

การดัดแปลงส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้เทคนิคการลดสหมพันธ์



นายจิรวัดณ์ เตชะวิชาญ

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6976-8

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

MODIFICATION OF GENERALIZED SIDELobe CANCELLER
USING DECORRELATION TECHNIQUE

Mr. Jirawat Tachawichan



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-17-6976-8

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การดัดแปลงส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้เทคนิคการลด
สหสัมพันธ์
โดย นายจิรวัดน์ เตชะวิชาญ
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ทับทิม อ่างแก้ว)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งแสงยมวิสัย)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

จิรววัฒน์ เตชะวิชาญ : การดัดแปลงส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์. (MODIFICATION OF GENERALIZED SIDELobe CANCELLER USING DECORRELATION TECHNIQUE) อาจารย์ที่ปรึกษา: รศ. ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล, 80 หน้า. ISBN: 974-17-6976-8

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แสดงถึงผลการวิเคราะห์ผลกระทบของสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด จากการวิเคราะห์นี้ทำให้ได้ค่า $SINR$ ที่เอาต์พุตของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่อยู่ในรูปของตัวแปรต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะ ประกอบด้วย SIR INR ค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางระหว่างสัญญาณ และค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณรบกวน สิ่งนี้ทำให้เราเข้าใจอย่างลึกซึ้งว่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณสามารถที่จะลดสมรรถนะของระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด นอกจากนี้แล้วในวิทยานิพนธ์นี้ยังนำเสนอการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปด้วยการใช้เกณฑ์ในการปรับค่าถ่วงน้ำหนักของระบบจากเกณฑ์ค่ากำลังงานต่ำสุดเป็นส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด

ผลการทดสอบกระทำบนคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB แสดงว่าการใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์กันแทนเกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดนั้นสามารถแก้ปัญหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณแทรกสอดได้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา _____ วิศวกรรมไฟฟ้า _____

ลายมือชื่อนิสิต _____

สาขาวิชา _____ วิศวกรรมไฟฟ้า _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

ปีการศึกษา _____ 2547 _____

447 02511 21 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: SMART ANTENNA / BEAMFORMING / GENERALIZED SIDELOBE
CANCELLER / DECORRELATION

JIRAWAT TACHEWICHAN: MODIFICATION OF GENERALIZED SIDELOBE
CANCELLER USING DECORRELATION TECHNIQUE. THESIS ADVISOR:
ASSOC. PROF. SOMCHAI JITAPUNKUL, 80 pp. ISBN: 974-17-6976-8

In this thesis, we investigated the effect of signal correlation on the performance of the Generalized Sidelobe Canceller (GSC) using minimize power. The analysis yields an explicit expression for the Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (*SINR*) at the output of GSC in terms of the effect on different parameters, including the Interference-to-Noise Ratio (*INR*), the Signal-to-Noise Ratio (*SIR*), the spatial correlation, and the correlation between the desired and interfering signal. It can provide us insight of how the correlation between the desired signal and the interference can severely degrade the performance of the GSC system. Furthermore, this thesis modified the method to find the optimum weight of the GSC in the presence of correlated interference by using decorrelation technique.

The computer simulations were implemented using MATLAB. The obtained results confirmed that the use of decorrelation technique in place of minimize power criteria can overcome correlation problem.

Department Electrical Engineering Student's signature _____
Field of study Electrical Engineering Advisor's signature _____
Academic year 2004

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องด้วยผู้วิจัยได้รับคำแนะนำ และการช่วยเหลือเป็นอย่างดีของ รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งท่านได้ให้โอกาส ให้ความรู้ ความคิด และคำแนะนำ ตลอดจนให้การสนับสนุนต่าง ๆ ในการทำวิจัย ด้วยดีตลอดมา ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณโครงการเสริมสร้างความเชื่อมโยงระหว่างภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และภาคเอกชนทางด้านการวิจัยและพัฒนาที่มอบทุนสนับสนุนแก่ผู้วิจัย

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล สถานที่ทำวิจัย รวมถึงเพื่อนพ้องน้องพี่นิสิตห้องปฏิบัติการ และอาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย ที่มีส่วนช่วยเหลือ ให้ข้อคิดเห็น และคำแนะนำ ตลอดจนใจกำลังใจในการทำวิจัยเป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ นายจำลอง และนางเกศรา เตชะวิชาญ บิดา และมารดาของผู้วิจัย รวมทั้งพี่น้อง และคุณมีนมาลย์ สุภาพล ซึ่งได้ให้การสนับสนุนทั้งทางด้านการเงิน และทางด้านจิตใจ โดยเป็นกำลังใจให้แก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสามารถประสบผลสำเร็จในการศึกษา

นายจิรวัดมน์ เตชะวิชาญ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญภาพ.....	ญ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.1.1 ระบบสายอากาศเก็ง.....	2
1.1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป.....	4
1.2 แนวทางที่นำเสนอ.....	6
1.3 วัตถุประสงค์.....	6
1.4 ขอบเขตวิทยานิพนธ์.....	6
1.5 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน.....	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
2. ความรู้พื้นฐานและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 ข้อกำหนดพื้นฐาน สัญลักษณ์ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	8
2.1.1 สัญลักษณ์ และตัวแปรที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบการก่อรูปลำคลื่น.....	9
2.1.2 แบบจำลองสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบการก่อรูปลำคลื่น.....	11
2.2 การก่อรูปลำคลื่นแบบใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ.....	14
2.2.1 วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบห้วงและรวมสามัญ.....	16
2.2.2 Linearly Constraint Minimum Power.....	16
2.2.3 ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป.....	19
2.2.3.1 ส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ.....	21
2.2.3.2 ส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ.....	22
2.2.3.3 ส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้.....	22
2.3 Generalized Sidelobe Decorrelator.....	25

บทที่	หน้า
3. ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์	27
3.1 ผลกระทบที่เกิดจากความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ	27
3.2 โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์	30
3.3 การทำงานของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์	32
3.2.1 อัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุด	33
3.2.2 อัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์	33
3.4 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณ	34
4. ผลการจำลองแบบ	36
4.1 การจำลองผลกระทบที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบ ค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่เกิดความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ	36
4.1.1 การจำลองแบบกรณีที่ค่า $SINR$ ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป ที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด	36
4.1.1.1 ผลการจำลองแบบกรณีที่ค่า SNR สูง	37
4.1.1.2 ผลการจำลองแบบกรณีที่ค่า SNR ต่ำ	38
4.1.2 ค่า $SINR$ จากฟังก์ชันของขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ และทิศทางของสัญญาณแทรกสอด	40
4.2 การจำลองแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบ ค่าพลังงานต่ำสุด	42
4.2.1 สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง	42
4.2.1.1 กรณีค่า SNR สูง และ INR ต่ำ	42
4.2.1.2 กรณีค่า SNR สูง และ INR สูง	43
4.2.1.3 กรณีค่า SNR และ INR ต่ำ	44
4.3 การจำลองแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์	46
4.3.1 สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง	47
4.3.1.1 กรณีค่า SNR และ INR ต่ำ	47

บทที่	หน้า
4.3.1.2 กรณีค่า <i>SNR</i> ต่ำ และ <i>INR</i> สูง.....	49
4.3.1.3 กรณีค่า <i>SNR</i> สูง และ <i>INR</i> ต่ำ.....	50
4.3.1.4 กรณีค่า <i>SNR</i> และ <i>INR</i> สูง.....	53
5. สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ	56
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	56
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	57
รายการอ้างอิง.....	58
ภาคผนวก โปรแกรมจำลองบนคอมพิวเตอร์.....	61
ภาคผนวก ก แบบจำลองสัญญาณอินพุตของระบบ.....	62
ภาคผนวก ข แบบจำลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซั้งที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ แบบกำลังงานต่ำที่สุด.....	67
ภาคผนวก ค แบบจำลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซั้งที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์.....	71
บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่.....	75
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	80

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 ลักษณะของลำคลื่นแบบมีทิศทางในระบบสายอากาศแก่ง.....	1
รูปที่ 1.2 ลักษณะของลำคลื่นที่ได้จากสายอากาศแฉวลำดับ.....	2
รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของระบบการก่อรูปลำคลื่น.....	9
รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองของตัวก่อลำคลื่นแบบหนึ่งและรวมสามัญ.....	15
รูปที่ 2.3 ลักษณะของปริภูมิ และปริภูมิตั้งฉากของเมตริกซ์โปรเจกชัน.....	18
รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป.....	19
รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองสัญญาณของระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่นำเอาผลจากวิธี LCMP กรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียวเปรียบเทียบกับ กรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไขเมื่อทิศของสัญญาณแทรกสอดมี ทิศทางอยู่ในช่วงความกว้างพู่หลัก ($N = 3, \theta_1 = 0^\circ, \theta_{mf} = 10^\circ$).....	20
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของ Generalized Sidelobe Decorrelator.....	24
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์.....	30
รูปที่ 4.1 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น 0 dB, $\theta_i = 45^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ.....	37
รูปที่ 4.2 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น 0 dB, $\theta_i = 5^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ.....	38
รูปที่ 4.3 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น -10 dB, $\theta_i = 45^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ.....	39
รูปที่ 4.4 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น -10 dB, $\theta_i = 5^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ.....	39
รูปที่ 4.5 ค่า $SINR$ ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น -10 dB.....	40
รูปที่ 4.6 ค่า $SINR$ ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 6 องค์ประกอบ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น -10 dB.....	41
รูปที่ 4.7 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป	

	ที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น 0 dB และค่า <i>INR</i> เป็น -10 dB.....	43
รูปที่ 4.8	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป ที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น 0 dB และค่า <i>INR</i> เป็น 0 dB.....	44
รูปที่ 4.9	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป ที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น -10 dB และค่า <i>INR</i> เป็น -10 dB.....	46
รูปที่ 4.10	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิค การลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น -10 dB และค่า <i>INR</i> เป็น -10 dB.....	48
รูปที่ 4.11	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิค การลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น -10 dB และค่า <i>INR</i> เป็น 0 dB.....	50
รูปที่ 4.12	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิค การลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น 0 dB และค่า <i>INR</i> เป็น -10 dB.....	52
รูปที่ 4.13	ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิค การลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า <i>SNR</i> เป็น 0 dB และค่า <i>INR</i> เป็น 0 dB.....	54

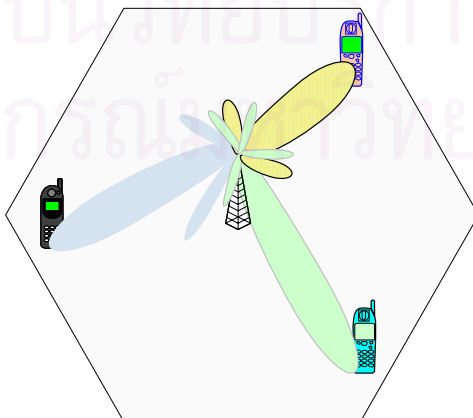
บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบโทรคมนาคมแบบไร้สายมีความสำคัญต่อบุคคลทุกระดับทั่วทุกมุมโลก เพราะการได้รับข่าวสารที่รวดเร็ว และถูกต้องทำให้กิจกรรมต่าง ๆ ในชีวิตประจำวันของมนุษย์สามารถดำเนินร่วมกันได้อย่างรวดเร็ว สะดวกสบาย และมีประสิทธิภาพ จึงทำให้ความต้องการใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มสูงขึ้นมากจนทำให้ช่องสัญญาณที่มีอยู่จำกัดนั้นไม่สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากความต้องการใช้งานที่เพิ่มขึ้นของการสื่อสารแบบไร้สายส่งผลให้มีการพัฒนาเทคนิคต่าง ๆ ที่จะนำช่องสัญญาณที่มีอยู่อย่างจำกัดไปใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด โดยการเพิ่มสมรรถนะของระบบโทรคมนาคมแบบไร้สายให้สามารถรองรับความต้องการของผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้นได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ในระบบเซลลูลาร์ เราสามารถเพิ่มความจุหรือจำนวนผู้ใช้ในระบบได้โดยวิธีการต่าง ๆ เช่นการแบ่งเซลล์ (Cell Splitting) การแบ่งเซกเตอร์ของเซลล์ (Sectoring) เป็นต้น [1]

อย่างไรก็ตามยังมีเทคโนโลยีที่สามารถเพิ่มความจุของระบบได้ รวมถึงยังสามารถที่จะเพิ่มคุณภาพของสัญญาณให้สูงขึ้นได้ และหนึ่งในเทคโนโลยีนั้นก็คือ “ระบบสายอากาศเก่ง” (Smart Antenna System) [2] โดยอาศัยการนำเอาสัญญาณจากสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบคงที่ค่าหนึ่ง มารวมกันเพื่อก่อรูปลำคลื่นที่สามารถปรับเปลี่ยน และสามารถกำหนดทิศทางในการส่งสัญญาณไปยังผู้ใช้ที่ต้องการได้โดยไม่รบกวนผู้ใช้อื่น ๆ



รูปที่ 1.1 ลักษณะของลำคลื่นแบบมีทิศทางในระบบสายอากาศเก่ง

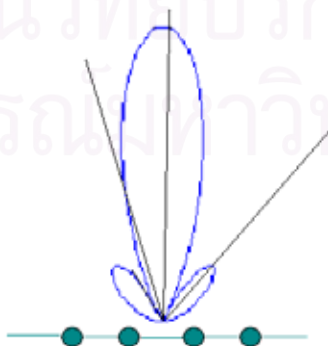
1.1.1 ระบบสายอากาศเก้ง

ระบบสายอากาศเก้งเป็นเทคนิคที่สามารถการเพิ่มความจุของระบบโทรคมนาคมแบบไร้สายที่ใช้การจัดแบ่งช่องสัญญาณในโดเมนของทิศทาง โดยอาศัยกรรมวิธีที่สามารถตรวจวัด และกำหนดทิศทางของการรับส่งสัญญาณเฉพาะเจาะจงไปยังผู้ใช้ที่ต้องการรวมถึงความสามารถในการจำกัดการรบกวนของสัญญาณรบกวน (Noise) ที่เกิดจากการผ่านช่องสัญญาณ และสัญญาณแทรกสอด (Interference) ที่เกิดจากการส่งสัญญาณที่ช่วงความถี่เดียวกันในระบบเซลลูลาร์ดังที่แสดงในรูปที่ 1.1 นั้นกล่าวได้ว่าเป็นหัวใจสำคัญของระบบสายอากาศเก้ง โดยระบบสายอากาศเก้งนั้นสามารถแบ่งขั้นตอนการทำงานของระบบออกได้เป็นสองขั้นตอน คือ

1). การตรวจจับสัญญาณ (Detection of Signals)

ขั้นตอนการตรวจจับสัญญาณนั้นเป็นขั้นตอนที่ใช้ในการหาจำนวนของแหล่งกำเนิดสัญญาณ และทิศทางของสัญญาณของผู้ใช้บริการ (Direction Of Arrival: DOA) ทิศทางของสัญญาณรบกวน และสัญญาณแทรกสอดที่สถานีฐานได้รับ ซึ่งหาได้จากวิธีการในการประมาณทิศทางสัญญาณวิธีต่าง ๆ ที่สามารถแบ่งออกได้ 4 วิธี คือ

1. Conventional method
2. Subspace Base method
3. Maximum Likelihood method
4. Integral method



รูปที่ 1.2 ลักษณะของลำคลื่นที่ได้จากสายอากาศแถวลำดับ

2). การก่อรูปลำคลื่น (Beamforming)

ส่วนในขั้นตอนการก่อรูปลำคลื่นนั้นเป็นกรรมวิธีที่ใช้ประมาณค่าผลตอบสนองของสัญญาณที่ต้องการโดยอาศัยหลักการประมวลผลสัญญาณของสายอากาศแถวลำดับ (array processing) ร่วมกับการสร้างฟิลเตอร์เชิงทิศทาง (spatial filtering) เพื่อสร้างแบบรูปลำคลื่นจากการกำหนดการแผ่พลังงานของสายอากาศซึ่งสามารถใช้งานได้ทั้งในการรับสัญญาณที่ส่งมาจากทิศทางเฉพาะเจาะจงเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนที่มาจากทิศทางอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการ และการส่งสัญญาณไปยังทิศทางเจาะจงไปยังผู้รับเพื่อลดการรบกวนผู้รับอื่น ๆ ในระบบ โดยที่ลักษณะของลำคลื่นที่ได้จากสายอากาศแถวลำดับสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.2

การก่อรูปลำคลื่นสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 แบบคือ [3]

1. แบบใช้สัญญาณอ้างอิง (Reference Signal)
 - Minimum Mean Square Error (MMSE)
 - Multiple Sidelobe Canceller (MSC)
 - อื่น ๆ
2. แบบใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ
 - Classical Beamforming
 - Conventional Beamforming (Delay-and-Sum Beamforming)
 - Linearly Constraint Minimum Variance (LCMV)
 - อื่น ๆ
3. การสร้างลำคลื่นปรับตัวได้แบบบอด (Blind Adaptive Beamforming)
 - Constant Modulus Array (CMA)
 - Conjugate Gradient Method
 - อื่น ๆ

การก่อรูปลำคลื่นยังสามารถกระทำได้หลายวิธีโดยที่มีความแตกต่างกันตรงการเลือกใช้ข้อมูลเบื้องต้น (prior information) เช่น การใช้ข้อมูลทางเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับ (array antenna geometry) หรือข้อมูลทางสถิติของสัญญาณที่เข้ามาสู่สายอากาศแถวลำดับ เป็นต้น

1.1.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป

ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป (Generalized Sidelobe Canceller: GSC) [4], [5], [6] นั้นเป็นการก่อรูปลำคลื่นแบบที่ใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการวิธีหนึ่งที่ใช้ข้อมูลทางเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับมาใช้ในการประมวลผลสัญญาณที่มีพัฒนาการมาจากวิธีการ Linearly Constraint Minimum Variance (LCMV) และ Multiple Sidelobe Canceller (MSC) [5] โดยมีหลักการพื้นฐานคือแยกข้อมูลที่ได้รับจากองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับแต่ละองค์ประกอบออกเป็นสองส่วนที่อิสระแก่กันแบ่งเป็นส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ (Conventional Beamformer) และส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ (Signal Blocking Processor) ซึ่งความเป็นอิสระแก่กันของข้อมูลทั้งสองส่วนเป็นส่วนสำคัญที่สุดสำหรับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปในการขจัดพู่ข้าง แต่การที่จะทำให้เกิดความอิสระแก่กันมากขึ้นนั้นต้องใช้จำนวนข้อมูลที่เข้าสู่จำนวนอนันต์มากขึ้นด้วย ซึ่งเป็นไปไม่ได้ในการที่จะนำไปใช้ในงานที่ต้องประมวลผลสัญญาณแบบเวลาจริง (real time) และผลจากการที่ข้อมูลทั้งสองส่วนไม่อิสระแก่กันมากพอจะทำให้เกิดความสับสนปนระหว่างเอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญกับเอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณจะทำให้ประสิทธิภาพในการขจัดพู่ข้างลดลงมากขึ้นจนอาจทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของแบบรูปลำคลื่นของพู่หลัก (main beam) ส่งผลให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดบวกสัญญาณรบกวน (Signal to Interference plus Noise Ratio: $SINR$) ลดลง ดังนั้นในทางปฏิบัติเราจะใช้เกณฑ์ที่ลดข้อจำกัดนี้ลงโดยใช้ข้อมูลทางสถิติที่มีลำดับสูงขึ้น (higher-order statistical) ที่ใช้ในงานการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอด [7]

ขอบเขตของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป และการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอดมี เป้าหมาย และวิธีการที่มีความใกล้เคียงกันโดยมีรากฐานมาจากการใช้เซนเซอร์แถวลำดับ ที่แต่ละองค์ประกอบจะวัดความแตกต่างของส่วนประกอบของแหล่งกำเนิดต่างๆ ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปมักจะใช้ในกรณีที่น่าสนใจแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต้องการเพียงแหล่งเดียว และสัญญาณจากแหล่งอื่นถือเป็นสัญญาณรบกวนทั้งหมด ส่วนในการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบ

บอดนั้นจะสนใจข้อมูลของทุกสัญญาณที่เข้ามาสู่เซนเซอร์ ทั้งสองวิธีมีเป้าหมายเดียวกันคือกรองและรวมสัญญาณจากเซนเซอร์เพื่อให้ได้มาซึ่งสัญญาณที่ต้องการ โดยมีจุดที่แตกต่างกันตรงที่ข้อมูลเริ่มต้นที่นำมาใช้ และเกณฑ์ที่ใช้เพื่อการกักสัญญาณที่ต้องการ

เมื่อข้อมูลเริ่มต้นที่นำมาใช้ได้คือความอิสระแก่กันทางสถิติ (statistically independent) จะจัดอยู่ในปัญหาทางการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอดความอิสระแก่กันจะเป็นเกณฑ์ของการปรับตัวของอัลกอริทึม เมื่อต้องการความอิสระแก่กันที่แน่นอนมากขึ้นนั้นต้องใช้จำนวนข้อมูลที่เข้าสู่จำนวนอนันต์มากขึ้นด้วย

เมื่อข้อมูลเริ่มต้นที่นำมาใช้ได้ประกอบด้วยลักษณะทางเรขาคณิตของสายอากาศแถวลำดับ (array geometry) และตำแหน่งทิศทาง (angular position) ของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต้องการจะจัดอยู่ในปัญหาของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป ภายใต้ข้อสมมุติฐานที่ว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณที่มาจากทิศทางอื่นที่ไม่สนใจถือเป็นสัญญาณรบกวนทั้งหมดสัญญาณจากเซนเซอร์จะผ่านฟิลเตอร์เพื่อให้ได้กำลังงานต่ำสุดภายใต้เงื่อนไขที่ให้หน่วย และรวมล่าคลีน (Delay-and-Sum) ในทิศทางที่สนใจเพียงทิศทางเดียว เมื่อเพิ่มเกณฑ์การทำให้เหมาะสมที่สุด (optimization criteria) จะจัดอยู่ในอัลกอริทึม LCMV ที่เสนอโดย O.L. Frost [8] และเมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขที่ชัดเจนเพิ่มมากขึ้นโดยการเพิ่มการลดกำลังสัญญาณจากทิศทางอื่นนอกจากทิศทางที่สนใจ จะจัดอยู่ในงานของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่เสนอโดย L.J. Griffiths และ C.W. Jim [4]

ในวิทยานิพนธ์นี้เราจะนำเสนอตัววัดผลกระทบของความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด [18] - [23] ที่มีต่อสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป จากการวิเคราะห์นี้ทำให้ได้ค่า $SINR$ ที่เอาต์พุตของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปอยู่ในรูปตัวแปรต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะ ประกอบด้วย SIR , INR , ค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางระหว่างสัญญาณ (spatial correlation), และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด สิ่งนี้ทำให้เราเข้าใจอย่างลึกซึ้งว่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณสามารถที่จะลดสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปได้อย่างไร ตลอดจนการนำเสนอวิธีการแก้ปัญหาเนื่องจากผลกระทบดังกล่าวโดยอาศัยแนวคิดจากงานวิจัย [7] ที่ใช้ในการประมวลผลของการแยกสัญญาณเสียง แต่เราจะนำมาประยุกต์ใช้ในงานสายอากาศแก่

โดยในงานวิจัย [7] นั้นนำเอาวิธีการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอดมาใช้ร่วมกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปแล้วมาสร้างเป็นอัลกอริทึมใหม่ที่เรียกว่า "Generalized

Sidelobe Decorrelator” (GSD) โดยที่ GSD เป็นอัลกอริทึมใหม่ที่เป็นการรวมกันระหว่าง ส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป และการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอด โดยเป็นการขยายข้อจำกัด ส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปจากการใช้เกณฑ์มาตรฐานที่ใช้ค่ากำลังงานต่ำสุด (Minimum Power Criteria) มาเป็นเกณฑ์การลดสหสัมพันธ์ (Decorrelation Criteria) อย่างไรก็ตามอัลกอริทึมนี้จะไม่เหมือนกับส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่สมรรถนะของอัลกอริทึมจะไม่ลดลงแม้ว่าจะมีสหสัมพันธ์ระหว่างส่วนก่อนรูปลำคลื่นแบบสามัญกับและส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ

1.2 แนวทางที่นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอเทคนิคการก่อรูปลำคลื่นที่ใช้วิธีขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป โดยเปลี่ยนเกณฑ์ที่ใช้ในการปรับค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักเพื่อแก้ปัญหาที่มักเกิดในส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปแบบทั่วไปเมื่อสัญญาณแทรกสอดที่เข้ามาในระบบมีสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ

1.3 วัตถุประสงค์

วิเคราะห์ผลกระทบของสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดที่มีผลต่อสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด พร้อมทั้งนำเสนอตัววัดผลกระทบที่เกิดขึ้นด้วย รวมถึงการพัฒนาส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปโดยการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมที่ลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณแทนอัลกอริทึมที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดขึ้นมาเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบดังกล่าว เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในระบบโทรคมนาคมแบบไร้สายยุคต่าง ๆ เพื่อเพิ่มคุณภาพของสัญญาณในระบบให้สูงขึ้นได้

1.4 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

ปรับปรุงส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ในงานสายอากาศแก่งโดยใช้อัลกอริทึมที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์แทนการใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุดเพื่อเพิ่มสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปเมื่อเกิดปัญหาสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด

1.5 ขั้นตอนและวิธีดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการก่อรูปลำคลื่น และการทำให้เหมาะสมแบบมีเงื่อนไขบังคับ

2. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป
3. ศึกษาผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการก่อรูปลำคลื่นโดยวิธีการขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปเมื่อมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ
4. ศึกษาแนวทางในการแก้ปัญหาที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการก่อรูปลำคลื่นโดยวิธีการขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปเมื่อมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ
5. ทำการทดลองโดยสร้างแบบจำลอง และทำการจำลองแบบของระบบการก่อรูปลำคลื่นโดยวิธีการขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปตามอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้น
6. วิเคราะห์ผลที่ได้จากการจำลองแบบ
7. สรุปลงานวิจัย และจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ทราบกรรมวิธีในการนำวิธีการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณบอดร่วมกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปแล้วที่แก้ปัญหาคือความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ
2. เป็นแนวทางในการวิจัยปรับปรุงสมรรถนะของสถานีฐานในระบบเซลลูลาร์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

ความรู้พื้นฐาน และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

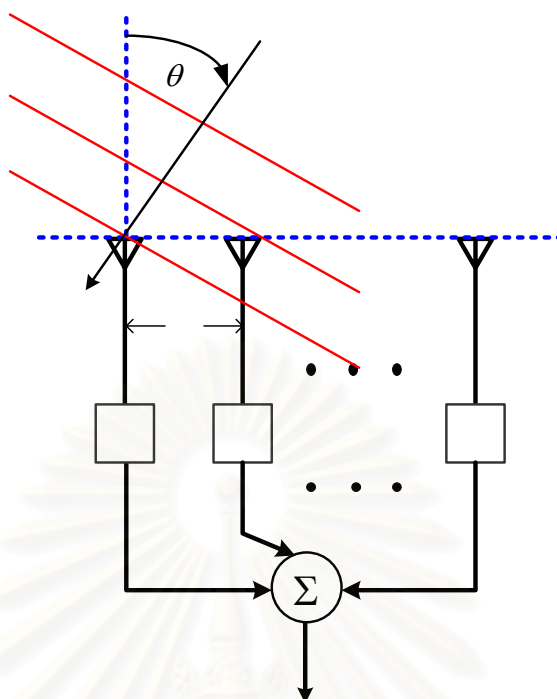
การก่อรูปลำคลื่นมีลักษณะโครงสร้างทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.1 สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะผ่านกระบวนการประมวลผลสัญญาณต่าง ๆ เพื่อที่จะให้ได้สัญญาณที่มีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้องการ (Desired Signal) มากที่สุด ซึ่งกระบวนการประมวลผลสัญญาณในวิธีการก่อรูปลำคลื่นนั้นมีกรรมวิธีการหลายวิธีให้เลือกใช้ตามความเหมาะสมในงานด้านต่าง ๆ

ในบทนี้จะกล่าวถึงสัญลักษณ์ ตัวแปร และแบบจำลองสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์ รวมถึงความรู้พื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับการก่อรูปลำคลื่นโดยวิธีการต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สาย ตลอดจนอธิบายถึงกรรมวิธีของ Generalized Sidelobe Decorrelator

2.1 ข้อกำหนดพื้นฐาน สัญลักษณ์ และแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์

ในการวิเคราะห์ปัญหาของวิทยานิพนธ์นี้จะกำหนดข้อกำหนดพื้นฐานเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ดังนี้

- องค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับแต่ละองค์ประกอบเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omni-direction antenna)
- ระยะระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับเล็กเพียงพอที่จะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณแต่ละองค์ประกอบรับได้มีค่าเท่ากัน
- ระยะห่างระหว่างภาคส่ง และภาครับอยู่ห่างกันมากจนสามารถพิจารณาให้เป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าระยะไกล (Far-field) ได้ ทำให้คลื่นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับมีลักษณะเป็นคลื่นระนาบ (plane wave)
- ไม่คิดผลของค่าความเหนี่ยวนำร่วม (mutual coupling) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับแต่ละองค์ประกอบ
- กำหนดให้ทิศทางของสัญญาณที่สนใจ และสัญญาณรบกวนหาได้จากขั้นตอนการตรวจวัดสัญญาณแล้ว



รูปที่ 2.1 โครงสร้างพื้นฐานของระบบการก่อรูปลำคลื่น

2.1.1 สัญลักษณ์ และตัวแปรที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบการก่อรูปลำคลื่น

สัญญลักษณ์ และตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดไว้ดังนี้

$C_{z_i z_j}(n)$ คือ ฟังก์ชันร่วมนัย (Coherence function)

$g(t)$ คือ ลำดับฐานสองของสัญญาณรบกวนสุ่มเทียม (Pseudo-random noise Binary sequence)

$J(n)$ คือ ฟังก์ชันจุดประสงค์ (Cost function)

$m_i(t)$ คือ ฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อน (Complex Modulating function)

$\mathbf{s}(\theta_i)$ คือ เวกเตอร์ควบคุมทิศทาง (Steering vector) ของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i

$S_{z_i z_j}(n)$ คือ ค่าสหสัมพันธ์ (Cross-correlation) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ i กับสัญญาณเอาต์พุตที่ j

$\mathbf{S}_{zz}(n)$ คือ เมตริกซ์ของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาต์พุต

$\mathbf{S}_{zy}(n)$ คือ เมตริกซ์ของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาต์พุต และสัญญาณอินพุต

$\mathbf{Y}(n)$	คือ	เวกเตอร์อินพุตของส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัว
u_i	คือ	ข้อมูลของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i
\mathbf{v}	คือ	เวกเตอร์สัญญาณรบกวนไวท์เกาส์เซียนแบบบวก (Additive White Gaussian Noise)
\mathbf{w}	คือ	เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของระบบ
\mathbf{w}_q	คือ	เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ
$\mathbf{w}_a(n)$	คือ	เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้ (Adaptive Interference Canceller)
\mathbf{x}	คือ	เวกเตอร์อินพุตของระบบ
y	คือ	เอาต์พุตของระบบการก่อรูปลำคลื่น
$y_q(n)$	คือ	เอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ (Conventional Beamformer)
$\mathbf{y}_b(n)$	คือ	เวกเตอร์เอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ (Signal Blocking Processor)
$z(n)$	คือ	เอาต์พุตของระบบ GSC
$\psi_l(\theta_i)$	คือ	เฟสของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i ของสายอากาศองค์ประกอบที่ l
$\delta(t)$	คือ	พัลส์การซัดตัวอย่าง (Sampling pulse) สำหรับระบบ TDMA
Δ	คือ	ช่วงเวลาซัดตัวอย่าง (Sampling interval) สำหรับระบบ TDMA
θ_i	คือ	ทิศทางของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i
ρ	คือ	สัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ระหว่างสัญญาณ
α	คือ	ค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทาง (Spatial Correlation) ระหว่างสัญญาณ
μ	คือ	พารามิเตอร์ช่วงก้าว (Step-size parameter)
λ	คือ	ความยาวคลื่น (Wavelength) ที่สอดคล้องกับความถี่ f
τ	คือ	การประวิงเวลา (Time delay)
σ^2	คือ	กำลังงานคาดคะเน (Expected Power)
σ_v^2	คือ	กำลังงานคาดคะเนของสัญญาณรบกวน
A_i	คือ	แอมพลิจูดของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตทางความถี่

B	คือ	เมตริกซ์ป้องกันสัญญาณ (Blocking Matrix)
c	คือ	ความเร็วของการแพร่กระจายคลื่นในตัวกลาง
C_{ZZ}	คือ	เมตริกซ์ของฟังก์ชันร่วมนัย
D	คือ	เมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ
d	คือ	ระยะระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ
f_c	คือ	ความถี่คลื่นพาห้ (Carrier Frequency)
g	คือ	อัตราขยายเฉพาะส่วนของสัญญาณที่ต้องการ
g	คือ	เวกเตอร์อัตราขยายเฉพาะส่วนของสัญญาณที่ต้องการ
I	คือ	เมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix)
K	คือ	จำนวนแหล่งกำเนิดสัญญาณ
L	คือ	จำนวนเงื่อนไขในวิธี LCMP
M	คือ	เมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างแหล่งกำเนิด (Source Correlation Matrix)
N	คือ	จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ
P	คือ	กำลังงานของสัญญาณ
R	คือ	เมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix)
S	คือ	เมตริกซ์ของเวกเตอร์ทิศทางของทุก ๆ แหล่งกำเนิด
$E[\cdot]$	คือ	ค่าคาดคะเน (Expectation Value)
$\text{Re}[\cdot]$	คือ	ส่วนจริง (Real Part)
$(\)^*$	คือ	สังยุคเชิงซ้อน (Complex conjugate)
$(\)^H$	คือ	ตัวปฏิบัติการเฮอร์มิเทียน (Hermitian operator)
$\text{trace}[\]$	คือ	ผลรวมของสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุม

2.1.2 แบบจำลองสัญญาณที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบการก่อรูปลำคลื่น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองสัญญาณ (signal model) พื้นฐานที่ใช้ในการวิเคราะห์ปัญหาในระบบการก่อรูปลำคลื่นดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 จากรูปโครงสร้างของระบบการก่อรูปลำคลื่นประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับที่มีจำนวนองค์ประกอบ N องค์ประกอบมีระยะระหว่างองค์ประกอบแต่ละองค์ประกอบเท่ากันคือ d สัญญาณต่าง ๆ ที่รับได้โดยสายอากาศถูกส่งผ่านตัวกลางเอกพันธ์ (homogeneous medium) ด้วยความเร็ว c จากแหล่งกำเนิดจำนวน K

แหล่งที่ไม่มีควมสหสัมพันธ์ และให้สัญญาณที่สนใจถูกส่งด้วยความถี่คลื่นพาห้ f_c ดังนั้นเราสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณเนื่องจากแหล่งกำเนิด i ที่รับได้จากสายอากาศอ้างอิงในแบบเชิงซ้อนได้เป็น [10]

$$m_i(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (2.1)$$

โดยที่ฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อน $m_i(t)$ มีลักษณะต่าง ๆ แตกต่างกันไปตามการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในระบบสื่อสารแบบไร้สายดังที่แสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อนแบบต่าง ๆ ในระบบสื่อสารแบบไร้สาย [10]

ระบบ	ฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อน
FDMA	$m_i(t) = A_i e^{ju_i(t)}$
TDMA	$m_i(t) = \sum_n u_i(n) \delta(t - n\Delta)$
CDMA	$m_i(t) = u_i(t)g(t)$

โดยทั่วไปแล้วฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อนมักจะเป็นจำลองแบบมาจากกระบวนการสุ่ม (random process) ที่มีค่าเฉลี่ย (mean) เป็นศูนย์ และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับกำลังงานคาดคะเนของสัญญาณที่ถูกส่งมาจากแหล่งกำเนิดต่าง ๆ (σ_i^2)

กำหนดให้สายอากาศองค์ประกอบที่ 1 เป็นตำแหน่งอ้างอิงดังนั้นสัญญาณที่รับได้โดยองค์ประกอบที่ l จะมีเฟสนำเฟสของสัญญาณของสายอากาศองค์ประกอบที่ 1 เป็น

$$\psi_l(\theta) = \frac{2\pi d}{\lambda} (l-1) \sin \theta \quad (2.2)$$

หรือประวิงเวลาต่างจากองค์ประกอบที่ 1 เป็น

$$\tau_l(\theta) = \frac{d}{c} (l-1) \sin \theta \quad (2.3)$$

จากสมการที่ (2.1) และสมการที่ (2.3) เราสามารถเขียนแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณเนื่องจากแหล่งกำเนิด i ที่รับได้จากสายอากาศองค์ประกอบที่ l ได้ดังนี้

$$m_l(t + \tau_l(\theta))e^{j2\pi f_c(t + \tau_l(\theta))} \quad (2.4)$$

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ระบบแล้วนั้นในงานวิจัยต่าง ๆ มักจะกำหนดให้สัญญาณในระบบเป็นสัญญาณแถบแคบ (narrow-band signal) และผลที่ได้จากการกำหนดนี้จะได้สัญญาณที่มีความกว้างแถบแคบเพียงพอที่จะทำให้สามารถประมาณฟังก์ชันมอดูเลตเชิงซ้อนจะคงที่ภายในช่วงประวิงเวลาในสมการที่ (2.3) ดังนั้นเราสามารถประมาณได้ว่า [11]

$$m_l(t) \cong m_l(t + \tau_l(\theta))$$

จากผลดังกล่าวเราสามารถกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของสัญญาณรวมทุกแหล่งกำเนิดที่รับได้ และสัญญาณรบกวนของสายอากาศองค์ประกอบที่ l ดังนี้

$$x_l(t) = \sum_{i=1}^K m_i(t)e^{j2\pi f_c(t + \tau_l(\theta))} + v_l(t) \quad (2.5)$$

โดยที่ $v_l(t)$ คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) ของสายอากาศองค์ประกอบที่ l

พิจารณารูปที่ 2.1 จะพบว่าสัญญาณจากแต่ละองค์ประกอบจะคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก (w) ของแต่ละองค์ประกอบ และนำมารวมกันจะทำให้ได้เอาต์พุตของระบบการก่อรูปลำคลื่นซึ่งสามารถเขียนในรูปผลรวมได้เป็น

$$y(t) = \sum_{l=1}^N w_l^* x_l(t) \quad (2.6)$$

และสามารถเขียนสมการที่ (2.6) ให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$y(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) \quad (2.7)$$

โดยที่ $\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_N(t)]^T$ และ $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_N]^T$

กำหนดให้ส่วนประกอบ (components) ของ $\mathbf{x}(t)$ ทุกส่วนประกอบจำลองแบบจากกระบวนการสเตชันนารีค่าเฉลี่ยศูนย์ (zero mean stationary processes) ดังนั้นเมื่อรู้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก \mathbf{w} เราสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของกระบวนการนี้ได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} P(\mathbf{w}) &= E[y(t)y^*(t)] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\text{โดยที่ } \mathbf{R} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)]$$

สมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ \mathbf{R} แสดงถึงความสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ กล่าวคือ R_{kl} หมายถึงความสหสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบที่ k และ องค์ประกอบที่ l ของสายอากาศแถวลำดับ เราจึงกำหนดแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของเวกเตอร์ควบคุมทิศทางขึ้นเพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ได้เป็น

$$\mathbf{s}(\theta_i) = [1 \quad e^{j2\pi f_c \tau_1(\theta_i)} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_c (N-1)\tau_N(\theta_i)}]^T \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.5) และสมการที่ (2.9) สามารถเขียนเมตริกซ์สหสัมพันธ์ \mathbf{R} ได้ใหม่เป็น

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^K \sigma_i^2 \mathbf{s}(\theta_i) \mathbf{s}^H(\theta_i) + \sigma_v^2 \mathbf{I} \quad (2.10)$$

โดยที่ σ_i^2 คือ กำลังงานคาดคะเนของสัญญาณจากแหล่งกำเนิดที่ i และสมการที่ (2.10) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{R} = \mathbf{S} \mathbf{M} \mathbf{S}^H + \sigma_v^2 \mathbf{I} \quad (2.11)$$

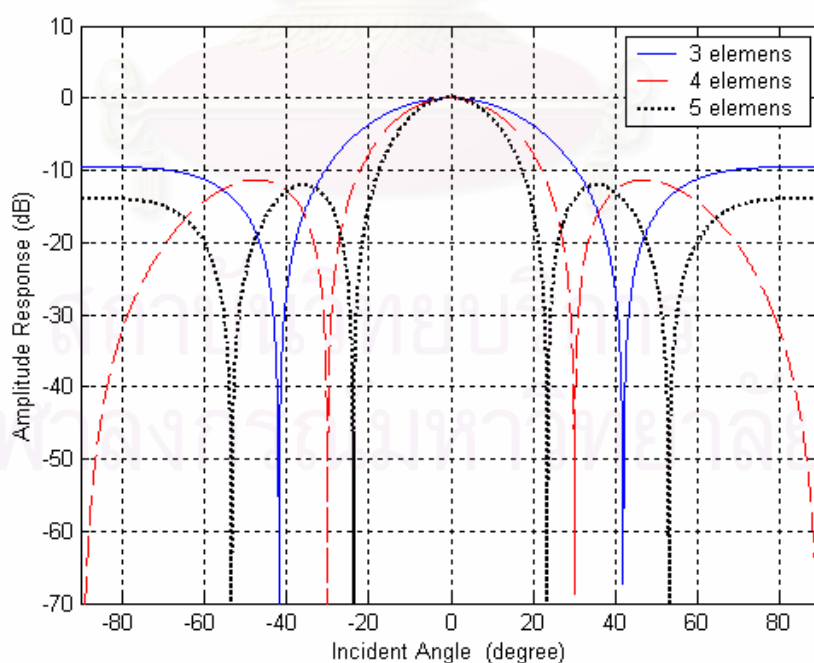
โดยที่ $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(\theta_1) \quad \mathbf{s}(\theta_2) \quad \dots \quad \mathbf{s}(\theta_K)]$ และสมาชิกแต่ละตัวของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างแหล่งกำเนิด \mathbf{M} จะแสดงถึงความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเนื่องจากแหล่งกำเนิดแต่ละแหล่งกำเนิด สำหรับในกรณีที่สัญญาณจากทุกแหล่งกำเนิดเราจะได้ \mathbf{M} อยู่ในรูปของเมตริกซ์แนวทแยง โดยมีสมาชิกในแนวทแยงเป็นค่ากำลังงานคาดคะเนของสัญญาณจากแหล่งกำเนิด

2.2 การก่อรูปลำคลื่นแบบใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ

วิธีการก่อรูปแบบนี้จะใช้เทคนิคการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการ (Direction Of Arrival estimation technique) เข้ามาช่วยเพื่อที่จะนำข้อมูลทิศทางการ

มาถึงของสัญญาณที่ต้องการนั้นมาช่วยในการก่อรูปลำคลื่น ดังนั้นเราจึงไม่ต้องใช้สัญญาณอ้างอิง วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบนี้จะนำเอาทิศทางของสัญญาณที่ต้องการที่ได้จากการประมาณมาใช้เป็นเงื่อนไขบังคับ (Constraint) ของฟังก์ชันจุดประสงค์ (Cost function) ในขั้นตอนของการทำให้เหมาะสมที่สุด (Optimization) [8] ซึ่งวิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบนี้ที่รู้จักกันเป็นอย่างดีคือวิธีการหน่วงและรวมสามัญ (Conventional Delay-and-Sum) และวิธีการ LCMV หรือ Linearly Constraint Minimum Power (LCMP) ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปของส่วนขจัดพหุข้างที่วางนัยทั่วไปได้ [6] วิธีการสร้างลำคลื่นแบบนี้มีข้อเสียคือความซับซ้อนของระบบสูงขึ้น เนื่องจากต้องใช้เทคนิคในการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณเข้ามาช่วย อีกทั้งต้องการการปรับเทียบ (calibration) ของสายอากาศแถวลำดับที่มีความแม่นยำสูงอีกด้วย และสัญญาณแทรกสอดและสัญญาณรบกวนต้องไม่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ

อย่างไรก็ตามมีงานวิจัยต่าง ๆ ออกมาเพื่อแก้ปัญหาข้างต้น เช่น [12] ได้เสนอวิธีแก้ปัญหาทั้งสองกรณี แต่เพิ่มความซับซ้อนของระบบให้สูงขึ้นทำให้ไม่สามารถประมวลผลแบบเวลาจริงได้ และ [13] ก็ได้เสนอวิธีแก้ปัญหาในกรณีที่สัญญาณมีความสัมพันธ์ โดยใช้วิธี Spatial Smoothing แต่วิธีนี้ต้องใช้จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับค่อนข้างมาก



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองของตัวก่อลำคลื่นแบบหน่วงและรวมสามัญ

2.2.1 วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบห่วงและรวมสามัญ

วิธีการก่อรูปลำคลื่นแบบห่วงและรวมสามัญนี้เป็นวิธีการก่อรูปลำคลื่นชนิดที่มีความซับซ้อนน้อยที่สุด ซึ่งเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของตัวก่อลำคลื่นแบบนี้สามารถหาได้จากการนำข้อมูลทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการในขั้นตอนการตรวจวัดสัญญาณมาใช้ โดยกำหนดให้ค่าถ่วงน้ำหนักของแต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน แต่เฟสจะเลือกตามเวกเตอร์ควบคุมทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นถ้ากำหนดให้ θ_1 เป็นทิศของสัญญาณที่ต้องการ เราจะได้เวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักของตัวก่อลำคลื่นแบบห่วงและรวมสามัญนี้เป็น

$$\mathbf{w}_c = \frac{1}{N} \mathbf{s}(\theta_1) \quad (2.12)$$

การกำหนดให้ขนาดของค่าถ่วงน้ำหนักของแต่ละองค์ประกอบเป็น $1/N$ เพื่อให้ได้ผลตอบสนองสัญญาณมีขนาดเท่ากับหนึ่งในทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ ดังที่แสดงในรูปที่ 2.2 เป็นผลตอบสนองของตัวก่อลำคลื่นแบบห่วงและรวมสามัญที่ใช้สายอากาศแถวลำดับที่มีองค์ประกอบจำนวน 3 4 และ 5 องค์ประกอบ และทิศของสัญญาณที่ต้องการคือทิศ 0 องศา

จากรูปที่ 2.2 จะพบว่าความกว้างของพหุคลื่นหลักจะมีแคบลงเมื่อจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศเพิ่มขึ้นทำให้ตัวก่อรูปลำคลื่นแบบห่วงและรวมสามัญมีสมรรถนะสูงขึ้นด้วยเนื่องจากพหุคลื่นหลักจะรับสัญญาณจากทิศทางของสัญญาณที่ต้องการโดยเฉพาะมากขึ้นเมื่อความกว้างของพหุคลื่นหลักแคบลง ซึ่งความกว้างของพหุคลื่นนี้สามารถคำนวณได้จาก [14]

$$\tilde{\phi} = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{Nd} \right) \quad (2.13)$$

ดังที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นสามารถสรุปได้ว่าการก่อรูปลำคลื่นวิธีนี้ถือเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อย และง่ายต่อการนำไปใช้งานจริง แต่ข้อเสียซึ่งถือว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวิธีการก่อรูปลำคลื่นนี้คือสมรรถนะของระบบจะขึ้นอยู่กับความแม่นยำในการประมาณทิศทางการมาถึงของสัญญาณที่ต้องการมากกว่าจำนวนองค์ประกอบที่ใช้ ดังนั้นการเลือกใช้อัลกอริทึมในการประมาณทิศทางดังกล่าวจึงเป็นสิ่งสำคัญ

2.2.2 Linearly Constraint Minimum Power

การแก้ปัญหาค่าเหมาะสมที่สุดคือการหาค่าสูงสุด หรือต่ำสุดของฟังก์ชันที่สนใจ การแก้ปัญหาค่าเหมาะสมโดยทั่วไปนั้นอาจจะมีการกำหนดเงื่อนไขเพิ่มขึ้นเพื่อให้คำตอบที่

ต้องการนั้นสอดคล้องกับเงื่อนไขบางประการที่เราต้องการ ดังเช่นในการก่อรูปแบบ LCMP นั้นมีจุดมุ่งหมายที่จะทำให้ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยต่ำสุด โดยมีเงื่อนไขที่จะรักษาผลตอบสนองสัญญาณที่ต้องการไว้ วิธีการหนึ่งที่ใช้ในการแก้ปัญหาค่าเหมาะสมที่มีเงื่อนไขบังคับนี้คือตัวคูณลากรองจ์ (Method of Lagrange multipliers) [6] ซึ่งจะได้ผลเฉลยดังนี้

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{ภายใต้เงื่อนไขบังคับที่ให้} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}(\theta_1) = g$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \frac{g^* \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_1)}{\mathbf{s}^H(\theta_1) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}(\theta_1)} \quad (2.14)$$

ผลเฉลยที่ได้นี้ก็คือผลเฉลยของวิธี LCMP ที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียว (single linear constraint) ในกรณีที่ต้องการที่ทำการก่อรูปลำคลื่นที่สามารถที่จะรักษาผลตอบสนองสัญญาณที่ต้องการ และควบคุมทิศศูนย์ (null) ไปยังทิศทางของสัญญาณแทรกสอดนั้นสามารถทำได้โดยการกำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไข (multiple linear constraints) ที่จะมีจำนวนเงื่อนไข L ขึ้นอยู่กับจำนวนขององค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับ ($L < N$) โดยมีผลเฉลยคือ

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{w} \quad \text{ภายใต้เงื่อนไขบังคับที่ให้} \quad \mathbf{D}^H \mathbf{w} = \mathbf{g}$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{D} [\mathbf{D}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{g} \quad (2.15)$$

เมตริกซ์ \mathbf{D} คือ เมตริกซ์เงื่อนไขบังคับที่ประกอบด้วยเวกเตอร์ควบคุมทิศของสัญญาณที่สนใจ ($\mathbf{s}(\theta_1)$) และเวกเตอร์ควบคุมทิศของสัญญาณรบกวนที่ต้องการกำจัดทิ้ง และเวกเตอร์ \mathbf{g} คือเวกเตอร์อัตราขยายเฉพาะส่วนของสัญญาณที่สนใจ และจะเป็นศูนย์ในส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการ ($\mathbf{g} = [g \ 0 \ \dots \ 0]^T$)

หากพิจารณาปัญหาข้างต้นในรูปแบบของปริภูมิย่อยตั้งฉากของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ [6] โดยแยกเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักออกเป็นสององค์ประกอบที่ตั้งฉากกันดังนี้

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_c + \mathbf{v} \quad (2.16)$$

โดยที่ \mathbf{w}_c สร้างได้จากปริภูมิของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ และปริภูมิของ \mathbf{v} จะตั้งฉากกับปริภูมิของเมตริกซ์เงื่อนไขบังคับ รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของปริภูมิ และปริภูมิตั้งฉากของเมตริกซ์โปรเจกชันและเมตริกซ์โปรเจกชัน (Projection matrices) หาได้โดย [6]

$$\mathbf{P}_c = \mathbf{D}[\mathbf{D}^H \mathbf{D}]^{-1} \mathbf{D}^H \quad (\text{range of } \mathbf{D}) \quad (2.17)$$

และ
$$\mathbf{P}_{c_a} = \mathbf{I} - \mathbf{P}_c \quad (\text{null space of } \mathbf{D}) \quad (2.18)$$

ลักษณะของปริภูมิ และปริภูมิตั้งฉากของเมตริกซ์โปรเจกชันสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3

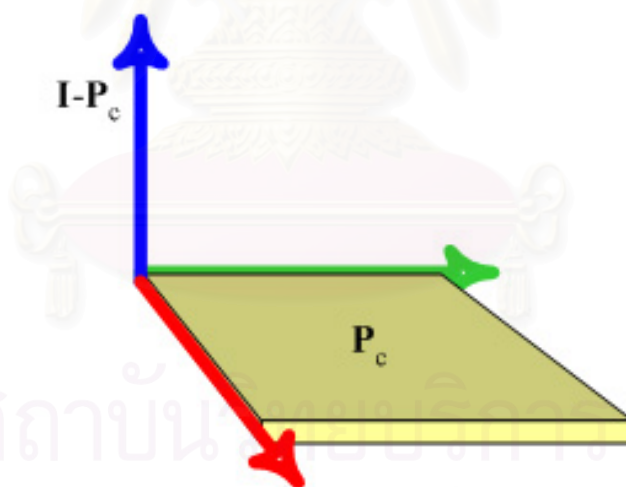
ดังนั้นจะได้
$$\mathbf{w}_c = \mathbf{P}_c \mathbf{w} \quad (2.19)$$

และ
$$\mathbf{v} = \mathbf{P}_{c_a} \mathbf{w} \quad (2.20)$$

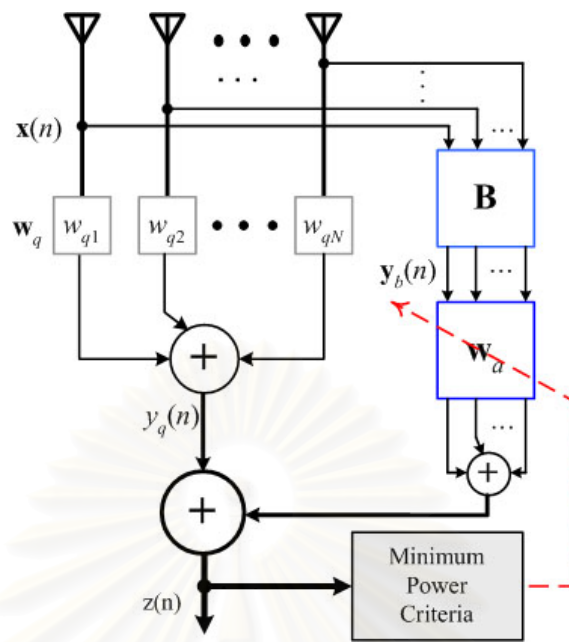
จากสมการที่ (2.20) และเงื่อนไขบังคับในสมการที่ (2.15) จะได้

$$\mathbf{D}^H \mathbf{v} = \mathbf{0} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) จะเห็นได้ว่า \mathbf{v} นั้นไม่ส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขบังคับ ซึ่งเราสามารถนำคุณสมบัตินี้ไปใช้ในวิธีการส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่จะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไปได้



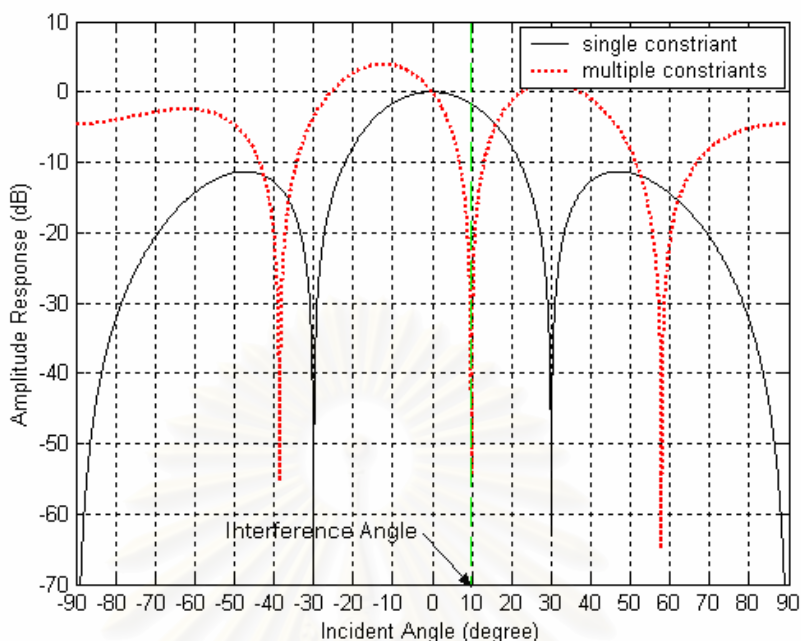
รูปที่ 2.3 ลักษณะของปริภูมิ และปริภูมิตั้งฉากของเมตริกซ์โปรเจกชัน



รูปที่ 2.4 โครงสร้างพื้นฐานของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป

2.2.3 ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป

การก่อรูปลำคลื่นแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปนี้ นำเอาผลจากวิธี LCMV มาจัดรูปใหม่โดยแบ่งการประมวลผลออกเป็นสามส่วนตามที่แสดงดังรูปที่ 2.4 คือ ส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ (Conventional Beamformer) ส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ (Signal Blocking Processor) และ ส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้ (Adaptive Interference Canceller) โดยส่วนแรก หรือส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญจะอยู่ในรูปของผลตอบสนองสัญญาณของสัญญาณที่ต้องการ ส่วนนี้จะเหมือนกับตัวก่อรูปลำคลื่นแบบห้วงและรวมสามัญ โดยจุดประสงค์ของส่วนแรกนี้คือสร้างสัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งเป็นอินพุตแรกของส่วนปรับตัวได้ หรือส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้ ในส่วนที่สองของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปหรือส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณนั้นอยู่ในรูปของการป้องกันสัญญาณ ประกอบด้วยเมตริกซ์ป้องกันสัญญาณ ซึ่งจะทำหน้าที่ป้องกันสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณรวมที่รับได้จากสายอากาศ โดยจุดประสงค์ของส่วนนี้คือนำสัญญาณที่ได้มาขจัดสัญญาณแทรกสอดจากพู่ข้างและสัญญาณที่ได้จากส่วนนี้จะเป็อินพุตที่สองของส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองของสัญญาณของระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่นำเอาผลจากวิธี LCMP กรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียวเปรียบเทียบกับกรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไขเมื่อทิศของสัญญาณแทรกสอดมีทิศทางอยู่ในช่วงความกว้างพู่หลัก ($N = 3, \theta_1 = 0^\circ, \theta_{intf} = 10^\circ$)

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกใช้ระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่นำเอาผลจากวิธี LCMP ที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียวมาพิจารณาเท่านั้น เนื่องจากวิธี LCMP กำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไขไม่เหมาะต่อการนำมาใช้ในสถานะที่สัญญาณรบกวนมีทิศทางอยู่ในช่วงความกว้างพู่หลัก เพราะจะส่งผลให้ทิศของพู่หลักนั้นเข้าไปผิดทิศทางดังที่แสดงในรูปที่ 2.5

รูปที่ 2.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองของสัญญาณของระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่นำเอาผลจากวิธี LCMP กรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับเชิงเส้นเพียงเงื่อนไขเดียวกับกรณีที่มีการกำหนดเงื่อนไขบังคับหลายเงื่อนไข โดยกำหนดให้ระบบทั้งสองประกอบด้วยสายอากาศแถวลำดับ 3 องค์ประกอบ ทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ $\theta_1 = 0^\circ$ ทิศทางของสัญญาณแทรกสอด $\theta_{intf} = 10^\circ$

กำหนดให้ให้เวกเตอร์อินพุต และเอาต์พุตของระบบการขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปคือ

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(n) &= \sum_{i=1}^K \mathbf{s}(\theta_i) m_i(n) + \mathbf{v}(n) \\ &= [x_1(n) \quad \cdots \quad x_N(n)]^T\end{aligned}\quad (2.22)$$

และ

$$\begin{aligned}z(n) &= \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{w}^H \sum_{i=1}^K \mathbf{s}(\theta_i) m_i(n) + \mathbf{w}^H(n) \mathbf{v}(n)\end{aligned}\quad (2.23)$$

2.2.3.1 ส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ

จากรูปที่ 2.4 และสมการที่ (2.22) กำหนดให้แหล่งกำเนิดสัญญาณที่ 1 เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณที่สนใจโดยจะใช้ทิศทางประมาณที่หาได้จากขั้นตอนการตรวจหาสัญญาณ ดังนั้นเอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ แสดงได้โดย

$$y_q(n) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{x}(n) \quad (2.24)$$

โดยที่ \mathbf{w}_q เป็นเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่ที่ถูกเลือกใช้จะสอดคล้องกับปริภูมิของเมตริกซ์โปรเจกชันในสมการที่ (2.17) ซึ่งจะได้เวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่เป็นดังนี้

$$\mathbf{w}_q = [\mathbf{s}^H(\theta_1) \mathbf{s}(\theta_1)]^{-1} \mathbf{s}(\theta_1) \quad (2.25)$$

แทนค่าสมการที่ (2.25) ลงในสมการที่ (2.24) ดังนั้นจะได้เอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญเป็น

$$y_q(n) = m_1(n) + \sum_{i=2}^K \alpha_i m_i(n) + \frac{1}{N} \mathbf{s}^H(\theta_1) \mathbf{v}(n) \quad (2.26)$$

โดยที่ $\alpha_i = \frac{\mathbf{s}^H(\theta_1) \mathbf{s}(\theta_i)}{|\mathbf{s}(\theta_1)| |\mathbf{s}(\theta_i)|}$ แทนค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i [15]

จากสมการที่ (2.26) สัญญาณเอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญที่ได้จะมีองค์ประกอบของสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณแทรกสอด และสัญญาณรบกวนอยู่ โดยสัญญาณที่ต้องการจะมีขนาดเดิมจากที่รับเข้ามา แต่สัญญาณแทรกสอด และสัญญาณรบกวนจะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามผลจากเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักคงที่ ซึ่งสามารถขจัดออกได้โดยอาศัยเอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณที่จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.2.3.2 ส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ

ในส่วนนี้จะสอดคล้องกับวิธี LCMP คือจะใช้เมตริกซ์ป้องกันสัญญาณ (\mathbf{B}) ที่มีคุณสมบัติตามปริภูมิตั้งฉากของเมตริกซ์โปรเจกชันในสมการที่ (2.18) ซึ่งจะทำหน้าที่เหมือนฟิลเตอร์ที่กรองสัญญาณที่ต้องการออกไปจากสัญญาณรวม โดยที่แต่ละหลักในเมตริกซ์ \mathbf{B} ที่มีขนาด $N \times (N-1)$ จะมีความไม่ขึ้นแก่กันเชิงเส้น (Linearly independent) และมีปริภูมิตั้งฉากกับเวกเตอร์ควบคุมทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ $\mathbf{s}(\theta_1)$ มีลักษณะดังนี้

$$\mathbf{B}^H \mathbf{s}(\theta_1) = \mathbf{0} \quad (2.27)$$

โดยที่ $\mathbf{0}$ เป็นเวกเตอร์ศูนย์ที่มีขนาด $(N-1) \times 1$

เวกเตอร์เอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณสามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_b(n) &= \mathbf{B}^H \mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{B}^H \sum_{i=2}^K \mathbf{s}(\phi_i) m_i(n) + \mathbf{B}^H \mathbf{v}(n) \end{aligned} \quad (2.28)$$

จากสมการข้างต้นจะพบว่าสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณนี้จะไม่มีส่วนของสัญญาณที่ต้องการเหลืออยู่เลยในกรณีที่ปริภูมิของทุกหลักในเมตริกซ์ \mathbf{B} มีปริภูมิตั้งฉากกับเวกเตอร์ควบคุมทิศทางของสัญญาณที่ต้องการจริง เมื่อนำสัญญาณจากส่วนนี้ไปปรับลดสัญญาณแทรกสอดจากส่วนก่อนรูปจำลองแบบสามัญได้โดยไม่มีผลต่อสัญญาณที่ต้องการ

2.2.3.3 ส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้

ระบบส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปสามารถที่จะนำอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้วิธีการต่าง ๆ เช่น LMS หรือ RLS มาใช้ โดยอัลกอริทึม LMS เป็นอัลกอริทึมเบื้องต้นที่มีอัตราการลู่เข้าช้าแต่ด้วยข้อได้เปรียบคือเป็นอัลกอริทึมที่มีความซับซ้อนน้อย และง่ายต่อการคำนวณจึงเป็นที่นิยมนำมาใช้ พิจารณาโครงสร้างของระบบส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปจากรูปที่ 2.4 และจาก [6] จะได้สมการเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักของระบบส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไป ดังนี้

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}_q - \mathbf{B} \mathbf{w}_a(n) \quad (2.29)$$

โดยที่ $\mathbf{w}_a(n)$ เป็นเวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ขนาด $(N-1) \times 1$

เอาต์พุตของส่วนปรับค่าได้ หรืออีกนัยหนึ่งคือเอาต์พุตของระบบส่วนขจัดพหูซ้ำที่วางนัยทั่วไปสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} z(n) &= y_q(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{y}_b(n) \\ &= \mathbf{w}_q^H \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{B}^H \mathbf{x}(n) \end{aligned} \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.30), ทฤษฎี Wiener filter [6] และวิธี Steepest-Descent [6] จะได้สมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักในอัลกอริทึม LMS คือ

$$\mathbf{w}_a(n+1) = \mathbf{w}_a(n) - \frac{1}{2} \mu (\nabla_{\mathbf{w}} J(n)) \quad (2.31)$$

โดยที่ μ คือ พารามิเตอร์ช่วงก้าว และ $\nabla_{\mathbf{w}} J(n)$ คือ ค่าเกรเดียนต์ของฟังก์ชันจุดประสงค์ของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้

ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยของระบบส่วนขจัดพหูซ้ำที่วางนัยทั่วไปสามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} P_{out} &= E[|z(n)|^2] \\ &= E[z(n)z^*(n)] \end{aligned} \quad (2.32)$$

จากสมการที่ (2.23) และ (2.32) จะได้ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยที่อยู่ในรูปฟังก์ชันของค่าถ่วงน้ำหนักคือ

$$P_{out}(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (2.33)$$

โดยที่ \mathbf{R}_x คือ เมตริกสหสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)] \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.24) (2.28) (2.29) และ (2.34) จะได้ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยในสมการที่ (2.33) ดังนี้

$$P_{out}(\mathbf{w}) = E[|y_q(n)|^2] - E[y_q(n)\mathbf{y}_b^H(n)] \mathbf{w}_a - \mathbf{w}_a^H E[\mathbf{y}_b(n)y_q^*(n)] + \mathbf{w}_a^H \mathbf{R}_{y_b} \mathbf{w}_a \quad (2.35)$$

โดยที่ \mathbf{R}_{y_b} คือ เมตริกสหสัมพันธ์ของสัญญาณเอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ

เราสามารถนำอัลกอริทึมแบบ LMS มาใช้ในการหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักตามผลเฉลยของ Wiener วิธีนี้เป็นที่รู้จักกันเป็นอย่างดีคือเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ได้จะใช้เกณฑ์ค่ากำลังงานเฉลี่ยต่ำสุด ($J(n) = E[P_{out}]$) ผลเฉลยของ Wiener สำหรับ GSC/LMS สามารถหาได้ตาม [6] โดยใช้ \mathbf{w}_{opt} แทนเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ที่เหมาะสมที่สุดมีค่าดังนี้

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{y_b}^{-1} \mathbf{p} \quad (2.36)$$

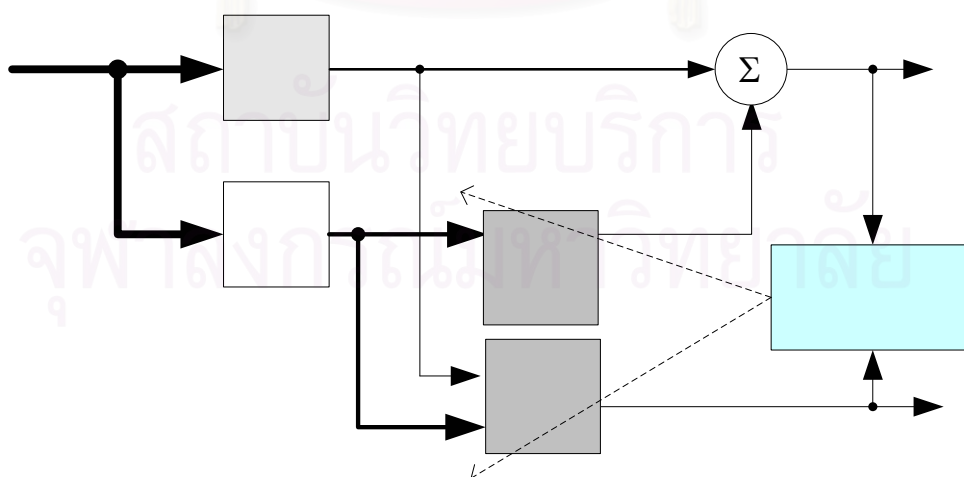
โดยที่ \mathbf{p} คือ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างเอาต์พุตจากส่วนก่อนปรับค่าคลื่นแบบสามัญ และส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณ ที่มีขนาด $(N-1) \times 1$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{y}_b(n) y_q^*(n)] \quad (2.37)$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยต่ำสุดได้โดยนำเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ที่เหมาะสมที่สุดที่ได้จากสมการที่ (2.36) แทนลงในสมการที่ (2.35) ซึ่งได้ผลดังนี้

$$P_{out,opt} = E[|y_q(n)|^2] - \mathbf{p}^H \mathbf{w}_{opt} \quad (2.38)$$

จากสมการค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยต่ำสุดข้างต้นนั้น เราจะพบว่าค่ากำลังงานที่ได้นั้นจะได้ค่าต่ำสุดจริงก็ต่อเมื่อ \mathbf{p} มีค่าเป็นศูนย์ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือเอาต์พุตจากทั้งสองส่วนจะต้องไม่มีความสหสัมพันธ์



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของ Generalized Sidelobe Decorrelator [9]

2.3 Generalized Sidelobe Decorrelator

การแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณบอดในการสื่อสารไร้สายนั้นจะพิจารณาจำนวนของแหล่งกำเนิดสัญญาณ (ผู้ใช้) ที่ตำแหน่งต่างๆ ที่ส่งออกมาด้วยความถี่เดียวกัน ณ เวลาเดียวกัน โดยอาศัยการรวมกันของสัญญาณที่แต่ละสายอากาศเพื่อแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน โดยหน้าที่ของวิธีการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณบอดคือการคำนวณค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักจากข้อมูลที่วัดได้โดยไม่ต้องมีความรู้เกี่ยวกับสัญญาณ และช่องสัญญาณ วิธีการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณบอด [7] เป็นวิธีการประมาณค่าสัญญาณที่ต้องการโดยใช้ข้อมูลจากสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศซึ่งมีส่วนของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดรวมกันอยู่ เทคนิคนี้สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานจำแนกคำพูดให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวน (noise-robust speech recognition) และยังสามารถนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สายทำให้คุณภาพของระบบสูงขึ้น ในปัจจุบันนี้งานที่ใช้การแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอด โดยรวมนั้นจะอยู่บนพื้นฐานของการวิเคราะห์องค์ประกอบที่เป็นอิสระแก่กัน การแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอดนั้นสามารถที่จะเพิ่มความสามารถในการแยกสัญญาณในกรณีที่เกิดการสับสนกันระหว่างสัญญาณได้ จากงานวิจัยของ C. Fancourt และ L. Parra [9] ที่ทำการรวมรูปแบบของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป และการแยกแหล่งกำเนิดสัญญาณแบบบอดเข้าด้วยกัน และสร้างอัลกอริทึมใหม่ที่มีชื่อว่า Generalized Sidelobe Decorrelator มีโครงสร้างพื้นฐานแสดงดังรูปที่ 2.6 ที่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างพื้นฐานของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป แต่อย่างไรก็ตาม GSD จะแตกต่างจากส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไป ตรงการกำหนดเกณฑ์ที่ใช้แทนที่จะเป็นเกณฑ์ค่าพลังงานต่ำที่สุดโดยเปลี่ยนเป็นการใช้เทคนิคการลดสับสนกัน (Decorrelation Technique) ซึ่งมีลักษณะดังนี้ [9], [16]

$$J(n) = \sum_n \sum_{i,j} |C_{z_i z_j}(n)|^2 \quad (2.39)$$

โดยที่ $C_{z_i z_j}(n)$ คือฟังก์ชันร่วมนัยระหว่างเอาต์พุตที่ i และ เอาต์พุตที่ j อธิบายเป็นสมการได้ดังนี้

$$C_{z_i z_j}(n) = \frac{S_{z_i z_j}(n)}{\sqrt{S_{z_i z_i}(n) S_{z_j z_j}(n)}} \quad (2.40)$$

และ $S_{z_i z_j}(n)$ คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างเอาต์พุตที่ i และ เอาต์พุตที่ j ที่ตัวอย่างที่ n และค่ากำลังสองของฟังก์ชันร่วมนัยระหว่างเอาต์พุตที่ i และ เอาต์พุตที่ j จะมีค่าเป็นจำนวนจริงที่มี

ค่าระหว่าง 0 ถึง 1 โดยจะมีค่าเท่ากับ 1 เมื่อ $i = j$ เราสามารถที่จะเปลี่ยนสมการที่ (2.39) ให้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ดังนี้

$$J(n) = \sum_n \|\mathbf{C}_{ZZ}(n)\|^2 = \sum_n \text{trace}[\mathbf{C}_{ZZ}^H(n) \cdot \mathbf{C}_{ZZ}(n)] \quad (2.41)$$

โดยที่ \mathbf{C}_{ZZ} คือเมตริกซ์ของฟังก์ชันร่วมนัยที่มีองค์ประกอบคือ $C_{z_i z_j}$ และจะได้สมาชิกในแนวทแยงมุมหลักเป็น 1 ทั้งหมดทำให้สามารถเขียนเมตริกซ์ของฟังก์ชันร่วมนัยได้ใหม่เป็น

$$\mathbf{C}_{ZZ}(n) = \Lambda_{ZZ}^{-1/2}(n) \cdot \mathbf{S}_{zz}(n) \cdot \Lambda_{ZZ}^{-1/2}(n) \quad (2.42)$$

\mathbf{S}_{zz} คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาต์พุต (Output-Output Cross-correlation) ที่มีองค์ประกอบคือ $S_{z_i z_j}$ และ Λ_{ZZ} คือ เมตริกซ์แนวทแยงที่มีสมาชิกในแนวทแยงเป็น $S_{z_i z_i}$ เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.42) ในสมการที่ (2.41) ทำให้ได้ฟังก์ชันจุดประสงค์ในรูปแบบใหม่ดังนี้

$$J(n) = \sum_n \text{trace}[\Lambda_{ZZ}^{-1}(n) \cdot \mathbf{S}_{zz}(n) \cdot \Lambda_{ZZ}^{-1}(n) \cdot \mathbf{S}_{zz}(n)] \quad (2.43)$$

โดยเราจะนำเอาฟังก์ชันจุดประสงค์ที่ได้นี้ไปใช้ในการปรับค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักที่ปรับค่าได้ แทนฟังก์ชันจุดประสงค์เดิม ($J(n) = E[P_{out}]$) ซึ่งการนำไปใช้จะกล่าวถึงในบทที่ 3 ของวิทยานิพนธ์นี้ต่อไป

บทที่ 3

ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

ในบทที่ 3 จะกล่าวถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่เกิดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด และโครงสร้างของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ (Decorrelation Technique) ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุด โดยพิจารณาสัญญาณที่ได้รับได้ที่สถานีฐาน

โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่นำเสนอจะใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์แทนการใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุดเพื่อเพิ่มสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปเมื่อเกิดปัญหาสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด ซึ่งปัญหาดังกล่าวมีผลทำให้เกิดการลดทอนของสัญญาณ และการขจัดสัญญาณแทรกสอดต่ำลงตามผลที่ได้จากหัวข้อที่ 3.1 ของบทที่ 3 นี้

3.1 ผลกระทบที่เกิดจากความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ

จากปัญหาที่กล่าวถึงในหัวข้อ 2.2.3 นั้น เราสามารถแสดงถึงผลกระทบที่เกิดต่อสมรรถนะของระบบให้เห็นได้โดยพิจารณาจากค่า $SINR$ ที่เอาต์พุตของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดดังที่แสดงใน [17] เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์ปัญหา เราจึงกำหนดให้สัญญาณแทรกสอดในระบบมีเพียงหนึ่งสัญญาณเท่านั้น ทำให้เวกเตอร์อินพุตของระบบในสมการที่ (2.22) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\mathbf{x}(n) = \sigma_1 m_1(n) \mathbf{s}(\theta_1) + \sigma_2 m_2(n) \mathbf{s}(\theta_2) + \mathbf{v}(n) \quad (3.1)$$

โดยกำหนดให้ θ_1 และ θ_2 เป็นทิศทางของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด $m_1(n)$ และ $m_2(n)$ เป็นข้อมูลของสัญญาณของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และความแปรปรวนเป็นหนึ่ง ให้ σ_1^2 แทนกำลังงานคาดคะเนของสัญญาณที่ต้องการ และ σ_2^2 แทนกำลังงานคาดคะเนของสัญญาณแทรกสอด

ในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดในสมการที่ (3.1) มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นสามารถที่จะแยกสัญญาณแทรกสอดนั้นออกเป็นสองส่วนประกอบด้วย ส่วนที่มี

ความสัมพันธ์ ($m_1(n)$) และส่วนที่ไม่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการ ($m_{1\perp}(n)$) เราสามารถเขียนเวกเตอร์อินพุตของระบบในสมการที่ (3.1) ใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{x}(n) = \sigma_1 m_1(n) \mathbf{s}(\theta_1) + \mathbf{v}(n) + \sigma_2 \left(\rho^* m_1(n) + \sqrt{1-|\rho|^2} m_{1\perp}(n) \right) \mathbf{s}(\theta_2) \quad (3.2)$$

สัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ กำหนดได้ดังนี้

$$\rho = \frac{E[m_1^*(n)m_2(n)]}{\sigma_1 \sigma_2} \quad (3.3)$$

นำสมการที่ (3.2) ไปแทนในสมการที่ (2.24) และสมการที่ (2.28) เราจะได้เอาต์พุตของส่วนก่อนรูปลำคลื่นแบบสามัญ และเวกเตอร์เอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณตามลำดับดังนี้

$$y_q(n) = \sigma_1 m_1(n) + \sigma_2 m_c \alpha + \frac{1}{N} \mathbf{s}^H(\theta_1) \mathbf{v}(n) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{y}_b(n) = \mathbf{B}^H \mathbf{s}(\theta_2) \sigma_2 m_c + \mathbf{B}^H \mathbf{v}(n) \quad (3.5)$$

$$\text{เมื่อ } m_c = \left(\rho^* m_1(n) + \sqrt{1-|\rho|^2} m_{1\perp}(n) \right)$$

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) นำไปหาเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ที่เหมาะสมที่สุดในสมการที่ (2.36) ได้เป็น

$$\mathbf{w}_{opt} = k \mathbf{B}^H \mathbf{s}(\theta_2) \quad (3.6)$$

$$\text{โดยที่ } k = \frac{\sigma_1 \sigma_2 \rho^* + \sigma_2^2 \alpha}{\sigma_v^2 + N}$$

จากค่าเวกเตอร์อินพุตของระบบ และค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ที่เหมาะสมที่สุดที่ได้จากสมการที่ (3.2) และสมการที่ (3.6) ตามลำดับ ทำให้เราสามารถหาค่าเอาต์พุตของส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด ดังที่แสดงในสมการที่ (2.30) สามารถแยกเอาต์พุตออกเป็น 3 ส่วนคือสัญญาณที่ต้องการ สัญญาณแทรกสอด และสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

1) เอาต์พุตสัญญาณที่ต้องการคือ

$$z_{d_{opt}}(n) = \mathbf{w}_{opt} \left(\sigma_0 \mathbf{s}(\theta_0) + \sigma_1 \rho^* \mathbf{s}(\theta_1) \right) u_0(n)$$

$$z_{d_{opt}}(n) = \sigma_0(1 - N\alpha k) + \sigma_1(\rho^* \alpha - N\rho^* k^*) \quad (3.7)$$

และกำลังงานของส่วนเอาต์พุตสัญญาณที่ต้องการคือ

$$\begin{aligned} P_{d_{opt}} &= E[z_{d_{opt}}(n)z_{d_{opt}}^*(n)] \\ &= \sigma_0^2(1 - 2N \operatorname{Re}[\alpha k] + |N\alpha k|^2) + \sigma_1^2(|\rho\alpha^*|^2 - 2N \operatorname{Re}[\rho^2 \alpha^* k^*] + |N\rho k|^2) \\ &\quad + 2\sigma_0\sigma_1 \operatorname{Re}[(1 - N\alpha k)(\rho^* \alpha - N\rho^* k^*)] \end{aligned} \quad (3.8)$$

2) เอาต์พุตสัญญาณแทรกสอดคือ

$$z_{1_{opt}}(n) = \left(\sigma_1 \sqrt{1 - |\rho|^2}\right)(\alpha - Nk^*)u_{0\perp}(n) \quad (3.9)$$

และกำลังงานของส่วนนี้คือ

$$P_{I_{opt}} = \sigma_1^2(1 - |\rho|^2)|\alpha - Nk^*|^2 \quad (3.10)$$

3) กำลังงานของเอาต์พุตส่วนที่เป็นสัญญาณรบกวนคือ

$$P_{v_{opt}} = \frac{\sigma_v^2}{N}(1 - 2N \operatorname{Re}[k\alpha] + N^2|k|^2) \quad (3.11)$$

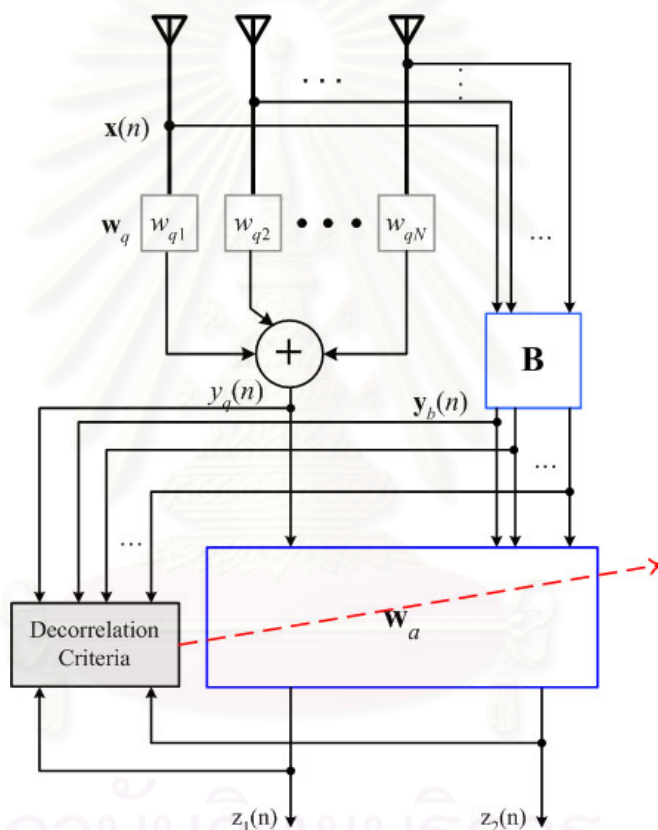
จากค่าเอาต์พุตของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดทั้งสามส่วนที่หาได้ดังสมการที่ (3.8) (3.10) และ (3.11) ทำให้เราสามารถหาค่า $SINR$ ที่เอาต์พุตของระบบได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} SINR &= \frac{[SNR(1 - 2N \operatorname{Re}[\alpha k] + |N\alpha k|^2) + INR(|\rho\alpha^*|^2 - 2N \operatorname{Re}[\rho^2 \alpha^* k^*] + |N\rho k|^2) + 2\sqrt{SNR \cdot INR} \operatorname{Re}[(1 - N\alpha k)(\rho^* \alpha - N\rho^* k^*)]]}{[INR(1 - |\rho|^2)|\alpha - Nk^*|^2 + \frac{1}{N}(1 - 2N \operatorname{Re}[k\alpha] + N^2|k|^2)]} \end{aligned} \quad (3.12)$$

เมื่อ SNR เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน INR เป็นอัตราส่วนระหว่างสัญญาณแทรกสอดต่อสัญญาณรบกวน ผลกระทบที่เกิดจากความสหสัมพันธ์นี้สามารถแสดงได้ดังผลการทดลองในหัวข้อที่ 4.1 ในบทที่ 4 ของวิทยานิพนธ์นี้

3.2 โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ซ่างที่นำเสนอที่สถานีฐาน จะนำสายอากาศที่มีการเรียงตัวเป็นเส้นตรง และอัลกอริทึมแบบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของส่วนขจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

จากรูปที่ 3.1 สามารถแสดงเวกเตอร์อินพุตที่รับได้จากสายอากาศแถวลำดับได้

ดังนี้

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=1}^K \mathbf{s}(\theta_i) m_i(n) + \mathbf{v}(n) \quad (3.13)$$

โดยที่ θ_i คือทิศทางของแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ i จากสมการที่ (3.13) จะพบว่าสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศแถวลำดับเหมือนกับสมการที่ (2.22) เราสามารถเขียนให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ได้เป็น

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{S}\mathbf{U}(n) + \mathbf{v}(n) \quad (3.14)$$

โดยที่ $\mathbf{U}(n)$ เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณของแหล่งกำเนิดสัญญาณต่าง ๆ \mathbf{S} เป็นเมตริกซ์ของเวกเตอร์ทิศทางของทุก ๆ แหล่งกำเนิด และ $\mathbf{v}(n)$ เป็นเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์สีขาวแบบบวกที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ นั่นคือ

$$\mathbf{U}(n) = \begin{bmatrix} m_1(n) \\ m_2(n) \\ \vdots \\ m_K(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = [\mathbf{s}(\theta_1) \quad \mathbf{s}(\theta_2) \quad \cdots \quad \mathbf{s}(\theta_K)] \quad \text{และ} \quad \mathbf{v}(n) = \begin{bmatrix} v_1(n) \\ v_2(n) \\ \vdots \\ v_N(n) \end{bmatrix}$$

จากรูปที่ 3.1 เราจะได้สัญญาณก่อนที่จะถูกคูณด้วยเมตริกซ์ค่าถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ของส่วนจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์จะอยู่ในรูปของเอาต์พุตจากเอาต์พุตของส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญดังสมการที่ (2.26) และเวกเตอร์เอาต์พุตของส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณดังสมการที่ (2.28) ซึ่งเราจะกำหนดเวกเตอร์อินพุตของส่วนจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวของอัลกอริทึมที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ เวกเตอร์ดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\mathbf{Y}(n) = \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2(n) \\ \vdots \\ y_N(n) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\text{โดยที่ } y_1(n) = y_q(n) \quad \text{และ} \quad \begin{bmatrix} y_2(n) \\ y_3(n) \\ \vdots \\ y_N(n) \end{bmatrix} = \mathbf{y}_b(n)$$

เราจะได้เวกเตอร์เอาต์พุตของส่วนจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์จากการนำเวกเตอร์ที่ได้จากสมการที่ (3.14) นี้ไปคูณกับเมตริกซ์ค่าถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้เป็น

$$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{W}_a(n)\mathbf{Y}(n) \quad (3.16)$$

โดยที่ $\mathbf{W}_a(n)$ คือ เมตริกซ์ค่าถ่วงน้ำหนักปรับค่าได้ที่มีขนาด $2 \times N$

3.3 การทำงานของส่วนขจัดพู่ข่างที่วางนัยทั่วไปโดยใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

ส่วนขจัดพู่ข่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตจากส่วนก่อรูปลำคลื่นแบบสามัญ และส่วนประมวลผลป้องกันสัญญาณของระบบส่วนขจัดพู่ข่างที่วางนัยทั่วไปไม่มีสหสัมพันธ์ เพื่อป้องกันปัญหาสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ทำให้สมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์กำลังงานต่ำสุด ซึ่งเมื่อเกิดมีสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดจะทำให้ไม่ได้ค่ากำลังงานต่ำสุดจริง จึงส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์กำลังงานต่ำสุดให้ลดลง โดยผลกระทบดังกล่าวแสดงอยู่ในหัวข้อที่ 3.1 ซึ่งวัดได้จากค่า $SINR$ ในสมการที่ (3.12)

ดังนั้นในการแก้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องใช้เกณฑ์แบบอื่นที่จะไม่ได้รับผลกระทบจากสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์จากงานวิจัย [9] มาประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งเกณฑ์ที่นำมาจากงานวิจัยดังกล่าวเป็นรูปแบบใหม่ของการประมวลผลสัญญาณด้วยสายอากาศแถวลำดับโดยเกณฑ์ดังกล่าวจะใช้ผลรวมของขนาดของฟังก์ชันร่วมนัยระหว่างเอาต์พุตที่ทั้งหมดยกกำลังสองดังที่แสดงในสมการที่ (2.39) และสามารถเขียนฟังก์ชันจุดประสงค์ในรูปใหม่ดังสมการที่ (2.43) จาก [16] เราจะได้ค่าเกรเดียนต์ของฟังก์ชันจุดประสงค์ของอัลกอริทึมนี้เป็นดังสมการ

$$\nabla_w J(n) = 2 \cdot \Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot [S_{zz}(n) - \Lambda_{zz}(n)] \cdot \Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot S_{zy}(n) \quad (3.17)$$

โดยที่ $S_{zz}(n)$ และ $S_{zy}(n)$ เป็นเมตริกซ์ของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาต์พุต และค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณอินพุต ตามลำดับ ซึ่งเราหาเมตริกซ์ทั้งสองได้จากใช้การประมาณค่าดังนี้

$$S_{zz}(n+1) = \gamma S_{zz}(n) + (1-\gamma) Y(n+1) \cdot Y^H(n+1) \quad (3.18)$$

$$S_{zy}(n+1) = \gamma S_{zy}(n) + (1-\gamma) Z(n+1) \cdot Y^H(n+1) \quad (3.19)$$

โดยที่ γ เป็น Forgetting factor เพื่อความเสถียรของอัลกอริทึมต้องกำหนดให้ $0 < \gamma < 1$ เมื่อหาค่าคาดคะเนจากทั้งสองข้างของสมการที่ (3.18) จะพบว่าเป็นตัวประมาณค่าที่ไม่ลำเอียง (Unbiased) [16] สำหรับสัญญาณสเตชันนารี (Stationary Signal)

นำค่าเกรเดียนต์ของฟังก์ชันจุดประสงค์ที่ได้จากสมการที่ (3.17) ไปหาสมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักดังสมการที่ (2.31) เราจะได้สมการปรับค่าถ่วงน้ำหนักของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์เป็น

$$\begin{aligned}\mathbf{W}_a(n+1) &= \mathbf{W}_a(n) - \frac{1}{2}\mu(\nabla_{\mathbf{w}}J(n)) \\ &= \mathbf{W}_a(n) - \frac{1}{2}\mu\left[2\cdot\Lambda_{zz}^{-1}(n)\cdot[\mathbf{S}_{zz}(n) - \Lambda_{zz}(n)]\cdot\Lambda_{zz}^{-1}(n)\cdot\mathbf{S}_{zy}(n)\right] \quad (3.19) \\ &= \mathbf{W}_a(n) - \mu\left[\Lambda_{zz}^{-1}(n)\cdot[\mathbf{S}_{zz}(n) - \Lambda_{zz}(n)]\cdot\Lambda_{zz}^{-1}(n)\cdot\mathbf{S}_{zy}(n)\right]\end{aligned}$$

จากโครงสร้างของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.1 และอัลกอริทึมในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดในกรณีที่มีสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ เราสามารถสรุปอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ และส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุดได้ดังที่จะแสดงในหัวข้อถัดไป

3.3.1 อัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุด [3]

ภาวะเริ่มต้น ($n=0$)

$$\mathbf{w}_a(0) = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

ช่วงการปรับให้ทันกาล ($n=1, 2, \dots$)

$$z(n) = y_q(n) - \mathbf{w}_a^H(n)\mathbf{y}_b(n)$$

$$\mathbf{w}_a(n+1) = \mathbf{w}_a(n) + \mu\mathbf{y}_b(n)\left[y_q(n) - \mathbf{w}_a^H(n)\mathbf{y}_b(n)\right]^*$$

3.3.2 อัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

ภาวะเริ่มต้น ($n=0$)

$$\mathbf{W}_a(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S}_{zy}(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S}_{zz}(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ช่วงการปรับให้ทันกาล ($n=1, 2, \dots$)

$$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{W}_a(n) \mathbf{Y}(n)$$

$$\mathbf{S}_{zz}(n+1) = \gamma \mathbf{S}_{zz}(n) + (1-\gamma) \mathbf{Y}(n+1) \cdot \mathbf{Y}^H(n+1)$$

$$\mathbf{S}_{zy}(n+1) = \gamma \mathbf{S}_{zy}(n) + (1-\gamma) \mathbf{Z}(n+1) \cdot \mathbf{Y}^H(n+1)$$

$$\mathbf{W}_a(n+1) = \mathbf{W}_a(n) - \mu \left[\Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot [\mathbf{S}_{zz}(n) - \Lambda_{zz}(n)] \cdot \Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot \mathbf{S}_{zy}(n) \right]$$

3.4 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณ

การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุด และส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์แสดงในตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 4.1 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณอัลกอริทึมส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุด

การทำงาน	จำนวนครั้งการคูณเชิงซ้อน
$z(n) = y_q(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{y}_b(n)$	N
$\mathbf{w}_a(n+1) = \mathbf{w}_a(n) + \mu \mathbf{y}_b(n) \left[y_q(n) - \mathbf{w}_a^H(n) \mathbf{y}_b(n) \right]^*$	$2N + 1$
รวม	$3N - 2$

ตารางที่ 4.2 การพิจารณาความซับซ้อนในการคำนวณอัลกอริทึมส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

การทำงาน	จำนวนครั้งการคูณเชิงซ้อน
$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{W}_a^H(n) \mathbf{Y}(n)$	$2N$
$\mathbf{S}_{zz}(n+1) = \gamma \mathbf{S}_{zy}(n) + (1-\gamma) \mathbf{Y}(n+1) \cdot \mathbf{Y}^H(n+1)$	N^2
$\mathbf{S}_{zy}(n+1) = \gamma \mathbf{S}_{zy}(n) + (1-\gamma) \mathbf{Z}(n+1) \cdot \mathbf{Y}^H(n+1)$	$2N$
$\mathbf{W}_a(n+1) = \mathbf{W}_a(n) - \mu [\Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot [\mathbf{S}_{zz}(n) - \Lambda_{zz}(n)] \cdot \Lambda_{zz}^{-1}(n) \cdot \mathbf{S}_{zy}(n)]$	$6N + 4$
รวม	$N^2 + 10N + 4$

ความซับซ้อนในการคำนวณดังที่แสดงในตารางที่ 3.1 และตารางที่ 3.2 จะเริ่มพิจารณาเฉพาะในส่วนขจัดสัญญาณแทรกสอดปรับตัวได้ จะพบว่าความซับซ้อนในการคำนวณอัลกอริทึมส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์นั้นมากกว่าความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการจำลองแบบ

ในบทที่ 4 นี้จะกล่าวถึงผลการจำลองแบบของผลกระทบที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่เกิดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด และการจำลองแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดความสัมพันธ์ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดแทนการใช้เกณฑ์ค่าพลังงานต่ำสุดที่เสนอไปในบทที่ 3

โดยจะทำการเปรียบเทียบกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดทั้งในกรณีมีและไม่มีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด

4.1 การจำลองผลกระทบที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่เกิดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ

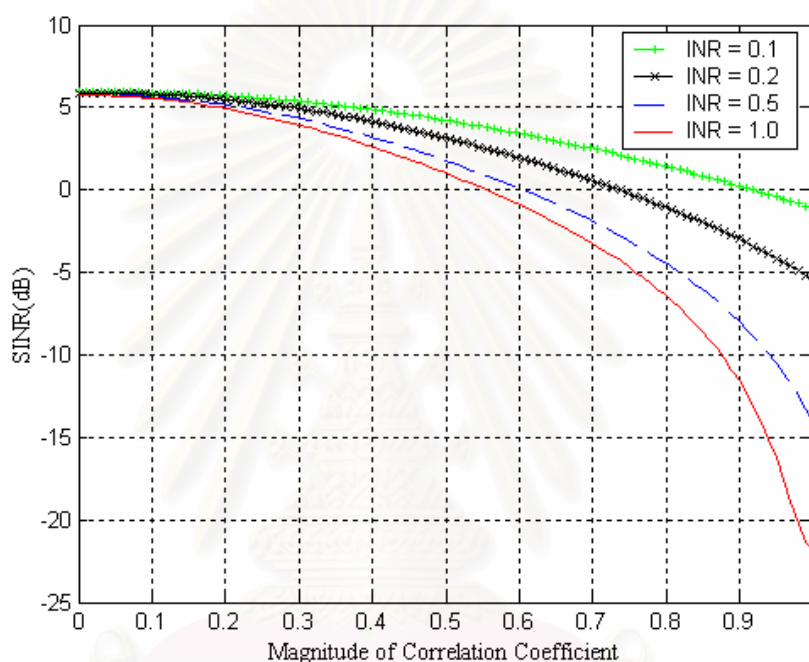
ในหัวข้อที่ 4.1 พิจารณาการจำลองแบบเพื่อดูผลกระทบเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในหัวข้อที่ 4.1.1 แบ่งออกเป็น 2 กรณีคือกรณีที่ค่า SNR มีค่าสูง ($SNR > 0dB$) และกรณีที่ค่า SNR มีค่าต่ำ ($SNR < 0dB$) ในหัวข้อที่ 4.1.2 จะแสดงค่า SNR เป็นฟังก์ชันของขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ (ρ) และทิศทางของสัญญาณแทรกสอด (interference incident angle: θ) ในกรณีที่จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแฉวลำดับต่างกันเพื่อยืนยันผลของการวิเคราะห์ และความเข้าใจอย่างลึกซึ้งในสมรรถนะที่ได้รับ

4.1.1 การจำลองแบบกรณีที่ค่า SNR ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด

ในหัวข้อ 4.1.1 จะทดลองโดยใช้สายอากาศ 4 องค์ประกอบ โดยจะแสดงค่า SNR เป็นฟังก์ชันของขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด (ρ)

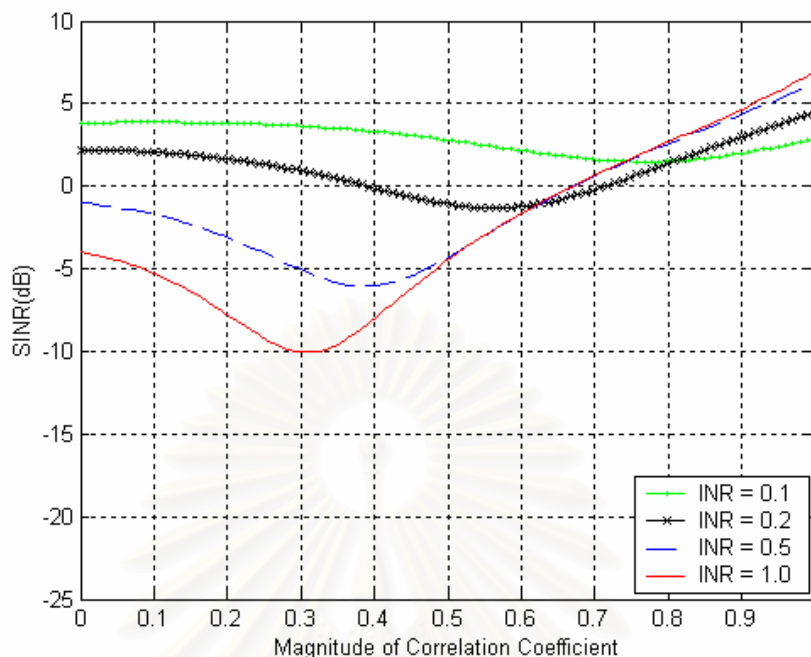
4.1.1.1 ผลการจำลองแบบกรณีที่ค่า SNR สูง

กำหนดให้ทิศทางสัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง ($\theta_i = 45^\circ$) และพู่หลัก ($\theta_s = 5^\circ$) และค่า SNR เป็น 0 dB โดยเปลี่ยนค่า INR เป็นค่าต่าง ๆ 4 ค่าคือ 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ เพื่อสังเกตผลกระทบที่เกิดขึ้นกับสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดที่สภาวะที่สัญญาณแทรกสอดมีขนาดต่าง ๆ ในกรณีที่ค่า SNR สูง



รูปที่ 4.1 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น 0 dB, $\theta_i = 45^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.1 จะพบว่าในกรณีที่ค่า SNR สูง ค่า $SINR$ ที่ได้จะลดลงเมื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดมีค่าเพิ่มขึ้น หมายความว่าในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้างมีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการสูงขึ้นจะทำให้สมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดลดลง และในสภาวะที่สัญญาณแทรกสอดมีค่าสูงขึ้นจะทำให้สมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดลดลงด้วย

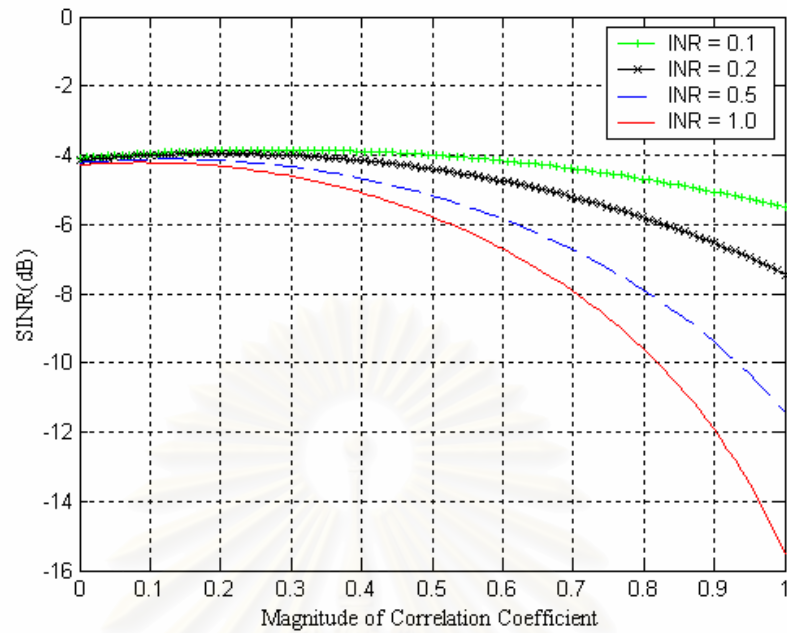


รูปที่ 4.2 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น 0 dB, $\theta_i = 5^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.2 เมื่อทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาในช่วงพหุหลัก ($\theta_i = 5^\circ$) สัญญาณแทรกสอดที่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการส่งผลให้สมรรถนะเพิ่มขึ้น หรือลดลงได้ทั้งสองกรณี โดยขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ ซึ่งในกรณีนี้นั้นเราจะไม่นำมาใช้ในการวิเคราะห์ผล

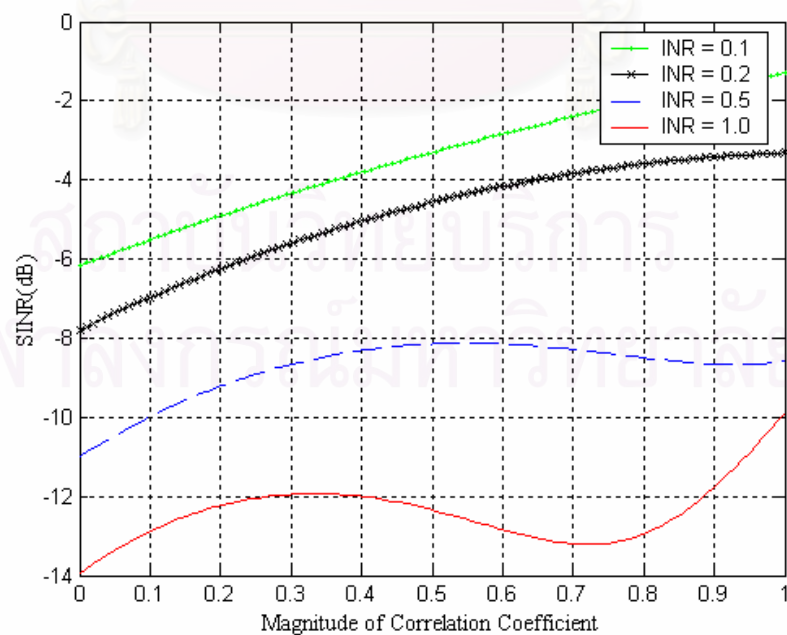
4.1.1.2 ผลการจำลองแบบกรณีที่ค่า SNR ต่ำ

ในหัวข้อ 4.1.1.2 จะทดลองโดยใช้สายอากาศ 4 องค์ประกอบ โดยที่กำหนดให้ทิศทางสัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พหุข้าง ($\theta_i = 45^\circ$) และพหุหลัก ($\theta_i = 5^\circ$) แสดงค่า $SINR$ เป็นฟังก์ชันของขนาดของค่าสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ โดยเปลี่ยนค่า INR ค่าต่าง ๆ 4 ค่าคือ 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ ให้ค่า SNR เป็น -10 dB



รูปที่ 4.3 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น -10 dB, $\theta_i = 45^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ

จากรูปที่ 4.3 จะพบว่าค่า $SINR$ จะลดลงเมื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นเหมือนในรูปที่ 4.1 แต่ค่า $SINR$ ต่ำกว่าเนื่องจากผลของกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่สูงขึ้น

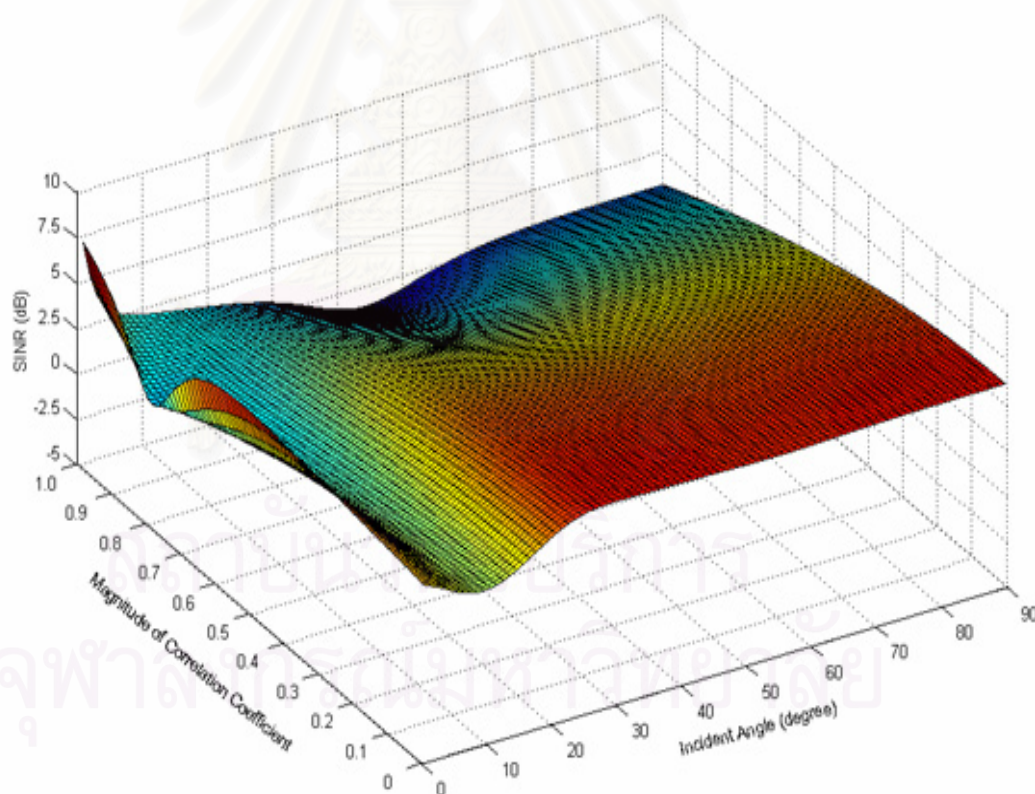


รูปที่ 4.4 ค่า $SINR$ ในกรณีที่ SNR เป็น -10 dB, $\theta_i = 5^\circ$ และค่า INR เป็น 0.1 0.2 0.5 และ 1.0 ตามลำดับ

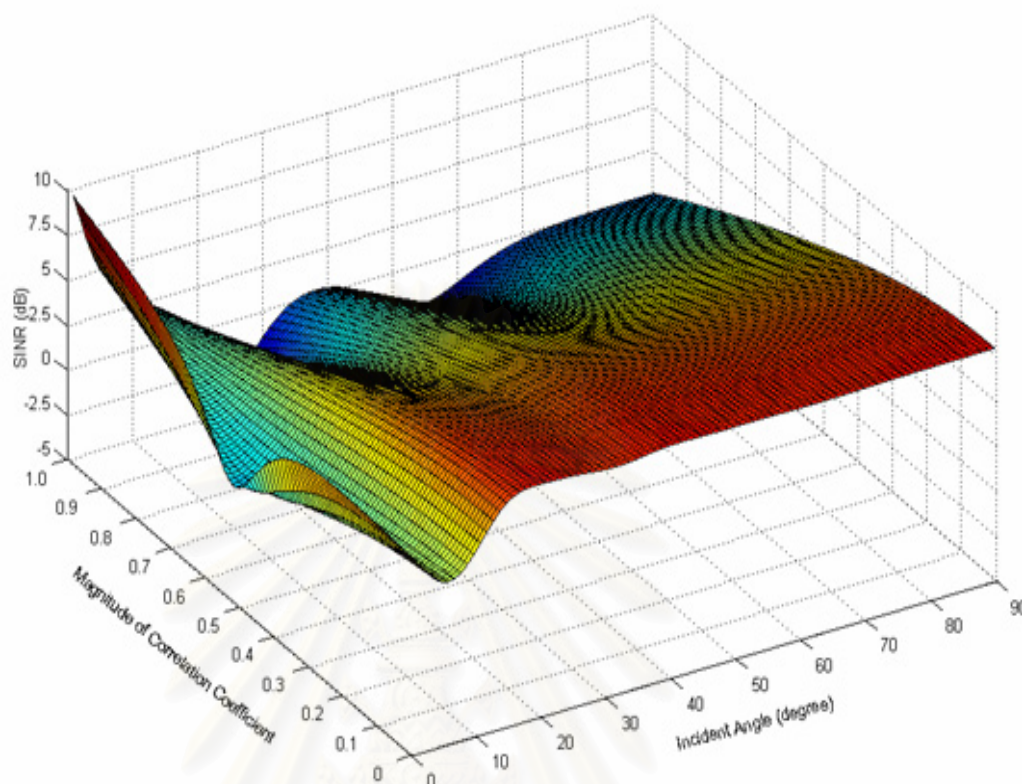
จากรูปที่ 4.4 จะพบว่าค่า $SINR$ จะเพิ่มเมื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งผลที่ได้นั้นจะตรงข้ามกับผลที่ได้จากรูปที่ 4.3

4.1.2 ค่า $SINR$ จากฟังก์ชันของขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ และทิศทางของสัญญาณแทรกสอด

ในหัวข้อ 4.1.3 จะทดลองโดยใช้สายอากาศ 4 องค์ประกอบ โดยที่กำหนดให้ค่า INR เป็น -10 dB และให้ค่า SNR เป็น 0 dB แสดงค่า $SINR$ เป็นฟังก์ชันของขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ และทิศทางของสัญญาณแทรกสอด เพื่อดูผลกระทบในกรณีที่จำนวนองค์ประกอบของสายอากาศแฉวลำดับต่างกันจะทำให้แบบรูปของลำคลื่นต่างกันส่งผลให้ค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดที่มีทิศทางเดียวกันเปลี่ยนไป



รูปที่ 4.5 ค่า $SINR$ ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น -10 dB



รูปที่ 4.6 ค่า $SINR$ ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 6 องค์ประกอบ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น -10 dB

จากรูปที่ 4.5 และ 4.6 พบว่าในกรณีที่สัญญาณแทรกสอดมีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการนั้น ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดมีผลต่อการเพิ่ม และลดสมรรถนะของระบบ คือ เมื่อทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาในช่วงพหุหลัก ($|\theta_i| \leq 30^\circ$, $|\theta_i| \leq 19.47^\circ$) สัญญาณแทรกสอดที่มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการส่งผลให้สมรรถนะเพิ่มขึ้น หรือลดลงได้ทั้งสองกรณี โดยขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ ส่วนในกรณีที่ทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พหุข้าง ($|\theta_i| \geq 30^\circ$, $|\theta_i| \geq 19.47^\circ$) จะมีผลเช่นเดียวกับที่ปรากฏในรูปที่ 4.1 คือค่า $SINR$ จะลดลงเมื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น และพบว่าเมื่อขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมีค่าสูง สมรรถนะของระบบจะมีความสัมพันธ์กับค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด (α) มากขึ้นด้วย

4.2 การจำลองแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด

ในหัวข้อที่ 4.2 จะเป็นผลการจำลองแบบเพื่อดูผลกระทบเนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด โดยใช้แบบจำลองของเวกเตอร์อินพุตที่ได้จากสมการที่ (3.2) เป็นอินพุตของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในหัวข้อที่ 3.3.1 จะทำการทดลองโดยใช้สายอากาศ 4 องค์ประกอบ โดยทดลองในสภาวะที่สัญญาณแทรกสอดมีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการมีค่าต่าง ๆ กัน โดยเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ (ρ) ที่ได้จากสมการที่ (3.3) ในกรณีนี้ที่สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง ($\theta_i = 45^\circ$) และหาค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ได้จากอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด โดยใช้จำนวนรอบในการปรับค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก 1000 รอบ และทดลอง 100 ครั้งเพื่อหาค่าเฉลี่ย สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานในระบบ TDMA ซึ่งส่งด้วยคลื่นพาหุที่มีความถี่ 900 MHz และความถี่ในการชักตัวอย่างคือ 4.5 GHz โดยลักษณะของสัญญาณจะมีลักษณะดังสมการที่ 2.1 และตารางที่ 2.1 ในบทที่ 2

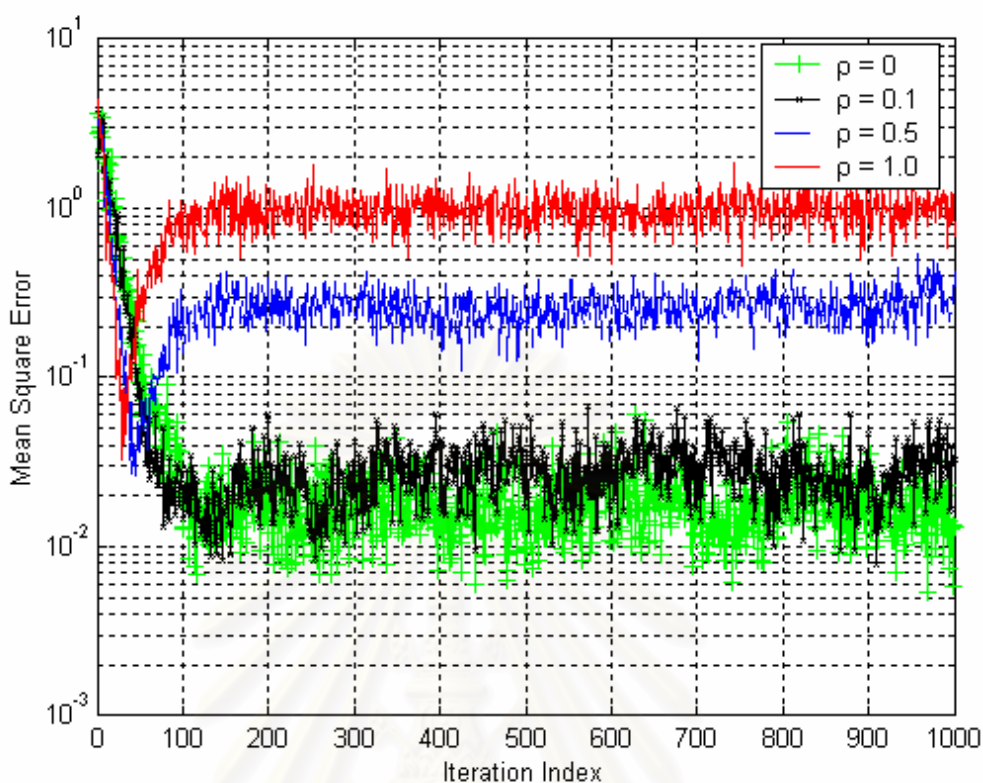
4.2.1 สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง

ในหัวข้อที่ 4.2.1 นี้กำหนดให้สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง ($\theta_i = 45^\circ$) โดยเปลี่ยนค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเป็น 4 ค่าคือ 0 0.1 0.5 และ 1.0 เพื่อดูผลที่เกิดขึ้นเมื่อความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเพิ่มขึ้นทั้งในกรณีที่ SNR สูง INR ต่ำ และกรณีที่ INR สูง และกรณีค่า SNR และ INR ต่ำ

4.2.1.1 กรณีค่า SNR สูง และ INR ต่ำ

ในหัวข้อนี้ทดลองเพื่อเทียบกับผลของค่า $SINR$ ที่ได้จากรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.3 กับการทดลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่ค่า INR ต่ำ ($INR = 0.1$)

รูปที่ 4.7 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดโดยให้ค่า SNR เป็น 0 dB, ค่า INR เป็น -10 dB และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ช่วงก้าวเป็น 0.005

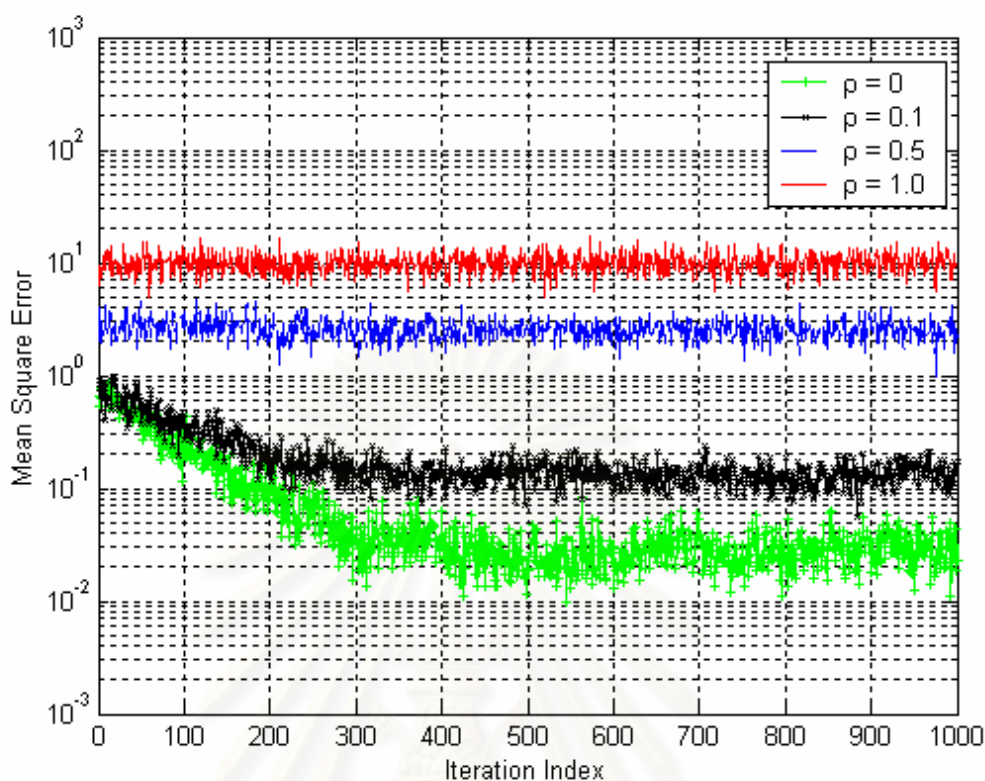


รูปที่ 4.7 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น -10 dB

4.2.1.2 กรณีค่า SNR สูง และ INR สูง

ในหัวข้อนี้ทดลองเพื่อเทียบกับผลของค่า $SINR$ ที่ได้จากรูปที่ 4.1 กับการทดลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่ค่า INR สูง ($INR = 1.0$)

รูปที่ 4.8 แสดงค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดโดยให้ค่า SNR เป็น 0 dB ค่า INR เป็น 0 dB และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ช่วงก้าวเป็น 0.005 โดยเปลี่ยนค่าค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเป็น 4 ค่าคือ 0 0.1 0.5 และ 1.0

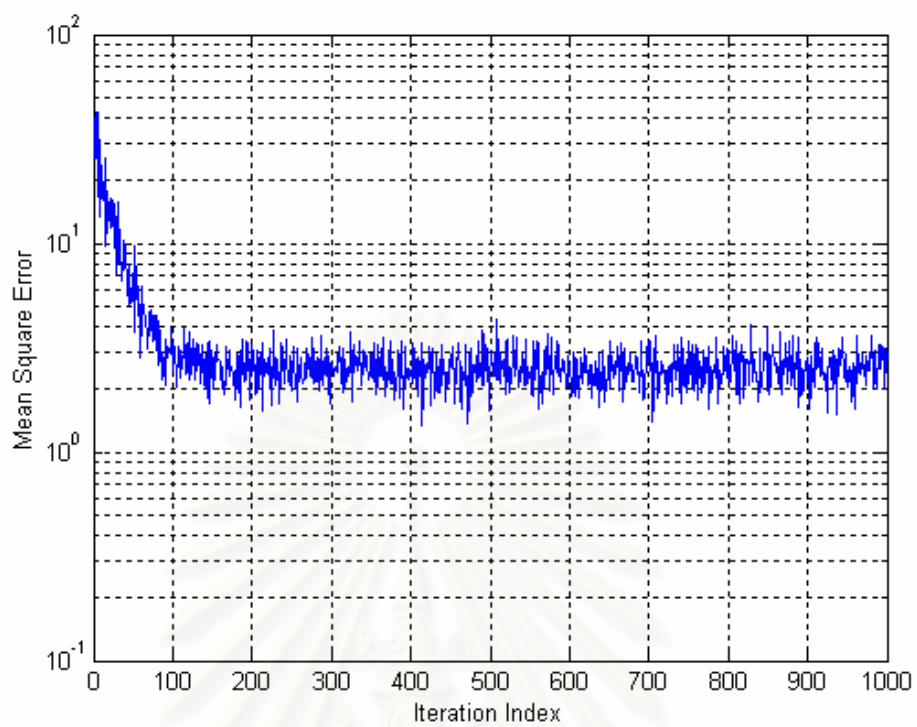


รูปที่ 4.8 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า INR เป็น 0 dB

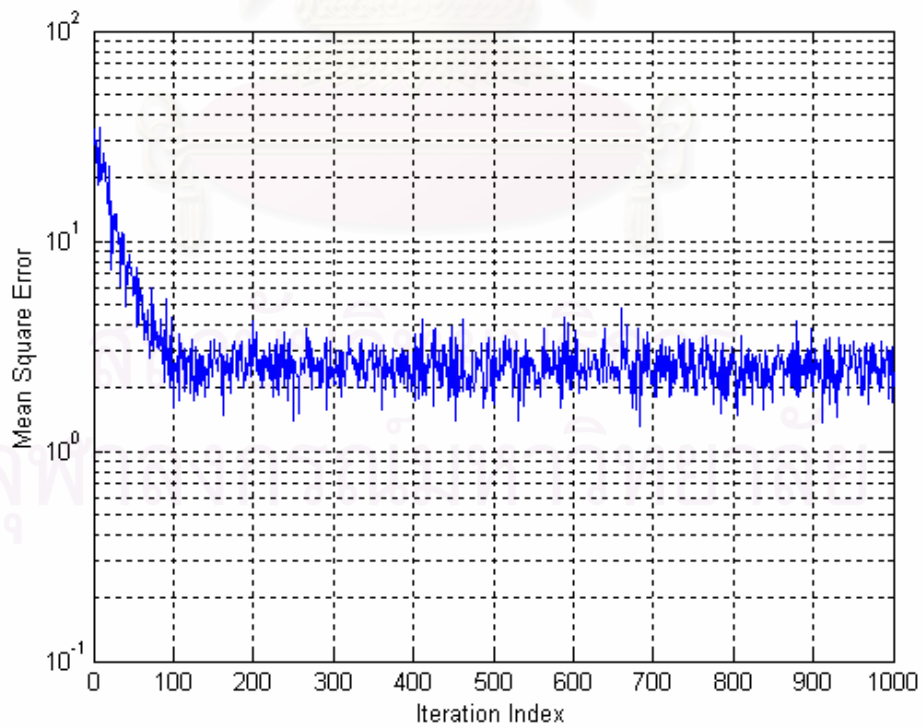
ผลที่ได้ดังที่แสดงในรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8 พบว่าในการใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดนั้นเมื่อเกิดความสับสนระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดจะส่งผลให้สมรรถนะของระบบลดลงทั้งในกรณีที่ค่า INR ต่ำ และกรณีที่ INR สูง ซึ่งผลที่ได้สอดคล้องกับผลที่ได้จากรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.3 ในหัวข้อที่ 4.1.1.1 และหัวข้อที่ 4.1.1.2 ตามลำดับ

4.2.1.3 กรณีค่า SNR และ INR ต่ำ

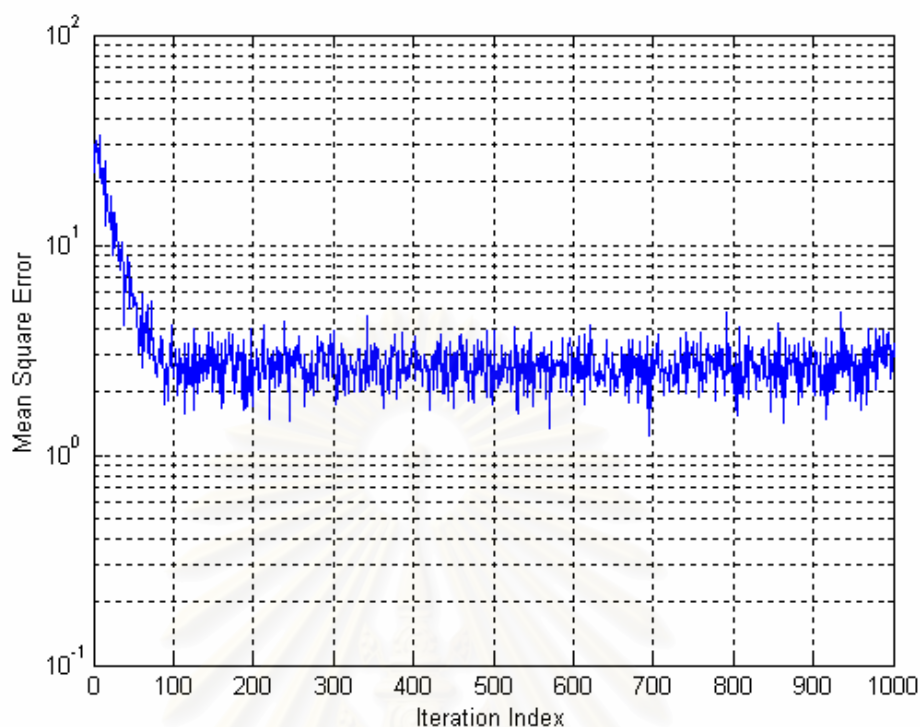
ในหัวข้อที่ 4.2.2 นี้กำหนดให้ ค่า SNR เป็น -10 dB และค่า INR เป็น -10 dB (กรณีที่ค่า SNR และค่า INR ต่ำ) โดยเปลี่ยนค่าค่าสับสนระหว่างสัญญาณ (ρ) เป็น 3 ค่า คือ 0.5 และ 1.0 เพื่อดูผลที่เกิดขึ้นเมื่อความสับสนระหว่างสัญญาณเพิ่มขึ้นเปรียบเทียบกับผลของค่า $SINR$ ที่ได้จากรูปที่ 4.4



(n)



(n1)



(ค)

รูปที่ 4.9 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศ 4 องค์กรประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น -10 dB และค่า INR เป็น -10 dB (ก) $\rho = 0$ (ข) $\rho = 0.5$ (ค) $\rho = 1.0$

ผลที่ได้ดังที่แสดงในรูปที่ 4.9 พบว่าผลที่ได้จากการใช้อัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดสอดคล้องกับผลที่ได้จากรูปที่ 4.4 ในหัวข้อที่ 4.1.1.2 คือสมรรถนะของระบบจะลดลงมากจนผลที่ได้จากค่าความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณไม่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ

4.3 การจำลองแบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

ในหัวข้อที่ 4.3 จะเป็นผลการจำลองแบบเพื่อดูผลกระทบเนื่องจากความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ โดยใช้แบบจำลองของเวกเตอร์อินพุตที่ได้จากสมการที่ (3.2) เป็นอินพุตของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในหัวข้อที่ 3.3.2 จะทำการทดลองโดยใช้สายอากาศ 4 องค์กรประกอบ สัญญาณอินพุตที่ใช้เป็นสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานในระบบ

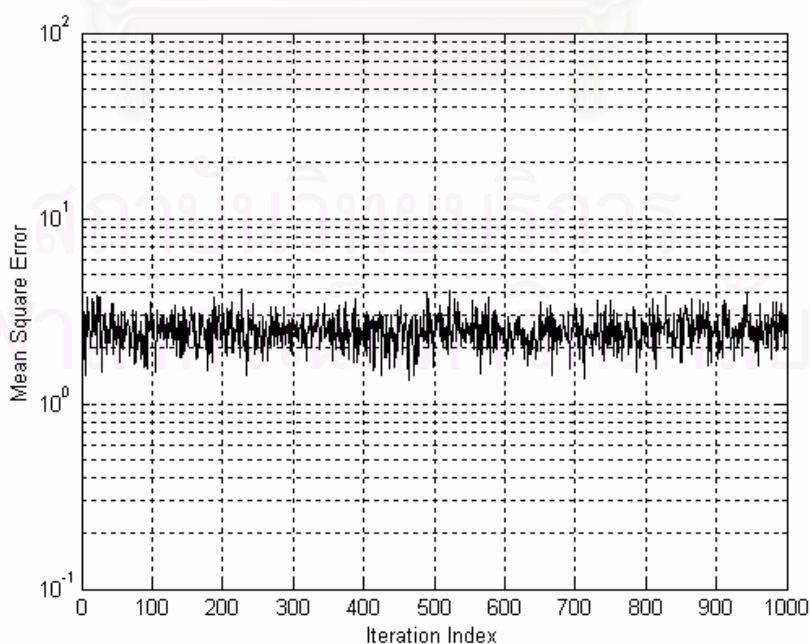
TDMA ซึ่งส่งด้วยคลื่นพาหุที่มีความถี่ 900 MHz และความถี่ในการซัดตัวอย่างคือ 4.5 GHz โดยทดลองในสภาวะที่สัญญาณแทรกสอดมีความสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการมีค่าต่าง ๆ กัน โดยเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ (ρ) ที่ได้จากสมการที่ (3.3) โดยให้สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ซ้าง ($\theta_i = 45^\circ$) และหาค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ได้จากอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ โดยใช้จำนวนรอบในการปรับค่าเวกเตอร์ถ่วงน้ำหนัก 1000 รอบ และทดลอง 100 ครั้งเพื่อหาค่าเฉลี่ยดังเช่นในหัวข้อที่ 4.2

4.3.1 สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ซ้าง

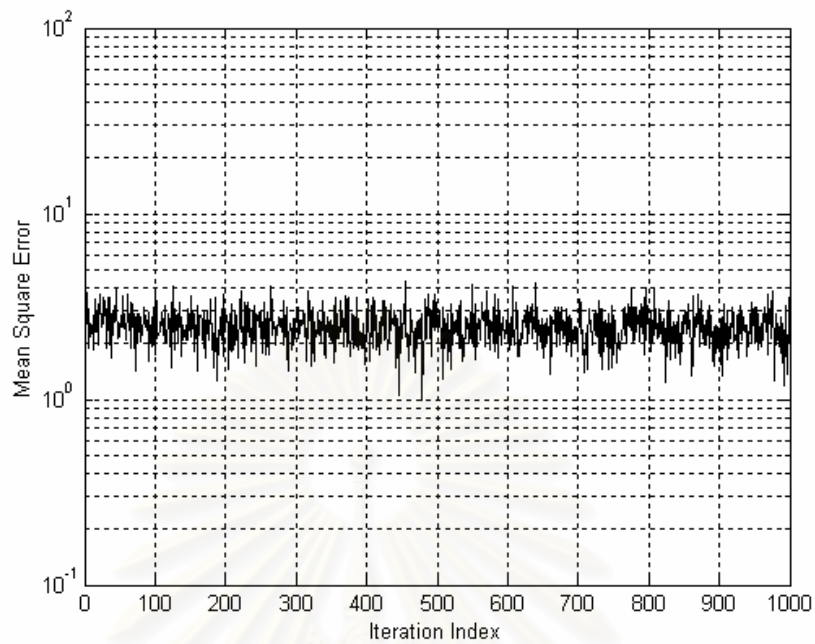
ในหัวข้อที่ 4.3.1 นี้กำหนดให้สัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ซ้าง ($\theta_i = 45^\circ$) โดยเปลี่ยนค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเป็น 4 ค่าคือ 0 0.1 0.5 และ 1.0 เพื่อดูผลที่เกิดขึ้นเมื่อความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเพิ่มขึ้นทั้งในกรณีที่มีค่า SNR และค่า INR มีค่าต่าง ๆ และเทียบกับผลของค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ซ้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด

4.3.1.1 กรณีค่า SNR และ INR ต่ำ

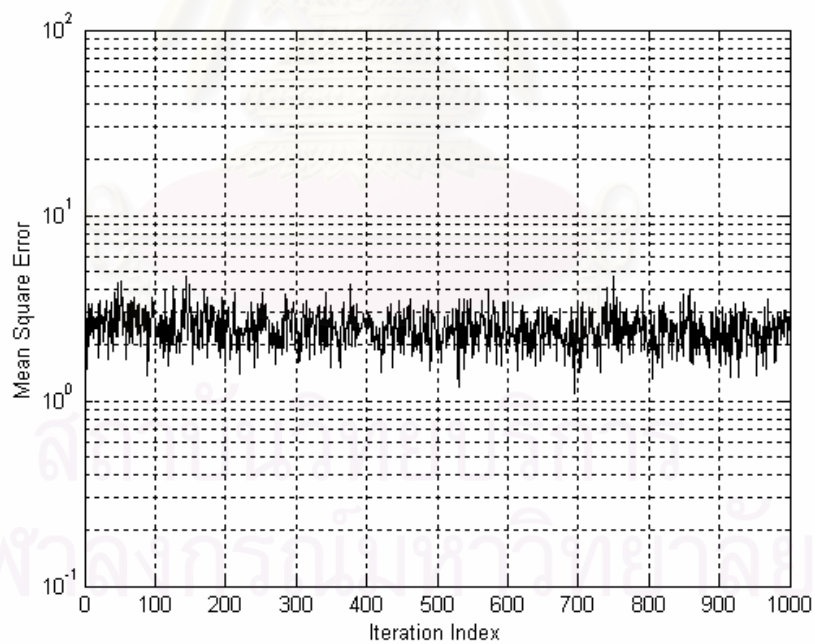
กำหนดให้ค่า $SNR = -10$ dB และค่า $INR = -10$ dB



(ก)



(ข)



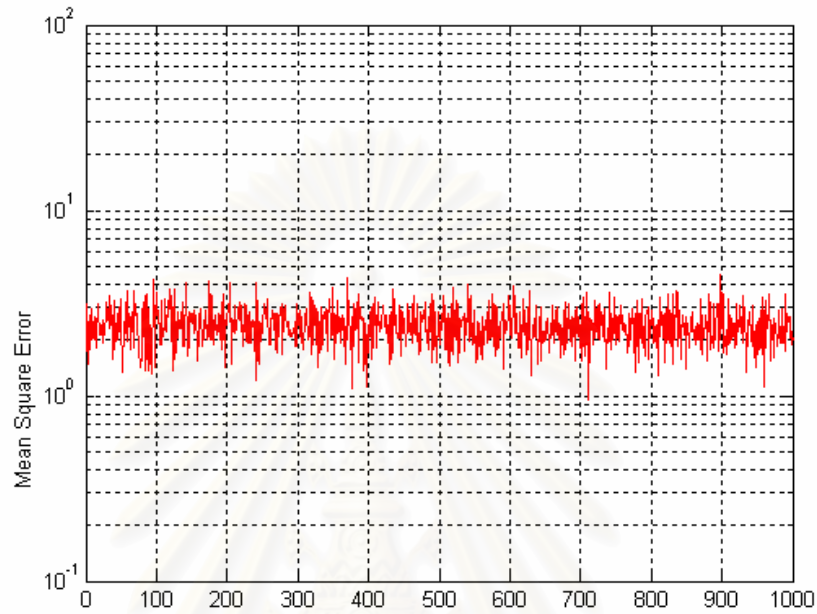
(ค)

รูปที่ 4.10 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น -10 dB และ

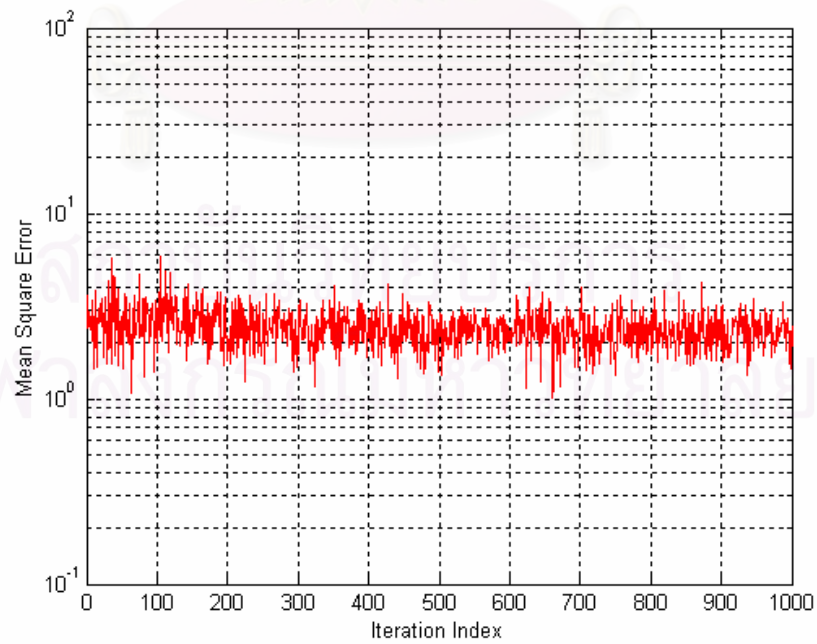
ค่า INR เป็น -10 dB (ก) $\rho = 0$ (ข) $\rho = 0.5$ (ค) $\rho = 1.0$

4.3.1.2 กรณีค่า SNR ต่ำ และ INR สูง

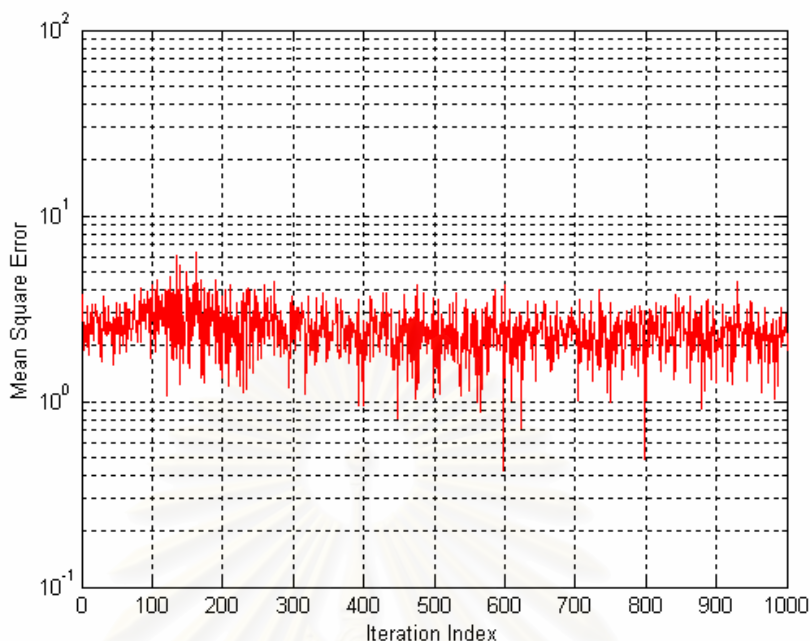
กำหนดให้ค่า $SNR = -10$ dB และค่า $INR = 0$ dB



(ก)



(ข)



(ค)

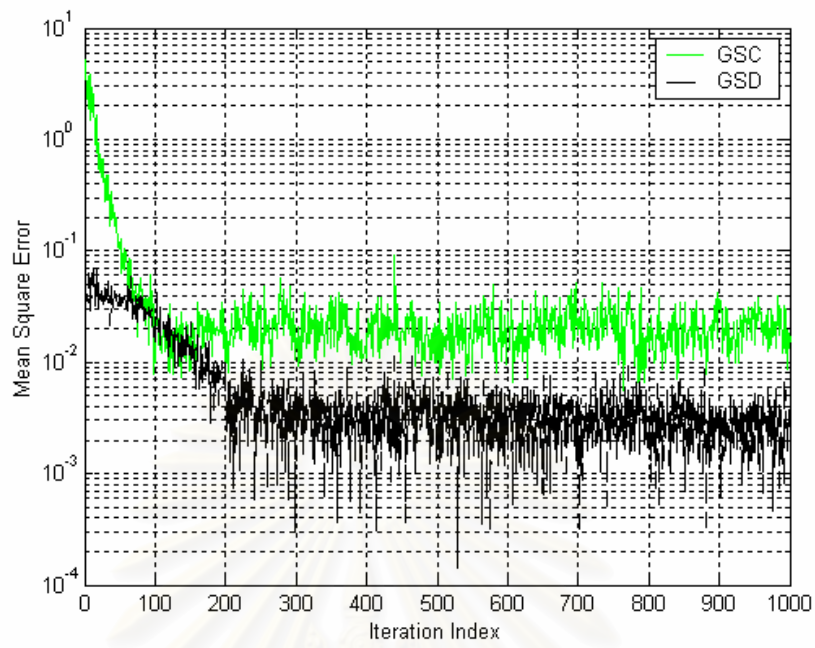
รูปที่ 4.11 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่จำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น -10 dB และค่า INR เป็น 0 dB (ก) $\rho = 0$ (ข) $\rho = 0.5$ (ค) $\rho = 1.0$

ผลที่ได้ดังที่แสดงในรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11 พบว่าผลที่ได้จากการใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่มี SNR ต่ำไม่ว่าค่า INR จะสูงหรือต่ำสมรรถนะของระบบยังคงไม่แตกต่างจากการใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่ากำลังงานต่ำสุด แต่ถือว่าค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยที่ได้ยังคงอยู่ในระดับเดียวกัน

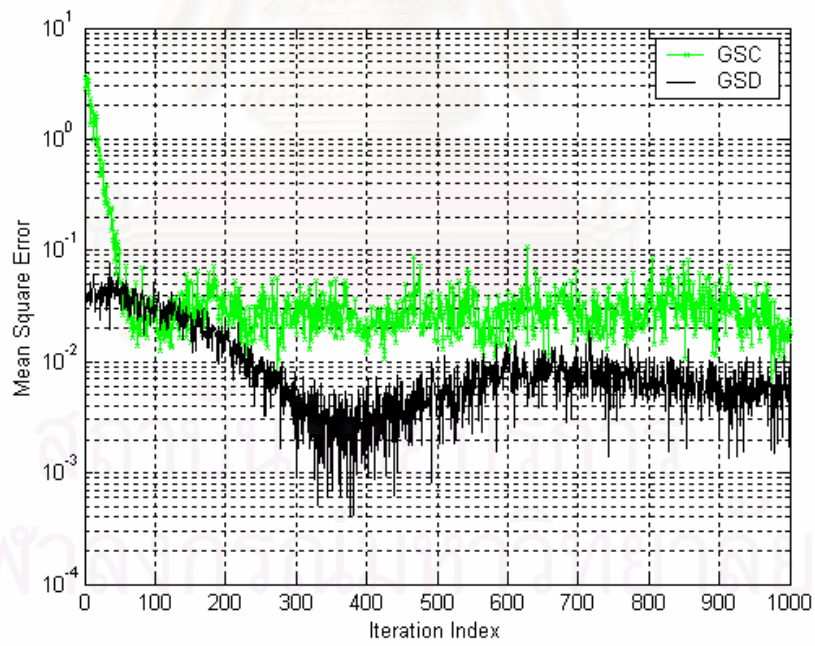
ผลที่ได้จากการทดลองเปลี่ยนค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดค่าต่าง ๆ ในกรณีที่มี SNR ต่ำ ในรูปที่ 4.10 (ก)-(ค) และรูปที่ 4.11 (ก)-(ค) พบว่าค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณไม่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ

4.3.1.3 กรณีค่า SNR สูง และ INR ต่ำ

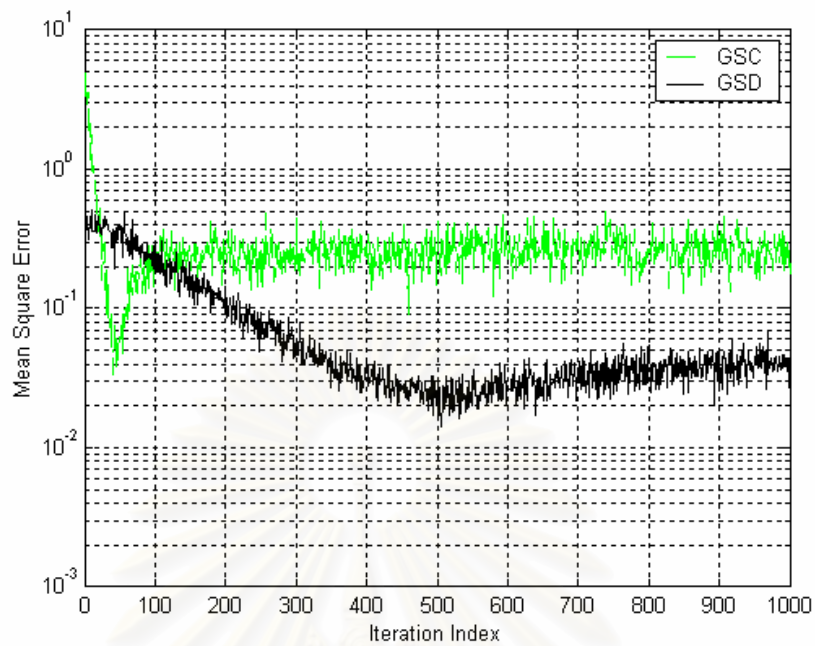
กำหนดให้ค่า $SNR = 0$ dB และค่า $INR = -10$ dB



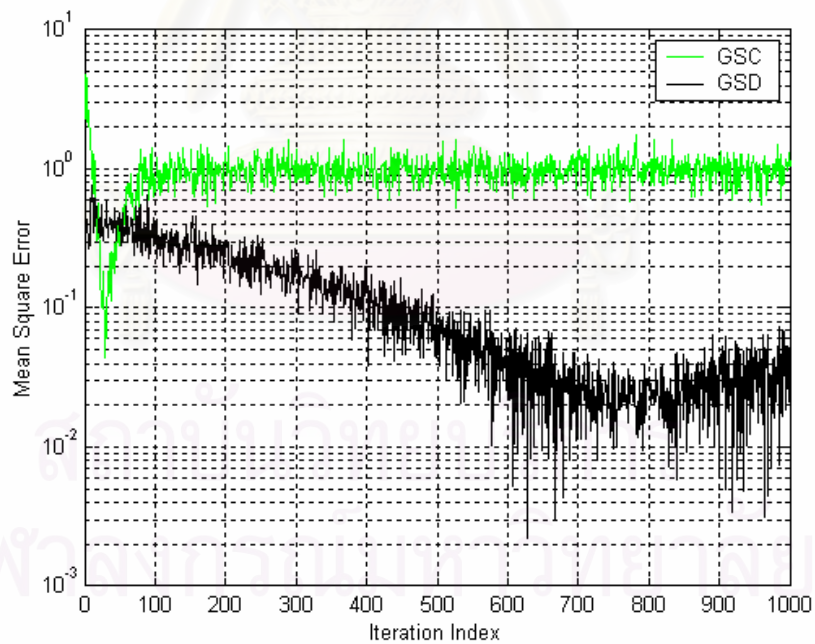
(n)



(ข)



(ค)



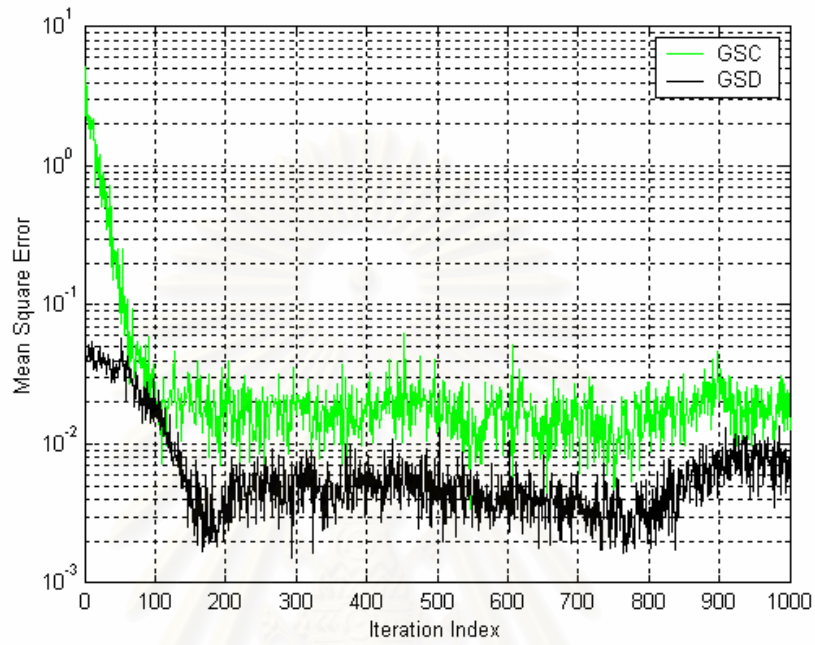
(ง)

รูปที่ 4.12 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า

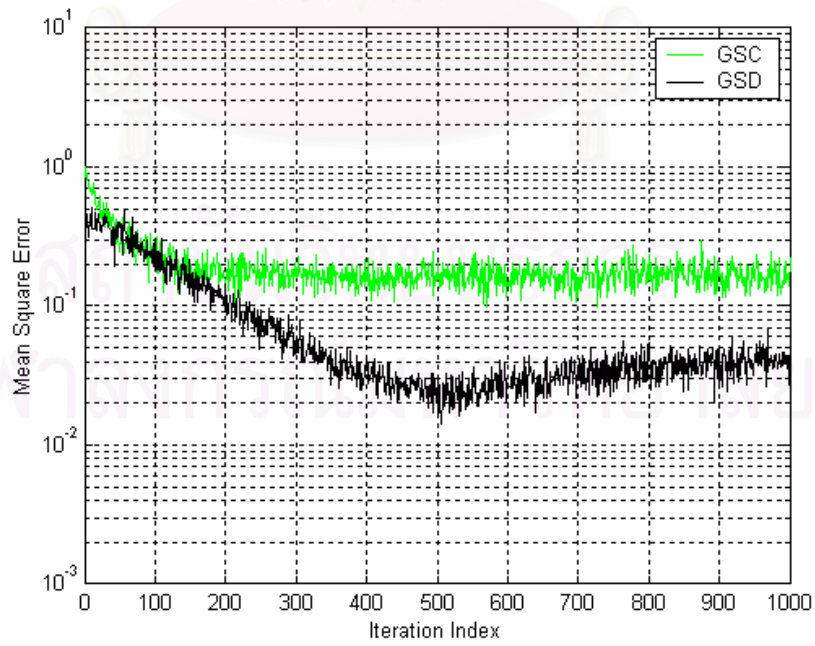
INR เป็น -10 dB (ก) $\rho = 0$ (ข) $\rho = 0.1$ (ค) $\rho = 0.5$ (ง) $\rho = 1.0$

4.3.1.4 กรณีค่า SNR และ INR สูง

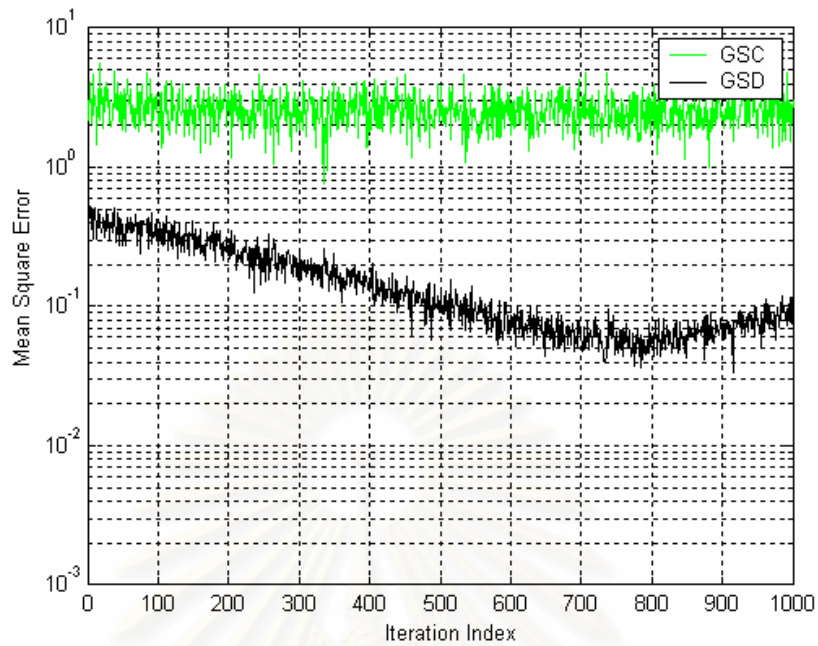
กำหนดให้ค่า $SNR = 0$ dB และค่า $INR = 0$ dB



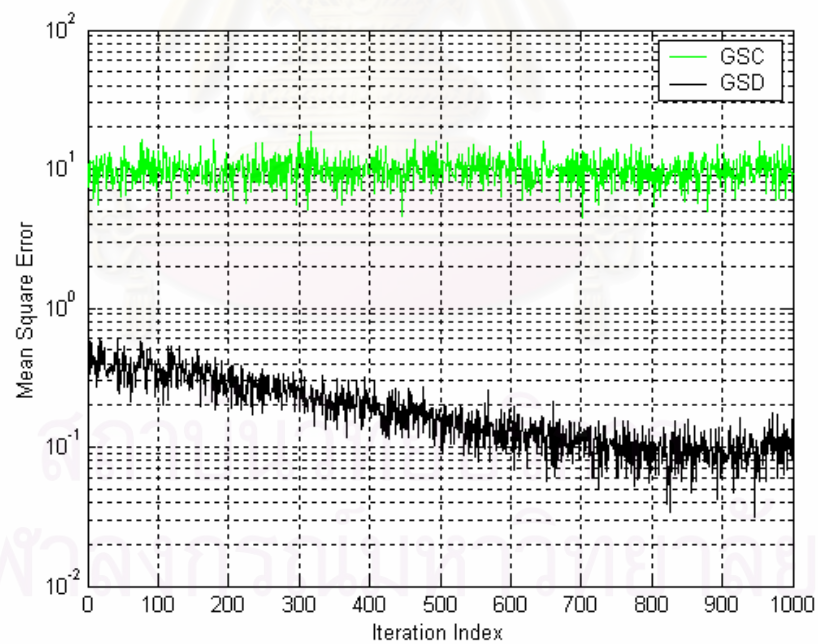
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 4.13 ค่าความคลาดเคลื่อนกำลังสองเฉลี่ยของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่มีจำนวนสายอากาศ 4 องค์ประกอบ $\theta_i = 45^\circ$ ค่า SNR เป็น 0 dB และค่า

INR เป็น 0 dB (ก) $\rho = 0$ (ข) $\rho = 0.1$ (ค) $\rho = 0.5$ (ง) $\rho = 1.0$

ผลที่ได้ดังที่แสดงในรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13 พบว่าผลที่ได้จากการใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในกรณีที่ SNR สูงไม่ว่าค่า INR จะสูงหรือต่ำนั้น จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าสมรรถนะของระบบที่ใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์มีสมรรถนะที่สูงกว่าระบบที่ใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่ากำลังงานต่ำสุด

ผลจากการทดลองเปลี่ยนค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดค่าต่าง ๆ ในกรณีที่ SNR สูง ในรูปที่ 4.12 (ก)-(ค) และรูปที่ 4.13 (ก)-(ค) พบว่าค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่ากำลังงานต่ำสุดมาก แต่ในระบบที่ใช้อัลกอริทึมของส่วนจัดพู่ซ่างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์กลับไม่ได้รับผลกระทบจากความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณมากนัก จากผลดังกล่าวสามารถบอกได้ว่าอัลกอริทึมนี้สามารถแก้ปัญหาในกรณีที่สัญญาณที่ต้องการมีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณแทรกสอดในระบบ TDMA ได้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอตัววัดผลกระทบเนื่องจากสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด และศึกษาถึงผลกระทบดังกล่าวเพื่อหาวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไป โดยการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมการลดสหสัมพันธ์ขึ้นมาเพื่อปรับปรุงสมรรถนะของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปให้สูงขึ้น

สำหรับตัววัดผลกระทบเนื่องจากความสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเราหาได้จากการวิเคราะห์ส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดโดยแบ่งระบบออกเป็น 3 ส่วนเพื่อหาเอาต์พุตของแต่ละส่วน และนำเอาต์พุตที่ได้มาแยกเป็นสัญญาณที่ต้องการ, สัญญาณรบกวน และสัญญาณแทรกสอด แล้วนำมาหาค่ากำลังของสัญญาณต่าง ๆ ดังกล่าวเพื่อหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอดบวกสัญญาณรบกวน (Signal-to-Interference plus Noise Ratio: $SINR$)

จากผลการจำลองแบบที่ได้ในบทที่ 4 นั้นเราสามารถแบ่งผลกระทบเนื่องจากความสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอดต่อสมรรถนะของระบบส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดได้เป็น 2 กรณี ดังนี้

ในกรณีที่ SNR สูง ($SNR > 0dB$) สมรรถนะในการเพิ่มคุณภาพสัญญาณของระบบจะต่ำลงโดยไม่ขึ้นกับทิศทางของสัญญาณแทรกสอด (พิจารณาจากรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 ประกอบ)

ในกรณีที่ SNR ต่ำ ($SNR < 0dB$) นั้น สมรรถนะในการเพิ่มคุณภาพสัญญาณจะสูงขึ้นเมื่อทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาในช่วงพู่หลัก และลดลงเมื่อทิศทางของสัญญาณแทรกสอดเข้ามาที่พู่ข้าง (พิจารณาจากรูปที่ 4.3 และรูปที่ 4.4 ประกอบ)

กล่าวได้ว่าเมื่อสัญญาณแทรกสอดที่มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการมีทิศทางเข้ามาในช่วงพู่ข้างนั้นจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ส่วนในกรณีที่ทิศทางของ

สัญญาณแทรกสอดเข้ามาในช่วงพหุคูณการเพิ่ม และลดสมรรถนะของระบบ จะขึ้นอยู่กับจำนวนของสายอากาศ และขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ

ผลจากหัวข้อที่ 4.1.2 เรายังสามารถสรุปได้อีกว่าสัญญาณแทรกสอดที่มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการมีค่าสูงจะส่งผลให้สมรรถนะเพิ่มขึ้น หรือ ลดลงได้ทั้งสองกรณี โดยขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณคือเมื่อขนาดของค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณสูงสมรรถนะของระบบจะมีความสัมพันธ์กับค่าสหสัมพันธ์เชิงทิศทางของสัญญาณที่ต้องการ และสัญญาณแทรกสอด (α) มากขึ้นด้วย

สำหรับผลการจำลองแบบส่วนขจัดพหุคูณที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสมที่สุดที่เสนอไปในหัวข้อที่ 3.2 นั้นเครื่องรับที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.1 นั้นจะมีสมรรถนะที่สูงกว่า หรือเทียบเท่าส่วนขจัดพหุคูณที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุดในทุกกรณีที่ทำการทดลอง (พิจารณาจากรูปที่ 4.10 -4.13 ประกอบ) ไม่ว่าจะเป็นกรณีที่ SNR สูง หรือกรณีที่ SNR ต่ำ ซึ่งเป็นการยืนยันว่ากรรมวิธีที่กล่าวมาข้างต้นที่ใช้ส่วนขจัดพหุคูณที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ สามารถช่วยลดหรือขจัดปัญหาสัญญาณแทรกสอดที่มีความสหสัมพันธ์กับสัญญาณที่ต้องการที่เกิดขึ้นกับส่วนขจัดพหุคูณที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์แบบค่าพลังงานต่ำสุด

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานที่ควรศึกษาหรือพัฒนาต่อไปในอนาคต

- ศึกษาการเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับอัลกอริทึมส่วนขจัดพหุคูณที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เทคนิคการลดสหสัมพันธ์ เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น
- ศึกษาวิธีการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบที่มีหลายอินพุต หลายเอาต์พุต (Multiple input Multiple output)
- ศึกษาวิธีการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 และ 4

รายการอ้างอิง

- [1] Rappaport, T. S. Wireless communication, principle and practice. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- [2] Chryssomallis, M. Smart Antennas. IEEE Transactions on Antennas Propagation 42, 3 (Jun. 2000): 129-136.
- [3] Barry, D. Van Veen. and Buckley, K. M. Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering. IEEE ASSP magazine (April 1988): 4-24.
- [4] Griffiths, L.J., and Jim, C.W. An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming. IEEE Transactions on Antennas Propagation 30, 1 (Jan 1982): 27-34.
- [5] Johnson, D., and Dudgeon, D. Array Signal Processing concepts and techniques. New Jersey: Prentice Hall, 1993.
- [6] Haykin, S. Adaptive Filter Theory. 3 rd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- [7] Haykin, S. Unsupervised Adaptive Filtering. Volume 1: Blind Source Separation. New York: Wiley & Sons, 2000.
- [8] Frost, O. L. An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing. Proceeding of IEEE 60. 8 (1972): 926-935.
- [9] Fancourt, C., and Parra, L. The Generalized Sidelobe Decorrelator. Proceeding of IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics. (2001): 167-170.
- [10] Godara, L. C. Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II : Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations. Proceeding of IEEE 85, No. 8 (August 1997): 1195-1245.
- [11] J. Baltersee. Smart Antennas and Space-Time Processing. Institute for Integrated signal Processing Systems. (May 1998).
- [12] Bresler, Y., Reddy, V. U., and Kailath, T. Optimum Beamforming for Coherent Signal and Interferers. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing 36 (June 1988): 833-843.
- [13] Bresler, Y., Reddy, V. U., and Kailath, T. Performance Analysis of the Optimum Beamformer in the Presence of Correlated Source and its

- Beavior under Spatial Smoothing. IEEE Transactions on Acoustic, Speech, and Signal Processing 35 (June 1987).
- [14] Van Trees, H. L. Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation theory. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- [15] Anu, Y., and Wax, M. Performance Analysis of the Minimum Variance Beamformer," IEEE Transaction on Acoustic, Speech, Signal Processing 95. (May. 1995): 1661-1664.
- [16] Fancourt, C. L., and Parra., L. The Coherence Function in Blind Source Separation of Convolutional Mixture of Non-Stationary Signals. in Proc. IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing (2001): 303-312.
- [17] Tachawichan, J. and Jitapunkul, S. Investigation of Correlation Effect between the Signal and Interference in GSC/LMS Adaptive Beamformer.
- [18] Widrow, B., Duvall, K. M., Gooch, R. P., and Newman, W. C. Signal Cancellation Phenomena in Adaptive Antennas: Causes and Cures. IEEE Transaction on Antennas Propagation 30. (Mar.1982): 469-478.
- [19] Compernelle, D. V., and Gerven, S. V. Signal Separation in a Symmetric Adaptive Noise Canceller by Output Decorrelation. IEEE Transaction on Acoustic, Speech, Signal Processing 92. (Mar. 1992): 221-224.
- [20] Zoltowski, M. D. On the Performance Analysis of the MVDR Beamformer in the Presence of Correlated Interference. IEEE Transaction on Acoustic, Speech, Signal Processing 36. (Jun. 1988): 945-947.
- [21] Tsai, C. J., Yang, J. F., and Shiu, T.H. Performance Analysis of Beamformers Using Effective SINR on Array Parameters. IEEE Transaction on Signal Processing 43. (Jan. 1995): 300-303.
- [22] Kim, K. M., Cha, I. W., and Youn, D. H. On the Performance of the Generalized Sidelobe Canceller in Coherent Situations. IEEE Transaction on Antennas Propagation 40. (Apr 1992): 465-468.

- [23] Wen, J. H., and Sheu, J. S. The Convergence Rate Performance of Generalized Sidelobe Canceller. Proceeding of CIE International Conference on Radar. (Oct. 2001): 847-850.
- [24] Cox, H., Zeskind, R. M., and Owen, M. M. Robust Adaptive Beamforming. IEEE ASSP Magazine 35. 10 (Oct. 1987): 1365-1376.



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

โปรแกรมจำลองบนคอมพิวเตอร์ แบบจำลองสัญญาณอินพุตของระบบ

```

function [Sig, Noi, Intf, Intf2, Intf3, Intf4, Corr_Sig] = gen_input(num_DATA,num_elms,
S_pow,N_pow,angleS,l1_pow ,l2_pow,l3_pow,l4_pow,anglel1,anglel2,anglel3,anglel4,
Corr_Coef)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%   Generated Input Data of Array   %%
%%   Operating frequency : 900 MHz   %%
%%   Sampling frequency : 4.5 GHz   %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fc=900e+06;   % Operating frequency.   %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fs=5*fc;      % Sampling frequency.   %%%%%%%%%

gain_sig=sqrt(S_pow);                    %% Signal Gain.

sig_data(:,1) = randn(num_DATA,1);

sig_data(:,1)=(sig_data(:,1)- mean(sig_data(:,1)))/std(sig_data(:,1));

%% mean = 0, variance = 1.

Corr_Sec = sig_data(:,1);                %% Correlation Section.
sig_data = gain_sig*sig_data;            %% power = gain_sig.

for t =1:num_DATA

    sig = sig_data(t,1)*exp(j*(2*pi*(fc/fs)*t));

```

```

for n = 1:num_elms

    Sig(n,t)=sig*exp((j)*pi*(n-1)*sin(angleS));

end

end

% % ***** Noise. ***** % %

gain_noise=sqrt(N_pow);                %% Noise Gain.

for n=1:num_elms

    Noi(n,:)=randn(1,num_DATA);

    Noi(n,:)=(Noi(n,:)-mean(Noi(n,:)))/std(Noi(n,:));    %% variance = 1.

    Noi(n,:)=Noi(n,)*gain_noise;        %% power = gain_noise

end

% % ***** 1st Interference. ***** % %

gain_Intf1=sqrt(I1_pow);                %% 1st Interference Gain.

intf_data1(:,1)=randn(num_DATA,1);

intf_data1(:,1)=(intf_data1(:,1)-mean(intf_data1(:,1)))/std(intf_data1(:,1));

%% mean = 0, variance = 1.

UnCorr_Sec=intf_data1(:,1);            %% UnCorrelation Section.

intf_data1=gain_Intf1*intf_data1;      %% power = gain_Intf1.

for t=1:num_DATA

    intf1=intf_data1(t,1)*exp(j*(2*pi*(fc/fs)*t));

```

```

for n=1:num_elms

    Intf1(n,t)=intf1*exp((j)*pi*(n-1)*sin(angle1));

end

end

%% ***** 1st Correlation Signal. ***** %%

gain_Corr=gain_Intf1;

corr_Sig=gain_Corr*(Corr_Coef*Corr_Sec+sqrt(1-Corr_Coef^2)*UnCorr_Sec);

%% Correlation Signal.

for t=1:num_DATA

    corr=corr_Sig(t,1)*exp(j*(2*pi*(fc/fs)*t));

    for n=1:num_elms

        Corr_Sig(n,t)=corr*exp((j)*pi*(n-1)*sin(angle1));

    end

end

%% ***** 2nd Interference. ***** %%

gain_Intf2=sqrt(I2_pow); %% 2nd Interference Gain.

intf_data2(:,1)=randn(num_DATA,1);

intf_data2(:,1)=(intf_data2(:,1)-mean(intf_data2(:,1)))/std(intf_data2(:,1));

%% mean = 0, variance = 1.

intf_data2=gain_Intf2*intf_data2; %% power = gain_Intf2.

```



```
intf_data4(:,1)=randn(num_DATA,1);

intf_data4(:,1)=(intf_data4(:,1)-mean(intf_data4(:,1)))/std(intf_data4(:,1));

%% mean = 0, variance = 1.

intf_data4=gain_Intf4*intf_data4;           %% power = gain_Intf4.

for t=1:num_DATA

    intf4=intf_data4(t,1)*exp(j*(2*pi*(fc/fs)*t));

    for n=1:num_elms

        Intf4(n,t)=intf4*exp((j)*pi*(n-1)*sin(angleI4));

    end

end

end
```



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ข

โปรแกรมจำลองบนคอมพิวเตอร์ แบบจำลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพหูข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้เกณฑ์ แบบกำลังงานต่ำสุด

clear all;

%%%

% % Generalized Sidelobe Canceller % %

%%%

%%%

%%% Initial Operating Time %%%%%%%%%%

%%%

Start=clock; %%%

disp('Strated Time') %%%

disp(' Hour Minute Second') %%%

disp(Start(1,4:6)); %%%

%%%

%%% Initial Value %%%%%%%%%%

num_Realization=100; %% Number of Realization.

num_elms=4; %% Number of Array Elements.

num_DATA=1000; %% Number of Signal Data.

S_pow=1; %% Signal Power.

N_pow=0. 1; %% Signal-To-Noise Ratio.

I_pow(1,1:4)=[0.1 2 3 4]; %% Signal-To-Interference Ratio Vector.

fc=9e8; %% Carrier Frequency.

d=0.5; %% Array Spacing.

Corr_Coef=0; %% Time Correlation Coefficient.

ErrSig=zeros(1,num_DATA);

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Angle-Of-Arrival %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
angleS=0;          %% Angle of Desire Signal.
angle1=45;        %% Angle of 1st Interference.
angle2=5;         %% Angle of 2nd Interference.
angle3=60;        %% Angle of 3rd Interference.
angle4=80;        %% Angle of 4th Interference.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Started Loop of GSC %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for Real=1:num_Realization

[Sig,Noi,Intf1,Intf2,Intf3,Intf4,Corr_Sig]=gen_input(num_DATA,num_elms,S_pow,N_pow,
angleS,l_pow(1,1),l_pow(1,2),l_pow(1,3),l_pow(1,4),angle1,angle2,angle3,angle4,Corr_
Coef);
% ----- Constrain determination. ----- .

C=steer2pi(num_elms,fc,d,angleS);          %% VECTOR of Constraint.
g=[1];                                     %% VECTOR of Constraint output gain.

% ----- Orthogonal complement matrix. ----- .

Ca=zeros(num_elms,num_elms-1);    %% Orthogonal complement matrix.
Ca(1,1:num_elms-1)=-1*ones(1,num_elms-1);
for n=1:num_elms-1
    Ca(n+1,n)=C(n+1,1);
end

```

```

% ----- Initial section ----- .
% %   gain_Sig=sqrt(S_pow);           %% Signal Gain.
% %   gain_Corr=sqrt(L_pow(1,1));     %% Correlation Signal Gain.
% %   Corr_Sec=Sig/sqrt(var(Sig(1,:))); %% Correlation Section.
% %   UnCorr_Sec=Intf1/sqrt(var(Intf1(1,:))); %% UnCorrelation Section.
% %   Corr_Sig=gain_Corr*(Corr_Coef*Corr_Sec+sqrt(1-Corr_Coef^2)*UnCorr_Sec);
%% Correlation Signal.
    X=Sig+Noi+Corr_Sig;               %% Input Signal.
    Wq=C*(inv(C*C))*g;               %% Non-adaptive weight.
    Wa(1:(num_elms-size(C,2)),1)=0.5; %% Adaptive weight.
    MU=0.0005;                       %% Adaptive Gain.
% ----- Adapted Part (GSD) ----- .
for k=1:num_DATA
    e(1,k)=(Wq*X(:,k))-(Wa*(Ca*X(:,k)));
    mu=MU;
    Wa=Wa+(mu*Ca*X(:,k)*conj(e(1,k)));
    err(1,k)=Sig(1,k)-e(1,k);
    SqErr(1,k)=err(1,k)^2;
end

ErrSig=ErrSig+SqErr(1,1:num_DATA);

Realize=rem(Real,10);
if Realize<=0
    disp('No. Realization')
    disp(Real)
end
end

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%% ----- Finished Iterative ----- %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% ***** Average *****

```

```

Ave_ErrSig=abs(ErrSig)/num_Realization; %% Average Error.

```

```

Ave_ErrSig_dB=dB(Ave_ErrSig);

```

```

% ----- MSE ----- .

```

```

figure(1);

```

```

semilogy(Ave_ErrSig,'b');

```

```

xlabel('Iteration Index');

```

```

ylabel('Mean Square Error');

```

```

axis([0 1000 0.0001 10]);

```

```

hold on;

```

```

grid on;

```

```

time(Start);

```

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ค

โปรแกรมจำลองบนคอมพิวเตอร์ แบบจำลองอัลกอริทึมของส่วนขจัดพู่ข้างที่วางนัยทั่วไปที่ใช้ เทคนิคการลดสหสัมพันธ์

clear all;

%%%

% % Generalized Sidelobe Decorrelator % %

%%%

%%%

%%% Initial Operating Time %%%%%%%%%%

%%%

Start=clock; %%%

disp('Strated Time') %%%

disp(' Hour Minute Second') %%%

disp(Start(1,4:6)); %%%

%%%

%%% Initial Value %%%%%%%%%%

num_Realization=100; %% Number of Realization.

num_elms=4; %% Number of Array Elements.

num_DATA=1000; %% Number of Signal Data.

S_pow=1; %% Signal Power.

N_pow=1; %% Signal-To-Noise Ratio.

I_pow(1,1:4)=[0.1 2 3 4]; %% Signal-To-Interference Ratio Vector.

fc=9e8; %% Carrier Frequency.

d=0.5; %% Array Spacing.

Corr_Coef=0; %% Time Correlation Coefficient.

ErrSig=zeros(1,num_DATA);


```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Angle-Of-Arrival %%%%%%%%%
angleS=0;          %% Angle of Desire Signal.
angle1=5;          %% Angle of 1st Interference.
angle2=5;          %% Angle of 2nd Interference.
angle3=60;         %% Angle of 3rd Interference.
angle4=80;         %% Angle of 4th Interference.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Started Loop of GSC %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for Real=1:num_Realization

[Sig,Noi,Intf1,Intf2,Intf3,Intf4,Corr_Sig]=gen_input(num_DATA,num_elms,S_pow,N_pow,
angleS,l_pow(1,1),l_pow(1,2),l_pow(1,3),l_pow(1,4),angle1,angle2,angle3,angle4,Corr_
Coef);

% ----- Constrain determination. ----- .

    C=steer2pi(num_elms,fc,d,angleS);          %% VECTOR of Constraint.
    g=[1];                                     %% VECTOR of Constraint output gain.

% ----- Orthogonal complement matrix. ----- .

    Ca=zeros(num_elms,num_elms-1);           %% Orthogonal complement matrix.
    Ca(1,1:num_elms-1)=-1*ones(1,num_elms-1);
    for n=1:num_elms-1
        Ca(n+1,n)=C(n+1,1);
    end
end

```

```

% ----- Initial section ----- .
Wq=C*(inv(C*C))*g;           %% Non-adaptive weight.
Wa=eye(num_elms);           %% Adaptive weight.
mu=0.0001;                  %% Adaptive Gain.
Gamma=0.99;                 %% Forgetting Factor.
X=Sig+Noi+Corr_Sig;         %% Input Signal.
Cross_Corr=eye(2,num_elms); %% Input-Output Cross-Correlation.
Auto_Corr=eye(num_elms);    %% Output Auto-Correlation.
Z=zeros(2,1);
Y=ones(num_elms,1);

% ----- Adapted Part (GSD) ----- .

for k=1:num_DATA
    % ----- Input & Output ----- .
    yq(1,k)=Wq*X(:,k);       %% Quiescent Output.
    Yb=Ca*X(:,k);           %% Blocking Part Output.
    % ----- EStimation ----- .
    Cross_Corr=Gamma*Cross_Corr+(1-Gamma)*Z*Y';
    Auto_Corr=Gamma*Auto_Corr+(1-Gamma)*Z*Z';
    Y=[yq(1,k);Yb];         %% Decorrelation Input.

% ----- Weight Update Equation ----- .
    Dia_Corr=eye(num_elms).*Auto_Corr;
    Inv_Dia=inv(Dia_Corr);
    Z=Wa*Y;                 %% Adaptive Part Output.
    Wa=Wa-mu*(Inv_Dia*(Auto_Corr-Dia_Corr)*Inv_Dia*Cross_Corr);
    wa(:,k)=Wa;
    Z1(1,k)=Z(1,1);
    Z2(1,k)=Z(2,1);

```

```

% ----- Error ----- .
err(1,k)=Sig(1,k)-Z1(1,k);
SqErr(1,k)=err(1,k)^2;
end
end
ErrSig=ErrSig+SqErr(1,1:num_DATA);
Realize=rem(Real,10);
if Realize==0
    disp('No. Realization')
    disp(Real)
end
end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Finished Iterative %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% ***** Average *****
Ave_ErrSig=abs(ErrSig)/num_Realization; %% Average Error.
Ave_ErrSig_dB=dB(Ave_ErrSig);
% ***** Plot pattern. *****
% ----- Learning curve ----- .
figure(1);
semilogy((1:num_DATA),Ave_ErrSig,'k');
xlabel('Iteration Index');
ylabel('Mean Square Error');
hold on;
grid on;
time(Start);

```

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

บทความทางวิชาการเรื่อง Investigation of Correlation Effect between The Signal and Interference in GSC/LMS Adaptive Beamformer เขียนโดย Jirawat Tachawichan และ Somchai Jitapunkul โดยนำเสนอที่ Proceeding of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems 2004 (IEEE ISPACS 2004) กรุงเทพมหานคร ประเทศไทย เกาหลีใต้ ณ วันที่ 18-19 พฤศจิกายน พ.ศ. 2547



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Investigation of Correlation Effect between the Signal and Interference in GSC/LMS Adaptive Beamformer

Jirawat Tachawichan and Somchai Jitapunkul
 Electrical Engineering Department
 Chulalongkorn University
 Bangkok, Thailand

Email: Jirawat.ta@student.chula.ac.th, Somchai.j@chula.ac.th

Abstract - In this paper, we investigate the effect of correlation on the performance of the Generalized Sidelobe Canceller (GSC). The analysis yields an explicit expression for the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) at the output of GSC in terms of the different parameters affecting the performance, including the interference-to-noise ratio (INR), the signal-to-noise ratio (SNR), the spatial correlation, and the correlation between the desired and interfering signal. It can provide us insight of how the correlation between the desired signal and the interference can severely degrade the performance of the GSC system.

I. INTRODUCTION

The generalized sidelobe canceller (GSC) is another form of linear constrained minimum variance (LCMV) beamformer, also known as the Griffiths-Jim beamformer [1]. The GSC has been used in many applications including the wireless communication systems due to its effectiveness in canceling strong interference signals without prior knowledge of interference environment. This advantage permits the GSC to use adaptive algorithm without any constraint such as LMS (Least Mean-Squares) [2].

The GSC beamformer is obtained by separating process into two paths. The first path concerned about the desired response. It will be the same as a conventional delay-and-sum beamformer and its purpose is to form the reference signal, which is the primary input to adaptive part. The second path of the GSC beamformer is aimed to the sidelobe canceling. It consists of a blocking matrix that blocks the desired signal. Its purpose is to form the sidelobe canceling signal, which is the secondary input to adaptive part. The quality of signal canceling systems, based on adaptive filtering, is highly dependent on the quality of the uncorrelated signal. It is well known that any amount of correlation between the desired signal and the interference results in signal distortion and poor interference cancellation [3], [4]. This problem has been analyzed by a number of references such as [5]-[9]. However, no complete analysis of the output power of the GSC has been addressed. All of the works [5]-[9] were confined to the analysis in different ways.

In this paper we present an analysis of the SINR as a function of the several parameters affecting the performance of the GSC/LMS in the presence of correlated interference. As a result, it can provide us insight of how those parameters

relate to the GSC system and give a guide on the design of adaptive array antenna systems. The rest of the paper is organized as follows. In Section 2, the structure of a narrow-band GSC and signal model is described. The derivation of SINR is shown in section 3. The simulation results and the effect of correlation are given in Section 4. Finally, the conclusions are made in Section 5.

II. SYSTEM MODEL

In this Section, the GSC system and signal model is presented. We will use the stationary discrete-time signal for GSC system analysis. Moreover, we assume that the incident signals are narrow-band in nature.

The structure of GSC beamformer is shown in Fig. 1, consisting of N omnidirectional equispaced element. This beamformer consists of three parts, the conventional beamformer, signal blocking processor and adaptive interference canceller. The adaptive weights are updated using the LMS algorithm because of its simplicity and efficiency [7]. The discrete-time signals vector induced on all elements of the array antenna at n th sample can be expressed as:

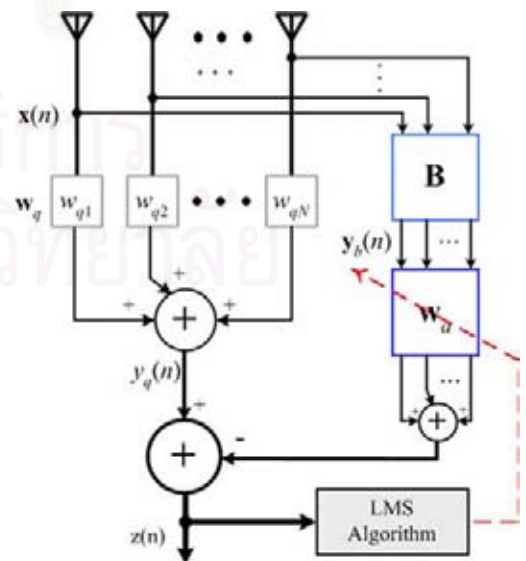


Fig. 1. Generalized Sidelobe Canceller

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{S}\mathbf{U}(n) + \mathbf{v}(n), \quad (1)$$

where $\mathbf{U}(n)$ is a $M \times 1$ zero-mean random vector that contains both the signal of desired source and the interference sources as receiving at the reference point, \mathbf{S} is $N \times M$ steering matrix, and $\mathbf{v}(n)$ is a zero-mean uncorrelated white Gaussian noise vector of length N . If there is a single correlated interfering signal, the received signal in (1) can be shown as [10]:

$$\mathbf{x}(n) = a_0 u_0(n) \mathbf{s}(T_0) + a_1 u_1(n) \mathbf{s}(T_1) + \mathbf{v}(n), \quad (2)$$

where $\mathbf{s}(\theta)$ is a $N \times 1$ steering vector of the array towards direction T . Let T_0 and T_1 is the angle of desired source and the angle interference source, then $u_0(n)$ and $u_1(n)$ are zero mean, unit variance associated with the signal of desired source and the interference source, respectively. Let a_0^2 denotes the expected power of the desired signal and a_1^2 denotes the expected power of the interfering signal.

The interference in (2) can be separated into a component that is correlated with the desired signal and the remaining uncorrelated term, $u_{0_\perp}(n)$. Then (2) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n) = & a_0 u_0(n) \mathbf{s}(T_0) + \mathbf{v}(n) \\ & + a_1 \left(l^* u_0(n) + \sqrt{1 - |l|^2} u_{0_\perp}(n) \right) \mathbf{s}(T_1), \end{aligned} \quad (3)$$

where l , the correlation coefficient between the desired signal and interference, is defined as:

$$l = E \left[u_0(n) u_1^*(n) \right]. \quad (4)$$

A. Output of Conventional Beamformer Part

From Fig. 1 and equation (2), the output vector of the conventional beamformer part is given by

$$y_q(n) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{x}(n), \quad (5)$$

where \mathbf{w}_q^H is referred to as the quiescent weight vector given by the well known expression [2] as following:

$$\mathbf{w}_q = [\mathbf{s}^H(T_0) \mathbf{s}(T_0)]^{-1} \mathbf{s}(T_0). \quad (6)$$

Substitute (6) into (5), then

$$y_q(n) = a_0 u_0(n) + a_1 m_c g + \frac{1}{N} \mathbf{s}^H(T_0) \mathbf{v}(n), \quad (7)$$

where $g = \frac{\mathbf{s}^H(T_0) \mathbf{s}(T_1)}{|\mathbf{s}(T_0)| |\mathbf{s}(T_1)|}$ denotes the spatial correlation between the desired signal and interfering signal [7] and let $m_c = \left(l^* u_0(n) + \sqrt{1 - |l|^2} u_{0_\perp}(n) \right)$.

B. Output of Signal Blocking Processor Part

From Fig. 1, the signal blocking processor, \mathbf{B} , will remove the desired signal using $N \times (N - 1)$ transformation matrix such that the columns in \mathbf{B} are linearly independent and each column is orthogonal to $\mathbf{s}(T_0)$. Thus,

$$\mathbf{B}^H \mathbf{s}(T_0) = \mathbf{0}, \quad (8)$$

where $\mathbf{0}$ is a $(N - 1) \times 1$ vector of zeros.

The $(N - 1) \times 1$ output vector of the signal blocking processor is given by

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_b(n) &= \mathbf{B}^H \mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{B}^H \mathbf{s}(T_1) a_1 m_c + \mathbf{B}^H \mathbf{v}(n). \end{aligned} \quad (9)$$

\mathbf{B} is chosen to satisfy $\mathbf{B}^H \mathbf{B} = \mathbf{I}$, following [10], then the autocorrelation matrix of the output vector of the signal blocking processor can be written in the following form:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{y_b} &= E \left[\mathbf{y}_b(n) \mathbf{y}_b^H(n) \right] \\ &= a_1^2 \mathbf{B}^H \mathbf{s}(T_1) \mathbf{s}^H(T_1) \mathbf{B} + a_v^2 \mathbf{I} \\ &= a_1^2 \mathbf{g}_b \mathbf{g}_b^H + \sigma_v^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (10)$$

where $\mathbf{g}_b = \mathbf{B}^H \mathbf{s}(T_1)$, is $(N - 1) \times 1$ vector of the spatial correlation between blocking matrix and interference and \mathbf{I} is $(N - 1) \times (N - 1)$ identity matrix.

C. Output of GSC System

From Fig. 1, the output of the GSC system, $z(n)$, can be shown as

$$\begin{aligned} z(n) &= y_q(n) - \mathbf{w}_a^H \mathbf{y}_b(n) \\ &= \mathbf{w}(n), \end{aligned} \quad (11)$$

where \mathbf{w}_a is the $(N - 1) \times 1$ adaptive weight vector, and

$\mathbf{w} = \mathbf{w}_q^H - \mathbf{w}_a^H \mathbf{B}^H$, is the weight of the system.

III. THE OUTPUT SINR OF THE GSC/LMS

In this Section, we presented the derivation of output SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) and the correlation effect between the desired signal and the interfering signal of the GSC system. The output SINR has been shown in different parameter affecting the performance

of the system. For adaptive algorithm, we will use the LMS algorithm to find the Wiener weight vector for the GSC. It is well known [2] that this weight vector minimizes output power.

The Wiener solution for the GSC [2], denoted by the optimum weight vector $\mathbf{w}_{a_{opt}}$ is

$$\mathbf{w}_{a_{opt}} = \mathbf{R}_{y_b}^{-1} \mathbf{p}, \quad (12)$$

where the $(N-1) \times 1$ cross-correlation vector, \mathbf{p} , is defined by

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E[\mathbf{y}_b(n) y_q^*(n)] \\ &= (a_0 a_1 l^* + a_1^2) \mathbf{g}_b. \end{aligned} \quad (13)$$

Substitute (12) into (11), then we will get the optimum weight of the system as:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{w}_q^H - \mathbf{w}_{a_{opt}}^H \mathbf{B}^H, \quad (14)$$

Using (7), (10), (13), and Woodbury's identity [10], equation (14) becomes

$$\mathbf{w}_{a_{opt}} = k \mathbf{g}_b. \quad (15)$$

where $k = \frac{a_0 a_1 l^* + a_1^2 g^*}{a_v^2 + a_1^2 N}$.

From (3) and (15), the output of the GSC system in (11) can be separated into the desired, the interfering, and noise components.

The output of the desired signal is

$$\begin{aligned} z_{d_{opt}}(n) &= \mathbf{w}_{opt} (a_0 \mathbf{s}(T_0) + a_1 l^* \mathbf{s}(T_1)) u_0(n) \\ &= a_0 (1 - Ngk) + a_1 (l^* g - Nl^* k^*), \end{aligned}$$

and its effective output power is

$$\begin{aligned} P_{d_{opt}} &= E[z_{d_{opt}}(n) z_{d_{opt}}^*(n)] \\ &= a_0^2 (1 - 2N \operatorname{Re}[gk] + |Ngk|^2) \\ &\quad + a_1^2 (|lg^*|^2 - 2N \operatorname{Re}[|l|^2 g^* k^*] + |Nlk|^2) \\ &\quad + 2a_0 a_1 \operatorname{Re}[(1 - Ngk)(l^* g - Nl^* k^*)]. \end{aligned} \quad (16)$$

The output of the interference is

$$z_{1_{opt}}(n) = (a_1 \sqrt{1 - |l|^2}) (g - Nk^*) u_{0_1}(n),$$

and its power is

$$P_{1_{opt}} = a_1^2 (1 - |l|^2) |g - Nk^*|^2. \quad (17)$$

The power output due to noise is

$$P_{v_{opt}} = \frac{a_v^2}{N} (1 - 2N \operatorname{Re}[kg] + N^2 |k|^2). \quad (18)$$

The output SINR can be defined as

$$\begin{aligned} SINR &= \frac{P_{d_{opt}}}{P_{1_{opt}} + P_{v_{opt}}} \\ &= [SNR(1 - 2N \operatorname{Re}[gk] + |Ngk|^2) \\ &\quad + INR(|lg^*|^2 - 2N \operatorname{Re}[|l|^2 g^* k^*] + |Nlk|^2) \\ &\quad + 2\sqrt{SNR \cdot INR} \operatorname{Re}[(1 - Ngk)(l^* g - Nl^* k^*)]] / \\ &\quad [INR(1 - |l|^2) |g - Nk^*|^2 + \frac{1}{N} (1 - 2N \operatorname{Re}[kg] + N^2 |k|^2)] \end{aligned}$$

The effects of correlated signal have been shown in the next Section

IV. SIMULATION RESULTS

For the simulation results, the linear array of 4 and 6 elements with one-half wavelength spacing are used. The desired signal will be assumed to be broadside along the array.

Fig. 2 and 3 represent the output SINR value as a function of the correlation coefficient magnitude with different value of INR (Interference-to-Noise Ratio). The interference noise arrives in sidelobe direction ($T_1 = 45^\circ$). It is shown that SINR decreases as correlation coefficient increases and the performance of GSC system is affected by incoming of INR in sidelobe direction. Moreover, the performance of GSC system will deteriorate following the decrement of SNR value.

However, in Fig. 4, when interference arrives in mainlobe direction ($T_1 = 5^\circ$), the change of SINR value will be accordant with the increment of correlation coefficient magnitude. So, the performance of the GSC system will increase following the increment of correlation coefficient value.

Fig. 5 and 6 represent SINR as a function of correlation coefficient and interference incident angle at different number of antenna elements. A change in element number will vary spatial correlation. It shown that at higher magnitude of correlation coefficient, system performance also has higher correlation with spatial correlation.

V. CONCLUSION

In this paper, we try to investigate the effect of the correlated signal on the performance of the GSC/LMS system. It can be concluded that the system performance depends on several parameter, SIR; INR; spatial correlation; correlation coefficient; and direction of interference signal. To improve the system performance, the interference has to

arrive in mainlobe direction with higher correlation coefficient. This event will occur only at low SNR (< 0 dB). For higher SNR (> 0 dB), the direction of interference has no any effect on the performance improvement.

ACKNOWLEDGMENTS

The author would like to thank the government research and development in cooperative project between Electrical Engineering Department and private sector for supporting this work.

REFERENCES

- [1] L. J. Griffiths, and C. W. Jim, "An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, pp.27-34, Jan. 1982.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice-Hall, New Jersey, 1996.
- [3] B. Widrow, K. M. Duvall, R. P. Gooch, and W. C. Newman, "Signal Cancellation Phenomena in Adaptive Antennas: Causes and Cures," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-30, pp. 469-478, Mar.1982.
- [4] D. V. Compernelle and S. V. Gerven, "Signal Separation in a Symmetric Adaptive Noise Canceler by Output Decorrelation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ICASSP-92, pp. 221-224, Mar. 1992.
- [5] M. D. Zoltowski, "On the Performance Analysis of the MVDR Beamformer in the Presence of Correlated Interference," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ASSP-36, pp.945-947, Jun. 1988.
- [6] C.-J. Tsai, J.-F. Yang, and T.-H. Shiu, "Performance Analysis of Beamformers Using Effective SINR on Array Parameters," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. SP-43, pp. 300-303, Jan. 1995.
- [7] Y. Anu and M. Wax, "Performance Analysis of the Minimum Variance Beamformer," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. ICASSP-95, pp. 1661-1664, May. 1995.
- [8] K. M. Kim, I. W. Cha, and D. H. Youn, "On the Performance of the Generalized Sidelobe Canceller in Coherent Situations," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 465-468, Apr 1992.
- [9] J.-H. Wen and J.-S. Sheu, "The Convergence Rate Performance of Generalized Sidelobe Canceller," in *Proc. CIE International Conference on Radar*, Oct. 2001, pp. 847-850.
- [10] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation theory*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.

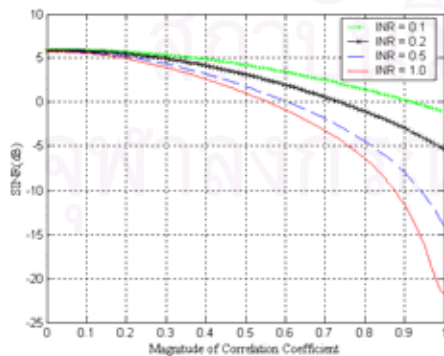


Fig. 2. $SINR (N = 4, a_0^2 = 1.0, a_v^2 = 1.0)$

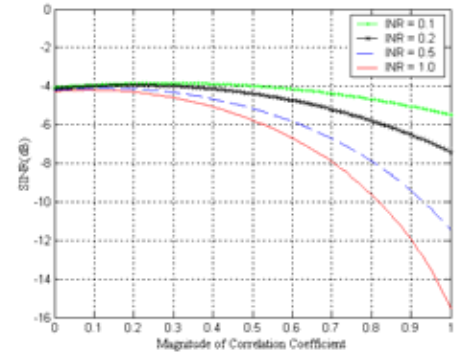


Fig. 3. $SINR (N = 4, T_1 = 45^\circ, a_0^2 = 1.0, a_v^2 = 10.0)$

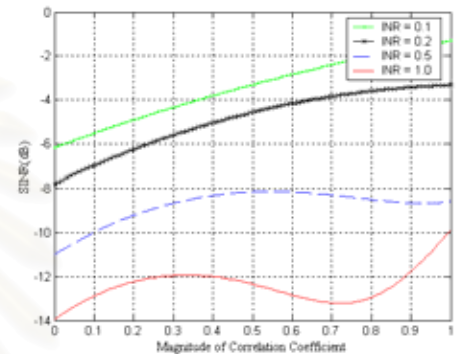


Fig. 4. $SINR (N = 4, T_1 = 5^\circ, a_0^2 = 1.0, a_v^2 = 10.0)$

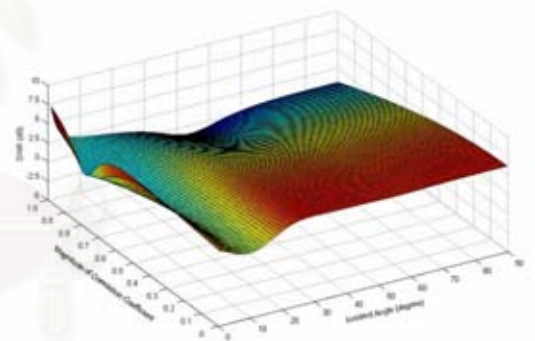


Fig. 5. $SINR (N = 4, SNR = 0\text{ dB}, INR = -10\text{ dB})$

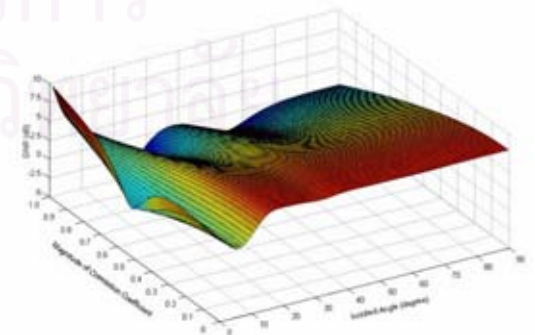


Fig. 6. $SINR (N = 6, SNR = 0\text{ dB}, INR = -10\text{ dB})$

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายจิรวุฒิ เตชะวิชาญ เกิดเมื่อวันที่ 15 มีนาคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัด กรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ในปีการศึกษา 2543 และเข้ารับการศึกษาคือต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ที่ห้องปฏิบัติการวิจัยสัญญาณดิจิทัล ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในภาคการศึกษาที่ 1 ปีการศึกษา 2544



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย