที่หูของมนุษย์ได้ยินจะถูกเรียกว่าเกิดเสียงฮอนขึ้นในระบบ ซึ่งเป็นเสียงที่ส่งผลให้เกิดความรำคาญ และถ้าปล่อยให้เกิดการณ์นี้ดำเนินต่อไปเรื่อย ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้เกิดความเสียหายแก่ระบบขยายเสียงได้ บ่อยครั้งปรากฏการป้อนกลับทางเสียงดังกล่าวถูกเรียกว่าผลกระทบลาร์เซน (Larsen effect) [34, 39]

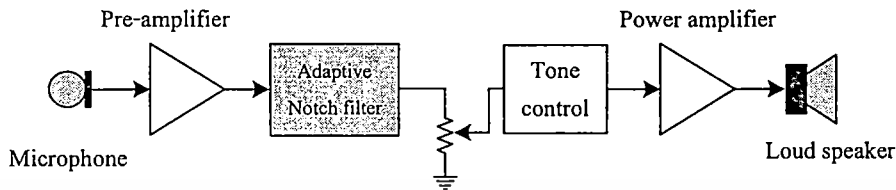
ปัญหาการเกิดเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียงสามารถแก้ไขได้หลายวิธี ได้แก่วิธีการเลื่อนความถี่ (frequency shift method) การกำจัดการป้อนกลับทางเสียง (acoustic feedback cancellation) หรือ AFC และการกำจัดเสียงหอนด้วยวงจรกรองนอตซ์แบบปรับตัว [33, 34] ซึ่งแต่ละวิธีมีหลักการดังนี้ กรณีแรกการแก้ไขปัญหาเสียงหอนด้วยวิธีเลื่อนความถี่ได้อาศัยวงจรเลื่อนความถี่ใส่แทรกเข้าไปในวงจรของเครื่องขยายเสียง โดยอาจจะเป็นการเลื่อนความถี่ขึ้นหรือลงทั้งแถบความถี่เสียง เมื่อระบบเครื่องขยายเสียงเกิดการป้อนกลับทางเสียงจนทำให้เกิดเสียงหอนขึ้นในระบบ สัญญาณเสียงพร้อมทั้งความถี่เสียงหอนจะถูกเลื่อนความถี่ออกไปด้วยวงจรเลื่อนความถี่ แต่เนื่องจากความถี่เสียงหอนจะถูกป้อนกลับทางเสียงจากลำโพงผ่านอากาศเข้าสู่ไมโครโฟน ซึ่งแต่ละรอบของการป้อนกลับ ความถี่เสียงหอนจะถูกเลื่อนความถี่ให้ห่างออกไปจนในที่สุดความถี่เสียงหอนจะอยู่นอกย่านที่หูคนเราได้ยิน หรือบางครั้งอาจจะเลื่อนออกไปจนความถี่เสียงหอนไม่เกิดการเรโซแนนซ์กับระบบ และไม่เกิดเงื่อนไขการออสซิลเลต ทำให้ความถี่เสียงหอนหายไปจากระบบได้ แต่การแก้ไขปัญหาคำยวิธีนี้มีข้อด้อยอยู่สองประการ ได้แก่ ประการแรกระดับความถี่เสียงที่ต้องการจะเกิดความถี่เพี้ยนไปจากความเป็นจริง เนื่องจากถูกเลื่อนความถี่ไปจากความถี่จริง โดยทั่วไปความถี่จะถูกเลื่อนไปประมาณ 5 Hz [33] เพื่อไม่ให้ความถี่เสียงที่ต้องการมีความถี่เพี้ยนมากเกินไป ประการที่สอง ขณะที่กำลังเลื่อนความถี่เสียงหอนให้ห่างออกไปจนกระทั่งหยุดการเกิดเสียงหอนนั้นจะได้ยินเสียงหอนอยู่ตลอดเวลา ซึ่งเหล่านี้เป็นข้อด้อยของวิธีดังกล่าว

กรณีที่สอง การกำจัดการป้อนกลับทางเสียงโดยอาศัยวงจรกรองแบบปรับตัวทำงานในรูปแบบการหาเอกลักษณ์ระบบ ดังแสดงตามรูปที่ 2.5 (ก) ซึ่งระบบที่ไม่ทราบคุณสมบัติในที่นี้คือการป้อนกลับทางเสียง วงจรกรองจะทำการปรับตัวเพื่อหาเอกลักษณ์ของการป้อนกลับทางเสียง เมื่อวงจรกรองปรับตัวจนเกิดการคู่ค่าสัมประสิทธิ์แล้ว วงจรกรองแบบปรับตัวจะมีผลตอบสนองอิมพัลส์เหมือนกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของการป้อนกลับทางเสียง และให้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณ ไขว้ขอยด์ความถี่ตรงกับความถี่เสียงหอน เมื่อนำไปลบกับสัญญาณป้อนกลับก็จะให้สัญญาณผิดพลาดออกมาเป็นสัญญาณเสียงที่ต้องการปราศจากเสียงหอน จากนั้นจึงถูกนำไปเข้าเครื่องขยายเสียงเป็นลำดับต่อไป แต่วิธีนี้ไม่เหมาะสำหรับนำมาแก้ไขปัญหาเสียงหอนในระบบเครื่องขยายเสียง เนื่องจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของการป้อนกลับทางเสียงมีช่วงเวลาที่ยาว (ยาวถึง 500 ms) [33, 38] ทำให้ต้องใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีอันดับสูง (มากกว่าพันอันดับขึ้นไป) ความซับซ้อนในการคำนวณจึงสูงและจะทำให้การปรับตัวของวงจรกรองเป็นไปได้ช้า ส่วนใหญ่วิธีนี้ถูกนำไปใช้สำหรับกำจัดเสียงหอนในระบบเครื่องช่วยฟัง (hearing aids system) สำหรับคนพิการทางการได้ยิน ดังเช่นบทความที่ [29-31] เนื่องจากผลตอบสนองอิมพัลส์ของการป้อนกลับทางเสียงมีช่วงเวลาที่สั้นกว่าที่เกิดขึ้นกับระบบเครื่องขยายเสียง (ยาวนานน้อยกว่า 10 ms) [33, 38]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีการกำจัดเสียงรบกวนด้วยวงจรกรองแบบนอตช์นั้นจะอาศัยวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัวใส่แทรกเข้าไปในเครื่องขยายเสียงระหว่างวงจรขยายเสียงภาคแรก (pre-amplifier) และวงจรควบคุมเสียง (tone control) ดังแสดงตามรูป



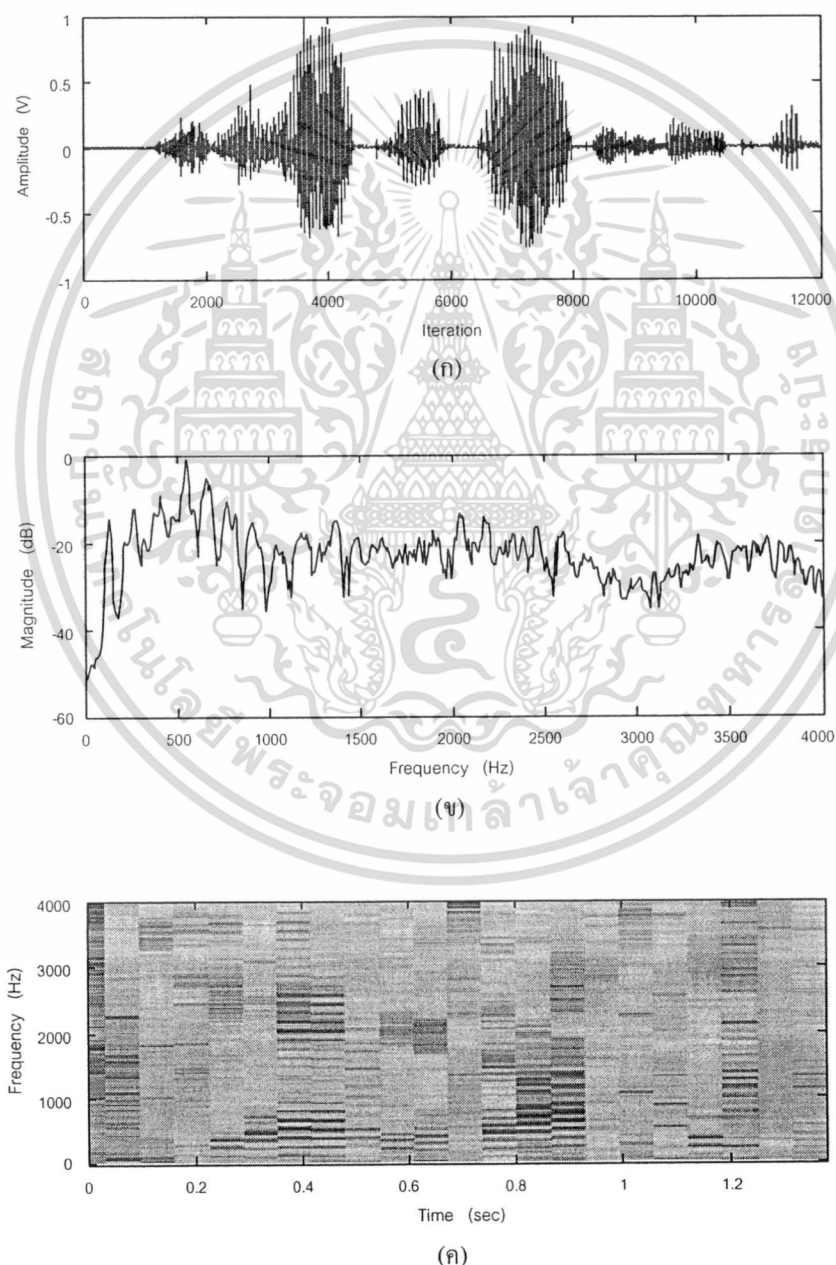
รูปที่ 7.2 การกำจัดเสียงรบกวนด้วยวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัว

จากรูปวงจรถองจะทำการปรับตัวเพื่อให้ผลตอบสนองความถี่มีความถี่นอตช์ตรงกับความถี่เสียงรบกวน โดยไม่จำเป็นต้องทราบผลตอบสนองอิมพัลส์หรือคุณลักษณะทางสถิติของการป้อนกลับทางเสียง ซึ่งวิธีการนี้ทำให้อัตราขยายวงรอบเปิดของระบบที่ความถี่ออสซิลเลตมีขนาดลดลงต่ำกว่าหนึ่ง ดังนั้นเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบจึงถูกกำจัดออกไปได้

การกำจัดเสียงรบกวนด้วยวงจรกรองนอตช์แบบปรับตัวถูกนำเสนอจากหลายบทความเช่น บทความที่ [35, 41] นำเสนอวงจรถองนอตช์ไอโออาร์โครงสร้างแบบ FIR-ALE เพื่อกำจัดเสียงรบกวนในระบบประกาศเสียงสาธารณะ (public address system) บทความที่ [40] และ [42] นำเสนอวงจรถองนอตช์ไอโออาร์โครงสร้างแบบ IIR-FALE เพื่อกำจัดเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารทางเสียงภายในรถยนต์เก๋งขนาดใหญ่ (limousine) และในระบบเครื่องขยายเสียงทั่วไป ตามลำดับ นอกจากนี้บทความที่ [36] นำเสนอการกำจัดเสียงรบกวนในระบบสื่อสารทางโทรศัพท์ด้วยวงจรถองนอตช์ไอโออาร์อันดับสองโครงสร้างจากการแปลงไปลิเนีย ซึ่งหลักการดังกล่าวเหล่านี้สามารถกำจัดเสียงรบกวนได้ดี แต่อย่างไรก็ตามวงจรถองนอตช์โครงสร้างแบบ FIR-ALE และ IIR-FALE ต้องการสัมประสิทธิ์ของวงจรถองจำนวนมาก (50 ถึง 100) ทำให้อัลกอริทึมปรับตัวมีความซับซ้อนในการคำนวณสูง และสำหรับวงจรถองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองตามบทความที่ [36] มีความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมต่ำเนื่องจากการสัมประสิทธิ์เพียงค่าเดียว แต่ลักษณะโครงสร้างดังกล่าวทำให้การกำหนดค่าพารามิเตอร์เพื่อควบคุมแบนด์วิดท์ (คาร์ซีมิโพล) ค่อนข้างยุ่งยาก ดังนั้นในหัวข้อนี้นำเสนอแนวคิดสำหรับกำจัดเสียงรบกวนในระบบเครื่องขยายเสียงด้วยวงจรถองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร สัมประสิทธิ์ของวงจรถองถูกปรับด้วยอัลกอริทึม UPG โดยทำการจำลองแบบการทำงานของระบบเพื่อพิจารณาสมรรถนะของอัลกอริทึมที่นำเสนอ

### 7.1.2 ผลการจำลองแบบสำหรับการกำจัดเสียงรบกวน

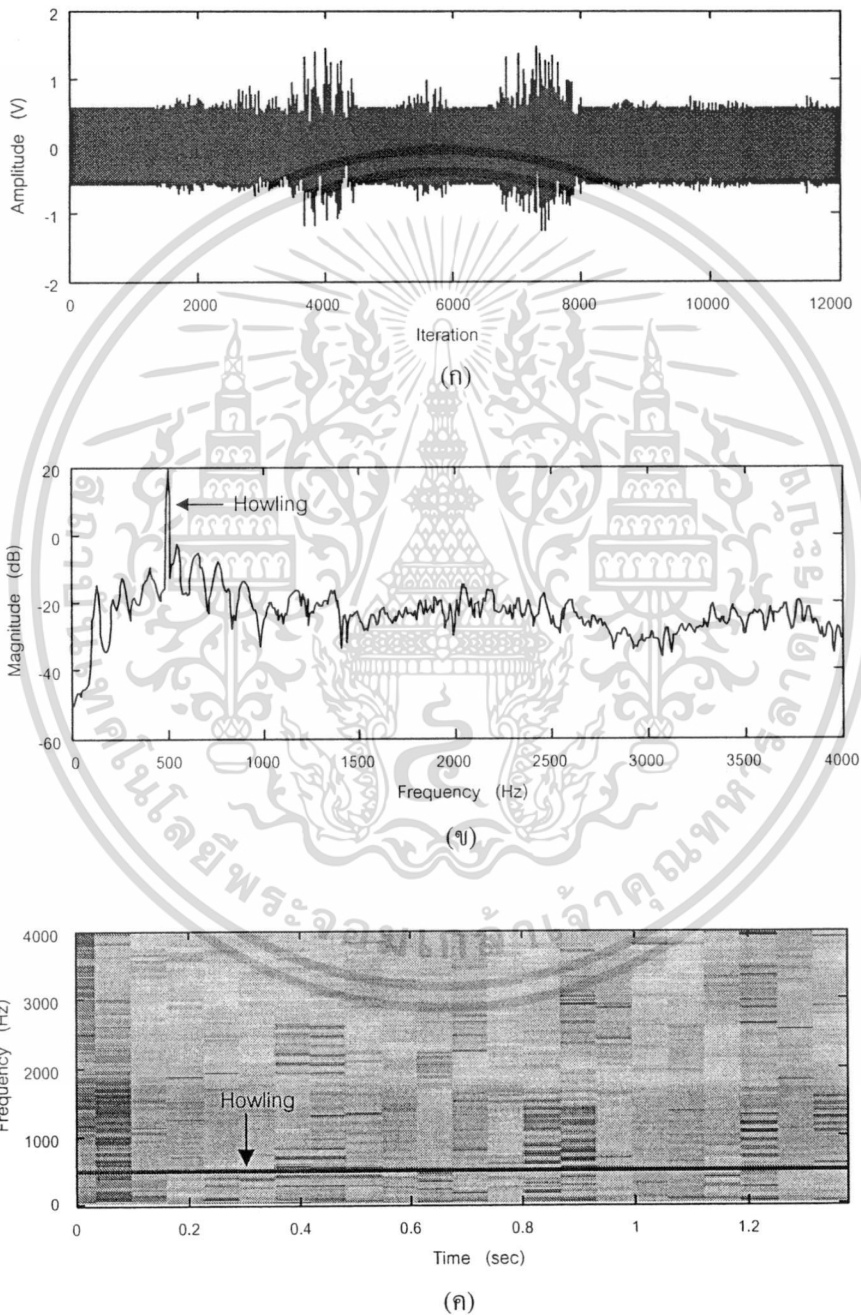
การจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองบังคับกับโพลและซีโรที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG เพื่อกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นกับระบบกระจายเสียง โดยสัญญาณเสียงพูดต้นฉบับที่ใช้ในการจำลองแบบมีความถี่ซีกตัวอย่าง 8 kHz (sample frequency) ให้ข้อมูลของสัญญาณยาว 12000 ตัวอย่าง ดังแสดงตามรูปที่ 7.3 (ก) มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (power spectrum density) หรือค่า PSD ดังรูปที่ 7.3 (ข) และให้กราฟของสเปกโตรแกรมดังรูปที่ 7.3 (ค) ตามลำดับ ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าลักษณะทางขนาดและความถี่ของสัญญาณเสียงพูดแปรค่าแบบสุ่มตามเวลา



รูปที่ 7.3 สัญญาณเสียงพูดต้นฉบับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

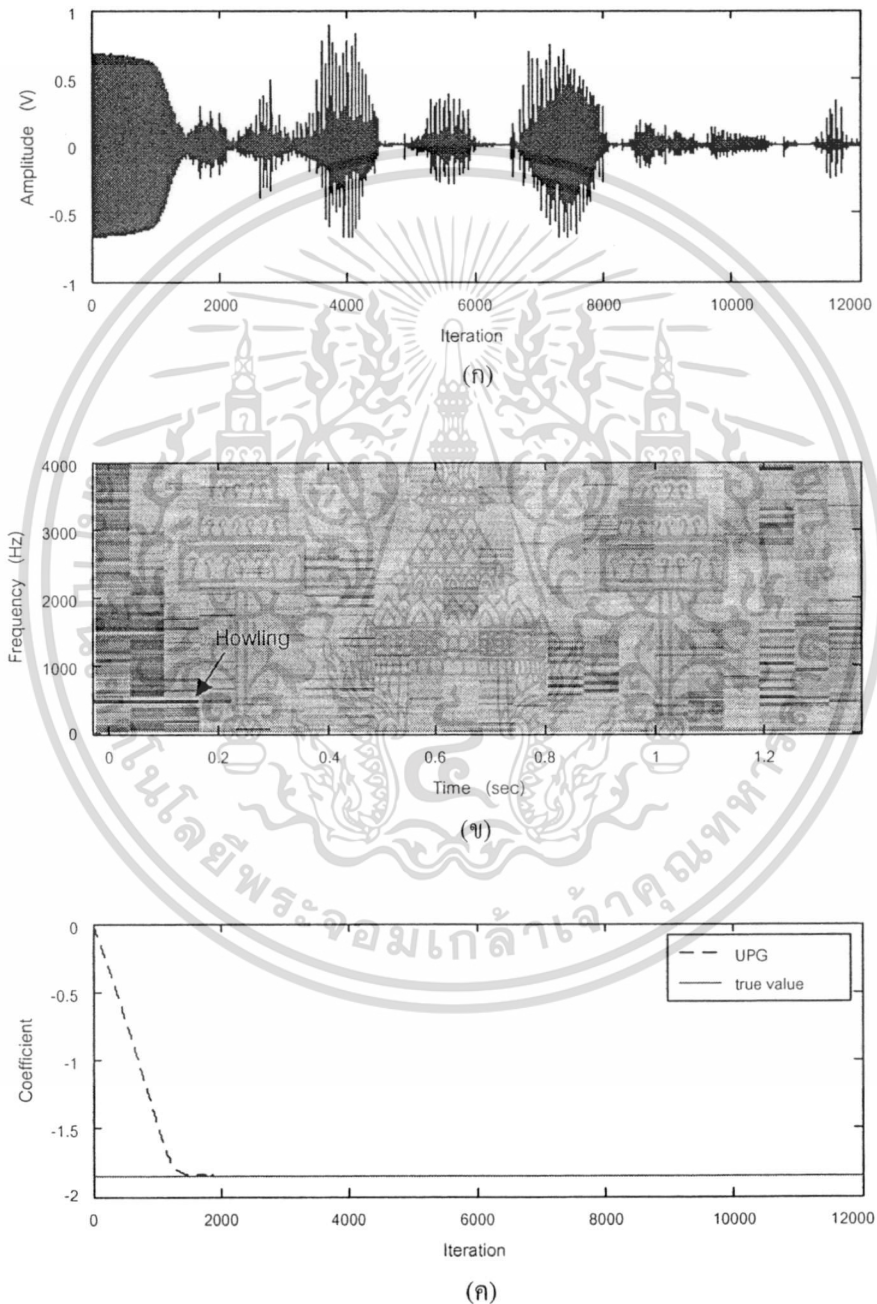
สมมติให้เกิดการป้อนกลับทางเสียงในระบบของเครื่องขยายเสียงจนเกิดเรโซแนนซ์และปรากฏเสียงหอนขึ้นที่ความถี่ 500 Hz ทำให้เกิดการรบกวนแทรกสอดกับสัญญาณเสียงพูดต้นฉบับขึ้นดังรูปที่ 7.4 (ก) มีค่า PSD ของสัญญาณดังรูปที่ 7.4 (ข) และสเปกโตรแกรมแสดงดังรูปที่ 7.4 (ค) ตามลำดับ จากรูปที่ 7.4 (ข) จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมสัญญาณเสียงพูดมีแบนด์วิดท์ที่กว้างเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณเสียงหอนที่มีแบนด์วิดท์แคบ



รูปที่ 7.4 สัญญาณเสียงพูดที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณเสียงหอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 7.4 (ค) แถบเส้นตรงในแนวนอนด้านล่างของรูปคือสเปกตรัมของสัญญาณเสียงหอน ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าสัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณแบนด์กว้าง และสัญญาณเสียงหอนเป็นสัญญาณแบนด์แคบซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ที่ไม่ต้องการ โดยในการจำลองแบบกำหนดให้อัตราส่วนของกำลังเฉลี่ยระหว่างสัญญาณไซนูซอยด์ต่อสัญญาณแบนด์กว้าง หรือ SBR เท่ากับ 10 dB

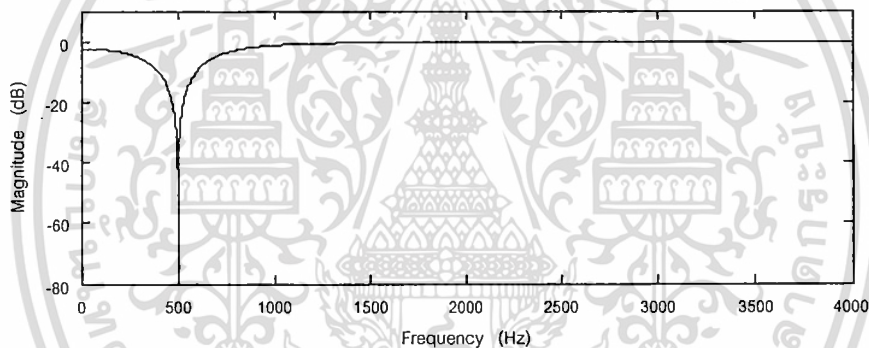


รูปที่ 7.5 สัญญาณที่เอาต์พุตและพฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วย

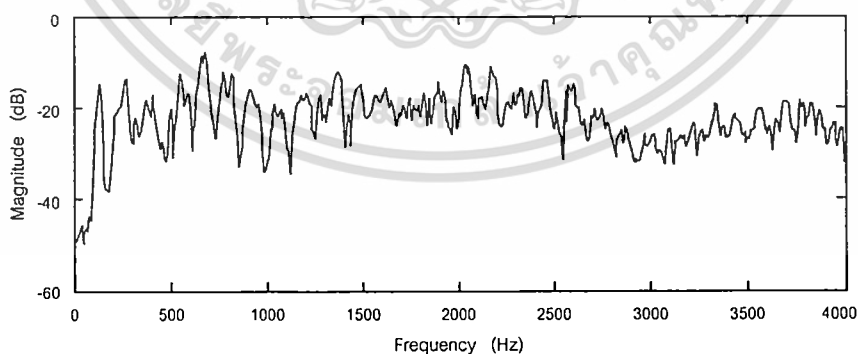
#### อัลกอริทึม UPG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นนำสัญญาณจากรูปที่ 7.4 (ก) ป้อนเข้าสู่อินพุตของวงจรรองนอตช์ไอโออาร์ตามโครงสร้างดังรูปที่ 3.5 โดยกำหนดให้ค่าสัมประสิทธิ์โพลของวงจรรอง  $\rho = 0.8$  และสัมประสิทธิ์ของวงจรรองถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอในสมการที่ (4.49) โดยกำหนดให้ขนาดขั้นของอัลกอริทึม  $\mu = 0.01$  และกำหนดให้สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นของวงจรรอง  $\alpha(0) = 0$  ซึ่งผลจากการจำลองแบบให้สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรรองนอตช์แสดงดังรูปที่ 7.5 (ก) จากรูปพบว่าช่วงระหว่างดัชนีเวลา  $n = 0$  ถึง 1000 มีสัญญาณเสียงรบกวนปรากฏที่เอาต์พุตของวงจรรองนอตช์ แต่หลังจากนั้นขนาดจะลดลงจนหายไปหลังจากดัชนีเวลา  $n = 1600$  โดยสอดคล้องกับสเปกโตรแกรมดังรูปที่ 7.5 (ข) ซึ่งพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณเสียงรบกวนหายไปหลังจากเวลาประมาณ 0.2 วินาที (ความถี่ซีกตัวอย่างของระบบเท่ากับ 8 kHz) เหลือเฉพาะสัญญาณเสียงพูดที่ต้องการ เนื่องจากวงจรรองนอตช์ปรับตัวจนสัมประสิทธิ์เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดแล้วดังแสดงตามรูปที่ 7.5 (ค) ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองมีความถี่นอตช์ตรงกับความถี่เสียงรบกวน 500 Hz ดังแสดงตามรูปที่ 7.6 (ก) ดังนั้นสเปกตรัมสัญญาณเสียงรบกวนจึงสามารถถูกกำจัดออกจากสัญญาณเสียงพูดได้



(ก)

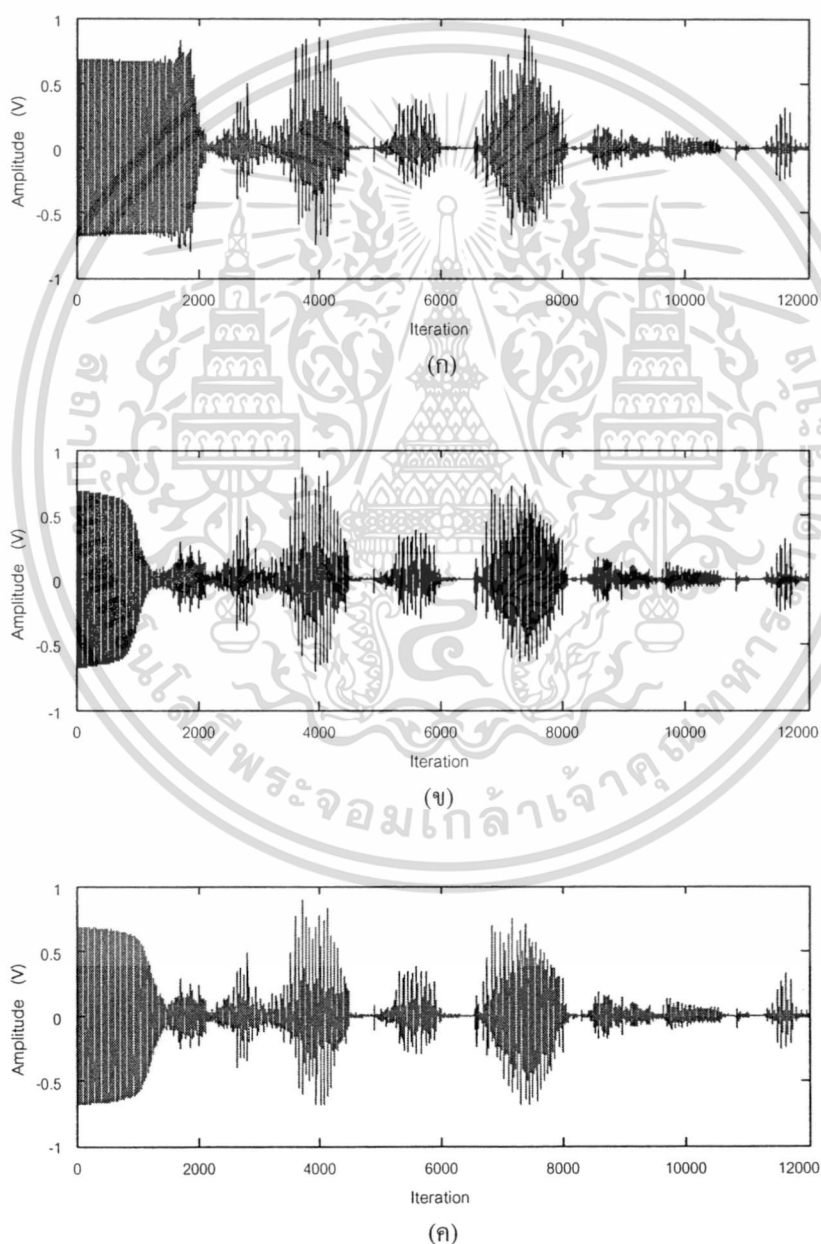


(ข)

รูปที่ 7.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรองนอตช์และค่า PSD ของสัญญาณเอาต์พุต

สำหรับรูปที่ 7.6 (ข) เป็นการแสดงค่า PSD ของสัญญาณเสียงพูดที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรรองนอตช์หลังจากอัลกอริทึมปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว จากรูปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณเสียงหอนได้ถูกกำจัดออกจากสเปกตรัมสัญญาณเสียงพูดแล้ว แต่จากรูปพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณเสียงบริเวณใกล้กับความถี่ 500 Hz มีความผิดเพี้ยนไปจากสเปกตรัมของสัญญาณเสียงพูดต้นฉบับ (รูปที่ 7.3 (ข)) เนื่องจากวงจรกรองนอตซ์ทำให้เกิดการลดทอนทางขนาด ณ บริเวณดังกล่าว แต่อย่างไรก็ตามเมื่อนำสัญญาณเสียงพูดที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์กับสัญญาณเสียงพูดต้นฉบับไปประมวลผลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อฟังเสียงเปรียบเทียบกัน พบว่าสัญญาณเสียงพูดที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์ให้คุณภาพของเสียงที่ไม่แตกต่างจากสัญญาณเสียงพูดต้นฉบับ

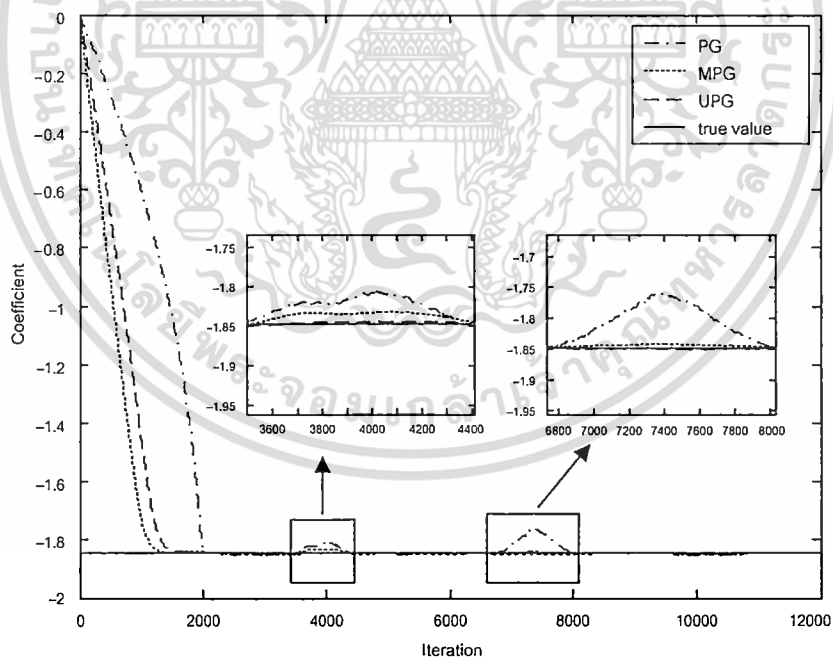


รูปที่ 7.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

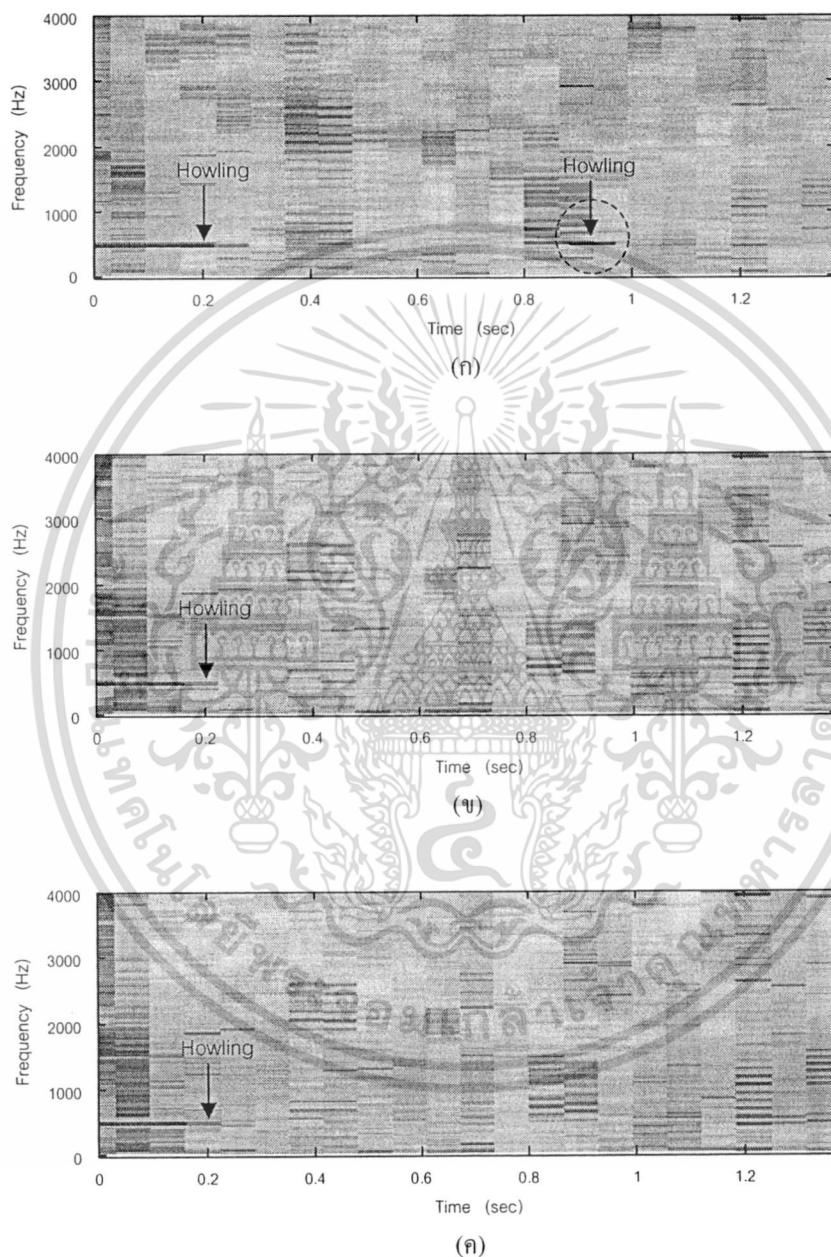
กรณีต่อมาทำการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรรองนอตซ์โครงสร้างดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG เพื่อกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนความถี่ 500 Hz ที่รบกวนสัญญาณเสียงพูดดังรูปที่ 7.4 (ก) ซึ่งกำหนดค่าพารามิเตอร์ในการจำลองแบบดังนี้ รัศมีโพลของวงจรรองนอตซ์  $\rho = 0.8$  กำหนดให้สัมประสิทธิ์เริ่มต้นของวงจรรอง  $a(0) = 0$  ขนาดขั้นของอัลกอริทึม MPG และ UPG กำหนดให้มีค่าเท่ากันนั่นคือ  $\mu = 0.01$  และกำหนดให้ขนาดขั้นของอัลกอริทึม PG คือ  $\mu = 0.05$  นำสัญญาณดังรูปที่ 7.4 (ก) ป้อนเข้าสู่อินพุตของวงจรรองนอตซ์ จากนั้นทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรรองนอตซ์ดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยทั้งสามอัลกอริทึมพร้อมกัน โดยให้ผลจากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 7.7 ถึง 7.10 ตามลำดับ ซึ่งรูปที่ 7.7 เป็นการแสดงเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG ดังรูปที่ 7.7 (ก) อัลกอริทึม MPG ดังรูปที่ 7.7 (ข) และอัลกอริทึม UPG ดังรูปที่ 7.7 (ค) ตามลำดับ ซึ่งจากรูปพบว่าวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG และ UPG ให้ลักษณะการลู่สัมประสิทธิ์ที่ใกล้เคียงกัน เนื่องจากสัญญาณเสียงรบกวนถูกกำจัดออกจากสัญญาณเสียงพูดหลังจากดัชนีเวลา  $n = 1600$  แต่สำหรับวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG ให้อัตราการลู่ต่ำกว่าอัลกอริทึม MPG และ UPG ซึ่งสัญญาณเสียงรบกวนถูกกำจัดออกจากสัญญาณเสียงพูดหลังจากดัชนีเวลา  $n = 2000$



รูปที่ 7.8 การลู่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG

พฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG แสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 7.8 จากรูปพบว่าที่ดัชนีเวลาช่วงระหว่าง 3500 ถึง 4400 และช่วงระหว่าง 6800 ถึง 8000 ซึ่งเป็นช่วงที่พิสัยพลวัต (dynamic range) ของเสียงพูดมีค่าสูง (เมื่อ

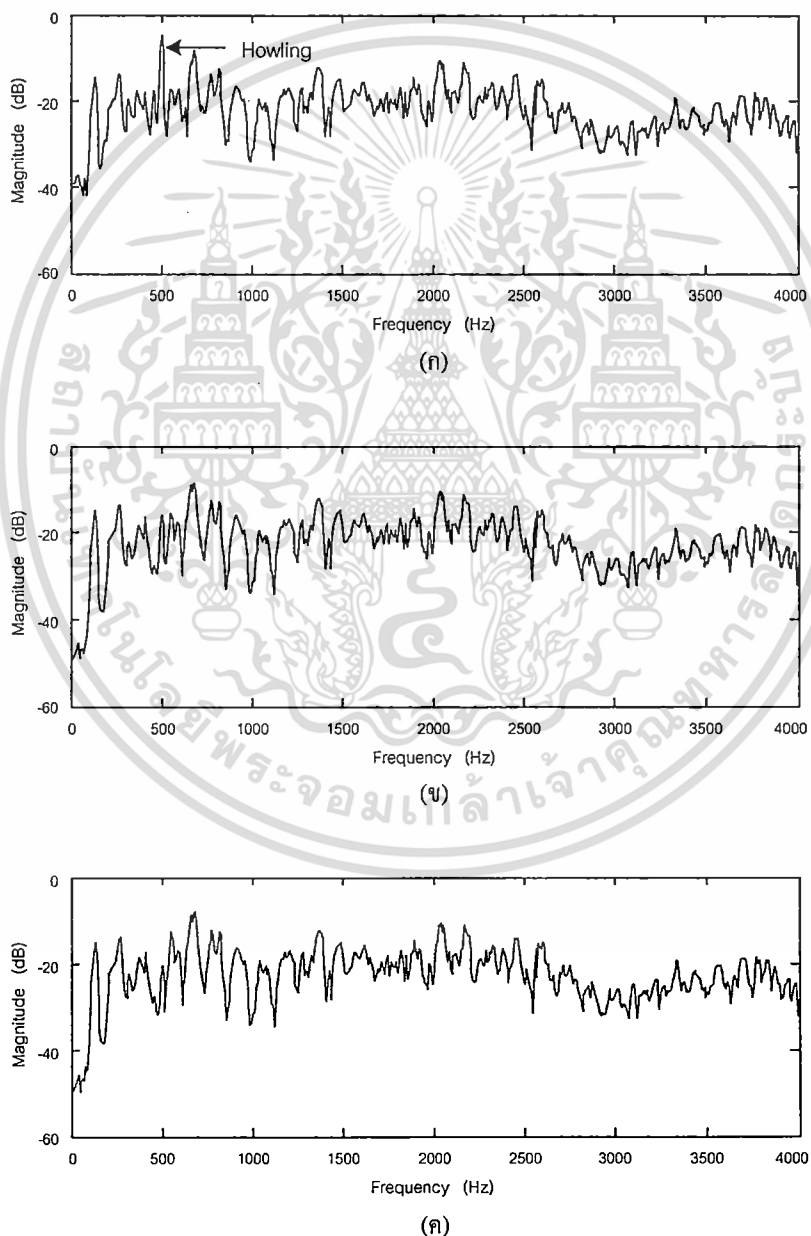
พิจารณาเปรียบเทียบกับรูปที่ 7.3 (ก) วงจรกรองที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG ให้สัมประสิทธิ์คลาดเคลื่อนจากค่าจริงโดยเฉพาะอย่างยิ่งช่วงดัชนีเวลาระหว่าง 7200 ถึง 7800 ทำให้ความถี่นอตช์ของวงจรกรองคลาดเคลื่อนจากความถี่ของสัญญาณเสียงหอนมากจนส่งผลให้ในช่วงเวลาดังกล่าวไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงหอนให้หายไปได้ ซึ่งสอดคล้องกับสเปกโตรแกรมรูปที่ 7.9



รูปที่ 7.9 สเปกโตรแกรมสัญญาณเอาต์พุตวงจรกรองที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG

รูปที่ 7.9 (ก) รูปที่ 7.9 (ข) และรูปที่ 7.9 (ค) แสดงสเปกโตรแกรมสัญญาณเอาต์พุตวงจรกรองนอตช์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ จากรูปที่ 7.9 (ก) พบว่าช่วงเวลาระหว่าง 0.9 ถึง 0.98 วินาที โดยประมาณจะปรากฏสเปกตรัมสัญญาณเสียงหอนขึ้น และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรถองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG ให้สัมประสิทธิ์คลาดเคลื่อนจากค่าจริงในช่วงระหว่าง 3500 ถึง 4400 แต่เนื่องจากสัมประสิทธิ์คลาดเคลื่อนจากค่าจริงเพียงเล็กน้อยทำให้ความถี่นอตซ์ของวงจรถองคลาดเคลื่อนห่างจากความถี่เสียงหอนเพียงเล็กน้อย และสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณเสียงหอนยังคงอยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของวงจรถองนอตซ์ จึงส่งผลให้ยังคงสามารถลดทอนสเปกตรัมสัญญาณเสียงหอนได้ ซึ่งสอดคล้องกับสเปกโตรแกรมดังรูปที่ 7.9 (ข) สำหรับวงจรถองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ให้สัมประสิทธิ์ของวงจรถองใกล้เคียงกับค่าจริงมากที่สุด ทำให้ความถี่นอตซ์ตรงกับสเปกตรัมความถี่สัญญาณเสียงหอน ส่งผลให้สามารถกำจัดสัญญาณเสียงหอนออกจากสัญญาณเสียงพูดได้ ซึ่งสอดคล้องกับสเปกโตรแกรมรูปที่ 7.9 (ค)



รูปที่ 7.10 ค่า PSD ที่เอาต์พุตวงจรถองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรูปที่ 7.10 (ก) รูปที่ 7.10 (ข) และรูปที่ 7.10 (ค) เป็นการแสดงเปรียบเทียบค่า PSD ของสัญญาณเอาต์พุตวงจรกรองนอตช์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ จากรูปที่ 7.10 (ก) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองนอตช์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG ยังคงมีสเปกตรัมของสัญญาณเสียงรบกวนปรากฏให้เห็นเนื่องจากการปรับสัมประสิทธิ์คลาดเคลื่อนจากค่าจริงในช่วงดัชนีเวลาระหว่าง 7200 ถึง 7800 ดังกล่าว สำหรับรูปที่ 7.10 (ข) และรูปที่ 7.10 (ค) เป็น PSD ของสัญญาณเสียงพูดที่ปราศจากสเปกตรัมของสัญญาณเสียงรบกวน

## 7.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลัง ในคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

### 7.2.1 การแทรกสอดของสัญญาณความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังในคลื่นไฟฟ้าหัวใจ

ปัญหาการเกิดสัญญาณรบกวนในระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เครื่องวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจ (electrocardiogram) หรือ ECG ที่เกิดขึ้นอยู่เสมอได้แก่การรบกวนแบบแทรกสอดของสัญญาณ ไซนุซอยด์ความถี่ 50 Hz จากระบบไฟฟ้ากำลังเข้ามาในสัญญาณ ECG ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณและส่งผลให้การอ่านความหมายจากสัญญาณ ECG ของแพทย์เกิดความคลาดเคลื่อนขึ้นได้ [1, 43] ซึ่งสาเหตุของการก่อกำเนิดสัญญาณแทรกสอดเกิดขึ้นจากหลายแหล่งได้แก่ สายส่งไฟฟ้ากำลัง เต้าเสียบไฟฟ้า และเครื่องใช้ไฟฟ้า เป็นต้น สิ่งเหล่านี้เป็นตัวที่ก่อให้เกิดการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกมา ทำให้สามารถเกิดการแทรกสอดได้สองลักษณะได้แก่การแทรกสอดเนื่องจากการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กและการเชื่อมต่อโดยประจุไฟฟ้า (capacitive couple) จากสนามไฟฟ้าเข้ารบกวนสัญญาณ ECG ซึ่งสาเหตุที่ทำให้เกิดการแทรกสอดมีอยู่ด้วยกัน 4 ประการ ได้แก่ ประการแรกเกิดจากการเชื่อมต่อสายสัญญาณจากขั้วไฟฟ้า (electrode) ที่ติดอยู่กับตัวผู้ป่วยมายังเครื่องมือวัดทำให้เกิดเงื่อนไขการไหลของกระแสไฟฟ้าเป็นวง (loop) ขึ้นจึงส่งผลให้สนามแม่เหล็กจากไฟฟ้ากำลังความถี่ 50 Hz สามารถเหนี่ยวนำเข้ามารบกวนสัญญาณ ECG ได้ ประการที่สองเกิดจากการเชื่อมต่อโดยประจุไฟฟ้าเข้าสู่สายสัญญาณที่เชื่อมต่อระหว่างขั้วไฟฟ้ากับเครื่องมือวัดทำให้เกิดกระแสการกระจัด (displacement current) ไหลเข้าสู่ระบบและเกิดการรบกวนสัญญาณ ECG ประการที่สามเกิดจากการเชื่อมต่อโดยประจุไฟฟ้าเข้าสู่ผิวหนังของผู้ป่วยและทำให้เกิดกระแสการกระจัดไหลผ่านตัวผู้ป่วยเข้าสู่ระบบได้ ประการที่สี่เกิดจากการเชื่อมต่อที่ไม่สมบูรณ์ระหว่างขั้วไฟฟ้ากับสายสัญญาณและระหว่างสายสัญญาณกับเครื่องมือวัด ทำให้สนามไฟฟ้าเชื่อมต่อโดยประจุไฟฟ้าเข้าสู่ระบบได้ โดยปกติสัญญาณ ECG ที่วัดได้มีแรงดันไฟฟ้าประมาณ 1 mVp-p ถ้าสัญญาณความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังแทรกสอดเข้ามาในสัญญาณ ECG ไม่นเกิน 1 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันสัญญาณ ECG คุณภาพของสัญญาณที่วัดได้ยังคงอยู่ในระดับที่ดี ซึ่งแพทย์สามารถอ่านค่าความหมายต่าง ๆ จากสัญญาณได้ [43] ที่ผ่านมามีการแก้ไขปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณจากระบบไฟฟ้ากำลังในสัญญาณ ECG เช่น วิธีการใช้สาย

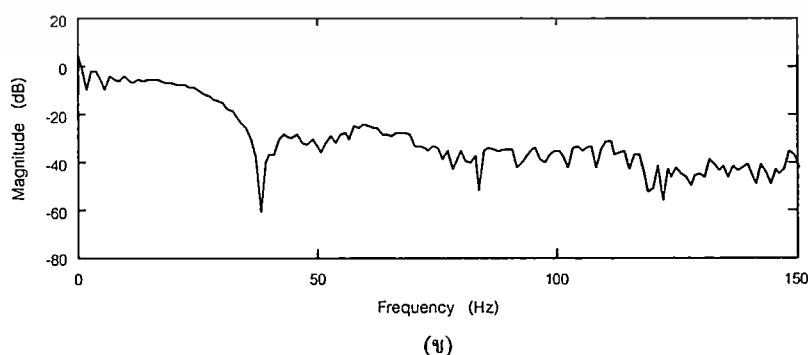
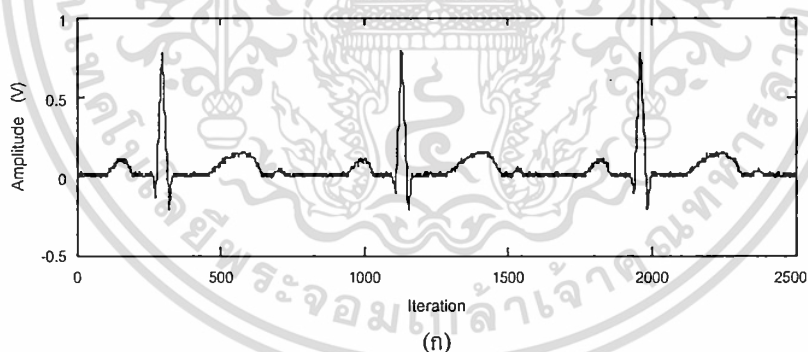
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสัญญาณที่ต่อระหว่างขั้วไฟฟ้ากับเครื่องมือวัดเป็นแบบสายตีเกลียวคู่ (twisted pair) เพื่อส่งสัญญาณแบบได้ดุล (balance) และมีการจัดการระบบกราวด์ที่เหมาะสม [44] วิธีการออกแบบวงจรขยายภาคแรกเพื่อลดสัญญาณแทรกสอด [45] ซึ่งเหล่านี้สามารถลดปัญหาการแทรกสอดได้ระดับหนึ่งเท่านั้น สำหรับวิธีที่นิยมเพื่อแก้ไขปัญหาคือการแทรกสอดมากที่สุดได้แก่การใช้วงจรกรองนอกรีตแบบปรับตัว เนื่องจากมีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดมากที่สุด [1, 17, 46]

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เสนอแนวคิดสำหรับนำวงจรกรองนอกรีตไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองบังคับโพลและซีโรที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG มาทำการกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz จากไฟฟ้ากำลังในสัญญาณ ECG พร้อมทั้งทำการจำลองแบบการทำงานของวงจรกรองนอกรีตแบบปรับตัวดังกล่าวเปรียบเทียบกับการทำงานกับวงจรกรองนอกรีตแบบปรับตัวโครงสร้างเดียวกันที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ตามลำดับ ภายใต้เงื่อนไขการจำลองแบบที่เหมือนกัน

### 7.2.2 ผลการจำลองแบบสำหรับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดความถี่ 50 Hz

กำหนดให้สัญญาณ ECG ซึ่งสร้างจากเครื่องกำเนิดสัญญาณมีแรงดันขนาด 1 Vp-p ความถี่ 1.2 Hz (เนื่องจากอัตราการเต้นหัวใจโดยเฉลี่ยของมนุษย์ที่มีสุขภาพปกติประมาณ 72 ครั้งต่อนาที) และมีความถี่ซีกตัวอย่าง 1 kHz ให้ข้อมูลของสัญญาณจำนวน 2500 ตัวอย่าง ซึ่งลักษณะของสัญญาณ ECG ต้นฉบับแสดงดังรูปที่ 7.11 (ก) และค่า PSD ของสัญญาณดังรูปที่ 7.11 (ข)

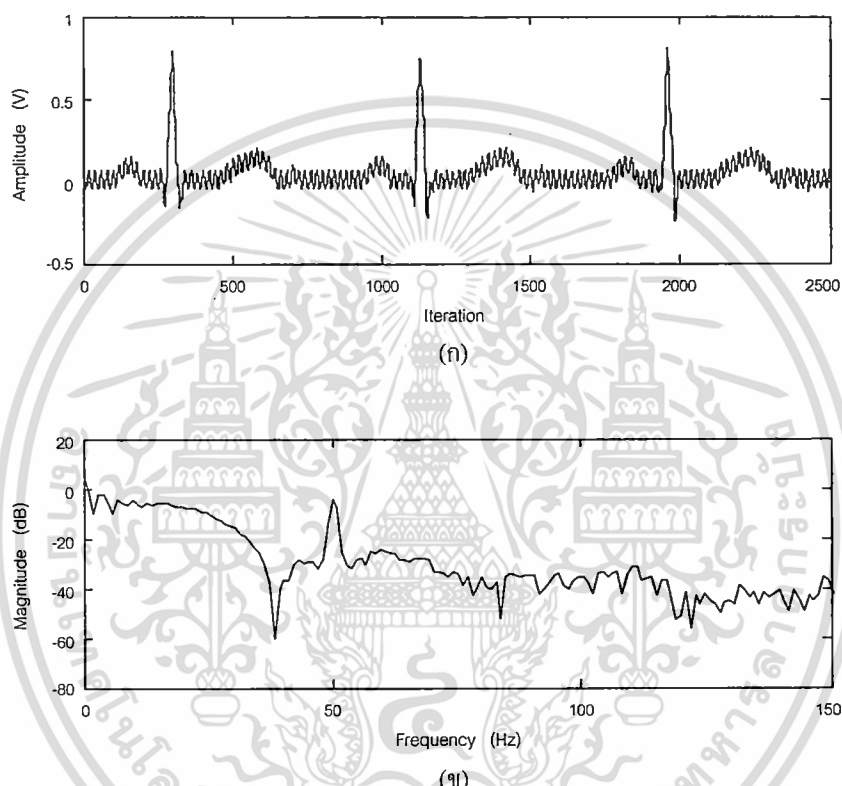


รูปที่ 7.11 สัญญาณ ECG และค่า PSD ของสัญญาณต้นฉบับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

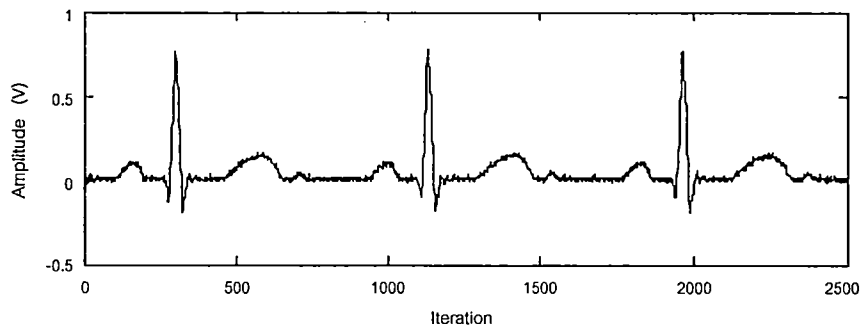
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร กำหนดให้ค่ารัศมีโพลของวงจรกรอง  $\rho = 0.95$  สัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้น  $a(0) = -1.9$  เนื่องจากทราบความถี่ของสัญญาณแทรกสอดที่ชัดเจน ดังนั้นจึงสามารถกำหนดสัมประสิทธิ์ค่าเริ่มต้นให้ใกล้เคียงกับค่าจริง เพื่อต้องการลดช่วงของสถานะชั่วคราวทำให้อัลกอริทึมปรับตัวเข้าสู่สถานะอยู่ตัวได้เร็ว [46] กำหนดให้ขนาดขั้นของอัลกอริทึม MPG และ UPG เท่ากันคือ  $\mu = 1 \times 10^{-4}$  และอัลกอริทึม PG กำหนดให้ขนาดขั้น  $\mu = 4 \times 10^{-3}$

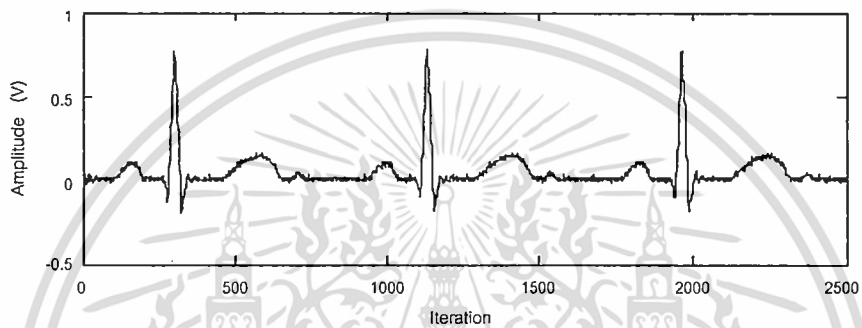


รูปที่ 7.12 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณ ไซนูซอยด์ขนาด 5 เปอร์เซ็นต์ของ ECG

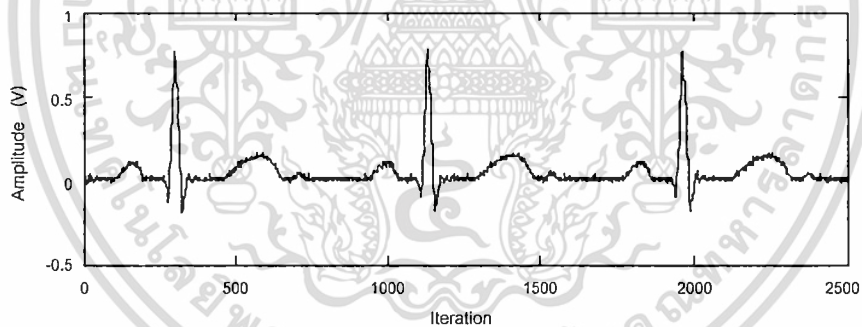
กรณีแรกกำหนดให้สัญญาณ ECG ดังรูปที่ 7.11 ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณ ไซนูซอยด์ ความถี่ 50 Hz ขนาด 5 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณ ECG ซึ่งให้ลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 7.12 (ก) และมีค่า PSD ดังรูปที่ 7.12 (ข) จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณ ECG เป็นสัญญาณแบบแบนด์กว้างเมื่อเปรียบเทียบกับสเปกตรัมกับสัญญาณ ไซนูซอยด์ซึ่งเป็นสัญญาณแบนด์แคบ จากนั้นนำสัญญาณจากรูปที่ 7.12 (ก) ป้อนเข้าสู่อินพุตของวงจรกรองนอตช์โครงสร้างดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ ซึ่งให้สัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตของวงจรกรองแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 7.13 และให้ค่า PSD ของสัญญาณ ECG เอาต์พุตดังรูปที่ 7.14 ตามลำดับ



(ก)



(ข)

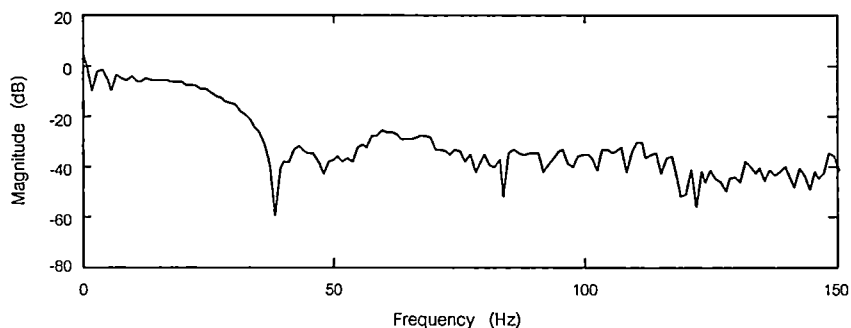


(ค)

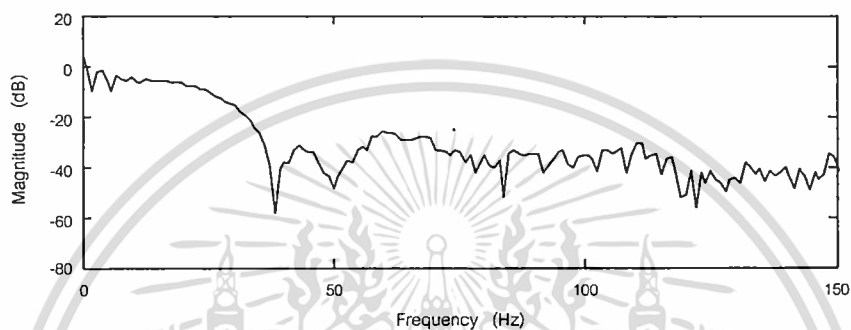
**รูปที่ 7.13** สัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไขนุชอยด์ขนาด 5 เปรอร์เซ็นต์ของ ECG

รูปที่ 7.13 (ก) รูปที่ 7.13 (ข) และรูปที่ 7.13 (ค) เป็นสัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตของ วงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ จากรูปจะเห็นได้ว่า สัญญาณไขนุชอยด์ความถี่ 50 Hz ที่แทรกสอดเข้ามาในสัญญาณ ECG สามารถถูกกำจัดออกไปได้ สำหรับรูปที่ 7.14 (ก) รูปที่ 7.14 (ข) และรูปที่ 7.14 (ค) เป็นค่า PSD ของสัญญาณ ECG ที่เอาต์พุต ของวงจรกรองนอตซ์ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ

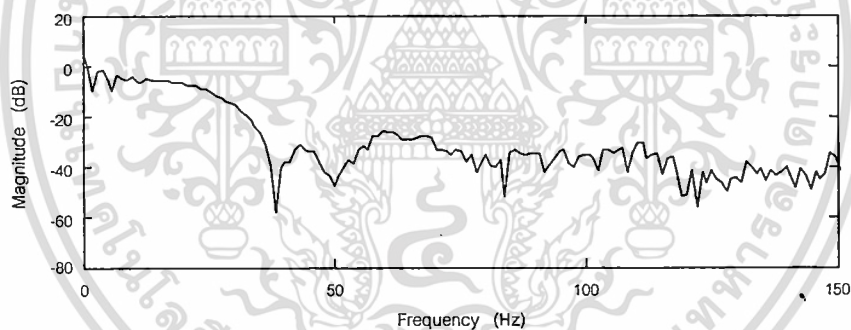
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



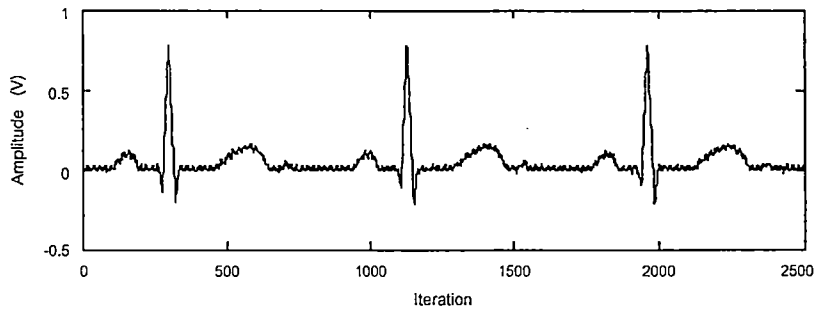
(ค)

รูปที่ 7.14 ค่า PSD สัญญาณเอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณ ไซนูซอยด์ขนาด 5 เฮอร์เซ็นต์ซ์ของ ECG

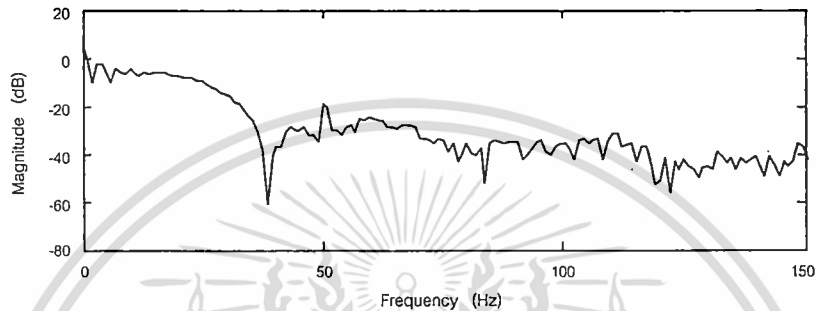
จากรูปที่ 7.14 จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ ไซนูซอยด์ความถี่ 50 Hz ถูกกำจัดออกไปแล้ว แต่พบว่าบริเวณใกล้กับความถี่ 50 Hz สเปกตรัมของสัญญาณ ECG ที่ได้มีความผิดเพี้ยนไปจากสเปกตรัมต้นฉบับดังรูปที่ 7.11 (ข) อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์รูปที่ 7.13 กับสัญญาณจากต้นฉบับรูปที่ 7.11 พบว่าไม่แตกต่างกัน และเมื่อนำสัญญาณรูปที่ 7.13 และค่า PSD รูปที่ 7.14 เปรียบเทียบกับสัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณ ไซนูซอยด์ความถี่ 50 Hz ขนาดเป็น 1 เฮอร์เซ็นต์ซ์ของสัญญาณ ECG ดังรูปที่ 7.15 พบว่าสัญญาณจากรูปที่ 7.13 ให้คุณภาพที่ดีกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

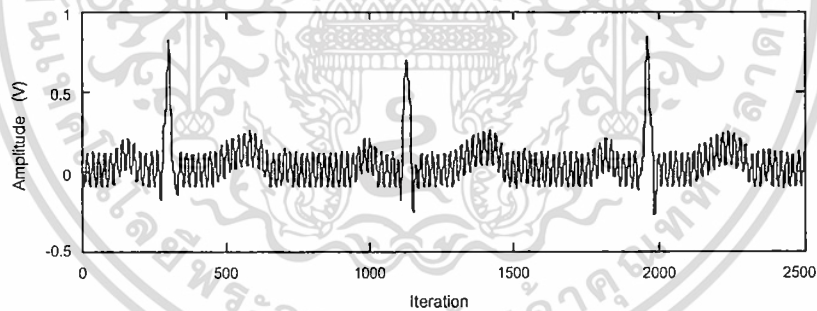


(ก)

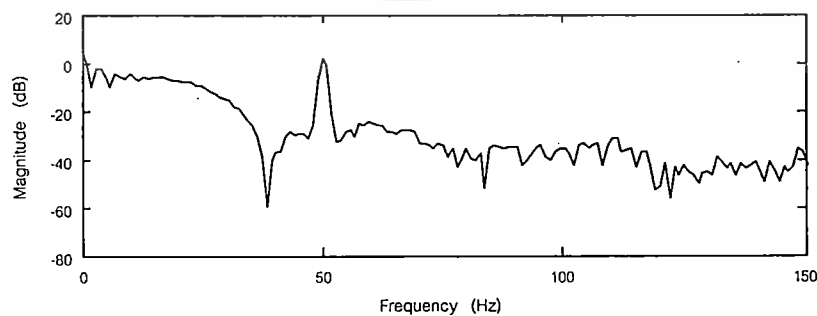


(ข)

รูปที่ 7.15 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไซน์หอยค้ขนาด 1 เเปอร์เซ็นต์ของ ECG



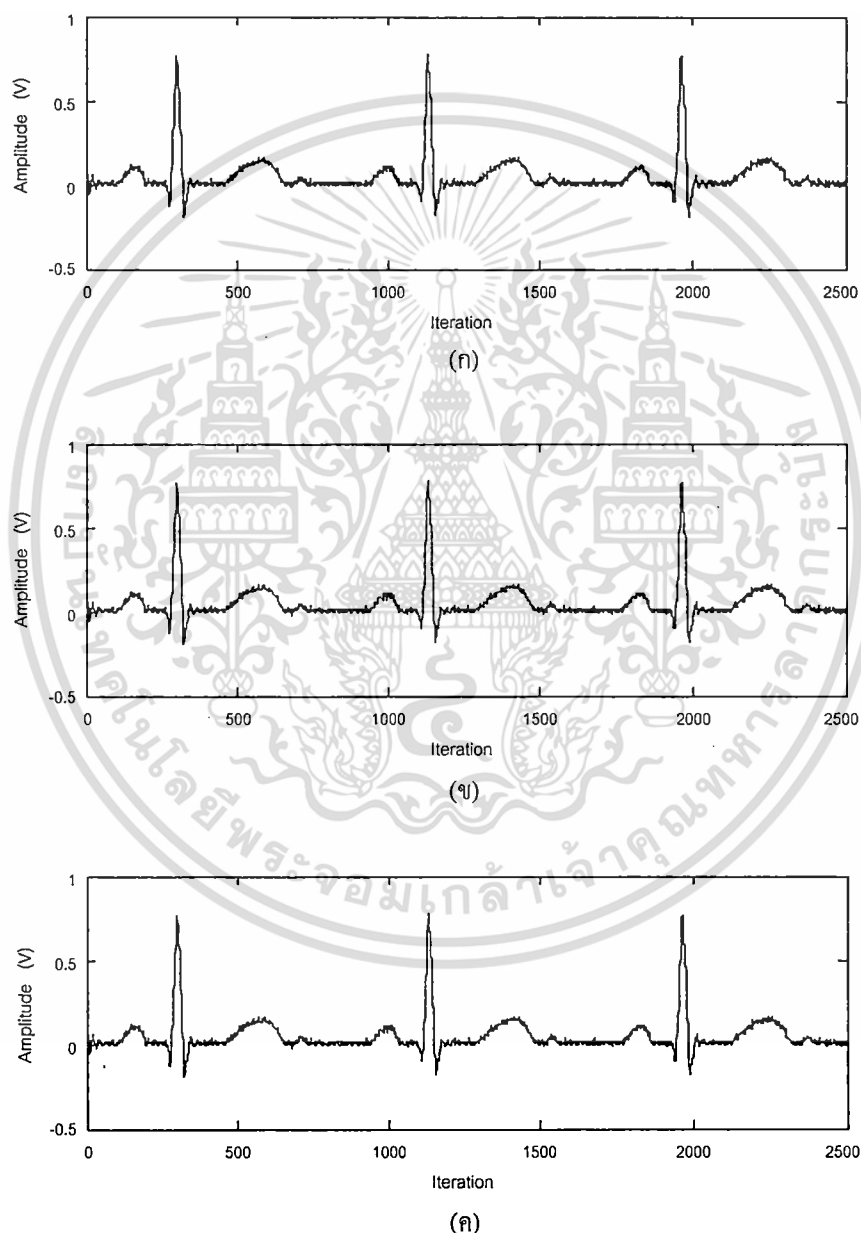
(ก)



(ข)

รูปที่ 7.16 สัญญาณ ECG ที่ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไซน์หอยค้ขนาด 10 เเปอร์เซ็นต์ของ ECG  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ เวลสำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

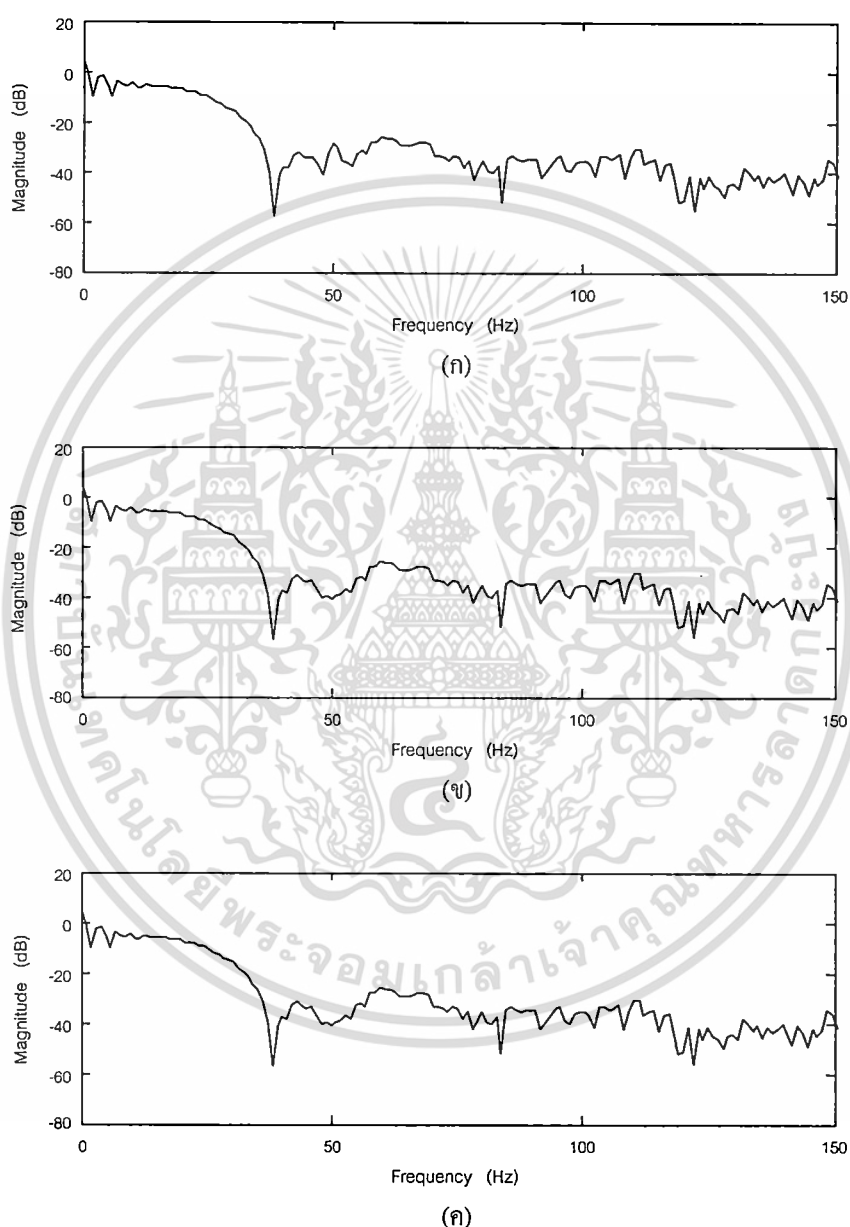
กรณีที่สองกำหนดให้สัญญาณ ECG ดังรูปที่ 7.11 ถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณไชนูซอยด์ ความถี่ 50 Hz ขนาด 10 เปอร์เซ็นต์ ของสัญญาณ ECG ซึ่งให้ลักษณะสัญญาณดังรูปที่ 7.16 (ก) และมีค่า PSD ดังรูปที่ 7.16 (ข) จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวป้อนเข้าสู่อินพุตของวงจรกรองนอตช์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในการจำลองแบบเหมือนกับกรณีข้างต้น ซึ่งให้ผลของสัญญาณที่เอาต์พุตวงจรกรองนอตช์ที่ปรับด้วยอัลกอริทึมทั้งสามแสดงเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 7.17 และค่า PSD ของสัญญาณแสดงดังรูปที่ 7.18 ตามลำดับ



รูปที่ 7.17 สัญญาณ ECG เอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไชนูซอยด์ขนาด 10 เปอร์เซ็นต์ของ ECG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.17 (ก) รูปที่ 7.17 (ข) และรูปที่ 7.17 (ค) เป็นสัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ สำหรับรูปที่ 7.18 (ก) รูปที่ 7.18 (ข) และรูปที่ 7.18 (ค) เป็นค่า PSD ของสัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตของวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ จากรูปพบว่าวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม MPG และ UPG ให้ลักษณะของสัญญาณและค่า PSD ที่เอาต์พุตเหมือนกัน



รูปที่ 7.18 PSD สัญญาณเอาต์พุตหลังจากกำจัดสัญญาณไชนูซอยด์ขนาด 10 เฮอร์เซ็นต์ของ ECG

สำหรับวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG ให้สัญญาณ ECG ที่เอาต์พุตดังรูปที่ 7.17 (ก) เหมือนกับรูปที่ 7.17 (ข) และรูปที่ 7.17 (ค) แต่เมื่อทำการพิจารณาค่า PSD ของสัญญาณดังกล่าว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.18 (ก) พบว่ายังคงปรากฏสเปกตรัมของสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่ 50 Hz ที่มีขนาดต่ำ ๆ ซึ่งอาจจะมีสาเหตุจากความถี่นอตซ์ของวงจรกรองคลาดเคลื่อนจากความถี่ 50 Hz แต่อย่างไรก็ตามเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 7.15 พบว่าสัญญาณไซนูซอยด์ที่แทรกสอดในสัญญาณ ECG มีขนาดต่ำกว่า 1 เปอร์เซ็นต์

### 7.3 สรุป

การแทรกสอดของสัญญาณไซนูซอยด์เข้าไปรบกวนสัญญาณต่าง ๆ ในระบบนั้นเกิดขึ้นอยู่เสมอได้แก่ การเกิดเสียงรบกวนในระบบต่าง ๆ เช่นระบบเครื่องขยายเสียง ระบบประชุมทางไกล และอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังสำหรับผู้พิการทางการได้ยิน เป็นต้น และการแทรกสอดของสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่ 50 Hz จากระบบไฟฟ้ากำลังเข้าไปในสัญญาณ ECG ในบทนี้กล่าวถึงแนวคิดสำหรับการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียง และการกำจัดสัญญาณไซนูซอยด์ความถี่ 50 Hz จากระบบไฟฟ้ากำลังที่แทรกสอดในสัญญาณ ECG โดยการนำวงจรกรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรซึ่งปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG มาทำการกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวออกจากสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งผลจากการจำลองแบบพบว่าวงจรกรองนอตซ์ที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ได้ดี

## บทที่ 8

# สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

### 8.1 สรุปผลการวิจัย

การแทรกสอดของสัญญาณ ไซนูซอยด์เข้าไปรบกวนสัญญาณในระบบต่าง ๆ ของงานทางวิศวกรรมไฟฟ้า เช่น ระบบเครื่องมือวัดทางการแพทย์ ระบบควบคุมในงานอุตสาหกรรม ระบบสื่อสาร และระบบงานทางการขยายเสียง เป็นต้น มีปรากฏขึ้นบ่อยครั้ง และส่วนใหญ่ได้นำวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวมาใช้สำหรับแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยเฉพาะวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร เนื่องจากโครงสร้างดังกล่าวมีสมรรถนะของการทำงานที่ดี ความซับซ้อนของการคำนวณต่ำสามารถสร้างให้ทำงานที่เวลาจริงได้ง่าย และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองสามารถกำหนดได้ง่าย

อัลกอริทึมสำหรับปรับตัววงจรกรองนอตช์ไอโออาร์ส่วนใหญ่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์ โดยเฉพาะอัลกอริทึม PG (plain gradient) ซึ่งทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย ถูกนำมาศึกษาพัฒนาและนำไปประยุกต์ใช้งานค่อนข้างกว้างขวาง เนื่องจากเป็นอัลกอริทึมที่มีพื้นฐานการทำงานไม่ซับซ้อน การกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ กระทำได้ง่าย ขณะที่อัลกอริทึมมีสมรรถนะค่อนข้างดี แต่อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมที่ทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายมีปัญหาเกี่ยวกับการเกิดไบอัสขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ที่ประมาณค่าได้เมื่ออัลกอริทึมปรับตัวจนเข้าสู่สถานะอยู่ตัวแล้ว ซึ่งค่าไบอัสดังกล่าวส่งผลโดยตรงให้วงจรกรองมีความถี่นอตช์คลาดเคลื่อนจากความถี่จริง เมื่อนำวงจรกรองนอตช์ดังกล่าวไปใช้งาน จะทำให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไซนูซอยด์ให้หมดออกไปจากระบบได้

วิทยานิพนธ์นี้จึงมีแนวคิดและจุดมุ่งหมายเพื่อพัฒนาอัลกอริทึมที่ปราศจากค่าไบอัสซึ่งทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายสำหรับปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตช์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งวงจรกรองนอตช์ดังกล่าวมีฟังก์ชันถ่ายโอนที่ให้จำนวนซีโรและโพลที่เป็นคู่สังยุคกันอย่างละหนึ่งคู่ โดยซีโรถูกบังคับให้อยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยของระนาบ  $z$  โพลถูกบังคับให้อยู่ภายในวงกลมหนึ่งหน่วยและอยู่บนรัศมีเดียวกับซีโร ห่างจากจุดกำเนิดของระนาบด้วยค่ารัศมีโพล  $\rho$  สำหรับโครงสร้างของวงจรกรองนอตช์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้มีลักษณะเป็นไอโออาร์รูปแบบโดยตรงแบบที่หนึ่ง มีสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ปรับค่าได้อยู่ในช่วง  $-2$  ถึง  $2$  ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดความถี่นอตช์ (ตำแหน่งซีโรบนวงกลมหนึ่งหน่วย) ของวงจรกรอง ขณะที่ค่ารัศมีโพล  $\rho$  (มีค่าอยู่ในช่วง  $0 \leq \rho < 1$ ) เป็นพารามิเตอร์กำหนดแบนด์วิดท์ของวงจรกรองนอตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัลกอริทึมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เพื่อปรับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตซ์ โครงสร้างดังกล่าว เป็นอัลกอริทึมที่ปราศจากค่าไบอัสโดยอาศัยฟังก์ชันจุดประสงค์มีลักษณะ เหมือนกับอัลกอริทึม MPG (modified plain gradient) เพื่อเป็นเกณฑ์สำหรับการปรับสัมประสิทธิ์ และเนื่องจากอัลกอริทึมที่นำเสนอทำงานอยู่บนพื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย ดังนั้นจึง มีชื่อว่าอัลกอริทึม UPG (unbiased plain gradient) โดยหลักการที่นำเสนอได้อาศัยการเพิ่มฟังก์ชัน เข้าไปในอัลกอริทึม ซึ่งฟังก์ชันดังกล่าวจะให้ค่าสหสัมพันธ์ข้าม ( $R_{13}$ ) ที่สามารถนำไปหักล้างกับค่า สหสัมพันธ์ข้ามที่เกิดจากสัญญาณแบนด์กว้าง ( $R_{23}$ ) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์โดดเด่นที่มีอิทธิพลต่อการ เกิดค่าไบอัสขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตซ์ที่ถูกปรับค่าด้วยอัลกอริทึมซึ่งทำงานอยู่บน พื้นฐานการประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่าย เมื่อค่า  $R_{23}$  ถูกกำจัดออกไปจากอัลกอริทึมแล้วจะส่งผล โดยตรงให้ค่าไบอัสหายไปจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตซ์ได้ และด้วยการใช้เทคนิคนี้ทำให้ การคำนวณเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้นกล่าวคือ การคูณเพิ่มขึ้นหนึ่งครั้งการบวกเพิ่มขึ้นสองครั้ง

เพื่อยืนยันถึงความถูกต้องของหลักการที่นำเสนอ จึงได้ทำการวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อ พิจารณาพฤติกรรมที่สถานะอยู่ตัวและสถานะชั่วคราวของอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยอาศัยเทคนิคการ ทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่งมาวิเคราะห์หาสมการสุดท้ายรูปกระชับของสองกรณีดังกล่าว จากนั้น นำผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทางทฤษฎีมาศึกษาเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบของอัลกอริทึมเพื่อ ยืนยันความถูกต้องของผลจากการวิเคราะห์ทางทฤษฎี จากการศึกษาพบว่าอัลกอริทึมที่นำเสนอเป็น อัลกอริทึมปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนอตซ์แบบปราศจากค่าไบอัส และพบว่าผลจากการ วิเคราะห์ทางทฤษฎีมีลักษณะที่สอดคล้องกับผลจากการจำลองแบบในทุกกรณีของการศึกษา เปรียบเทียบ

เนื่องจากอัลกอริทึมที่นำเสนอได้พัฒนามาจากอัลกอริทึม MPG ซึ่งทำงานอยู่บนพื้นฐาน การประมาณค่าเกรเดียนต์แบบง่ายดังเช่นอัลกอริทึม PG ดังนั้นจึงได้ทำการศึกษาเปรียบเทียบ สมรรถนะของทั้งสามอัลกอริทึมเพื่อพิจารณาพฤติกรรมที่สถานะอยู่ตัว พฤติกรรมการลู่ที่สถานะ ชั่วคราวและพฤติกรรมการติดตาม ด้วยการจำลองแบบวงจรกรองนอตซ์ไอโออาร์แบบปรับตัวอันดับ สองที่บังคับโพลและซีโร ซึ่งสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองถูกปรับด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ ภายใต้เงื่อนไขของการจำลองแบบที่เหมือนกัน ผลจากการจำลองแบบที่แสดง เปรียบเทียบกันพบว่าวงจรกรองนอตซ์โครงสร้างดังกล่าวปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG ที่นำเสนอมี สมรรถนะดีกว่าวงจรกรองนอตซ์ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG ในทุกกรณีของเงื่อนไขการ จำลองแบบ

นอกจากนั้นในวิทยานิพนธ์ได้เสนอแนวคิดในการนำวงจรกรองนอตซ์ไอโออาร์แบบ ปรับตัวอันดับสองที่บังคับโพลและซีโรซึ่งปรับตัวด้วยอัลกอริทึม UPG เพื่อประยุกต์ใช้งานสำหรับ การกำจัดเสียงรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบเครื่องขยายเสียง และการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจาก สัญญาณไซนุซoidal ความถี่ 50 Hz ของระบบไฟฟ้ากำลังเข้าไปในสัญญาณ ECG ซึ่งเป็นเครื่องมือวัด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณคลื่นไฟฟ้าหัวใจในทางการแพทย์ โดยทำการจำลองแบบวงจรกรองนอตซ์โครงสร้างดังกล่าวที่ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG MPG และ UPG ตามลำดับ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวของทั้งสามอัลกอริทึมภายใต้การกำหนดเงื่อนไขการจำลองแบบที่เหมือนกัน ซึ่งผลจากการจำลองแบบแสดงเปรียบเทียบกันพบว่าวงจรกรองนอตซ์ปรับตัวด้วยอัลกอริทึมที่นำเสนอให้สมรรถนะของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบไขนุชอยด์ค่อนข้างดีกว่าวงจรกรองนอตซ์ปรับตัวด้วยอัลกอริทึม PG และ MPG

## 8.2 ข้อเสนอแนะ

เนื่องจากเนื้อหาที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงจุดเริ่มต้นของการวิจัย จึงมีอีกหลายประเด็นของหัวข้อวิจัยที่น่าสนใจ เช่น การวิเคราะห์ทางทฤษฎีเพื่อศึกษาพฤติกรรมตามของอัลกอริทึม การวิเคราะห์เพื่อศึกษาพฤติกรรมการลู่สัมประสิทธิ์ที่สถานะชั่วคราวโดยอาศัยเทคนิคอื่นที่ให้ความแม่นยำในการประมาณค่ามากกว่าเทคนิคการทำให้เป็นเชิงเส้นเฉพาะแห่ง ตลอดจนการวิจัยเพื่อพัฒนาแนวคิดการประยุกต์ใช้งานที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ให้สามารถทำงานที่เวลาจริงได้ ซึ่งเหล่านี้จะเป็นหัวข้อวิจัยเพื่อศึกษาพัฒนาต่อยอดองค์ความรู้เป็นลำดับต่อไป

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Widrow B., *et al.* "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications." **Proc. IEEE**, vol. 63, no. 12, Dec. 1975. pp. 1692-1716.
- [2] Glover J. R. "Adaptive Noise Canceling Applied to Sinusoidal Interferences." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-25, no. 6, Dec. 1977. pp. 484-491.
- [3] Zeidler J. R., Satorius E. H., Chabries D. M. and Wexler H. T. "Adaptive Enhancement of Multiple Sinusoids in Uncorrelated Noise." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-26, no. 3, June 1978. pp. 240-254.
- [4] Treichler J. R. "Transient and Convergent Behavior of the Adaptive Line Enhancer." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-27, no. 1, Feb. 1979. pp. 53-62.
- [5] Wang F., Mechefske C. K. "Frequency Properties of an Adaptive Line Enhancer." **Mechanical Sys., Signal Process.**, vol. 18, 2004. pp. 797-812.
- [6] Chang J., Glover J. R. "The Feedback Adaptive Line Enhancer: A Constrained IIR Adaptive Filter." **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 41, no. 11, Nov. 1993. pp. 3161-3166.
- [7] Choi J. W., Cho N. I. "Suppression of Narrow-band Interference in DS-spread Spectrum Systems using Adaptive IIR Notch Filter." **Signal Processing**, vol. 82, 2002. pp. 2003-2013.
- [8] Hush D. R., Ahmed N., David R. and Stearns S. D. "An Adaptive IIR Structure for Sinusoidal Enhancement, Frequency Estimation, and Detection." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-34, no. 6, Dec. 1986. pp. 1380-1390.
- [9] Petraglia M. R., Shynk J. J. and Mitra S. K. "Stability Bounds and Steady-state Coefficient Variance for a Second-order Adaptive IIR Notch Filter." **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 42, no. 7, July 1994. pp. 1841-1845.
- [10] Boroujeny B. F. "An IIR Adaptive Line Enhancer with Controlled Bandwidth." **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 45, no. 2, Feb. 1997. pp. 477-481.
- [11] Xiao Y., Tadokoro Y. and Kobayashi Y. "A New Memoryless Nonlinear Gradient Algorithm for a Second-order Adaptive IIR Notch Filter and Its Performance Analysis." **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol. 45, no. 4, Apr. 1998. pp. 462-472.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] Rao D. V. B., Kung S. Y. "Adaptive Notch Filtering for the Retrieval of Sinusoids in Noise." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-32, no. 4, Aug. 1984. pp. 791-802.
- [13] Nehorai A. "A Minimal Parameter Adaptive Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-33, no. 4, Aug. 1985. pp. 983-996.
- [14] Ng T. S. "Some Aspects of an Adaptive Digital Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. ASSP-35, no. 2, Feb. 1987. pp. 158-161.
- [15] Stoica P., Nehorai A. "Performance Analysis of an Adaptive Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. 36, no. 6, June. 1988. pp. 911-919.
- [16] Chicharo J. F., Ng T. S. "Gradient-based Adaptive IIR Notch Filtering for Frequency Estimation." **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.**, vol. 38, no. 5, May 1990. pp. 769-777.
- [17] Pei S. C., Tseng C. C. "Adaptive IIR Notch Filter Based on Least Mean  $p$ -Power Error Criterion." **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol. 40, no. 8, Aug. 1993. pp. 525-529.
- [18] Xiao Y., Takeshita Y. and Shida K. "Steady-state Analysis of a Plain Gradient Algorithm for a Second-order Adaptive IIR Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol. 48, no. 7, July 2001. pp. 733-740.
- [19] Punalard R., Lorsawatsiri A., Koseeyaporn J., Wardkein P. and Roeksabutr A. "Adaptive IIR Notch Filters Based on New Error Criteria." **Signal Processing**, vol. 88, 2008. pp. 685-703.
- [20] Widrow B., McCool J. M., Larimore M. G. and Johnson C. R. "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter." **Proc. IEEE**, vol. 64, no. 8, Aug. 1976. pp. 1151-1162.
- [21] Haykin S. **Adaptive Filter Theory**. Prentice-Hall, Inc. 1996.
- [22] Manolakis D. G., Ingle V. K. and Kogon S. M. **Statistical and Adaptive Signal Processing**. McGraw-Hill. 2000.
- [23] Sayed A. H. **Fundamentals of Adaptive Filtering**. John Wiley & Sons, Inc. 2003.

- [24] Regalia P. A. **Adaptive IIR Filtering in Signal Processing and Control**. Marcel Dekker, Inc. 1995.
- [25] Orfanids S. J. **Introduction to Signal Processing**. Prentice-Hall, Inc. 1996.
- [26] Loetwassana W., Punchalard R., Koseeyaporn J. and Wardkein P. "Unbiased Plain Gradient Algorithm for a Second-order Adaptive IIR Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **Signal Processing** (Special Section on Processing and Analysis of High-Dimensional Masses of Image and Signal Data), vol. 90, issue 8, Aug. 2010. pp. 2513-2520.
- [27] Johnson C. R., Larimore M. G., Treichler J. R. and Anderson B. D. O. "SHARF Convergence Properties." **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol. CAS-28, no. 6, June. 1981. pp. 499-510.
- [28] Xiao Y., Takeshita Y. and Shida K. "Tracking Properties of a Gradient-based Second-order Adaptive IIR Notch Filter with Constrained Poles and Zeros." **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 50, no. 4, Apr. 2002. pp. 878-888.
- [29] Maxwell J. A., Zurek P. M. "Reducing Acoustic Feedback in Hearing Aids." **IEEE Trans. Speech, Audio Process.**, vol. 3, no. 4, July 1995. pp. 304-313.
- [30] Siqueira M. G., Alwan A. "Steady-state Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction Systems for Hearing-aids." **IEEE Trans. Speech, Audio Process.**, vol. 8, no. 4, July 2000. pp. 443-453.
- [31] Hellgren J. "Analysis of Feedback Cancellation in Hearing Aids with Filtered-X LMS and the Direct Method of Closed Loop Identification." **IEEE Trans. Speech, Audio Process.**, vol. 10, no. 2, Feb. 2002. pp. 119-131.
- [32] Vaseghi S. V. **Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction**. John Wiley & Sons, Ltd. 2000.
- [33] Hänslér E., Schmidt G. **Acoustic Echo and Noise Control a Practical Approach**. John Wiley & Sons, Inc. 2004.
- [34] Troxel D. "Understanding Acoustic Feedback & Suppressors." **Rane Corporation**, 2005.
- [35] Foley J. B. "Adaptive Periodic Noise Cancellation for the Control of Acoustic Howling." **IEE Colloquium on Adaptive Filters**, Mar. 1989. pp. 7/1-7/4.

- [36] Kuo S. M., Chen J. "New Adaptive IIR Notch Filter and Its Application to Howling Control in Speakerphone System." **Electron. Lett.**, vol. 28, no. 8, April 1992. pp. 764-766.
- [37] Leotwassana W., Punalard R. and Silaphan W. "Adaptive Howling Canceller using Adaptive IIR Notch Filter: Simulation and Implementation." **IEEE Int. Conf. Neural Network and Signal Processing**, Dec. 2003. pp. 848-850.
- [38] Waterschoot T. V., Rombouts G. and Moonen M. "On the Performance of Decorrelation by Prefiltering for Adaptive Feedback Cancellation in Public Address Systems." **IEEE Benelux Signal Processing Symposium**, 2004. pp. 167-170.
- [39] Rombouts G., Waterschoot T. V., Struyve K. and Moonen M. "Acoustic Feedback Cancellation for Long Acoustic Path using a Nonstationary Source Model." **IEEE Trans. Signal Process.**, vol. 54, no. 9, Sep. 2006. pp. 3426-3434.
- [40] Schmidt G., Haulick T. "Signal Processing for in-car Communication Systems." **Signal Processing**, vol. 86, 2006. pp. 1307-1326.
- [41] Loetwassana W., Punalard R., Koseeyaporn J. and Wardkein P. "Variable Momentum LMS Algorithm for Adaptive Howling Suppression in Audio Amplifier Systems." **ECTI-CON 2007**, vol. 2, May 2007. pp. 1046-1049.
- [42] Loetwassana W., Punalard R., Lorsawatsiri A., Koseeyaporn J. and Wardkein P. "Adaptive Howling Suppressor in an Audio Amplifier System." **IEEE APCC 2007**, Oct. 2007. pp. 445-448.
- [43] Huhta J. C., Webster J. G. "60-Hz Interference in Electrocardiography." **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, vol. BME-20, no. 2, Mar. 1973. pp. 91-101.
- [44] Adli, Yamamoto Y. "Impedance Balancing Analysis for Power-line Interference Elimination in ECG Signal." **Proc. IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.**, May 1998. pp. 235-238.
- [45] Degen T., Jackel H. "Enhancing Interference Rejection of Preamplified Electrodes by Automated Gain Adaptation." **IEEE Trans. Biomed. Eng.**, vol. 51, no. 11, Nov. 2004. pp. 2031-2039.
- [46] Ramos R., Lázaro A. M., Río J. D. and Olivar G. "FPGA-based Implementation of an Adaptive Canceller for 50/60-Hz Interference in Electrocardiography." **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, vol. 56, no. 6, Dec. 2007. pp. 2633-2640.

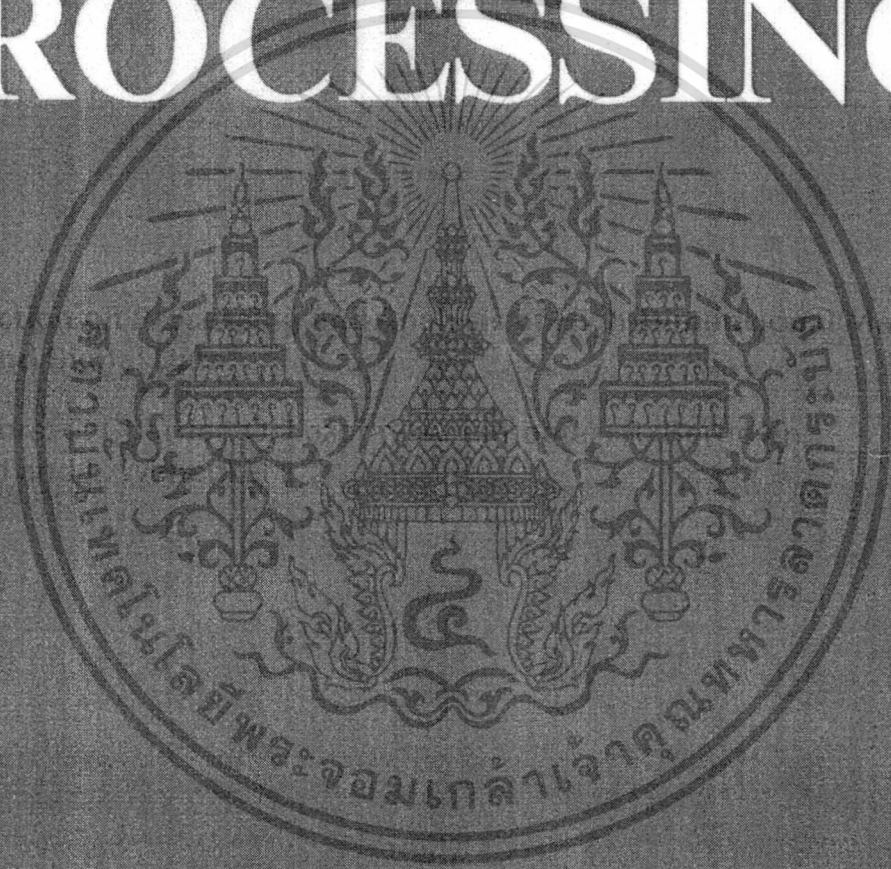
## ภาคผนวก

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

ตลอดการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต มีบทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวน 4 เรื่อง ประกอบด้วยบทความวิจัยเรื่องยาว 1 เรื่อง บทความวิจัยเรื่องสั้น 3 เรื่อง มีรายละเอียดดังนี้

1. Loetwassana W., Punchalard R., Koseeyaporn J. and Wardkein P. “Unbiased Plain Gradient Algorithm for a Second-order Adaptive IIR Notch Filter with Constrained Poles and Zeros.” **Signal Processing** (Special Section on Processing and Analysis of High-Dimensional Masses of Image and Signal Data), vol. 90, issue 8, Aug. 2010. pp. 2513-2520.
2. Loetwassana W., Punchalard R., Lorsawatsiri A., Koseeyaporn J. and Wardkein P. “Adaptive Howling Suppressor in an Audio Amplifier System.” **IEEE APCC 2007**, Oct. 2007. pp. 445-448.
3. Loetwassana W., Punchalard R., Koseeyaporn J. and Wardkein P. “Variable Momentum LMS Algorithm for Adaptive Howling Suppression in Audio Amplifier Systems.” **ECTI-CON 2007**, vol. 2, May 2007. pp. 1046-1049.
4. Loetwassana W., Punchalard R., Koseeyaporn J. and Wardkein P. “A Modification of Momentum LMS with Variable Momentum Factor.” **IEEE ISCIT 2006**, Oct. 2006. pp. 11-14.

# SIGNAL PROCESSING



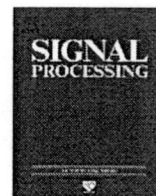
---

An International Journal

---

Indexed/Abstracted in the International Frequency Bibliography of Engineering (IFEBASE)





## Unbiased plain gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros

W. Loetwassana<sup>a,\*</sup>, R. Puchalard<sup>b</sup>, J. Koseeyaporn<sup>a</sup>, P. Wardkein<sup>a</sup>

<sup>a</sup> Department of Telecommunication Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

<sup>b</sup> Department of Telecommunication Engineering, Mahanakorn University of Technology, Bangkok 10530, Thailand

### ARTICLE INFO

#### Article history:

Received 28 October 2008

Received in revised form

10 February 2010

Accepted 20 February 2010

Available online 26 February 2010

#### Keywords:

Biased and unbiased  
Adaptive IIR notch filter  
Gradient algorithm

### ABSTRACT

This article proposes an unbiased plain gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros. The proposed algorithm employs removing a dominant parameter that produces inherent bias. By using this technique, the performances are improved with slight expense in computational complexity. In this paper, theoretical analysis for deriving the estimations of bias and mean square error (MSE) at steady state are presented in closed form. Moreover, the stability bound of the algorithm is also derived. To confirm the analytical results, the computer simulations are provided to corroborate the effectiveness of the proposed algorithm. Furthermore, the performances of the algorithm are also compared with the plain gradient (PG) and modified plain gradient (MPG) algorithms.

© 2010 Elsevier B.V. All rights reserved.

### 1. Introduction

An adaptive infinite impulse response (IIR) notch filter is well-known to be better than an adaptive finite impulse response (FIR) notch filter counterpart in computational complexity and performance. For the same notch bandwidth, the adaptive IIR notch filter (IIR-ANF) requires the number of coefficients less than its counterpart. The IIR-ANF has been widely employed in many applications such as sinusoidal enhancement, frequency estimation, periodic noise cancellation and so on [1–5].

Adaptive algorithms for adjusting coefficients of the IIR-ANFs were proposed in literatures [1–9]. It is well-known that gradient-based algorithms were intensively studied and developed for adapting the coefficients of the filters [1–4,6–9]. The plain gradient (PG) algorithm [3] is the most popular one for adaptive algorithm of the IIR-ANF because it has low computational complexity, simple real-time application and good performance. Recently,

performance analysis of the PG algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros was proposed by [6]. In this work, the inherent bias in steady state of the algorithm which is functions of a pole radius, an input sinusoidal frequency and an input noise variance was found. This bias is the main parameter that causes the incorrect frequency estimation of the notch filter. After that, the article [7] proposed the bias removal technique that was based on the criterion of the PG algorithm. However, this algorithm was difficult to provide perception in theoretical analysis because any parameters in the analytical process was defined without appropriateness. Subsequently, the modified plain gradient (MPG) algorithm for such adaptive IIR notch filter structure was proposed by [8]. It was the gradient-based algorithm that was developed from the PG algorithm by using new criterion whose cost function was a slope straight-line. It had fast convergent speed without increase any computations compared with the PG algorithm. However, this algorithm still had a weak property that was the inherent bias in steady state.

To eliminate such inherent bias, the unbiased plain gradient (UPG) algorithm for the adaptive IIR notch filter

\* Corresponding author.

E-mail address: [wuthipor@mut.ac.th](mailto:wuthipor@mut.ac.th) (W. Loetwassana).

is proposed in this paper. In the proposed algorithm that performs based on the criterion of the MPG algorithm, the removal term is appended in order to remove the bias. With this additional term, the performances of the algorithm are improved at the expense of slight increase in computational load. Moreover, the theoretical analysis of the algorithm can be derived easily. In this paper, the steady-state analysis for bias and mean square error (MSE) estimations are presented in closed form. Furthermore, the lower and upper bound parameters of stability are also presented.

The paper is organized as follows. Section 2 introduces the problem of the MPG algorithm. The steady-state analysis of the proposed algorithm is described in Section 3. In Section 4, the analytical and simulated results are illustrated. Finally, the conclusions are provided in Section 5.

## 2. Biased problem

A second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros illustrates a structure in Fig. 1 and its transfer function is given by Eq. (1)

$$H(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{1 + az^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho az^{-1} + \rho^2 z^{-2}}, \quad (1)$$

where  $\rho$  ( $0 < \rho < 1$ ) is a pole radius which controls notch bandwidth of the filter.  $a$  ( $-2 \leq a \leq 2$ ) is a coefficient whose true value is calculated by  $a_0 = -2\cos\omega_0$  ( $\omega_0$  denotes a sinusoidal frequency) [1]. It is assumed that the input signal of the filter consist of a single sinusoid and a zero-mean white Gaussian noise process

$$x(k) = A\cos(\omega_0 k + \theta) + v(k), \quad (2)$$

where  $A$  is a sinusoidal amplitude,  $\theta$  is a random variable of phase whose distribution is uniformly over  $(0, 2\pi)$  and  $v(k)$  is the zero-mean white Gaussian noise signal with the variance  $\sigma_v^2$ .

In; the MPG algorithm [8], the adaptation of the coefficient was found to be

$$a(k+1) = a(k) - \mu e_2(k)g(k), \quad (3)$$

where  $a(k)$ ,  $e_2(k)$  and  $g(k)$  are a coefficient, an error signal (it is also the output signal of the filter) and a gradient signal at time index  $k$ , respectively.  $\mu$  denotes a step size parameter that controls convergent speed and stability of the algorithm. The error and gradient signals are defined by

$$e_2(k) = e_1(k) - \rho a(k)e_2(k-1) - \rho^2 e_2(k-2), \quad (4)$$

where

$$e_1(k) = x(k) + a(k)x(k-1) + x(k-2) \quad (5)$$

and

$$g(k) = x(k-1). \quad (6)$$

The equation of coefficient difference in the mean value of the MPG algorithm which was analyzed in [8] can be expressed as

$$E[\delta_a(k+1)] = (1 - \mu\psi_2)E[\delta_a(k)] + \mu\psi_3 E[\delta_a^2(k)] - \mu R_{23}, \quad (7)$$

where

$$\psi_2 = \sigma_v^2 B \cos(\omega_0 - \phi_2), \quad (8)$$

$$\psi_3 = \rho \sigma_v^2 B^2 \cos(\omega_0 - 2\phi_2), \quad (9)$$

$$B = \frac{1}{(1-\rho)\sqrt{(1+\rho)^2 - \rho a_0^2}}, \quad (10)$$

$$\phi_2 = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{(1+\rho)\sin\omega_0}{(1-\rho)\cos\omega_0}\right), & \omega_0 \leq \frac{\pi}{2}, \\ \pi + \tan^{-1}\left(\frac{(1+\rho)\sin\omega_0}{(1-\rho)\cos\omega_0}\right), & \omega_0 > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (11)$$

and

$$R_{23} = E[v_2(k)v_3(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)G(z^{-1})z^{-1} dz = \alpha a_0 \sigma_v^2. \quad (12)$$

As is shown in Eqs. (7)–(12),  $B$  and  $\phi_2$  are magnitude and phase responses of the notch filter  $H(z)$  in vicinity of the steady state [6,8]. In addition,  $\alpha$  is  $1 - \rho$ ,  $\delta_a(k)$  is a coefficient difference that is defined by  $a(k) - a_0$ , and  $\sigma_v^2$  denotes a power of the input sinusoidal signal. Furthermore,  $v_2(k)$  and  $v_3(k)$  are zero-mean noise signals that are the output of the notch filter  $H(z)$  and the output of the gradient filter  $G(z)$ , respectively. Both filters are excited by the zero-mean white Gaussian noise signal  $v(k)$ . The variances of the  $v_2(k)$  and  $v_3(k)$  can be, respectively, calculated by Eqs. (13) [6] and (14) [8]

$$\begin{aligned} \sigma_2^2 &= E[v_2^2(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)H(z^{-1})z^{-1} dz \\ &= \frac{\sigma_v^2}{\rho^2} \left( \frac{1-\rho}{1+\rho} \right) \left( \frac{(1+\rho^2)(1+\rho)^2 - 2\rho^2 a_0^2}{\rho^2((1+\rho^2)^2 - \rho^2 a_0^2)} \right) \sigma_v^2 \end{aligned} \quad (13)$$

and

$$\sigma_3^2 = E[v_3^2(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint G(z)G(z^{-1})z^{-1} dz = \sigma_v^2. \quad (14)$$

As has been investigated by the authors, it was found that the noise correlation  $R_{23}$  in the last term of Eq. (7) is the dominant parameter which causes the inherent bias of the MPG algorithm. This parameter was found to be the functions of the input noise variance  $\sigma_v^2$ , the pole radius  $\rho$  and the input sinusoidal frequency  $\omega_0$ . For the resulting bias, it causes the incorrectness of the frequency estimation. Although the effect of the bias can be reduced by the increase of the  $\rho$  parameter close to unity, stability and long transient response become significant problems of the algorithm. In addition, both  $\sigma_v^2$  and  $\omega_0$  are unknown parameters; therefore, the biased effect cannot be neglected. It is thus the main disadvantage property of the MPG algorithm. To obtain the biased reduction, this paper proposes a technique to remove the parameter  $R_{23}$  which causes the inherent bias in the gradient-based algorithm.

## 3. Proposed algorithm

In this section, the steady-state analysis of UPG algorithm is explained. The estimations of bias and MSE values of the filter coefficient will be derived in closed form. To attain the biased elimination, the UPG algorithm

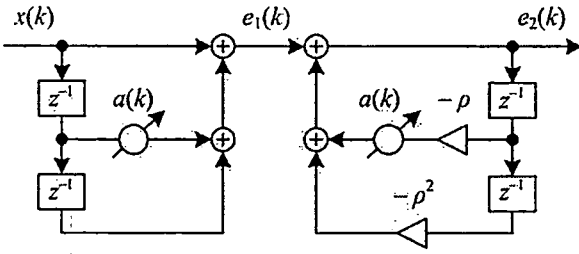


Fig. 1. Structure of a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros.

is expressed by

$$a(k+1) = a(k) - \mu e_2(k)g(k) + \mu \alpha e_1(k)g(k) \quad (15)$$

or rewritten as

$$a(k+1) = a(k) - \mu g(k)(e_2(k) - \alpha e_1(k)). \quad (16)$$

From Eq. (16), it is seen that additional computation of the proposed algorithm is only one multiplication and two additions as compared to that of Eq. (3). The intention of the third term on the right-hand side of Eq. (15) is to remove the  $R_{23}$  term in order to result in cancelling the inherent bias. Therefore, it is called the removal term. From the equation,  $e_1(k)$  is the output signal of the  $N(z)$  filter (see Fig. 1). Using the Taylor series expansion, the transfer function of  $N(e^{j\omega_0})$  in the vicinity of  $a_0$  can be approximated by

$$N(e^{j\omega_0}) = 1 + ae^{-j\omega_0} + e^{-j2\omega_0} \approx \delta_a e^{-j\phi_1}, \quad (17)$$

where

$$\phi_1 = \begin{cases} \omega_0, & \omega_0 \leq \frac{\pi}{2} \\ \pi + \omega_0, & \omega_0 > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (18)$$

Thus, the  $e_1(k)$  signal at steady state of  $N(z)$  filter is easily expressed by

$$e_1(k) = A\delta_a(k)\cos(\omega_0 k + \theta - \phi_1) + v_1(k), \quad (19)$$

where  $v_1(k)$  is a zero-mean noise signal at the output of  $N(z)$  filter whose input is the zero-mean white Gaussian noise signal  $v(k)$ . From [8], the gradient signal  $g(k)$  in vicinity of steady state was given by

$$g(k) = A\cos(\omega_0 k + \theta - \omega_0) + v_3(k). \quad (20)$$

Consequently, the correlation between  $e_1(k)$  and  $g(k)$  can be obtained by

$$E[e_1(k)g(k)] = \psi_1 E[\delta_a(k)] + E[v_1(k)v_3(k)], \quad (21)$$

where

$$\psi_1 = \sigma_v^2 \cos(\omega_0 - \phi_1). \quad (22)$$

The second term on the right-hand side of Eq. (21) which is correlation value of the zero-mean noise is derived by using the theory of residue whose result is shown as follows:

$$R_{13} = E[v_1(k)v_3(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint N(z)G(z^{-1})z^{-1} dz = a_0\sigma_v^2. \quad (23)$$

To attain Eq. (21), it is assumed that the algorithm adapts the coefficient of the filter slowly, and the

statistical independence between  $\delta_a(k)$  and the input sinusoidal signal is employed. It is also assumed that  $\delta_a(k)$  and  $v_3(k)$ ,  $v_1(k)$  and the input sinusoidal signal are uncorrelated to each other, but  $v_1(k)$  and  $v_3(k)$  are jointly Gaussian distributed. In addition, from the expressions are given in Eqs. (12) and (23), the relation of these parameters can be rewritten as

$$R_{23} = \alpha R_{13}. \quad (24)$$

### 3.1. Bias analysis

To achieve the equation of the biased estimation for the UPG algorithm, the expectation of Eq. (15) is firstly taken, that is

$$E[a(k+1)] = E[a(k)] - \mu E[e_2(k)g(k)] + \mu \alpha E[e_1(k)g(k)]. \quad (25)$$

From [8], the expectation of  $E[e_2(k)g(k)]$  was derived by

$$E[e_2(k)g(k)] = \psi_2 E[\delta_a(k)] - \psi_3 E[\delta_a^2(k)] + R_{23}. \quad (26)$$

By substituting Eqs. (21) and (26) into Eq. (25), the coefficient difference in the mean value of the algorithm is simplified as follows:

$$E[\delta_a(k+1)] = (1 - \mu(\psi_2 - \alpha\psi_1))E[\delta_a(k)] + \mu\psi_3 E[\delta_a^2(k)]. \quad (27)$$

It is noted that the sinusoidal signals which appear in the deriving of Eq. (27) are assumed to be pseudo-random signals. The mean and variance of the signals are zero and  $\sigma_\delta^2$ , respectively [6]. Moreover, it can be seen that the  $R_{23}$  term is vanished from the algorithm due to influence of the removal term. At the consideration of the steady state, the following relationships are employed:

$$E[\delta_a(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[\delta_a(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[\delta_a(\infty)] \quad (28)$$

and

$$E[\delta_a^2(k+1)]_{k \rightarrow \infty} = E[\delta_a^2(k)]_{k \rightarrow \infty} = E[\delta_a^2(\infty)]. \quad (29)$$

Therefore, Eq. (27) can be reformed as

$$E[\delta_a(\infty)] = \frac{\psi_3}{\psi_2 - \alpha\psi_1} E[\delta_a^2(\infty)]. \quad (30)$$

Similarly, the estimation of the coefficient at the steady state can be derived by using the following relationship:

$$E[\delta_a(\infty)] = E[a(\infty)] - a_0. \quad (31)$$

By substituting Eq. (30) into Eq. (31), it can rewrite to be

$$E[a(\infty)] = a_0 + \frac{\psi_3}{\psi_2 - \alpha\psi_1} E[\delta_a^2(\infty)]. \quad (32)$$

As is shown in Eq. (32), the first term and second term are the true value and remained bias value, respectively. Since the  $E[\delta_a^2(\infty)]$  value is actually very low significant, the second term is very low value compared with the first term. Thus, the steady-state coefficient can be approximated by

$$E[a(\infty)] \approx a_0 = -2\cos\omega_0. \quad (33)$$

### 3.2. MSE analysis

The MSE estimation can be derived by squaring both sides of Eq. (15), and then taking expectation. The result is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

given by

$$E[\delta_a^2(k+1)] = E[\delta_a^2(k)] - 2\mu E[\delta_a(k)e_2(k)g(k)] + 2\mu\alpha E[\delta_a(k)e_1(k)g(k)] - 2\mu^2\alpha E[e_1(k)e_2(k)g^2(k)] + \mu^2 E[e_2^2(k)g^2(k)] + \mu^2\alpha^2 E[e_1^2(k)g^2(k)]. \quad (34)$$

For the convenient analysis, the following assumptions are employed. First,  $\delta_a(k)$  is uncorrelated to  $v_1(k)$ ,  $v_2(k)$  and  $v_3(k)$ , respectively. Second, the correlated noises  $v_1(k)$ ,  $v_2(k)$  and  $v_3(k)$  are jointly Gaussian distributed. Third, the terms of  $\delta_a^m$  ( $m \geq 3$ ) can be neglected because they are actually much smaller than both  $E[\delta_a(k)]$  and  $E[\delta_a^2(k)]$ . Furthermore, the expectations of  $E[v_1^2(k)v_3^2(k)]$ ,  $E[v_2^2(k)v_3^2(k)]$  and  $E[v_2(k)v_1(k)v_3^2(k)]$  are calculated by using the Gaussian moment factoring theorem [10]. Under these assumptions, the expression in Eq. (34) is simplified to be

$$E[\delta_a^2(k+1)] = (1 - 2\mu(\psi_2 - \alpha\psi_1) + \mu^2\eta_1)E[\delta_a^2(k)] - \mu^2\eta_2, \quad (35)$$

where

$$\eta_1 = \left(\frac{\sigma_s^2}{2} + \sigma_v^2\right)(B^2 + \alpha^2)\sigma_s^2 - 2\alpha(\sigma_s^2 + \sigma_v^2)\sigma_s^2 B \cos(\phi_1 - \phi_2) - \alpha(\sigma_s^2)^2 B \cos(2\omega_0 - \phi_1 - \phi_2) + \alpha^2\psi_1^2 + \psi_2^2 \quad (36)$$

and

$$\eta_2 = (\sigma_s^2 + \sigma_v^2)(2\alpha R_{21} - \alpha^2\sigma_1^2 - \sigma_2^2). \quad (37)$$

The parameters  $\sigma_1^2$  and  $R_{21}$  which are shown in Eq. (37) are, respectively, variance of the zero-mean noise  $v_1(k)$  and the correlation value between  $v_2(k)$  and  $v_1(k)$ . By using residual theorem for the solutions; therefore,

these parameters can be determined by the following expressions:

$$\sigma_1^2 = E[v_1^2(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint N(z)N(z^{-1})z^{-1} dz = (2 + a_0^2)\sigma_v^2 \quad (38)$$

and

$$R_{21} = E[v_2(k)v_1(k)] = \frac{\sigma_v^2}{2\pi j} \oint H(z)N(z^{-1})z^{-1} dz = ((1 + 2\alpha) - \alpha^2(1 - a_0^2))\sigma_v^2. \quad (39)$$

By using the relationships in Eqs. (28) and (29), the MSE estimation at steady state can be written in closed form, that is

$$E[\delta_a^2(\infty)] = -\frac{\mu\eta_2}{2(\psi_2 - \alpha\psi_1) - \mu\eta_1}. \quad (40)$$

As expressions are shown in Eqs. (30) and (40), it is obvious that the  $R_{23}$  value which mainly causes biased problem is removed from the algorithm, and the left term has very low signification.

### 3.3. Stability boundary

Since natural behavior of an adaptive IIR algorithm is well-known to be highly nonlinear, it is difficult to derive the exact equation for the stability bound. However, it can be approximated by using the mean and mean-square difference equations [9]. From Eq. (27), the UPG algorithm will converge to the steady state if value in the parenthesis of the first term on the right-hand side is less than one. Consequently, the lower and upper boundaries in the

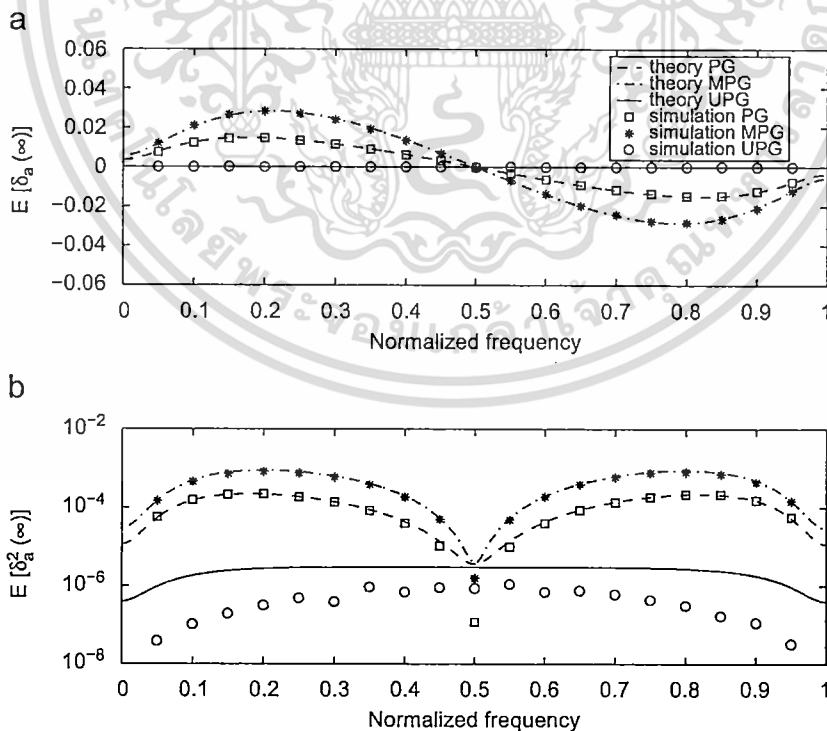


Fig. 2. Comparisons between the analytical and simulation results of the estimations bias and MSE at steady state versus the input frequency  $\omega_0$ , these results are obtained from the PG, MPG and UPG algorithms ( $\sigma_s^2 = 1$ ,  $\theta = \pi/6$ ,  $\rho = 0.8$ ,  $\mu = 5 \times 10^{-5}$ , SNR=5 dB and 50 runs). (a) Estimation bias. (b) Estimation MSE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

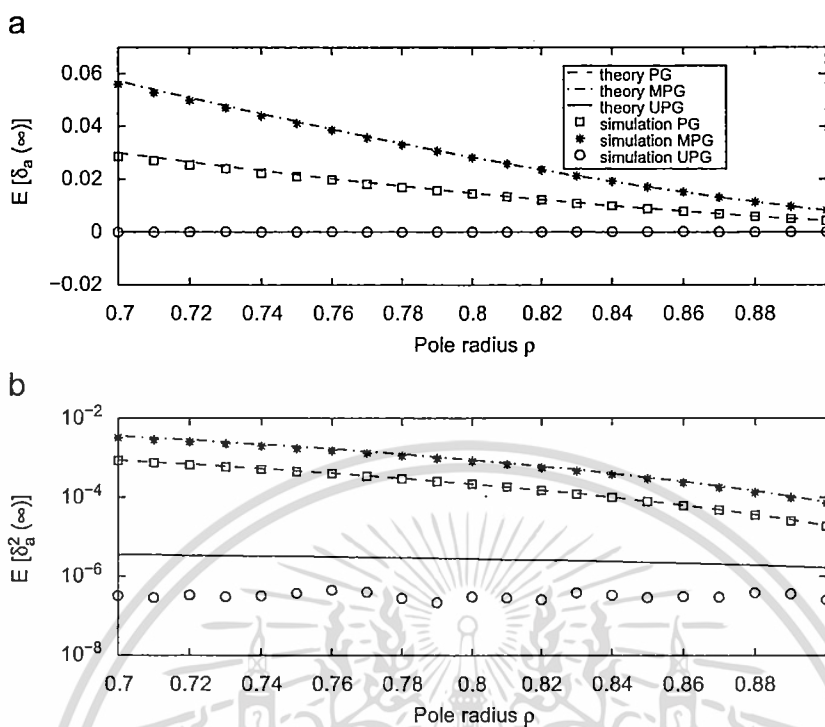


Fig. 3. Comparisons between the analytical and simulation results of the estimations bias and MSE at steady state versus the pole radius  $\rho$ , these results are obtained from the PG, MPG and UPG algorithms ( $\sigma_s^2 = 1$ ,  $\theta = \pi/6$ ,  $\omega_0 = 0.2\pi$ ,  $\mu = 5 \times 10^{-2}$ , SNR=5 dB and 50 runs). (a) Estimation bias. (b) Estimation MSE.

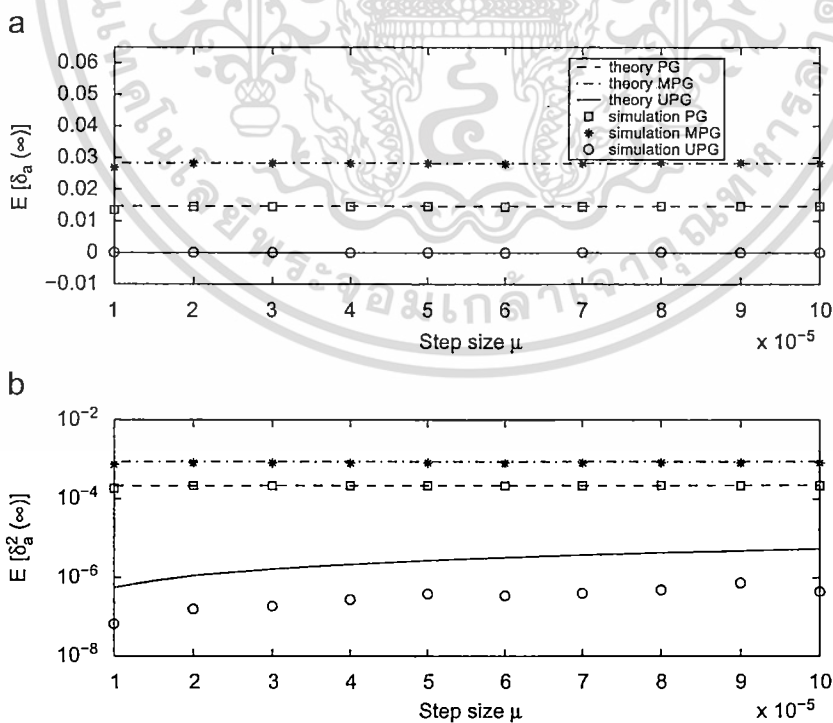


Fig. 4. Comparisons between the analytical and simulation results of the estimations bias and MSE at steady state versus the step size  $\mu$ , these results are obtained from the PG, MPG and UPG algorithms ( $\sigma_s^2 = 1$ ,  $\theta = \pi/6$ ,  $\rho = 0.8$ ,  $\omega_0 = 0.2\pi$ , SNR=5 dB and 50 runs). (a) Estimation bias. (b) Estimation MSE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

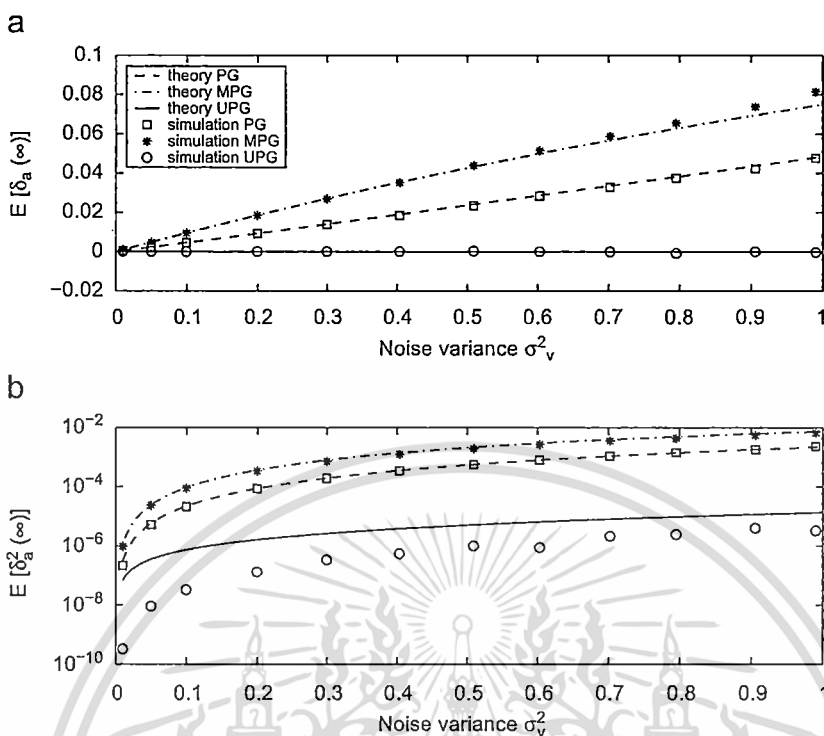


Fig. 5. Comparisons between the analytical and simulation results of the estimations bias and MSE at steady state versus the input noise variance  $\sigma_v^2$ , these results are obtained from the PG, MPG and UPG algorithms ( $\sigma_s^2 = 1$ ,  $\theta = \pi/6$ ,  $\rho = 0.8$ ,  $\mu = 5 \times 10^{-5}$ ,  $\omega_0 = 0.2\pi$  and 50 runs). (a) Estimation bias. (b) Estimation MSE.

mean sense can be derived by

$$0 < \mu < \frac{2}{\psi_2 - \alpha\psi_1}. \tag{41}$$

Note that the upper bound is the functions of the pole radius  $\rho$ , the input sinusoidal power  $\sigma_s^2$  and sinusoidal frequency  $\omega_0$ . However, the stability in the mean sense cannot guarantee the stability of the algorithm due to disappearance of the noise term. It has been vanished during the analytical process because of its zero-mean.

For Eq. (35) which is the expression of the MSE estimation, it will converge to the steady state; if and only if,

$$|1 - 2\mu(\psi_2 - \alpha\psi_1) + \mu^2\eta_1| < 1. \tag{42}$$

Therefore, the lower and upper boundaries in the mean-square sense can be obtained by

$$0 < \mu < \frac{2}{\eta_1}(\psi_2 - \alpha\psi_1). \tag{43}$$

It is noted that the upper bound is not only the functions of the pole radius, the input sinusoidal power and sinusoidal frequency but also the function of the input noise variance. Thus, using the mean-square sense provides more accurate stability boundary.

#### 4. Analytical and simulation results

In this section, the performances of the UPG algorithm are compared with those of the PG and MPG algorithms in

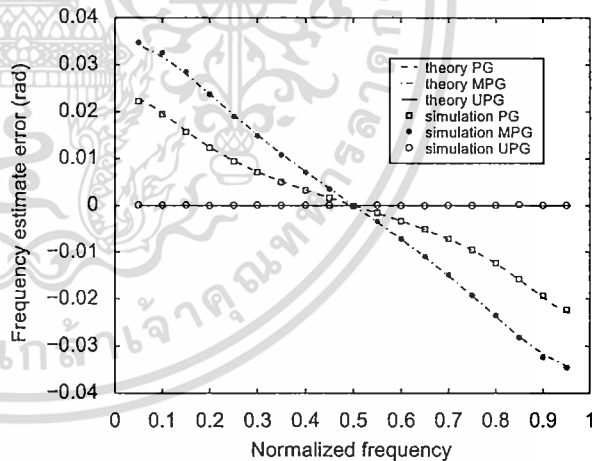


Fig. 6. Comparisons of the frequency estimate error between the analytical and simulation results versus the input frequency, these results are obtained from the PG, MPG and UPG algorithms ( $\sigma_s^2 = 1$ ,  $\theta = \pi/6$ ,  $\rho = 0.8$ ,  $\mu = 5 \times 10^{-5}$ , SNR=5 dB and 50 runs).

terms of the analytical and simulation results. To obtain the bias and MSE estimations of these algorithms from the simulations, the ensemble averages of 50 runs are calculated; moreover, the iterations of these are allowed to be sufficiently long (10000 iterations) in order that their estimations reach to steady states.

Figs. 2–5 show comparisons between the analytical and simulation results of the biased and MSE values

versus the input sinusoidal frequency, the pole radius, the step size and the input noise variance, respectively. Obviously, for all cases, the estimation bias of using the UPG algorithm is the smallest value near zero level. But

for the analytical MSE results of the UPG algorithm, they are not accordant with those obtained from the simulation. However, the MSE estimate results of both analytical and simulation cases have variation of curves in

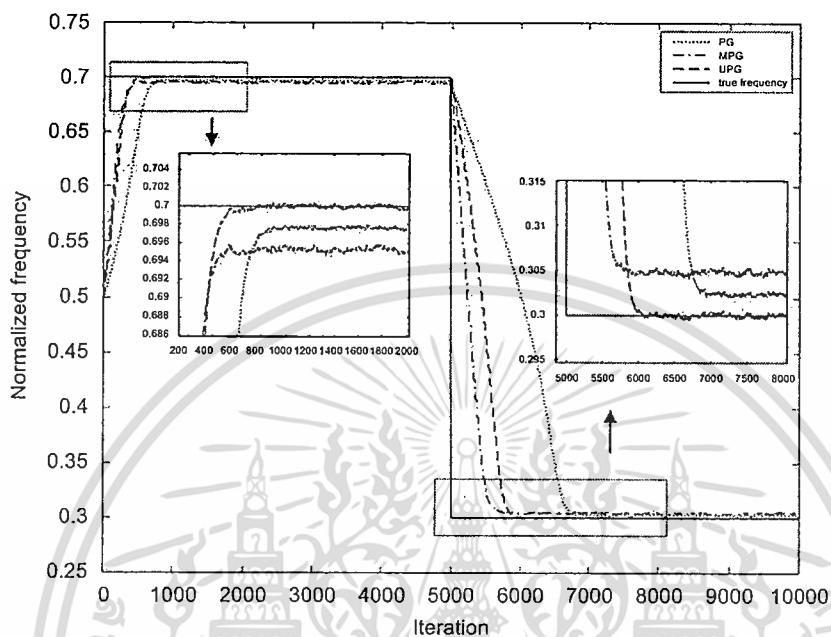


Fig. 7. The trajectory comparisons for the frequency estimation of the PG, MPG and UPG algorithms by simulations ( $\sigma_s^2 = 1, \theta = \pi/6, \rho = 0.8, \mu = 5 \times 10^{-3}$ , SNR=5 dB and 50 runs).

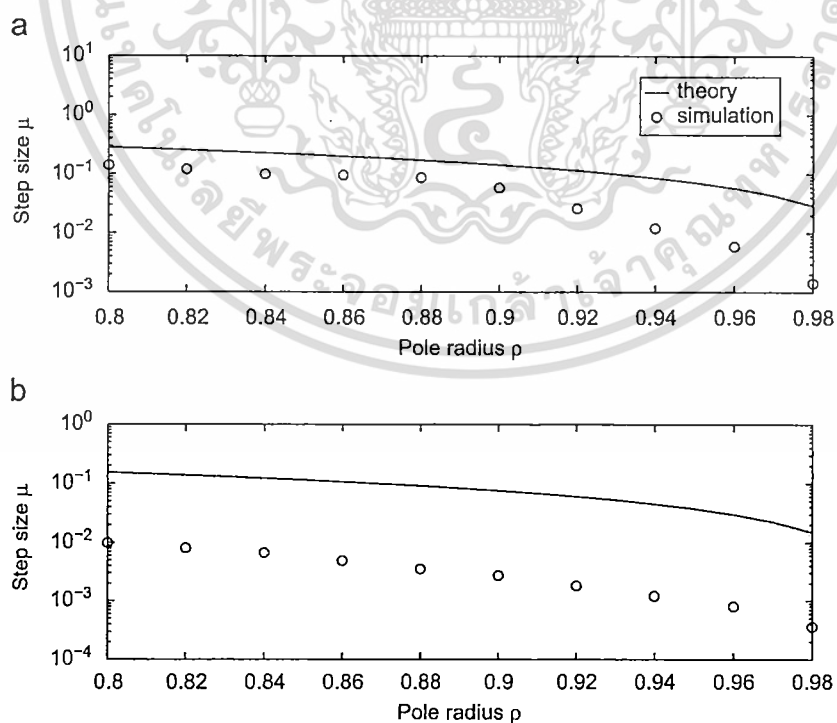


Fig. 8. Comparisons of stability bound between the analytical and simulation results of the UPG algorithm ( $\sigma_s^2 = 1, \theta = \pi/6, \omega_0 = 0.2\pi$  and 50 runs). (a) SNR 10 dB. (b) SNR 0 dB.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the same direction. In addition, the curves are lower than those of the PG and MPG algorithms.

Fig. 6 shows the analytical and simulation results of the incorrect frequency estimation of three algorithms under the same condition. It is seen that the UPG algorithm provides the smallest error that is close to zero level for all frequencies. This implies that the UPG algorithm provides the most accurate frequency estimation.

Fig. 7 shows the trajectory of the frequency estimation for three algorithms. By using a step change in frequency, the true frequency is firstly defined as  $0.7\pi$  during the first 5000 iterations and then changed instantaneously to  $0.3\pi$  afterwards. From the results are shown in Fig. 7, the PG algorithm provides the trace with the slowest variation whereas the UPG algorithm provides the most accurate frequency trace.

In Fig. 8, the analytical and simulation results of the stability bound in the mean-square sense of the UPG algorithm at different signal to noise ratio (SNR) are demonstrated. Figs. 8(a) and (b) are obtained by using SNR=10 and 0dB, respectively, it is seen that difference between analytical and simulation results are more obvious when SNR is low. However, the results of both cases of SNR show similar variation of the curves, and they are also convergent. Thus, they can be used to indicate the stability boundary of the proposed algorithm.

## 5. Conclusions

The unbiased plain gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros is presented. The algorithm is developed from the MPG algorithm by appending the removal term. The purpose of the additional term is to remove the  $R_{23}$  value that is dominant parameter causing a bias. By using this technique, the biased problem can be eliminated with slight increase of computation while convergent speed is

as fast as that of the MPG algorithm. In this paper, the bias and MSE estimations at steady state and the stability bound of the proposed algorithm are also given in closed form. The simulation results have demonstrated to compare with the analytical results. Moreover, the results of the proposed technique compared with those of the PG and MPG algorithms under the same conditions illustrate that the proposed technique provides more accuracy in frequency estimation.

## References

- [1] A. Nehorai, A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* ASSP-33 (4) (August 1985) 983–996.
- [2] D.R. Hush, N. Ahmed, R. David, S.D. Stearns, An adaptive IIR structure for sinusoidal enhancement, frequency estimation and detection, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* ASSP-34 (6) (December 1986) 1380–1390.
- [3] J.F. Chicharo, T.S. Ng, Gradient-based adaptive IIR notch filtering for frequency estimation, *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* 38 (5) (May 1990) 769–777.
- [4] S.-C. Pei, C.-C. Tseng, Adaptive IIR notch filter based on least mean p-power error criterion, *IEEE Trans. Circuits Syst. II* 40 (8) (August 1993) 525–529.
- [5] J.W. Choi, N.I. Cho, Suppression of narrow-band interference in DS-spread spectrum systems using adaptive IIR notch filter, *Signal Process.* 82 (2002) 2003–2013.
- [6] Y. Xiao, Y. Takeshita, K. Shida, Steady-state analysis of a plain gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros, *IEEE Trans. Circuits Syst. II* 48 (7) (July 2001) 733–740.
- [7] R. Punalard, A. Lorsawatsiri, W. Loetwassana, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, A. Roeksabutr, Unbiased plain gradient algorithm for adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros, in: *IEEE TENCON2007*, October 30–November 2 2007, pp. 1–4.
- [8] R. Punalard, A. Lorsawatsiri, J. Koseeyaporn, P. Wardkein, A. Roeksabutr, Adaptive IIR notch filters based on new error criteria, *Signal Process.* 88 (2008) 685–703.
- [9] M.R. Petraglia, J.J. Shynk, S.K. Mitra, Stability bounds and steady-state coefficient variance for a second-order adaptive IIR notch filter, *IEEE Trans. Signal Process.* 42 (7) (July 1994) 1841–1845.
- [10] D.G. Manolakis, V.K. Ingle, S.M. Kogon, *Statistical and Adaptive Signal Processing*, McGraw-Hill, 2000.



**IEEE**



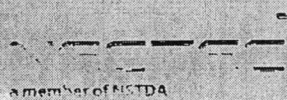
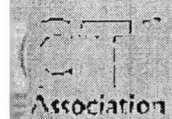
**APCC 2007**

**2007 Asia-Pacific Conference on Communications**

**October 18-20, 2007**

**Bangkok, Thailand**

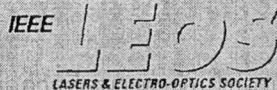
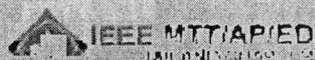
**PROCEEDINGS**



IEEE COMMUNICATIONS SOCIETY  
THAILAND CHAPTER



IEEE CAS Society  
Thailand Chapter



# Adaptive Howling Suppressor in an Audio Amplifier System

W. Loetwassana<sup>†</sup> R. Puchalard<sup>‡</sup> A. Lorsawatsiri<sup>‡</sup> J. Koseeyaporn<sup>†</sup> and P. Wardkein<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, THAILAND 10520  
E-mail: s9060015@kmitl.ac.th

<sup>‡</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Mahanakorn University of Technology, Nongjok, Bangkok, THAILAND 10530

**Abstract**—The acoustic feedback causes a howling phenomenon in an audio amplifier system. This problem does not only annoy hearing but also can damage an amplifier system. The IIR adaptive howling suppressor (AHS) in an audio amplifier system is thus proposed in this paper. The algorithm of adaptive process is achieved by using the variable momentum least mean square (VMLMS). With this algorithm, the performance improvement and higher convergence rate can be success. The proposed AHS, which is placed between a preamplifier section and a power amplifier section, acts as a narrow bandwidth notch filter whose frequency characteristic can reduce a howling spectrum. The simulation results show good improvement in the howling suppression of the proposed AHS system. Moreover, the performance comparisons show that the proposed system is performed over the AHS conventional FIR and FALE structures at the same environment condition.

## I. INTRODUCTION

An amplifier system often encounters with the problem such as whistling or howling which is caused by the acoustic feedback of a loudspeaker to a microphone. This problem does not only cause hearing annoyance but also can damage an amplifier system.

In literatures, many researchers attempt to mitigate the howling effect in amplifier systems with various techniques. The frequency shift method [1] is one of the proposed techniques but it results in a complex modulation device. Later, the adaptive feedback cancellation (AFC) [2] which employs an adaptive finite impulse response (FIR) filter to identify the impulse response of the acoustic feedback is proposed. By using this technique, the unwanted feedback signal (howling) is estimated and subtracted from the microphone signal (speech signal). Unfortunately, this method requires large number of coefficients (>1000) that identify sufficiently the impulse response of the acoustic feedback. Correspondingly, a simple least mean square algorithm (LMS) is not suitable employment because it leads to slow adaptation and can not completely eliminated the howling effect. For this reason, literature [2] used recursive least square (RLS) for adaptation algorithm but its disadvantage is high complexity. Nevertheless, the AFC method is usually employed to reject a

howling phenomenon in a hearing aids system such as [3], [4]. However, it is because of short impulse response of the acoustic feedback that the amount low coefficients are required in the AFC and the simplicity of the algorithm such as the LMS or normalized least mean square (NLMS) are still suitability for the work. The adaptive howling suppressor (AHS) method [5] is proposed. The AHS requires low number of coefficients (<1000) of the system and performs as notch filter characteristic in order to reduce a howling spectrum. This method can also reduce the howling effect in an audio amplifier system. However, the disadvantage of the method is some distortion in the desired signal due to insufficient narrow bandwidth of notch characteristic. Moreover, both LMS and NLMS algorithms are often used in the AHS system due to its simplicity. They are well-known that the convergence rate is directly proportional to the adaptation step size. When the step size is large, not only the convergence rate is increased but the excess mean square error (MSE) as well. To eliminate this drawback, the variable momentum least mean square (VMLMS) algorithm [8] is proposed. Therefore, it is applied for the AHS system which can provide both high convergence rate and low excess MSE. Moreover, the proposed AHS can provide the narrow bandwidth of notch characteristic which can reduce the distortion of desired signal.

The paper is organized as follows. The howling in an audio amplifier system is described in section II. In section III, the adaptive howling suppressor is discussed. The simulation results are illustrated in section IV. Finally, conclusions are then given in section V.

## II. HOWLING PROBLEM IN AN AUDIO AMPLIFIER SYSTEM

The acoustic feedback in an audio amplifier system is generally occurred when an audio signal produced by a loudspeaker travels back to a microphone either directly or being reflected from the walls, floor or ceiling (see Fig. 1(a)). This feedback system is modeled as shown in Fig. 1(b) where the  $s(n)$  and  $f(n)$  represent a speech signal and a feedback signal, respectively, and  $n$  is discrete time index.

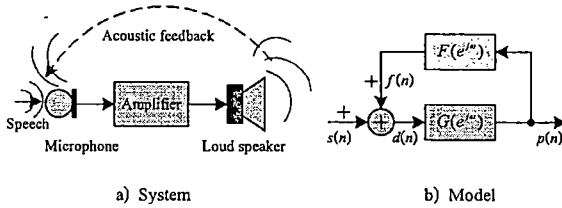


Figure 1. The acoustic feedback in an audio amplifier system

In this block diagram,  $G(e^{j\omega})$  and  $F(e^{j\omega})$  is the amplifier transfer function and the acoustic feedback transfer function, respectively. The loudspeaker output signal  $p(n)$  is fed back and passed through  $F(e^{j\omega})$  to be the feedback signal  $f(n)$  to the microphone again. Then the composite signal  $d(n) = s(n) + f(n)$  is amplified in  $G(e^{j\omega})$  before being sent to the loudspeaker. The closed loop transfer function of the system model can be written as

$$T(e^{j\omega}) = \frac{G(e^{j\omega})}{1 - G(e^{j\omega})F(e^{j\omega})} \quad (1)$$

As can be seen, the system will become unstable if a frequency component of the feedback signal produces the  $|G(e^{j\omega})F(e^{j\omega})| > 1$  and  $\angle G(e^{j\omega})F(e^{j\omega}) = m2\pi$  (where  $m$  is an integer). For this condition, the oscillation phenomenon will occur. In case that the oscillation signal has the frequency in the audible range of human hearing, it is called a howling signal.

To eliminate this howling signal, the AHS that which performs as notch filter is proposed in this paper. With frequency reject characteristic of the notch filter, the howling signal is thus suppressed. The proposed system is discussed in the following section.

### III. ADAPTIVE HOWLING SUPPRESSOR

#### A. The Structure of AHS System

The proposed AHS system is depicted in Fig. 2. The AHS is inserted between a preamplifier section and a power amplifier section of the audio amplifier system. The structure of the proposed AHS illustrated in Fig. 3 is modified from the feedback adaptive line enhancer (FALE) [6]. The structure is composed of an adaptive FIR<sub>1</sub> filter and a nonadaptive FIR<sub>2</sub> filter which each update of FIR<sub>1</sub> coefficients are copied to the FIR<sub>2</sub>. The FIR<sub>2</sub> filter and the feedback constant  $\beta$  are together worked and it can provide an infinite impulse response (IIR) form.

For the FIR<sub>1</sub>, it is based on an adaptive periodic noise canceller, and is modified from a well-known adaptive line enhancement (ALE). The signals  $d(n)$ ,  $y_1(n)$  and  $e_1(n)$  shown in Fig. 3 represent input of the AHS system, output of the FIR<sub>1</sub> and the error signal, respectively.

When the oscillation in the amplifier system has occurred, the input  $d(n)$  is composed of a speech signal  $s(n)$  and a periodic howling signal  $f(n)$ . Thus, from the point of view of

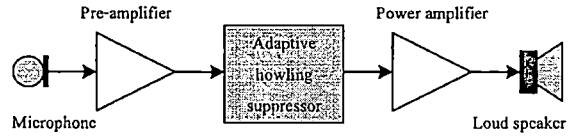


Figure 2. The adaptive howling suppressor implemented in audio amplifier

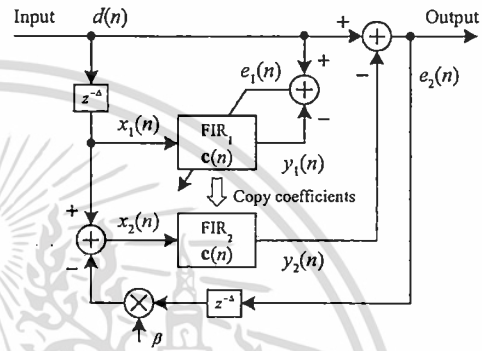


Figure 3. The proposed adaptive howling suppressor

an adaptive filter, the speech signal may be considered as broadband while the howling signal is considered as narrowband where  $s(n)$  is uncorrelated with  $f(n)$  [5]. Both signals are passed through the delay unit ( $\Delta$  sample) that causes delay about 1 ms (16 sample at 16 kHz sampling rate) which is sufficient to make  $s(n - \Delta)$  and  $s(n)$  uncorrelate each other but there is still a strong correlation of periodic component between  $f(n - \Delta)$  and  $f(n)$  [7]. The adaptive FIR<sub>1</sub> filter attempts to adapt the system to minimize the error power.

After that, the adaptive FIR<sub>1</sub> filter has reached to the optimum estimate of the periodic component. The optimum coefficients of FIR<sub>1</sub> are copied to the FIR<sub>2</sub>. Thus, the output signal  $e_2(n)$  of AHS system is left with mainly the speech component and it is a desirable signal.

#### B. Notch Characteristic

From Fig. 3, let us consider the output equation of the AHS system as follow

$$e_2(n) = d(n) - y_2(n) \quad (2)$$

where  $y_2(n)$  is FIR<sub>2</sub> output signal and given the equation by

$$y_2(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n)d(n-k-\Delta) - \beta \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n)e_2(n-k-\Delta) \quad (3)$$

where  $c_k(n)$  are coefficients of the Nth order FIR<sub>2</sub> filter which are copied from the adaptive FIR<sub>1</sub> filter and  $\beta$  is feedback constant. Using (3) and (2) yields

$$e_2(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n)d(n-k-\Delta) + \beta \sum_{k=0}^{N-1} c_k(n)e_2(n-k-\Delta) \quad (4)$$

As shown in (4), it is recursive difference equation and provides an IIR filter form. If we define  $\beta = 0$  it becomes nonrecursive difference equation which is given a FIR filter form.

By assuming that adaptation of AHS system has converged, hence,  $c_k(n) \rightarrow c_k$ , the AHS transfer function can then be obtained

$$\frac{E_2(e^{j\omega})}{D(e^{j\omega})} = H(e^{j\omega}) = \frac{1 - e^{-j\Delta\omega} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-jk\omega}}{1 - \beta e^{-j\Delta\omega} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{-jk\omega}} \quad (5)$$

It is seen that when the AHS system has converged, thus, the transfer function is an IIR notch filter and it is well known that an IIR filter form can achieve a narrower bandwidth than a FIR filter form [6].

#### C. VMLMS Algorithm

The algorithm employed for the adjustable coefficient of the adaptive FIR<sub>1</sub> filter is given by [8]

$$c(n+1) = c(n) + \mu e_1(n)x_1(n) + \alpha(n)\{c(n) - c(n-1)\} \quad (6)$$

$$e_1(n) = d(n) - c(n)x_1(n) \quad (7)$$

where

$$c(n) = [c_0(n) \ c_1(n) \ c_2(n) \ \dots \ c_{N-1}(n)]^T \quad (8)$$

$$x_1(n) = [x_1(n) \ x_1(n-1) \ x_1(n-2) \ \dots \ x_1(n-N+1)]^T \quad (9)$$

or

$$x_1(n) = [d(n-\Delta) \ d(n-1-\Delta) \ \dots \ d(n-N+1-\Delta)]^T \quad (10)$$

It is noted that  $c(n)$  and  $x_1(n)$  are a coefficient vector and an input vector of the FIR<sub>1</sub>, respectively. In addition,  $e_1(n)$  is a scalar of error signal,  $d(n)$  is a scalar of AHS input signal,  $\mu$  is a constant step size of the algorithm that controls the convergence rate and the algorithm stability and  $\alpha(n)$  is a scalar of momentum factor which is bounded as  $0 \leq \alpha(n) < 1$  [8]. Also,  $[\cdot]^T$  denotes the matrix transpose.

In equation (6), the last term is a momentum which the acceleration of convergence is controlled by the momentum factor. It is adjusted to be large value in transient state in order to obtain high convergence rate and contrarily to be small value in steady state for low adaptation speed. Thus, if the step size of the algorithm can be accomplished a very small value and the low excess MSE is obtained. The adjustment of the momentum factor can be given by [8]

$$\alpha(n) = \gamma\alpha(n-1) + \rho e_1(n)x_1(n)^T \{c(n-1) - c(n-2)\} \quad (11)$$

In the above equation, the algorithm is updated under a past difference of coefficient vector, a past momentum factor, a current input vector, a current error signal scalar, a constant  $\gamma$  and  $\rho$ , respectively, where  $0 < \gamma < 1$  and  $\rho > 0$  [8]. The adaptation of momentum factor is bounded as the condition which is given by

$$\alpha(n) = \begin{cases} \alpha_{\min} & ; \text{if } \alpha(n) < \alpha_{\min} \\ \alpha_{\max} & ; \text{if } \alpha(n) > \alpha_{\max} \\ \alpha(n) & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

where the  $\alpha_{\min}$  and  $\alpha_{\max}$  are lower and upper bounds of the momentum factor, respectively. The constant  $\alpha_{\max}$  is normally selected near unity while the value of  $\alpha_{\min}$  is chosen near or equal to zero. The initial value  $\alpha(0)$  is usually taken to be  $\alpha_{\max}$ .

#### IV. SIMULATION RESULTS

In this section, the computer simulations are performed. The performance of the proposed AHS is compared with that of the AHS in conventional FIR structure [5] and the FALE structure [6]. These AHS are performed the same in environment setup.

For this setup, the amplifier system is set to oscillate at 1.5 kHz. Thus, tested input signal of each AHS is composed of a speech signal and a 1.5 kHz howling signal. The speech signal is artificially generated with a speech-shaped noise using zero mean and unity variance white Gaussian noise signal through a 12<sup>th</sup> order auto regressive (AR) filter [4]. The power spectrum of an artificial speech with a howling signal at the input of AHS system is illustrated in Fig. 4.

For the proposed AHS, the 100 coefficients of FIR filter (FIR<sub>1</sub> and FIR<sub>2</sub>), feedback constant  $\beta = 0.8$  and the delay unit ( $\Delta = 16$  sample) are determined where sampling rate is 16 kHz. This system is updated the coefficients by the proposed VMLMS algorithm that is implemented with the parameters  $\mu = 0.0001$ ,  $\gamma = 0.999$ ,  $\rho = 0.9$ ,  $\alpha_{\max} = 0.9$  and  $\alpha_{\min} = 0$ .

Both AHS in conventional FIR and FALE structures are implemented the coefficients, the delay unit and sampling rate

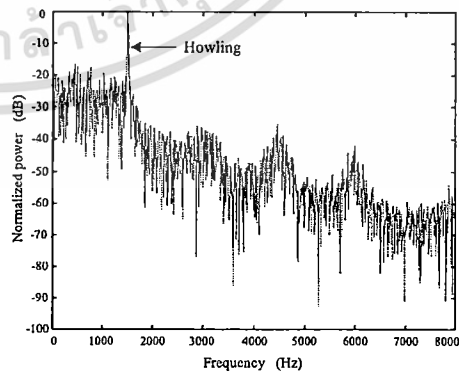


Figure 4. Power spectrum of AHS input

in the same setup as previous discussion. These systems are updated coefficients by NLMS algorithm with the parameter  $\mu = 0.01$ .

Fig. 5 shows the comparison of convergence behavior. It is seen that the proposed AHS provides faster convergence rate than the AHS conventional FIR and FALE structures in transient state. Moreover, the proposed AHS is also given lower MSE than both structures when the coefficients of the system approach to steady state.

After these algorithms are converged to the steady state, the transfer functions of these AHS are shown in Fig. 6. It is seen that, the proposed AHS is given narrower bandwidth and deep notch characteristic.

Fig. 7 shows the comparison of each output power spectrum where upper trace, middle trace and lower trace are output spectrum of the conventional FIR structure, the FALE structure and the proposed structure, respectively. It is seen that the proposed AHS system can suppress the 1.5 kHz howling spectrum very well and it is given the lowest distortion of the speech spectrum.

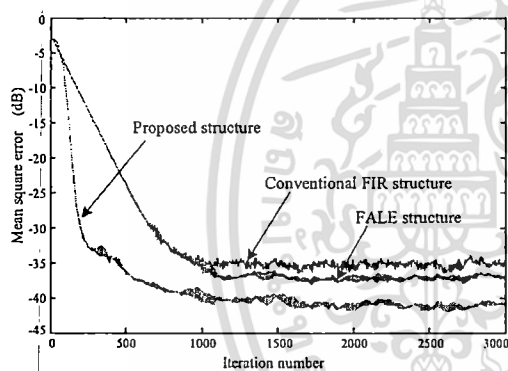


Figure 5. Comparison of convergence behavior

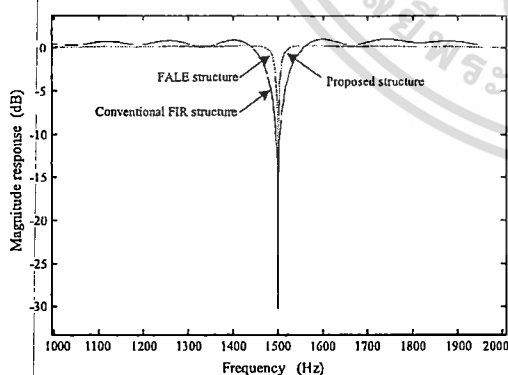


Figure 6. Comparison of AHS transfer function

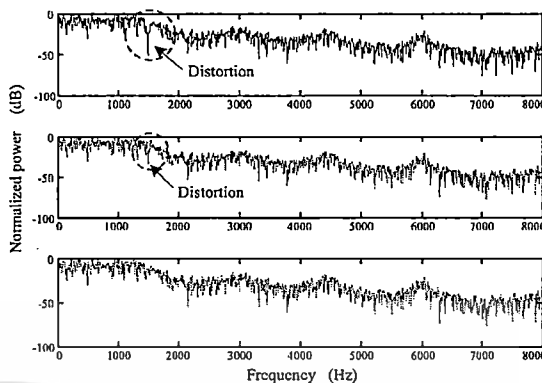


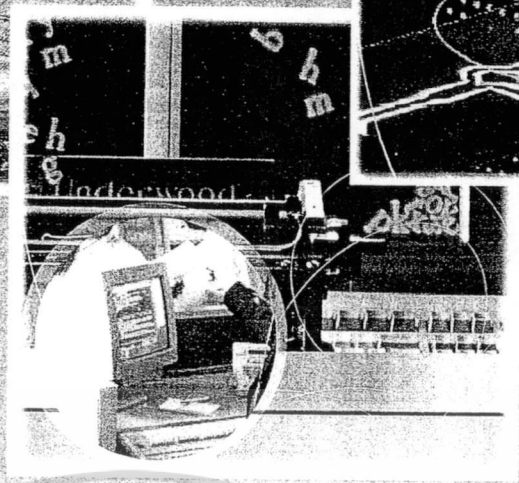
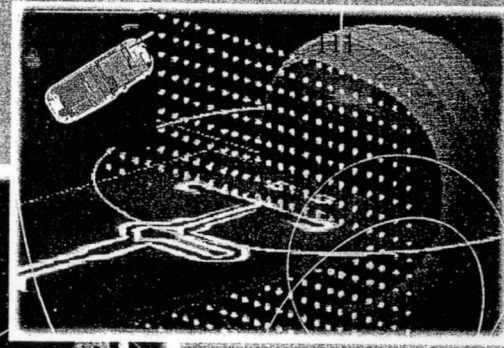
Figure 7. Comparison of power spectrum at each AHS output

## V. CONCLUSIONS

An amplifier system often encounters with a howling problem due to an acoustic feedback of a loudspeaker to a microphone. The system will become unstable if a frequency component of the feedback produces larger than unity open loop gain and the loop phase is a multiple of  $2\pi$  where the howling effect is occurred. The IIR AHS in an audio amplifier system using the VMLMS algorithm is thus proposed in this paper. The simulation results of the proposed AHS system show good results in the howling suppression. Moreover, the performance comparisons in the same environment are shown that the proposed AHS provides faster convergence rate than the AHS conventional FIR and FALE structures. In addition, the proposed system is also given lower MSE, narrow bandwidth of notch characteristic and lower distortion of the desired speech signal.

## REFERENCES

- [1] M. R. Schroeder, "Improvement of acoustic-feedback stability by frequency shifting," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 36, no. 9, pp. 1718-1724 Sept. 1964.
- [2] T. V. Waterschoot, G. Rombouts and M. Moonen, "On the Performance of Decorrelation by Prefiltering for Adaptive Feedback Cancellation in Public Address Systems," *IEEE Benelux Signal Processing Symposium*, pp. 167-170, 2004.
- [3] J. A. Maxwell and P. M. Zurek, "Reducing Acoustic Feedback in Hearing Aids," *IEEE Trans. Speech and Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 304-313, July 1995.
- [4] M. G. Siqueira and A. Alwan, "Steady-State Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction Systems for Hearing-Aids," *IEEE Trans. Speech and Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443-453, July 2000.
- [5] J. B. Foley, "Adaptive Periodic Noise Cancellation for the Control of Acoustic Howling," *IEE Colloquium Adaptive filters*, pp. 7/1-7/4, 1989.
- [6] J. Chang and J. R. Glover, "The Feedback Adaptive Line Enhancer: A Constrained IIR Adaptive Filter," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, no. 11, pp. 3161-3166, Nov. 1993.
- [7] E. Hansler and G. Schmidt, *Acoustic Echo and Noise Control A Practical Approach*. John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [8] W. Loetwassana, R. Punalard, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A Modification of Momentum LMS with Variable Momentum Factor," *IEEE Int. Symp. Communications and Information Technologies (ISCI-2006)*, pp. W2A-3 - W2A-6, 2006.



# ECTI CON 2007

**Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand**  
**May 9-12, 2007**

**VOLUME 2**

**Communication Systems**  
**Signal Processing**  
**Computer and Information**



# Variable Momentum LMS Algorithm for Adaptive Howling Suppression in Audio Amplifier Systems

W. Loetwassana<sup>†</sup> R. Puchalard<sup>†</sup> J. Koseeyaporn<sup>†</sup> and P. Wardkein<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, THAILAND 10520  
E-mail: s9060015@kmitl.ac.th

<sup>‡</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Mahanakorn University of Technology, Nongjok, Bangkok, THAILAND 10530

**Abstract**—It is well-known that acoustic feedback causes a howling phenomenon in an audio amplifier system. This problem not only annoys hearing but also can damage an amplifier system. The adaptive howling suppressor (AHS) in an audio amplifier system is thus proposed in this paper. The algorithm employed in adaptive process is achieved by using the variable momentum least mean square (VMLMS). With this algorithm, the performance improvement and higher convergence rate can be success. The proposed AHS, which is placed between a preamplifier section and a power amplifier section, acts as a notch filter whose frequency characteristic can reduce the howling spectrum. The simulation results show good improvement in the howling suppression of the proposed algorithm. Moreover, the proposed suppressor provides faster rate when has compared with the LMS and NLMS algorithms at the same environment condition.

## I. INTRODUCTION

An amplifier system often encounters with the problem such as whistling or howling which is caused by the acoustic feedback of a loudspeaker to a microphone. This problem does not only cause hearing annoyance but also can damage the amplifier system.

In literatures, many researchers attempt to mitigate the howling effect in amplifier systems with various techniques. The frequency shift method [1] is one of the proposed techniques but it has complicated in the modulation device. Later, the adaptive feedback cancellation (AFC) [2] which employs an adaptive finite impulse response (FIR) filter to identify the impulse response of the acoustic feedback is proposed. By using this technique, the unwanted feedback signal (howling) is estimated and subtracted from the microphone signal (speech signal). Unfortunately, this method requires large number of coefficients (>1000). Correspondingly, a simple least mean square algorithm (LMS) is not suitable employment because it leads to slow adaptation and can not completely eliminated the howling effect. For this reason, literature [2] used recursive least square (RLS) for adaptation algorithm but its disadvantage is high complexity. Nevertheless, the AFC method is usually employed to reject a howling phenomenon in a hearing aids system such as [5], [6]. This is because of short impulse response requirement in the AFC and the simplicity of the algorithm such as the LMS or normalized least mean square (NLMS) is still suitability for

the work. The adaptive howling suppressor (AHS) methods [3], [4] are proposed. The AHS requires low number of coefficients (about 100) of the system and performs as notch filter characteristic in order to cancels a howling spectrum. This method can also reduce the howling effect in an audio amplifier system.

Because of, both LMS and NLMS algorithms are often used in the AHS system due to its simplicity. They are well-known that the convergence rate is directly proportional to the adaptation step size. When the step size is large, not only the convergence rate is increased but the excess mean square error (MSE) as well. To eliminate this drawback, the variable momentum least mean square (VMLMS) algorithm [8] is proposed. Therefore, it is applied for the AHS system which can provide both high convergence rate and low excess MSE is thus employed in the proposed system.

The paper is organized as follows. The howling in an audio amplifier system is described in section II. In section III, the adaptive howling suppressor is discussed. The simulation results are illustrated in section IV. Finally, conclusions are then given in section V.

## II. THE HOWLING IN AN AUDIO AMPLIFIER SYSTEM

The acoustic feedback in an audio amplifier system is generally occurred when an audio signal produced by a loudspeaker travels back to a microphone either directly or being reflected from the walls, floor or ceiling (see Fig. 1(a)). This feedback system is modeled as shown in Fig. 1(b) where the  $s(n)$  and  $f(n)$  represent a speech signal and a feedback signal (howling), respectively, and  $n$  is discrete time index.

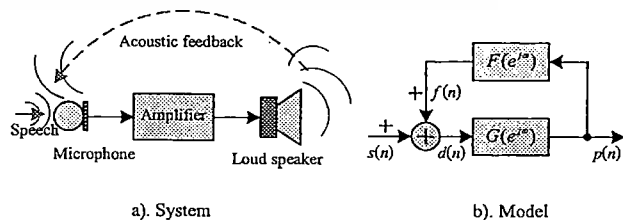


Figure 1. The acoustic feedback in an audio amplifier system

In this block diagram,  $G(e^{j\omega})$  and  $F(e^{j\omega})$  is the amplifier transfer function and the acoustic feedback transfer function respectively. The loudspeaker output signal  $p(n)$  is fed back and passed through  $F(e^{j\omega})$  to be the howling signal  $f(n)$  to the microphone again. Then the composite signal  $d(n) = s(n) + f(n)$  is amplified in  $G(e^{j\omega})$  before being sent to the loudspeaker. The closed loop transfer function of the system model can be written as

$$T(e^{j\omega}) = \frac{G(e^{j\omega})}{1 - G(e^{j\omega})F(e^{j\omega})} \quad (1)$$

As can be seen, the system will become unstable if a frequency component of the feedback signal produces the  $|G(e^{j\omega})F(e^{j\omega})| > 1$  and  $\angle G(e^{j\omega})F(e^{j\omega}) = m2\pi$  (where  $m$  is an integer). For this condition, the oscillation phenomenon will occur. In case that the oscillation signal has the frequency in the audible range of human hearing, it is called a howling signal.

To eliminate this howling signal, the AHS that which performs as notch filter is proposed in this paper. With frequency reject characteristic of the notch filter, the howling signal is thus suppressed. The proposed system is discussed in the following section.

### III. ADAPTIVE HOWLING SUPPRESSOR

#### A. Principle of the AHS system

The proposed AHS system can be depicted in Fig. 2. The AHS is inserted between a pre-amplifier section and a power amplifier section of the audio amplifier system. The structure of the AHS is illustrated in Fig. 3. This structure is based on an adaptive periodic noise canceller, and is modified from a well-known adaptive line enhancement (ALE) [7]. The signals  $d(n)$  and  $e(n)$  shown in Fig. 3 represent input and output of the system, respectively.

When the oscillation occurs, the input  $d(n)$  is composed of a speech signal  $s(n)$  and a periodic howling signal  $f(n)$ . Thus, from the point of view of an adaptive filter, the speech signal may be considered as broadband while the howling signal considered as narrowband where  $s(n)$  is uncorrelated with  $f(n)$  [3]. Both signals are passed through the delay unit ( $\Delta$  sample) that causes delay about 1 ms (16 sample at 16 kHz sampling rate) which is sufficient to make  $s(n - \Delta)$  and  $s(n)$  uncorrelated each other but there is still a strong correlation of periodic component between  $f(n - \Delta)$  and  $f(n)$  [4]. The adaptive FIR filter attempts to adapt the system to minimize mean square error  $e(n)$ .

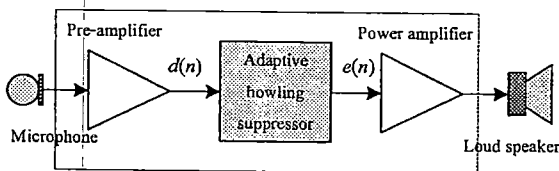


Figure 2. The adaptive howling suppressor implemented in audio amplifier

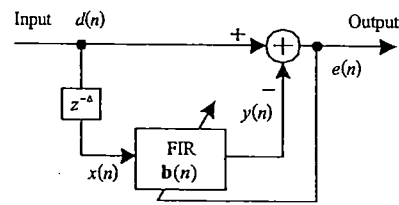


Figure 3. The structure of adaptive howling suppressor

After that, the adaptive FIR filter has reached to the optimum estimate of the periodic component. Thus, after subtraction we are left with mainly the speech component and it is a desirable signal.

#### B. Notch characteristic

From Fig. 3, let us consider the output equation of the AHS system as follows

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} b_k(n)x(n-k) \quad (2)$$

or

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{N-1} b_k(n)d(n-k-\Delta) \quad (3)$$

where  $b_k(n)$  are coefficients of the  $N^{\text{th}}$  order FIR which are adjusted by the VMLMS algorithm. By assuming that adaptation of the FIR filter has converged, hence  $b_k(n) \rightarrow b_k$ . The AHS transfer function can then be obtained by

$$\frac{E(e^{j\omega})}{D(e^{j\omega})} = H(e^{j\omega}) = 1 - e^{-j\Delta\omega} \sum_{k=0}^{N-1} b_k e^{-jk\omega} \quad (4)$$

As shown in (4), it is seen that when the adaptive algorithm has converged thus, the transfer function of the AHS system is notch filter characteristic.

#### C. VMLMS algorithm

The VMLMS algorithm which is employed for the coefficient adaptation of the adaptive FIR filter is given by [8]

$$\mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n) + \alpha(n)(\mathbf{b}(n) - \mathbf{b}(n-1)) \quad (5)$$

where

$$\mathbf{b}(n) = [b_0(n) \ b_1(n) \ b_2(n) \ \dots \ b_{N-1}(n)]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (7)$$

or

$$\mathbf{x}(n) = [d(n-\Delta) \ d(n-1-\Delta) \ \dots \ d(n-N+1-\Delta)]^T \quad (8)$$

It is noted that  $\mathbf{b}(n)$  and  $\mathbf{x}(n)$  are a coefficient vector and an input vector, respectively. In addition,  $e(n)$  is a scalar of error signal (output of the AHS system),  $\mu$  is a constant step size of

the algorithm that controls the convergence rate and the algorithm stability [7], [8] and  $\alpha(n)$  is a scalar of momentum factor which bounded as  $0 \leq \alpha(n) < 1$  [8]. Also,  $[\cdot]^T$  denotes the matrix transpose.

In equation (5), the last term is a momentum which the acceleration of convergence is controlled by the momentum factor. It is adjusted to large value in transient state in order to obtain high convergence rate and contrarily to be small value in steady state for low adaptation speed. Thus, if the step size of the algorithm can be accomplished a very small value and the low excess MSE is obtained. The adjustment of the momentum factor can be given by

$$\alpha(n) = \gamma\alpha(n-1) + \rho e(n)\mathbf{x}(n)^T(\mathbf{b}(n-1) - \mathbf{b}(n-2)) \quad (9)$$

which it can found in [8]. In the above equation, the algorithm is updated under a past difference of coefficient vector, a past momentum factor, a current input vector, a current error signal scalar, a constant  $\gamma$  and  $\rho$ , respectively where  $0 < \gamma < 1$  and  $\rho > 0$  [8]. The adaptation of momentum factor is bounded as the condition which is given by

$$\alpha(n) = \begin{cases} \alpha_{\min} & ; \text{if } \alpha(n) < \alpha_{\min} \\ \alpha_{\max} & ; \text{if } \alpha(n) > \alpha_{\max} \\ \alpha(n) & ; \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

where  $\alpha_{\min}$  and  $\alpha_{\max}$  are lower and upper bounds of the momentum factor, respectively. The constant  $\alpha_{\max}$  is normally selected near unity while the value of  $\alpha_{\min}$  is chosen near or equal to zero. The initial value  $\alpha(0)$  is usually taken to be  $\alpha_{\max}$ .

#### IV. SIMULATION RESULTS

In this section the computer simulations are performed to examine the performance of the proposed AHS system. The adaptive 100<sup>th</sup> order FIR filter and the delay unit ( $\Delta = 16$  samples) are used where the sampling rate is at 16 kHz. For the environment set up, the amplifier system is set to oscillate at 1.6 kHz. The tested input signal of the AHS thus comprise of a speech signal and a 1.6 kHz howling signal. The speech signal is artificially generated with a speech-shaped noise using zero mean and unity variance white Gaussian noise signal through a 12<sup>th</sup> order auto regressive (AR) filter [6].

With the above set-up environment, the proposed algorithm is implemented with the parameters  $\mu = 0.0001$ ,  $\gamma = 0.999$ ,  $\rho = 0.9$ ,  $\alpha_{\max} = 0.7$  and  $\alpha_{\min} = 0$ . The normalized power spectrum of an artificial speech with a howling signal (input of the AHS system) illustrated in Fig. 4. It is seen that the sine signal to broadband signal ratio (SBR) [7] is about 20 dB.

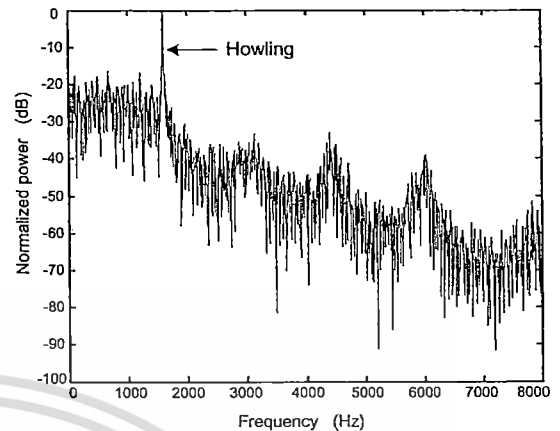


Figure 4. Power spectrum of AHS input with howling signal

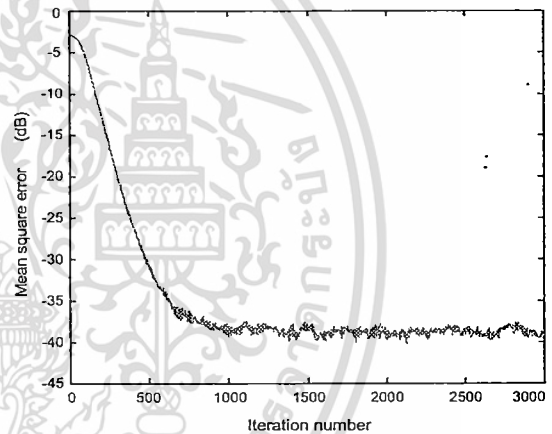


Figure 5. Convergence of AHS system using VMLMS algorithm

Fig. 5 shows the convergence behavior of the proposed algorithm where the MSE approaches the steady state about 500 iterations. As can be seen, the howling signal is almost completely suppressed after 500 iterations. When the algorithm approaches the steady state, the transfer function and output normalized power spectrum of the AHS system can be demonstrated in Fig 6 and Fig. 7, respectively. In Fig. 6, the magnitude response illustrates the notch filter characteristic of the AHS system where its depth is 1.6 kHz. Thus, the howling spectrum has been reduced as the result magnitude given in Fig. 7.

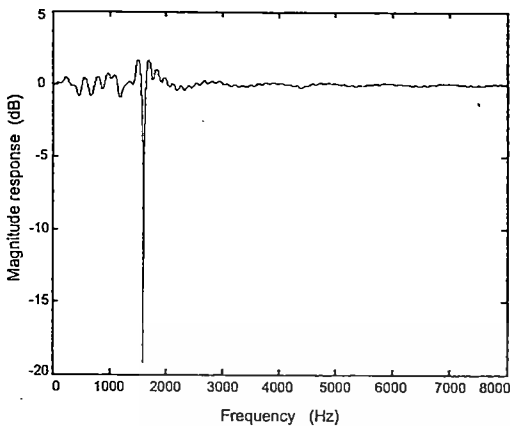


Figure 6. Transfer function of AHS system

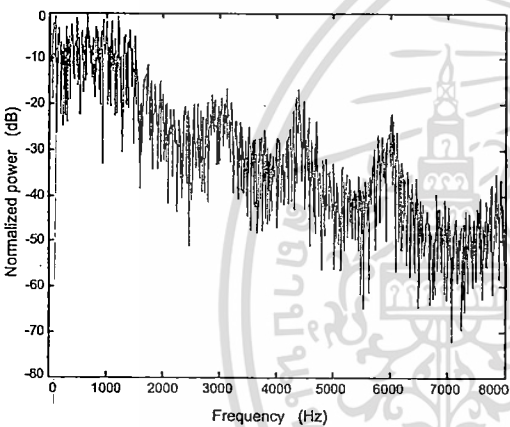


Figure 7. Power spectrum of the AHS output without howling signal

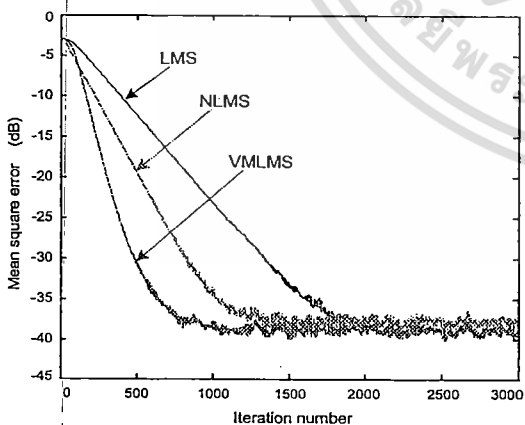


Figure 8. Comparison of convergence behavior

The convergence behavior of the proposed algorithm has been also compared with both LMS and NLMS algorithms where the parameter  $\mu$  is set to be 0.0001 and 0.01, respectively. These algorithms are then performed in the same environment setup as previous discussion. As results shown in Fig. 8, the MSE convergence behavior of the proposed algorithm is superior to both LMS and NLMS algorithms.

## V. CONCLUSIONS

An amplifier system often encounters with a howling problem due to an acoustic feedback of a loudspeaker to a microphone. The system will become unstable if a frequency component of the feedback produces larger than unity open loop gain and the loop phase is a multiple of  $2\pi$  where the howling effect is occurred. The adaptive howling suppressor in an audio amplifier system using the VMLMS algorithm is thus proposed in this paper. The simulation results of the proposed algorithm show good result in howling suppression. Moreover, the comparison shows that the proposed algorithm provides faster convergence rate than the LMS and NLMS algorithms which are performed in the same environment.

## REFERENCES

- [1] M. R. Schroeder, "Improvement of acoustic-feedback stability by frequency shifting," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 36, no. 9, pp. 1718-1724 Sept. 1964.
- [2] T. V. Waterschoot, G. Rombouts and M. Moonen, "On the Performance of Decorrelation by Prefiltering for Adaptive Feedback Cancellation in Public Address Systems," *IEEE Benelux Signal Processing Symposium*, pp. 167-170, 2004.
- [3] J. B. Foley, "Adaptive Periodic Noise Cancellation for the Control of Acoustic Howling," *IEE Colloquium Adaptive filters*, pp. 7/1-7/4, 1989.
- [4] G. Schmidt and T. Haulick, "Signal Processing for in-car Communication Systems," *Signal Processing*, pp. 1307-1326, Oct. 2005.
- [5] J. A. Maxwell and P. M. Zurek, "Reducing Acoustic Feedback in Hearing Aids," *IEEE Trans. Speech and Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 304-313, July 1995.
- [6] M. G. Siqueira and A. Alwan, "Steady-State Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction Systems for Hearing-Aids," *IEEE Trans. Speech and Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443-453, July 2000.
- [7] J. R. Treichler, "Transient and Convergent Behavior of the Adaptive Line Enhancer," *IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 27, no. 1, pp. 53-62, Feb. 1979.
- [8] W. Loetwassana, R. Puchchalard, J. Koseeyaporn and P. Wardkein, "A Modification of Momentum LMS with Variable Momentum Factor," *IEEE Int. Symp. Communications and Information Technologies (ISCIT-2006)*, pp. W2A-3 - W2A-6, 2006.

# A Modification of Momentum LMS with Variable Momentum Factor

Wuthiporn Loetwassana<sup>†</sup> Rachu Punchalard<sup>‡</sup> Jeerasuda Koseeyaporn<sup>†</sup> and Paramote Wardkein<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand  
Tel: +66-2-326-4242, Fax: +66-2-326-4554  
E-mail: s9060015@kmitl.ac.th

<sup>‡</sup> Department of Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering  
Mahanakorn University of Technology, Bangkok, Thailand  
Tel: +66-2-988-3655, Fax: +66-2-988-4040, E-mail: rachu@mut.ac.th

**Abstract**— This article, variable momentum factor to improve performance of momentum LMS is presented. The momentum factor of algorithm is varied according to a gradient decent designed to reduce the square estimation error during each iteration. So this proposed algorithm has high convergence rate and low steady state misadjustment. Simulation results showed good performance of the algorithm in both stationary and nonstationary environments.

## I. INTRODUCTION

Algorithms of adaptive filter by using the least mean square (LMS) are well-known applications because of its basic algorithm are simply to implement [1-3]. Momentum LMS algorithm (MLMS) is developed from LMS algorithm in order to higher convergence rate. S. Roy [3] presents analyze of several property of MLMS. O. Tanrikutu [4] developed MLMS for reduce complex of calculation. L. K. Ting [5] applied the MLMS for detect a chirped signal in radar system.

The MLMS algorithm has not only convergence rate higher than LMS algorithm but also misadjustment higher than LMS when algorithm adapt in steady state because of momentum factor of algorithm is constant [2, 3] and this is disadvantage of MLMS. Thus this paper proposed the variable momentum factor algorithm for improve MLMS algorithm. This here momentum factor is adjusted to large in transient state in order to obtain high convergence rate and small in steady state for low misadjustment. The criterion of adaptation employed the estimate gradient of square error signal for update the momentum factor.

The paper is organized as follows. The review of MLMS algorithm presents in section II. In section III, we described the proposed algorithm. Simulation results are illustrated in section IV. Finally, conclusions are then given in section V.

## II. REVIEW OF MOMENTUM LMS ALGORITHM

The principle of adaptive filter with FIR structure that used MLMS algorithm depicted as Fig. 1 and the MLMS equation show as equation (1) [2, 3]

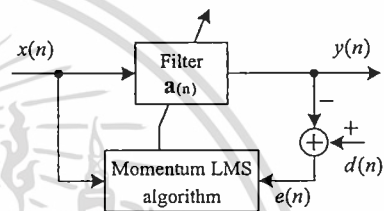


Fig. 1. Structure of adaptive filter with MLMS algorithm

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) + \alpha(\mathbf{a}(n) - \mathbf{a}(n-1)) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2)$$

$$y(n) = \mathbf{a}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (3)$$

Where

$$\mathbf{a}(n) = [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{N-1}(n)]^T$$

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

Here,  $(\cdot)^T$  denotes the matrix transpose,  $\mathbf{a}(n)$  is the coefficient vector at time  $n$ ,  $\mathbf{x}(n)$  is an input vector,  $e(n)$  is a scalar of error signal, and  $\mu$  is step size scalar parameter that controls the speed of convergence and stability of algorithm. [1] An  $\alpha$  is scalar momentum factor and it characterize acceleration of convergence rate and stability of algorithm. [2, 3] The  $d(n)$  and  $y(n)$  are the desired scalar and output signal, respectively.

The last term of equation (1) is momentum term because of it is accelerate convergence rate of algorithm. Reference [3] has studied in detail of stability, time constant and misadjustment of MLMS which the stability of the algorithm under this condition is predicted by inequation as follow

$$|\alpha| < 1 \quad (4)$$

$$0 < \mu < \frac{1+\alpha}{\lambda_{\max}} \quad (5)$$

Where,  $\lambda_{\max}$  is maximum eigen value of input autocorrelation matrix. The time constant of MLMS algorithm showed as follow

$$\begin{aligned} \tau_{i(\text{MLMS})} &\approx \left( \frac{1+\alpha}{1+2\alpha} \right) \frac{1}{2\mu\lambda_i} \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \\ &\approx \left( \frac{1+\alpha}{1+2\alpha} \right) \tau_{i(\text{LMS})} \end{aligned} \quad (6)$$

Where,  $\tau_{i(\text{MLMS})}$  and  $\tau_{i(\text{LMS})}$  are time constant of MLMS and LMS algorithm respectively. Here, time constant of MLMS lower than LMS which it means that the convergence rate of MLMS higher than LMS. The misadjustment of MLMS showed as follow

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\text{MLMS}} &\approx (1+\alpha)\mu \text{tr}[\mathbf{R}] \\ &\approx (1+\alpha)\mathcal{M}_{\text{LMS}} \end{aligned} \quad (7)$$

Where,  $\mathbf{R}$  is input autocorrelation matrix while  $\mathcal{M}_{\text{MLMS}}$  and  $\mathcal{M}_{\text{LMS}}$  are misadjustment of MLMS and LMS respectively.

### III. VARIABLE MOMENTUM FACTOR ALGORITHM

Equation (7) depicted misadjustment of MLMS higher than LMS because of momentum factor is constant. Thus this paper proposed improve performance of momentum LMS algorithm with variable momentum factor or variable momentum LMS (VMLMS) which the algorithm showed as follow

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n) + \alpha(n)(\mathbf{a}(n) - \mathbf{a}(n-1)) \quad (8)$$

Where,  $\alpha(n)$  is time varying scalar momentum factor and show it's the adaptation algorithm as follow [6]

$$\alpha(n) = \gamma\alpha(n-1) + \frac{\rho}{2} \left( -\frac{\partial e^2(n)}{\partial \alpha(n-1)} \right) \quad (9)$$

and

$$\begin{aligned} \frac{\partial e^2(n)}{\partial \alpha(n-1)} &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{a}(n)} \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \alpha(n-1)} \\ &= -2e(n)\mathbf{x}^T(n) \frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \alpha(n-1)} \end{aligned} \quad (10)$$

Equation (8) can be rewrite as follow

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(n) &= \mathbf{a}(n-1) + 2\mu e(n-1)\mathbf{x}(n-1) \\ &\quad + \alpha(n-1)(\mathbf{a}(n-1) - \mathbf{a}(n-2)) \end{aligned} \quad (11)$$

Thus

$$\frac{\partial \mathbf{a}(n)}{\partial \alpha(n-1)} = \mathbf{a}(n-1) - \mathbf{a}(n-2) \quad (12)$$

and the algorithm update momentum factor given by

$$\alpha(n) = \gamma\alpha(n-1) + \rho e(n)\mathbf{x}^T(n)(\mathbf{a}(n-1) - \mathbf{a}(n-2)) \quad (13)$$

In the above equation, the algorithm update under the past coefficient vector, the past scalar momentum factor, the current input vector, the current error signal, the  $\gamma$  and  $\rho$ , respectively where  $0 < \gamma \leq 1$  and  $0 < \rho < 1$  to confirm the good performance. [6]

### IV. SIMULATION RESULTS

The proposed VMLMS algorithm is implemented on identification system under stationary and nonstationary environments that is shown in Fig. 2. Moreover, the performance of the algorithm is compared between LMS and MLMS algorithm with mean square error.

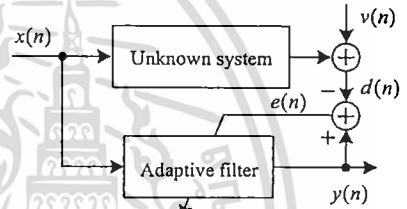


Fig. 2. System of simulation model

#### A. Example 1: The proposed algorithm in stationary environment

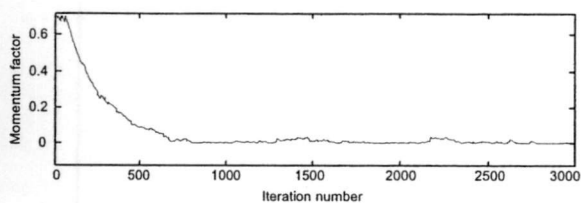
In this example, the FIR adaptive filter of four orders and the unknown system has four time-invariant coefficients as follow

$$\mathbf{h} = \{1, -0.5, 0.02, -0.001\} \quad (14)$$

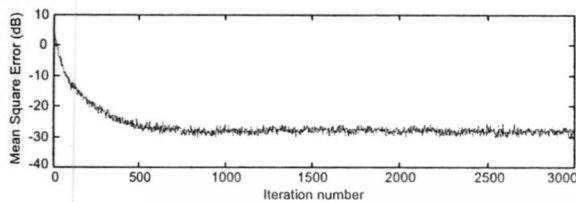
The input signal  $\mathbf{x}(n)$  is a pseudorandom zero mean and Gaussian process obtained as the output of filter with coefficient

$$\mathbf{b} = \{1, 0, 0.7, -0.3, 0.01\} \quad (15)$$

Which this filter input is a zero mean, uncorrelated Gaussian noise of unity variance and  $v(n)$  is additive zero mean, uncorrelated white Gaussian noise  $\sigma^2 = 0.1$  of the system. The parameters used in the proposed algorithm are  $\mu = 0.005$ ,  $\rho = 0.9$ ,  $\gamma = 0.999$ ,  $\alpha_{\max} = 0.7$  and  $\alpha_{\min} = 0$ . The results of simulation showed in fig. 3.



(a)



(b)

Fig. 3 The VMLMS algorithm in stationary environment

**B. Example 2: The proposed algorithm in nonstationary environment**

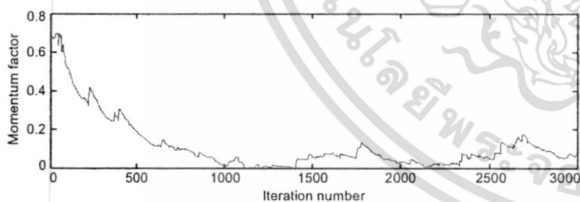
The unknown system is considered for four time-varying coefficients using a random disturbance process

$$\mathbf{h}(n) = \mathbf{h}(n-1) + \mathbf{c}(n) \quad (16)$$

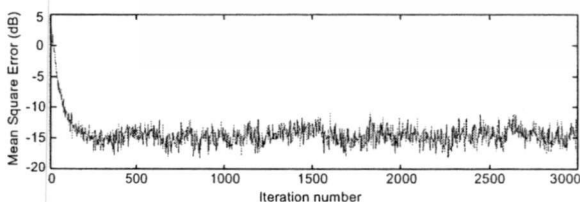
Where  $\mathbf{h}(n)$  is coefficient vector of unknown system at time  $n$  and  $\mathbf{c}(n)$  is a zero mean white Gaussian vector process with covariance matrix

$$\sigma^2 \mathbf{I} = 1 \times 10^{-4} \mathbf{I} \quad (17)$$

The coefficients initial value of unknown system and all parameters are same as in example 1. The simulation results of this example shown as Fig. 4



(a)



(b)

Fig. 4 The VMLMS algorithm in nonstationary environment

**C. Example 3: Comparison of three algorithms in stationary environment**

The performance of LMS, MLMS and VMLMS are compared in stationary environment in this example. We again set the same parameter as in example 1. The parameters of MLMS algorithm are  $\mu = 0.005$  and  $\alpha = 0.7$  while LMS has also  $\mu = 0.005$  and the results showed as Fig. 5

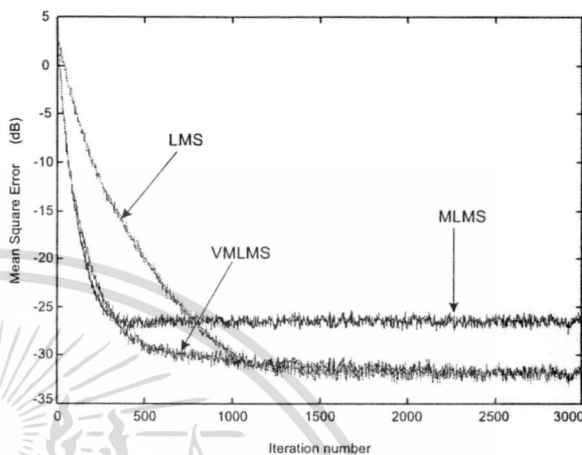


Fig. 5 Comparison of LMS, MLMS and VMLMS algorithm in stationary environment

**D. Example 4: Comparison of three algorithms in nonstationary environment**

This example, the performance of three algorithms are compared in nonstationary environment and again set the same parameters as in example 2 and 3. The result shown in Fig. 6

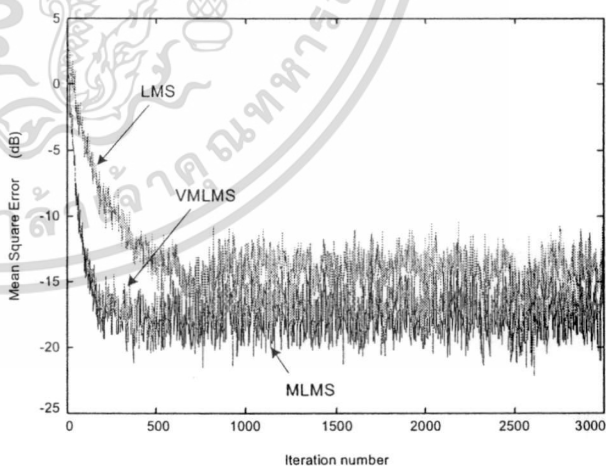


Fig. 6 Comparison of LMS, MLMS and VMLMS algorithm in nonstationary environment

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

In Fig. 5 and Fig. 6 show that the proposed algorithm is high convergence rate in transient state and low steady state misadjustment in both stationary and nonstationary environments are achieved.

## V. CONCLUSIONS

This paper presented a modification of momentum LMS algorithm with time-varying momentum factor. With an estimate gradient of square error signal is used to be criterion of algorithm. Because of the momentum factor is variability thus it can be reduced misadjustment while the convergence rate is satisfaction. Simulation results showed that the proposed algorithm given high convergence rate and low misadjustment in stationary and nonstationary environments, respectively.

## REFERENCES

- [1] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc., pp. 99-114, 1985.
- [2] M. A. Tugay and Y. Tanik, "Properties of the Momentum LMS Algorithm," Proceedings of MELCON-89, Portugal, pp. 197-200, 1989.
- [3] S. Roy and J. J. Shynk, "Analysis of the Momentum LMS Algorithm," IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing, vol.38, no.12, pp. 2088-2098, Dec. 1990.
- [4] O. Tanrikutu, J. A. Chambers and A. G. Constantinides, "Block Momentum LMS Algorithm based on the Method of Parallel Tangents," IEE Proc.-vis, Image Signal Process., vol. 144, no. 2, pp. 49-56, April 1997.
- [5] L. K. Ting, C. F. N. Cowan and R. F. Woods, "LMS Coefficient Filtering for Time-Varying Chirped Signals," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, no. 11, pp. 2160-2169, Nov. 2004.
- [6] W. Loetwassana, R. Puchalard and V. Silapan, "A Modification of Variable Leaky LMS Adaptive Algorithm," 28th Electrical Engineering Conference (EECON-28), vol. 2, pp. 1041 -1044, Oct. 2005.



## ประวัติผู้เขียน

นายวุฒิพร เลิศวาสนา เกิดเมื่อวันที่ 29 สิงหาคม พ.ศ. 2509 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2536 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เมื่อปี พ.ศ. 2546 ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร งานวิจัยที่สนใจ ได้แก่ สาขาด้าน Adaptive signal processing และสาขาด้านระบบสื่อสารโทรคมนาคม เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้